

www.mientayvn.com

Khi đọc qua tài liệu này, nếu phát hiện sai sót hoặc nội dung kém chất lượng xin hãy thông báo để chúng tôi sửa chữa hoặc thay thế bằng một tài liệu cùng chủ đề của tác giả khác. Tài liệu này bao gồm nhiều tài liệu nhỏ có cùng chủ đề bên trong nó. Phần nội dung bạn cần có thể nằm ở giữa hoặc ở cuối tài liệu này, hãy sử dụng chức năng Search để tìm chúng.

Bạn có thể tham khảo nguồn tài liệu được dịch từ tiếng Anh tại đây:

http://mientayvn.com/Tai_lieu_da_dich.html

Thông tin liên hệ:

Yahoo mail: thanhlam1910_2006@yahoo.com

Gmail: frbwrthes@gmail.com

Theo yêu cầu của khách hàng, trong một năm qua, chúng tôi đã dịch qua 16 môn học, 34 cuốn sách, 43 bài báo, 5 sổ tay (chưa tính các tài liệu từ năm 2010 trở về trước) Xem ở đây

**DỊCH VỤ
DỊCH
TIẾNG
ANH
CHUYÊN
NGÀNH
NHANH
NHẤT VÀ
CHÍNH
XÁC
NHẤT**

Chỉ sau một lần liên lạc, việc dịch được tiến hành

Giá cả: có thể giảm đến 10 nghìn/1 trang

Chất lượng: Tạo dựng niềm tin cho khách hàng bằng công nghệ 1. Bạn thấy được toàn bộ bản dịch; 2. Bạn đánh giá chất lượng. 3. Bạn quyết định thanh toán.

Các phương tiện truyền dẫn



Nội Dung

- ⦿ Khái niệm phương tiện truyền dẫn
- ⦿ Các đặc tính của phương tiện truyền dẫn
- ⦿ Các loại cable:
 - Cáp đồng trục (Coaxial)
 - Cáp xoắn đôi (Twisted-Pair)
 - Cáp quang (Fiber-optic)
- ⦿ Các kỹ thuật bấm cáp mạng (bài thực hành-không nằm trong chương trình)

Phương Tiện Truyền Dẫn

- ◎ Khái niệm:

- Trên 1 mạng máy tính , dữ liệu được truyền thông qua phương tiện truyền dẫn (Transmission Media), đó là phương tiện vật lý cho phép truyền tải tín hiệu giữa các thiết bị

- ◎ Có 2 loại phương tiện truyền dẫn:

- Hữu tuyến (Bounded Media)
- Vô tuyến (Boundless Media)

Phương Tiện Truyền Dẫn

- ◎ Các đặc tính của phương tiện truyền dẫn:
 - Chi phí
 - Yêu cầu cài đặt (đối với từng loại cable)
 - Băng thông (bandwidth)
 - Nhiễu điện từ (Electromagnetic interference -EMI)
 - Độ suy dần (Attenuation)
 - Nhiễu xuyên kênh (Crosstalk)

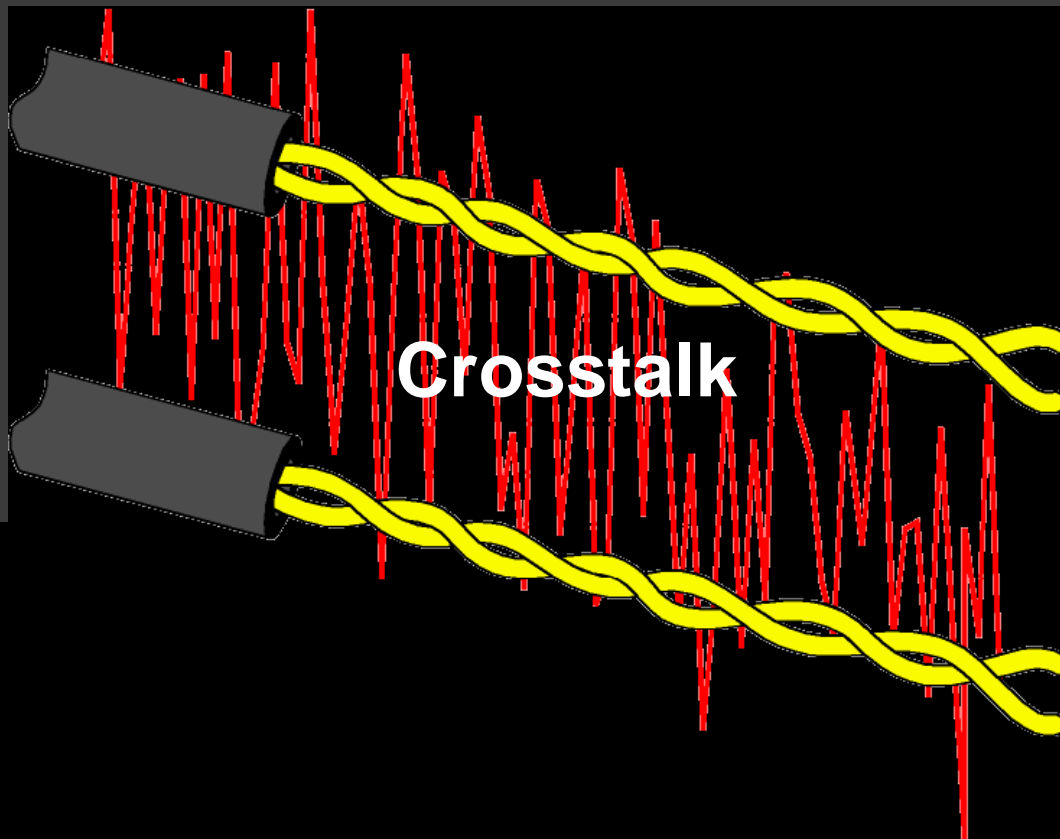
Phương Tiện Truyền Dẫn

- Vd Độ suy dần (Attenuation):



Phương Tiện Truyền Dẫn

- Vd nhiều xuyên kênh:



Môi Trường Hữu Tuyến

- ◎ Các loại cáp:
 - Cáp đồng trục (Coaxial)
 - Thinnet
 - Thicknet
 - Cáp xoắn đôi (Twisted-Pair)
 - STP (Shielded Twisted-Pair)
 - UTP (Unshielded Twisted-Pair)
 - Cáp quang (Fiber-optic)

Các loại cáp

◎ Cáp đồng trục (Coaxial)

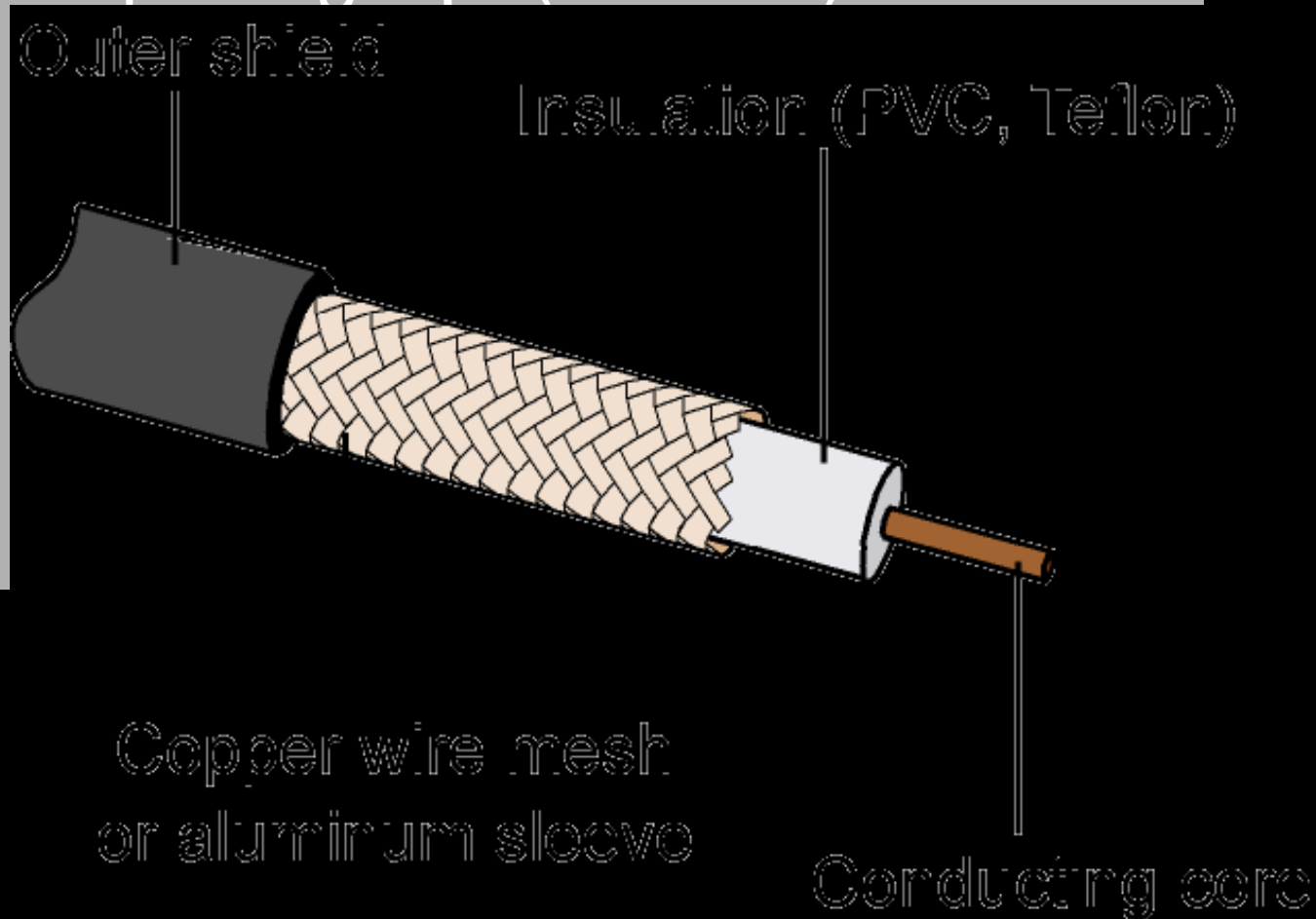
- Là kiểu cáp đầu tiên được dùng trong mạng LAN,

cấu tạo cáp đồng trục:

- Dây dẫn trung tâm: đồng, đồng bện
- Lớp cách điện
- Dây dẫn ngoài: dây đồng bện, lá
- Lớp vỏ plastic bảo vệ
- Ưu điểm: rẻ, nhẹ, dễ kéo dây

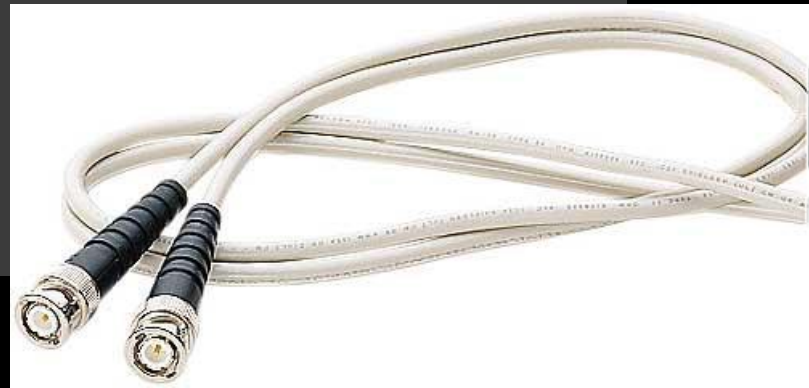
Các loại cáp

- Cáp đồng trục (Coaxial)



Các loại cáp

- ◎ Cáp đồng trục chia thành 2 loại:
 - Thinnet (mỏng): có đường kính khoảng 6mm, thuộc họ RG58, chiều dài tối đa là 185m



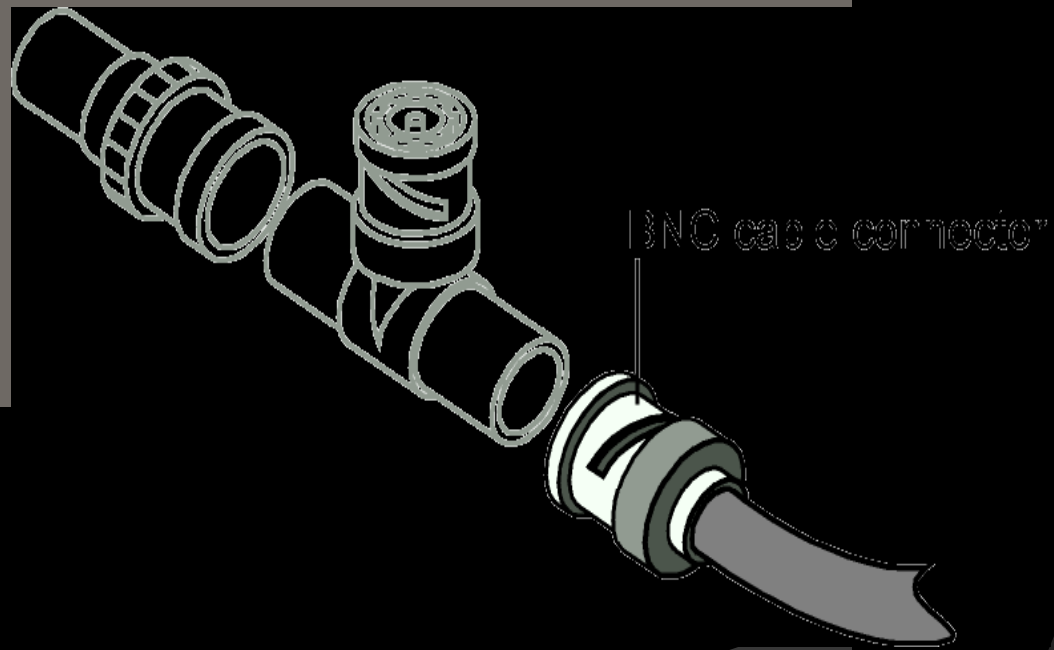
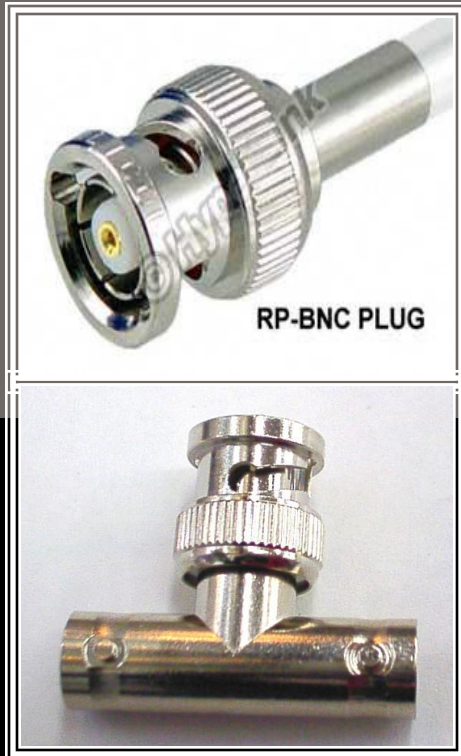
Các loại cáp

- Kết nối cáp 2 đoạn cáp Thinnet (mỏng)



Các loại cáp

- Kết nối cáp Thinnet (mỏng) với PC



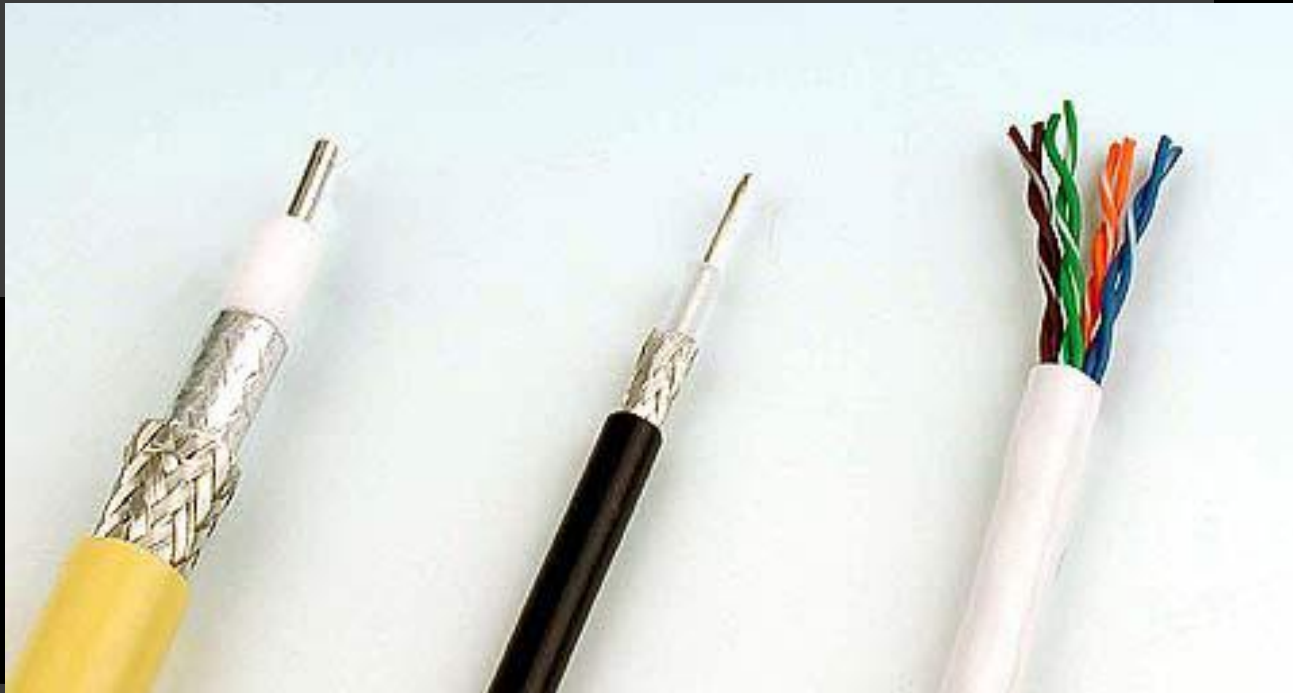
Các loại cáp

- Kết nối cáp Thinnet (mỏng) với PC



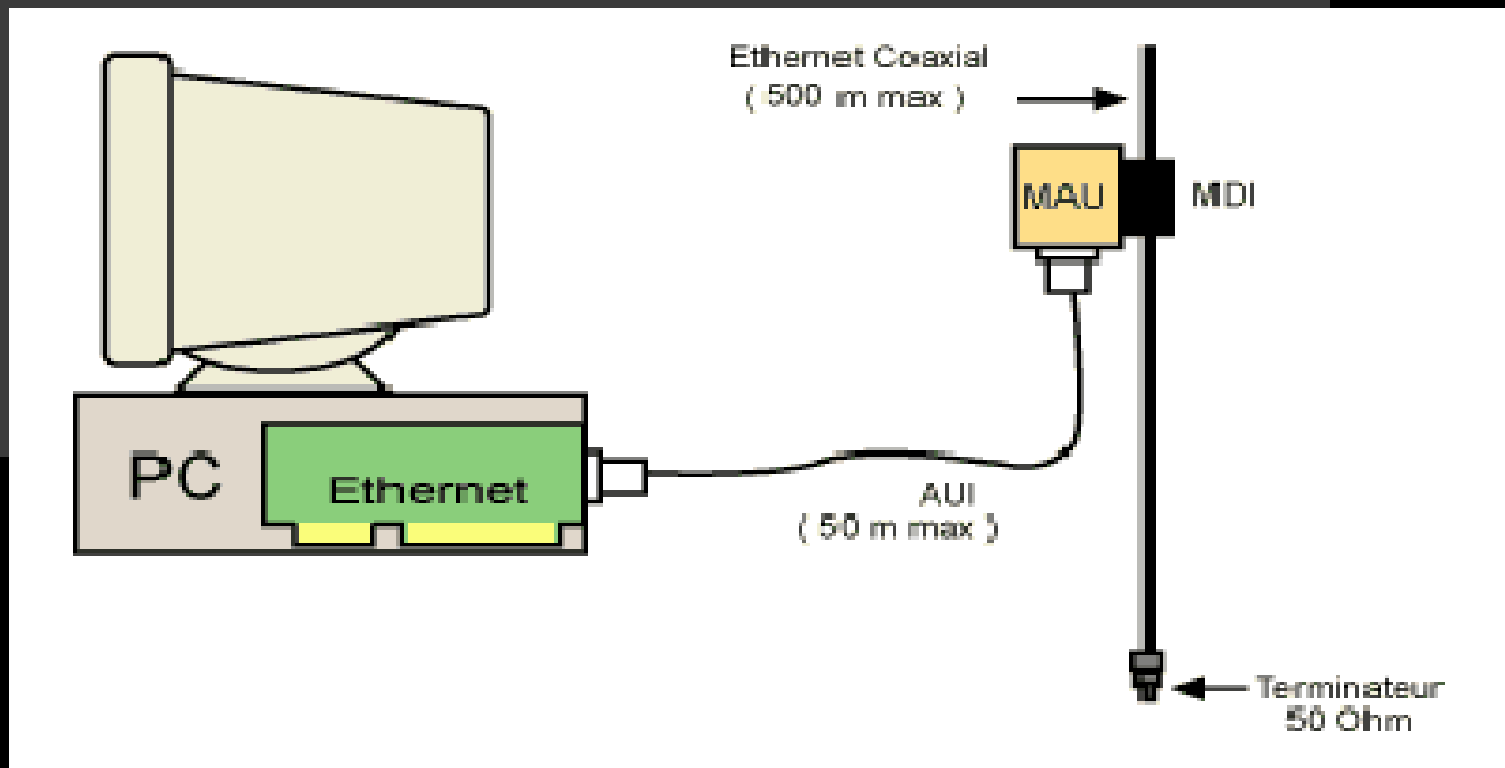
Các loại cáp

- ◎ Cáp đồng trục chia thành 2 loại:
 - Thicknet (dày): có đường kính khoảng 13mm, thuộc họ RG58, chiều dài tối đa là 500m



Các loại cáp

- Kết nối cáp Thicknet (dày)



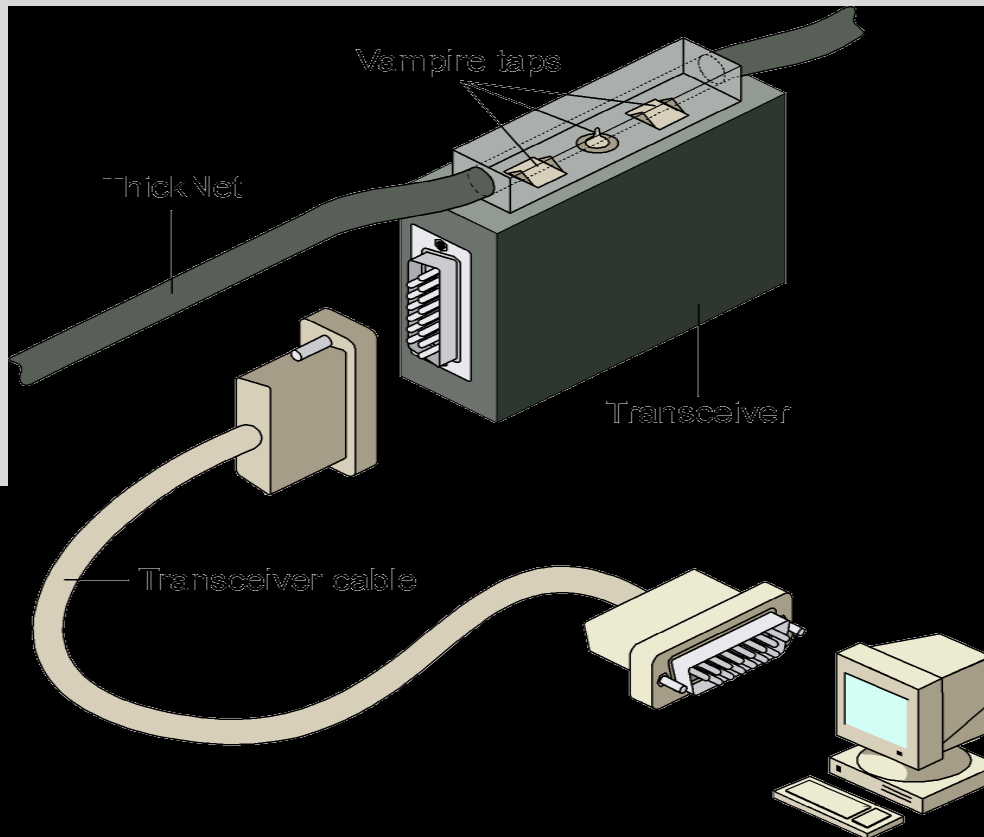
Các loại cáp

- Kết nối cáp Thicknet (dày)
- Card NIC phải hỗ trợ chuẩn AUI (Attachment Unit Interface) DB-15

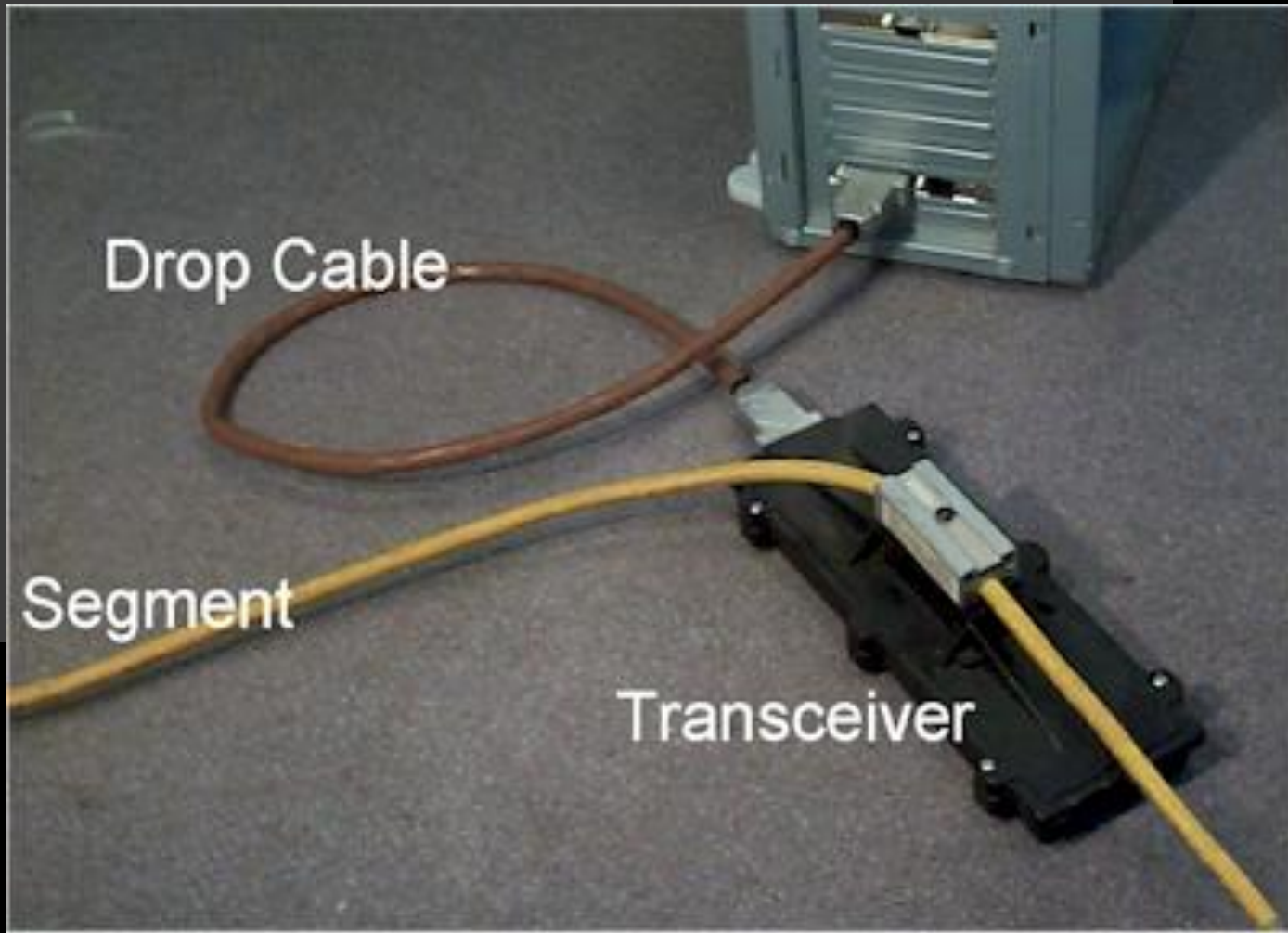


Các loại cáp

- Kết nối cáp Thicknet (dày)
 - Dùng bộ chuyển đổi Transceiver



Các loại cáp

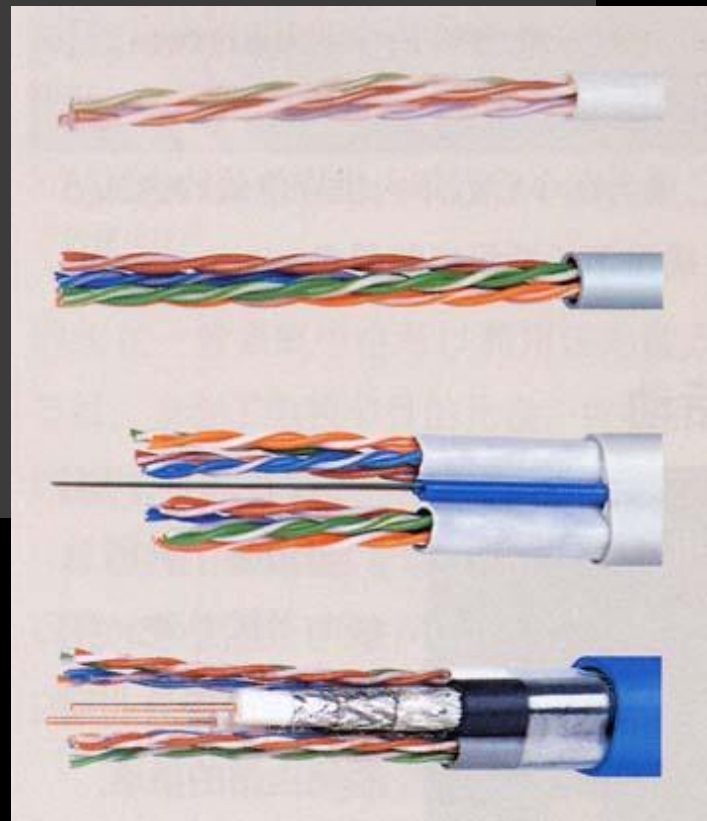
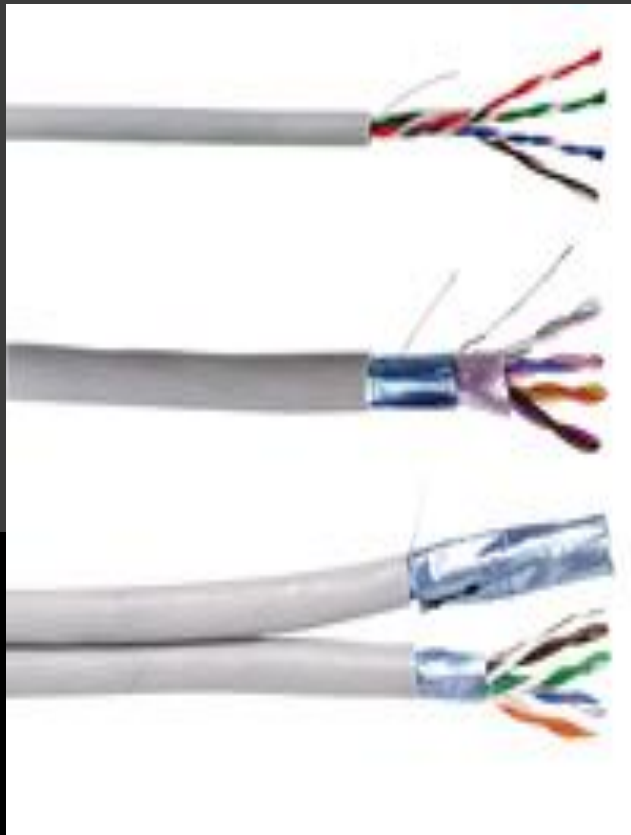


Các loại cáp

- ◎ Cáp xoắn đôi (Twisted-Pair)
 - Gồm nhiều cặp dây đồng xoắn lại với nhau nhằm chống phát xạ nhiễu điện từ
 - Do giá thành thấp nên cáp xoắn được dùng rất rộng rãi
- ◎ Có 2 loại cáp xoắn đôi:
 - Cáp xoắn đôi có vỏ bọc chống nhiễu STP
 - Cáp xoắn đôi không có vỏ bọc chống nhiễu UTP

Các loại cáp

- ◎ Cáp xoắn đôi (Twisted-Pair)



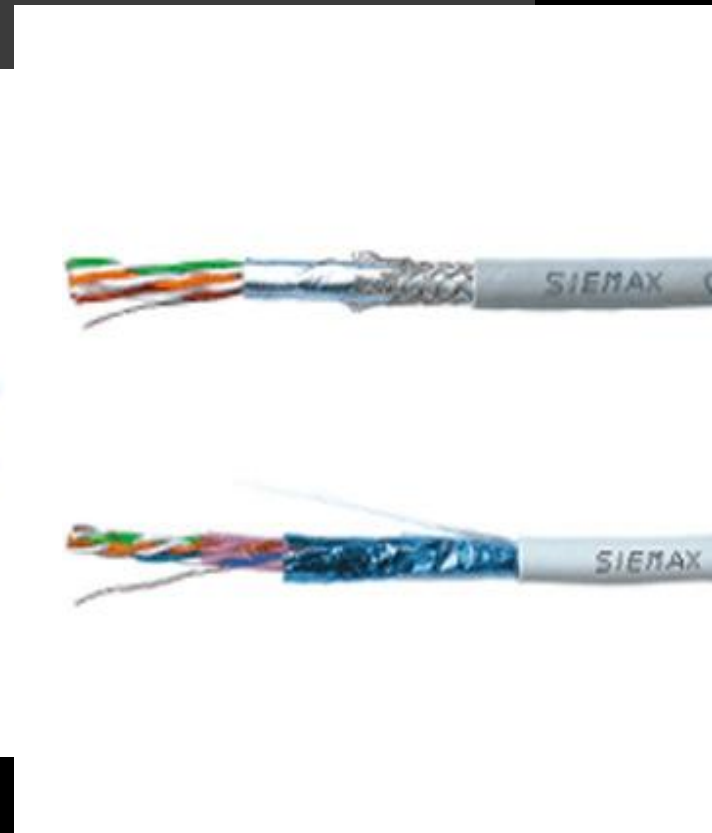
Các loại cáp

● Cáp STP (Shielded Twisted-Pair)

- Gồm nhiều cặp xoắn được phủ bên ngoài 1 lớp vỏ làm bằng dây đồng bện
- Lớp vỏ này có chức năng chống nhiễu từ bên ngoài và chống phát xạ nhiễu bên trong
- Lớp chống nhiễu này được nối đất để thoát nhiễu
- Tốc độ: lý thuyết 500Mbps, thực tế 155Mbps với chiều dài 100m
- Đầu nối: DIN (DB-9), RJ45

Các loại cáp

- ◎ Cáp STP (Shielded Twisted-Pair)



Các loại cáp

- Cáp STP (Shielded Twisted-Pair)



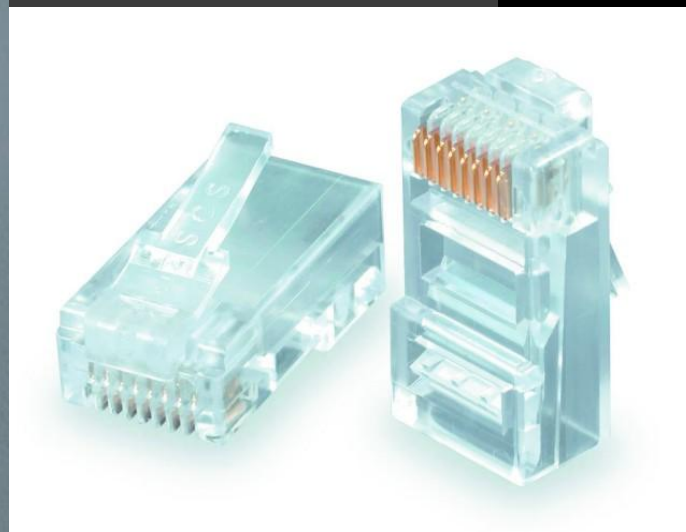
Các loại cáp

- Cáp STP (Shielded Twisted-Pair)
 - Đầu nối DB-9



Các loại cáp

- ◎ Cáp STP (Shielded Twisted-Pair)
 - Đầu nối RJ45 cho cáp STP

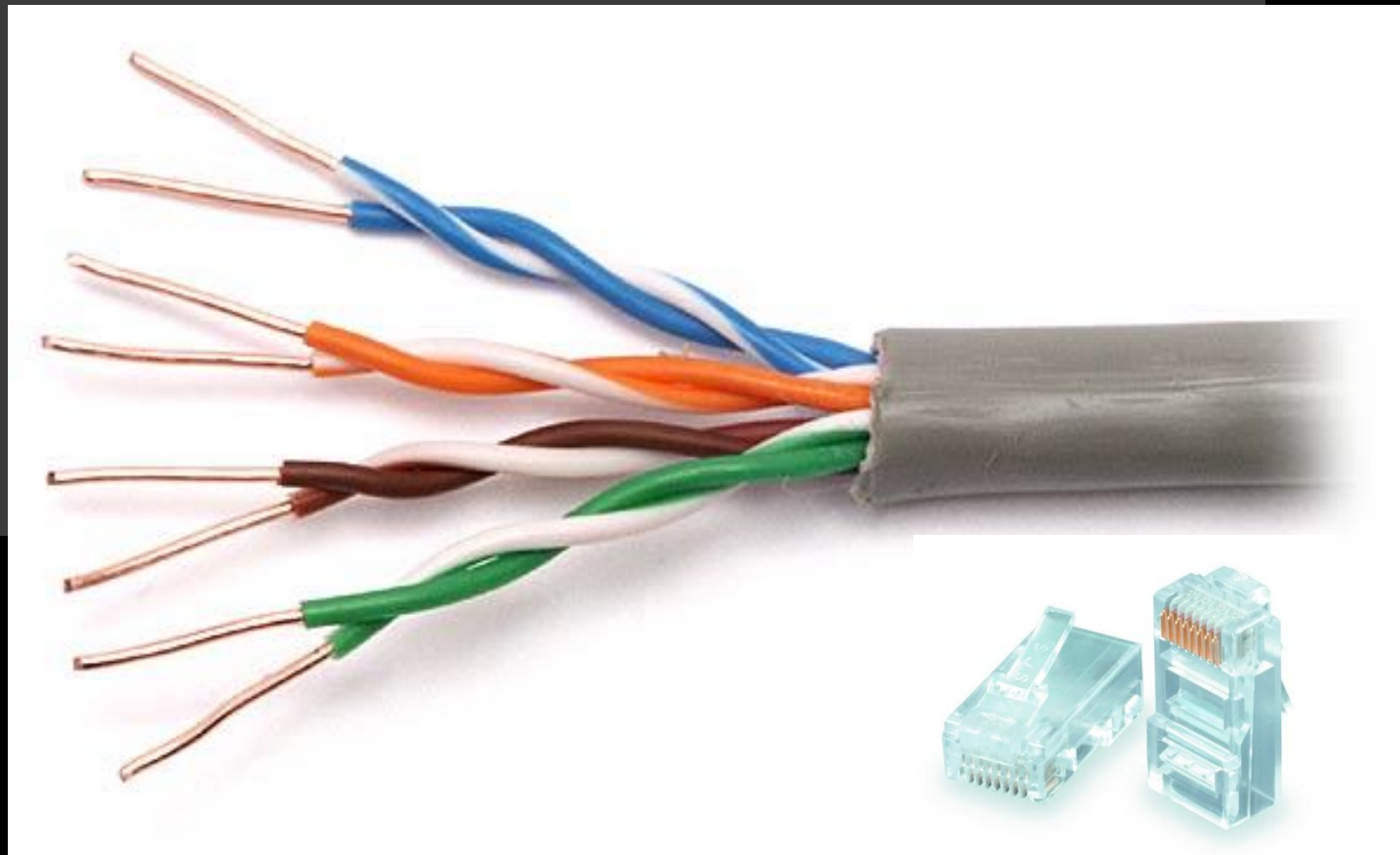


Các loại cáp

- ◎ Cáp UTP (Unshielded Twisted-Pair)
 - Gồm nhiều cặp xoắn như cáp STP nhưng nó không có lớp vỏ bọc chống nhiễu
 - Độ dài tối đa của đoạn cáp là 100m
 - Dễ bị nhiễu khi đặt gần các thiết bị như: đường dây điện cao thế, nhiễu xuyên kênh...
 - Dùng đầu nối RJ45

Các loại cáp

- Cáp UTP (Unshielded Twisted-Pair)



Các loại cáp

- ◎ Cáp UTP có 6 loại:
 - Loại 1(Cat1): truyền âm thanh, tốc độ <4Mbps
 - Loại 2(Cat2): gồm 4 cặp xoắn, tốc độ 4Mbps
 - Loại 3(Cat3): gồm 4 cặp xoắn, tốc độ 10Mbps
 - Loại 4(Cat4): gồm 4 cặp xoắn, tốc độ 16Mbps
 - Loại 5(Cat5): gồm 4 cặp xoắn, tốc độ 100Mbps
 - Loại 6(Cat6): gồm 4 cặp xoắn, tốc độ 1000Mbps

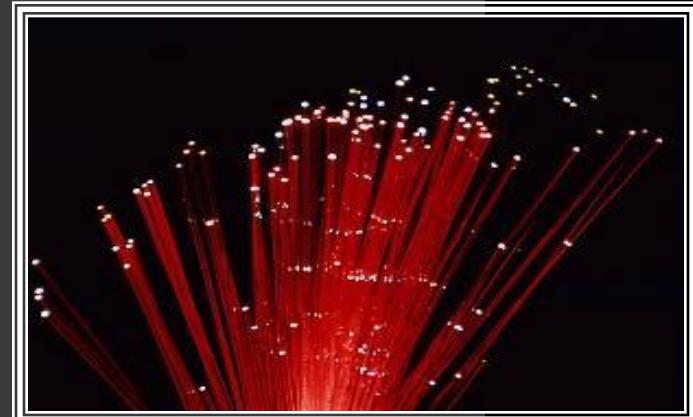
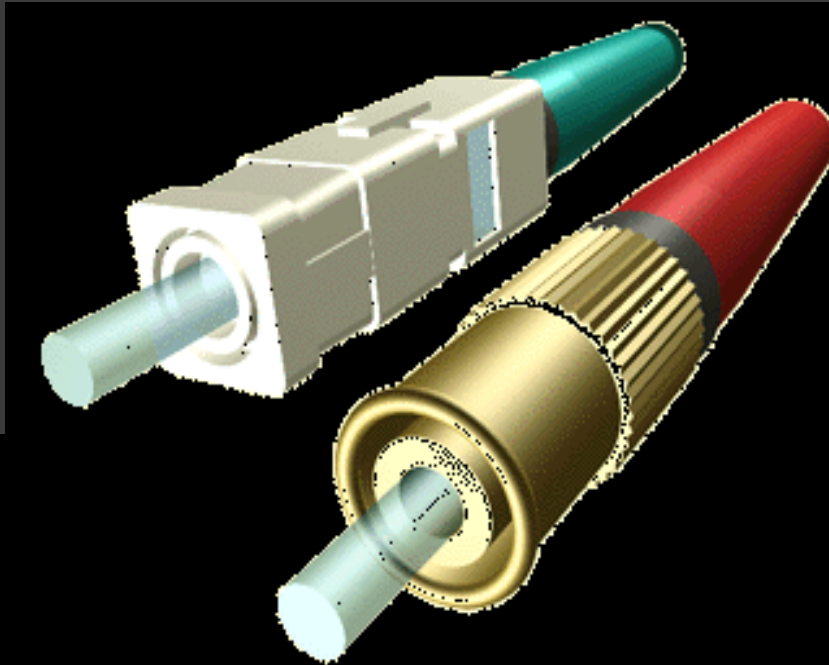
Các loại cáp

◎ Cáp quang (Fiber-Optic)

- Có cấu tạo gồm dây dẫn trung tâm là sợi thủy tinh hoặc plastic đã được tinh chế nhằm cho phép truyền đi tối đa các tín hiệu ánh sáng
- Cáp quang chỉ truyền sóng ánh sáng (không truyền tín hiệu điện) với băng thông cực cao
- Băng thông cho phép đến 2Gbps, có thể dài đến vài km
- Nhưng cáp quang giá thành quá mắc, khó lắp đặt

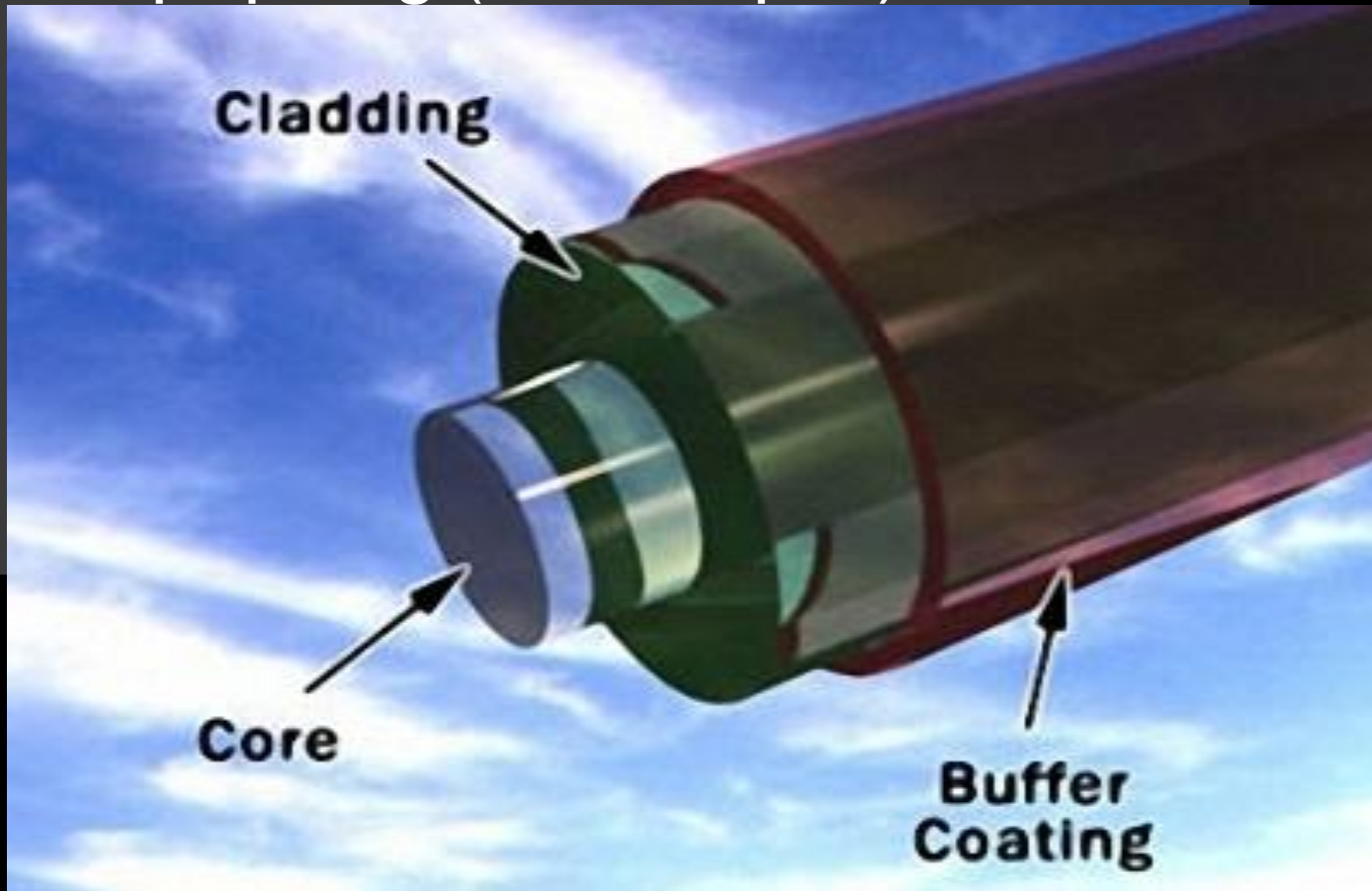
Các loại cáp

- ◎ Cáp quang (Fiber-Optic)



Các loại cáp

- ◎ Cáp quang (Fiber-Optic)



Các loại cáp

- ◎ Cáp quang hỗ trợ 2 chế độ:
 - **Multi-mode (đa chế độ)**
 - Sợi cáp thủy tinh có thể truyền được nhiều tia sáng trong cùng một khoảng thời gian
 - Khoảng cách đường truyền không xa bằng loại Single-mode
 - **Single-mode (chế độ đơn)**
 - Sợi cáp thủy tinh chỉ truyền 1 tia sáng duy nhất trên đường dây

Các loại cáp

◎ Các loại cáp quang:

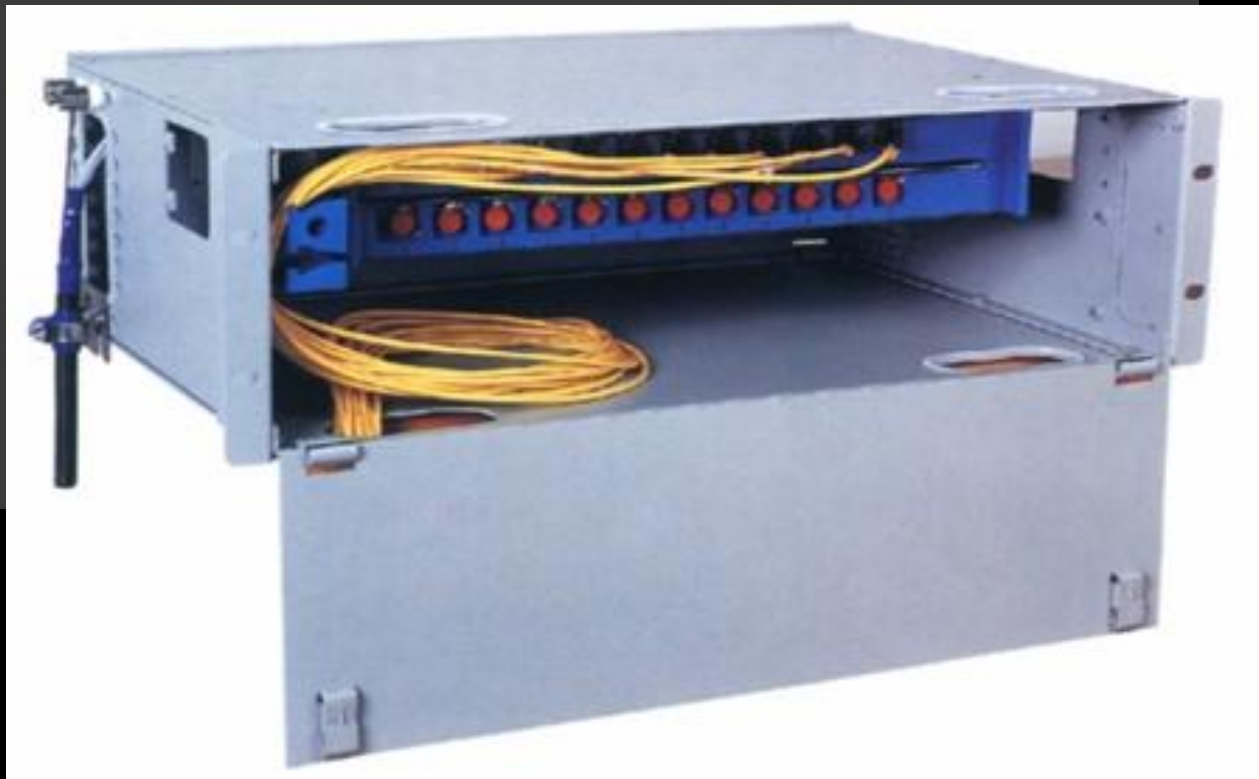
- Loại lõi 8.3 micron, lớp lót 125 micron (đơn)
- Loại lõi 62.5 micron, lớp lót 125 micron (đa)
- Loại lõi 50 micron, lớp lót 125 micron (đa)
- Loại lõi 100 micron, lớp lót 140 micron (đa)

◎ Hộp đấu nối cáp quang:

- Do cáp quang thể bề cong nên khi nối cáp quang vào các thiết bị khác chúng ta phải thông qua hộp đấu nối (ODF - Optical Distribution Frame)

Các loại cáp

- ◎ Hộp đấu nối cáp quang (ODF)

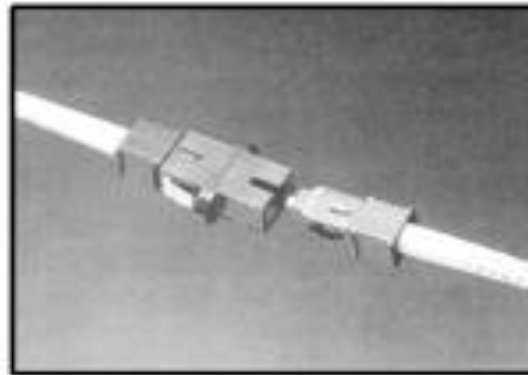


Các loại cáp

- ◎ Đầu nối cáp quang:



SMA Connectors



SC Connectors



ST-style Connectors



FC-style Connectors

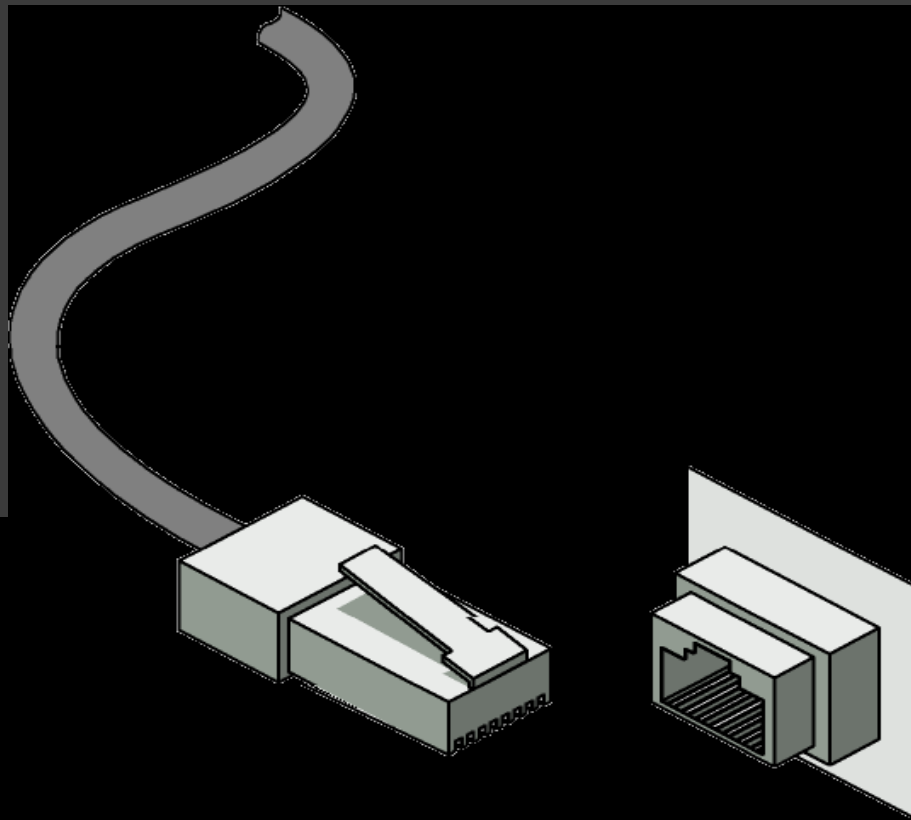
Môi Trường Vô Tuyến

- ⊙ Sóng Radio hoạt động trên dải tần:
 - 10KHz -> 1GHz
- ⊙ Sóng Viba hoạt động trên dải tần:
 - 21GHz -> 23GHz
 - Sóng Viba mặt đất và sóng Viba vệ tinh
 - Tốc độ từ 1 -> 10Mbps
- ⊙ Sóng Hồng Ngoại hoạt động trên dải tần:
 - 100GHz -> 1000GHz
 - Tốc độ từ 1 -> 10Mbps

Kỹ Thuật Bấm Cáp

- ◎ Có 2 chuẩn bấm cáp chính:
 - Chuẩn T568A
 - Chuẩn T568B
- ◎ Có 3 kỹ thuật bấm cáp:
 - Cáp thẳng (Straight-through)
 - Cáp chéo (Crossover)
 - Cáp Console

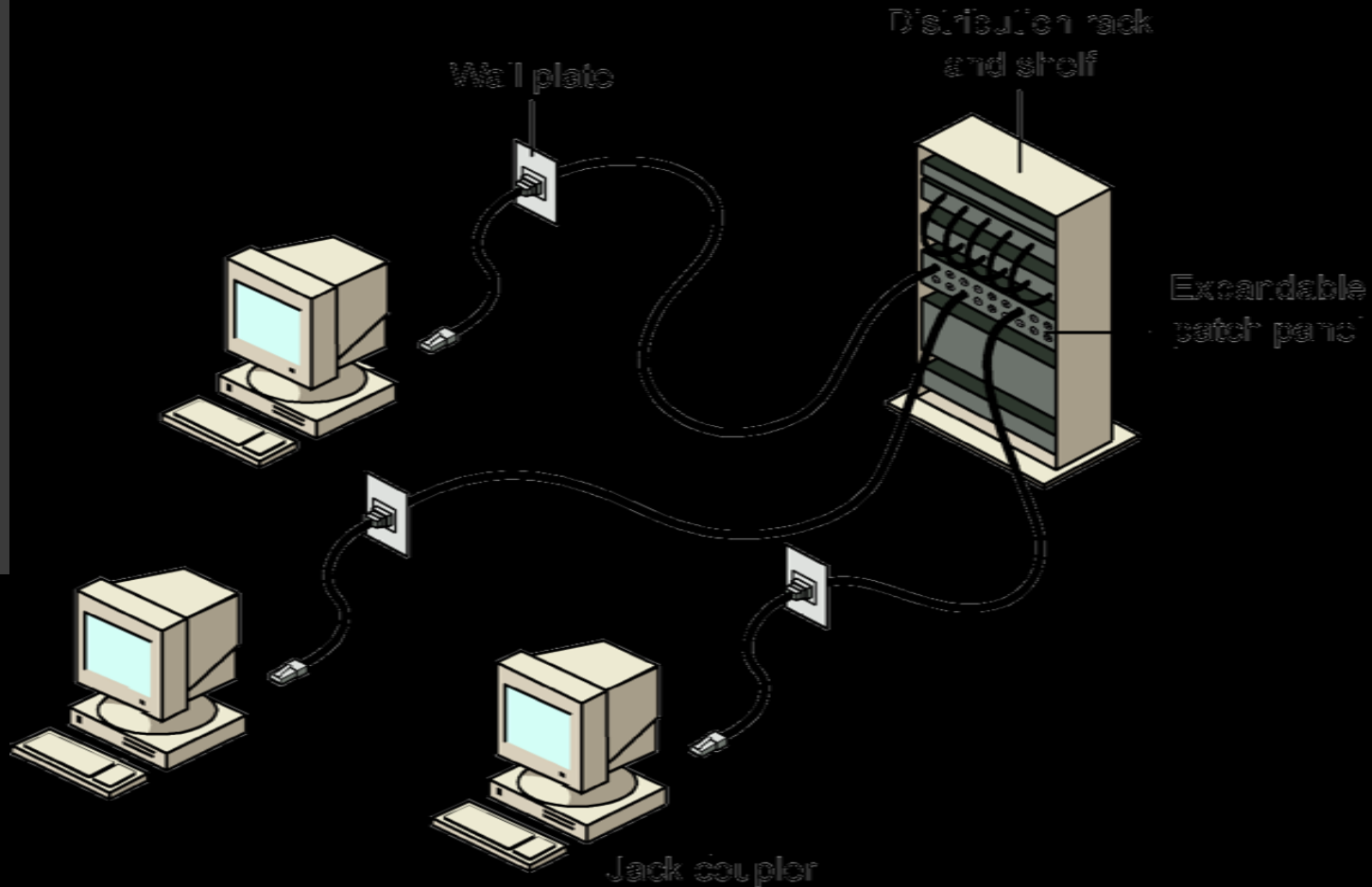
- ◎ Đầu nối outlet sử dụng RJ45



- ◎ Đầu nối outlet, Patch Panel sử dụng RJ45

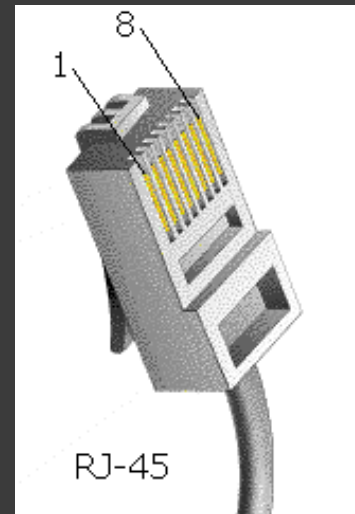
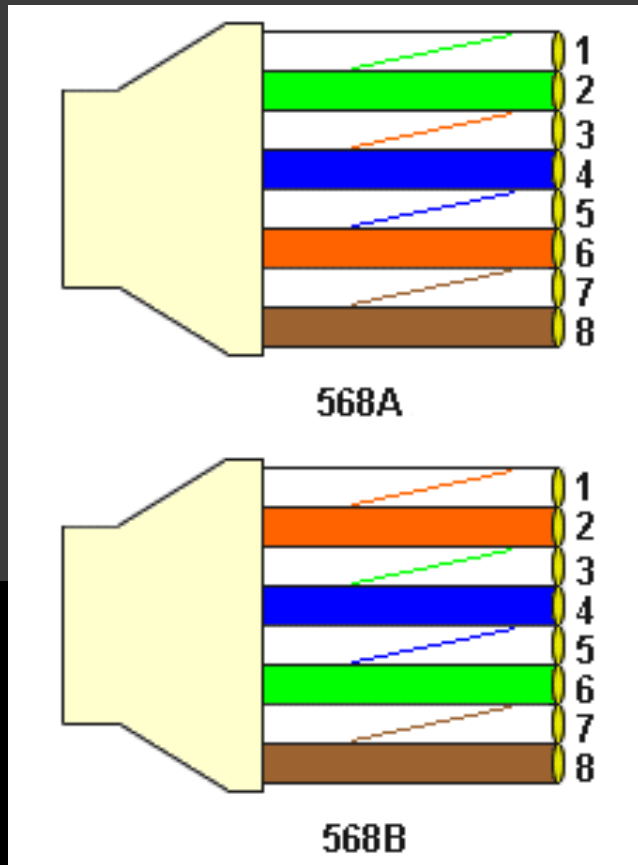


● Đầu nối outlet sử dụng RJ45






Kỹ Thuật Bấm Cáp

- Có 2 chuẩn chính:

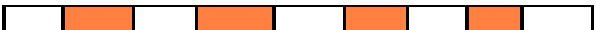

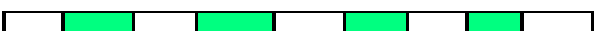

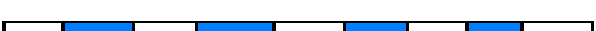





Kỹ Thuật Bấm Cáp

TIA/EIA 568A Wiring

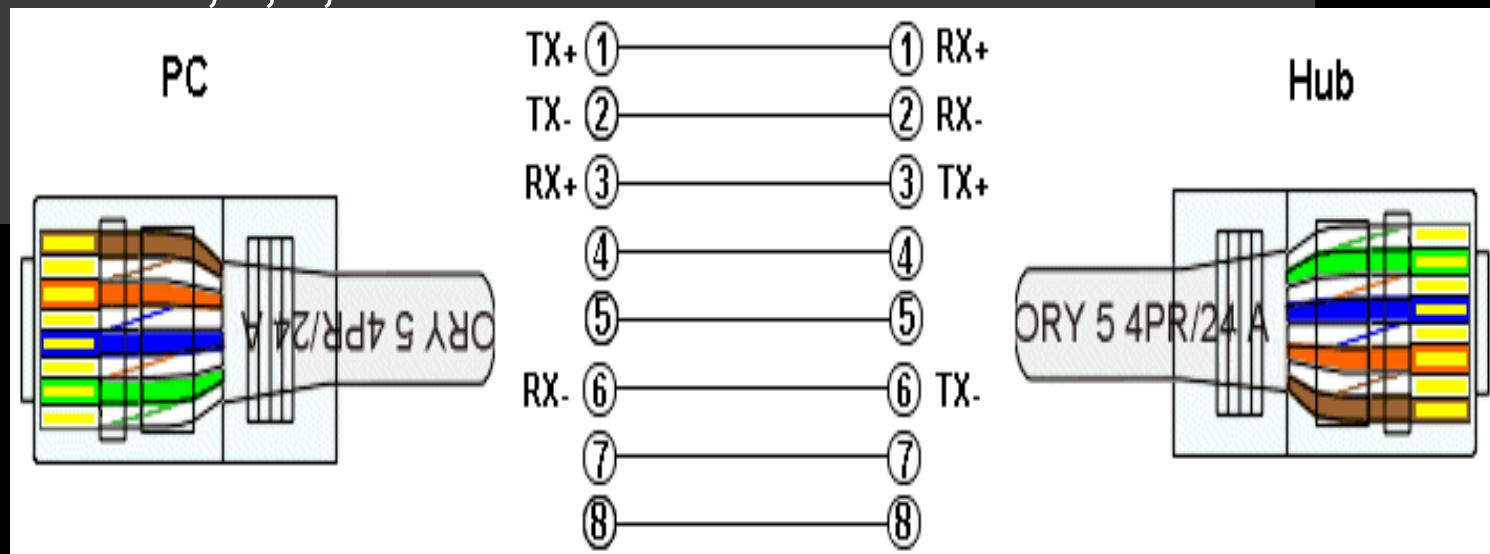
1		White and Green
2		Green
3		White and Orange
4		Blue
5		White and Blue
6		Orange
7		White and Brown
8		Brown

TIA/EIA 568B Wiring

1		White and Orange
2		Orange
3		White and Green
4		Blue
5		White and Blue
6		Green
7		White and Brown
8		Brown

Kỹ Thuật Bấm Cáp

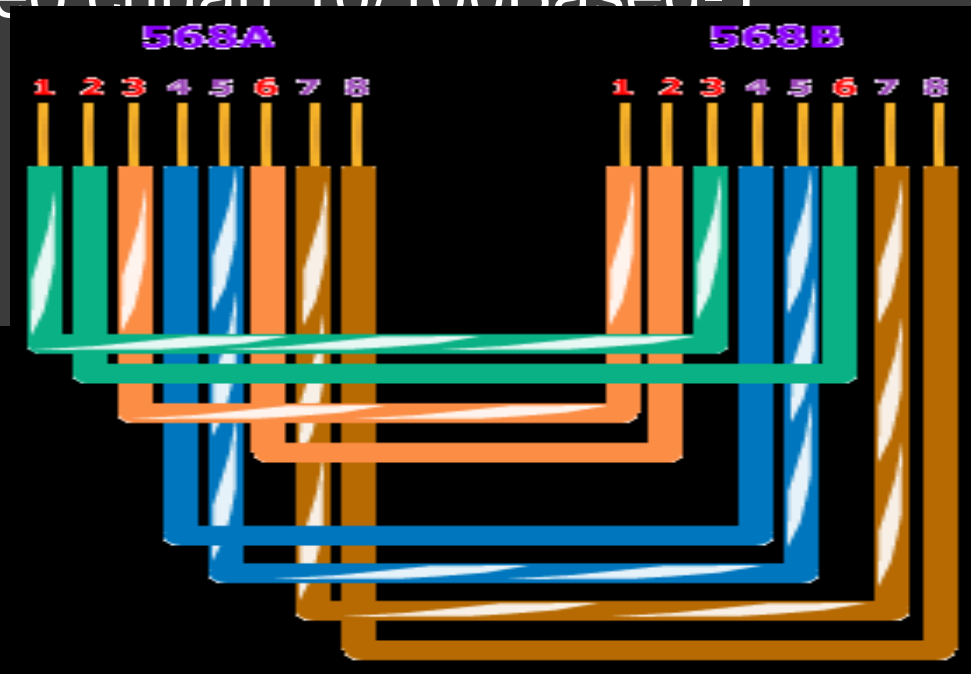
- ◎ Cáp thẳng (Straight-through)
 - Là cáp để nối PC với các thiết bị mạng như: Hub, Switch, Router...
 - Theo chuẩn 10/100Based-T, dùng chân 1,2,3,6 trên đầu RJ45



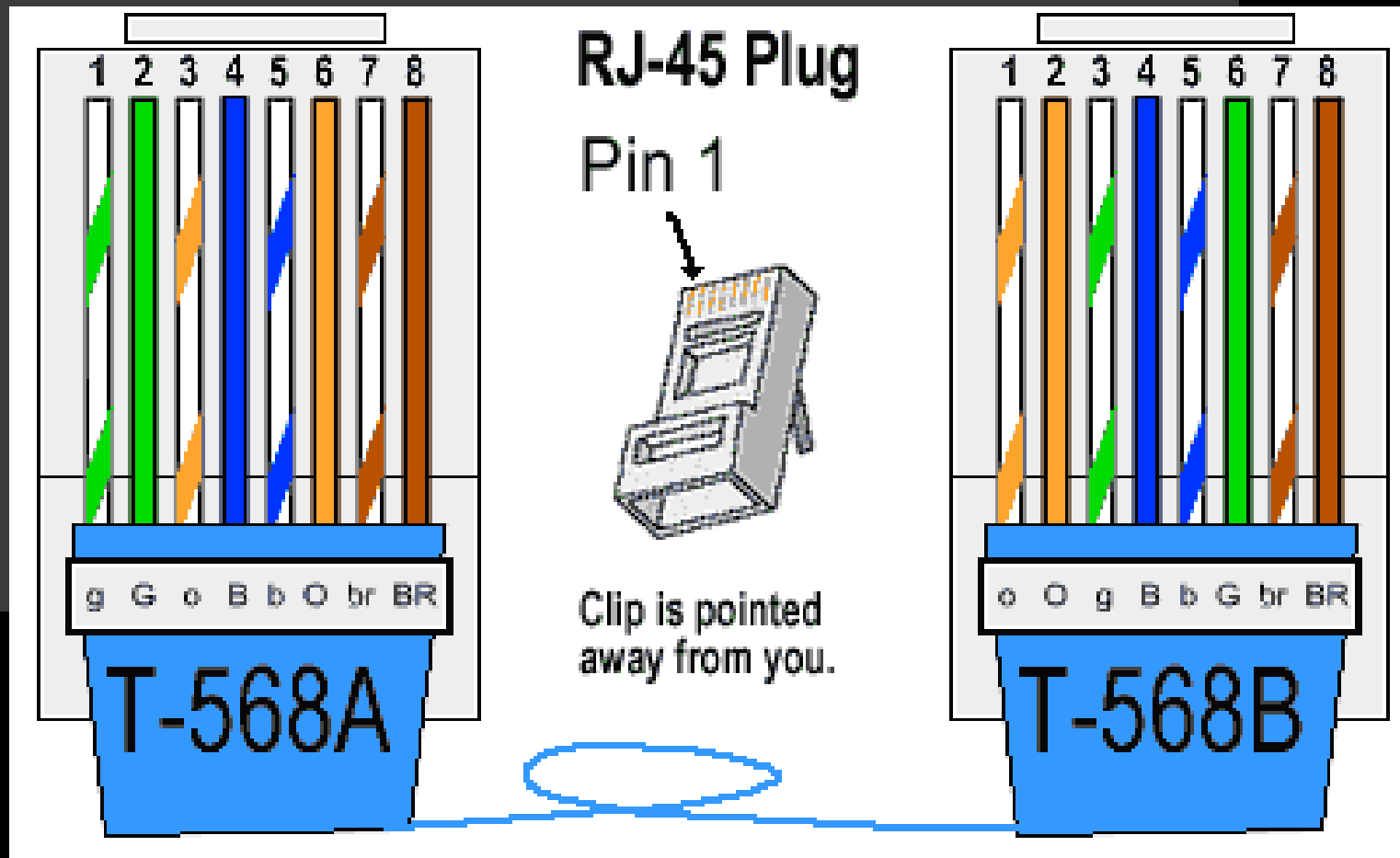
Kỹ Thuật Bấm Cáp

◎ Cáp chéo (Crossover)

- Là cáp để nối giữa 2 thiết bị giống nhau: PC-PC, Hub-Hub, Switch-Switch...
- Theo chuẩn 10/100Based-T



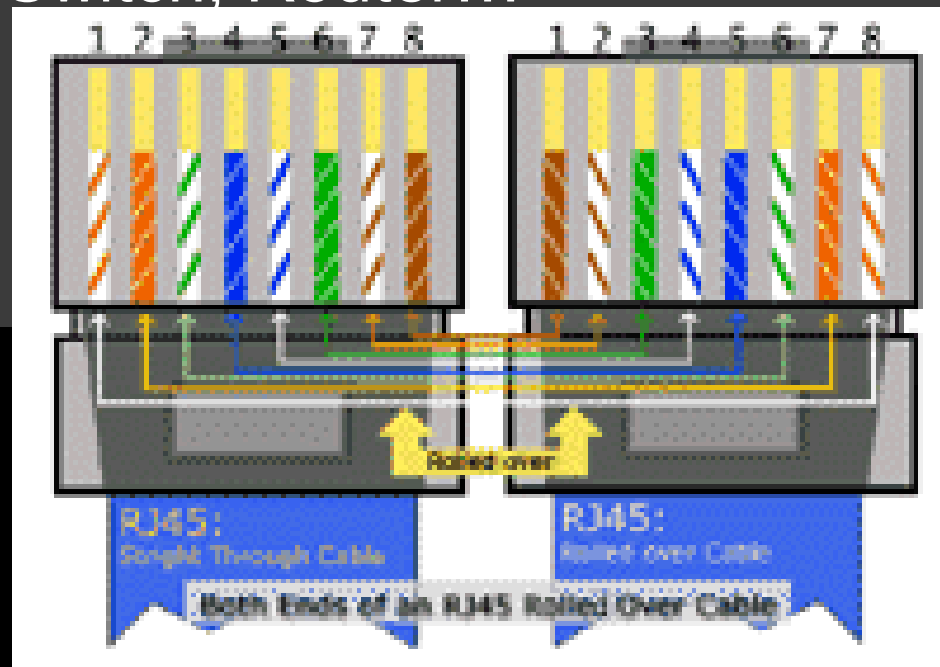
Kỹ Thuật Bấm Cáp



Kỹ Thuật Bấm Cáp

◎ Cáp Console

- Là cáp dùng để nối từ PC vào các thiết bị mạng, chủ yếu dùng để cấu hình các thiết bị: Switch, Router...



Kỹ Thuật Bấm Cáp

- Sử dụng thiết bị Test cáp:



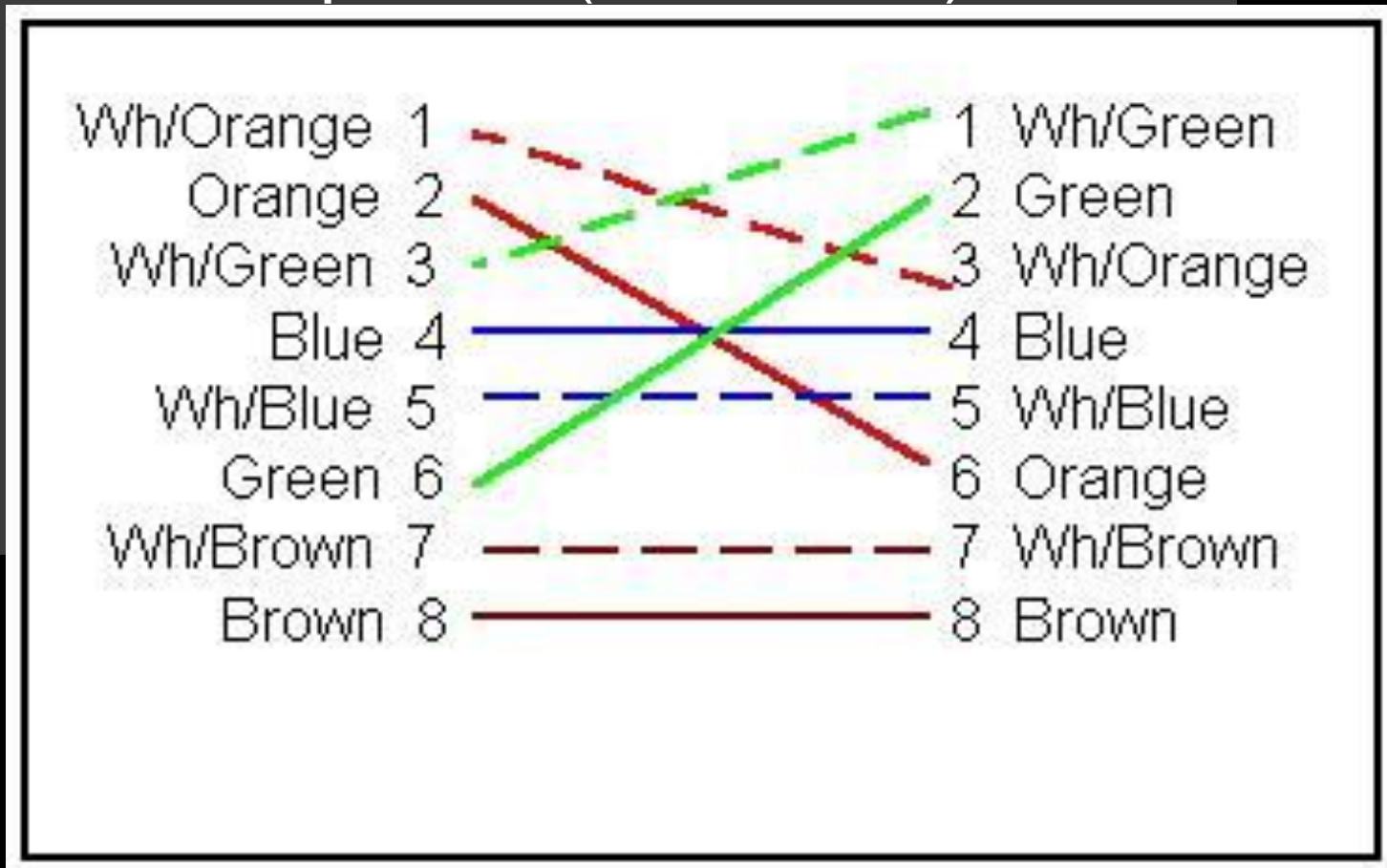
Kỹ Thuật Bấm Cáp

- Test cáp thẳng (Straight-through)



Kỹ Thuật Bấm Cáp

● Test cáp chéo (Crossorve)





HỆ THỐNG VIBA SỐ

- **Ưu điểm của hệ thống truyền dẫn vô tuyến**
- **Linh hoạt**: có thể triển khai hệ thống truyền dẫn số rất nhanh và khi không cần thiết có thể tháo gỡ và nhanh chóng chuyển sang lắp đặt ở vị trí khác của mạng viễn thông. Ưu điểm này cho phép các nhà khai thác phát triển mạng viễn thông nhanh chóng ở các vùng cơ sở hạ tầng viễn thông chưa phát triển với vốn đầu tư thấp nhất.
- **Di động**: chỉ có truyền dẫn vô tuyến mới đáp ứng được thông tin mọi nơi mọi thời điểm của các khách hàng viễn thông. Nhu cầu này không ngừng tăng ở thế kỷ 21 khi nhu cầu đi lại của con người ngày càng tăng.

Ngoài các ưu điểm trên thông tin vô tuyến là phương tiện thông tin duy nhất cho các chuyến bay vào các hành tinh khác, thông tin hàng hải, định vị

CHƯƠNG 2: HỆ THỐNG VIBA

SỐ

- **Nhược điểm của hệ thống truyền dẫn vô tuyến**
- Chịu ảnh hưởng rất lớn vào môi trường truyền dẫn : khí hậu thời tiết.
- Chịu ảnh hưởng rất lớn vào địa hình: mặt đất, đồi núi, nhà cửa cây cối...
- Suy hao trong môi trường lớn
- Chịu ảnh hưởng của các nguồn nhiễu trong thiên nhiên: phóng điện trong khí quyển, phát xạ của các hành tinh khác (khi thông tin vệ tinh)...
- Chịu ảnh hưởng nhiễu công nghiệp từ các động cơ đánh lửa bằng tia lửa điện
- Chịu ảnh hưởng nhiễu từ các thiết bị vô tuyến khác.
- Dễ bị nghe trộm và sử dụng trái phép đường truyền thông tin

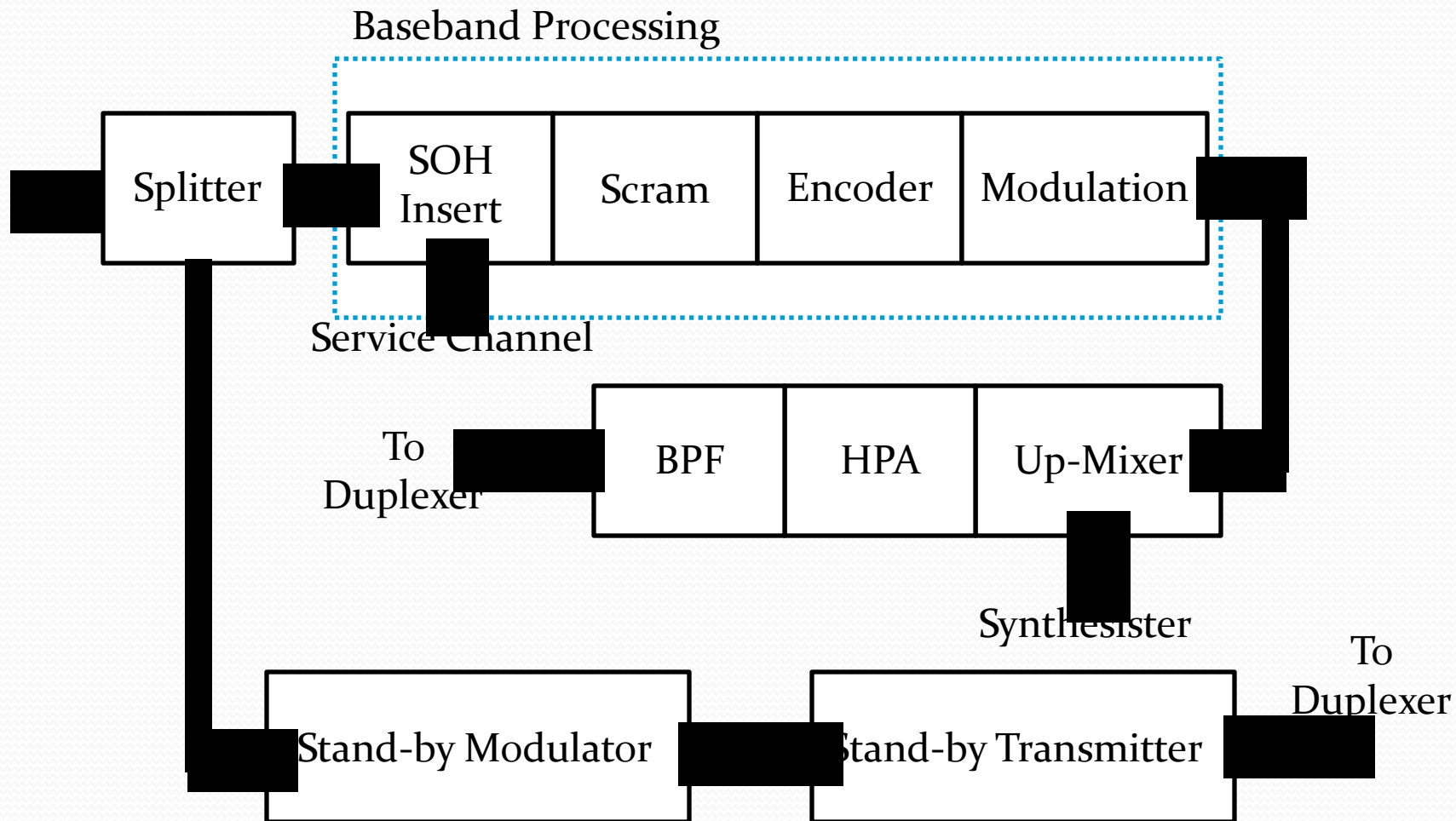
CHƯƠNG 2: HỆ THỐNG VIBA SỐ

- Sơ đồ khối của thiết bị
 - Sơ đồ khối máy phát
 - Sơ đồ khối máy thu
- Xử lý baseband
 - ISI. Mẫu mắt (eye pattern)
 - Đổi mã
 - Mã hóa kênh truyền (channel coding)
 - Scrambler
 - Chuyển đổi từ nối tiếp ra song song
 - Điều chế
 - Khôi phục sóng mang

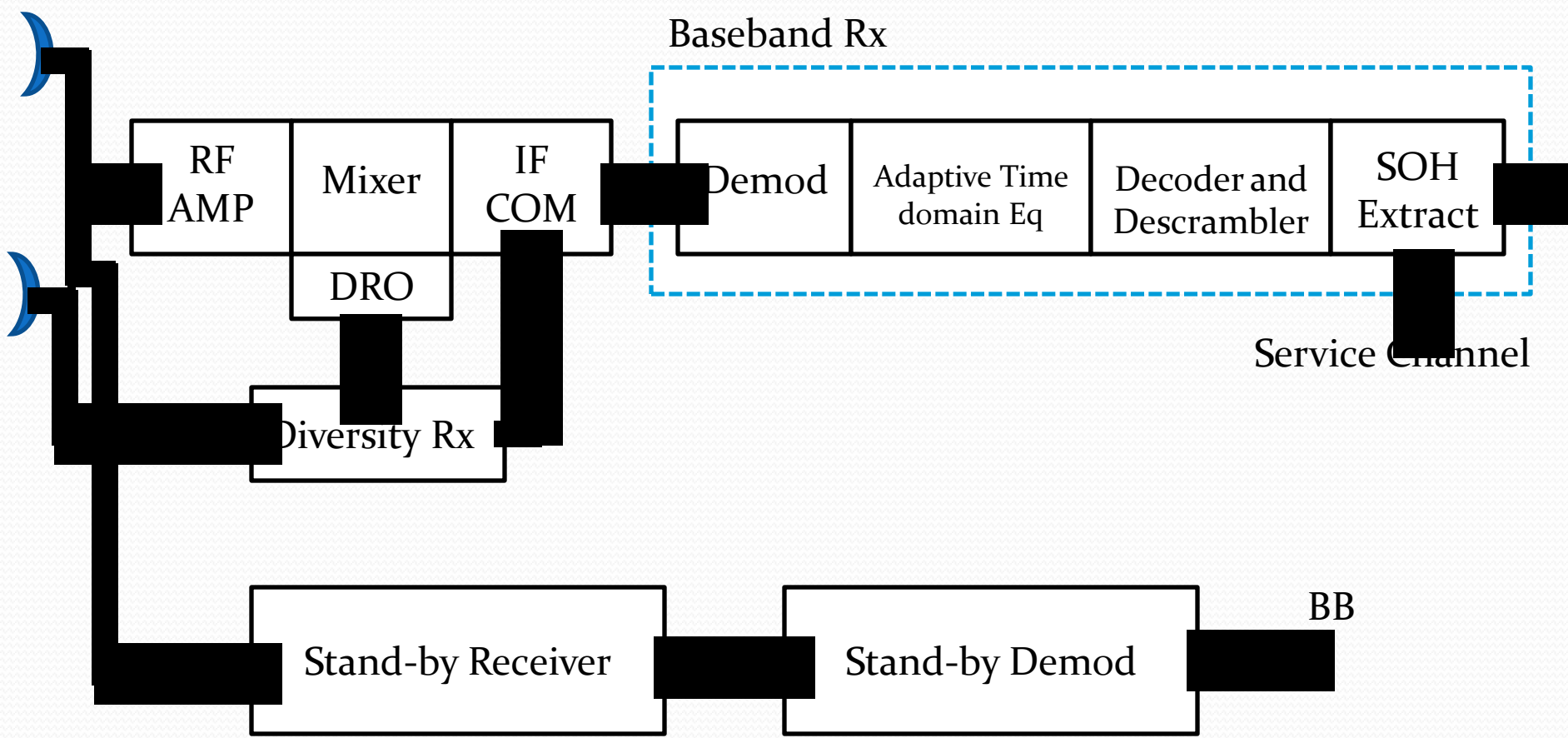
CHƯƠNG 2: HỆ THỐNG VIBA SỐ

- Tuyến truyền dẫn viba và các thành phần trong hệ thống viba:
 - Một số thông số ảnh hưởng đến tuyến truyền dẫn line of sight
 - Antenna
 - Suy hao trong không gian tự do
 - Các ảnh hưởng của khí quyển: Hấp thụ, khúc xạ, ống dẫn
 - Các ảnh hưởng của địa hình: Phản xạ, vùng Fresnel, tán xạ
 - Kỹ thuật phân tập
 - Tính toán tuyến truyền dẫn
 - Hệ thống bảo vệ (tăng độ tin cậy của tuyến truyền dẫn)
 - Phân bố (sắp xếp) kênh truyền vô tuyến
 - Đo kiểm chất lượng

I. Sơ đồ khối thiết bị



Sơ đồ khối máy phát DMR có dự phòng



II. XỬ LÝ BASEBAND

1. Hiện tượng ISI và eye pattern

- Đáp ứng xung của kênh truyền có băng thông bị hạn chế

$$H_c(f) = \underbrace{|H_c(f)|}_{\text{Non-constant amplitude}} e^{j\underbrace{\theta_c(f)}_{\text{Non-linear phase}}}$$

Non-constant amplitude



Amplitude distortion

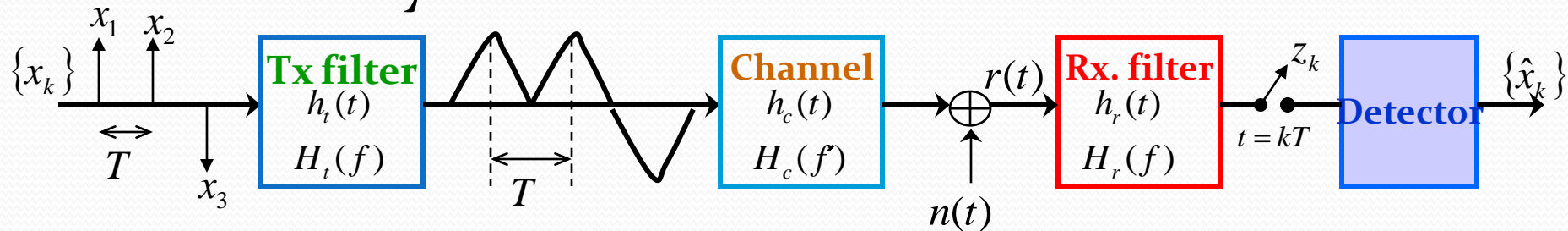
Non-linear phase



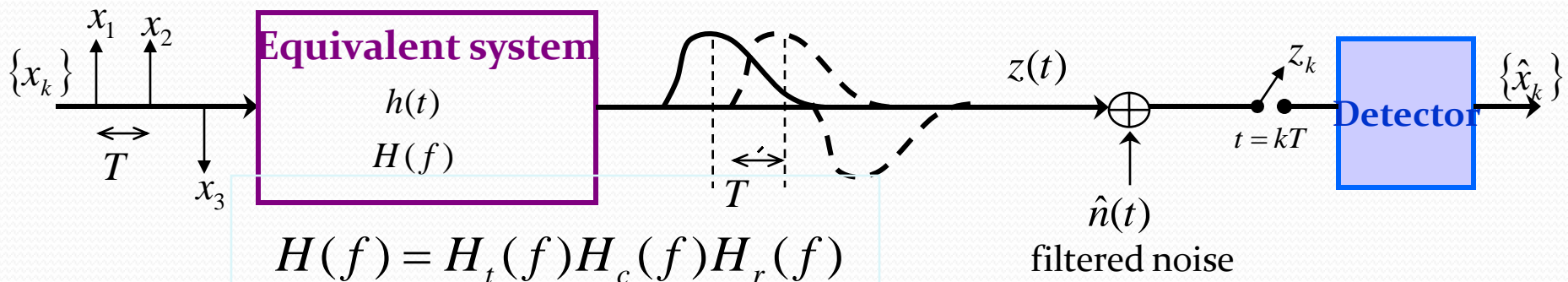
Phase distortion

Inter-symbol interference (ISI): Model

- Baseband system model



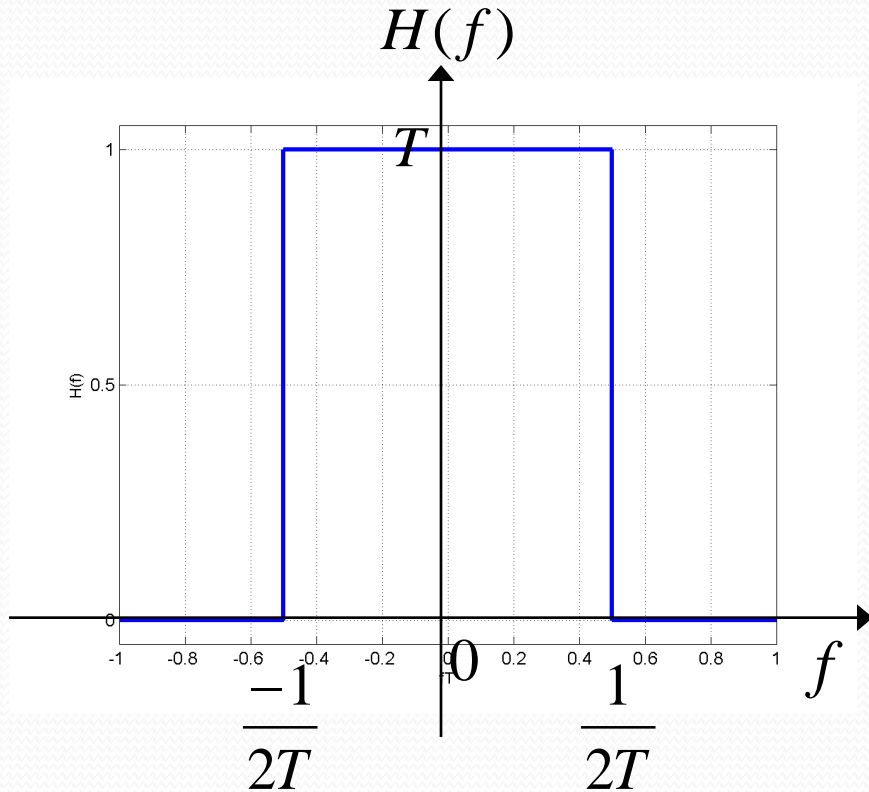
- Equivalent model



- Theo lý thuyết băng thông của hệ thống cần tối thiểu để không xảy ra ISI là $R_s/2$ [Hz] hay ngược lại tốc độ truyền tối đa để không xảy ra ISI đối với kênh truyền có băng thông là W sẽ là $R_s = 2W$. Do đó tín hiệu đi qua kênh truyền xem như bộ lọc có đáp ứng xung thỏa yêu cầu trên gọi là bộ lọc Nyquist lý tưởng

Ideal Nyquist pulse (filter)

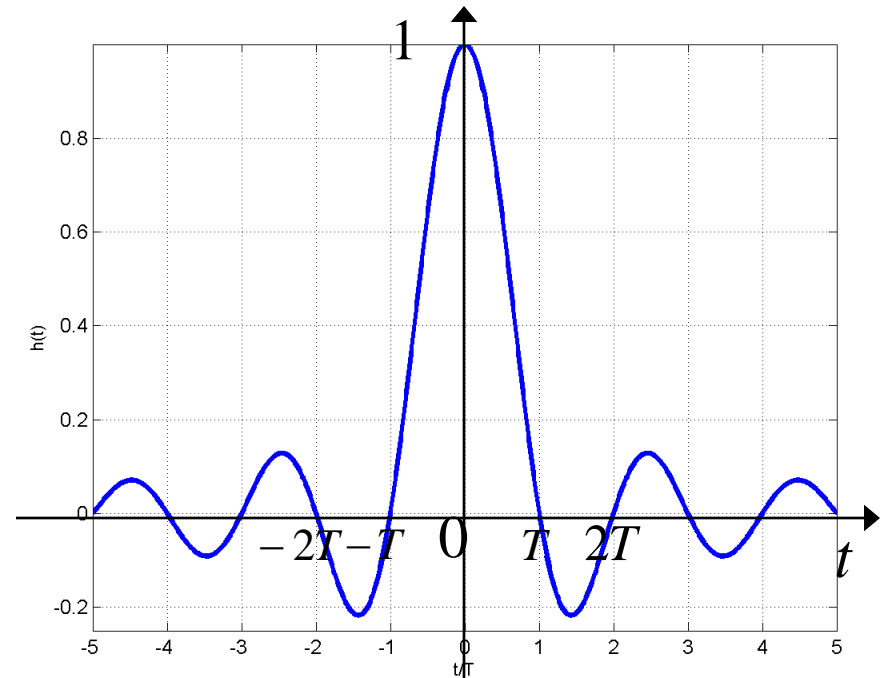
Ideal Nyquist filter



$$W = \frac{1}{2T}$$

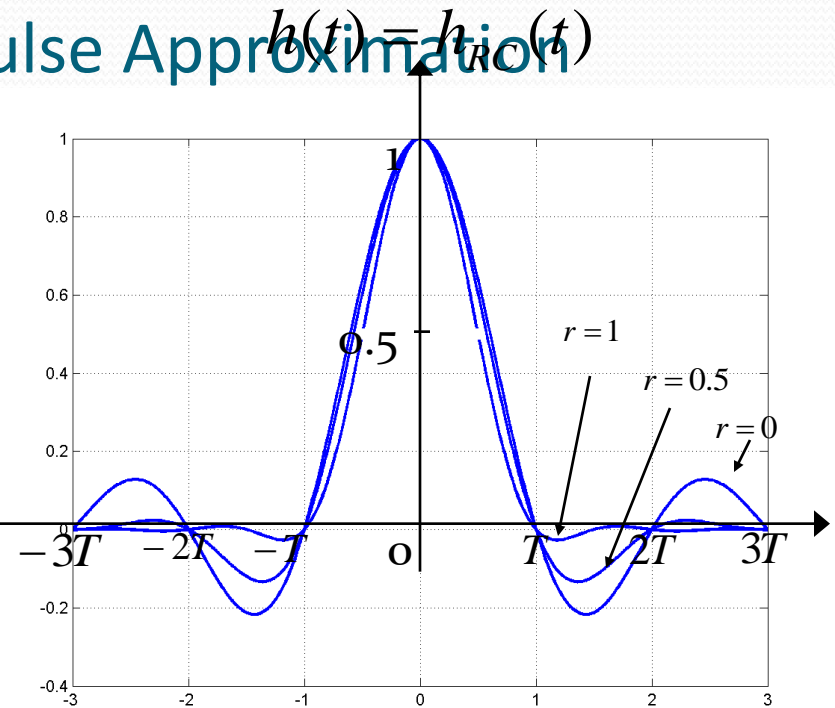
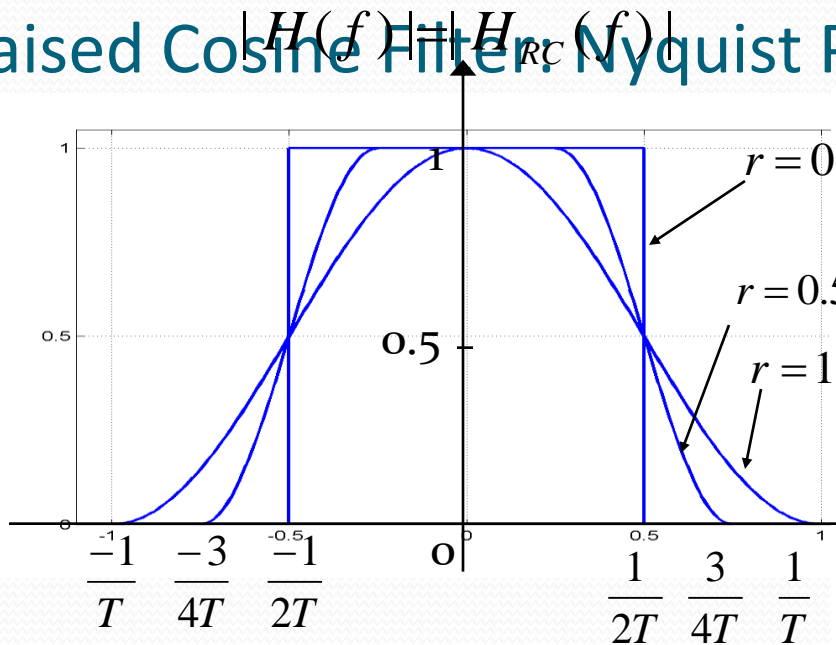
Ideal Nyquist pulse

$$h(t) = \text{sinc}(t/T)$$



- Như vậy nếu tại đầu thu ta có bộ lọc có đáp ứng xung giống như đáp ứng xung của bộ lọc Nyquist trong miền thời gian thì tín hiệu thu được sẽ không có ISI. Tuy nhiên bộ lọc Nyquist là lý tưởng ta chỉ có thể có các bộ lọc gần giống gọi là bộ lọc Raised Cosine

Raised Cosine Filter: Nyquist Pulse Approximation



Baseband $W_{\text{sSB}} = (1+r) \frac{R_s}{2}$

Passband $W_{\text{DSB}} = (1+r)R_s$

Raised-Cosine Filter

- A Nyquist pulse (No ISI at the sampling time)

$$H(f) = \begin{cases} 1 & \text{for } |f| < 2W_0 - W \\ \cos^2 \left[\frac{\pi}{4} \frac{|f| + W - 2W_0}{W - W_0} \right] & \text{for } 2W_0 - W < |f| < W \\ 0 & \text{for } |f| > W \end{cases}$$

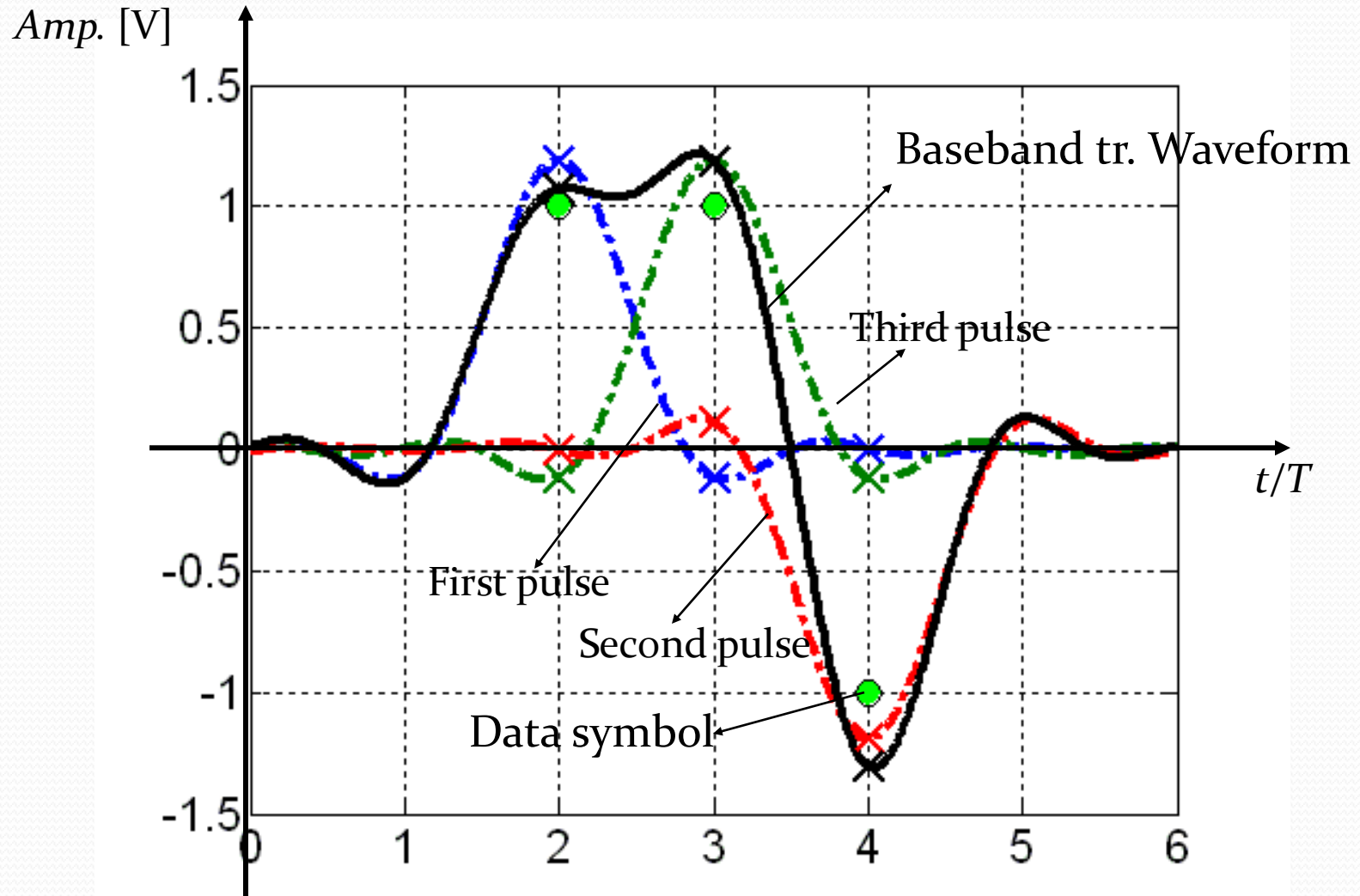
$$h(t) = 2W_0 (\text{sinc}(2W_0 t)) \frac{\cos[2\pi(W - W_0)t]}{1 - [4(W - W_0)t]^2}$$

Excess bandwidth $W - W_0$

Roll-off factor
 $0 \leq r \leq 1$

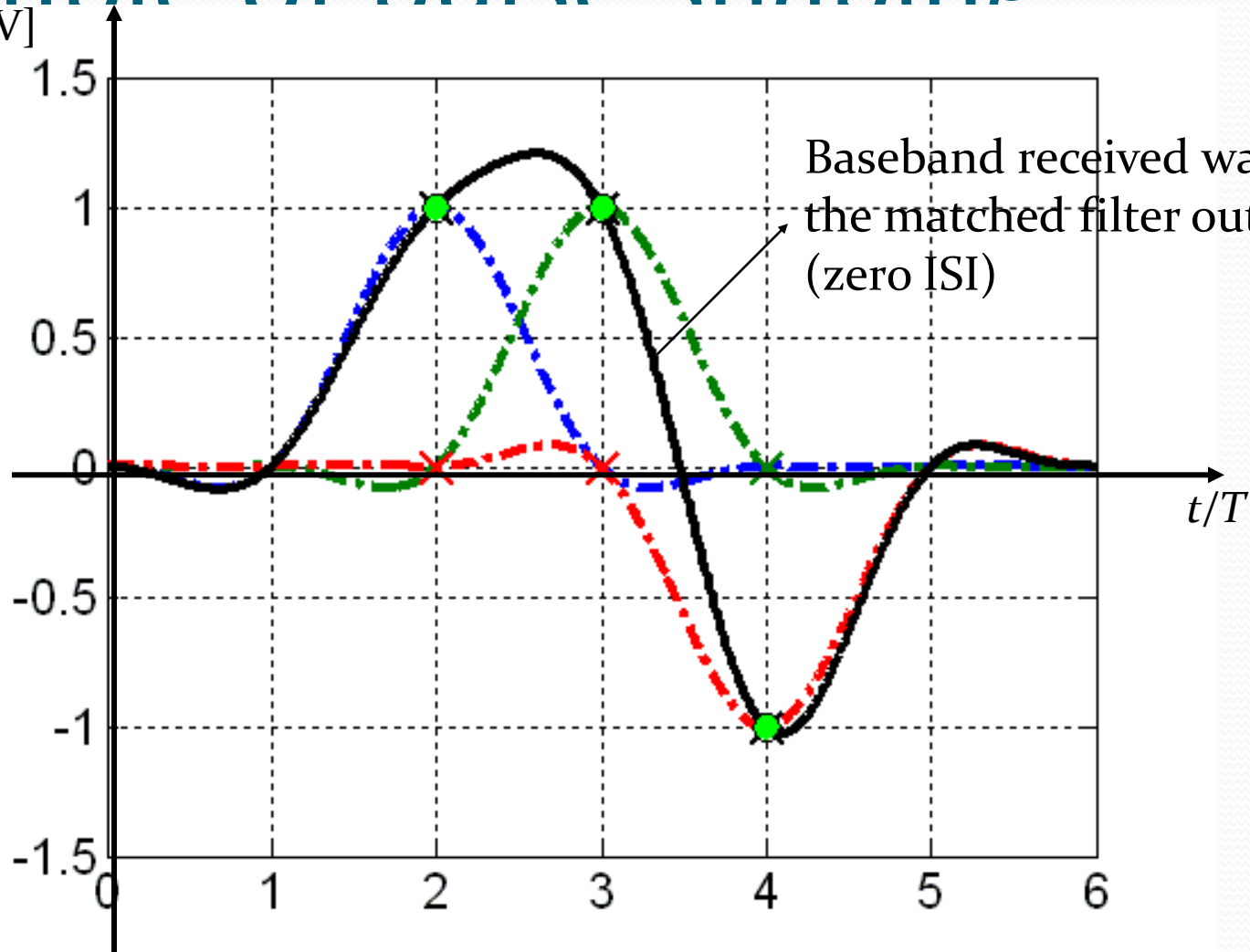
$$r = \frac{W - W_0}{W_0}$$

Example of pulse shaping



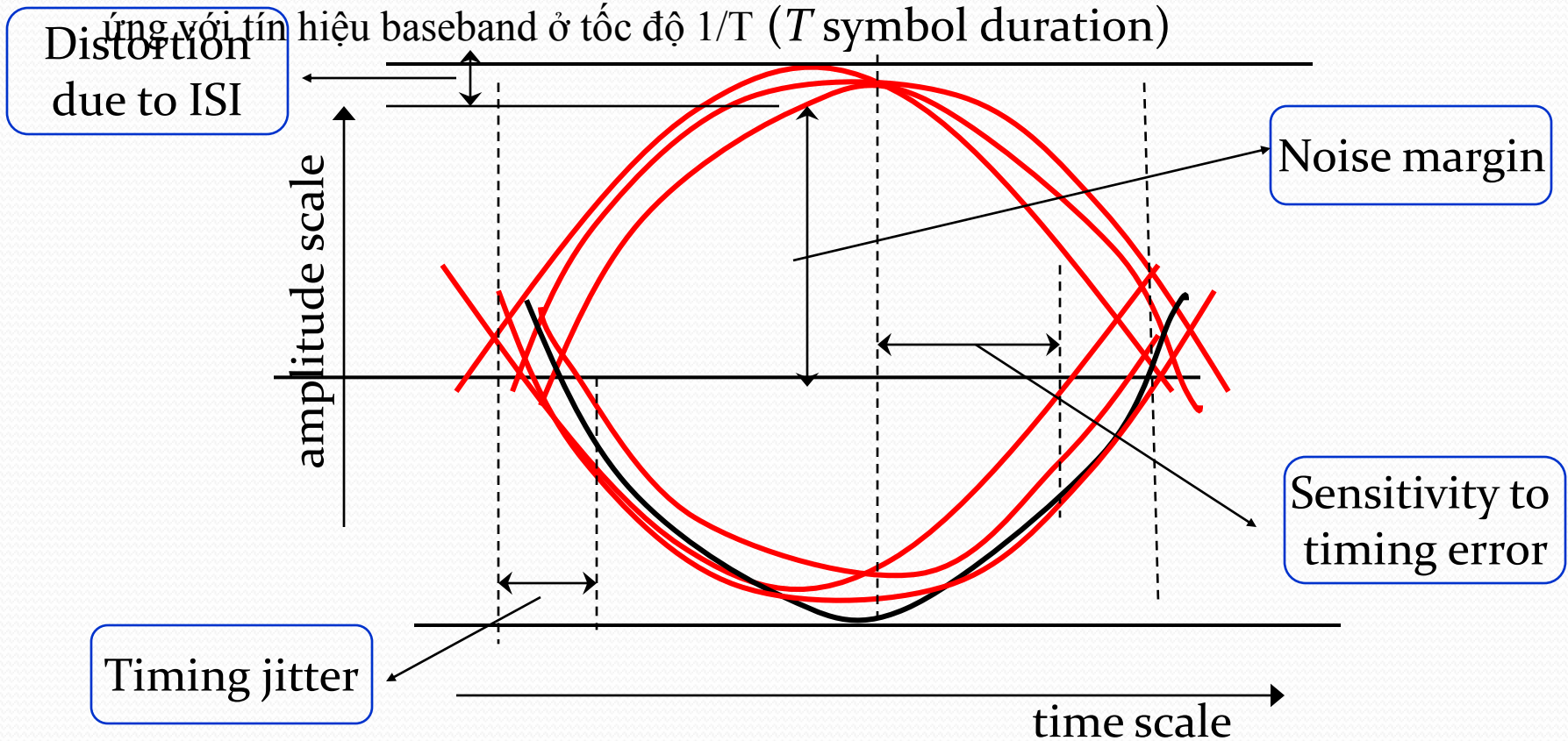
Example of pulse shaping

Amp. [V]



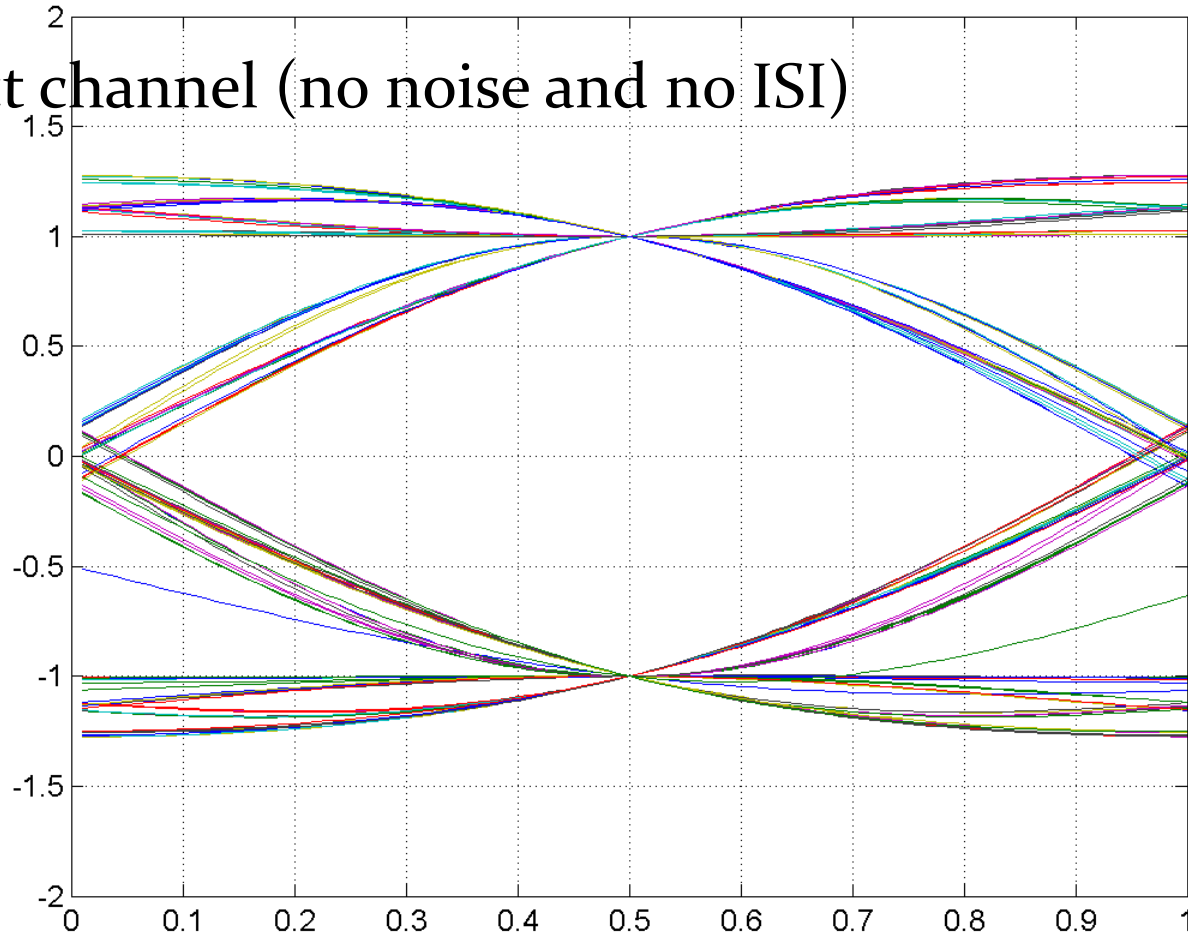
Eye pattern

- **Eye pattern:** Dạng tín hiệu hiển thị trên dao động ký khi mà tín hiệu quét đáp ứng với tín hiệu baseband ở tốc độ $1/T$ (T symbol duration)



Example of eye pattern: Binary-PAM, SRRC pulse

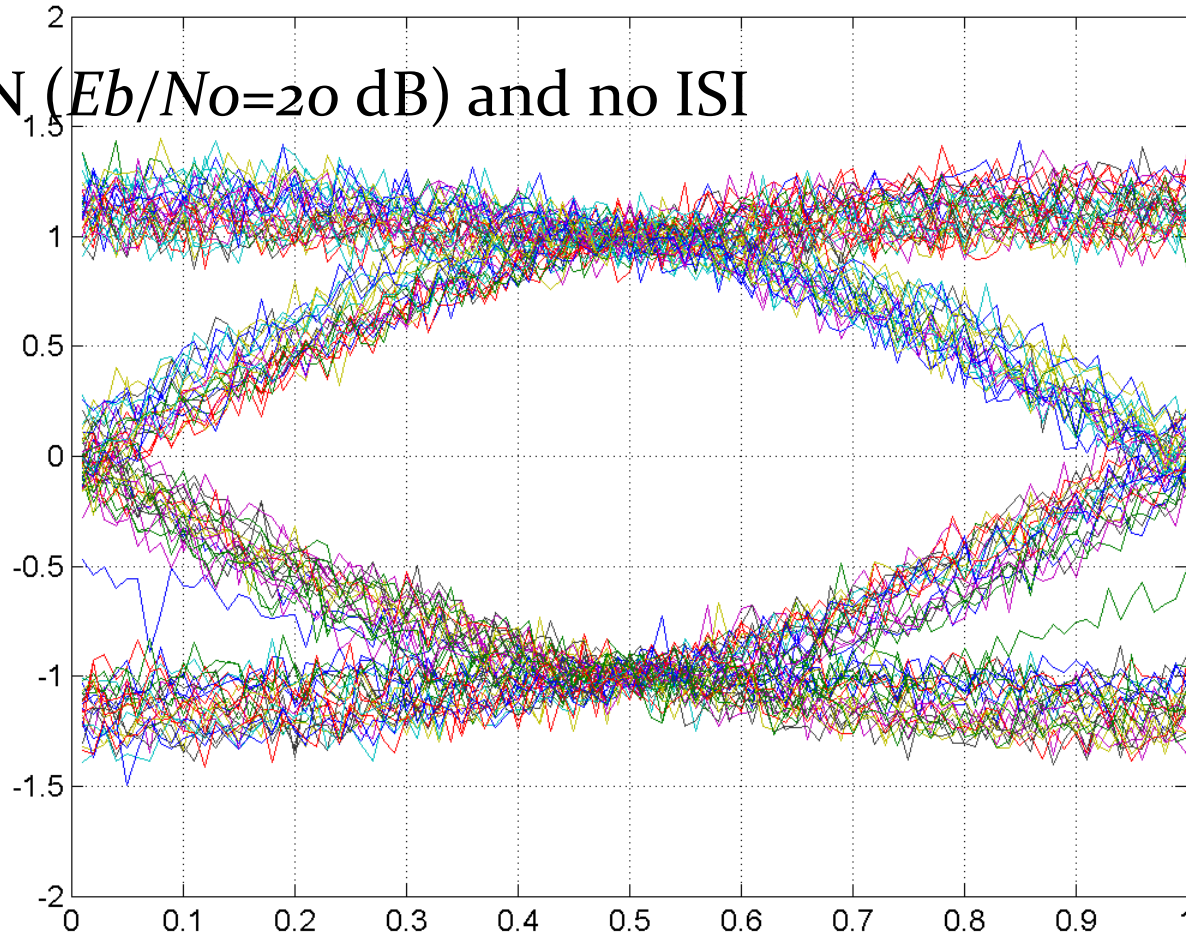
- Perfect channel (no noise and no ISI)



Example of eye pattern:

Binary-PAM, SRRC pulse ...

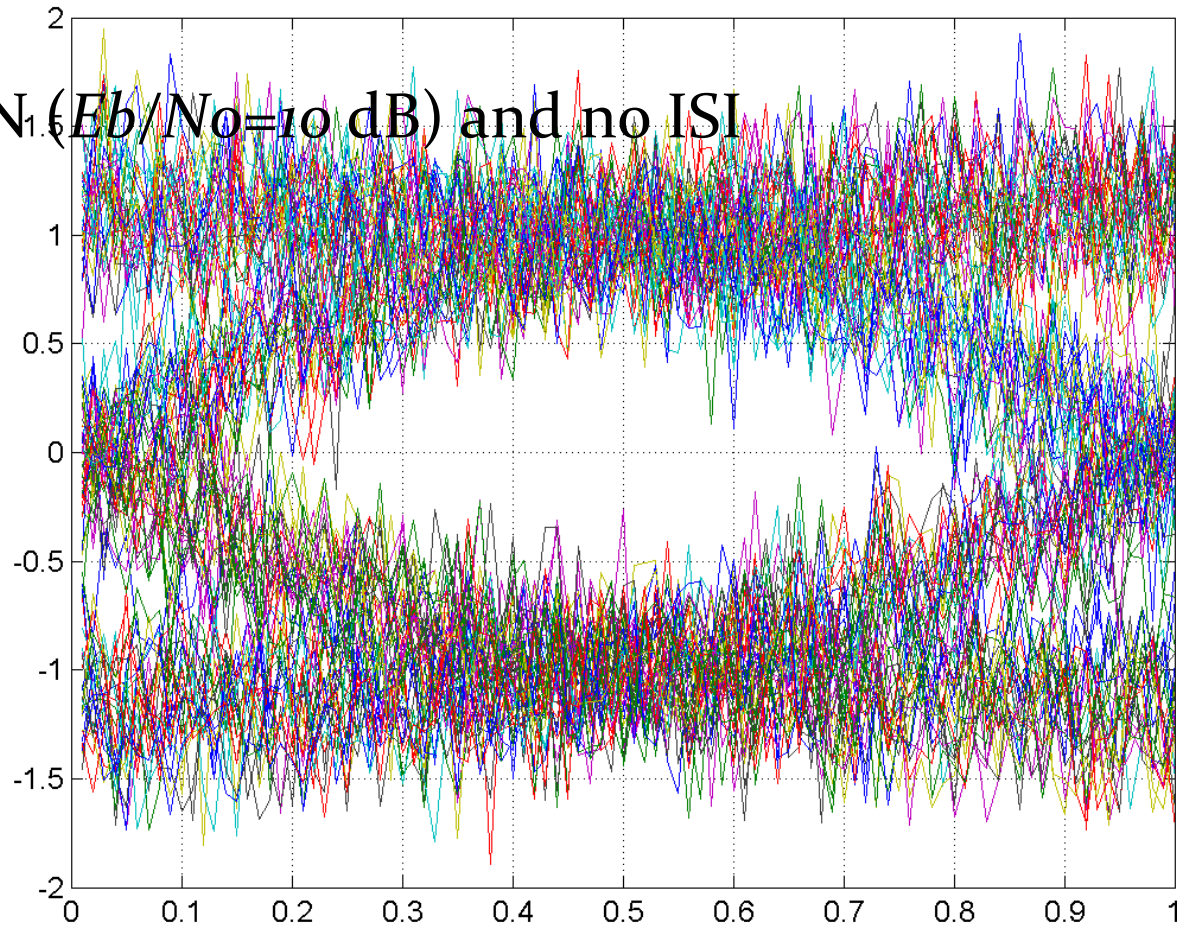
- AWGN ($E_b/N_0=20$ dB) and no ISI



Example of eye pattern:

Binary-PAM, SRRC pulse ...

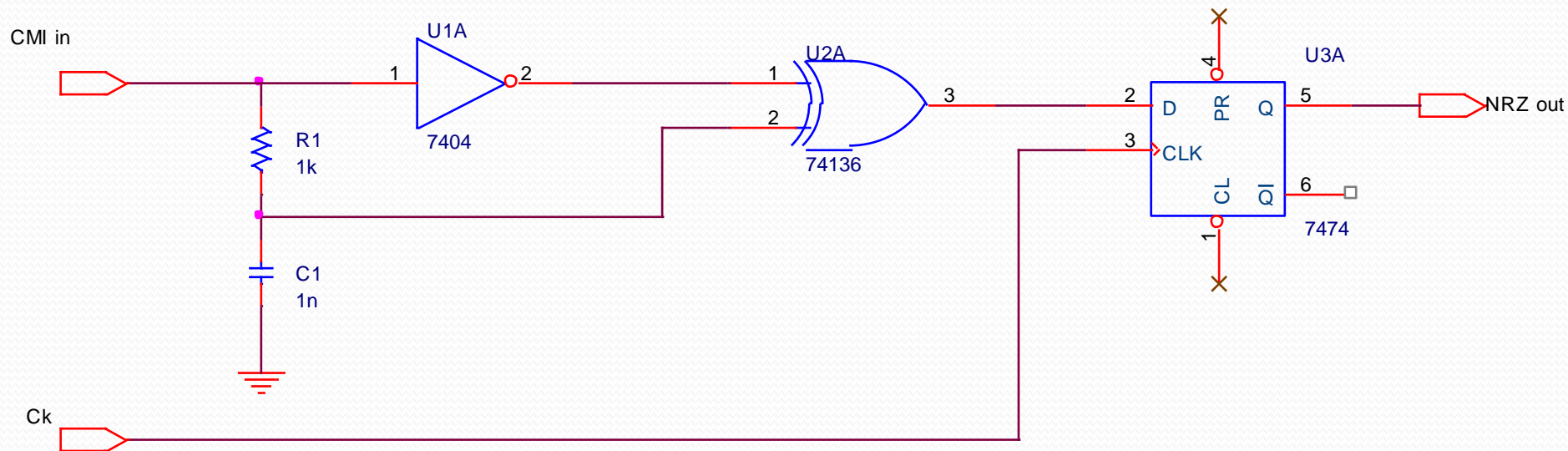
- AWGN ($E_b/N_0=10$ dB) and no ISI



II. Xử lý baseband

2. Đổi mã: Đổi mã từ HDB3 hay CMI sang NRZ

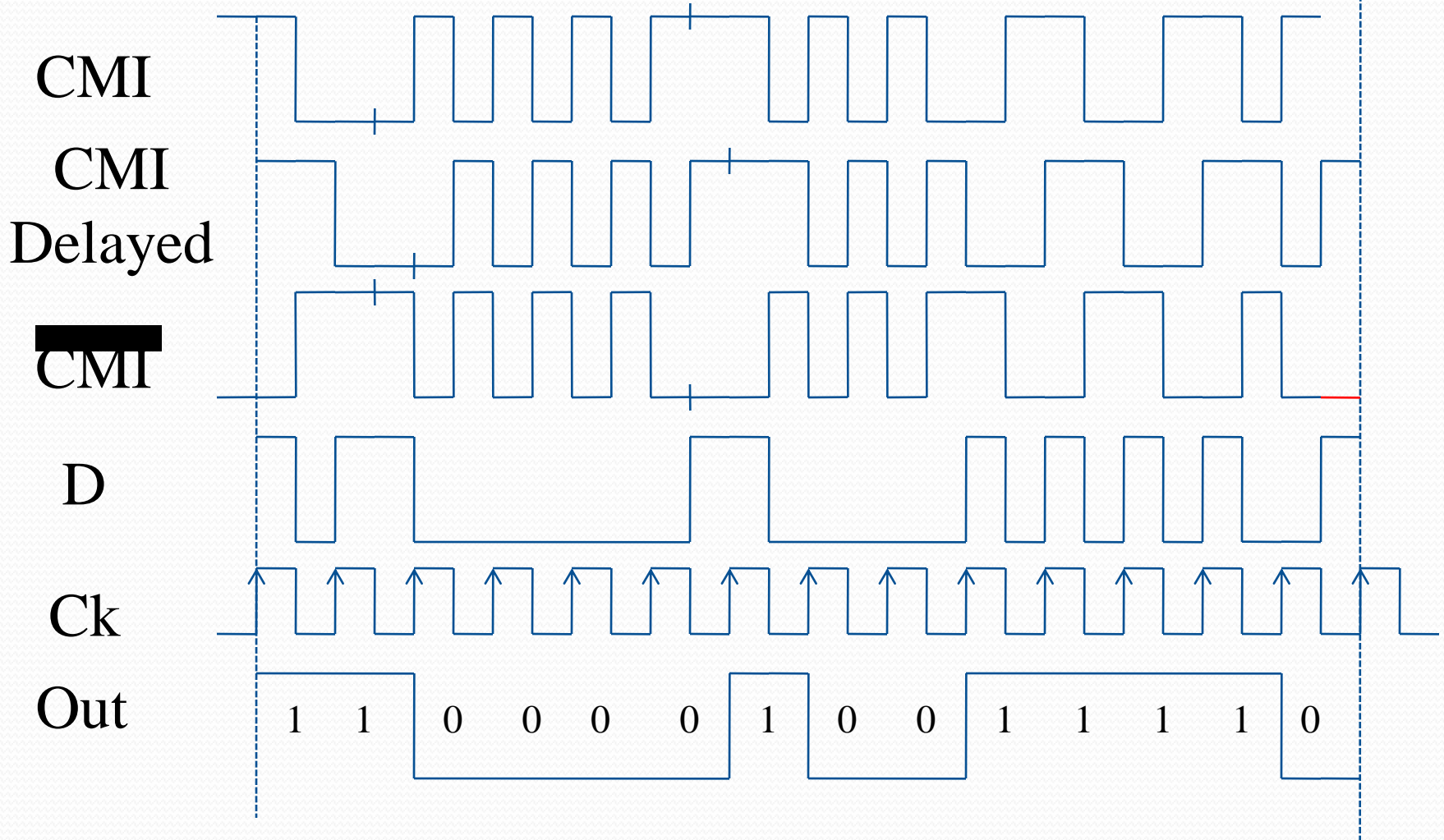
Sơ đồ mạch đổi mã từ CMI sang NRZ



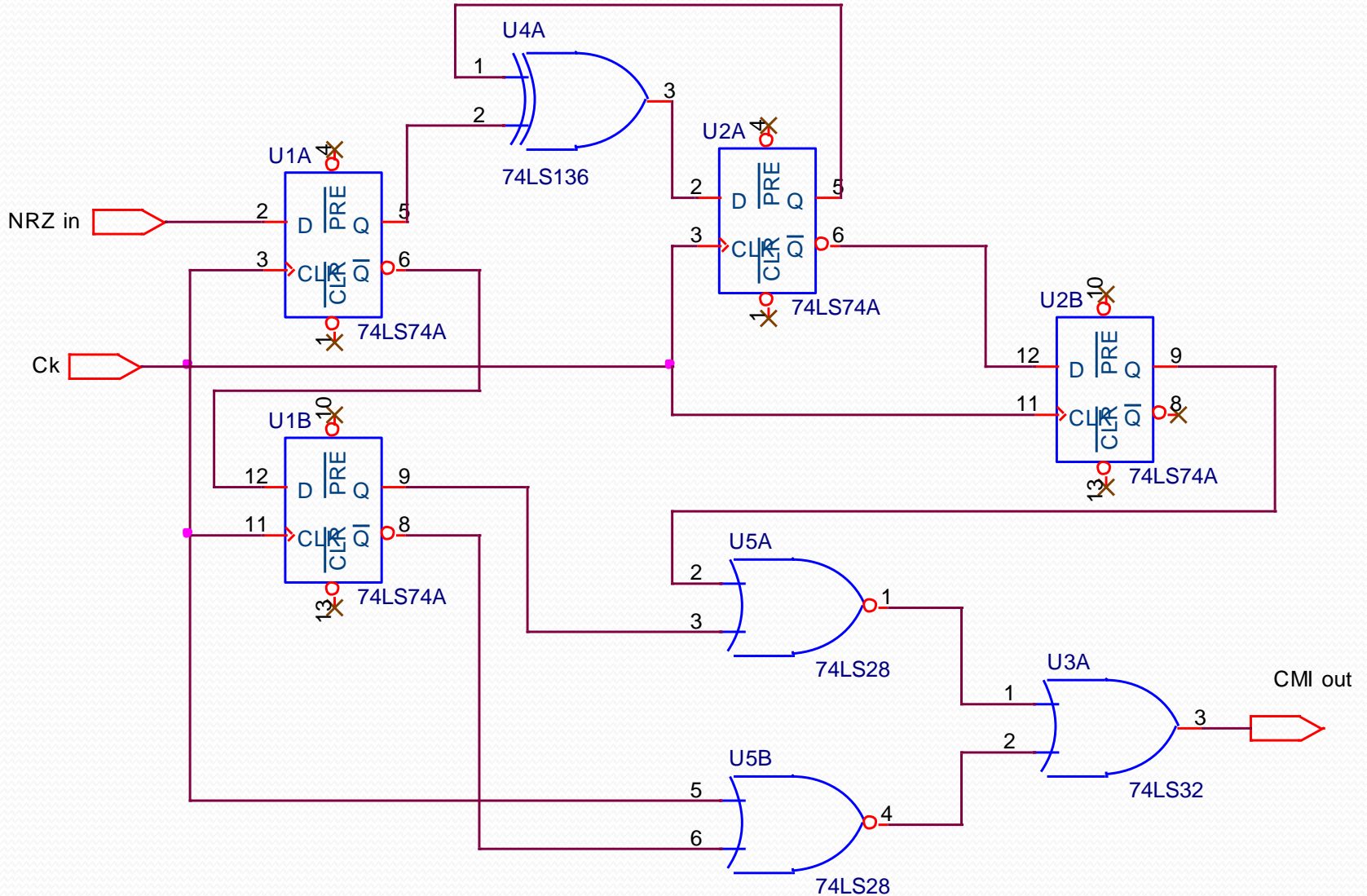
Ví dụ cho chuỗi bit: 110000100111110

II. Xử lý baseband

- Dạng mã và dạng tín hiệu ở các vị trí **CMI**, D, Q như sau:



II. Xử lý baseband



Mạch đổi mã NRZ sang CMI

II. Xử lý baseband

- *SV* tự vẽ dạng tín hiệu

II. Xử lý baseband

3. Channel Coding

Nhiệm vụ của mã hóa kênh là để kiểm soát lỗi nhằm tăng độ tin cậy của hệ thống truyền dẫn. Bộ mã hóa chèn thêm một số bit theo một nguyên tắc định trước và tại đầu thu bộ giải mã sử dụng các thông tin của các bit chèn thêm để

- Phát hiện lỗi:
 - Xác định đoạn nào của luồng số thu chứa lỗi. Thông báo cho nơi gửi hay nơi nhận về lỗi.
 - Giảm thiểu xác suất không phát hiện lỗi.
- Sửa lỗi:
 - Đạt được sự giảm xác suất lỗi (hay tỷ số bit lỗi, BER) cho tỷ số E_b/N_0 định trước.
 - Đối với xác suất lỗi cho trước giảm giá trị E_b/N_0 . Lượng giảm được gọi độ lợi của mã hoá đối với xác suất lỗi

II. Xử lý baseband

4. Scrambler:

- Tăng thêm các chuyển đổi mức ở luồng số để dễ dàng khôi phục lại đồng hồ từ tín hiệu thu. Điều này hết sức cần thiết để khôi phục lại luồng số thu.
- Làm cho phổ của tín hiệu vô tuyến sau điều chế trải đều, tránh tình trạng phổ vạch dẫn đến khoá pha nhầm ở đầu thu.
- Trong một số trường hợp ngẫu nhiên hoá các kênh vô tuyến khác nhau sẽ giảm nhiễu giữa các kênh này khi chúng làm việc ở tần số gần nhau.

II. Xử lý baseband

Ngẫu nhiên hoá được thực hiện theo hai phương pháp:

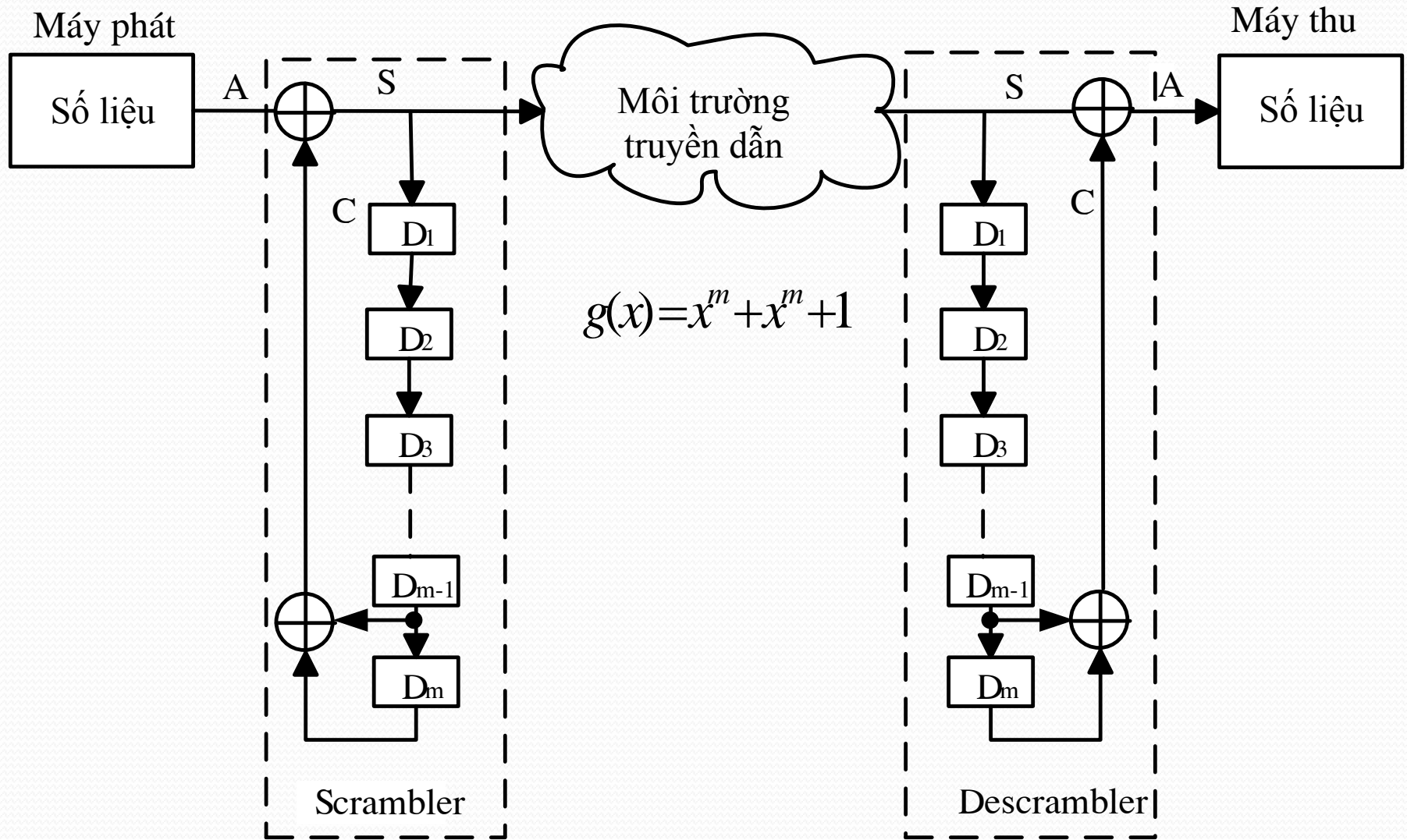
- Ngẫu nhiên hoá đồng bộ (hay ngẫu nhiên hoá khởi động lại).
- Ngẫu nhiên hoá tự đồng bộ.

Nguyên tắc chung của cả hai phương pháp ngẫu nhiên hoá nói trên là luồng số cần phát được cộng modul-2 (Ex-OR) với luồng số nhị phân giả ngẫu nhiên (PRBS: Pseudo Random Binary Sequence) được tạo ra từ một bộ tạo mã giả ngẫu nhiên

$$s(t) = m(t) \oplus c(t)$$

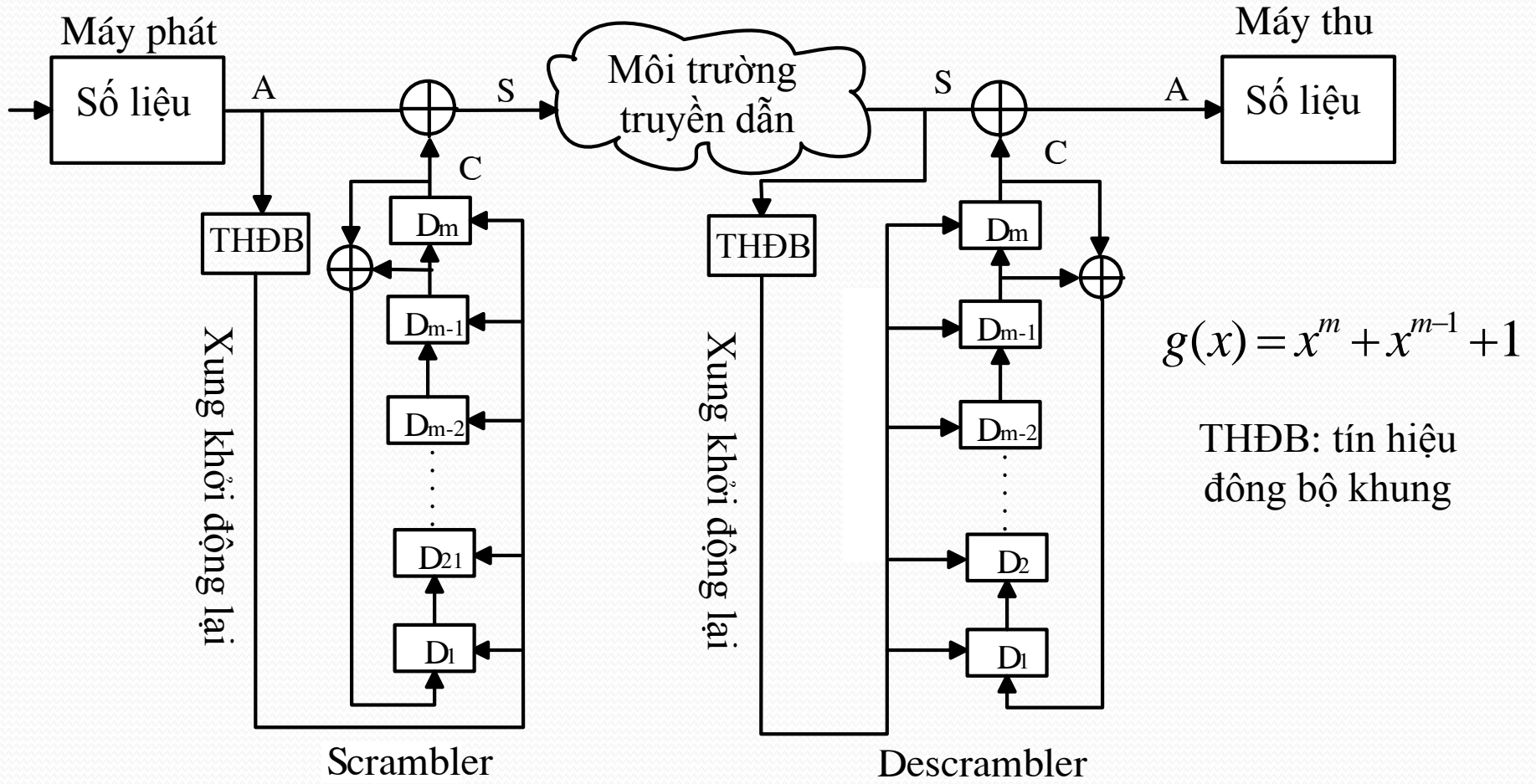
$$m(t) = s(t) + c(t)$$

II. Xử lý baseband



Sơ đồ ngẫu nhiên hóa tự đồng bộ

II. Xử lý baseband

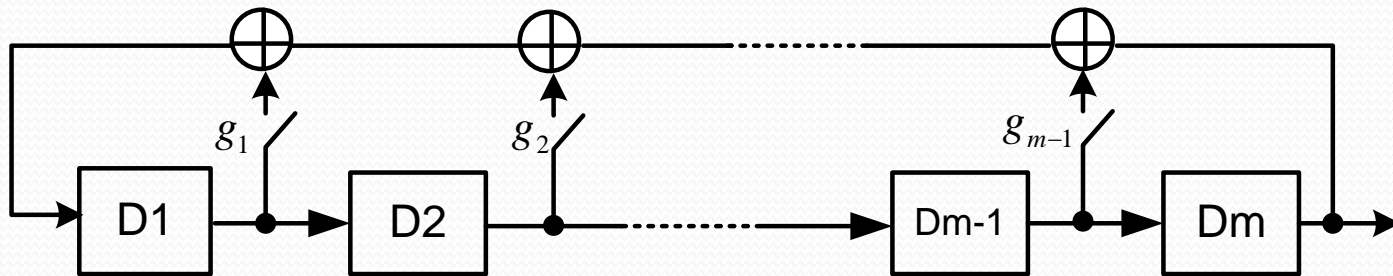


Sơ đồ ngẫu nhiên hóa đồng bộ

II. Xử lý baseband

- Trong cả hai sơ đồ trên vấn đề quan trọng nhất là chuỗi PRBS $c(t)$ được tạo ra như thế nào:

Các bộ tạo mã giả ngẫu nhiên được xây dựng trên cơ sở các đa thức tạo mã có cấu trúc là một chuỗi các flip-flop mắc nối tiếp với nhau với đường hồi tiếp qua các mạch Ex-OR



Khóa đóng nếu $g_i = 1$
Khóa mở nếu $g_i = 0$

Đa thức tạo chuỗi mã PRBS
$$g(x) = x^m + g_{m-1}x^{m-1} + \dots + g_1x + 1$$

II. Xử lý baseband

- Số các phần tử nhớ trong thanh ghi dịch xác định độ dài của chuỗi PRBS. Nếu đa thức tạo mã được chọn hợp lý (đa thức nguyên thủy) thì độ dài của chuỗi PRBS đạt giá trị cực đại và bằng:

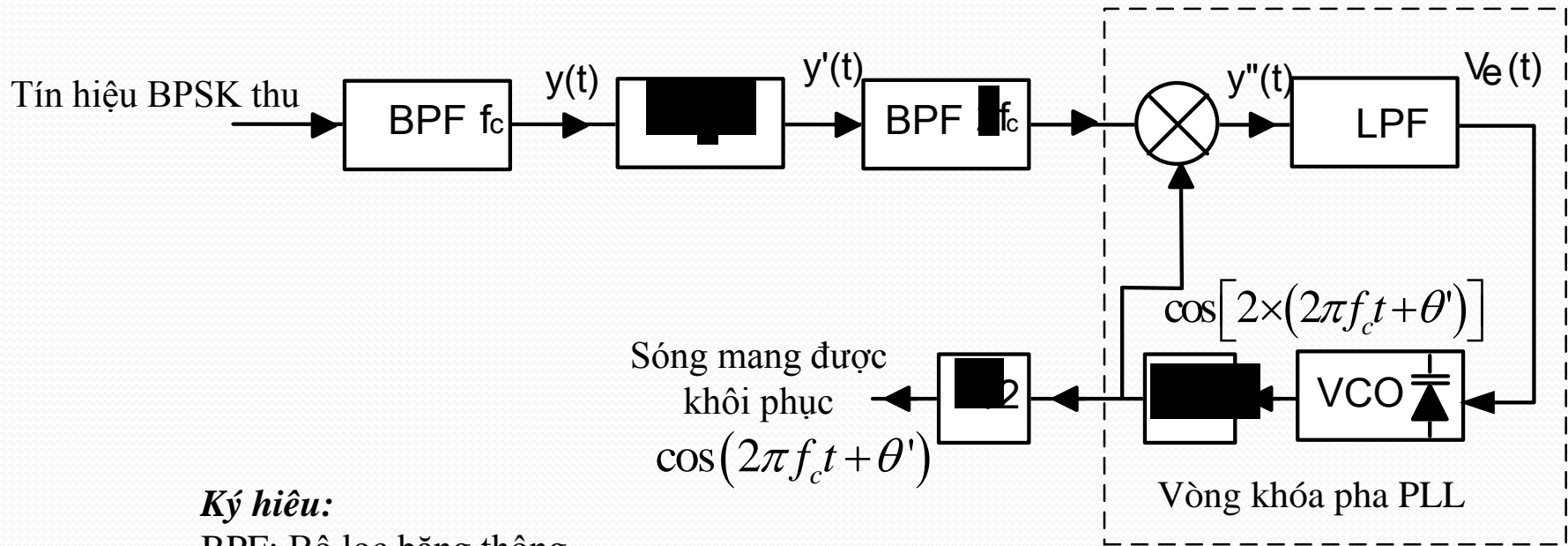
$$N = 2^m - 1$$

Ví dụ: Xét sơ đồ bộ tạo mã PRBS với $m=3$

$$g(x) = x^3 + x + 1$$

II. Xử lý baseband

5. Khôi phục sóng mang:



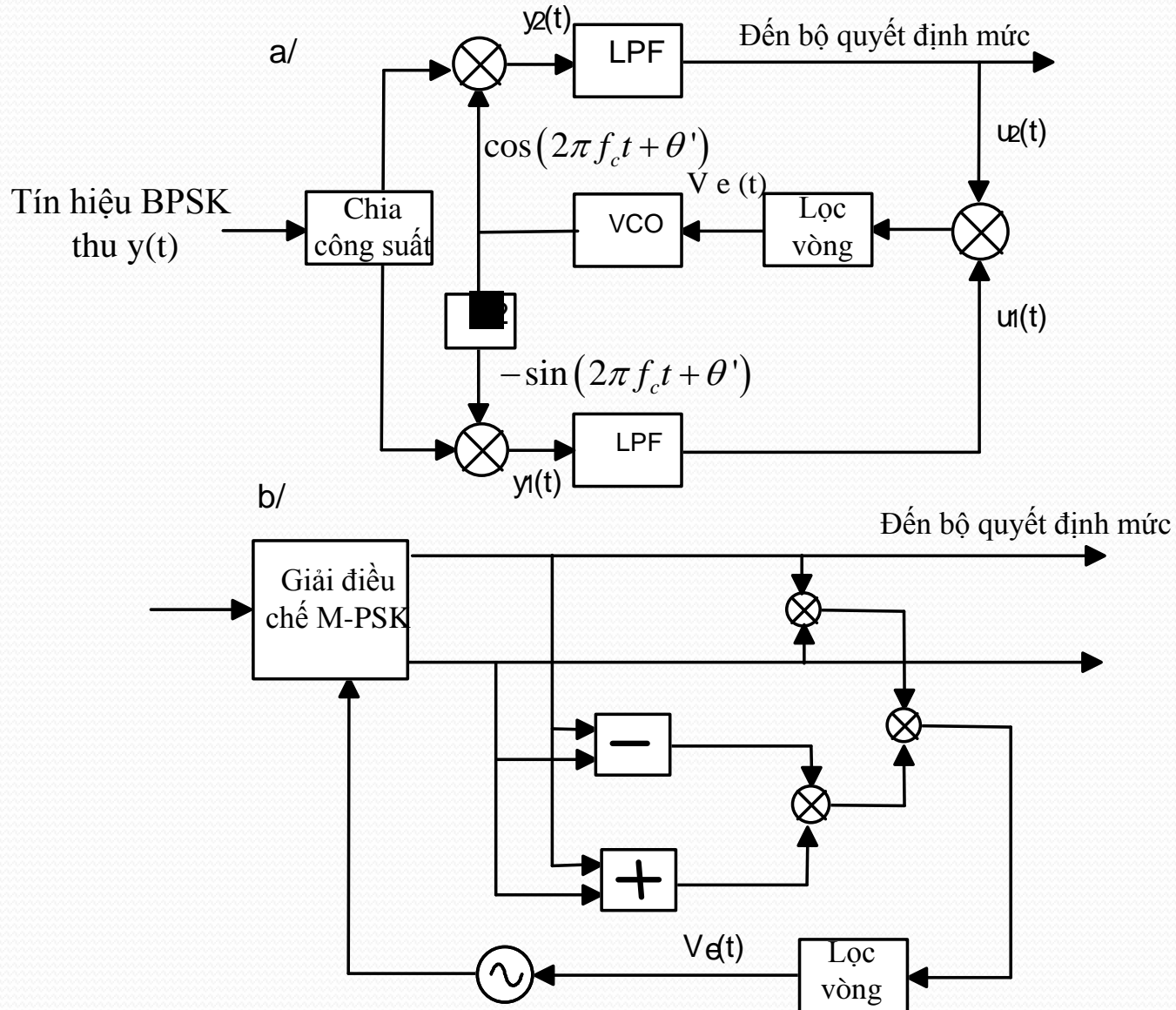
Ký hiệu:

BPF: Bộ lọc băng thông

LPF: Bộ lọc thông thấp

VCO: Bộ dao động được điều khiển bằng điện áp

II. Xử lý baseband



II. Xử lý baseband

- Đọc thêm vấn đề cân bằng trong miền thời gian và miền tần số

III. Hệ thống viba số

1. Các thông số ảnh hưởng đến tuyến line of sight

a) Antenna:

Có nhiều dạng antenna được sử dụng tuy nhiên trong thông tin viba thường sử dụng loại parabolic và thỉnh thoảng sử dụng loại loa kèn. Các antenna dạng này có tính chất hướng tính rất cao

Kích thước của antenna parabol có đường kính nằm trong khoảng từ 0.5m đến 36m

Các thông số của antenna parabol như sau:

- Độ lợi của antenna:

$$G = 20 \log \frac{4\pi A_e}{\lambda^2}$$

$$G(dB) = 17.7 + 20 \log D(m) + 20 \log f(GHz)$$

III. Hệ thống viba số

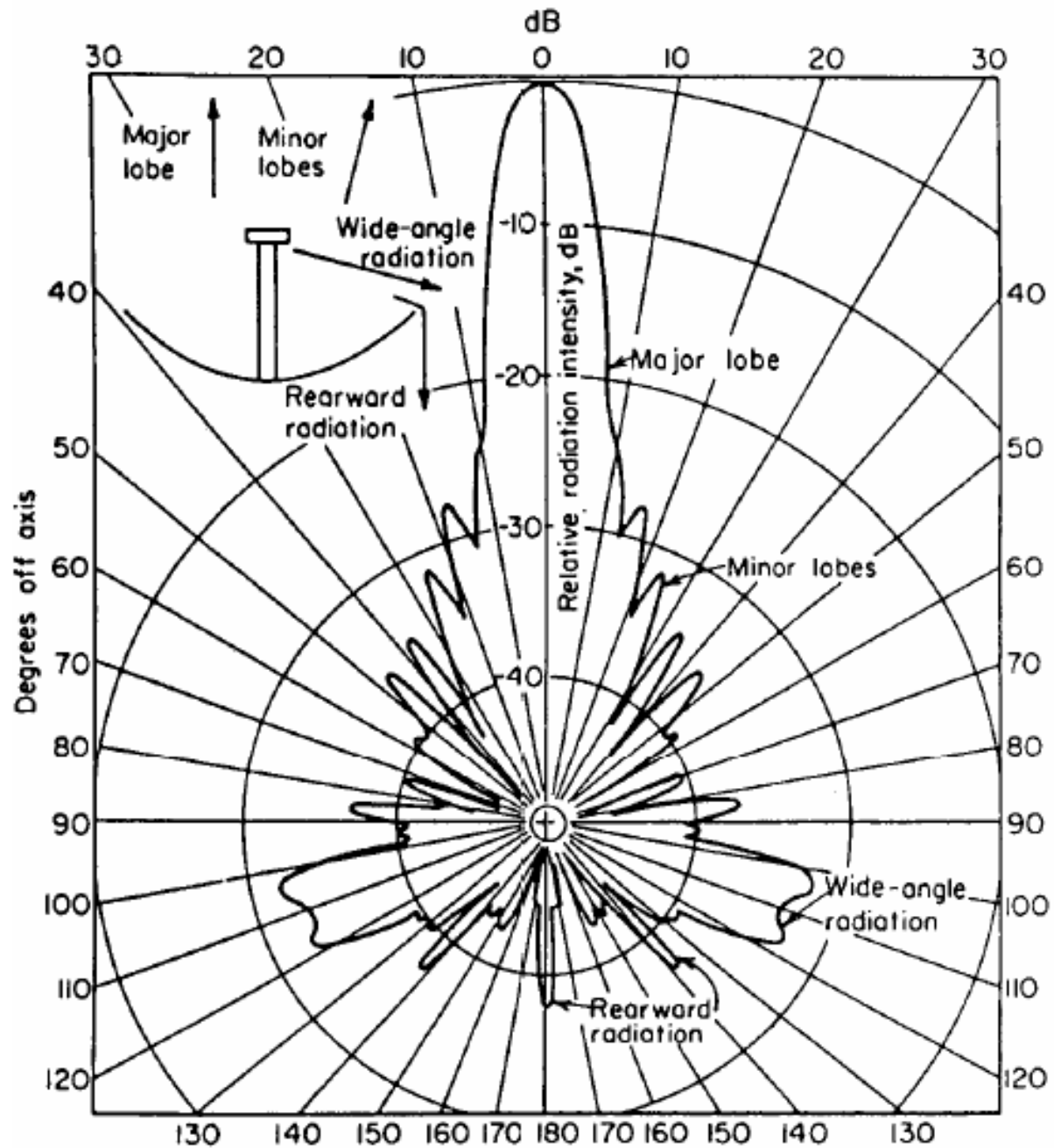
- Độ rộng búp sóng: Là một thông số quan trọng của antenna được xác định dựa vào mẫu bức xạ. Đối với antenna parabol được xác định

$$\phi = \frac{21.3}{fD}$$

ϕ : là độ rộng búp sóng được xác ở điểm nửa công suất

f: Tần số hoạt động có đơn vị là GHz

D: Đường kính của antenna parabol đơn vị tính bằng m



III. Hệ thống viba số

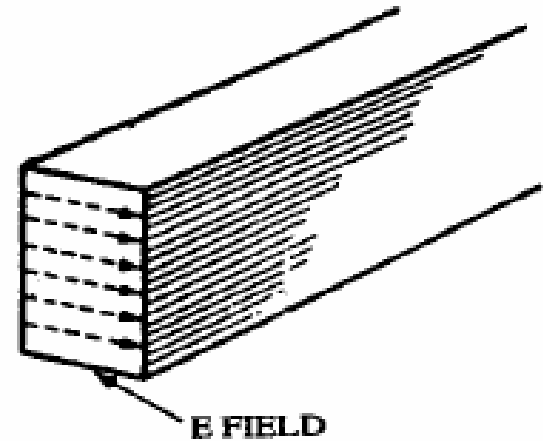
- Beamwidth của antenna có đường kính 3m vào khoảng dưới 2 độ ở tần số 4 – 6 GHz
- Sử dụng antenna có đường kính càng lớn thì Beamwidth càng giảm do đó giao thoa từ các nguồn tín hiệu khác hoặc từ các antenna lân cận được giảm thiểu đồng thời độ lợi cũng tăng cao
- Tuy nhiên sẽ làm tăng độ khó khi cân chỉnh cho tuyến hoạt động. Các antenna phải được chỉnh cực kỳ chính xác và rất dễ mất liên lạc do gió đẩy antenna lệch và rất nghiêm trọng nếu antenna có đường kính lớn

III. Hệ thống viba số

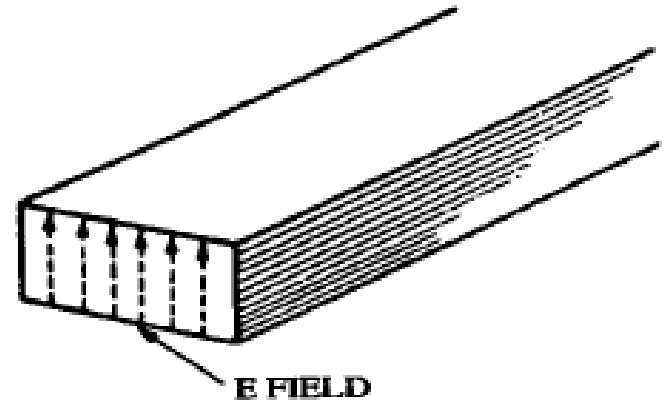
- Cực tính:

Để dễ hình dung ta xem ống dẫn sóng dạng chữ nhật được dùng làm antenna (dạng loa kèn: Horn) với các vector điện trường E nằm theo chiều dọc hoặc ngang thì antenna được xem là phân cực dọc hoặc ngang. Nếu tín hiệu được bức xạ theo cực tính ngang thì chỉ có một phần rất nhỏ tín hiệu được truyền đi có cực tính dọc và độ chênh lệch này vào khoảng 30 – 40dB.

Hai kênh truyền có cùng tần số được đặt ở cùng vị trí thì phải có cực tính ngược nhau



(a)



(b)

III. Hệ thống viba số

- Trụ antenna:

Trong một tuyến truyền dẫn trụ antenna càng cao thì cự ly truyền càng xa tuy nhiên giá thành càng cao

Đối với tuyến dài 48Km có địa hình tương đối bằng phẳng thì cần trụ cao 75m

Đối với trụ dây co thì diện tích đất phải rộng. Mỗi cạnh phải có chiều dài khoảng 80% chiều cao của antenna. Chẳng hạn antenna cao 90m thì cần diện tích tối thiểu là 111x128 hay diện tích đề nghị là 128x128

III. Hệ thống viba số

b. Suy hao trong không gian tự do:

- Năng lượng microwave là năng lượng điện từ mà được truyền đi trong không gian như sóng ánh sáng. Khí quyển và địa hình cũng gây ảnh hưởng suy hao năng lượng microwave
- Suy hao trong không gian tự do có thể được định nghĩa là suy hao giữa hai antenna đẳng hướng trong không gian tự do mà không xét đến ảnh hưởng của mặt đất và khí quyển
- Về mặt toán học suy hao không gian tự do được xác định

$$L_s = 20 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)$$

$$L_s = 92.4 + 20 \log d (Km) + 20 \log f (GHz)$$

III. Hệ thống viba số

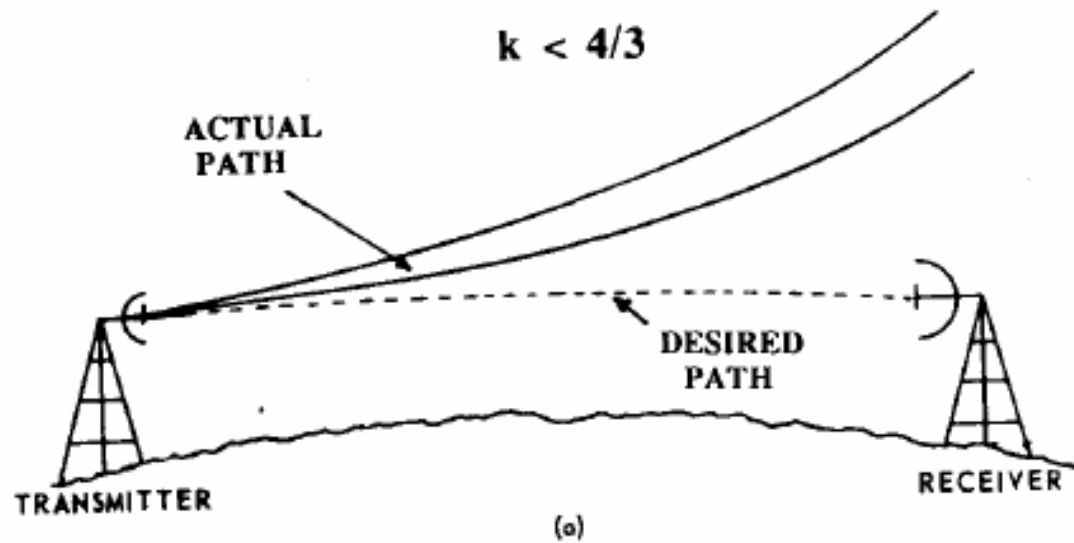
- Đây là thông số gây suy hao rất lớn. Xét một tuyến có chiều dài 48Km thì suy hao không gian tự do khoảng 132dB ở tần số 2GHz và 148dB ở tần số 12GHz. Như vậy nếu công suất phát là 1w thì công suất thu được là 10^{-13} w
- Tuy nhiên nếu sử dụng antenna có tính định hướng cao thì độ lợi của antenna trong hệ thống có thể đạt đến khoảng 40dB. Do đó công suất thu được cải thiện từ 10^{-13} w đến 10^{-5} w

III. Hệ thống viba số

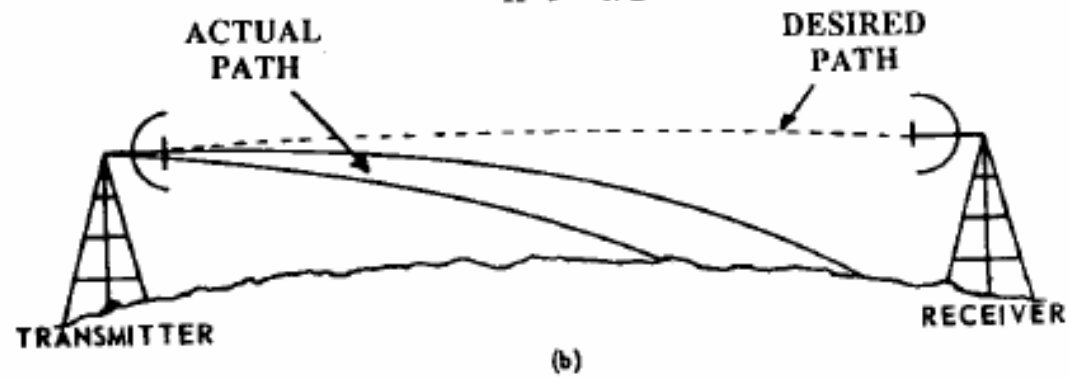
c. Ảnh hưởng của khí quyển

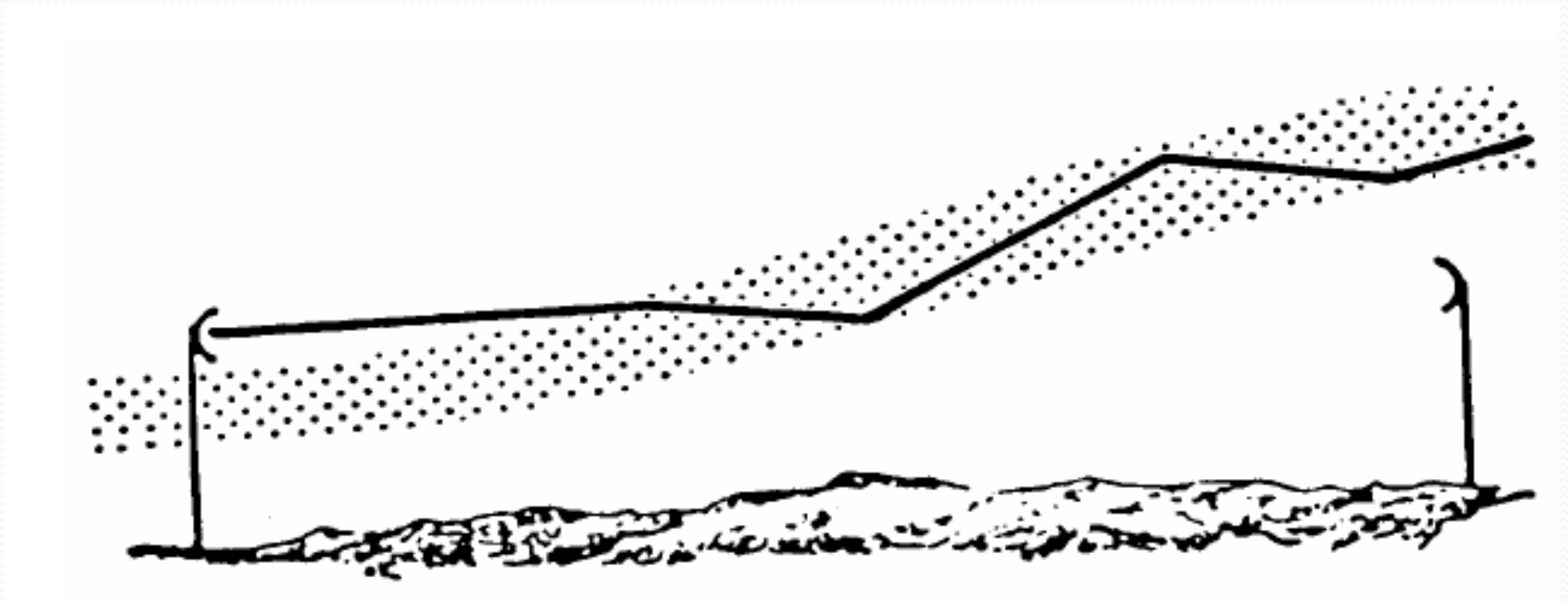
- Hấp thu
 - Hấp thu do oxygen: Tương đối nhỏ 0.01dB/Km ở tần số 2GHz và tăng lên 0.02dB/Km ở tần số 26GHz
 - Hấp thu do mưa: ảnh hưởng lớn đến đường truyền đặc biệt ở những tần số cao. Tại tần số 6GHz hấp thu do hơi nước là 0.001dB/Km tuy nhiên khi hơi nước tăng lên do sương mù, mưa nhỏ thì hấp thu tăng lên 0.01dB/Km và nếu mưa lớn hấp thu lên đến 1dB/Km
 - Để tăng độ tin cậy của tuyến truyền dẫn nên giảm chiều dài tuyến hay tăng trạm lặp hoặc sử dụng tần số thấp
- Khúc xạ: Hiện tượng khúc xạ sẽ uốn cong các sóng vô tuyến lan truyền. Nếu xem như hiện tượng truyền sóng theo đường thẳng thì ảnh hưởng của khúc xạ sẽ làm cho bán kính trái đất thay đổi bởi một giá trị k

$$k < 4/3$$



$$k > 4/3$$



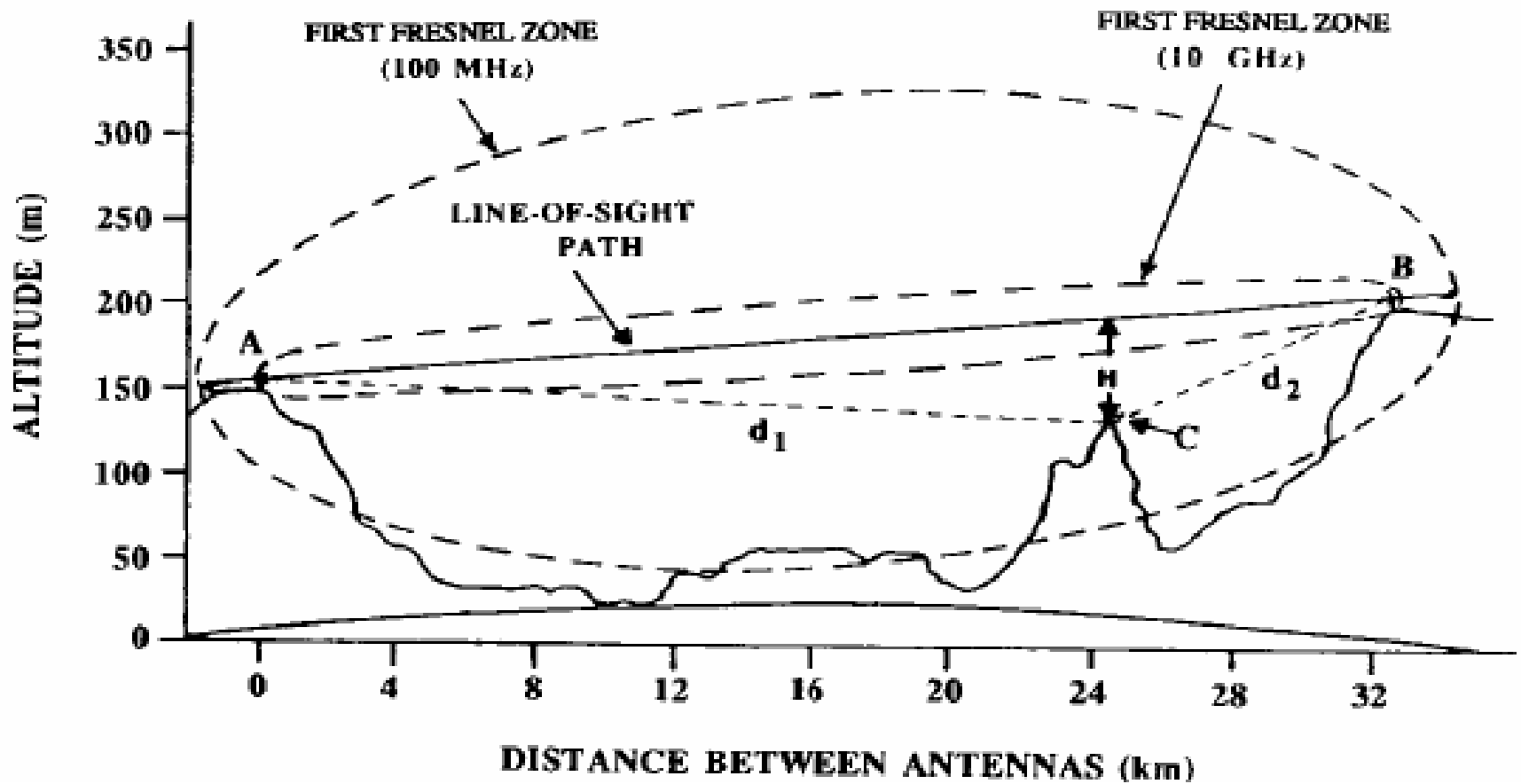


Hiện tượng ống dẫn

III. Hệ thống viba số

- d. Ảnh hưởng địa hình
 - Hiện tượng phản xạ
 - Vùng Fresnel
 - Hiện tượng tán xạ

III. Hệ thống viba số

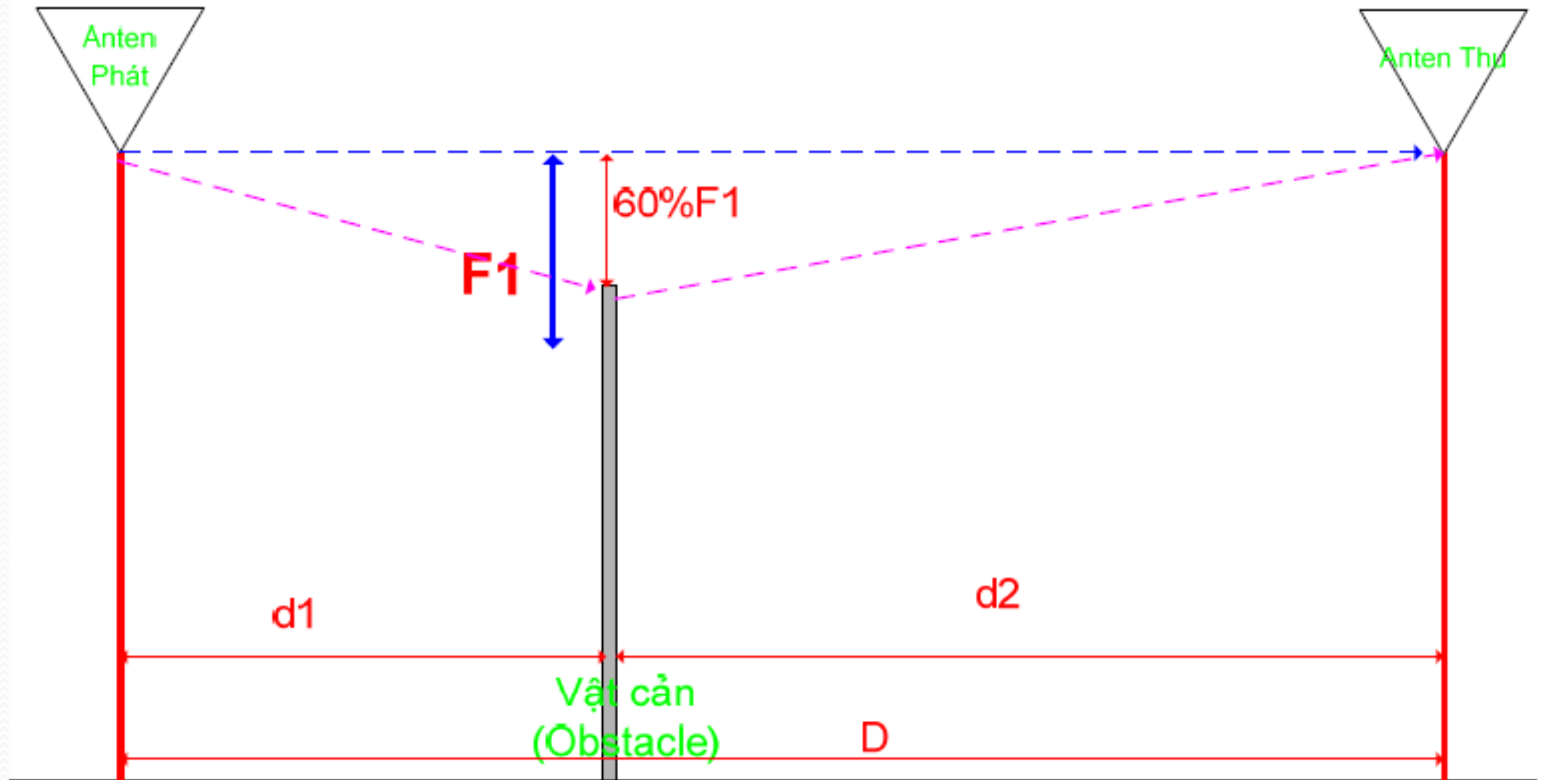


III. Hệ thống viba số

$$F_n = 17.3 \sqrt{\frac{nd_1d_2}{fD}}$$

- D (Km) = d_1 (Km) + d_2 (Km)
- f : Tần số hoạt động GHz
- n : vùng Fresnel 1, 2, 3...

III. Hệ thống viba số



III. Hệ thống viba số

e. Kỹ thuật phân tập:

- Phân tập không gian

$$I_s = \frac{1.2 \times 10^{-3} \eta s^2 f 10^{(FM-V)/10}}{d}$$

S : khoảng cách giữa 2 antenna phân tập $5m \leq s \leq 15m$

FM: Độ dự trữ fading

V: Độ lệch về độ lợi của 2 antenna

D: cự ly truyền Km

η : Hiệu suất của bộ chuyển mạch phân tập

III. Hệ thống viba số

- Phân tập tần số

$$I_f = \frac{80\Delta f 10^{FM/10}}{f^2 d}$$

Δf : Độ lệch tần số giữa 2 antenna phân tập GHz

f : Tần số hoạt động GHz

d : Cự ly truyền Km

FM: Độ dự trữ fading dB

III. Hệ thống viba số

2. Tính toán tuyến truyền dẫn
 - Độ lợi antenna parabol

$$G(dB) = 17.7 + 20 \log D(m) + 20 \log f (GHz)$$

- Suy hao trong không gian tự do

$$L_S = 92.4 + 20 \log d (Km) + 20 \log f (GHz)$$

- Công suất thu

$$P_R = P_T + G_T + G_R - L_S - L_O$$

III. Hệ thống viba số

Độ dự trữ fading

$$FM = P_R - P_{th} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_R - \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{req}$$

Mật độ phổ công suất nhiễu

$$N_0 = 10 \log kT$$

Tốc độ truyền dẫn

$$P_R - N_0 = FM + \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_{req} + 10 \log R_b$$

III. Hệ thống viba số

- Xác suất vượt độ dự trữ fading

$$P_F = 7 \times 10^{-7} c f^B d^C 10^{-FM/10}$$

$c = 1$: Địa hình bằng phẳng

$c = 4$: Địa hình biển, duyên hải

$c = 1/4$: Địa hình đồi núi, khí hậu khô

$$2.5 \leq C \leq 3.5$$

$$0.85 \leq B \leq 1.5$$

Bài tập

- Cho tuyến truyền dẫn dài 40Km hoạt động ở tần số 3GHz. Hệ thống sử dụng antenna phát có đường kính 1m, antenna thu có đường kính 1.8m. Công suất phát 5w, suy hao do môi trường là 10dB. Suy hao do connector là 2dB

a. Xác định công suất thu theo đơn vị dBw

b. Hệ thống sử dụng điều chế QPSK với yêu cầu $BER \leq 10^{-5}$ Máy thu bao gồm bộ khuếch đại RF có hệ số nhiễu 4dB độ lợi 20dB, mạch Mixer suy hao 6dB, mạch trung tần có hệ số nhiễu 10dB. Độ dự trữ fading của hệ thống là 30dB. Cho biết tốc độ truyền bit tối đa của hệ thống để đạt được yêu cầu trên

- Cho biết $Q(x) = 10^{-5}$ tra bảng sẽ được $x = 4.25$

STT	Thông số	Giá trị	Ký hiệu
1	Công suất phát		
2	Độ lợi antenna phát		
3	Suy hao feeder phát		
4	Các suy hao khác		
5	Độ cao antenna phát, thu		
6	Suy hao không gian tự do		
7	Độ lợi antenna thu		
8	Công suất thu		
9	Hệ số nhiễu máy thu		
10	Nhiệt độ nhiễu của hệ thống thu		

STT	Thông số	Giá trị	Ký hiệu
11	Loại điều chế		
12	BER yêu cầu		
13	Độ dự trữ fading		
14	Tốc độ truyền dẫn		
15	Khoảng hở an toàn		
16	Xác suất vượt dự trữ fading		
17	Độ tin cậy của tuyến truyền dẫn		

II. Xử lý baseband

3. Phân bố kênh truyền

4. Hệ thống bảo vệ

5. Đo kiểm chất lượng:

- Đo RF
 - Công suất phát ngõ ra
 - Tần số phát
 - Tần số dao động nội sai số cho phép 30ppm
 - Mức công suất dao động nội
 - Tần số dao động nội máy thu
 - Mức công suất dao động nội ở máy thu
 - Công suất ngõ vào RF máy thu (Xác định đường cong AGC)
 - Suy hao phản xạ ống dẫn sóng và áp suất

III. Hệ thống viba số

- Đo IF
 - Mức công suất ngõ vào IF (Ngõ vào Mixer)
 - Tần số trung tần và BW
 - Mức công suất ngõ vào (đến Demod)
 - Phổ công suất ngõ ra
 - Mẫu mắt sau khi giải điều chế
- Đo ở baseband
 - Phân tích lỗi
 - Phân tích trọt
 - Phân tích không gian tín hiệu

Chương 2: Môi trường truyền

Bùi Văn Hiếu

E-mail: bvhiieu@cse.hcmut.edu.vn

Bộ môn Kỹ thuật máy tính
Khoa Khoa học và Kỹ thuật máy tính
Trường đại học Bách Khoa Thành phố Hồ Chí Minh

Nội dung trình bày

- Khái niệm, thuật ngữ
- Sự sai khác tín hiệu
- Khả năng kênh truyền
- Các môi trường truyền dẫn

Nội dung trình bày

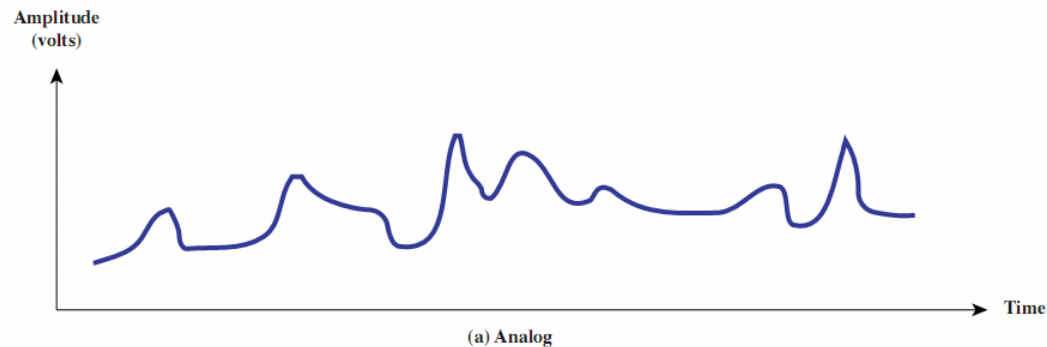
- **Khái niệm, thuật ngữ**
- Sự sai khác tín hiệu
- Khả năng kênh truyền
- Các môi trường truyền dẫn

Môi trường

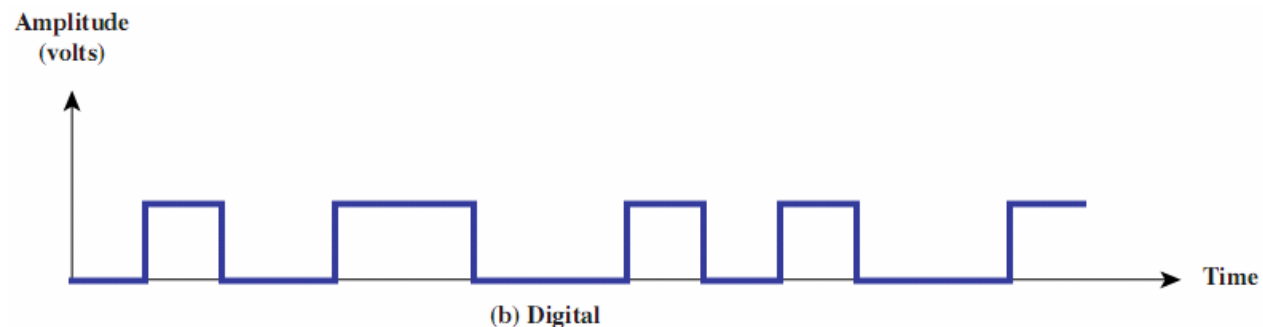
- Môi trường hữu tuyến (guided medium)
- Môi trường vô tuyến (unguided medium hoặc wireless)

Tín hiệu

- Tín hiệu tương tự (analog signal)
 - Các giá trị liên tục theo thời gian



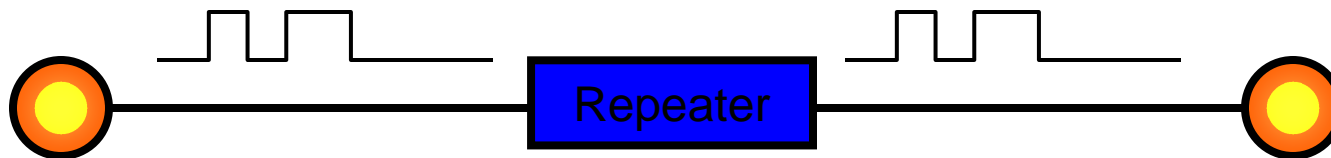
- Tín hiệu số (digital signal)
 - Giữ ở một mức sau đó chuyển sang một mức khác



Repeater và Amplifier

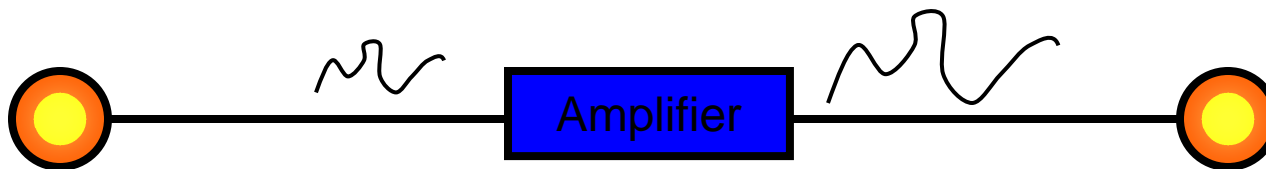
- Repeater

- Truyền tín hiệu số



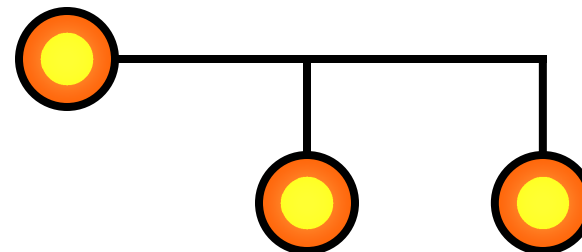
- Amplifier

- Truyền tín hiệu tương tự



Phân loại liên kết

- Liên kết trực tiếp (direct link)
 - Đường truyền giữa hai thiết bị không có các thiết bị trung gian khác (ngoài repeater hoặc amplifier)
- Kết nối điểm điểm (point to point)
 - Kết nối trực tiếp
 - Chỉ có hai thiết bị dùng môi trường truyền
- Kết nối nhiều điểm (multi point)
 - Nhiều thiết bị chia sẻ môi trường truyền

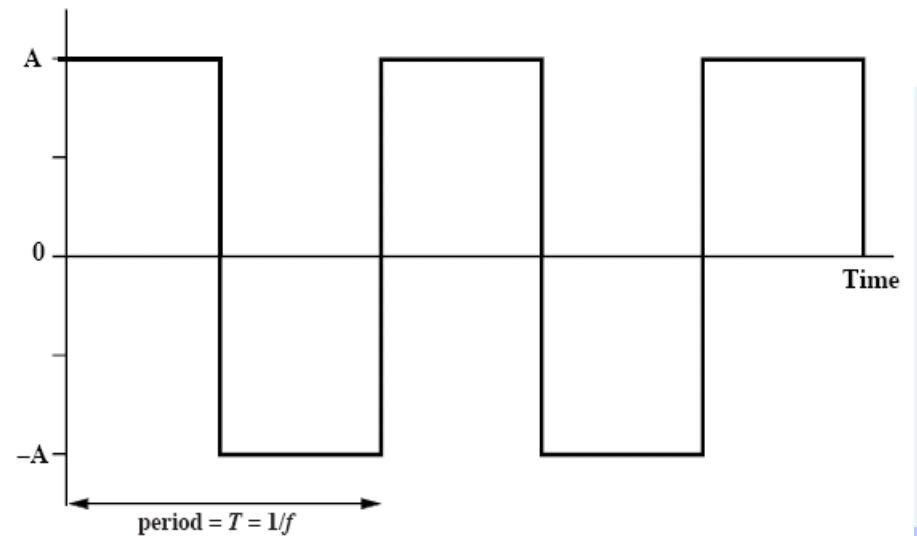
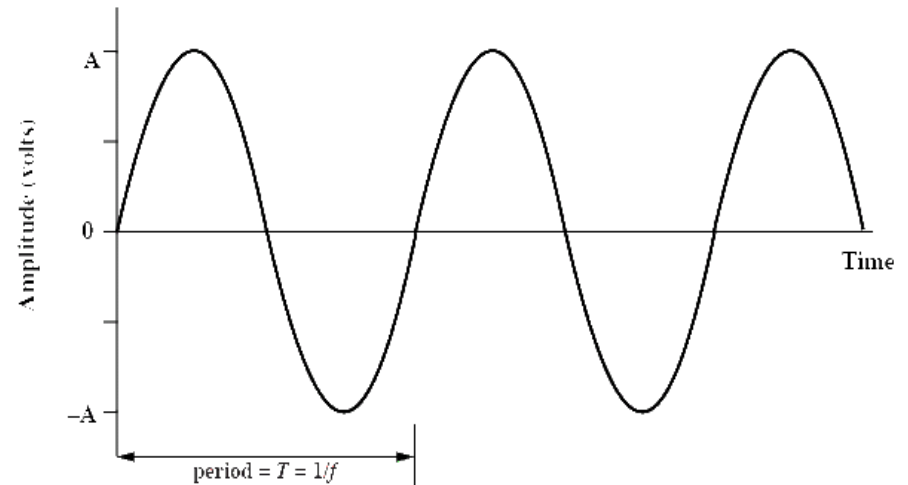


Chế độ truyền

- Đơn giản (simplex)
 - Dữ liệu chỉ truyền một chiều
- Đơn công (half duplex)
 - Dữ liệu có thể truyền hai chiều
 - Mỗi thời điểm chỉ có thể truyền một chiều
- Song công (full duplex)
 - Dữ liệu có thể truyền cùng lúc cả hai chiều

Tín hiệu tuần hoàn

- Lập lại theo thời gian
- Chu kì T
- Tần số $f=1/T$



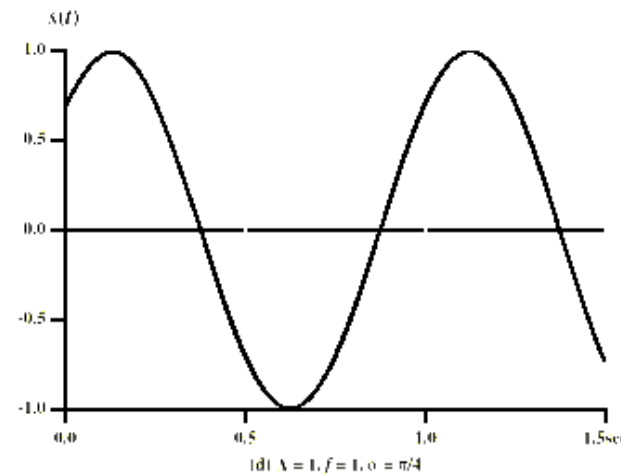
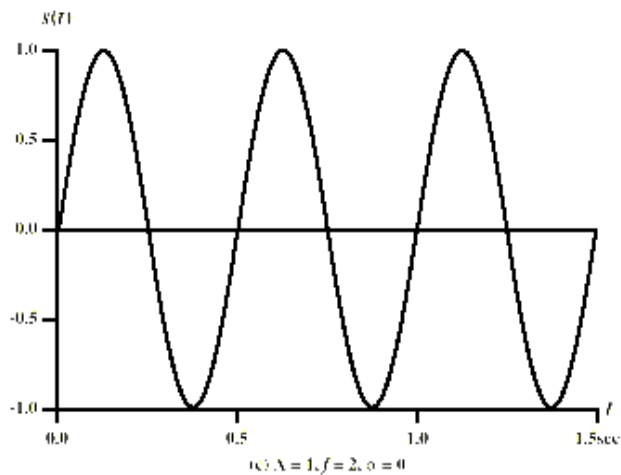
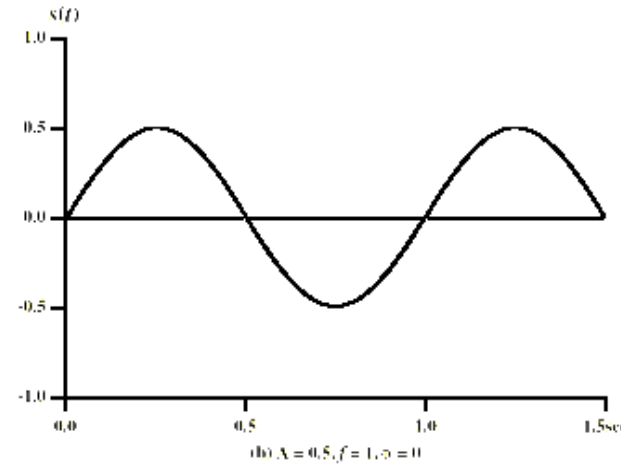
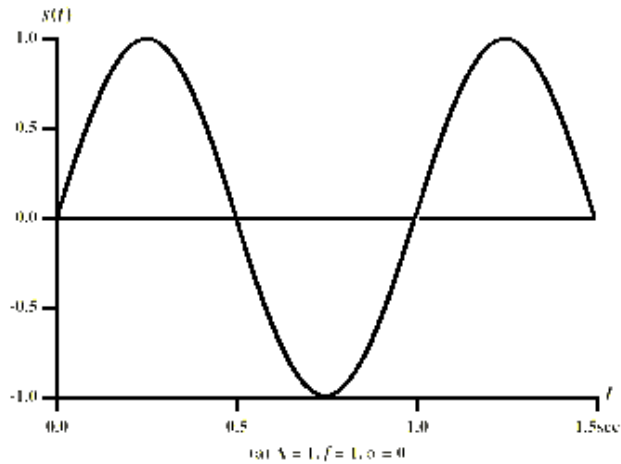
Tín hiệu sin

- Đặc trưng bởi ba thành phần
 - Biên độ (amplitude)
 - Tần số (frequency)
 - Pha (phase)

$$x(t) = A \sin(2\pi ft + \phi)$$

Một số tín hiệu sin

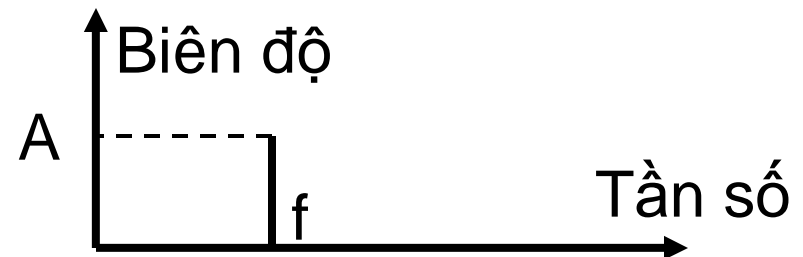
- $x(t) = A \sin(2\pi ft + \phi)$



Khái niệm miền tần số

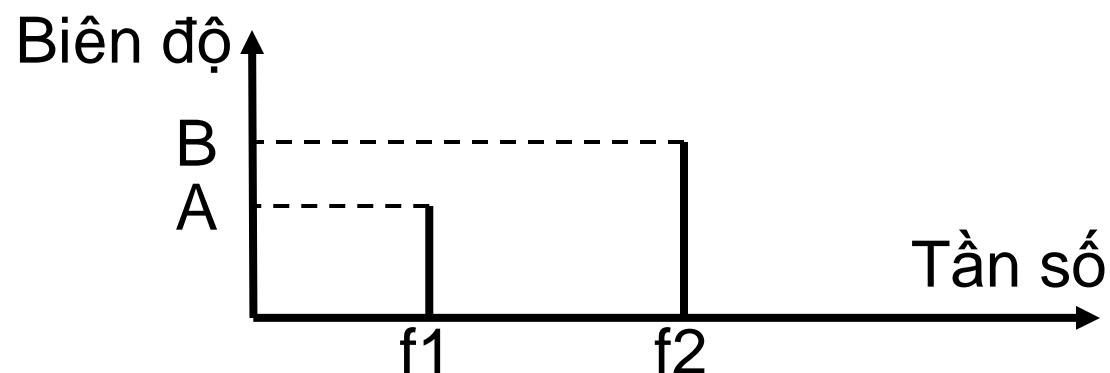
- Biểu diễn miền tần số của tín hiệu sin

$$x(t) = A \sin(2\pi f t + \phi)$$



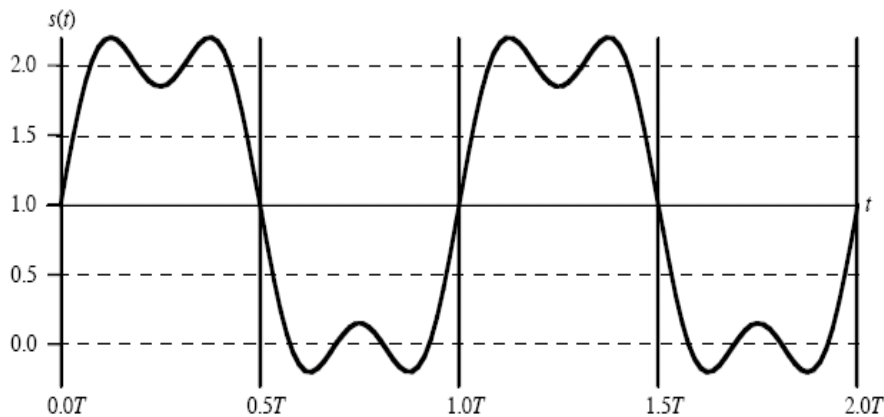
- Biểu diễn miền tần số của tín hiệu

$$x(t) = A \sin(2\pi f_1 t) + B \sin(2\pi f_2 t) + \dots$$

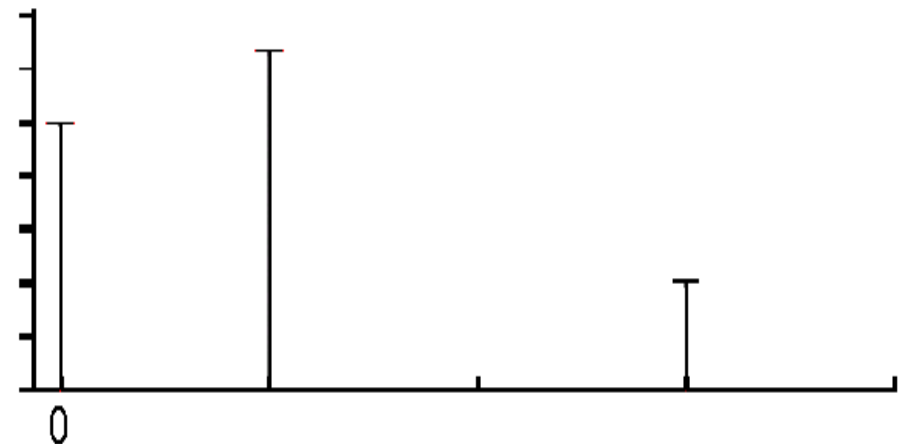


Khái niệm miền tần số

- Giá trị miền tần số của tín hiệu bất kì ?
- Phân tích Fourier
 - Phân tích một tín hiệu bất kì thành tổng các tín hiệu sin



(a) $s(t) = 1 + (4/\pi) [\sin(2\pi ft) + (1/3) \sin(2\pi(3f)t)]$



Phổ, băng thông

- Phổ (spectrum) của tín hiệu
 - Khoảng tần số chứa trong tín hiệu
- Băng thông tuyệt đối (absolute bandwidth)
 - Độ rộng phổ (băng hiệu số tần số cao nhất và thấp nhất của tín hiệu)
 - Một số tín hiệu có băng thông tuyệt đối vô hạn
- Băng thông hiệu dụng (băng thông – bandwidth)
 - Dải tần số hẹp chứa hầu hết năng lượng của t/h
- Thành phần DC (DC component)
 - Thành phần tần số bằng 0

Quan hệ giữa băng thông và tốc độ dữ liệu

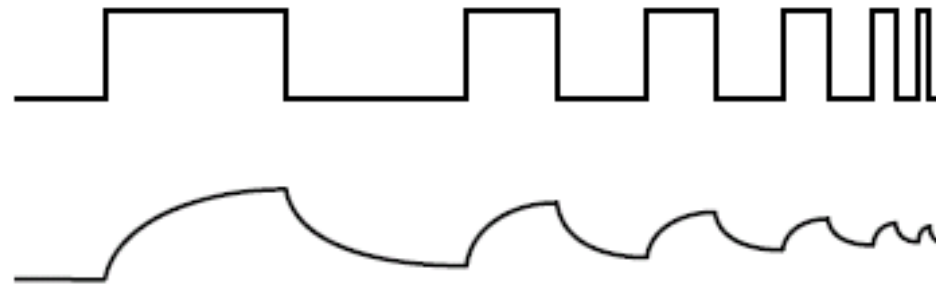
- Bất kì môi trường truyền nào đều có một băng thông giới hạn
- Tốc độ dữ liệu tối đa bị giới hạn bởi băng thông

Nội dung trình bày

- Khái niệm, thuật ngữ
- **Sự sai khác tín hiệu**
- Khả năng kênh truyền
- Các môi trường truyền dẫn

Sự sai khác tín hiệu (impairments)

- Tín hiệu nhận được khác với tín hiệu truyền



- Ảnh hưởng
 - Truyền dẫn tương tự: suy giảm chất lượng tín hiệu
 - Truyền dẫn số: lỗi trên bit
- Nguyên nhân
 - Suy giảm tín hiệu (attenuation)
 - Méo trễ lan truyền (delay distortion)
 - Nhiễu (noise)

Suy giảm tín hiệu (attenuation)

- Cường độ (biên độ) của tín hiệu bị suy giảm theo khoảng cách
- Tùy thuộc vào môi trường truyền dẫn
- Là một hàm tăng theo tần số
- Là hàm phức tạp đối với môi trường vô hướng

Suy giảm tín hiệu (tt)

- Cường độ suy giảm theo hàm logarit
- Công thức

$$\text{Attenuation} = 10 \log_{10}(P_1/P_2) \text{ (dB)}$$

- P_1 công suất nơi phát (watts)
- P_2 công suất nơi nhận(watts)

$$\text{Attenuation} = -20 \log_{10}(V_1/V_2)$$

- V_1 điện áp nơi phát (V)
- V_2 điện áp nơi nhận (V)

- Độ lợi/độ hao hụt của các tầng nối tiếp có thể được tính bằng phép toán cộng trừ

Méo trễ truyền lan

- Vận tốc lan truyền tín hiệu thay đổi theo tần số
 - Vận tốc cao nhất ở gần tần số trung tâm
 - Các thành phần tần số khác nhau sẽ đến đích ở các thời điểm khác nhau
 - Kết quả là sự dịch pha giữa các tần số khác nhau

Nhiều

- Tín hiệu thêm vào giữa thiết bị phát và thiết bị thu
 - Nhiều nhiệt (thermal noise)
 - Nhiều điều chế (intermodulation noise)
 - Nhiều xuyên kênh (crosstalk)
 - Nhiều xung (impulse noise)

Nhiều nhiệt

- Nhiều nhiệt (thermal noise) - nhiễu trắng (white noise)
 - Do dao động nhiệt của các điện tử trong chất dẫn
 - Hàm của nhiệt độ
 - Không thể loại bỏ → giới hạn hiệu suất của hệ thống
 - Phân tán đồng nhất trên phổ tần số
 - Nhiễu trong băng thông 1Hz của bất kỳ chất dẫn nào

$$N_0 = kT$$

- N_0 : mật độ công suất nhiễu (watt/Hz)
- k : hằng số Boltzmann (1.38×10^{-23} J/°K)
- T : nhiệt độ (°K)
- Nhiễu trong băng thông W (Hz):

$$N = N_0W = kTW$$

Nhiều điều chế

- Xảy ra khi nhiều tần số khác nhau dùng chung môi trường truyền
- Sinh ra tín hiệu tần số là tổng hoặc hiệu, hoặc tích tần số của các tín hiệu ban đầu
- Do tính phi tuyến của môi trường truyền và thiết bị thu/phát

Nhiều xuyên kênh

- Tín hiệu từ đường truyền này ảnh hưởng sang các đường truyền khác
- Thường cùng độ lớn (hoặc nhỏ hơn) nhiều nhiệt

Nhiều xung

- Xung bất thường (spike)
- Thời khoảng ngắn, cường độ cao
- Không thể đoán trước, biên độ nhiều biến động
- Ảnh hưởng nhỏ đến truyền tương tự
- Là nguyên nhân chính dẫn đến lỗi trong truyền dẫn số
 - Ví dụ: xung 0.01s làm mất 50 bit dữ liệu nếu truyền ở tốc độ 4800bps

Nội dung trình bày

- Khái niệm, thuật ngữ
- Sự sai khác tín hiệu
- **Khả năng kênh truyền**
- Các môi trường truyền dẫn

Khái niệm đánh giá khả năng kênh truyền

- Tốc độ dữ liệu (data rate – bit rate) R
 - Đặc trưng cho khả năng của kênh truyền (đơn vị bps)
- Tốc độ lỗi (error rate)
- Baud rate (baud/s) R_s
 - Số lần tín hiệu thay đổi tối đa trong một giây
 - Nghịch đảo của phần tử dữ liệu ngắn nhất

Khả năng kênh truyền (tt)

- Quan hệ giữa Baud rate và Bit rate

$$R = R_s \times \log_2 M = R_s \times m$$

- R : tốc độ bit (bit/s)
- R_s : tốc độ baud (baud/s)
- M : số mức thay đổi tín hiệu trên đường truyền
- m : số bit mã hóa cho một tín hiệu

Công thức Nyquist

- Tốc độ truyền thông tin cực đại bị giới hạn bởi băng thông của kênh truyền
- Giả sử môi trường không nhiễu

$$C = 2W \times \log_2 M$$

- C : tốc độ truyền tín hiệu cực đại (bps) khi kênh truyền không có nhiễu
- W : băng thông của kênh truyền (Hz)
- M : số mức thay đổi tín hiệu trên đường truyền
- Nếu $M = 2$: $C = 2W$
- Độ hữu hiệu băng thông: $B = R/W$ (bps Hz⁻¹)

Công thức Shannon-Hartley

- Signal to Noise ratio

$$\text{SNR}_{\text{dB}} = 10 \times \log_{10} (S/N) \text{ (dB)}$$

- S công suất tín hiệu
- N công suất nhiễu

- Khả năng của kênh truyền

$$C = W \times \log_2 (1 + S/N) \text{ (bps)}$$

- C là tốc độ truyền t/h cực đại khi kênh truyền có nhiễu

Tỉ số năng lượng tín hiệu mỗi bit với công suất nhiễu

- E_b/N_0
 - E_b năng lượng phát mỗi bit
 - N_0 công suất nhiễu mỗi Hz
- $E_b = ST_b = S/R$
 - S công suất tín hiệu
 - T thời gian truyền 1 bit (bằng $1/R$)
 - R tốc độ dữ liệu
- $E_b/N_0 = S/RN_0 = S/(kTR)$
 - Tốc độ lỗi bit là hàm giảm của tỉ số này

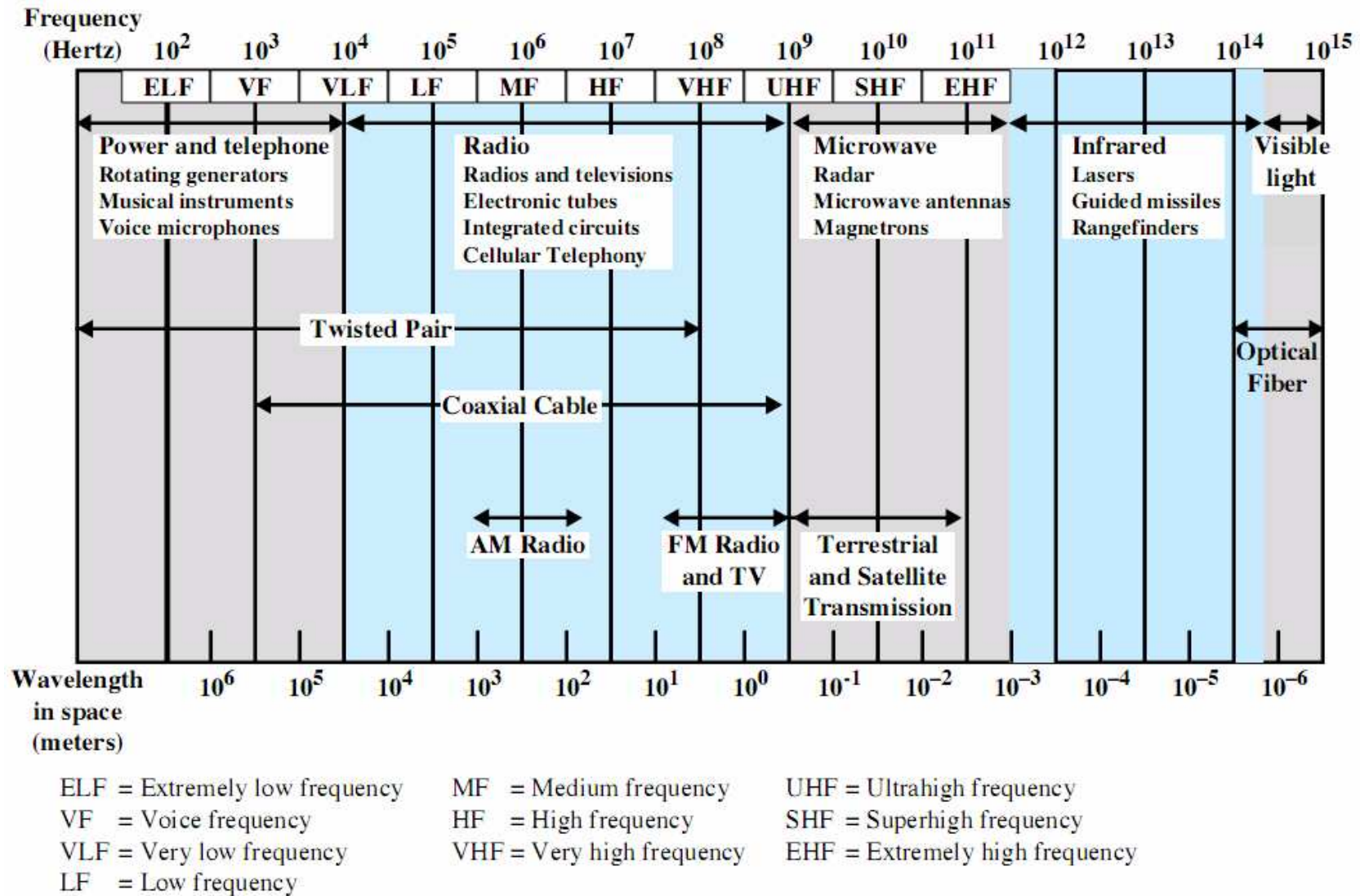
Nội dung trình bày

- Khái niệm, thuật ngữ
- Sự sai khác tín hiệu
- Khả năng kênh truyền
- **Các môi trường truyền dẫn**
 - Môi trường truyền dẫn hữu tuyến
 - Môi trường truyền dẫn không dây
 - Sự lan truyền không dây

Phân loại môi trường truyền

- Hữu tuyến (guided media – wire)
 - Cáp đồng
 - Cáp quang
- Vô tuyến (unguided media – wireless)
 - Vệ tinh
 - Hệ thống sóng radio, microwave, ...

Phổ điện trường



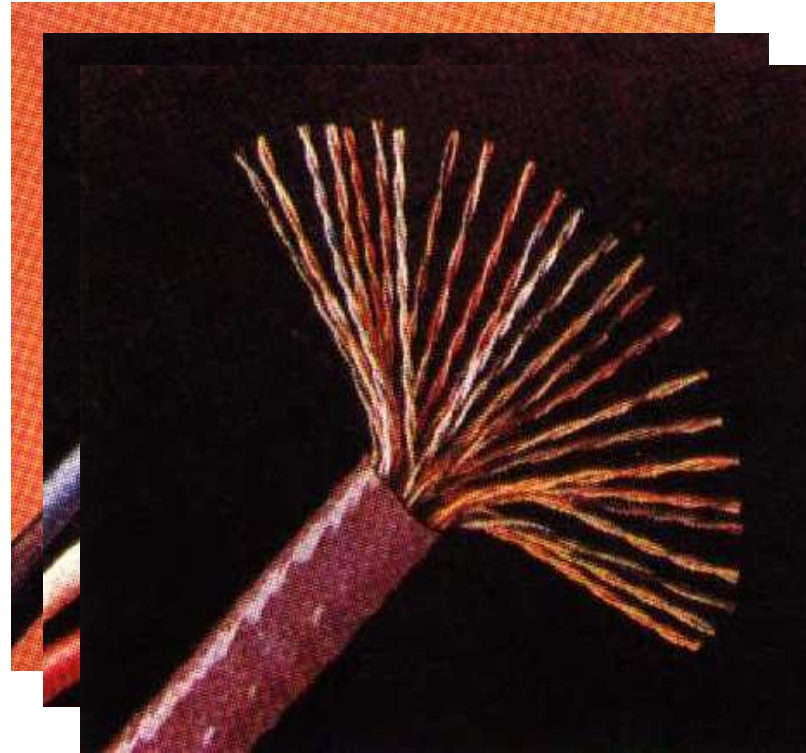
Môi trường truyền dẫn hữu tuyến

- Cáp xoắn đôi (twisted pair)
- Cáp đồng trục (coaxial cable)
- Cáp quang (optical fiber)

	Frequency Range	Typical Attenuation	Typical Delay	Repeater Spacing
Twisted pair (with loading)	0 to 3.5 kHz	0.2 dB/km @ 1 kHz	50 μ s/km	2 km
Twisted pairs (multi-pair cables)	0 to 1 MHz	3 dB/km @ 1 kHz	5 μ s/km	2 km
Coaxial cable	0 to 500 MHz	7 dB/km @ 10 MHz	4 μ s/km	1 to 9 km
Optical fiber	186 to 370 THz	0.2 to 0.5 dB/km	5 μ s/km	40 km

Cáp xoắn đôi

- Hai dây đồng cách điện
- Xoắn lại với nhau
- Thường được bó lại



Cáp xoắn đôi - Ứng dụng

- Môi trường truyền dẫn thông dụng nhất
- Mạng điện thoại
 - Giữa các thuê bao và hộp cáp
 - Tổng đài nội bộ (Private Branch eXchange – PBX)
- Mạng cục bộ (LAN)
 - 10Mbps hoặc 100Mbps

Cáp xoắn đôi – Ưu nhược điểm

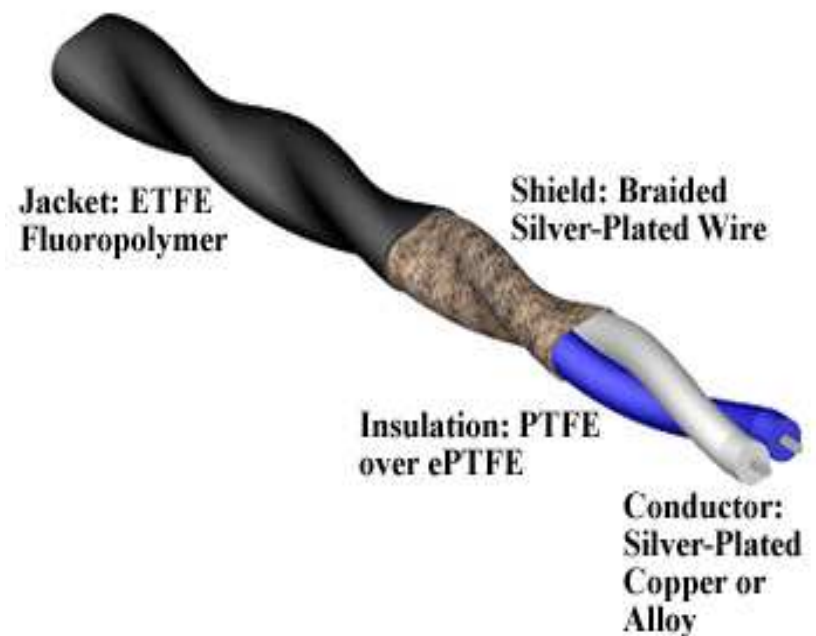
- Ưu điểm
 - Rẻ
 - Dễ dàng thao tác
- Nhược điểm
 - Tốc độ dữ liệu thấp
 - Khoảng cách giới hạn

Cáp xoắn đôi – Đặc tính truyền dẫn

- Truyền tín hiệu tương tự
 - Cần bộ khuếch đại (amplifier) mỗi 5km tới 6km
- Truyền tín hiệu số
 - Cần bộ lặp (repeater) mỗi 2km tới 3km
- Khoảng cách giới hạn
- Băng thông giới hạn (1MHz)
- Tốc độ dữ liệu giới hạn (100MHz)
- Dễ bị nhiễu môi trường ngoài

Cáp xoắn đôi – Phân loại

- Không vỏ bọc giáp – Unshielded Twisted Pair (UTP)
 - Dây điện thoại thông thường
 - Rẻ nhất
 - Dễ lắp đặt
 - Dễ bị nhiễu trường điện từ bên ngoài
- Vỏ bọc giáp – Shielded Twisted Pair (STP)
 - Vỏ giáp bên giúp giảm nhiễu và tác động bên ngoài
 - Đắt hơn
 - Khó lắp đặt (cứng, nặng)



Cáp xoắn đôi – Phân loại (tt)

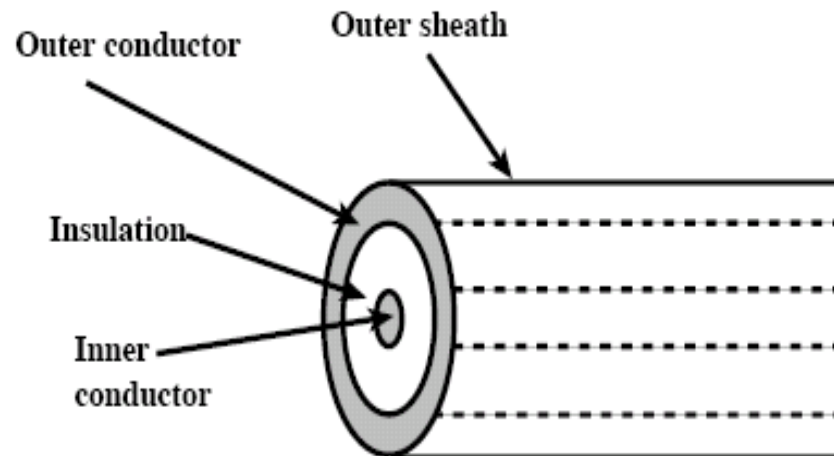
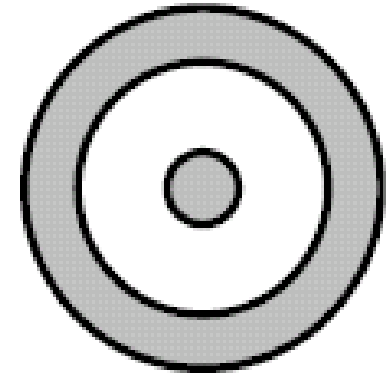
- UTP Cat 3
 - Có thể đạt tốc độ 16MHz
 - Được dùng trong liên lạc thoại ở hầu hết các văn phòng
 - Chiều dài xoắn (twist length): 7.5cm tới 10cm
- UTP Cat 4
 - Có thể đạt tốc độ 20 MHz
- UTP Cat 5
 - Có thể đạt tốc độ 100MHz
 - Được dùng phổ biến hiện nay trong các văn phòng
 - Chiều dài xoắn: 0.6cm đến 0.85cm
 - Thích hợp cho tốc độ truyền lên đến 100.106 bits/second

Cáp xoắn đôi – Tóm tắt

Frequency (MHz)	Attenuation (dB per 100 m)			Near-end Crosstalk (dB)		
	Category 3 UTP	Category 5 UTP	150-ohm STP	Category 3 UTP	Category 5 UTP	150-ohm STP
1	2.6	2.0	1.1	41	62	58
4	5.6	4.1	2.2	32	53	58
16	13.1	8.2	4.4	23	44	50.4
25	—	10.4	6.2	—	41	47.5
100	—	22.0	12.3	—	32	38.5
300	—	—	21.4	—	—	31.3

Cáp đồng trục

- Trong cùng là kim loại dẫn tín hiệu
- Tiếp đến là lớp cách điện
- Lưới bảo vệ bên ngoài
- Ngoài cùng là lớp nhựa bảo vệ



Cáp đồng trục - Ứng dụng

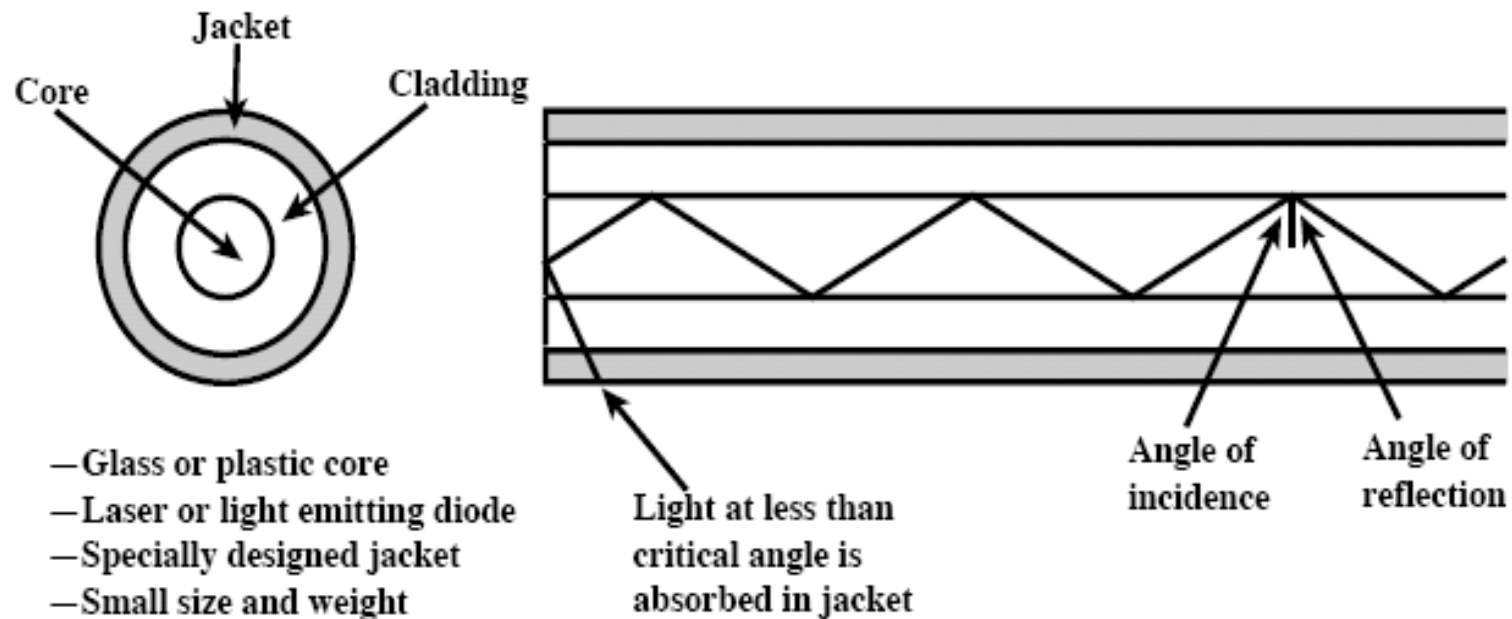
- Cáp truyền hình
- Truyền dẫn ĐT khoảng cách xa
 - Có thể truyền cùng lúc 10.000 cuộc gọi
- Kết nối các hệ thống máy tính khoảng cách gần
- Mạng cục bộ
- Kết nối các thiết bị khoảng cách gần cần đường truyền tốc độ cao

Cáp đồng trục – Đặc tính truyền dẫn

- Truyền tín hiệu tương tự
 - Cần bộ khuếch đại mỗi vài km
 - Khoảng cách càng ngắn nếu tần số càng cao
 - Phổ tín hiệu truyền lên đến 500MHz
- Truyền tín hiệu số
 - Cần bộ lặp (repeater) mỗi km
 - Khoảng cách càng ngắn nếu tốc độ dữ liệu càng cao
- Các ảnh hưởng chủ yếu là: suy giảm, nhiễu nhiệt và nhiễu điều chế

Cáp quang

- Trong cùng sợi quang rất nhỏ, đường kính 8 đến 100 μm , làm bằng thủy tinh hoặc plastic
- Bao bởi lớp áo có đặc tính quang khác
- Ngoài cùng là lớp nhựa bảo vệ



(c) Optical fiber

Cáp quang - Ứng dụng

- Môi trường truyền thích hợp để triển khai các ứng dụng mạng số đa dịch vụ tích hợp băng rộng (Broadband Integrated Services Digital Networks)
- Đường trung kế khoảng cách xa
- Trung kế đô thị
- Trung kế tổng đài nông thôn
- Mạng cục bộ

Cáp quang – Ưu điểm

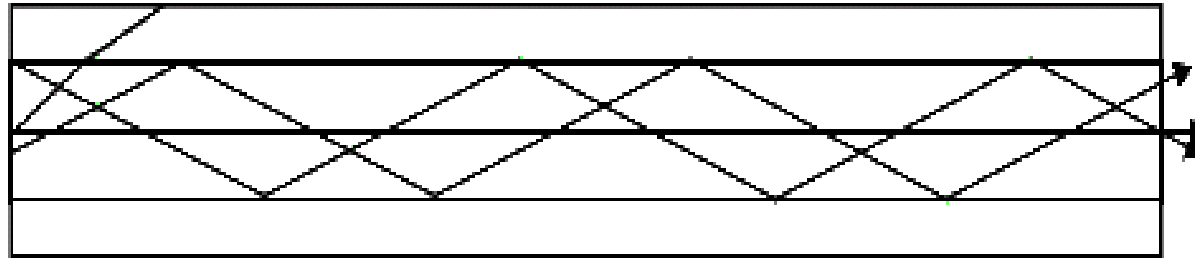
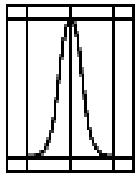
- Băng thông rộng
 - Tốc độ dữ liệu lên đến hàng trăm Gbps
- Kích thước và trọng lượng nhỏ
- Độ suy hao thấp.
- Cách ly trường điện từ (ít bị ảnh hưởng của nhiễu và môi trường xung quanh)
- Khoảng cách giữa các bộ lặp xa
 - Giảm số bộ lặp, giảm giá thành, giảm khả năng lỗi

Cáp quang - Đặc tính truyền dẫn

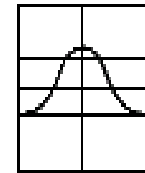
- Sóng lan truyền có hướng 10^{14} đến 10^{15} Hz
 - Một phần phổ hồng ngoại và phổ nhìn thấy được
- Thiết bị phát
 - Light Emitting Diode (LED)
 - Rẻ
 - Tầm nhiệt độ hoạt động rộng
 - Tuổi thọ cao
 - Injection Laser Diode (ILD)
 - Hiệu quả hơn
 - Tốc độ dữ liệu cao hơn
- Wavelength Division Multiplexing

Cáp quang - Chế độ truyền

Input pulse

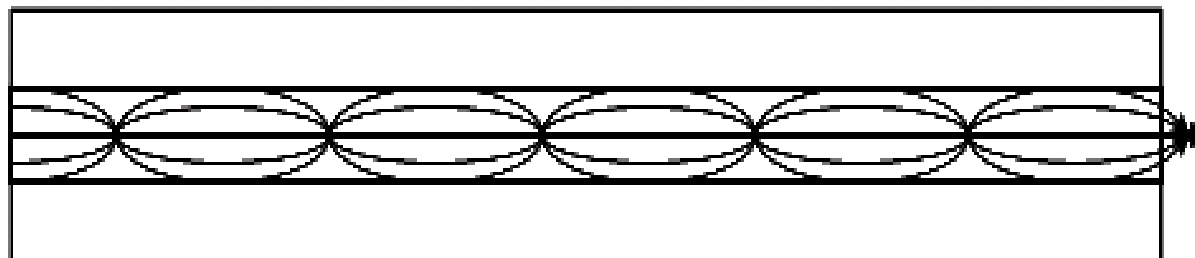
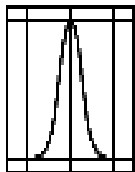


Output pulse

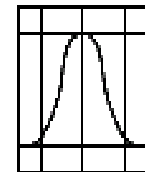


(a) Step-index multimode

Input pulse

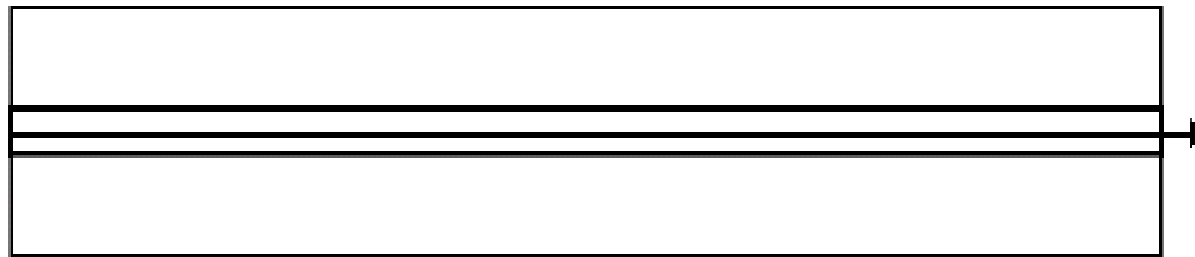
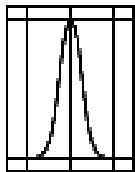


Output pulse

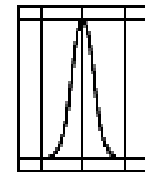


(b) Graded-index multimode

Input pulse



Output pulse



Cáp quang - Chế độ truyền (tt)

	Step-index multimode	Graded-index multimode	Single-mode
Nguồn sáng	LED/ILD	LED/ILD	ILD
Băng thông	Rộng (lên đến 200MHz/km)	Rất rộng (200MHz-3GHz/km)	Cực rộng (3GHz-50GHz/km)
Ghép nối	khó	khó	khó
Ứng dụng	Truyền dữ liệu máy tính	Đường điện thoại (khoảng cách trung bình)	Viễn thông đường dài
Giá thành	Rẻ nhất	Trung bình	Đắt nhất
Đường kính lõi (μm)	50-125	50-125	2-8
Đường kính vỏ (μm)	125-440	125-440	15-60
Độ suy giảm (db/km)	10-50	7-15	0.2-2

Nội dung trình bày

- Khái niệm, thuật ngữ
- Sự sai khác tín hiệu
- Khả năng kênh truyền
- Các môi trường truyền dẫn
 - Môi trường truyền dẫn hữu tuyến
 - **Môi trường truyền dẫn không dây**
 - Sự lan truyền không dây

Phân loại

- Có hướng
 - Chùm định hướng (focused beam)
 - Đòi hỏi sự canh chỉnh hướng cẩn thận
- Vô hướng
 - Tín hiệu lan truyền theo mọi hướng
 - Có thể được nhận bởi nhiều anten

Tầm tần số

- 2GHz đến 40GHz (sóng viba – microwave)
 - Sóng lan truyền định hướng cao
 - Thích hợp cho truyền điểm-điểm (point to point)
 - Được sử dụng trong giao tiếp vệ tinh
- 30MHz đến 1GHz
 - Sóng lan truyền vô hướng
 - Sóng radio (LF, MF, HF, VHF, UHF, SHF, EHF ...)
- $3 \cdot 10^{11}$ Hz đến $2 \cdot 10^{14}$ Hz
 - Hồng ngoại
 - Cục bộ

Đặc điểm

- Khắc phục những khó khăn về địa lý
- Tỷ lệ bit lỗi trên đường truyền (BER) thay đổi tùy theo hệ thống được triển khai.
 - Ví dụ: BER của vệ tinh 10^{-10}
- Tốc độ truyền từ vài Mbps đến hàng trăm Mbps
- Phạm vi triển khai đa dạng: LAN, WAN
- Chi phí để triển khai hệ thống ban đầu rất cao

Sóng viba mặt đất

- Chảo parabol (đường kính thường 10 inch)
- Chùm sóng định hướng theo đường ngắm (line of sight)
- Các chảo parabol thường được gắn ở trên cao để truyền nhận
- Khoảng cách tối đa giữa các anten

$$d = 7.14\sqrt{kh}$$

- h: chiều cao của anten
- k: hằng số hiệu chỉnh độ gấp khúc của sóng (k=4/3)

Viba mặt đất - Đặc tính truyền dẫn

- Độ suy giảm t/h

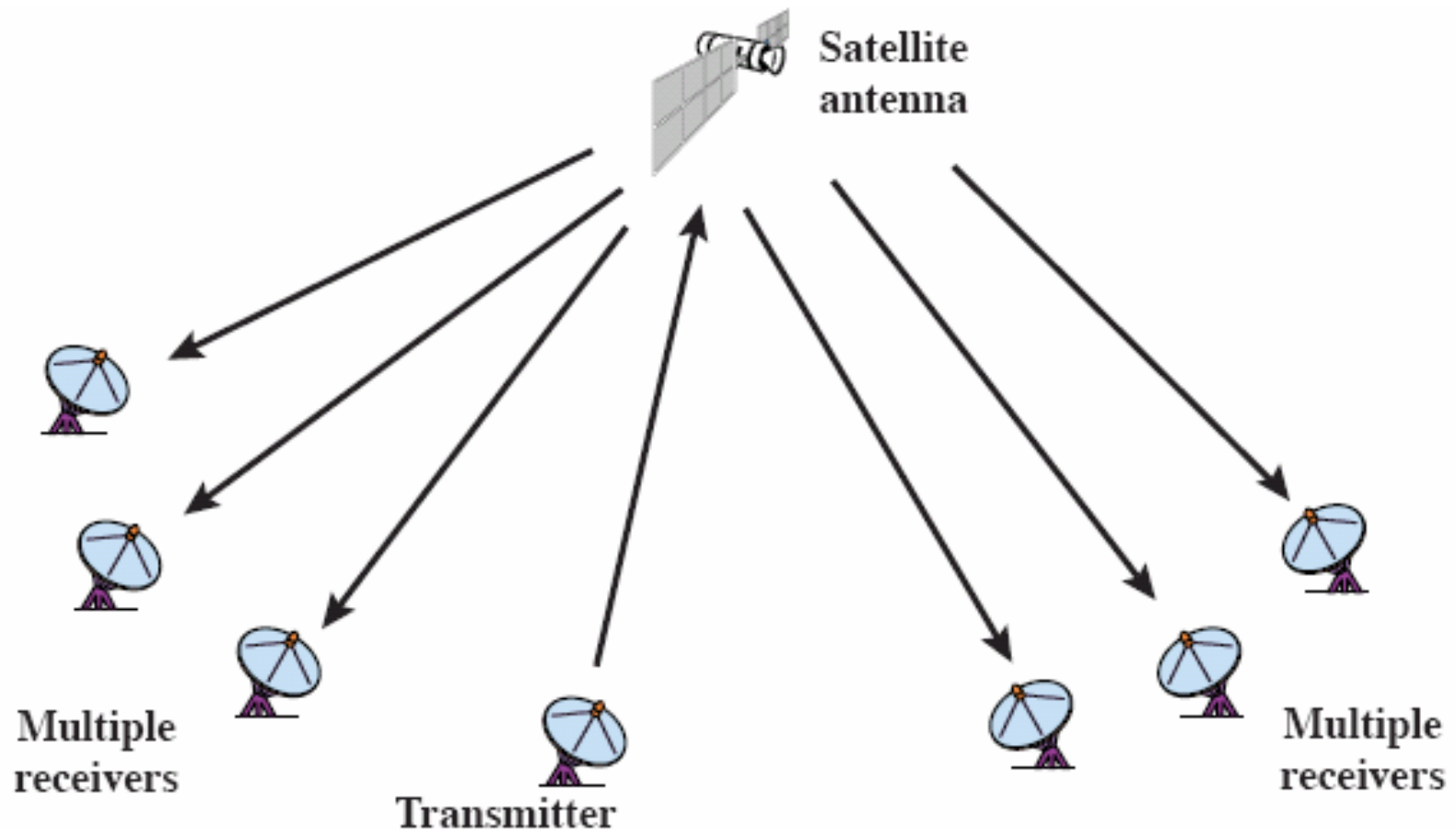
$$L = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \text{ dB}$$

- d: khoảng cách
 - λ : chiều dài sóng
- Cần amplifier/repeater mỗi 10-100km
- Độ suy giảm thay đổi theo môi trường (tăng khi có mưa)
- Bị giao thoa sóng

Sóng viba vệ tinh

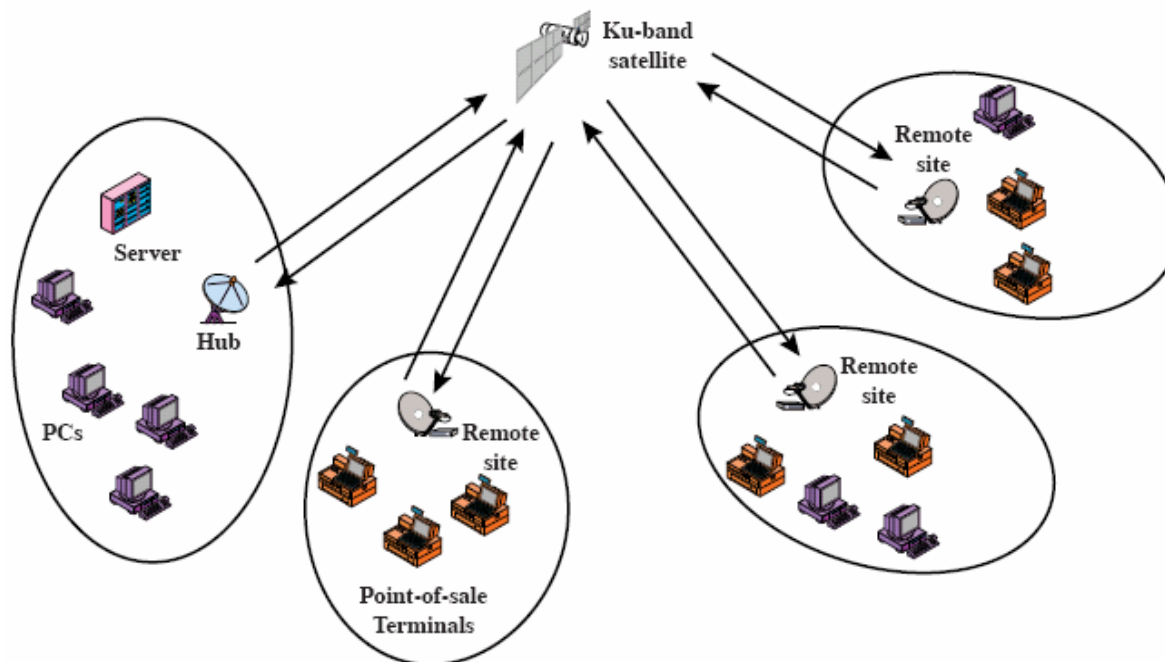
- Vệ tinh là trạm trung chuyển
- Vệ tinh nhận trên một tần số (uplink), khuếch đại (hoặc lặp lại tín hiệu) và truyền trên một tần số khác (downlink)
- Cần vệ tinh địa tĩnh
 - Cao 35.784 km
 - Khoảng cách giữa hai vệ tinh địa tĩnh là 4^0 nếu dùng cặp tần số 4/6 GHz và 3^0 với cặp tần số 12/14 GHz

Sóng viba vệ tinh



Sóng viba vê tinh – Ứng dụng

- Truyền hình
- Điện thoại đường dài
- Mạng thương mại riêng



Typical VSAT configuration

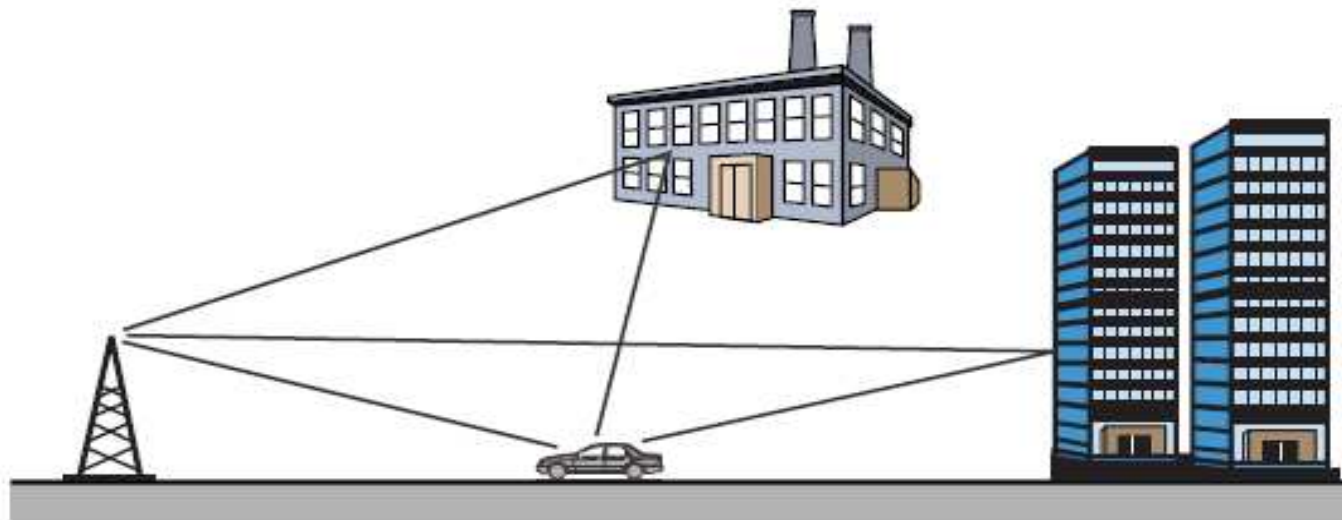
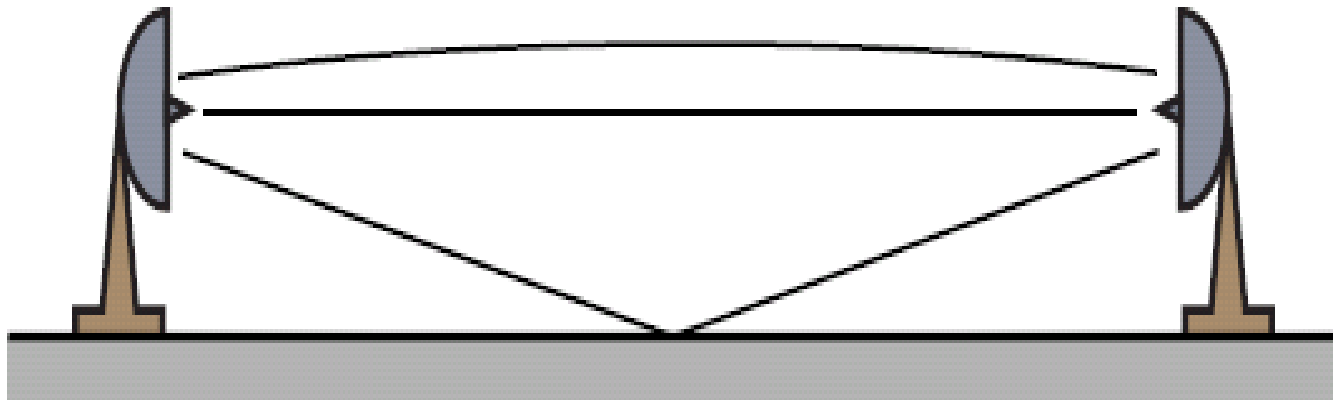
Sóng viba vệ tinh – Đặc tính truyền dẫn

- Thường trong khoảng tần số 1-10 GHz
 - < 1 GHz: quá nhiều nhiễu
 - >10 GHz: hấp thụ bởi tầng khí quyển
- Cặp tần số thu/phát
 - 4/6 GHz band (3.7-4.2 downlink, 5.925-6.425 uplink)
 - 12/14 GHz band (11.7-12.2 downlink, 14-14.5 uplink)
- Tần số cao hơn đòi hỏi tín hiệu phải mạnh để không bị suy giảm, thiết bị thu có thể nhỏ và rẻ hơn
- Trễ 240-300ms, đáng chú ý trong viễn thông

Sóng radio

- Vô hướng, 30MHz – 1GHz
- Có thể phát ra mọi hướng (nhưng thường không bằng nhau theo mọi hướng)
- Đài truyền thanh sóng FM
- Truyền hình UHF và VHF
- Nguyên nhân nhiều chính là nhiễu đa luồng

Nhiều đa luồng



Vô tuyến: sóng hồng ngoại

- Truyền theo đường thẳng (hoặc phản xạ)
- Bị cản bởi các bức tường
- Ứng dụng
 - Bộ điều khiển TV từ xa
 - Cổng điều khiển bằng hồng ngoại (IRD port)
- Tần số không cần phải đăng kí

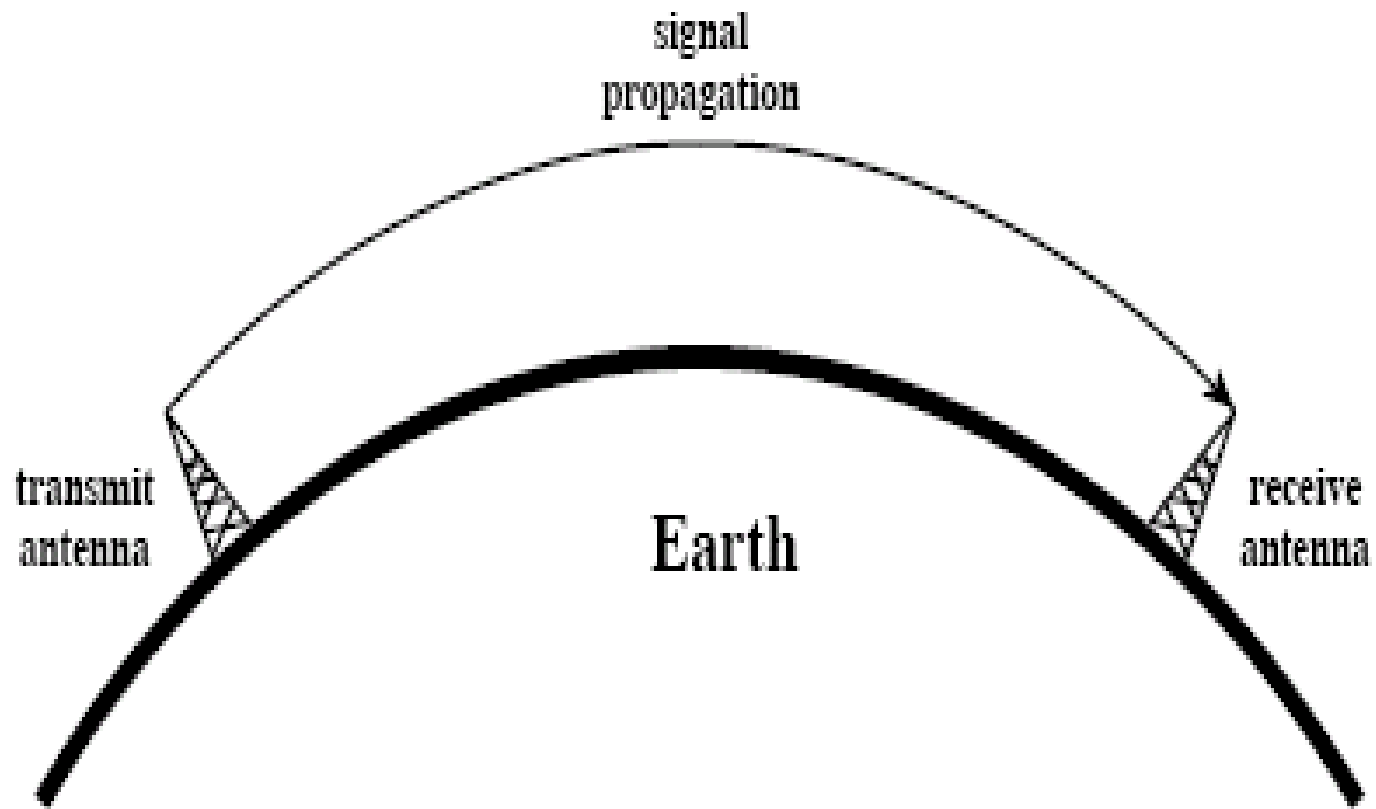
Nội dung trình bày

- Khái niệm, thuật ngữ
- Sự sai khác tín hiệu
- Khả năng kênh truyền
- Các môi trường truyền dẫn
 - Môi trường truyền dẫn hữu tuyến
 - Môi trường truyền dẫn không dây
 - **Sự lan truyền không dây**

Lan truyền vô tuyến

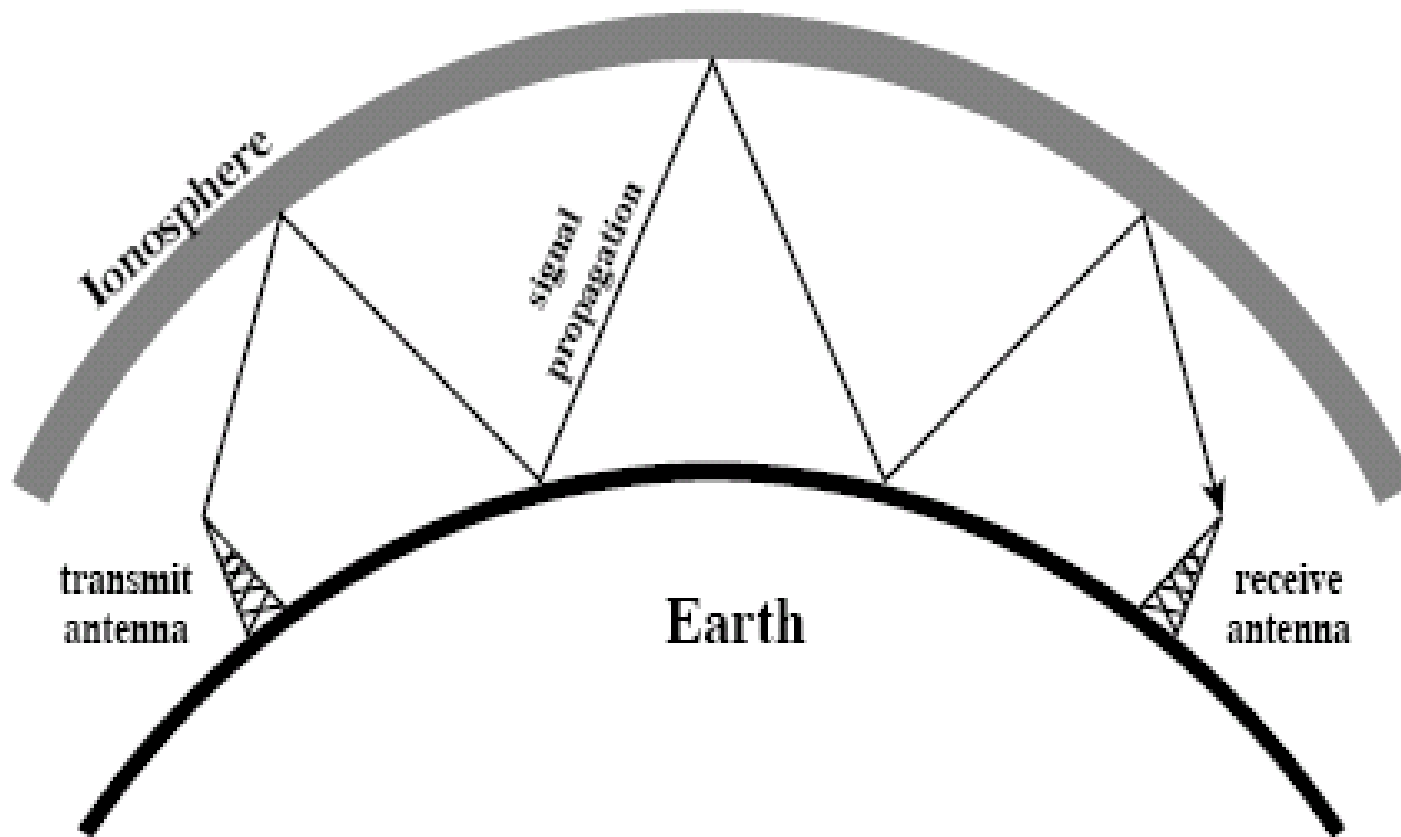
- Tín hiệu lan truyền theo 3 cách
 - Sóng mặt đất (ground wave propagation)
 - Dọc theo đường bao trái đất
 - $< 2\text{MHz}$
 - AM radio
 - Sóng bầu trời (sky wave propagation)
 - Radio nghiệp dư, dịch vụ toàn cầu BBC, VOA
 - Tín hiệu phản xạ từ tầng điện ly
 - Đường thẳng (light-of-sight propagation)
 - Khoảng trên 30MHz
 - Có thể xa hơn đường thẳng quang học do có khúc xạ

Lan truyền sóng mặt đất



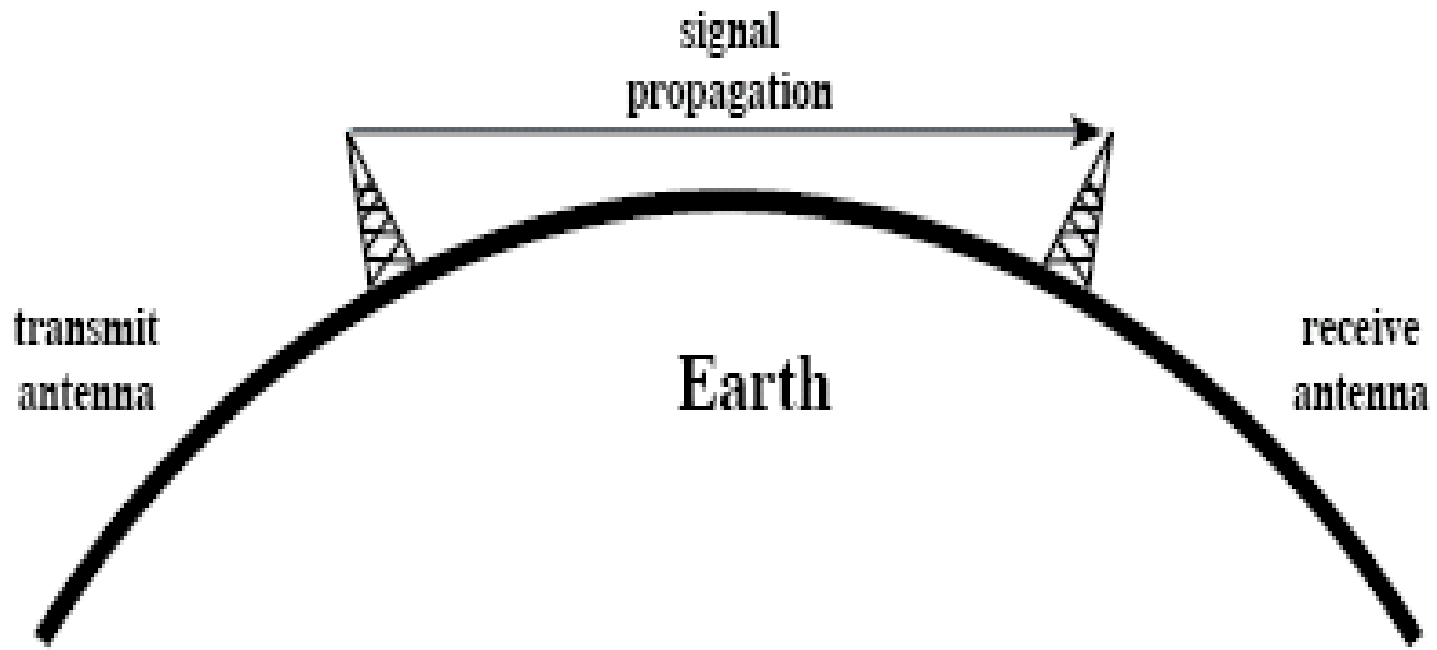
Ground-wave propagation (below 2MHz)

Lan truyền sóng bầu trời



Sky-wave propagation (2 to 30MHz)

Lan truyền đường thẳng

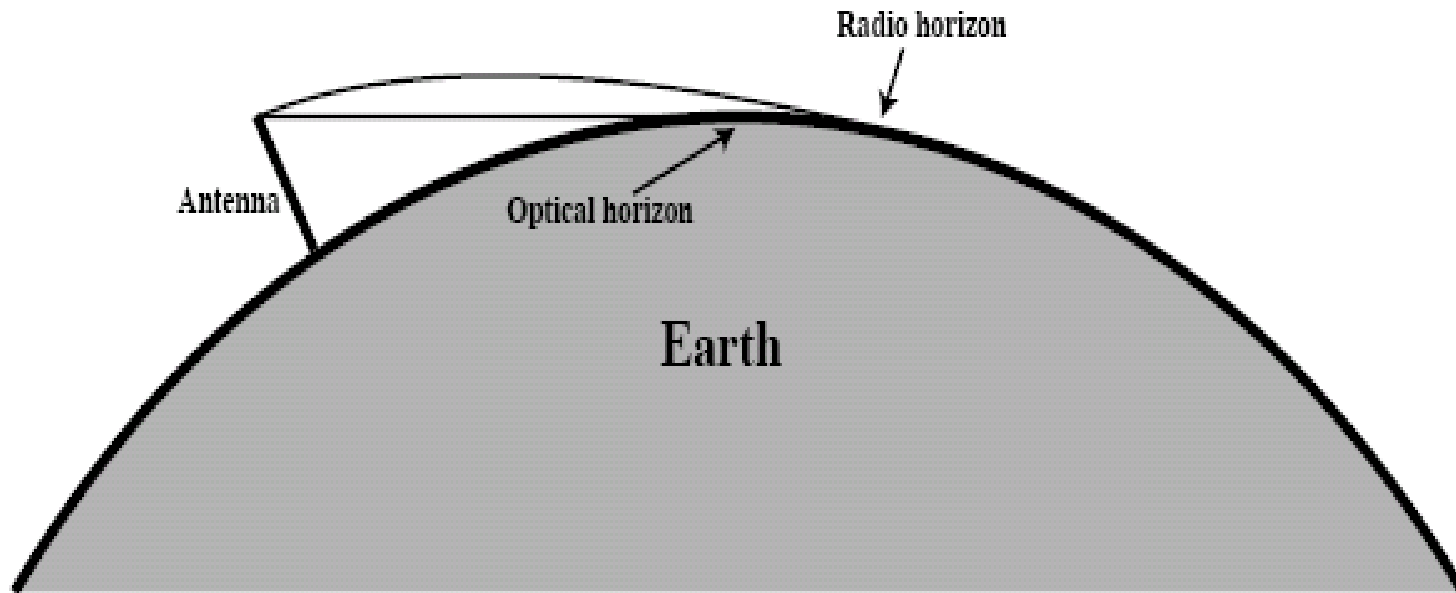


Line-of-sight (LOS) propagation (above 30MHz)

Khúc xạ

- Vận tốc sóng điện từ là hàm số của mật độ vật liệu
- Vận tốc sóng điện từ thay đổi khi truyền từ môi trường này sang môi trường khác
 - Hướng truyền của sóng sẽ bị bẻ cong tại biên
- Chỉ số khúc xạ
 - $\sin(\text{góc tới})/\sin(\text{góc khúc xạ})$
 - Thay đổi theo chiều dài sóng
- Gây ra sự thay đổi hướng đột ngột khi chuyển tiếp giữa các môi trường
- Gây ra sự bẻ cong từ từ nếu mật độ môi trường truyền thay đổi
 - Mật độ khí quyển giảm theo độ cao
 - Tín hiệu radio bị bẻ cong về phía trái đất

Optical and radio Horizons



Câu hỏi ôn tập

- Phân biệt môi trường truyền hữu tuyến và môi trường truyền vô tuyến
- Phân biệt tín hiệu tương tự và tín hiệu số
- Phổ là gì? Băng thông là gì ?
- Sự sai khác tín hiệu là gì ?
- Sự suy giảm tín hiệu là gì ?
- Khả năng kênh truyền là gì ?
- Các hệ số gì ảnh hưởng đến khả năng kênh truyền ?

Cơ Sở Kỹ Thuật Siêu Cao Tần

Nghiêm Xuân Anh

31. 3. 2005

Mục lục

1	Giới thiệu	1
1.1	Sự bắt đầu của truyền dẫn không dây	1
1.2	Phổ tần số vô tuyến hiện nay	4
2	Lý thuyết đường truyền	11
2.1	Phương trình truyền sóng trên đường dây	12
2.1.1	Mô hình mạch điện thông số tập trung của đường truyền - Các thông số sơ cấp	13
2.1.2	Phương trình truyền sóng	14
2.1.3	Nghiệm của phương trình sóng. Sóng tới và sóng phản xạ	16
2.1.4	Các thông số thứ cấp	18
2.2	Các đường truyền sóng và ống dẫn sóng thực tế	22
2.2.1	Phương trình Helmholtz	22
2.2.2	Nghiệm tổng quát cho các sóng TEM, TE và TM	23
2.2.3	Truyền sóng trong không gian tự do	29
2.2.4	Dây song hành - twin wire line	29
2.2.5	Cáp đồng trục - Coaxial Cable	31
2.2.6	Ống dẫn sóng hình chữ nhật -Rectangular Waveguide	32
2.2.7	Đường truyền dải - stripline	37
2.2.8	Đường truyền vi dải - Microstrip line	40
2.2.9	Đường truyền đồng phẳng coplanar-CPW	44
2.2.10	Tổn hao trên đường dây truyền sóng	45
2.3	Hiện tượng phản xạ sóng trên đường dây - Hệ số phản xạ	50
2.4	Các loại suy hao, sóng đứng và phương trình trở kháng đường truyền	55

2.4.1	Suy hao phản hồi - Return Loss	55
2.4.2	Hiện tượng sóng đứng và hệ số sóng đứng	56
2.4.3	Trở kháng vào của đường truyền	59
2.5	Các đường truyền cộng hưởng và phản cộng hưởng	63
2.5.1	Đường truyền một phần tư bước sóng	64
2.5.2	Đường truyền nửa bước sóng	65
2.5.3	Trở kháng đường truyền khi tần số thay đổi	65
3	Đồ thị Smith	67
3.1	Cơ sở của đồ thị Smith	67
3.2	Các đồ thị vòng tròn	70
3.3	Đồ thị Smith	74
3.3.1	Mô tả đồ thị Smith	75
3.3.2	Đặc tính	79
3.4	Ứng dụng cơ bản của đồ thị Smith	86
3.4.1	Tính hệ số sóng đứng, hệ số phản xạ và trở kháng đường dây	87
3.4.2	Tính trở kháng mạch phức hợp	88
3.5	Phối hợp trở kháng và điều chỉnh phối hợp trở kháng	90
3.5.1	Phối hợp trở kháng bằng các phần tử tập trung (các mạng hình L)	92
3.5.2	Mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng một dây chêm	97
3.5.3	Điều chỉnh phối hợp trở kháng hai dây chêm - Double-Stub Tuning	107
4	Phân tích mạch cao tần	111
4.1	Trở kháng và điện áp và dòng điện tương đương	112
4.1.1	Điện áp và dòng điện tương đương	112
4.1.2	Khái niệm về trở kháng	115
4.2	Những đặc điểm trở kháng của các mạng một cửa	117
4.3	Các ma trận trở kháng và dẫn nạp	118
4.4	Ma trận tán xạ	120
4.5	Ma trận truyền (ABCD)	127
4.6	Các mạng hai cửa	130

Danh sách hình vẽ

1.1	Mã Morse quốc tế vẫn còn là chuẩn cho tín hiệu cấp cứu - SOS (...—...)	3
1.2	Dạng điều chế của mã Morse, được minh họa cho chữ R. Ngày nay, dạng xung như chỉ ra ở trên sẽ được sử dụng để giảm phổ tần phát, nhưng máy phát spark gap của Marconi không còn nghi ngờ gì nữa đã làm rộng băng tần rất nhiều	4
1.3	Joel Earl Hudson đang đứng cạnh máy phát spark gap của Marconi vào năm 1907.	5
1.4	Nguồn năng lượng chính cho máy phát của Marconi tại South Wellfleet	6
1.5	Trạm phát vô tuyến đầu tiên của Marconi tại South Wellfleet, Cap Cod, Massachusetts. Người dân địa phương dự đoán rằng các anten sẽ bị giật đổ ngay ở con bão đầu tiên. Họ đã đúng, và Marconi đã dựng chúng lại	7
2.1	Đường truyền sóng	13
2.2	Mạch điện tương đương của đoạn đường truyền vi phân	14
2.3	Sóng tới và sóng phản xạ	17
2.4	(a) Đường truyền hai dây nói chung và (b) ống dẫn sóng khép kín	23
2.5	Dây song hành - Mặt phẳng tiết diện	30
2.6	Dây song hành - Phân bố trường	30
2.7	Cáp đồng trục	32
2.8	Phân bố trường trong cáp đồng trục	33
2.9	Dạng hình học của ống dẫn sóng	34
2.10	Đường truyền dải (a) Dạng hình học. (b) Các đường sức từ trường và điện trường	37
2.11	Dạng hình học và mặt cắt ngang đường truyền vi dải	41
2.12	Các đường sức từ trường và điện trường	41
2.13	Cấu trúc tương đương của đường truyền vi dải cận TEM, ở đó lớp điện môi nền bề dày d và hằng số điện môi tương đối ϵ_r được thay thế bằng môi trường đồng nhất có hằng số điện môi tương đối hiệu dụng ϵ_{psilon_e}	42
2.14	Đường truyền coplanar (CPW) chuẩn	44

2.15	Mật độ dòng điện trên tiết diện (a) dây dẫn tròn (b) dải dẫn hình chữ nhật	47
2.16	Quan hệ giữa (a) R và tần số (b) Suy hao và tần số	47
2.17	Góc tổn hao δ	49
2.18	Biểu diễn sự biến thiên của hệ số phản xạ Γ theo α và ℓ	51
2.19	Đường truyền được kết cuối trở kháng tải Z_L	53
2.20	Minh họa sóng tới, sóng phản xạ và sóng tổng	57
2.21	Minh họa sóng đứng	58
2.22	Một đường truyền kết cuối bởi một ngắn mạch	59
2.23	(a) Điện áp (b) dòng điện và (c) trở kháng ($R_{in} = 0$ hoặc ∞) biến đổi dọc đường truyền đầu cuối ngắn mạch	60
2.24	Một đường truyền kết cuối bởi một ngắn mạch	61
2.25	(a) Điện áp (b) dòng điện và (c) trở kháng ($R_{in} = 0$ hoặc ∞) biến đổi dọc đường truyền có tải hở mạch	62
2.26	Phản xạ và truyền đi tại giao của hai đường truyền có trở kháng đặc tính khác nhau	63
2.27	Bộ chuyển đổi trở kháng một phần tư bước sóng	64
3.1	Đồ thị Smith	68
3.2	ánh xạ giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ	69
3.3	Ánh xạ r giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ	70
3.4	Ánh xạ x giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ	71
3.5	Biểu diễn vòng tròn trong mặt phẳng phức Γ	71
3.6	Các vòng tròn đẳng r trong mặt phẳng phức Γ	73
3.7	Các vòng tròn đẳng x trong mặt phẳng phức Γ	75
3.8	Đồ thị Smith	76
3.9	Đồ thị Smith hỗn hợp	80
3.10	Lấy đối xứng Γ qua gốc tọa độ	81
3.11	Đồ thị Smith minh họa ví dụ 2	83
3.12	Đồ thị Smith minh họa ví dụ 3	84
3.13	Đồ thị Smith minh họa ví dụ 4	85
3.14	Bụng và nút sóng trên đồ thị Smith	86
3.15	Mạch điện minh họa ví dụ 3.5	87
3.16	Đồ thị Smith minh họa ví dụ 3.5	88

3.17	Mạch điện minh họa ví dụ 3.6	89
3.18	Đồ thị Smith minh họa ví dụ 3.6	90
3.19	Mạng không tổn hao phối hợp một tải có trở kháng bất kỳ với một đường truyền	91
3.20	Mạng phối hợp hình L (a) Mạng được dùng khi z_L nằm trong vòng tròn $1 + jx$ (b) Mạng được dùng khi z_L nằm ngoài vòng tròn $1 + jx$	92
3.21	Lời giải cho ví dụ 3.7 (a) Đồ thị Smith cho các mạch phối hợp L	94
3.22	Hai khả năng cho mạch phối hợp L	95
3.23	Quan hệ giữa độ lớn của hệ số phản xạ với tần số của mạch phối hợp Hình 3.22 .	96
3.24	Các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm đơn (a) Dây chêm song song. (b) Dây chêm nối tiếp	97
3.25	Lời giải cho Ví dụ 3.8. Đồ thị Smith cho các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm song song hở mạch	99
3.26	Hai giải pháp cho mạch điều chỉnh phối hợp dây chêm song song	100
3.27	Độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho các mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng Hình 3.26	101
3.28	Lời giải cho Ví dụ 3.9- Đồ thị Smith cho các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm nối tiếp	103
3.29	Hai giải pháp điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm nối tiếp	103
3.30	Độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho các mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng trên Hình 3.29	104
3.31	Lời giải cho Ví dụ 3.10- Đồ thị Smith cho bộ điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm đơn ngắn mạch	106
3.32	Mạch phối hợp dây chêm kép (a) Mạch ban đầu có tải ở khoảng cách bất kỳ kể từ dây chêm thứ nhất (b) Mạch tương đương có tải nằm tại dây chêm thứ nhất . .	107
3.33	Đồ thị Smith mô tả hoạt động của một mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng hai dây chêm	108
3.34	Hai giải pháp điều chỉnh phối hợp dây chêm kép	109
3.35	Độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho các mạch phối hợp của Hình 3.34 . . .	110
4.1	Dạng hình học của ống dẫn sóng một phần chứa chất điện môi và đường truyền tương đương của nó	116
4.2	Mạng một cửa bất kỳ	117
4.3	Mạng N cổng bất kỳ	119
4.4	Dịch chuyển các mặt phẳng tham chiếu đối với một mạng N cổng	125
4.5	Mạng N cổng có trở kháng đặc tính khác nhau	126

4.6	(a) Mạch hai cổng; (b) Kết nối chuỗi mạch hai cổng	128
4.7	Mạng hai cửa với trở kháng tải và nguồn tổng quát	133

Chương 1

Giới thiệu

Chương này giới thiệu tổng quan về lịch sử của thông tin vô tuyến (không dây) và một số ứng dụng chính của công nghệ này. Bên cạnh đó, nội dung môn học sẽ được tóm lược để qua đó giúp người đọc có cái nhìn khái quát về môn học.

1.1 Sự bắt đầu của truyền dẫn không dây

WIRELESS TELEGRAPHY-Vào thời điểm khi mối quan hệ đang căng thẳng giữa Tây Ban Nha và Quốc gia này, không gì có thể được chào đón hơn một biện pháp thiết thực có thể mang thông tin điện giữa các điểm cách xa nhau trên mặt đất, và giữa các tàu chiến trên biển mà không cần bất kỳ kết nối được sắp đặt trước nào giữa hai điểm. Vào năm ngoái Guglielmo Marconi, một sinh viên người Italia, đã phát triển một hệ thống điện báo không dây có thể truyền các tín hiệu Morse thông minh tới những nơi cách xa trên 10 dặm (1 dặm \approx 1.6 km). Tuy nhiên, người thiết kế một thiết bị phù hợp cho những yêu cầu về điện báo không dây ở đất nước này lại là nhà phát minh người Mỹ. Sau nhiều tháng thí nghiệm W.J.Clarke thuộc công ty Cung cấp Điện của Mỹ đã thiết kế một thiết bị điện báo không dây hoàn chỉnh có khả năng sẽ nhanh chóng được đưa vào sử dụng.

-Scientific American April, 1898

Thông báo này xuất hiện vào gần thời điểm bắt đầu của công nghệ vô tuyến. Từ điển Webmaster liệt kê hơn 150 định nghĩa bắt đầu bằng từ radio (vô tuyến), định nghĩa đầu tiên là.

1a ... sự phát và nhận các xung điện hoặc tín hiệu bằng sóng điện từ mà không cần dây dẫn kết nối (bao gồm wireless (không dây), television (truyền hình) và radar).

Cho đến nay thuật ngữ không dây (wireless) được sử dụng đồng nghĩa với vô tuyến (radio). Ngày nay các ứng dụng của thông tin vô tuyến bao gồm không chỉ các đài phát thanh AM (điều biên), FM (điều tần) và truyền hình, mà còn rất nhiều các ứng dụng khác của vô tuyến như điện thoại kéo dài (cordless phone), điện thoại di động tế bào (cell phone), điều khiển từ xa TV và VCR, khóa xe hơi từ xa, mở cửa gara ...vv.

Có một số nghi vấn được đặt ra là ai thực sự đã là người phát minh vô tuyến là một phương thức truyền tin? Mahlon Loomis, một nhà sĩ người Mỹ, đã thử nghiệm điện báo không dây bằng việc sử dụng hai dây đồng có sự hỗ trợ của hai con diều, ở dưới là lá đồng mảnh, làm anten và một đồng hồ đo có thể đo được dòng điện rất bé để cảm nhận những thay đổi về dòng chảy qua dây thứ hai khi nối đất của dây dẫn thứ nhất bị ngắt quãng. Ông đã nhận được bằng sáng chế vào năm 1873 cho hệ thống này.

James Clerk Maxwell, người đã có bốn phương trình Maxwell nổi tiếng, đã tiên đoán về sự lan truyền của sóng điện từ trong chân không vào năm 1862.

Alexander Popov được cho là "đã sử dụng thiết bị của mình để đạt được thông tin phục vụ nghiên cứu về điện khí quyển ... Vào ngày 7 tháng 5 năm 1895, trong một buổi thuyết trình trước Hội các nhà Vật lý Nga của St. Petersburg ông tuyên bố rằng mình đã phát đi và nhận được các tín hiệu ở một khoảng cách 600 yards (1 yard = 91.44 cm). Vào năm 1888 Heinrich Hertz thực hiện trình diễn một thí nghiệm trong lớp học tại Đại học bách khoa Karlsruhe ở Berlin về việc tạo ra và thu nhận các sóng điện từ truyền lan như Maxwell đã tiên đoán.

Oliver Lodge, một giáo sư thuộc đại học Liverpool thử nghiệm với điện báo không dây vào năm 1888 và ông đã sáng chế ra một hệ thống vào năm 1897. Marconi đã mua bằng sáng chế của ông vào năm 1911.

Trong tiềm thức của công chúng Guglielmo Marconi là người danh tiếng nhất về việc "phát minh" ra radio. Ông đã được trao bằng sáng chế vì điều đó; vì vậy, Cơ quan cấp Bằng sáng chế tin rằng ông đã phát minh ra vô tuyến. Tuy nhiên, báo cáo của Hải quân Mỹ tuyên bố

Marconi chắc chắn không thể được gọi là nhà phát minh. Đóng góp của ông ấy chủ yếu là ở các lĩnh vực nghiên cứu ứng dụng và phát triển kỹ thuật. Ông ấy có một sự nhạy bén rất thực dụng trong kinh doanh, và ông ấy không bị cản trở bởi cùng sự khẩn trương thực hiện các nghiên cứu cơ bản, điều đã làm cho Lodge và Popov chậm trễ trong việc phát triển một hệ thống vô tuyến thương mại

Điều này có lẽ là một mô tả chính xác về vai trò của Marconi trong việc phát triển công nghệ vô tuyến, một môi trường thông tin mới. Nikola Tesla có bằng sáng chế sớm hơn, mặc dù tâm điểm công việc của ông dường như nhắm đến truyền năng lượng chứ không phải là thông tin qua sóng vô tuyến. Tesla được biết đến với cuộn dây Tesla tạo ra điện cao áp, các tín hiệu nhận được trên thực tế gồm các cụm nhiễu (bắt nguồn từ việc phóng điện mạnh trong khí quyển mà ông thực hiện) lan truyền vòng quanh trái đất. Vào năm 1943 Tòa án tối cao Mỹ ra phán quyết rằng các bằng sáng chế của Marconi không hợp lệ do những mô tả trước đó của Tesla, nhưng vào thời điểm đó cả Marconi và Tesla đều đã qua đời.

Từ đầu những năm 1900, radio đã có mặt trong nhiều ứng dụng thông tin. Vào năm 1962, George Southworth, một nhà nghiên cứu nổi tiếng trong lĩnh vực vi ba, viết một cuốn sách về 40 năm kinh nghiệm của mình trong lĩnh vực này. Ông bắt đầu:

Một trong những phát triển kỹ thuật ngoạn mục nhất của thời đại của chúng ta là vô tuyến. Từ sự khởi đầu mang tính bước ngoặt của thế kỷ bắt đầu với điện báo giữa tàu thủy với đất liền, vô tuyến đã được phát triển mở rộng qua nhiều năm sang điện báo giữa các châu lục, truyền hình, nghiên cứu vũ trụ và sang cả thông tin vệ tinh.

Ngày nay, sau hơn 40 năm, Southworth đã có thể làm cho danh sách các ứng dụng vô tuyến của mình dài ra thêm nữa. Các ứng dụng mới sẽ bao gồm thiết bị mở cửa gara, các vệ tinh định vị toàn cầu GPS, điện thoại tế bào (cell phone), mạng máy tính không dây (Wireless LAN), các ứng dụng radar như đo tốc độ, dẫn đường tàu thủy và máy bay, do thám quân sự, dẫn đường vũ khí, kiểm soát không lưu và các hệ thống ngăn ngừa va chạm cho ô tô. Phổ tần cho các thiết bị không dây thực tế bắt đầu từ 535 kHz và điều khiển tivi mở rộng tới dải hồng ngoại.

Sự phát triển của các ứng dụng không dây dường như không bao giờ là có điểm kết. Chắc chắn thập kỷ qua đã cho thấy sự bùng nổ trong phát triển các ứng dụng và số lượng hệ thống cũng rất lớn. Bằng chứng là sự ứng dụng của điện thoại di động, mà ngày nay cạnh tranh gay gắt với điện thoại cố định về số lượng ứng dụng.

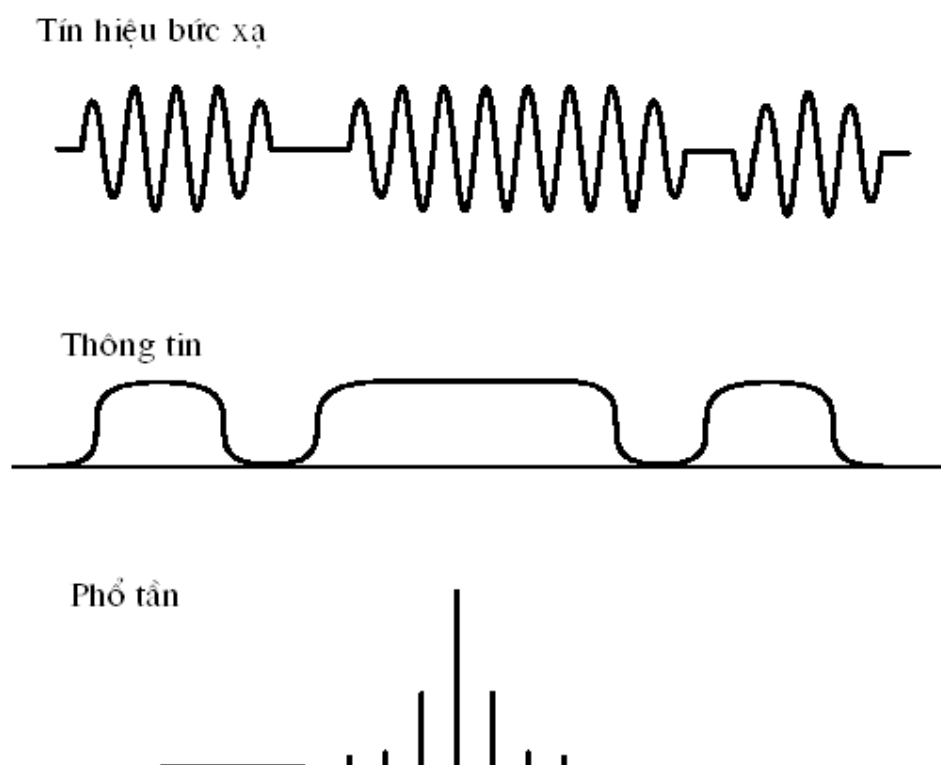
A .-	K -.-	U ..-	5	,	(DẤU PHẨY)	---..
B -...	L .-. .	V ...-	6 -....	.	(DẤU CHẤM)	..-.-
C -.-.	M --	W .--	7 --...	?		..-..
D -..	N -.	X -.-	8 ---..	;		-.-. .
E .	O ---	Y -.-	9 ----.	:		----.
F ..-	P .-. .	Z --.	0-----	'	(DẤU LƯỢC)
G --.	Q --.-	1 .----		-	(DẤU GẠCH NGANG)	-----
H	R .-. .	2 ..----		/	(DẤU GẠCH CHÉO)	..-.-
I ..	S ...	3 ...--		(or)	DẤU NGOẶC ĐƠN	-.-. .
J .---	T -	4 -----		_____	GẠCH CHÂN	..-.-

Hình 1.1: Mã Morse quốc tế vẫn còn là chuẩn cho tín hiệu cấp cứu - SOS (...—...)

Hầu hết toàn bộ mật mã mã Morse được cho trong Hình 1.1. Mã Morse vẫn còn hữu ích, mặc dù rất ít người có thể dịch nó ngay lập tức. Một tín hiệu báo hiệu cấp cứu sử dụng mã trong Hình 1.1 có thể được phát đi nhờ sử dụng một máy phát hoặc thậm chí là một chiếc đèn chớp flash. Truyền vô tuyến của Marconi ban đầu sử dụng điều chế xung mã, chấm và gạch được thực hiện bằng việc tắt và bật máy phát. Một số phao cứu hộ hàng hải có thể được nhận biết bởi mã Morse mà đèn của chúng chớp sáng.

Ngày nay, nếu Marconi còn sống chắc hẳn ông sẽ cần một giấy phép phát sóng, và nếu như ông muốn tiếp tục với kỹ thuật truyền dẫn trước đây của mình thì giấy phép của ông chắc chắn sẽ bị đình chỉ do phổ tần phát quá rộng (Hình 1.2). Nguồn RF của Marconi là bộ dao động spark gap (Hình 1.3) chiếm một băng tần truyền rất rộng. Được cấp năng lượng bởi một máy phát điện vài sức ngựa, máy phát khi hoạt động có thể nghe thấy cách đó vài dặm mà không cần máy thu radio.

Marconi đạt thành tựu lớn nhất là vào tháng 12 năm 1901, khi ký tự "s" được nhận tại St. John's, Newfoundland. Nó được phát đi từ Poldhu, Cornwall Anh quốc, 1800 dặm ngang qua Đại Tây Dương. Từ trạm South Wellfleet (Hình 1.4, 1.5), chính Marconi đã phát đi bản tin qua Đại Tây Dương đầu tiên vào ngày 17 tháng 1 năm 1903, một thông điệp từ tổng thống Mỹ gửi tới vua nước Anh.



Hình 1.2: Dạng điều chế của mã Morse, được minh họa cho chữ R. Ngày nay, dạng xung như chỉ ra ở trên sẽ được sử dụng để giảm phổ tần phát, nhưng máy phát spark gap của Marconi không còn nghi ngờ gì nữa đã làm rộng băng tần rất nhiều

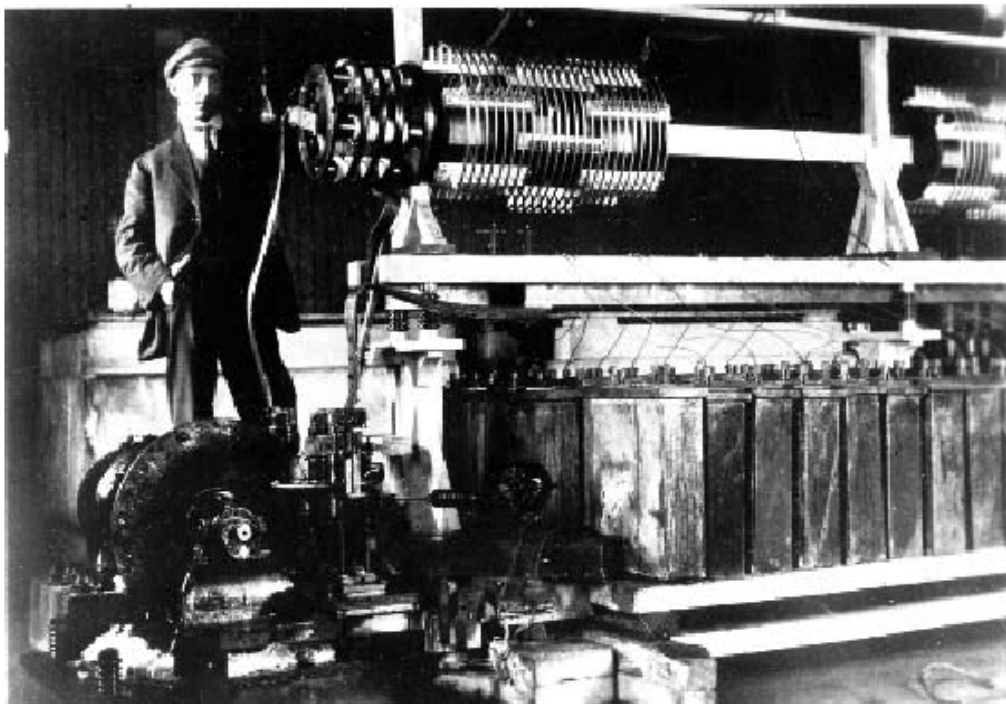
1.2 Phổ tần số vô tuyến hiện nay

Phổ tần số vô tuyến ngày nay rất chật trội. Đạt được một giấy phép thương mại để phát sóng kèm theo là bốn phần sử dụng băng tần một cách hiệu quả, sử dụng băng tần mang thông tin cần truyền phải càng hẹp theo nhu cầu thực tế càng tốt (Bảng 1.1 và 1.2).

Chỉ mỗi phân bổ tần số cho nước Mỹ không thôi cũng không thể bố trí đủ vào một bảng có kích thước tương đối. Việc phân bổ tần số chiếm nhiều trang về điều luật và qui định của Ủy ban Truyền thông Liên bang, và có hàng trăm chú thích. Do có những thay đổi thường xuyên về qui định và điều luật nên ấn bản mới nhất luôn cần được tham khảo.

Như chúng ta thấy trên Bảng 1.3, những người chơi radio nghiệp dư ngày nay được phân bổ rất nhiều tần số. Điều này là do lịch sử các nỗ lực tiên phong của họ, đặc biệt là ở các tần số cao hơn. Chúng ta có được sự phát triển nhanh chóng về vô tuyến sóng ngắn là nhờ phần lớn vào các kết quả thử nghiệm của những người khai thác vô tuyến nghiệp dư. George Southworth chỉ ra rằng vào khoảng năm 1930:

Điều thú vị là trong khi những người làm điện thoại (những nhà nghiên cứu tại Phòng thí nghiệm của Bell Telephone) đang thực hiện công trình nghiên cứu chuyên sâu về các tần số thấp hơn ... thì nhiều điều xảy ra ở thế giới bên ngoài với các tần số cao hơn ... Người ta nói rằng ưu điểm của sóng ngắn đã được khám phá đầu tiên



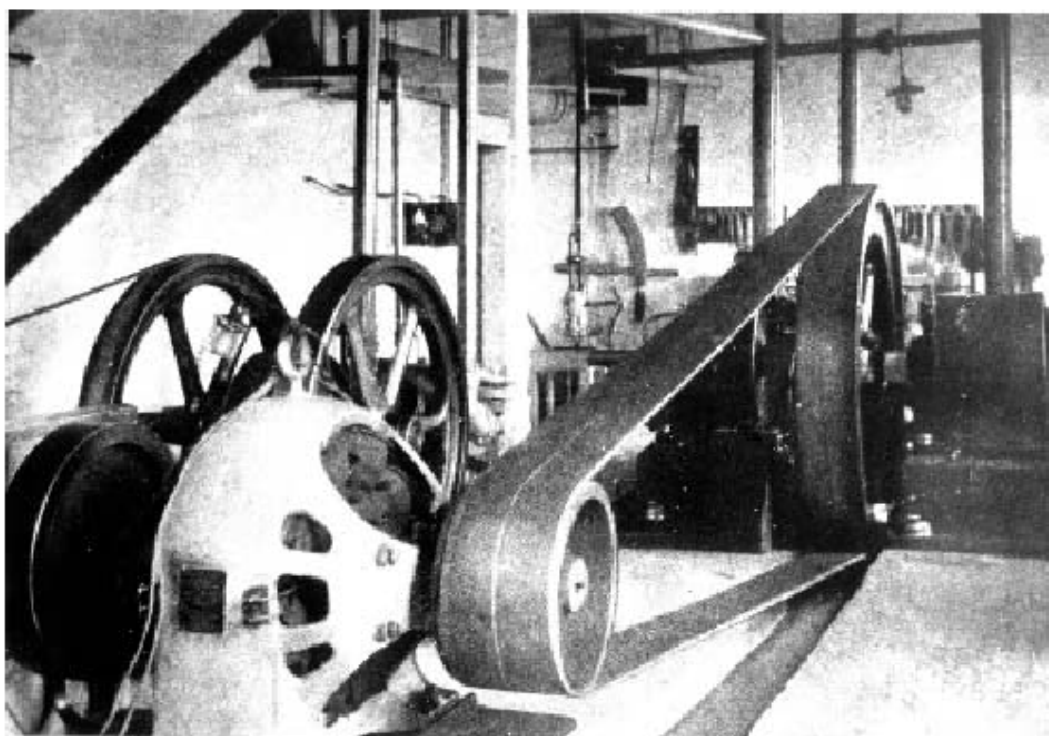
Hình 1.3: Joel Earl Hudson đang đứng cạnh máy phát spark gap của Marconi vào năm 1907.

bởi một người chơi vô tuyến nghiệp dư, người đã tự tạo cho mình một máy thu sóng ngắn và sau khi nghe đã phát hiện ra rằng anh ta có thể nghe các sóng hài của các trạm phát quảng bá ở xa ... với khoảng cách xa hơn khoảng cách ở đó tần số cơ bản có thể nghe được. Các tay chơi vô tuyến nghiệp dư sau đó tự tạo cho mình các máy phát sóng ngắn và ngay sau đó xúc tiến truyền thông hai chiều.

Hoạt động đồng thời của lưới phân bố bức xạ phức tạp, một phần của nó được cho trong Bảng 1.3, phụ thuộc vào mỗi người sử dụng chiếm dụng tần số chính xác của mình, dạng điều chế, độ rộng băng tần và công suất bức xạ hiệu dụng và hơn nữa, không xâm nhập vào các băng tần khác bằng việc phát các tín hiệu giả với thiết bị của mình. Đây là nhiệm vụ và thách thức

Bảng 1.1: ấn định băng tần chung

f	λ	Băng tần	Mô tả
30-300 Hz	$10^4 - 10^3$ km	ELF	Tần số cực thấp
300-3000 Hz	$10^3 - 10^2$ km	VF	Âm tần
3-30 kHz	100-10 km	VLF	Tần số rất thấp
30-300 kHz	10-1 km	LF	Tần số thấp
0.3-3 MHz	1-0.1 km	MF	Trung tần
3-30 MHz	100-10 m	HF	Cao tần
30-300 MHz	10-1 m	VHF	Tần số rất cao
300-3000 MHz	100-10 cm	UHF	Tần số cực cao
3-30 GHz	10-1 cm	SHF	Tần số siêu cao
30-300 GHz	10-1 mm	EHF	Tần số vô cùng cao (sóng milimet)



Hình 1.4: Nguồn năng lượng chính cho máy phát của Marconi tại South Wellfleet

Bảng 1.2: Các băng tần viba ký hiệu theo chữ cái

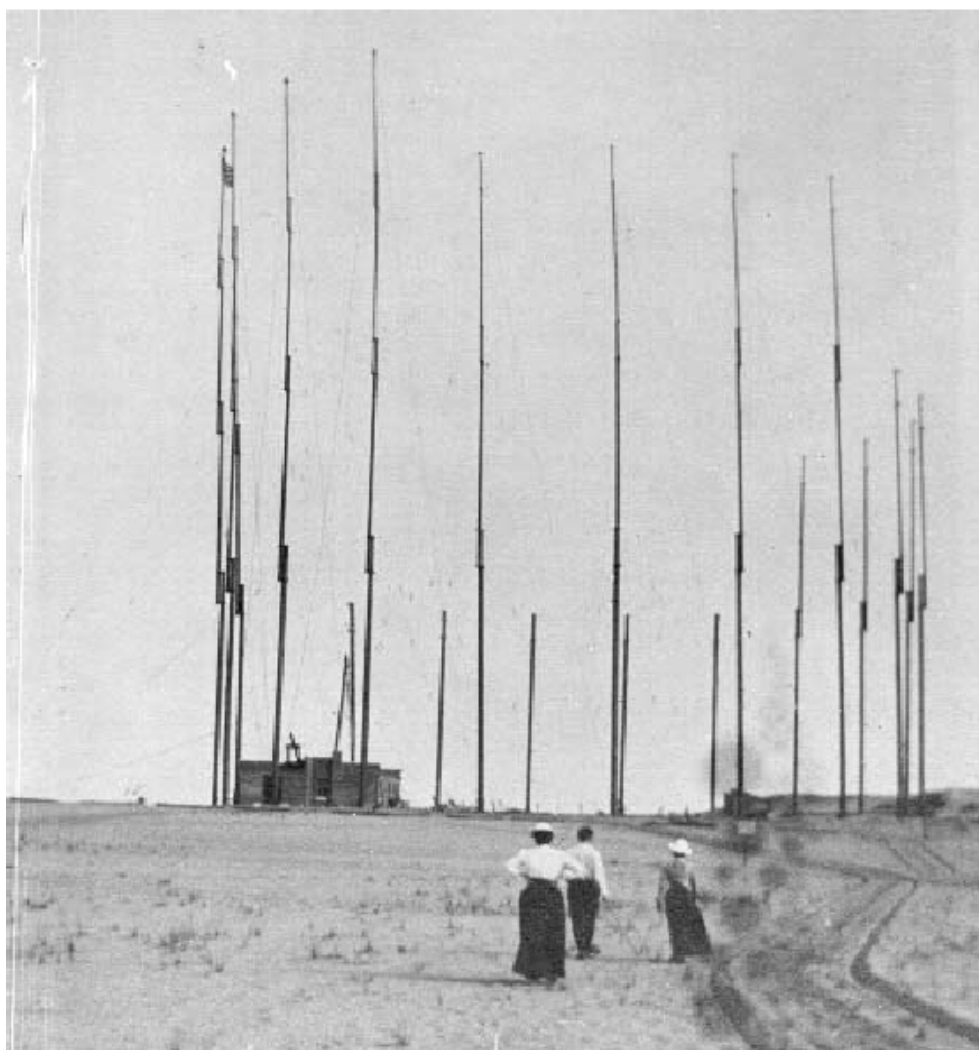
$f(GHz)$	Tên băng tần
1-2	Băng L
2-4	Băng S
4-8	Băng C
8-12.4	Băng X
12.4-18	Băng Ku
18-26.5	Băng K
26.5-40	Băng Ka

đối với kỹ thuật cao tần ngày nay.

Việc ấn định chung các băng tần được cho trong Bảng 1.1 và các băng tần vi ba được đặt tên theo chữ cái được cho trong Bảng 1.2. Ngoài ra, tiền tố của các đơn vị thường dụng như kilo-, Mega-, Giga- ... vv trong mối quan hệ với các đơn vị chuẩn thông qua các hệ số tương ứng được cho trong Bảng 1.4.

Môn học Kỹ thuật siêu cao tần liên quan đến các mạch điện hoặc các phần tử điện hoạt động với các tín hiệu điện từ ở vùng tần số siêu cao. Phạm vi của tần số này tùy thuộc vào các quốc gia và các tổ chức quốc tế khác nhau, thường nằm trong phạm vi từ 1 GHz đến 300 GHz, tương ứng với bước sóng từ 30 cm đến 1 mm (xem Bảng 1.1) Môn học sẽ được chia ra làm hai phần và được phân bổ trong hai học kỳ liên tiếp. Phần thứ nhất là "Lý Thuyết Cơ sở Siêu cao tần" còn phần thứ hai sẽ trình bày về "Mạch Siêu Cao Tần".

Lý thuyết Cơ sở Siêu cao tần bao gồm những nội dung chính sau đây:



Hình 1.5: Trạm phát vô tuyến đầu tiên của Marconi tại South Wellfleet, Cap Cod, Massachusetts. Người dân địa phương dự đoán rằng các anten sẽ bị giật đổ ngay ở cơn bão đầu tiên. Họ đã đúng, và Marconi đã dựng chúng lại

1. Cơ sở truyền sóng trên đường truyền sóng. Giới thiệu các loại đường dây truyền sóng dùng trong mạch siêu cao tần bao gồm: Dây song hành, cáp đồng trục, đường truyền vi dải (microstrip line), đường truyền dải (strip line), coplanar waveguide CPW, ống dẫn sóng hình chữ nhật, hình tròn vv...
2. Đồ thị Smith- Một công cụ hữu ích trong việc giải quyết các bài toán như phối hợp trở kháng, phân tích và thiết kế mạch siêu cao tần như các bộ khuếch đại cao tần (LNA, công suất) ... vv.
3. Ma trận tán xạ - là cơ sở cho việc phân tích đánh giá mạch siêu cao tần như khả năng truyền dẫn như Suy hao xen, Suy hao phản hồi vv...

Mạch Siêu cao tần bao gồm những nội dung chính sau đây:

1. Giới thiệu các phần tử tích cực sử dụng trong mạch siêu cao tần, nguyên lý hoạt động và

Bảng 1.3: Phân bố tần số ở Mỹ

Tần số [kHz]	Mục đích phân bố
490-510 510-535 535-1605 1605-1750 1800-2000	Distress (telegraph) Government AM radio Land/mobile public safety Amateur radio
Tần số [MHz]	Mục đích phân bố
26.96-27.23, 462.525-467.475 30.56-32, 33-34, 35-38, 39-40, 40.02-40.98, 41.015-46.6, 47-49.6, 72-73, 74.6-74.8, 75.2-76, 150.05-156.2475, 157.1875-161.575, 162.0125-173.4 220-222, 421-430, 451-454, 456-459, 460-512 746-824, 851-869, 896-901, 935-940 74.8-75.2, 108-137, 328.6-335.4, 960-1215, 1427-1525, 220-2290, 2310-2320, 2345-2390 162.0125-173.2 50-54, 144-148, 216-220, 222-225, 420-450, 902-928, 1240-1300, 2300-2305, 2390-2450 72-73, 75.2-76, 218-219 54-72, 76-88, 174-216, 470-608 88-99, 100-108 824-849 1850-1990 1910-1930, 2390-2400 1215-1240, 1350-1400, 1559-1610	Citizen band radios Private mobil radio (taxis, trucks, buses, railroads) Aviation (communication and radar) Vehicle recovery (LoJack) Amateur radio Radio control (personal) Television broadcasting VHF and UHF FM radio broadcasting Cellular telephones Personal communications Personal comm. (unlicensed) Global Positioning Systems (GPS)
Tần số [GHz]	Mục đích phân bố
0.216-0.220, 0.235-0.267, 0.4061-0.45, 0.902- 0.928, 0.960-1.215, 1.215-2.229, 2.320- 2.345, 2.360-2.390, 2.7-3.1, 3.1-3.7, 5.0- 5.47, 5.6-5.925, 8.5-10, 10.0-10.45, 10.5- 10.55, 13.25-13.75, 14-14.2, 15.4-16.6, 17.2- 17.7, 24.05-24.45, 33.4-36, 45-46.9, 59-64, 66-71, 76-77, 92-100 2.390-2.400 2.40-2.4835 45.5-46.9, 76-77, 95-100, 134-142 10.5-10.55, 24.05-24.25 0.902-0.928, 2.4-2.5, 5.85-5.925 3.7-4.2, 11.7-12.2, 14.2-14.5, 17.7-18.8, 27.5- 29.1, 29.25-30, 40.5-41.5, 49.2-50.2 1.610-1626.5, 2.4835-2.5, 5.091-5.25, 6.7- 7.075, 15.43-15.63 0.04066-0.0407, 902-928, 2450-2500, 5.725- 5.875, 24-24.25, 59-59.9, 60-64, 71.5-72, 103.5-104, 116.5-117, 122-123, 126.5-127, 152.5-153, 244-246	Radar, all types LANs (unlicensed) Microwave ovens Vehicle, anticollision, navigation Police speed radar Radio frequency identi.cation (RFID) Geostationary satellites with .xed earth receivers Nongeostationary satellites, mobile receivers (big LEO, global phones) Unlicensed industrial, scienti.c, and medical communication devices

Tần số [GHz]	Mục đích phân bổ
3.3-3.5, 5.65-5.925, 10-10.5, 24-24.25, 47- 47.2	Amateur radio
6.425-6.525, 12.7-13.25, 19.26-19.7, 31-31.3	Cable television relay
27.5-29.5	Local multipoint TV distribution
12.2-12.7, 24.75-25.05, 25.05-25.25	Direct broadcast TV (from satellites)
0.928-0.929, 0.932-0.935, 0.941-0.960, 1.850- 1.990, 2.11-2.20, 2.450-2.690, 3.7-4.2, 5.925-6.875, 10.55-10.68, 10.7-13.25, 14.2-14.4, 17.7-19.7, 21.2-23.6, 27.55-29.5, 31-31.3, 38.6-40	Fixed microwave (public and private)

Bảng 1.4: Các tiền tố chuẩn

Tiền tố	Viết tắt	Hệ số
tera	T	10^{12}
giga	G	10^9
mega	M	10^6
kilo	k	10^3
hecto	h	10^2
deka	da	10
deci	d	10^{-1}
centi	c	10^{-2}
milli	m	10^{-3}
micro	m	10^{-6}
nano	n	10^{-9}
pico	p	10^{-12}
femto	f	10^{-15}
atto		10^{-18}

phạm vi ứng dụng của chúng

2. Nguyên tắc thiết kế mạch khuếch đại siêu cao tần (LNA, công suất), mạch dao động siêu cao tần
3. Mạch chia công suất, ghép định hướng và ghép hỗn hợp (hybrid), Circulator và Isolator và cuối cùng là các điểm gián đoạn (discontinuities).
4. Mạch lọc siêu cao tần (thông dải, cao, thấp, chắn dải).

Tùy theo khối lượng thời gian dành cho bài tập lớn (hay thiết kế môn học) sinh viên sẽ được giao nhiệm vụ thiết kế một mạch cụ thể (tùy chọn hoặc được giao).

Chương 2

Lý thuyết đường truyền

Xét ở nhiều khía cạnh lý thuyết đường truyền làm cầu nối cho sự cách biệt giữa phép phân tích trường và lý thuyết mạch cơ sở, và vì vậy nó rất quan trọng trong phân tích mạch siêu cao tần. Như chúng ta sẽ thấy, hiện tượng lan truyền sóng trên các đường dây có thể được tiếp cận từ việc mở rộng lý thuyết mạch, hoặc từ sự biến đổi đặc biệt các phương trình Maxwell; Trong khuôn khổ của chương trình chúng ta sẽ chỉ trình bày cách tiếp cận từ quan điểm lý thuyết mạch cơ sở và chỉ ra sự truyền lan sóng này được mô tả bởi các phương trình rất giống các phương trình sóng cho truyền lan sóng phẳng như thế nào.

Khi khoảng cách từ nguồn đến tải của một mạch điện có chiều dài so sánh được với bước sóng hoặc lớn hơn nhiều lần so với bước sóng thì tín hiệu được phát đi từ nguồn phải mất một khoảng thời gian (một vài chu kỳ) để lan truyền đến tải. Ta gọi đó là hiện tượng truyền sóng trên đường dây.

Truyền sóng siêu cao tần trên đường dây có các hệ quả sau:

- Có sự trễ pha của tín hiệu tại điểm thu so với tín hiệu tại điểm phát.

$$v_r(t) = v_t(t - \tau.l) \quad (2.1)$$

Khoảng thời gian trễ này sẽ tỷ lệ với chiều dài của đường truyền. Trong đó τ là khoảng thời gian cần thiết để sóng di chuyển được một đơn vị chiều dài của đường truyền [s/m]

- Có sự suy hao biên độ tín hiệu khi lan truyền

$$v_r(t) = K(l).v_t(t - \tau.l) \quad (2.2)$$

Hệ số suy hao $K(l) < 1$ và phụ thuộc vào chiều dài của đường truyền.

- Có sự phản xạ sóng trên tải và trên nguồn. Điều này dẫn đến hiện tượng sóng đứng trên đường dây.

Sóng đứng, hay còn gọi là sóng dừng, là sóng mà luôn duy trì vị trí không đổi. Hiện tượng này có thể xuất hiện do môi trường chuyển động ngược với chiều di chuyển của sóng, hoặc nó có thể xuất hiện trong một môi trường tĩnh do sự giao thoa giữa hai sóng chuyển động ngược chiều nhau.

ở đây ta không xét về trường hợp môi trường chuyển động mà là môi trường tĩnh (đường truyền). Sóng đứng trên đường truyền là sóng mà trong đó phân phối dòng, áp hay cường độ trường được tạo thành bởi sự xếp chồng hai sóng lan truyền ngược chiều nhau. Kết quả là một loạt các nút (không dịch chuyển) và các điểm bụng sóng (dịch chuyển tối đa) tại những điểm cố định dọc theo đường truyền. Sóng đứng như vậy có thể được hình thành khi một sóng được truyền vào một đầu của đường truyền và bị phản xạ ngược trở lại từ đầu kia do sự bất phối hợp trở kháng, hở mạch hoặc ngắn mạch.

Các hiện tượng trên sẽ được phân tích cụ thể trong các phần sau.

Một số khái niệm khác cũng cần đề cập ở đây đó là *mạch điện thông số tập trung* và *mạch điện có thông số phân bố hay phân bố rải*.

Thông số tập trung của mạch điện là các đại lượng đặc tính điện xuất hiện hoặc tồn tại ở một vị trí nào đó của mạch điện. Thông số tập trung của một phần tử điện có thể xác định được thông qua phân tích, tính toán hoặc có thể đo được trực tiếp. Chẳng hạn các phần tử điện trở, điện cảm, điện dung, nguồn áp, nguồn dòng, diode, transistor ... đều là các phần tử thông số tập trung.

Thông số dải của mạch điện cũng là đại lượng đặc tính điện, nhưng không tồn tại duy nhất ở một vị trí cố định, mà chúng rải đều trên chiều dài của mạch điện đó. Thông số phân bố thường được dùng trong các hệ thống truyền sóng (đường dây truyền sóng, ống dẫn sóng, không gian tự do) biểu thị các đặc tính tương đương về điện của hệ thống. Thông số phân bố thường là các thông số tuyến tính được xác định trên một đơn vị chiều dài của đường truyền sóng. Chúng ta không thể đo đạc trực tiếp giá trị của các thông số phân bố mà chỉ có thể suy ra chúng từ các phép đo tương đương trên các thông số khác. Vấn đề này sẽ được đề cập chi tiết hơn ở phần sau.

2.1 Phương trình truyền sóng trên đường dây

Trong phần này, chúng ta sẽ tìm cách thiết lập phương trình nêu lên mối quan hệ giữa điện áp và dòng điện tại một điểm có tọa độ bất kỳ trên đường truyền sóng, từ đó giải phương trình tính điện áp, dòng điện và rút ra các đặc tính truyền sóng.

Một cách tổng quát, để khảo sát một hệ truyền sóng chúng ta phải xuất phát từ hệ phương trình Maxwell trong môi trường không nguồn, trong đó có các đại lượng vật lý cơ bản là cường độ điện trường \vec{E} và cường độ từ trường \vec{H} .

$$\nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu\vec{H} \quad (2.3a)$$

$$\nabla \times \vec{H} = j\omega\epsilon\vec{E} \quad (2.3b)$$

$$\nabla \cdot \vec{D} = 0 \quad (2.3c)$$

$$\nabla \cdot \vec{B} = 0 \quad (2.3d)$$

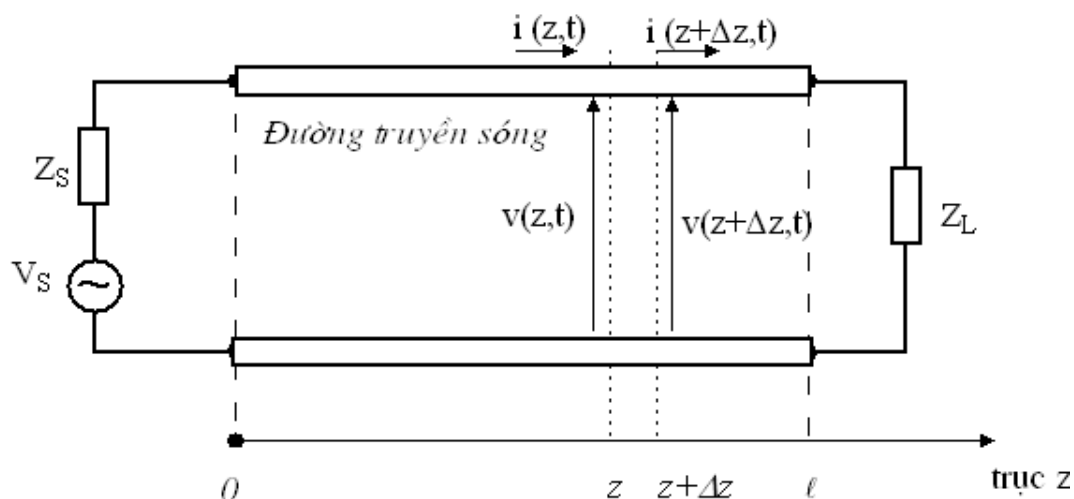
Trong đó

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E}, \vec{B} = \mu \vec{H}$$

Tuy nhiên vì ta chỉ khảo sát việc truyền sóng trong một không gian nhỏ có định hướng nên ta có thể đơn giản hóa việc giải hệ phương trình Maxwell bằng việc giải hệ phương trình tương đương viết cho điện áp và dòng điện trong đó điện áp thay cho điện trường \vec{E} và dòng điện thay cho từ trường \vec{H} như chúng ta sẽ thấy trong Mục 2.1.2.

2.1.1 Mô hình mạch điện thông số tập trung của đường truyền - Các thông số sơ cấp

Sự khác nhau cơ bản giữa lý thuyết mạch và lý thuyết đường truyền là kích thước điện. Trong phân tích mạch điện người ta thường giả thiết rằng kích thước vật lý của một mạch nhỏ hơn rất nhiều bước sóng điện, trong khi độ dài các đường truyền có thể là một phần đáng kể của bước sóng hoặc nhiều bước sóng. Vì vậy, một đường truyền là một mạch thông số phân bố, ở đó điện áp và dòng điện có thể thay đổi về biên độ và pha theo độ dài của nó.



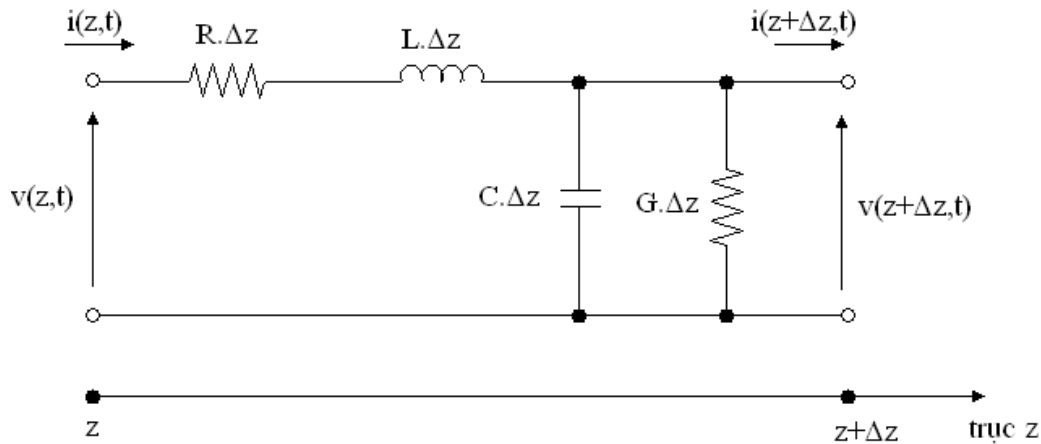
Hình 2.1: Đường truyền sóng

Một đường truyền thường được biểu diễn bằng một đường hai dây như trên Hình 2.1, do các đường truyền (hỗ trợ sóng TEM) luôn có ít nhất hai dây dẫn.

Xét một đường truyền sóng chiều dài l , có tọa độ được xác định như trên Hình 2.1. Đầu vào đường truyền có nguồn tín hiệu V_s , trở kháng nguồn Z_s , đầu cuối đường truyền được kết nối bởi tải Z_L .

Giả thiết đường truyền có chiều dài l lớn hơn nhiều lần bước sóng hoạt động nên nó được coi là mạch có thông số phân bố.

Tại một điểm có tọa độ z bất kỳ trên đường dây xét một đoạn dây chiều dài vi phân Δz . Trên đoạn dây này cũng có hiện tượng lan truyền sóng, tuy nhiên do $\Delta z \ll \lambda$ nên đoạn dây này có thể được mô hình hóa bằng mạch gồm các phần tử thông số tập trung như mô tả trên Hình 2.2, với R, L, G, C là các đại lượng được tính trên một đơn vị chiều dài như sau:



Hình 2.2: Mạch điện tương đương của đoạn đường truyền vi phân

R = điện trở nối tiếp, đơn vị Ω/m , đặc trưng cho điện trở thuần của cả hai dây kim loại trên một đơn vị độ dài. Điện trở R liên quan đến tổn hao kim loại (do dây dẫn không phải là dẫn điện lý tưởng) là thông số phụ thuộc vào tần số hoạt động (do hiệu ứng da, do ghép ký sinh ...).

L = điện cảm nối tiếp, đơn vị H/m , đặc trưng cho điện cảm tương đương của cả hai dây dẫn kim loại trên một đơn vị độ dài đường truyền.

G = điện dẫn song song, đơn vị S/m , đặc trưng cho điện dẫn thuần của lớp điện môi phân cách trên một đơn vị độ dài đường truyền. Nó liên quan đến tổn hao điện môi (do điện môi không cách điện lý tưởng), thường được đánh giá dựa trên góc tổn hao (loss tangent) của vật liệu điện môi.

C = điện dung song song, đơn vị F/m , đặc trưng cho điện dung của lớp điện môi phân cách hai dây dẫn kim loại trên một đơn vị độ dài đường truyền.

Như vậy ta thấy trên đường truyền có hai loại tổn hao là tổn hao kim loại gây ra bởi R và tổn hao điện môi do G gây ra.

Một cách tổng quát mạch điện tương đương của đường truyền gồm hai thành phần là:

1. Trở kháng nối tiếp

$$Z = R + j\omega L \quad (2.4)$$

2. và Dẫn nạp song song

$$Y = G + j\omega C \quad (2.5)$$

Trong đó R, L, G, C là các thông số sơ cấp của đường truyền sóng.

2.1.2 Phương trình truyền sóng

Từ mạch điện trên Hình 2.2, áp dụng định luật Kirchhoff cho điện áp ta có

$$v(z, t) = v(z + \Delta z, t) + R \cdot \Delta z \cdot i(z, t) + L \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t} \quad (2.6)$$

trong khi định luật Kirchhoff áp dụng cho dòng điện cho

$$i(z, t) = i(z + \Delta z, t) + G \cdot \Delta z \cdot v(z + \Delta z, t) + C \cdot \Delta z \cdot \frac{\partial v(z + \Delta z, t)}{\partial t} \quad (2.7)$$

Chia 2.6 và 2.7 cho Δz sau đó lấy giới hạn khi cho $\Delta z \rightarrow 0$ cho các phương trình vi phân sau:

$$\frac{\partial v(z, t)}{\partial z} = -R \cdot i(z, t) - L \cdot \frac{\partial i(z, t)}{\partial t}, \quad (2.8a)$$

$$\frac{\partial i(z, t)}{\partial z} = -G \cdot v(z, t) - C \cdot \frac{\partial v(z, t)}{\partial t}, \quad (2.8b)$$

Các phương trình này là các phương trình đường truyền trong miền thời gian. Đối với trạng thái ổn định điều hòa với dạng sóng cosin, ta có thể viết lại (2.8a) và (2.8b) trong miền tần số thông qua phép biến đổi Fourier như sau:

$$\frac{dV(z, \omega)}{dz} = -(R + j\omega L)I(z, \omega) \quad (2.9a)$$

$$\frac{dI(z, \omega)}{dz} = -(G + j\omega C)V(z, \omega) \quad (2.9b)$$

Phương trình này tương tự như hai phương trình Maxwell (2.3a) và (2.3b) như đã đề cập. Nó cho thấy mối quan hệ giữa điện áp và dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường truyền sóng và tại tần số ω bất kỳ của tín hiệu.

Giải hệ phương trình trên để tìm nghiệm $V(z, \omega)$ và $I(z, \omega)$ và từ đó suy ra đặc tính truyền sóng.

Lấy đạo hàm 2 vế của 2.9a và 2.9b được

$$\frac{d^2 V(z, \omega)}{dz^2} = (R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) \cdot V(z, \omega) \quad (2.10a)$$

$$\frac{d^2 I(z, \omega)}{dz^2} = (R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C) \cdot I(z, \omega) \quad (2.10b)$$

Người ta định nghĩa hằng số lan truyền phức γ (là hàm của tần số) và không phụ thuộc vào tọa độ z như sau:

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L) \cdot (G + j\omega C)} \quad (2.11)$$

Trong đó α và β là hệ số suy hao [dB/m] và hệ số pha [rad/m].

Ta có thể viết lại 2.10a và 2.10b như sau:

$$\frac{d^2 V(z, \omega)}{dz^2} - \gamma(\omega)^2 \cdot V(z, \omega) = 0 \quad (2.12a)$$

$$\frac{d^2 I(z, \omega)}{dz^2} - \gamma(\omega)^2 \cdot I(z, \omega) = 0 \quad (2.12b)$$

Đây chính là các phương trình sóng điện áp và dòng điện. Để ý ta thấy hai phương trình trên đồng dạng do đó dạng nghiệm của hai phương trình cũng sẽ giống nhau.

2.1.3 Nghiệm của phương trình sóng. Sóng tới và sóng phản xạ

Phương trình (2.12a) và (2.12b) là các phương trình vi phân bậc hai thuần nhất có dạng nghiệm (sóng chạy) như sau:

$$V(z, \omega) = V_0^+ e^{-\gamma(\omega) \cdot z} + V_0^- e^{\gamma(\omega) \cdot z} \quad (2.13a)$$

$$I(z, \omega) = I_0^+ e^{-\gamma(\omega) \cdot z} + I_0^- e^{\gamma(\omega) \cdot z} \quad (2.13b)$$

Trong đó V_0^+ (I_0^+) và V_0^- (I_0^-) là những hằng số phức được xác định bởi điều kiện biên về điện áp (dòng điện) tại nguồn ($z = 0$) và tại tải ($z = \ell$) của đường truyền sóng.

Để đơn giản trong ký hiệu ta bỏ qua biến số ω và ngầm hiểu rằng các phương trình trên cũng như nghiệm của chúng là hàm của tần số (hay phụ thuộc vào tần số). Ta viết lại (2.13) như sau:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{+\gamma z} \quad (2.14a)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.14b)$$

Trong đó $e^{-\gamma z}$ đại diện cho sóng truyền lan theo hướng $+z$ còn $e^{\gamma z}$ đại diện cho sóng truyền lan theo hướng $-z$.

Nghiệm trên là dạng điều hòa thời gian tại tần số ω . Trong miền thời gian, kết quả này được viết (cho dạng sóng điện áp) là

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t + \beta z + \phi^-) e^{-\alpha z} \quad (2.15)$$

Trong đó ϕ^\pm là góc pha của điện áp phức V_0^\pm . Ta nhận thấy số hạng thứ nhất của (2.15) biểu diễn một sóng chuyển động theo hướng $+z$ vì để duy trì một điểm cố định trên sóng $(\omega t - \beta z + \phi^+) = \text{const} = \text{hằng số}$ thì sóng phải di chuyển theo hướng $+z$ (sóng tới) khi thời gian tăng lên. Tương tự số hạng thứ hai trong (2.15) biểu diễn một sóng chuyển động theo chiều âm của z (sóng phản xạ). Vì vậy mà ở các biểu thức trên ta sử dụng ký hiệu V_0^+ và V_0^- cho biên độ của các sóng này.

Ta biết rằng bước sóng được định nghĩa là khoảng cách một điểm trên sóng di chuyển giữa hai điểm cực đại hoặc cực tiểu và tương đương với việc sóng di chuyển được một chu kỳ là 2π . Vì vậy ta có

$$[\omega t - \beta z + \phi_0^+] - [\omega t - \beta(z + \lambda) + \phi_0^+] = 2\pi \quad (2.16)$$

Từ đây ta rút ra bước sóng trên đường dây là

$$\lambda = \frac{2\pi}{\beta} \quad (2.17)$$

và vận tốc pha được định nghĩa là tốc độ của một điểm cố định trên sóng di chuyển được cho bởi

$$v_p = \frac{dz}{dt} = \frac{d}{dt} \left(\frac{\omega t - \text{const}}{\beta} \right) = \frac{\omega}{\beta} = \lambda f \quad (2.18)$$

Mặt khác áp dụng (2.9a) cho (2.14a) ta rút ra được biểu thức của dòng điện trên đường dây như sau:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (2.19)$$

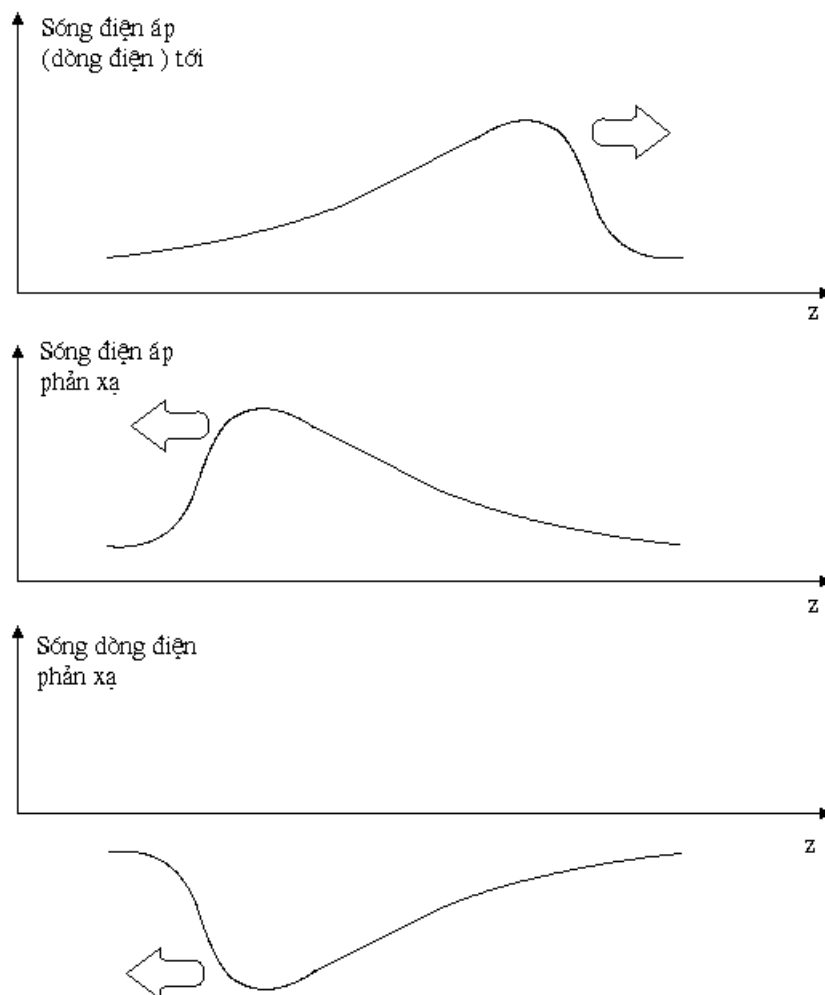
So sánh (2.19) với (2.14b) chỉ ra rằng trở kháng đặc tính Z_0 của đường truyền có thể được định nghĩa như sau:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad (2.20)$$

Quan hệ giữa điện áp và dòng điện trên đường dây như sau

$$\frac{V_0^+}{I_0^+} = Z_0 = -\frac{V_0^-}{I_0^-} \quad (2.21)$$

Trở kháng đặc tính Z_0 là một số phức, phụ thuộc vào cấu trúc vật lý của đường truyền sóng.



Hình 2.3: Sóng tới và sóng phản xạ

Như vậy chúng ta thấy rằng, sóng điện áp và sóng dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường truyền đều là sự xếp chồng của hai sóng là sóng tới và sóng phản xạ. Hai sóng này được minh họa riêng rẽ trong Hình 2.3.

2.1.4 Các thông số thứ cấp

Như đã trình bày trong mục 2.1.1, các thông số R, L, G, C là các thông số sơ cấp của đường truyền sóng vì chúng liên quan đến thông số của mạch điện tương đương cơ bản cho một vi phân độ dài đường truyền. Tuy nhiên các thông số trên không thể hiện rõ các tham số đặc tính của quá trình truyền sóng và không đo đạc được trực tiếp trên đường dây.

Các thông số thứ cấp sau đây được suy ra từ các thông số sơ cấp trên, diễn tả khá đầy đủ đặc tính truyền sóng và có thể đo trực tiếp nhờ các thiết bị đo chuyên dụng. Chúng ta lần lượt khảo sát ý nghĩa của từng thông số.

Hằng số truyền lan

Hằng số truyền lan sóng như được định nghĩa ở mục 2.1.2 là

$$\gamma(\omega) = \alpha(\omega) + j\beta(\omega) = \sqrt{(R + j\omega L).(G + j\omega C)} \quad (2.22)$$

với α là hệ số suy hao tính trên một đơn vị chiều dài, đơn vị [dB/m] hoặc [Np/m], β là hệ số pha trên một đơn vị chiều dài, đơn vị [rad/m] hoặc [độ/m]

Quan hệ giữa α [dB/m] và α [Np/m] được xác định như sau:

$$\alpha_{[dB/m]} = 20 \log_{10} e^{\alpha_{[Np/m]}} = 8.686 \alpha_{[Np/m]} \quad (2.23)$$

Tức là

$$1Np = 20 \log e = 8.686 \text{ dB} \quad (2.24)$$

Hằng số pha β biểu diễn độ biến thiên về góc pha của sóng khi lan truyền trên một đơn vị chiều dài đường truyền.

Ta nhận thấy α và β đều biến thiên theo tần số tín hiệu, do đó rất khó đo chính xác trên đường truyền sóng thực tế. Tuy nhiên chúng ta sẽ xét các hệ số này trong những trường hợp đặc biệt

- Đường truyền không tổn hao (R=0, G=0)

Từ (2.22) ta suy ra

$$\gamma = \sqrt{(j\omega L).(j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \quad (2.25)$$

So sánh (2.25) với (2.22) ta suy ra

$$\alpha = 0; \quad \beta = \omega\sqrt{LC} \quad (2.26)$$

Hệ số suy hao $\alpha=0$ khẳng định lại không có suy hao trên đường truyền (vì R=0, G=0).

Hệ số β tỷ lệ với tần số tín hiệu ω (đường truyền có pha tuyến tính tương ứng với trường hợp không có tán xạ tần số trên đường truyền). Vì lúc này vận tốc pha luôn là hằng số với mọi tần số $v_p=1/\sqrt{LC}$

- Đường truyền có tổn hao thấp

Trong trường hợp này, các yếu tố gây tổn hao đến đường truyền không thể bỏ qua tuy nhiên ảnh hưởng của chúng không quá lớn đến các thông số truyền sóng.

Tổn hao thấp nghĩa là phải thỏa mãn các tiêu chuẩn sau:

$$R \ll \omega L \quad (2.27a)$$

$$G \ll \omega C \quad (2.27b)$$

Khi đó (2.22) có thể được viết lại thành

$$\gamma = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = j\omega\sqrt{LC} \cdot \sqrt{\left(1 + \frac{R}{j\omega L}\right) \cdot \left(1 + \frac{G}{j\omega C}\right)} \quad (2.28)$$

Do (2.27) nên $R/\omega L$ và $G/\omega C$ là các vô cùng bé so với 1. Sử dụng công thức chuỗi Taylor sau:

$$(1 + \epsilon)^u \approx 1 + u \cdot \epsilon \quad (2.29)$$

trong đó ϵ là một vô cùng bé, u là hằng số bất kỳ

Với 2.29, 2.28 trở thành

$$\begin{aligned} \gamma &\approx j\omega\sqrt{LC} \cdot \left(1 + \frac{R}{j2\omega L}\right) \cdot \left(1 + \frac{G}{j2\omega C}\right) \\ &= j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} + \frac{G}{j2\omega C} + \left(\frac{R}{j2\omega L} \cdot \frac{G}{j2\omega C}\right)\right] \end{aligned} \quad (2.30)$$

Trong biểu thức (2.30), $R/j2\omega L$ và $G/j2\omega C$ là các vô cùng bé so với 1, còn thành phần $(R/j2\omega L) \cdot (G/j2\omega C)$ là vô cùng bé bậc hai so với 1 nên số hạng này có thể được bỏ qua. Khi đó (2.30) trở thành

$$\begin{aligned} \gamma &\approx j\omega\sqrt{LC} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} + \frac{G}{j2\omega C}\right] \\ &= \frac{1}{2} \left(R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}}\right) + j\omega\sqrt{LC} \end{aligned} \quad (2.31)$$

So sánh (2.31) với (2.22) ta rút ra:

Hệ số suy hao

$$\alpha = \frac{1}{2} \left(R\sqrt{\frac{C}{L}} + G\sqrt{\frac{L}{C}}\right) \quad (2.32)$$

là một hằng số (không phụ thuộc vào tần số), tỷ lệ với tổn hao kim loại R và tổn hao điện môi G của đường truyền.

Hệ số pha $\beta = \omega\sqrt{LC}$ hoàn toàn giống trường hợp đường truyền không tổn hao. Như vậy với đường truyền tổn hao ít thì cũng có pha tuyến tính và do đó không có tán xạ tần số. Đây là trường hợp gần với thực tế nhất bởi các ống dẫn sóng hiện nay có tổn hao thấp. Tuy nhiên cần lưu ý, kết luận trên chỉ có tính tương đối vì chúng ta đã bỏ qua thành phần vô cùng bé bậc cao.

Trở kháng đặc tính

Trở kháng đặc tính Z_0 của đường truyền có quan hệ với các thông số sơ cấp qua biểu thức sau:

$$Z_0(\omega) = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} \quad \text{đơn vị } \Omega \quad (2.33)$$

Ta thấy rằng Z_0 là một hàm của tần số và điều này gây khó khăn cho việc khảo sát chi tiết một đường truyền sóng. Tuy nhiên, ta sẽ xét một số trường hợp đặc biệt:

- Đường truyền không tổn hao ($R=0, G=0$)

Từ 2.126 suy ra

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \equiv R_0 \quad (2.34)$$

là một hằng số thực, được gọi là điện trở đặc tính của đường dây. Trong thực tế ta thường gặp các đường truyền sóng có $R_0 = 50\Omega$ (cáp đồng trục), $R_0 = 300\Omega$ (đường dây điện thoại) vv...

- Với đường truyền tổn hao thấp ($R \ll \omega L, G \ll \omega C$).

Khi đó

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \sqrt{\frac{1 + \frac{R}{j\omega L}}{1 + \frac{G}{j\omega C}}} \quad (2.35)$$

Do $R/\omega L$ và $G/\omega C$ là các vô cùng bé so với 1 nên áp dụng (2.29) ta có thể viết lại 2.35 như sau:

$$\begin{aligned} Z_0 &\approx \sqrt{\frac{L}{C}} \cdot \left(1 + \frac{R}{j2\omega L}\right) \left(1 - \frac{G}{j2\omega C}\right) \\ &= \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} - \frac{G}{j2\omega C} - \left(\frac{R}{j2\omega L} \cdot \frac{G}{j2\omega C}\right)\right] \end{aligned} \quad (2.36)$$

Ta cũng bỏ đi thành phần vô cùng bé bậc 2, khi đó

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \left[1 + \frac{R}{j2\omega L} - \frac{G}{j2\omega C}\right] \quad (2.37)$$

Do đó

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (2.38a)$$

$$X_0 = -\frac{1}{2\omega} \left(\frac{R}{L} - \frac{G}{C}\right) \quad (2.38b)$$

Ta thấy ở các tần số càng cao thì điện kháng càng nhỏ và do đó ta có thể coi Z_0 là một số thực.

Thế (3.47a) vào (2.32) ta được

$$\alpha = \frac{R}{2R_0} + \frac{GR_0}{2} \quad (2.39)$$

Vận tốc truyền sóng - Vận tốc pha

Vận tốc truyền sóng hay vận tốc pha được định nghĩa là quãng đường sóng lan truyền dọc theo đường truyền sóng trong một đơn vị thời gian. Vận tốc này cũng chính là vận tốc của một điểm cố định trên sóng di chuyển dọc theo đường truyền. Ký hiệu vận tốc truyền sóng là v_p và đơn vị là [m/s].

Như đã đề cập trong mục 2.1.3 ta đã rút ra

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (2.40)$$

với ω là tần số góc của tín hiệu lan truyền, đơn vị [rad/s].

Ta biết rằng β là một hàm của tần số nên vận tốc pha v_p cũng là một hàm của tần số. Điều này có nghĩa là vận tốc truyền sóng trên một đường dây có thể lớn hay nhỏ tùy theo tần số của tín hiệu lan truyền trên đường dây. Nếu tín hiệu đặt vào đầu đường dây gồm nhiều tần số khác nhau (chẳng hạn như tín hiệu xung, tín hiệu logic, sóng điều chế ...) thì mỗi thành phần tần số sẽ lan truyền với tốc độ khác nhau. Do đó các thành phần tần số này sẽ đến đầu kia của đường truyền ở những thời điểm khác nhau dẫn tới giãn rộng xung và méo dạng tín hiệu. Hiện tượng này được gọi là tán xạ tần số (frequency dispersion).

Thông thường, hiện tượng tán xạ tần số xảy ra trên các đường truyền có tổn hao, các đường truyền ghép hoặc các đường truyền không đồng nhất cấu trúc vv... sẽ gây ra méo dạng lớn.

Với đường truyền không tổn hao như đã phân tích ở các phần trước $\beta = \omega\sqrt{LC}$ nên theo 2.18, v_p sẽ trở thành một hằng số độc lập với tần số

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (2.41)$$

Trong trường hợp này v_p không còn phụ thuộc vào tần số nên không có tán xạ tần số và dẫn tới không còn méo dạng tín hiệu. Mặt khác biên độ tín hiệu cũng không suy giảm do không có suy hao. Như vậy, một tín hiệu có dạng sóng bất kỳ đặt ở đầu vào đường truyền sẽ giữ nguyên dạng sóng và biên độ tại đầu cuối đường truyền. Tuy nhiên có sự trễ pha do quá trình lan truyền sóng. Đây là trường hợp lý tưởng nhất, đảm bảo tính trung thực của tín hiệu.

Ta nhận thấy rằng khi L, C tăng thì vận tốc lan truyền sóng giảm nên các đường truyền có vận tốc truyền sóng thấp thường được sử dụng vào mục đích làm trễ tín hiệu (mà không làm suy giảm biên độ và méo dạng tín hiệu) trong một số ứng dụng. Thời gian trễ yêu cầu càng cao thì L, C đòi hỏi càng lớn. L lớn đòi hỏi khoảng cách giữa 2 dây tăng, còn C lớn đòi hỏi hằng số điện môi (ϵ giữa hai dây lớn). Công nghệ vật liệu ngày nay cho phép trị số ϵ đạt đến các giá trị từ 10 đến vài chục.

Hằng số thời gian hay thời gian trễ

Hằng số thời gian hay thời gian trễ τ của một đường truyền sóng được định nghĩa là khoảng thời gian cần thiết để sóng lan truyền được một đơn vị chiều dài của đường truyền, đơn vị của τ là [s/m].

Từ định nghĩa, ta suy ra

$$\tau = \frac{1}{v_p} = \frac{\beta}{\omega} \quad (2.42)$$

Như vậy, nhìn chung τ phụ thuộc vào tần số ω

Trường hợp đường truyền không tổn hao thì từ (2.41) và (2.42), ta có

$$\tau = \frac{1}{v_p} = \sqrt{LC} \quad (2.43)$$

Khi đó τ là hằng số, độc lập với tần số.

2.2 Các đường truyền sóng và ống dẫn sóng thực tế

Các đường truyền và ống dẫn sóng chủ yếu được sử dụng để phân phát năng lượng cao tần từ một điểm này tới một điểm khác và vì vậy có thể được xem là các thành phần mạch cao tần cơ bản. Trong phần này chúng ta sẽ lần lượt khảo sát đặc tính của một số loại đường truyền và ống dẫn sóng được sử dụng phổ biến. Trong phần trước ta đã biết rằng một đường truyền được đặc trưng bởi một hằng số truyền lan và một trở kháng đặc tính; nếu đường truyền có tổn hao thì suy hao cũng là vấn đề cần quan tâm. Các đại lượng này được rút ra nhờ phép phân tích lý thuyết trường đối với nhiều đường truyền và ống dẫn sóng khác nhau.

Chúng ta sẽ bắt đầu bằng việc thảo luận chung về các kiểu lan truyền và các mode lan truyền khác nhau có thể tồn tại trên các đường truyền và ống dẫn sóng. Các đường truyền gồm hai hay nhiều dây dẫn có thể hỗ trợ sóng điện từ ngang TEM, đặc trưng bởi sự thiếu vắng các thành phần trường dọc theo phương lan truyền. Các sóng TEM có một điện áp, dòng điện và trở kháng đặc tính xác định duy nhất. Các ống dẫn sóng, thường gồm duy nhất một dây dẫn, hỗ trợ các sóng điện ngang TE và/hoặc sóng từ ngang TM, đặc trưng bởi sự có mặt của các thành phần từ trường dọc hay điện trường dọc tương ứng. Với trường hợp này ta không thể đưa ra một định nghĩa duy nhất về trở kháng đặc tính cho các sóng như vậy, mặc dù các định nghĩa có thể được chọn sao cho khái niệm trở kháng đặc tính có thể được sử dụng cho các ống dẫn sóng với những kết quả có ý nghĩa.

2.2.1 Phương trình Helmholtz

Trong môi trường đồng nhất, đẳng hướng, tuyến tính và không có nguồn, các phương trình Maxwell có dạng

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H} \quad (2.44a)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E} \quad (2.44b)$$

trong đó

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad (2.45a)$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (2.45b)$$

với $\epsilon_0 = 10^{-9}/36\pi = 8.842 \cdot 10^{-12} [F/m]$ và $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} [H/m]$ là hằng số điện môi và hằng số từ thẩm trong môi trường chân không, ϵ_r và μ_r là hằng số điện môi và hệ số từ thẩm tương đối của môi trường đang xét so với môi trường chân không.

Hai phương trình (2.44a) và (2.44b) là một hệ phương trình gồm 2 ẩn số là \vec{E} và \vec{H} . Vì vậy ta có thể giải cho hoặc \vec{E} hoặc \vec{H} . Do đó, lấy curl (2.44a) và sử dụng (2.44b) cho ta

$$\nabla \times \nabla \times \vec{E} = -j\omega\mu \nabla \times \vec{H} = \omega^2 \mu \epsilon \vec{E}, \quad (2.46)$$

là một phương trình đối với \vec{E} . Sử dụng đồng nhất thức sau $\nabla \times \nabla \times \vec{A} = \nabla(\nabla \cdot \vec{A}) - \nabla^2 \vec{A}$ cho (2.46) ta được

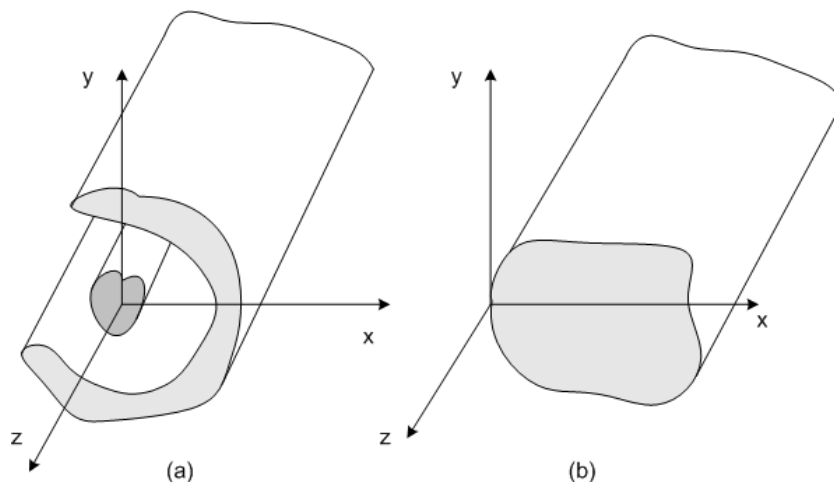
$$\nabla^2 \vec{E} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{E} = 0 \quad (2.47)$$

do $\nabla \cdot \vec{E} = 0$ trong môi trường không nguồn. Phương trình (2.47) là phương trình sóng hay còn gọi là phương trình Helmholtz cho \vec{E} . Một phương trình như vậy cho \vec{H} cũng có thể được rút ra theo cách trên

$$\nabla^2 \vec{H} + \omega^2 \mu \epsilon \vec{H} = 0 \quad (2.48)$$

2.2.2 Nghiệm tổng quát cho các sóng TEM, TE và TM

Trong phần này chúng ta sẽ tìm nghiệm tổng quát của các phương trình Maxwell 2.44 cho các trường hợp cụ thể lan truyền sóng TEM, TE và TM trong các đường truyền hoặc ống dẫn sóng hình trụ. Dạng hình học của một đường truyền hay ống dẫn sóng bất kỳ được cho trong Hình 2.4 và được đặc trưng bởi các điều kiện biên song song với trục z . Các cấu trúc này được giả thiết là đồng nhất theo hướng z và dài vô hạn. Các dây dẫn ban đầu được giả thiết là có tính dẫn điện hoàn hảo, nhưng suy hao có thể được xác định bằng phương pháp perturbation.



Hình 2.4: (a) Đường truyền hai dây nói chung và (b) ống dẫn sóng khép kín

Ta giả thiết trường ở đây là các hàm tuần hoàn theo thời gian phụ thuộc vào $e^{j\omega t}$ và sóng lan truyền dọc theo trục z . Các trường điện và từ có thể được viết như sau:

$$\vec{E}(x, y, z) = [\vec{e}(x, y) + \hat{z}e_z(x, y)]e^{-j\beta z} \quad (2.49a)$$

$$\bar{H}(x, y, z) = [\bar{h}(x, y) + \hat{z}h_z(x, y)]e^{-j\beta z} \quad (2.49b)$$

ở đây $\bar{e}(x, y)$ và $\bar{h}(x, y)$ đại diện cho các thành phần điện trường và từ trường ngang, trong khi e_z và h_z là các thành phần điện trường và từ trường dọc. Trong biểu thức trên sóng lan truyền theo phương $+z$; truyền theo phương $-z$ có thể được biểu diễn bằng cách thay thế β bằng $-\beta$. Hơn nữa, nếu có tổn thất kim loại hay điện môi thì hằng số truyền lan sẽ là một số phức; $j\beta$ khi đó được thay bằng $\gamma = \alpha + j\beta$.

Giả thiết trong không gian chứa đường truyền hay ống dẫn sóng là môi trường không nguồn, các phương trình Maxwell có thể được viết thành

$$\nabla \times \bar{E} = -j\omega\mu\bar{H} \quad (2.50a)$$

$$\nabla \times \bar{H} = j\omega\epsilon\bar{E} \quad (2.50b)$$

với sự phụ thuộc z bởi hệ số $e^{-j\beta z}$, ba thành phần của các phương trình vectơ có thể được rút gọn thành:

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} + j\beta E_y = -j\omega\mu H_x, \quad (2.51a)$$

$$-j\beta E_x - \frac{\partial E_z}{\partial x} = -j\omega\mu H_y, \quad (2.51b)$$

$$\frac{\partial E_y}{\partial x} - \frac{\partial E_x}{\partial y} = -j\omega\mu H_z, \quad (2.51c)$$

$$\frac{\partial H_z}{\partial y} + j\beta H_y = -j\omega\epsilon E_x, \quad (2.52a)$$

$$-j\beta H_x - \frac{\partial H_z}{\partial x} = -j\omega\epsilon E_y, \quad (2.52b)$$

$$\frac{\partial H_y}{\partial x} - \frac{\partial H_x}{\partial y} = -j\omega\epsilon E_z, \quad (2.52c)$$

Sáu phương trình trên có thể được giải cho bốn thành phần trường ngang theo E_z và H_z (chẳng hạn, H_x có thể được rút ra bằng cách loại trừ E_y khỏi (2.51a) và (2.52b)) như sau:

$$H_x = \frac{j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial y} - \beta \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (2.53a)$$

$$H_y = \frac{-j}{k_c^2} \left(\omega\epsilon \frac{\partial E_z}{\partial x} + \beta \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (2.53b)$$

$$E_x = \frac{-j}{k_c^2} \left(\beta \frac{\partial E_z}{\partial x} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial y} \right) \quad (2.53c)$$

$$E_y = \frac{j}{k_c^2} \left(-\beta \frac{\partial E_z}{\partial y} + \omega\mu \frac{\partial H_z}{\partial x} \right) \quad (2.53d)$$

Trong đó

$$k_c^2 = k^2 - \beta^2 \quad (2.54)$$

được định nghĩa là số sóng cắt, lý do cho thuật ngữ này sẽ được làm sáng tỏ sau. Như ta đã biết

$$k = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = 2\pi/\lambda \quad (2.55)$$

là số sóng của vật liệu điện môi sử dụng cho đường truyền hay nhô trong ống dẫn sóng. Nếu có tổn thất điện môi thì ϵ có thể được thay bằng $\epsilon = \epsilon_0\epsilon_r(1 - j \tan \delta)$, trong đó $\tan \delta$ là góc tổn thất của vật liệu.

Các phương trình (2.53(a-d)) là các kết quả tổng quát rất hữu ích có thể được áp dụng cho nhiều hệ thống dẫn sóng khác nhau. Bây giờ chúng ta sẽ áp dụng các kết quả này cho các loại sóng đặc biệt.

Sóng TEM

Các sóng điện từ ngang (TEM) đặc trưng bởi $E_z = H_z = 0$. Quan sát từ (2.53) thấy rằng nếu $E_z = H_z = 0$ thì tất cả các trường ngang cũng bằng không, trừ khi $k_c^2 = 0$ ($k^2 = \beta^2$) trong trường hợp đó chúng ta sẽ có kết quả vô định. Vì vậy chúng ta quay về (2.51) và (2.52) và áp dụng điều kiện $E_z = H_z = 0$. Khi đó từ (2.51a) và (2.52a) chúng ta có thể loại trừ H_z để đạt được

$$\beta^2 E_y = \omega^2 \mu \epsilon E_y,$$

hay

$$\beta = \omega\sqrt{\mu\epsilon} = k, \quad (2.56)$$

như ta đã lưu ý ở trên. (kết quả này cũng có thể đạt được từ (2.51b) và (2.52b)). Vì thế đối với sóng TEM số sóng cắt $k_c = \sqrt{k^2 - \beta^2}$ bằng 0.

Bây giờ phương trình Helmholtz cho E_x là

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) E_x = 0 \quad (2.57)$$

nhưng do sự phụ thuộc $e^{-j\beta z}$ nên $(\partial^2/\partial z^2)E_x = -\beta^2 E_x = -k^2 E_x$, và khi đó (2.57) trở thành

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} \right) E_x = 0 \quad (2.58)$$

Kết quả tương tự cũng áp dụng cho E_y , vì vậy sử dụng dạng biểu diễn của \vec{E} trong (2.49a) ta có thể viết

$$\nabla_t^2 \vec{e}(x, y) = 0 \quad (2.59)$$

trong đó $\nabla_t^2 = \partial^2/\partial x^2 + \partial^2/\partial y^2$ là toán tử Laplace hai chiều theo phương ngang.

Kết quả 2.59 chỉ ra rằng các trường điện ngang $\vec{e}(x, y)$ của sóng TEM thỏa mãn phương trình Laplace. Cũng theo cách đó ta dễ dàng chỉ ra rằng các trường từ ngang cũng thỏa mãn phương trình Laplace:

$$\nabla_t^2 \vec{h}(x, y) = 0 \quad (2.60)$$

Các trường ngang của một sóng TEM vì vậy giống như trường tĩnh tồn tại giữa các vật dẫn. Trong trường hợp tĩnh điện ta biết rằng điện trường có thể được biểu thị bằng Gradient của một trường điện thế vô hướng, $\Phi(x, y)$:

$$\bar{e}(x, y) = -\nabla_t \Phi(x, y) \quad (2.61)$$

trong đó $\nabla_t = \hat{x}(\partial/\partial x) + \hat{y}(\partial/\partial y)$ là toán tử gradient hai chiều theo phương ngang. Để mối quan hệ (2.61) hợp lệ thì curl của \bar{e} phải triệt tiêu và điều này đúng bởi vì

$$\nabla_t \times \bar{e} = -j\omega\mu h_z \hat{z} = 0 \quad (2.62)$$

Sử dụng thực tế rằng $\nabla \cdot \bar{D} = \epsilon \nabla_t \cdot \bar{e} = 0$ cùng với (2.61) chỉ ra rằng $\Phi(x, y)$ cũng thỏa mãn phương trình Laplace,

$$\nabla_t^2 \Phi(x, y) = 0 \quad (2.63)$$

Như chúng ta biết trong trường hợp tĩnh điện. Điện áp giữa hai dây dẫn có thể được tìm thấy như sau

$$V_{12} = \Phi_1 - \Phi_2 = \int_1^2 \bar{E} \cdot d\ell \quad (2.64)$$

ở đó Φ_1 và Φ_2 tương ứng là điện thế trên dây dẫn 1 và 2. Dòng điện chảy trên một dây dẫn có thể được xác định theo định luật Ampere như sau

$$I = \oint_C \bar{H} \cdot d\ell \quad (2.65)$$

trong đó C là đường cong cắt ngang bao quanh dây dẫn.

Các sóng TEM có thể tồn tại khi có mặt hai hay nhiều dây dẫn. Các sóng phẳng cũng là những ví dụ về sóng TEM, do không có thành phần trường nằm trong hướng lan truyền; trong trường hợp này các dây dẫn của đường truyền có thể được xem là hai tấm kim loại phẳng rộng vô hạn. Các kết quả trên cho thấy rằng một dây dẫn khép kín (chẳng hạn như ống dẫn sóng hình chữ nhật) không thể hỗ trợ sóng TEM do điện thế tĩnh nội tại sẽ bằng 0 (hay có thể là 1 hằng số), dẫn tới $\bar{e} = 0$.

Trở kháng sóng của một mode TEM có thể được xác định bằng tỷ số của điện trường và từ trường. Sử dụng (2.52a) ta rút ra

$$Z_{TEM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (2.66)$$

Sử dụng một cặp thành phần trường ngang từ (2.51a) cho ta

$$Z_{TEM} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} = \eta \quad (2.67)$$

Kết hợp các kết quả của (2.66) và (2.67) cho ta biểu thức tổng quát cho các trường ngang

$$\bar{h}(x, y) = \frac{1}{Z_{TEM}} \hat{z} \times \bar{e}(x, y) \quad (2.68)$$

Ta cần lưu ý rằng trở kháng sóng giống như trở kháng của một sóng phẳng trong môi trường không tổn hao. Ta không nên nhầm lẫn trở kháng này với trở kháng đặc tính Z_0 của đường

truyền. Trở kháng đặc tính của đường truyền thiết lập quan giữa hệ điện áp tới với dòng điện tới và là một hàm của dạng hình học của đường dây cũng như vật liệu bao phủ đường dây, trong khi trở kháng sóng thiết lập quan hệ giữa các thành phần trường và chỉ phụ thuộc vào các hằng số vật liệu.

Trình tự phân tích đường truyền TEM có thể được tóm tắt như sau:

1. Giải phương trình Laplace 2.63 cho $\Phi(x, y)$. Nghiệm sẽ bao gồm một số hằng số chưa biết
2. Tìm các hằng số này bằng cách áp dụng các điều kiện biên cho các điện áp trên các dây dẫn.
3. Tính \bar{e} và \bar{E} từ 2.61, 2.49a. Tính \bar{h} , \bar{H} từ 2.68, 2.49b.
4. Tính V từ 2.64 và I từ 2.65
5. Hằng số truyền lan cho bởi 2.56, và trở kháng đặc tính được cho bởi $Z_0 = V/I$.

Sóng TE - Transverse Electric Waves

Các sóng điện ngang (còn gọi là sóng H) được đặc trưng bởi $E_z = 0$ và $H_z \neq 0$. Các phương trình (2.53) khi đó trở thành

$$H_x = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.69a)$$

$$H_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.69b)$$

$$E_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial y} \quad (2.69c)$$

$$E_y = \frac{j\omega\mu}{k_c^2} \frac{\partial H_z}{\partial x} \quad (2.69d)$$

Trong trường hợp này $k_c \neq 0$ và hằng số truyền lan $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ nhìn chung là một hàm của tần số và dạng hình học của đường truyền hay ống dẫn sóng. Để áp dụng các biểu thức (2.69) trước hết ta phải tìm H_z từ phương trình sóng Helmholtz,

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) H_z = 0 \quad (2.70)$$

do $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ nên phương trình này có thể rút gọn thành phương trình sóng hai chiều cho h_z :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z = 0 \quad (2.71)$$

do $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Phương trình này phải được giải theo các điều kiện biên của dạng dẫn sóng cụ thể.

Trở kháng sóng TE có thể được xác định theo

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\omega\mu}{\beta} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (2.72)$$

được xem là phụ thuộc vào tần số. Các sóng TE có thể được hỗ trợ bên trong các ống dẫn kín cũng như giữa hai hay nhiều dây dẫn.

Sóng từ ngang TM - Transverse Magnetic Waves

Các sóng từ ngang TM (còn gọi là sóng E) được đặc trưng bởi $E_z \neq 0$ và $H_z = 0$. Các phương trình (2.53) khi đó trở thành

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.73a)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.73b)$$

$$E_x = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial x} \quad (2.73c)$$

$$E_y = \frac{-j\beta}{k_c^2} \frac{\partial E_z}{\partial y} \quad (2.73d)$$

Cũng như trong trường hợp TE, $k_c \neq 0$ và hằng số truyền lan $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$ là một hàm của tần số và hình dạng của đường dây hay ống dẫn. E_z được tìm thấy từ phương trình sóng Helmholtz,

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2} + k^2 \right) E_z = 0 \quad (2.74)$$

do $E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z}$ nên phương trình này có thể được rút gọn thành phương trình sóng hai chiều cho e_z :

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z = 0 \quad (2.75)$$

do $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Phương trình này phải được giải theo các điều kiện biên của dạng hình học dẫn sóng cụ thể.

Trở kháng sóng TM có thể được xác định theo

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\beta}{\omega\epsilon} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (2.76)$$

nó phụ thuộc vào tần số. Cũng như các sóng TE, các sóng TM có thể được hỗ trợ bên trong các ống dẫn kín cũng như giữa hai hay nhiều dây dẫn.

Trình tự phân tích các ống dẫn sóng TE và TM có thể được tóm tắt như sau:

1. Giải phương trình Helmholtz dạng rút gọn (2.71) hoặc (2.75) cho h_z hoặc e_z . Nghiệm sẽ gồm một vài hằng số chưa biết và số sóng cắt chưa biết k_c .

2. Sử dụng (2.69) hoặc (2.73) để tìm các trường ngang từ h_z hoặc e_z .
3. áp dụng các điều kiện biên cho các thành phần trường thích hợp để tìm các hằng số chưa biết và k_c .
4. Hằng số truyền lan được cho bởi (2.54), và trở kháng sóng được cho bởi (2.72) hoặc (2.76).

2.2.3 Truyền sóng trong không gian tự do

Trong không gian tự do không tổn hao, không nhiễm điện và không nhiễm từ, các thông số trong môi trường chân không được sử dụng gồm

$$\epsilon_0 = \frac{10^{-9}}{36\pi} = 8.842 \cdot 10^{-12} \text{ [F/m]} \quad (2.77)$$

và

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ [H/m]} \quad (2.78)$$

Trong không gian tự do ta có thể xác định được vận tốc lan truyền của sóng điện từ phẳng (sóng ánh sáng chẳng hạn) là

$$v_p = c = \frac{1}{\sqrt{\mu_0 \epsilon_0}} \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (2.79)$$

và trở kháng sóng là

$$\eta_0 = \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} = 377 \Omega \quad (2.80)$$

Với môi trường không gian tự do có nhiễm điện hoặc nhiễm từ, các thông số trở thành

$$\epsilon = \epsilon_r \cdot \epsilon_0 \quad (2.81a)$$

$$\mu = \mu_r \cdot \mu_0 \quad (2.81b)$$

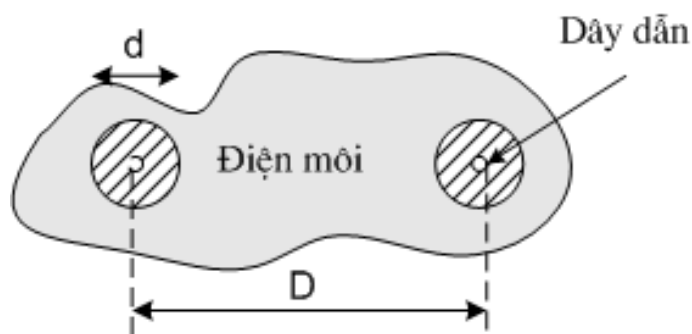
trong đó: ϵ_r và μ_r là hằng số điện môi và hệ số từ thẩm tương đối của môi trường đang xét so với môi trường chân không. Khi đó các công thức (2.79) và (2.80) về vận tốc truyền lan và trở kháng sóng vẫn được áp dụng với điều kiện là μ_0 và ϵ_0 được thay thế bởi μ và ϵ cho trong (2.81).

2.2.4 Dây song hành - twin wire line

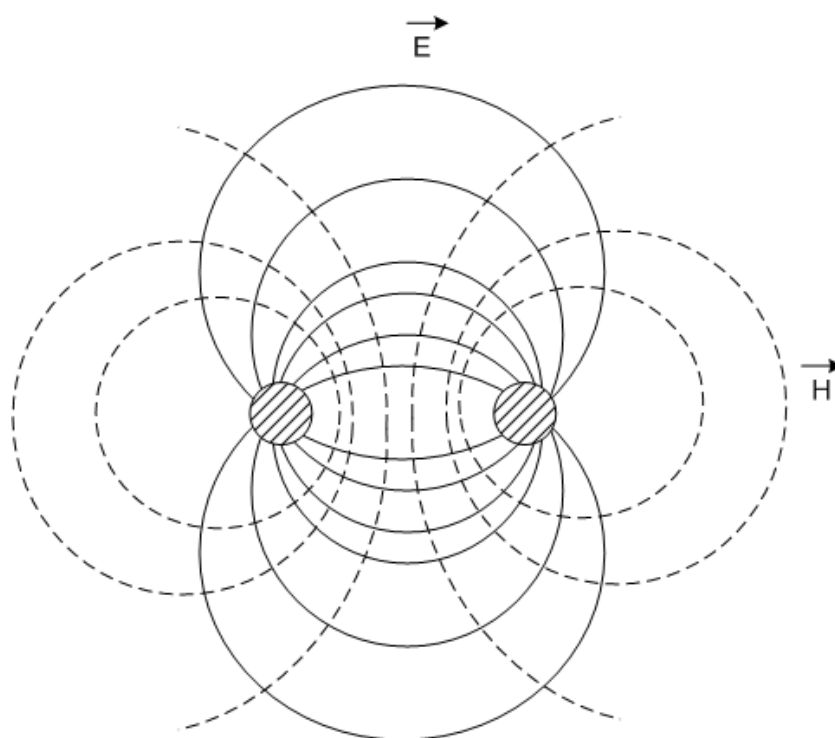
Dây song hành là một đôi dây dẫn kim loại chạy song song nhau, cách đều nhau và phân cách nhau bởi một môi trường điện môi như trên Hình (2.5).

Nếu ta giả thiết rằng môi trường bao quanh dây dẫn là đồng nhất thì sóng điện từ lan truyền dọc theo chiều dài của dây là sóng TEM. Sự phân bố điện trường \vec{E} và từ trường \vec{H} trong mặt phẳng tiết diện của dây được vẽ trong Hình 2.6.

Trong trường hợp này, các thông số sơ cấp của dây song hành sẽ là:



Hình 2.5: Dây song hành - Mặt phẳng tiết diện



Hình 2.6: Dây song hành - Phân bố trường

Điện trở :

$$R = \frac{R_s}{\pi d} \quad (2.82)$$

trong đó $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}}$ là điện trở bề mặt của dây dẫn.

Điện cảm :

$$L = \frac{\mu}{\pi} \cosh^{-1} \left(\frac{D}{2d} \right) \approx \frac{\mu}{\pi} \ln \left(\frac{D}{d} \right) \quad (2.83)$$

Điện dung:

$$C = \frac{\epsilon\pi}{\cosh^{-1} (D/2d)} \approx \frac{\pi\epsilon}{\ln \left(\frac{D}{d} \right)} \quad (2.84)$$

với

μ , ϵ là hệ số từ thẩm và điện thẩm tuyệt đối của môi trường chung quanh dây dẫn, được cho bởi (2.81a) và (2.81b).

D : Khoảng cách giữa tâm hai dây dẫn.

d : Đường kính của tiết diện mỗi dây dẫn và $D \gg d$

Trở kháng đặc tính của dây song hành là

$$Z_0 = \frac{1}{\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon}} \cosh^{-1} \left(\frac{D}{2d} \right) \approx \frac{1}{\pi} \frac{\mu}{\epsilon} \ln \left(\frac{D}{d} \right) \quad (2.85)$$

Ưu điểm của dây song hành là dễ chế tạo, rẻ tiền và dễ hàn nối. Nhược điểm chính là suy hao lớn do bức xạ sóng ra không gian xung quanh, đặc biệt là ở các tần số cao. Vì vậy, dây song hành không được sử dụng ở các tần số cao mà được sử dụng nhiều trong truyền hình từ dải VHF trở xuống.

2.2.5 Cáp đồng trục - Coaxial Cable

Cáp đồng trục là một môi trường truyền sóng được sử dụng rộng rãi trong thực tế như truyền hình, số liệu, các thiết bị đo vv... nhờ ưu điểm nhỏ gọn, khả năng chống nhiễu tốt. Cáp đồng trục gồm một dây dẫn trung tâm và một dây dẫn bao quanh, giữa chúng được nhồi chất điện môi như được mô tả trên Hình 2.7. Tất cả còn được bao bọc bên ngoài bởi một hoặc nhiều lớp vỏ nhựa có tác dụng chống va chạm, chống ẩm cho cáp. Khi sử dụng, đường tín hiệu thường được nối vào dây trung tâm còn lớp dây dẫn bao quanh được nối tới điểm đất (ground) của mạch điện. Nhờ cấu trúc như vậy mà lớp dây dẫn bên ngoài có khả năng chống nhiễu từ môi trường chung quanh tác động lên đường dây tín hiệu.

Nếu giả sử đường dây không tổn hao, môi trường điện môi đồng nhất thì sóng điện từ lan truyền dọc theo chiều dài của cáp là sóng TEM. Sự phân bố của điện trường \vec{E} và từ trường \vec{H} trong mặt phẳng tiết diện của cáp được cho trong Hình 2.8.

Qua tính toán với việc giải các phương trình Maxwell ta có thể xác định được các tham số đường truyền như sau:

Điện cảm :

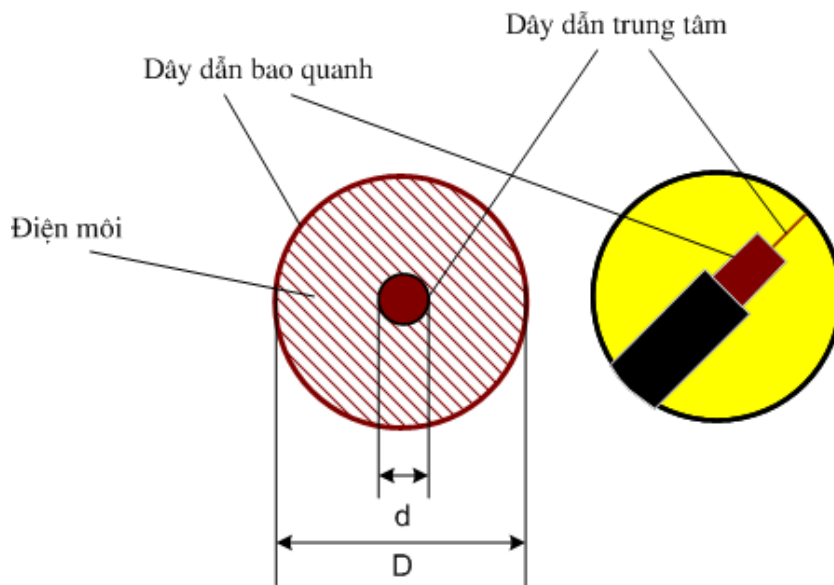
$$L = \frac{\mu}{2\pi} \ln \left(\frac{D}{d} \right)$$

Điện dung:

$$C = \frac{2\pi\epsilon}{\ln \left(\frac{D}{d} \right)}$$

Trở kháng đặc tính:

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon}} \ln \left(\frac{D}{d} \right)$$



Hình 2.7: Cáp đồng trục

2.2.6 Ống dẫn sóng hình chữ nhật -Rectangular Waveguide

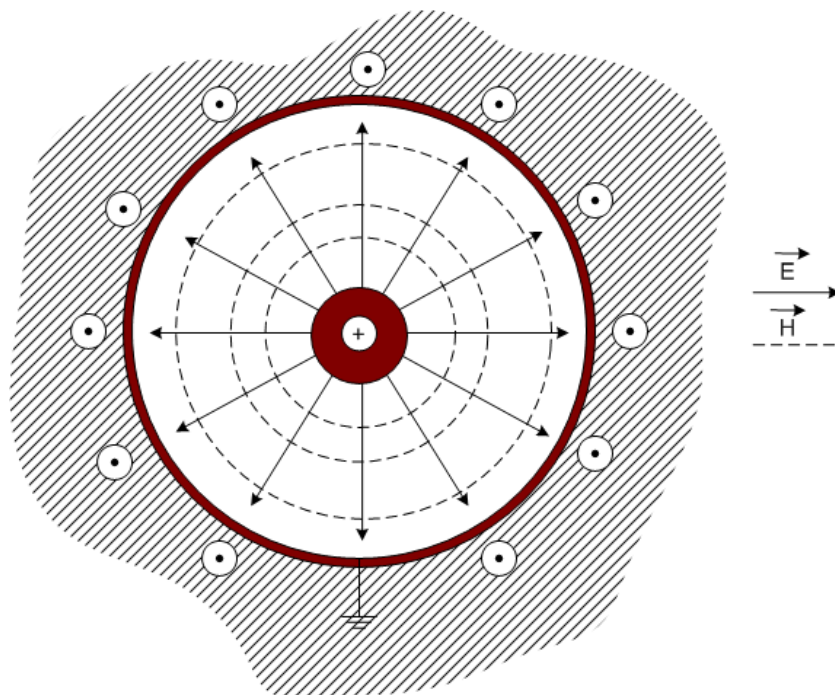
Ống dẫn sóng hình chữ nhật là một trong các loại đường truyền ra đời sớm nhất được sử dụng để truyền các tín hiệu vi ba (cao tần), và ngày nay chúng vẫn còn được sử dụng trong nhiều ứng dụng. Rất nhiều loại phần tử chẳng hạn như các bộ ghép (couplers), tách sóng (detectors), bộ cách ly (isolators), bộ suy hao (attenuators) và các đường slotted lines hiện có sẵn trên thị trường phù hợp với nhiều loại ống dẫn sóng tiêu chuẩn thuộc các băng tần từ 1GHz đến trên 220 GHz. Do xu hướng hiện nay là thu nhỏ kích thước và dễ dàng tích hợp nên nhiều loại mạch cao tần ngày nay được chế tạo sử dụng các đường truyền phẳng, chẳng hạn như đường truyền vi dải và đường truyền dải chữ không sử dụng ống dẫn sóng. Tuy nhiên, vẫn có nhu cầu về các ống dẫn sóng trong nhiều ứng dụng chẳng hạn các hệ thống công suất lớn, các hệ thống sóng milimet và trong một số ứng dụng kiểm tra độ chính xác (chẳng hạn bộ căn chỉnh radar - Doppler Radar Calibration).

Ống dẫn sóng hình chữ nhật rỗng có thể truyền các mode TM và TE nhưng không truyền được các sóng TEM bởi vì ống dẫn sóng chỉ có một dây dẫn. Chúng ta sẽ thấy rằng các mode TM và TE của một ống dẫn sóng hình chữ nhật có các tần số cắt mà dưới tần số đó sóng không thể truyền lan.

Các mode điện ngang TE

Dạng hình học của ống dẫn sóng chữ nhật được vẽ trong Hình 2.9, trong đó giả thiết rằng ống dẫn chứa vật liệu có hằng số điện môi ϵ và hệ số từ thẩm μ . Theo đúng qui ước cạnh dài nhất của ống dẫn sẽ nằm dọc theo trục x , vì vậy $a > b$.

Các mode điện ngang TE được đặc trưng bởi trường $E_z = 0$ trong khi H_z phải thỏa mãn



Hình 2.8: Phân bố trường trong cáp đồng trục

phương trình sóng dạng rút gọn (2.71):

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) h_z = 0 \quad (2.86)$$

với $H_z(x, y, z) = h_z(x, y)e^{-j\beta z}$ và $k_c^2 = k^2 - \beta^2$ là số sóng cắt. Phương trình vi phân (2.86) có thể được giải bằng phương pháp phân ly biến số bằng cách cho

$$h_z(x, y) = X(x)Y(y) \quad (2.87)$$

rồi thế vào 2.86 ta có

$$\frac{1}{X} \frac{d^2 X}{dx^2} + \frac{1}{Y} \frac{d^2 Y}{dy^2} + k_c^2 = 0 \quad (2.88)$$

Tiếp theo, bằng phép phân ly biến số thông thường, mỗi số hạng của (2.88) phải là hằng số, vì vậy ta định nghĩa các hằng số phân ly k_x và k_y sao cho

$$\frac{d^2 X}{dx^2} + k_x^2 X = 0 \quad (2.89a)$$

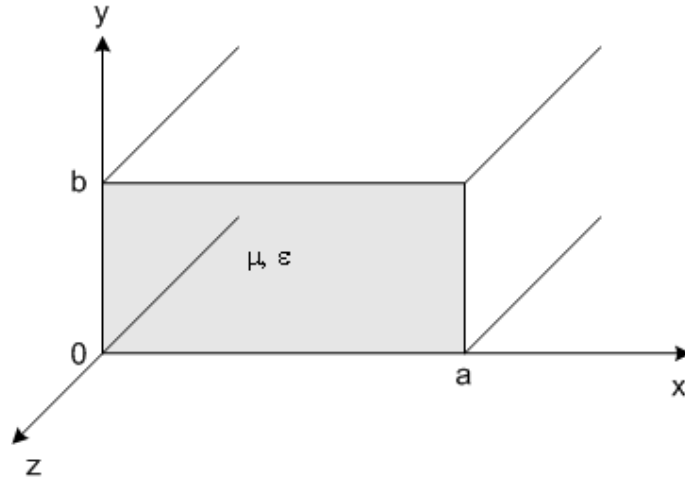
$$\frac{d^2 Y}{dy^2} + k_y^2 Y = 0 \quad (2.89b)$$

và

$$k_x^2 + k_y^2 = k_c^2 \quad (2.90)$$

Nghiệm tổng quát cho h_z có thể được viết là

$$h_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y). \quad (2.91)$$



Hình 2.9: Dạng hình học của ống dẫn sóng

Để đánh giá các hằng số trong (2.91) chúng ta phải áp dụng các điều kiện biên lên các thành phần điện trường tiếp tuyến với các thành ống dẫn sóng. Tức là,

$$e_x(x, y) = 0, \quad \text{at } y = 0, b \quad (2.92a)$$

$$e_y(x, y) = 0 \quad \text{at } x = 0, a \quad (2.92b)$$

Vì vậy chúng ta không thể sử dụng h_z của phương trình (2.91) trực tiếp mà trước tiên chúng ta phải sử dụng (2.69c) và (2.69d) để xác định e_x và e_y từ h_z :

$$e_x = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_y (A \cos k_x x + B \sin k_x x) (-C \sin k_y y + D \cos k_y y), \quad (2.93a)$$

$$e_y = \frac{-j\omega\mu}{k_c^2} k_x (-A \sin k_x x + B \cos k_x x) (C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.93b)$$

Khi đó từ (2.92a) và (2.93b) ta thấy rằng $D=0$ và $k_y = n\pi/b$ với $n = 0, 1, 2, \dots$. Từ (2.92b) và (2.93b) ta thấy rằng $B=0$ và $k_x = m\pi/a$ với $m = 0, 1, 2, \dots$. Nghiệm cuối cùng cho H_z khi đó là

$$H_z(x, y, z) = A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.94)$$

trong đó $A_{mn} = AC$ là một hằng số biên độ bất kỳ.

Các thành phần trường ngang của các mode TE_{mn} khi đó có thể tìm được sử dụng (2.69) và (2.94):

$$E_x = \frac{j\omega\mu n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.95a)$$

$$E_y = \frac{-j\omega\mu m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (2.95b)$$

$$H_x = \frac{j\beta m\pi}{k_c^2 a} A_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.95c)$$

$$H_y = \frac{j\beta n\pi}{k_c^2 b} A_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z}, \quad (2.95d)$$

Hằng số truyền lan được xác định là

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.96)$$

nó sẽ là thực (tương ứng với mode truyền lan) khi

$$k > k_c = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.97)$$

Mỗi mode là sự kết hợp của m và n , vì vậy tần số cắt f_{cmn} được cho như sau

$$f_{cmn} = \frac{k_c}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.98)$$

Mode có tần số cắt thấp nhất được gọi là mode chủ đạo; do ta giả thiết $a > b$ nên tần số f_c thấp nhất xảy ra với mode TE_{10} ($m=1, n=0$);

$$f_{c10} = \frac{1}{2a\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.99)$$

Tại tần số hoạt động f , chỉ những mode có tần số $f > f_c$ mới truyền lan được; các mode có $f < f_c$ sẽ dẫn tới một giá trị β ảo (hay α thực), nghĩa là mọi thành phần trường sẽ suy giảm theo hàm mũ khi nó đi xa khỏi nguồn kích thích. Những mode như vậy được gọi là các mode suy thoái hay bị cắt. Nếu có nhiều hơn 1 mode lan truyền thì ống dẫn sóng được cho là quá mức *overmoded*.

Trở kháng sóng của ống dẫn sóng trong trường hợp truyền TE mode là

$$Z_{TE} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{k\eta}{\beta} \quad (2.100)$$

ở đây $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon}$ là trở kháng thuần của vật liệu điện môi lấp đầy ống dẫn sóng. Lưu ý rằng Z_{TE} là thực khi β là thực (mode truyền lan), nhưng là ảo khi β là ảo (mode suy thoái).

Bước sóng dẫn sóng được định nghĩa là khoảng cách giữa hai mặt phẳng đồng pha dọc theo ống dẫn sóng, và bằng

$$\lambda_g = \frac{2\pi}{\beta} > \frac{2\pi}{k} = \lambda, \quad (2.101)$$

bước sóng này dài hơn λ (bước sóng của sóng phẳng trong môi trường điện môi dùng để lấp đầy ống dẫn sóng). Vận tốc pha là

$$v_p = \frac{\omega}{\beta} > \frac{\omega}{k} = \frac{1}{\sqrt{\mu\epsilon}} \quad (2.102)$$

lớn hơn $1/\sqrt{\mu\epsilon}$ - tốc độ ánh sáng (sóng phẳng) trong vật liệu điện môi.

Trong phần lớn các ứng dụng, tần số hoạt động và kích thước ống dẫn được chọn sao cho chỉ duy nhất một mode chủ đạo TE_{10} sẽ lan truyền.

Các mode từ ngang TM

Các mode TM được đặc trưng bởi trường $H_z = 0$ trong khi E_z phải thỏa mãn phương trình sóng rút gọn (2.75):

$$\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + k_c^2 \right) e_z(x, y) = 0 \quad (2.103)$$

với $E_z(x, y, z) = e_z(x, y)e^{-j\beta z}$ và $k_c^2 = k^2 - \beta^2$. Phương trình (2.103) có thể được giải bằng phép phân ly biến số như đã sử dụng cho các mode TE. Nghiệm tổng quát khi đó là

$$e_z(x, y) = (A \cos k_x x + B \sin k_x x)(C \cos k_y y + D \sin k_y y) \quad (2.104)$$

Các điều kiện biên có thể áp dụng trực tiếp cho e_z :

$$e_z(x, y) = 0, \quad \text{at } x = 0, a \quad (2.105a)$$

$$e_z(x, y) = 0 \quad \text{at } y = 0, b \quad (2.105b)$$

Ta sẽ thấy rằng thỏa mãn các điều kiện trên đối với e_z sẽ dẫn tới thỏa mãn các điều kiện biên bởi e_x và e_y .

Sử dụng (2.105a) cho (2.104) cho $A=0$ và $k_x = m\pi/a$ với $m = 1, 2, 3, \dots$. Tương tự, áp dụng (2.105b) cho (2.104) cho $C=0$ và $k_y = n\pi/b$ với $n = 1, 2, 3, \dots$. Nghiệm cho E_z khi đó trở thành

$$E_z(x, y) = B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.106)$$

trong đó B_{mn} là một hằng số biên độ bất kỳ.

Các thành phần trường ngang cho mode TM_{mn} có thể được tính toán từ (2.73) và (2.104) như sau:

$$E_x = \frac{-j\beta m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.107a)$$

$$E_y = \frac{-j\beta n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.107b)$$

$$H_x = \frac{j\omega\epsilon n\pi}{bk_c^2} B_{mn} \sin \frac{m\pi x}{a} \cos \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.107c)$$

$$H_y = \frac{-j\omega\epsilon m\pi}{ak_c^2} B_{mn} \cos \frac{m\pi x}{a} \sin \frac{n\pi y}{b} e^{-j\beta z} \quad (2.107d)$$

Cũng giống như các mode TE, hằng số truyền lan là

$$\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2} = \sqrt{k^2 - \left(\frac{m\pi}{a}\right)^2 - \left(\frac{n\pi}{b}\right)^2} \quad (2.108)$$

là thực đối với các mode truyền lan và ảo đối với các mode suy thoái. Tần số cắt đối với các mode TM_{mn} cũng giống như tần số cắt của các mode TE_{mn} cho bởi (2.98). Bước sóng dẫn sóng và vận tốc pha của các mode TM cũng giống như đối với các mode TE.

Để ý rằng các biểu thức trường cho E và H trong (2.107) là 0 nếu hoặc $m=0$ hoặc $n=0$. Vì vậy không có các mode TM_{00} , TM_{01} hay TM_{10} và mode TM bậc thấp nhất có thể truyền lan (f_c thấp nhất) là mode TM_{11} có tần số cắt là

$$f_{c11} = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{\pi}{a}\right)^2 + \left(\frac{\pi}{b}\right)^2} \quad (2.109)$$

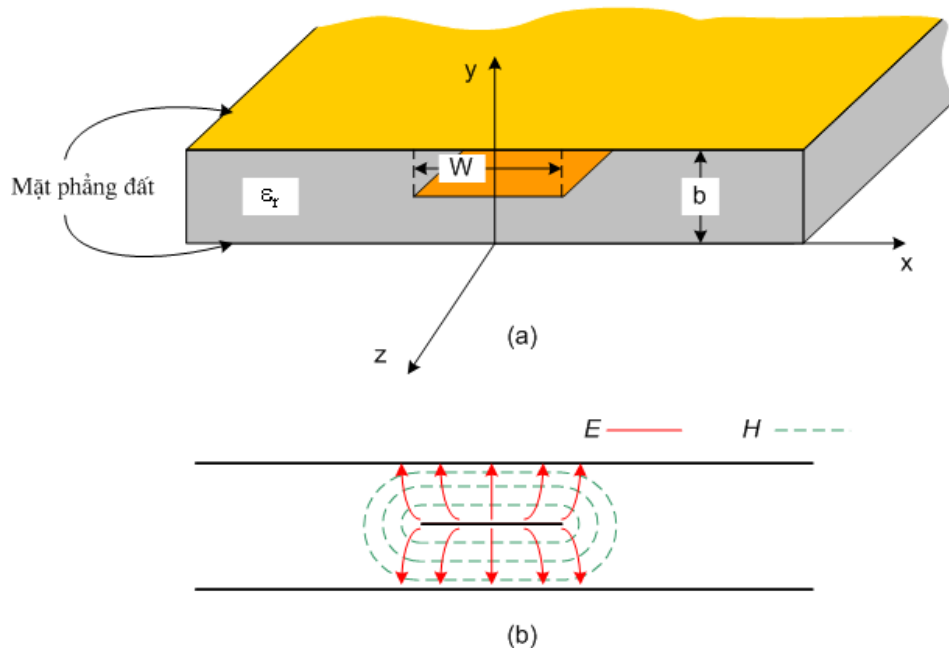
tần số này lớn hơn tần số cắt f_{c10} của mode TE_{10} .

Trở kháng sóng liên hệ các thành phần điện trường và từ trường là

$$Z_{TM} = \frac{E_x}{H_y} = \frac{-E_y}{H_x} = \frac{\beta\eta}{k} \quad (2.110)$$

2.2.7 Đường truyền dải - stripline

Bây giờ chúng ta xem xét đường truyền dải (stripline), một loại đường phẳng rất thích hợp cho mạch tích hợp cao tần và chế tạo bằng phương pháp quang khắc. Dạng hình học của một đường truyền dải được chỉ ra trên Hình 2.10(a). Một dải dẫn mảnh độ rộng W đặt tại trung tâm giữa hai mặt dẫn tiếp đất rộng cách nhau một khoảng b , còn toàn bộ vùng giữa các mặt dẫn tiếp đất được nhồi bởi chất điện môi. Trong thực tế, đường truyền dải thường được tạo nên bằng cách khắc dải dẫn ở giữa trên một lớp nền (substrate) tiếp đất có bề dày $b/2$ và sau đó phủ lên trên bằng một lớp nền được tiếp đất khác có cùng bề dày.



Hình 2.10: Đường truyền dải (a) Dạng hình học. (b) Các đường sức từ trường và điện trường

Do đường truyền dải có hai dây dẫn và chất điện môi đồng nhất nên nó có thể hỗ trợ sóng TEM, và đây là mode hoạt động thông thường. Tuy nhiên, giống cáp đồng trục đường truyền vi dải cũng có thể hỗ trợ các mode TM và TE bậc cao hơn nhưng các mode này trong thực tế thường tránh sử dụng (các mode như thế có thể được trừ khử bằng việc sử dụng các ốc vít nối giữa các mặt dẫn nối đất và bằng việc giữ cho khoảng cách giữa các mặt phẳng đất nhỏ hơn $\lambda/4$). Bằng trực giác ta có thể coi đường truyền dải là một loại cáp đồng trục được "làm dẹt" - cả hai loại đều có dây dẫn ở giữa hoàn toàn được bao quanh bởi một dây dẫn bên ngoài và được nhồi đồng đều bởi một chất điện môi. Các đường sức trường cho đường truyền dải được vẽ trên Hình 2.10(b).

Đối với đường truyền dải việc phân tích rất khó khăn. Do chúng ta chủ yếu quan tâm mode TEM nên chỉ cần việc phân tích trường điện tĩnh là đủ để cho ta hằng số lan truyền và trở kháng đặc tính. ở đây không giới thiệu phương pháp giải chính xác do quá trình tính toán và kết quả rất cồng kềnh. Vì thế, chúng ta sẽ đề cập tới các biểu thức thực nghiệm với kết quả gần đúng.

Các công thức tính Hằng số truyền lan, Trở kháng đặc tính và Suy hao

Vận tốc pha

$$v_p = \frac{1}{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{c}{\epsilon_r} \quad (2.111)$$

vì vậy hằng số truyền lan của đường truyền dải là

$$\beta = \frac{\omega}{v_p} = \omega \sqrt{\mu_0 \epsilon_0 \epsilon_r} = k_0 \sqrt{\epsilon_r} \quad (2.112)$$

Trở kháng đặc tính của một đường truyền được cho bởi

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\sqrt{LC}}{C} = \frac{1}{v_p C} \quad (2.113)$$

Như vậy để tìm Z_0 ta chỉ cần tìm C. Nhưng đã đề cập ở trên việc giải chính xác rất phức tạp. Trong phần này, nhằm phục vụ các tính toán trong thực tế, chúng ta đề cập tới các công thức đơn giản được xác định bằng phương pháp curve-fitting. Công thức tìm được cho trở kháng đặc tính là

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r}} \frac{b}{W_e + 0.441b} \quad (2.114)$$

ở đây W_e là bề rộng hiệu dụng của dải dẫn trung tâm và được cho bởi

$$\frac{W_e}{b} = \frac{W}{b} - \begin{cases} 0 & \text{khi } \frac{W}{b} > 0.35, \\ (0.35 - W/b)^2 & \text{khi } \frac{W}{b} < 0.35. \end{cases} \quad (2.115)$$

Các công thức này được giả thiết với bề dày dải dẫn bằng 0 và được cho rằng có kết quả chính xác 1%. Như có thể thấy từ (2.114) rằng trở kháng đặc tính giảm khi bề rộng W của dải dẫn tăng.

Khi thiết kế các mạch đường truyền dài ta thường cần phải xác định bề rộng của dải khi cho trước trở kháng đặc tính (cả chiều cao b và hằng số điện môi ϵ_r), việc này đòi hỏi phép tính ngược trong công thức trên. Các công thức như vậy tìm được là

$$\frac{W}{b} = \begin{cases} x & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120, \\ 0.85 - \sqrt{0.6 - x} & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120. \end{cases} \quad (2.116)$$

trong đó

$$x = \frac{30\pi}{\sqrt{\epsilon_r} Z_0} - 0.441 \quad (2.117)$$

Do đường truyền dải là một loại đường truyền TEM, suy hao do tổn thất điện môi cũng cùng dạng với suy hao của các đường truyền TEM khác và được cho bởi

$$\alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2} \quad (2.118)$$

và suy hao do tổn thất chất dẫn điện có thể được xác định gần đúng như sau

$$\alpha_c = \begin{cases} \frac{2.7 \times 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_0}{30\pi(b-t)} A & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 < 120, \\ \frac{0.16 R_s}{Z_0 b} B & \text{for } \sqrt{\epsilon_r} Z_0 > 120. \end{cases} \quad (2.119)$$

với

$$A = 1 + \frac{2W}{b-t} + \frac{1}{\pi} \frac{b+t}{b-t} \ln \left(\frac{2b-t}{t} \right), \quad (2.120)$$

$$B = 1 + \frac{b}{(0.5W + 0.7t)} \left(0.5 + \frac{0.414t}{W} + \frac{1}{2\pi} \ln \frac{4\pi W}{t} \right) \quad (2.121)$$

trong đó t là bề dày của dải dẫn.

Ví dụ 2.1. Xác định bề rộng của dải dẫn bằng đồng của một đường truyền dải 50Ω , với $b=0.32$ cm và $\epsilon_r=2.20$. Nếu góc tổn hao điện môi (loss tangent) là 0.001 và tần số hoạt động là 10 GHz, tính suy hao theo dB/ λ . Giả thiết bề dày của dải dẫn $t=0.01$ mm.

Giải

Do $\sqrt{\epsilon_r} Z_0 = \sqrt{2.2}(50) = 74.2 < 120$ và $x=30\pi/(\sqrt{\epsilon_r} Z_0) - 0.441 = 0.830$, công thức (2.117) cho bề rộng của dải dẫn là $W=bx=(0.32)(0.830)=0.266$ cm. Tại 10 GHz, số sóng k được xác định là

$$k = \frac{2\pi f \sqrt{\epsilon_r}}{c} = 310.6 \text{ m}^{-1}$$

Từ (2.118) suy hao điện môi là

$$\alpha_d = \frac{k \tan \delta}{2} = \frac{(310.6)(0.001)}{2} = 0.155 \text{ Np/m.}$$

Điện trở bề mặt của đồng tại 10 GHz là $R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu}{2\sigma}} = \sqrt{\frac{2\pi \cdot 10 \times 10^9 \times 4\pi \times 10^{-7}}{2 \times 5.813 \times 10^7}} = 0.026\Omega$.

Khi đó từ (2.119) suy hao vật dẫn là

$$\alpha_c = \frac{2.7 \times 10^{-3} R_s \epsilon_r Z_0 A}{30\pi(b-t)} = 0.122 \text{ Np/m}$$

do $A=4.74$ được xác định theo 2.120. Tổng suy hao sẽ là

$$\alpha = \alpha_d + \alpha_c = 0.277 \text{ Np/m}$$

Tính theo dB,

$$\alpha(\text{dB}) = 20 \log e^\alpha = 2.41 \text{ dB/m.}$$

Tại 10 GHz, bước sóng trên đường truyền dài là

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r} f} = 2.02 \text{ cm,}$$

Do đó tính theo bước sóng thì suy hao sẽ là

$$\alpha(\text{dB}) = (2.41)(0.0202) = 0.049 \text{ dB/\lambda}$$

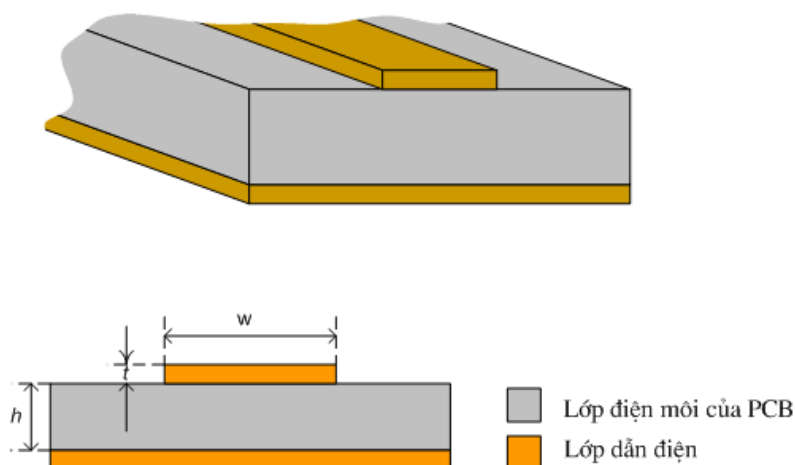
2.2.8 Đường truyền vi dải - Microstrip line

Đường truyền vi dải là một trong những loại đường truyền phẳng phổ biến nhất, lý do chính là vì nó có thể được chế tạo nhờ các quá trình photolithography (quang khắc) và dễ dàng được tích hợp với các linh kiện cao tần tích cực và thụ động khác. Dạng hình học của đường truyền vi dải được minh họa trên Hình 2.11. Một dải dẫn độ rộng W được in trên một tấm điện môi được nối đất có bề dày h và hằng số điện môi tương đối ϵ_r ; Đường sức từ trường và điện trường được vẽ trên Hình 2.12.

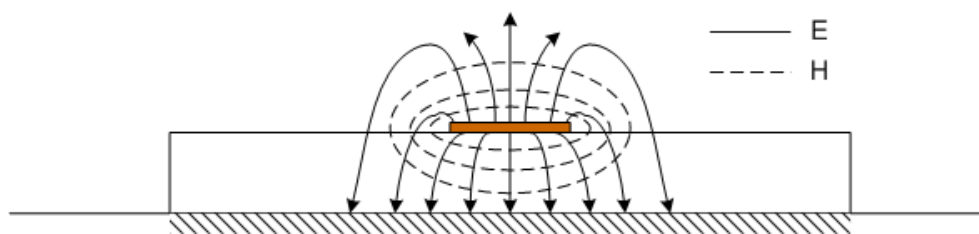
Nếu lớp điện môi không có mặt ($\epsilon_r = 1$), chúng ta có thể coi đường truyền gồm hai dải dẫn phẳng độ rộng W , cách nhau một khoảng $2h$ (mặt phẳng đất có thể được bỏ đi theo lý thuyết ảnh). Trong trường hợp này ta có một đường truyền TEM đơn giản với $v_p = c$ và $\beta = k_0 = \omega\sqrt{\mu_0\epsilon_0}$.

Sự có mặt của chất điện môi và đặc biệt là chất điện môi không phủ kín vùng không khí phía trên dải dẫn ($y > h$), làm phức tạp việc phân tích đường truyền vi dải. Không giống đường truyền dải, ở đó toàn bộ trường đều bị giam trong vùng điện môi đồng nhất, đường truyền vi dải có phần lớn đường sức trường nằm trong vùng điện môi, tập trung giữa dải dẫn và mặt phẳng đất, còn một phần nằm trong vùng không khí phía trên lớp nền (substrate). Vì lý do này đường truyền vi dải không thể hỗ trợ một sóng TEM thuần túy, do vận tốc pha của các trường TEM trong vùng chất điện môi là $c/\sqrt{\epsilon_r}$, còn vận tốc pha của các trường TEM trong vùng không khí là c . Vì vậy, sự bất phối hợp về pha tại miền tiếp giáp điện môi-không khí sẽ không thể đạt được một sóng TEM.

Trong thực tế, các trường chính xác của đường truyền vi dải hình thành một sóng TM-TE hỗn hợp, và đòi hỏi các kỹ thuật phân tích cao hơn mà chúng ta không trình bày ở đây. Tuy nhiên, trong hầu hết các ứng dụng thực tế, lớp điện môi rất mỏng về mặt điện (tức $h \ll \lambda$), và vì vậy trường là cận TEM (quasi-TEM). Nói cách khác, các thành phần trường về cơ bản giống



Hình 2.11: Dạng hình học và mặt cắt ngang đường truyền vi dải



Hình 2.12: Các đường sức từ trường và điện trường

như trường trong trường hợp tĩnh điện. Vì vậy, các giá trị gần đúng cho tốc độ pha, hằng số truyền lan và trở kháng đặc tính có thể đạt được từ các nghiệm tĩnh hoặc cận tĩnh điện. Khi đó vận tốc pha và hằng số truyền lan có thể được biểu diễn bởi

$$v_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_e}}, \quad (2.122)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon_e} \quad (2.123)$$

trong đó ϵ_e là hằng số điện môi hiệu dụng của đường truyền vi dải. Do một số đường sức trường nằm trong vùng điện môi và một số trong không khí nên hằng số điện môi thỏa mãn quan hệ,

$$1 < \epsilon_e < \epsilon_r \quad (2.124)$$

và phụ thuộc vào bề dày của lớp điện môi h , bề rộng của dải dẫn W .

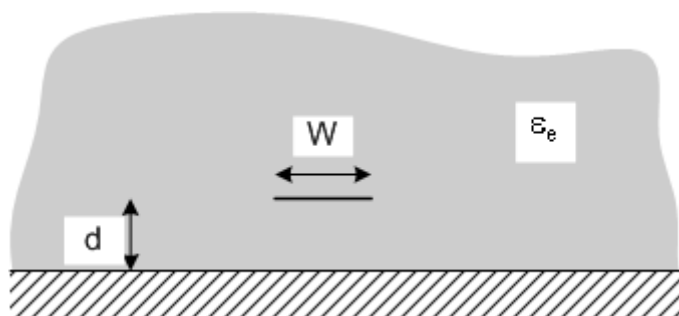
Trong phần này sẽ trình bày các công thức xác định hằng số điện môi hiệu dụng và trở kháng đặc tính của đường truyền vi dải; các kết quả này là những công thức xấp xỉ bằng phương pháp curve-fitting.

Các công thức tính Hằng số điện môi hiệu dụng, Trở kháng đặc tính và Suy hao

Hằng số điện môi hiệu dụng của một đường truyền vi dải được cho xấp xỉ bởi

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \quad (2.125)$$

Hằng số điện môi hiệu dụng có thể được hiểu là hằng số điện môi của một môi trường đồng nhất thay thế vùng điện môi và không khí của đường truyền vi dải như chỉ ra trên Hình 2.13. Vận tốc pha và hằng số truyền lan khi đó được cho bởi (2.122) và (2.123).



Hình 2.13: Cấu trúc tương đương của đường truyền vi dải cận TEM, ở đó lớp điện môi nền bề dày d và hằng số điện môi tương đối ϵ_r được thay thế bằng môi trường đồng nhất có hằng số điện môi tương đối hiệu dụng ϵ_{eff}

Khi cho trước các kích thước của đường truyền vi dải, trở kháng đặc tính có thể được tính như sau

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_e}} \ln \left(\frac{8h}{W} + \frac{W}{4h} \right) & \text{khi } W/h \leq 1, \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_e} [W/h + 1.393 + 0.667 \ln(W/h + 1.444)]} & \text{khi } W/h \geq 1. \end{cases} \quad (2.126)$$

Với một trở kháng đặc tính Z_0 và hằng số điện môi ϵ_r cho trước, tỷ số W/d có thể được xác định là

$$\frac{W}{h} = \begin{cases} \frac{8e^A}{e^{2A} - 2} & \text{khi } W/h < 2, \\ \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \left\{ \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right\} \right] & \text{khi } W/h > 2. \end{cases}$$

Trong đó

$$A = \frac{Z_0}{60} \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}} + \frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r + 1} \left(0.23 + \frac{0.11}{\epsilon_r} \right) \quad (2.127)$$

$$B = \frac{377\pi}{2Z_0\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.128)$$

Các công thức trên đều là các công thức rút ra từ thực nghiệm với độ chính xác vài phần trăm. Chúng được sử dụng trong các phần mềm thiết kế mạch như ADS (Agilent), Microwave Office hay Sonnet vv ...

Khi xem một đường truyền vi dải là một đường truyền cận TEM thì suy hao do tổn hao điện môi có thể được xác định như sau:

$$\alpha_d = \frac{k_0 \epsilon_r (\epsilon_e - 1) \tan \delta}{2 \sqrt{\epsilon_e} (\epsilon_r - 1)} \text{ NP/m.} \quad (2.129)$$

Trong đó $\tan \delta$ là góc tổn hao của điện môi. Kết quả này được rút ra từ (2.118) bằng cách nhân với một "hệ số nhồi-filling factor"

$$\frac{\epsilon_r (\epsilon_e - 1)}{\epsilon_e (\epsilon_r - 1)}$$

hệ số này tính đến thực tế rằng các trường (điện và từ) bao quanh đường truyền vi dải một phần nằm trong không khí (không tổn hao) và một phần trong chất điện môi. Suy hao do tổn thất vật dẫn được cho xấp xỉ như sau

$$\alpha_c = \frac{R_s}{Z_0 W} \text{ Np/m} \quad (2.130)$$

Trong đó $R_s = \sqrt{\omega \mu_0 / 2\sigma}$ là điện trở bề mặt của vật dẫn. Đối với hầu hết các đường truyền vi dải, tổn thất vật dẫn (kim loại) đáng quan tâm hơn nhiều tổn thất điện môi.

Vi dụ 2.2. Tính bề rộng và chiều dài của một đường truyền vi dải có trở kháng đặc tính 50Ω và độ dịch pha là 90° tại tần số 2.5 GHz . Bề dày lớp điện môi nền là $h=0.127 \text{ cm}$, với $\epsilon_r = 2.2$.

Giải

Trước hết ta tính W/h cho $Z_0 = 50 \Omega$ và dự đoán ban đầu rằng $W/h > 2$. Từ (2.128) và (2.2.9) ta tìm được

$$B = 7.985, \quad W/h = 3.081$$

Do đó $W/h > 2$; bằng không chúng ta sẽ sử dụng biểu thức cho $W/h < 2$. Khi đó $W=3.081 h=0.391 \text{ cm}$. Từ 2.125 hằng số điện môi hiệu dụng là

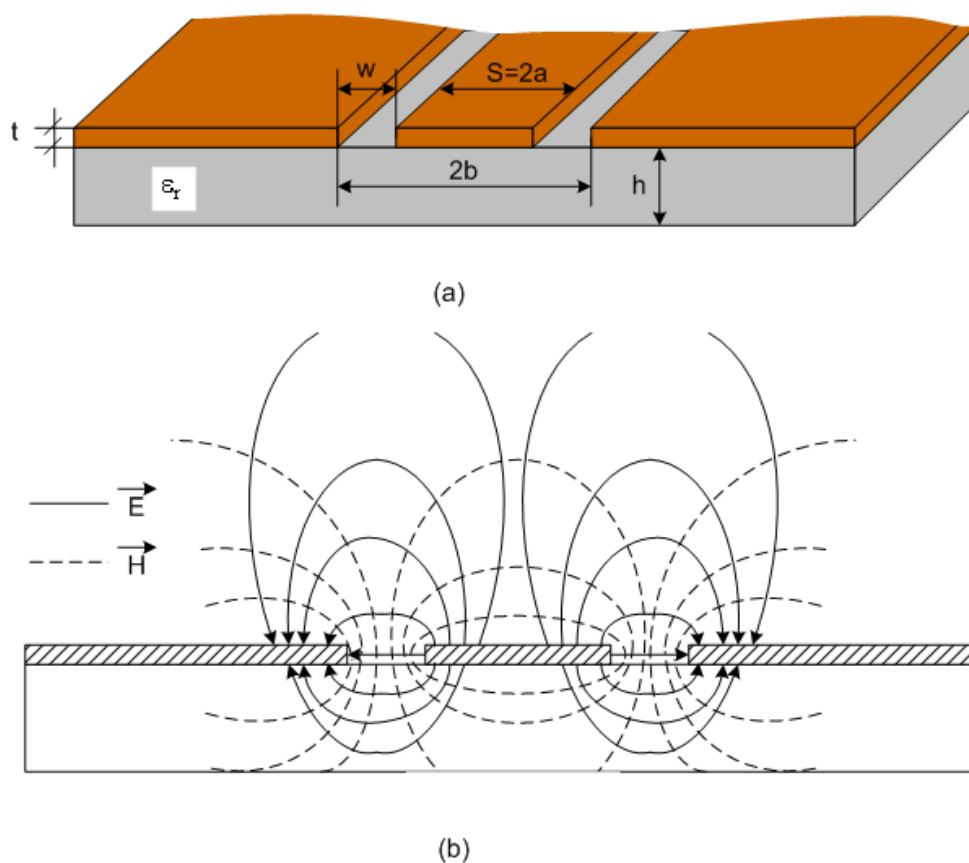
$$\epsilon_e = 1.87$$

Độ dài đường truyền ℓ cho độ dịch pha 90° được xác định như sau

$$\begin{aligned} \phi = 90^\circ &= \beta \ell = \sqrt{\epsilon_e} k_0 \ell, \\ k_0 &= \frac{2\pi f}{c} = 52.35 \text{ m}^{-1} \\ \ell &= \frac{90^\circ (\pi/180^\circ)}{\sqrt{\epsilon_e} k_0} = 2.19 \text{ cm} \end{aligned}$$

2.2.9 Đường truyền đồng phẳng coplanar-CPW

Đường truyền coplanar được sử dụng nhiều trong các mạch tích hợp cao tần do có cấu trúc đơn giản và dễ chế tạo. Đường truyền coplanar được vẽ trong Hình 2.14(a), gồm một dải dẫn kim loại (gọi là đường tín hiệu) nằm xen giữa hai mặt dẫn tiếp đất 1 và 2. Tất cả các lớp kim loại đều nằm về một phía của tấm điện môi ϵ_r , nên rất dễ chế tạo bằng phương pháp quang khắc (photolithography) hay phủ kim loại (metalization). Cấu trúc này hỗ trợ mode cận TEM. CPW đem lại một số ưu điểm so với đường truyền vi dải ở chỗ: Thứ nhất là dễ dàng chế tạo, thứ hai là thuận lợi hơn trong việc hàn các linh kiện thụ động và tích cực trên mạch điện, thứ ba là không cần các trụ (via) nối đất xuyên qua lớp điện môi hay nối đất qua rìa bản mạch, thứ bốn là giảm tổn thất do bức xạ. Hơn thế nữa trở kháng đặc tính được quyết định bởi tỷ số (a/b) nên có thể kích thước không giới hạn, tuy nhiên giá phải trả là tổn thất cao hơn. Do có mặt phẳng đất nằm xen giữa bất kỳ hai dây nào lân cận nên hiệu ứng xuyên âm giữa hai dây bất kỳ là rất yếu. Kết quả là các mạch sử dụng CPW có mật độ dày hơn các mạch sử dụng đường truyền vi dải.



Hình 2.14: Đường truyền coplanar (CPW) chuẩn

Sự phân bố của điện trường E và từ trường H trong mặt phẳng tiết diện của đường truyền CPW được vẽ trên Hình 2.14(b).

Hằng số điện môi hiệu dụng được tính bởi

$$\epsilon_e = \frac{\epsilon_r + 1}{2} \left\{ \tanh \left[0.775 \ln \left(\frac{h}{W} \right) + 1.75 \right] + \frac{kW}{h} [0.04 - 0.7k + 0.01(1 - 0.1\epsilon_r) \cdot (0.25 + k)] \right\} \quad (2.131)$$

Với :

$$k = \frac{S}{S + 2W} \quad (2.132)$$

với các thông số h , S , W là chiều cao của lớp điện môi, bề rộng của dải dẫn và khoảng cách giữa dải dẫn và đất.

Trở kháng đặc tính của đường truyền đồng phẳng được xác định là

$$Z_0 = \frac{30\pi}{\epsilon_e} \cdot \frac{K'(k)}{K(k)} \quad (2.133)$$

với:

$$k = \tanh \left(\frac{\pi S}{2h} \right) \quad (2.134)$$

và tỷ số $\frac{K(k)}{K'(k)}$ được định nghĩa như sau

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \left[\frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) \right]^{-1} & \text{khi } 0 \leq k \leq \frac{1}{\sqrt{2}}, \\ \frac{1}{\pi} \ln \left(2 \frac{1 + \sqrt{k'}}{1 - \sqrt{k'}} \right) & \text{khi } \frac{1}{\sqrt{2}} \leq k \leq 1. \end{cases}$$

Với

$$k' = \sqrt{1 - k^2} \quad (2.135)$$

2.2.10 Tổn hao trên đường dây truyền sóng

Với tín hiệu ở tần số siêu cao lan truyền trên đường truyền sóng ở một khoảng cách lớn thì tổn hao trên đường dây trở nên rất đáng kể. Ngoài ra suy hao tín hiệu phụ thuộc vào tần số nên gây ra suy giảm biên độ và méo dạng tín hiệu. Việc tính toán chính xác tổn hao trên đường dây là rất phức tạp do có quá nhiều yếu tố ảnh hưởng đến điều kiện truyền sóng. Do vậy tổn hao thường được ước lượng với một số giả thiết nhất định.

Tổn hao trên đường truyền được phân làm hai loại là: *tổn hao kim loại* và *tổn hao điện môi*.

Tổn hao kim loại - metal loss

Tổn hao kim loại là tổn hao sinh ra do điện trở của phần dẫn bằng kim loại trên đường dây. Tổn hao này được đánh giá thông qua điện trở tuyến tính R của đường dây, được coi gồm hai thành phần chính: điện trở tại tần số thấp và điện trở tại tần số cao.

Tần số thấp: Tại vùng tần số thấp (chiều dài của đường truyền sóng là rất ngắn so với bước sóng), tổn hao kim loại chủ yếu là do điện trở của dây dẫn. Nếu dây dẫn có điện trở suất là ρ (hoặc điện dẫn suất $\sigma = 1/\rho$), có tiết diện mặt cắt là s thì điện trở của dây dẫn trên một đơn vị chiều dài là

$$R_{DC} = \frac{\rho}{s} = \frac{1}{\sigma s} \Omega/m \quad (2.136)$$

Bảng 2.1: Điện dẫn suất của một số kim loại

Kim loại	Điện dẫn suất [S/m]	Kim loại	Điện dẫn suất [S/m]
Nhôm	3.816×10^7	Bạc	6.173×10^7
Đồng	5.813×10^7	Thiếc	7.000×10^6
Chì	4.560×10^6	Vàng	4.089×10^7

Điện trở R_{DC} trong trường hợp này là hằng số, không phụ thuộc tần số tín hiệu.

Tần số cao: Khi tần số của tín hiệu lan truyền cao (chiều dài đường truyền lớn hơn hoặc xấp xỉ bước sóng), ngoài tổn hao cố định như ở tần số thấp, đường truyền còn có thêm tổn hao do hiệu ứng da (skin effect).

Hiệu ứng da xảy ra khi tần số tín hiệu tăng, dòng điện tín hiệu chảy qua tiết diện của dây dẫn không còn phân bố đều trên mặt phẳng tiết diện (mật độ dòng điện không còn là một hằng số trên bề mặt tiết diện) mà có khuynh hướng tập trung tại vùng bề mặt chu vi của tiết diện dây dẫn và giảm dần về tâm của dây theo dạng hàm mũ âm). Tần số tín hiệu càng cao thì hiệu ứng da càng mạnh, có nghĩa là phần bề mặt của dây dẫn có mật độ dòng điện rất lớn trong khi ở bên trong dây có mật độ không đáng kể. Ta nói rằng dòng điện chỉ chảy qua dây dẫn trên bề mặt mà thôi. Điều này làm giảm tiết diện hiệu dụng của dây dẫn có khả năng tải tín hiệu, làm tăng điện trở đường dây và kết quả là gây tổn hao kim loại ở vùng tần số cao.

Hình 2.15 biểu diễn sự phân bố dòng điện trên tiết diện của dây dẫn tròn hoặc dải dẫn hình chữ nhật trong các đường truyền dải, vi dải, CPW ... Để biểu diễn một cách định lượng hiệu ứng da, người ta lấy mức trung bình của mật độ dòng điện trên tiết diện và xác định khoảng cách d tính từ bề mặt dây dẫn sao cho có thể coi là mật độ dòng điện chỉ phân bố đều trong vùng đó, còn vùng giữa có mật độ dòng điện bằng 0. Khoảng cách d này được gọi là bề dày của da (skin depth).

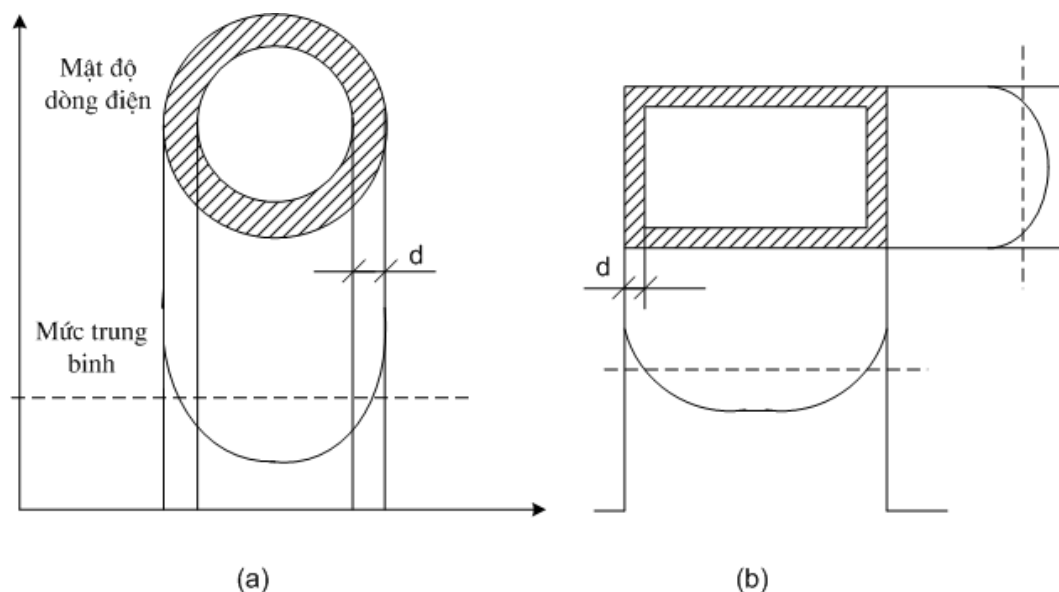
Bề dày da d được tính bởi công thức

$$d = \sqrt{\frac{2}{\mu\sigma\omega}} \quad (2.137)$$

trong đó μ là hệ số từ thẩm tuyệt đối, thông thường $\mu = \mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]. σ - điện dẫn suất của dây dẫn, đơn vị [S.m].

Ta nhận thấy tần số ω càng cao hoặc điện dẫn suất σ càng lớn thì bề dày da d càng nhỏ.

Điện trở tuyến tính R của đường dây có giá trị tỷ lệ nghịch với tiết diện hiệu dụng của phần dẫn điện do hiệu ứng da ở tần số cao. Mặt khác, tiết diện hiệu dụng này tỷ lệ với bề dày da d



Hình 2.15: Mật độ dòng điện trên tiết diện (a) dây dẫn tròn (b) dải dẫn hình chữ nhật

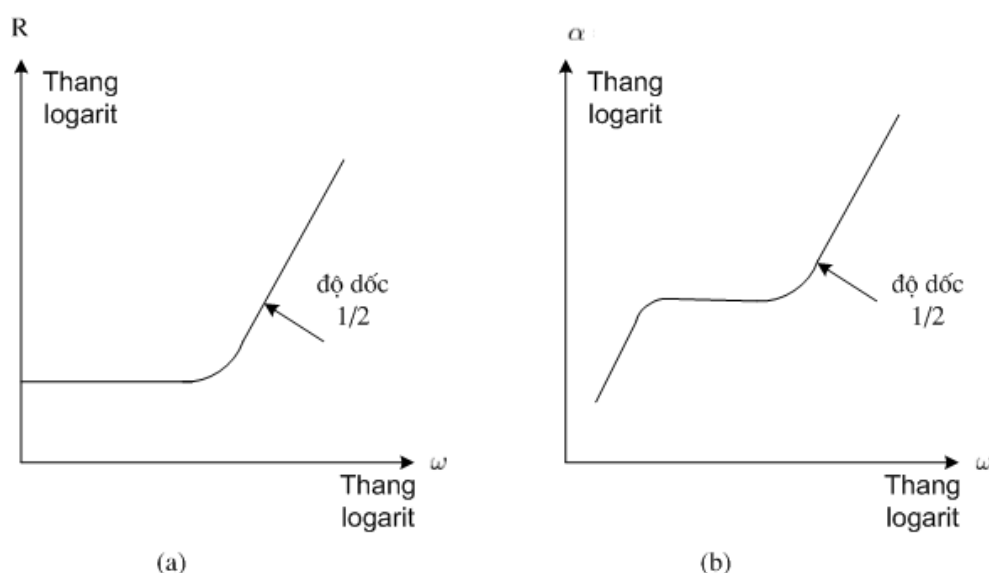
mà d lại tỷ lệ nghịch với $\sqrt{\omega}$ nên điện trở tuyến tính do hiệu ứng da sẽ tỷ lệ thuận với $\sqrt{\omega}$.

$$R_{AC} \sim \sqrt{\omega} \tag{2.138}$$

Như vậy ở tần số cao, điện trở R sẽ là tổng của điện trở ở tần số thấp R_{DC} theo (2.136) và điện trở ở tần số cao R_{AC}

$$R = R_{DC} + R_{AC} \tag{2.139}$$

Đồ thị biểu diễn sự biến thiên của R theo tần số ω được vẽ trên Hình 2.16(a). Lưu ý rằng các trục tần số và trục R được chia theo thang logarit nên độ dốc của đường cong là 1/2.



Hình 2.16: Quan hệ giữa (a) R và tần số (b) Suy hao và tần số

Sự biến thiên của hệ số suy hao α theo tần số cũng được biểu diễn trên Hình 2.16(b). Ta nhận thấy α cũng tăng theo tần số nhất là ở vùng tần số cao. Đường cong cũng có độ dốc 1/2 vì

α tỷ lệ với R và tỷ lệ với $\sqrt{\omega}$.

Ngoài các tổn hao do hiệu ứng da kể trên, khi tần số tín hiệu đủ lớn còn xuất hiện thêm dạng tổn hao kim loại khác là tổn hao do ghép ký sinh giữa các đường dây đặt gần nhau. Giả sử trên các đường dây đó đều có các dòng tín hiệu cao tần (cùng chiều hoặc ngược chiều), do đặt gần nhau nên chúng sẽ ảnh hưởng đến nhau. Kết quả là mật độ dòng điện phân bố trên tiết diện mỗi đường dây cũng trở nên không đồng nhất, do đó làm giảm tiết diện hiệu dụng của dây dẫn và làm tăng tổn hao chung cho hệ thống. Dạng tổn hao này cũng đang được nghiên cứu nhằm rút ra một qui luật chung để đánh giá và giảm thiểu tổn hao, nhất là ở các linh kiện vi mạch cao tần ở đó khoảng cách giữa các đường dây là rất nhỏ.

Ví dụ 2.3. Tính bề dày da của nhôm, đồng, vàng và bạc tại tần số 10 GHz.

Giải:

Điện dẫn suất (conductivity) của các kim loại này được cho trong Bảng 2.1. Bề dày da được cho bởi biểu thức (2.137) như sau

$$d = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f\mu_0\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi(10^{10})(4\pi \times 10^{-7})}} \sqrt{\frac{1}{\sigma}} = 5.03 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{1}{\sigma}}$$

Đối với Nhôm:

$$d = 5.03 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{1}{3.816 \times 10^7}} = 8.14 \times 10^{-7} \text{ m}$$

Đối với Đồng:

$$d = 5.03 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{1}{5.813 \times 10^7}} = 6.60 \times 10^{-7} \text{ m}$$

Đối với Vàng:

$$d = 5.03 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{1}{4.089 \times 10^7}} = 7.86 \times 10^{-7} \text{ m}$$

Đối với Bạc:

$$d = 5.03 \times 10^{-3} \sqrt{\frac{1}{6.173 \times 10^7}} = 6.40 \times 10^{-7} \text{ m}$$

Kết quả này chỉ ra rằng phần lớn dòng điện chảy trong một chất dẫn điện tốt chỉ diễn ra trong vùng cực mỏng gần bề mặt của vật dẫn

Tổn hao điện môi - Dielectric loss

Trong điều kiện lý tưởng, lớp điện môi phân cách giữa hai lớp dây dẫn của đường truyền sóng phải là cách điện hoàn toàn (không có dòng điện qua lớp điện môi, tức điện dẫn của lớp điện môi $G=0$).

Tuy nhiên, trong thực tế các chất điện môi được sử dụng nhìn chung có điện dẫn khác không. Điều này gây thêm một dạng tổn hao nữa mà ta đã đề cập trong các phần trước gọi là tổn hao điện môi. Tổn hao này được đánh giá thông qua điện dẫn G .

Góc tổn hao δ của chất điện môi ở tần số ω được định nghĩa bởi

$$\delta = \tan^{-1} \frac{G}{\omega C} \quad (2.140)$$

với G và C lần lượt là điện dẫn và điện dung của đường dây. Ta viết lại

$$G = \omega C \cdot \tan \delta \quad (2.141)$$

Vậy điện dẫn tỷ lệ với điện dung của lớp điện môi theo hệ số $\tan \delta$.

Để biểu diễn về mặt toán học quan hệ trên, ta định nghĩa một hằng số điện môi tương đối là một số phức.

$$\epsilon_r = \epsilon'_r - j\epsilon''_r \quad (2.142)$$

trong đó: ϵ'_r liên quan đến điện dung C .

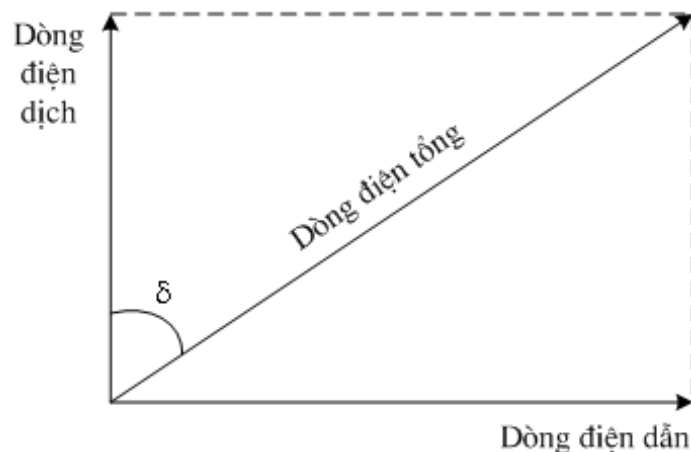
Vì thành phần dẫn nạp Y trong Hình 2.2 gồm điện dẫn G mắc song song với điện nạp ωC

$$Y = G + j\omega C \quad (2.143)$$

nên ta nhận thấy thành phần ϵ''_r liên quan đến điện dẫn G .

Từ quan hệ (2.142) ta suy ra $\tan \delta = \epsilon''_r / \epsilon'_r$.

Vì G (hoặc ϵ''_r) xác định dòng điện dẫn, C (hoặc ϵ'_r) xác định dòng điện dịch qua điện môi nên biểu đồ vector dòng điện tổng và góc tổn hao δ được trình bày trên Hình 2.17.



Hình 2.17: Góc tổn hao δ

Ngoài các tổn hao kim loại và tổn hao điện môi kể trên, đường dây truyền sóng còn chịu các dạng tổn hao khác như tổn hao do bức xạ điện từ (ở tần số rất cao), tổn hao do cấu trúc không đồng nhất của đường truyền (các điểm gián đoạn, chỗ hàn nối, vv...).

2.3 Hiện tượng phản xạ sóng trên đường dây - Hệ số phản xạ

Như chúng ta đã phân tích trong mục 2.1.3, điện áp và dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường dây nhìn chung có thể được xem là tổng của một sóng tới và một sóng phản xạ.

Sóng tới xuất phát từ nguồn tín hiệu đặt ở đầu vào đường dây đi về phía tải, còn sóng phản xạ đi từ phía tải về nguồn do hiện tượng bất phối hợp trở kháng tại tải. Sóng phản xạ lan truyền với cùng vận tốc của sóng tới, có biên độ và pha không những phụ thuộc vào biên độ và pha của sóng tới mà còn vào mối tương quan giữa trở kháng tải Z_L và trở kháng đặc tính Z_0 của đường truyền. Chúng ta sẽ xét mối tương quan này trong các trường hợp cụ thể. Theo (2.14), điện áp tại tọa độ z bất kỳ có thể được viết

$$V(z) = V_0^+ \cdot e^{-\gamma z} + V_0^- \cdot e^{\gamma z} \quad (2.144)$$

trong đó:

$V_0^+ \cdot e^{-\gamma z}$ đại diện cho sóng tới tại z , còn $V_0^- \cdot e^{\gamma z}$ đại diện cho sóng phản xạ tại z .

Ta định nghĩa: Hệ số phản xạ điện áp $\Gamma_v(z)$ tại điểm z là tỷ số giữa sóng điện áp phản xạ và sóng điện áp tới tại điểm z đó

$$\Gamma_v(z) = \frac{V_0^- \cdot e^{\gamma z}}{V_0^+ \cdot e^{-\gamma z}} = \frac{V_0^-}{V_0^+} e^{2\gamma z} \quad (2.145)$$

Trong biểu thức trên, V_0^- và V_0^+ là các hằng số phụ thuộc vào điều kiện nguồn và tải, hệ số phản xạ điện áp $\Gamma_v(z)$ sẽ biến thiên theo tọa độ z bởi hệ số $e^{2\gamma z}$.

Tại tải ($z=0$), hệ số phản xạ điện áp là

$$\Gamma = \Gamma_v(0) = \Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} \quad (2.146)$$

Tại điểm tọa độ z bất kỳ, hệ số phản xạ điện áp có thể được viết là

$$\Gamma_v(z) = \Gamma_v(0) \cdot e^{2\gamma z} \quad (2.147)$$

Như vậy ta có thể suy ra $\Gamma_v(z)$ tại điểm z bất kỳ nào trên đường dây khi biết trước $\Gamma_v(0)$ tại tải.

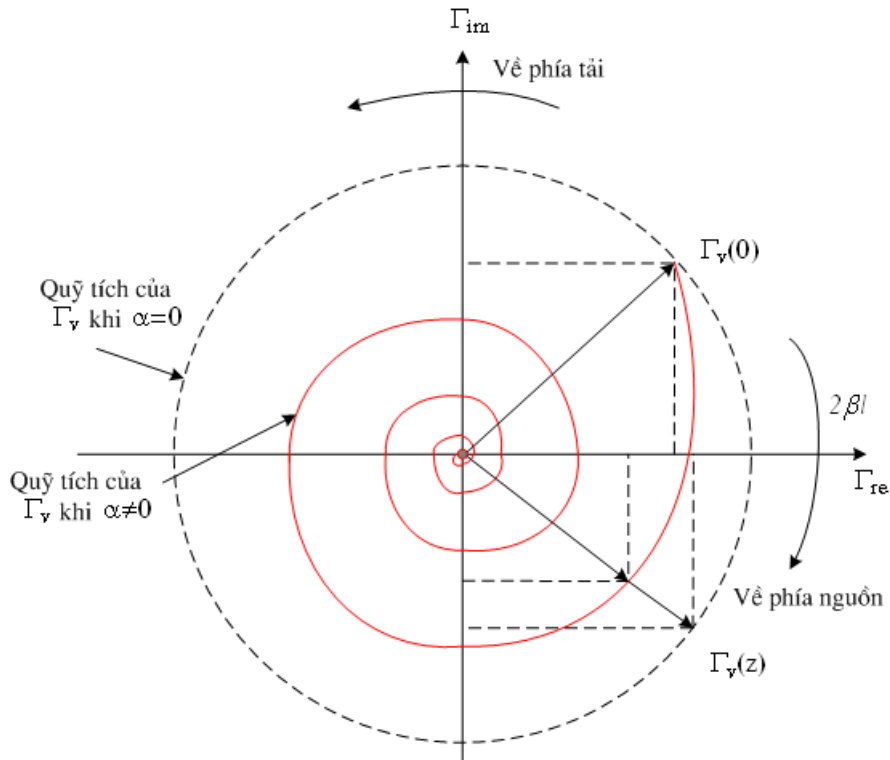
Trong trường hợp tổng quát, đường truyền có tổn hao thì γ sẽ là một số phức, tức ($\gamma = \alpha + j\beta$), do đó $\Gamma_v(z)$ cũng là một số phức. Vì vậy, các hệ số phản xạ điện áp này có thể được biểu diễn bởi các điểm trên mặt phẳng phức $\Gamma = \Gamma_{re} + j\Gamma_{im}$. Viết lại (2.147)

$$\Gamma_v(z = -\ell) = \Gamma_v(0) \cdot e^{-2\alpha\ell} \cdot e^{-j2\beta\ell} \quad (2.148)$$

trong đó: hệ số $e^{-2\alpha\ell}$ là số thực phụ thuộc vào hệ số suy hao α và càng giảm khi ℓ tăng theo chiều âm của z (lùi xa khỏi tải đi về phía nguồn).

Hệ số $e^{-j2\beta\ell}$ là số phức có module đơn vị và góc pha $-2\beta\ell$ tỷ lệ với hệ số pha β và càng giảm âm khi z di chuyển về phía nguồn (ℓ tăng).

Từ những nhận xét trên về biểu thức (2.147) ta có thể rút ra: Khi di chuyển trên đường truyền sóng từ tải về phía nguồn một khoảng cách l , hệ số phản xạ điện áp Γ_v sẽ di chuyển trên một quỹ tích hình xoắn tròn ốc trong mặt phẳng phức Γ (Hình 2.18). Quỹ tích xuất phát từ điểm hệ số phản xạ tại tải $\Gamma_v(0)$ và xoay theo chiều kim đồng hồ (hướng về nguồn) một góc $2\beta l$ với suy giảm module của vector Γ_v theo hệ số $e^{-2\alpha l}$.



Hình 2.18: Biểu diễn sự biến thiên của hệ số phản xạ Γ theo α và l

Đặc biệt nếu đường truyền sóng không tổn hao ($\alpha = 0$) thì từ (2.148) ta có

$$\Gamma_v(z) = \Gamma_v(0) \cdot e^{-j2\beta l} \tag{2.149}$$

Khi này, quỹ tích của Γ_v là một vòng tròn tâm tại gốc tọa độ và đi qua điểm $\Gamma_v(0)$. Hệ số phản xạ điện áp $\Gamma_v(z)$ tại điểm z bất kỳ chỉ là sự quay pha của hệ số phản xạ điện áp tại tải $\Gamma_v(0)$. Do đó

$$|\Gamma_v(z)| = |\Gamma_v(0)| \tag{2.150}$$

Theo (2.148), góc xoay pha khi di chuyển khoảng cách l là $2\beta l$. Theo (2.17), ta có thể biểu diễn góc xoay pha như sau

$$2\beta l = 2 \frac{2\pi}{\lambda} l = 2\pi \frac{l}{\lambda/2} \tag{2.151}$$

Nói cách khác, góc pha của hệ số phản xạ điện áp Γ_v sẽ xoay một lượng 2π (hay quay một vòng tròn quanh gốc tọa độ trong mặt phẳng phức Γ khi di chuyển một khoảng l bằng một nửa bước sóng ($\lambda/2$) của tín hiệu. Với khoảng cách l bất kỳ thì góc pha sẽ xoay quanh tọa độ một lượng tỷ lệ với l theo (2.151).

Các nhận xét trên về quỹ tích của điểm phức Γ_v trong mặt phẳng hệ số phản xạ điện áp sẽ được áp dụng để xây dựng đồ thị Smith trong Chương 4.

Tương tự như hệ số phản xạ điện áp Γ_v , ta cũng có thể định nghĩa hệ số phản xạ dòng điện Γ_i trên đường truyền sóng. Theo (2.13b), dòng điện tại một điểm z bất kỳ cũng được coi là xếp chồng của sóng dòng điện tới và sóng dòng điện phản xạ.

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z} \quad (2.152)$$

Hệ số phản xạ dòng điện tại điểm z được định nghĩa là

$$\Gamma_i(z) = \frac{I_0^- e^{\gamma z}}{I_0^+ e^{-\gamma z}} = \frac{I_0^-}{I_0^+} e^{2\gamma z} \quad (2.153)$$

là tỷ số giữa sóng dòng điện phản xạ và sóng dòng điện tới tại điểm z đó.

Mặt khác, theo (2.21) ta có

$$\Gamma_i(z) = \frac{-\frac{V_0^-}{Z_0}}{\frac{V_0^+}{Z_0}} e^{2\gamma z} = -\frac{V_0^-}{V_0^+} e^{2\gamma z} \quad (2.154)$$

So sánh (2.154) với (2.145) ta rút ra

$$\Gamma_i(z) = -\Gamma_v(z) \quad (2.155)$$

Như vậy, hệ số phản xạ dòng điện lệch pha hệ số phản xạ điện áp 180° .

Trong thực tế, hệ số phản xạ điện áp Γ_v thường được sử dụng như hệ số phản xạ Γ của đường truyền. Do đó khi nói đến hệ số phản xạ là ta ngầm hiểu đó là hệ số phản xạ điện áp.

$$\Gamma(z) = \Gamma_v(z) \quad (2.156)$$

Bây giờ ta cần xác định hệ số phản xạ Γ trên đường truyền sóng tại một điểm z bất kỳ. Tuy nhiên, trước hết ta hãy tìm hệ số phản xạ tại tải, tức $\Gamma(0)$.

Đường truyền không tổn hao có tải kết cuối

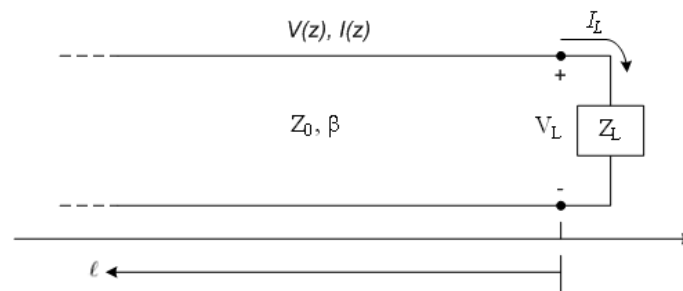
Xét một đường truyền sóng không tổn hao có trở kháng đặc tính Z_0 , hằng số truyền lan β , chiều dài l ; đầu cuối được kết cuối bởi tải Z_L như mô tả trên Hình 2.19.

Giả thiết một sóng tới có dạng $V_0^+ e^{-j\beta z}$ được phát ra từ một nguồn tại $z < 0$. Chúng ta đã biết rằng tỷ số giữa điện áp và dòng điện đối với một sóng truyền lan như vậy chính là Z_0 -trở kháng đặc tính. Nhưng khi đường dây được kết cuối bởi một tải bất kỳ $Z_L \neq Z_0$ thì tỷ số giữa điện áp và dòng điện tại tải phải bằng Z_L . Vì vậy, một sóng phản xạ phải được kích thích với một biên độ phù hợp để thỏa mãn điều kiện này. Điện áp tổng trên đường dây khi đó có thể được viết là tổng của sóng tới và sóng phản xạ.

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{j\beta z} \quad (2.157a)$$

Tương tự, dòng điện tổng trên đường dây được mô tả bởi

$$I(z) = I_0^+ e^{-j\beta z} + I_0^- e^{j\beta z} = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{j\beta z} \quad (2.157b)$$



Hình 2.19: Đường truyền được kết cuối trở kháng tải Z_L

Tổng điện áp trên tải $V(0)$ và dòng điện qua tải $I(0)$ quan hệ với nhau theo định luật Ohm.

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} \quad (2.158)$$

Từ (2.157) và (2.158) ta có

$$Z_L = Z_0 \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} \quad (2.159)$$

Giải cho V_0^- cho

$$V_0^- = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} V_0^+ \quad (2.160)$$

Biên độ của sóng phản xạ được chuẩn hóa theo biên độ của sóng điện áp được biết đến với tên gọi "Hệ số phản xạ" và được xác định như sau:

$$\Gamma(0) = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (2.161)$$

Nhận xét:

- Hệ phương trình (2.157) cho thấy điện áp và dòng điện trên đường dây là sự xếp chồng của một sóng tới và sóng phản xạ; các sóng như vậy gọi là sóng đứng.
- Biểu thức (2.159) và (2.161) xác định một song ánh giữa hệ số phản xạ trên tải $\Gamma(0)$ và trở kháng tải Z_L . Nghĩa là một giá trị của Z_L tương ứng với một và chỉ một giá trị duy nhất của $\Gamma(0)$. Tính chất này được sử dụng để định nghĩa đồ thị Smith trong Chương 3.

Một cách tổng quát, Z_L và Z_0 đều là số phức nên $\Gamma(0)$ cũng là một số phức $\Gamma(0) = |\Gamma(0)| \cdot \angle \arg \Gamma(0)$

Chúng ta sẽ xét một số trường hợp đặc biệt của tải Z_L và hệ số phản xạ $\Gamma(0)$ từ (2.161). Trở kháng vào của một đường truyền ở vị trí bất kỳ sẽ được xem xét trong mục 2.4.

1. Khi $Z_L = Z_0$

Từ (2.161) ta thấy chỉ khi $\Gamma=0$ thì không có sóng phản xạ. Để đạt được $\Gamma = 0$ thì trở kháng tải Z_L phải bằng trở kháng đặc tính Z_0 của đường truyền. Một tải như vậy được cho là được phối hợp trở kháng với đường truyền do không có sự phản xạ của sóng tới.

Việc mất phối hợp trở kháng giữa đường truyền sóng và tải sẽ gây ra phản xạ sóng và kết quả là gây nhiễu cho tín hiệu trên đường dây, gây ra sóng đứng, phản xạ công suất ngược về nguồn phát. Vì những lý do trên khi thiết kế mạch siêu cao tần chúng ta phải đảm bảo phối hợp trở kháng thật tốt.

2. Khi $Z_L = 0$ (tải nối tắt)

Khi đó $\Gamma = -1$

Hệ số phản xạ bằng -1 nghĩa là toàn bộ công suất của sóng tới đến tải nối tắt đều bị phản xạ ngược về nguồn (do nối tắt nên $V(0)=0$ và tải không tiêu thụ công suất).

Chú ý: Khi $\Gamma = -1$, sóng điện áp tới và sóng điện áp phản xạ có biên độ bằng nhau nhưng ngược pha nhau, dẫn tới sóng điện áp tổng bằng 0: $V(0)=0$. Ngược lại, hệ số phản xạ dòng điện tại tải là $\Gamma_i = -\Gamma_v = 1$ nên sóng dòng điện tới và sóng dòng điện phản xạ có biên độ bằng nhau và cùng pha với nhau tại tải. Điều này làm dòng điện chảy qua tải nối tắt tăng gấp đôi so với dòng điện tới.

3. Khi $Z_L \rightarrow \infty$ (tải hở mạch). Hệ số phản xạ $\Gamma = +1$

Hệ số phản xạ trên tải bằng +1, toàn bộ công suất của sóng tới tải hở mạch cũng đều bị phản xạ ngược về nguồn (do tải hở mạch, $I_L = 0$ nên tải cũng không tiêu thụ công suất).

Tương tự như trường hợp tải nối tắt, hệ số phản xạ $\Gamma = +1$ sẽ làm cho điện áp trên tải V_L tăng gấp đôi so với điện áp sóng tới và dòng điện trên tải $I_L=0$ do sóng dòng điện tới và sóng dòng điện phản xạ triệt tiêu nhau.

4. Khi $Z_L = jX_L$ (tải thuần kháng)

Khi tải là thuần kháng (tụ điện C_L hay điện cảm L_L , hoặc một tổ hợp giữa chúng) thì hệ số phản xạ tại tải là

$$\Gamma_L = \frac{jX_L - Z_0}{jX_L + Z_0} \quad (2.162)$$

Đặc biệt nếu đường dây không tổn hao hoặc tổn hao thấp (thường xảy ra trong thực tế) có thể coi trở kháng đặc tính Z_0 của đường dây là điện trở đặc tính R_0 (thực), do đó (2.162) trở thành

$$\Gamma_L = \frac{jX_L - R_0}{jX_L + R_0} \quad (2.163)$$

khi đó

$$|\Gamma_L| = 1 \quad (2.164)$$

Vậy, toàn bộ công suất của sóng tới cũng đều bị phản xạ ngược trở lại do tải thuần kháng không tiêu thụ công suất.

Các trường hợp tải nối tắt ($Z_L = 0$), tải hở mạch ($Z_L \rightarrow \infty$) và tải thuần kháng ($Z_L = jX_L$) đều phản xạ toàn bộ công suất của sóng về phía nguồn, nên có thể gây quá công suất hoặc quá áp, quá dòng tại nguồn và gây hư hỏng nguồn tín hiệu nếu công suất lớn.

5. Khi $Z_L = R_L + jX_L$ (tải bất kỳ)

Với đường dây không tổn hao hoặc tổn hao thấp, $Z_0 = R_0$, biểu thức (2.161) trở thành

$$\Gamma(0) = \frac{jX_L + (R_L - R_0)}{jX_L + (R_L + R_0)} \quad (2.165)$$

Do đó

$$|R_L - R_0| \leq R_L + R_0 \quad (2.166)$$

và ta suy ra từ (2.165)

$$|\Gamma(0)| \leq 1 \quad (2.167)$$

Vậy với tải bất kỳ, hệ số phản xạ trên tải Γ_L luôn có module nhỏ hơn hay bằng 1. Điều này thể hiện rằng công suất sóng phản xạ luôn nhỏ hơn công suất sóng tới.

2.4 Các loại suy hao, sóng đứng và phương trình trở kháng đường truyền

2.4.1 Suy hao phản hồi - Return Loss

Với (2.146) ta có thể viết lại (2.157) như sau:

$$V(z) = V_0^+[e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.168a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0}[e^{-j\beta z} - \Gamma e^{j\beta z}] \quad (2.168b)$$

Bây giờ xét công suất trung bình chảy dọc theo đường dây tại điểm z :

$$P_{av} = \frac{1}{2} \Re[V(z)I(z)^*] = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} \Re\{1 - \Gamma^* e^{-j2\beta z} + \Gamma e^{j2\beta z} - |\Gamma|^2\} \quad (2.169)$$

ở đây (2.168) đã được sử dụng. Hai số hạng ở giữa trong dấu ngoặc có dạng $A - A^* = 2j\text{Im}(A)$ và là thuần ảo. Điều này dẫn tới

$$P_{av} = \frac{1}{2} \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|^2), \quad (2.170)$$

Biểu thức này cho thấy rằng công suất trung bình là hằng số tại bất kỳ điểm nào trên đường truyền và rằng tổng công suất phân phát tới tải (P_{av}) bằng công suất sóng tới ($|V_0^+|^2/2Z_0$) trừ đi công suất phản xạ ($|V_0^+|^2|\Gamma|^2/2Z_0$). Nếu $\Gamma = 0$ thì công suất tối đa sẽ được phân phát tới tải, trong khi đó không có lượng công suất nào được phát tới tải khi $|\Gamma| = 1$. Thảo luận trên giả thiết rằng nguồn được phối hợp nên không có phản xạ của sóng bị phản xạ.

Khi tải không được phối hợp thì không phải tất cả công suất khả dụng từ nguồn được phát tới tải. Tổn thất này được gọi là *Suy hao phản hồi* (RL) và được định nghĩa (theo dB) là

$$\text{RL} = -20 \log |\Gamma| \text{ dB}, \quad (2.171)$$

Do đó một tải phối hợp ($\Gamma=0$) có suy hao phản hồi là ∞ dB (không có công suất phản xạ), trong khi đó hệ số phản xạ ($\Gamma = 1$) có suy hao phản hồi 0 dB (toàn bộ công suất tới bị phản xạ).

2.4.2 Hiện tượng sóng đứng và hệ số sóng đứng

Hiện tượng sóng đứng

Như đã đề cập ở các phần trước, sóng điện áp và dòng điện tại một điểm z bất kỳ trên đường dây đều được coi là tổng của sóng tới và sóng phản xạ. Với nguồn tín hiệu đơn sắc (đơn tần), các sóng tới và sóng phản xạ là các sóng hình sin lan truyền ngược chiều nhau. Điều này gây ra giao thoa sóng dọc theo đường truyền, kết quả là dọc theo đường truyền có những điểm biên độ sóng tổng (điện áp hoặc dòng điện) đạt cực đại được gọi là bụng sóng (*anti-node*) và sẽ có những điểm biên độ sóng đạt cực tiểu được gọi là nút sóng (*node*). Hiện tượng này gọi là hiện tượng sóng đứng (*standing wave*) trên đường dây.

Để minh họa hiện tượng sóng đứng, chúng ta xét một đường truyền sóng không tổn hao, đầu cuối được kết thúc bằng một tải hở mạch tức $\Gamma(0) = +1$. Sóng điện áp phản xạ sẽ có biên độ bằng sóng điện áp tới, và đều là các sóng điện áp hình sin cùng chu kỳ truyền theo hai hướng ngược chiều nhau của trục z .

- Tại thời điểm $t = t_1$, hai sóng tới và sóng phản xạ có phân bố theo z như trên Hình 2.20. Chúng là các sóng hình sin có độ lệch pha so với nhau là $2k\pi$. Do đó sóng điện áp tổng đạt biên độ cực đại.
- Tại thời điểm $t = t_1 + T/4$ (một phần tư chu kỳ sau), sóng tới sẽ lan truyền theo chiều tăng của z một đoạn đường bằng $\lambda/4$, trong khi sóng phản xạ cũng lan truyền theo chiều giảm của z một đoạn đường tương tự. Kết quả là sóng tới và sóng phản xạ lệch pha nhau một lượng $(2k + 1)\pi$, dẫn tới sóng tổng bị triệt tiêu (Hình 2.20(b)).
- Tại thời điểm $t = t_1 + T/2$ (một nửa chu kỳ sau t_1), lập luận như trên ta có sóng tổng đạt biên độ cực đại như trường hợp $t = t_1$ (Hình 2.20(c)).

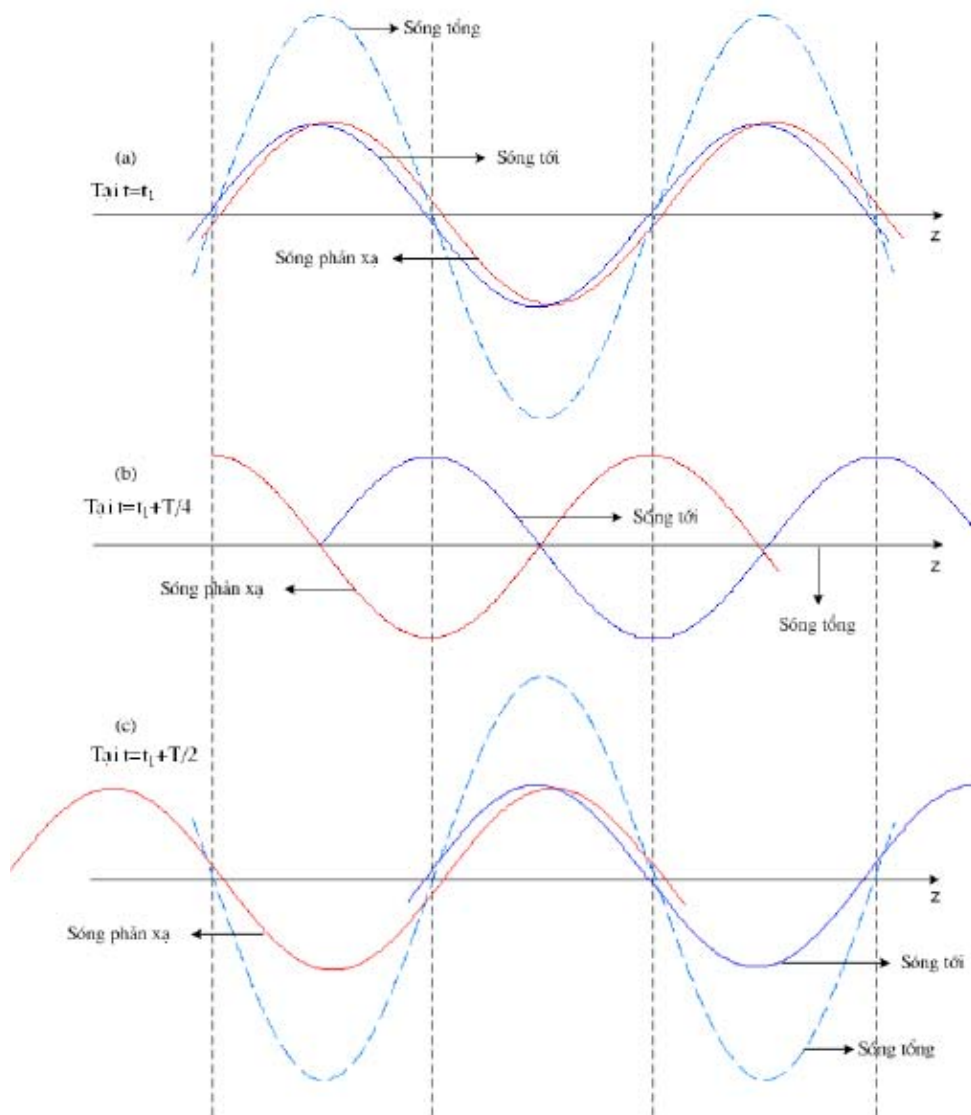
Tóm lại, sự phân bố điện áp của sóng tổng dọc theo chiều dài đường dây và sự biến thiên của chúng theo thời gian được vẽ ở Hình 2.21. Lúc này ta có thể thấy rõ hiện tượng sóng đứng. Ta có nhận xét như sau:

- Có những điểm cố định trên đường dây mà tại đó điện áp biến thiên trong phạm vi cực đại. Đó là điểm bụng sóng (*anti-node*)
- Có những điểm cố định trên đường dây mà tại đó điện áp luôn bị triệt tiêu hoặc biến thiên trong phạm vi nhỏ. Đó là các điểm nút (*node*).

Hệ số sóng đứng

Nếu tải được phối hợp với đường truyền, $\Gamma = 0$ và biên độ điện áp trên đường dây là $|V(z)| = |V_0^+|$, là một hằng số. Một đường truyền như vậy đôi khi được gọi là "phẳng". Tuy nhiên, khi tải không được phối hợp trở kháng thì sẽ có mặt sóng phản xạ và dẫn tới sóng đứng ở đó biên độ

2.4. CÁC LOẠI SỤY HẠO, SÓNG ĐỨNG VÀ PHƯƠNG TRÌNH TRỞ KHÁNG ĐƯỜNG TRUYỀN 57



Hình 2.20: Minh họa sóng tới, sóng phản xạ và sóng tổng

điện áp không còn là một hằng số nữa. Vì vậy, từ (2.168) ta có

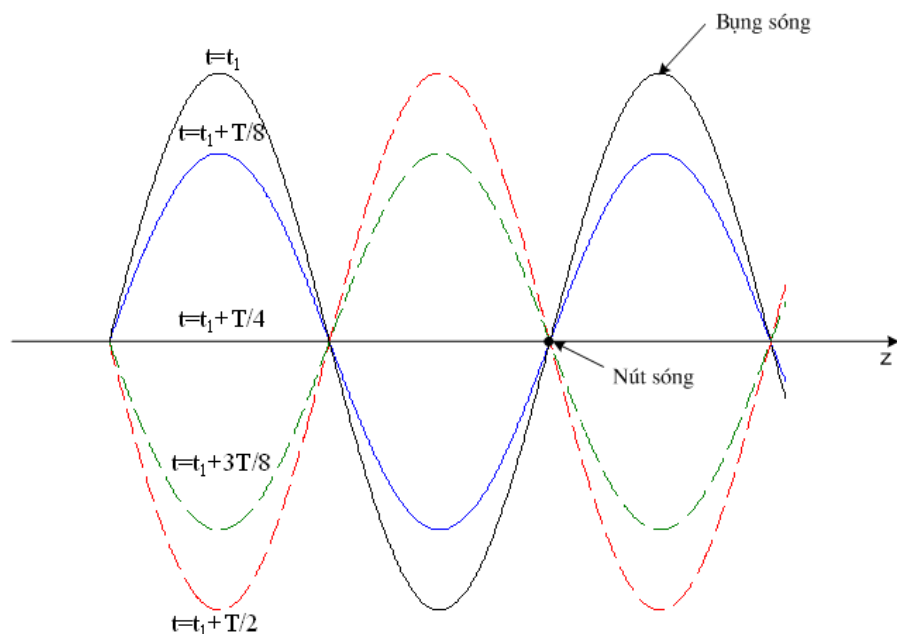
$$\begin{aligned}
 |V(z)| &= |V_0^+| |1 + \Gamma e^{j2\beta z}| \\
 &= |V_0^+| |1 + \Gamma e^{-j2\beta \ell}| \\
 &= |V_0^+| |1 + |\Gamma| e^{\theta - 2\beta \ell}|
 \end{aligned} \tag{2.172}$$

ở đó $\ell = -z$ là khoảng cách dương được đo từ tải tại $z=0$, và θ là pha của hệ số phản xạ ($\Gamma = |\Gamma|e^{\theta}$). Kết quả này chỉ ra rằng biên độ điện áp dao động theo vị trí z dọc theo đường truyền. Giá trị cực đại xuất hiện khi số hạng pha $e^{\theta - 2\beta \ell} = 1$, và được cho bởi

$$V_{max} = |V_0^+|(1 + |\Gamma|) \tag{2.173}$$

Giá trị cực tiểu xuất hiện khi số hạng pha $e^{j(\theta - 2\beta \ell)} = -1$, và được cho bởi

$$V_{min} = |V_0^+|(1 - |\Gamma|) \tag{2.174}$$



Hình 2.21: Minh họa sóng đứng

Tương tự ta rút ra

$$I_{max} = \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 + |\Gamma|) \quad (2.175)$$

và

$$I_{min} = \frac{|V_0^+|^2}{Z_0} (1 - |\Gamma|) \quad (2.176)$$

Khi Γ tăng, tỷ số giữa V_{max} và V_{min} tăng vì vậy một số đo độ bất phối hợp trở kháng của một đường truyền gọi là *hệ số sóng đứng* (SWR) có thể được định nghĩa như sau

$$S = SWR = \frac{V_{max}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (2.177)$$

Đại lượng này còn được gọi là *hệ số sóng đứng điện áp*, và đôi khi được viết tắt là VSWR. Từ (2.177) ta thấy rằng SWR là một số thực nằm trong dải $1 \leq SWR \leq \infty$, ở đây SWR=1 ngụ ý tải phối hợp với đường truyền.

Nhận xét:

- Từ (2.172) có thể thấy rằng khoảng cách giữa hai điểm điện áp cực đại (hay cực tiểu) liên tiếp là $\ell = 2\pi/2\beta = \pi\lambda/2\pi = \lambda/2$
- Khoảng cách giữa một điểm cực đại và một điểm cực tiểu là $\ell = \pi/2\beta = \lambda/4$, trong đó λ là bước sóng trên đường dây.
- Tại điểm bụng điện áp và điểm nút dòng điện có biên độ điện áp đạt cực đại V_{max} có biên độ dòng điện cực tiểu I_{min} và tại điểm đó có

$$R_{max} = \frac{V_{max}}{I_{min}} = Z_0 \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} = Z_0 \cdot S \quad (2.178)$$

Nếu lấy chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính của đường truyền thì

$$r_{max} = \frac{R_{max}}{Z_0} = S \quad (2.179)$$

- Tại điểm nút điện áp và bụng dòng điện có biên độ điện áp cực tiểu V_{min} và biên độ dòng điện đạt cực đại I_{max} và tại điểm đó có

$$R_{min} = \frac{V_{min}}{I_{max}} = \frac{Z_0}{S} \quad (2.180)$$

lấy chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính của đường truyền thì

$$r_{min} = \frac{R_{min}}{Z_0} = \frac{1}{S} \quad (2.181)$$

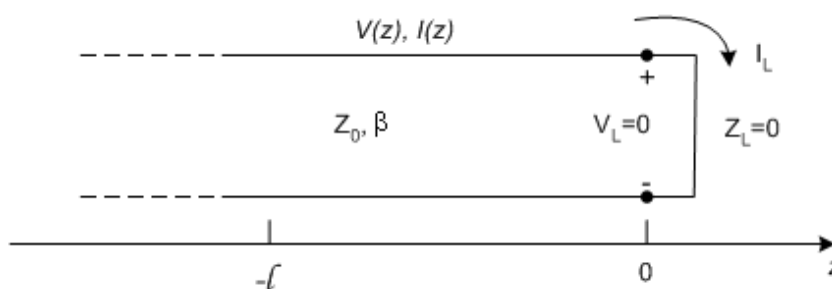
Từ (2.181) ta thấy trở kháng đường dây chuẩn hóa tại điểm nút điện áp, bụng dòng điện sẽ mang giá trị thực dương và bằng nghịch đảo của hệ số sóng đứng S trên đường dây.

Mặt khác từ (2.179) và (2.181) ta nhận thấy rằng trở kháng đường dây chuẩn hóa r_{max} tại điểm bụng điện áp, nút dòng điện bằng nghịch đảo của trở kháng đường dây chuẩn hóa r_{min} tại điểm nút điện áp, bụng dòng điện cách đó một khoảng $k\lambda/4$. Ta viết ở dạng tổng quát như sau

$$r_{max}(z) = \frac{1}{r_{min}(z \pm k\lambda/4)} \quad (2.182)$$

2.4.3 Trở kháng vào của đường truyền

Hệ số phản xạ trong (2.161) được định nghĩa là hệ số phản xạ điện áp tại tải ($\ell = 0$), nhưng đại lượng này có thể được tổng quát hóa cho bất kỳ điểm ℓ nào trên đường truyền như sau. Từ (2.157a), với $z = -\ell$, tỷ số giữa thành phần sóng phản xạ và thành phần sóng tới là



Hình 2.22: Một đường truyền kết cuối bởi một ngắn mạch

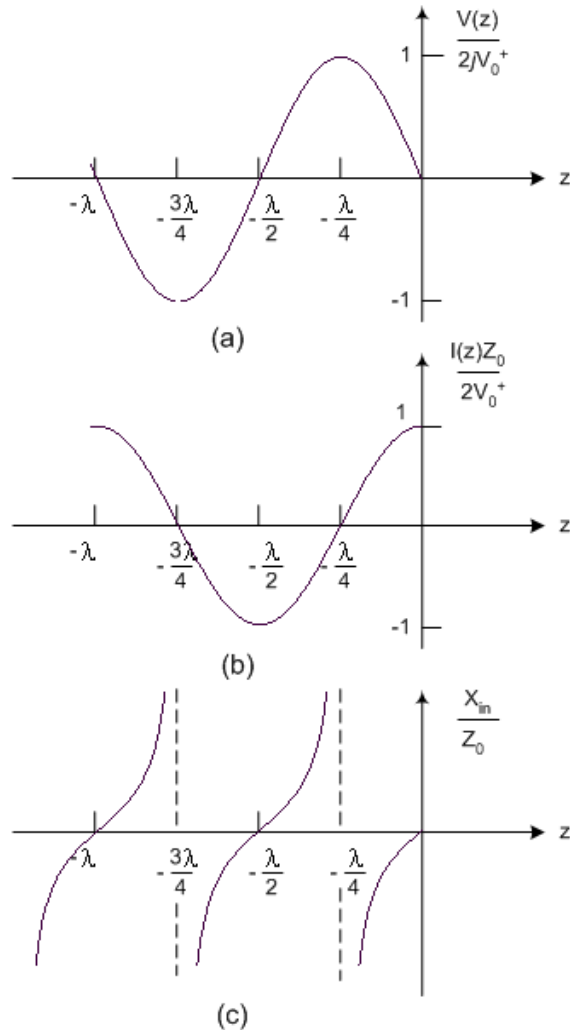
$$\Gamma(\ell) = \frac{V_0^- e^{-j\beta\ell}}{V_0^+ e^{j\beta\ell}} = \Gamma(0) e^{-2j\beta\ell} \quad (2.183)$$

ở đây $\Gamma(0)$ là hệ số phản xạ tại điểm $z=0$. Biểu thức này rất hữu ích khi cần chuyển đổi tác động của sự bất phối hợp trở kháng tải dọc theo đường truyền.

Ta đã thấy rằng công suất thực chảy trên đường dây là một hằng số, nhưng biên độ điện áp (ít ra là đối với đường truyền không phối hợp) dao động theo vị trí trên đường dây. Vì vậy bạn đọc có thể kết luận là trở kháng nhìn vào đường truyền phải biến thiên theo vị trí và quả đúng là như vậy. Tại một khoảng cách $\ell = -z$ kể từ tải, trở kháng đầu vào nhìn về phía tải là

$$Z_{in} = \frac{V(-\ell)}{I(-\ell)} = \frac{V_0^+[e^{j\beta\ell} + \Gamma e^{-j\beta\ell}]}{V_0^+[e^{j\beta\ell} - \Gamma e^{-j\beta\ell}]} Z_0 = \frac{1 + \Gamma e^{-j2\beta\ell}}{1 - \Gamma e^{-j2\beta\ell}} Z_0 \quad (2.184)$$

Một dạng khác thuận tiện hơn có thể đạt được bằng việc sử dụng (2.161) cho Γ trong



Hình 2.23: (a) Điện áp (b) dòng điện và (c) trở kháng ($R_{in} = 0$ hoặc ∞) biến đổi dọc đường truyền đầu cuối ngắn mạch

(2.184):

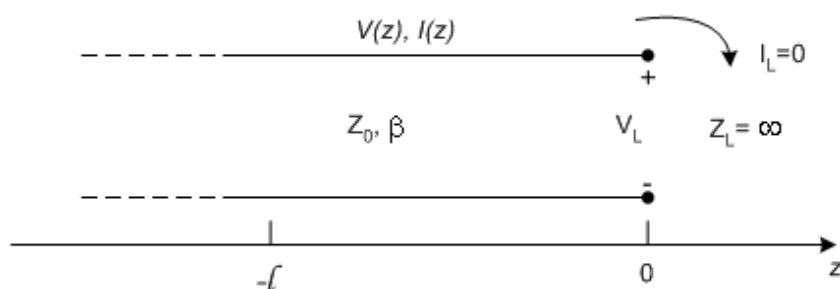
$$\begin{aligned} Z_{in} &= Z_0 \frac{(Z_L + Z_0)e^{j\beta\ell} + (Z_L - Z_0)e^{-j\beta\ell}}{(Z_L + Z_0)e^{j\beta\ell} - (Z_L - Z_0)e^{-j\beta\ell}} \\ &= Z_0 \frac{Z_L \cos \beta\ell + jZ_0 \sin \beta\ell}{Z_0 \cos \beta\ell + jZ_L \sin \beta\ell} \\ &= Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan \beta\ell}{Z_0 + jZ_L \tan \beta\ell} \end{aligned} \quad (2.185)$$

2.4. CÁC LOẠI SỤY HAO, SÓNG ĐỨNG VÀ PHƯƠNG TRÌNH TRỞ KHÁNG ĐƯỜNG TRUYỀN 61

Đây là một kết quả quan trọng đối với trở kháng vào của đường truyền có tải bất kỳ. Chúng ta sẽ nói tới kết quả này như là một phương trình trở kháng đường truyền: Sau đây chúng ta sẽ thảo luận một số trường hợp đặc biệt.

Các trường hợp đặc biệt của đường dây không tổn hao có kết cuối

Một số trường hợp đặc biệt của đường dây không tổn hao có kết cuối sẽ thường xuyên xuất hiện trong công việc của chúng ta vì vậy trong phần này chúng ta sẽ xem xét các đặc tính của những trường hợp như vậy.



Hình 2.24: Một đường truyền kết cuối bởi một ngắn mạch

Tải ngắn mạch: Xét mạch điện đường truyền trên Hình 2.22, ở đó một đường truyền được kết cuối bởi một ngắn mạch ($Z_L = 0$). Trong phần trước chúng ta đã biết hệ số phản xạ trong trường hợp này là $\Gamma = -1$; và từ (2.177) ta thấy tỷ số sóng đứng là vô cùng. Từ (2.168) điện áp và dòng điện trên đường dây là

$$V(z) = V_0^+[e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}] = -2jV_0^+ \sin \beta z \quad (2.186a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0}[e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}] = 2\frac{V_0^+}{Z_0} \cos \beta z \quad (2.186b)$$

điều này cho thấy $V=0$ tại tải (đúng như thế vì tải ngắn mạch), trong khi dòng điện lại đạt cực đại tại đó. Từ (2.185), hoặc từ tỷ số $V(-\ell)/I(-\ell)$, trở kháng vào là

$$Z_{in} = jZ_0 \tan \beta \ell \quad (2.186c)$$

Giá trị này là thuần ảo cho bất kỳ độ dài ℓ nào và nhận mọi giá trị giữa $+j\infty$ và $-j\infty$. Ví dụ, khi $\ell = 0$ ta có $Z_{in} = 0$ nhưng khi $\ell = \lambda/4$ ta có $Z_{in} = \infty$ (hở mạch). Phương trình (2.187c) cũng cho thấy rằng trở kháng tuần hoàn theo ℓ và lặp lại với bội số của $\lambda/2$. Điện áp, dòng điện và điện kháng vào cho đường truyền ngắn mạch được vẽ trên Hình 2.23.

Tải hở mạch: Đường truyền có tải hở mạch (Hình 2.24) có $Z_L = \infty$. Trong phần trước chúng ta đã biết khi tải hở mạch thì hệ số phản xạ $\Gamma = +1$ và hệ số sóng đứng một lần nữa lại là vô cùng lớn. Từ (2.177) điện áp và dòng điện trên đường dây là

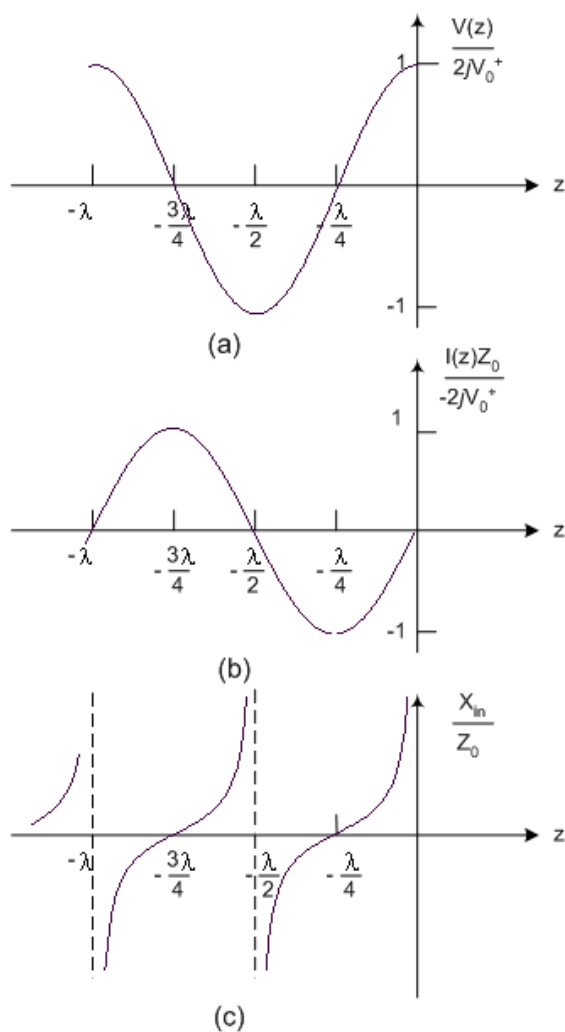
$$V(z) = V_0^+[e^{-j\beta z} + e^{j\beta z}] = 2V_0^+ \cos \beta z \quad (2.187a)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} [e^{-j\beta z} - e^{j\beta z}] = \frac{-2jV_0^+}{Z_0} \sin \beta z \quad (2.187b)$$

điều này cho thấy bây giờ $I = 0$ tại tải đúng như mong đợi đối với một tải hở mạch trong khi điện áp đạt cực đại. Từ (2.185), hoặc từ tỷ số $V(-\ell)/I(-\ell)$, trở kháng vào là

$$Z_{in} = -jZ_0 \cot \beta \ell \quad (2.187c)$$

nó cũng là thuần ảo đối với bất kỳ chiều dài ℓ nào. Điện áp, dòng điện và điện kháng vào của đường truyền hở mạch được vẽ trên Hình 2.25.



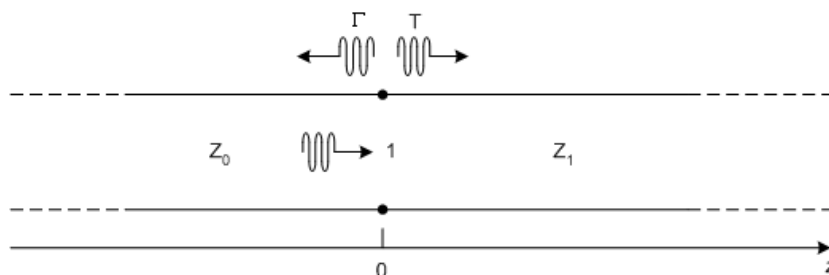
Hình 2.25: (a) Điện áp (b) dòng điện và (c) trở kháng ($R_{in} = 0$ hoặc ∞) biến đổi dọc đường truyền có tải hở mạch

Suy hao xen - Insertion loss

Bây giờ chúng ta xét một đường truyền có trở kháng đặc tính Z_0 cấp tín hiệu vào đường truyền có trở kháng đặc tính $Z_1 \neq Z_0$ như trên Hình 2.26. Nếu đường dây tải là dài vô hạn hoặc nếu nó

được kết cuối bởi trở kháng đặc tính của chính nó thì sẽ không có phản xạ từ đầu cuối của nó và khi đó trở kháng vào nhìn từ đường dây cấp tín hiệu là Z_1 , vì thế hệ số phản xạ Γ là

$$\Gamma = \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} \quad (2.188)$$



Hình 2.26: Phản xạ và truyền đi tại giao của hai đường truyền có trở kháng đặc tính khác nhau

không phải là tất cả sóng tới bị phản xạ mà một phần được truyền qua đường dây thứ hai với biên độ điện áp cho bởi hệ số truyền T .

Từ (2.168) điện áp khi $z < 0$ là

$$V(z) = V_0^+ (e^{-j\beta z} + \Gamma e^{j\beta z}), \quad \text{với } z < 0 \quad (2.189)$$

trong đó V_0^+ là biên độ của sóng điện áp tới trên đường dây thứ nhất. Sóng điện áp khi $z > 0$ khi không có mặt phản xạ chỉ có sóng đi và có thể được viết là

$$V(z) = V_0^+ T e^{-j\beta z}, \quad \text{với } z > 0 \quad (2.190)$$

Cân bằng các điện áp này tại $z = 0$ ta xác định được hệ số truyền T như sau

$$T = 1 + \Gamma = 1 + \frac{Z_1 - Z_0}{Z_1 + Z_0} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_0} \quad (2.191)$$

Hệ số truyền giữa hai điểm trong một mạch thường được biểu diễn theo dB là *suy hao xen* (IL),

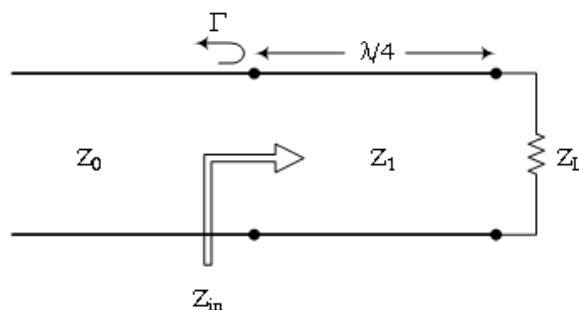
$$IL = -20 \log |T| \text{ dB} \quad (2.192)$$

2.5 Các đường truyền cộng hưởng và phản cộng hưởng

Trong phần này chúng ta sẽ xét đến các đường dây truyền sóng có chiều dài là một bội số nguyên lần của một phần tư bước sóng ($l = k\lambda/4$). Như trên đã thảo luận, khoảng cách giữa các điểm cực đại và cực tiểu của sóng đứng cách nhau một khoảng là $\lambda/4$ nên nếu tải là một ngắn mạch thì tại một điểm z cách tải $k\lambda/4$ sẽ là một hở mạch và ngược lại. Ngoài ra, nếu tải là bất kỳ thì ta có thể tìm được trở kháng vào của đường truyền tại một điểm z bất kỳ theo (2.185). Chúng ta cũng giả thiết đường dây là không tổn hao ($\alpha = 0, \gamma = j\beta, Z_1 \equiv R_1$) nhằm đơn giản hóa việc tính toán.

2.5.1 Đường truyền một phần tư bước sóng

Đường truyền một phần tư bước sóng có chiều dài $\ell = \lambda/4$ như trên Hình 2.27. Khi đó



Hình 2.27: Bộ chuyển đổi trở kháng một phần tư bước sóng

$$\beta\ell = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{4} = \frac{\pi}{2}$$

Theo (2.185) ta có

$$Z_{in} = \frac{Z_1^2}{Z_L} = \frac{Z_1^2}{R_L} \quad (2.193)$$

Ta nhận thấy rằng trở kháng tải Z_L tỷ lệ nghịch với trở kháng vào Z_{in} .

Nhận xét:

- Nếu tải hở mạch ($Z_L \rightarrow \infty$) thì $Z_{in} = 0$, tương đương với một ngắn mạch tại đầu vào đường truyền. Trở kháng này tương tự như trở kháng của một mạch LC nối tiếp tại tần số cộng hưởng $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, có trở kháng triệt tiêu, còn tại các tần số khác (bước sóng khác) trở kháng sẽ khác không. Vì vậy, đường dây $\lambda/4$ tải hở mạch được gọi là đường dây cộng hưởng.
- Nếu tải ngắn mạch ($Z_L = 0$) thì $Z_{in} \rightarrow \infty$, tương đương một hở mạch tại đầu vào đường truyền. Trở kháng vào Z_{in} lúc này tương đương như trở kháng của một mạch LC song song tại tần số cộng hưởng $\omega_0 = 1/\sqrt{LC}$, có trở kháng vô cùng lớn, còn tại các tần số khác (bước sóng khác), trở kháng Z_{in} sẽ hữu hạn. Vì vậy, đường dây $\lambda/4$ tải ngắn mạch được gọi là đường dây phản cộng hưởng (anti-resonance).
- Đặc biệt nếu $Z_L \equiv R_L$ thì $Z_{in} = R_{in}$. Lúc này nếu $R_L > R_0$ thì $R_{in} < R_0$ ta có bụng điện áp tại tải và nút điện áp tại ngõ vào. Ngược lại ta có nút điện áp tại tải và bụng điện áp tại ngõ vào.

Do các đặc tính trên mà một đường dây cộng hưởng hoặc phản cộng hưởng có thể được dùng trong các mạch ghép chọn lọc tần số, đường dây chêm phối hợp trở kháng hoặc đường dây trong mạch cấp nguồn cho các linh kiện tích cực, trong mạch lọc, mạch khuếch đại, mạch ghép định hướng, mạch chia công suất vv... mà chúng ta sẽ có dịp đề cập trong phần mạch siêu cao tần.

Một ứng dụng quan trọng của đường dây $\lambda/4$ là dùng làm mạch biến đổi trở kháng. Một đường truyền có trở kháng đặc tính Z_1 có chức năng biến đổi điện trở tải R_L thành một trở kháng

Z_{in} tại đầu vào đường dây. Do đó chúng có thể được dùng để phối hợp một tải thực R_L bất kỳ với một đường dây có trở kháng $Z_0 = Z_{in}$, với điều kiện trở kháng đặc tính của đường dây $\lambda/4$ là

$$Z_1 = \sqrt{Z_L \cdot Z_0} \quad (2.194)$$

Khi đó sẽ không có sóng đứng trên đường dây cấp tín hiệu (tức SWR=1) mặc dù sẽ có sóng đứng trên đoạn dây phối hợp $\lambda/4$. Ngoài ra ta cần chú ý rằng do tính chất tuần hoàn chu kỳ $\lambda/2$ của trở kháng vào của các đường dây không tổn hao nên các đặc tính trên của đường dây $\lambda/4$ cũng đúng cho các đường dây có chiều dài là một bội số lẻ lần $((2k+1)\lambda/4)$ của độ dài $\lambda/4$. Tuy nhiên phối hợp hoàn hảo chỉ đạt được ở một tần số và bất phối hợp sẽ xảy ra ở các tần số khác.

Điểm cần lưu ý ở đây là phương pháp phối hợp này chỉ áp dụng cho trở kháng tải thực mặc dù trở kháng tải phức dễ dàng có thể biến thành thực tại một tần số nào đó bằng việc chuyển đổi thông qua một đường dây độ dài thích hợp.

2.5.2 Đường truyền nửa bước sóng

Đường truyền nửa bước sóng có chiều dài $\ell = \lambda/2$. Do đó

$$\beta\ell = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} = \pi \quad (2.195)$$

Từ (2.185) ta suy ra $Z_{in} = Z_L$

Điều này có nghĩa là trở kháng đầu vào đường dây nửa bước sóng luôn bằng trở kháng tải ở cuối đường dây.

Nếu đầu cuối tải là một ngắn mạch ($Z_L = 0$) thì trở kháng vào Z_{in} cũng triệt tiêu (biểu hiện điểm nút điện áp), tương đương trở kháng vào của mạch cộng hưởng LC nối tiếp.

Nếu đầu cuối là tải là một hở mạch ($Z_L \rightarrow \infty$), trở kháng vào Z_{in} lớn vô cùng (điểm bụng điện áp), tương đương với trở kháng mạch phản cộng hưởng hay LC song song.

Các tính chất trên của đường truyền $\lambda/2$ cũng đúng với các đường truyền có chiều dài $k\lambda/2$

2.5.3 Trở kháng đường truyền khi tần số thay đổi

Các nhận xét về đường truyền cộng hưởng và phản cộng hưởng ở trên chỉ đúng với một tần số cơ bản (ứng với bước sóng λ) hoặc các hài tần của nó. Khi tần số thay đổi, trở kháng vào Z_{in} cũng thay đổi rất nhanh, nhất là đối với đường truyền phản cộng hưởng.

Chương 3

Đồ thị Smith

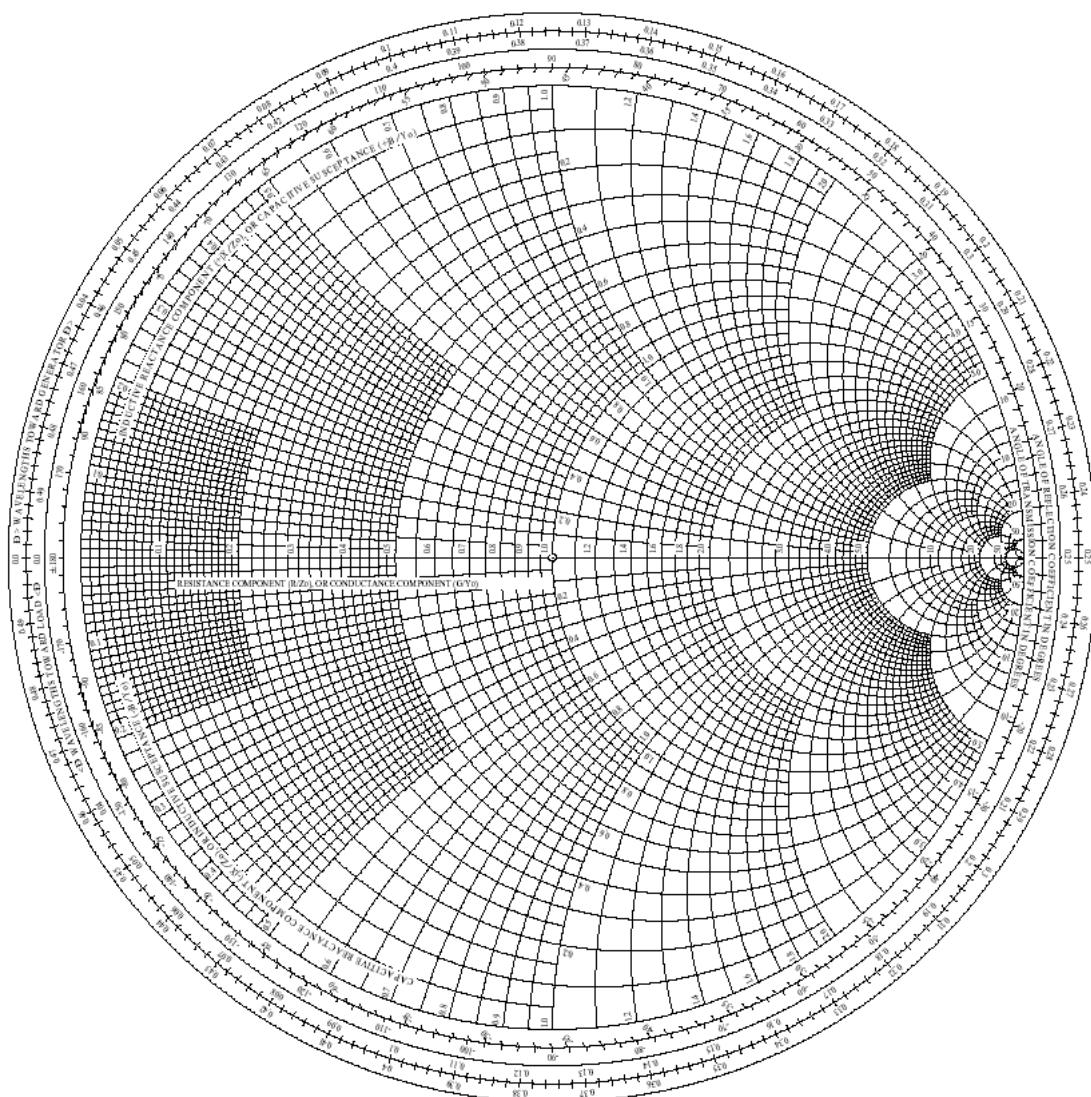
3.1 Cơ sở của đồ thị Smith

Trong kỹ thuật siêu cao tần, các bài toán phân tích và thiết kế các mạch điện hoạt động ở tần số siêu cao thường dẫn tới việc giải các hệ phương trình rất phức tạp. Điều này gây nhiều khó khăn cho người thiết kế, nhất là khi cần có ngay một lời giải cho các vấn đề kỹ thuật trong một khoảng thời gian sớm nhất.

Để đơn giản hóa việc tính toán, phép giải bằng đồ thị tỏ ra khá hiệu quả và nhanh chóng. Mặc dù kết quả có thể chưa đạt độ chính xác cao nhưng phép giải bằng đồ thị không những đơn giản mà còn giúp người thiết kế thực hiện các phép tính bằng những động tác biến đổi rất tượng hình, dễ hiểu.

Theo xu hướng đó, một số kiểu đồ thị trở kháng được hình thành nhằm giúp giải quyết việc phân tích mạch điện siêu cao tần từ kết cấu đơn giản như đường dây truyền sóng đến các mạch điện phức tạp hơn như mạch khuếch đại siêu cao tần, mạch phối hợp trở kháng, mạch dao động siêu cao tần vv... Tuy nhiên kiểu đồ thị được biết đến nhiều nhất và được sử dụng rộng rãi trong lĩnh vực vô tuyến và siêu cao tần là dạng đồ thị *hệ số phản xạ - trở kháng đường truyền* được xây dựng bởi Phillip H. Smith tại Bell Telephone Laboratories vào năm 1939 và được gọi là đồ thị Smith (Hình 3.1). Bạn đọc có thể nghĩ rằng ngày nay với sự ra đời của các máy tính có khả năng xử lý lớn, cách giải bằng đồ thị không còn chỗ đứng trong kỹ thuật hiện đại. Tuy nhiên đồ thị Smith còn có ý nghĩa hơn cả một kỹ thuật đồ họa. Bên cạnh việc là một phần không thể tách rời khỏi phần mềm thiết kế CAD và thiết bị đo hiện nay, đồ thị Smith tạo ra một công cụ hữu ích cho việc minh họa bằng hình ảnh các hiện tượng trên đường truyền, và cũng rất quan trọng trong đào tạo ngành kỹ thuật cao tần. Một kỹ sư siêu cao tần có thể phát triển trực giác của mình về đường truyền và các vấn đề phối hợp trở kháng bằng việc học cách tư duy và hiểu sâu sắc đồ thị Smith. Khi mới nhìn vào đồ thị Smith ở Hình 3.1 có thể thấy rất khó hiểu nhưng chìa khóa để dễ dàng hiểu được nó là ta nhận thức rằng đó là đồ thị tọa độ cực biểu diễn hệ số phản xạ điện áp Γ . Ta hãy biểu diễn hệ số phản xạ có độ lớn và pha theo dạng $\Gamma = |\Gamma|e^{j\theta}$. Khi đó độ lớn $|\Gamma|$ được vẽ với bán kính ($|\Gamma| \leq 1$) từ tâm của đồ thị và góc θ ($-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$) được đo từ đầu mút phải của đường kính nằm ngang. Bất kỳ một hệ số phản xạ nào có độ lớn $|\Gamma| \leq 1$ đều có thể được vẽ thành một điểm duy nhất trên đồ thị Smith.

Sự tiện dụng thực sự của đồ thị Smith là ở chỗ nó có thể được sử dụng để chuyển đổi các



Hình 3.1: Đồ thị Smith

hệ số phản xạ sang trở kháng chuẩn hóa (hay dẫn nạp chuẩn hóa) và ngược lại nhờ sử dụng các đường tròn trở kháng (hay dẫn nạp) in trên đồ thị. Khi làm việc với trở kháng trên đồ thị Smith, các đại lượng chuẩn hóa được sử dụng và chúng ta sẽ ký hiệu bằng chữ thường. Hằng số chuẩn hóa thường là trở kháng đặc tính của đường truyền sóng.

Một cách tổng quát đồ thị Smith được xây dựng dựa trên mối quan hệ giữa hệ số phản xạ $\Gamma(z)$ và trở kháng $Z(z)$ tại một điểm z bất kỳ nào đó trên đường dây truyền sóng đã được xây dựng trong Chương 2 và được nhắc lại ở đây như sau:

Trở kháng đường dây tại điểm z

$$Z(z) = Z_0 \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (3.1)$$

sau khi được chuẩn hóa theo trở kháng đặc tính của đường truyền sóng Z_0 , $z(z) = Z(z)/Z_0$ trở

thành

$$z(z) = \frac{1 + \Gamma(z)}{1 - \Gamma(z)} \quad (3.2)$$

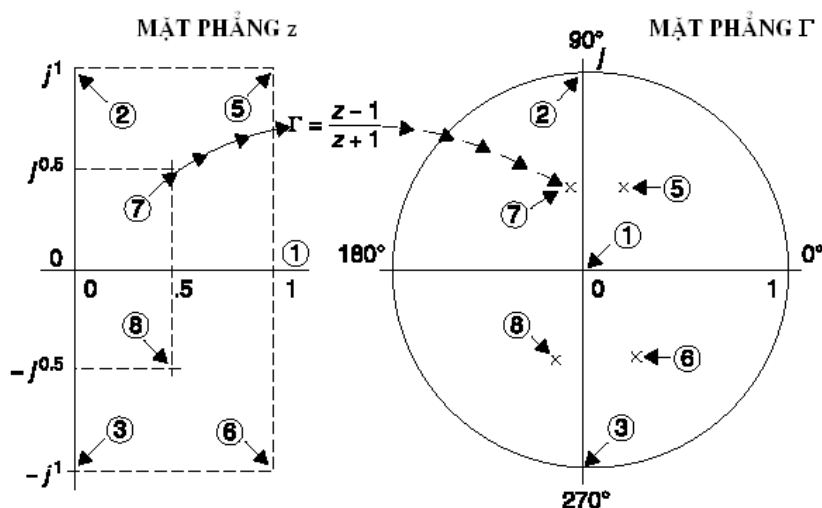
và hệ số phản xạ tại z

$$\Gamma(z) = \frac{Z(z) - Z_0}{Z(z) + Z_0} = \frac{z(z) - 1}{z(z) + 1} \quad (3.3)$$

Để đơn giản trong ký hiệu, từ nay ta bỏ đi ký hiệu z và coi Γ , Z đại diện cho hệ số phản xạ, trở kháng sóng tại điểm z trên đường dây và z đại diện cho trở kháng chuẩn hóa của đường dây tại z và ta viết lại mối quan hệ giữa hai đại lượng này như sau:

$$\Gamma = \frac{z - 1}{z + 1} \Leftrightarrow z = \frac{1 + \Gamma}{1 - \Gamma} \quad (3.4)$$

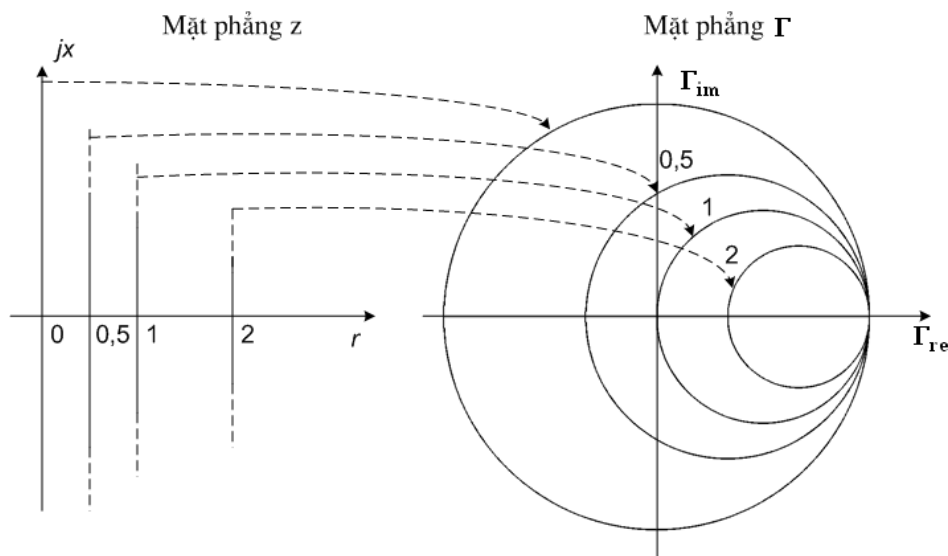
Quan hệ này đại diện cho ánh xạ giữa mặt phẳng trở kháng phức z và mặt phẳng hệ số phản xạ phức Γ , như chỉ ra trên Hình 3.2.



Hình 3.2: ánh xạ giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ

Một trở kháng phức $z = r + jx$ với điện trở dương ($r > 0$) được ánh xạ vào một điểm Γ nằm trong vòng tròn đơn vị trên mặt phẳng Γ , tức là thỏa mãn $|\Gamma| < 1$. Một đường dây thuần trở $z = r$ (một đường thẳng đứng trong mặt phẳng z Hình 3.3) được ánh xạ vào một vòng tròn trên mặt phẳng Γ và nằm hoàn toàn trong vòng tròn đơn vị nếu $r > 0$. Tương tự, một đường dây thuần kháng $z = jx$ (một đường nằm ngang trong mặt phẳng z - Hình 3.4) được ánh xạ vào một vòng tròn trên mặt phẳng Γ (một phần đường tròn này nằm trong vòng tròn đơn vị). Đồ thị Smith là một minh họa bằng đồ thị mặt phẳng Γ với một lưới gồm nhiều đường cong các vòng tròn điện trở và điện kháng có giá trị hằng nằm trong vòng tròn đơn vị.

Bất kỳ một điểm hệ số phản xạ Γ nào rơi vào giao điểm của một vòng tròn điện trở và một vòng tròn điện kháng (r, x) thì giá trị trở kháng tương ứng có thể được đọc trực tiếp thành $z = r + jx$. Trái lại, khi cho $z = r + jx$ và tìm giao điểm của các đường tròn (r, x) thì điểm phức Γ có thể được định vị và giá trị của nó được đọc từ các tọa độ cực hoặc tọa độ đề các.



Hình 3.3: Ánh xạ r giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ

3.2 Các đồ thị vòng tròn

Bây giờ chúng ta sẽ tìm cách xây dựng các đồ thị vòng tròn đã đề cập ở trên từ các biểu thức quan hệ giữa z và Γ . Trước tiên chúng ta hãy tìm biểu diễn toán học của các vòng tròn nói chung có tâm C , bán kính R trong mặt phẳng phức Γ như trong Hình 3.5. ở đây tọa độ của C , Γ là số phức còn bán kính R là số thực. Ta viết biểu thức véc tơ sau:

$$\vec{C\Gamma} = \vec{O\Gamma} - \vec{OC} \quad (3.5)$$

ta có thể viết dưới dạng module bình phương như sau

$$|\vec{C\Gamma}|^2 = |\vec{O\Gamma} - \vec{OC}|^2 \quad (3.6)$$

Trong đó $|\vec{C\Gamma}|$ chính là bán kính của đường tròn, còn $\vec{O\Gamma}$ và \vec{OC} là các số phức Γ và C . Ta có thể viết lại (3.6) như sau:

$$R^2 = |\Gamma - C|^2 = (\Gamma - C)(\Gamma^* - C^*) \quad (3.7)$$

(3.7) còn có thể viết lại thành

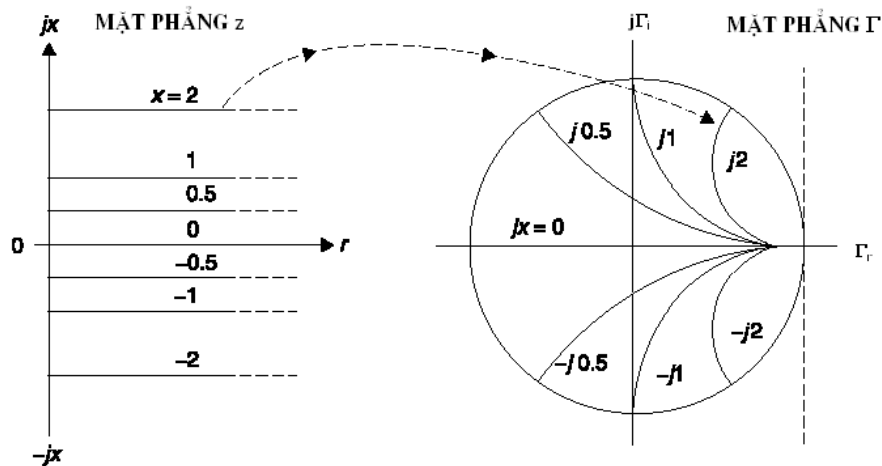
$$|\Gamma|^2 - C^*\Gamma - C\Gamma^* = R^2 - |C|^2 \quad (3.8)$$

Như vậy một vòng tròn tâm C bán kính R trong mặt phẳng phức Γ có thể được biểu diễn về mặt toán học theo biểu thức (3.8).

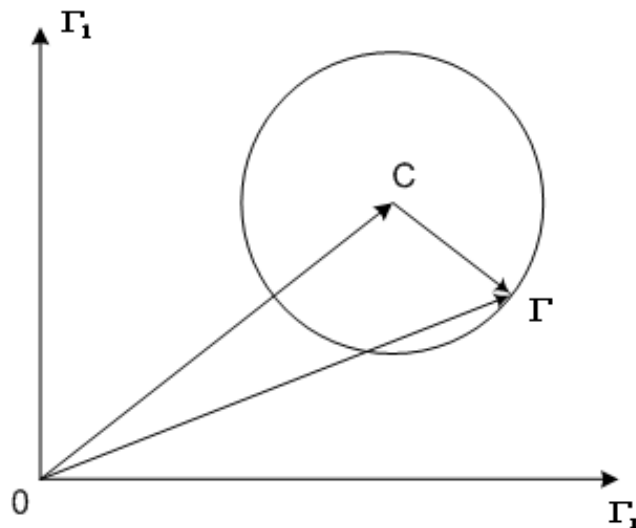
Bây giờ dựa trên biểu thức tổng quát (3.8) chúng ta đi tìm phương trình biểu diễn các vòng tròn điện trở và điện kháng trên đồ thị Smith.

Để xác định tâm và bán kính của các đường tròn điện trở và điện kháng chúng ta sử dụng kết quả rằng một đường tròn tâm C bán kính R trên mặt phẳng Γ có hai cách biểu diễn tương ứng sau:

$$|\Gamma|^2 - C^*\Gamma - C\Gamma^* = B \quad \Leftrightarrow \quad |\Gamma - C| = R, \quad \text{trong đó} \quad B = R^2 - |C|^2 \quad (3.9)$$



Hình 3.4: Ảnh xạ x giữa mặt phẳng z và mặt phẳng Γ



Hình 3.5: Biểu diễn vòng tròn trong mặt phẳng phức Γ

Đặt $z = r + jx$ trong phương trình (3.3) và tách riêng các phần thực và phần ảo chúng ta có thể biểu diễn r và x theo Γ như sau:

$$r = \operatorname{Re} z = \frac{1 - |\Gamma|^2}{|1 - \Gamma|^2}, \quad x = \operatorname{Im} z = \frac{j(\Gamma^* - \Gamma)}{|1 - \Gamma|^2} \quad (3.10)$$

(Lưu ý: kết quả trên là nhờ sử dụng phép biến đổi $|\Gamma|^2 = \Gamma_r^2 + \Gamma_i^2$ và $|1 - \Gamma|^2 = (1 - \Gamma_r)^2 + \Gamma_i^2$ và $j(\Gamma^* - \Gamma) = 2\Gamma_i$ với $\Gamma = \Gamma_r + j\Gamma_i$).

Đặc biệt, biểu thức cho phần điện trở ngụ ý rằng điều kiện $r > 0$ tương ứng với $|\Gamma| < 1$. Các đường tròn r, x đạt được bằng cách biểu diễn phương trình (3.10) theo dạng (3.9). Chúng ta có

$$r|\Gamma - 1|^2 = 1 - |\Gamma|^2 \quad \Rightarrow \quad r(|\Gamma|^2 - \Gamma - \Gamma^* + 1) = 1 - |\Gamma|^2$$

và sắp xếp lại các số hạng:

$$|\Gamma|^2 - \frac{r}{r+1}\Gamma - \frac{r}{1+r}\Gamma^* = \frac{1-r}{1+r} \Rightarrow \left| \Gamma - \frac{r}{1+r} \right|^2 = \frac{1-r}{1+r} + \frac{r^2}{(1+r)^2} = \left(\frac{1}{1+r} \right)^2 \quad (3.11)$$

Tương tự, chúng ta có

$$x|\Gamma - 1|^2 = j(\Gamma^* - \Gamma) \Rightarrow x(|\Gamma|^2 - \Gamma - \Gamma^* + 1) = j(\Gamma^* - \Gamma)$$

có thể được sắp xếp lại thành:

$$|\Gamma|^2 - \left(1 - \frac{j}{x}\right)\Gamma - \left(1 + \frac{j}{x}\right)\Gamma^* = -1 \Rightarrow \left| \Gamma - \left(1 + \frac{j}{x}\right) \right|^2 = -1 + \left(1 + \frac{1}{x^2}\right) = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (3.12)$$

Để tổng kết lại các đường tròn đẳng điện trở và đẳng điện kháng là:

$$\left| \Gamma - \frac{r}{1+r} \right| = \frac{1}{1+r} \quad (\text{các đường tròn điện trở}) \quad (3.13)$$

$$\left| \Gamma - \left(1 + \frac{j}{x}\right) \right| = \frac{1}{|x|} \quad (\text{các đường tròn điện kháng}) \quad (3.14)$$

hay ta có thể viết lại các phương trình (3.11) và (3.12) dưới dạng phương trình đường tròn quen thuộc trong chương trình toán phổ thông như sau:

$$\left(\Gamma_r - \frac{r}{1+r} \right)^2 + \Gamma_i^2 = \left(\frac{1}{1+r} \right)^2 \quad (3.15)$$

và

$$(\Gamma_r - 1)^2 + \left(\Gamma_i - \frac{1}{x} \right)^2 = \left(\frac{1}{x} \right)^2 \quad (3.16)$$

Vậy mỗi vòng tròn đẳng r là một vòng tròn trong mặt phẳng phức Γ có

- Tâm tại

$$\left(\frac{r}{1+r}, 0 \right)$$

- Bán kính

$$\frac{1}{1+r}$$

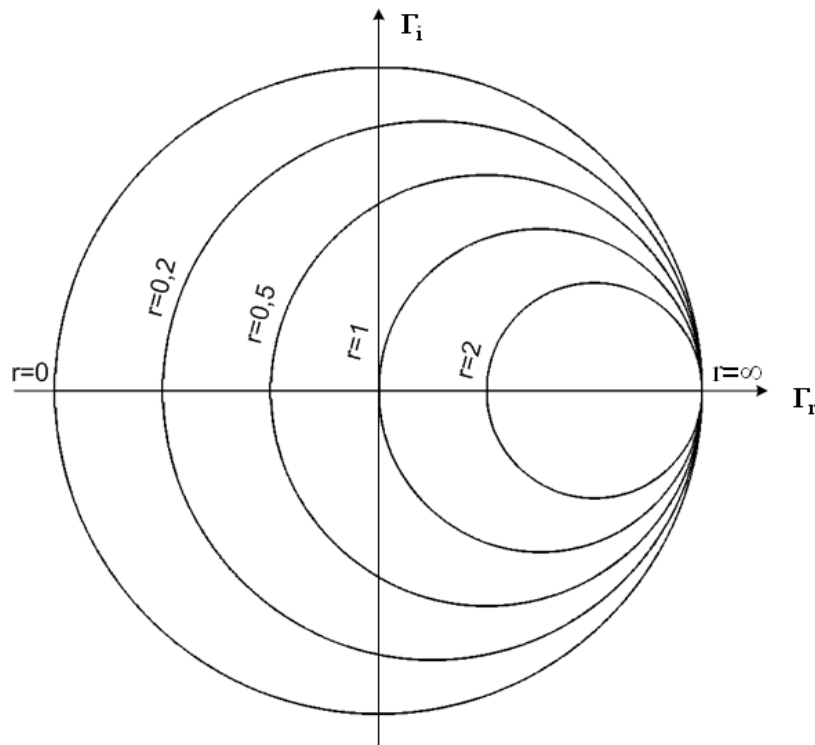
(ở đây ta luôn giả thiết $r \geq 0$)

Hình 3.6 biểu diễn các đường tròn đẳng r với các giá trị r khác nhau. Thực tế r của đường dây luôn dương hoặc bằng 0 nên ở đây ta chỉ xét họ các vòng tròn đẳng r với $0 \leq r < \infty$.

Ta có những nhận xét sau:

- Khi $r = 0$ đường tròn $r = 0$ có tâm tại $(0,0)$ bán kính đơn vị (1). Đây là đường tròn có tâm tại gốc tọa độ của mặt phẳng phức Γ và bán kính là 1. tất cả các giá trị của hệ số phản xạ trên đường tròn này đều tương ứng với trở kháng đường dây là thuần kháng (đoạn nối tắt, hở mạch, dung kháng hoặc cảm kháng) với thành phần điện trở bị triệt tiêu. Ta có thể kiểm chứng được rằng trong điều kiện trở kháng đường dây là thuần kháng hoặc bằng 0 (hay ∞) thì $|\Gamma| = 1$.
- Khi $r = 1$ ($R = Z_0$), ta có đường tròn đẳng $r = 1$ đi qua gốc tọa độ của Γ có tâm $(0.5,0)$ và bán kính 0.5. Đường tròn này có tâm nằm trên trục hoành Γ_r , hoành độ 0.5, bán kính 0.5. Ta nói rằng mọi điểm hệ số phản xạ Γ nằm trên vòng tròn đều tương ứng với trở kháng đường dây có phần thực R đúng bằng trở kháng chuẩn hóa Z_0 .
- Khi $r \rightarrow \infty$, đường tròn tương ứng có tâm tại $(1,0)$ bán kính 0. Đường tròn đẳng $r \rightarrow \infty$ biến thành một điểm trong mặt phẳng phức Γ nằm tại tọa độ $(1,0)$ nghĩa là tại $\Gamma=+1$. Đây là điểm tương ứng với trở kháng là một hở mạch.

Tâm của các đường tròn điện trở nằm trên một nửa dương của trục thực trên mặt phẳng Γ và nằm trong khoảng $0 \leq \Gamma \leq 1$. Khi $r = 0$, đường tròn điện trở là cả vòng tròn tâm nằm tại $\Gamma = 0$. Khi r tăng, bán kính trở nên nhỏ dần và tâm đường tròn này di chuyển về phía $\Gamma = 1$. Tâm các đường tròn điện kháng nằm trên tiếp tuyến của đường tròn đơn vị tại $\Gamma = 1$.



Hình 3.6: Các vòng tròn đẳng r trong mặt phẳng phức Γ

Bây giờ, cũng tương tự như các vòng tròn đẳng r , các vòng tròn đẳng x có phương trình (3.16) được vẽ trên Hình 3.7 với các giá trị $|x| = 0.5; 1; 2$. Lưu ý rằng trong khi giá trị của r

luôn dương ($r \geq 0$) thì x là giá trị điện kháng và có thể âm hoặc dương. Giá trị *dương* tương ứng với thành phần cảm kháng còn *âm* tương ứng với thành phần dung kháng. Vì vậy trong phương trình trên giá trị bán kính lấy theo giá trị tuyệt đối của x . Phương trình (3.16) cho thấy khi x là một hằng số nó sẽ trở thành một phương trình đường tròn có

- Tâm tại:

$$\left(1, \frac{1}{x}\right)$$

- Bán kính $1/|x|$

biểu diễn quan hệ giữa Γ_r và Γ_i .

Ta nhận thấy rằng tâm của các vòng tròn đẳng x luôn nằm trên một đường thẳng tiếp tuyến với vòng tròn đơn vị tại điểm $\Gamma = +1$ (Hình 3.7). Ngoài ra mọi đường tròn đẳng x luôn đi qua điểm $(1,0)$ trong mặt phẳng phức Γ . Mặt khác do hệ số phản xạ trên đường truyền (tải thụ động) $|\Gamma| \leq 1$ nên ta chỉ vẽ các phần của đường tròn đẳng x nằm trong vòng tròn đơn vị tức $|\Gamma| = 1$.

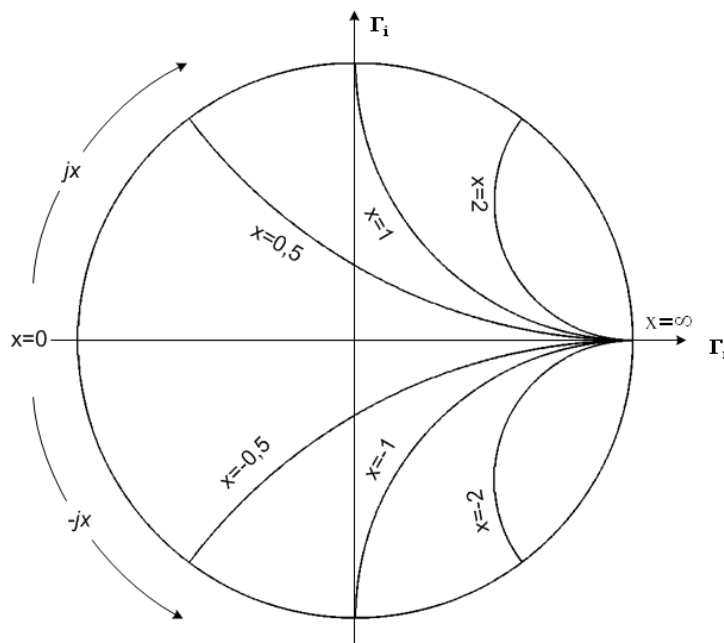
Các vòng tròn đẳng x đáng chú ý gồm :

- Khi $x = 0$ thì vòng tròn đẳng x có tâm tại $(1, \infty)$ và bán kính ∞ . Lúc này đường tròn đẳng $x = 0$ biến thành một đường thẳng và nằm trên trục hoành Γ_r của mặt phẳng phức Γ . Thật vậy, với trở kháng đường dây là thuần trở thì hệ số phản xạ Γ trở thành số thực.
- Khi $x \rightarrow \infty$ vòng tròn đẳng x này có tâm tại $(1,0)$, bán kính 0. Đường tròn đẳng $x \rightarrow \infty$ biến thành một điểm nằm tại điểm $(1,0)$ trong mặt phẳng phức Γ , nghĩa là tại điểm $\Gamma_r = +1$. Điểm này ứng với trở kháng tải là một hở mạch.
- Với các giá trị điện kháng x trái dấu, các đường tròn đẳng $|x|$ tương ứng sẽ đối xứng nhau qua trục hoành.

3.3 Đồ thị Smith

Đồ thị Smith là công cụ được sử dụng rất nhiều trong phân tích và thiết kế các mạch siêu cao tần. Ta có thể thực hiện nhiều phép tính toán trực tiếp trên đồ thị Smith, đơn giản chỉ bằng cách vẽ hình và đọc trị số mà không cần dùng các công cụ toán học khác. Hiểu sâu sắc và vận dụng nhuần nhuyễn đồ thị Smith giúp người thiết kế nắm được bản chất của mạch siêu cao tần, đồng thời đoán trước được kết quả thiết kế và các khó khăn trong chế tạo mạch.

Đồ thị Smith ban đầu được tạo ra như một công cụ hỗ trợ cho việc xác định trở kháng đầu vào của đường truyền, được xây dựng dựa trên phép biểu diễn trở kháng z trong mặt phẳng hệ số phản xạ Γ trong đó bao gồm các đường tròn đẳng r và đẳng x như đã thảo luận ở phần trên. Điều cần nhấn mạnh ở đây là về bản chất của đồ thị Smith - là một mặt phẳng phức Γ trên đó mỗi giá trị trở kháng chuẩn hóa $z = r + jx$ tại mỗi điểm chỉ là các giá trị gán ghép cho điểm (Γ) tương ứng đó mà thôi. Do đó, các phép toán về hệ số phản xạ Γ được thực hiện trực tiếp bằng các phép cộng (trừ) véctor, trong khi đó các phép toán về trở kháng chuẩn hóa z trở thành các phép đọc và cộng trị số trên đồ thị Smith.



Hình 3.7: Các vòng tròn đẳng x trong mặt phẳng phức Γ

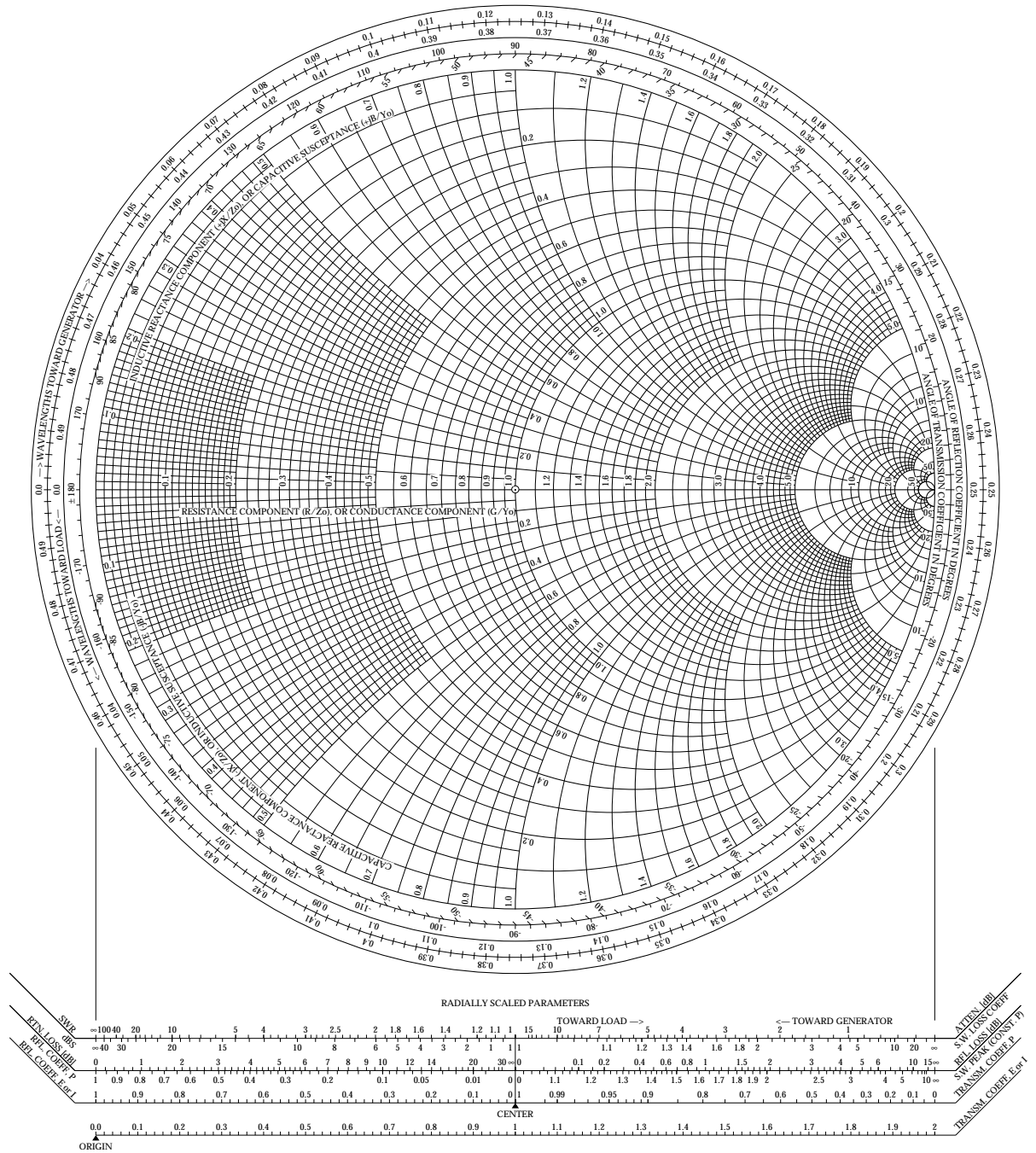
3.3.1 Mô tả đồ thị Smith

Đồ thị Smith chuẩn được cho trên Hình 3.8. Để có thể vận dụng tốt đồ thị này trong phân tích thiết kế mạch siêu cao tần chúng ta cần phải hiểu cặn kẽ về cấu trúc và ý nghĩa của các ký hiệu, các thang đo trị số và các phép tính, các phép biến đổi trên đồ thị Smith. Cụ thể như sau:

- Trước hết cần lưu ý rằng tất cả các giá trị trở kháng trên đồ thị Smith đều là trở kháng chuẩn hóa theo một giá trị trở kháng chuẩn hóa (Z_0) cho trước. Khi đọc được giá trị của z ta phải suy ra giá trị thực của trở kháng theo biểu thức $Z = z \times Z_0$.
- Đồ thị Smith nằm trong phạm vi vòng tròn đơn vị vì hệ số phản xạ Γ là một số phức có module nhỏ hơn hoặc bằng 1. Ta sẽ không xét các điểm Γ nằm ngoài phạm vi của đồ thị Smith.
- Các đường đẳng r là họ các vòng tròn có phương trình tham số r xác định bởi (3.15), mỗi vòng tròn tương ứng với một giá trị r duy nhất. Trên đồ thị Smith, giá trị r của mỗi vòng tròn đẳng r được đặt tên là "Thành phần điện trở (R/Z_0) hoặc thành phần điện dẫn (G/Y_0) - RESISTANCE COMPONENT (R/Z_0) OR CONDUCTANCE COMPONENT (G/Y_0)" và trị số của nó được ghi dọc theo trục hoành của đồ thị. Giá trị của r tăng từ 0 (ngắn mạch) đến ∞ (hở mạch).
- Các đường đẳng x là họ các vòng tròn có phương trình tham số x xác định bởi (3.16), mỗi vòng tròn tương ứng với một giá trị x duy nhất và chỉ phần nằm trong vòng tròn $|\Gamma|=1$ được vẽ trên đồ thị Smith. Có hai nhóm vòng tròn đẳng x
 - Với các giá trị x dương (cảm kháng), các đường tròn đẳng x nằm ở phía trên trục hoành của đồ thị. Giá trị của x tăng từ 0 đến ∞ , được ghi dọc theo chu vi của vòng

The Complete Smith Chart

Black Magic Design



Hình 3.8: Đồ thị Smith

tròn đơn vị ở nửa trên của trục hoành và được đặt tên là "Thành phần điện kháng cảm kháng ($+jX/Z_0$) hoặc Điện nạp dung kháng ($+jB/Y_0$) - INDUCTIVE REACTANCE COMPONENT ($+jX/Z_0$) OR CAPACITIVE SUSCEPTANCE ($+jB/Y_0$)".

- Với các giá trị x âm (dung kháng), các đường đẳng x nằm ở phía dưới trục hoành của đồ thị. Giá trị của x giảm dần từ 0 đến ∞ , được ghi dọc theo chu vi của vòng tròn đơn vị (chỉ ghi giá trị tuyệt đối $|x|$) ở nửa đồ thị phía dưới trục hoành và được đặt tên là "Thành phần điện kháng dung kháng ($-jX/Z_0$) hoặc Điện nạp cảm kháng ($-jB/Y_0$) - CAPACITIVE REACTANCE COMPONENT ($-jX/Z_0$) OR INDUCTIVE SUSCEPTANCE ($-jB/Y_0$)".
- Các đường đẳng r và các đường đẳng x hình thành họ các đường tròn trục giao với nhau. Giao điểm của một đường đẳng r với một đường đẳng x bất kỳ đều tương ứng với một trở kháng $z = r + jx$ đã chuẩn hóa theo Z_0 .
- Tâm của đồ thị Smith là giao điểm của đường đẳng $r = 1$ và đường đẳng $x = 0$ (trục hoành của đồ thị). Do đó nó tương ứng với trở kháng chuẩn hóa $z = 1$ (tức $Z = Z_0$). Điểm này đặc biệt quan trọng vì nó đại diện cho trường hợp tải hoàn toàn phối hợp trở kháng với đường dây hoặc mạch thiết kế được phối hợp trở kháng (sẽ đề cập đến ở các phần sau). Đây cũng là điểm có hệ số phản xạ $\Gamma = 0$ (có phối hợp trở kháng).
- Điểm mút trái của trục hoành của đồ thị Smith là giao điểm của đường đẳng $r = 0$ và đẳng $x = 0$, do đó nó tương ứng với trở kháng chuẩn hóa $z = 0$ (hay $Z = 0$) và điểm này đại diện cho một ngắn mạch. Đây cũng là điểm có hệ số phản xạ $\Gamma = -1$.
- Điểm mút bên phải của trục hoành của đồ thị Smith là điểm đặc biệt mà tất cả các đường đẳng r và đẳng x đều đi qua (mọi giá trị của r và x). Ta coi điểm này tương ứng với trở kháng chuẩn hóa $z \rightarrow \infty$ là một hở mạch. Đây cũng là điểm có hệ số phản xạ $\Gamma = +1$.
- Từ Chương 2 chúng ta đã biết hệ số phản xạ $\Gamma(x)$ tại điểm z bất kỳ trên đường truyền sóng có thể được suy ra từ hệ số phản xạ $\Gamma(0)$ tại tải và khoảng cách ℓ từ z tới tải

$$\Gamma(z) = \Gamma(0).e^{-2\gamma\ell} \quad (3.17)$$

Mặt khác, mỗi điểm trên đồ thị Smith đều tương ứng với một hệ số phản xạ trên đường dây. Do đó ta dễ dàng suy ra điểm $\Gamma(z)$ trên đồ thị Smith nếu đã biết vị trí của điểm $\Gamma(0)$ bằng cách xoay vòng trên một quỹ tích hình xoắn ốc quanh gốc tọa độ (đối với đường truyền không tổn hao thì quỹ tích là một đường tròn có tâm là tâm của đồ thị Smith). Biểu thức tổng quát cho hệ số phản xạ tại điểm z được viết lại như sau:

$$\Gamma(z) = \Gamma(0).e^{-2\alpha\ell}.e^{-j2\beta\ell} \quad (3.18)$$

Trong biểu thức trên, ℓ là khoảng cách từ điểm z đang khảo sát tới điểm tải $z = 0$.

Khi ℓ tăng một khoảng $\lambda/2$ thì điểm hệ số phản xạ Γ sẽ quay đúng một vòng quanh gốc tọa độ của đồ thị Smith. Trên đồ thị Smith, quanh vòng tròn chu vi có ghi thang chia độ từ -180° đến $+180^\circ$ tương ứng với góc quay của Γ khi di chuyển dọc theo đường truyền sóng. Như vậy khi di chuyển khoảng cách ℓ bất kỳ thì Γ sẽ quay một góc tương ứng là

$$\Delta\phi = 360^\circ \cdot \frac{\ell}{\lambda/2} = 720^\circ \cdot \frac{\ell}{\lambda} \quad (3.19)$$

Công thức (3.18) thường được sử dụng ứng với khoảng cách l khi di chuyển từ tải về nguồn. Tuy nhiên nó có thể được mở rộng cho trường hợp tổng quát: điểm khởi đầu ở vị trí bất kỳ trên đường truyền sóng và di chuyển về phía nguồn (l tăng) hoặc về tải (l giảm).

Vành đai bao quanh chu vi của đồ thị Smith ta còn thấy có hai vòng thang chia độ từ 0, 0.01, 0.02, ... 0.49 trên đó:

- Một vòng đánh số theo chiều kim đồng hồ từ 0 đến 0.49, tương ứng với "số lần bước sóng khi di chuyển về hướng nguồn" hay "WAVELENGTHS TOWARDS GENERATOR".
- Một vòng đánh số theo chiều ngược chiều kim đồng hồ từ 0 đến 0.49 tương ứng với "số lần bước sóng di chuyển về hướng tải" hay "WAVELENGTH TOWARDS LOAD"

Như vậy góc quay của hệ số phản xạ Γ khi di chuyển trên đường truyền sóng có thể được xác định theo đơn vị đo góc (độ) biến thiên từ -180^0 đến $+180^0$ hoặc theo số lần bước sóng biến thiên từ 0 đến 0.5 lần λ cho mỗi vòng quay, đồng thời chú ý về chiều quay:

- * Về hướng nguồn: Thuận chiều kim đồng hồ
- * Về hướng tải: Ngược chiều kim đồng hồ

Điều này có thể cho phép người thiết kế có thể vẽ, đo đạc và tính toán trực tiếp trên đồ thị Smith.

- Đối với đường truyền tải có tổn hao ($\alpha \neq 0$), khi di chuyển dọc theo đường truyền sóng theo (3.18) thì module của hệ số phản xạ Γ cũng biến thiên tỉ lệ với $e^{-2\alpha l}$. Điều này có nghĩa khi di chuyển về hướng nguồn (l tăng) thì $|\Gamma|$ giảm dần và khi di chuyển về phía tải (l giảm) thì $|\Gamma|$ tăng dần.
- Module của hệ số phản xạ $|\Gamma|$ tại bất kỳ điểm nào cũng có thể được xác định theo giá trị "Hệ số phản xạ - Reflection coefficient" ở phần dưới bên trái của đồ thị Smith. Giá trị này có thể được tính theo
 - Hệ số phản xạ điện áp $|\Gamma_v|$ (RFL. COEFF, E or I), với thang chia là tuyến tính biến thiên từ 0 đến 1.0.
 - Hệ số phản xạ công suất (RFL, COEFF, P) tỷ lệ với logarit của $|\Gamma_v|^2$, với thang chia logarit từ 0 đến 1.0.

- Hệ số sóng đứng S trên đường truyền không tổn hao cũng có thể được xác định theo đồ thị Smith. Trong phần trước, chúng ta đã biết rằng với đường truyền không tổn hao, giá trị của $|\Gamma|$ và S đều là hằng số trên suốt chiều dài của đường truyền.

Như vậy, các vòng tròn tâm là gốc tọa độ trên đồ thị Smith có thể được coi là các đường đẳng $|\Gamma|$ hoặc các đường đẳng S, mỗi vòng tròn tương ứng một giá trị của $|\Gamma|$ và một giá trị duy nhất của S.

Họ các đường đẳng S này không được vẽ cụ thể trên đồ thị Smith nhưng chúng ta có thể xác định chúng một cách dễ dàng nhờ thang giá trị "Hệ số sóng đứng - Standing Wave Ratio (SWR)" ở phần dưới bên trái của đồ thị. Giá trị này có thể được tính theo

- Hệ số sóng đứng ($S = \frac{V_{max}}{V_{min}}$), với thang giá trị từ 1 đến ∞ (Tỷ số điện áp)

- Hệ số sóng đứng tính theo dB (dBS), với thang giá trị từ 0 dB đến ∞

3.3.2 Đặc tính

Trong phần trên chúng ta đã mô tả chi tiết cấu trúc và các thang giá trị trên đồ thị Smith. Các mô tả đó cho chúng ta những hiểu biết để có thể sử dụng đồ thị Smith trong việc giải các bài toán đơn giản trong siêu cao tần. Tuy nhiên, đồ thị Smith còn nhiều đặc tính quan trọng khác giúp giải quyết nhiều bài toán phức tạp với nhiều phương án để chọn lựa và tìm lời giải tối ưu. Người sử dụng cần phải nắm vững thêm các đặc tính quan trọng này để khai thác triệt để phương pháp giải bằng đồ thị trong thời gian nhanh nhất. Chúng ta lần lượt khảo sát các đặc tính này.

Dẫn nạp trên đồ thị Smith

Chúng ta biết rằng quan hệ cơ bản để xây dựng đồ thị Smith là quan hệ giữa hệ số phản xạ Γ với trở kháng chuẩn hóa z được xác định theo (3.4). Từ đó ta cũng có thể xây dựng mối quan hệ giữa Γ và dẫn nạp chuẩn hóa y như sau:

- Định nghĩa dẫn nạp chuẩn là nghịch đảo của trở kháng chuẩn Z_0

$$Y_0 = \frac{1}{Z_0} \quad (3.20)$$

- Định nghĩa dẫn nạp chuẩn hóa theo dẫn nạp chuẩn

$$y = \frac{Y}{Y_0} = \frac{1/Z}{1/Z_0} = \frac{1}{Z/Z_0} = \frac{1}{z} \quad (3.21)$$

- Hệ số phản xạ Γ được tính theo (3.4) thành

$$\Gamma = \frac{z-1}{z+1} = \frac{\frac{1}{y}-1}{\frac{1}{y}+1} = -\frac{y-1}{y+1} \quad (3.22)$$

hay

$$y = \frac{1-\Gamma}{1+\Gamma} \quad (3.23)$$

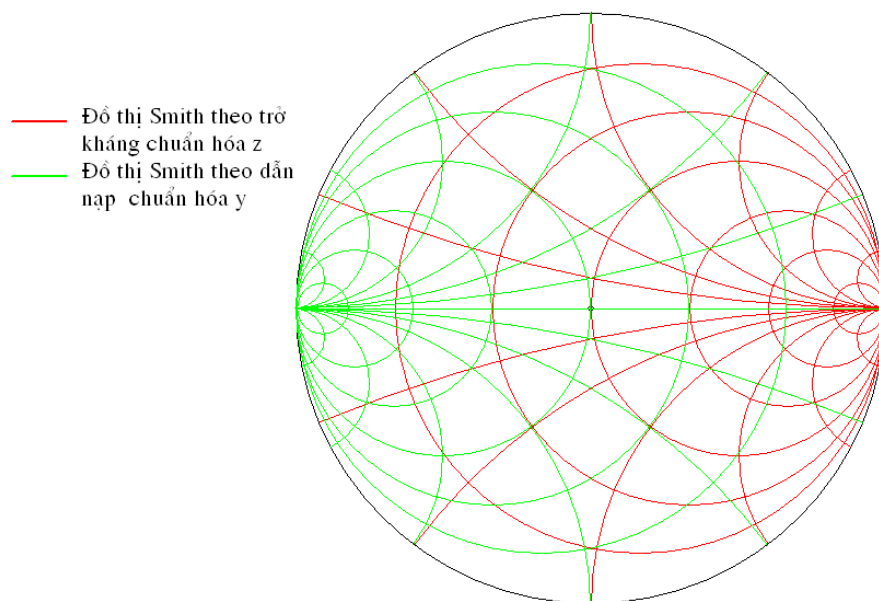
Quan hệ giữa Γ và y theo (3.22) và (3.23) là quan hệ tương đương, hay nói cách khác, mỗi điểm của hệ số phản xạ Γ trong mặt phẳng phức Γ tương ứng với một và chỉ một giá trị của dẫn nạp chuẩn hóa y . Do đó, ta cũng có thể gán cho mỗi điểm phức Γ một giá trị dẫn nạp chuẩn hóa y tương ứng (hoàn toàn tương tự như phép gán cho mỗi điểm Γ một giá trị chuẩn hóa z như đã trình bày ở phần trước), và ta có thể xây dựng đồ thị Smith theo dẫn nạp.

Mặt khác nếu so sánh (3.4) với (3.22) và (3.23) ta cũng nhận thấy rằng quan hệ giữa Γ và z hoàn toàn giống hệt như mối quan hệ giữa $(-\Gamma)$ với y . Điều này có nghĩa đồ thị Smith xây dựng

theo trở kháng chuẩn hóa z và đồ thị Smith xây dựng theo dẫn nạp chuẩn hóa y là đối xứng nhau qua gốc tọa độ của mặt phẳng phức Γ .

Nói cách khác, đồ thị Smith theo dẫn nạp chuẩn hóa y được suy ra từ đồ thị Smith theo trở kháng chuẩn hóa z bằng một trong hai cách sau

- Lấy đối xứng toàn bộ đồ thị Smith qua gốc tọa độ (Hình 3.9)



Hình 3.9: Đồ thị Smith hỗn hợp

- Giữ nguyên đồ thị Smith nhưng lấy đối xứng của điểm hệ số phản xạ đang xét Γ qua gốc tọa độ thành điểm hệ số phản xạ $-\Gamma$ (Hình 3.10)

Trên Hình 3.9, đồ thị Smith theo trở kháng chuẩn hóa (đường màu đỏ) được lấy đối xứng qua gốc tọa độ để có đồ thị Smith theo dẫn nạp chuẩn hóa (đường màu xanh lá cây). Một điểm Γ trên đồ thị này cũng chính là điểm Γ trên đồ thị kia và ngược lại. Trên Hình 3.10, điểm Γ được lấy đối xứng qua gốc 0 thành điểm $(-\Gamma)$, còn các thang đo trên đồ thị Smith không thay đổi. Có nghĩa là giá trị đọc được trên đồ thị Smith trở kháng tại điểm $-\Gamma$ sẽ chính là giá trị của dẫn nạp chuẩn hóa $y(g,b)$ với $y = g + jb$, và $y = 1/z$.

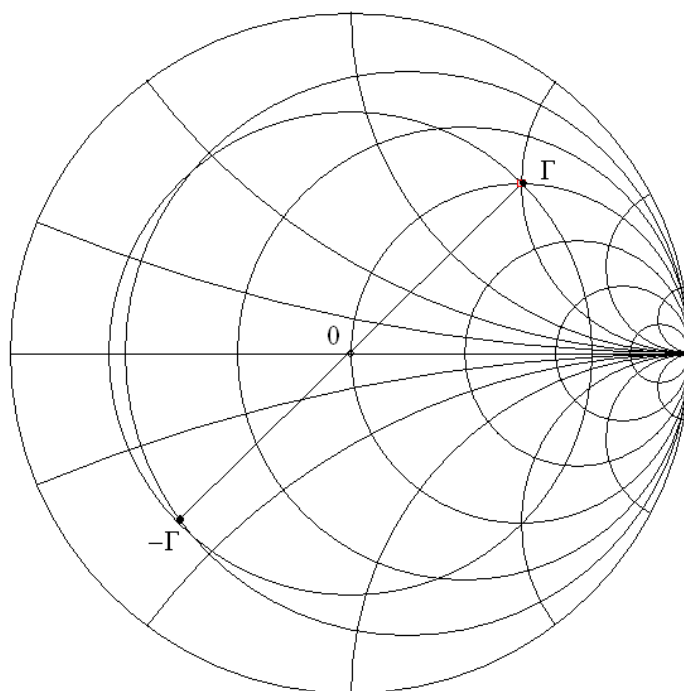
Chú ý nếu trở kháng chuẩn hóa z có thể được viết

$$z = r + jx \quad (3.24)$$

thì dẫn nạp chuẩn hóa y cũng được viết tương tự

$$y = g + jb \quad (3.25)$$

Trong đó :



Hình 3.10: Lấy đối xứng Γ qua gốc tọa độ

- $g = G/Y_0$ - gọi là điện dẫn chuẩn hóa
- $b = B/Y_0$ - gọi là điện nạp chuẩn hóa

Như vậy, trên đồ thị Smith theo trở kháng chuẩn hóa ta có các đường đẳng r và đẳng x thì trên đồ thị Smith theo dẫn nạp chuẩn hóa, các đồ thị vòng tròn giống hệt như trên sẽ trở thành các đường đẳng g và đẳng b . Các thang trị số trên đồ thị không thay đổi (giá trị $r \Leftrightarrow$ giá trị g ; giá trị $x \Leftrightarrow$ giá trị b).

Phương pháp biến đổi đồ thị Smith theo trở kháng chuẩn hóa thành đồ thị Smith theo dẫn nạp chuẩn hóa và ngược lại cho phép tính toán trực tiếp trên đồ thị Smith các mạch điện gồm các phần tử ghép nối tiếp và song song hỗn hợp. Về ứng dụng cụ thể sẽ được trình bày trong các phần sau.

Một hệ quả thú vị của đặc tính trở kháng - dẫn nạp là chúng ta có thể vận dụng để tìm nghịch đảo của một số phức bất kỳ.

Giả sử ta có một số phức bất kỳ $z = r + jx$, với điều kiện $r \geq 0$. Cần tìm số phức nghịch đảo $y = 1/z = 1/(r + jx)$.

Thật vậy, ta chỉ cần gán cho số phức z một trở kháng chuẩn hóa tương ứng với điểm Γ trên đồ thị Smith (giao điểm của đường đẳng r và đường đẳng x). Lấy đối xứng của điểm Γ qua gốc tọa độ trở thành điểm $(-\Gamma)$. Đọc các giá trị của đường đẳng g (tức là r trên đồ thị Smith theo trở kháng) và đường đẳng b (x trên đồ thị Smith theo trở kháng) đi qua điểm $(-\Gamma)$ trên, kết quả thu được

$$y = g + jb = \frac{1}{z} = \frac{1}{(r + jx)} \quad (3.26)$$

Với số phức $z = r + jx$ có $r < 0$, ta chỉ cần đặt

$$z' = -z = (-r) + j(-x) = r' + jx' \text{ với } r' = -r \text{ và } x' = -x \quad (3.27)$$

Tìm nghịch đảo của z' thành $y' = g' + jb' = 1/z'$ sau đó tìm lại số phức nghịch đảo của z là

$$y = \frac{1}{z} = g + jb = (-g') + j(-b') \quad (3.28)$$

với $g = -g'$ và $b = -b'$.

Ví dụ 3.1. *Tìm dẫn nạp của tải có trở kháng $Z_L = 100 + j50 \Omega$ bằng đồ thị Smith.*

Giải: Trước tiên ta chọn trở kháng chuẩn hóa là $Z_0 = 50 \Omega$. Khi đó trở kháng chuẩn hóa là $z_L = 2 + j1$. Trên đồ thị Smith trở kháng ta tìm được điểm z_L là giao của đường tròn $r=2$ và $x=1$. Vẽ vòng tròn SWR. Chuyển đổi sang dẫn nạp có thể được thực hiện bằng cách xoay điểm z_L quanh vòng tròn SWR một đoạn $\lambda/4$ (thường được thực hiện bằng cách kẻ đường thẳng nối điểm z_L với tâm đồ thị và tìm giao của đường thẳng này với vòng tròn SWR). Đồ thị này bây giờ có thể được xem là đồ thị dẫn nạp và dẫn nạp của tải có thể được đọc trực tiếp trên đồ thị có thang đo $g = r$ và $b = x$ và kết quả là $y_L = 0.4 - j0.2$.

Do $Y_L = y_L \cdot Y_0 = y_L/Z_0$ nên $Y_L = 0.008 - j0.004 \text{ S}$.

Ngoài cách kể trên chúng ta có thể sử dụng đồ thị zy kết hợp, ở đó sự chuyển đổi giữa trở kháng và dẫn nạp được thực hiện chỉ bằng việc đọc các thang đo thích hợp. Vẽ điểm z_L trên thang đo trở kháng và đọc thang đo dẫn nạp tại cùng điểm này cho ta $y_L = 0.4 - j0.2$. và cũng tương tự như trên ta tìm được $Y_L = 0.008 - j0.004 \text{ S}$

Ví dụ 3.2. *Tại tải kết cuối của một đường truyền trở kháng đặc tính 100Ω có hệ số phản xạ là $\Gamma = 0.56 + j0.215$. Tìm trở kháng tải?*

Giải: Để giải bài toán này bằng đồ thị Smith, trước tiên chúng ta chuyển đổi hệ số phản xạ sang biểu diễn trên tọa độ cực, $\Gamma = 0.60 \angle 21^\circ$, sau đó vẽ điểm này trên đồ thị (Hình 3.11). Độ lớn bán kính của vòng tròn $|\Gamma| = 0.6$ được đo bằng compa lấy khẩu độ 0.6 từ thang đo hệ số phản xạ điện áp bên dưới đồ thị Smith. Vòng tròn này được vẽ trên Hình 3.11. Sau đó vẽ đường bán kính từ tâm đồ thị với góc pha là 21° ghi bên rìa của đồ thị. Giao của đường này với vòng tròn bán kính 0.6 cho ta trở kháng tải chuẩn hóa là

$$z_L = 2.6 + j1.8$$

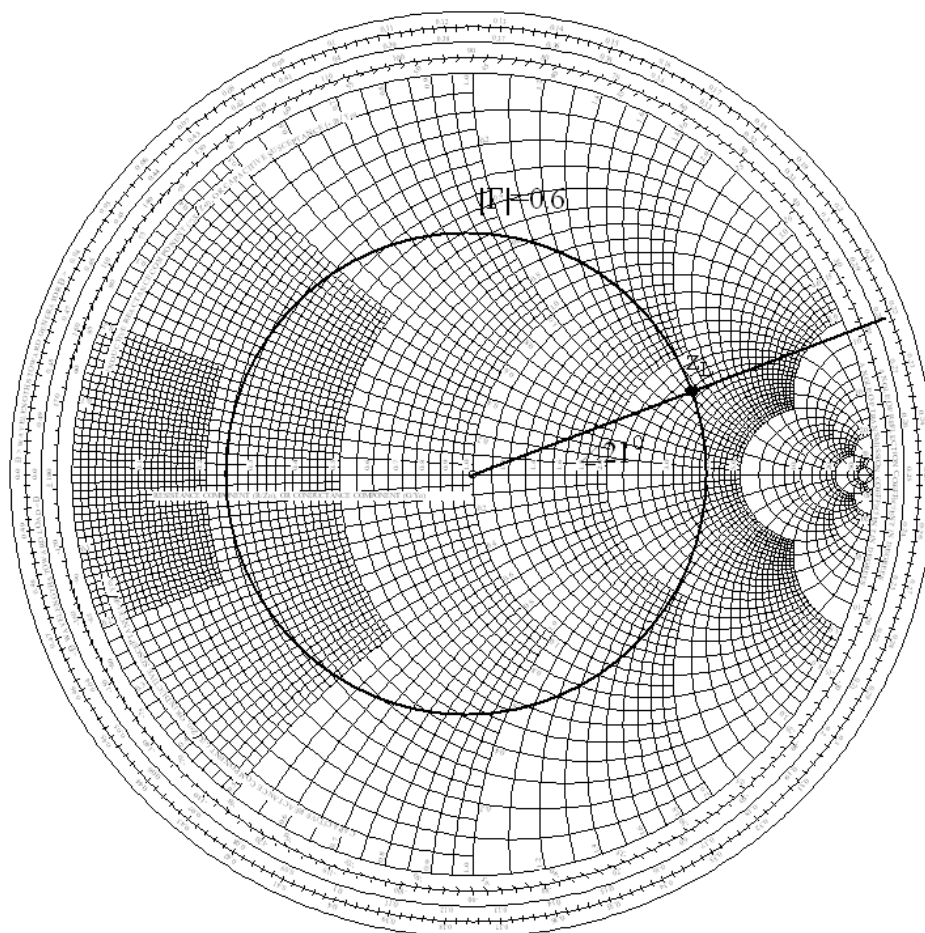
Trở kháng tải thực tế là

$$Z_L = Z_0 z_L = 260 + j180$$

Ví dụ 3.3. *Một đường dây 50Ω được kết cuối bởi tải có trở kháng $Z_L = 80 - j40 \Omega$. Tìm suy hao phản hồi (Return loss), hệ số sóng đứng S (SWR) và hệ số phản xạ tại tải.*

Giải: Trở kháng tải chuẩn hóa là

$$z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 1.60 - j0.80,$$



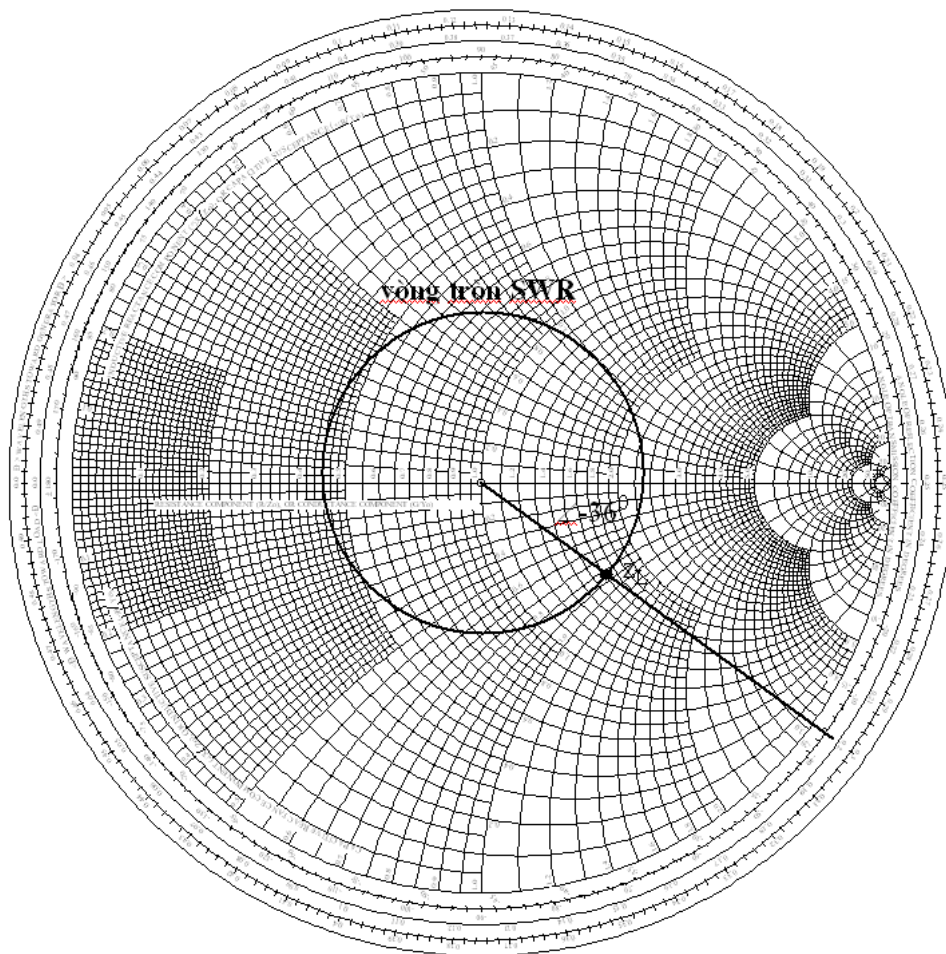
Hình 3.11: Đồ thị Smith minh họa ví dụ 2

được vẽ trên đồ thị Smith (Hình 3.12). Dùng compa và thang hệ số phản xạ điện áp dưới đồ thị Smith chuẩn, độ lớn của hệ số phản xạ được tìm thấy là $|\Gamma| = 0.36$. Cùng khẩu độ compa này có thể được áp dụng cho thang hệ số sóng đứng SWR, cho ta $\text{SWR} = 2.2$ và áp dụng cho thang suy hao phản hồi (theo dB) cho $\text{RL} = 8.7$ dB. Góc của hệ số phản xạ đọc được từ thang đo phía ngoài của đồ thị là -36° . Nếu một vòng tròn được vẽ qua điểm trở kháng tải, hệ số sóng đứng có thể được đọc từ giao của đường tròn này với trục hoành khi $r > 1$. Vòng tròn như vậy được gọi là vòng tròn SWR, do SWR là hằng số tại mọi điểm trên vòng tròn này.

Ví dụ 3.4. Một cáp đồng trục trở kháng đặc tính $Z_0 = 75\Omega$ có độ dài $l = 2.0\text{cm}$ và được kết cuối bởi một trở kháng tải $Z_L = 37.5 + j75\Omega$. Giả thiết hằng số điện môi của cáp là 2.56 và tần số hoạt động là 3.0 GHz, tìm trở kháng vào của cáp và SWR trên đường truyền.

Giải: Trở kháng tải chuẩn hóa là $z_L = 0.5 + j1.0$ có thể được vẽ trên đồ thị Smith (Hình 3.13). Vòng tròn SWR khi đó được vẽ qua điểm này và đọc được là 4.3. Đến đây chúng ta biết rằng trở kháng vào chuẩn hóa nằm ở đâu đó dọc đường tròn SWR. Vẽ đường bán kính qua điểm tải cho ta vị trí tham chiếu của tải trên thang WTG và đọc được là 0.135λ . Giờ ta phải di chuyển về hướng nguồn (thuận chiều kim đồng hồ) một độ dài điện (electrical distance) tương đương với độ dài đường dây. Bước sóng trên cáp đồng trục là

$$\lambda = \frac{v_p}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^9 \sqrt{2.56}} = 6.25 \text{ cm.}$$



Hình 3.12: Đồ thị Smith minh họa ví dụ 3

Độ dài điện của đường dây khi này là

$$\ell = \frac{2.0}{6.25} = 0.32\lambda$$

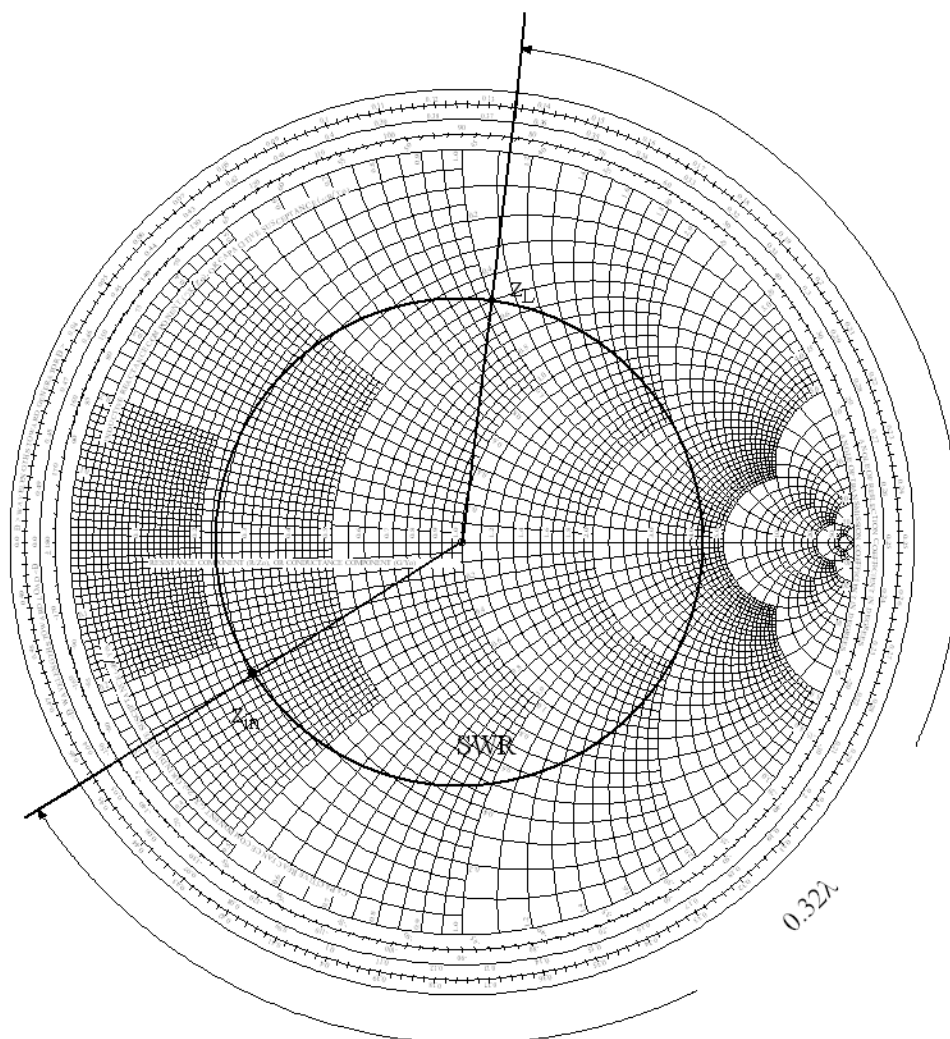
Bổ sung độ dài này vào vị trí khởi điểm 0.135λ cho ta 0.455λ . Một đường bán kính qua điểm này trên thang WTG giao với vòng tròn SWR tại $z_{in} = 0.25 - j0.28$. Khi đó trở kháng vào đoạn cáp sẽ là $Z_{in} = Z_0 z_{in} = 18.75 - j21.0 \Omega$

Bụng sóng và nút sóng trên đồ thị Smith

Trong Chương 2 chúng ta đã biết khi có sóng đứng trên đường dây, các điểm bụng sóng và nút sóng điện áp xảy ra tuần hoàn dọc theo chiều dài đường dây với chu kỳ khoảng cách là $\lambda/2$.

Tại điểm bụng sóng điện áp (điểm nút dòng điện) theo các biểu thức (2.178) và (2.179), trở kháng đường dây sẽ đạt cực đại thuần trở và giá trị chuẩn hóa là

$$r_{max} = S \quad (3.29)$$



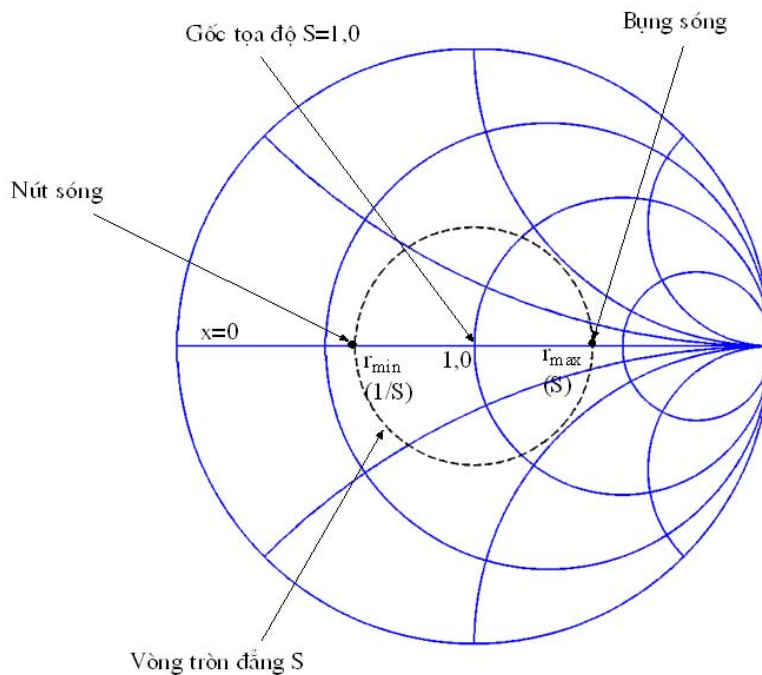
Hình 3.13: Đồ thị Smith minh họa ví dụ 4

Tại điểm nút sóng điện áp (bụng sóng dòng điện) theo các biểu thức (2.180) và (2.181), trở kháng đường dây sẽ đạt cực tiểu thuần trở và giá trị chuẩn hóa là

$$r_{min} = \frac{1}{S} \quad (3.30)$$

Trên đồ thị Smith, khi có sóng đứng, hệ số phản xạ Γ sẽ di chuyển trên vòng tròn đẳng S có tâm là gốc tọa độ, bán kính được xác định trên thang giá trị của S (hay SWR) trên đồ thị Smith chuẩn. Giao điểm của đường tròn đẳng S này với trục hoành của đồ thị Smith (đường đẳng $x = 0$) là các điểm mà tại đó trở kháng đường dây là thuần trở. Đây chính là các điểm tương ứng với trở kháng đường dây tại bụng sóng và nút sóng. Cụ thể là:

- Giao điểm của vòng tròn đẳng S với nửa bên trái trục hoành sẽ là điểm nút sóng điện áp (Hình 3.14) và trở kháng đường dây tại đó là $r_{min} = \frac{1}{S}$.
- Giao điểm của vòng tròn đẳng S với nửa bên phải của trục hoành sẽ là điểm bụng sóng điện áp và trở kháng tại đó là $r_{max} = S$



Hình 3.14: Bụng và nút sóng trên đồ thị Smith

Nhờ đặc tính này ta có thể suy ra trở kháng tải Z_L tại đầu cuối đường dây bằng cách đo hệ số sóng đứng S trên đường dây ($S=V_{max}/V_{min}$) và khoảng cách từ các điểm bụng sóng (hoặc nút sóng) tới tải. Biết được giá trị của S ta suy ra vị trí của điểm bụng sóng (hoặc nút sóng) ở giao điểm bên phải (hoặc bên trái) của đường đẳng S với trục hoành. Từ đó, xoay ngược chiều kim đồng hồ (về phía tải - TOWARD LOAD) dọc theo đường đẳng S một góc quay tương ứng với khoảng cách từ điểm bụng (hoặc nút) điện áp đến tải ta sẽ tìm được điểm Γ_L tương ứng với Z_L . Từ đó tìm được Z_L . Lưu ý rằng trong quá trình xoay trên, khoảng cách từ điểm bụng (hoặc nút) điện áp tới tải phải được tính theo số số lần bước sóng. Phép tính trên hoàn toàn được thực hiện bằng những thao tác trên đồ thị Smith mà không dùng công thức tính toán nào.

Chú ý:

- Do $r_{min} = 1/r_{max}$ (từ (3.29) và (3.30)) nên thang trị số của r ở nửa bên trái của trục hoành là nghịch đảo của thang trị số của r ở nửa bên phải.
- Cũng do $r_{max}=S$ nên thang trị số của r ở nửa bên phải trục hoành cũng trùng với thang trị số của S ở phần dưới bên trái của đồ thị Smith (thang SWR).

3.4 Ứng dụng cơ bản của đồ thị Smith

Đồ thị Smith là một công cụ hỗ trợ đắc lực cho việc thiết kế, tính toán và phân tích mạch điện siêu cao tần. Trong phần này chúng ta sẽ xét một vài ứng dụng cơ bản của đồ thị Smith, qua đó

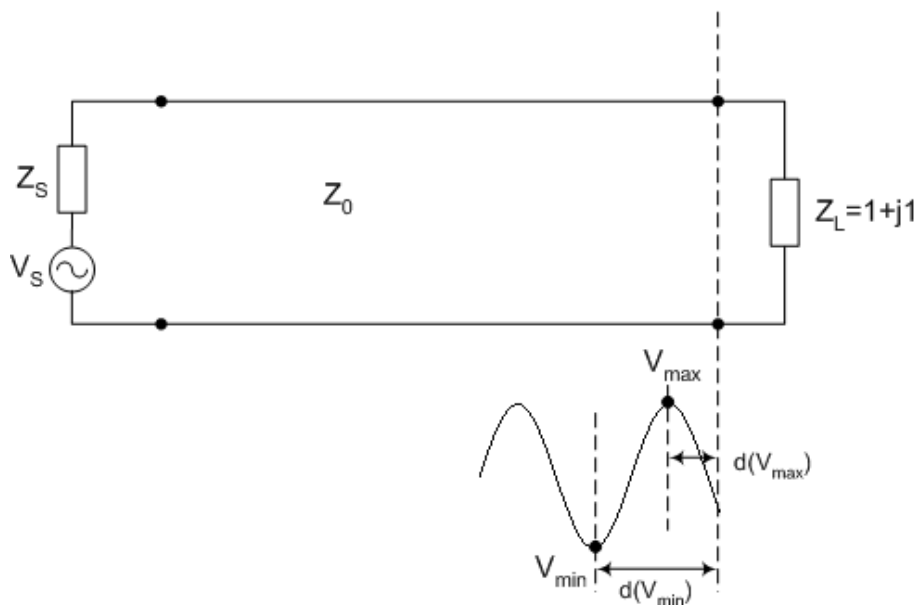
sẽ cho thấy mọi việc tính toán dựa trên các công thức đều được thay thế bằng động tác vẽ và đo trực tiếp trên đồ thị Smith đem lại kết quả trực tiếp và nhanh chóng bằng việc đọc các trị số trên đồ thị. Các ứng dụng trong trường hợp cụ thể sẽ tùy thuộc vào sự vận dụng linh hoạt của người sử dụng.

3.4.1 Tính hệ số sóng đứng, hệ số phản xạ và trở kháng đường dây

Trên đường truyền sóng (có tổn hao hoặc không tổn hao), nếu biết giá trị trở kháng tải chuẩn hóa z_L ở đầu cuối dây (hoặc trở kháng đường dây chuẩn hóa $z(z_0)$ tại điểm z_0 xác định trước), ta luôn có thể suy ra giá trị của hệ số sóng đứng S , hệ số phản xạ $\Gamma(z)$ và trở kháng đường dây chuẩn hóa $z(z)$ tại điểm z bất kỳ trên đường dây, với vị trí của z được xác định tương đối so với điểm tải (hoặc điểm z_0).

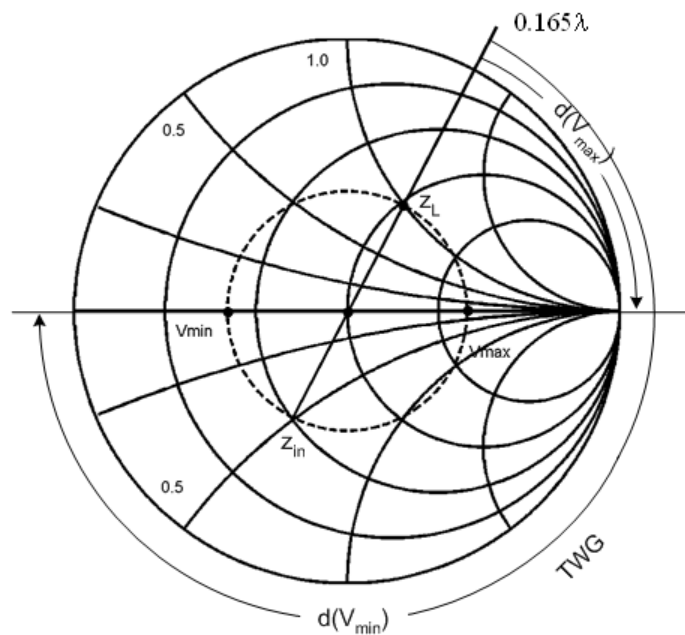
Tất cả các tính toán trên đều được thực hiện trực tiếp trên đồ thị Smith mà không cần sử dụng các công thức phức tạp.

Vi dụ 3.5. Giả sử có một đường truyền sóng không tổn hao, trở kháng đặc tính Z_0 , chiều dài l , đầu cuối kết nối bởi tải chuẩn hóa $z_L = \frac{Z_L}{Z_0} = 1 + j1$ (Hình 3.15). Biết rằng bước sóng lan truyền là $\lambda = 5 \text{ cm}$, tìm vị trí các điểm bụng và nút điện áp đầu tiên kể từ tải tức $d(V_{max})$ và $d(V_{min})$ và hệ số sóng đứng S trên đường dây. Tìm trở kháng đường dây chuẩn hóa tại điểm cách tải một đoạn $d = \lambda/4 = 125 \text{ cm}$.



Hình 3.15: Mạch điện minh họa ví dụ 3.5

Giải: Vẽ điểm $z_L = 1 + j1$ trên đồ thị Smith (giao điểm của đường $r = 1, x = 1$). Vẽ đường bán kính đi qua z_L cắt vòng tròn chu vi của đồ thị (vòng tròn WTG) tại 1 điểm. Trên thang WTG, trị số đọc được là 0.165λ (điểm tham khảo của tải). Vẽ vòng tròn đẳng S (vòng tròn có tâm là tâm đồ thị Smith) qua điểm z_L . Sử dụng thang đo SWR phía dưới ta xác định được $S = 2.6$ (hoặc cũng có thể sử dụng thang đo r ở nửa bên phải trục hoành của đồ thị)



Hình 3.16: Đồ thị Smith minh họa ví dụ 3.5

Tiếp theo ta đi tìm điểm bụng và nút điện áp. Trước tiên ta tìm giao của vòng tròn đẳng S với hoành độ của đồ thị và xác định được 2 điểm V_{max} (bên phải) và V_{min} (bên trái trục hoành) trên Hình 3.16. Tọa độ các điểm này trên thang WTG tương ứng là 0.25λ và 0.5λ . Như vậy ta xác định được khoảng cách từ tải tới điểm bụng điện áp là $d(V_{max})=0.25\lambda-0.165\lambda=0.085\lambda=0.085\times 5\text{ cm}=0.425\text{ cm}$ và khoảng cách từ tải đến điểm nút điện áp là $d(V_{min})=0.5\lambda-0.165\lambda=0.335\lambda=0.335\times 5\text{ cm}=1.675\text{ cm}$.

Cuối cùng để tìm trở kháng đường dây chuẩn hóa tại điểm cách tải một đoạn $d=\lambda/4=125\text{ cm}$ ta làm như sau: Từ điểm tham chiếu của tải ta di chuyển dọc theo vòng tròn đẳng S theo hướng về nguồn (TWG) một đoạn là $\lambda/4$, hay đơn giản là lấy đối xứng điểm z_L qua gốc tọa độ ta xác định được điểm z_{in} trên vòng tròn S . Đọc giá trị r và x trên đồ thị ta được $z_{in}=0.5-j0.5$.

Tương tự ta có thể tìm được trở kháng đầu vào của đường dây z_{in} tại bất kỳ điểm nào nếu biết trở kháng tải z_L và khoảng cách từ điểm đó tới tải.

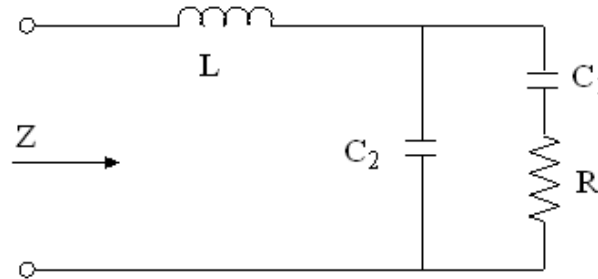
3.4.2 Tính trở kháng mạch phức hợp

Mạch phức hợp trong phạm vi môn học này được hiểu là mạch điện bao gồm nhiều phần tử thụ động tuyến tính gồm điện trở R , điện dung C và điện cảm L được ghép hỗn hợp với nhau. Tại một tần số cho trước, trở kháng hoặc dẫn nạp của một mạch phức hợp có thể được xác định bằng các công thức toán học của định luật Ôm.

Phép toán trên có thể được thực hiện trực tiếp trên đồ thị Smith chỉ bằng cách vẽ và đo mà không cần dùng công thức toán học nào. Tuy nhiên, điều này đòi hỏi người thực hiện phải sử dụng thành thạo đồ thị Smith, nhất là các phép biến đổi trở kháng - dẫn nạp trên đồ thị Smith như đã trình bày trong phần 3.3.2.

Chúng ta có thể hiểu rõ hơn qua các ví dụ minh họa sau.

Vi dụ 3.6. Cho mạch điện phức hợp trên Hình 3.17. Các trị số linh kiện cho như sau: $R=50\Omega$; $C_1 = 10pF$; $C_2 = 12pF$; $L = 22.5nH$. Tần số làm việc $\omega = 10^9 rad/s$. Tính trở kháng Z giữa hai đầu của mạch điện.



Hình 3.17: Mạch điện minh họa ví dụ 3.6

Giải: Trước tiên ta chọn trở kháng chuẩn hóa của đồ thị Smith. Thông thường để thuận tiện ta chọn trở kháng chuẩn hóa $Z_0 = 50\Omega$.

Trở kháng gồm R và C_1 mắc nối tiếp có trị số chuẩn hóa là

$$z_{RC_1} = \frac{R + \frac{1}{j\omega C_1}}{R_0} = \frac{50 - j \frac{1}{10^9 \times 10 \times 10^{-12}}}{50} = 1 - j2$$

Trở kháng này được biểu diễn bằng điểm **A** trên đồ thị Smith (Hình 3.18). Do trở kháng z_{RC_1} này lại mắc song song với tụ điện C_2 nên trên đồ thị Smith ta chuyển toàn bộ giá trị trở kháng của RC_1 và C_2 thành giá trị dẫn nạp.

Để làm điều này, ta lấy đối xứng của điểm **A** qua gốc tọa độ thành điểm **B**. Ngay chính trên đồ thị này, điểm **B** chính là dẫn nạp của z_{RC_1} . Đọc giá trị của **B** ta được $y_{RC_1} = 0.2 + j0.4$. Dẫn nạp của C_2 được chuẩn hóa là :

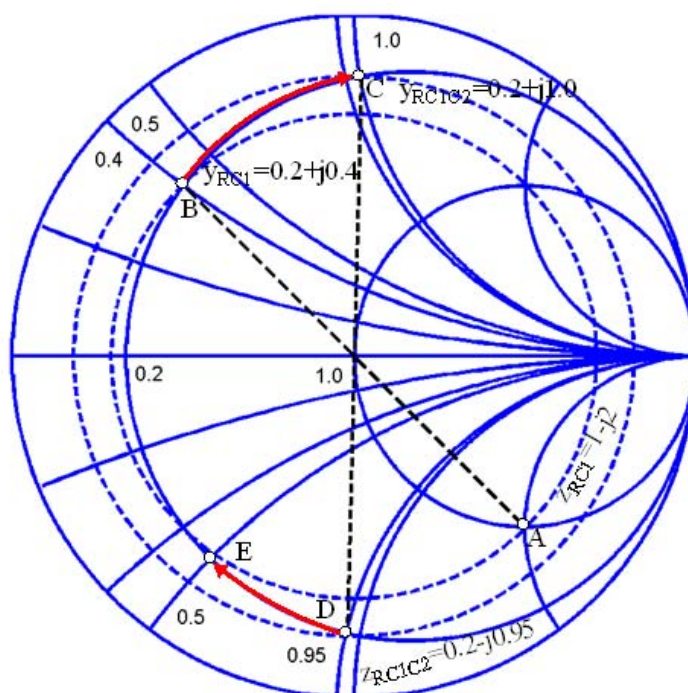
$$y_{C_2} = \frac{j\omega C_2}{1/Z_0} = j \frac{10^9 \times 12 \times 10^{-12}}{1/50} = j0.6$$

Khi điện dung C_2 được mắc song song với RC_1 thì dẫn nạp của C_2 sẽ được cộng với dẫn nạp của RC_1 . Vì $y_{C_2} = j0.6$ (thuần nạp) nên điện dẫn tổng không thay đổi và bằng điện dẫn của y_{RC_1} nhưng điện nạp tổng là tổng của điện nạp 2 nhánh. Kết quả là trên đồ thị Smith, từ **B** ta di chuyển trên đường tròn đẳng điện dẫn $g = 0.2$ theo hướng tăng của điện nạp một lượng là $b = +0.6$ đến điểm **C** có dẫn nạp $y_{RC_1 C_2} = 0.2 + j1.0$

Vì L được mắc nối tiếp với $(RC_1 C_2)$ nên ta chuyển sang làm việc với đồ thị Smith theo trở kháng tức chuyển $(RC_1 C_2)$ thành trở kháng. Để làm điều đó ta lấy đối xứng điểm **C** qua gốc tọa độ được điểm **D**. Đọc trị số tại điểm **D** ta được $z_{RC_1 C_2} = 0.2 - j0.95$.

Trở kháng chuẩn hóa của L là

$$z_L = \frac{j\omega L}{Z_0} = j \frac{10^9 \times 22.5 \times 10^{-9}}{50} = j0.45$$



Hình 3.18: Đồ thị Smith minh họa ví dụ 3.6

Vì $z_L = j0.45$ (thuần cảm kháng) nên điện trở tổng không thay đổi nhưng điện kháng tổng là tổng của điện kháng của $z_{RC_1C_2}$ với điện kháng của z_L . Kết quả, trên đồ thị Smith, từ điểm **D**, ta di chuyển dọc theo vòng tròn đẳng $r = 2$ theo hướng tăng của điện kháng (tức là giảm về giá trị tuyệt đối) một lượng là $x = +j0.45$ ta được điểm **E**. Đọc giá trị trở kháng tại **E** ta được:

$$z = 0.2 - j0.5$$

Lưu ý thang giá trị của điện kháng ở nửa dưới trục hoành được ghi theo giá trị tuyệt đối, dấu mang dấu âm (-).

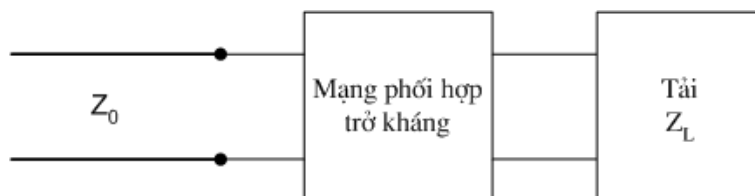
Như vậy trở kháng thực của mạch là

$$Z = z \cdot Z_0 = (0.2 - j0.5) \times 50 = 10 - j25\Omega.$$

3.5 Phối hợp trở kháng và điều chỉnh phối hợp trở kháng

Bây giờ chúng ta áp dụng lý thuyết và các kỹ thuật của chương trước vào các bài toán thực tế trong kỹ thuật cao tần. Chúng ta sẽ bắt đầu với chủ đề phối hợp trở kháng, một vấn đề luôn là một phần trong quá trình thiết kế một phần tử hay hệ thống vi ba. Ý tưởng cơ bản của phối hợp trở kháng minh họa trên Hình 3.19 cho thấy một mạng phối hợp trở kháng đặt giữa một trở kháng tải và một đường truyền. Một mạng phối hợp lý tưởng phải là một mạng không có tổn

hao nhằm tránh mất mát công suất không cần thiết và thường được thiết kế sao cho trở kháng nhìn vào mạng phối hợp là Z_0 . Khi đó các phản xạ bị loại trừ trên đường truyền về phía bên trái của mạng phối hợp, mặc dù có đa phản xạ giữa mạng phối hợp và tải. Quá trình này còn được gọi là "tuning - điều chỉnh". Phối hợp trở kháng rất quan trọng vì những lý do sau:



Hình 3.19: Mạng không tổn hao phối hợp một tải có trở kháng bất kỳ với một đường truyền

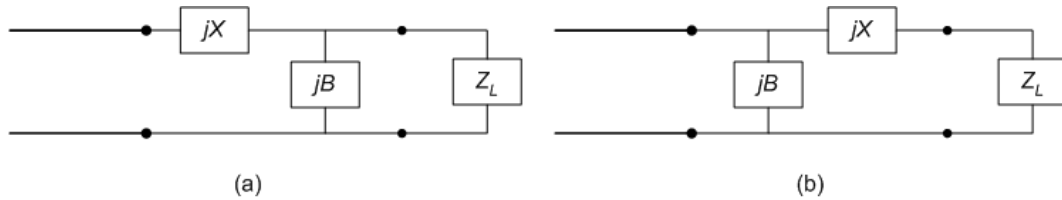
- Công suất tối đa được phát đi khi tải được phối hợp với đường truyền (giả thiết là nguồn được phối hợp), và tổn hao công suất trên đường cấp (feed line) được giảm tối đa.
- Phối hợp trở kháng các phần tử nhạy cảm của máy thu (như anten, bộ khuếch đại nhiễu thấp vv ...) cải thiện tỷ số tín hiệu trên nhiễu của hệ thống
- Phối hợp trở kháng trong một mạng phân phối công suất (như mạng cấp cho mảng anten) sẽ giảm các lỗi về biên độ và pha.

Miễn là trở kháng tải (Z_L) có phần thực khác 0 thì ta luôn có thể xác định được một mạng phối hợp. Tuy nhiên, rất nhiều lựa chọn có sẵn và chúng ta sẽ thảo luận thiết kế và hoạt động của một số loại mạng phối hợp thực tế. Các yếu tố quan trọng trong việc lựa chọn một mạng phối hợp đặc biệt bao gồm:

- Độ phức tạp - Cũng như phần lớn các giải pháp kỹ thuật, thiết kế đơn giản nhất thỏa mãn các yêu cầu về đặc tính kỹ thuật luôn là giải pháp ưa chuộng nhất. Một mạng phối hợp đơn giản hơn thường rẻ hơn, độ tin cậy cao hơn và ít tổn hao hơn một thiết kế phức tạp.
- Độ rộng băng tần - Bất cứ một loại mạng phối hợp nào về lý tưởng cũng có thể tạo ra một sự phối hợp hoàn hảo (không có phản xạ) chỉ ở một tần số duy nhất. Tuy nhiên, trong nhiều ứng dụng người ta muốn phối hợp tải trong một dải tần số. Có một số cách khác nhau để thực hiện điều này nhưng tất nhiên sẽ làm tăng độ phức tạp thiết kế.
- Thực thi - Tùy theo loại đường truyền hay ống dẫn sóng được sử dụng, một loại mạng phối hợp có thể được chuộng hơn so với loại mạng khác. Ví dụ, các dây chêm điều chỉnh thường dễ thực hiện hơn là các bộ chuyển đổi một phần tư bước sóng đa đoạn (multi-section) bằng ống dẫn sóng.
- Khả năng điều chỉnh - Trong một số ứng dụng, mạng phối hợp phải có khả năng điều chỉnh được nhằm phối hợp với một tải có trở kháng thay đổi. Trên quan điểm này, một số loại mạng phối hợp dễ thực hiện điều này hơn một số mạng khác.

3.5.1 Phối hợp trở kháng bằng các phần tử tập trung (các mạng hình L)

Có lẽ loại mạch phối hợp trở kháng đơn giản nhất là đoạn mạch hình chữ L sử dụng hai phần tử thuần kháng để phối hợp một tải bất kỳ với đường truyền. Có hai cấu hình cho mạng này như trình bày trên Hình 3.20.



Hình 3.20: Mạng phối hợp hình L (a) Mạng được dùng khi Z_L nằm trong vòng tròn $1 + jx$ (b) Mạng được dùng khi Z_L nằm ngoài vòng tròn $1 + jx$

Nếu trở kháng tải chuẩn hóa $z_L = Z_L/Z_0$ nằm bên trong vòng tròn $1 + jx$ trên đồ thị Smith thì mạch điện trên Hình 3.20(a) được sử dụng. Còn nếu trở kháng tải chuẩn hóa nằm ngoài vòng tròn $1 + jx$ trên đồ thị Smith thì mạch điện trên Hình 3.20(b) cần được sử dụng. Vòng tròn $1 + jx$ là vòng tròn điện trở trên đồ thị Smith có $r = 1$.

Trong cả hai cấu hình trên Hình 3.20, các phần tử thuần kháng có thể là các cuộn cảm hay tụ điện tùy thuộc vào trở kháng tải. Vì thế, có tám khả năng khác nhau cho mạch phối hợp đối với nhiều loại trở kháng tải khác nhau. Nếu tần số là đủ thấp và/hoặc kích thước mạch là đủ nhỏ thì các phần tử tập trung như cuộn cảm hay tụ điện có thể được sử dụng. Cấu hình này khả thi đối với các tần số lên tới 1 GHz mặc dù các mạch tích hợp cao tần hiện đại có thể đủ nhỏ để cho các phần tử tập trung có thể được sử dụng ở các tần số cao hơn. Tuy nhiên có một phạm vi rộng các tần số và kích thước mạch ở đó các phần tử tập trung không thể thực hiện được. Đây là hạn chế của kỹ thuật phối hợp trở kháng sử dụng đoạn mạch L.

Bây giờ chúng ta sẽ đi tìm biểu thức giải tích cho các phần tử của mạng phối hợp trong hai trường hợp trên Hình 3.20, sau đó minh họa một qui trình thiết kế thay thế sử dụng đồ thị Smith.

Phương pháp giải tích

Mặc dù chúng ta sẽ thảo luận một giải pháp đồ họa đơn giản sử dụng đồ thị Smith nhưng sẽ hữu ích nếu chúng ta tìm ra các biểu thức cho các phần tử mạng phối hợp L. Các biểu thức như vậy sẽ hữu ích trong các chương trình thiết kế trên máy tính cho mạng phối hợp L, hoặc khi cần phải có lời giải chính xác hơn kết quả mà đồ thị Smith có thể đem lại.

Trước hết xét mạch điện Hình 3.20(a) và cho $Z_L = R_L + jX_L$. Chúng ta đã phát biểu rằng mạch điện này sẽ được sử dụng khi $z_L = Z_L/Z_0$ nằm trong vòng tròn $1 + jx$ trên đồ thị Smith, điều này ngụ ý rằng $R_L > Z_0$ cho trường hợp này.

Trở kháng nhìn vào mạng phối hợp đứng trước tải phải bằng Z_0 , để phối hợp thì

$$Z_0 = jX + \frac{1}{jB + 1/(R_L + jX_L)} \quad (3.31)$$

Sắp xếp lại và phân tách thành các phần thực và ảo ta được hai phương trình cho các ẩn số X và B:

$$B(XR_L - X_L Z_0) = R_L - Z_0 \quad (3.32a)$$

$$X(1 - BX_L) = BZ_0 R_L - X_L \quad (3.32b)$$

Giải (3.32a) cho X và thế vào (3.32b) cho ta một phương trình bậc hai cho B. Nghiệm của phương trình này là

$$B = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L/Z_0} \sqrt{R_L^2 + X_L^2 - Z_0 R_L}}{R_L^2 + X_L^2} \quad (3.33a)$$

Để ý rằng do $R_L > Z_0$ nên đối số trong hàm căn thứ hai luôn dương. Khi đó điện kháng nối tiếp có thể tìm được như sau

$$X = \frac{1}{B} + \frac{X_L Z_0}{R_L} - \frac{Z_0}{B R_L} \quad (3.33b)$$

Phương trình (3.33a) chỉ ra rằng hai lời giải cho B và X là có thể. Cả hai lời giải này về mặt vật lý là có thể thực hiện được do cả giá trị âm và dương của B và X đều có thể chấp nhận được (X dương ngụ ý là một điện cảm, X âm ngụ ý là một tụ điện, trong khi B dương ngụ ý là một tụ điện còn B âm ngụ ý là một cuộn cảm.) Tuy nhiên, một lời giải có thể dẫn tới các trị số nhỏ hơn đáng kể đối với các phần tử điện kháng và có thể là giải pháp được quan tâm nếu độ rộng băng tần của việc phối hợp là cao hơn hoặc tỷ số sóng đứng SWR trên đường dây giữa mạng phối hợp với tải là nhỏ hơn.

Bây giờ xét mạch điện trên Hình 3.20(b). Mạch điện này sẽ được sử dụng khi z_L nằm ngoài vòng tròn $1 + jx$ trên đồ thị Smith tương ứng với $R_L < Z_0$. Dẫn nạp nhìn vào mạng phối hợp trước tải $Z_L = R_L + jX_L$ phải bằng $1/Z_0$, để có phối hợp

$$\frac{1}{Z_0} = jB + \frac{1}{R_L + j(X + X_L)} \quad (3.34)$$

Sắp xếp lại và phân tách thành các phần thực và ảo chúng ta nhận được hai phương trình hai ẩn số là X và B:

$$BZ_0(X + X_L) = Z_0 - R_L \quad (3.35a)$$

$$(X + X_L) = BZ_0 R_L \quad (3.35b)$$

Giải cho X và B ta được

$$X = \pm \sqrt{R_L(Z_0 - R_L)} - X_L \quad (3.36a)$$

$$B = \pm \frac{\sqrt{(Z_0 - R_L)/R_L}}{Z_0} \quad (3.36b)$$

Do $R_L < Z_0$ nên các đối số trong các căn bậc hai đều luôn dương. Một lần nữa, cần lưu ý rằng hai lời giải là khả thi.

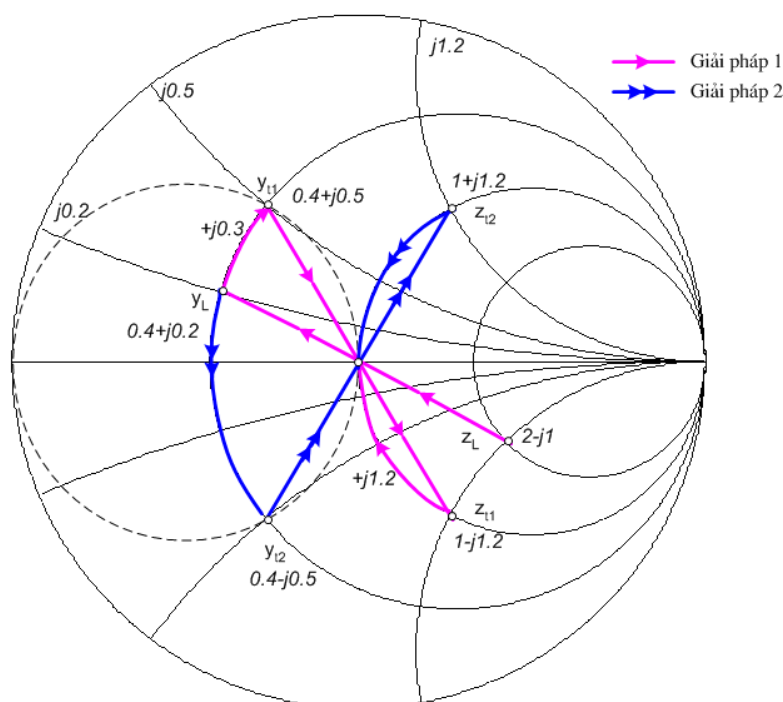
Để phối hợp một tải phức bất kỳ với một đường dây trở kháng đặc tính Z_0 thì phần thực của trở kháng vào đối với mạng phối hợp phải là Z_0 trong khi phần ảo phải là 0. Điều này muốn nói rằng mạng phối hợp phải có ít nhất hai mức tự do; trong mạch phối hợp L hai mức tự do này được cho bởi các giá trị của hai phần tử điện kháng.

Giải pháp dùng đồ thị Smith

Thay vì các công thức trên, đồ thị Smith có thể được sử dụng để thiết kế một cách nhanh chóng và chính xác các mạng phối hợp L. Sau đây chúng ta sẽ xét một ví dụ minh họa qui trình thực hiện.

Ví dụ 3.7. Thiết kế một mạng phối hợp L để phối hợp một tải RC nối tiếp có trở kháng $Z_L = 200 - j100 \Omega$ với một đường dây 100 Ω tại tần số hoạt động 500 MHz.

Giải: Trở kháng tải chuẩn hóa là $z_L = 2 - j1$ được vẽ trên đồ thị Smith Hình 3.21. Điểm này nằm bên trong vòng tròn $1 + jx$ vì vậy chúng ta sẽ sử dụng mạch phối hợp trên Hình 3.20(a). Bây giờ, sau khi bổ sung điện nạp song song ta có $y_t = y_L + jb$ và chuyển về trở kháng chúng ta muốn trở kháng này nằm trên vòng tròn $1 + jx$ để chúng ta có thể bổ sung một điện kháng nối tiếp để khử đi thành phần jx và phối hợp tải.

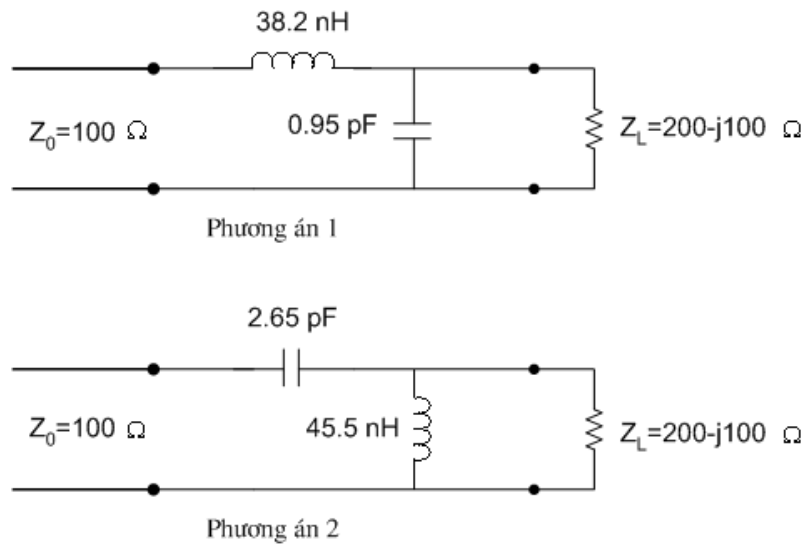


Hình 3.21: Lời giải cho ví dụ 3.7 (a) Đồ thị Smith cho các mạch phối hợp L

Qui trình thực hiện được mô tả như sau:

Bước 1 Xác định điểm tải chuẩn hóa $z_L = 2 - j1$ trên đồ thị trở kháng Smith.

Bước 2 Do phần tử đầu tiên từ tải là một điện nạp song song (jb) nên gọi cho ta nên chuyển đổi sang đồ thị dẫn nạp Smith bằng cách vẽ vòng tròn SWR qua tải và một đường thẳng từ tải qua tâm đồ thị như trên Hình 3.21. Khi này dẫn nạp tải đọc được trên đồ thị là



Hình 3.22: Hai khả năng cho mạch phối hợp L

$y_L = 0.4 + j0.2$. Do jb là thuần nạp nên y_t chính là điểm di chuyển của y_L trên đường đẳng $g = 0.4$. Điểm y_t là giao của đường đẳng $g = 0.4$ (hay $r = 0.4$ trên đồ thị trở kháng) với ảnh của vòng tròn đẳng $r = 1$ qua gốc tọa độ. Như trên Hình 3.21 ta thấy có hai điểm y_{t1} và y_{t2} tương ứng với hai lời giải cho bài toán này. Trên đồ thị Smith ta xác định được

- Phương án 1: $y_{t1} = 0.4 + j0.5$. Như vậy để di chuyển y_L tới y_{t1} ta cần có $jb_1 = j0.5 - j0.2 = j0.3 \Rightarrow b_1 = 0.3$
- Phương án 2: $y_{t2} = 0.4 - j0.5$. Và để di chuyển y_L tới điểm y_{t2} thì $jb_2 = -j0.5 - j0.2 = -j0.7 \Rightarrow b_2 = -0.7$

Bước 3 Do phần tử đứng trước y_t là một điện kháng mắc nối tiếp nên để đơn giản ta chuyển ngược trở lại sang trở kháng. Khi đó ta có

- Phương án 1: Từ điểm y_{t1} trên đồ thị kẻ một đường thẳng đi qua tâm đồ thị cắt vòng tròn $1 + jx$ tại z_{t1} (xem Hình 3.21). Trên đồ thị xác định được điểm này có trở kháng $z_{t1} = 1 - j1.2$. Để đưa điểm này về tâm đồ thị ta cần một điện kháng $jx_1 = j1.2 \Rightarrow x_1 = 1.2$
- Phương án 2: Từ điểm y_{t2} trên đồ thị kẻ một đường thẳng đi qua tâm đồ thị cắt vòng tròn $1 + jx$ tại z_{t2} . Trên đồ thị ta đọc được điểm này có trở kháng $z_{t2} = 1 + j1.2$. Để đưa điểm này về tâm đồ thị ta cần một điện kháng $jx_2 = -j1.2 \Rightarrow x_2 = -1.2$

Bước 4 Từ Bước 2 và Bước 3 ta rút ra

- Phương án 1: $b_1 = 0.3$ và $x_1 = 1.2$. Bây giờ, từ các kết quả này ta cần xác định các giá trị điện cảm hay điện dung cho mạch điện phối hợp. Do b_1 và x_1 đều có giá trị dương nên chúng đại diện lần lượt cho các tụ điện và cuộn cảm có các trị số được xác định như sau:

$$C = \frac{b_1}{2\pi f Z_0} = \frac{0.3}{2\pi \cdot 500 \times 10^6 \cdot 100} = 0.95 \text{ pF}$$

và

$$L = \frac{x_1 \cdot Z_0}{2\pi f} = \frac{1.2 \cdot 100}{2\pi \cdot 500 \times 10^6} = 38.2 \text{ nH}$$

Mạch phối hợp cho phương án 1 được minh họa trên Hình 3.22

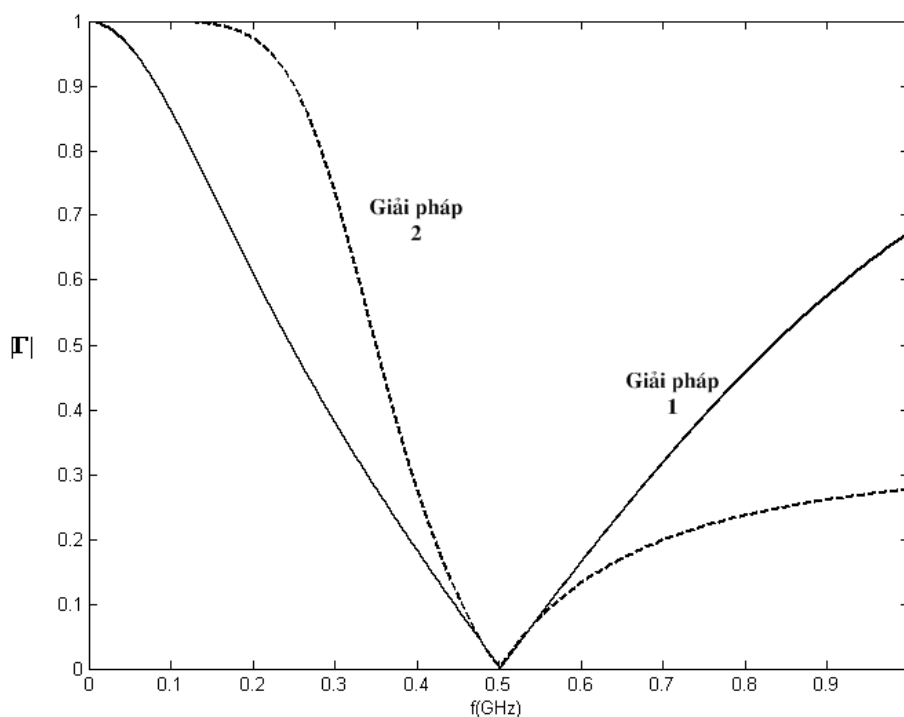
- Phương án 2: $b_2 = -0.7$ và $x_2 = -1.2$. Lưu ý rằng b_2 có trị số âm nên nó đại diện cho một cuộn cảm và x_2 cũng mang giá trị âm nên nó sẽ đại diện cho một tụ điện. Trị số của các phần tử này được xác định như sau:

$$L = \frac{Z_0}{2\pi f b_2} = \frac{100}{2\pi \cdot 500 \times 10^6 \cdot 0.7} = 45.5 \text{ nH}$$

và

$$C = \frac{1}{2\pi f x_2 Z_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 500 \times 10^6 \cdot 1.2 \cdot 100} = 2.65 \text{ pF}$$

Mạch phối hợp cho phương án 2 được minh họa trên Hình 3.22.

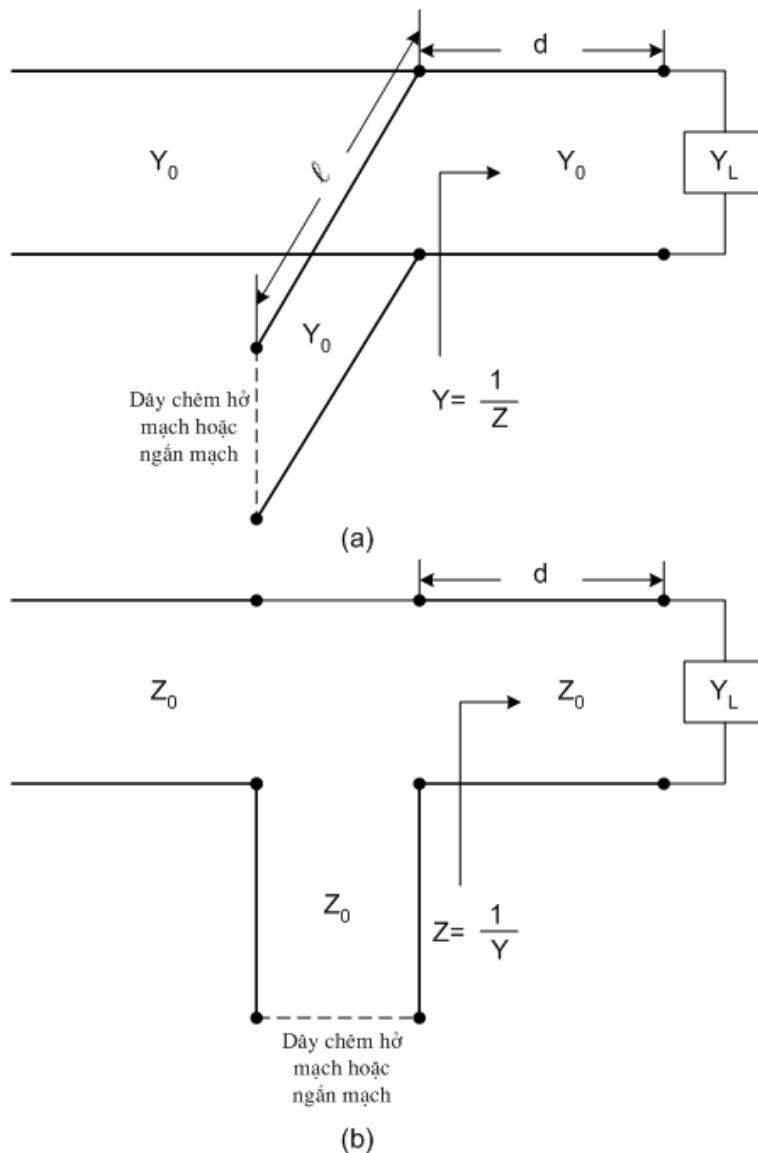


Hình 3.23: Quan hệ giữa độ lớn của hệ số phản xạ với tần số của mạch phối hợp Hình 3.22

Hình 3.23 minh họa quan hệ độ lớn hệ số phản xạ theo tần số cho hai mạch phối hợp này, giả thiết rằng trở kháng tải $Z_L = 200 - j100\Omega$ tại tần số 500 MHz gồm một điện trở 200Ω và một tụ điện 3.18 pF mắc nối tiếp. Không có nhiều khác biệt về băng tần đối với hai giải pháp này.

3.5.2 Mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng một dây chêm

Tiếp theo chúng ta xem xét một kỹ thuật phối hợp sử dụng một đoạn đường truyền ngắn mạch hoặc hở mạch (gọi là "dây chêm") kết nối song song hoặc nối tiếp với đường truyền chính ở một khoảng cách nhất định kể từ tải như trình bày trên Hình 3.24. Một mạch điều chỉnh như vậy rất thuận tiện nhìn từ khía cạnh chế tạo mạch cao tần do các phần tử tập trung không cần thiết. Đặc biệt dây chêm điều chỉnh song song rất dễ chế tạo dưới dạng đường truyền vi dải hoặc đường truyền dải. Hơn nữa, phương pháp phối hợp này dễ điều chỉnh và có dải tần hoạt động khá lớn so với phương pháp trên. Trong mạch điều chỉnh một dây chêm, hai tham số có thể điều chỉnh



Hình 3.24: Các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm đơn (a) Dây chêm song song. (b) Dây chêm nối tiếp

được là khoảng cách d từ tải tới vị trí dây chêm và *trị số* của điện nạp hay điện kháng tạo ra bởi dây chêm song song hoặc nối tiếp. Đối với trường hợp dây chêm song song, ý tưởng cơ bản là chọn d sao cho dẫn nạp Y nhìn vào đường dây ở khoảng cách d tính từ tải phải có dạng $Y_0 + jB$.

Khi đó điện nạp do dây chêm tạo ra được chọn là $-jB$, dẫn tới trạng thái phối hợp trở kháng. Đối với trường hợp dây chêm nối tiếp, khoảng cách d được chọn sao cho trở kháng Z nhìn vào đường dây ở khoảng cách d tính từ tải có dạng $Z_0 + jX$. Khi đó điện kháng của dây chêm được chọn là $-jX$ dẫn tới trạng thái phối hợp trở kháng.

Nếu ta phân tích theo các trị số chuẩn hóa thì:

- Nếu tải Z_L có dẫn nạp chuẩn hóa $y_L = \frac{1/Z_L}{1/Z_0} = \frac{Z_0}{Z_L}$ có phần thực bằng 1, phần ảo có giá trị bất kỳ thì dây chêm sẽ được mắc ngay tại tải. Dây chêm cần phải có độ dài ℓ sao cho giá trị thuần nạp (do đầu cuối hở mạch hoặc ngắn mạch) $b_s = -b_L$. Khi đó tổng dẫn nạp

$$y_t = y_L + y_s = (1 + jb_L) + jb_s = 1 + jb_L - jb_L = 1 \quad (3.37)$$

Nghĩa là khi đó $Y_t = Y_0$ do đó có phối hợp trở kháng với đường dây.

- Nếu dẫn nạp tải chuẩn hóa (dây chêm song song) y_L có phần thực $g_L \neq 1$ ta sẽ di chuyển điểm khảo sát trên đường dây truyền sóng chính từ tải về nguồn một quãng là d sao cho dẫn nạp chuẩn hóa nhìn vào từ điểm này là $y_d = 1 + jb_d$. Mắc dây chêm có dẫn nạp chuẩn hóa y_s vào ngay vị trí này trên đường dây chính và chọn chiều dài ℓ của dây chêm sao cho $b_s = -b_d$. Khi đó dẫn nạp tổng sẽ là

$$y_t = y_d + y_s = (1 + jb_d) + b_s = 1 + jb_d - jb_d = 1 \quad (3.38)$$

Nghĩa là ta đã đạt được phối hợp trở kháng giữa tải và đường dây chính.

- Nếu trở kháng tải chuẩn hóa (dây chêm nối tiếp) z_L có phần thực $r_L \neq 1$ ta sẽ di chuyển điểm khảo sát trên đường dây truyền sóng chính từ tải về nguồn một quãng là d sao cho trở kháng chuẩn hóa nhìn vào từ điểm này là $z_d = 1 + jx_d$. Mắc dây chêm có trở kháng z_s vào ngay vị trí này sao cho $x_s = -x_d$. Khi đó trở kháng tổng sẽ là

$$z_t = z_d + z_s = (1 + jx_d) + x_s = 1 + jx_d - jx_d = 1 \quad (3.39)$$

- Nếu dây chêm có điện trở đặc tính $Z_{a0} \neq Z_0$ thì điều kiện phối hợp trở kháng (3.37) và (3.38) trở thành

$$Y_t = Y_d + Y_s = (G_0 + jB_d) + jB_s = G_0 \quad (3.40)$$

với: B_d là giá trị tuyệt đối của điện nạp của đường dây chính tại khoảng cách d kể từ tải, $B_s = -B_d$ là giá trị tuyệt đối của điện nạp vào của dây chêm. Lúc này không thể tính toán trên giá trị chuẩn hóa được do các điện trở đặc tính khác nhau.

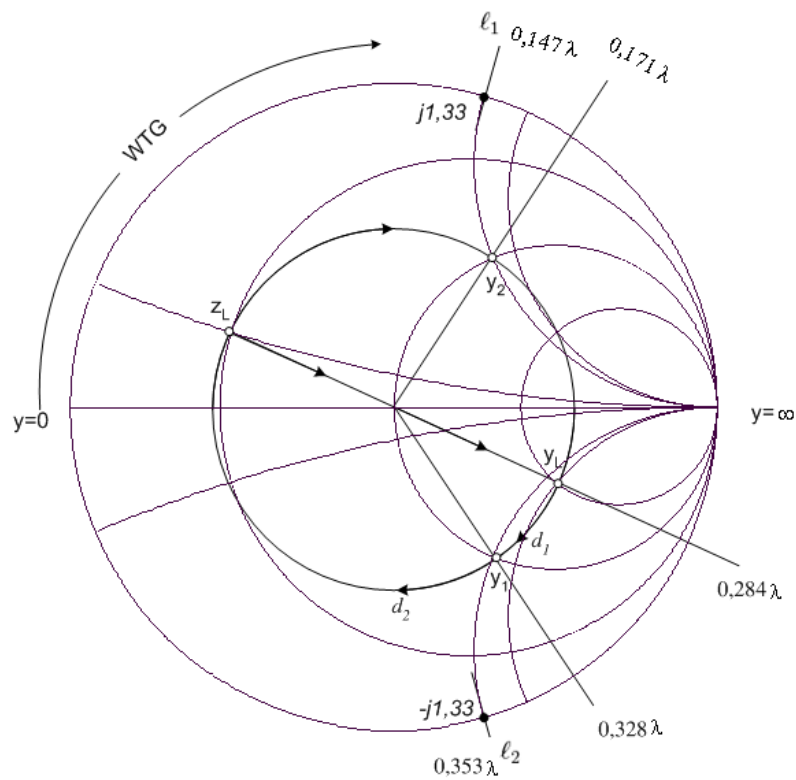
Như đã thảo luận trong Chương 2, độ dài thích hợp của một đường truyền hở mạch hay ngắn mạch có thể tạo ra bất kỳ một giá trị điện kháng hay điện nạp mà ta mong muốn. Đối với một điện nạp hay điện kháng đã cho, sự khác biệt về độ dài của dây chêm hở mạch và ngắn mạch là $\lambda/4$. Với một môi trường truyền dẫn chẳng hạn như đường truyền dải hay vi dải, các dây chêm hở mạch dễ chế tạo hơn vì khi này ta không cần khoan lỗ đi dây via nối đất qua lớp điện môi. Tuy nhiên, đối với cáp đồng trục hay ống dẫn sóng thì các dây chêm ngắn mạch thường được chọn do diện tích mặt cắt tiết diện của một đường dây hở mạch như vậy có thể đủ lớn (về mặt điện) để gây bức xạ và trong trường hợp như vậy dây chêm không còn là thuần kháng nữa.

Sau đây chúng ta sẽ thảo luận cả hai giải pháp giải tích và đồ thị Smith cho mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm song song và nối tiếp. Các giải pháp dùng đồ thị Smith cho kết quả nhanh, trực giác và thường đủ chính xác trong thực tế. Các biểu thức giải tích cho kết quả chính xác hơn và hữu ích cho phân tích bằng máy tính.

Dây chêm song song

Mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng dây chêm đơn song song được trình bày trên Hình 3.24a. Trước tiên chúng ta sẽ thảo luận một ví dụ minh họa giải pháp dùng đồ thị Smith và sau đó đi tìm các công thức cho d và ℓ .

Ví dụ 3.8. Thiết kế hai mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng song song dùng một dây chêm để phối hợp một tải có trở kháng $15 + j10\Omega$ với một đường truyền 50Ω . Giả thiết rằng tải được phối hợp tại tần số 2GHz và rằng tải gồm một điện trở và một điện cảm mắc nối tiếp, hãy vẽ đồ lớn hệ số phản xạ từ 1GHz đến 3GHz cho mỗi giải pháp.



Hình 3.25: Lời giải cho Ví dụ 3.8. Đồ thị Smith cho các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm song song hở mạch

Giải: Bước đầu tiên chúng ta xác định trở kháng tải chuẩn hóa $z_L = 0,3 + j0,2$, dựng vòng tròn SWR thích hợp và chuyển sang dẫn nạp tải y_L như chỉ ra trên đồ thị Smith trong Hình 3.25. Các bước còn lại ta coi đồ thị Smith là đồ thị dẫn nạp. Bây giờ để ý rằng vòng tròn SWR cắt vòng tròn $1 + jb$ tại hai điểm, ký hiệu là y_1 và y_2 trên Hình 3.25. Vì vậy khoảng cách d , tính từ

tải tới dây chêm, được cho bởi một trong hai giao điểm này. Độ thang WTG chúng ta được

$$d_1 = 0,328\lambda - 0,284\lambda = 0,044\lambda$$

$$d_2 = 0,5\lambda - (0,284\lambda - 0,171\lambda) = 0,387\lambda$$

Trên thực tế có vô số khoảng cách d trên vòng tròn SWR giao với vòng tròn $1 + jb$. Thông thường người ta muốn dây chêm càng gần với tải càng tốt nhằm cải thiện băng thông của mạch và giảm các tổn hao gây ra bởi hệ số sóng đứng lớn trên đường truyền giữa dây chêm và tải.

Tại hai điểm giao nhau, dẫn nạp chuẩn hóa là

$$y_1 = 1 - j1,33$$

$$y_2 = 1 + j1,33$$

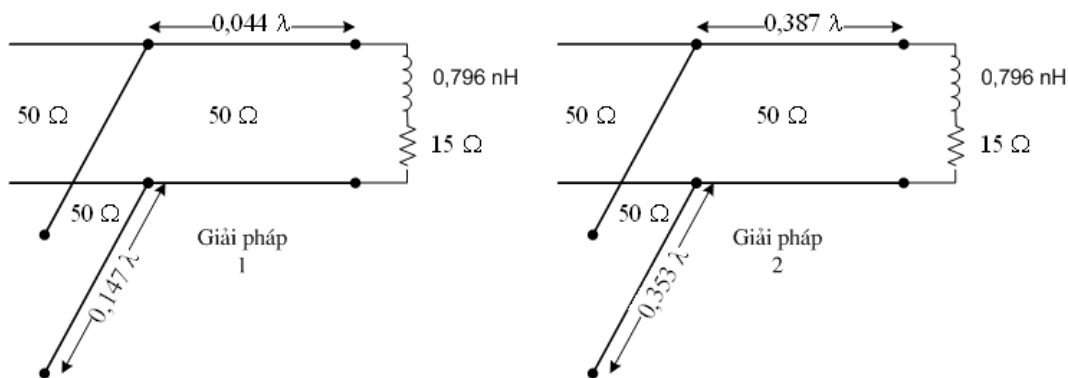
Vì vậy, giải pháp điều chỉnh thứ nhất đòi hỏi một dây chêm có điện nạp là $j1,33$. Độ dài của một dây chêm hở mạch tạo ra điện nạp này có thể được tìm thấy trên đồ thị Smith bằng việc bắt đầu từ điểm $y = 0$ (hở mạch) và di chuyển dọc biên của đồ thị ($g = 0$) theo hướng về nguồn (WTG) tới điểm $j1,33$. Độ dài khi đó là

$$\ell_1 = 0,147\lambda$$

Tương tự, chiều dài yêu cầu đối với dây chêm hở mạch cho giải pháp thứ hai là

$$\ell_2 = 0,353\lambda$$

Như vậy ta đã hoàn thành việc thiết kế mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng theo yêu cầu bài toán. Để phân tích sự phụ thuộc tần số của hai thiết kế này chúng ta cần biết trở kháng tải là

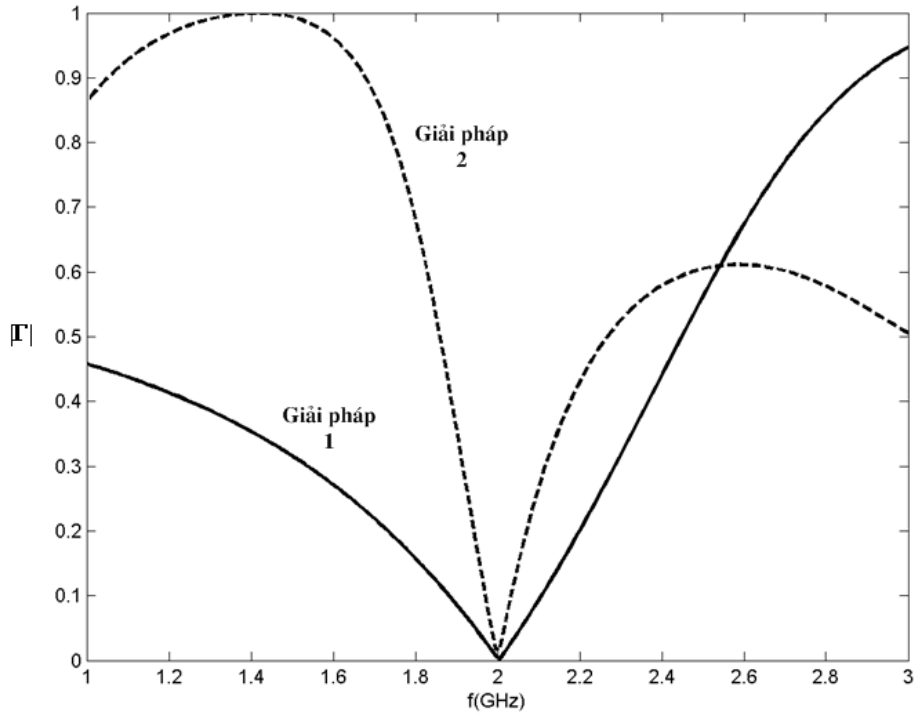


Hình 3.26: Hai giải pháp cho mạch điều chỉnh phối hợp dây chêm song song

một hàm của tần số. Trở kháng tải R_L nối tiếp là $Z_L = 15 + j10\Omega$ tại 2 GHz, vì vậy $R=15\Omega$ và $L = 0,796$ nH. Hai mạch điều chỉnh phối hợp được trình bày trên Hình 3.26. Hình 3.27 cho thấy độ lớn của hệ số phản xạ cho hai giải pháp này. Quan sát rằng giải pháp 1 có độ rộng băng tần lớn hơn đáng kể so với giải pháp 2; Sở dĩ như vậy là vì cả d và ℓ đều ngắn hơn ở giải pháp 1, điều này làm giảm sự biến thiên theo tần số của sự phối hợp.

Bây giờ để tìm các công thức tính d và ℓ chúng ta hãy viết trở kháng tải dưới dạng $Z_L = 1/Y_L = R_L + jX_L$. Khi đó trở kháng Z dọc theo độ dài d của đường truyền tính từ tải sẽ là

$$Z = Z_0 \frac{(R_L + jX_L) + jZ_0 t}{Z_0 + j(R_L + jX_L)t} \quad (3.41)$$



Hình 3.27: Độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho các mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng Hình 3.26

trong đó $t = \tan \beta d$. Dẫn nạp tại điểm này là

$$Y = G + jB = \frac{1}{Z}$$

trong đó

$$G = \frac{R_L(1 + t^2)}{R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2} \quad (3.42a)$$

$$B = \frac{R_L^2 t - (Z_0 - X_L t)(X_L + Z_0 t)}{Z_0 [R_L^2 + (X_L + Z_0 t)^2]} \quad (3.42b)$$

Bây giờ d (ngụ ý t) được chọn sao cho $G = Y_0 = 1/Z_0$. Từ (3.42a), dẫn tới một phương trình bậc hai cho t :

$$Z_0(R_L - Z_0)t^2 - 2X_L Z_0 t + (R_L Z_0 - R_L^2 - X_L^2) = 0$$

Giải cho t ta được

$$t = \frac{X_L \pm \sqrt{R_L[(Z_0 - R_L)^2 + X_L^2]/Z_0}}{R_L - Z_0}, \text{ với } R_L \neq Z_0. \quad (3.43)$$

Nếu $Z_L = Z_0$ thì $t = -X_L/2Z_0$. Vì vậy, hai nghiệm chính cho d là

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} t, & \text{với } t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t) & \text{với } t < 0. \end{cases} \quad (3.44)$$

Để tìm các độ dài của dây chêm trước hết chúng ta sử dụng t trong (3.42b) để tìm điện nạp của dây chêm, $B_s = -B$. Khi đó, đối với một dây chêm hở mạch

$$\frac{\ell_o}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B_s}{Y_0} \right) = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{B}{Y_0} \right) \quad (3.45a)$$

Trong khi đối với một dây chêm ngắn mạch

$$\frac{\ell_s}{\lambda} = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B_s} \right) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Y_0}{B} \right) \quad (3.45b)$$

Nếu độ dài được cho bởi (3.45a) hoặc (3.45b) là âm thì $\lambda/2$ có thể được cộng vào để cho kết quả dương.

Dây chêm nối tiếp

Mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm nối tiếp được mô tả trên Hình 3.24b. Chúng ta sẽ minh họa giải pháp dùng đồ thị Smith bằng một ví dụ rồi sau đó đi tìm các biểu thức cho d và ℓ

Vi dụ 3.9. *Phối hợp một tải trở kháng $Z_L = 100 + j80\Omega$ với một đường truyền 50Ω sử dụng dây chêm đơn hở mạch mắc nối tiếp. Giả thiết rằng tải được phối hợp tại 2GHz, và rằng tải gồm một điện trở và một điện cảm mắc nối tiếp, hãy vẽ độ lớn hệ số phản xạ từ 1GHz đến 3 GHz.*

Giải: Bước đầu tiên là vẽ trở kháng tải chuẩn hóa $z_L = 2 + j1,6$ và vẽ vòng tròn SWR. Đối với thiết kế dùng dây chêm nối tiếp thì đồ thị Smith là đồ thị trở kháng. Lưu ý rằng vòng tròn SWR cắt vòng tròn $1 + jx$ tại hai điểm, ký hiệu là z_1 và z_2 trên Hình 3.28. Khoảng cách ngắn nhất d_1 kể từ tải tới dây chêm được xác định trên thang WTG là

$$d_1 = 0,328 - 0,208 = 0,120\lambda$$

trong khi khoảng cách thứ hai là

$$d_2 = (0,5 - 0,208) - 0,172 = 0,463\lambda$$

Cũng như trường hợp dây chêm song song, các vòng quay bổ sung quanh vòng tròn SWR dẫn tới các nghiệm bổ sung cho bài toán nhưng thường thì chúng không được quan tâm trong thực tế.

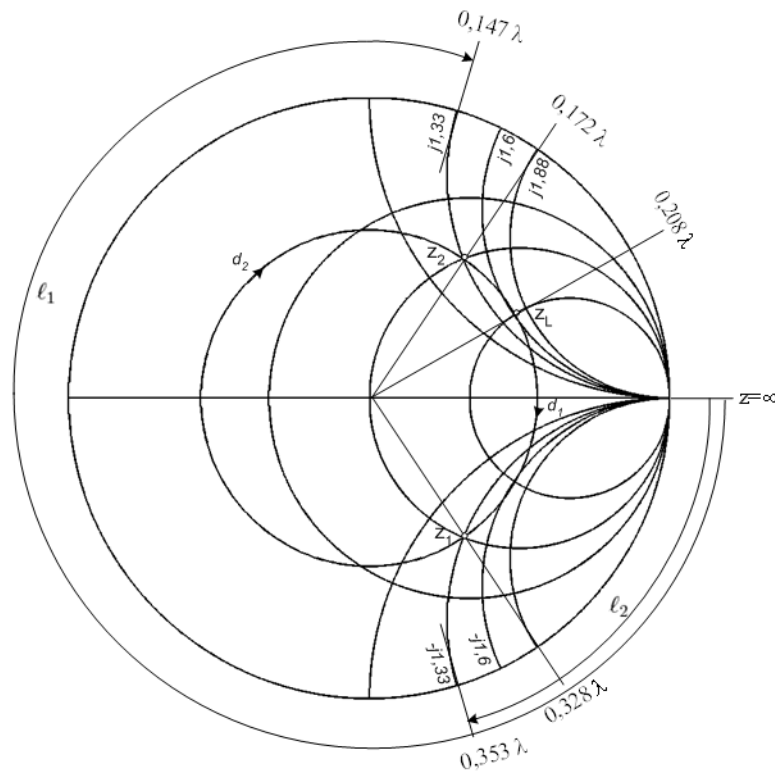
Các trở kháng chuẩn hóa tại hai giao điểm là

$$z_1 = 1 - j1,33$$

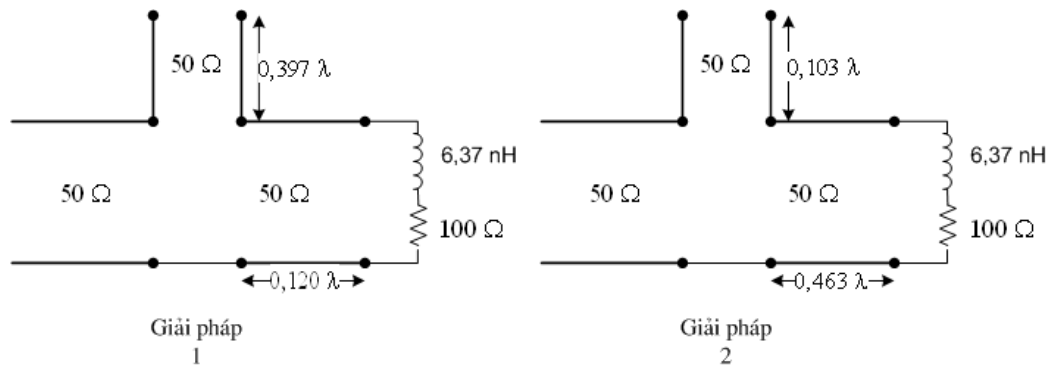
$$z_2 = 1 + j1,33$$

Vì vậy, giải pháp đầu tiên là yêu cầu một dây chêm có điện kháng $j1,33$. Độ dài của dây chêm hở mạch có điện kháng này có thể được tìm thấy trên đồ thị Smith bằng việc bắt đầu tại $z = \infty$ (hở mạch) rồi di chuyển dọc biên của đồ thị ($r = 0$) theo hướng về nguồn tới điểm $j1,33$. Quá trình này cho kết quả độ dài của dây chêm là

$$\ell_1 = 0,397\lambda$$



Hình 3.28: Lòigiải cho Ví dụ 3.9- Đồ thị Smith cho các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm nối tiếp



Hình 3.29: Hai giải pháp điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm nối tiếp

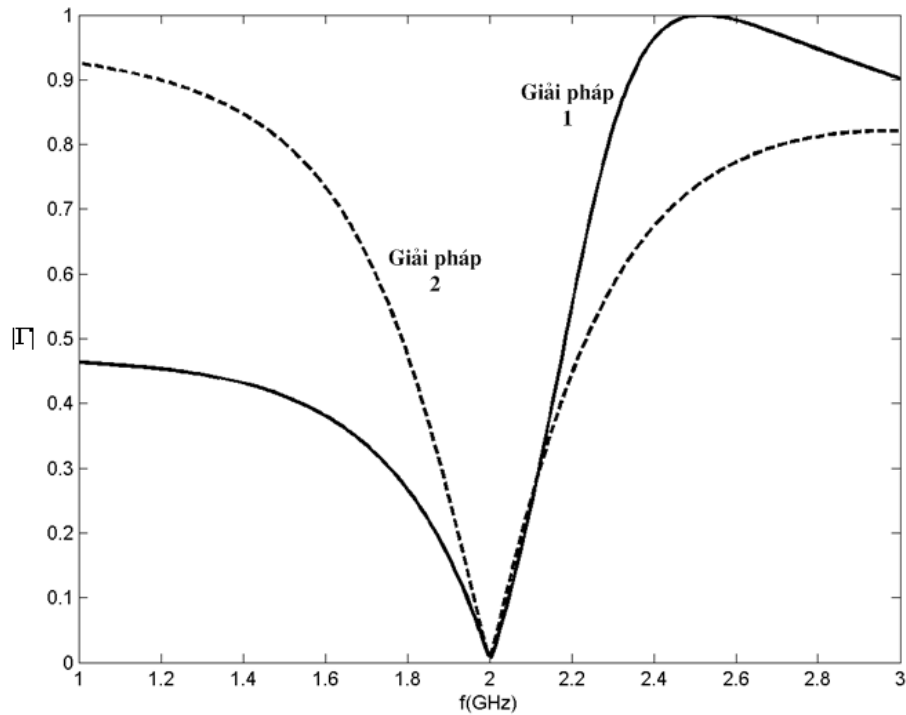
Tương tự, độ dài dây chêm hở mạch yêu cầu cho giải pháp thứ hai là

$$l_2 = 0,103\lambda$$

Như vậy ta đã hoàn thành các thiết kế cho mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng dây chêm đơn mắc nối tiếp.

Nếu tải là một điện trở mắc nối tiếp với một điện cảm có $Z_L = 100 + j80\Omega$ tại 2GHz thì $R = 100\Omega$ và $L = 6,37\text{nH}$. Hai mạch phối hợp được mô tả trên Hình 3.29. Hình 3.30 biểu diễn độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho hai giải pháp.

Bây giờ để đi tìm các công thức cho d và l cho các mạch điều chỉnh phối hợp dùng dây



Hình 3.30: Độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho các mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng trên Hình 3.29

chêm nối tiếp chúng ta viết dẫn nạp tải dưới dạng $Y_L = 1/Z_L = G_L + jB_L$. Khi đó dẫn nạp Y dọc theo độ dài d của đường truyền kể từ tải là

$$Y = Y_0 \frac{(G_L + jB_L) + jtY_0}{Y_0 + jt(G_L + jB_L)} \quad (3.46)$$

trong đó $t = \tan \beta d$ và $Y_0 = 1/Z_0$. Khi đó trở kháng tại điểm này là

$$Z = R + jX = \frac{1}{Y}$$

trong đó

$$R = \frac{G_L(1 + t^2)}{G_L^2 + (B_L + Y_0 t)^2} \quad (3.47a)$$

$$X = \frac{G_L^2 t - (Y_0 - B_L t)(B_L + Y_0 t)}{Y_0 [G_L^2 + (B_L + Y_0 t)^2]} \quad (3.47b)$$

Bây giờ d (ngụ ý t) được chọn sao cho $R = Z_0 = 1/Y_0$. Từ (3.47a), việc này dẫn tới một phương trình bậc hai đối với t :

$$Y_0(G_L - Y_0)t^2 - 2B_L Y_0 t + (G_L Y_0 - G_L^2 - B_L^2) = 0$$

Giải cho t ta được

$$t = \frac{B_L \pm \sqrt{G_L[(Y_0 - G_L)^2 + B_L^2]}/Y_0}{G_L - Y_0}, \text{ với } G_L \neq Y_0 \quad (3.48)$$

Nếu $G_L = Y_0$ thì $t = -B_L/2Y_0$. Khi đó hai nghiệm chính cho d là

$$\frac{d}{\lambda} = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} t, & \text{với } t \geq 0 \\ \frac{1}{2\pi} (\pi + \tan^{-1} t) & \text{với } t < 0. \end{cases} \quad (3.49)$$

Các độ dài của dây chêm yêu cầu được xác định bằng cách trước tiên sử dụng t trong (3.47b) để tìm điện kháng X . Điện kháng này là trái dấu với điện kháng cần thiết của dây chêm X_s . Vì vậy, đối với một dây chêm ngắn mạch thì

$$\frac{\ell_s}{\lambda} = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X_s}{Z_0} \right) = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{X}{Z_0} \right) \quad (3.50a)$$

Trong khi đối với một dây chêm hở mạch

$$\frac{\ell_o}{\lambda} = \frac{-1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{X_s} \right) = \frac{1}{2\pi} \tan^{-1} \left(\frac{Z_0}{X} \right) \quad (3.50b)$$

Nếu độ dài cho bởi (3.50a) hoặc (3.50b) là âm thì $\lambda/2$ có thể cộng vào để cho kết quả dương.

Ví dụ 3.10. Phối hợp một tải có trở kháng $Z_L = \frac{50}{2 + j2} \Omega$ với một đường truyền 50Ω sử dụng một dây chêm có trở kháng (a) $Z_{S0} = 100 \Omega$ và (b) $Z_{S0} = 50 \Omega$, đầu cuối (a) ngắn mạch (b) hở mạch mắc song song.

Lời giải: Dẫn nạp tải chuẩn hóa là

$$y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{Z_0}{Z_L} = 2 + j2$$

Để thuận tiện chúng ta sử dụng đồ thị dẫn nạp Smith. Ta xác định được điểm y_L trên đồ thị (Hình 3.31).

Từ điểm tải ta di chuyển dọc theo đường dây chính về nguồn, đồng nghĩa với việc trên đồ thị Smith ta di chuyển dọc theo vòng tròn đẳng SWR theo hướng TWG (đường nét đứt) đến các vị trí là giao điểm của đường SWR với đường đẳng $g=1$. Như vậy, ta xác định được hai điểm là $y_{d1} = 1 - j1,6$ và $y_{d2} = 1 + j1,6$ tương ứng với hai lời giải cho bài toán này.

- Phương án 1: Quá trình di chuyển từ z_L về y theo hướng TWG sẽ xác định được chiều dài

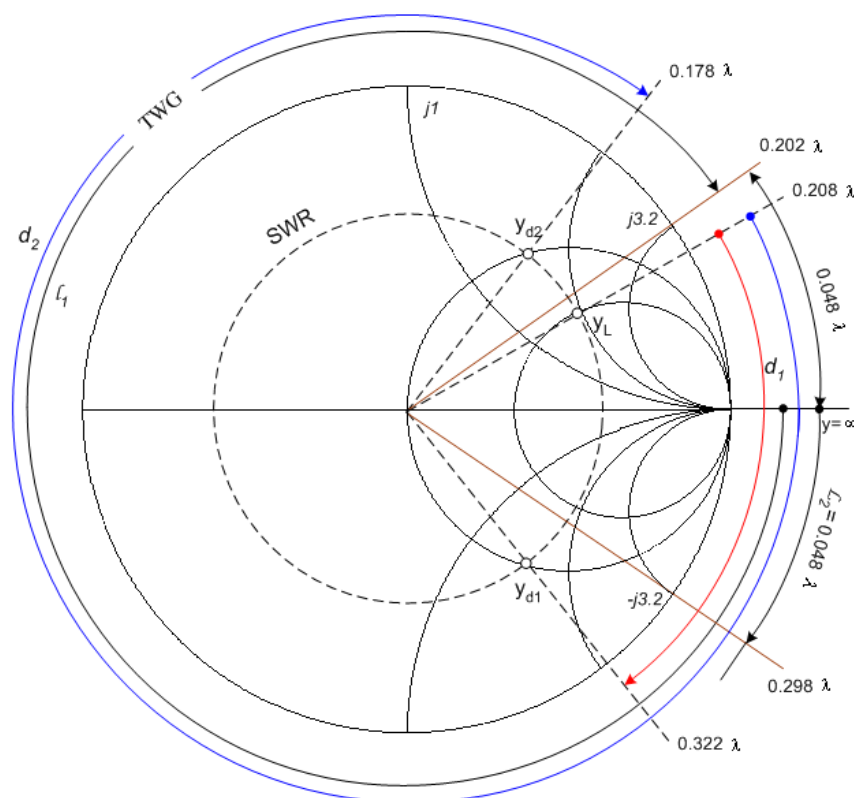
$$d_1 = 0,322\lambda - 0,208\lambda = 0,114\lambda$$

Mặt khác, do trở kháng đặc tính của dây chêm là $Z_{S0} = 100 \Omega$ khác với điện trở đặc tính của dây truyền sóng chính có $Z_0 = 50 \Omega$ nên ta phải tính trên giá trị tuyệt đối của các dẫn nạp. Từ $y_{d1} = 1 - j1,6$ ta có

$$Y_{d1} = y_{d1} \cdot Y_0 = \frac{1 - j1,6}{50} = 0,02 - j0,032 \text{ [S]}$$

Do đó,

$$B_{d1} = -0,032 \text{ [S]}$$



Hình 3.31: Lời giải cho Ví dụ 3.10- Đồ thị Smith cho bộ điều chỉnh phối hợp dùng dây chêm đơn ngắn mạch

Để triệt tiêu phần ảo B_{d1} ta cần phải có

$$B_{s1} = -B_{d1} = +0,032$$

Hoặc điện nạp chuẩn hóa theo Z_{s0}

$$b_{s1} = \frac{B_{s1}}{Y_{s0}} = B_{s1} \cdot Z_{s0} = 0,032 \cdot 100 = +3,2$$

Để dây chêm tạo ra tại khoảng cách d_1 kể từ tải một điện nạp chuẩn hóa b_{s1} thì với giả thiết (a) dây chêm ngắn mạch, khoảng cách l_1 cần thiết của dây chêm được xác định là độ dài tính từ điểm xuất phát $y=\infty$ xoay theo hướng TWG tới điểm $b_{s1} = +3,2$ (xem Hình 3.31). Đọc trên đồ thị ta xác định được

$$l_1 = 0,5\lambda - 0,048\lambda = 0,452\lambda$$

- Phương án 2: Tương tự như trên ta xác định được chiều dài d_2 như sau

$$d_2 = 0,5\lambda - (0,208\lambda - 0,178\lambda) = 0,47\lambda$$

Với $y_{d2} = 1 + j1,6$ thì khi chuyển sang giá trị khi chưa chuẩn hóa là

$$Y_{d2} = y_{d2} Y_0 = \frac{1 + j1,6}{50} = 0,02 + j,032 \text{ [S]}$$

Ta xác định được điện nạp

$$B_{d2} = 0,032 \text{ [S]}$$

và để triệt tiêu điện nạp này ta cần phải có $B_{s2} = -B_{d2} = -0,032$. Hay điện nạp chuẩn hóa của dây chêm là

$$b_{s2} = \frac{B_{s2}}{Y_{s0}} = B_{s2} \cdot Z_{s0} = -0,032 \cdot 100 = -3,2$$

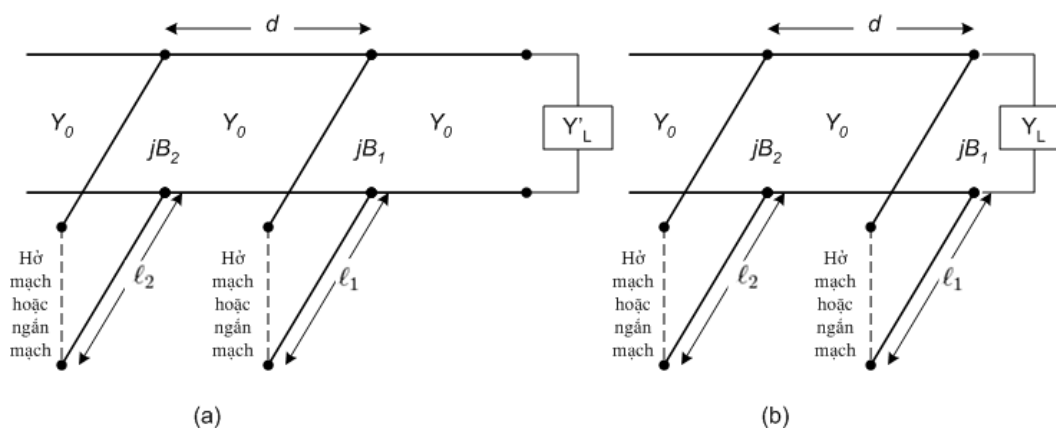
Tương tự, với dây chêm ngắn mạch ta xuất phát từ điểm $y = \infty$ di chuyển theo hướng TWG (về nguồn) một khoảng l_2 tới điểm có $b_{s2} = -3,2$ và xác định được

$$l_2 = 0,298\lambda - 0,25\lambda = 0,048\lambda$$

Như vậy với bài toán này sử dụng giả thiết dây chêm ngắn mạch ta có hai phương án như đã trình bày ở trên. Với giả thiết (b) dây chêm hở mạch và có trở kháng $Z_{s0} = 50\Omega$ sinh viên tự làm ở nhà như một bài tập.

3.5.3 Điều chỉnh phối hợp trở kháng hai dây chêm - Double-Stub Tuning

Các mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dùng một dây chêm trình bày trong phần trước có thể phối hợp bất cứ một trở kháng tải nào (miễn là nó có phần thực khác không) với một đường truyền, nhưng có một nhược điểm là đòi hỏi độ dài đường truyền d giữa tải và dây chêm phải có thể điều chỉnh được tùy theo trở kháng tải. Điều này có thể không thành vấn đề đối với một mạch phối hợp cố định nhưng sẽ có thể đặt ra một số khó khăn nếu một mạch phối hợp yêu cầu có thể khả năng điều chỉnh được. Trong trường hợp này, mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng dây chêm kép (sử dụng hai dây chêm ở vị trí cố định) có thể được sử dụng. Các mạch điều chỉnh như vậy thường được chế tạo ở dạng cấp đồng trục với các dây chêm có thể điều chỉnh được nối song song với đường dây đồng trục chính. Tuy nhiên, chúng ta sẽ thấy rằng mạch điều chỉnh dây chêm kép không thể phối hợp tất cả các trở kháng tải. Mạch điều chỉnh phối hợp dây chêm kép



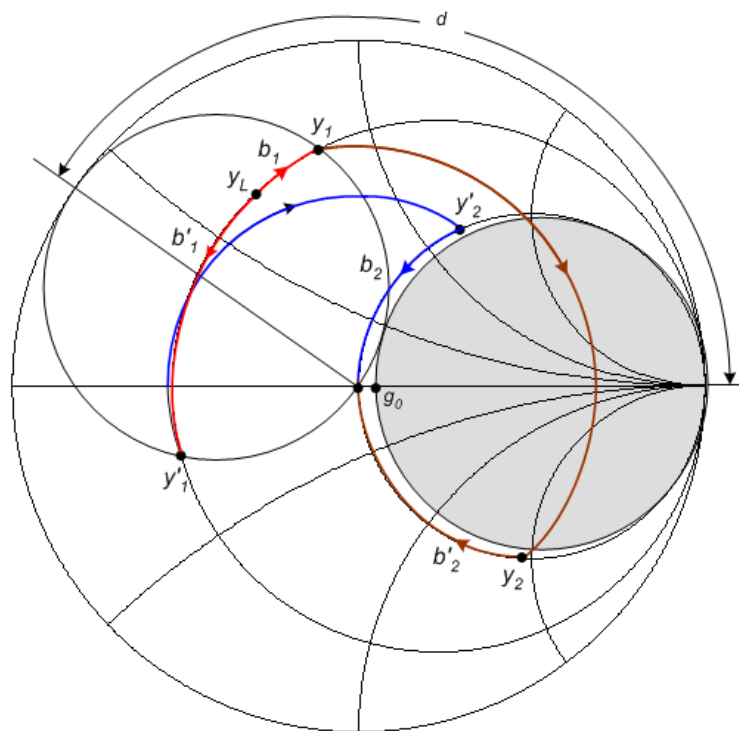
Hình 3.32: Mạch phối hợp dây chêm kép (a) Mạch ban đầu có tải ở khoảng cách bất kỳ kể từ dây chêm thứ nhất (b) Mạch tương đương có tải nằm tại dây chêm thứ nhất

được trình bày trên Hình 3.32a, trong đó tải có thể ở một khoảng cách bất kỳ kể từ dây chêm đầu

tiên. Mặc dù trường hợp này thường gặp trong thực tế hơn nhưng mạch điện của Hình 3.32b (ở đó tải Y_L' đã được chuyển đổi về vị trí của dây chêm đầu tiên) dễ làm việc hơn mà không mất đi tính tổng quát. Các dây chêm trình bày trên Hình 3.32 là các dây chêm song song để thực hiện hơn là các dây chêm nối tiếp. Tuy nhiên về nguyên tắc các dây chêm nối tiếp cũng có thể được sử dụng. Trong bất kỳ trường hợp nào các dây chêm cũng có thể là hở mạch hay ngắn mạch.

Giải pháp dùng đồ thị Smith

Đồ thị Smith trên Hình 3.33 minh họa hoạt động cơ bản của mạch điều chỉnh phối hợp dây chêm kép. Như trong trường hợp các mạch điều chỉnh phối hợp dây chêm đơn ta luôn có hai nghiệm. Điện nạp của dây chêm đầu tiên b_1 (hoặc b_1' đối với dây chêm thứ hai) di chuyển dẫn tải tới y_1 (hoặc y_1'). Các điểm này nằm trên vòng tròn $1 + jb$ đã quay; lượng quay là d bước sóng theo hướng về tải, ở đây d là độ dài điện giữa hai dây chêm. Tiếp theo chuyển chuyển y_1 (hay y_1') theo hướng về nguồn qua chiều dài d của đường dây đưa chúng ta tới điểm y_2 (hoặc y_2') và các điểm này phải nằm trên vòng tròn $1 + jb$. Dây chêm thứ hai khi đó bổ sung một điện nạp b_2 (hoặc b_2') và nó đem chúng ta tới tâm của đồ thị và hoàn thành việc phối hợp trở kháng. Lưu ý từ



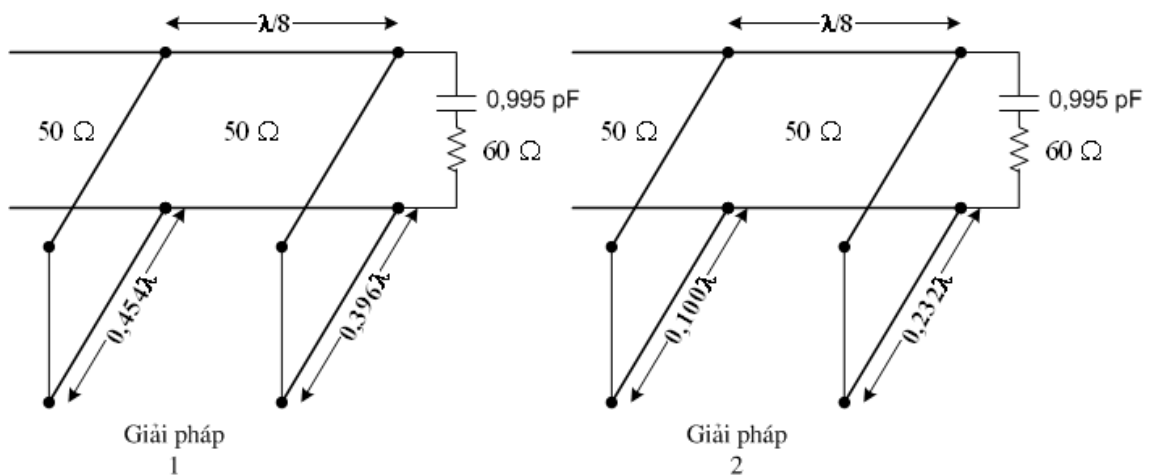
Hình 3.33: Đồ thị Smith mô tả hoạt động của một mạch điều chỉnh phối hợp trở kháng hai dây chêm

Hình 3.33 rằng nếu điện kháng tải y_L nằm trong vùng tô bóng của vòng tròn $g_0 + jb$ thì không có một giá trị điện nạp b_1 nào của dây chêm có thể đưa điểm tải tới giao với vòng tròn $1 + jb$ đã quay. Vì vậy vùng tô bóng này hình thành một dải cấm đối với dẫn nạp tải hay nói cách khác không thể dùng mạch phối hợp dây chêm kép để phối hợp tải có dẫn nạp nằm ở vùng này.

Một cách đơn giản làm giảm dải cấm này là giảm khoảng cách d giữa hai dây chêm. Điều này có tác dụng đưa vòng tròn $1 + jb$ đã quay trở lại gần về điểm $y = \infty$ nhưng d cần phải được duy trì đủ lớn cho mục đích chế tạo hai dây chêm song song trong thực tế. Ngoài ra, khoảng cách giữa hai dây chêm gần 0 hay $\lambda/2$ làm cho các mạch phối hợp trở nên rất nhạy cảm với tần số. Trong thực tế, những khoảng cách này thường được chọn là $\lambda/8$ hoặc $3\lambda/8$.

Nếu độ dài đường dây giữa tải và dây chêm đầu tiên có thể điều chỉnh được thì dẫn nạp tải y_L luôn luôn có thể được chuyển ra khỏi vùng cấm.

Vi dụ 3.11. Thiết kế mạch điều chỉnh phối hợp song song dây chêm kép để phối hợp trở kháng tải $Z_L = 60 - j80\Omega$ với một đường dây 50Ω . Các dây chêm là các dây chêm ngắn mạch và khoảng cách giữa chúng là $\lambda/8$. Giả thiết rằng tải này gồm một điện trở mắc nối tiếp với một tụ điện, và rằng tần số phối hợp là 2GHz, hãy vẽ độ lớn hệ số phản xạ theo tần số từ 1 GHz đến 3 GHz.



Hình 3.34: Hai giải pháp điều chỉnh phối hợp dây chêm kép

Giải: Dẫn nạp tải chuẩn hóa là $y_L = 0,3 + j0,4$ được vẽ trên đồ thị Smith trên Hình. Tiếp theo chúng ta dựng vòng tròn điện dẫn $1 + jb$ sau khi quay bằng cách di chuyển mọi điểm trên vòng tròn $g = 1$ một lượng $\lambda/8$ hướng về phía tải. Tiếp đó chúng ta tìm điện nạp của dây chêm thứ nhất và nó có thể là một trong hai giá trị sau:

$$b_1 = 1,314$$

hoặc

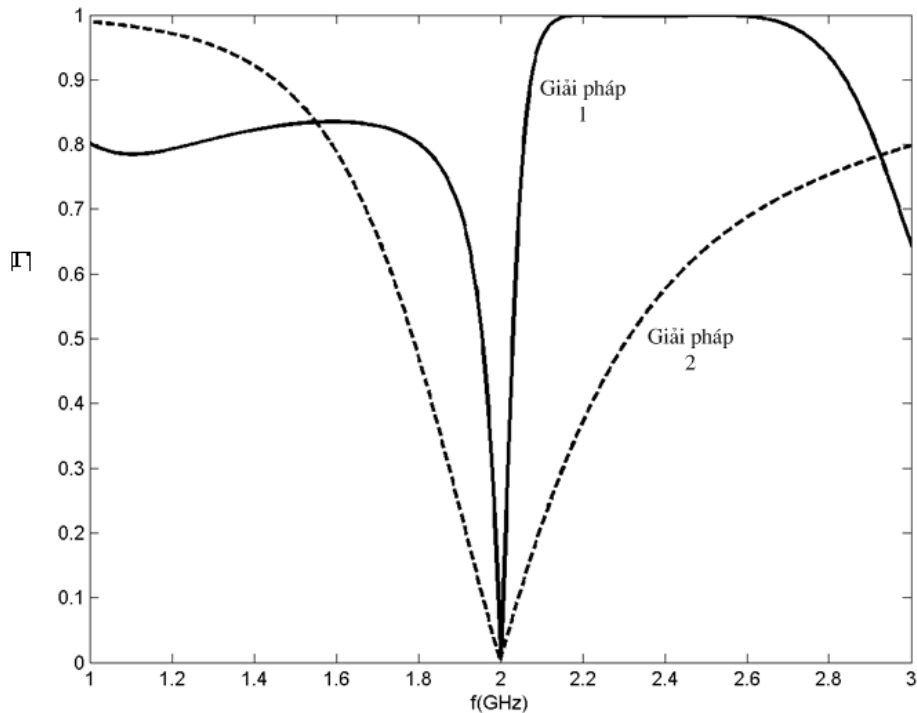
$$b'_1 = -0,114$$

Bây giờ chúng ta chuyển đổi qua đoạn $\lambda/8$ của đường truyền bằng cách quay dọc theo vòng tròn SWR một đoạn $\lambda/8$ về phía nguồn. Việc này đưa hai nghiệm tới các điểm sau:

$$y_2 = 1 - j3,38$$

hoặc

$$y'_2 = 1 + j1,38$$



Hình 3.35: Độ lớn của hệ số phản xạ theo tần số cho các mạch phối hợp của Hình 3.34

Khi đó điện nạp của dây chêm thứ hai cần phải bằng

$$b_2 = 3,38$$

hoặc

$$b'_2 = -1,38$$

Chiều dài của các dây chêm ngắn mạch khi đó được xác định là

$$l_1 = 0,396\lambda \quad l_2 = 0,454\lambda$$

$$l'_1 = 0,232\lambda \quad l_2 = 0,1\lambda$$

Đến đây ta hoàn thành hai giải pháp thiết kế mạch điều chỉnh phối hợp hai dây chêm.

Bây giờ nếu tải RC có trở kháng $Z_L = 60 - j80\Omega$ tại $f = 2GHz$ thì $R = 60\Omega$ và $C = 0,995$ pF. Hai mạch điều chỉnh phối hợp khi đó được minh họa trên Hình 3.34 và độ lớn hệ số phản xạ được vẽ theo tần số trên Hình 3.35. Lưu ý rằng giải pháp đầu tiên có độ rộng băng tần hẹp hơn nhiều so với giải pháp thứ hai, do một thực tế là cả hai dây chêm cho giải pháp thứ nhất dài hơn (và gần $\lambda/2$ hơn) các dây chêm của giải pháp thứ hai.

Chương 4

Phân tích mạch cao tần

Các mạch điện hoạt động ở tần số thấp ở đó kích thước mạch tương đối nhỏ so với bước sóng có thể được xem là liên kết các phần tử tập trung tích cực và thụ động có điện áp và dòng điện được xác định tại bất cứ điểm nào trên mạch. Trong tình huống này các kích thước mạch đủ nhỏ sao cho sự thay đổi về pha nhỏ không đáng kể giữa một điểm này với một điểm khác trong mạch. Ngoài ra, các trường có thể được xem như là các trường TEM hỗ trợ bởi hai hay nhiều dây dẫn. Điều này dẫn tới một loại nghiệm cận tĩnh điện cho các phương trình Maxwell và các định luật Kirchhoff cho điện áp và dòng điện cùng các khái niệm về trở kháng trong lý thuyết mạch. Như bạn đọc đã biết, có nhiều kỹ thuật mạnh và hữu ích cho phân tích các mạch điện tần số thấp. Nói chung, các kỹ thuật này không thể áp dụng trực tiếp cho các mạch cao tần. Tuy nhiên, mục đích của chương này là chỉ ra các khái niệm về mạch và mạng có thể được mở rộng như thế nào để giải quyết nhiều bài toán phân tích và thiết kế cao tần được quan tâm trong thực tế.

Lý do chính để làm điều này là ta sẽ dễ dàng hơn khi áp dụng các ý tưởng đơn giản và trực giác của phân tích mạch cho một bài toán cao tần so với việc giải các phương trình Maxwell cho cùng bài toán. Phân tích trường cho ta nhiều thông tin về bài toán đang được xem xét hơn những gì ta thực sự muốn hoặc cần. Tức là, do nghiệm của các phương trình Maxwell cho một bài toán đã cho là hoàn chỉnh, nó cho ta các trường điện và từ tại mọi điểm trong không gian. Nhưng thường chúng ta chỉ quan tâm đến điện áp hay dòng điện tại các cực, công suất chảy qua thiết bị hay một số đại lượng "toàn cục" khác tương phản với mô tả chi tiết về đáp ứng tại mọi điểm trong không gian. Một lý do khác cho việc sử dụng phân tích mạch hay mạng là vì khi đó sẽ rất dễ sửa đổi bài toán gốc, hoặc kết hợp một số phần tử khác nhau lại và tìm đáp ứng mà không cần phân tích chi tiết hành vi của mỗi phần tử khi kết hợp với các lân cận của nó. Phân tích trường sử dụng các phương trình Maxwell cho những bài toán như vậy khó khăn vô ích. Tuy nhiên có những tình huống ở đó các kỹ thuật mạch như vậy được coi là đơn giản quá mức và dẫn tới những kết quả không chính xác. Trong những trường hợp như vậy ta phải sử dụng phương pháp phân tích trường với các phương trình Maxwell. Một phần trong chương trình đào tạo các kỹ sư cao tần là tạo khả năng xác định khi nào các khái niệm phân tích mạch có thể áp dụng và khi nào thì chúng cần phải được loại trừ.

Trình tự cơ bản cho phân tích mạng cao tần được mô tả như sau: Trước tiên chúng ta xét một loạt bài toán kinh điển, cơ bản sử dụng phân tích trường và các phương trình Maxwell. (Như ta đã thực hiện trong Chương cho nhiều loại đường truyền và ống dẫn sóng khác nhau). Khi thực hiện điều này chúng ta cố gắng đạt được các đại lượng có thể có liên hệ trực tiếp tới một tham

số đường truyền hay mạch điện. Ví dụ, khi ta phân tích các đường truyền và ống dẫn sóng khác nhau chúng ta đã rút ra hằng số truyền lan và trở kháng đặc tính của đường truyền. Điều này cho phép đường truyền hay ống dẫn sóng được coi như một phần tử phân bố đặc trưng bởi độ dài, hằng số truyền lan và trở kháng đặc tính của nó. Tới đây, chúng ta có thể kết nối nhiều phần tử khác nhau và sử dụng lý thuyết đường truyền và/hoặc lý thuyết mạch để phân tích hành vi của toàn bộ hệ thống các phần tử, kể cả các hiệu ứng như hệ số phản xạ, tổn hao, chuyển đổi trở kháng, và chuyển tiếp từ một loại môi trường truyền dẫn này sang môi trường khác (chẳng hạn từ cáp đồng trục sang đường truyền vi dải). Như chúng ta sẽ thấy, chuyển tiếp giữa các đường truyền khác nhau hay các điểm gián đoạn trên đường truyền nhìn chung không thể được xem là một kết nối đơn giản giữa hai đường truyền mà phải được xét bởi một số kiểu mạch điện tương đương để tính cho cả các điện kháng liên quan tới sự chuyển tiếp hay sự gián đoạn.

4.1 Trở kháng và điện áp và dòng điện tương đương

4.1.1 Điện áp và dòng điện tương đương

Tại tần số vi ba (cao tần) việc đo điện áp hay dòng điện rất khó khăn (hoặc không thể thực hiện được), trừ phi sẵn có một cặp điện cực đã được xác định rõ ràng. Một cặp điện cực như vậy có thể có mặt trong trường hợp các đường truyền loại TEM (chẳng hạn như cáp đồng trục, đường truyền vi dải hay đường truyền dải) nhưng không tồn tại đối với các đường truyền phi TEM (chẳng hạn các ống dẫn sóng hình chữ nhật, hình tròn hay dẫn sóng bề mặt).

Hình cho thấy các đường sức điện và từ trường của một đường truyền TEM hai dây dẫn bất kỳ. Như trong Chương trước, điện áp tương đối V của dây dẫn + so với dây dẫn - có thể xác định bởi

$$V = \int_{+}^{-} \vec{E} \cdot d\vec{\ell} \quad (4.1)$$

ở đây đường tích phân bắt đầu từ dây + và kết thúc tại dây -. Điều quan trọng cần nhận ra rằng, do bản chất tĩnh điện của các thành phần trường ngang giữa hai dây dẫn, điện áp định nghĩa trong (4.1) là duy nhất và không phụ thuộc vào hình dạng của đường tích phân. Tổng dòng điện chảy trên dây + có thể được xác định từ việc sử dụng định luật Ampere

$$I = \oint_{C^{+}} \vec{H} \cdot d\vec{\ell} \quad (4.2)$$

ở đó đường tích phân là một đường cong kín bất kỳ bao quanh dây + (mà không phải là dây -). Trở kháng đặc tính Z_0 khi đó có thể được xác định đối với các sóng truyền lan là

$$Z_0 = \frac{V}{I} \quad (4.3)$$

Tới đây, sau khi định nghĩa và xác định điện áp, dòng điện và trở kháng đặc tính (và giả thiết chúng ta biết hằng số truyền lan của đường truyền) chúng ta có thể tiếp tục sử dụng lý thuyết mạch cho đường dây được phát triển trong Chương trước để mô tả đường truyền này như một phần tử mạch điện.

Tình huống sẽ khó khăn hơn đối với các ống dẫn sóng. Để xem tại sao, chúng ta sẽ xét trường hợp ống dẫn sóng hình chữ nhật như chỉ ra trên Hình . Đối với mode chủ đạo TE_{10} các trường ngang có thể được viết là

$$E_y(x, y, z) = \frac{j\omega\mu a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} = A e_y(x, y) e^{-j\beta z} \quad (4.4a)$$

$$H_x(x, y, z) = \frac{j\beta a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} = A h_x(x, y) e^{-j\beta z} \quad (4.4b)$$

áp dụng (4.1) cho điện trường của (4.4b) cho

$$V = \frac{-j\omega\mu a}{\pi} A \sin \frac{\pi x}{a} e^{-j\beta z} \int_y dy \quad (4.5)$$

Vì vậy ta có thể thấy rằng điện áp phụ thuộc vào vị trí x cũng như độ dài của đường lấy tích phân dọc theo chiều y . Lấy tích phân từ $y=0$ tới b cho $x=a/2$ cho một điện áp khác xa giá trị đạt được khi lấy tích phân từ $y=0$ tới b cho $x=0$ chẳng hạn. Vậy khi đó điện áp chính xác là bao nhiêu? câu trả lời là không có điện áp "chính xác" về ý nghĩa nào đó là duy nhất hoặc thích hợp cho mọi ứng dụng. Một vấn đề tương tự nảy sinh với dòng điện và trở kháng đặc tính. Bây giờ chúng ta sẽ chỉ ra chúng ta có thể xác định điện áp, dòng điện và trở kháng hữu ích đối với các đường dây phi TEM như thế nào.

Có nhiều cách xác định điện áp, dòng điện và trở kháng tương đương cho các ống dẫn sóng, do các đại lượng này không duy nhất cho các đường truyền phi TEM nhưng cân nhắc sau đây thường dẫn đến những kết quả hữu dụng nhất:

- Điện áp và dòng điện chỉ được định nghĩa cho một mode dẫn sóng nhất định và được định nghĩa sao cho điện áp tỷ lệ thuận với điện trường ngang và dòng điện tỷ lệ với từ trường ngang.
- Để được sử dụng theo phương thức tương tự như điện áp và dòng điện của lý thuyết mạch, điện áp và dòng điện tương đương cần được định nghĩa sao cho tích của chúng cho công suất của mode.
- Tỷ số điện áp trên dòng điện cho một sóng lan truyền đơn cần phải bằng trở kháng đặc tính của đường truyền. Trở kháng đặc tính có thể được chọn bất kỳ nhưng thường được chọn sao cho bằng trở kháng sóng của được dây hoặc được chuẩn hóa bằng 1.

Đối với một mode dẫn sóng bất kỳ có cả sóng lan truyền theo chiều dương và âm, các trường ngang có thể được viết là

$$\bar{E}_t(x, y, z) = \bar{e}(x, y)(A^+ e^{-j\beta z} + A^- e^{j\beta z}) = \frac{\bar{e}(x, y)}{C_1}(V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z}) \quad (4.6a)$$

$$\bar{H}_t(x, y, z) = \bar{h}(x, y)(A^+ e^{-j\beta z} + A^- e^{j\beta z}) = \frac{\bar{h}(x, y)}{C_2}(I^+ e^{-j\beta z} + I^- e^{j\beta z}) \quad (4.6b)$$

ở đó \bar{e} và \bar{h} là sự biến đổi trường ngang của mode, còn A^+ , A^- là biên độ trường của sóng lan truyền. Do \bar{E}_t và \bar{H}_t quan hệ với nhau thông qua trở kháng sóng Z_w theo biểu thức (2.68) như sau

$$\bar{h}(x, y) = \frac{1}{Z_{TEM}} \hat{z} \times \bar{e}(x, y) \quad (4.7)$$

Phương trình (4.8) cũng định nghĩa điện áp và dòng điện tương đương là

$$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z} \quad (4.8a)$$

$$I(z) = I^+ e^{-j\beta z} + I^- e^{j\beta z} \quad (4.8b)$$

với $V^+/I^+ = V^-/I^- = Z_0$. Định nghĩa này thể hiện ý tưởng làm cho điện áp và dòng điện tương đương tỷ lệ thuận với các trường điện và từ ngang tương ứng. Các hằng số tỷ lệ cho quan hệ này là $C_1 = V^+/A^+ = V^-/A^-$ và $C_2 = I^+/A^+ = I^-/A^-$ và có thể được xác định từ hai điều kiện còn lại đối với năng lượng và trở kháng.

Dòng năng lượng (công suất) của sóng tới được cho bởi

$$P^+ = \frac{1}{2} |A^+|^2 \iint_S \bar{e} \times \bar{h}^* \cdot \hat{z} ds = \frac{V^+ I^+}{2 C_1 C_2^*} \iint_S \bar{e} \times \bar{h}^* \cdot \hat{z} ds \quad (4.9)$$

Vì chúng ta muốn công suất này bằng $(1/2)V^+ I^{+*}$ nên

$$C_1 C_2^* = \iint_S \bar{e} \times \bar{h}^* \cdot \hat{z} ds \quad (4.10)$$

ở đó tích phân mặt tính qua mặt cắt tiết diện của ống dẫn sóng. Trở kháng đặc tính là

$$Z_0 = \frac{V^+}{I^+} = \frac{V^-}{I^-} = \frac{C_1}{C_2} \quad (4.11)$$

do $V^+ = C_1 A^+$ và $I^+ = C_2 A^+$. Nếu ta muốn $Z_0 = Z_w$ thì trở kháng sóng ($Z_{TE} = Z_{TM}$) của mode, khi đó

$$\frac{C_1}{C_2} = Z_w \quad (Z_{TE} \text{ hoặc } Z_{TM}) \quad (4.12a)$$

hay có thể là ta muốn chuẩn hóa trở kháng đặc tính về 1 ($Z_0 = 1$), trong trường hợp đó ta có

$$\frac{C_1}{C_2} = 1 \quad (4.12b)$$

Vì vậy với một mode dẫn sóng đã cho, (4.10) và (4.12) có thể được giải cho các hằng số C_1 và C_2 cùng các điện áp và dòng điện tương đương. Các mode bậc cao hơn có thể được xét với cách thức tương tự, vì vậy trường tổng trong một ống dẫn sóng có thể được biểu diễn dưới dạng sau:

$$\bar{E}_t(x, y, z) = \sum_{n=1}^N \left(\frac{V_n^+}{C_{1n}} e^{-j\beta_n z} + \frac{V_n^-}{C_{1n}} e^{j\beta_n z} \right) \bar{e}_n(x, y) \quad (4.13a)$$

$$\bar{H}_t(x, y, z) = \sum_{n=1}^N \left(\frac{I_n^+}{C_{2n}} e^{-j\beta_n z} + \frac{I_n^-}{C_{2n}} e^{j\beta_n z} \right) \bar{h}_n(x, y) \quad (4.13b)$$

trong đó V_n^\pm và I_n^\pm là các điện áp và dòng điện tương đương cho mode thứ n còn C_{1n} và C_{2n} là các hằng số tỷ lệ cho mỗi mode.

Ví dụ:

Tìm điện áp và dòng điện tương đương cho mode TE_{10} trong ống dẫn sóng hình chữ nhật.

Lời giải:

Các thành phần trường ngang và dòng công suất của mode dẫn sóng chữ nhật và mô hình đường truyền tương đương của mode này có thể được viết như sau:

Các thành phần trường của ống dẫn sóng	Mô hình đường truyền
$E_y = (A^+ e^{-j\beta z} + A^- e^{j\beta z}) \sin(\pi x/a)$	$V(z) = V^+ e^{-j\beta z} + V^- e^{j\beta z}$
$H_x = -1/Z_{TE} (A^+ e^{-j\beta z} - A^- e^{j\beta z}) \sin(\pi x/a)$	$I(z) = I^+ e^{-j\beta z} - I^- e^{j\beta z}$ $= (V^+/Z_0) e^{-j\beta z} - (V^-/Z_0) e^{j\beta z}$
$P^+ = -(1/2) \iint_S E_y H_x^* dx dy$ $= (ab A ^2/4Z_{TE})$	$P = (1/2) V^+ I^{+*}$

Bây giờ chúng ta tìm các hằng số C_1 và C_2 liên hệ giữa điện áp và dòng điện tương đương V^+ và I^+ với biên độ trường A. Cân bằng công suất tới ta được

$$\frac{ab|A|^2}{4Z_{TE}} = \frac{1}{2} V^+ I^{+*} = \frac{1}{2} |A|^2 C_1 C_2^*$$

Nếu ta chọn $Z_0 = Z_{TE}$ thì ta cũng có

$$\frac{V^+}{I^+} = \frac{C_1}{C_2} = Z_{TE}$$

Giải cho C_1, C_2 cho

$$C_1 = \sqrt{\frac{ab}{2}}$$

$$C_2 = \frac{1}{Z_{TE}} \sqrt{\frac{ab}{2}}$$

hoàn toàn làm cho sự tương đương giữa đường truyền với mode TE_{10} .

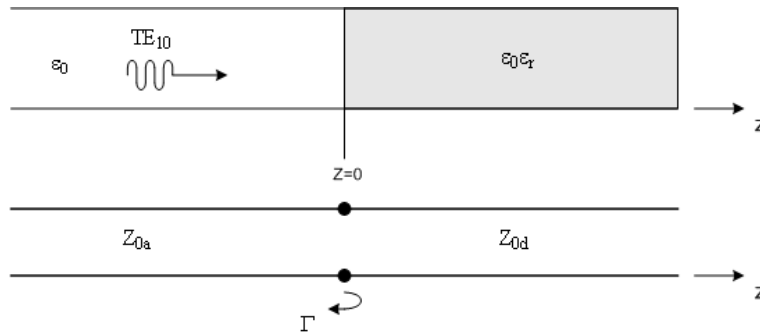
4.1.2 Khái niệm về trở kháng

Chúng ta đã sử dụng ý tưởng về trở kháng trong một vài ứng dụng khác nhau, vì vậy sẽ là hữu ích nếu tại đây chúng ta thảo luận về khái niệm trở kháng dưới dạng tổng quát hơn. Thuật ngữ trở kháng được đưa ra đầu tiên bởi Oliver Heaviside vào thế kỷ thứ 19 nhằm mô tả tỷ số phức V/I trong các mạch AC gồm các điện trở, điện cảm và các điện dung; khái niệm trở kháng nhanh chóng trở nên không thể thiếu được trong phân tích các mạch AC. Sau đó nó được áp dụng cho các đường truyền dưới dạng các mạch tập trung tương đương và trở kháng nối tiếp cùng dẫn nạp song song phân bố của đường dây. Vào những năm 1930, Schelkunoff nhận ra rằng khái niệm trở kháng cần được xem như đặc trưng của trường cũng như của môi trường. Khái niệm trở kháng khi đó hình thành một kết nối quan trọng giữa lý thuyết trường và lý thuyết mạch hay lý thuyết đường truyền.

Sau đây chúng ta sẽ tổng kết một số loại trở kháng được sử dụng cho tới nay và ký hiệu của chúng:

- $\eta = \sqrt{\mu/\epsilon} =$ trở kháng thuần của môi trường. Trở kháng này chỉ phụ thuộc vào các tham số vật liệu của môi trường nhưng bằng trở kháng sóng của sóng phẳng.
- $Z_w = E_t/H_t = 1/Y_w =$ trở kháng sóng. Trở kháng này là đặc trưng cho một loại sóng nhất định. Các sóng TEM, TE và TM có các trở kháng sóng khác nhau (Z_{TEM}, Z_{TM}, Z_{TE}), chúng có thể phụ thuộc vào loại đường truyền hay ống dẫn sóng, vật liệu và tần số hoạt động
- $Z_0 = 1/Y_0 = \sqrt{L/C} =$ trở kháng đặc tính. Trở kháng đặc tính là tỷ số giữa điện áp và dòng điện đối với sóng chạy. Do điện áp và dòng điện được xác định duy nhất cho các sóng TEM nên trở kháng đặc tính của một sóng TEM là duy nhất. Tuy nhiên, các sóng TE và TM không có điện áp và dòng điện xác định duy nhất vì vậy trở kháng đặc tính đối với các sóng như vậy có thể được xác định theo nhiều cách khác nhau.

Ví dụ 4.1. Xét một ống dẫn sóng chữ nhật có $a=3.485$ cm và $b=1.580$ cm (ống dẫn bằng C), chứa không khí với $z<0$ và chứa chất điện môi ($\epsilon_r = 2.56$) với $z>0$ như chỉ ra trong Hình 4.1. Nếu tần số hoạt động là 4.5 GHz sử dụng mô hình đường truyền tương đương để tính hệ số phản xạ của sóng tới TE_{10} mặt giao tiếp từ $z < 0$.



Hình 4.1: Dạng hình học của ống dẫn sóng một phần chứa chất điện môi và đường truyền tương đương của nó

Giải

Các hằng số truyền lan trong các vùng không khí ($z<0$) và điện môi ($z>0$) là

$$\beta_a = \sqrt{k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = 27.50 \text{ m}^{-1}$$

$$\beta_d = \sqrt{\epsilon_r k_0^2 - \left(\frac{\pi}{a}\right)^2} = 120.89 \text{ m}^{-1}$$

Bạn đọc có thể xác minh rằng mode TE_{10} là mode truyền lan duy nhất trong cả hai vùng của ống dẫn sóng. Bây giờ chúng ta có thể thiết lập đường truyền tương đương cho mode TE_{10} trong mỗi ống dẫn sóng và xem bài toán khi phản xạ của sóng điện áp tới tại tiếp giáp giữa hai đường truyền dài vô hạn.

Với việc tham khảo ví dụ và Bảng , trở kháng đặc tính của hai đường là

$$Z_{0a} = \frac{k_0 \eta_0}{\beta_a} = \frac{(94.25)(377)}{27.50} = 1292.1 \Omega$$

$$Z_{0d} = \frac{k_0 \eta_0}{\beta_d} = \frac{k_0 \eta_0}{\beta_d} = \frac{(94.25)(377)}{120.89} = 293.9 \Omega$$

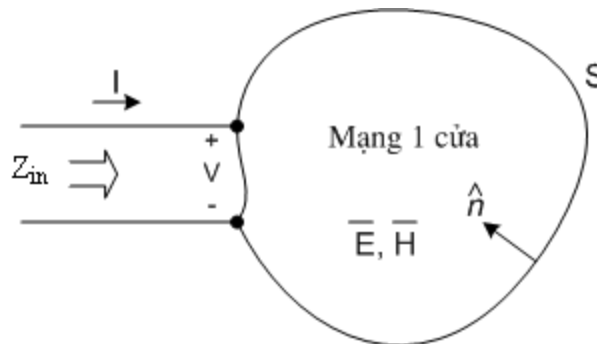
Hệ số phản xạ nhìn vào vùng có chứa điện môi khi đó là

$$\Gamma = \frac{Z_{0d} - Z_{0a}}{Z_{0d} + Z_{0a}} = -0.629 \quad (4.14)$$

Với kết quả này, các biểu thức cho các sóng tới, phản xạ và sóng truyền có thể được viết dưới dạng trường, hoặc dưới dạng điện áp và dòng điện tương đương.

4.2 Những đặc điểm trở kháng của các mạng một cửa

Trong phần này chúng ta sẽ thảo luận một số đặc điểm cơ bản của trở kháng điểm nguồn đối với các mạng một cửa. Trước hết xét mạng một cửa bất kỳ trên Hình. Công suất phức được đưa tới mạng này được cho bởi



Hình 4.2: Mạng một cửa bất kỳ

$$P = \frac{1}{2} \oint_S \bar{E} \times \bar{H}^* \cdot d\bar{s} = P_\ell + 2j\omega(W_m - W_e) \quad (4.15)$$

trong đó P_ℓ là thực và đại diện cho công suất trung bình được tiêu thụ bởi mạng còn W_m và W_e đại diện cho năng lượng từ trường và điện trường tương ứng. Lưu ý rằng véc tơ pháp tuyến đơn vị trong Hình hướng vào bên trong khối.

Nếu ta xác định các trường mode ngang thực \bar{e} và \bar{h} qua mặt phẳng cực của mạng sao cho

$$\bar{E}_t(x, y, z) = V(z)\bar{e}(x, y)e^{-j\beta z} \quad (4.16a)$$

$$\bar{H}_t(x, y, z) = I(z)\bar{h}(x, y)e^{-j\beta z} \quad (4.16b)$$

với sự chuẩn hóa sao cho

$$\int_S \bar{e} \times \bar{h} \cdot d\bar{s} = 1$$

khi đó (4.15) có thể được biểu diễn dưới dạng điện áp và dòng điện

$$P = \frac{1}{2} \int_S VI^* \bar{e} \times \bar{h} \cdot d\bar{s} = \frac{1}{2} VI^* \quad (4.17)$$

Khi đó trở kháng vào sẽ là

$$Z_{in} = R + jX = \frac{V}{I} = \frac{VI^*}{|I|^2} = \frac{P}{1/2|I|^2} = \frac{P_\ell + 2j\omega(W_m - W_e)}{1/2|I|^2} \quad (4.18)$$

Do đó chúng ta thấy rằng phần thực R của trở kháng vào liên hệ với công suất tiêu thụ trong khi phần ảo X liên quan tới năng lượng tích trữ trong mạng. Nếu mạng là không tổn hao thì $P_\ell=0$ và $R=0$. Khi đó Z_{in} là thuần ảo với điện kháng

$$X = \frac{4\omega(W_m - W_e)}{|I|^2} \quad (4.19)$$

nó là dương đối với tải là điện cảm ($W_m > W_e$) và là ảo đối với tải điện dung ($W_m < W_e$).

4.3 Các ma trận trở kháng và dẫn nạp

Chúng ta bắt đầu bằng việc xem xét một mạch cao tần N cổng như mô tả trên Hình 4.3. Các cổng trong Hình 4.3 có thể rơi vào bất kỳ loại đường truyền hay đường truyền tương đương của một mode truyền lan nào. (Khái niệm *cổng* được đưa ra bởi H.A. Wheeler vào những năm 1950 để thay thế cho cụm từ công kênh ít có tính mô tả "hai cực"). Nếu một trong các cổng vật lý của mạch là một ống dẫn sóng hỗ trợ nhiều hơn một mode lan truyền thì các cổng điện bổ sung có thể được thêm vào để bao hàm các mode đó. Tại một điểm nhất định trên cổng thứ n , một mặt phẳng kết cuối t_n được định nghĩa cùng với các điện áp và dòng điện tương đương cho các sóng tới (V_n^+, I_n^+) và sóng phản xạ (V_n^-, I_n^-). Các mặt phẳng kết cuối quan trọng trong việc tạo ra một tham chiếu cho pha của điện áp và dòng điện. Bây giờ tại mặt phẳng kết cuối thứ n tổng điện áp và dòng điện được cho bởi

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (4.20a)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- \quad (4.20b)$$

Ma trận trở kháng $[Z]$ của mạch cao tần khi đó liên hệ giữa các điện áp và dòng điện trên các cổng.

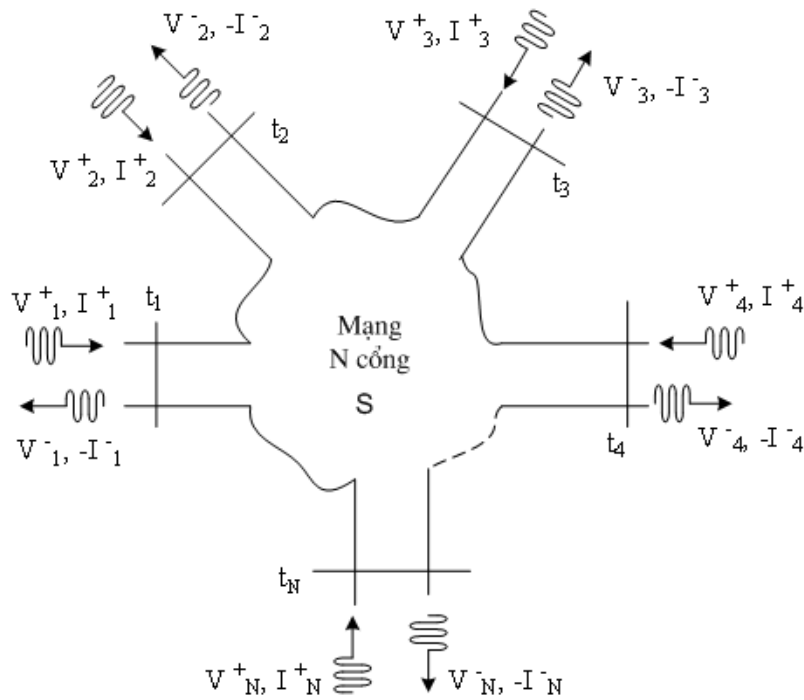
$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ Z_{N1} & \cdots & & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix}$$

hay dạng ma trận

$$[V] = [Z][I] \quad (4.21)$$

Tương tự ta có thể định nghĩa ma trận dẫn nạp $[Y]$ như sau

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} & \cdots & Y_{1N} \\ Y_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ Y_{N1} & \cdots & & Y_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix}$$



Hình 4.3: Mạng N cổng bất kỳ

hay dạng ma trận

$$[I] = [Y][V] \quad (4.22)$$

Tất nhiên, ma trận $[Z]$ và $[Y]$ là nghịch đảo của nhau:

$$[Y] = [Z]^{-1} \quad (4.23)$$

Lưu ý rằng cả hai ma trận $[Y]$ và $[Z]$ liên hệ các điện áp với dòng điện cổng. Từ 4.21 ta thấy rằng Z_{ij} có thể tìm được như sau

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{I_k=0 \text{ khi } k \neq j} \quad (4.24)$$

Biểu thức (4.24) phát biểu rằng Z_{ij} có thể được xác định bằng cách đưa vào cổng j một dòng điện I_j , để hở mạch tất cả các cổng còn lại (để $I_k = 0$ khi $k \neq j$), và đo điện áp hở mạch ở cổng i . Vì vậy, Z_{ij} là trở kháng truyền đạt giữa cổng i và cổng j khi tất cả các cổng khác hở mạch.

Tương tự, từ (4.22) Y_{ij} có thể được xác định như sau:

$$Y_{ij} = \left. \frac{I_i}{V_j} \right|_{V_k=0 \text{ khi } k \neq j} \quad (4.25)$$

biểu thức này phát biểu rằng Y_{ij} có thể được xác định bằng cách đưa điện áp V_j vào cổng j , làm ngắn mạch tất cả các cổng còn lại (để $V_k = 0$ khi $k \neq j$) và đo dòng điện ngắn mạch tại cổng i .

Nhìn chung, mỗi phần tử Z_{ij} hoặc Y_{ij} có thể là số phức. Đối với một mạng N cổng, các ma trận trở kháng và dẫn nạp có kích thước $N \times N$, vì thế có $2N^2$ đại lượng độc lập hay mức độ

tự do đối với một mạng N cổng bất kỳ. Tuy nhiên, trong thực tế, nhiều mạng hoặc là tương hỗ hoặc là không tổn hao hoặc cả hai. Nếu mạng là tương hỗ (không chứa đựng bất kỳ một môi trường không tương hỗ nào chẳng hạn như Ferit hay Plasma, hay các phần tử tích cực), chúng ta sẽ chỉ ra rằng các ma trận trở kháng và dẫn nạp là đối xứng, tức là $Z_{ij} = Z_{ji}$, và $Y_{ij} = Y_{ji}$. Nếu mạch là không tổn thất ta có thể chỉ ra rằng các phần tử Z_{ij} hay Y_{ij} là thuần ảo. Một trong các trường hợp đặc biệt này có tác dụng làm giảm số đại lượng độc lập hay mức độ tự do mà một mạng N cổng có thể có.

4.4 Ma trận tán xạ

Với các mạch điện hoạt động ở tần số thấp (tần số mà tại đó kích thước của mạch điện nhỏ hơn rất nhiều lần bước sóng lan truyền), chúng được coi là các phần tử thông số tập trung và tại bất kỳ điểm nào của mạch điện ta cũng có thể xác định được điện áp và dòng điện. Bên cạnh đó, độ lệch pha giữa các điểm trong mạch là không đáng kể.

Tuy nhiên đối với các mạch điện hoạt động ở tần số siêu cao (kích thước của mạch điện so sánh được với bước sóng), việc đo trực tiếp điện áp và dòng điện thường liên quan tới độ lớn (rút ra từ công suất) và pha của sóng lan truyền theo một hướng nhất định, hoặc của sóng đứng. Vì vậy, các điện áp và dòng điện tương đương và cả các ma trận trở kháng và dẫn nạp liên quan có phần trở nên trừu tượng khi xét tới các mạch làm việc ở tần số cao. Mặt khác, khi đo và đánh giá các tham số Y, Z của các thiết bị (hay mạch) cao tần đòi hỏi thiết bị (hay mạch) được kết nối với tải hở mạch hay ngắn mạch mà điều này đối với các tần số siêu cao là rất khó thực hiện. Vì vậy, ma trận tán xạ phù hợp hơn với các phép đo trực tiếp và với các ý tưởng về các sóng tới, sóng phản xạ và sóng truyền đi sẽ được giới thiệu trong chương này.

Cũng giống như ma trận trở kháng hay ma trận dẫn nạp cho một mạng N cổng, ma trận tán xạ cho ta một mô tả đầy đủ về một mạng khi được nhìn từ N cổng của nó. Trong khi các ma trận trở kháng và dẫn nạp liên hệ các điện áp và dòng điện tổng tại các cổng, ma trận tán xạ liên hệ các sóng điện áp tới trên các cổng với các sóng điện áp phản xạ từ các cổng đó. Đối với một số phần tử hay mạch điện, các ma trận tán xạ có thể được đo trực tiếp bằng máy phân tích mạng. Một khi các tham số tán xạ của mạng được xác định, khi cần thiết ta có thể chuyển đổi sang các tham số ma trận khác.

Xét mạng N cổng trên Hình 4.3, ở đó V_n^+ là biên độ sóng điện áp tới cổng n, và V_n^- là biên độ của sóng điện áp phản xạ từ cổng n. Ma trận tán xạ hay ma trận [S] được định nghĩa theo mối quan hệ giữa các sóng điện áp tới và sóng điện áp phản xạ như sau

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \\ \vdots \\ V_N^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & & & \vdots \\ \vdots & & & \\ S_{N1} & \cdots & & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \\ \vdots \\ V_N^+ \end{bmatrix}$$

hay

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (4.26)$$

Một phần tử nào đó của ma trận $[S]$ có thể được xác định như sau

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^-}{V_j^+} \right|_{V_k^+ = 0 \text{ khi } k \neq j} \quad (4.27)$$

Từ (4.27) ta có thể nói rằng S_{ij} được xác định bằng việc đưa vào cổng j một sóng tới có điện áp V_j^+ và đo biên độ sóng phản xạ V_i^- ra khỏi cổng i . Các sóng tới trên tất cả các cổng trừ cổng thứ j được gán bằng không, nghĩa là tất cả các cổng đó cần được kết cuối bởi các tải phối hợp để tránh phản xạ. Vì vậy, S_{ii} là hệ số phản xạ nhìn vào cổng i khi tất cả các cổng khác được kết cuối bằng tải phối hợp, còn S_{ij} là hệ số truyền từ cổng j tới cổng i khi tất cả các cổng khác được kết cuối bằng tải phối hợp.

Bây giờ chúng ta sẽ chỉ ra ma trận $[S]$ có thể được xác định như thế nào từ ma trận $[Z]$ (hoặc $[Y]$) và ngược lại. Trước tiên, chúng ta phải giả thiết rằng các trở kháng đặc tính Z_{0n} của tất cả các cổng là như nhau. (Sự hạn chế này sẽ được loại bỏ khi ta thảo luận về các tham số tán xạ tổng quát). Khi đó, để thuận tiện chúng ta có thể cho $Z_{0n} = 1$. Từ (4.20) điện áp và dòng điện tổng tại cổng thứ n có thể được viết thành

$$V_n = V_n^+ + V_n^- \quad (4.28a)$$

$$I_n = I_n^+ - I_n^- = V_n^+ - V_n^- \quad (4.28b)$$

Sử dụng định nghĩa về $[Z]$ từ (4.21) cùng (4.28) cho

$$[Z][I] = [Z][V^+] - [Z][V^-] = [V] = [V^+] + [V^-] \quad (4.29)$$

và có thể được viết là

$$([Z] + [U])[V^-] = ([Z] - [U])[V^+] \quad (4.30)$$

Trong đó $[U]$ là ma trận đơn vị được định nghĩa là

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 1 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \\ 0 & \cdots & & 1 \end{bmatrix}$$

So sánh (4.30) với (4.26) gọi cho ta

$$[S] = ([Z] + [U])^{-1}([Z] - [U]) \quad (4.31)$$

Cho ta ma trận tán xạ biểu diễn theo ma trận trở kháng. Lưu ý rằng đối với mạng một cửa thì (4.31) rút gọn thành

$$S_{11} = \frac{z_{11} - 1}{z_{11} + 1}$$

Phù hợp với kết quả hệ số phản xạ nhìn vào một tải với trở kháng vào chuẩn hóa của z_{11} .

Để tìm $[Z]$ theo $[S]$, viết lại (4.31) thành $[Z][S] + [U][S] = [Z] - [U]$ và giải cho $[Z]$ ta được

$$[Z] = ([U] - [S])^{-1}([U] + [S]) \quad (4.32)$$

Các mạch tương hỗ và mạch không tổn hao

Như đã thảo luận trong phần trước, các ma trận trở kháng và dẫn nạp đối xứng đối với các mạch tương hỗ, và thuận ảo đối với các mạch không tổn hao. Tương tự, các ma trận tán xạ cho các loại mạch này có các đặc tính đặc biệt. Chúng ta sẽ chỉ ra rằng ma trận $[S]$ của một mạch tương hỗ là đối xứng và rằng ma trận $[S]$ của một mạch không tổn hao là ma trận đơn vị.

Bằng cách cộng (4.20a) với (4.20b) ta có

$$V_n^+ = \frac{1}{2}(V_n + I_n)$$

hay

$$[V^+] = \frac{1}{2}([Z] + [U])[I] \quad (4.33)$$

Bằng cách trừ (4.20a) cho (4.20b) ta có

$$V_n^- = \frac{1}{2}(V_n - I_n)$$

hay

$$[V^-] = \frac{1}{2}([Z] - [U])[I] \quad (4.34)$$

Loại trừ $[I]$ khỏi (4.33) và (4.34) cho

$$[V^-] = ([Z] - [U])([Z] + [U])^{-1}[V^+]$$

Do đó

$$[S] = ([Z] - [U])([Z] + [U])^{-1} \quad (4.35)$$

Lấy chuyển vị của (4.35) cho

$$[S]^T = \{([Z] + [U])^{-1}\}^T([Z] - [U])^T$$

Do $[U]$ là ma trận đường chéo nên $[U]^T = [U]$ và nếu mạch là tương hỗ, $[Z]$ là đối xứng nên $[Z]^T = [Z]$. Khi đó biểu thức trên trở thành

$$[S]^T = ([Z] + [U])^{-1}([Z] - [U])$$

biểu thức này tương đương với (4.31). Ta đã chứng minh rằng

$$[S] = [S]^T \quad (4.36)$$

đối với các mạch tương hỗ.

Nếu mạch là không tổn hao khi đó không có công suất thực được đưa đến mạch. Vì vậy, nếu trở kháng đặc tính của tất cả các cổng là như nhau và giả thiết là đơn vị thì công suất trung bình được đưa đến mạch là

$$P_{av} = \frac{1}{2} \Re[V]^T [I]^* = \frac{1}{2} \Re\{([V^+]^T + [V^-]^T)([V^+]^* - [V^-]^*)\} \quad (4.37)$$

$$= \frac{1}{2} \Re\{[V^+]^T [V^+]^* - [V^+]^T [V^-]^* + [V^-]^T [V^+]^* - [V^-]^T [V^-]^*\} \quad (4.38)$$

$$= \frac{1}{2} [V^+]^T [V^+]^* - \frac{1}{2} [V^-]^T [V^-]^* = 0 \quad (4.39)$$

Do các số hạng $-[V^+]^T[V^-]^T + [V^-]^T[V^+]$ có dạng $A - A^*$ và vì vậy là thuần ảo. Trong các số hạng còn lại của (4.37), $1/2[V^+]^T[V^+]$ đại diện cho tổng công suất tới, trong khi $1/2[V^-]^T[V^-]$ đại diện cho tổng công suất phản xạ. Do đó với một mối nối không tổn thất chúng ta có kết quả trực giác rằng công suất tới và công suất phản xạ bằng nhau:

$$[V^+]^T[V^+]* = [V^-]^T[V^-]* \quad (4.40)$$

Sử dụng $[V^-] = [S][V^+]$ cho (4.40) ta có

$$[V^+]^T[V^+]* = [V^+]^T[S]^T[S]^*[V^+]* \quad (4.41)$$

do đó, đối với $[V^+]$ khác không,

$$[S]^T[S]^* = [U]$$

hay

$$[S]^* = \{[S]^T\}^{-1} \quad (4.42)$$

Một ma trận thỏa mãn điều kiện (4.42) được gọi là một ma trận *unitary*.

Phương trình ma trận của (4.42) có thể được viết lại dưới dạng tổng sau

$$\sum_{k=1}^N S_{ki}S_{kj}^* = \delta_{ij} \text{ với mọi } i, j \quad (4.43)$$

trong đó $\delta_{ij} = 1$ nếu $i = j$ và $\delta_{ij} = 0$ nếu $i \neq j$ là dấu hiệu Kronecker. Vì vậy nếu $i = j$ (4.43) đơn giản thành

$$\sum_{k=1}^N S_{ki}S_{ki}^* = 1 \quad (4.44)$$

trong khi nếu $i \neq j$ thì (4.43) đơn giản thành

$$\sum_{k=1}^N S_{ki}S_{kj}^* = 0 \text{ với mọi } i \neq j \quad (4.45)$$

Diễn giải ý nghĩa:

- (4.44) phát biểu: phép nhân vô hướng giữa một hàng (hay một cột) bất kỳ của ma trận $[S]$ (do tính chất đối xứng nên vector cột và vector hàng là giống nhau) với liên hợp phức của chính nó sẽ cho kết quả là 1.
- (4.45) phát biểu: phép nhân vô hướng giữa một cột (hay một hàng) bất kỳ của ma trận $[S]$ với liên hợp phức của một cột (hay một hàng) khác sẽ cho kết quả là 0 (trực giao).

Ví dụ 4.2. Một mạng hai cổng được đo và nhận được ma trận tán xạ sau

$$[S] = \begin{bmatrix} 0.1\angle 0 & 0.8\angle 90^\circ \\ 0.8\angle 90^\circ & 0.2\angle 0 \end{bmatrix}$$

Từ số liệu này hãy xác định xem mạch có phải là tương hỗ hay không tổn hao hay không. Nếu cổng hai bị ngắn mạch thì suy hao xen tại cổng 1 sẽ là bao nhiêu?

Giải

Do [S] đối xứng nên mạch là tương hỗ. Để mạch là không tổn hao, các tham số S phải thỏa mãn (4.44) và (4.45). Lấy hàng thứ nhất ($i=1$ trong (4.44)) cho

$$|S_{11}|^2 + |S_{12}|^2 = (0.1)^2 + (0.8)^2 = 0.65 \neq 1.$$

Do đó, mạch có tổn hao.

Hệ số phản xạ Γ tại cổng 1 khi cổng 2 ngắn mạch có thể được tính như sau. Từ định nghĩa về ma trận tán xạ và thực tế rằng $V_2^+ = -V_2^-$ (ngắn mạch ở cổng 2), ta có thể viết

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ - S_{12}V_2^-$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ - S_{22}V_2^-$$

Phương trình thứ 2 cho

$$V_2^- = \frac{S_{21}}{1 + S_{22}}V_1^+$$

Chia phương trình thứ nhất cho V_1^+ , rồi sử dụng kết quả trên cho ta hệ số phản xạ đầu vào là

$$\begin{aligned} \Gamma = \frac{V_1^-}{V_1^+} &= S_{11} - S_{12} \frac{V_2^-}{V_1^+} = S_{11} - \frac{S_{12}S_{21}}{1 + S_{22}} \\ &= 0.1 - \frac{(j0.8)(j0.8)}{1 + 0.2} = 0.633 \end{aligned}$$

Do đó suy hao xen là

$$RL = -20 \log |\Gamma| = 3.97 \text{ dB}$$

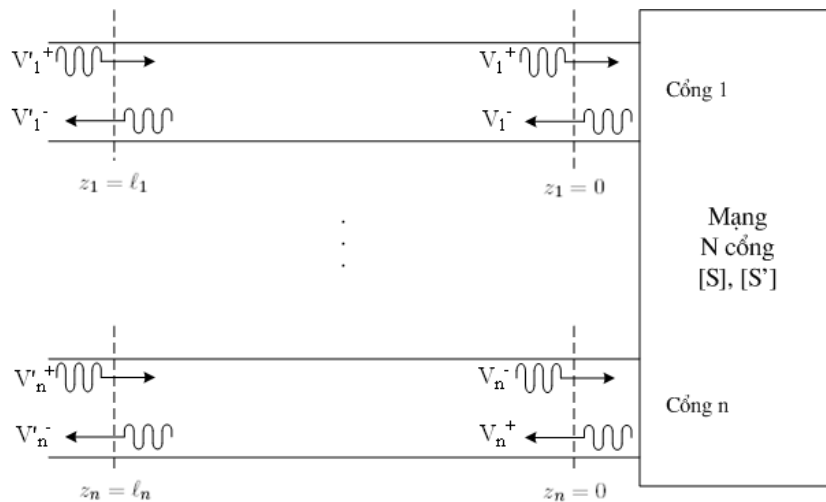
Một điểm quan trọng để hiểu về các tham số S là hệ số phản xạ nhìn vào cổng n không tương đương với S_{nn} trừ khi tất cả các cổng khác được phối hợp (điều này được minh họa trong ví dụ trên). Tương tự, hệ số truyền từ cổng m tới cổng n khác với S_{nm} trừ khi tất cả các cổng khác được phối hợp. Các tham số S của một mạng là đặc tính của chỉ riêng mạng đó (giả thiết mạng là tuyến tính), và được xác định trong điều kiện tất cả các cổng được phối hợp trở kháng. Thay đổi kết cấu hay kích thích của một mạng không làm thay đổi các tham số S của nó nhưng có thể làm thay đổi hệ số phản xạ tại một cổng nào đó hoặc hệ số truyền giữa hai cổng.

Dịch chuyển các mặt phẳng tham chiếu

Do các tham số S liên hệ giữa biên độ (độ lớn và pha) của các sóng tới và phản xạ từ một mạch cao tần nên các mặt phẳng tham chiếu pha phải được chỉ định cho mỗi cổng của mạch. Bây giờ chúng ta sẽ chỉ ra các tham số S được chuyển đổi khi các mặt phẳng tham chiếu được dời khỏi các vị trí ban đầu của chúng như thế nào.

Xét mạch cao tần N cổng trên Hình 4.4, ở đó các mặt phẳng kết cuối được giả thiết là nằm tại z_n đối với cổng thứ n và z_n là một tọa độ bất kỳ được đo dọc theo đường truyền cấp vào cổng thứ n . Ma trận tán xạ cho mạch với tập các mặt phẳng kết cuối được ký hiệu bởi [S]. Bây giờ xét một tập mặt phẳng tham chiếu mới được xác định tại $z_n = \ell_l$ đối với cổng thứ n và ký hiệu ma trận tán xạ mới là [S']. Khi đó biểu diễn theo điện áp tới và điện áp phản xạ ta có

$$[V^-] = [S][V^+] \quad (4.46a)$$



Hình 4.4: Dịch chuyển các mặt phẳng tham chiếu đối với một mạng N cổng

$$[V'^{-}] = [S'] [V'^{+}] \tag{4.46b}$$

trong đó các đại lượng không có dấu phết hay " ' " được tham chiếu tới các mặt phẳng kết cuối ban đầu tại $z_n = 0$, và các đại lượng có dấu phết (') được tham chiếu tới các mặt phẳng kết cuối mới tại $z_n = \ell_n$.

Bây giờ từ lý thuyết lan truyền sóng trên các đường dây không tổn hao chúng ta có thể liên hệ các biên độ sóng mới với biên độ sóng tại vị trí ban đầu như sau

$$V'_n{}^{+} = V_n{}^{+} e^{j\theta_n} \tag{4.47a}$$

$$V'_n{}^{-} = V_n{}^{-} e^{-j\theta_n} \tag{4.47b}$$

trong đó $\theta_n = \beta_n \ell_n$ là chiều dài điện của khoảng dịch xa của mặt phẳng tham chiếu của cổng n. Viết (4.47) dưới dạng ma trận và thế vào (4.46a) cho ta

$$\begin{bmatrix} e^{j\theta_1} & & 0 \\ & e^{j\theta_2} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & e^{j\theta_N} \end{bmatrix} [V'^{-}] = [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & e^{-j\theta_2} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [V'^{+}]$$

Nhân với nghịch đảo của ma trận thứ nhất ở bên trái ta được

$$[V'^{-}] = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & e^{-j\theta_2} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & e^{-j\theta_2} & \\ & & \ddots \\ 0 & & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [V'^{+}]$$

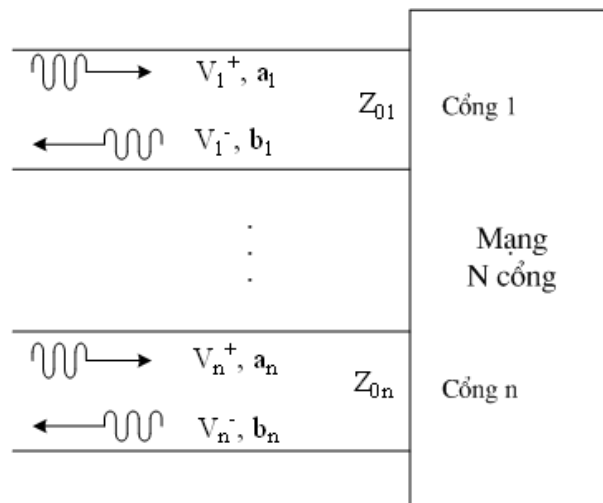
So sánh với (4.46b) cho thấy rằng

$$[S'] = \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & e^{-j\theta_2} & \\ 0 & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} [S] \begin{bmatrix} e^{-j\theta_1} & & 0 \\ & e^{-j\theta_2} & \\ 0 & & e^{-j\theta_N} \end{bmatrix} \quad (4.48)$$

là kết quả ta mong muốn. Lưu ý rằng $S'_{nn} = e^{-2j\theta_n} S_{nn}$, nghĩa là pha của S_{nn} bị dịch một khoảng hai lần độ dài điện của độ dịch về mặt phẳng cuối n, bởi vì sóng di chuyển hai lần qua độ dài này sau khi tới và phản xạ.

Các tham số tán xạ tổng quát

Cho đến nay chúng ta mới chỉ xem các tham số tán xạ cho các mạch trong đó tất cả các cổng của mạch có cùng trở kháng đặc tính. Đây là trường hợp hay gặp trong nhiều tình huống thực tế, ở đó trở kháng đặc tính thường là 50Ω . Tuy nhiên, trong các trường hợp khác trở kháng đặc tính của một mạch nhiều cổng có thể khác nhau, nó đòi hỏi sự tổng quát hóa các tham số tán xạ như đã được định nghĩa cho tới thời điểm này.



Hình 4.5: Mạng N cổng có trở kháng đặc tính khác nhau

Xét một mạch N cổng như trên Hình 4.5, trong đó Z_{0n} là trở kháng đặc tính (thực) của cổng thứ n, còn V_n^+ và V_n^- tương ứng đại diện cho các sóng điện áp tới và phản xạ tại cổng n. Để nhận được các mối quan hệ công suất có ý nghĩa về mặt vật lý theo biên độ sóng, chúng ta phải định nghĩa một tập biên độ sóng mới như sau

$$a_n = V_n^+ / \sqrt{Z_{0n}} \quad (4.49a)$$

$$b_n = V_n^- / \sqrt{Z_{0n}} \quad (4.49b)$$

trong đó a_n đại diện cho sóng tới cổng thứ n, còn b_n đại diện cho sóng phản xạ từ cổng đó. Khi đó từ (4.28) ta có

$$V_n = V_n^+ + V_n^- = \sqrt{Z_{0n}}(a_n + b_n) \quad (4.50a)$$

$$I_n = \frac{1}{Z_{0n}}(V_n^+ - V_n^-) = \frac{1}{\sqrt{Z_{0n}}}(a_n - b_n) \quad (4.50b)$$

Bây giờ công suất trung bình được đưa tới cổng thứ n là

$$P_n = \frac{1}{2}\text{Re}\{V_n I_n^*\} = \frac{1}{2}\text{Re}\{|a_n|^2 - |b_n|^2 + (b_n a_n^* - b_n^* a_n)\} = \frac{1}{2}|a_n|^2 - \frac{1}{2}|b_n|^2 \quad (4.51)$$

do $(b_n a_n^* - b_n^* a_n)$ là thuần ảo. Biểu thức này là một kết quả thỏa mãn về mặt vật lý do nó nói lên rằng công suất trung bình được đưa qua cổng n bằng công suất sóng tới trừ đi công suất sóng phản xạ. Nếu được biểu diễn theo V_n^+ và V_n^- thì kết quả tương ứng sẽ phụ thuộc vào trở kháng đặc tính của cổng thứ n .

Khi đó một ma trận tán xạ tổng quát có thể được sử dụng để liên hệ sóng tới và sóng phản xạ định nghĩa theo (4.49):

$$[b] = [S][a] \quad (4.52)$$

trong đó, phần tử thứ ij của ma trận tán xạ được cho bởi

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{a_k=0 \text{ với } k \neq j} \quad (4.53)$$

và tương tự như kết quả của (4.27) đối với các mạch có trở kháng đặc tính như nhau tại tất cả các cổng. Sử dụng (4.49) cho (4.53) cho ta

$$S_{ij} = \left. \frac{V_i^- \sqrt{Z_{0j}}}{V_j^+ \sqrt{Z_{0i}}} \right|_{V_k^+=0 \text{ với } k \neq j} \quad (4.54)$$

biểu thức này chỉ ra các tham số S của một mạch có trở kháng đặc tính của các cổng giống nhau (V_i^-/V_j^+ với $V_k^+ = 0$ với $k \neq j$) có thể được chuyển đổi thành một mạch kết nối với các đường truyền có trở kháng đặc tính không giống nhau như thế nào.

4.5 Ma trận truyền (ABCD)

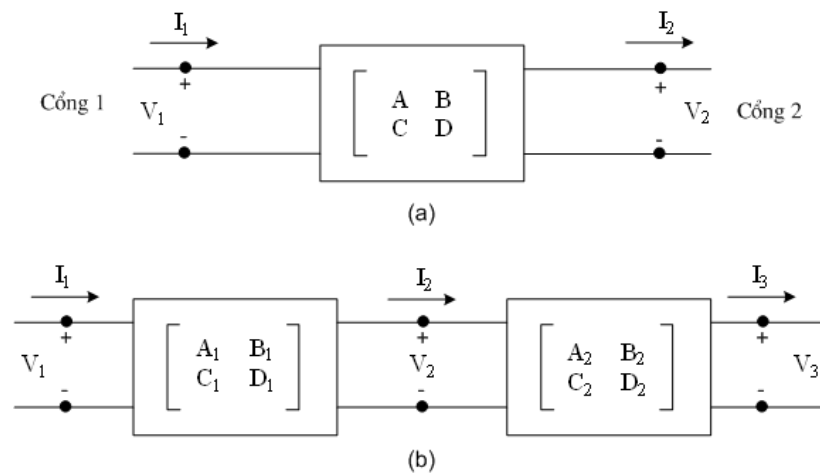
Các tham số Z, Y và S có thể được sử dụng để đặc trưng cho một mạch cao tần có số cổng bất kỳ, nhưng trong thực tế nhiều mạch cao tần bao gồm hai hay nhiều mạch cổng nối chuỗi với nhau. Trong trường hợp này sẽ thuận tiện khi định nghĩa một ma trận truyền kích cỡ 2×2 , hay ma trận ABCD cho mỗi mạch hai cổng. Khi đó chúng ta sẽ thấy rằng ma trận ABCD của một kết nối chuỗi của hai hay nhiều mạch hai cổng có thể dễ dàng được xác định bằng việc nhân các ma trận ABCD của từng mạch hai cổng riêng biệt.

Ma trận ABCD được định nghĩa cho mạch hai cổng theo điện áp và dòng điện tổng như chỉ ra trên Hình 4.6 và quan hệ sau:

$$\begin{aligned} V_1 &= AV_2 + BI_2 \\ I_1 &= CV_2 + DI_2 \end{aligned}$$

hay dưới dạng ma trận sau

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.55)$$



Hình 4.6: (a) Mạch hai cổng; (b) Kết nối chuỗi mạch hai cổng

Điều quan trọng cần lưu ý từ Hình 4.6(a) rằng có sự thay đổi trong qui ước dấu của I_2 so với các định nghĩa trước đây, trong đó dòng điện I_2 dòng điện chảy vào cổng 2. Qui ước rằng I_2 chảy ra khỏi cổng 2 sẽ được sử dụng khi làm việc với các ma trận ABCD sao cho trong mạch nối chuỗi I_2 sẽ chính là dòng điện chảy vào mạch kế tiếp như mô tả trên Hình 4.6(b). Khi đó vế trái của (4.55) đại diện cho điện áp và dòng điện tại cổng 1 của mạch trong khi vế phải biểu diễn điện áp và dòng điện tại cổng 2.

Trong kết nối chuỗi của các mạch hai cổng trên Hình 4.6(b) chúng ta có

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (4.56a)$$

$$\begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (4.56b)$$

Thế (4.56b) vào (4.57) ta được

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & B_1 \\ C_1 & D_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_2 & B_2 \\ C_2 & D_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_3 \\ I_3 \end{bmatrix} \quad (4.57)$$

Điều này cho thấy rằng ma trận ABCD của một kết nối chuỗi hai mạch bằng tích của các ma trận ABCD đặc trưng cho mỗi mạng hai cổng. Lưu ý rằng thứ tự nhân ma trận phải giống như thứ tự trong đó các mạng được sắp xếp, do nhân ma trận nhìn chung không có tính chất hoán vị.

Sự hữu ích của ma trận ABCD là ở thực tế rằng một thư viện các ma trận ABCD của các phần tử hai cổng có thể được tạo ra và áp dụng trong việc tạo nên các mạng cao tần phức tạp hơn có kết nối chuỗi từ các phần tử hai cổng đơn giản hơn này. Bảng liệt kê một số mạch hai cổng hữu ích và các ma trận ABCD của chúng.

Ví dụ 4.3. Tìm các tham số ABCD của một mạch hai cửa gồm một trở kháng Z mắc nối tiếp giữa cổng 1 và cổng 2 (mạch đầu tiên trong Bảng 4.1).

Giải

Từ mối quan hệ theo định nghĩa (4.55), ta có

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0}$$

chỉ ra rằng A được xác định bằng việc đặt điện áp V_1 vào cửa 1 và đo điện áp hở mạch V_2 tại cửa 2. Vì vậy $A=1$. Tương tự,

$$B = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{V_1}{V_1/Z} = Z$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = 0$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{I_1}{I_1} = 1$$

Quan hệ với ma trận trở kháng

Biết ma trận Z của một mạch, ta có thể xác định được các tham số ABCD. Vì vậy, từ định nghĩa về các tham số ABCD trong (4.55), và từ mối quan hệ xác định đối với các tham số Z cho một mạch hai cửa có I_2 nhất quán về dấu với qui ước dấu được sử dụng cho các tham số ABCD,

$$V_1 = I_1 Z_{11} - I_2 Z_{12} \quad (4.58a)$$

$$V_2 = I_1 Z_{21} - I_2 Z_{22} \quad (4.58b)$$

Ta có

$$A = \left. \frac{V_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1 Z_{11}}{I_1 Z_{21}} \quad (4.59a)$$

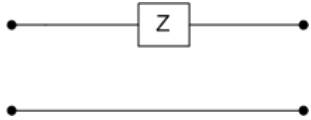
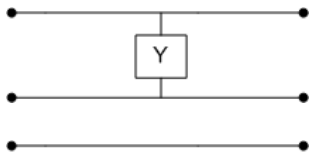
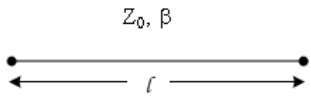
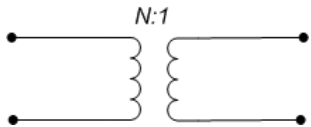
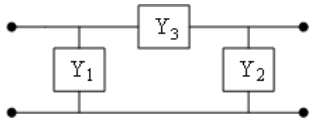
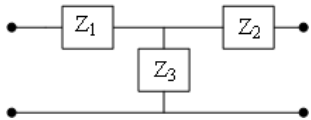
$$\begin{aligned} B &= \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \left. \frac{I_1 Z_{11}}{I_2} \right|_{V_2=0} = Z_{11} \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} - Z_{12} \\ &= Z_{11} \frac{I_1 Z_{22}}{I_1 Z_{21}} - Z_{12} = \frac{Z_{11} Z_{22} - Z_{12} Z_{21}}{Z_{21}} \end{aligned} \quad (4.59b)$$

$$C = \left. \frac{I_1}{V_2} \right|_{I_2=0} = \frac{I_1}{I_1 Z_{21}} = \frac{1}{Z_{21}} \quad (4.59c)$$

$$D = \left. \frac{I_1}{I_2} \right|_{V_2=0} = \frac{I_2 Z_{22}/Z_{21}}{I_2} = \frac{Z_{22}}{Z_{21}} \quad (4.59d)$$

Nếu mạng là tương hỗ thì $Z_{12} = Z_{21}$ và (4.59) có thể được sử dụng để chỉ ra rằng $AD-BC=1$.

Bảng 4.1: Các tham số ABCD của một số mạch hai cổng hữu ích

Mạch	Các tham số ABCD	
	$A=1$ $C=0$	$B=Z$ $D=1$
	$A=1$ $C=Y$	$B=0$ $D=1$
	$A = \cos \beta l$ $C = jY_0 \sin \beta l$	$B = jZ_0 \sin \beta l$ $D = \cos \beta l$
	$A=N$ $C=0$	$B=0$ $D = \frac{1}{N}$
	$A = 1 + \frac{Y_2}{Y_3}$ $C = Y_1 + Y_2 + \frac{Y_1 Y_2}{Y_3}$	$B = \frac{1}{Y_3}$ $D = 1 + \frac{Y_1}{Y_3}$
	$A = 1 + \frac{Z_1}{Z_3}$ $C = \frac{1}{Z_3}$	$B = Z_1 + Z_2 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_3}$ $D = 1 + \frac{Z_2}{Z_3}$

4.6 Các mạng hai cửa

Trường hợp đặc biệt của một mạch cao tần hai cửa xuất hiện thường xuyên trong thực tế đáng chú ý. Trước tiên chúng ta thảo luận về việc sử dụng các mạch tương đương để đại diện cho một mạng hai cửa bất kỳ và sau đó chỉ ra các ma trận mạch có thể được sử dụng để xét cho các kết nối khác nhau của các mạng hai cửa. Mạng hai cửa có kết nối cuối sau đó được thảo luận và một số loại độ lợi (độ khuếch đại) công suất được định nghĩa cho những mạng như vậy.

Các mạch tương đương cho các mạng hai cổng

Hình biểu diễn một chuyển tiếp giữa một cặp đồng trục và một đường truyền vi dải và được xem như là một ví dụ về một mạng hai cửa. Các mặt phẳng kết cuối có thể được xác định tại bất kỳ điểm nào trên hai đường truyền; một lựa chọn thuận tiện có thể được chỉ ra trên hình vẽ. Nhưng do sự gián đoạn về mặt vật lý tại nơi chuyển tiếp nên năng lượng điện và /hoặc từ có thể được tích trữ gần chỗ nối dẫn tới các hiệu ứng về phản kháng. Đặc trưng cho các hiệu ứng như vậy có thể đạt được bằng cách đo hay phân tích lý thuyết (mặc dù việc phân tích có thể là khá phức tạp) và được biểu diễn bởi một "hộp đen" hai cửa như trên Hình (b). Các đặc điểm của chuyển tiếp khi đó có thể được biểu diễn theo các tham số mạng (Z , Y , S , hoặc $ABCD$) của mạng hai cửa. Cách giải quyết như vậy có thể được áp dụng cho nhiều khớp nối hai cửa khác nhau chẳng hạn như chuyển tiếp từ một loại đường truyền này sang một loại đường truyền khác, các gián đoạn đường truyền chẳng hạn như các thay đổi nhảy bậc về độ rộng hay uốn cong, vv ... Khi lập mô hình một mối nối cao tần theo cách này thông thường ta thay thế "hộp đen" hai cửa bằng một mạch tương đương chứa một số phần tử lý tưởng như trên Hình . (Điều này đặc biệt hữu ích nếu các giá trị phần tử có thể có thể liên hệ với một vài đặc điểm vật lý của mối nối thực). Có nhiều cách định nghĩa mạch tương đương; sau đây chúng ta sẽ thảo luận một số loại mạch tương đương phổ biến và hữu dụng nhất.

Như chúng ta đã thấy trong các phần trước, một mạng hai cửa bất kỳ có thể được mô tả dưới dạng các tham số trở kháng như sau

$$\begin{aligned} V_1 &= Z_{11}I_1 + Z_{12}I_2 \\ V_2 &= Z_{21}I_1 + Z_{22}I_2 \end{aligned} \quad (4.60a)$$

hoặc dưới dạng các tham số dẫn nạp như sau

$$\begin{aligned} I_1 &= Y_{11}V_1 + Y_{12}V_2 \\ I_2 &= Y_{21}V_1 + Y_{22}V_2 \end{aligned} \quad (4.60b)$$

Nếu mạng là tương hỗ thì $Z_{12} = Z_{21}$ và $Y_{12} = Y_{21}$. Những biểu diễn này dẫn tới các mạch tương đương hình T và π như trên Hình và . Các quan hệ trong Bảng có thể được sử dụng để liên hệ các giá trị linh kiện với các tham số khác của mạng.

Các mạch tương đương khác cũng có thể được sử dụng để biểu diễn một mạng hai cửa. Nếu mạng là tương hỗ thì có sáu mức tự do (phần ảo và phần thực của ba phần tử ma trận), vì vậy mạch điện tương đương có sáu tham số độc lập. Một mạng không tương hỗ không thể được biểu diễn bởi một mạch tương đương thụ động sử dụng các phần tử tương hỗ.

Nếu mạng là không tổn hao (gắn đúng cho nhiều liên kết hai cửa thực tế) một vài sự đơn giản hóa có thể được thực hiện trong mạch tương đương. Như chỉ ra trong phần, các phần tử ma trận trở kháng và dẫn nạp là thuần ảo đối với mạng không tổn hao. Điều này giúp giảm thiểu mức độ tự do của một mạng như vậy xuống còn ba, và ngụ ý rằng các mạch tương đương T và π trên Hình có thể được xây dựng từ các phần tử thuần phản kháng. Các khả năng khác được trình bày trên Hình.

Các mạng hai cửa liên kết

Chúng ta đã thấy trong phần trước rằng các mạng hai cửa nối chuỗi có thể được xử lý như thế nào sử dụng các tham số ABCD, nhưng có một số cách khác mà các mạng có thể được kết nối. Trước tiên ta xét một kết nối nối tiếp trên Hình. Từ hình vẽ chúng ta thấy rằng

$$V_1 = V_1^a + V_1^b, V_2 = V_2^a + V_2^b, I_1 = I_1^a = I_1^b, \text{ và } I_2 = I_2^a = I_2^b. \text{ Vì vậy, từ (4.61),}$$

$$\begin{aligned} V_1 &= V_1^a + V_1^b = (Z_{11}^a + Z_{11}^b)I_1 + (Z_{12}^a + Z_{12}^b)I_2 \\ V_2 &= V_2^a + V_2^b = (Z_{21}^a + Z_{21}^b)I_1 + (Z_{22}^a + Z_{22}^b)I_2 \end{aligned} \quad (4.61a)$$

chỉ ra rằng ma trận trở kháng của toàn mạng được xác định bằng cách cộng các ma trận trở kháng của mỗi mạng thành được mắc nối tiếp.

Do cấu hình trên Hình là sự kết hợp song song của hai mạng hai cửa nên, $V_1 = V_1^a = V_1^b, V_2 = V_2^a = V_2^b$ và $I_1 = I_1^a + I_1^b$ và $I_2 = I_2^a + I_2^b$. Khi đó (4.61) cho

$$\begin{aligned} I_1 &= I_1^a + I_1^b = (Y_{11}^a + Y_{11}^b)V_1 + (Y_{12}^a + Y_{12}^b)V_2 \\ I_2 &= I_2^a + I_2^b = (Y_{21}^a + Y_{21}^b)V_1 + (Y_{22}^a + Y_{22}^b)V_2 \end{aligned} \quad (4.61b)$$

chỉ ra rằng ma trận dẫn nạp của toàn mạng được xác định bằng việc cộng các ma trận dẫn nạp của mỗi mạng thành phần được mắc song song.

Ví dụ 4.4. *Tìm ma trận dẫn nạp cho mạch cấu hình T trên Hình .*

Giải

Mạch này có thể được phân tách thành kết nối song song của hai mạch đơn giản hơn như trên Hình b. Tham khảo Hình a,b ma trận trở kháng và dẫn nạp cho hai mạng con này có thể được viết là

$$Z_a = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 & Z_2 \\ Z_2 & Z_1 + Z_2 \end{bmatrix}$$

$$Y_b = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_3} & \frac{-1}{Z_3} \\ \frac{-1}{Z_3} & \frac{1}{Z_3} \end{bmatrix}$$

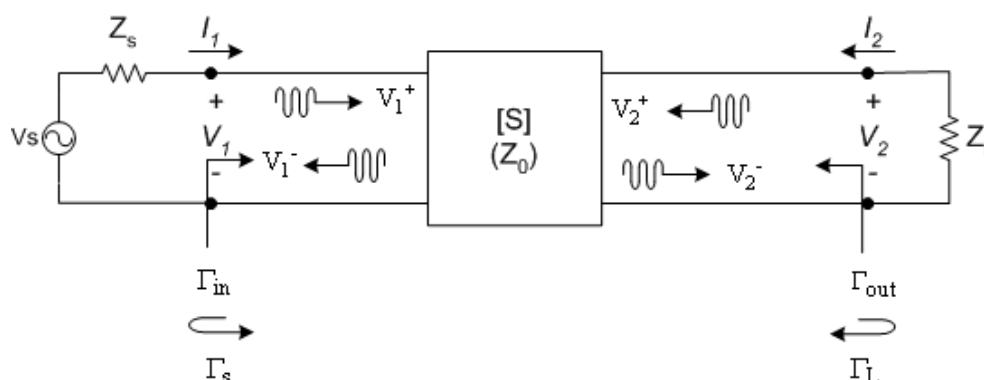
Nghịch đảo ma trận Z_a và áp dụng kết quả trên cho các mạng nối song song cho ma trận dẫn nạp tổng thể là

$$Y_b = Y_a + Y_b = \begin{bmatrix} \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_1 + Z_2}{D} & \left(\frac{-1}{Z_3} + \frac{Z_2}{D} \right) \\ \left(\frac{-1}{Z_3} + \frac{Z_2}{D} \right) & \frac{1}{Z_3} + \frac{Z_1 + Z_2}{D} \end{bmatrix}$$

trong đó $D = Z_1(Z_1 + 2Z_2)$.

Các loại độ lợi công suất của mạng 2 cửa

Giờ chúng ta xét các đặc tính truyền đạt của một mạng hai cửa bất kỳ có trở kháng nguồn và tải bất kỳ. Cấu hình chung được cho trên Hình 4.7 mà trên thực tế mạng hai cửa thường là một bộ lọc hay một bộ khuếch đại. Chúng ta sẽ tìm các biểu thức cho ba loại độ lợi công suất hữu ích cho những mạch như vậy theo các tham số S của mạng hai cửa và các hệ số phản xạ tại nguồn và tại tải.



Hình 4.7: Mạng hai cửa với trở kháng tải và nguồn tổng quát

- Độ lợi công suất $G = P_\ell / P_{in}$ là tỷ số công suất tiêu thụ tại tải Z_L trên công suất được phát tới đầu vào của mạng hai cửa. Độ lợi này khi đó độc lập với Z_s , mặc dù một số mạch tích cực nhất định phụ thuộc nhiều vào Z_s .
- Độ lợi khả dụng $G_A = P_{avn} / P_{avs}$ là tỷ số công suất khả dụng từ đầu ra của mạng hai cửa trên công suất khả dụng từ nguồn. Độ lợi này phụ thuộc vào Z_s , nhưng độc lập với Z_L . Tuy nhiên, đặc tính của nhiều mạch tích cực phụ thuộc vào Z_L .
- Độ lợi công suất truyền đạt $G_T = P_\ell / P_{avs}$ là tỷ số công suất được đưa tới tải trên công suất khả dụng từ nguồn. Nó phụ thuộc vào cả Z_s và Z_L , và vì vậy có ưu điểm so với các định nghĩa độ lợi công suất trước đó.

Tham chiếu Hình 4.7, hệ số phản xạ nhìn từ mạng hai cửa hướng về tải là

$$\Gamma_\ell = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (4.62)$$

trong khi hệ số phản xạ nhìn từ mạng hai cửa hướng về nguồn là

$$\Gamma_s = \frac{Z_s - Z_0}{Z_s + Z_0} \quad (4.63)$$

trong đó Z_0 là trở kháng đặc tính chuẩn (tham khảo) của các tham số S của mạng hai cửa.

Nói chung, đầu vào của mạng hai cửa có kết cuối sẽ không được phối hợp trở kháng với một hệ số phản xạ Γ_{in} mà nó có thể được xác định như sau. Từ định nghĩa các tham số S và $V_2^+ = \Gamma_\ell V_2^-$, chúng ta có

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_\ell V_2^- \quad (4.64a)$$

$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_\ell V_2^- \quad (4.64b)$$

Loại bỏ V_2^- khỏi (4.64) và giải cho V_1^-/V_1^+ cho

$$\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_\ell}{1 - S_{22}\Gamma_\ell} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (4.65a)$$

là kết quả tổng quát cho hệ số phản xạ đầu vào của mạng hai cửa có tải bất kỳ. Z_{in} là trở kháng nhìn vào cửa 1 của mạng được kết cuối. Tương tự, hệ số phản xạ nhìn vào cửa 2 của mạng khi cửa một được kết cuối bởi Z_s là

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \quad (4.65b)$$

Bằng việc phân áp,

$$V_1 = V_s \frac{Z_{in}}{Z_s + Z_{in}} = V_1^+ + V_1^- = V_1^+(1 + \Gamma_{in}) \quad (4.66)$$

Sử dụng

$$Z_{in} = Z_0 \frac{1 + \Gamma_{in}}{1 - \Gamma_{in}}$$

và

$$Z_s = Z_0 \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s}$$

Từ (4.65a) và giải cho V_1^+ theo V_s cho

$$V_1^+ = \frac{V_s}{2} \frac{(1 - \Gamma_s)}{(1 - \Gamma_s \Gamma_{in})} \quad (4.67)$$

Nếu các giá trị đỉnh được giả thiết cho tất cả các điện áp thì công suất trung bình được đưa tới mạng là

$$P_{in} = \frac{1}{2Z_0} |V_1^+|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2) = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{|1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} (1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (4.68)$$

trong đó (4.67) đã được sử dụng. Công suất được đưa tới tải là

$$P_\ell = \frac{|V_2^-|^2}{2Z_0} (1 - |\Gamma_\ell|^2) \quad (4.69)$$

Giải để tìm V_2^- từ (4.64a) rồi thế vào (4.69) và sử dụng (4.67) ta được

$$P_\ell = \frac{|V_1^+|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_\ell|^2)}{2Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_\ell|^2} \quad (4.70)$$

$$= \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_\ell|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{8Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_\ell|^2 |1 - \Gamma_s \Gamma_{in}|^2} \quad (4.71)$$

Độ lợi công suất khi đó có thể được biểu diễn như sau

$$G = \frac{P_\ell}{P_{in}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_\ell|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_\ell|^2 (1 - |\Gamma_{in}|^2)} \quad (4.72)$$

Công suất khả dụng từ nguồn (P_{avs}) là công suất cực đại có thể được đưa tới mạng. Điều này xảy ra khi trở kháng vào của mạng có kết cuối là phối hợp liên hợp phức với trở kháng nguồn. Từ (4.68)

$$P_{avs} = P_{in} \Big|_{\Gamma_{in}=\Gamma_s^*} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|1 - \Gamma_s|^2}{(1 - |\Gamma_s|^2)} \quad (4.73)$$

Tương tự, công suất khả dụng từ mạng (P_{avn}) là công suất cực đại có thể được phân phát tới tải. Vì vậy, từ (4.69),

$$P_{avn} = P_\ell \Big|_{\Gamma_\ell=\Gamma_{out}^*} = \frac{|V_s|^2 |S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2) |1 - \Gamma_s|^2}{8Z_0 |1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2 |1 - \Gamma_s\Gamma_{in}|^2} \Big|_{\Gamma_\ell=\Gamma_{out}^*} \quad (4.74)$$

Trong (4.74), Γ_{in} phải được đánh giá đối với $\Gamma_\ell = \Gamma_{out}^*$. Từ (4.65a) ta có thể chỉ ra rằng

$$|1 - \Gamma_s\Gamma_{in}|^2 \Big|_{\Gamma_\ell=\Gamma_{out}^*} = \frac{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_{out}^*|^2}$$

kết quả này cho phép (4.74) rút gọn thành

$$P_{avn} = \frac{|V_s|^2}{8Z_0} \frac{|S_{21}|^2 |1 - \Gamma_s|^2}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (4.75)$$

Quan sát thấy rằng P_{avs} và P_{avn} đều được biểu diễn theo điện áp nguồn V_s mà điện áp này độc lập với trở kháng nguồn và trở kháng tải. Sẽ có sự nhầm lẫn nếu các đại lượng này được biểu diễn theo V_1^+ do V_1^+ sẽ khác nhau mỗi lần tính toán P_ℓ , P_{avs} và P_{avn} .

Sử dụng (4.75) và (4.73), độ lợi công suất khả dụng là

$$G_A = \frac{P_{avn}}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 (1 - |\Gamma_{out}|^2)} \quad (4.76)$$

Từ (4.70) và (4.73), độ lợi công suất truyền đạt là

$$G_T = \frac{P_\ell}{P_{avs}} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_\ell|^2)}{|1 - S_{22}\Gamma_\ell|^2 |1 - \Gamma_s\Gamma_{in}|^2} \quad (4.77)$$

Một trường hợp đặc biệt của độ lợi công suất truyền đạt là độ lợi công suất truyền đạt có phối hợp trở kháng (G_{Tm}), nó xuất hiện khi cả mạng đầu vào và mạng đầu ra của mạng hai cửa được phối hợp trở kháng. Khi $\Gamma_\ell = \Gamma_s = 0$, và khi đó (4.77) rút gọn thành

$$G_{Tm} = |S_{21}|^2 \quad (4.78)$$

Một trường hợp đặc biệt khác là độ lợi công suất truyền đạt đơn hướng (G_{TU}) trong đó $S_{12} = 0$. Tình huống không tương hỗ này có thể xuất hiện trong một số mạch khuếch đại. Từ (4.65a) $\Gamma_{in} = S_{11}$ khi $S_{12} = 0$ vì thế với trường hợp độ lợi truyền đạt đơn hướng thì

$$G_{TU} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_s|^2) (1 - |\Gamma_\ell|^2)}{|1 - S_{11}\Gamma_s|^2 |1 - S_{22}\Gamma_\ell|^2} \quad (4.79)$$

Tài liệu tham khảo

- [1] Joseph F. White, *HIGH FREQUENCY TECHNIQUES An Introduction to RF and Microwave Engineering*, John Wiley & Sons, Inc, 2004.
- [2] Vũ Đình Thành, *Lý thuyết cơ sở Kỹ thuật Siêu cao tần*, Nhà XB Đại học quốc gia TP. Hồ Chí Minh, 2003.
- [3] David M.Pozar, *Microwave Engineering* , Addison-Wesley Publishing Company, Inc, 1990.
- [4] Philip C.Magnusson, Gerald C.Alexander Vijai KumarTripathi, *Transmission lines and Wave propagation*, CRC Press LLC. 1992.
- [5] Sophocles J. Orfanidis, *Electromagnetic Waves and Antennas*, Rutgers University Online book at www.ece.rutgers.edu/orfanidi/ewa

*Giáo Trình Kỹ Thuật
Truyền Dẫn Số*

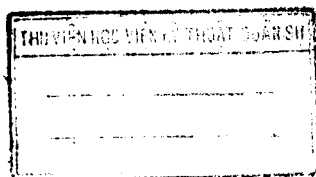
TRUYỀN HÌNH SỐ VỆ TINH DTH



HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ
KHOA VÔ TUYẾN ĐIỆN TỬ

KỸ THUẬT
TRUYỀN DẪN SỐ

LƯU HÀNH NỘI BỘ



NHÀ XUẤT BẢN QUÂN ĐỘI NHÂN DÂN
HÀ NỘI - 2001

NHÀ XUẤT BẢN MONG BAN ĐỌC GÓP Ý KIẾN, PHÊ BÌNH

CHỈ ĐẠO NỘI DUNG

BAN CHỈ ĐẠO NGHIÊN CỨU, BIÊN SOẠN, HOÀN THIỆN HỆ THỐNG TÀI LIỆU
HUẤN LUYỆN, GIÁO TRÌNH, GIÁO KHOA HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ

Trưởng ban: PGS.TS Nguyễn Đức Luyện
Phó trưởng ban: PGS.TS Phạm Huy Chương
Thư ký: Ks Nguyễn Xuân Minh

BIÊN SOẠN:

Chủ biên: TS Nguyễn Quốc Bình
Tham gia biên soạn:

Quyết định biên soạn:
Quyết định ban hành:
Số: 451/2001/QĐ-HV
Ngày 19 tháng 03 năm 2000

355-355.7

----- 1412-2000

QĐND-2001

MỤC LỤC

Lời nói đầu	9
Chương 1. TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ	13
1.1. Các đặc điểm của thông tin số	13
1.2. Sơ đồ khối tiêu biểu của hệ thống thông tin số	15
1.3. Tham số chất lượng cơ bản của hệ thống thông tin số	16
1.4. Hệ thống truyền dẫn số	19
1.5. Dịch vụ, mạng viễn thông và môi trường truyền	21
1.5.1. Các dịch vụ	21
1.5.2. Mạng viễn thông	23
1.5.3. Các môi trường truyền	25
Chương 2. SỐ HOÁ TÍN HIỆU LIÊN TỤC TRONG CÁC HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN SỐ	26
2.1. Khái quát	29
2.2. Điều chế mã xung (PCM)	29
2.2.1. Nguyên tắc	29
2.2.2. Lọc hạn băng	31
2.2.3. Lấy mẫu	31
2.2.4. Lượng tử hoá	31
2.2.5. Mã hoá	34
2.3. Điều chế mã xung vi sai	38
2.3.1. Nguyên tắc	38
2.3.2. Điều chế mã xung vi sai với bộ dự đoán	39
2.3.3. Hiện tượng quá tải sườn	41
2.3.4. Điều chế mã xung vi sai tự thích nghi	42
2.4. So sánh một số phương pháp mã hoá dạng sóng	43
2.5. Mã hoá tín hiệu nhóm kênh thoại bằng PCM	45
2.6. Mã hoá dự đoán phân tích bằng tổng hợp tiếng nói	47
2.6.1. Khái quát	47
2.6.2. Mô hình tổng quát của mã hoá tiếng nói theo phương pháp phân tích bằng tổng hợp	49
Chương 3. GHÉP KÊNH TRONG TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ	52
3.1. Nguyên lý ghép kênh theo thời gian	52
3.2. Ghép kênh đồng bộ và ghép kênh cận đồng bộ	55
3.2.1. Ghép kênh đồng bộ	55
3.2.2. Ghép kênh cận đồng bộ	56
3.3. Ghép kênh sơ cấp	58
3.3.1. Khái quát	58

3.3.2. Ghép kênh PCM sơ cấp hệ Mỹ-Nhật	60
3.3.3. Ghép kênh PCM sơ cấp hệ Châu Âu	63
3.4. Ghép kênh bậc cao cận đồng bộ và các hệ thống phân cấp tốc độ số cận đồng bộ PDH	65
3.4.1. Hệ thống phân cấp số PDH Châu Âu	65
3.4.2. Hệ thống phân cấp số PDH Bắc Mỹ	66
3.4.3. Hệ thống phân cấp số PDH Nhật Bản	67
3.5. Hệ thống phân cấp số đồng bộ SDH	67
3.5.1. Phân cấp tốc độ của SDH	68
3.5.2. Cấu trúc phân lớp của hệ thống SDH	69
3.5.3. Giao diện nút mạng đối với SDH	69
3.5.4. Cấu trúc ghép kênh đối với SDH	73
Chương 4. XỬ LÝ TÍN HIỆU BĂNG GỐC	76
4.1. Khái quát	76
4.2. Mã hoá tín hiệu băng gốc	78
4.2.1. Chức năng, phân loại và tham số	78
4.2.2. Các mã hai mức	82
4.2.3. Các mã 3 mức	85
4.3. Làm trắng phổ băng xáo trộn	94
4.3.1. Khái quát	94
4.3.2. Tạo các chuỗi bit giả ngẫu nhiên	94
4.3.3. Làm trắng phổ băng bộ xáo trộn	100
4.4. Mã hoá vi sai	107
4.5. Mã hoá Gray	109
Chương 5. TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ TRÊN KÊNH LIÊN TỤC	111
5.1. Mở đầu	111
5.1.1. Sơ đồ khối đơn giản của hệ thống truyền dẫn số	111
5.1.2. Mô hình kênh liên tục truyền tín hiệu số	114
5.1.3. Các bài toán tối ưu đối với hệ thống truyền dẫn tín hiệu số	115
5.2. Cấu trúc thu tối ưu	116
5.2.1. Biểu diễn véc-tơ tín hiệu số	117
5.2.2. Cấu trúc thu tối ưu	120
5.2.3. Máy thu tương quan	122
5.2.4. máy thu lọc phối hợp	122
5.2.5. Xác suất thu lỗi với máy thu tối ưu	123
5.3. Lựa chọn tối ưu tập tín hiệu	124
5.3.1. Bài toán tối ưu hoá tập tín hiệu	124
5.3.2. Lựa chọn tối ưu tập tín hiệu với công suất hạn chế	125
5.3.3. Điều chế tín hiệu nhiều mức nhằm nâng cao hiệu quả phổ	128
5.3.4. Lựa chọn tối ưu tập tín hiệu	130

5.3.5. <i>Xác suất lỗi bit và xác suất lỗi symbol</i>	132
5.4. Tổng hợp các tín hiệu dạng sóng-Một số sơ đồ điều chế nhiều mức thường gặp	132
5.4.1. <i>Điều chế tần số FSK</i>	133
5.4.2. <i>Điều chế M-PSK</i>	133
5.4.3. <i>Điều chế biên độ vuông góc M-QAM</i>	134
Chương 6. TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ TRÊN CÁC KÊNH THỰC	136
6.1. Truyền dẫn tín hiệu số trên kênh có băng tần hạn chế	136
6.1.1. <i>Xuyên nhiễu giữa các dấu (ISI)</i>	136
6.1.2. <i>Các đặc tính lọc nhằm truyền dẫn không có ISI</i>	138
6.1.3. <i>Phân phối đặc tính lọc</i>	144
6.1.4. <i>Các tín hiệu phản ứng cục bộ: Các hệ thống có ISI kiểm soát được</i>	145
6.2. Các ảnh hưởng của kênh liên tục	152
6.2.1. <i>Méo tín hiệu</i>	152
6.2.2. <i>Pha-đỉnh và pha-đỉnh đa đường chọn lọc tần số</i>	163
6.2.3. <i>Can nhiễu và một số tác động khác của đường truyền</i>	183
6.3. Khắc phục các ảnh hưởng của kênh truyền	186
6.3.1. <i>San bằng</i>	186
6.3.2. <i>Các biện pháp khác nhằm khắc phục méo tuyến tính</i>	191
6.3.3. <i>Khắc phục méo phi tuyến</i>	195
6.3.4. <i>Các hệ thống trải phổ</i>	199
Chương 7. ĐỒNG BỘ TRONG TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ	205
7.1. Mở đầu	205
7.2. Các mạch vòng khoá pha (PLL)	206
7.3. Các PLL số (DPLL)	219
7.3.1. <i>Các phần tử mạch</i>	220
7.3.2. <i>Hoạt động của một DPLL</i>	221
7.3.3. <i>Các đặc trưng chủ yếu</i>	226
7.3.4. <i>Các loại mạch vòng</i>	228
7.3.5. <i>Sơ sánh với PLL tương tự</i>	230
7.3.6. <i>Cải thiện hoạt động của DPLL bằng bộ lọc dãy</i>	231
7.4. Truyền dẫn thông tin về pha: Khôi phục sóng mang	236
7.4.1. <i>Các hệ thống với tín hiệu tham chiếu được truyền</i>	236
7.4.2. <i>Khôi phục sóng mang từ một tín hiệu có sóng mang bị nén</i>	240
7.5. Truyền dẫn thông tin định thời: Khôi phục đồng hồ	242
7.5.1. <i>Các phương pháp khôi phục tín hiệu đồng hồ</i>	242
Tài liệu tham khảo	246

LỜI NÓI ĐẦU

Các hệ thống thông tin số hiện đang phát triển rất mạnh mẽ trên toàn thế giới và đã thay thế hầu hết các hệ thống thông tin *analog*. Ở nước ta, có thể nói rằng hiện nay gần như tất cả các hệ thống chuyển mạch và truyền dẫn của ngành bưu điện đều đã được số hoá. Trong quân đội, tiến trình số hoá các hệ thống thông tin liên lạc hiện đang diễn ra một cách nhanh chóng, chỉ ít là đến năm 2000 các hệ thống đường trục và các hệ thống chuyển mạch cấp một và hai đều đã được số hoá. Việc nghiên cứu về các hệ thống thông tin số nói chung và các hệ thống truyền dẫn số nói riêng vì thế đã trở thành một nội dung cơ bản của chương trình đào tạo kỹ sư thông tin quân sự.

Giáo trình này nhằm trình bày những vấn đề cơ bản nhất về kỹ thuật truyền dẫn số. Giáo trình gồm 7 chương. Những vấn đề chung về các hệ thống thông tin số được trình bày một cách khái quát trong chương đầu, xoay quanh sơ đồ khối chức năng tổng quát tiêu biểu của các hệ thống thông tin số. Chương hai trình bày các phương pháp mã hoá nguồn cơ bản trong các hệ thống thông tin số, trong đó đi sâu vào một số phương pháp mã hoá dạng sóng tiêu biểu như điều chế mã xung (PCM: *Pulse Code Modulation*), điều chế mã xung vi sai (DPCM: *Differencial PCM*) và điều chế mã xung vi sai tự thích nghi (ADPCM: *Adaptive DPCM*). Phương pháp mã hoá nguồn phát thanh cũng được giới thiệu một cách khái quát trong chương này. Những vấn đề liên quan đến ghép kênh trong thông tin số được trình bày trong chương ba, bao gồm ghép kênh sơ cấp, phân cấp tốc độ số cận đồng bộ (PDH: *Plesiosynchronous Digital Hierarchy*) và giới thiệu sơ

bộ về phân cấp tốc độ số đồng bộ (SDH: *Synchronous Digital Hierarchy*). Chương bốn được sử dụng để trình bày một vài thuật toán xử lý tín hiệu băng gốc bao gồm mã truyền dẫn và kỹ thuật làm trắng phổ bằng xáo trộn chuỗi bit (*scrambling*). Những vấn đề trong truyền dẫn tín hiệu số trên các kênh liên tục được đề cập tới trong chương năm. Chương này trình bày: a) những nguyên lý cơ bản nhất về các hệ thống truyền dẫn số, bao gồm cấu trúc tối ưu có tính nguyên lý của một hệ thống truyền dẫn tín hiệu số với các tiêu chí tối ưu là hiệu quả sử dụng phổ và hiệu quả công suất cao nhất với một độ chính xác truyền tin đã cho, trong điều kiện có tác động của tạp âm cộng tính trắng chuẩn; b) một số phương pháp điều chế số thông thường. Vấn đề đặc thù của truyền dẫn tín hiệu số trên các hệ thống truyền dẫn có băng tần hạn chế là xuyên nhiễu giữa các ký hiệu ISI (*InterSymbol Interference*): cơ chế hình thành, tác động, đặc tính của các loại ISI, các đặc tính tiêu chuẩn của hệ thống nhằm truyền dẫn không có ISI cũng như các biện pháp kỹ thuật nhằm hạn chế các tác động của nó được trình bày trong chương sáu. Chương sáu của giáo trình cũng được dành để trình bày các vấn đề gặp phải trong truyền dẫn tín hiệu số trên các kênh thực tế, các tác động gây suy giảm chất lượng liên lạc và các biện pháp khắc phục. Vấn đề đồng bộ trong các hệ thống truyền dẫn số được đề cập đến trong chương bảy, bao gồm nguyên lý cơ bản của các mạch vòng khoá pha tương tự và số, các biện pháp khôi phục sóng mang trong các hệ thống truyền dẫn kết hợp (*coherent*) và khôi phục tín hiệu đồng hồ.

Giáo trình được biên soạn dựa trên những tài liệu khá tiêu biểu về kỹ thuật truyền dẫn số và kinh nghiệm thu được qua nhiều năm giảng dạy về thông tin số cũng như từ những kết quả nghiên cứu của chính tác giả về lĩnh vực này. Giáo trình này có thể sử dụng như tài liệu tham khảo trong học tập cho học viên đào tạo cũng như học viên cao học chuyên ngành thông tin liên lạc, Học viện kỹ thuật quân sự.

Một vấn đề hết sức quan trọng trong các hệ thống truyền dẫn tín hiệu số là mã hoá chống nhiễu sẽ không được trình bày trong giáo trình này do khuôn khổ

chương trình có hạn và tránh chông chéo với nội dung của các chương trình Nguyên lý truyền tin và Kỹ thuật truyền số liệu.

Hiện tại, các thuật ngữ kỹ thuật trong các tài liệu ấn hành ở nước ta còn chưa thống nhất. Trong quá trình biên soạn, tác giả đã cố gắng tham khảo cách sử dụng các thuật ngữ kỹ thuật trong các tài liệu tiếng Việt khác và trong những trường hợp còn chưa hoàn toàn thống nhất, một số thuật ngữ kỹ thuật xuất xứ từ tiếng nước ngoài sử dụng trong cuốn sách này được chuyển nghĩa sang tiếng Việt theo các tự điển phổ thông và chuyên ngành đang được lưu hành rộng rãi trong nước. Để người đọc thuận tiện trong tra cứu, trong những trường hợp này các thuật ngữ kỹ thuật được chưa thống nhất bằng tiếng Anh. Một số thuật ngữ đã Việt hoá hoàn toàn được dùng ở dạng phiên âm (như các từ *bít*, *mô-đun*, *pha-đing*, *véc-tơ*...), hoặc gần như đã Việt hoá thì được để nguyên theo tiếng Anh và in nghiêng (như *constellation*, *jitter*, *logic*, *mode*, *symbol*...).

Do thời gian biên soạn khá eo hẹp, nhất định giáo trình còn có những điểm bất cập, mọi ý kiến đóng góp xin gửi về địa chỉ: TS. Nguyễn Quốc Bình, Bộ môn thông tin - Học viện kỹ thuật quân sự, 100 Đường Hoàng Quốc Việt, Cầu Giấy, Hà nội.

Tác giả xin bày tỏ ở đây lòng biết ơn sâu sắc người thầy lớn của mình, giáo sư, tiến sĩ khoa học Frigyes István thuộc Đại học kỹ thuật Budapest, Hungary. Tác giả cũng chân thành cảm ơn giáo sư, tiến sĩ khoa học Huỳnh Hữu Tuệ thuộc Đại học Laval, Québec, Canada vì đã cung cấp nhiều tài liệu tham khảo bổ ích cũng như đã động viên tác giả rất nhiều trong quá trình biên soạn tài liệu này.

Hà nội, tháng 5 năm 2000.

Tác giả

TỔNG QUAN VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ

1.1. CÁC ĐẶC ĐIỂM CỦA THÔNG TIN SỐ

Các hệ thống thông tin được sử dụng để truyền đưa tin tức từ nơi này đến nơi khác. Tin tức được truyền đưa từ nguồn tin (là nơi sinh ra tin tức) tới bộ nhận tin (là đích mà tin tức cần được chuyển tới) dưới dạng các bản tin. Bản tin là dạng hình thức chứa đựng một lượng thông tin nào đó. Các bản tin được tạo ra từ nguồn có thể ở dạng liên tục hay rời rạc, tương ứng chúng ta có các nguồn tin liên tục hay rời rạc. Đối với nguồn tin liên tục, tập các bản tin là một tập vô hạn, còn đối với nguồn tin rời rạc tập các bản tin có thể có là một tập hữu hạn.

Biểu diễn vật lý của một bản tin được gọi là tín hiệu. Có rất nhiều loại tín hiệu khác nhau tùy theo đại lượng vật lý được sử dụng để biểu diễn tín hiệu, thí dụ như cường độ dòng điện, điện áp, cường độ ánh sáng... Tùy theo dạng của các tín hiệu được sử dụng để truyền tải tin tức trong các hệ thống truyền tin là các tín hiệu tương tự (*analog*) hay tín hiệu số (*digital*) và tương ứng sẽ có các hệ thống thông tin *analog* hay hệ thống thông tin số.

Đặc điểm căn bản của một tín hiệu tương tự (đại lượng vật lý được sử dụng làm tín hiệu có quy luật biến thiên tương tự với bản tin như nó đã được sản sinh ra từ nguồn tin) là tín hiệu có thể nhận vô số giá trị, lấp đầy liên tục một giải nào đó. Thêm vào đó, thời gian tồn tại của các tín hiệu tương tự là một giá trị không xác định cụ thể, phụ thuộc vào thời gian tồn tại của bản tin do nguồn tin sinh ra. Tín hiệu *analog* có thể là tín hiệu liên tục hay rời rạc tùy theo tín hiệu là một hàm liên

tục hay rời rạc của biến thời gian. Tín hiệu điện thoại ở lối ra của một *micro* là một thí dụ tiêu biểu về tín hiệu tương tự liên tục, trong khi đó tín hiệu điều chế biên xung (PAM: *Pulse Amplitude Modulation*) của chính tín hiệu lối ra *micro* nói trên là một tín hiệu tương tự rời rạc.

Trong trường hợp nguồn tin chỉ gồm một số hữu hạn (M) các tin thì các bản tin này có thể đánh số được và do vậy thay vì truyền đi các bản tin ta chỉ cần chuyển đi các ký hiệu (*symbol*) là các con số tương ứng với các bản tin đó. Tín hiệu khi đó chỉ biểu diễn các con số (các ký hiệu) và được gọi là tín hiệu số. Đặc trưng căn bản của tín hiệu số là: a) tín hiệu số chỉ nhận một số hữu hạn các giá trị; b) tín hiệu số có thời gian tồn tại xác định, thường là một hằng số ký hiệu là T_s (viết tắt của *Symbol Time-interval*: Thời gian của một ký hiệu).

Tín hiệu số có thể nhận M giá trị khác nhau. Trong trường hợp $M=2$, chúng ta có hệ thống thông tin số nhị phân còn trong trường hợp tổng quát chúng ta có hệ thống M mức.

So với các hệ thống thông tin tương tự, các hệ thống thông tin số có một số ưu điểm cơ bản sau: thứ nhất, do có khả năng tái sinh tín hiệu theo ngưỡng qua sau từng cự ly nhất định nên tạp âm tích lũy có thể loại trừ được, tức là các tín hiệu số khoẻ hơn đối với tạp âm so với tín hiệu *analog*; thứ hai, do sử dụng tín hiệu số, tương thích với các hệ thống điều khiển và xử lý hiện đại, nên có khả năng khai thác, quản trị và bảo trì (OA&M: *Operation, Administration and Maintenance*) hệ thống một cách tự động cao độ; thứ ba, tín hiệu số có thể sử dụng được để truyền đưa khá dễ dàng mọi loại bản tin, rời rạc hay liên tục, tạo tiền đề cho việc hợp nhất các mạng thông tin truyền đưa các loại dịch vụ thoại hay số liệu thành một mạng duy nhất. Nhược điểm căn bản của các hệ thống thông tin số so với các hệ thống thông tin tương tự trước đây là phổ chiếm của tín hiệu số khi truyền các bản tin liên tục tương đối lớn hơn so với phổ của tín hiệu *analog*. Cần phải nhấn mạnh thêm ở đây rằng điều này không nhất quyết vĩnh viễn đúng. Do các hạn chế về kỹ thuật hiện nay, phổ chiếm của các tín hiệu số còn tương đối lớn hơn phổ chiếm của tín hiệu *analog* khi truyền các bản tin liên

tục, tuy nhiên trong tương lai khi các kỹ thuật số hoá tín hiệu liên tục tiên tiến hơn được áp dụng thì phổ của tín hiệu số có thể so sánh được với phổ của tín hiệu liên tục.

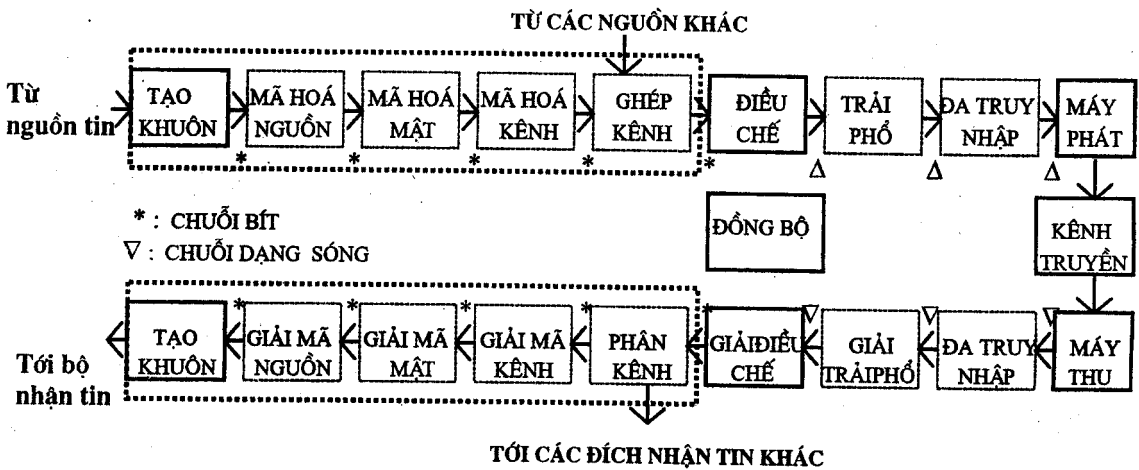
1.2. SƠ ĐỒ KHỐI TIÊU BIỂU CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ

Đặc trưng cơ bản của hệ thống thông tin số là: các tín hiệu được truyền đưa và xử lý bởi hệ thống là các tín hiệu số, nhận các giá trị từ một tập hữu hạn các phân tử, thường được gọi là bảng chữ cái (*alphabet*). Các phân tử tín hiệu này có độ dài hữu hạn xác định T_s và trong các hệ thống thông tin số hiện nay, nói chung độ dài T_s là như nhau đối với mọi phân tử tín hiệu. Trong thực tế có rất nhiều loại hệ thống thông tin số khác nhau, phân biệt theo tần số công tác, dạng loại môi trường truyền dẫn... Tùy theo loại hệ thống thông tin số thực tế, hàng loạt chức năng xử lý tín hiệu số khác nhau có thể được sử dụng nhằm thực hiện việc truyền đưa các tín hiệu số một cách hiệu quả về phương diện băng tần chiếm cũng như công suất tín hiệu. Các chức năng xử lý tín hiệu như thế được mô tả bởi các khối trong sơ đồ khối của hệ thống. Mỗi một khối mô tả một thuật toán xử lý tín hiệu. Sơ đồ khối tiêu biểu của một hệ thống thông tin số được mô tả trên hình 1.1 [A30], trong đó thể hiện tất cả các chức năng xử lý tín hiệu chính nhất có thể có của các hệ thống thông tin số hiện nay.

Trong sơ đồ khối hình 1.1, thực chất là sơ đồ mô tả lưu đồ xử lý tín hiệu, các thuật toán cơ bản xử lý tín hiệu (song không phải trong hệ thống thông tin số nào cũng nhất thiết phải thực hiện đầy đủ các thuật toán cơ bản này) bao gồm:

- Tạo khuôn dạng tín hiệu, thực hiện biến đổi tin tức cần truyền thể hiện ở dạng tín hiệu liên tục hay số thành chuỗi các bit nhị phân;
- Mã hoá nguồn và giải mã nguồn tín hiệu, thực hiện nén và giải nén tin nhằm giảm tốc độ bit để giảm phổ chiếm của tín hiệu số;
- Mã và giải mã mật, thực hiện mã và giải mã chuỗi bit theo một khoá xác định nhằm bảo mật tin tức;

- Mã và giải mã kênh nhằm chống nhiễu và các tác động xấu khác của đường truyền dẫn;
- Ghép-phân kênh, nhằm thực hiện việc truyền tin từ nhiều nguồn tin khác nhau tới các đích nhận tin khác nhau trên cùng một hệ thống truyền dẫn;
- Điều chế và giải điều chế số, thường gọi tắt là MODEM;
- Trải và giải trải phổ, nhằm chống nhiễu (thường do kẻ địch cố ý gây ra để phá liên lạc) và bảo mật tin tức;
- Đa truy nhập, cho phép nhiều đối tượng có thể truy nhập mạng thông tin để sử dụng hệ thống truyền dẫn theo nhu cầu;
- Đồng bộ, bao gồm đồng bộ nhịp và đồng bộ pha sóng mang đối với các hệ thống thông tin liên kết (*coherent*);
- Lọc (được thực hiện tại máy thu phát đầu cuối), bao gồm lọc cố định nhằm hạn chế phổ tần, chống tạp nhiễu và lọc thích nghi nhằm sửa méo tín hiệu gây bởi đường truyền;



Hình 1.1. Sơ đồ khối tiêu biểu hệ thống thông tin số.

Trên sơ đồ hình 1.1, các khối nhánh bên dưới (phân thu) thực hiện các thuật toán xử lý ngược với các khối tương ứng ở nhánh trên (phân phát).

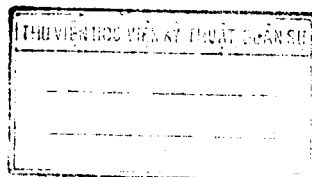
Trong số các chức năng nói trên thì các chức năng tạo khuôn tín hiệu số, điều chế và giải điều chế số là không thể thiếu đối với mọi loại hệ thống thông tin

số. Về mặt thuật toán mà nói, khối điều chế số là một khối giao diện, thực hiện biến đổi tín hiệu số thành các tín hiệu liên tục phù hợp với việc truyền đưa tín hiệu đi xa. Máy phát đầu cuối chỉ thực hiện các thuật toán trộn tần nhằm đưa tín hiệu lên tới tần số thích hợp, khuếch đại, lọc và phát xạ tín hiệu vào môi trường truyền dẫn (bằng hệ thống ăng-ten và phi-đơ trong các hệ thống vô tuyến chẳng hạn). Đối với một hệ thống thông tin số thì MODEM đóng vai trò như bộ não còn máy thu phát thì chỉ như cơ bắp mà thôi. Các khối chức năng còn lại không phải là bắt buộc đối với tất cả mọi hệ thống thông tin số mà chỉ có mặt trong từng loại hệ thống cụ thể và do vậy trên hình 1.1 chúng được diễn tả bằng các khối đứt nét.

Các thuật toán xử lý tín hiệu trong sơ đồ khối hình 1.1 có thể phân thành hai nhóm chính: a) các thuật toán xử lý tín hiệu băng gốc (*baseband*) bao gồm các thuật toán từ tạo khuôn tới điều chế số (và các khối có chức năng ngược lại ở phần thu); b) các thuật toán xử lý tín hiệu tần số cao hay tín hiệu thông giải (*bandpass signal*) bao gồm các thuật toán liên quan tới đa truy nhập, trải phổ và thuật toán trộn tần nhằm đưa tín hiệu lên tần số cao. Trong phân tích, đánh giá và thiết kế hệ thống, các hệ thống hoàn toàn có thể xem xét được ở dạng băng gốc tương đương [A19], trong đó: a) mọi tín hiệu đều là tín hiệu băng gốc hoặc tín hiệu băng gốc tương đương nhờ sử dụng tín hiệu đường bao phức hay còn gọi là tín hiệu thông thấp tương đương của tín hiệu cao tần; b) mọi khối đều là các mạch thông thấp hay thông thấp tương đương.

1.3. THAM SỐ CHẤT LƯỢNG CƠ BẢN CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ

Các tham số chất lượng chủ yếu đối với các hệ thống thông tin số là độ chính xác truyền tin và tốc độ truyền tin. Các yêu cầu cơ bản đối với các hệ thống thông tin số cũng là nhanh chóng và chính xác. Cần nói thêm ở đây rằng, hai yêu cầu này nói chung luôn mâu thuẫn với nhau. Về nguyên tắc, muốn truyền tin thật chính xác thì phải chấp nhận giảm tốc độ truyền và ngược lại, truyền tin càng nhanh thì lỗi truyền tin xảy ra càng dày hơn.



Các cơ quan và các tổ chức chính liên quan tới việc xác định các tiêu chuẩn về chất lượng mạng viễn thông, hệ thống thông tin số nói chung và hệ thống truyền dẫn nói riêng là:

a) Ủy ban truyền thông liên bang Mỹ (FCC: *Federal Communications Commission*), xác định các tiêu chuẩn cho các hệ thống theo hệ Bắc Mỹ;

b) Hội nghị các cơ quan quản lý bưu chính và viễn thông châu Âu (CEPT: *European Conference of Posts and Telecommunications*) và Viện tiêu chuẩn viễn thông châu Âu (ETSI: *European Telecommunications Standards Institute*), xác định các tiêu chuẩn cho các hệ thống theo hệ châu Âu;

c) Các nhóm nghiên cứu (SG: *Study Group*) của Liên minh viễn thông quốc tế (ITU: *International Telecommunication Union*), trước đây là Hội đồng tư vấn điện thoại và điện báo quốc tế CCITT, và các nhóm nghiên cứu của Ủy ban tư vấn vô tuyến quốc tế CCIR trước đây, nay là ITU-R (Xem bảng 1.1). Các nhóm nghiên cứu này xác lập các tiêu chuẩn dưới hình thức các khuyến nghị cho viễn thông trên toàn cầu, bao gồm cả các hệ thống Mỹ và châu Âu.

Đối với thông tin số, tham số độ chính xác truyền tin thường được đánh giá qua tỷ lệ lỗi bit (BER: *Bit-Error Ratio*) thường được hiểu là tỷ lệ giữa số bit nhận bị lỗi và tổng số bit đã truyền trong một khoảng thời gian quan sát nào đó. Khi thời gian quan sát tiến đến vô hạn thì tỷ lệ này tiến tới xác suất lỗi bit. Trong thực tế, thời gian quan sát không phải là vô hạn nên tỷ lệ lỗi bit chỉ gần bằng với xác suất lỗi bit, tuy nhiên trong nhiều trường hợp thực tế người ta cũng vẫn thường xem và gọi BER là xác suất lỗi bit. Trong nhiều trường hợp, ứng với các loại dịch vụ nhất định, các tham số phái sinh về độ chính xác truyền tin thường được xét đến là các giây bị lỗi trầm trọng (SES : *Severely Errored Seconds*), các giây bị lỗi (ES: *Errored Seconds*), các phút suy giảm chất lượng (DM: *Degraded Minutes*)... Trong một số hệ thống thông tin số sử dụng các biện pháp mã hoá hiệu quả tiếng nói như đối với điện thoại di động chẳng hạn, thì độ chính xác truyền tin cũng còn được thể hiện qua tham số chất lượng tiếng nói xét về khía cạnh chất lượng dịch vụ.

Khả năng truyền tin nhanh chóng của một hệ thống thông tin số thường được đánh giá qua dung lượng tổng cộng B của hệ thống, là tốc độ truyền thông tin (có đơn vị là b/s) tổng cộng của cả hệ thống với một độ chính xác đã cho. Nhìn chung, dung lượng của một hệ thống tùy thuộc vào băng tần truyền dẫn của hệ thống, sơ đồ điều chế số, mức độ tạp nhiễu...

Bảng 1.1. Các nhóm nghiên cứu chủ yếu của CCITT và CCIR liên quan tới việc xác lập các tiêu chuẩn chất lượng viễn thông [A12].

Các dịch vụ	Các mạng	Các hệ thống
Điện thoại: CCITT SG XII	Mạng thoại: CCITT SGXIII	Vô tuyến chuyển tiếp: CCIR SG9
Số liệu: CCITT SG XII		Cáp: CCITT SG XV
ISDN: CCITT SG XIII		Vệ tinh: CCIR SG4
TV: CMTT		

Ngoài các yêu cầu và các tham số có tính nguyên tắc nói trên, các hệ thống thông tin số còn có thêm các yêu cầu về tính bảo mật và độ tin cậy (khả năng làm việc của hệ thống với BER không vượt quá giá trị xác định). Các yếu tố về giá thành và tốc độ thu hồi vốn đầu tư, gọi chung là yêu cầu về tính kinh tế cũng có một vai trò to lớn.

1.4. HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN SỐ

Hệ thống truyền dẫn số là tập hợp các phương tiện (bao gồm các thiết bị phần cứng và các phần mềm) được sử dụng để truyền tín hiệu số từ lối ra của thiết bị tạo khuôn ở phân phát tới đầu vào thiết bị tái tạo khuôn thông tin ở phân thu hệ thống thông tin số. Có rất nhiều loại hệ thống truyền dẫn số khác nhau tùy thuộc môi trường truyền dẫn như các hệ thống truyền dẫn số qua vệ tinh viễn thông, các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất, các hệ thống vô tuyến di động, các hệ thống thông tin dùng cáp đồng trục, cáp xoắn hay cáp sợi quang học... Kỹ thuật được sử dụng để truyền dẫn số trong các hệ thống truyền dẫn khác nhau như thế cũng tương đối khác nhau, phản ánh các tính chất đặc thù của môi trường truyền dẫn, tần số công tác cũng như loại hình dịch vụ...

Các tham số chất lượng cơ bản của hệ thống truyền dẫn số cũng được đánh giá thông qua tỷ lệ lỗi bit của hệ thống BER và dung lượng truyền dẫn. Một tham số liên quan tới dung lượng tổng cộng của hệ thống, thường được dùng hơn để so sánh các hệ thống truyền dẫn số, là tích số $B.L$, với L là cự ly khoảng lặp cần thiết. Trong điều kiện kỹ thuật hiện nay, tham số này là khoảng vài trăm Mb/s-km đến một vài Gb/s-km đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số hay cáp đồng trục và có thể lên tới hàng ngàn Gb/s-km hoặc hơn nữa đối với các hệ thống thông tin quang sợi [A1].

Đối với các hệ thống truyền dẫn số hiện tại, các tín hiệu số nhận giá trị trong một tập hữu hạn các giá trị có thể có và có thời gian tồn tại hữu hạn. Khi tập các giá trị có thể có của tín hiệu gồm hai phần tử 0 và 1 thì hệ thống được gọi là nhị phân và tín hiệu khi đó được gọi là bit, khi số giá trị có thể có của tín hiệu khác 2, tổng quát là M thì hệ thống được gọi là hệ thống M mức và tín hiệu được gọi là ký hiệu (*symbol*). Gọi giá trị của *symbol* thứ k là D_k và thời gian tồn tại của nó là T_k (đối với các hệ thống thông thường hiện nay, $T_k = T$ và là hằng số với mọi k). Ở đâu thu tín hiệu khôi phục lại là \hat{D}_k và có độ rộng là \hat{T}_k , nếu $\hat{D}_k \neq D_k$ thì tín hiệu thứ k được gọi là bị lỗi, nếu $\hat{T}_k \neq T$ thì tín hiệu thứ k được gọi là có *jitter*. Các tham số kỹ thuật chung nhất đối với các loại hệ thống truyền dẫn số khác nhau, thể hiện chỉ tiêu chất lượng cơ bản của hệ thống, là tỷ lệ lỗi bit BER và *jitter* (rung pha). Đối với hệ thống nhị phân, xác suất lỗi bit BER (*Bit-Error Ratio*) được định nghĩa là:

$$BER = P\{\hat{D}_k \neq D_k\}, \text{ với } P\{\cdot\} \text{ là xác suất} \quad (1.1)$$

$$\text{Khi } \hat{T}_k = T + \delta T \text{ thì } |\delta| \text{ được gọi là } jitter, \text{ tính theo phần trăm.} \quad (1.2)$$

Trong trường hợp hệ thống truyền dẫn nhiều mức thì $P\{\hat{D}_k \neq D_k\}$ được gọi là tỷ lệ lỗi *symbol* (SER: *Symbol-Error Ratio*) và có quan hệ chặt chẽ với BER của hệ thống như sẽ được trình bày sau trong chương 5.

Nhìn chung, khi $BER > 10^{-3}$ thì hệ thống truyền dẫn được xem là gián đoạn vì khi đó ngay cả dịch vụ *telex* (điện báo truyền chữ) – là loại dịch vụ chịu được chất lượng truyền dẫn tồi nhất (chỉ đòi hỏi $BER \leq 10^{-3}$) nhờ độ dư thừa khá lớn trong ngôn ngữ người – cũng không thể truyền được. *Jitter* được xem là lớn nếu lớn hơn 5% (giá trị đỉnh-đỉnh) [A15].

Ngoài các tham số chất lượng cơ bản nói trên, đối với các hệ thống truyền dẫn tín hiệu thoại thì *độ giữ chậm truyền dẫn tuyệt đối* là một tham số cũng có tầm quan trọng đặc biệt do độ giữ chậm tuyệt đối càng lớn thì các khó khăn trong hội thoại càng tăng. Hiện nay, các giá trị giữ chậm truyền dẫn đi-về (*round trip*) vượt quá 400 ms được xem là không thể chấp nhận được nếu như không có những biện pháp đặc biệt [A12]. Các hệ thống vô tuyến số mặt đất có độ giữ chậm truyền dẫn tuyệt đối nhỏ hơn so với các hệ thống cáp đồng trục, cáp sợi quang học và nhất là so với các hệ thống liên lạc qua vệ tinh, trong đó độ giữ chậm truyền dẫn đi-về gây bởi việc truyền chuyển tiếp tới quỹ đạo địa tĩnh là vào khoảng 560 ms [A12]. Đây là một ưu thế của các hệ thống vô tuyến số.

1.5. DỊCH VỤ, MẠNG VIỄN THÔNG VÀ MÔI TRƯỜNG TRUYỀN

1.5.1. Các dịch vụ

Các dịch vụ cơ bản được chuyển tải bởi bất kỳ mạng thông tin số nào cũng là điện thoại hoặc số liệu hay *video*.

Dịch vụ điện thoại hiện được cho là loại dịch vụ vẫn chiếm ưu thế trong hầu hết các mạng thông tin số cho tới nhiều năm nữa. Tiếng nói số thường được truyền bằng tín hiệu điều chế mã xung (PCM: *Pulse Code Modulation*) trong đó tiếng nói được lấy mẫu với tần số 8 kHz và mỗi một mẫu được mã hoá bằng một tổ hợp mã 8 bit, dẫn đến tốc độ truyền dẫn 64 kb/s. Các phép thử chủ quan về các sút kém trong truyền dẫn các tín hiệu thoại PCM cho thấy rằng các suy giảm chất lượng bắt đầu nhận thấy được khi tỷ lệ lỗi vượt quá giá trị vào quãng 10^{-6} vì vậy giá trị giới hạn này được sử dụng rộng rãi trong các chỉ tiêu chất lượng. Do tín

hiệu thoại ít nhạy cảm với *jitter* nên có thể chịu đựng được *jitter* khá cao. Các dạng mã hoá tiếng nói khác hiệu quả hơn hiện đang được đề xuất, đặc biệt là đối với các hệ thống có băng tần rất hạn chế như các hệ thống điện thoại di động hay đối với những trường hợp chi phí truyền dẫn sẽ quá cao nếu không áp dụng các cách mã hoá hiệu quả hơn như điều chế mã xung vi sai thích nghi (ADPCM: *Additive Differential Pulse Code Modulation*) tốc độ 32 kb/s.

Truyền số liệu là dịch vụ đang phát triển nhanh chóng trong hầu hết các mạng thông tin. Ngoài các dịch vụ *fax* và điện báo truyền chữ truyền thống, các nguồn lưu lượng số liệu chủ yếu có tốc độ tới quãng 64 kb/s đang được sinh ra từ quá trình hình thành các mạng máy tính cá nhân, các dịch vụ chuyển khoản điện tử tại nơi bán hàng (EFTPOS: *Electronic Funds Transfer at Point of Sale*), *videotex* và thư tín điện tử (*e-mail*). Một nguồn lưu lượng số liệu tốc độ 64 kb/s khác nữa, có tầm quan trọng sống còn đối với toàn mạng điện thoại, là các tuyến báo hiệu giữa các tổng đài số. Số liệu thường được truyền dẫn theo các khối và nhiều kỹ thuật sửa lỗi có thể áp dụng được nhằm sửa một số nhỏ các lỗi. Các lỗi truyền dẫn hoặc có thể phát hiện được tại máy thu số liệu, chẳng hạn nhờ việc kiểm tra mã độ dư chu trình (CRC: *Cyclic Redundancy Code*), rồi tự động yêu cầu truyền lại (ARQ: *Automatic ReQuest*) các khối số liệu bị lỗi, hoặc có thể sửa bằng thuật toán sửa lỗi hướng đi (FEC: *Forward Error Correction*) trong đó các bit thêm vào cho phép cả phát hiện lẫn sửa lỗi. Các yêu cầu chất lượng đối với các mạch truyền số liệu thường liên quan tới một độ đo nào đó về thông lượng mạng (*network throughput*) và số các giây không bị lỗi (*error-free seconds*) đã được chấp nhận như một tham số tiêu chuẩn. Đơn vị tính một giây là thời gian được thoả thuận nhằm bao phủ toàn bộ độ dài khối số liệu cực đại hiện nay, tính tại tốc độ 64 kb/s [A12].

Hình thức tối ưu để truyền các tín hiệu số truyền hình vẫn còn đang được tiếp tục xem xét. Mã hoá số đơn giản một tín hiệu hình màu động dẫn đến các tốc độ truyền dẫn khá cao (quãng 140 Mb/s). Hệ quả là những nỗ lực lớn đã được thực hiện nhằm phát triển các bộ mã hoá hiệu quả về tốc độ, lợi dụng độ dư thừa

trong các tín hiệu *video*. Đối với hệ tiêu chuẩn Châu Âu, tốc độ truyền dẫn tín hiệu truyền hình màu là 34 Mb/s dựa trên các bộ mã hoá tốc độ bit suy giảm (*reduced bit-rate codec*) và tốc độ 45 Mb/s là tiêu chuẩn đối với hệ Mỹ nhờ sử dụng điều chế mã xung vi sai (DPCM: *Differential Pulse Code Modulation*) kết hợp với mã sửa lỗi. Tác động của các lỗi trong truyền dẫn truyền hình hiển nhiên phụ thuộc vào cả kỹ thuật mã hoá được áp dụng lẫn cảm nhận chủ quan của người xem về chất lượng hình ảnh. Tỷ lệ lỗi cho phép nằm trong một giải rộng từ khoảng 10^{-4} đến 10^{-9} , tuy vậy các cụm lỗi trầm trọng hoặc các gián đoạn ngắn tới $500 \mu\text{s}$ lại có thể gây ra suy giảm chất lượng hết sức trầm trọng do mất đồng bộ khung hình [A12]. Nói chung các tín hiệu truyền hình rất nhạy cảm với *jitter*.

Hầu hết các mạng thông tin hiện nay đều được thiết kế nhằm hỗ trợ cho hơn một loại dịch vụ và vì vậy nhất thiết phải đạt được một sự dung hoà nào đó giữa việc đáp ứng mọi yêu cầu ngặt nghèo nhất đối với từng loại dịch vụ trong mạng (trong thực tế thì điều đó có thể là không kinh tế) và việc đáp ứng đối với loại dịch vụ chủ yếu được sử dụng trong mạng bằng cách buộc phải áp dụng các kỹ thuật truyền dẫn của các dịch vụ khác mà chúng có thể chịu đựng tốt hơn đối với các yếu tố trở ngại đặc biệt.

1.5.2. Mạng viễn thông

Cấu hình tiêu biểu của một mạng viễn thông số hiện đại ngày nay bao gồm các thành tố chính là a) mạng người sử dụng (khách hàng); b) hệ thống chuyển mạch; c) hệ thống truyền dẫn; d) hệ thống báo hiệu; e) hệ thống quản trị mạng (*network management system*); f) hệ thống đồng bộ mạng.

Viễn thông quốc tế hiện nay đang liên tục mở rộng khoảng cách liên lạc lên tới nhiều ngàn km bằng cách sử dụng nhiều dạng môi trường truyền dẫn khác nhau. Một điểm quan trọng là các chỉ tiêu chất lượng đối với từng thành phần của các kết nối như thế được thiết lập và ấn định với yêu cầu nhằm đáp ứng các cuộc liên lạc từ đầu cuối tới đầu cuối. Phần quốc tế của một kết nối có thể bao gồm cáp đồng trục, cáp sợi quang học (thí dụ như hệ thống thông tin quang TAT8 xuyên

lục địa dài 7500 km), vệ tinh viễn thông (như hệ Intelsat V chẳng hạn) và các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số tốc độ từ vừa đến lớn. Việc thiết kế các hệ thống thực hiện các mạch quốc tế đạt tới các chỉ tiêu chất lượng tối đa trong điều kiện thực tiễn cho phép thường cho tính kinh tế cao do kế hoạch truyền dẫn trong phần này của kết nối được sử dụng rất hiệu quả. Phần quốc tế do đó được xác định là phân cao cấp.

Các hệ thống được sử dụng trong mạng quốc gia giữa các tổng đài nội hạt với nhau và với tổng đài công quốc tế có thể công tác tại các tốc độ truyền dẫn từ thấp tới cao. Các mạch quốc gia này thường bao gồm nhiều tổ hợp khác nhau của các hệ thống truyền dẫn cáp (bao gồm các cáp xoắn đôi, cáp đồng trục, cáp quang) và các hệ thống truyền dẫn vô tuyến. Ở các nước nhỏ, chất lượng truyền dẫn thường không đồng đều trên toàn mạng quốc gia và chất lượng của mạng quốc gia do đó được xem là trung cấp. Ở các nước lớn, chất lượng của kết nối quốc gia thường được ấn định bởi các mạch cao cấp tạo nên chất lượng cao cấp đối với toàn mạng quốc gia.

Mạng nội hạt bao gồm nhiều kết nối với các cự ly thường ngắn hơn 10 km. Phần này của mạng đòi hỏi đầu tư tư bản lớn nhất song lại được sử dụng kém hiệu quả nhất, do đó các hệ thống truyền dẫn chất lượng cấp nội hạt cần phải thấp về giá thành và đơn giản trong thiết kế. Chính do vậy, một tỷ trọng lớn các suy giảm chất lượng truyền dẫn có thể chịu đựng được (tính từ đầu cuối đến đầu cuối) được phân bổ cho mạng nội hạt nhằm tạo điều kiện để có mức chi phí thiết kế và xây dựng thấp. Hiện tại, nói chung truyền dẫn trong mạng nội hạt thường được thực hiện bằng các đôi dây kim loại và xuyên nhiễu giữa chúng làm hạn chế tốc độ cũng như chất lượng truyền dẫn một khi các đôi dây đó được tái sử dụng để truyền dẫn tín hiệu số. Những cơ hội và ứng dụng mới đối với truyền dẫn nội hạt bằng vô tuyến số vì vậy đang được hình thành mặc dù cho tới nay chúng vẫn chưa cho được hiệu quả giá thành cao hơn. Cả các hệ thống vô tuyến số điểm tới điểm và điểm tới đa điểm hiện đang ngày càng được sử dụng nhiều hơn nhằm cung cấp các dịch vụ số tốc độ cao hơn, trực tiếp tới các thuê bao, với kế hoạch phát triển

thuê bao mềm dẻo hơn và thời gian cung cấp dịch vụ ngắn hơn so với việc phải đặt các cáp mới.

1.5.3. Các môi trường truyền

Ba loại môi trường truyền dẫn số hầu như sẽ chiếm ưu thế trong các mạng truyền dẫn tương lai là các hệ thống dùng sợi quang đơn *mode*, vô tuyến chuyển tiếp mặt đất (*terrestrial radio-relay*) và vô tuyến qua vệ tinh. Cùng với các hệ thống cáp xoắn đôi và cáp đồng trục, các hệ thống sử dụng cáp sợi quang học thuộc về lớp các hệ thống hữu tuyến. Các công nghệ hiện nay đã cho phép giảm giá thành cáp sợi quang, nâng cao dung lượng và khoảng cách các trạm lặp và do đó đã làm cho các hệ thống truyền dẫn quang sợi trở nên hấp dẫn hơn cả về mặt kinh tế. Các hệ thống truyền dẫn vô tuyến chuyển tiếp số, mặc dầu vậy, trong một tương lai gần vẫn đáp ứng được một phần quan trọng các đòi hỏi về truyền dẫn của mạng quốc gia, thậm chí trong các mạng còn được phát triển hơn nữa.

Các hệ thống sợi quang thường được thiết kế để làm việc với mức vài dB so với ngưỡng do các đặc tính truyền dẫn của sợi biến đổi ít trong một thời gian khá lớn. Điều này dẫn đến các đặc tính chất lượng lỗi từ ngày này qua ngày khác hầu như hoàn toàn đồng đều, khác với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp, trong đó do thường có mức dự trữ pha-đỉnh lớn nên việc truyền dẫn hầu như không lỗi diễn ra trong hầu hết thời gian song các suy giảm chất lượng có xu hướng tập trung lại trong một ít ngày trong các tháng hay xảy ra pha-đỉnh sâu trong quá trình truyền sóng. Chất lượng truyền dẫn số qua vệ tinh có xu hướng được đặc trưng bởi một tỷ lệ lỗi nền thấp xuất hiện trong phần lớn thời gian và xác định được thông qua tỷ số sóng mang trên tạp âm của tuyến vệ tinh. Tỷ lệ lỗi nền này suy biến lúc này lúc khác theo các khoảng thời gian tiêu hao đường truyền lớn quá mức (chẳng hạn vì pha-đỉnh do mưa) và trong các điều kiện truyền sóng bất thường, khi mức nhiễu từ các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp hay các hệ thống vệ tinh khác tăng lên. Các khác biệt cơ bản giữa các đặc tính chất lượng của cả ba loại môi trường này đã được xét đến trong các khuyến nghị thích hợp của CCITT và CCIR.

Chương 2

SỐ HÓA TÍN HIỆU LIÊN TỤC TRONG CÁC HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN SỐ

2.1. KHÁI QUÁT

Trong nhiều trường hợp, việc tạo khuôn (định dạng) và mã hoá nguồn đối với các bản tin liên tục (xuất hiện dưới dạng các tín hiệu liên tục như tiếng nói, âm nhạc hay tín hiệu truyền hình...) trong các hệ thống thông tin số được thực hiện trong cùng một quá trình: biến đổi tín hiệu liên tục đến từ nguồn tin thành chuỗi tín hiệu số (chuỗi bit) hiệu quả về mặt tốc độ, thường được gọi chung là quá trình mã hoá nguồn. Vai trò của mã hoá nguồn là đặc biệt quan trọng, góp phần nâng cao chất lượng liên lạc và cho phép nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tần của hệ thống truyền dẫn.

Thuật toán mã hoá nguồn có thể xem xét được thông qua dạng tiêu biểu của nó là mã hoá tín hiệu tiếng nói (biến đổi tín hiệu thoại tương tự thành tín hiệu số). Các bộ mã hoá tiếng nói thường được chia thành 3 loại chính là bộ mã hoá dạng sóng (*waveform coder*), bộ mã hoá nguồn phát thanh (*vocoder*) và bộ mã hoá lai (*hybrid coder*) của hai loại trên.

Nội dung của phương pháp mã hoá dạng sóng là dạng sóng của tín hiệu tiếng nói liên tục được rời rạc hoá nhờ lấy mẫu và sau đó được số hoá nhờ mã hoá nhị phân các giá trị đại diện cho mức của các mẫu dạng sóng tiếng nói. Các phương pháp mã hoá dạng sóng, tiêu biểu là điều chế mã xung PCM, có cơ sở là định lý lấy mẫu.

Một tín hiệu $s(t)$, có biến đổi Fourier là $S(f)$, được gọi là có băng tần hạn chế nếu $S(f)=0$ với $|f|>W$, trong đó W là tần số lớn nhất chứa trong $s(t)$. Theo

định lý lấy mẫu, tín hiệu có băng tần hạn chế như thế biểu diễn duy nhất được bởi các giá trị mẫu của $s(t)$ lấy với tốc độ $f_s \geq 2W$ mẫu trong một giây. Tốc độ lấy mẫu tối thiểu $f_N = 2W$ mẫu trong một giây được gọi là tốc độ Nyquist. Việc lấy mẫu với tốc độ thấp hơn tốc độ Nyquist dẫn đến méo gập phổ.

Tín hiệu $s(t)$ như trên biểu diễn được theo:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{n}{2W}\right) \frac{\sin 2\pi W\left(1 - \frac{n}{2W}\right)}{2\pi W\left(1 - \frac{n}{2W}\right)} \quad (2.1)$$

trong đó $\left\{ s\left(\frac{n}{2W}\right) \right\}$ là các giá trị mẫu của $s(t)$ tại các thời điểm lấy mẫu $t = n/2W$, thu được nhờ nhân tín hiệu $s(t)$ với tín hiệu lấy mẫu là một chuỗi các xung Dirac $\delta\left(t - \frac{n}{2W}\right)$.

Biểu thức (2.1) là dạng toán học của định lý lấy mẫu. Nếu tần số lớn nhất

W của tín hiệu $s(t)$ đã biết trước thì $\frac{\sin 2\pi W\left(1 - \frac{n}{2W}\right)}{2\pi W\left(1 - \frac{n}{2W}\right)}$ cũng biết trước và vì vậy

không chứa thông tin cần truyền. Như vậy tín hiệu $s(t)$ hoàn toàn tương đương về tin tức với chuỗi vô hạn các giá trị mẫu của nó $\left\{ s\left(\frac{n}{2W}\right) \right\}$, $n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm \infty$ và do vậy thay vì truyền đi tín hiệu liên tục $s(t)$, chúng ta chỉ cần truyền đi các giá trị mẫu của nó mà thôi. Đây chính là cơ sở của việc số hoá tín hiệu liên tục theo phương pháp mã hoá dạng sóng. Việc khôi phục lại tín hiệu $s(t)$ tại đầu thu từ chuỗi các giá trị mẫu $\left\{ s\left(\frac{n}{2W}\right) \right\}$ chỉ đơn thuần là việc thực hiện biểu thức (2.1). Về

phải của (2.1) có thể nhận được bằng cách cho chuỗi các giá trị mẫu nhận được qua một mạch lọc có phản ứng xung $h(t) = \frac{\sin 2\pi W\left(1 - \frac{n}{2W}\right)}{2\pi W\left(1 - \frac{n}{2W}\right)}$, là phản ứng xung của

một mạch lọc thông thấp lý tưởng với tần số cắt bằng W . Tức là, tín hiệu $s(t)$ khôi

phục lại được nhờ cho chuỗi các giá trị mẫu của nó qua một mạch lọc thông thấp lý tưởng có tần số cắt W .

Cơ sở của phương pháp mã hoá nguồn phát thanh là việc phân tích cơ quan phát thanh của con người và quá trình tạo ra âm thanh tiếng nói. Cơ quan phát thanh của con người bao gồm thanh huyền, hộp cộng hưởng hình thành từ khoang miệng và mũi. Thanh huyền tạo ra các rung động khác nhau của luồng khí và với sự kết hợp biến đổi của môi và lưỡi, hộp cộng hưởng cũng biến đổi nhờ đó các âm thanh khác nhau được tạo ra. Quá trình tạo ra âm thanh của bộ máy phát âm của con người có thể mô hình hoá được bằng hai yếu tố chủ yếu: a) các rung động chuẩn chu kỳ của thanh huyền tạo nên các rung động khác nhau của luồng khí được mô hình hoá bởi một xung hoặc một chuỗi xung (đối với các âm hữu thanh) hay một tạp âm (đối với các âm vô thanh), gọi chung là một kích thích; b) hộp cộng hưởng biến đổi, hình thành từ khoang miệng, mũi và sự biến đổi của môi, lưỡi, được mô hình hoá bởi một mạch lọc có tham số biến đổi. Hiển nhiên, tiếng nói hoàn toàn được xác định bởi các thông số của mạch lọc và các thông số kích thích. Mã hoá nguồn phát thanh là việc mã hoá các thông số kích thích và lọc của mô hình tiếng nói nói trên thành các tín hiệu số. Thay vì truyền đi các chuỗi bit mã các giá trị mẫu dạng sóng tiếng nói như trong phương pháp mã hoá dạng sóng đã nêu trên, các chuỗi bit mã các thông số của mô hình tạo tiếng nói được truyền đi trong phương pháp mã hoá nguồn phát thanh. Tiếng nói điện tử được tái tạo lại ở phân thu nhờ các mạch điện tử thực hiện tổng hợp tiếng nói dựa trên các thông số kích thích và lọc nhận được. Một trong các bộ mã hoá tiếng nói tiêu biểu cho phương pháp mã hoá nguồn phát thanh là bộ mã hoá dự đoán tuyến tính LPC (*Linear Predictive Coder*), thoát tiên được phát triển cho các ứng dụng quân sự.

Các bộ mã hoá lai là sự kết hợp của hai phương pháp mã hoá dạng sóng và mã hoá nguồn phát thanh, trong đó mô hình lọc tổng hợp tiếng nói thì tương tự như đối với các bộ mã hoá nguồn phát thanh còn tín hiệu kích thích lại được mã hoá một cách hiệu quả bằng kỹ thuật mã dạng sóng.

Trong chương này chúng ta sẽ xem xét tương đối kỹ các phương pháp mã hoá dạng sóng tiêu biểu, thường được sử dụng nhất trong các hệ thống truyền dẫn thông thường. Hiện tại, các phương pháp mã hoá nguồn phát thanh và lai mới chỉ được sử dụng chủ yếu trong thông tin di động. Do vậy chúng sẽ không được trình bày kỹ trong giáo trình này và sẽ được trình bày kỹ lưỡng trong giáo trình môn học Thông tin di động. Chi tiết hơn nữa về các phương pháp này, xin tham khảo thêm [A32].

2.2. ĐIỀU CHẾ MÃ XUNG (PCM)

Dạng tiêu biểu của mã hoá dạng sóng là điều chế mã xung (PCM) thường gặp nhất trong các hệ thống truyền dẫn tín hiệu số, áp dụng cho cả tín hiệu thoại, nhóm kênh thoại ghép kênh theo tần số, tín hiệu *video*...

2.2.1. Nguyên tắc

Điều chế xung mã PCM được thực hiện theo một quy trình bốn bước có tính nguyên tắc như sau:

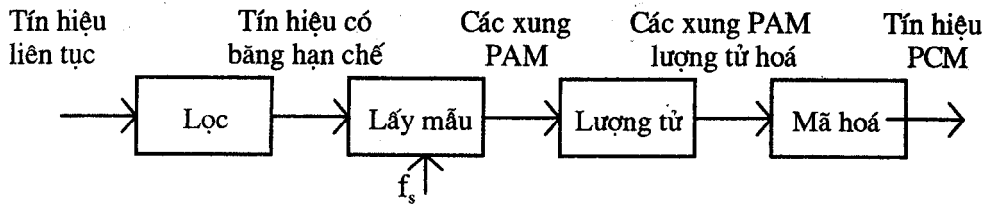
a) Lọc nhằm hạn chế phổ tần của tín hiệu liên tục cần truyền: Biến đổi Fourier của các tín hiệu liên tục thực tế là vô hạn theo biến tần số, chỉ ít cũng do thời gian tồn tại của chúng hữu hạn. Chính vì vậy, các tín hiệu liên tục cần truyền nhất thiết phải được lọc nhằm hạn chế phổ tới tần số cực đại W nào đó nhằm thoả mãn tiên đề về băng tần hạn chế của định lý lấy mẫu.

b) Lấy mẫu: Tín hiệu liên tục sau lọc được rời rạc hoá nhờ lấy mẫu tín hiệu liên tục bằng chuỗi xung nhịp có tần số f_s theo định lý lấy mẫu để có được các tín hiệu điều biên xung (PAM: *Pulse Amplitude Modulation*).

c) Lượng tử hoá: Số giá trị có thể có của tín hiệu PAM sau lấy mẫu là vô hạn, do vậy số bit cần thiết để mã các giá trị của các xung PAM là vô hạn và điều này không thể thực hiện được. Để hạn chế số bit mã cần sử dụng, giá trị của từng xung PAM cần được làm tròn thành một trong các giá trị mẫu xác định gọi là các mức lượng tử (có số lượng hữu hạn) và quá trình này được gọi là lượng tử hoá.

d) Mã hoá: Các giá trị mức lượng tử ứng với các xung PAM được mã hoá bằng các tổ hợp mã nhị phân để truyền đi trên hệ thống truyền dẫn số.

Sơ đồ mô tả các công đoạn điều chế mã xung được thể hiện trên hình 2.1.



Hình 2.1. Sơ đồ thực hiện PCM.

Quá trình khôi phục ở phần thu được thực hiện như sau: Giải mã để được chuỗi xung PAM lượng tử hoá rồi cho qua lọc thông thấp có tần số cắt bằng một nửa tần số lấy mẫu.

Như đã nói ở trên, thực tế các tín hiệu lối vào điều chế mã xung là các tín hiệu có phổ trải rộng vô hạn. Sau lọc hạn chế phổ tần tín hiệu, tín hiệu có phổ hạn chế và do vậy có thời gian tồn tại trải rộng tới vô hạn, nghĩa là về lý thuyết việc lấy mẫu phải được thực hiện với vô hạn mẫu theo (2.1). Từ đó chúng ta có thể thấy rằng tín hiệu liên tục khôi phục lại được ở phần thu, ngay cả trong trường hợp không tính đến méo và tạp nhiễu trên đường truyền, cũng chỉ là một phiên bản gần đúng của tín hiệu liên tục cần truyền đi ở phần phát mà thôi. Sai số giữa các tín hiệu phiên bản và nguyên bản gây bởi các nguyên nhân sau: a) Việc lấy mẫu không thể tiến hành trong thời gian dài vô hạn được; b) Sai số do làm tròn (lượng tử hoá), gọi là sai số lượng tử; c) Các đặc tính lọc không hoàn toàn lý tưởng; d) Phiên bản là một tín hiệu có phổ hạn chế, không như tín hiệu nguyên bản. Ngoài ra, các sai lệch quá đáng về đồng bộ cũng có thể dẫn đến sắp xếp sai các tổ hợp mã thu được và điều này dẫn đến các sai lạc vô cùng trầm trọng. Các chi tiết về các công đoạn trong quy trình PCM và các biện pháp khắc phục sai số sẽ được trình bày dưới đây, xét làm ví dụ với quá trình số hoá tín hiệu điện thoại.

2.2.2. Lọc hạn băng

Phổ của tín hiệu điện thoại tập trung trong dải từ 0,3 đến 3,4 kHz. Việc cắt bỏ các thành phần tần số ngoài dải nói trên không gây ra những méo thụ cảm được quá lớn, tức là không gây nên những trở ngại đặc biệt đối với quá trình thông thoại. Để hạn chế phổ tín hiệu có thể tiến hành loại bỏ các thành phần tần số lớn hơn 3,4 kHz trong tín hiệu điện thoại bằng lọc thông thấp, tức là có thể chọn tần số cực đại W của tín hiệu thoại là 3,4 kHz. Trong trường hợp này, sai số do lọc hạn băng gây ra chủ yếu là bởi không thể chế tạo được mạch lọc thông thấp lý tưởng mà chỉ có thể chế tạo được các mạch lọc với đặc tính lọc không dốc đứng tại tần số cắt. Để không gây nên những méo có thể thụ cảm rõ rệt được, tần số cắt của mạch lọc hạn băng phải chọn cao hơn 3,4 kHz. Các mạch lọc tiêu chuẩn trong thực tế (có đặc tính thoả mãn các khuyến nghị của CCITT cho các mạch thoại) có tần số cắt rất sát với 4 kHz.

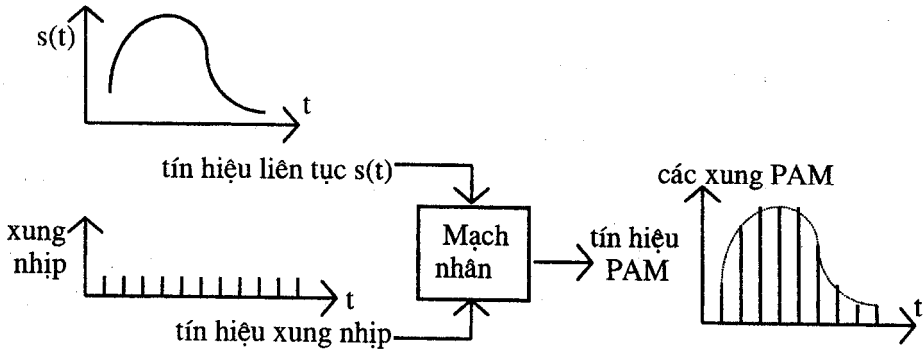
2.2.3. Lấy mẫu

Quá trình lấy mẫu được thực hiện bằng cách nhân tín hiệu thoại liên tục với một chuỗi xung nhịp có tần số $f_s \geq 2W$. Việc chọn tần số nhịp lớn hơn hai lần W sẽ làm mở rộng băng tần chiếm của tín hiệu số, do vậy tần số nhịp phải chọn nhỏ nhất mà không gây méo tín hiệu. Sai số lấy mẫu gây bởi việc không thể lấy mẫu trong một thời gian dài vô hạn thường không đáng kể và có thể bù đắp bằng việc chọn f_s lớn hơn $2W$ một chút [V5]. Kết hợp với thực tế phát sinh do lọc hạn băng như đã nói trên đây, tần số lấy mẫu tiêu chuẩn cho tín hiệu thoại được chọn là 8 kHz. Quá trình lấy mẫu tín hiệu điện thoại được mô tả trên h.2.2.

2.2.4. Lượng tử hoá

Lượng tử hoá được thực hiện đơn giản nhất bằng cách chia dải động tín hiệu $[-a, +a]$ thành Q mức cách đều nhau, được gọi là lượng tử hoá đều. Khoảng cách giữa các mức lượng tử $\Delta = 2a/Q$. Các giá trị của các mẫu tín hiệu (các xung PAM) được làm tròn thành giá trị mức lượng tử gần nhất. Sai số lượng tử của các

giá trị mẫu là một biến ngẫu nhiên e_q , nhận các giá trị trong khoảng $[-a/Q, +a/Q]$, có thể xem như một lượng tạp âm gọi là tạp âm lượng tử và có thể đánh giá được thông qua công suất tạp âm lượng tử:



Hình 2.2. Lấy mẫu tín hiệu liên tục.

$$P_{eq} = \overline{e_q^2} = \int_{-a/Q}^{a/Q} e_q^2 \cdot pdf(e_q) de_q \quad (2.2)$$

trong đó $pdf(.)$ là hàm mật độ xác suất (*probability density function*).

Do không biết được phân bố thực sự của biên độ tín hiệu điện thoại trong khoảng giữa hai mức lượng tử sát nhau, người ta buộc phải giả thiết rằng tín hiệu điện thoại nhận các giá trị biên độ trong khoảng giữa hai mức lượng tử sát nhau với xác suất như nhau. Do đó tạp âm lượng tử được xem là biến ngẫu nhiên phân bố đều, tức là $pdf(e_q) = Q/2a$.

Thay vào (2.2), chúng ta được

$$P_{eq} = a^2/3Q^2 = \Delta^2/12 \quad (2.3)$$

Từ (2.3) chúng ta có thể thấy khi tăng số mức lượng tử Q thì công suất tạp âm lượng tử giảm. Chẳng hạn, khi tăng số mức lượng tử lên hai lần, công suất tạp âm lượng tử giảm 4 lần, tức là vào quãng 6 dB. Tuy nhiên, việc tăng quá mức số mức lượng tử dẫn đến hai hệ quả: a) Số mức lượng tử lớn dẫn đến số bit dùng để mã các mức lượng tử tăng (cứ tăng số mức lượng tử lên hai lần thì phải thêm một bit trong tổ hợp mã) làm tăng tốc độ bit và do vậy tăng phổ chiếm của tín hiệu số; b) Với cùng một giải động tín hiệu, việc tăng quá mức số mức lượng tử sẽ có thể

dẫn đến mức lượng tử khôi phục lại ở phần thu bị nhận nhầm dưới tác động của tạp âm nhiệt trong các mạch điện tử. Thêm vào đó, nếu lượng tử hoá đều thì việc chia các mức với số mức tối thiểu (nhằm giảm số bit mã cần dùng) xác định theo độ chính xác đã cho đối với các mức cao của tín hiệu lại dẫn đến sai số phạm phải lại lớn đối với các mức thấp. Điều này dẫn tới sai số tổng cộng lớn do trong thực tế các mức tín hiệu thấp của tín hiệu thoại thường xảy ra nhiều hơn so với các mức cao. Các mâu thuẫn nói trên trong thực tế được khắc phục nhờ áp dụng lượng tử hoá không đều, trong đó khoảng cách giữa các mức lượng tử được chọn lớn với các mức tín hiệu lớn còn với các mức tín hiệu nhỏ thì khoảng cách giữa các mức lượng tử được chọn nhỏ. Giải pháp này là khá tự nhiên do đối với mức tín hiệu lớn thì tỷ số tín hiệu trên sai số (tín/tạp âm lượng tử) vẫn khá nhỏ dù sai số lượng tử tuyệt đối có lớn. Việc chia các mức lượng tử không đều như thế tuy vậy lại khá khó thực hiện trong thực tế và một giải pháp tương đương thường được áp dụng là thực hiện lượng tử hoá đều các tín hiệu được nén. Luật nén được áp dụng trong điều chế mã xung tín hiệu điện thoại là luật *logarit*, trong đó tín hiệu lối ra y của mạch nén biến thiên theo luật *logarit* của tín hiệu lối vào x . Ở phần thu, tín hiệu được giãn trở lại. Việc duy trì nén-giãn chính xác là một yêu cầu rất ngặt nghèo nhằm tránh các méo tín hiệu mang vào do quá trình nén-giãn.

Các luật nén *logarit* được áp dụng trong hệ Châu Âu và hệ Mỹ khá khác nhau, điều này là do lịch sử quá trình phát triển viễn thông trước đây trên các khu vực khác nhau để lại. Luật nén được áp dụng là luật μ đối với hệ Mỹ, trong khi đó hệ châu Âu sử dụng luật nén A. Biểu thức giải tích xác định các luật nén μ và A là:

Luật nén μ (Hệ Mỹ):

$$y = \text{sign}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}, \quad -1 \leq x \leq 1 \quad (2.4)$$

Luật nén A (Hệ Châu Âu):

$$y = \begin{cases} \text{sign}(x) \frac{A|x|}{1 + \ln A}, & 0 \leq |x| \leq 1/A \\ \text{sign}(x) \frac{1 + \ln A|x|}{1 + \ln A}, & 1/A \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad (2.5)$$

Trong các biểu thức (2.4) và (2.5), x và y lần lượt là các giá trị của tín hiệu lối vào và lối ra bộ nén được chuẩn hoá theo giá trị cực đại của chúng. Theo khuyến nghị G.711 của CCITT, các giá trị của các tham số được chọn là: $A=87,6$ và $\mu=255$. Đối với hệ Mỹ, $\mu=100$ cũng được sử dụng trong một số hệ thống, tuy nhiên đó không phải là giá trị mà CCITT chọn làm giá trị tiêu chuẩn.

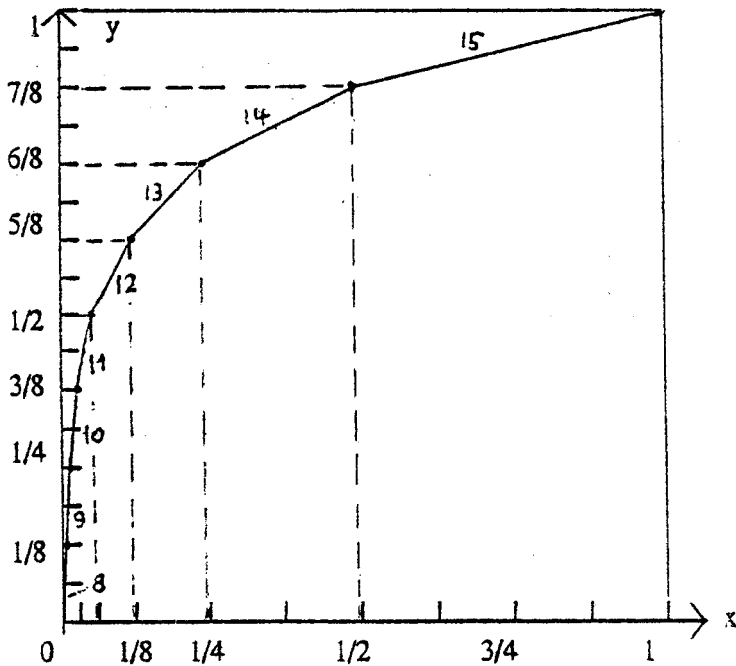
Để phối hợp chặt chẽ nén và giãn, các bộ nén-giãn số được áp dụng cả trong hệ Mỹ lẫn hệ Châu Âu dựa trên việc xấp xỉ các đường cong (2.4) bằng 15 đoạn thẳng (7 đoạn dương, 7 đoạn âm, một đoạn qua gốc) và (2.5) bằng 13 đoạn thẳng (6 đoạn dương, 6 đoạn âm và một đoạn qua gốc được chia thành 4 phân đoạn). Các hình 2.3 và 2.4 mô tả việc tuyến tính hoá đó (chỉ vẽ với phần tín hiệu vào dương cho đơn giản). Phần tín hiệu âm đối xứng với phần dương qua gốc toạ độ do các biểu thức (2.4) và (2.5) là các hàm lẻ. Trục hoành của các đồ thị là giá trị chuẩn hoá của biên độ lối vào x .

2.2.5. Mã hoá

Trong hầu hết các trường hợp, tuyến truyền PCM là một bộ phận của một kết nối quốc tế. Yêu cầu đặt ra là việc xen một tuyến truyền dẫn số như vậy vào kết nối quốc tế dài nhất không được dẫn đến suy giảm chất lượng so với tuyến truyền dẫn thuần túy *analog*. Các yêu cầu về tạp âm đối với một kết nối đường dài quốc tế được xác định theo các quan hệ áp dụng đối với mạng tham chiếu qui định trong khuyến nghị G.103 của CCITT. Để thoả mãn các yêu cầu đó, tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử của một chặng đơn có mã và giải mã PCM cần phải không nhỏ hơn 22 dB, tính tại giải mức tiếng nói trung bình tại đầu vào bộ mã hoá (-5 đến -25 dBm) [A14]. Ở các mức tiếng nói thấp hơn, yêu cầu về tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử đó sẽ nhỏ hơn nhiều. Đối với mạng tham chiếu trong

khuyến nghị G.103, số đoạn mã và giải mã PCM mắc nối tiếp không vượt quá 14. Nghĩa là đòi hỏi về tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử của mỗi đoạn thành phần còn cao hơn, thêm $10\lg 14$ dB nữa, tức là với mỗi đoạn tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử phải ≥ 33.46 dB. Yêu cầu này vừa đúng đạt được bằng việc sử dụng bộ mã hoá với các từ mã 7 bit. Khi tính đến cả các tham số suy giảm chất lượng khác của PCM, bộ mã hoá 8 bit thường được áp dụng nhất.

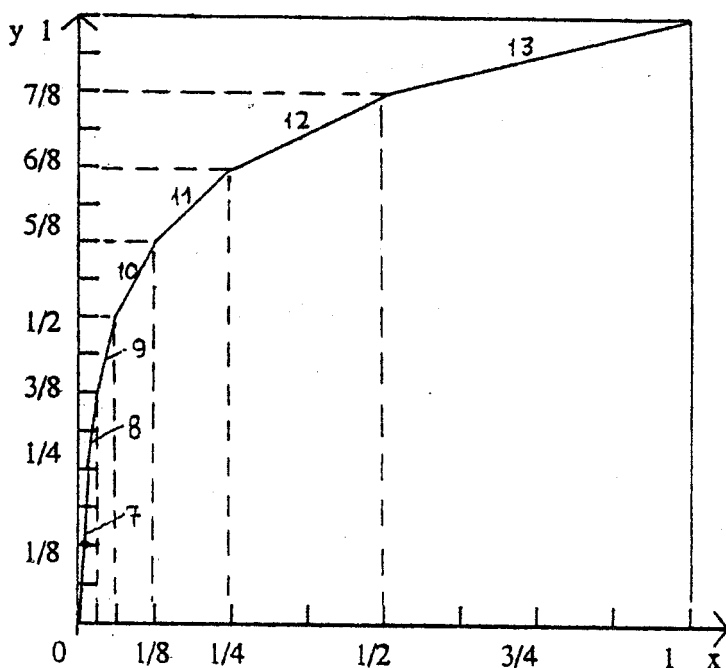
Biên độ tín hiệu lối ra bộ nén được lượng tử hoá đều thành 16 mức với mỗi một đoạn hay phân đoạn. Việc mã hoá các mức lượng tử đều (sau nén) để tạo thành tín hiệu PCM được thực hiện bằng các tổ hợp 8 bit đối với cả hệ Mỹ lẫn Châu Âu và cùng có dạng $PXYZABCD$. Bit P chỉ thị cực tính giá trị lượng tử của mẫu tín hiệu: $P=1$ với tín hiệu dương và $P=0$ với tín hiệu âm. Ba bit XYZ dùng để mã các đoạn thẳng (hoặc phân đoạn) làm gần đúng tuyến tính các luật nén (μ hay A), bốn bit $ABCD$ dùng để mã 16 mức lượng tử đều trong từng đoạn.



Hình 2.3. Tuyến tính hoá (2.4) bằng 15 đoạn thẳng.

Do được tuyến tính hoá theo số đoạn khác nhau, cách nhận được các mã tám bit PCM đối với hệ Mỹ và hệ Châu Âu cũng khác nhau. Đối với hệ Châu Âu,

trước tiên việc mã 12 bit được thực hiện, chia giải biên độ tín hiệu vào một cách tuyến tính thành 4096 bước. Các mạch logic sau đó được sử dụng để tạo ra các từ mã 8 bit theo quy tắc mã được mô tả trong bảng 2.1. Trong khi đó trước tiên việc mã 13 bit được thực hiện đối với hệ Mỹ, chia tuyến tính giải biên độ tín hiệu vào thành 8192 bước, sau đó mã thành các từ mã 8 bit theo quy tắc mô tả trong bảng 2.2.



Hình 2.4. Tuyến tính hoá (2.5) bằng 13 đoạn thẳng.

Từ bảng 2.1 và bảng 2.2 chúng ta có thể thấy rằng mỗi một đoạn được chia thành 16 mức lượng tử đều. Giá trị độ lớn của mỗi một mức lượng tử đều - tính theo số bước của mức biên độ lối vào (ghi ở cột cuối cùng của các bảng) - thay đổi theo giá trị mức lối vào.

Bảng 2.1. Thuật toán xấp xỉ đặc tính nén luật A bằng 13 đoạn thẳng (G.711) và mã.

Đoạn thứ	Giới hạn dưới của đoạn (tính theo bước biên độ vào)	Giới hạn trên của đoạn (tính theo bước biên độ vào)	Từ mã PXYZABCD	Độ lớn của mỗi bước lượng tử đều (tính theo số bước biên độ lỗi vào)
1	2048	4096	1111ABCD	128
2	1024	2048	1110ABCD	64
3	512	1024	1101ABCD	32
4	256	512	1100ABCD	16
5	128	256	1011ABCD	8
6	64	128	1010ABCD	4
	32	64	1001ABCD	2
7	0	32	1000ABCD	2
	-32	0	0000ABCD	2
	-64	-32	0001ABCD	2
8	-128	-64	0010ABCD	4
9	-256	-128	0011ABCD	8
10	-512	-256	0100ABCD	16
11	-1024	-512	0101ABCD	32
12	-2048	-1024	0110ABCD	64
13	-4096	-2048	0111ABCD	128

Bảng 2.2. Thuật toán xấp xỉ đặc tính nén luật μ bằng 15 đoạn thẳng (G.711) và mã.

Đoạn thứ	Giới hạn dưới của đoạn (tính theo bước biên độ vào)	Giới hạn trên của đoạn (tính theo bước biên độ vào)	Từ mã PXYZABCD	Độ lớn của mỗi bước lượng tử đều (tính theo số bước biên độ lỗi vào)
1	4063	8159	1000ABCD	256
2	2015	4063	1001ABCD	128
3	991	2015	1010ABCD	64
4	479	991	1011ABCD	32
5	233	479	1100ABCD	16
6	95	233	1101ABCD	8
7	31	95	1110ABCD	4
8	-31	31	1111ABCD	2
9	-95	-31	0110ABCD	4
10	-233	-95	0101ABCD	8
11	-479	-233	0100ABCD	16
12	-991	-479	0011ABCD	32
13	-2015	-991	0010ABCD	64
14	-4063	-2015	0001ABCD	128
15	-8159	-4063	0000ABCD	256

Giá trị lượng tử của các mẫu tín hiệu được tính theo [A14]:

$$M = \alpha(32\beta + 2L + 1)^{S-\beta} \quad (2.6a)$$

đối với hệ Châu Âu, và

$$M = \alpha[2^{S+1}L + 33(2^S - 1)] \quad (2.6b)$$

đối với hệ Mỹ, trong đó

$$S = 4X + 2Y + Z; L = 8A + 4B + 2C + D; \alpha = 1 \text{ nếu } P = 1, \alpha = -1 \text{ nếu } P = 0;$$

$$\beta = 0 \text{ nếu } S = 0, \beta = 1 \text{ nếu } S \neq 0 \quad (2.6c)$$

Lợi ích của nén-giãn có thể thấy được thông qua xét làm ví dụ đối với hệ Châu Âu. Chúng ta thấy rằng bộ lượng tử đều sử dụng nén-giãn (cũng còn gọi là bộ lượng tử phi tuyến) có độ phân giải tương đương độ phân giải của bộ lượng tử đều (lượng tử tuyến tính) với 4096 mức sử dụng các từ mã 12 bit. Như vậy so với nếu sử dụng bộ lượng tử tuyến tính 8 bit (256 mức) công suất tạp âm lượng tử giảm được $4 \times 6 = 24$ dB.

2.3. ĐIỀU CHẾ MÃ XUNG VI SAI

2.3.1. Nguyên tắc

Về nguyên tắc, PCM được thực hiện bằng cách mã hoá các giá trị mẫu được lượng tử hoá của tín hiệu liên tục lối vào. Số bit mã cần thiết, chẳng hạn cho tín hiệu điện thoại, như phần trước đã trình bày, đã được CCITT xác định phải là 8. Tốc độ tín hiệu thoại PCM như vậy là 64 kb/s, chiếm phổ tần khá lớn.

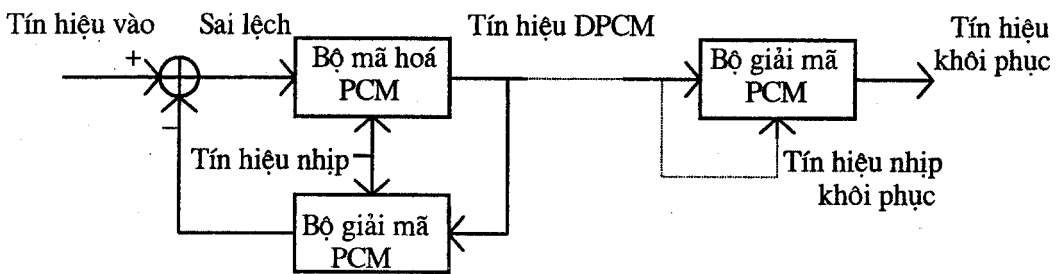
Những rung động chuẩn chu kỳ của thanh huyền và các chuyển động hạn chế của các bộ phận thuộc cơ quan phát âm như môi và lưỡi thực tế tạo ra các mẫu âm thanh rất tương quan trong tín hiệu âm hữu thanh. Ngược lại, các âm vô thanh thì có xu hướng không tương quan. Trong đàm thoại, một người đàm thoại tiêu biểu thường nói trong 40% thời gian và đối với các giai đoạn tiếng nói tích cực (giai đoạn có nói trong cuộc đàm thoại) thì các âm hữu thanh xảy ra 4 lần mau hơn các âm vô thanh [A32]. Sự trội hơn hẳn của các âm hữu thanh có nghĩa là tính tương quan trong các tín hiệu âm thoại có thể khai thác được một cách có

hiệu quả. Do tính tương quan cao của các mẫu tiếng nói, sai lệch giữa 2 mẫu kế nhau thường khá nhỏ so với giá trị của từng mẫu:

$$s^n - s^{n-1} < s^n \quad (2.7)$$

trong đó $s^n = s[n/f_s]$ là giá trị mẫu của tín hiệu vào tại nhịp lấy mẫu thứ n .

Vì vậy, thay vì mã hoá các giá trị mẫu tiếng nói như với PCM, chỉ cần mã hoá sai lệch giữa các mẫu tiếng nói liên tiếp và chỉ cần một số bit ít hơn để mã. Đây chính là nguyên tắc của điều chế mã xung vi sai (DPCM: *Differential Pulse Code Modulation*). Sơ đồ khối đơn giản của bộ điều chế mã xung vi sai được vẽ trên hình 2.5.



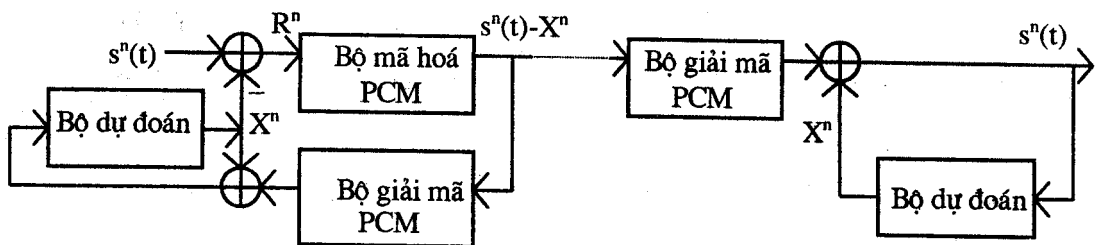
Hình 2.5. Cấu trúc mã hoá và giải mã DPCM.

2.3.2. Điều chế mã xung vi sai với bộ dự đoán

Do độ tương quan giữa các mẫu tiếng nói khá lớn nên có thể thực hiện dự đoán được một cách gần đúng một giá trị mẫu nào đó từ một số mẫu trước đó.

Một vài loại phương pháp mã hoá với bộ dự đoán đã và đang được phát triển nhằm đạt được hiệu quả phổ tần cao để truyền tín hiệu thoại cũng như các tín hiệu băng rộng như tín hiệu *video* [A14, A32, A33]. Trong quá trình mã hoá có dự đoán, ước lượng về mẫu tiếp theo có thể dựa trên mối tương quan giữa các phân tử, các đoạn hay các mẫu tín hiệu. Khi ước lượng này khá phù hợp thì sai lệch giữa một giá trị mẫu và giá trị mẫu dự đoán của nó còn nhỏ hơn nữa so với sai lệch giữa các mẫu kế tiếp. Vì vậy, bằng cách sử dụng thêm bộ dự đoán ta có thể chỉ cần mã giá trị sai lệch giữa giá trị thực và giá trị dự đoán của mẫu tín hiệu và số bit cần sử dụng để mã còn có thể giảm hơn nữa so với DPCM không có bộ

dự đoán. Nhờ vậy có thể giảm hơn nữa tốc độ truyền và độ rộng phổ chiếm. Sơ đồ cấu trúc mã và giải mã DPCM với bộ dự đoán được cho trên hình 2.6.



Hình 2.6. Cấu trúc mã và giải mã DPCM với bộ dự đoán.

Theo cấu trúc mã và giải mã như trên h.2.6, một bộ dự đoán được sử dụng để tạo ra giá trị ước lượng của mẫu tiếp theo và sai lệch của sự ước lượng này với giá trị thực của mẫu tín hiệu kế tiếp được mã hoá PCM. Tín hiệu lối vào của bộ dự đoán được hình thành từ một bộ giải mã PCM. Ở phía thu, các thuật toán ngược lại được thực hiện. Tín hiệu lối vào của bộ mã hoá PCM phía phát là:

$$R^n = s^n(t) - X^n \quad (2.8)$$

trong đó chỉ số n phía trên biểu thị nhíp lấy mẫu thứ n .

Giá trị ước lượng của mẫu tiếp theo (tín hiệu lối ra của bộ dự đoán) được xác định (ngoại suy) từ L mẫu trước đó theo biểu thức:

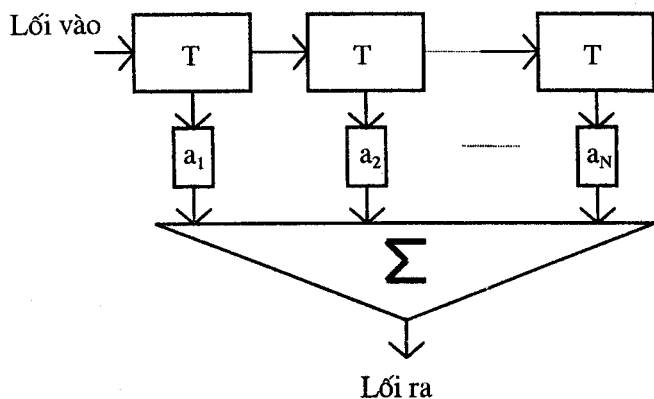
$$X^n = \sum_{i=1}^L a_i s^n(t) \quad (2.9)$$

Các hệ số a_i là các hệ số trọng số của thuật toán dự đoán, được lựa chọn một cách thích hợp. Phần tử được sử dụng rộng rãi trong thực hiện bộ dự đoán là bộ lọc giàn bao gồm các đoạn dây giữ chậm T (là khoảng cách giữa các mẫu) và mạng kết hợp trọng số như hình 2.7.

Bậc của bộ dự đoán thường được giới hạn tới 3 hoặc 4 và tăng ích của các bộ dự đoán tiêu biểu là 15 dB [A14, A33].

Cần chú ý ở đây rằng cái giá phải trả cho sự giảm phổ chiếm của tín hiệu, có được nhờ giảm độ dư thừa trong tín hiệu, là mức độ nhạy cảm đối với lỗi truyền dẫn tỷ lệ với mức giảm độ dư thừa. Do tín hiệu thực sự được mã chỉ là sai

số giữa tín hiệu thực và tín hiệu dự đoán, nếu có sai lỗi trong truyền dẫn thì sai lỗi này sẽ được cộng vào tín hiệu khôi phục trong suốt quá trình khôi phục bởi vì máy thu chỉ thực hiện giải mã độ chênh, tích phân lại và cộng kết quả với mẫu tín hiệu đã được khôi phục trước đó, và cứ vậy sai lỗi đó sẽ lan ra toàn tín hiệu được khôi phục.

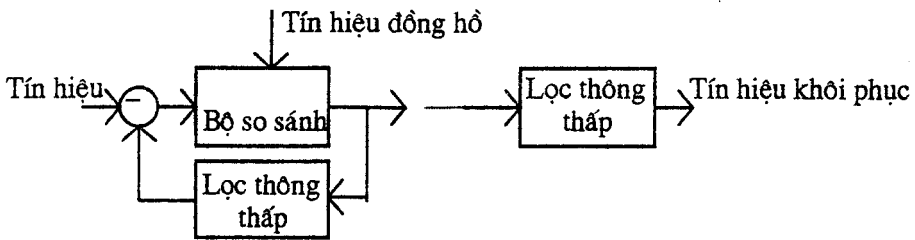


Hình 2.7. Bộ lọc giàn dồng làm mạch dự đoán.

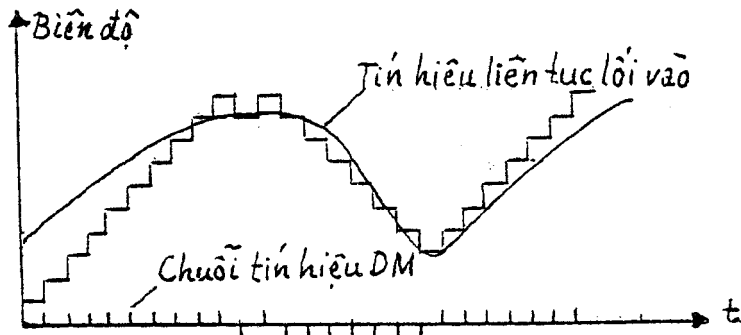
2.3.3. Hiện tượng quá tải sườn

DPCM dựa trên tiền đề là các mẫu tín hiệu liên tiếp nói chung có độ chênh nhỏ, nhờ vậy chỉ cần ít bit để mã. Điều này đúng với các loại tín hiệu biến thiên tương đối chậm. Với các tín hiệu biến thiên khá nhanh thì việc sử dụng tương đối ít bit để mã độ chênh sẽ gây méo tín hiệu. Hiện tượng này được gọi là quá tải sườn. Để thấy rõ hiện tượng này, ta sẽ xét trường hợp đơn giản nhất của DPCM là điều chế *delta* (DM: *Delta Modulation*), trong đó độ chênh giữa hai mẫu liên tiếp được mã bằng chỉ một bit: khi độ chênh dương thì bit mã là 1, ngược lại khi độ chênh đó âm, bit mã là 0. Tại phía thu, một lượng cố định Δ được cộng vào hay trừ đi với mức tín hiệu trước đó (tính tích lũy) tùy theo cực tính của bit nhận được là 1 hay 0, hình thành một tín hiệu dạng bậc thang. Sau đó tín hiệu bậc thang được cho qua lọc. Sơ đồ thực tế điều chế và giải điều chế *delta* được cho trên hình 2.8, trong đó mạch tính tích lũy và lọc được thực hiện bằng một mạch tích phân (lọc thông thấp).

Hiện tượng quá tải sườn trong DM được minh họa bằng ví dụ trên h.2.9. Quá tải sườn xảy ra khi đường bậc thang không theo kịp với sự thay đổi của sườn tín hiệu vào.



Hình 2.8. Điều chế và giải điều chế delta.



Hình 2.9. Hiện tượng quá tải sườn.

2.3.4. Điều chế mã xung vi sai tự thích nghi

Điều chế mã xung tiêu chuẩn với tốc độ 64 kb/s đã và đang được sử dụng trong các hệ thống viễn thông. Tốc độ bit 64 kb/s, tuy vậy vẫn khá lớn. Để giảm hơn nữa số bit mã cần sử dụng, và do đó giảm được tốc độ truyền tín hiệu thoại, có thể sử dụng DPCM kèm với một vài giải pháp kỹ thuật khác và hiện có xu hướng tiêu chuẩn hoá tốc độ truyền tín hiệu điện thoại 32 kb/s.

Trong quá trình tính toán xác định các thông số của PCM cũng như của DPCM, tín hiệu điện thoại lối vào được giả thiết là một quá trình ngẫu nhiên dừng. Thực tế, tín hiệu thoại không phải là một quá trình ngẫu nhiên dừng mà là

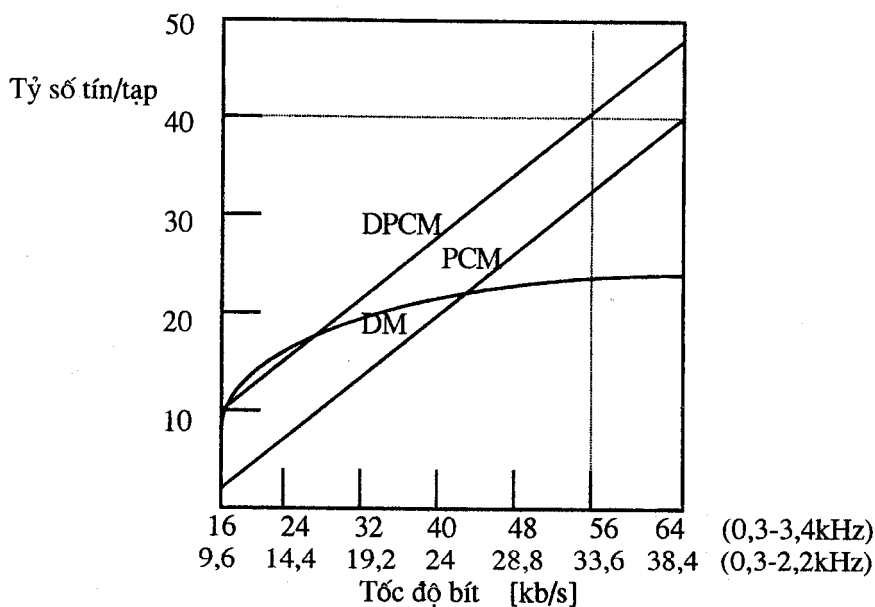
một quá trình chuẩn dừng với phương sai và hàm tự tương quan biến đổi chậm theo thời gian. Điều này có nghĩa là, đối với PCM lượng tử hoá đều chẳng hạn, thực tế công suất tap âm lượng tử không là một hằng số $\Delta^2/12$ như trong công thức (2.3). Để duy trì công suất tap âm lượng tử không biến đổi, một trong các giải pháp có thể áp dụng là điều khiển bước lượng tử Δ thay đổi một cách thích nghi theo sự biến đổi của quá trình ngẫu nhiên tín hiệu lối vào. Các mạch lượng tử hoá của DPCM có thể làm việc với từng mẫu và được gọi là các mạch lượng tử vô hướng, hoặc chúng có thể làm việc với một dãy các mẫu như là một véc-tơ và có tên gọi là các mạch lượng tử hoá véc-tơ. Một giải pháp khác có thể áp dụng cho DPCM với bộ dự đoán là điều khiển thích nghi các hệ số a_i của bộ dự đoán (hình 2.7). Giá trị của các hệ số a_i có thể tổ chức như một véc-tơ thay đổi một cách thích hợp tùy theo giá trị của các mẫu phía trước. Số các hệ số a_i cần tính toán (bậc của bộ dự đoán) có thể từ 6 đến 10 tùy theo thuật toán dự đoán được áp dụng [A33].

Các bộ mã hoá thoại ADPCM chất lượng chuông (*toll-quality*) có thể làm việc với tốc độ thấp tới 24 kb/s. Tuy nhiên, khi cân nhắc tới cả mức độ phức tạp của thiết bị, CCITT đã xác định tốc độ mã hoá ADPCM cho tín hiệu thoại là 32 kb/s (khuyến nghị G.721).

2.4. SO SÁNH MỘT SỐ PHƯƠNG PHÁP MÃ HOÁ DẠNG SÓNG

Cho đến hiện nay, phương pháp mã hoá nguồn PCM được sử dụng trên hầu hết các tuyến truyền dẫn số, phù hợp với các khuyến nghị của CCITT. Tuy nhiên, việc so sánh PCM với một số phương pháp mã hoá nguồn loại mã hoá dạng sóng khác là cần thiết, đặc biệt về phương diện hiệu quả băng tần. Điều này lý giải được là do các hệ thống truyền dẫn số PCM có hiệu quả sử dụng băng tần thấp hơn các hệ thống truyền dẫn *analog*. Mặt khác, độ dư thừa cao trong tín hiệu thoại cho thấy cần có các nghiên cứu nhằm có được các phương pháp mã hoá tiếng nói tiết kiệm hơn về phổ tần có thể áp dụng trước tiên cho các kênh nghiệp vụ hay cho các ứng dụng quân sự.

Việc so sánh các phương pháp mã hoá dạng sóng nói chung dựa trên các chỉ tiêu về hiệu quả băng tần và tỷ số tín hiệu/tạp âm tổng cộng, bao gồm cả tạp âm nhiệt của hệ thống và tạp âm lượng tử do mã hoá. Việc đánh giá chi tiết tỷ số tín/tạp đối với các phương pháp mã hoá dạng sóng khác nhau được trình bày khá chi tiết trong [A33]. Hình 2.10 thể hiện quan hệ giữa tỷ số tín hiệu/tạp âm lượng tử và tốc độ bit đối với PCM, DPCM và DM trong các trường hợp tín hiệu thoại thường (0,3÷3,4 kHz) và tín hiệu thoại nghiệp vụ (0,3÷2,2 kHz) [A14]. Trục hoành được chia theo hai thang, ứng với tốc độ bit với kênh thoại thường và kênh thoại nghiệp vụ.



Hình 2.10. Tỷ số tín/tạp âm lượng tử theo tốc độ bit đối với một vài loại mã hoá dạng sóng.

Từ hình 2.10 có thể thấy rằng cho tới tốc độ bit 28 kb/s với tín hiệu thoại 0,3-3,4 kHz và 17 kb/s với tín hiệu thoại nghiệp vụ 0,3-2,2 kHz thì điều chế *delta* cho tỷ số tín/tạp âm lượng tử cao nhất, song chỉ vào khoảng 15-16 dB. Cho tới tốc độ bit 42 và 25 kb/s đối với các kênh thoại nói trên một cách tương ứng thì DM vẫn còn hiệu quả hơn PCM, với tỷ số tín hiệu/tạp âm lượng tử vào quãng 20-21 dB. Một kết luận quan trọng nữa là với DPCM, tốc độ bit trên đường truyền có

thể giảm khoảng 8 kb/s so với PCM. Điều này có nghĩa là việc sử dụng DPCM cho phép tăng khoảng 12,5% số kênh thoại truyền dẫn được trên một băng tần đã cho so với trường hợp sử dụng PCM.

Các phương pháp mã hoá tiếng nói có dự đoán thích nghi nâng có thể được hiệu quả băng tần hơn nữa nhờ giảm hơn nữa độ dư thừa trong tín hiệu tiếng nói. Bằng việc áp dụng một bộ mã hoá PCM với bộ dự đoán kiểu lọc giàn thích nghi, tốc độ bit truyền tín hiệu tiếng nói có thể hạ thấp tới 2,4 kb/s. Giá phải trả cho việc nâng cao hiệu quả băng tần là tín hiệu thoại số được mã hoá như thế nhạy cảm hơn nhiều với tạp âm và các lỗi bit truyền dẫn. Thí dụ, tín hiệu thoại được mã hoá với tốc độ bit 2,4 kb/s như trên rất khó nghe hiểu được tại đầu thu khi tỷ lệ lỗi bit của đường truyền vào quãng 10^{-4} (giãn cách trung bình giữa hai lỗi liên tiếp vào khoảng 4 giây) [A14].

2.5. MÃ HOÁ TÍN HIỆU NHÓM KÊNH THOẠI BẰNG PCM

Các hệ thống ghép kênh theo tần số đã có từ lâu. Sự phát triển mạnh mẽ của các hệ thống truyền dẫn số đặt ra vấn đề tiếp hợp hai loại hệ thống này, tức là vấn đề truyền dẫn số các tín hiệu tới từ hệ thống ghép kênh theo tần số. Đầu ra của các máy ghép kênh theo tần số là tín hiệu nhóm ghép kênh thoại ghép kênh theo tần số (FDM: *Frequency Division Multiplexing*). Để truyền trên các hệ thống truyền dẫn số tín hiệu này cần được mã hoá thành tín hiệu số. Việc số hoá các tín hiệu FDM được qui định chi tiết trong khuyến nghị G.211 của CCITT căn cứ trên các yêu cầu về các hệ thống truyền dẫn *analog* được quy định trong khuyến nghị G.332. Do khuôn khổ của giáo trình có hạn, ở đây ta sẽ không đi quá sâu vào chi tiết mà chỉ xem xét những nét cơ bản nhất.

Quá trình số hoá thành tín hiệu PCM đối với tín hiệu FDM có thể thực hiện được theo hai phương pháp: trực tiếp hoặc gián tiếp. Chúng ta sẽ xét làm ví dụ ở đây việc số hoá một tín hiệu siêu nhóm (SG: *Super Group*) gồm 60 kênh thoại, có tần số từ 312 đến 552 kHz.

Theo phương pháp gián tiếp (hình 2.11.a), tín hiệu siêu nhóm FDM được giải ghép kênh thành 60 kênh thoại lẻ. Các kênh thoại âm tần lẻ này sau đó được mã hoá bằng hai mạch PCM sơ cấp (mỗi mạch PCM sơ cấp thực hiện mã hoá và ghép kênh theo thời gian 30 kênh thoại lẻ thành luồng PCM sơ cấp tốc độ 2048 kb/s như sẽ được trình bày trong chương sau). Tốc độ bit đường dây sau mã hoá sẽ là 2×2048 kb/s. Ở đầu thu, quá trình biến đổi ngược lại sẽ được thực hiện và tín hiệu lối ra sẽ trở lại là tín hiệu siêu nhóm FDM.

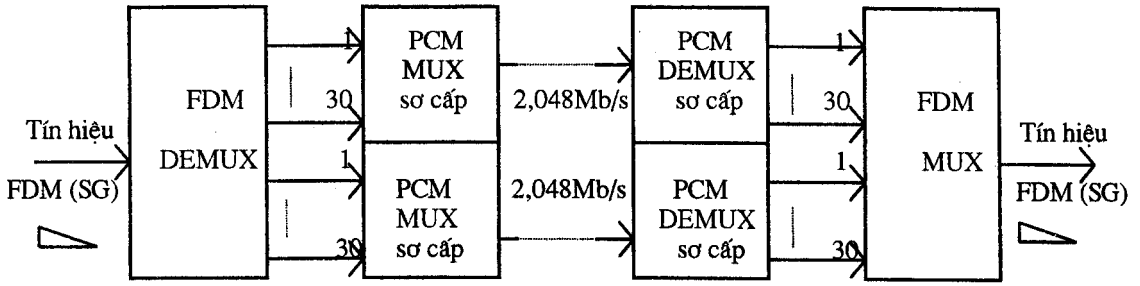
Theo phương pháp trực tiếp (hình 2.11.b), tín hiệu siêu nhóm được biến đổi trực tiếp thành tín hiệu số theo nguyên tắc PCM. Khác với việc xử lý (lấy mẫu) tín hiệu âm tần, trong đó chỉ tính đến tần số cực đại của tín hiệu thoại và do vậy tần số lấy mẫu được xác định theo biểu thức đã biết $f_s \geq 2f_{max}$, tín hiệu FDM có cả tần số cực đại lẫn cực tiểu và tần số lấy mẫu được chọn theo biểu thức tổng quát cho định lý lấy mẫu như sau [A14]:

$$\frac{2 \cdot f_{max}}{n} \leq f_s \leq \frac{2 \cdot f_{min}}{n-1} \quad (2.10)$$

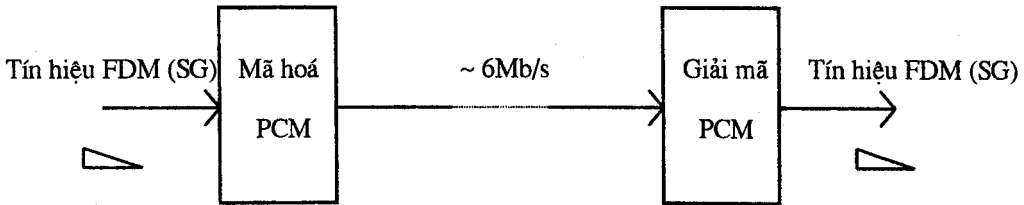
trong đó n là số nguyên lớn nhất vẫn nhỏ hơn $f_{max}/(f_{max}-f_{min})$.

Theo (2.10), đối với tín hiệu SG (312÷552 kHz) ta có $n=2$ và tần số lấy mẫu f_s được chọn trong giải từ 552kHz đến 624kHz (khuyến nghị G.211). Kết quả chúng ta được tốc độ bit đường dây khoảng 6 Mb/s.

So sánh hai phương pháp, chúng ta thấy rằng ưu điểm của phương pháp trực tiếp là đơn giản về mặt thiết bị vì chỉ cần một bộ mã hoá và một bộ giải mã PCM băng rộng (hai bảng mạch) trong khi đó phương pháp biến đổi gián tiếp đòi hỏi thiết bị ghép và phân kênh tín hiệu FDM ngoài khoản thiết bị là hai bộ mã hoá-giải mã/ghép-phân kênh PCM sơ cấp. Thêm vào đó đối với phương pháp trực tiếp, tạp âm cũng thấp hơn do không có các tạp âm mang vào bởi các mạch ghép-phân kênh tín hiệu FDM. Nhược điểm của phương pháp dùng bộ mã/giải mã PCM trực tiếp là tốc độ bit đường dây tăng khoảng 50% so với phương pháp biến đổi gián tiếp.



a) Phương pháp biến đổi gián tiếp.



b) Phương pháp biến đổi trực tiếp.

Hình 2.11. Truyền dẫn PCM tín hiệu FDM.

2.6. MÃ HOÁ DỰ ĐOÁN PHÂN TÍCH BẰNG TỔNG HỢP TIẾNG NÓI

2.6.1. Khái quát

Dạng nguyên thủy của bộ mã hoá nguồn phát thanh là các bộ mã hoá dự đoán tuyến tính LPC. Tốc độ bit với mã hoá LPC có thể thấp tới quãng 2 kb/s [A32], tuy nhiên chất lượng tiếng nói tổng hợp tái tạo được rất thấp, không thích hợp rộng rãi đối với các ứng dụng thương mại. Mã hoá LPC ở dạng cơ bản đã được sử dụng trong thông tin quân sự, trong đó đoạn âm hữu thanh được mã với tốc độ bit rất thấp.

Sự cần thiết phải tạo được tiếng nói chất lượng chuông tại các tốc độ bit dưới 10 kb/s cho các ứng dụng trên các kênh bị hạn chế một cách cố hữu về độ rộng băng tần, như thông tin di động chẳng hạn, đã thúc đẩy việc nghiên cứu nhằm phát triển các thuật toán hiệu quả hơn nữa cho mã hoá tiếng nói LPC. Hạn chế chủ yếu của mã hoá nguồn phát thanh kiểu LPC nằm ở giả thiết rằng các tín hiệu tiếng nói là hữu thanh và vô thanh, do đó nguồn kích thích của bộ lọc tổng

hợp hoặc là một dãy xung (đối với các âm hữu thanh) hoặc là một nhiễu ngẫu nhiên (đối với các âm vô thanh). Thực tế, bộ máy phát âm được kích thích không chỉ theo hai cách nói trên và hơn thế nữa, các phương thức kích thích thường hoà trộn lẫn nhau. Thậm chí, việc giả thiết rằng chỉ có một xung kích thích vào điểm cắt giọng đối với một âm hữu thanh cũng vẫn là một sự đơn giản hoá quá mức. Việc phát triển hơn về mô hình kích thích dẫn đến sự ra đời của mô hình kích thích đa xung vào năm 1982. Trong mô hình này, bất luận âm thoại là hữu thanh hay vô thanh hoặc có phải là thời điểm lên giọng hay không thì kích thích cũng được mô hình hoá bằng một cụm các xung, thường là 4 xung trên một phân đoạn tiếng nói dài 5ms, có biên độ và vị trí của các xung được xác định bằng cách cực tiểu hoá sai số giữa tín hiệu tiếng nói gốc và tiếng nói tổng hợp. Sai số nói trên được tính trọng số theo mức độ thụ cảm của tai người và được gọi vắn tắt là sai số được tính trọng số theo độ thụ cảm.

Việc đưa ra mô hình kích thích đa xung là điểm khởi đầu của một thế hệ mới các bộ mã hoá tiếng nói, được gọi là mã hoá tiếng nói dự đoán phân tích nhờ tổng hợp (*analysis-by-synthesis predictive coding*), có khả năng cho ra tiếng nói tổng hợp chất lượng cao tại các tốc độ bit quanh 10 kb/s và có thể xuống thấp tới tận 4,8 kb/s [A32]. Thế hệ các bộ mã hoá tiếng nói mới này cũng sử dụng các bộ lọc tổng hợp toàn cực như là mô hình nguồn sản sinh ra âm thanh giống như trong các bộ mã hoá nguồn phát thanh LPC. Tuy nhiên, tín hiệu kích thích được tối ưu hoá một cách kỹ lưỡng và được mã một cách hiệu quả nhờ sử dụng các kỹ thuật mã dạng sóng. Vì thế, thế hệ các bộ mã hoá phân tích bằng tổng hợp mới này thuộc loại các bộ mã hoá lai.

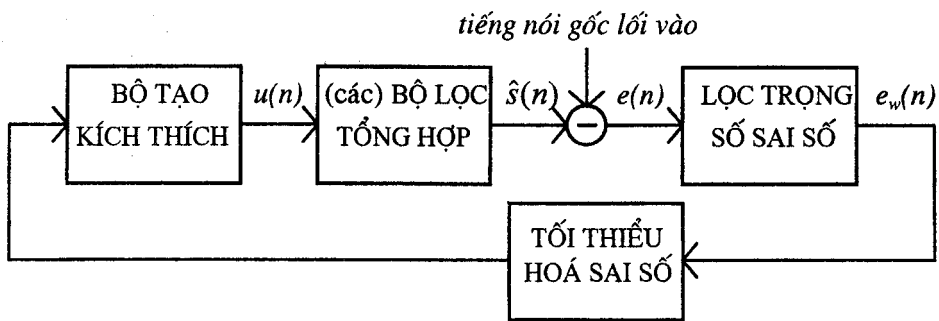
Tất cả các bộ mã hoá phân tích bằng tổng hợp đều có cùng một sơ đồ cấu trúc cơ bản, trong đó việc kích thích được xác định bằng cách tối thiểu hoá sai số được tính trọng số theo mức độ thụ cảm giữa âm thanh gốc và âm thanh tổng hợp được. Chúng khác nhau về phương pháp mô hình hoá kích thích. Ở dạng nguyên thủy, giải pháp kích thích đa xung giả thiết rằng cả vị trí lẫn biên độ của các xung kích thích đều không biết trước từ đầu, sau đó chúng được xác định cho từng

xung bằng vòng thuật toán tối thiểu hoá sai số. Giải pháp kích thích xung đều (RPE: *Regular Pulse Excitation*) thì giả sử rằng các xung kích thích có phân bố đều và biên độ của chúng khi đó tính được bằng cách giải một tập $M \times M$ phương trình, với M là số xung. Giải pháp này đã được chọn để sử dụng trong hệ thống điện thoại di động toàn cầu GSM của Châu Âu [A32...]. Có khả năng cạnh tranh cao so với giải pháp RPE là giải pháp dự đoán tuyến tính kích thích mã (CELP: *Code-Excited Linear Prediction*), trong đó mỗi kích thích là một “mục từ” của một từ điển (bảng mã) rất lớn phân bố ngẫu nhiên. Độ phức tạp của bộ mã hoá kiểu này tăng khi tốc độ bit giảm. Thí dụ, bộ mã hoá CELP có thể cho ra tiếng nói chất lượng cao tại tốc độ bit thấp tới 4,8 kb/s với trả giá lớn về tính toán nhằm tìm kiếm toàn diện, triệt để một bảng mã kích thước khá lớn (thông thường gồm tới 1024 mục từ) trong quá trình xác định dãy xung kích thích mới tối ưu [A32]. Trong mục sau chúng ta sẽ xem xét mô hình cấu trúc căn bản tổng quát đối với bộ mã hoá phân tích bằng tổng hợp. Do khuôn khổ giáo trình có hạn, việc khảo cứu chi tiết các phân khác nhau của mô hình sẽ không được đề cập tới.

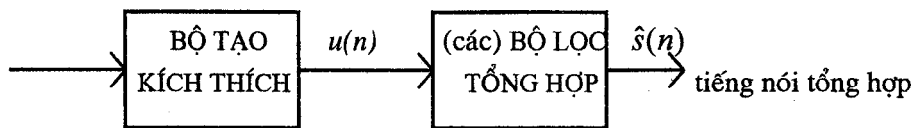
2.6.2. Mô hình tổng quát của mã hoá tiếng nói theo phương pháp phân tích bằng tổng hợp

Cấu trúc cơ bản của mô hình mã hoá tiếng nói phân tích bằng tổng hợp được trình bày trên hình 2.12. Mô hình gồm ba phần chính. Phần thứ nhất là bộ lọc tổng hợp, là một bộ lọc toàn cực biến đổi theo thời gian nhằm mô hình hoá đường bao phổ ngắn hạn của dạng sóng tiếng nói. Bộ lọc này thường được gọi là bộ lọc tương quan ngắn hạn do các hệ số của nó được tính bằng cách dự đoán một mẫu tiếng nói từ một vài mẫu trước đó (thường từ 8 đến 16 mẫu). Bộ lọc tổng hợp cũng có thể bao gồm cả bộ lọc tương quan dài hạn mắc nối tiếp với bộ lọc tương quan ngắn hạn. Bộ dự đoán dài hạn sẽ mô hình hoá cấu trúc tinh của phổ tín hiệu. Phần thứ hai của mô hình là bộ tạo kích thích. Bộ tạo kích thích là mạch tạo dãy xung có thông số biến đổi, cho ra dãy kích thích cấp vào bộ lọc tổng hợp để tạo ra tiếng nói tái tạo (tiếng nói tổng hợp). Kích thích được xác định tối ưu theo tiêu

chí cực tiểu hoá sai số được tính trọng số theo độ thụ cảm. Phần thứ ba của mô hình là mạch tối thiểu sai số và tiêu chuẩn được sử dụng trong tối thiểu hoá sai số. Tiêu chuẩn tối thiểu sai số được sử dụng rộng rãi nhất là sai số bình phương trung bình (MSE: *Mean Squared Error*). Sai số $e(n)$ được cho qua một mạch tính trọng số thụ cảm. Về bản chất, đây là một bộ lọc có tác dụng hình thành dạng phổ tạp âm với công suất tập trung tại các tần số *formant* của phổ tiếng nói sao cho tạp âm được tín hiệu tiếng nói “che”. Nhờ vậy sai số xuất hiện dưới dạng một tạp âm bị tiếng nói chèn ép, không gây những trở ngại thụ cảm rõ ràng được trong quá trình đàm thoại.



a) Bộ mã hoá tiếng nói dự đoán phân tích bằng tổng hợp



b) Bộ giải mã

Hình 2.12. Mô hình tổng quát bộ mã hoá LPC phân tích bằng tổng hợp.

Thủ tục mã hoá bao gồm hai bước: trước hết, thông số của bộ lọc tổng hợp được xác định từ các mẫu tiếng nói (10÷30 ms tiếng nói) ngoài mạch vòng tối ưu hoá. Thứ hai, dãy kích thích tối ưu với bộ lọc này được xác định bằng cách tối thiểu hoá sai số được tính trọng số. Khoảng thời gian tối ưu hoá kích thích thông thường vào quãng 4÷7,5 ms trong điều kiện hiện nay, nhỏ hơn khung thời gian cập nhật thông số LPC. Khung tiếng nói do vậy được chia thành các khối con hay

các khung con, trong đó việc kích thích được xác định riêng rẽ cho từng khung con đó. Các tham số của bộ lọc và kích thích được lượng tử hoá và được gửi về phía thu. Thủ tục giải mã là cho tín hiệu kích thích đã được giải mã qua bộ lọc tổng hợp có thông số được đặt theo thông số lọc thu được để tạo ra tiếng nói khôi phục (tiếng nói tổng hợp được).

Hiệu quả của phương pháp phân tích bằng tổng hợp xuất phát từ thủ tục tối ưu hoá của mạch vòng kín, cho phép biểu diễn độ dư dự đoán bằng một tốc độ bit thấp mà vẫn giữ được chất lượng tiếng nói tương đối cao so với các bộ mã hoá dự đoán khác có cấu trúc vòng hở. Điểm mấu chốt trong cấu trúc vòng kín là ở chỗ sai số (độ dư) dự đoán được lượng tử hoá (được định lượng) thông qua tối thiểu hoá sai lệch (có tính trọng số theo độ thụ cảm) giữa chính tiếng nói gốc và tiếng nói tổng hợp chứ không cực tiểu hoá sai lệch giữa độ dư dự đoán và giá trị lượng tử của độ dư dự đoán như trong mô hình cấu trúc vòng hở.

Chương 3

GHÉP KÊNH TRONG TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ

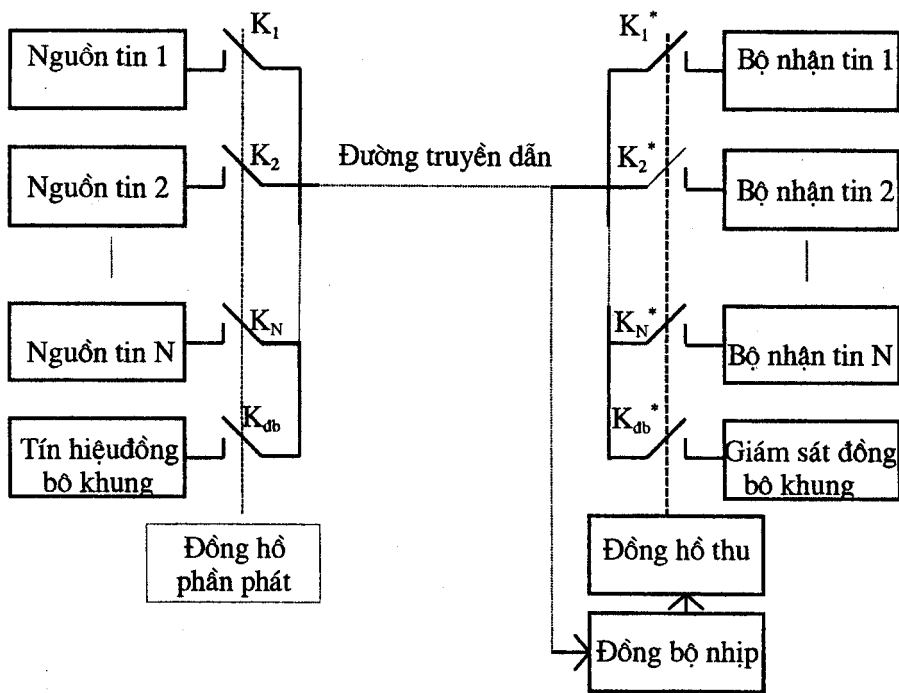
3.1. NGUYÊN LÝ GHÉP KÊNH THEO THỜI GIAN

Việc chia sẻ đường truyền dẫn thành nhiều kênh liên lạc cho nhiều nguồn thông tin cùng sử dụng được gọi chung là ghép kênh. Trong kỹ thuật truyền dẫn tín hiệu, có hai phương pháp ghép kênh cơ bản là: a) ghép kênh theo tần số (FDM: *Frequency Division Multiplexing*), trong đó băng tần truyền dẫn của hệ thống được chia thành nhiều băng con hình thành nhiều kênh liên lạc phân biệt với nhau về tần số; b) ghép kênh theo thời gian (TDM: *Time Division Multiplexing*), trong đó thời gian sử dụng đường truyền dẫn được chia thành các phần khác nhau gọi là các khe thời gian và việc truyền đưa tin tức từ các nguồn tin khác nhau được thực hiện trong các khe thời gian riêng biệt.

Về nguyên tắc, phương pháp ghép kênh theo thời gian cũng có thể áp dụng cho các tín hiệu *analog*, thí dụ như ghép kênh theo thời gian trong thiết bị P404 của Liên xô cũ. Tuy nhiên, các tín hiệu *analog* thường xem được là có phổ tương đối hạn chế hay chí ít cũng có thể thực hiện hạn phổ mà không ảnh hưởng lắm đến chất lượng liên lạc. Thêm vào đó, việc chuyển phổ của các tín hiệu *analog* lên băng tần đường dây và sắp xếp chúng phân biệt nhau về giải tần có thể thực hiện được một cách khá dễ dàng. Do đó, trong các hệ thống truyền dẫn *analog* việc ghép nhiều kênh liên lạc thường được thực hiện theo phương pháp ghép kênh theo tần số.

Tín hiệu số có một đặc điểm cơ bản là các phần tử tín hiệu (xung tín hiệu) có thời gian tồn tại hữu hạn. Thời gian tồn tại của từng phần tử chỉ phụ thuộc vào độ rộng xung có thể tạo ra và xử lý được, mặc dầu khoảng cách giữa các phần tử kế tiếp nhau là một đại lượng cố định gọi là độ dài khung của tín hiệu ($125 \mu\text{s}$ đối với tín hiệu thoại PCM chẳng hạn). Một khi độ rộng xung tín hiệu khá nhỏ hơn độ dài khung tín hiệu, có thể chia khung tín hiệu thành một số khe thời gian và ghép một số xung tín hiệu từ một số nguồn tin số vào cùng một khung tín hiệu. Tín hiệu từ mỗi một nguồn tin như vậy được truyền đi trên một khe thời gian riêng. Đối với các hệ thống truyền dẫn số, việc ghép kênh theo thời gian như trên có thể thực hiện khá thuận lợi.

Nguyên lý ghép kênh theo thời gian có thể giải thích một cách đơn giản thông qua sơ đồ hình 3.1.



Hình 3.1. Nguyên lý ghép kênh theo thời gian.

Dưới tác động của các xung đồng hồ (xung nhịp) các khoá K_1, K_2, \dots, K_N lần lượt nối trong những khe thời gian xác định các nguồn tin thứ 1, 2, ..., N với đường truyền dẫn. Ở phía thu, các khoá $K_1^*, K_2^*, \dots, K_N^*$ lần lượt nối đường truyền

dẫn với các bộ nhận tin thứ 1, 2,..., N một cách tương ứng. Các thiết bị đóng vai trò hệ thống các khoá chuyển mạch ở phân phát và phân thu được gọi một cách tương ứng là bộ phân phối phát và bộ phân phối thu. Chúng là thành phần cốt lõi của các thiết bị ghép kênh (ở phân phát) và phân kênh (ở phân thu). Chu kỳ làm việc của bộ phân phối phát và phân phối thu chính là độ dài khung của một tín hiệu nhánh và được gọi là một khung. Một khi các bộ phân phối phát và phân phối thu hoạt động đồng bộ với nhau thì việc truyền tin giữa các cặp nguồn tin-bộ nhận tin sẽ diễn ra không lỗi. Việc mất đồng bộ giữa phân phối phát và phân phối thu có thể dẫn đến những sai lạc thông tin rất trầm trọng và vì vậy đồng bộ là chỉ tiêu hàng đầu trong ghép kênh theo thời gian. Để bảo đảm yêu cầu cao về đồng bộ (giống đúng thời gian đóng mở các cặp khoá K_i - K_i^* như trên hình 3.1) cần có các thiết bị đồng bộ thực hiện duy trì hoạt động đồng bộ của phân phối phát và phân phối thu, bao gồm cả đồng bộ nhịp và đồng bộ khung.

Đồng bộ khung trong ghép kênh số theo thời gian được theo dõi nhờ việc truyền liên tục tổ hợp đồng bộ khung đặc biệt trong một khe thời gian riêng trong khung tín hiệu. Bộ thu giám sát đồng bộ khung sẽ liên tục theo dõi tổ hợp đồng bộ khung. Việc sai liên tiếp tổ hợp đồng bộ khung này sẽ được hiểu là mất đồng bộ khung. Việc điều khiển đồng bộ trở lại được thực hiện bằng cách trượt khung đi từng khe thời gian cho tới khi tổ hợp đồng bộ khung được thu đúng.

Trong trường hợp mất đồng bộ khung, nói chung tổ hợp được giám sát bởi bộ giám sát đồng bộ khung sẽ bị sai. Tuy nhiên, lỗi truyền dẫn có thể dẫn đến tổ hợp này vẫn đúng, gây nên hiện tượng đồng bộ giả hết sức nguy hiểm. Hiển nhiên, xác suất đồng bộ giả rất thấp và càng nhỏ khi độ dài từ mã đồng bộ khung càng lớn. Tuy vậy, nếu tổ hợp đồng bộ khung quá dài thì việc đồng bộ trở lại sau khi phát hiện thấy mất đồng bộ khung lại có thể diễn ra càng lâu. Chính vì các lẽ trên mà độ dài của tổ hợp đồng bộ xung cần phải được lựa chọn một cách thích hợp.

Tín hiệu đồng hồ phân thu được đồng bộ theo đồng hồ phân phát. Thông thường, một thiết bị chuyên biệt sẽ thực hiện tách thông tin định thời từ chuỗi tín

hiệu tới và điều khiển đồng hồ thu. Quá trình này thường được gọi là đồng bộ nhịp hay đồng bộ đồng hồ, sẽ được nghiên cứu chi tiết trong chương 7.

Nếu mỗi nguồn tin số nhánh có tốc độ B b/s thì tốc độ bit đường dây tổng cộng lớn hơn NB b/s một chút, lượng dư tốc độ này dành cho truyền các thông tin phụ bao gồm thông tin đồng bộ, các tín hiệu báo hiệu và tín hiệu nghiệp vụ... Việc ghép kênh theo thời gian có thể thực hiện ghép theo bit hay theo tổ hợp mã.

3.2. GHÉP KÊNH ĐỒNG BỘ VÀ GHÉP KÊNH CẬN ĐỒNG BỘ

Tuỳ theo cách thức duy trì đồng bộ giữa các bộ phân phối của thiết bị ghép/tách kênh với các nguồn/bộ nhận tin nhánh chúng ta có hai phương thức ghép kênh: a) ghép kênh đồng bộ và b) ghép kênh cận đồng bộ (không đồng bộ).

3.2.1. Ghép kênh đồng bộ

Theo phương thức ghép kênh đồng bộ, các nguồn và bộ nhận tin nhánh được duy trì đồng bộ liên tục và tự động với các bộ phân phối của bộ ghép kênh và bộ phân kênh (*muldex: multiplexer-demultiplexer*). Tốc độ dòng bit lối ra của bộ ghép kênh đúng bằng N lần tốc độ dòng bit của các nhánh cộng với tốc độ của các thông tin phụ, với N là số nhánh được ghép. Điều này có nghĩa là, nếu không kể tới các thông tin phụ thì tần số nhịp của bộ ghép/tách kênh đúng bằng N lần tốc độ nhịp của các nhánh được ghép và quan hệ tốc độ này phải được duy trì một cách liên tục và tự động trong suốt quá trình ghép/tách kênh.

Đối với ghép kênh đồng bộ, các bit hoặc các từ mã của các nhánh được sắp khít nhau tạo nên dòng bit đường dây (trừ các khe dành cho đồng bộ khung, thông tin báo hiệu và nghiệp vụ). Hơn thế nữa, vị trí của các bit/từ mã của mỗi nhánh chiếm một vị trí xác định trong dòng bit đường dây, biết trước được ở phía thu. Do vậy, những ưu điểm căn bản của ghép kênh đồng bộ có thể kể đến là:

- + Hiệu quả sử dụng đường truyền cao;
- + Việc tách rẽ/ghép kênh tại các trạm trung gian có tách/ghép kênh thực hiện được khá dễ dàng.

Phương thức ghép kênh đồng bộ trong truyền dẫn tín hiệu số được thực hiện ở tốc độ sơ cấp (2,048Mb/s từ 32 kênh 64 kb/s với hệ châu Âu bao gồm 30 kênh thoại số PCM, 2 kênh báo hiệu và đồng bộ; 1,544 Mb/s từ 24 kênh thoại số 64 kb/s đối với hệ Bắc Mỹ) và ở các tốc độ rất cao (STM-N của hệ thống phân cấp số đồng bộ SDH, sẽ được trình bày trong các mục sau).

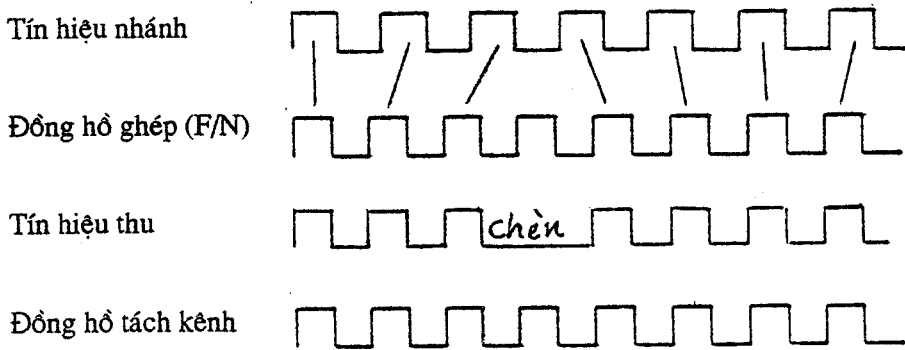
3.2.2. Ghép kênh không đồng bộ

Phương thức ghép không đồng bộ được thực hiện theo các phân cấp tốc độ số cận đồng bộ (PDH: *Plesiosynchronous Digital Hierarchy*) từ các cấp tốc độ số từ thứ hai trở lên đối với các hệ thống theo hệ Châu Âu và hệ Mỹ, và từ tốc độ cấp 3 trở lên đối với hệ Nhật Bản.

Trong phương thức ghép không đồng bộ, các bộ phân phối thu và phát của bộ ghép/tách kênh không nhất thiết phải duy trì đồng bộ với các nguồn và bộ nhận tin nhánh. Tốc độ nhịp của bộ ghép kênh không đúng bằng N lần tốc độ nhịp của từng nhánh. Thời điểm bắt đầu của các tin nhánh có thể không cố định trong dòng bit tổng cộng. Việc xác định dòng bit của từng nhánh trong dòng bit tổng cộng do vậy có thể rất khó khăn do sự khác biệt tốc độ nhịp giữa tốc độ nhịp của từng nhánh và $1/N$ tốc độ nhịp của bộ ghép kênh và để xác định không nhầm lẫn, khối bit phụ (*header*) phải được thêm vào dòng bit tổng cộng. Điều này làm tăng tốc độ bit truyền dẫn.

Một vấn đề quan trọng đối với ghép kênh cận đồng bộ là việc xử lý chèn do sự không hoàn toàn đồng bộ giữa nguồn nhánh và bộ phân phối của máy ghép kênh. Sự hình thành bit chèn có thể thấy được qua thí dụ đơn giản sau (hình 3.2). Giả sử tốc độ nhịp danh định của N nguồn tin nhánh là f_0 . Do không có sự duy trì đồng bộ giữa các nguồn tin nhánh với bộ phân phối của máy ghép kênh nên thực tế tốc độ nhịp của các nguồn nhánh có thể khác f_0 , sai khác nhau một chút và khác với tốc độ đồng hồ ghép của từng nhánh (là đồng hồ của bộ ghép kênh dành cho việc điều khiển khoá ứng với nguồn nhánh). Giả sử tốc độ nhịp F của bộ ghép kênh được chọn theo $F=N.f_{max}$, với f_{max} là tốc độ nhịp lớn nhất của các nguồn tin

nhánh. Khi đó, chẳng hạn đối với nguồn nhánh có tốc độ thấp nhất, tốc độ của tín hiệu đồng hồ ghép F/N sẽ lớn hơn tín hiệu đồng hồ của nguồn nhánh và do vậy sẽ xuất hiện định kỳ một khe thời gian dư trong tín hiệu được phát ra đường dây. Ở bộ nhận tin nhánh tương ứng, tín hiệu này xuất hiện như sự lặp lại của xung tín hiệu trước đó, hoặc xuất hiện như là một xung thừa ngẫu nhiên. Xung thừa này được gọi là xung (hay bit) chèn dương. Các xung thừa này nếu không được xử lý sẽ gây ra lỗi thu và nhất thiết phải được bỏ qua (xoá) tại phân thu. Tức là phân phát phải gửi cho phân thu thông tin về các bit chèn để xoá đi không xử lý. Thông tin này thường được bố trí trong phần thông tin mào đầu (*header*) và là thông tin không hữu ích, gây giảm hiệu quả sử dụng đường truyền.



Hình 3.2. Chèn dương.

Tình hình cũng tương tự nếu tốc độ nhịp của bộ ghép kênh $F < N \cdot f_{max}$. Khi đó, đối với nhánh có tần số nhịp $f > F/N$ thì định kỳ sẽ xuất hiện các xung bị thiếu trong dòng bit tổng cộng. Việc xử lý các xung thiếu này có thể được thực hiện bởi thiết bị đầu xa của nhánh tương ứng và các xung được chèn bổ sung cho xung bị thiếu như thế được gọi là các xung (hay bit) chèn âm. Trong các hệ thống thực tế, để tránh phức tạp thiết bị, một xung định kỳ được xoá đi từ luồng bit đi vào bộ ghép, cho phép tốc độ của bộ ghép thấp hơn tốc độ nhánh. Xung bị xoá đi này được truyền đi bằng một khe riêng cố định trong cấu trúc khung tín hiệu phát (trong *header*) đến đầu xa để xen bù vào.

Các nhược điểm của ghép kênh không đồng bộ do vậy có thể kể ra là:

+ Do tốn thêm dung lượng để truyền các *header*, dung lượng tổng cộng trên đường truyền lớn hơn tổng dung lượng của các nhánh, dẫn đến hiệu quả sử dụng đường truyền thấp;

+ Khó tách/ghép kênh nhánh tại các trạm trung gian do phải thực hiện tách hạ lần lượt các cấp ghép kênh để có được dòng bit nhánh.

3.3. GHÉP KÊNH SƠ CẤP

3.3.1. Khái quát

Ghép kênh sơ cấp là việc ghép các luồng số khác nhau thành luồng số cấp một. Theo khuyến nghị G.702 của CCITT, tốc độ luồng số cấp một là 1,544 Mb/s đối với tiêu chuẩn Mỹ-Nhật và 2,048 Mb/s đối với tiêu chuẩn Châu Âu.

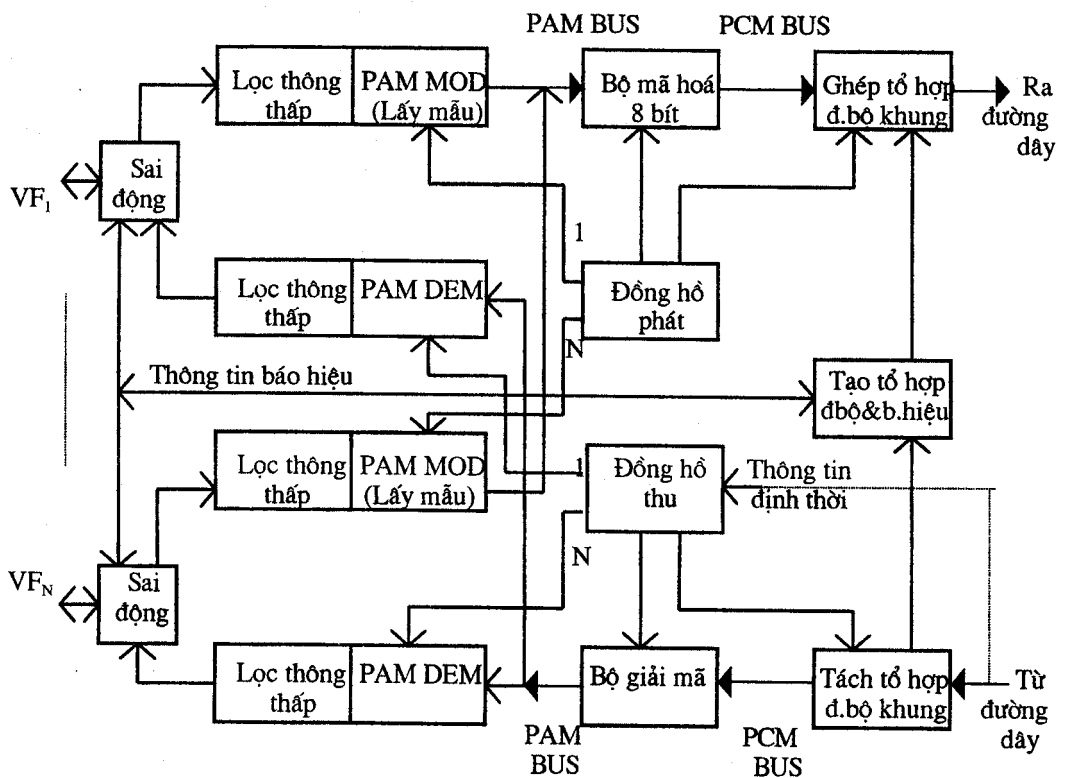
Luồng số bậc 1 hệ Mỹ (DS-1: *Digital Signal-level 1*) có thể hình thành từ 24 kênh thoại (24 luồng 64 kb/s), hai tín hiệu nhóm FDM 12 kênh có băng tần $60 \div 108$ kHz hay tín hiệu hội nghị truyền hình (*video conference*)... Với hệ Châu Âu, luồng số cấp 1 (H1: *Hierarchy 1* hay E1: *European-level 1*) có thể hình thành từ 30 kênh thoại (30 luồng 64 kb/s), tín hiệu hội nghị truyền hình hay tín hiệu siêu nhóm FDM 60 kênh có băng tần từ 312 đến 552 kHz (hình thành hai luồng cấp 1).

Ghép kênh sơ cấp từ các kênh thoại 64 kb/s được thực hiện theo phương thức ghép đồng bộ đối với mọi hệ thống theo tiêu chuẩn Châu Âu, Mỹ hay Nhật Bản. Việc duy trì đồng bộ giữa phân phối thu và phát với các nhánh được bảo đảm nhờ thực hiện các quá trình điều chế mã xung của các nhánh và ghép/tách kênh trong cùng một khối, sử dụng chung một nguồn tín hiệu nhịp từ cùng một đồng hồ như được mô tả trên hình 3.3.

Hình 3.3 mô tả kết cấu của thiết bị ghép kênh PCM sơ cấp điển hình, áp dụng cho cả các hệ thống hệ Châu Âu, Mỹ và Nhật Bản. Các mạch hai dây tín hiệu âm tần (VF: *Voice Frequency*) từ tổng đài điện thoại được nối tới mạch sai động, thực hiện chuyển 2-4 dây. Trên tuyến phát, mạch lọc thông thấp thực hiện hạn chế băng tần tín hiệu thoại đến 3400 Hz. Tín hiệu thoại đã hạn băng được đưa

tới mạch lấy mẫu tạo ra chuỗi xung PAM sau đó lần lượt được đưa vào PAM BUS, trên đó theo các khe thời gian khác nhau chỉ có chuỗi xung PAM của từng kênh được truyền. Trong từng khe thời gian, các chuỗi xung PAM của các kênh khác nhau được mã hoá tại Bộ mã hoá, kết quả là lối ra của mạch mã hoá có chuỗi bit PCM của cả N kênh được truyền tiếp trên tuyến ghép PCM gọi là PCM BUS tới bộ ghép tín hiệu đồng bộ khung, tín hiệu báo hiệu và tín hiệu nghiệp vụ... Tại (các) khe thời gian dành cho tín hiệu đồng bộ khung và báo hiệu v.v., các tín hiệu báo hiệu và tổ hợp đồng bộ khung v.v. được ghép vào. Ở tuyến thu, chuỗi tín hiệu PCM tổng cộng được đưa vào mạch tách tín hiệu đồng bộ khung và tín hiệu báo hiệu. Tổ hợp đồng bộ khung được giám sát và trong trường hợp có mất đồng bộ khung thì tín hiệu báo cảnh mất đồng bộ khung sẽ được phát về phía đối phương trong khe thời gian dành cho tín hiệu báo hiệu, đồng bộ khung, kênh nghiệp vụ và báo cảnh. Tín hiệu báo hiệu cũng được đưa về phía tổng đài qua mạch sai động. Phần chuỗi bit PCM của N kênh thoại được đưa vào mạch giải mã, thực hiện giải mã trong các khe thời gian tương ứng của từng kênh. Tín hiệu lối ra của mạch giải mã được đưa lần lượt trong từng khe thời gian tương ứng của mỗi kênh tới các bộ giải điều chế PAM (PAM DEM: *PAM Demodulator*) hình thành các chuỗi PAM của từng kênh. Tín hiệu thoại của từng kênh được khôi phục nhờ bộ lọc thông thấp, sau đó được đưa qua mạch sai động về phía tổng đài điện thoại.

Chuỗi bit tổng cộng từ đường dây tới cũng được đưa vào mạch đồng hồ thu nhằm thực hiện quá trình duy trì đồng bộ nhịp. Thông tin định thời được tách ra từ chuỗi bit tổng cộng về nguyên tắc có thể bằng hai loại mạch khác nhau: không có hay có vòng hồi tiếp (*feedforward* hay *feedback*). Loại thứ nhất gồm các mạch thụ động đơn giản như các mạch có hệ số phẩm chất cao, bộ lọc và mạch tạo dao động và thường chỉ được sử dụng tại các trạm chuyển tiếp trung gian. Loại thứ hai thông thường được thực hiện nhờ vòng khoá pha (PLL: *Phase-Locked Loop*), sẽ được trình bày chi tiết trong chương 7.



Hình 3.3. Ghép kênh PCM sơ cấp.

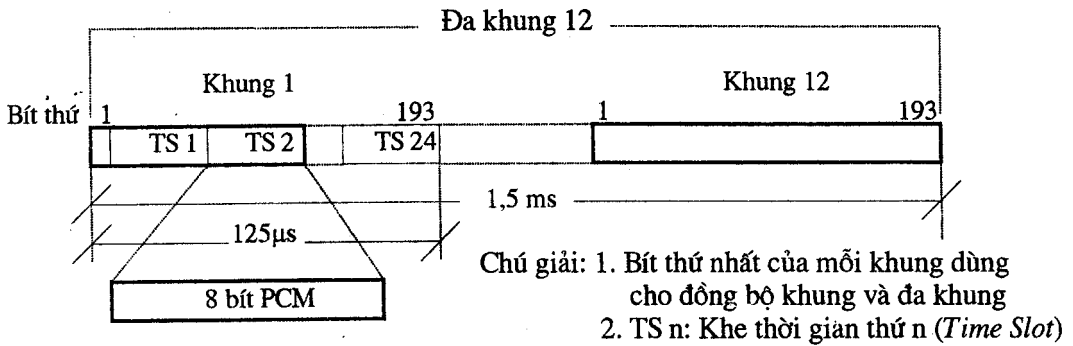
Mặc dầu sơ đồ hình 3.3 là tiêu biểu đối với cả các hệ thống ghép kênh sơ cấp hệ Châu Âu, hệ Mỹ hay Nhật Bản, việc thực hiện cụ thể lại khá khác biệt cả về số kênh ghép lẫn cấu trúc khung tín hiệu đối với các hệ khác nhau. Đối với tiêu chuẩn của Mỹ và Nhật Bản, số kênh thoại PCM được ghép thành luồng sơ cấp là 24 ($N=24$). Trong khi đó, số kênh thoại PCM được ghép sơ cấp theo tiêu chuẩn Châu Âu lại là 30. Trong các mục sau chúng ta sẽ xem xét chi tiết các tiêu chuẩn ghép sơ cấp đối với các hệ Mỹ-Nhật và hệ Châu Âu.

3.3.2. Ghép kênh PCM sơ cấp hệ Mỹ-Nhật

Ghép kênh sơ cấp từ 24 kênh thoại hệ Mỹ-Nhật có hai loại: đa khung 12 và đa khung 24, được quy định trong khuyến nghị G.733, G.704 của CCITT.

3.3.2.1. Ghép 24 kênh thoại, đa khung 12

Cấu trúc khung và đa khung 12 của tín hiệu số cấp 1 hệ Mỹ-Nhật được mô tả trên hình 3.4.



Hình 3.4. Cấu trúc khung và đa khung của tín hiệu cấp 1 hệ Mỹ-Nhật, đa khung 12.

Một khung tín hiệu có độ dài $125\mu\text{s}$, bao gồm 24 khe thời gian, mỗi một khe chứa 8 bít mã PCM luật μ theo khuyến nghị G.711 của CCITT. Tổng số bít mã PCM là $24 \times 8 = 192$ đối với một khung. Các bít mã này chiếm các vị trí từ bít thứ 2 đến bít thứ 193 trong khung, vị trí bít thứ nhất của khung tạo thành một khe riêng cho từ mã đồng bộ khung. Tốc độ luồng số cấp 1 hệ Mỹ-Nhật do vậy là $193\text{bít}/125\mu\text{s} = 1,544 \text{ Mb/s}$.

Từ mã đồng bộ được hình thành trong một chu kỳ nhất định và sự lặp lại của nó hình thành cấu trúc đa khung của tín hiệu. Do có cấu trúc đa khung, nảy sinh vấn đề đồng bộ đa khung. Khi mất đồng bộ khung thì đồng bộ đa khung cũng mất. Đồng bộ khung và đồng bộ đa khung đối với tín hiệu cấp 1 này cùng chia sẻ bít thứ nhất của khung và được tổ chức như sau. Từ mã đồng bộ khung là 101010 được đặt tại bít thứ nhất các khung lẻ, trong khi đó từ mã đồng bộ đa khung chiếm các bít thứ nhất các khung chẵn và có dạng 00111S, trong đó khi đồng bộ khung đúng thì bít S có giá trị 0. Bít S nhận giá trị 1 khi cần báo cảnh mất đồng bộ khung đầu xa.

Ngoài các bít thuộc các kênh lưu lượng (*traffic channel*) là các kênh liên lạc thoại, thông tin báo hiệu giữa các tổng đài cũng phải được truyền đi. Truyền

dẫn tín hiệu báo hiệu được chia làm hai loại: a) báo hiệu kênh chung, trong đó mọi báo hiệu đối với 23 kênh lưu lượng còn lại được truyền đi trên một kênh báo hiệu chung, tốc độ 64kb/s, lấy trọn một khe thời gian; b) báo hiệu kênh kết hợp, trong đó các bit thứ 8 của các khung thứ 6 và 12 được tách ra khỏi luồng số liệu lưu lượng để hình thành kênh báo hiệu cho kênh lưu lượng tương ứng. Tốc độ của kênh báo hiệu này là $2b/1,5ms=1,3(3)$ kb/s. Để bù các bit đã lấy cho kênh báo hiệu, các trị số đầu ra bộ giải mã cần được dịch chuyển một chút, giá trị dịch chuyển và cách thức dịch chuyển này được quy định tại khuyến nghị G.733 của CCITT.

3.3.3.2. Ghép 24 kênh thoại, đa khung 24

Khác biệt duy nhất giữa hệ thống đa khung 24 này và hệ thống đa khung 12 là cấu trúc khung. Cấu trúc khung của tín hiệu số cấp 1 đa khung 24 như sau (khuyến nghị G.704 của CCITT):

- + Số bit của mỗi một khung vẫn là 193 bit, bao gồm $24khe \times 8bits = 192$ bit của 24 kênh thoại lưu lượng và 1 bit dành cho đồng bộ khung, mã kiểm tra độ dư chu trình (CRC: *Cycle Redundancy Check*) và một đường số liệu 4 kb/s.

- + Chu kỳ tối đa của các kênh logic là 24 khung, hình thành cấu trúc đa khung 24 với độ dài một đa khung là 3 ms.

- + Từ mã đồng bộ đa khung là 001011, chiếm các bit thứ nhất của các khung thứ 4, 8, 12, 16, 20 và 24.

- + Các bit thứ nhất của các khung 2, 6, 10, 14, 18 và 22 tạo thành kênh logic có tốc độ $6bit/3ms=2kb/s$ dùng cho đồng bộ khung có áp dụng mã kiểm tra độ dư chu trình CRC-6 nhằm tránh việc tạo giả tín hiệu đồng bộ khung và tăng khả năng giám sát chất lượng lỗi của tuyến truyền. Một khi mất đồng bộ khung và đa khung, mặc dầu có thể xảy ra tình trạng tạo giả tổ hợp đồng bộ khung song nhờ kiểm tra độ dư chu trình của mã CRC-6 tình trạng đồng bộ khung giả vẫn có thể phát hiện ra được. Tỷ lệ lỗi phát hiện được nhờ kiểm tra độ dư chu trình có thể phân nào phản ánh chất lượng truyền dẫn. Trong nhiều trường hợp, tỷ lệ lỗi của

luồng bit tổng cộng có thể được chỉ thị từ việc giám sát lỗi bằng mã CRC với kênh *logic* này.

+ Các bit thứ nhất của các khung lẻ được sử dụng để hình thành kênh số liệu với tốc độ $12\text{bit}/3\text{ms}=4\text{kb/s}$. Các thông báo báo cảnh mất đồng bộ khung được truyền về đầu xa trên kênh số liệu này.

+ Các bit thứ 8 của các khung 6, 12, 18 và 24 được tách riêng cho mục đích tạo các kênh báo hiệu: hoặc là một kênh báo hiệu với tốc độ $4\text{bit}/3\text{ms}=1,3(3)\text{kb/s}$, hoặc hai kênh báo hiệu với tốc độ $2\text{bit}/3\text{ms}=666,6(6)\text{ b/s}$, hoặc bốn kênh báo hiệu với tốc độ $333,3(3)\text{ b/s}$. Các loại kênh báo hiệu nói trên đều theo phương thức báo hiệu kênh kết hợp. Kênh báo hiệu kênh chung 64kb/s được tạo bằng hẳn một khe thời gian riêng phục vụ chung cho cả 23 kênh lưu lượng còn lại.

3.3.3. Ghép kênh PCM sơ cấp hệ Châu Âu

Ghép kênh PCM sơ cấp hệ Châu Âu được quy định tại khuyến nghị G.732 và G.704 của CCITT. Mỗi một khung tín hiệu PCM sơ cấp cũng có độ dài là $125\mu\text{s}$ phù hợp với tiêu chuẩn điều chế mã xung PCM luật A theo khuyến nghị G.711 của CCITT, gồm 32 khe thời gian được đánh số từ khe thứ 0 đến khe thứ 31. Mỗi khe thời gian gồm 8 bit hình thành một kênh vật lý tốc độ 64kb/s . Tốc độ luồng số cấp 1 hệ Châu Âu (luồng E1) do vậy là $32\times 64\text{kb/s}=2,048\text{ Mb/s}$. Cấu trúc đa khung gồm 16 khung, đánh số các khung từ 0 đến 15, gọi tắt là đa khung 16. Độ dài đa khung là $16\times 125\mu\text{s}=2\text{ms}$. Các khe thời gian 0 và 16 được sử dụng cho các mục đích đồng bộ khung và đa khung, báo hiệu, báo cảnh hay kênh nghiệp vụ liên trạm. 30 khe thời gian còn lại dành cho 30 kênh lưu lượng.

3.3.3.1. Khe thời gian thứ 0

Các khung chẵn: Khe thời gian 0 của mọi khung chẵn (kể cả khung 0) được sử dụng cho đồng bộ khung. Bit 1 không thuộc tổ hợp đồng bộ khung, được sử dụng cho các mạch quốc tế và có giá trị *logic* 1 đối với các mạch quốc gia và

nội hạt. Các bit 2÷8 dành cho đồng bộ khung, áp dụng CRC nhằm tránh đồng bộ khung giả hoặc nhằm mục đích giám sát chất lượng lỗi truyền dẫn.

Các khung lẻ: Bit 1 của khe thời gian 0 các khung lẻ được dành cho kiểm tra độ dư chu trình hoặc được sử dụng cho các mạch quốc tế. Khi không sử dụng, bit này cũng có giá trị logic 1. Bit 2 trong khe 0 của các khung lẻ luôn có giá trị logic 1 dùng cho kiểm tra phát hiện đồng bộ khung giả. Chỉ thị báo cảnh mất đồng bộ khung sử dụng bit 3: bình thường bit 3 là 0, khi mất đồng bộ khung bit 3 có giá trị logic 1. Các bit 4÷8 được sử dụng tạo kênh logic nghiệp vụ cho các mục đích quốc gia, với các mạch quốc tế các bit này đều là 1. Kênh logic này có tốc độ $5\text{bit} \times 8/2\text{ms} = 20\text{kb/s}$.

3.3.3.2. Khe thời gian thứ 16

Trong trường hợp báo hiệu kênh chung, khe 16 của mọi khung được sử dụng làm kênh báo hiệu có tốc độ 64 kb/s. Đối với các hệ thống báo hiệu kênh kết hợp, khe 16 được sử dụng như sau.

Khe 16 khung 0: Khe thời gian 16 của khung 0 (8 bit) được sử dụng để ghép tổ hợp đồng bộ đa khung và tín hiệu chỉ thị mất đồng bộ đa khung. Tổ hợp đồng bộ đa khung đối với hệ thống này là 0000, được sắp thành cụm vào các bit 1÷4 của khe này chứ không bố trí rải trên toàn đa khung như trong hệ Mỹ-Nhật. Các bit 5, 7 và 8 luôn có mức logic 1. Chỉ thị đồng bộ đa khung thể hiện ở bit 6: bằng 1 khi mất đồng bộ đa khung và bằng 0 khi đồng bộ đa khung đúng. Đồng bộ đa khung được xem là mất khi 2 tổ hợp đa khung liên tiếp bị sai ít nhất một lỗi hoặc khi tất cả các bit 5÷8 của khe này đều là 0. Khả năng xảy ra đồng bộ đa khung giả giảm được nhờ kiểm tra kết hợp cả hai điều kiện nói trên. Việc bố trí tổ hợp đồng bộ đa khung thành cụm như thế cho phép rút ngắn thời gian kiểm tra và đưa ra báo cảnh mất đồng bộ đa khung so với việc bố trí rải trên toàn đa khung trong hệ Mỹ-Nhật.

Khe 16 các khung khác 0: Khe thời gian 16 các khung khác 0 được sử dụng để hình thành hai kênh báo hiệu kênh kết hợp, tốc độ mỗi kênh là 30 kb/s.

3.4. GHÉP KÊNH BẬC CAO CẬN ĐỒNG BỘ VÀ CÁC HỆ THỐNG PHÂN CẤP TỐC ĐỘ SỐ KHÔNG ĐỒNG BỘ PDH

Ghép kênh số từ bậc 2 trở lên cho tới các tốc độ trên dưới 100 Mb/s đối với mọi tiêu chuẩn Châu Âu, Mỹ và Nhật Bản đều được ghép theo phương thức cận đồng bộ, trừ các hệ thống theo tiêu chuẩn Nhật Bản ghép đồng bộ tới bậc 2. Các cấp ghép kênh bậc cao như thế hình thành ba hệ thống phân cấp tốc độ số cận đồng bộ (PDH: *Plesiosynchronous Digital Hierarchy*) khác nhau. Như đã trình bày ở mục 3.2.2, ghép kênh theo phương thức không đồng bộ đòi hỏi thông tin mào đầu (*header*) khá lớn và do vậy tốc độ dòng bit tổng cộng ghép từ N nhánh sẽ lớn hơn tổng tốc độ các nhánh. Điều này làm giảm hiệu suất sử dụng đường truyền. Các hệ thống phân cấp tốc độ số cận đồng bộ được trình bày chi tiết trong khuyến nghị G.702 của CCITT và được mô tả vắn tắt như sau.

3.4.1. Hệ thống phân cấp số PDH Châu Âu

Hệ thống phân cấp số cận đồng bộ theo tiêu chuẩn Châu Âu được hình thành từ việc ghép từng 4 nhánh cấp thấp thành nhóm cấp cao hơn (h.3.5). Các cấp tốc độ số hệ Châu Âu được ký hiệu là H1, H2, H3 và H4 hay CEPT1, CEPT2, CEPT3 và CEPT4 (CEPT: *Conference of Europe on Post and Telecommunications* - Hội nghị Châu Âu về Bưu chính và Viễn thông). Các luồng tín hiệu số tương ứng với các cấp ghép nói trên còn được gọi vắn tắt là các luồng E1, E2, E3 và E4 với chữ cái E đầu là viết tắt của từ *European* (Châu Âu). Việc qui định chặt chẽ các cấp ghép như thế cho phép tiêu chuẩn hoá thiết bị và phù hợp với tổ chức mạng viễn thông nhiều cấp của các nước Châu Âu.

Các cấp ghép của hệ Châu Âu cụ thể như sau:

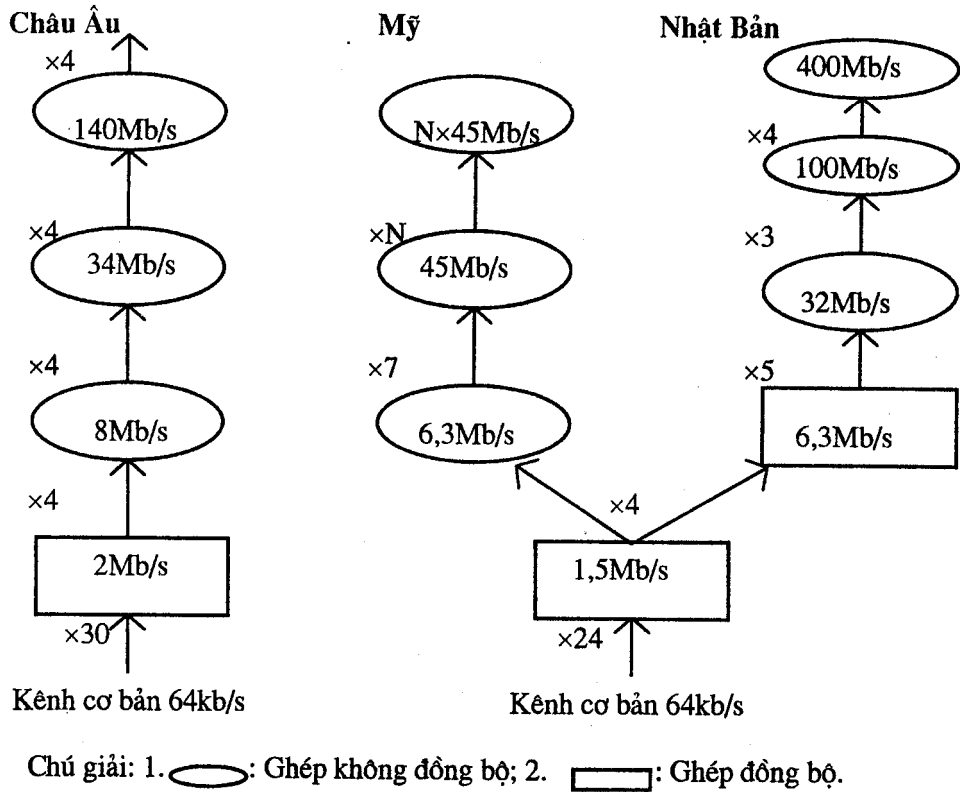
+ H1=30 kênh lưu lượng 64kb/s+2 kênh báo hiệu và đồng bộ. Tốc độ 2,048 Mb/s, gọi tròn là luồng 2 Mb/s;

+ H2=4×H1, tốc độ 8,448 Mb/s gọi tròn là luồng 8 Mb/s;

+ H3=4×H2, tốc độ 34,368 Mb/s gọi tròn là luồng 34 Mb/s;

+ H4=4×H3, tốc độ 139,264 Mb/s gọi tròn là luồng 140 Mb/s;

Ngoài bốn cấp tốc độ số thông thường nói trên, trong một số trường hợp quy tắc nhân 4 cũng còn được mở rộng thực hiện ghép 4 nhánh H4 thành cấp H5 với tốc độ 564,992 Mb/s. Thực tế hiện nay, cấp H5 ít được sử dụng.



Hình 3.5. Các hệ thống PDH.

3.4.2. Hệ thống phân cấp số PDH Bắc Mỹ

Các cấp số của hệ Bắc Mỹ có ký hiệu DS1, DS2, DS3 và các cấp cao hơn.

+ DS1=24 kênh lưu lượng×64kb/s, tốc độ 1,544Mb/s, gọi tròn là luồng 1,5 Mb/s;

+ DS2=4×DS1, tốc độ 6,312 Mb/s, gọi tròn là luồng 6,3 Mb/s;

+ DS3=7×DS2, tốc độ 44,736 Mb/s, gọi tròn là luồng 45 Mb/s.

Các luồng tín hiệu số cấp cao hơn nữa được hình thành tùy chọn bằng cách ghép N luồng DS3.

3.4.3. Hệ thống phân cấp số PDH Nhật Bản

Khác với các hệ Mỹ và Châu Âu, ghép kênh đến cấp 2 của hệ Nhật Bản vẫn là ghép đồng bộ. Mặc dầu là ghép đồng bộ song *header* vẫn được ghép thêm vào tín hiệu ghép nhằm tương thích với các thiết bị khác hệ (hệ Mỹ), do đó cấp ghép thứ hai của hệ Nhật Bản cũng vẫn có tốc độ 6,312 Mb/s.

+ Tốc độ tín hiệu số cấp 3 được tạo thành từ việc ghép 5 luồng cấp 2, tốc độ số cấp 3 là 32,064 Mb/s.

+ Tốc độ tín hiệu số cấp 4 được tạo thành từ 3 luồng cấp 3, tốc độ là 97,728 Mb/s, thường gọi tròn là luồng 100 Mb/s.

+ Tốc độ số cấp 5 tạo thành từ 4 luồng cấp 4, tốc độ là 397,200 Mb/s.

3.5. HỆ THỐNG PHÂN CẤP SỐ ĐỒNG BỘ SDH

Sự phát triển mạnh mẽ của các hệ thống máy tính và các dịch vụ băng rộng trong điều khiển và tự động hoá văn phòng... dẫn tới sự ra đời của mạng B-ISDN (*Broadband-Integrated Services Digital Network: Mạng số đa dịch vụ băng rộng*) có phạm vi toàn cầu. Mạng B-ISDN đòi hỏi các tốc độ truyền dẫn rất lớn. Việc phát triển các cấp số cao hơn nữa trong các hệ thống phân cấp tốc độ số PDH khác nhau nhằm đáp ứng các dịch vụ băng rộng mà B-ISDN đòi hỏi xem ra không phải là giải pháp tối ưu do:

+ Sự không tương thích giữa 3 hệ thống PDH hiện hành khác nhau dẫn tới những khó khăn trong hoà mạng toàn cầu;

+ Ghép kênh PDH có nhược điểm là khó tách/ghép các tải nhánh tốc độ thấp từ luồng số toàn thể tại các nút mạng;

+ Hiệu quả sử dụng đường truyền thấp, vì vậy khó tăng thêm dung lượng cho mục đích quản lý mạng.

Theo quan điểm mạng, B-ISDN phải là một mạng đồng bộ [A2Q] và để giải quyết các khó khăn đặt ra với các hệ thống PDH, từ cuối năm 1988 CCITT (nay là ITU: *International Telecommunication Union-Liên minh viễn thông quốc tế*) đã thông qua những khuyến nghị chủ yếu về hệ thống phân cấp tốc độ số đồng

bộ (SDH: *Synchronous Digital Hierarchy*). Các quy định chủ yếu về SDH nằm trong bộ các khuyến nghị G.707, G.708 và G.709 [A41].

Cũng như các hệ thống ghép và truyền đồng bộ khác, hệ thống SDH có các ưu điểm: a) Kinh tế do khả năng tiêu chuẩn hoá cao toàn mạng về các giao diện; các thiết bị như *muldex*, kết nối chéo số (*crossconnect*) và thiết bị đầu cuối được bố trí tập trung nên dễ lắp đặt và bảo dưỡng; b) Khả năng tách-ghép tải thành phân tử tín hiệu toàn thể dễ dàng (trực tiếp chứ không phải hạ từng bước như với PDH) tại các nút mạng; c) Hiệu quả sử dụng kênh cao. Thêm vào đó SDH còn có các ưu điểm [A20]:

+ Cho phép thành lập mạng được quản lý hoàn toàn với kênh OA&M (*Operations, Administration & Maintenance*) có thể xác định trực tiếp trên các giao diện nút mạng;

+ Mạng đồng bộ cao tốc có khả năng chuyển tải hiệu quả và mềm dẻo các dịch vụ băng rộng. Việc phát triển các cấp tốc độ cao hơn là khá dễ dàng tùy theo khả năng của các công nghệ truyền dẫn.

Hạn chế của SDH liên quan tới mâu thuẫn giữa tính mềm dẻo trong cấu trúc khung tín hiệu thực hiện ghép các tốc độ bit khác nhau của các tải bất phân cấp và độ phức tạp của thiết bị.

3.5.1. Phân cấp tốc độ của SDH (G.707)

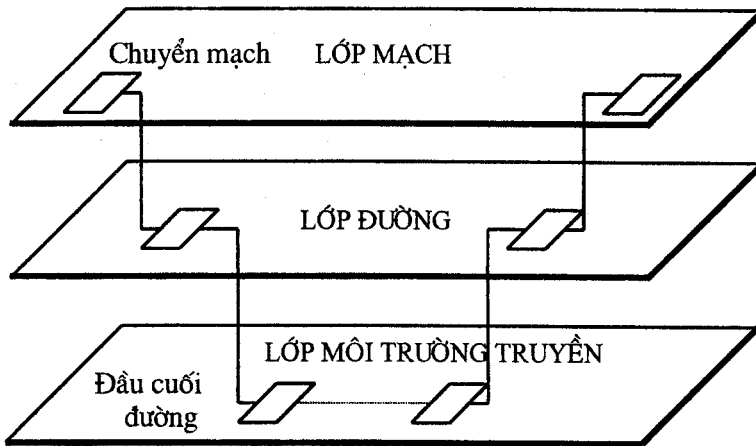
Các tốc độ bit của SDH được qui định trong khuyến nghị G.707 của CCITT và được bổ sung, sửa đổi trong khuyến nghị nhóm G.70X của ITU (COM-15-91-E). Theo đó, các tốc độ của SDH có thể tóm tắt trong bảng 3.1.

Bảng 3.1. Các mô-đun tải đồng bộ (STM: *Synchronous Transport Module*) của SDH.

Các mô-đun tải theo G.707	Các mô-đun tải theo G.70X	Tốc độ
STM-1	STM-1	155,52Mb/s
STM-4	STM-4	622,08Mb/s
STM-8		1244,16 Mb/s
STM-16	STM-16	2488,32Mb/s
	STM-64	9953,28Mb/s

3.5.2. Cấu trúc phân lớp của hệ thống SDH

Mạng truyền dẫn sử dụng phân cấp tốc độ số đồng bộ SDH được xây dựng theo mô hình ba lớp như hình 3.6 [A20]. Các lớp của mạng truyền SDH là lớp mạch (*circuit layer*), lớp đường (*path layer*) và lớp môi trường truyền (*transmission media layer*).



Hình 3.6 Cấu trúc mạng ba lớp của các hệ thống SDH.

Một *mạch* là một thực thể truyền tin chuyển tải các dịch vụ viễn thông đối với người sử dụng. Một *đường* là một thực thể truyền tin cung cấp sự chuyển tải của một mạch hoặc một nhóm mạch. *Môi trường truyền* có thể là các hệ thống truyền dẫn quang hay vi ba... Phần này còn được gọi là một đoạn hay một chặng (*section*).

3.5.3. Giao diện nút mạng đối với SDH (G.708)

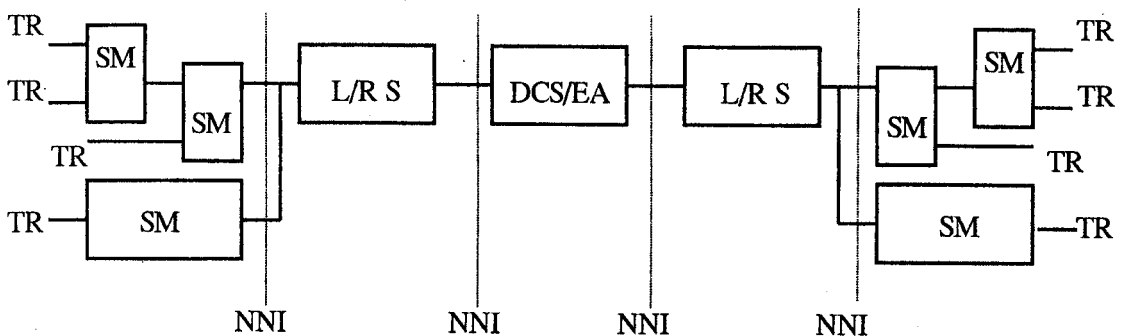
3.5.3.1. Khái quát

Ghép kênh từ bậc thấp nhất (STM-1) tới bậc cao trong SDH được thực hiện đồng bộ và ghép theo *byte* (*byte-oriented*). Việc tách/ghép các mô-đun tải đồng bộ và tách/ghép các tải phân cấp cận đồng bộ theo khuyến nghị G.702 được thực hiện tại Giao diện nút mạng (NNI: *Network Node Interface*). Vị trí của NNI trong mạng được trình bày trên hình 3.7. Thông tin quản lý, khai thác và bảo trì

được ghép thêm và xử lý tại các đầu cuối đường và trạm trung gian trong một phần riêng gọi là mào đầu đoạn/chặng (SOH: *Section OverHead*).

Việc ghép các tải phân cấp cận đồng bộ vào các mô-đun tải đồng bộ STM-N được thực hiện thông qua các công-ten-nơ bậc thấp và cao, các đơn vị nhánh và các đơn vị quản trị, tương tự như việc sắp xếp các hàng hoá rời để vận chuyển bằng tàu công-ten-nơ trong ngành vận tải. Các khái niệm này như sau:

- Công-ten-nơ (*Container*) C-n ($n=1,2,3,4$): Là cấu trúc thông tin tạo nên tải đồng bộ của mạng đối với một VC (*Virtual Container*). Mỗi một *container* chứa một số xác định các tải cận đồng bộ cần truyền.



Chú giải:

- TR (*Tributaries*): Các luồng nhánh
- SM (*Synchronous Muldex*): Bộ tách/ghép đồng bộ
- L/R S (*Line/Radio Systems*): Các hệ thống truyền dẫn vô tuyến/hữu tuyến
- DCS (*Digital Crossconnect System*): Hệ thống nối chéo số
- EA (*External Access equipment*): Thiết bị truy nhập bên ngoài

Hình 3.7. Vị trí NNI trong mạng SDH (G.708).

- Công-ten-nơ ảo (*Virtual Container*) VC-n: Là cấu trúc thông tin dùng cho các kết nối lớp đường trong SDH. Mỗi VC chứa một tải thông tin C-n tương ứng và một mào đầu đường POH (*Path OverHead*) được tổ chức thành một cấu trúc khối khung lặp lại từng $125\mu s$ hay $500\mu s$. Có hai loại VC-n:

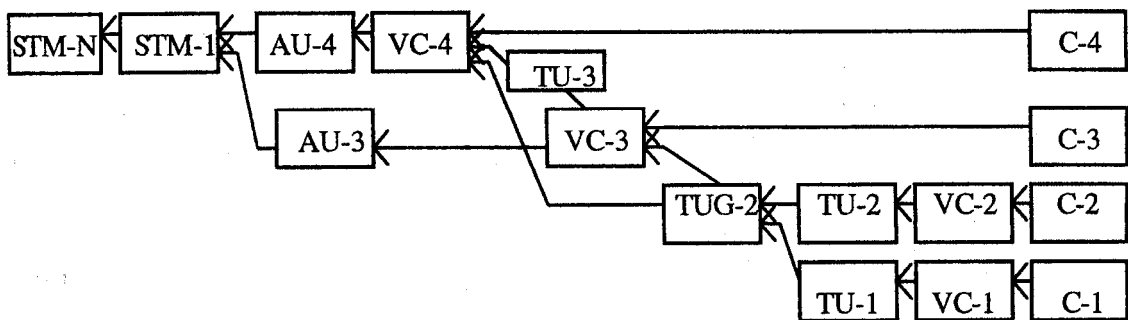
- + VC-n bậc thấp ($n=1,2$): Gồm một C-n đơn ($n=1,2$) và POH;
- + VC-n bậc cao ($n=3,4$): Gồm hoặc một C-n đơn ($n=3,4$), hoặc toàn bộ các nhóm đơn vị nhánh (TUG: *Tributary Unit Group*): TUG-2 hay TUG-3, và một POH tương ứng.

- Đơn vị quản trị (*Administrative Unit*) AU-n: Là cấu trúc thông tin phối hợp giữa lớp đường bậc cao và lớp đoạn tách/ghép kênh (*multiplexing section*). Nó gồm một khung tải (một VC-n bậc cao) và một con trỏ AU (*AU pointer*) dùng để trỏ sự dịch chỗ của điểm đầu khung tải so với điểm đầu khung đoạn tách/ghép kênh. Các AU-n gồm có AU-3 và AU-4 chứa các VC-3 và VC-4 một cách tương ứng. Một hoặc vài AU có thể chiếm những vị trí xác định trong khung Mô-đun tải đồng bộ (STM: *Synchronous Transport Module*) và được gọi là nhóm AU (AUG: *AU Group*).

- Đơn vị nhánh (*Tributary Unit*) TU-n: Là cấu trúc thông tin tiếp hợp giữa lớp đường bậc thấp và lớp đường bậc cao. TU-n bao gồm VC-n bậc thấp và con trỏ TU (*TU pointer*). Tương tự, một vài TU có thể tạo thành nhóm TU (*TU Group*). Cả thầy có hai loại TUG là TUG-2 (gồm các TU-1 và một TU-2) và TUG-3 (gồm các TU-2 và một TU-3).

3.5.3.2. Cấu trúc khung mô-đun tải đồng bộ STM

Cấu trúc ghép tổng quát tại các giao diện nút mạng SDH được qui định trong khuyến nghị G.708 và được mô tả trên hình 3.8.



Hình 3.8. Cấu trúc ghép tổng thể của SDH (G.708).

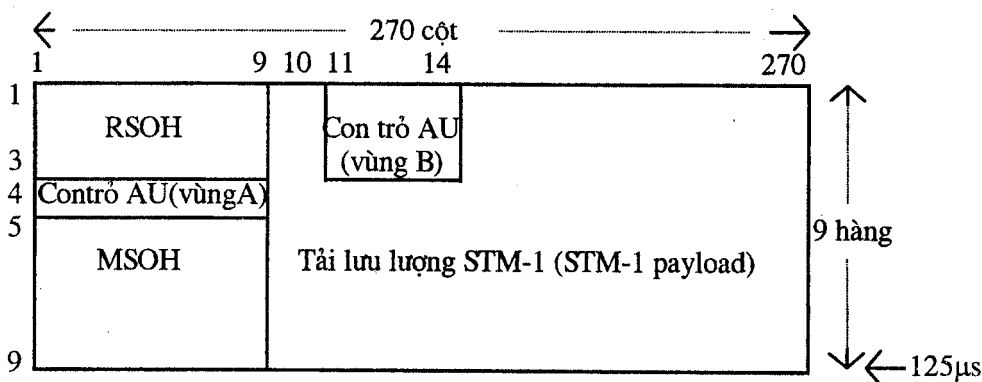
Cấu trúc khung của STM-1 được mô tả trên hình vẽ 3.9, một khung đồng bộ có độ dài $125\mu\text{s}$ bao gồm $270 \text{ cột} \times 9 \text{ hàng} \times 1 \text{ byte}$. Tốc độ STM-1 do đó là $270 \times 9 \times 8 \text{ bit} / 125 \mu\text{s} = 155,52 \text{ Mb/s}$.

Các thành phần của một khung STM-1:

- SOH (cho mỗi STM-1): SOH bao gồm thông tin định khung của khối và các thông tin phục vụ, giám sát chất lượng và các thông tin bảo trì khác. SOH được chia làm 2 phần:

- + RSOH (*Regenerator Section OverHead*): là mào đầu dành cho chặng chuyển tiếp có tái sinh tín hiệu, được xử lý tại các điểm tái sinh tín hiệu. Vị trí của RSOH: hàng 1-3, cột 1-9.

- + MSOH (*Multiplexing Section OverHead*): là mào đầu đoạn có tách-ghép kênh, xử lý bởi các thiết bị tách/ghép AUG. MSOH được truyền thông qua, không xử lý tại các thiết bị tái sinh. Vị trí của MSOH: hàng 5-9, cột 1-9.



Hình 3.9. Cấu trúc khung STM-1 (G.708).

Nội dung SOH được mô tả trên hình 3.10a. Chức năng của các byte của SOH được cho trong bảng 3.2.

- Các con trỏ AU: Các con trỏ AU dùng để trỏ sự dịch chuyển của các AU-3 hay AU-4 so với điểm đầu của khung STM-N. Vùng A dành cho con trỏ AU-4 và AU-3: hàng 4, cột 1-9. Con trỏ AU-31 (là con trỏ cho AU-3 được hình thành lên từ tải 34,368 Mb/s hệ Châu Âu) còn có thể chiếm cả vùng B (h.3.9).

- Tải STM-1: Là trường mang tin tức cần truyền tạo thành từ các công-ten-nơ ảo... bao gồm các C-n và các POH tương ứng. Cấu trúc POH của VC-3, VC-4 được trình bày trên hình 3.10b. Bảng 3.3 mô tả chức năng các byte của POH (của VC-3 và VC-4).

A1	A1	A1	A2	A2	A2	C1		
B1			E1			F1		
D1			D2			D3		
Con trở AU								
B2	B2	B2	K1			K2		
D4			D5			D6		
D7			D8			D9		
D10			D11			D12		
S1	Z1	Z1	Z2	Z2	Z2	E2		

J1
B3
C2
G1
F2
H4
Z3*
Z4*
Z5*

a) SOH

b) POH của VC-3 và VC-4

Chú giải: Các byte còn trống được dành cho mục đích quốc gia; Các byte Z là các byte dự trữ cho các phát triển sau này; Byte có ký hiệu *) không có trong POH của VC-31.

Hình 3.10. SOH và POH (G.70X).

Bảng 3.2. Chức năng các byte của SOH

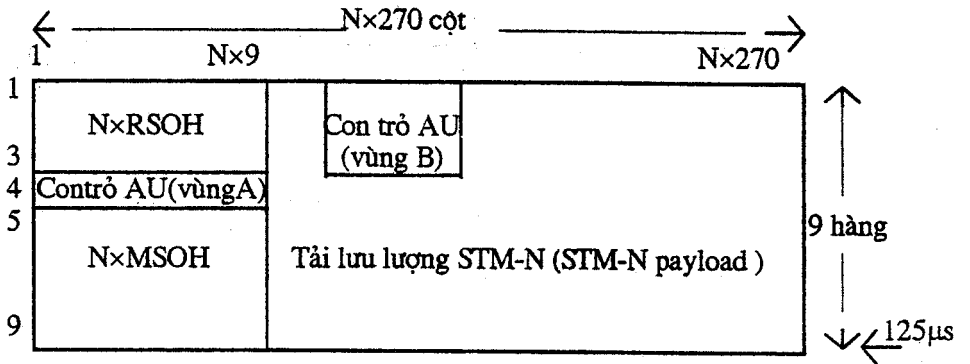
Các byte của SOH	Chức năng
A1, A2	Đồng bộ khung: A1=11110110, A2=00101000
B1	Giám sát lỗi bit từng chặng tái sinh tín hiệu
B2	Giám sát lỗi bit từng đoạn tách/ghép kênh
C1	Nhận dạng STM, xác định vị trí STM-1 trong STM-N cho tách kênh
D1÷D12	Kênh truyền số liệu, chỉ sử dụng với STM-1 thứ nhất trong STM-N
E1, E2	Hai kênh thoại nghiệp vụ, chỉ sử dụng với STM-1 thứ nhất
F1	Dành cho nhà điều hành mạng, chỉ sử dụng với STM-1 thứ nhất
K1, K2	Báo hiệu chuyển mạch dự phòng tự động
Z1, Z2	Các byte sử dụng cho các mục đích quốc gia
S1	Giám sát trạng thái đồng bộ (G.70X)
Con trở AU	Chỉ vị trí VC trong khung tải (xem khuyến nghị G.709)

Bảng 3.3. Chức năng các byte của POH.

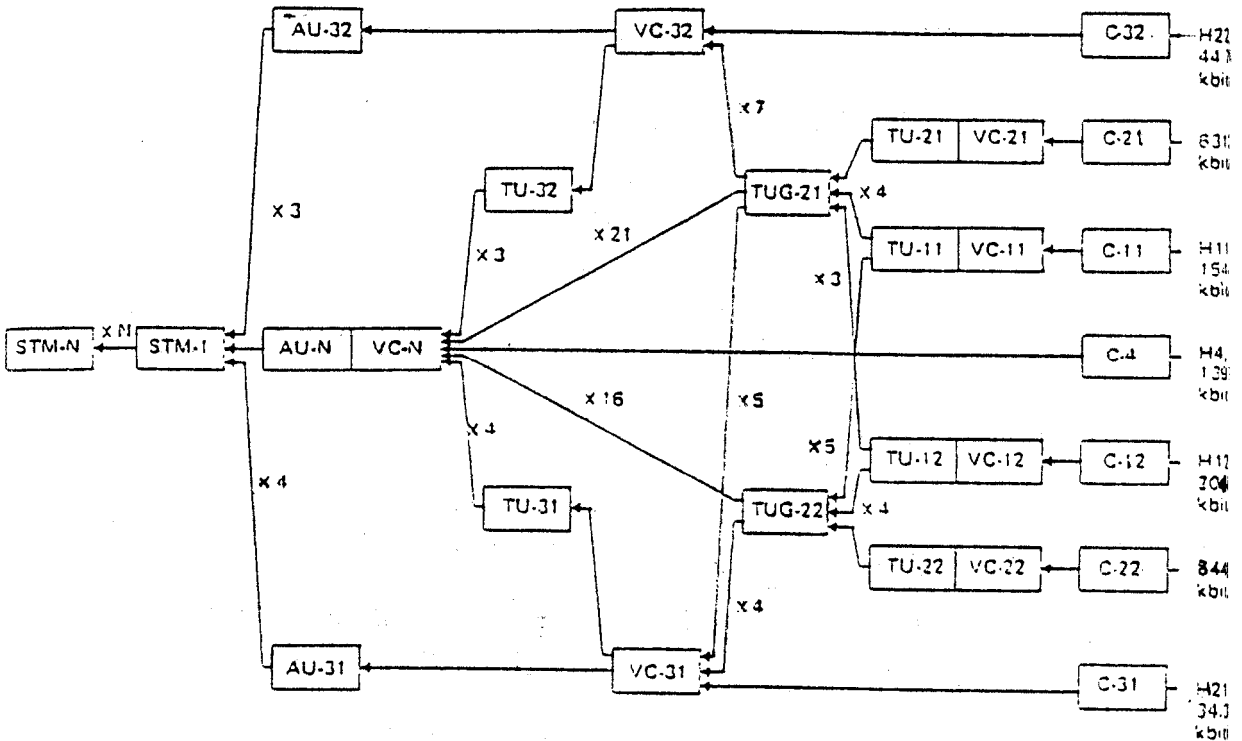
Các byte của POH	Chức năng
B3	Giám sát lỗi truyền dẫn cho mỗi đường
C2	Chỉ thị bộ phận cấu thành VC
G1	Đường thông báo ngược cho trạm đối về chất lượng liên lạc
F2	Kênh liên lạc dành cho nhà điều hành giữa các phân tử của 1 đường
H4	Chỉ thị đa khung khi cần
J1	Xác minh việc kết nối tuyến VC-n, sử dụng tại điểm kết cuối VC-n
Z3-Z5	Sử dụng cho các mục đích còn chưa được xác định

3.5.4. Cấu trúc ghép kênh đối với SDH (G.709)

Cấu trúc khung STM-N được mô tả trên hình 3.11, trong đó việc ghép N STM-1 thành STM-N được thực hiện theo byte: byte 1 của STM-1 thứ 1 rồi đến byte 1 của STM-1 thứ 2,..., byte 1 của STM-1 thứ N, tiếp đến là byte 2 của STM-1 thứ 1, byte 2 của STM-1 thứ 2....



Hình 3.11. Cấu trúc khung STM-N.



Hình 3.12. Cấu trúc ghép cơ bản trong các hệ thống SDH.

Việc ghép các tải PDH vào các mô-đun tải đồng bộ có thể thực hiện được khá mềm dẻo. Cấu trúc ghép kênh cơ bản từ các tải của 3 hệ thống PDH hiện

hành thành STM-1 và STM-N tại NNI được trình bày trên hình 3.12. Khuôn dạng ghép các tải thành các TU và VC bậc thấp cùng chức năng của các byte POH... được quy định chi tiết trong khuyến nghị G.709. Việc tách hạ trực tiếp tới các tải nhánh PDH được thực hiện nhờ sử dụng kỹ thuật con trỏ. Vị trí của từng công-ten-nơ ảo bậc cao trong khung tín hiệu đồng bộ được chỉ ra bởi con trỏ AU. Vị trí các tải nhánh bậc thấp được chỉ ra bởi con trỏ TU. Giá trị và các qui định về các con trỏ trong STM-N cũng được trình bày chi tiết trong khuyến nghị G.709 của CCITT.

XỬ LÝ TÍN HIỆU BĂNG GỐC

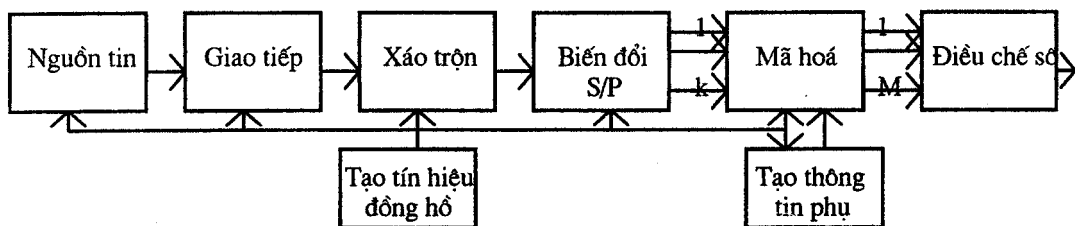
4.1. KHÁI QUÁT

Trong chương này chúng ta sẽ xem xét các thuật toán cần thiết hình thành các bộ phận xử lý tín hiệu băng gốc nhằm có được quan hệ tối ưu giữa nguồn tin số và bộ điều chế số cũng như giữa bộ giải điều chế số và bộ nhận tin. Một số khối cơ bản thực hiện xử lý tín hiệu băng gốc thường áp dụng trong mọi hệ thống truyền dẫn số được mô tả trên sơ đồ hình 4.1.

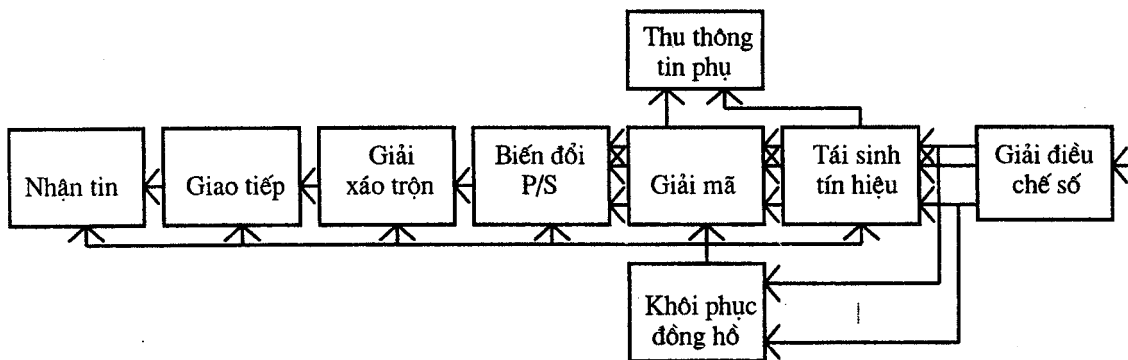
Các thuật toán xử lý tín hiệu giữa nguồn tin số và bộ điều chế tại phần phát, giữa bộ giải điều chế và bộ nhận tin tại phần thu nhìn chung có quan hệ ngược nhau từng bộ phận một. Ngoài ra tại phần thu luôn còn phải có các thuật toán tái tạo tín hiệu số từ các tín hiệu bị méo và khôi phục tín hiệu đồng hồ phục vụ cho việc tái tạo tín hiệu số. Đây là các thuật toán đặc thù của hệ thống truyền dẫn tín hiệu số.

Tuỳ theo các đặc tính kỹ thuật của nguồn tin và bộ nhận tin số, có thể có các khối giao tiếp cả ở phần phát lẫn phần thu. Tính ngẫu nhiên của chuỗi bit phía phát có thể nâng lên được nhờ mạch xáo trộn (*scrambler*) mà sự tồn tại của nó đòi hỏi ở phía thu phải có một thiết bị thực hiện thuật toán ngược lại là bộ giải xáo trộn (*descrambler*). Trong nhiều trường hợp, việc điều chế số nhiều mức được áp dụng đòi hỏi phải thực hiện biến đổi chuỗi bit nối tiếp lối vào thành chuỗi tín hiệu hai bit, ba bit... song song (các *dibit*, *tribit*...). Phần chủ yếu phối hợp với sơ đồ điều chế số được thực hiện bởi các mạch mã hoá. Lỗi bội gây ra do mã hoá/điều chế nhiều mức có thể giảm thiểu được, chẳng hạn nhờ mã Gray.

Việc loại bỏ hiện tượng lẫn pha cố hữu trong hệ thống điều chế có thể loại bỏ nhờ mã vi sai. Ngoài ra, các mạch mã hoá có thể được sử dụng để truyền các thông tin phụ, chẳng hạn bằng cách vi phạm có chu kỳ một cách có chủ ý quy luật mã hoá. Các mạch giải mã thực hiện các thuật toán ngược với thuật toán mã hoá. Chức năng của mạch tái tạo tín hiệu số là tái sinh chuỗi bit nhận được từ bộ giải điều chế bằng cách lấy mẫu tại các thời điểm tối ưu.



a) Phân phát



b) Phân thu

Hình 4.1. Các khối xử lý tín hiệu băng gốc tiêu biểu.

Việc định thời các mạch xử lý tín hiệu băng gốc được điều khiển bởi tín hiệu đồng hồ. Tín hiệu đồng hồ có thể được cấp từ nguồn số hoặc từ một bộ tạo đồng hồ như trên hình 4.1. Tại phần thu, tín hiệu đồng hồ được tách ra từ chuỗi tín hiệu mang tin từ phân phát tới.

Đối với các hệ thống có chất lượng thấp do các yếu tố gây bởi đường truyền như tạp nhiễu và các loại méo... hoặc có đòi hỏi rất cao về tỷ lệ lỗi bit, các tín hiệu số băng gốc trước khi đưa vào điều chế còn được mã hoá chống nhiễu.

Để bảo đảm yêu cầu bảo mật tin tức, trong một số hệ thống còn thực hiện mã hoá mật. Do khuôn khổ của chương trình và do mã hoá chống nhiễu được trình bày khá chi tiết trong chương trình Nguyên lý truyền tin cũng như chương trình Kỹ thuật truyền số liệu nên chúng ta sẽ không đề cập đến vấn đề này ở đây. Mã hoá mật cũng không thuộc phạm vi của giáo trình. Các chủ đề chính sẽ được đề cập tới trong chương này là một số loại mã tín hiệu băng gốc (mã đường dây), việc làm trắng phổ nhờ xáo trộn, mã Gray và mã hoá vi sai.

4.2. MÃ HOÁ TÍN HIỆU BĂNG GỐC

4.2.1. Chức năng, phân loại và tham số

4.2.1.1. Chức năng của mã đường dây

Các tín hiệu lối ra của các mạch xử lý tín hiệu băng gốc thường là các tín hiệu NRZ, trong đó trong suốt thời gian tồn tại của tín hiệu giá trị của tín hiệu không thay đổi. Trong suốt thời gian của bit "1", giá trị logic của tín hiệu NRZ là 1 và vì thế tín hiệu này có tên gọi *không-về-không* (NRZ). Các tín hiệu NRZ có dạng xung vuông (hình 4.4a).

Các tín hiệu số nhị phân khi rời khỏi một công đoạn xử lý nhất định nào đó đều cần phải phối hợp với đặc tính của kênh truyền dẫn. Trong thực tế, các khối thực hiện xử lý tín hiệu có thể đặt tương đối xa nhau với cự ly từ vài mét tới vài trăm mét và được nối với nhau bằng đôi dây hoặc cáp có màn che. Việc truyền các tín hiệu nhị phân trên cự ly lớn bằng các đường dây như thế có thể mang vào những méo và suy hao quá lớn dẫn đến lỗi thu (giảm chất lượng liên lạc). Thêm vào đó, trong các tuyến xử lý tín hiệu, nhằm phối hợp mạch điện, tạo phân cách lý tưởng về điện và giảm xuyên nhiễu người ta thường sử dụng các biến áp. Các biến áp cho qua các thành phần xoay chiều cao tần và gạt đi thành phần một chiều có trong tín hiệu. Các tín hiệu số nhị phân đơn cực có dạng NRZ lại chứa trong phổ của chúng thành phần một chiều và các thành phần tần thấp với năng lượng khá cao, do đó khi truyền qua các biến áp như thế sẽ bị méo lớn. Một điểm quan trọng khác nữa trong xử lý tín hiệu băng gốc là vấn đề tách tín

hiệu định thời từ chuỗi tín hiệu tới. Tín hiệu định thời thường được tách ra từ các chuyển đổi cực tính xung thành phần. Trong trường hợp sử dụng các tín hiệu NRZ, một khi có nhiều xung cùng cực tính liên tiếp thì việc tách tín hiệu định thời sẽ rất khó khăn. Cuối cùng, các lỗi phát sinh trên các đường truyền tín hiệu số băng gốc cần phải có thể giám sát được.

Các vấn đề trên có thể khắc phục hoặc hỗ trợ được nhờ mã hoá các tín hiệu nhị phân đơn cực trước khi truyền trực tiếp ra đường dây (có thể là đường dây cáp xoắn hay cáp có màn che vẫn thường dùng để truyền các tín hiệu *analog*, hoặc đoạn nối giữa các bộ phận xử lý tín hiệu). Mã hoá tín hiệu như vậy còn có tên gọi là mã hoá đường dây (*line encoding*).

Các chức năng chủ yếu của mã hoá đường dây là:

- + Tạo dạng phổ thích hợp (tập trung năng lượng tín hiệu vào giữa giải thông truyền của đường dây và loại bỏ thành phần một chiều), nhờ vậy có thể giảm méo trong quá trình truyền dẫn giữa các khâu xử lý tín hiệu băng gốc;

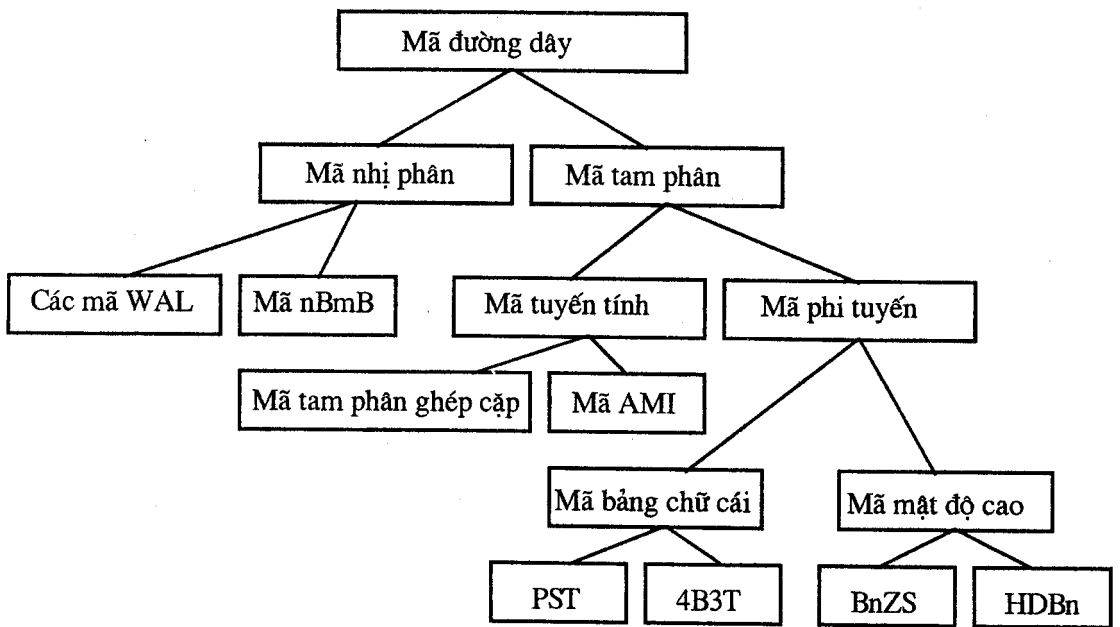
- + Tạo mật độ dày hơn các chuyển đổi cực tính xung tín hiệu nhằm trợ giúp quá trình tách tín hiệu định thời;

- + Cung cấp khả năng giám sát lỗi;

4.2.1.2. Phân loại

Các loại mã đường dây trong xử lý tín hiệu băng gốc có thể phân thành hai loại chính là các mã nhị phân (*binary*) và mã tam phân (ba mức) hay còn được gọi là mã lưỡng cực (*ternary hay bipolar code*). Các mã hai mức thông thường là các mã WAL1, WAL2 hay các mã $nBmB$ (biến tổ hợp n bit của chuỗi tín hiệu cần mã thành m bit mã đường dây). Các mã tam phân, đến lượt mình lại được chia thành hai loại là: 1) mã tuyến tính, trong đó các tín hiệu phân tử của mã tam phân là một tổ hợp tuyến tính của các bit mã lối vào; và 2) mã phi tuyến. Các mã phi tuyến lại có thể phân loại được thành: a) mã bảng chữ cái (*alpha-betical code*), trong đó các tổ hợp mã đường dây được gán 1-1 một cách tương đối võ đoán với các tổ hợp bit cần mã; b) mã mật độ cao, trong đó các tổ hợp mã tam phân nhận được từ việc biến đổi có quy luật các tổ hợp mã nhị phân lối vào với mục đích

tăng mật độ chuyển đổi cực tính xung. Hình 4.2 trình bày các mã đường dây theo phân loại đã được nói ở trên, đồng thời cũng liệt kê các loại mã sẽ được đề cập đến trong chương này.



Hình 4.2. Phân loại các mã đường dây.

4.2.1.3. Tham số đánh giá mã đường dây

Mục đích của mã hoá đường dây, như đã trình bày ở mục trước, chủ yếu nhằm tập trung năng lượng tín hiệu vào giữa băng thông của đường truyền (chuyển đổi hàm mật độ phổ tín hiệu thiên về vùng tần số cao hơn) và tạo chuyển đổi cực tính xung dày hơn, loại trừ các dãy dài tín hiệu liên tiếp cùng cực tính. Các tham số được sử dụng để đánh giá các mã đường dây, do vậy liên quan đến hàm mật độ phổ và mật độ chuyển đổi cực tính tín hiệu của mã.

Các tín hiệu số có thể xem được như các chuỗi xung điều chế biên độ và vì thế có thể biểu diễn được trên miền thời gian bằng tích chập sau:

$$s(t) = s_0(t) * \sum_n a_n \delta(t - nT) \quad (4.1)$$

trong đó: $s_0(t)$ biểu thị hàm thời gian của xung phân tử; a_n là biên độ (có giá trị rời rạc) của xung Dirac ứng với xung phân tử thứ n ; T là độ rộng của một xung phân tử và là độ rộng của một tín hiệu số, còn $\delta(t)$ là hàm xung Dirac.

Biến đổi Fourier của $s(t)$ cho chúng ta phổ của chuỗi xung biểu diễn tín hiệu số:

$$S(f) = S_0(f) \sum_n a_n e^{-j2n\pi fT} \quad (4.2)$$

Từ biểu thức trên chúng ta có thể có một số kết luận sau đây:

+ Có thể thấy rằng

$$\frac{S}{S_0}(\omega + \frac{2k\pi}{T}) = \frac{S}{S_0}(\omega) \quad (4.3)$$

trong đó k là một số nguyên bất kỳ, và

$$\frac{S}{S_0}(\omega + \frac{\pi}{T}) = \frac{S^*}{S_0}(\frac{\pi}{T} - \omega) \quad (4.4)$$

với $S^*(.)$ là liên hợp phức của $S(.)$.

Tức là, phổ của một chuỗi trọng số các xung Dirac bất kỳ có thể đặc trưng một cách duy nhất được bằng phân phổ nằm trong giải $0 < \omega < \pi/T$.

+ Việc tạo dạng xung phần tử $s_0(t)$ tương đương với một thuật toán lọc trên miền tần số và độc lập với các tính chất phổ của hệ thống mã được áp dụng;

+ Dạng phổ của tín hiệu số phụ thuộc mẫu của dãy tín hiệu thành phần (phụ thuộc dãy a_n).

Hàm mật độ phổ trung bình của tín hiệu số được mã được xác định bằng biến đổi Fourier hàm tự tương quan của tín hiệu đã mã. Trong rất nhiều ứng dụng, việc không có hoặc hầu như không có thành phần một chiều (DC: *Direct Current*) có ý nghĩa đặc biệt. Các hệ thống mã không có thành phần DC được đặc trưng bởi *Độ biến thiên tổng digit* (DSV: *Digital Sum Variation*), là chênh lệch giữa các giá trị tổng *digit* thấp nhất và cao nhất của một số tùy ý các ký hiệu phân tử [A4]:

$$DSV = [\sum_{n=N}^M a_n]_{\max} - [\sum_{n=N}^M a_n]_{\min} \quad (4.5)$$

trong đó N và M là các giới hạn khảo sát tùy ý. Hiển nhiên, DSV càng nhỏ mật độ chuyển đổi cực tính xung của chuỗi tín hiệu được mã (càng tốt) và giá trị nhỏ nhất có thể có của DSV là 1.

4.2.2. Các mã hai mức (nhị phân)

Ngoài tín hiệu NRZ, trong kỹ thuật người ta còn sử dụng tín hiệu nhị phân về không (RZ: *Return-to-Zero*), trong đó giá trị logic của bit "1" chỉ ở mức 1 trong một phần (thông thường là một nửa) thời gian của nó (hình 4.4c). Các mã nhị phân thường được sử dụng trong xử lý tín hiệu bằng gốc đối với các hệ thống truyền dẫn số có nhiều loại; trong mục này chúng ta sẽ xét các mã tiêu biểu thường gặp nhất là các mã WAL1, WAL2 (ký hiệu WAL được lấy theo tên hàm Walsh) và mã $nBmB$. Mã WAL1 còn có tên gọi là mã Manchester.

4.2.2.1. Các mã WAL

Các tín hiệu phân tử của các mã WAL1 và WAL2 ký hiệu lần lượt là B_{WAL1} và B_{WAL2} được tạo ra từ tín hiệu NRZ (B_{NRZ} -bit NRZ) theo

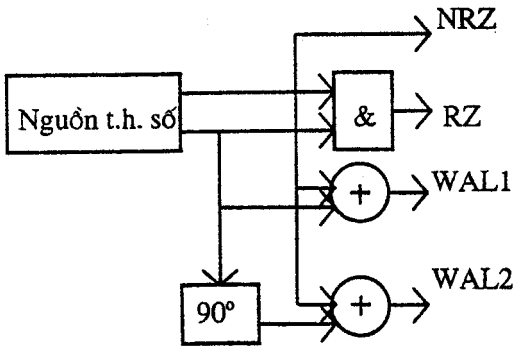
$$B_{WAL1} = B_{NRZ} \oplus Ck; \quad (4.6a)$$

$$B_{WAL2} = B_{NRZ} \oplus Ck_{90} \quad (4.6b)$$

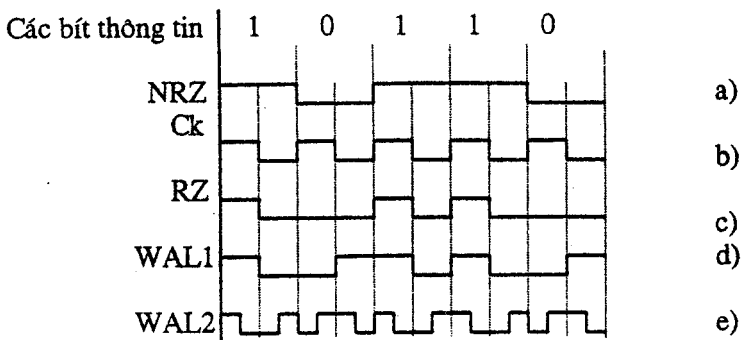
trong đó Ck và Ck_{90} lần lượt là tín hiệu đồng hồ (*Clock*) và tín hiệu đồng hồ được dịch pha 90° .

Việc tạo thành các tín hiệu RZ và mã WAL1, WAL2 từ tín hiệu NRZ được mô tả trên hình 4.3. Biểu đồ thời gian của các tín hiệu được tạo theo sơ đồ hình 4.3 được trình bày trên hình 4.4. Đồ thị mật độ phổ công suất của các tín hiệu được vẽ trên hình 4.5.

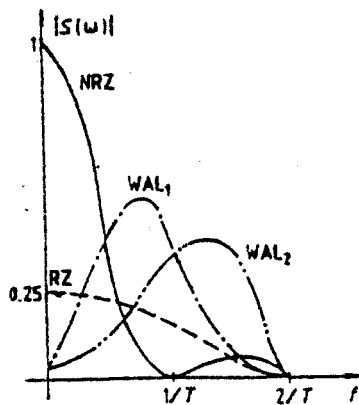
Từ hình 4.5 có thể thấy rằng phổ chiếm của tín hiệu các mã WAL rộng hơn đối với tín hiệu NRZ do độ rộng xung vuông nhỏ nhất của các tín hiệu mã WAL nhỏ hơn độ rộng xung đối với NRZ: 2 lần đối với WAL1 và 4 lần đối với WAL2. Phổ của WAL1 tập trung hơn của WAL2. Từ hình 4.5 cũng có thể thấy được rằng tín hiệu RZ có mật độ phổ công suất rộng gấp đôi so với tín hiệu NRZ song vẫn chứa thành phần DC và dấu chỉ có độ lớn bằng $1/4$ so với NRZ song việc truyền các tín hiệu RZ có thành phần DC như thế qua các đường dẫn có biến áp vẫn gây méo tín hiệu lớn. Phổ tín hiệu của các mã WAL không chứa thành phần DC. DSV bằng 1 đối với mã WAL1 và bằng 3 đối với WAL2, trong khi đó bằng ∞ đối với NRZ (trường hợp dãy toàn bit "1" hoặc toàn bit "0").



Hình 4.3. Tạo các tín hiệu RZ và các mã WAL1, WAL2.



Hình 4.4. Biểu đồ thời gian tạo các mã WAL1 và WAL2.



Hình 4.5. Mật độ phổ công suất của các tín hiệu NRZ, RZ và các mã WAL.

Việc khảo sát các tập ký hiệu đối với các tín hiệu mã WAL cho thấy trong trường hợp truyền liên tiếp các bit "0" hay "1" có thể xảy ra hiện tượng lẫn pha, ở đầu thu không thể nhận biết điểm bắt đầu của bit để giải mã chính xác. Thí dụ với

mã WAL1, việc truyền liên tiếp các bit "0" có thể bị nhận nhầm thành dãy các bit "1" và ngược lại. Để giải quyết vấn đề này có thể áp dụng thêm mã hoá vi sai (*differential encoding*) tạo thành mã Manchester vi sai (*differential manchester code*) hoặc sử dụng luân phiên các *mode A* và *B* (bảng 4.1) sau những khoảng thời gian nhất định.

Bảng 4.1. Các mode của mã WAL.

Code \ Symbol		"0"	"1"
bin. NRZ			
bin. RZ			
WAL ₁	A		
	B		
WAL ₂	A		
	B		

Tín hiệu mã WAL1 hay Manchester có chuyển đổi cực tính xung ở giữa một tín hiệu phân tử và được sử dụng mục đích khôi phục đồng hồ. Ngoài ra, lỗi dẫn đến thiếu một chuyển đổi cực tính ở giữa chu kỳ tín hiệu phân tử có thể phát hiện được. Mã Manchester sử dụng chủ yếu cho truyền số liệu trên cáp đồng trục hay cáp xoắn đôi trong mạng máy tính cục bộ (LAN: *Local Area Network*) dạng *bus* và được quy định trong chuẩn IEEE 802.3, trong khi đó mã Manchester vi sai được sử dụng trong LAN vòng thẻ bài (*token ring LAN*) sử dụng cáp xoắn đôi và được quy định trong chuẩn IEEE 802.5.

4.2.2.2. Mã nBmB

Tín hiệu nhị phân thích hợp với việc truyền đưa trên sợi quang học với bit "1" được truyền bằng xung có ánh sáng và bit "0" được truyền bằng xung không

có ánh sáng hoặc ngược lại. Để tránh trở ngại cho khôi phục tín hiệu định thời do không có chuyển đổi cực tính xung kéo dài khi có chuỗi bit "1" hoặc bit "0" liên tiếp và để tăng khả năng giám sát lỗi có thể sử dụng mã nBmB, tiêu biểu là mã 5B6B, trong đó 5 bit số liệu lỗi vào được biến thành 6 bit mã lỗi ra. Các từ mã 5B6B được lựa chọn nhằm có số bit lỗi ra cùng cực tính liên tiếp không quá 5, bất luận mẫu tín hiệu lỗi vào thế nào. Nhờ đó việc tách tín hiệu định thời dễ dàng hơn. Độ dư thừa mã (do chỉ sử dụng 32 tổ hợp trong số 64 tổ hợp mã có thể có để truyền tin) cho phép phát hiện lỗi.

Một vấn đề cần nói thêm ở đây là tốc độ bit lỗi ra bộ mã hoá 5B6B tăng 6/5 lần so với tốc độ bit lỗi vào. Điều này dẫn đến phổ chiếm của tín hiệu mã 5B6B tăng 1,2 lần so với phổ tín hiệu lỗi vào. Vấn đề này không gây trở ngại đáng kể gì đối với hệ thống truyền dẫn quang (có băng tần truyền dẫn thực tế được xem là vô hạn). Với các hệ thống có băng tần truyền dẫn hạn chế, nói chung loại mã này không được sử dụng nhằm bảo đảm hiệu quả sử dụng kênh.

4.2.3. Các mã ba mức

4.2.3.1. Mã ba mức tuyến tính-Mã AMI

Các mã tuyến tính là các mã mà các giá trị tín hiệu phân tử của mã được cho bởi một tổ hợp tuyến tính của k phân tử liên tiếp số liệu lỗi vào. Nếu ký hiệu c_n là xung phân tử của mã, b_n là các phân tử lỗi vào tại nhịp thứ n thì:

$$c_n = \sum_{i=0}^{k-1} b_{n-i} \alpha_i \quad (4.7)$$

trong đó α_i là trọng số đặc trưng tạo mã, thường có các giá trị nguyên.

Một giải pháp căn bản thường áp dụng trong các hệ thống truyền dẫn số là điều chế nhiều mức tín hiệu nhị phân nhằm đạt được dung lượng truyền dẫn lớn trên một băng tần hạn chế. Thiếu sót căn bản của các sơ đồ điều chế biên độ nhiều mức là xuyên nhiễu giữa các dấu (ISI: *InterSymbol Interference*) tăng nhanh khi số mức tín hiệu sau điều chế tăng. Mã hoá theo (4.7) còn được gọi là mã hoá mức tương quan (*Correlative Level Encoding*), được sử dụng thoát đầu

với mục đích nhằm tạo ra một cách có chủ ý một lượng ISI kiểm soát được qua các sai 1, 2, hay nhiều hơn nữa các *symbol*. Hiển nhiên, tín hiệu mã được tạo ra theo (4.7) có số mức còn lớn hơn số mức tín hiệu lối vào. Lượng dư thừa của mã thể hiện ở số mức tín hiệu được tận dụng để cải tạo phổ tín hiệu nhằm khắc phục các méo gây bởi đường truyền.

Trường hợp đơn giản nhất của mã hoá mức tương quan là mã ghép cặp nhị phân (*twinned binary code*) có dãy tín hiệu lối vào là tín hiệu nhị phân băng gốc cần xử lý, với $k=2$ (ghép cặp), $\alpha_0=1$ và $\alpha_1=-1$. Tức là

$$c_n = b_n - b_{n-1} \quad (4.8)$$

Mã này thuộc loại mã ba mức do các phần tử mã lối ra nhận các giá trị trong tập $\{-1, 0, +1\}$ do vậy còn được gọi là mã tam phân ghép cặp nhị phân. Phổ của mã này không chứa thành phần DC và mã này có $DSV=1$ [A14]. Việc giải mã ở phần thu khá đơn giản theo quy tắc:

$$\hat{b}_n = \hat{c}_n + \hat{b}_{n-1} \quad (4.9)$$

trong đó ký hiệu mũ thể hiện khả năng bị sai của các phần tử.

Nhược điểm căn bản của mã này là hiện tượng lan sai trong quá trình giải mã khi có một lỗi trên đường truyền. Chúng ta sẽ xét thí dụ sau về quá trình mã hoá và giải mã của một chuỗi tín hiệu để thấy rõ được vấn đề này.

b_n	0	1	0	1	1	1	0	1	0 ...
c_n		1	-1	1	0	0	-1	1	-1...
\hat{b}_n	0	1	0	1	1	1	0	1	0 ...

Tuy nhiên, nếu dãy mã c_n bị lỗi trên đường truyền, được đánh dấu bằng dấu (*), thì hiện tượng lan sai sẽ xảy ra:

b_n	0	1	0	1	1	1	0	1	0 ...
\hat{c}_n		1	-1	1	-1*	0	-1	1	-1 ...
\hat{b}_n	0	1	0	1	0*	0*	-1*	0*	-1*...

Cần phải nói thêm ở đây rằng, lan sai là một hiện tượng cố hữu đối với mã hoá mức tương quan, xuất hiện do cơ chế mã hoá (4.7). Một cách tổng quát, hiện

tượng lan sai có thể khắc phục bằng mã trước (*precoding*). Hàng loạt mã có mã trước đã được phát triển cho nhiều ứng dụng khác nhau [A4, A14] trong xử lý tín hiệu băng gốc. Để tránh phức tạp hoá hơn nữa vấn đề, chúng ta sẽ chỉ xem xét biện pháp mã trước đối với mã tam phân ghép cặp nhị phân trên đây. Hiện tượng lan sai có thể tránh được bằng mã trước chuỗi tín hiệu nhị phân lối vào $\{b_n\}$ thành một chuỗi trung gian $\{a_n\}$ rồi mới đưa vào bộ mã hoá ghép cặp nhị phân để được chuỗi mã đường dây $\{c_n\}$ như sau:

$$a_n = b_n \oplus a_{n-1} \quad (4.10a)$$

$$c_n = a_n - a_{n-1} \quad (4.10b)$$

Mã được tạo thành theo các biểu thức (4.10a, b) được gọi là mã lưỡng cực hay mã đảo dấu luân phiên (AMI: *Alternate Mark Inversion*), thường được sử dụng trong truyền dẫn các tín hiệu ghép kênh PCM trên các đường cáp. Kết hợp các biểu thức (4.10a, b), việc biến tín hiệu nhị phân lối vào b_n thành tín hiệu tam phân lối ra c_n được thực hiện theo qui tắc đơn giản sau:

+ Các bit 0 trở thành tín hiệu \emptyset (ký hiệu này được tạm dùng để chỉ tín hiệu mức 0 trong mã tam phân, phân biệt với bit 0 lối vào);

+ Các bit 1 trở thành các tín hiệu B (*Bipolar*: lưỡng cực) là +1 hoặc -1 luân phiên. Trong các phần sau, để thuận tiện chúng ta sẽ chỉ viết + và - thay cho việc viết +1 và -1. Luật $1 \rightarrow B$ như trên được gọi là luật lưỡng cực.

Việc giải mã được thực hiện theo quy tắc:

$$\hat{b}_n = \hat{c}_n \text{ mod } 2 \quad (4.11)$$

Hiển nhiên, hiện tượng lan sai không còn do tín hiệu nhị phân giải mã được chỉ liên quan tới tín hiệu tam phân tới trong thời điểm tức thời.

Mã AMI có các đặc điểm sau:

+ Khi chuỗi bit lối vào chứa nhiều bit 0 liên tiếp thì chuỗi mã lối ra cũng là dãy các tín hiệu \emptyset liên tiếp, không có chuyển đổi cực tính và vì thế khó tách tín hiệu định thời. Nhược điểm này có thể khắc phục được bằng cách áp dụng xáo trộn (sẽ được xét trong mục sau);

+ Tốc độ mã lối ra bằng tốc độ bit lối vào, mỗi một dấu mã AMI mang 1 bit thông tin mặc dầu về hình thức một dấu tam phân tải $\log_2 3 = 1.58$ bit. Lượng dư thừa này (mang lại do tăng số mức tín hiệu) cho phép phát hiện lỗi. Dưới tác động của lỗi, luật luân phiên lưỡng cực sẽ bị vi phạm và phát hiện được ở phân thu. Mặc dù đây không phải là một cơ chế phát hiện lỗi mạnh song nó cho phép giám sát chất lượng tuyến truyền dẫn mà không cần đến bất kỳ thông tin nào về số liệu được truyền.

4.2.3.2. Các mã tam phân phi tuyến

Các mã theo bảng chữ cái

Các mã tam phân theo bảng chữ cái được hình thành bằng cách nhóm từng m bit lối vào và gán với tổ hợp mã tam phân gồm n dấu mã lối ra. Tổng số tổ hợp nhị phân có thể có là 2^m còn tổng số tổ hợp mã lối ra có thể có là 3^n . Hiển nhiên cần có điều kiện $3^n \geq 2^m$, dẫn đến $n \cdot \log_2 3 \geq m$. Nghĩa là, về nguyên tắc tốc độ truyền dẫn có thể tăng được 1,58. Trả giá là ngoài đồng bộ nhịp (đồng bộ dấu mã) còn cần có đồng bộ từ mã. Các mã tam phân bảng chữ cái tiêu biểu sẽ được xem xét trong mục này là mã tam phân chọn cặp (PST: *Selected Ternary*) và mã 4B3T.

Mã tam phân chọn cặp (PST): Là trường hợp $m=2$, $n=2$. Mã này được sử dụng rộng rãi nhất trong số các mã theo bảng chữ cái, thường được dùng trong truyền dẫn PCM sơ cấp. Phổ mã không chứa thành phần DC. Việc tạo mã được thực hiện bằng cách ghép từng cặp bit lối vào thành các *dibit* rồi gán với các cặp phần tử mã lưỡng cực theo bảng 4.2. Mã PST có hai *mode* dương và âm, với *mode* dương thì các dấu mã cực tính + được ưu tiên còn với *mode* âm thì các dấu cực tính - được ưu tiên hơn. Để cân bằng các dấu mã + và - trong chuỗi tín hiệu ra nhằm loại bỏ thành phần DC, việc sử dụng luân phiên các *mode* được thực hiện như sau. Bộ mã hoá hoạt động theo *mode* dương cho tới khi đầu vào xuất hiện *dibit* 01 hoặc 10, sau đó tạo định thiên $+A/2$ ở đầu ra để chuyển sang *mode* âm, cho tới khi đầu vào xuất hiện *dibit* 01 hoặc 10 lại tạo định thiên $-A/2$ để chuyển sang *mode* dương..., trong đó A là giá trị điện áp ứng với dấu mã +.

Bảng 4.2. Quy luật tạo mã PST.

Dibit lối vào	PST mode (+)	PST mode (-)
00	- +	- +
01	\emptyset +	\emptyset -
10	+ \emptyset	- \emptyset
11	+ -	- +

Đối với mã PST, chỉ 4 trong 9 tổ hợp mã có thể có được sử dụng để truyền tin, độ dư thừa của mã lên tới 5/9 cho phép giám sát lỗi. Do các chuyển đổi cực tính $+\leftrightarrow-$, $+\leftrightarrow\emptyset$ hay $-\leftrightarrow\emptyset$ xảy ra liên tiếp, việc khôi phục định thời dễ dàng hơn nhiều. Mặt khác, DSV của mã PST bằng 3 và truyền dẫn bằng mã PST cần một tỷ số tín-trên-tạp cao hơn 1,5 dB so với mã AMI để có được cùng một tỷ lệ lỗi bit như nhau [A14].

Mã 4B3T: Mã 4B3T cũng được sử dụng rộng rãi do phổ của nó không chứa thành phần DC [A14,A33]. Việc tạo mã được thực hiện bằng cách gán các *tetrabit* (tổ hợp 4 bit) lối vào thành tổ hợp tam phân 3 dấu mã theo quy tắc sau. Cả thảy có $3^3=27$ tổ hợp mã tam phân có thể có, trong đó tổ hợp $\emptyset\emptyset\emptyset$ không được sử dụng nhằm tránh số phần tử toàn \emptyset liên tiếp dẫn đến khó tách tín hiệu định thời. Sáu từ mã có tổng *digit* (DS: *Digital Sum*) bằng 0: + \emptyset -, + - \emptyset , - \emptyset +, - + \emptyset , \emptyset - + và \emptyset + - (mỗi phần tử mã xuất hiện một lần) được gán một cách đơn nhất cho 6 tổ hợp *tetrabit* lối vào. Hai mươi từ mã còn lại được chia thành 10 cặp theo tổng các *digit* là dương hay âm và ứng với 10 *tetrabit* lối vào còn lại, tạo nên hai *mode* dương và âm. Việc đổi *mode* cũng dựa trên việc cân bằng tổng số dấu + và dấu - nhằm loại bỏ thành phần phổ DC và thấp tần. Quy tắc gán các *tetrabit* thành các từ mã tam phân 4B3T được trình bày trong bảng 4.3.

Mã 4B3T được sử dụng rộng rãi cho các mạng Ethernet, mạng đa dịch số (ISDN: *Integrated Services Digital Network*) hoặc trong các hệ thống truyền số liệu số trực tiếp. DSV=7 [A4] là sự trả giá cho sự tăng tốc độ truyền 1,33 lần.

Việc giải mã ở phần thu có thể thực hiện không nhớ do tồn tại mối quan hệ 1-1 giữa các từ mã tam phân và nhị phân. Đặc điểm của mã này cũng là có khả năng tách tín hiệu định thời và có khả năng giám sát lỗi nhờ độ dư mã khá lớn (11/27). Việc giám sát lỗi tuy vậy tương đối phức tạp. Phổ tín hiệu rộng và đều hơn, với thành phần tần thấp còn tương đối lớn. Để khắc phục nhược điểm này, mã MS43 là mã 4B3T cải tiến đã được phát triển cho các ứng dụng truyền tín hiệu số bằng cáp có màn che với DSV được cải thiện (DSV=5 [A4]).

Bảng 4.3. Bảng mã của mã 4B3T.

<i>tetrabit</i>	Từ mã 4B3T <i>mode (+)</i>	<i>DS</i>	Từ mã 4B3T <i>mode (-)</i>	<i>DS</i>
0000	0+-	0	0+-	0
0001	-0+	0	-0+	0
0010	+ -0	0	+ -0	0
0100	0-+	0	0-+	0
1000	+0-	0	+0-	0
0011	-+0	0	-+0	0
0101	+00	+1	-00	-1
1001	0+0	+1	0-0	-1
1010	00+	+1	00-	-1
1100	++-	+1	--+	-1
0110	-++	+1	+- -	-1
1110	+ -+	+1	- + -	-1
1101	++0	+2	--0	-2
1011	0++	+2	0--	-2
0111	+0+	+2	-0-	-2
1111	+++	+3	---	-3

Các mã mật độ cao

Các đặc điểm cơ bản của các mã mật độ cao là: a) Tốc độ tín hiệu mã lối ra bằng tốc độ bit lối vào , mỗi một bit lối vào được biến đổi thành một dấu mã lối ra. Mỗi một ký hiệu mã tam phân chỉ tải một lượng thông tin bằng 1 bit, do đó các mã loại này còn được gọi là các mã tựa tam phân (PT: *PseudoTernary*); b) Các dãy toàn 0 quá dài được thay thế bằng các dấu riêng biệt nhận ra được dễ dàng ở phía thu để thay lại bằng các bit 0.

- *Mã BnZS (Bipolar-with-n-Zero-Substitution)*: Là mã được tạo theo luật lưỡng cực song lại thay dãy n dấu \emptyset liên tiếp bằng ký tự vi phạm luật lưỡng cực một cách cố ý. Loại tiêu biểu thường được sử dụng của loại mã này là B6ZS. Quy tắc tạo mã B6ZS như sau: a) $0 \rightarrow \emptyset$ (không quá 5 bit 0 liên tiếp ở lối vào) và $1 \rightarrow B$; b) Trong trường hợp có 6 bit 0 liên tiếp ở lối vào thì lối ra sẽ là **B \emptyset VB \emptyset V**, với V (V: *Violation-vi phạm*) là +1 hay -1 song vi phạm cố ý luật lưỡng cực luân phiên. Khi nhận thấy chuỗi **B \emptyset VB \emptyset V** này bộ giải mã ở đầu thu sẽ thay trả bằng 6 bit 0.

Mã có DSV=3 và trong phổ tín hiệu lối ra không có thành phần một chiều. B6ZS được khuyến nghị sử dụng trong truyền dẫn luồng 6,312Mb/s trên đôi dây đối xứng. Ngoài B6ZS, còn có mã B8ZS với tính chất phổ tương tự như mã HDB3 dưới đây [A31]. B8ZS được áp dụng trong truyền số liệu, truyền luồng 1,544 Mb/s bằng cáp đối xứng hay truyền luồng 6,312 Mb/s bằng cáp đồng trục.

- *Mã lưỡng cực mật độ cao HDBn (High Density Bipolar)*: So với các mã phi tuyến đã được trình bày, mã HDBn có các tính chất phổ tốt hơn. Chỉ số n là số dấu \emptyset liên tiếp tối đa cho phép trong chuỗi mã lối ra, bất luận mẫu tín hiệu nhị phân như thế nào. Cách tạo mã này cũng là biến đổi chuỗi bit lối vào theo luật lưỡng cực nếu số bit 0 liên tiếp ở lối vào không vượt quá n . Dãy $n+1$ bit 0 liên tiếp không biến đổi thành $n+1$ dấu \emptyset mà được thay bằng ký tự **B $\emptyset\emptyset$... \emptyset V** hoặc **$\emptyset\emptyset\emptyset$... \emptyset V** sao cho số dấu **B** nằm giữa hai dấu **V** luôn lẻ. Nhờ vậy, tổng số dấu + và dấu - trong chuỗi mã lối ra luôn cân bằng, khử được thành phần DC. DSV của mã HDBn là $n-1$ [A14].

Dạng cải tiến của mã HDBn là mã lưỡng cực mật độ cao tương thích CHDBn (*Compatible HDBn*). Một bộ giải mã CHDBn có thể áp dụng cho bất kỳ chỉ số n nào, tức là mã CHDBn có đòi hỏi về phần cứng ít hơn. Tuy nhiên, loại mã HDBn tiêu biểu theo tiêu chuẩn quốc tế là mã HDB3 được sử dụng rất rộng rãi trong thực tế cho các giao tiếp ghép kênh bậc thấp đến cao (khuyến nghị

G.703 của CCITT), trong truyền số liệu hay trong mạng cục bộ Ethernet... vì vậy dưới đây chúng ta sẽ xem xét kỹ hơn các quy tắc mã và giải mã của nó.

Các quy tắc mã hoá HDB3:

1. Một bit 0 được biến đổi thành một dấu \emptyset song nếu số bit 0 liên tiếp bằng 4 thì tuân theo quy tắc 3 dưới đây.

2. Một bit 1 được biến đổi thành một dấu **B** theo luật lưỡng cực.

3. Bốn bit 0 liên tiếp lối vào (0000) được mã theo:

+ Bit 0 đầu tiên biến đổi thành dấu \emptyset nếu dấu **B** và dấu **V** trước đó của dãy mã tam phân ngược cực tính với nhau;

+ Bit 0 đầu tiên biến đổi thành dấu **B** nếu dấu **B** và dấu **V** trước đó của dãy mã tam phân cùng cực tính với nhau;

+ Các bit thứ hai và thứ ba biến đổi thành các dấu \emptyset ;

+ Bit 0 thứ tư biến đổi thành **V**.

Các quy tắc giải mã HDB3:

1. Một dấu \emptyset luôn biến thành một bit 0.

2. Một dấu **B** hoặc trở thành bit 1 nếu sau nó không phải là $\emptyset\emptyset\mathbf{V}$, hoặc trở thành bit 0 nếu sau nó là $\emptyset\emptyset\mathbf{V}$.

3. Một dấu **V** hoặc biến thành một bit 0 nếu trước **V** đó có **MB** $\emptyset\emptyset$ hay **M** $\emptyset\emptyset\emptyset$ hoặc biến thành một bit 1 nếu trước nó không có **MB** $\emptyset\emptyset$ hay **M** $\emptyset\emptyset\emptyset$ (với **M** là **B** hoặc **V**).

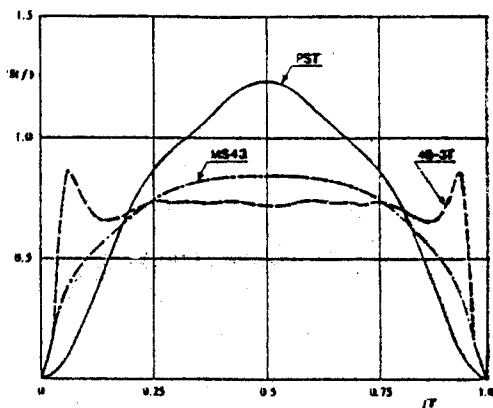
Tính chất phổ của các mã tam phân phi tuyến

Việc so sánh các mã tam phân phi tuyến cũng được đánh giá qua DSV và đặc tính phổ của chúng. Nhìn chung, DSV có quan hệ khá chặt chẽ với dạng đồ thị phổ của mã. Đặc tính phổ của các mã có thể đánh giá một cách tương đối thô thông qua các giá trị tần số tại đó phổ mã bằng không, gọi là các tần số không (*zero frequency*) của mã. Bảng 4.4 trình bày vắn tắt các đặc điểm cơ bản của một số loại mã tam phân phi tuyến đã xét trong chương này. Đồ thị phổ của một số

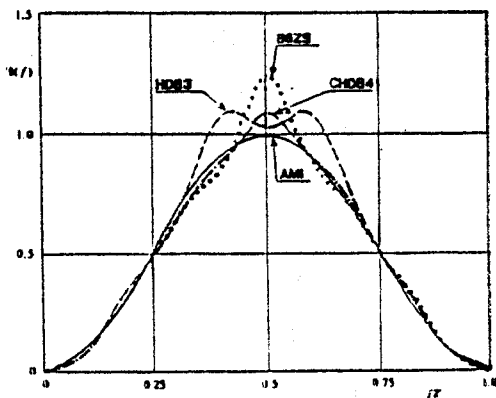
loại mã tam phân phi tuyến được cho trên các hình 4.6 (đối với các mã tam phân bảng chữ cái) và hình 4.7 (đối với các mã tựa tam phân mật độ cao) [A4, A31].

Bảng 4.4. Tóm tắt các đặc tính các mã tam phân phi tuyến [A14].

Các tham số	(C)HDB3	B6ZS	4B3T	MS43	3B2T	PST
Các tần số 0	0, 1/T	0, 1/T	0, 1/T	0, 1/T		0, 1/T
DSV	2	3	7	5	∞	3
Tăng tốc độ truyền	1	1	1,33	1,33	1,5	1



Hình 4.6. Đồ thị phổ của một số mã tam phân bảng chữ cái.



Hình 4.7. Đồ thị phổ của một số mã tựa tam phân mật độ cao.

4.3. LÀM TRẮNG PHỔ BẰNG XÁO TRỘN

4.3.1. Khái quát

Như đã thấy trong mục 4.2.1.3, hàm mật độ phổ trung bình của tín hiệu số phụ thuộc vào dãy tín hiệu $\{a_n\}$ trong công thức (4.2). Trong nhiều trường hợp, sẽ rất thuận lợi nếu chuỗi tín hiệu số bằng gốc có đặc tính ngẫu nhiên, độc lập với thông tin được truyền đi. Do đó nguyên tắc xáo trộn-giải xáo trộn có ý nghĩa lớn trong truyền dẫn tín hiệu số (qua các hệ thống vô tuyến hay quang sợi) mặc dầu các phương pháp mã hoá phi tuyến đã xét trong mục trước cũng có xu hướng cải thiện phổ tín hiệu.

Bộ xáo trộn (*scrambler*) là một thiết bị mã theo kiểu mã mật đã được biết đến từ lâu. Sự phát triển của công nghệ mạch tích hợp đã làm cho việc chế tạo các mạch xáo trộn vừa đơn giản vừa kinh tế, mang lại rất nhiều ứng dụng. Các bộ xáo trộn có mặt trong các hệ thống thông tin quang sợi, thông tin vô tuyến số trên dải sóng cực ngắn (*microwave*) bao gồm cả thông tin vô tuyến chuyển tiếp mặt đất, thông tin vệ tinh lẫn thông tin di động và trong truyền số liệu (thí dụ bộ xáo trộn tốc độ 9600kb/s dùng cho truyền số liệu theo chuẩn V.27 của CCITT).

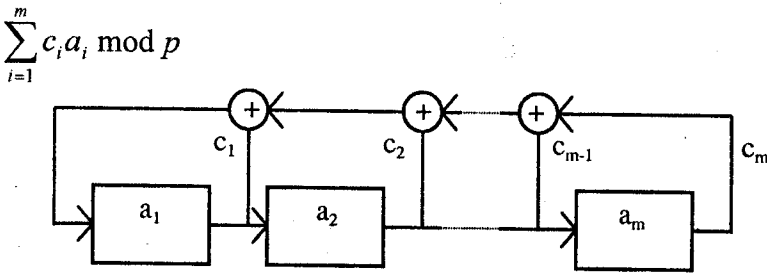
Theo nguyên lý bộ xáo trộn, một chuỗi *digit* ngẫu nhiên có thứ tự đã định trước được cộng vào chuỗi tín hiệu số cần truyền. Ở phía thu, do biết trước nên có thể loại trừ chuỗi ngẫu nhiên này, nhờ đó khôi phục lại được tín hiệu số đã truyền. Về nguyên tắc, việc xáo trộn có thể được thực hiện bằng một số hệ thống mã, tuy vậy trong thực tế người ta thường sử dụng các chuỗi bit giả ngẫu nhiên (PRBS: *PseudoRandom Bit Sequence*) được tạo theo nguyên tắc sẽ trình bày trong các mục dưới đây.

4.3.2. Tạo các chuỗi bit giả ngẫu nhiên

Chuỗi tín hiệu số được xem là ngẫu nhiên nếu các giá trị mà các ký hiệu (*symbol*) của chuỗi nhận độc lập với nhau. Thêm vào đó, phù hợp với mục đích làm trắng phổ của thuật toán xáo trộn, chuỗi tín hiệu số ngẫu nhiên được sử dụng cần có thêm điều kiện là sự xuất hiện của bất kỳ giá trị *symbol* nào cũng có xác

suất như nhau. Việc tạo các chuỗi số ngẫu nhiên đã được nghiên cứu từ rất lâu cho nhiều bài toán khác nhau của kỹ thuật [V1]. Thực tế rất khó tạo ra được một chuỗi số hoàn toàn ngẫu nhiên bằng các mạch cố định, vì vậy trong kỹ thuật người ta thường sử dụng các chuỗi giả ngẫu nhiên (PRS: *Pseudo-Random Sequence*) có một chu kỳ lặp lại nào đó, hầu như thoả mãn các yêu cầu đề ra. Chu kỳ lặp lại của PRS được gọi là độ dài của chuỗi. Các PRS như thế có thể được tạo bởi một mạch ghi dịch và một mạng hồi tiếp (hình 4.8), gọi chung là một mạch ghi dịch hồi tiếp theo cấu hình Fibonacci.

Các khối a_1, a_2, \dots, a_m tạo nên một mạch ghi dịch có độ dài m . Mỗi một khối có chức năng giữ chậm thời gian của một *symbol* theo nhịp tín hiệu đồng hồ. Tổng quát, các *symbol* có thể nhận p giá trị khác nhau ($p \geq 2$). Khi đó, mạng hồi tiếp đóng vai trò một mạng tổng theo mô-đun p . Các chỉ số đường nối c_i (các trọng số của tổng) được chọn thích hợp theo cách sẽ được trình bày dưới đây, nhận các giá trị 1 và 0 với $c_i=1$ là có đường nối (vòng kín) và $c_i=0$ là không nối (vòng hở). Trong thực tế, các tín hiệu được xử lý là các tín hiệu nhị phân và thuật toán xáo trộn cũng thường được thực hiện bởi chuỗi bit giả ngẫu nhiên (PRBS), vì vậy dưới đây chúng ta sẽ chỉ xét các bộ tạo PRBS ($p=2$). Tuy nhiên các kết luận thu được với $p=2$ hoàn toàn có thể khái quát hoá và áp dụng cho bất kỳ giá trị nào của p .



Hình 4.8. Bộ tạo chuỗi giả ngẫu nhiên cấu hình Fibonacci.

Các bộ tạo PRBS như được trình bày trên h.4.8 có thể tạo ra các chuỗi có độ dài tùy ý bằng cách tăng số phần tử của bộ ghi dịch và có các tính chất sau [A4, A14, A35...].

1) Tính chất cân bằng: Chênh lệch giữa số bit 0 và số bit 1 trong một độ dài chuỗi nhiều nhất là 1;

2) Tính chất tương quan: So sánh các bit của một PRBS với các bit của chuỗi đó được dịch đi một số bit tùy ý khác không cho thấy số các bit không đổi giá trị A (*Agree*) khác với số các bit đổi giá trị D (*Disagree*) không quá 1;

3) Tính chất dịch-cộng (còn được gọi là tính tổng quát): Tổng mod2 của một PRBS với cùng chuỗi đó được dịch đi một số bit bất kỳ khác không là chính chuỗi đó song khác pha với cả hai chuỗi thành phần;

4) Độ dài đoạn không chuyển đổi cực tính: Một đoạn không chuyển đổi cực tính của PRBS được gọi là một loạt kéo dài (*run*). Trong bất kỳ một đoạn nào của một PRBS, một nửa số loạt dài có độ dài bằng 1, một phần tư số loạt dài có độ dài 2, một phần tám số loạt dài có độ dài 3... Phân bố thống kê của chuỗi bit do đó được xác định một cách duy nhất.

Trạng thái của mạch ghi dịch hình 4.8 tại nhịp thứ n biểu diễn được bằng véc-tơ cột

$$\mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_m \end{bmatrix}, \quad (4.12)$$

trong đó a_i có thể là 0 hay 1. Quan hệ giữa véc-tơ trạng thái này và véc-tơ biểu diễn trạng thái tiếp sau, tại nhịp thứ $n+1$, được xác định theo ma trận \mathbf{T} :

$$\mathbf{A}_{n+1} = \mathbf{T}\mathbf{A}_n \text{ mod } 2 \quad (4.13)$$

trong đó $\mathbf{T} = \mathbf{E} + \mathbf{U}_m \mathbf{C}^T \text{ mod } 2 \quad (4.14)$

Ma trận \mathbf{E} thể hiện mạch ghi dịch không hồi tiếp còn ma trận hàng \mathbf{C}^T thể hiện mạng hồi tiếp, \mathbf{U}_m là véc-tơ một. Như vậy,

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} c_1 & c_2 & \dots & c_{m-1} & c_m \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \vdots & & & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_m] \text{ mod } 2 \quad (4.15)$$

Bằng cách bắt đầu từ trạng thái khởi đầu của mạch ghi dịch A_0 , ứng với nhịp thứ không (của bit thứ không), có thể chỉ ra rằng trạng thái của bộ ghi dịch tại nhịp thứ n sẽ được cho bởi:

$$A_n = T^n A_0 \text{ mod } 2 \quad (4.16)$$

Các trạng thái của bộ ghi dịch phản hồi A_i xác định được bằng ma trận T và các lũy thừa của nó, vì vậy hoạt động của bộ tạo chuỗi giả ngẫu nhiên hình 4.8 có thể hiểu được từ các tính chất của các ma trận T^i . Nếu

$$T^N = I, \quad (4.17)$$

với I là ma trận đơn vị, thì ma trận T tuần hoàn với chu kỳ N . Người ta đã chứng minh được rằng chu kỳ N sẽ cực đại và bằng $2^m - 1$ nếu đa thức đặc trưng $h(x)$ của ma trận T là một đa thức nguyên thủy theo mô-đun 2. Đa thức đặc trưng $h(x)$ của ma trận T có dạng:

$$h(x) = x^m - c_1 x^{m-1} - \dots - c_m \quad (4.18)$$

$h(x)$ là một đa thức nguyên thủy nghĩa là nó là một đa thức không thể phân tích thành các thừa số. Hơn thế nữa, đa thức

$$(x^P - 1)/h(x) \quad (4.19)$$

tồn tại nếu $P = 2^m - 1$, còn nếu $P < 2^m - 1$ phân thức (4.19) không phải là một đa thức hữu hạn.

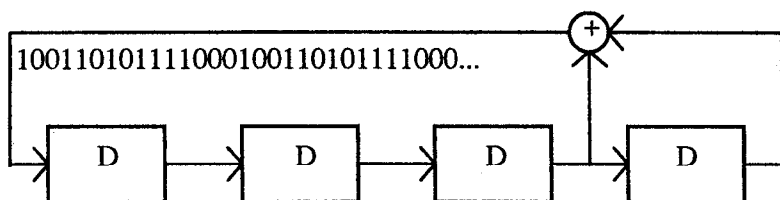
Từ tất cả những điều đã nêu, chúng ta có thể thấy rằng hoạt động của bộ tạo PRBS hoàn toàn có thể biết được và có chu kỳ cực đại hay không hoàn toàn tùy thuộc vào việc lựa chọn ma trận cột C xác định mạng hồi tiếp. Để tránh đi vào các phân tích toán học quá phức tạp, chúng ta sẽ xét thông qua thí dụ sau. Giả sử $m=4$, khi đó $P=15$ và các điều kiện (4.18), (4.19) sẽ thoả mãn với $h(x) = x^4 - x - 1$ do đa thức này không thể phân tích thành thừa số. Hơn nữa, theo mô-đun 2 ta có

$$x^{15} - 1 = (x^4 - x - 1)(x^{11} + x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1) \quad (4.20)$$

và phân thức $(x^P - 1)/(x^4 - x - 1)$ sẽ luôn dư nếu $P < 15$.

Trong trường hợp này, véc-tơ hàng C^T sẽ là $[0, 0, 1, 1]$ và sơ đồ bộ tạo PRBS có dạng như hình 4.9.

Để dàng kiểm tra được rằng chuỗi bit tạo bởi bộ ghi dịch hồi tiếp h.4.9 hoàn toàn thoả mãn 4 tính chất của một chuỗi bit giả ngẫu nhiên như đã nêu ở đoạn trước.



Hình 4.9. Sơ đồ bộ tạo PRBS độ dài 15 ($m=4$, $h(x)=x^4-x-1$).

Các phương án nguyên thủy khác nhau của đa thức đặc trưng đã được nghiên cứu khá kỹ lưỡng trong nhiều tài liệu khác nhau. Bảng 4.5 liệt kê một số tập các chỉ số đường nối $\{c_i\}$ (các hệ số của các đa thức đặc trưng nguyên thủy) cho các bộ tạo PRBS tuyến tính theo cấu hình Fibonacci với m khác nhau.

Bảng 4.5. Một số dãy hệ số của đa thức đặc trưng theo công thức (4.18)

m	c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6	Đa thức đặc trưng $h(x)$
$m=2$	1	1	1				x^2-x-1
$m=3$	1	0	1	1			x^3-x-1
	1	1	0	1			x^3-x^2-1
$m=4$	1	0	0	1	1		x^4-x-1
	1	1	0	0	1		x^4-x^3-1
$m=5$	1	0	0	1	0	1	x^5-x^2-1
	1	0	1	0	0	1	x^5-x^3-1
	1	0	1	1	1	1	$x^5-x^3-x^2-x-1$
	1	1	1	0	1	1	$x^5-x^4-x^3-x-1$
	1	1	0	1	1	1	$x^5-x^4-x^2-x-1$
	1	1	1	1	0	1	$x^5-x^4-x^3-x^2-1$
$m=6$	1	0	0	0	0	1	x^6-x-1
	1	0	1	0	1	1	$x^6-x^4-x^2-x-1$
	1	1	0	0	0	0	x^6-x^5-1
	1	1	0	0	1	1	$x^6-x^5-x^2-x-1$
	1	1	0	1	1	0	$x^6-x^5-x^3-x^2-1$
	1	1	1	0	0	1	$x^6-x^5-x^4-x-1$

Từ bảng 4.5 chúng ta thấy ứng với một giá trị m có thể có một số đa thức đặc trưng nguyên thủy. Chẳng hạn với $m=5$, chúng ta có thể tạo 6 bộ ghi dịch hồi tiếp khác nhau, tạo ra 6 PRBS khác nhau có chung các tính chất thống kê. Số các PRBS khác biệt nhau là một hàm của biến m , tăng nhanh (song không phải tăng đơn điệu theo m) theo quan hệ sau:

$$L(m) = \frac{\Phi(2^m - 1)}{m}, \quad (4.21)$$

trong đó $L(m)$ là số PRBS khác biệt nhau với cùng một m , $\Phi(x)$ là hàm số Euler với biến x nguyên dương được xác định theo công thức:

$$\Phi(x) = \begin{cases} 1, & \text{khi } x = 1 \\ \prod_{i=1}^k p_i^{\alpha_i - 1} (p_i - 1), & \text{khi } x > 1 \end{cases} \quad (4.22)$$

trong đó p_i ký hiệu các thừa số nguyên tố của số x , còn α_i là số mũ của các thừa số nguyên tố đó. Tức là

$$x = \prod_i p_i^{\alpha_i} \quad (4.23)$$

Thí dụ: $m=12$, khi đó $x=2^m-1=4095=3^2 \times 5 \times 7 \times 13$. Ta có $p_1=3, \alpha_1=2; p_2=5, \alpha_2=1, \dots$ Theo (4.22) ta có $\Phi(4095) = 3 \times 2 \times 4 \times 6 \times 12 = 1728$ và do đó $L(12) = \Phi(4095)/12 = 144$.

Bảng 4.6 trình bày một số phương án bộ tạo PRBS cấu hình Fibonacci độ dài cực đại $l=2^m-1$ với m lên tới 40, và số các phương án $L(m)$ với m lên tới 24.

Trong tất cả các bộ tạo PRBS, trạng thái cấm duy nhất của bộ ghi dịch là trạng thái $A_0 \equiv 0$ (có thể xảy ra khi đóng nguồn hoặc khi bị hỏng) nhất thiết phải được loại trừ. Nhiệm vụ này có thể giải quyết được nhờ hoặc một mạch logic hoặc một mạng tính và giám sát số bit không liên tiếp.

Các bộ tạo PRS có rất nhiều ứng dụng, không phải chỉ cho mục đích xáo trộn chuỗi bit mà còn cho nhiều ứng dụng khác như trải phổ tín hiệu trong các hệ thống trải phổ nhảy tần, trải phổ chuỗi trực tiếp, hoặc cho các hệ thống bảo mật thông tin... Rất nhiều nghiên cứu toán học sâu sắc đã được thực hiện xung quanh vấn đề xác định các cấu trúc và các đặc tính khác nhau của bộ tạo PRS (tuyển

tính cũng như phi tuyến). Có thể tìm thấy những kiến giải đầy đủ về những vấn đề trên trong vô số tài liệu tham khảo như [V7, A35] hay [S. Glisic et al: *Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications*. Artech House. Boston, 1997], [M. K. Simon et al: *Spread Spectrum Communications Handbook*. McGraw-Hill. New York, 1994]...

Bảng 4.6. Một số phương án bộ tạo PRBS độ dài 2^m-1 , cấu hình Fibonacci.

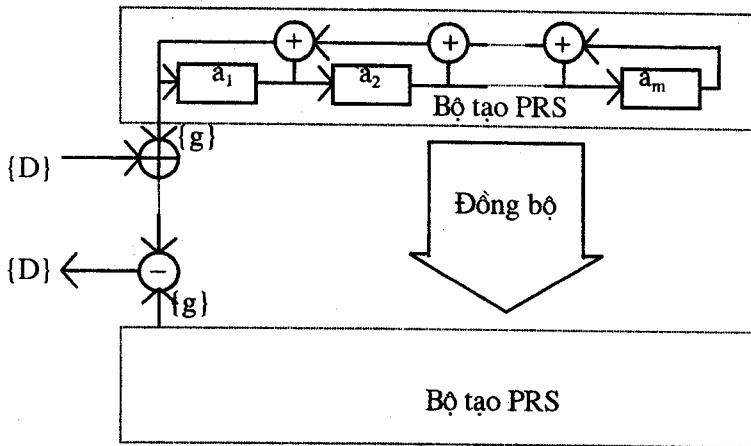
m	l	$L(m)$	Các đường nối phản hồi ($c_i \neq 0$)	m	l	$L(m)$	Các đường nối phản hồi ($c_i \neq 0$)
2	3	1	$i=1, 2$	22	4194303	120032	$i=21, 22$
3	7	2	2, 3	23	8388607	356906	18, 23
4	15	2	3, 4	24	16777215	276480	20, 21, 23, 24
5	31	6	3, 5	25			22, 25
6	63	6	5, 6	26			18, 19, 25, 26
7	127	18	6, 7	27			19, 20, 26, 27
8	255	16	2, 3, 4, 8	28			25, 28
9	511	48	5, 9	29			27, 29
10	1023	60	7, 10	30			14, 15, 29, 30
11	2047	176	8, 11	31			28, 31
12	4095	144	2, 10, 11, 12	32			1, 27, 28, 32
13	8191	630	1, 11, 12, 13	33			13, 33
14	16383	756	2, 12, 13, 14	34			1, 14, 15, 34
15	32767	1800	14, 15	35			33, 35
16	65535	2048	11, 13, 14, 16	36			25, 36
17	131071	7710	14, 17	37			2, 10, 12, 37
18	262143	8064	11, 18	38			32, 33, 37, 38
19	524287	27594	14, 17, 18, 19	39			35, 39
20	1048575	24000	17, 20	40			2, 19, 21, 40
21	2097151	84672	19, 21				

4.3.3. Làm trắng phổ bằng bộ xáo trộn

4.3.3.1. Bộ xáo trộn “thiết lập lại” (Reset scrambler)

Một chuỗi *symbol* số liệu có thể “được làm trắng” (“whitened”) nhờ sử dụng bộ xáo trộn “thiết lập lại” được mô tả trên hình 4.10. Ở phân phát việc cộng mô-đun p theo từng *symbol* giữa chuỗi số liệu $\{D\}$ với chuỗi giả ngẫu nhiên $\{g\}$ tạo thành chuỗi số liệu đã được xáo trộn $\{D_S\}$:

$$\{D_S\} = \{D\} + \{g\} \text{ mod } p \quad (4.24)$$



Hình 4.10. Bộ xáo trộn và giải xáo trộn “thiết lập lại”.

Thay cho việc truyền đi chuỗi số liệu nguyên thuỷ $\{D\}$, phân phát truyền đi chuỗi đã xáo trộn $\{D_s\}$. Tại máy thu chúng ta có một bộ tạo PRS hoàn toàn giống và đồng bộ với bộ tạo PRS phân phát. Chuỗi số liệu $\{D\}$ được tách ra từ chuỗi nhận được $\{D_s\}$ nhờ việc trừ chuỗi $\{D_s\}$ theo từng *symbol* với chuỗi giả ngẫu nhiên của phân thu $\{g\}$ theo mô-đun p . Trong trường hợp nhị phân ($p=2$), chúng ta có chuỗi bit số liệu tách được nhờ cộng theo mô-đun 2 từng bit của chuỗi nhận được với từng bit của PRBS tạo được ở phân thu:

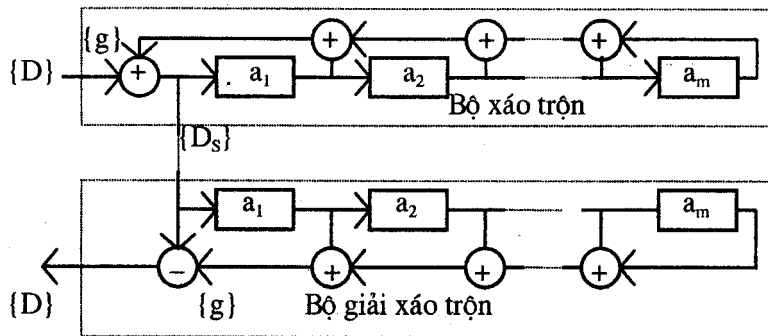
$$\{D\} = \{D_s\} \oplus \{g\} \quad (4.25)$$

Hiển nhiên, các bộ tạo PRBS phân phát và thu nhất thiết phải đồng bộ với nhau. Điều này có thể dễ dàng thực hiện được nhờ sử dụng cấu trúc khung đặc biệt trong các chuỗi bit phân cấp tốc độ theo các khuyến nghị của CCITT. Từ mã đồng bộ khung không tham gia xáo trộn ở phân phát nhằm dễ nhận được ở phân thu để sử dụng cho mục đích đồng bộ bộ giải xáo trộn thu. Một khi bộ giải xáo trộn thu đặt sát với thiết bị tách kênh PCM thì từ mã đồng bộ khung từ thiết bị tách kênh có thể sử dụng để đồng bộ bộ tạo PRBS.

Nhược điểm căn bản của bộ xáo trộn và giải xáo trộn “thiết lập lại” là cần phải có các thiết bị đồng bộ. Bù lại, lợi thế của chúng là các lỗi truyền dẫn không gây nên các bội lỗi tại phân thu.

4.3.3.2. Bộ xáo trộn tự đồng bộ và bộ giải xáo trộn tự đồng bộ cải tiến

Nguyên tắc xáo trộn được thực hiện đơn giản nhất bằng cách sử dụng bộ xáo trộn tự đồng bộ cơ bản, được trình bày trên hình 4.11.



Hình 4.11. Bộ xáo trộn và giải xáo trộn tự đồng bộ.

Thuật toán biến đổi $\{D\}$ thành $\{D_S\}$ của bộ xáo trộn và thuật toán biến đổi $\{D_S\}$ thành $\{D\}$ của bộ giải xáo trộn là các thuật toán nghịch đảo của nhau. Hoạt động của bộ xáo trộn có thể xem xét như sau. Tại nhịp thứ n , phần tử thứ n của chuỗi tín hiệu bên trong $\{g\}$ biểu diễn được là tích vô hướng:

$$g_n = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_m] \begin{bmatrix} (D_S)_{n-1} \\ (D_S)_{n-2} \\ \vdots \\ (D_S)_{n-m} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Mạch tổng theo mô-đun p tại lối vào bộ tạo PRS có tác động tạo chuỗi tín hiệu $\{D_S\}$ truyền về phía thu tới đầu vào của bộ giải xáo trộn. Tại đầu thu, chuỗi tín hiệu $\{g\}$ được tạo lại đúng như chuỗi $\{g\}$ của phần phát và hoàn toàn trùng pha. Kết quả là chuỗi $\{D\}$ được tách ra từ chuỗi $\{D_S\}$ nhận được nhờ mạch trừ mô-đun p . Tính chất tự đồng bộ của hệ thống xáo trộn này là hiển nhiên và thời gian bắt vào đồng bộ của hệ thống này là thời gian của m symbol. Trong trường hợp nhị phân ($p=2$) thì các mạch cộng và trừ trong các bộ xáo trộn và giải xáo trộn là các mạch cộng mô-đun 2.

Bộ xáo trộn tự đồng bộ có hai điểm bất lợi căn bản. Thứ nhất, việc xáo trộn có thể dẫn tới bội lỗi nếu một lỗi truyền dẫn xảy ra. Có thể thấy được rằng một lỗi đơn truyền dẫn xảy ra đối với một *symbol* của chuỗi $\{D_s\}$ có tác động gây tới

$$H \leq 1 + \sum_{i=1}^m c_i \quad (4.27)$$

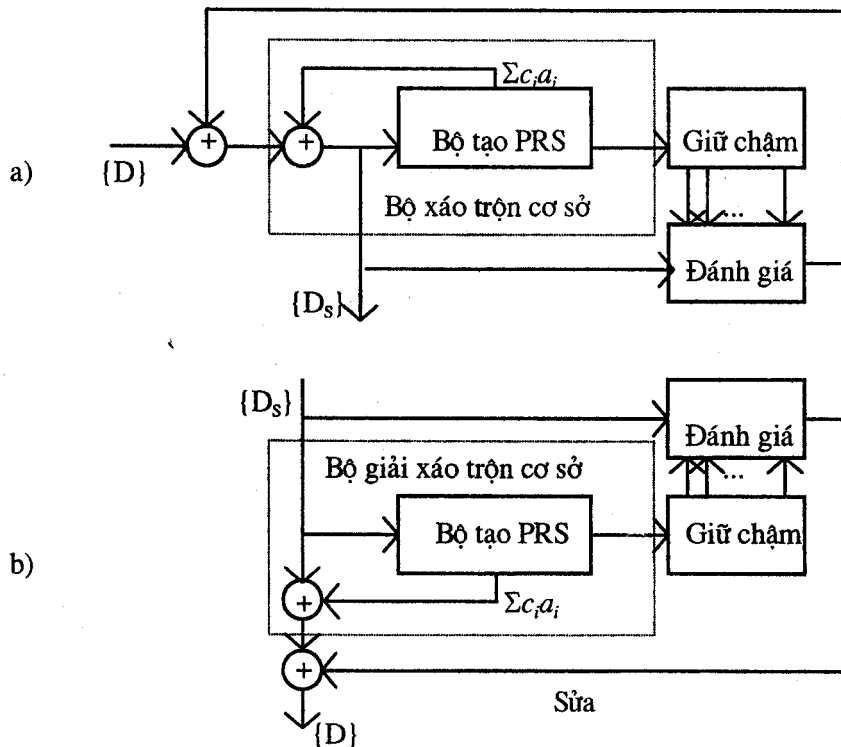
lỗi trong chuỗi $\{D\}$ được khôi phục ở phần thu. Dấu < thể hiện khả năng khử lẫn nhau của các lỗi trong trường hợp xác suất lỗi của đường truyền lớn.

Điểm bất lợi thứ hai của bộ xáo trộn tự đồng bộ là ở chỗ nếu bộ xáo trộn được điều khiển bởi một chuỗi $\{D\}$ có chu kỳ s nào đó thì chuỗi tạo được ở đầu ra sẽ có chu kỳ s hay tối đa là bội số chung nhỏ nhất của s và $(p^m - 1)$. Chu kỳ của chuỗi lối ra là s hay là bội số chung nhỏ nhất của của s và $(p^m - 1)$ tùy thuộc vào trạng thái đầu của bộ ghi dịch. Chỉ có một trạng thái đầu của bộ ghi dịch dẫn đến chu kỳ của chuỗi lối ra là s còn các trạng thái đầu khác còn lại đều cho chu kỳ lớn hơn (thuận lợi hơn). Mục đích chủ yếu của việc xáo trộn là làm lộn xộn chuỗi được truyền, tức là loại bỏ các dãy tuần hoàn ngắn, thế nhưng điều này không đạt được nếu như bộ ghi dịch có điều kiện đầu không mong muốn. Mặc dầu tính chu kỳ của chuỗi được truyền không trực tiếp sinh ra lỗi truyền dẫn song lại làm xấu chất lượng truyền dẫn. Sự suy giảm chất lượng truyền dẫn gây bởi điều kiện đầu của bộ ghi dịch trong bộ xáo trộn tự đồng bộ hình 4.11 xảy ra với xác suất $1/(p^m -$

$1)$ (trong trường hợp nhị phân thì với xác suất $\frac{1}{2^m - 1}$) và bắt đầu cùng với sự bắt đầu của một chuỗi lối vào ngắn lặp đi lặp lại có chu kỳ và kéo dài cho đến tận cuối của chuỗi đó. Chẳng hạn, nếu có một loạt dài các bit 0 trong chuỗi lối vào (tức là có chu kỳ lặp bằng 1) thì chức năng xáo trộn có thể không còn nữa và một chuỗi toàn 0 ở lối ra có thể xuất hiện.

Bất lợi trong tính chu kỳ của chuỗi tín hiệu của bộ xáo trộn tự đồng bộ nói trên có thể loại bỏ được nhờ sử dụng bộ xáo trộn tự đồng bộ cải tiến như được mô tả trên hình 4.12.

Bộ giải xáo trộn được mở rộng bằng mạch giữ chậm, nhờ đó có khả năng kiểm soát các chu kỳ s_1, s_2, \dots, s_N trong chuỗi $\{D_s\}$. Việc kiểm soát tính chu kỳ được thực hiện nhờ việc so sánh chuỗi $\{D_s\}$ với nghịch đảo của chuỗi này được giữ chậm đi $m+s_i$ symbol ($1 \leq i \leq N$). Việc phát hiện thấy một chu kỳ sẽ tạo ra một tín hiệu sửa có tác dụng biến tổng $\sum_{i=1}^m c_i a_i$ thành tổng $1 + \sum_{i=1}^m c_i a_i \pmod{p}$. Tại máy thu, các thuật toán ngược lại được áp dụng. Chi tiết về thuật toán đánh giá phát hiện chu kỳ, xin tham khảo [A14]. Cần lưu ý rằng bộ xáo trộn tự đồng bộ cải tiến bằng các mạch giữ chậm, đánh giá và sửa như hình 4.12a có thể áp dụng chỉ ở phân phát, với phần thu chỉ cần bộ giải xáo trộn tự đồng bộ thường (không cần cải tiến). Trong trường hợp này, $1 + \sum_{i=1}^m c_i a_i$ lỗi sẽ phát sinh ra ở phía thu. Lượng lỗi này thường là có thể chịu đựng được và chỉ gây tác động rất ít tới chất lượng của toàn hệ thống truyền dẫn do trong thực tế quá trình sửa ở phân phát rất hãn hữu xảy ra [A14].



Hình 4.12. Bộ xáo trộn (a) và giải xáo trộn (b) tự đồng bộ cải tiến.

4.3.3.3. Sự cải thiện phổ nhờ xáo trộn

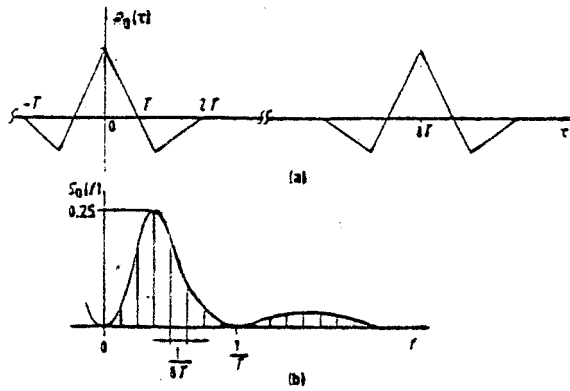
Các chuỗi bit mang thông tin có thể có những chu kỳ tương đối ngắn và những loạt dài các bit không chuyển đổi cực tính. Điều này, như đã trình bày trong các mục 4.1 và 4.2, dẫn đến những đặc điểm bất lợi: a) Phổ của tín hiệu truyền đi phụ thuộc mẫu của chuỗi bit được truyền; b) Các vạch phổ của tín hiệu khá thưa trên thang tần số và đồ thị phổ khá cao ở những tần số thấp. Mục đích cơ bản của thuật toán xáo trộn là loại bỏ các chu kỳ ngắn trong chuỗi tín hiệu lối vào và khử bỏ các loạt dài, không phụ thuộc mẫu chuỗi bit lối vào như thế nào.

Giả sử chuỗi bit lối vào $\{D\}$ có chu kỳ là s . Sau xáo trộn một cách thích hợp, chuỗi lối ra $\{D_s\}$ có chu kỳ là bội số chung nhỏ nhất của s và (2^m-1) . Mặt khác, có thể thấy được rằng số các chuyển đổi cực tính TR trong một chu kỳ của chuỗi lối ra hầu như sẽ tuân theo bất đẳng thức kép

$$s(2^{m-1}-1) \leq TR \leq s \cdot 2^{m-1} \quad (4.28)$$

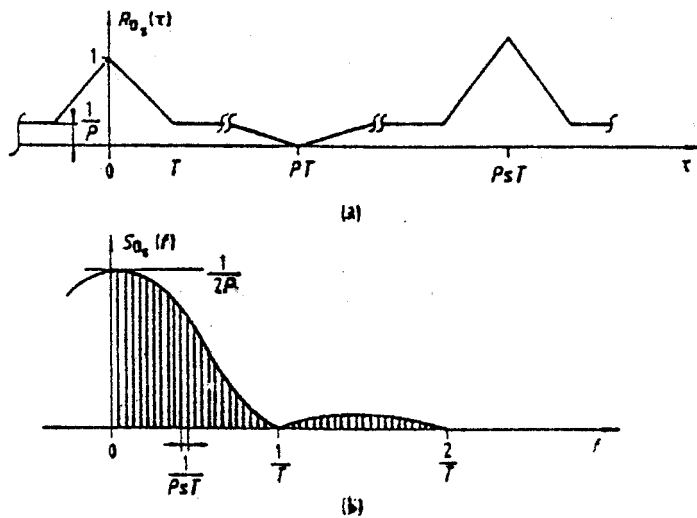
Số các chuyển đổi có thể có trong một chu kỳ của một chuỗi nào đó có chu kỳ dài $s \cdot (2^m-1)$ là $s \cdot (2^m-1)$, xảy ra khi các bit của chuỗi luân phiên thay đổi cực tính. Quan hệ trên cho thấy rằng số chuyển đổi thực sự xảy ra trong chuỗi lối ra bộ xáo trộn $\{D_s\}$ lên tới gần như 50% số chuyển đổi có thể có, độc lập với chuỗi bit lối vào. Từ tất cả các điều này, có thể thấy là phổ của chuỗi lối ra gần như độc lập đối với thông tin cần truyền đi, với các vạch phổ sát nhau hơn và do đó đồ thị phổ của chuỗi khá thấp, tức là đồ thị phổ của chuỗi được truyền có đặc tính khá gần với đồ thị phổ của một nhiễu trắng.

Tính chất cải thiện (làm trắng phổ) của xáo trộn có thể xem xét thông qua một thí dụ cụ thể với chuỗi bit lối vào $\{D\}$: ...10110010... có chu kỳ lặp lại $s=8$. Hàm tự tương quan và phổ của chuỗi tín hiệu lối vào $\{D\}$ lần lượt được vẽ trên hình 4.13a và 4.13b. Khoảng cách giữa các vạch phổ của chuỗi $\{D\}$ là $1/8T$, trong đó T là thời gian của một bit, và phổ của tín hiệu có phân bố rõ ràng là không đồng đều.



Hình 4.13. Các đặc tính của chuỗi bit NRZ 10110010 tuần hoàn.

Hàm tự tương quan và phổ của chuỗi tín hiệu đã được xáo trộn $\{D_S\}$ được trình bày trên hình 4.14a và 4.14b một cách tương ứng. Khoảng cách giữa các vạch phổ bây giờ giảm xuống chỉ còn $1/LsT$, trong đó $L=2^m-1$. Mặt khác, giá trị đỉnh của đường bao phổ giảm xuống theo tỷ lệ $1/2L$. Như vậy, phân bố của phổ tín hiệu lối ra bộ xáo trộn đồng đều hơn trước nhiều và hầu như không thay đổi theo nội dung thông tin được truyền. Thí dụ, với một chuỗi giả ngẫu nhiên độ dài cực đại với $m=12$, ta sẽ có $L=4095$. Như vậy, nhờ xáo trộn bằng chuỗi giả ngẫu nhiên này, khoảng cách giữa các vạch phổ giảm đi 4095 lần và đỉnh đường bao phổ sẽ 8190 lần thấp hơn so với các giá trị tương ứng của chuỗi bit lối vào.



Hình 4.14. Các đặc tính của chuỗi tín hiệu sau xáo trộn.

4.4. MÃ HOÁ VI SAI

Hiện tượng lẫn pha (*phase ambiguity*) của tín hiệu số thu được thường hay xảy ra trong truyền dẫn tín hiệu số, chẳng hạn do pha của sóng mang và của tín hiệu đồng hồ được khôi phục phụ thuộc vào các điều kiện đầu lúc đóng mạch cũng như vào nhiều quá trình ngẫu nhiên khác.

Mã hoá và giải mã vi sai (*differential encoding and decoding*) dựa trên việc truyền dẫn những biến đổi từ *symbol* này sang *symbol* khác của một dãy tín hiệu số chứ không truyền chính dãy tín hiệu số đó. Phương pháp này rất thường được áp dụng trong truyền dẫn tín hiệu số nhằm loại trừ các tác động của hiện tượng lẫn pha tại đầu thu mặc dầu việc áp dụng nó có tác động làm tăng tính chất có nhớ của kênh truyền.

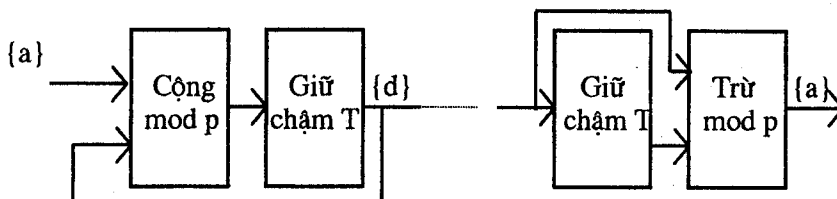
Nguyên lý tổng quát của phương pháp mã hoá vi sai đối với tín hiệu số p mức biểu diễn được theo

$$d_n = a_n + d_{n-1} \text{ mod } p \quad (4.29)$$

trong đó a_n là *symbol* thứ n của chuỗi tín hiệu số $\{a\}$ lối vào, còn d_n là *symbol* của chuỗi tín hiệu số đã được mã hoá vi sai $\{d\}$. Quy tắc giải mã rất đơn giản. Từ (4.29) chúng ta có quy tắc giải mã vi sai:

$$a_n = d_n - d_{n-1} \text{ mod } p \quad (4.30)$$

Sơ đồ mã hoá và giải mã vi sai đơn giản theo các biểu thức (4.29) và (4.30) được thể hiện trên hình 4.15, với T là thời gian của một *symbol*.



Hình 4.15. Mã hoá và giải mã vi sai.

Có thể thấy được khả năng loại trừ lẫn pha nhờ mã và giải mã vi sai qua thí dụ sau. Giả sử chúng ta có dãy tín hiệu số 3 mức (tập *symbol* là $\{0, 1, 2\}$) như sau: ...01212022.... Do hiện tượng lẫn pha, ở đầu thu các *symbol* bị nhận theo quy

luật $0 \rightarrow 1$, $1 \rightarrow 2$, $2 \rightarrow 0$ và việc không áp dụng mã vi sai có thể dẫn đến lỗi trầm trọng. Bảng 4.7 minh hoạ cho khả năng loại trừ tác động lẫn pha của mã hoá và giải mã vi sai đối với thí dụ này.

Bảng 4.7. Tác động khử lẫn pha của mã hoá vi sai.

Chuỗi tín hiệu số cần truyền {a} 0 1 2 1 2 0 2 2 ...
Chuỗi tín hiệu đã mã vi sai {d} 1 0 1 0 0 2 1 ...
Chuỗi tín hiệu thu do lẫn pha 2 1 2 1 1 0 2 ...
Chuỗi sau giải mã 2 1 2 0 2 2 ...

Trong trường hợp chuỗi bit (nhị phân, $p=2$) cần lưu ý rằng mạch trừ mô-đun 2 cũng chính là mạch cộng mô-đun 2.

Cần nói thêm ở đây rằng, ngoài việc xử lý các tín hiệu số p mức như đã trình bày trên đây, trong nhiều trường hợp việc mã hoá và giải mã vi sai được thiết kế nhằm xử lý đối với các khối *dibit*, *tribit*,..., hay m -bit. Các khối bit như thế tương đương với các *symbol* 2^m mức.

Điểm bất lợi của mã hoá vi sai là tính có nhớ của kênh truyền tăng do sự phụ thuộc lẫn nhau giữa các *symbol* liên tiếp một cách cố hữu theo (4.29). Điều này dẫn đến hiện tượng nhân đôi số *symbol* lỗi ở máy thu khi có *symbol* được quyết định sai dưới các tác động của kênh truyền dẫn như tạp âm, méo... Có thể thấy được vấn đề này qua thí dụ sau. Giả sử có một chuỗi *symbol* sau mã hoá vi sai ...defgh... được truyền đi, với các ký tự chỉ các *symbol* (là tín hiệu p mức hay ứng với từng khối bit) và giả sử rằng do tạp âm trên kênh truyền dẫn phân thu quyết định sai *symbol* f thành *symbol* f' , với $f' - f = 1 \pmod{p}$. Theo (4.30), *symbol* bị lỗi đơn này sẽ gây ra hai *symbol* sai sau giải mã vi sai: $f' - e$ và $g - f'$. Đặc biệt, khi mã hoá vi sai theo khối bit thì một lỗi truyền dẫn xảy ra sẽ dẫn đến bội lỗi bit ở phân thu. Giá trị các *symbol* bị sai trong thí dụ trên sai lệch với giá trị đúng của chúng một lượng bằng 1 đơn vị \pmod{p} . Giá trị của *symbol* tuy vậy thường chính là giá trị của khối bit trong hệ đếm cơ số p . Vì vậy, sau khi giải mã *symbol* thành chuỗi bit, số bit lỗi còn lớn hơn nữa và phụ thuộc giá trị của m .

4.5. MÃ HOÁ GRAY

Tình hình xảy ra bội lỗi cũng tương tự đối với các hệ thống sử dụng điều chế số nhiều mức do tính có nhớ của thuật toán điều chế nhiều mức. Trong các hệ thống điều chế số nhiều mức, các khối m -bit (*dibit, tribit,...*) được biến thành các *symbol* $M=2^m$ mức và được biến thành tín hiệu dạng sóng để truyền đi. Dưới tác động của đường truyền, máy thu có thể quyết định sai các *symbol*. Một *symbol* bị quyết định sai khi đó có thể dẫn đến tối đa m bit lỗi.

Hiện tượng bội lỗi như trên có thể hạn chế được nhờ áp dụng mã hoá Gray. Tác động của tạp âm trên kênh hầu như chỉ dẫn đến việc quyết định sai các *symbol* đi một giá trị. Trong điều kiện như vậy, đối với mã hoá vi sai thì việc áp dụng thêm mã Gray sẽ hạn chế bội lỗi còn 2 bit lỗi, không phụ thuộc vào giá trị của m . Với điều chế số nhiều mức, việc áp dụng mã Gray sẽ cho kết quả là việc quyết định sai một *symbol* ở phần thu hầu như chỉ dẫn đến một bit lỗi.

Về bản chất, mã Gray thực hiện mã các khối bit thành các *symbol* theo cách sao cho các *symbol* khác nhau một giá trị (mod p) chỉ khác nhau một bit. Một *symbol* là một khối bit hay một tổ hợp m bit (b_m, b_{m-1}, \dots, b_1), và có giá trị theo mod p là $B = \sum_{n=1}^m b_n \cdot 2^{n-1}$. Có thể thấy rằng các bit ở các vị trí khác nhau trong tổ hợp mã nhị phân có trọng lượng (giá) khác nhau trong việc tạo nên giá trị của *symbol*. Tổ hợp mã Gray khi đó có dạng (g_m, g_{m-1}, \dots, g_1), có giá trị $G=B$ được tính như sau:

$$G = g_m(2^m - 1) \pm g_{m-1}(2^{m-1} - 1) \pm g_{m-2}(2^{m-2} - 1) \pm \dots \pm g_1 \quad (4.31)$$

Các *digit* của tổ hợp mã Gray được xác định theo

$$g_i = b_{i-1} \oplus b_i; \quad i = 1, 2, \dots, m; \quad b_0 = 0, \quad (4.32)$$

trong đó chiều tăng của chỉ số i ứng với chiều giảm giá của bit trong tổ hợp nhị phân. Bảng 4.8 là một thí dụ về mã hoá Gray đối với các *symbol* 4 bit.

Bảng 4.8. Cấu trúc mã nhị phân và mã Gray, $m=4$.

Giá trị của symbol (B/G)	Mã nhị phân	Mã Gray
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ TRÊN KÊNH LIÊN TỤC

5.1. MỞ ĐẦU

5.1.1. Sơ đồ khối đơn giản của hệ thống truyền dẫn số

Từ sơ đồ khối hình 1.1, chúng ta có thể thấy rằng nguồn thông tin và khối tạo khuôn tín hiệu có thể xem là một nguồn tin số với đầu ra là các chuỗi bit, bất luận nguồn tin thực tế là nguồn tin rời rạc hay liên tục (bất luận dịch vụ được sử dụng là dịch vụ gì: thoại, số liệu hay truyền hình...). Do các khối đứt nét là không nhất thiết đối với mọi loại hệ thống nên một cách đơn giản ta có thể bỏ qua các khối đó và xem hệ thống truyền dẫn số là hệ thống thực hiện truyền đưa các tin số từ đầu ra của nguồn tin số đó. Trong trường hợp khi hệ thống có bao hàm cả các khối mã nguồn, mã kênh, mã mật và ghép kênh đi nữa thì ta cũng có thể mở rộng khái niệm nguồn tin số tới tận cuối các khối đó mà không mất đi tính tổng quát. Tức là toàn bộ các khối trong khối đứt nét đậm trên hình 1.1 có thể gộp lại thành một khối nguồn tin số. Tương tự, các khối tương ứng ở phần thu có thể gộp thành khối nhận tin số.

Hệ thống truyền dẫn số như vậy hình thành một KÊNH SỐ (có tín hiệu lối vào và tín hiệu lối ra là các tín hiệu số). Kênh số này được tính từ đầu vào khối điều chế tới lối ra bộ giải điều chế. Ta sẽ xem xét ở đây năm vấn đề.

Thứ nhất, do cho tới hiện nay người ta chưa tìm ra được một phương thức hữu hiệu nào để truyền trực tiếp các tín hiệu số bằng gợn trên cự ly lớn và do các hệ thống truyền dẫn tín hiệu trước đây vốn là các hệ thống *analog* nên việc sử dụng các đường truyền *analog* để truyền các tín hiệu số là một vấn đề có tính

nguyên tắc và là sự kế thừa có tính hợp lý. Do vậy, kênh số nói trên sẽ bao hàm trong nó một kênh có đặc tính *liên tục*, với tín hiệu lối vào là các tín hiệu dạng sóng liên tục chứ không phải là tín hiệu là các con số thuần túy mặc dầu các tín hiệu như thế vẫn là các tín hiệu số do độ dài thời gian của từng tín hiệu là hữu hạn và số các dạng sóng có thể được phát đi cũng là hữu hạn. Kênh truyền các tín hiệu dạng sóng liên tục như vậy được gọi là *kênh liên tục*.

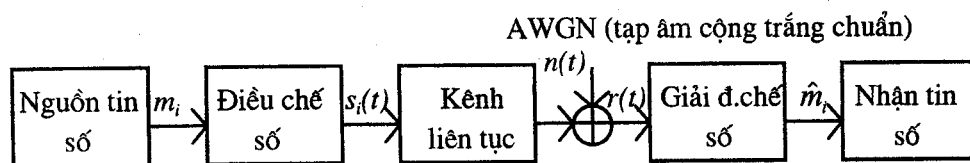
Thứ hai, kênh số phải có ở lối vào một khối chức năng giao diện nhằm biến đổi các tín hiệu số thuần túy bằng gốc thành các tín hiệu dạng sóng liên tục để truyền đi được xa trên kênh liên tục. Đó là khối điều chế số. Tương ứng ở phần thu là khối giải điều chế số. Đối với một số hệ thống truyền dẫn có băng tần hạn chế, để nâng cao hiệu quả sử dụng phổ, người ta thường sử dụng các sơ đồ điều chế nhiều mức, dẫn đến hệ thống truyền dẫn số trở thành hệ thống nhiều mức. Bộ điều chế trong các hệ thống truyền dẫn nhiều mức như vậy có hai chức năng cơ bản: a) ghép mỗi k bit từ đầu ra của nguồn tin nhị phân thành *symbol* (có thể có $M=2^k$ giá trị khác nhau) và b) ánh xạ một-một tập các giá trị của *symbol* với tập các tín hiệu dạng sóng.

Thứ ba, trên sơ đồ khối hình 1.1 khối chức năng trái phổ không phải hệ thống truyền dẫn nào cũng có và khối đa truy nhập thì liên quan tới cấu hình mạng thông tin và giao diện mạng truy nhập nhiều hơn là có một ý nghĩa đặc biệt nào đối với kỹ thuật truyền dẫn số. Do vậy, để hiểu rõ các nguyên lý cơ bản của kỹ thuật truyền dẫn số chúng ta có thể chưa cần đi chi tiết vào các đặc tính kỹ thuật của chúng. Máy thu phát, như đã nói trong chương một, chỉ thực hiện các chức năng khuếch đại công suất (ở máy phát), trộn, khuếch đại tạp âm thấp (ở máy thu) và phát xạ tín hiệu vào đường truyền và thu nhận tín hiệu từ đường truyền thông qua hệ thống ăng-ten/phi-đơ chẳng hạn. Kênh liên tục do vậy có thể mô tả thành một khối gộp của các khối từ đầu ra khối điều chế tới đầu vào khối giải điều chế (bao gồm cả môi trường truyền) thể hiện các tác động tới tín hiệu trong quá trình truyền từ đầu phát tới đầu thu.

Thứ tư, môi trường truyền có các tác động làm suy giảm, méo tín hiệu, thêm vào đó trong toàn hệ thống luôn có các tín hiệu không mong muốn can thiệp vào quá trình truyền dẫn và xử lý tín hiệu. Các tín hiệu không mong muốn này được gọi là tạp âm và can nhiễu, trong đó tạp âm (N : *noise*) dùng để chỉ các quá trình tồn tại một cách cố hữu trong hệ thống còn các tín hiệu lạ từ bên ngoài hệ thống được gọi là nhiễu (I : *interference*). Các can nhiễu thường được mô tả như tác động của kênh truyền. Tạp âm, quan trọng nhất là tạp âm nhiệt, được quy thành một nguồn tạp âm cộng tính tại đầu vào máy thu. Hơn thế nữa, tạp âm này luôn giả định được là một tạp âm cộng trắng chuẩn, kỳ vọng bằng không (AWGN: *Additive White Gaussian Noise*) tức là tạp âm có mật phổ công suất bằng phẳng trên suốt trục tần số và có biên độ tạp âm tuân theo phân bố chuẩn (hay còn gọi là phân bố Gao-xơ), kỳ vọng bằng không.

Thứ năm, để khôi phục chính xác tín hiệu ở đầu thu cần phải biết thông tin về độ dài T_s (thời gian của một *symbol*) của tín hiệu số và trong nhiều trường hợp (trong các hệ thống truyền dẫn *coherent*) thì còn phải biết cả thông tin về pha của tín hiệu sóng mang sử dụng trong điều chế số. Để làm được điều này, bằng cách này hay cách khác, phân phát phải thông báo cho phần thu các thông tin đó và hệ thống thực hiện các chức năng này gọi là hệ thống đồng bộ, bao gồm đồng bộ pha sóng mang hay khôi phục sóng mang (*carrier recovery*) và đồng bộ đồng hồ hay khôi phục tín hiệu đồng hồ (*clock recovery*).

Từ những thảo luận trên đây chúng ta thấy rằng hệ thống truyền dẫn số có thể biểu diễn bằng một sơ đồ khối đơn giản như hình 5.1.



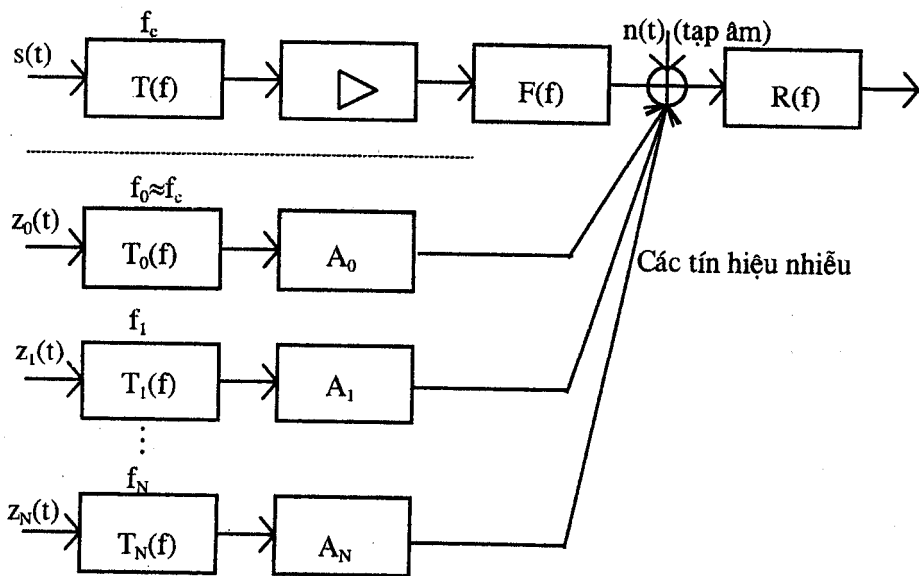
Hình 5.1. Sơ đồ khối đơn giản của hệ thống truyền dẫn số.

Để đơn giản trong phân tích những nguyên lý cơ bản trong truyền dẫn tín hiệu số, hệ thống đồng bộ thoát đầu được giả định là hoạt động lý tưởng và không

được thể hiện trên sơ đồ hình 5.1. Chương bảy sẽ đề cập chi tiết đến những nguyên tắc cơ bản của hệ thống đồng bộ cũng như các tác động của hoạt động không hoàn hảo của nó tới chất lượng truyền dẫn tín hiệu số.

5.1.2. Mô hình kênh liên tục truyền tín hiệu số

Như đã nói ở trên, thực tế khi truyền qua một kênh liên tục các tín hiệu $s_i(t)$ được phát đi từ phân phát (tương ứng với các tin m_i sản ra từ nguồn tin số) chịu tác động của cả méo lẫn tạp âm và can nhiễu, do vậy tín hiệu nhận được $r(t)$ có thể khác rất đáng kể so với tín hiệu đã được phát đi, dẫn đến việc đánh giá của máy thu về tín hiệu nào đã được phát đi có thể bị sai. Một kênh liên tục chịu các tác động nhiễu loạn như thế có thể mô hình hoá theo sơ đồ khối hình 5.2, thể hiện mọi tác động của kênh tới quá trình truyền dẫn số.



Hình 5.2. Mô hình kênh liên tục.

Trên hình 5.2, các nguồn nhiễu có tần số trùng hoặc khác với tần số tín hiệu hữu ích được mô tả bằng các tín hiệu $z_i(t)$ với phổ được xác định nhờ các đặc tính lọc của chính các hệ thống gây nhiễu đó $T_i(f)$. Các nguồn nhiễu này có thể là kênh có cùng tần số vô tuyến song khác phân cực trong các hệ thống vô tuyến có

tái dụng tần số, hoặc có thể là các kênh vô tuyến lân cận trên cùng một hệ thống lớn, hay có thể là các nguồn nhiễu từ các hệ thống vô tuyến khác loại. Do các tác động lọc nhiễu và triệt xuyên phân cực chéo, các nguồn nhiễu này được xem như tác động tới kênh truyền chính thông qua các khối tổn hao A_i . Kênh truyền chính hình thành từ các khối thể hiện các đặc tính tần số phân phát $T(f)$, phân thu $R(f)$ và môi trường truyền $F(f)$. Trong đó đặc tính đường truyền dẫn $F(f)$ có thể có những ảnh hưởng đặc biệt đối với chất lượng truyền dẫn (như pha-đỉnh chọn lọc tần số trong các hệ thống vi ba số dung lượng $\geq 70\text{Mb/s}$ chẳng hạn [A14]).

Các hệ thống truyền dẫn không hạn chế phổ tần là các hệ thống có đặc tính tần số tổng cộng (đặc tính tiêu hao theo tần số) của hệ thống bằng phẳng trên suốt trục tần số. Trong thực tế không tồn tại các hệ thống như vậy do các nguyên nhân sau: a) Các môi trường truyền dẫn đều có đặc tính không bằng phẳng trên suốt trục tần số (các môi trường truyền dẫn như khoảng không gian vũ trụ, sợi quang học chỉ được xem là gần như có độ rộng băng truyền dẫn rất lớn, đến độ có thể nói một cách gần đúng là có băng tần truyền dẫn vô hạn mà thôi); b) Trong mọi trường hợp người ta đều mong muốn truyền đưa nhiều luồng tín hiệu số trên cùng một tuyến truyền dẫn và để làm điều này mà không gây ảnh hưởng lẫn nhau, các luồng truyền dẫn trên thường được phân biệt với nhau về mặt tần số nhờ các thiết bị có đặc tính chọn lọc tần số. Như vậy, các hệ thống truyền dẫn số thực tế đều có thể xem như các hệ thống có băng tần truyền dẫn bị hạn chế (*band-limited*). Trên hình 5.2, các đặc tính tần số $T(f)$, $R(f)$ và $T_i(f)$ do đó có dạng các đặc tính lọc với tần số trung tâm là tần số sóng mang f_c (đối với $T(f)$, $R(f)$) và f_i (đối với $T_i(f)$).

5.1.3. Các bài toán tối ưu đối với hệ thống truyền dẫn số

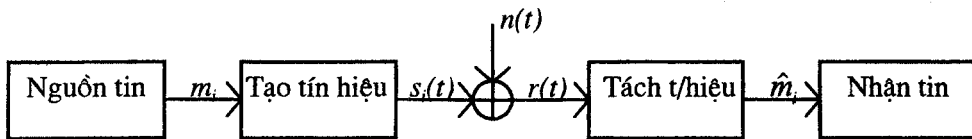
Các bài toán tối ưu đối với hệ thống truyền dẫn số xác định những nguyên lý căn bản trong kỹ thuật truyền dẫn số. Để truyền đưa tín hiệu đi xa, do các tác động của đường truyền như tổn hao, can nhiễu... cần phải tốn một năng lượng nhất định. Công suất của tín hiệu số là tỷ số giữa năng lượng của tín hiệu trên thời

gian tồn tại của tín hiệu. Mặt khác, để truyền đưa được thông tin cần phải có một băng tần truyền dẫn. Từ định lý Shannon trong lý thuyết thông tin chúng ta có thể thấy rằng với một xác suất lỗi nhất định (với một công suất tạp nhiễu nhất định), để đạt được một dung lượng truyền dẫn nào đó, nếu sử dụng băng tần nhỏ thì công suất tín hiệu phải lớn và ngược lại, nếu công suất tín hiệu nhỏ thì băng tần sử dụng phải lớn. Công suất tín hiệu phải nhỏ nhất là một trong các tiêu chí tối ưu của hệ thống truyền dẫn. Đồng thời, băng tần truyền dẫn là một tài nguyên không phải là vô hạn do con người mới chỉ có khả năng khai thác một phần khá nhỏ trực tần số để truyền tin nên việc hạn chế băng tần sử dụng đến mức thấp nhất (hiệu quả sử dụng phổ tần cao nhất) cũng là một tiêu chí tối ưu. Các nguyên lý của kỹ thuật truyền dẫn số, về bản chất, xoay quanh các bài toán xác định cấu trúc hệ thống và tín hiệu nhằm đạt được các tiêu chí tối ưu về công suất và hiệu quả sử dụng phổ, nhằm đạt được một độ chính xác đã cho với một dung lượng truyền dẫn xác định. Trong các mục sau chúng ta sẽ lần lượt xem xét các bài toán xác định các cấu trúc tín hiệu và hệ thống nhằm thoả mãn các tiêu chí tối ưu nói trên.

5.2. CẤU TRÚC THU TỐI ƯU TÍN HIỆU SỐ.

Trước tiên, để đơn giản chúng ta sẽ xét trường hợp đường truyền dẫn có băng tần W không hạn chế (tức là hàm truyền tổng cộng $H(f)$ của cả hệ thống bằng 1 trên suốt trực tần số) và không biến đổi theo thời gian. Về mặt lý thuyết, điều này có nghĩa là kênh truyền có tính không nhớ, hay các tín hiệu số được truyền đưa trên kênh không có các tác động vật lý đối với nhau. Do vậy chúng ta có thể xem xét hệ thống thông qua việc xem xét quá trình truyền từng tín hiệu số đơn lẻ. Sự tác động lẫn nhau giữa các tín hiệu số trong các điều kiện kênh truyền có băng hạn chế cũng như có đặc tính biến đổi theo thời gian sẽ được đề cập tới trong chương sau.

Hệ thống truyền dẫn số theo những điều kiện nói trên có dạng đơn giản nhất như được mô tả trên hình 5.3.



Hình 5.3. Sơ đồ khối tối giản hệ thống truyền dẫn số.

Nguồn tin số được xét một cách tổng quát là nguồn tin M mức, cho ra các tin $m_i, i=1, 2, \dots, M$, tức là chức năng thứ nhất của bộ điều chế số được ghép với nguồn tin nhị phân để tạo thành nguồn tin M mức. Chức năng thứ hai của bộ điều chế được thể hiện như một khối tạo tín hiệu có nhiệm vụ tạo ra các tín hiệu $s_i(t)$ tương ứng với các tin m_i . Để đơn giản chúng ta sẽ chỉ xét ảnh hưởng của tạp âm nhiệt, do bằng cách này hay cách khác chúng ta phải và có thể hạn chế tác động của các can nhiễu tới mức có thể bỏ qua được. Bộ giải điều chế được thể hiện như một khối tách tín hiệu có nhiệm vụ tách lấy tín hiệu đã truyền đi từ phần phát từ tổ hợp tín hiệu và tạp âm, và thực hiện ánh xạ ngược thành các tin số. Do tác động của tạp âm, các tin thu được có thể bị sai và chỉ là một phiên bản của tin đã phát, ký hiệu là \hat{m}_i .

Như vậy quá trình thu tin được thực hiện ở bộ tách tín hiệu. Về bản chất, bộ tách tín hiệu sẽ thực hiện nhận tín hiệu $r(t)$ là tổng của tín hiệu phát và tạp âm ($r(t) = s_i(t) + n(t)$) và ước lượng xem tín hiệu nào đã thực sự được phát đi từ phần phát và dưới tác động của tạp âm. Quá trình này cũng được gọi là quá trình quyết định (*decision*) tín hiệu.

5.2.1. Biểu diễn véc-tơ tín hiệu số

Cơ sở của việc ước lượng và đánh giá của bộ tách tín hiệu là ở chỗ do M hữu hạn nên tập các dạng sóng $\{s_i(t)\}$ là một tập hữu hạn đã biết trước và vì vậy có thể “trữ” tại phần thu mọi dạng sóng $s_i(t)$ có thể có. Nhiệm vụ của bộ tách tín hiệu chỉ là việc chọn ra tín hiệu phù hợp nhất với $r(t)$ từ tập tín hiệu đã trữ.

⁵¹ Ở đây phát sinh một vấn đề: thế nào là “phù hợp nhất”? Để giải quyết vấn đề này chúng ta phải tìm được cách biểu diễn các tín hiệu dưới dạng có thể so

sánh với nhau được, đó là cách biểu diễn các tín hiệu số ở dạng véc-tơ được trình bày như sau. Gọi $s_j(t)$ ($j=1, 2, \dots, M$ và $0 \leq t \leq T$) là tín hiệu dạng sóng của tin m_j . Năng lượng của $s_j(t)$ hữu hạn và bằng:

$$\int_0^T [s_j(t)]^2 dt = E_j < \infty, \quad j=1, 2, \dots, M \quad (5.1)$$

Năng lượng của các tín hiệu không nhất thiết như nhau với mọi j .

Theo thủ tục Gram-Schmidt [A25,A37], đối với một tập tín hiệu *hữu hạn* gồm M phần tử, luôn có thể tìm được một cơ sở trực giao gồm các phần tử $\varphi_k(t)$, $k=1, 2, \dots, D$, với $D \leq M$ và tín hiệu $s_j(t)$ có thể biểu diễn ở dạng:

$$s_j(t) = \sum_{k=1}^D a_{jk} \varphi_k(t) \quad (5.2)$$

với
$$a_{jk} = \int_0^T s_j(t) \cdot \varphi_k(t) dt \quad (5.3)$$

và
$$\int_0^T \varphi_k(t) \cdot \varphi_j(t) dt = \delta_{jk} = \begin{cases} 1, & j = k \\ 0, & j \neq k \end{cases}, \quad j, k=1, 2, \dots, D \quad (5.4)$$

Ký hiệu δ_{jk} như trên được gọi là *delta* Kronecker.

Như vậy mỗi phần tử $s_j(t)$ của tập các tín hiệu dạng sóng biểu diễn được một cách duy nhất thông qua một bộ các hệ số a_{jk} ($k=1, 2, \dots, D$). Như vậy, các tín hiệu dạng sóng của các hệ thống truyền dẫn số có thể biểu diễn được như một véc-tơ trong một không gian Hilbert D chiều, ký hiệu là $\mathbf{s}_j = (a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jD})$.

Từ (5.1) chúng ta có năng lượng của tín hiệu $s_j(t)$ có thể xác định theo:

$$E_j = \int_0^T [s_j(t)]^2 dt = \int_0^T \left[\sum_{k=1}^D a_{jk} \varphi_k(t) \right]^2 dt = \int_0^T \sum_{k=1}^D a_{jk}^2 \varphi_k^2(t) dt = \sum_{k=1}^D a_{jk}^2 \quad (5.5)$$

Tích vô hướng của hai véc-tơ \mathbf{s}_i và \mathbf{s}_j được xác định theo:

$$\mathbf{s}_i \mathbf{s}_j = \sum_{k=1}^D a_{ik} a_{jk} = \int_0^T \left[\sum_{k=1}^D a_{ik} \varphi_k(t) \cdot \sum_{k=1}^D a_{jk} \varphi_k(t) \right] dt = \int_0^T s_i(t) \cdot s_j(t) dt \quad (5.6)$$

Tương tự, mở rộng khái niệm không gian Hilbert với số chiều vô hạn, ta cũng có thể biểu diễn tập âm ở dạng:

$$n(t) = \sum_{k=1}^D n_k \varphi_k(t) + h(t), \quad (5.7)$$

trong đó:

- $h(t)$ là thành phần không tương hợp (*irrelevant*) của tạp âm, có số chiều vô hạn song trực giao với phần còn lại của tạp âm và cũng trực giao với tất cả các véc-tơ tín hiệu, do đó theo định lý về dữ liệu không tương hợp [A37] thành phần này không có tác động gì trong quá trình quyết định tín hiệu;

- các thành phần n_k , với $k=1, 2, \dots, D$, cũng được xác định theo:

$$n_k = \int_0^T n(t) \cdot \varphi_k(t) \cdot dt \quad (5.8)$$

Như vậy, thành phần tương hợp của tạp âm có tác động tới quá trình quyết định tín hiệu cũng có thể biểu diễn dưới dạng véc-tơ D chiều, ký hiệu là $\mathbf{n}=(n_1, n_2, \dots, n_D)$. Hiển nhiên véc-tơ D chiều \mathbf{n} không biểu đạt được tạp âm $n(t)$ một cách hoàn toàn vì chỉ với hữu hạn hàm $\varphi_k(t)$ ta không thể biểu diễn hoàn toàn đầy đủ $n(t)$ với vô hạn giá trị có thể có, tuy nhiên như đã giải thích trên đây việc chỉ xét tới ảnh hưởng của véc-tơ tạp âm tương hợp \mathbf{n} là đủ.

Tóm lại, tại lối vào máy thu, thay vì làm việc với tín hiệu $r(t)$ chúng ta chuyển sang chỉ làm việc với véc-tơ $\mathbf{r}=\mathbf{s}_i+\mathbf{n}$.

Vì ta đã giả thiết $n(t)$ là tạp âm ngẫu nhiên trắng chuẩn kỳ vọng bằng không, nên việc “chiếu” $n(t)$ lên các trục tọa độ của không gian tín hiệu D chiều như trên cũng cho các thành phần hình chiếu có phân bố chuẩn với kỳ vọng bằng không và véc-tơ D chiều $\mathbf{n}=(n_1, n_2, \dots, n_D)$ cũng là một véc-tơ ngẫu nhiên có phân bố chuẩn (Gao-xơ), kỳ vọng bằng không với hàm mật độ xác suất *pdf* (*probability density function*) có dạng:

$$p(\mathbf{n}) = \frac{1}{(\pi N_0)^{D/2}} e^{-|\mathbf{n}|^2 / N_0} \quad (5.9)$$

trong đó N_0 là mật độ phổ công suất một phía của tạp âm.

5.2.2. Cấu trúc thu tối ưu

Cấu trúc thu tối ưu là cấu trúc thuật toán quyết định tín hiệu cho phép cực tiểu hoá xác suất thu lỗi, tính trung bình trên mọi tín hiệu.

Giả sử véc-tơ tín hiệu s_i có xác suất xuất hiện là $P(s_i)$. Xác suất này được gọi là xác suất tiên nghiệm (*a priori probability*) của tín hiệu s_i . Các xác suất tiên nghiệm này cùng với tập các véc-tơ tín hiệu đều đã được biết trước ở máy thu. Máy thu nhận được véc-tơ r và phải ra quyết định về véc-tơ tín hiệu nào đã được phát đi.

Quá trình quyết định tín hiệu được thực hiện như sau: không gian véc-tơ tín hiệu, gọi tắt là không gian tín hiệu (KGTH) được chia thành M miền, mỗi miền được gán cho một tín hiệu. Ranh giới giữa các miền được gọi là biên quyết định. Giả sử véc-tơ thu được r rơi vào phần thứ k thì máy thu sẽ quyết định là véc-tơ s_k (tức là tín hiệu $s_k(t)$) đã được phát đi và do vậy tin m_k sẽ được chuyển tới bộ nhận tin. Có thể thấy được rằng xác suất thu lỗi sẽ cực tiểu nếu việc chia KGTH thành các miền thoả mãn điều kiện là đối với miền thứ k nào đó thì khi r rơi vào miền đó ta sẽ có:

$$P[s_k | r] > P[s_i | r] \quad \forall i=1, 2, \dots, M \text{ song } i \neq k \quad (5.10)$$

trong đó $P[s_j | r]$ là xác suất véc-tơ s_j đã thực sự được phát với điều kiện (thu được) véc-tơ r và được gọi là xác suất hậu nghiệm của véc-tơ s_j .

Như vậy, cấu trúc thu tối ưu là cấu trúc thu có xác suất hậu nghiệm cực đại. Nói cách khác, cấu trúc thu tối ưu là cấu trúc thực hiện thuật toán cực đại hàm quyết định là xác suất hậu nghiệm $P[s_i | r]$. Theo định lý Bayes về xác suất điều kiện thì cấu trúc thu tối ưu phải thực hiện thuật toán cực đại hoá hàm quyết định:

$$P[s_i | r] = P(s_i) \cdot p(r | s_i) \quad \forall i \quad (5.11)$$

Chú ý rằng $r = n + s_i$, với s_i đã phát là một véc-tơ xác định, do vậy hàm mật độ xác suất điều kiện $p(r | s_i)$ chính là hàm mật độ xác suất của n (5.9) với kỳ vọng là s_i . Do đó vế phải của (5.11) trở thành:

$$P(s_i) \cdot \frac{1}{(\pi N_0)^{D/2}} e^{-|n - s_i|^2 / N_0} \quad (5.12)$$

Thuật toán thu tối ưu sẽ là: với véc-tơ thu được \mathbf{n} , bộ tách tín hiệu sẽ tính giá trị của biểu thức (5.12) với mọi i , chọn ra giá trị lớn nhất và quyết định tín hiệu có chỉ số i làm cho (5.12) lớn nhất là tín hiệu đã được phát đi.

Việc cực đại hoá (5.12) tương đương với cực tiểu hoá biểu thức sau:

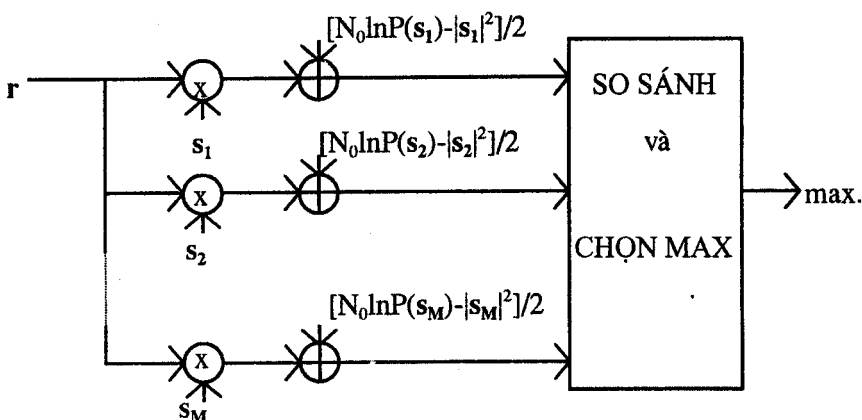
$$|\mathbf{r} - \mathbf{s}_i|^2 - N_0 \ln P(s_i) \quad (5.13)$$

Khai triển biểu thức (5.13) và chú ý rằng r^2 không phụ thuộc vào i , việc cực tiểu hoá (5.13) sẽ dẫn đến cực đại hoá biểu thức sau:

$$r s_i + \frac{1}{2} [N_0 \ln P(s_i) - |s_i|^2] \quad (5.14)$$

Chú ý: Nếu các tín hiệu $s_i(t)$ đồng xác suất, tức là xác suất tiên nghiệm $P(s_i)$ là như nhau với mọi i ($P(s_i) = 1/M$), thì từ (5.13) ta thấy rằng lượng $N_0 \ln P(s_i)$ là như nhau với mọi i , do đó cấu trúc thu tối ưu là cấu trúc sẽ quyết định s_i đã được phát đi nếu véc-tơ nhận được \mathbf{r} gần với véc-tơ s_i nhất (khoảng cách Euclide giữa hai mút véc-tơ \mathbf{n} và s_i gần nhau nhất). Điều này dẫn tới cách chia tối ưu KGTH: biên quyết định giữa các miền kề nhau là đường (mặt) trung trực của đoạn thẳng nối các mút véc-tơ tín hiệu.

Từ (5.14), chúng ta có thể xây dựng dạng véc-tơ của cấu trúc thu tối ưu như trên hình 5.4.

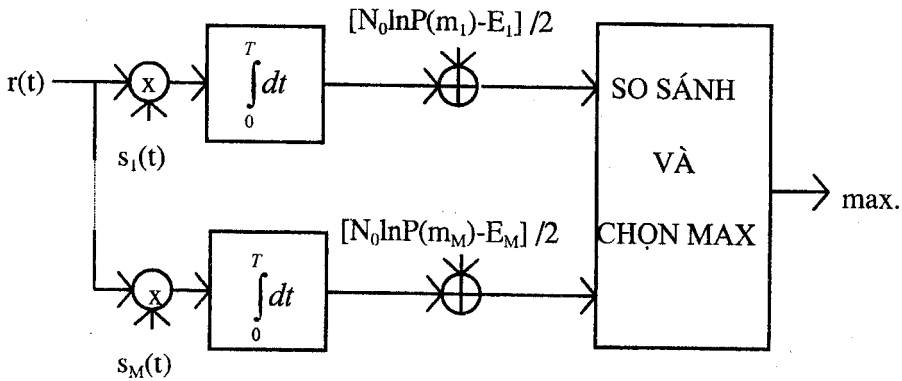


Hình 5.4. Dạng véc-tơ của cấu trúc thu tối ưu.

5.2.3. Máy thu tương quan

Sơ đồ cấu trúc thu tối ưu hình 5.4 chỉ là sơ đồ thuần túy toán học, trong đó các mạch nhân thể hiện phép nhân vô hướng hai véc-tơ r và s_i . Vấn đề là ở chỗ các dạng kỹ thuật cụ thể của các cấu trúc thu tối ưu này là như thế nào. Từ biểu thức (5.6) ta có thể xây dựng sơ đồ nguyên tắc theo tín hiệu dạng sóng (chứ không phải dạng véc-tơ) của máy thu tối ưu như hình 5.5.

Trên sơ đồ hình 5.5 các mạch nhân là các mạch nhân thường. Các xác suất tiên nghiệm $P(s_i)$ được thay bằng $P(m_i)$ còn $|s_i|^2$ được thay bằng năng lượng của các tín hiệu theo công thức (5.5). Máy thu tối ưu có dạng thực hiện như sơ đồ hình 5.5 được gọi là *máy thu tương quan (correlation receiver)* do mạch nhân và tích phân của từng nhánh về thực chất là các mạch tính mức độ tương quan giữa tín hiệu thu được $r(t)$ và từng tín hiệu dạng sóng đã được “trừ” $s_i(t)$.



Hình 5.5. Máy thu tương quan.

5.2.4. Máy thu lọc phối hợp

Để thực hiện máy thu tương quan, tại máy thu phải trừ mọi tín hiệu dạng sóng $s_i(t)$ ở dạng hàm thời gian. Điều này trong nhiều trường hợp là không thuận tiện do phải có các bộ tạo sóng tín hiệu như ở phần phát. Sơ đồ máy thu trên hình 5.5 có thể thực hiện hơi khác đi một chút nhằm làm cho việc “trừ” các tín hiệu dạng sóng dễ dàng hơn.

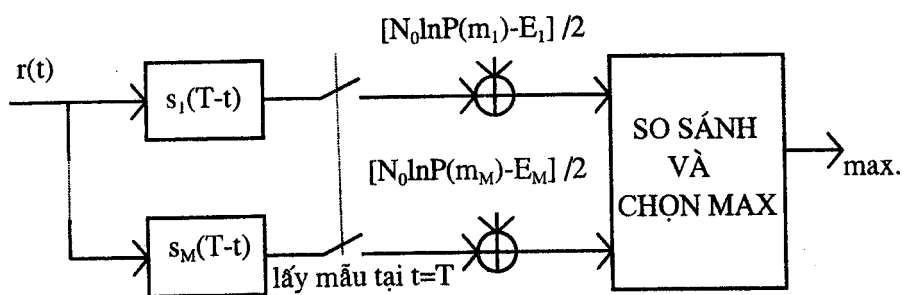
Chúng ta có thể nhận xét rằng các tín hiệu dạng sóng $s_i(t)$ chỉ tồn tại và khác không trong khoảng $[0, T]$, do vậy ta nhận được quan hệ sau:

$$\int_0^T r(t) \cdot s_i(t) dt = \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau) s_i(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{+\infty} r(\tau) s_i(T-t+\tau) d\tau \Big|_{t=T} \quad (5.15)$$

Có thể nhận được vế phải của (5.15) bằng cách cho tín hiệu thu được $r(t)$ qua mạch lọc tuyến tính có hàm phản ứng xung $h_i(t)$ là dạng đảo thời gian của tín hiệu $s_i(t)$:

$$h_i(t) = s_i(T-t) \quad (5.16)$$

Sơ đồ máy thu như thế được trình bày trên hình 5.6 và được gọi là máy thu lọc phối hợp (*matched filter receiver*) do phản ứng xung của các mạch lọc trong máy thu có dạng giống (“phối hợp”) với các tín hiệu đã phát đi.



Hình 5.6. Máy thu lọc phối hợp.

Đối với máy thu lọc phối hợp, việc “trữ” các tín hiệu ở phân thu được thực hiện nhờ sử dụng các mạch lọc có các đặc tính phối hợp với các tín hiệu cần trữ.

5.2.5. Xác suất thu lỗi với máy thu tối ưu

Giả sử nút của véc-tơ tín hiệu thu được r rơi vào miền thứ i của KGTH, khi đó máy thu sẽ quyết định là tín m_i đã được phát đi. Quyết định này là đúng nếu tín đã được phát đi là m_i hay tín hiệu đã được phát đi là $s_i(t)$. Quyết định là sai khi tín đã được gửi đi là m_j nào đó ($i \neq j$).

Xác suất thu đúng tín hiệu thứ i được xác định theo:

$$P_{Ci} = \int_{V_i} p(r|s = s_i) dv \quad (5.17)$$

Do đó xác suất thu đúng trung bình của máy thu tối ưu là:

$$P_C = E[P_{C_i}] = \sum_{i=1}^M P(s_i) \cdot P_{C_i} = \sum_{i=1}^M P(s_i) \cdot \int_{V_i} p(r|s = s_i) dv \quad (5.18)$$

trong đó, $E[.]$ ký hiệu kỳ vọng hay giá trị trung bình.

Xác suất thu sai trung bình của một máy thu tối ưu do đó sẽ là:

$$P_E = 1 - P_C = 1 - \sum_{i=1}^M P(s_i) \cdot \int_{V_i} p(r|s = s_i) dv \quad (5.19)$$

Khi tạp âm là AWGN ta sẽ có hàm mật độ xác suất điều kiện bên trong dấu tích phân xác định theo:

$$p(\mathbf{r} | \mathbf{s} = \mathbf{s}_i) = \frac{1}{(\pi N_0)^{D/2}} e^{-|\mathbf{r} - \mathbf{s}_i|^2 / N_0} \quad (5.20)$$

Nhận xét: Từ các biểu thức (5.19) và (5.20) ta có thể thấy rằng xác suất thu lỗi của máy thu tối ưu không phụ thuộc vào dạng sóng cụ thể $s_i(t)$ mà chỉ phụ thuộc vào các véc-tơ tín hiệu được chọn, cụ thể hơn nữa là chỉ phụ thuộc vào phân bố các mút véc-tơ tín hiệu trong KGTH. Bản đồ phân bố các mút véc-tơ tín hiệu trong KGTH được gọi là biểu đồ tín hiệu hay *constellation*. Như vậy, chất lượng (BER) của một hệ thống truyền dẫn số với máy thu tối ưu không phụ thuộc vào dạng sóng cụ thể của các tín hiệu được sử dụng trong hệ thống mà chỉ phụ thuộc vào *constellation*. Đây là một tính chất đặc biệt quan trọng đối với các hệ thống truyền dẫn tín hiệu số.

5.3. LỰA CHỌN TỐI ƯU TẬP TÍN HIỆU.

5.3.1. Bài toán tối ưu hoá tập tín hiệu

Trong thực tế các hệ thống truyền dẫn có thể sử dụng để truyền rất nhiều loại dịch vụ với các chuỗi bit (hay *symbol*) có phân bố rất khác nhau, không thể đoán trước được. Do không có cách lựa chọn nào khác và để đơn giản trong phân tích, người ta thường giả định rằng các chuỗi tín hiệu có phân bố đồng đều. Nói khác đi là các *symbol* nhận các giá trị khác nhau với các xác suất như nhau, tức là tập tín hiệu thường được giả định có xác suất tiên nghiệm như nhau.

Từ biểu thức về xác suất thu đúng của tín hiệu thứ i (5.17) chúng ta thấy rằng đây chính là xác suất để véc-tơ tín hiệu thu được \mathbf{r} rơi vào miền thứ i . Miền này có thể tích V_i càng lớn thì xác suất thu đúng càng lớn. Nói một cách khác, xác suất thu sai của tín hiệu thứ i sẽ càng nhỏ nếu khoảng cách d_i từ điểm nút véc-tơ tín hiệu \mathbf{s}_i tới biên quyết định gần nhất càng lớn. Để giảm xác suất thu sai của hệ thống, chúng ta bắt buộc phải tăng thể tích V_i lên (tăng xác suất thu đúng) hay tăng khoảng cách d_i lên đối với mọi i . Với một giá trị M đã cho trong một không gian tín hiệu nhất định, điều này chỉ có thể đạt được bằng cách tăng độ dài của các véc-tơ tín hiệu lên, tức là ta buộc phải tăng năng lượng và do vậy phải tăng công suất tín hiệu. Khi công suất tín hiệu tiến tới vô hạn, xác suất thu lỗi của hệ thống sẽ tiến tới không. Tuy nhiên, trong thực tế ta không thể tùy ý tăng mãi công suất tín hiệu lên tới vô hạn được. Vì vậy bài toán đầu tiên trong tối ưu hoá tập tín hiệu sẽ là cần lựa chọn tập tín hiệu có công suất giới hạn như thế nào sao cho xác suất thu lỗi là cực tiểu.

Một trong các vấn đề quan trọng nữa của hệ thống truyền dẫn tín hiệu số là hiệu quả sử dụng phổ. Một cách đơn giản, từ định lý Shannon chúng ta có thể nói rằng việc tăng hiệu quả phổ, tức là giảm W sẽ dẫn tới việc phải tăng công suất tín hiệu. Vì vậy, việc lựa chọn tín hiệu sẽ là nhiệm vụ tổng hợp liên quan tới công suất tín hiệu và hiệu quả phổ, trong điều kiện xác suất thu lỗi đã cho.

5.3.2. Lựa chọn tập tín hiệu với công suất hạn chế

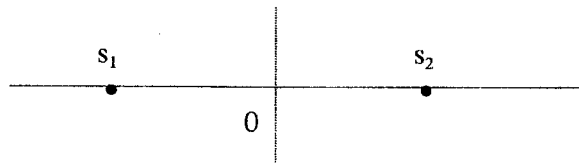
Bài toán lựa chọn tối ưu tập tín hiệu khi này sẽ là xác định cách phân bố tập M tín hiệu trên KGTH sao cho xác suất lỗi trung bình nhỏ nhất với điều kiện năng lượng của các tín hiệu phải không vượt quá một giá trị, ký hiệu là E_{max} . Điều này có nghĩa là phải chọn tập gồm M tín hiệu nằm bên trong hoặc trên một mặt cầu M chiều, bán kính $\sqrt{E_{max}}$. Cần lưu ý rằng số chiều thực sự của các tín hiệu chỉ là $D \leq M$.

Bài toán này được giải bằng phương pháp tính toán bằng số (*numerical calculation*) với kết quả cho thấy tập tín hiệu tối ưu là tập tín hiệu D chiều đối xứng đều ($D=M-1$), thoả mãn:

$$|s_i|^2 = E_{max} \quad (5.21a)$$

$$s_i s_k = E_{max} / (M-1) \quad (5.21b)$$

Từ các biểu thức (5.21) chúng ta có thể thấy rằng khi M rất lớn thì vế phải (5.21b) tiến tới không, tức là trong trường hợp này tập các tín hiệu trực giao sẽ gần như là tối ưu. Còn khi $M=2$, chúng ta có tập tín hiệu tối ưu gồm hai tín hiệu một chiều, đối cực và có *constellation* như hình 5.7.



Hình 5.7. Tín hiệu đối cực ($M=2$).

Khi $M=3$, tập tín hiệu tối ưu gồm 3 tín hiệu có mút các véc-tơ nằm trên các đỉnh của một tam giác đều.

Khi M lớn hơn 3, số chiều D của tập tín hiệu tối ưu tăng dần theo M . Tuy nhiên, độ rộng giải tần do các tín hiệu chiếm tăng tỷ lệ theo D , vì thế việc áp dụng lời giải tối ưu như (5.21a và 5.21b) trở nên thiếu ý nghĩa thực tế vì độ rộng giải tần cần để truyền các tín hiệu trở nên quá lớn. Trong các hệ thống truyền dẫn số thông thường, các tập tín hiệu hai chiều ($D=2$ và KGTH là một mặt phẳng) có ý nghĩa nhất do số tần số sóng mang cần thiết để tạo các hàm trực chuẩn chỉ là 1, do vậy chúng ta chỉ xét ở đây các tín hiệu hai chiều mà thôi. Cần lưu ý rằng khi đó tập tín hiệu chọn được chỉ gần tối ưu. Đối với $D=2$, người ta đã chỉ ra rằng tập tín hiệu tốt nhất là tập các tín hiệu mà mút các véc-tơ tín hiệu là các đỉnh của một lưới tam giác đều nằm gọn trong một hình tròn bán kính $\sqrt{E_{max}}$. Tuy nhiên, do chức năng ghép các bit thành các *symbol* của bộ điều chế nên M nhận các giá trị là lũy thừa của 2 ($M=2^k$, trong đó k là số bit của một *symbol*) và vì vậy trong thực

tế hầu như không có các hệ thống truyền dẫn có tập tín hiệu điều kín số đỉnh (là một số $\neq 2^k$) của một lưới tam giác đều cân xứng như thế. Chúng ta sẽ xét hai loại tập tín hiệu trong thực tế: các tín hiệu có cùng năng lượng ($E_i = \text{const} = E$) và các tín hiệu không có cùng năng lượng ($E_i \neq \text{const}$).

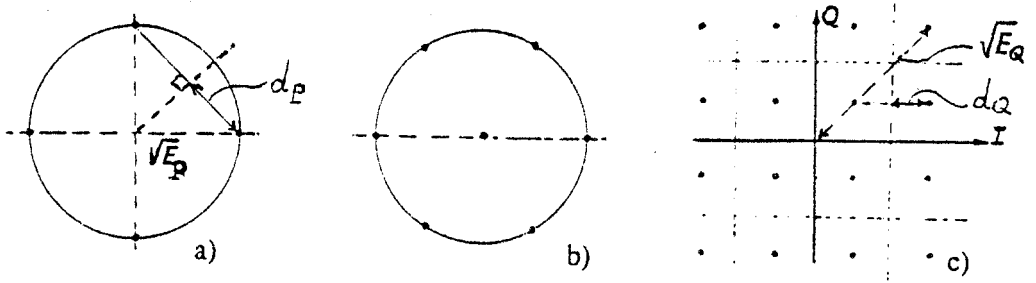
5.3.2.1. Các tín hiệu có cùng năng lượng, $E_i = \text{const} = E$:

Các tín hiệu nằm trên một hình tròn có tâm trùng gốc tọa độ, bán kính \sqrt{E} . Trong trường hợp này, tập tín hiệu tốt hơn cả là tập có các mút véc-tơ tín hiệu được phân bố đều đặn trên đường tròn kể trên. Tín hiệu như thế trong thực tế thu được nhờ điều chế pha số M mức (M-PSK: *M-ary Phase Shift Keying*) với ví dụ *constellation* của tín hiệu điều chế pha bốn mức (QPSK: *QuadriPhase Shift Keying*) được vẽ trên hình 5.8a. Sơ đồ 6-PSK kết hợp với tín hiệu nằm trùng gốc tọa độ của KGTH (tín hiệu này có năng lượng bằng không, hay trong khoảng thời gian của nó hệ thống không phát đi cái gì cả) sẽ cho tập tín hiệu có các mút véc-tơ là các nút của một lưới tam giác đều (hình 5.8b) và là tập tín hiệu tốt nhất mặc dù đây không hoàn toàn là tập các tín hiệu có cùng năng lượng. Tuy nhiên, do số tín hiệu của tập tín hiệu này chỉ là 7, khác 2^k , nên ứng dụng của nó cũng tương đối hạn chế.

5.3.2.2. Các tín hiệu không cùng năng lượng, $E_i \neq \text{const}$:

Do việc tạo ra *constellation* dạng lưới tam giác đều rất khó thực hiện về mặt kỹ thuật, trong thực tế người ta thường tạo ra tập các tín hiệu gần như tốt nhất với các mút véc-tơ tín hiệu nằm trên một lưới ô vuông. Việc tạo ra tập tín hiệu như thế được thực hiện bằng điều chế biên độ vuông góc M mức (M-QAM: *M-ary Quadrature Amplitude Modulation*). *Constellation* 16-QAM được cho trên hình 5.8c làm thí dụ.

Trong thực tế, đối với các hệ thống truyền dẫn số thông thường hiện nay, nhất là đối với các hệ thống vô tuyến số, các phương pháp điều chế tín hiệu hai chiều bao gồm M-PSK và M-QAM như đã nêu trên là có ý nghĩa nhất.



Hình 5.8. Constellation của một số tập tín hiệu tiêu biểu.

5.3.3. Điều chế tín hiệu nhiều mức nhằm nâng cao hiệu quả phổ

Trong thực tế, hầu hết các nguồn tin số đều tạo ra tín hiệu nhị phân. Để đạt được hiệu quả phổ cao, các tín hiệu số nhị phân thường được mã thành các tín hiệu nhiều mức (chức năng thứ nhất của bộ điều chế nhiều mức). Tức là chấp nhận tăng công suất của tín hiệu nhằm giảm bề rộng phổ mà tín hiệu chiếm.

Bề rộng phổ tín hiệu số phụ thuộc vào số chiều của tín hiệu. Trước tiên chúng ta sẽ xem xét độ rộng phổ đối với một tín hiệu đơn lẻ của tập tín hiệu. Về lý thuyết, phổ của một tín hiệu số trải từ $-\infty$ tới $+\infty$, điều này nhận được thông qua biến đổi Fourier. Tuy nhiên trong thực tế bề rộng phổ chiếm của một tín hiệu số là giải được xét như sau. Độ rộng băng tạp âm của bộ lọc phối hợp, theo lý thuyết thông tin, bằng $1/T_s$ (T_s là độ dài của một *symbol*). Như vậy, độ rộng băng tần (*bandwidth*) của một tín hiệu số tối thiểu sẽ là $1/T_s$. Trong thực tế độ rộng băng tín hiệu số thường lớn hơn giá trị này một vài chục phần trăm.

Nếu các tín hiệu cơ sở trực giao của KGTH đều có chung một tần số, đây là trường hợp đối với các tín hiệu một hay hai chiều (thí dụ BPSK, M-PSK, M-QAM...), thì các tín hiệu số được tạo thành là các tổ hợp tuyến tính của các tín hiệu cơ sở cũng sẽ có chung tần số và do vậy cho phép việc thu chúng sử dụng chung một loại mạch lọc. Kết quả là tập tín hiệu tổng cộng cũng chiếm giải tần như của một tín hiệu đơn (là $1/T_s$ chưa kể vài chục phần trăm mở rộng đã nói ở trên đây).

Đối với trường hợp các tín hiệu cơ sở trực giao của KGTH có các tần số khác nhau (trường hợp điều chế tần số số FSK, MSK...) thì khoảng cách tần số

giữa các tần số đó phải không nhỏ hơn $1/T_s$. Phổ của cả tập tín hiệu sẽ chiếm tới M/T_s và vì số chiều của tín hiệu trong trường hợp này $D=M$ nên có thể thấy được ngay rằng khi số chiều tín hiệu tăng thì bề rộng phổ chiếm của cả tập tín hiệu cũng sẽ tăng một cách tỷ lệ.

Hiệu quả phổ của tín hiệu được đánh giá bằng tốc độ truyền tin cho phép trên một đơn vị bề rộng phổ tần số (có đơn vị là b/s/Hz). Việc điều chế M mức sẽ làm tăng T_s lên $\log_2 M$ lần so với độ rộng một bit, cho phép giảm mạnh phổ chiếm của tín hiệu, do vậy tăng được hiệu quả phổ so với trường hợp nhị phân.

Các loại điều chế tần số, mặc dù việc thực hiện là rất đơn giản và có những ưu điểm nhất định do là tín hiệu có đường bao không đổi nên ít nhạy cảm với các méo phi tuyến trên kênh, song không cho hiệu quả phổ tốt (không nâng được hiệu quả sử dụng phổ so với trường hợp nhị phân). Vì thế, trong thực tế chúng chỉ được sử dụng với M khá nhỏ (thường không quá 4) và thường chỉ áp dụng trong những trường hợp khi hiệu quả phổ không phải là yêu cầu tối thượng trong khi đó các yêu cầu về khả năng chịu méo phi tuyến, mức độ đơn giản thiết bị lại là những yêu cầu hàng đầu. Đối với các hệ thống đòi hỏi hiệu quả phổ lớn như các hệ thống dung lượng lớn và vừa chẳng hạn, các loại điều chế thường được sử dụng là M-PSK hay M-QAM vì đối với các loại tín hiệu này hiệu quả phổ tăng $\log_2 M$ lần so với tín hiệu nhị phân.

Trả giá đối với việc nâng cao được hiệu quả phổ là phải tăng công suất tín hiệu. Chúng ta sẽ xét làm thí dụ đối với tín hiệu M-PSK. Với cùng một công suất tín hiệu như nhau (các véc-tơ tín hiệu có độ dài như nhau), thì khoảng cách từ điểm tín hiệu tới biên quyết định đối với trường hợp M-PSK ($M>2$) nhỏ hơn trong trường hợp điều chế pha nhị phân (BPSK: *Binary Phase Shift Keying*), do đó xác suất thu lỗi đối với M-PSK sẽ lớn hơn đối với BPSK. Để bảo đảm duy trì xác suất thu lỗi như của trường hợp BPSK, cần phải tăng khoảng cách từ điểm tín hiệu tới biên quyết định cho trường hợp M-PSK. Điều này dẫn đến phải tăng công suất của tín hiệu. Tỷ lệ tăng công suất đối với điều chế pha số M-PSK để đảm bảo xác suất thu lỗi là [A14]:

$$P_M/P_B = \frac{1}{n \cdot \sin^2(\pi/2^n)} \approx \frac{2^{2n}}{n\pi^2} \quad (5.22)$$

trong đó P_M và P_B lần lượt là công suất cần thiết đối với M-PSK và BPSK để có được cùng một xác suất thu lỗi như nhau, $n = \log_2 M$.

5.3.4. Lựa chọn tối ưu tập tín hiệu

Như đã nói sơ bộ ở mục 5.3.1, bài toán tối ưu hoá tập tín hiệu rút lại chỉ là việc lựa chọn tập tín hiệu (lựa chọn phương pháp điều chế) nhằm đạt được một hiệu quả sử dụng phổ theo yêu cầu với công suất tín hiệu nhỏ nhất mà vẫn bảo đảm được xác suất thu lỗi đã cho. Chẳng hạn chúng ta có bài toán: Hệ thống truyền dẫn cần có dung lượng B [b/s], hãy xác định loại tín hiệu (loại điều chế) cần sử dụng để truyền với một xác suất lỗi xác định nào đó trên một kênh có bề rộng băng tần W [Hz], $W < B$. Cách giải quyết như sau. Do $W < B$, điều chế nhị phân không thể sử dụng được nên chúng ta nhất thiết phải sử dụng điều chế nhiều mức. Do điều chế FSK không tăng được hiệu quả sử dụng phổ so với trường hợp nhị phân nên chúng ta sẽ không xét tới. Các loại điều chế thông thường có hiệu quả sử dụng phổ cao là PSK và QAM do đó ở đây ta sẽ thực hiện so sánh hai loại điều chế này. Với cùng một giá trị M , hiệu quả sử dụng phổ của cả hai cách điều chế này đều tăng như nhau là $\log_2 M$ lần so với của trường hợp nhị phân. Vấn đề là loại điều chế nào đòi hỏi công suất tín hiệu nhỏ hơn. Như đã trình bày ở phần trước, xác suất thu lỗi của hệ thống truyền dẫn số không phụ thuộc vào dạng sóng cụ thể của tín hiệu mà chỉ phụ thuộc vào *constellation* của tín hiệu, cụ thể là phụ thuộc vào khoảng cách từ điểm tín hiệu tới biên quyết định. Do đó ta sẽ so sánh M-PSK và M-QAM bằng *constellation* của chúng. Để có được xác suất thu lỗi như nhau, ta phải có $d_p = d_q$, trong đó d_p , d_q lần lượt là khoảng cách từ điểm tín hiệu tới biên quyết định đối với M-PSK và M-QAM. Từ hình 5.8, chúng ta có thể xác định được:

$$d_p = \sqrt{E_p} \cdot \sin \pi / M \quad (5.23a)$$

$$\text{và} \quad d_Q = \sqrt{E_Q} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}(\sqrt{M}-1)} \quad (5.23b)$$

trong đó E_P, E_Q lần lượt là năng lượng của tín hiệu PSK và QAM.

Cho $d_P = d_Q$, ta thu được:

$$E_Q/E_P = 2(\sqrt{M}-1)^2 \cdot \sin^2 \frac{\pi}{M} \quad (5.24)$$

Như vậy, với $M > 8$, E_Q sẽ nhỏ hơn E_P cần thiết để đạt được cùng một BER đã cho (với $M=16$, điều chế QAM sẽ lợi 1.64 dB về công suất hơn so với PSK, với $M=64$ độ lợi này sẽ đạt tới 6,27 dB). Cần phải nói thêm rằng, E_Q được sử dụng trong các biểu thức (5.23a, b) và (5.24a, b) là năng lượng của tín hiệu QAM có năng lượng lớn nhất. Năng lượng trung bình của tín hiệu M-QAM còn nhỏ hơn nữa, tức là giá trị độ lợi về công suất trên đây sẽ còn lớn hơn nữa nếu tính theo công suất trung bình). Có nghĩa là nếu $M > 8$, sơ đồ điều chế M-QAM sẽ lợi hơn M-PSK về công suất. Khi $4 < M \leq 8$, điều chế M-PSK lợi hơn M-QAM. Với $M=4$, vế phải của (5.24) bằng 1, tức là 4-QAM tương đương với 4-PSK.

Như vậy, với các hệ thống dung lượng lớn (có tốc độ bit lớn), để tiết kiệm phổ tần người ta thường sử dụng các sơ đồ điều chế với M cao và do hệ thống M-QAM là hệ thống lợi hơn về công suất nên thường được sử dụng trong thực tế. Khi dung lượng hệ thống vừa hoặc nhỏ, số mức điều chế M không cần lớn thì người ta thường sử dụng điều chế PSK vừa lợi về công suất, vừa ít nhạy cảm với méo phi tuyến gây bởi bộ khuếch đại công suất phát.

Trong thực tế, M-PSK thường có số mức điều chế $M = 2, 4, 8$, còn các hệ thống M-QAM truyền thống thì $M = 4, 16, 64...$ Điều chế 4-QAM hoàn toàn tương đương với 4-PSK do *constellation* của chúng hoàn toàn giống nhau.

Để hiểu rõ việc lựa chọn tối ưu tập tín hiệu, chúng ta hãy xét thí dụ thực tế đơn giản sau.

Thí dụ: Xác định sơ đồ điều chế cần áp dụng đối với hệ thống vi ba số dung lượng truyền dẫn 140 Mb/s với phân kênh 30 MHz.

Để truyền được, chúng ta phải sử dụng sơ đồ điều chế M mức với $M=2^k$, trong đó $k \geq 140/30$. Như vậy, k tối thiểu phải là 5 và $M \geq 32$. Do $M > 8$, sơ đồ điều chế nên sử dụng phải là QAM. Do đối với M-QAM truyền thống, M nhận các giá trị 4, 16, 64, 256... nên sơ đồ điều chế thích hợp cho hệ thống này là 64-QAM.

5.3.5. Xác suất lỗi bit và xác suất lỗi symbol

Trong các mục trên, khi so sánh các tập tín hiệu với nhau ta chỉ đề cập một cách chung chung tới xác suất thu lỗi tín hiệu, mà trong trường hợp điều chế nhiều mức đó chính là xác suất thu lỗi *symbol* (SER: *Symbol Error Ratio*). Cái mà ta thực sự quan tâm và cần so sánh đối với các hệ thống lại là xác suất lỗi bit (BER) của hệ thống. Tuy nhiên, *symbol* bao gồm $k = \log_2 M$ bit, vì vậy việc thu sai một *symbol* có thể dẫn đến sai không chỉ một bit. Trong mục này chúng ta sẽ xem xét mối tương quan giữa SER và BER trong các hệ thống thực tế. Dễ dàng có thể đi đến bất đẳng thức kép sau:

$$\text{SER}/k \leq \text{BER} \leq \text{SER} \quad (5.25)$$

Trong thực tế có thể và thường sử dụng mã Gray như đã trình bày trong chương 4. Đặc điểm của mã Gray là các *symbol* (tín hiệu) lân cận nhau trên *constellation* chỉ khác nhau 1 bit. Nếu tạp âm không quá lớn (tức là nếu tỷ số tín/tạp đủ lớn) thì nói chung một tín hiệu bị lỗi sẽ chỉ bị nhận sai thành một tín hiệu lân cận, hệ quả là một *symbol* bị thu lỗi chỉ dẫn đến một bit lỗi. Trong trường hợp như vậy, BER của hệ thống có quan hệ với SER như sau:

$$\text{BER} = \text{SER} / \log_2 M \quad (5.26)$$

5.4. TỔNG HỢP CÁC TÍN HIỆU DẠNG SÓNG-MỘT SỐ SƠ ĐỒ ĐIỀU CHẾ NHIỀU MỨC THƯỜNG GẶP

Việc tổng hợp các tín hiệu dạng sóng liên quan tới việc biểu diễn tín hiệu dạng sóng bằng các tín hiệu trực giao cơ sở. Trong mục này chúng ta sẽ xét làm thí dụ một số trường hợp tiêu biểu và các sơ đồ thực hiện điều chế cũng như giải điều chế tương ứng.

5.4.1. Điều chế tần số FSK

Tín hiệu điều chế tần số có dạng:

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T_s} \cdot \cos(2\pi f_i t + \theta), \quad i=0, 1, \dots, M-1. \quad (5.27)$$

trong đó các tần số f_i cách nhau $\Delta f = 2\pi T_s$.

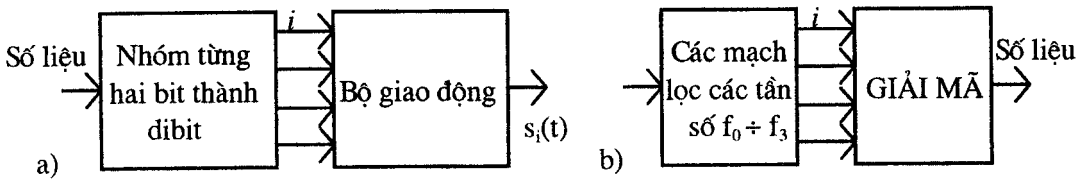
Các tín hiệu trực giao cơ sở là:

$$\varphi_i(t) = \sqrt{2/T_s} \cdot \cos(2\pi f_i t + \theta) \quad (5.28)$$

Các tín hiệu này trực giao với nhau do

$$\int_0^{T_s} \varphi_i(t) \cdot \varphi_j(t) dt = \delta_{ij} \quad (5.29)$$

Sơ đồ điều chế và giải điều chế 4-FSK cho trên hình 5.9.



Hình 5.9. Sơ đồ điều chế (a) và giải điều chế (b) 4-FSK.

5.4.2. Điều chế M-PSK

Tín hiệu điều chế pha tổng quát có dạng:

$$s_i(t) = \sqrt{2E/T_s} \cos(2\pi f_0 t + \theta_i), \quad i=1, 2, \dots, M \quad (5.30)$$

trong đó $\theta_i = (i-1) \cdot 2\pi/M$.

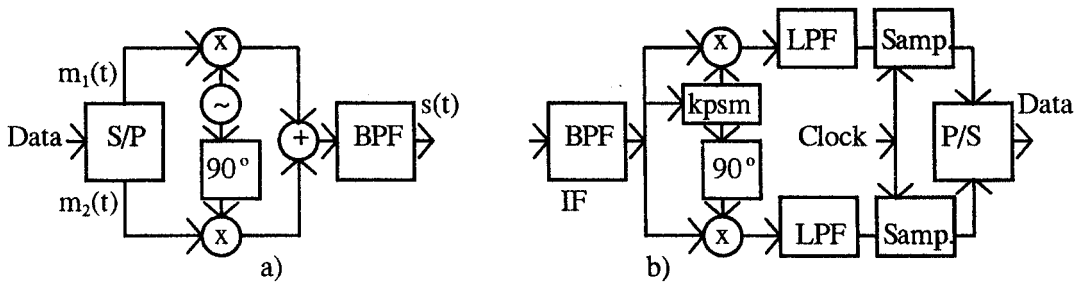
Sơ đồ điều chế và giải điều chế 4-PSK được trình bày trên hình 5.10. Đối với sơ đồ hình 5.10, $m_1(t)$ và $m_2(t)$ là các tín hiệu nhị phân nhận các giá trị ± 1 , do đó tín hiệu lối ra có dạng

$$s(t) = \sqrt{\frac{E}{T_s}} \cdot m_1(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t - \sqrt{\frac{E}{T_s}} \cdot m_2(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t \quad (5.31)$$

Các hàm trực giao cơ sở có dạng:

$$\varphi_1(t) = \sqrt{E/T_s} \cdot \cos 2\pi f_0 t \quad (5.32a)$$

và
$$\varphi_2(t) = \sqrt{E/T_s} \cdot \sin 2\pi f_0 t \quad (5.32b)$$



Chú giải:

S/P: Biến đổi nối tiếp/song song;
 BPF (Bandpass Filter): Bộ lọc dải;
 Samp. (Sampler): Mạch lấy mẫu;

P/S: Biến đổi song song/nối tiếp;
 LPF (Lowpass Filter): Lọc thông thấp;
 kpsm: Mạch khôi phục sóng mang.

Hình 5.10. Sơ đồ điều chế (a) và giải điều chế (b) 4-PSK.

5.4.3. Điều chế biên độ vuông góc M-QAM

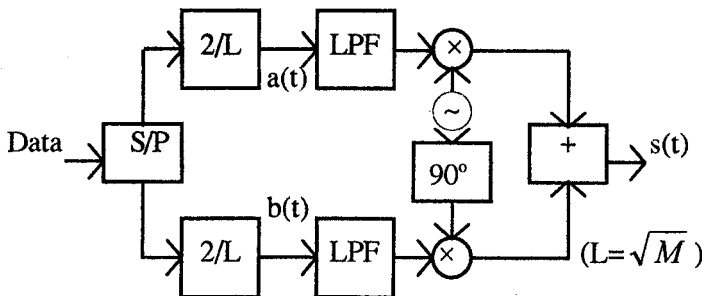
Tín hiệu điều chế M-QAM có dạng:

$$s(t) = \sqrt{2E/T_s} \cdot a(t) \cdot \cos 2\pi f_0 t - \sqrt{2E/T_s} \cdot b(t) \cdot \sin 2\pi f_0 t, \quad (5.33)$$

trong đó $a(t), b(t) = \pm 1, \pm 3, \pm 5, \dots, \sqrt{M} - 1$; $M = 4, 16, 64, \dots$

Các hàm trực giao cơ sở cũng có dạng như đối với PSK.

Sơ đồ điều chế M-QAM được vẽ trên hình 5.11. Bộ biến đổi nối tiếp/song song biến đổi từng cụm $k = \log_2 M$ bit lối vào bộ điều chế thành hai cụm tín hiệu NRZ, mỗi cụm gồm $k/2$ xung. Khối $2/L$ biến cụm NRZ nhị phân thành tín hiệu có $L = \sqrt{M}$ biên độ khác nhau. Thí dụ $L = 4$ với $M = 16$, vì vậy trong điều chế 16-QAM, cả hai bộ lọc thông thấp đều có đầu vào là các tín hiệu bốn biên độ. Bộ điều chế như vậy được tạo ra từ hai bộ điều chế biên độ với sóng mang bị nén.

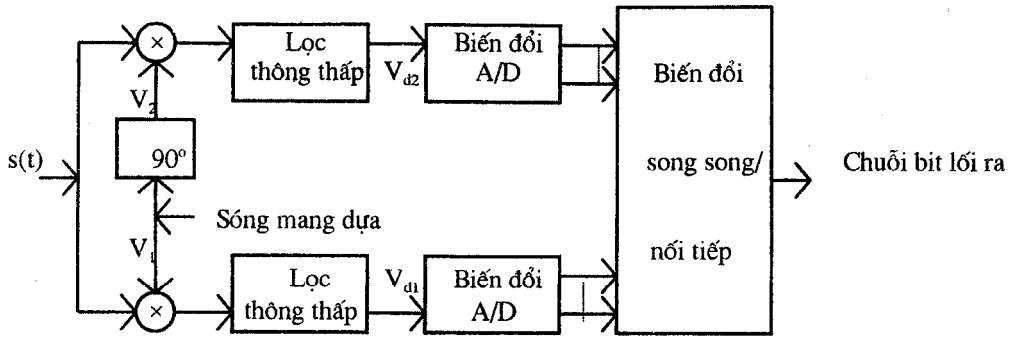


Chú giải:

LPF (LowPass Filter): Lọc thông thấp;
 S/P: Biến đổi nối tiếp thành song song.

Hình 5.11. Sơ đồ khối bộ điều chế M-QAM.

Sơ đồ giải điều chế M-QAM có dạng như trên hình 5.12.



Hình 5.12. Sơ đồ khối bộ giải điều chế QAM.

Tín hiệu M-QAM lối vào có dạng như đã nêu trong biểu thức (5.33).

Trong trường hợp lý tưởng, các sóng mang (tín hiệu dựa) giải điều chế có dạng:

$$V_1(t) = 2 \cdot \cos \omega_0 t \quad (5.34a)$$

và
$$V_2(t) = -2 \cdot \sin \omega_0 t \quad (5.34b)$$

Sau khi thực hiện nhân và loại bỏ thành phần bậc hai, hai tín hiệu giải điều chế có dạng:

$$V_{d1}(t) = a(t) \quad (5.35a)$$

$$V_{d2}(t) = b(t) \quad (5.35b)$$

$a(t)$ và $b(t)$ có thể có $L = \sqrt{M}$ giá trị biên độ. Tín hiệu với L giá trị biên độ được biến đổi tại bộ biến đổi A/D thành tín hiệu nhị phân có $k/2$ bit. Hai nhánh tín hiệu nhị phân này được đưa tới bộ biến đổi song song/nối tiếp để trở thành cụm k bit lối ra.

Chương sáu

TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ TRÊN CÁC KÊNH THỰC

Trong chương năm chúng ta đã xem xét những nguyên lý căn bản về truyền dẫn tín hiệu số trên kênh liên tục với các giả định lý tưởng: kênh truyền hoàn toàn tuyến tính với đặc tuyến biên độ-tần số hoàn toàn bằng phẳng, đặc tuyến pha-tần số hoàn toàn tuyến tính và độ rộng băng truyền dẫn là vô hạn. Các tác động của nhiễu từ bên ngoài cũng đã được bỏ qua và chỉ xét tới tác động của tạp âm nhiệt trắng chuẩn tồn tại một cách cố hữu trong kênh. Trong chương này chúng ta sẽ nghiên cứu các tác động của kênh truyền thực tế bao gồm sự hạn chế về băng tần truyền dẫn, các méo tuyến tính và phi tuyến, tác động của can nhiễu... Phương pháp truyền dẫn tín hiệu số với băng tần hạn chế và các biện pháp khắc phục các tác động của kênh truyền không lý tưởng như san bằng, méo trước, các biện pháp phân tập và kỹ thuật trải phổ cũng sẽ được xem xét trong chương này.

6.1. TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ TRÊN KÊNH CÓ BĂNG TẦN HẠN CHẾ

6.1.1. Xuyên nhiễu giữa các dấu (ISI)

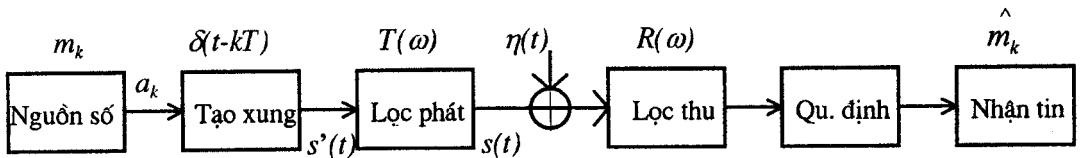
Trong chương 5, các tín hiệu số (các *symbol*) truyền trên kênh được xem như không ảnh hưởng lẫn nhau với giả định băng tần truyền dẫn của kênh liên tục là vô hạn. Trong phần này chúng ta sẽ xem xét những vấn đề nảy sinh khi truyền dẫn chuỗi tín hiệu số trên các kênh có băng tần hạn chế.

Mỗi một *symbol* được hình thành từ k bit và có thời gian tồn tại bằng k lần thời gian tồn tại của một bit, do vậy các dạng sóng điều chế dùng để truyền chúng cũng có độ dài hữu hạn bằng độ dài của k bit: $T_s = kT_b$, trong đó T_s và T_b lần lượt là độ dài của một *symbol* và của một bit. Do các dạng sóng có độ dài hữu hạn, phổ của chúng (nhận được thông qua biến đổi Fourier) sẽ trải ra vô hạn trên miền tần số. Sẽ không có vấn đề gì nảy sinh trong việc truyền các tín hiệu dạng sóng có phổ rộng vô hạn như thế trên kênh liên tục nếu băng tần truyền dẫn của hệ thống không bị hạn chế, đặc tính biên độ-tần số của hệ thống thì bằng phẳng còn đặc tính pha-tần thì tuyến tính. Việc truyền dẫn tín hiệu số trên các kênh liên tục lý tưởng như vậy chỉ cần tuân thủ theo các nguyên tắc đã được đề cập đến trong chương 5. Trong thực tế, băng tần truyền dẫn không phải là vô hạn do con người chưa tận dụng được hết trục tần số để truyền tín hiệu sóng điện từ. Băng tần truyền dẫn do vậy là một tài nguyên quý và hiếm hoi, buộc phải chia sẻ cho nhiều đối tượng cùng sử dụng. Để hạn chế phổ tần nhằm tăng số hệ thống có thể cùng công tác trên một băng sóng cho trước, người ta sử dụng các mạch lọc. Do vậy, hàm truyền tổng cộng của một hệ thống truyền dẫn số sẽ có đặc tính như của một mạch lọc. Ở đâu ra, phổ tín hiệu thu được bị hạn chế bởi đặc tính lọc của hệ thống nên tín hiệu thu được của một *symbol* (chưa kể đến tạp âm) sẽ trải ra vô hạn về thời gian. Điều đó dẫn đến việc tại đầu thu các *symbol* được truyền kế tiếp nhau sẽ chồng lấn lên nhau về thời gian và gây nhiễu lẫn nhau, hiện tượng này trong truyền dẫn tín hiệu số được gọi là *xuyên nhiễu giữa các dấu* (ISI: *InterSymbol Interference*). Sự tồn tại của ISI có thể dẫn đến tín hiệu thu được bị méo rất lớn và tin tức có thể sẽ bị nhận sai: tại thời điểm lấy mẫu $t = kT_s$ giá trị của tín hiệu thu được ở lối ra mạch lấy mẫu của máy thu theo sơ đồ máy thu lọc phối hợp chẳng hạn (hình 5.6) có thể vượt ngưỡng quyết định và tín hiệu sẽ bị quyết định nhầm. Vấn đề là liệu có thể truyền chuỗi tín hiệu số có phổ không hạn chế trên các kênh có băng tần hạn chế mà không có ISI được không và trong trường hợp đó đặc tính (lọc) tổng cộng của hệ thống sẽ phải có những đặc trưng như thế nào.

6.1.2. Các đặc tính lọc nhằm truyền dẫn không có ISI

Các tín hiệu băng gốc sẽ được xem xét trước tiên do chúng ta có thể khảo sát hệ thống truyền dẫn thông qua hệ thống tương đương thông thấp [A19], và các kết quả sẽ được khái quát hoá cho các hệ thống QAM. Sẽ không một hệ thống điều chế nào khác được xét thêm song ta hãy chú ý rằng PSK có thể xem như trường hợp đặc biệt của QAM. Điều này có thể chứng minh được nhờ việc biểu diễn phân tử của tập tín hiệu PSK dưới dạng $e^{j\phi} = \cos\phi + j\sin\phi$, mà nó cho chúng ta các biên độ của các thành phần đồng pha (*inphase*) và vuông pha (*quadrature*) trong thời gian truyền véctơ tín hiệu đã cho.

Bây giờ ta hãy khảo sát mô hình cho trên hình vẽ 6.1. Tín hiệu từ nguồn gồm có M phần tử song bây giờ chúng ta hạn chế chỉ khảo sát trường hợp khi các phần tử $s_i(t)$ của tập tín hiệu chỉ khác nhau về biên độ, tức là ta sẽ hạn chế chỉ xét hệ thống điều chế biên xung PAM (*Pulse Amplitude Modulation*). Thực tế hệ thống này có thể xem như gán cho mỗi một tin m_k một hằng số a_k mà biên độ của xung đầu ra của bộ tạo xung sẽ được nhân với nó.



Hình 6.1. Mô hình hệ thống băng gốc với các tín hiệu xung PAM.

Ta hãy giả sử rằng bộ tạo xung cho ra các xung Dirac tại các thời điểm $t=kT_s$. Các xung dạng Dirac này, có biên độ thay đổi tùy theo sự thay đổi các giá trị m_k , qua bộ lọc $T(\omega)$ sẽ tới kênh truyền. Phần máy thu trên hình 6.1 là máy thu tối ưu thu lọc phối hợp, mạch quyết định thực hiện lấy mẫu và so ngưỡng. Hàm truyền tổng cộng của hệ thống (đặc tính tần số tổng cộng của hệ thống) là tích của hai đặc tính của hai bộ lọc phát và thu $C(\omega) = T(\omega) \cdot R(\omega)$. Bây giờ chúng ta sẽ tìm kiếm lớp các đặc tính lọc $C(\omega)$ sao cho việc truyền chuỗi tín hiệu qua hệ thống sẽ không có ISI. Việc truyền được coi là không có ISI nếu vào thời điểm

quyết định tín hiệu (lấy mẫu) thứ k , chỉ có phản ứng xung của tín hiệu thứ k là khác không còn phản ứng của các tín hiệu khác (các tín hiệu trước và sau tín hiệu thứ k) đều bằng không.

Theo định lý Nyquist, độ rộng băng tần truyền dẫn nhỏ nhất để có thể truyền được không méo tín hiệu băng gốc là $B=1/2T$. Độ rộng băng ở đây có nghĩa là giải tần mà ngoài nó giá trị hàm truyền đồng nhất bằng không. Tần số $1/2T$ được gọi là tần số Nyquist. Do vậy chúng ta sẽ xét các đặc tính lọc có độ rộng thông tần tối thiểu là $1/2T$ (hay π/T tính theo tần số góc).

Trước tiên ta hãy xem xét trường hợp $C(\omega)$ là đặc tính của bộ lọc thông thấp lý tưởng, tức là đáp tuyến pha của bộ lọc thì tuyến tính còn đáp tuyến biên độ $|C(\omega)|$ có dạng:

$$|C(\omega)| = \begin{cases} 1; & 0 \leq |\omega| \leq \omega_0 \\ 0; & |\omega| > \omega_0 \end{cases} \quad (6.1)$$

Bộ lọc này có phản ứng xung là

$$c(t) = \frac{\sin \omega_0 t}{\omega_0 t} \quad (6.2)$$

có giá trị cực đại bằng 1 tại $t=0$ và có giá trị bằng không tại $t=k\pi/\omega_0$.

Giả sử rằng đầu vào bộ lọc lý tưởng này có tín hiệu được tạo bởi bộ tạo xung như trên hình 6.1, tức là tín hiệu lối vào bộ lọc $T(\omega)$ được cho bởi

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kT) \quad (6.3)$$

Trong trường hợp này, phản ứng xung đầu ra sẽ không gây nên ISI nếu tần số cắt của bộ lọc là $f_0 = \omega_0/2\pi = 1/2T$.

Bộ lọc lý tưởng, tuy vậy không thể chế tạo được trong thực tế, do đó chúng ta sẽ tìm một lớp các bộ lọc có độ rộng băng thông lớn hơn $1/2T$ với đặc tuyến thoải hơn ở hai biên (nhằm dễ chế tạo hơn) song cũng có các phản ứng xung bằng không tại các thời điểm $t=kT$. Theo lý thuyết lấy mẫu, các bộ lọc có đặc tính $C(\omega)$ thoả mãn quan hệ:

$$C_{eq} \stackrel{\Delta}{=} \sum_k C\left(\omega + \frac{2k\pi}{T}\right) = \text{const}; \quad |\omega| \leq \frac{\pi}{T} \quad (6.4)$$

trong đó C_{eq} là đặc tính tương đương của bộ lọc, sẽ có các phản ứng xung cắt các điểm không tại các thời điểm $t=nT$, với $n \neq 0$.

Đặc tính tương đương như trên được tạo ra bằng chia trục ω thành các đoạn có độ dài $2\pi/T$ và dịch các đoạn này của hàm $C(\omega)$ đi từng đoạn $\pm\pi/T$ rồi lấy tổng trên tất cả các đoạn này.

Tất cả các bộ lọc thoả mãn quan hệ (6.4) đều được gọi là thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất và đều có phản ứng xung có các giá trị bằng không tại các thời điểm $t=nT$ ($n \neq 0$), do đó đều cho phép truyền chuỗi tín hiệu số PAM qua mà không có ISI.

Trong số các bộ lọc thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất, các bộ lọc có độ rộng giải lớn hơn tần số Nyquist song nhỏ hơn 2 lần tần số Nyquist là đáng quan tâm hơn cả vì cho hiệu quả sử dụng phổ khá tốt. Để thoả mãn (6.4), các bộ lọc này cần phải có hàm truyền là tổng của hàm truyền bộ lọc lý tưởng (6.1), xem hình 6.2a, với một hàm “làm cong” (*roll-off*) xác định trong khoảng $(0, 1/T)$, đối xứng tâm qua tần số $1/2T$ (hình 6.2b). Kết quả là hàm truyền tổng cộng sẽ có dạng như trên hình 6.2c.

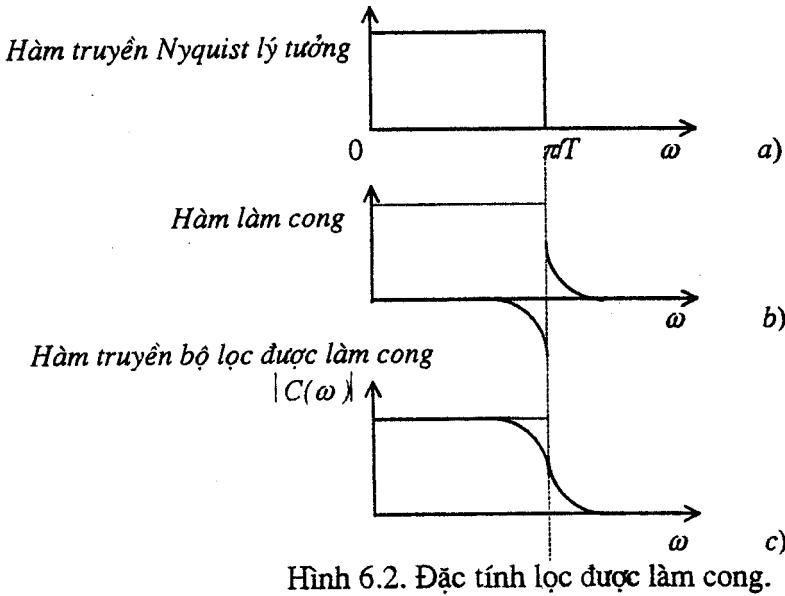
Do đơn giản trong tính toán, hàm số làm cong dạng *cosine* thường ưa được sử dụng để phân tích các bộ lọc này. Hàm truyền tổng cộng khi đó có dạng:

$$|C(\omega)| = \begin{cases} 1; & 0 \leq |\omega| < \frac{\pi}{T}(1-\alpha) \\ \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sin \left[\frac{T}{2\alpha} \left(\omega - \frac{\pi}{T} \right) \right] \right\}; & \frac{\pi}{T}(1-\alpha) \leq |\omega| \leq \frac{\pi}{T}(1+\alpha) \\ 0; & |\omega| > \frac{\pi}{T}(1+\alpha) \end{cases} \quad (6.5)$$

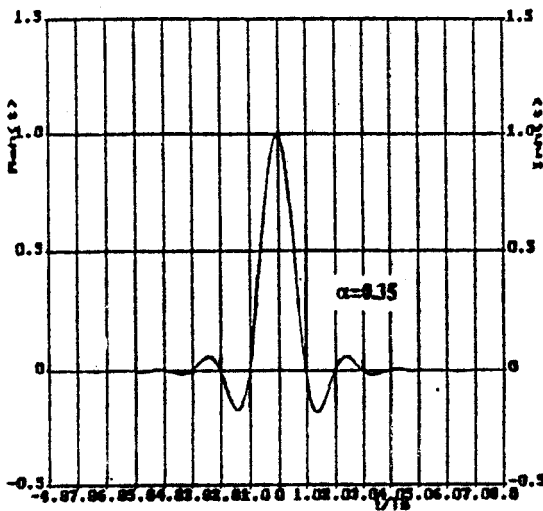
và phản ứng xung có dạng (hình 6.3):

$$c(t) = \frac{\sin \pi t / T}{\pi t / T} \frac{\cos \alpha \pi t / T}{1 - 4\alpha^2 t^2 / T^2} \quad (6.6)$$

trong đó α là tham số làm cong, được gọi là hệ số uốn lọc (*roll-off factor*) và có giá trị trong giải $[0,1]$. Bộ lọc có đặc tính như trên được gọi là bộ lọc *cosine* nâng (*raised cosine filter*) do phần biên của đặc tính tần số có dạng hàm *cosine* được nâng lên. α càng lớn thì phổ tần chiếm của tín hiệu càng lớn. Từ (6.6) ta thấy ngoài các điểm giá trị bằng không như của bộ lọc Nyquist lý tưởng, phản ứng xung của bộ lọc *cosine* nâng còn chứa cả các điểm không khác. Khi $\alpha=0$, bộ lọc *cosine* nâng trở thành bộ lọc Nyquist lý tưởng.



Hình 6.2. Đặc tính lọc được làm cong.



Hình 6.3. Phản ứng xung của bộ lọc *cosine* nâng.

Chúng ta cần phải nhận xét thêm hai điều đối với các xem xét trên đây. Thứ nhất, từ (6.2) và (6.6) ta thấy rằng các bộ lọc lý tưởng hay các bộ lọc *cosine* nâng không thể thực hiện được trong thực tế vì phản ứng xung của chúng khác không cả với các giá trị $t < 0$, điều này không thể có trong thực tế vì như thế có nghĩa là ngay cả khi chưa có tín hiệu đầu vào, đầu ra bộ lọc đã có phản ứng xung, tức là không thoả mãn quan hệ nhân-quả. Tuy vậy, với việc chấp nhận giữ chậm thì các bộ lọc này có thể xem như thực hiện được bằng cách xấp xỉ. Trong thực tế, độ giữ chậm này có thường có thể chịu đựng được. Ở đây ta sẽ không đề cập sâu về thiết kế các bộ lọc này, các phương pháp thiết kế chúng có thể tìm thấy trong nhiều tài liệu về thiết kế bộ lọc.

Đối với lưu ý thứ hai, ta hãy chú ý rằng phản ứng xung của bộ lọc Nyquist lý tưởng có biên độ (ở đây biên độ được hiểu là các giá trị cực đại của đường gợn sóng phản ứng xung) chỉ giảm tuyến tính với sự tăng của t . Giả sử đầu vào bộ lọc có chuỗi tín hiệu được biểu diễn như trong biểu thức (6.3) thì phản ứng đầu ra sẽ nhận các giá trị bằng a_k tại các thời điểm lấy mẫu/quyết định $t = kT$ như mong muốn, tuy vậy tại các thời điểm khác thì tổng các giá trị mẫu của phản ứng xung không bị chặn. Do vậy khi đồng bộ không tuyệt đối chính xác, tức là khi thời điểm quyết định (lấy mẫu) khác kT , tín hiệu lối ra của bộ lọc sẽ có thể có những giá trị rất lớn, tức là ISI rất lớn. Điều này có thể chứng minh được như sau. Tại thời điểm quyết định và lấy mẫu t_0 , nếu có sai lệch đồng bộ ($t_0 \neq kT$) thì biên độ tín hiệu lối ra của bộ lọc sẽ là tổng của các giá trị $c(t_0 - kT)$ với k chạy từ $-\infty$ tới $+\infty$ và có dạng

$$\text{Giá trị mẫu lối ra} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \omega_0(t_0 - kT)}{\omega_0(t_0 - kT)} \sim \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{1}{k} \quad (6.7)$$

Chuỗi bên phải của (6.7) không hội tụ, tức là giá trị mẫu lối ra có thể có những giá trị cực lớn trong khi giá trị mong muốn lấy mẫu phải là a_k (hữu hạn). Do đó ta có thể kết luận được bộ lọc lý tưởng giá có thể chế tạo được cũng không thể ứng dụng trong thực tế nếu không bảo đảm được đồng bộ tuyệt đối. Phản ứng xung của các bộ lọc *cosine* nâng và mọi bộ lọc làm cong có hàm truyền và đạo

hàm truyền liên tục thì có biên độ gợn sóng suy giảm theo lũy thừa 3 của biến t . Do vậy, ngay cả khi đồng bộ không lý tưởng thì giá trị của phản ứng xung đầu ra của các bộ lọc này, tương đương với chuỗi hội tụ $\sum_{k=-\infty}^{\infty} 1/k^3$, sẽ bị chặn. Do đó ISI sẽ nhỏ ngay cả khi đồng bộ không lý tưởng.

Bây giờ ta hãy khảo sát xem tình hình sẽ ra sao nếu như bộ tạo xung, trong các hệ thống liên lạc thực thì đó chính là bộ điều chế, không cho ra các xung PAM mà cho ra tín hiệu dạng sóng $b(t)$ nào đó. Hàm dạng sóng $b(t)$ có thể xem là phản ứng xung của một mạch lọc với hàm truyền $B(\omega)=F\{b(t)\}$, với $F\{.\}$ là biến đổi Fourier. Khi đó bộ điều chế có thể xem như một bộ tạo xung Dirac (PAM) mắc nối tiếp với bộ lọc nói trên. Ta có thể thấy ngay điều kiện để truyền không có ISI là kênh phải có hàm truyền dạng

$$C'(\omega)=C(\omega) \cdot \frac{1}{B(\omega)} \quad (6.8)$$

trong đó $C(\omega)$ là hàm truyền của bộ lọc cho phép truyền xung Dirac không có ISI. Giả sử bộ điều chế cho ra tín hiệu dạng sóng $b(t)$ là các xung dạng NRZ có độ dài T , thì do phổ $B(\omega)$ của chúng có dạng sinc/x nên $\frac{1}{B(\omega)}$ sẽ có dạng x/sinc . Nghĩa là để truyền không có ISI, trong trường hợp này giữa bộ điều chế và bộ lọc phát phải mắc thêm một bộ lọc có hàm truyền dạng x/sinc .

Các kết quả trên đây đối với việc truyền tín hiệu băng gốc có thể dễ dàng mở rộng cho các tín hiệu giải thông của trường hợp tín hiệu điều chế biên độ với tần số sóng mang ω_c : đặc tính bộ lọc thông thấp thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất được dịch trục một cách đơn giản từ $\omega=0$ lên $\omega=\omega_c$ do phép biến đổi trộn tần của hệ thống là biến đổi tuyến tính. Loại bộ lọc giải thông này, tương tự với bộ lọc thông thấp tương đương, sẽ không gây nên ISI vì phổ của tín hiệu điều chế biên độ thuận tuý là phổ của tín hiệu băng gốc được dịch trục một cách tương ứng. Hơn thế nữa, bộ lọc giải thông này hiển nhiên có hàm truyền đối xứng qua ω_c . Hệ quả là nó không tạo nên các thành phần vuông pha với tín hiệu đầu vào.

Do vậy nếu tín hiệu đầu vào gồm các thành phần tín hiệu vuông pha, như tín hiệu QAM chẳng hạn, thì bộ lọc nói trên sẽ không gây ra xuyên nhiễu chéo (*crosstalk*) giữa các thành phần tín hiệu đó ở đầu ra. Như vậy, các bộ lọc kiểu này sẽ cho phép truyền một cách lý tưởng đối với các tín hiệu QAM cũng như PSK, do tín hiệu PSK có thể xem như trường hợp riêng của tín hiệu QAM như đã nêu ở đầu phần này.

6.1.3. Phân phối đặc tính lọc

Vấn đề cuối cùng cần đề cập ở đây là cần phải phân phối đặc tính lọc tổng cộng của kênh truyền cho các bộ lọc phát và thu như thế nào. Để đơn giản, một lần nữa ta lại chỉ xét cho trường hợp truyền tín hiệu PAM rồi mở rộng kết quả cho tín hiệu QAM một cách trực tiếp.

Để đạt được xác suất lỗi nhỏ nhất trong trường hợp có tạp âm AWGN, bộ lọc thu phải là bộ lọc phối hợp có phản ứng xung $r(t)=s(T-t)$ và hàm truyền

$$R(\omega)=e^{j\omega T}S^*(\omega), \quad (6.9)$$

trong đó $S(\omega)$ chính là phổ của tín hiệu đầu vào bộ lọc thu và là phổ của tín hiệu lối ra mạch lọc phát:

$$S(\omega)=T(\omega), \quad (6.10)$$

và $S^*(\omega)$ là liên hợp phức của $S(\omega)$.

Hàm truyền tổng cộng của hệ thống tính từ đầu ra của bộ tạo xung:

$$C(\omega)=T(\omega)R(\omega) \quad (6.11)$$

Thay (6.9) và (6.10) vào ta được

$$C(\omega)=|S|^2 e^{j\omega T} \quad (6.12)$$

Từ biểu thức này và biểu thức (6.10) ta thấy phản ứng pha-tần của $C(\omega)$ phải tuyến tính và vừa để thu lọc phối hợp vừa không gây ra ISI ta phải có

$$|S(\omega)| = \sqrt{|C(\omega)|} \quad (6.13)$$

trong đó như đã nêu ở trên, $C(\omega)$ là một hàm truyền thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất.

Mở rộng đối với hệ thống M-QAM ta sẽ được kết quả như sau. Bộ điều chế QAM sẽ cho ra các tín hiệu dạng NRZ với biên độ thay đổi, do vậy để có được tín hiệu dạng xung Dirac ở lối vào bộ lọc phát cần phải thêm vào giữa bộ điều chế và bộ lọc phát một mạch sửa dạng xung có đặc tính $x/\sin x$ như đã nói ở mục trước. Phân kênh còn lại gồm bộ lọc phát $T(\omega)$ và bộ lọc thu $R(\omega)$, mà hàm truyền tổng cộng của chúng là $T(\omega)R(\omega)$ phải thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất để truyền không có ISI, chẳng hạn thường là hàm truyền của bộ lọc *cosine* nâng.

Vì $|R(\omega)| = |S(\omega)| = \sqrt{|C(\omega)|}$ ta thấy rằng phân bổ tối ưu đặc tính lọc sẽ là:

$$|R(\omega)| = |T(\omega)| = \sqrt{|C(\omega)|} \quad (6.14)$$

Tức là cả bộ lọc phát và bộ lọc thu đều có mô-đun hàm truyền như nhau, thường được gọi trong kỹ thuật là mô-đun hàm truyền của bộ lọc căn bậc hai *cosine* nâng (*square-root raised cosine filter*).

6.1.4. Các tín hiệu phản ứng cục bộ: các hệ thống có ISI kiểm soát được

6.1.4.1. Các tín hiệu phản ứng cục bộ

Việc truyền không có ISI chuỗi tín hiệu số có tốc độ $2W$ *symbol/s*, như mục 6.1.2 đã trình bày, đòi hỏi phải có băng tần truyền dẫn tối thiểu là W . Đó chính là trường hợp bộ lọc lý tưởng. Bộ lọc như vậy không thể thực hiện được trong thực tế. Do vậy để có thể truyền được tốc độ tới $2W$ *symbol/s* mà không có ISI phải sử dụng các đặc tính bộ lọc có độ rộng băng lớn hơn như trường hợp các hệ kênh có đặc tính tần số thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất (mà đặc tính bộ lọc *cosine* nâng là một trường hợp cụ thể). Việc sử dụng các đặc tính lọc như thế lại khá tốn băng tần. Chẳng hạn với các đặc tính lọc *cosine* tăng có hệ số uốn lọc α thì phổ tín hiệu băng gốc lên tới $(1+\alpha)W$, tức là tăng $\alpha.100\%$ so với W . Với độ rộng băng truyền dẫn W , để truyền không có ISI, tốc độ truyền phải nhỏ hơn $2W$ *symbol/s*.

Trong mục này ta sẽ đề cập tới các tín hiệu phản ứng cục bộ (*partial-response signal*) cho phép truyền tốc độ tới $2W$ symbol/s qua hệ thống có độ rộng băng gốc W với ISI kiểm soát được, và do đó có thể loại bỏ được ở phần thu.

Để đơn giản, ta xét với hệ thống PAM. Các hệ thống M-PSK và M-QAM chỉ là các trường hợp mở rộng của hệ thống PAM. Để mô tả rõ ràng các đặc tính của các tín hiệu phản ứng cục bộ, trước tiên ta sẽ bỏ qua tác động của tạp âm. Khi đó tín hiệu lối ra lọc thu sẽ có dạng:

$$y(t) = \sum_{-\infty}^{\infty} A_n h(t - \frac{n}{2W}) \quad (6.15)$$

trong đó $2W$ là tốc độ truyền *symbol* (tốc độ Baud) của hệ thống, $h(t)$ là phản ứng xung của hệ thống còn A_n chính là biên độ của các xung PAM ở lối vào hệ thống (A_n có thể nhận các giá trị a_1, a_2, \dots, a_M).

Đối với trường hợp của bộ lọc lý tưởng, phản ứng xung của hệ thống $h(t) = \text{sinc} 2\pi W t / 2\pi W t$, dãy $\{A_n\}$ sẽ được khôi phục chính xác nhờ lấy mẫu tín hiệu thu $y(t)$ tại các thời điểm $t = nT = n/2W$.

Để phá bỏ khó khăn gặp phải do không thể chế tạo được đặc tính truyền lọc lý tưởng vì đặc tính tần số quá dốc tại các biên của phổ tần (tức là do không thể thiết kế để có được phản ứng xung dạng $\text{sinc} 2\pi W t / 2\pi W t$) ta sẽ tìm kiếm các dạng phản ứng xung thích hợp như sau.

Ta thấy rằng phản ứng xung rời rạc hóa $c(k)$ của bộ lọc lý tưởng tính tại các thời điểm lấy mẫu $t = k/2W$:

$$c(k) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & k \neq 0 \end{cases} \quad (6.16)$$

tức là ISI bằng không do ảnh hưởng của các *symbol* lân cận lên *symbol* thứ k đang xét đúng vào thời điểm lấy mẫu đều bằng không (xem (6.2)).

Ta sẽ tìm dạng $h(\cdot)$ có ít nhất hai giá trị k để $h(k) \neq 0$. Khi đó ở lối ra lọc thu, tại thời điểm lấy mẫu thứ n , ngoài thành phần A_n tín hiệu sẽ phải chịu ISI gây ra từ ít nhất một *symbol* lân cận. Nếu N là số các giá trị k sao cho $h(k) \neq 0$ hữu hạn

thì vì M (số giá trị của biên độ các xung PAM) là một số hữu hạn ta có thể tính toán xác định mọi trường hợp có thể có của ISI, tức là ISI có thể kiểm soát được. Ta có các nhận xét sau:

- Do $h(k) \neq 0$ cả ngoài khoảng ứng với $k=0$, qui về biến thời gian có nghĩa là thùy chính của phản ứng xung $h(t)$ mở rộng ra hơn $1/2W$, do vậy phổ của tín hiệu bằng gốc sẽ nhỏ hơn W . N càng lớn, phổ tín hiệu càng hẹp.

- Ngay cả trong trường hợp hệ thống chỉ truyền $M=2$ mức tín hiệu PAM (tức $A_n = \{0,1\}$) thì lối ra hệ thống tín hiệu tại thời điểm lấy mẫu cũng có nhiều hơn hai mức, tức là hệ thống cũng trở thành hệ thống nhiều mức.

- Vì số mức tín hiệu có thể nhận được tại phân thu tăng theo N , do vậy N càng lớn quá trình xử lý phân thu càng phức tạp. Việc lựa chọn N phải dung hoà theo yêu cầu về phổ hẹp và mức độ phức tạp xử lý tín hiệu thu.

6.1.4.2. Một số thí dụ

Để làm thí dụ, ta xét một số tín hiệu phản ứng cục bộ đơn giản sau.

1. Tín hiệu nhị phân đôi (duobinary signal):

Đối với tín hiệu nhị phân đôi, phản ứng xung của hệ thống được chọn sao cho

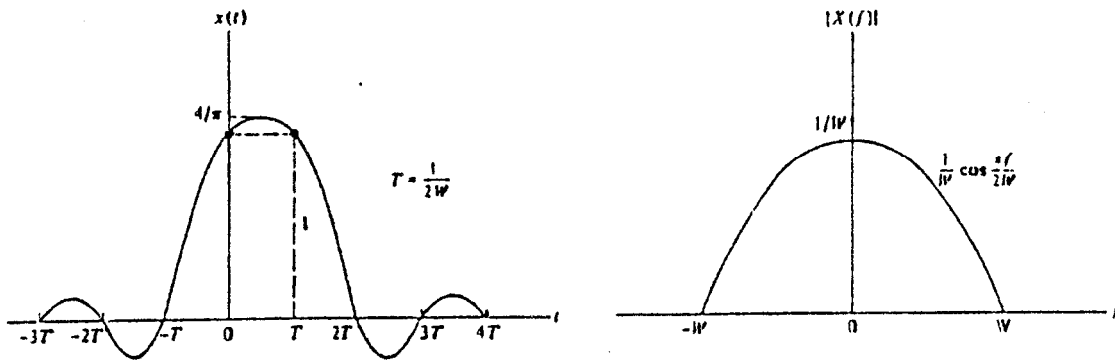
$$h(k) = \begin{cases} 1 & n = 0, 1 \\ 0 & n \neq 0, 1 \end{cases} \quad (6.17)$$

với dạng của phản ứng xung và hàm truyền tổng cộng của hệ thống có dạng như trên hình 6.4.

Nhận xét:

- $N=2$, ISI gây bởi một dấu kề cận và tính được;
- Tín hiệu đầu ra có 3 mức 0, 1 và 2 nếu truyền tín hiệu nhị phân 0 và 1;
- Đặc tính tần số của hệ thống trơn chu, không quá dốc do đó có thể dễ dàng làm gần đúng được trong thiết kế. Trên miền tần số, đặc tính hệ thống là:

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W} [1 + \exp(-2j\pi f / W)] = \frac{1}{W} e^{-j\pi f / 2W} \cdot \cos \frac{\pi f}{2W}, & |f| \leq W \\ 0, & |f| > W \end{cases} \quad (6.18)$$



Hình 6.4. Phản ứng xung và phổ của tín hiệu nhị phân đôi.

2. Tín hiệu nhị phân đôi cải biên (modified duobinary):

Trong trường hợp này thì:

$$h(k) = \begin{cases} 1 & n = -1 \\ -1 & n = 1 \\ 0 & \forall n \neq -1, 1 \end{cases} \quad (6.19)$$

và

$$H(f) = \begin{cases} \frac{1}{2W} (e^{j\pi f/W} - e^{-j\pi f/W}) = \frac{j}{W} \sin \frac{\pi f}{W} & |f| \leq W \\ 0, & |f| > W \end{cases} \quad (6.20)$$

Đặc tính tần số và phản ứng xung đối với tín hiệu nhị phân đôi cải biên được vẽ trên hình 6.5.

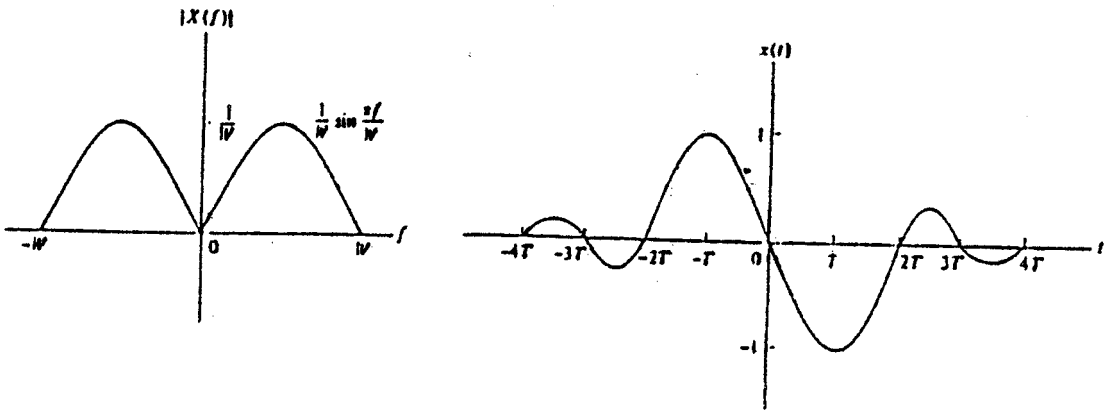
Nhận xét:

- $N=2$, ISI gây bởi dấu (symbol) cách dấu đang xét một khoảng $2T$ và tính được;
- Tín hiệu lối ra có 3 mức -1, 0 và 1 nếu truyền tín hiệu nhị phân 0 và 1.

• Đặc tính tần số có điểm không tại tần số trung tâm, điều này thích hợp với hệ thống truyền đơn biên do hai dải biên của chúng dễ tách bằng bộ lọc.

Quá trình khôi phục ở phần thu khá đơn giản. Đối với tín hiệu nhị phân đôi, ở lối ra phần thu tín hiệu tại thời điểm lấy mẫu B_n sẽ là:

$$B_n = A_n + A_{n-1}, \quad n=1,2,\dots \quad (6.21)$$



Hình 6.5. Đặc tính tần số và phản ứng xung tín hiệu nhị phân đôi cải biên.

Giả sử tín hiệu lối vào là $-1, +1$ thì lối ra tín hiệu có thể có các giá trị $-2, 0$ và 2 . Như vậy:

$$B_n = 2 \text{ ứng với } A_n, A_{n-1} \text{ là } +1, +1$$

$$B_n = -2 \text{ ứng với } A_n, A_{n-1} \text{ là } -1, -1$$

$$B_n = 0 \text{ ứng với } A_n, A_{n-1} \text{ là } \begin{cases} -1, +1 \\ +1, -1 \end{cases}$$

Vì A_n tính được từ A_{n-1} theo $A_n = B_n - A_{n-1}$ do vậy có thể phân biệt được các trường hợp khi $B_n = 0$ một cách dễ dàng.

Tương tự với tín hiệu nhị phân đôi cải biên. Khi không có tạp âm, tín hiệu nhận được có thể biểu diễn dưới dạng:

$$B_n = A_n - A_{n-2}$$

Nếu tín hiệu PAM nhị phân nhận các giá trị $-1, +1$ thì các tín hiệu nhận được sẽ có 3 mức:

$$B_n = 2 \text{ ứng với } A_n, A_{n-1} \text{ là } -1, +1$$

$$B_n = -2 \text{ ứng với } A_n, A_{n-1} \text{ là } +1, -1$$

$$B_n = 0 \text{ ứng với } A_n, A_{n-1} \text{ là } \begin{bmatrix} +1, +1 \\ -1, -1 \end{bmatrix}$$

6.1.4.3. Hiện tượng lan sai và biện pháp khắc phục

Trong trường hợp có tính đến tác động của tạp âm thì đối với các tín hiệu phản ứng cục bộ như trên tồn tại hiện tượng lan sai có thể giải thích vắn tắt như sau. Dưới tác động của tạp âm các dấu có thể bị nhận sai. Đối với tín hiệu nhị phân đôi chẳng hạn, A_n tính theo A_{n-1} và B_n nhận được vào thời điểm lấy mẫu thứ n ($A_n = B_n - A_{n-1}$) nên nếu A_{n-1} bị nhận sai dưới tác động của tạp âm thì chính A_n cũng sẽ bị nhận sai. Cứ thế sai sẽ lan sang các dấu tiếp theo.

Hiện tượng lan sai được khắc phục bằng cách mã hoá trước các tín hiệu trước khi phát đi. Trước tiên ta sẽ xét trường hợp tín hiệu nhị phân đôi. Ký hiệu $\{D_n\}$ là dãy các dấu số liệu nhị phân cần truyền gồm các dấu 0 và 1. Từ dãy $\{D_n\}$ một dãy mới $\{P_n\}$ thực sự truyền đi trên hệ thống sẽ được tạo ra như sau:

$$P_n = D_n \oplus P_{n-1} \quad (6.22)$$

Khi đó xung được phát đi trong khoảng tín hiệu thứ n sẽ là $-h(t)$ nếu $P_n=0$ và là $+h(t)$ nếu $P_n=1$. Nói một cách khác, biên độ tín hiệu phát A_n dùng để điều chế xung nhị phân đôi $h(t)$ nhận được từ dãy $\{P_n\}$ theo quan hệ biến các tín hiệu nhị phân thành các tín hiệu lưỡng cực như sau:

$$A_n = 2P_n - 1 \quad (6.23)$$

Chuỗi nhận được nhờ lấy mẫu $\{B_n\}$ đối với tín hiệu đã mã cũng vẫn tính được theo quan hệ $B_n = A_n + A_{n-1}$. Thay A_n và A_{n-1} theo (6.23) vào ta được:

$$B_n = 2(P_n + P_{n-1} - 1) \quad (6.24)$$

Vì $D_n = P_n \oplus P_{n-1}$ nên dãy D_n sẽ nhận được từ B_n theo:

$$D_n = 1 \oplus B_n/2 \quad (6.25)$$

Quá trình mã hoá và giải mã với tín hiệu nhị phân đôi được minh họa qua thí dụ cho trên bảng 6.1.

Trong trường hợp có tạp âm, tín hiệu nhận được tại thời điểm lấy mẫu có dạng $B_n + v_n$ sẽ được so sánh với một tập hai ngưỡng -1 và +1. Dãy số liệu D_n nhận được theo nguyên tắc sau:

$$D_n = \begin{cases} 1, & \text{khi } -1 < B_n + v_n < 1 \\ 0, & \text{khi } |B_n + v_n| \geq 1 \end{cases} \quad (6.26)$$

Dãy số liệu D_n	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	
Dãy mã trước P_n	0	1	0	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0
Dãy được truyền A_n	-1	1	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	1	1	-1	1	1	-1
Dãy nhận được B_n	0	0	0	2	0	-2	-2	0	2	2	2	0	0	2	0	
Dãy sau giải mã D_n	1	1	1	0	1	0	0	1	0	0	0	1	1	0	1	

Bảng 6.1. Truyền tín hiệu nhị phân bằng các xung nhị phân đôi.

Đối với tín hiệu nhị phân đôi cải biên, tương tự có thể mã theo các quan hệ:

$$P_n = D_n \oplus P_{n-2} \quad (6.27)$$

$$A_n = 2P_n - 1 \quad (6.28)$$

$$B_n = 2(P_n - P_{n-2}) \quad (6.29)$$

còn dãy số liệu phát D_n có thể khôi phục lại từ dãy B_n theo:

$$D_n = B_n/2 \quad (6.30)$$

Khi có tạp âm cộng tính, tín hiệu nhận được tại thời điểm lấy mẫu thứ n cũng có dạng $B_n + v_n$ và việc quyết định cũng dựa trên các ngưỡng -1 và +1 theo qui tắc sau:

$$D_n = \begin{cases} 0, & \text{khi } -1 < B_n + v_n < 1 \\ 1, & \text{khi } |B_n + v_n| \geq 1 \end{cases} \quad (6.31)$$

6.2. CÁC ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH LIÊN TỤC

Ảnh hưởng của kênh liên tục tới chất lượng truyền dẫn số hết sức phức tạp. Các yếu tố cơ bản tác động tới quá trình truyền dẫn tín hiệu số trên các loại kênh truyền dẫn (bao gồm cả máy thu phát đầu cuối và môi trường truyền) có thể kể ra là: méo tín hiệu, can nhiễu, sự truyền lan tín hiệu theo nhiều đường, hiệu ứng Doppler do các máy đầu cuối thu, phát di động so với nhau và sự biến đổi theo thời gian của kênh truyền... Do khuôn khổ của chương trình có hạn, chúng ta không đi quá sâu vào phân tích mọi tác động nói trên của kênh liên tục mà sẽ chỉ xem xét một số vấn đề tiêu biểu nhất, thường gặp nhất trong thực tiễn.

6.2.1. Méo tín hiệu

Méo tín hiệu phát sinh do sai lệch giữa đặc tính biên độ-tần số và/hoặc đặc tính pha-tần (hay đặc tính giữ chậm) của hàm truyền tổng cộng của hệ thống so với đặc tính được thiết kế nhằm triệt tiêu ISI trong quá trình truyền dẫn tín hiệu số (theo tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất như đã trình bày trong mục 6.1 chẳng hạn). Hệ quả là ở đầu ra hệ thống sẽ xuất hiện ISI và do đó BER tăng.

6.2.1.1. Méo tuyến tính

Méo tuyến tính có đặc tính không phụ thuộc biên độ tín hiệu được truyền và được đánh giá thông qua sai lệch giữa đặc tính biên độ-tần số và/hoặc đặc tính pha-tần (hay đặc tính giữ chậm) của hàm truyền tổng cộng của hệ thống so với đặc tính được thiết kế nhằm triệt tiêu ISI trong quá trình truyền dẫn tín hiệu số. Méo tuyến tính có các nguyên nhân chính sau:

- + Chế tạo không hoàn hảo các mạch lọc;
- + Đặc tính tần số (bao gồm đặc tính biên độ và đặc tính giữ chậm) của môi trường truyền không bằng phẳng trên suốt độ rộng băng tín hiệu do các hiện tượng như: a) Pha-đing đa đường (*multipath fading*) chọn lọc theo tần số trong các hệ thống vô tuyến số băng rộng; b) Tiêu hao phụ thuộc tần số của khí quyển do sự hấp thụ của không khí và hơi nước đối với các hệ thống vô tuyến; c) Tiêu hao phụ thuộc tần số của đường dây...

Hàm truyền tổng cộng của hệ thống có méo tuyến tính có dạng

$$H(f) = C(f) \cdot M(f), \quad (6.32)$$

trong đó $C(f)$ là tích của các hàm truyền của các bộ lọc phát và thu được thiết kế nhằm thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thứ nhất chẳng hạn, còn $M(f)$ tổng quát là một hàm truyền có đặc tính biên độ-tần số không bằng phẳng và/hoặc có đặc tính pha-tần không tuyến tính thể hiện tác động của các yếu tố nêu trên.

Để thấy rõ tác động của méo tuyến tính tới chất lượng hệ thống chúng ta sẽ xét làm thí dụ đối với hệ thống truyền tín hiệu PAM. Chưa kể đến tạp âm, tín hiệu thu được tại lối vào của mạch quyết định trên hình 6.1 có dạng

$$w(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \delta(t - kT) * \text{Re}\{h(t)\} = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} a_k \text{Re}\{h(t - kT)\}, \quad (6.33)$$

trong đó $h(t)$ là phản ứng xung tổng cộng của hệ thống và $h(t) = F^{-1}\{H(f)\}$, với $F^{-1}\{\cdot\}$ là biến đổi ngược Fourier, $\text{Re}\{h(t)\}$ là phần thực của $h(t)$.

Biểu thức (6.33) có thể viết lại thành

$$w(t) = a_0 \text{Re}\{h(t)\} + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} ' a_k \text{Re}\{h(t - kT)\}, \quad (6.34)$$

trong đó dấu phẩy sau ký hiệu Σ nghĩa là bỏ qua chỉ số $k=0$. Do $H(f)$ không thoả mãn tiêu chuẩn thứ nhất nên $\text{Re}\{h(t)\} \neq 0$ tại $t=kT$ ($k \neq 0$). Tại thời điểm lấy mẫu với *symbol* thứ 0 ($k=0$) là $t=0$, chúng ta thấy tổng $\sum_{k=-\infty}^{+\infty} ' a_k \text{Re}\{h(kT)\}$ không bằng không. Tổng này chính là giá trị của ISI từ các *symbol* trước và sau tác động tới *symbol* đang xét (*symbol* thứ 0).

Mở rộng phân tích trên đây đối với các tín hiệu hai chiều như tín hiệu M-QAM chẳng hạn, tín hiệu thu được tại lối vào mạch quyết định có dạng

$$w(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} (a_k + jb_k) \delta(t - kT) * h(t) = (a_0 + jb_0)h(t) + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} ' (a_k + jb_k)h(t - kT) \quad (6.35)$$

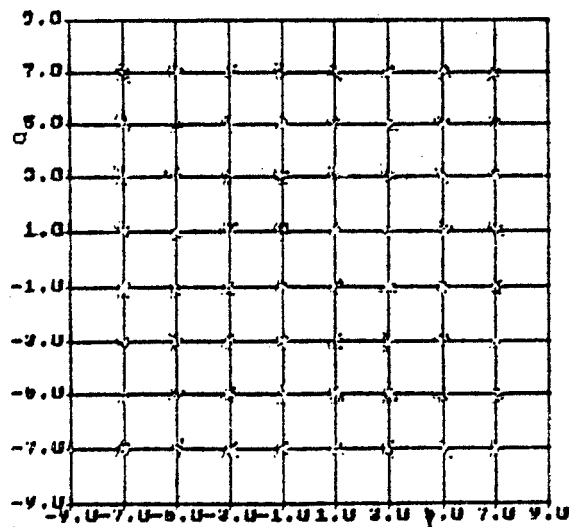
Tổng quát, $h(t)$ là một hàm phức biểu diễn được ở dạng

$$h(t) = h_c(t) + jh_s(t) \quad (6.36)$$

Tại thời điểm lấy mẫu đối với *symbol* thứ 0 ($t=0$), chúng ta có:

$$w(0) = (a_0 + jb_0)[h_c(0) + jh_s(0)] + \sum_{k=-\infty}^{+\infty} (a_k + jb_k)[h_c(kT) + jh_s(kT)] \quad (6.37)$$

Như vậy, ngoài thành phần tín hiệu hữu ích $[a_0h_c(0) + jb_0h_s(0)]$, tín hiệu sau lấy mẫu còn có các thành phần thể hiện tác động nhiễu từ mọi *symbol* (a_k, b_k) trong cả chuỗi, kể cả từ *symbol* thứ 0 tới chính nó dưới dạng xuyên chéo (*crosstalk*). Phần xuyên nhiễu từ các *symbol* trong chuỗi tới việc thu *symbol* thứ 0 như trên chính là ISI và có thể dẫn đến việc quyết định nhầm tín hiệu ngay cả trong trường hợp không có tạp âm, tức là ngay cả trong trường hợp tỷ số tín/tạp lớn vô cùng. Biểu diễn tín hiệu thu sau lấy mẫu trên KGTH được gọi là *constellation* của tín hiệu thu. Dưới tác động của méo, thay vì giống như ở phân phát, *constellation* tín hiệu thu gồm một tập các cụm điểm. Việc tồn tại các cụm điểm trên *constellation* của tín hiệu thu là dấu hiệu chắc chắn cho thấy có ISI gây bởi méo tín hiệu. Cụm điểm càng rộng, méo tuyến tính càng lớn. *Constellation* của tín hiệu thu trong các hệ thống truyền dẫn thực tế có thể nhận được nhờ sử dụng các máy phân tích véc-tơ (*vector analyser*). Hình 6.6 là thí dụ *constellation* thu của một hệ thống 64-QAM dưới tác động của pha-đỉnh chọn lọc theo tần số.



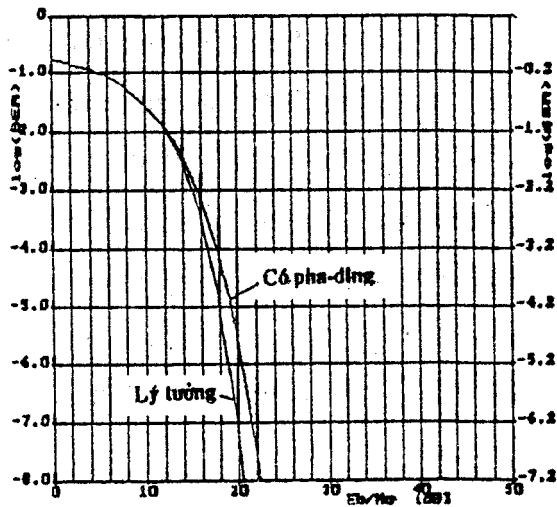
Hình 6.6. *Constellation* tín hiệu thu của một hệ thống vi ba số 64-QAM/140 Mb/s, dưới tác động của pha-đỉnh nhiễu tia chọn lọc theo tần số nhận được bằng mô phỏng (độ sâu khe pha-đỉnh $B=3,8$ dB, tần số khe pha-đỉnh f_0 trùng tần số sóng mang f_c).

Xác suất lỗi của hệ thống:

Việc đánh giá xác suất thu lỗi của hệ thống dưới tác động đồng thời của méo tuyến tính và tạp âm khá phức tạp. Điểm mấu chốt của vấn đề là phải biết được hàm mật độ xác suất $p(\mathbf{g})$ của ISI, trong đó \mathbf{g} là véc tơ ISI, tức là phải biết được hàm mật độ xác suất của các điểm tín hiệu thu được ứng với các cụm điểm trên *constellation* thu. Trong trường hợp hệ thống có phân thu gồm các khối hoàn toàn tuyến tính, xác suất thu lỗi P_E của hệ thống tính trung bình trên toàn bộ tập tín hiệu có thể tính được theo

$$P_E = 1 - P_C = 1 - \sum_{i=1}^M p(s_i) \int_{V_i} p(\mathbf{r} | s_i + \mathbf{g}) \cdot p(\mathbf{g}) dV, \quad (6.38)$$

trong đó $p(s_i)$ là xác suất tiên nghiệm của tín hiệu s_i , V_i là miền quyết định của tín hiệu s_i còn $p(\mathbf{r} | s_i + \mathbf{g})$ là hàm mật độ xác suất của tín hiệu thu được, P_C là xác suất thu đúng trung bình của hệ thống. Trong trường hợp tạp âm trắng chuẩn cộng tính thì $p(\mathbf{r} | s_i + \mathbf{g})$ là hàm mật độ xác suất Gao-xơ, với kỳ vọng là $s_i + \mathbf{g}$ và phương sai N_0 . Hình 6.7 là một số đường cong BER theo E_b/N_0 của một số hệ thống 64-QAM dưới tác động của pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số có độ sâu khe pha-đỉnh B khác nhau, tần số khe pha-đỉnh trùng tần số sóng mang, trong đó E_b là năng lượng của một bit còn N_0 là mật độ phổ một phía của tạp âm Gao-xơ trắng chuẩn.



Hình 6.7. BER của hệ thống 64-QAM dưới tác động của méo tuyến tính do pha-đỉnh trong thí dụ trên (h.6.6).

Cũng cần nói thêm ở đây rằng, $p(g)$ xác định được bằng thống kê qua đo lường đối với hệ thống M-QAM có dạng gần đều với $M=4$, gần như phân bố chuẩn với $M=16, 64$ và 256 . M càng lớn, phân bố của ISI càng có xu hướng tiến đến gần phân bố chuẩn hơn.

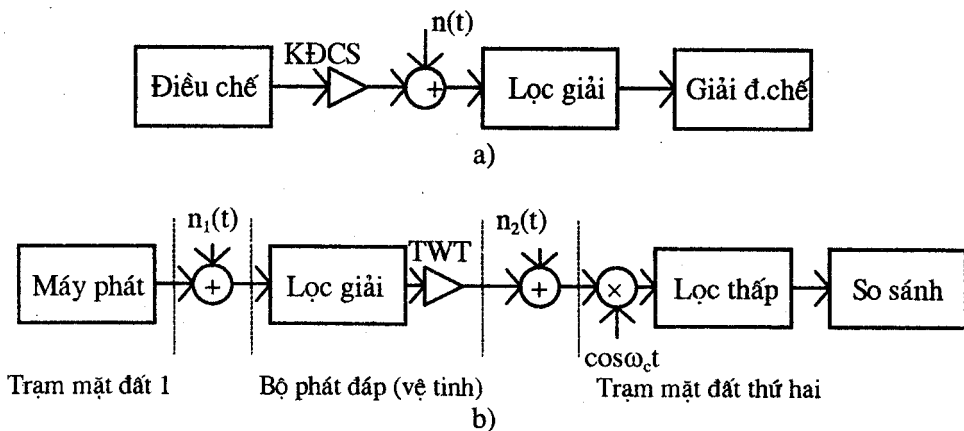
6.2.1.2. Méo phi tuyến

Tính phi tuyến của kênh truyền có thể gây bởi nhiều loại mạch điện trong hệ thống như các bộ khuếch đại, các bộ trộn tần và nhiều loại mạch khác. Các bộ khuếch đại công suất nhỏ và các mạch trộn tần nhìn chung có độ phi tuyến không đáng kể và hoàn toàn có thể bỏ qua méo phi tuyến gây bởi chúng, trong khi đó các bộ khuếch đại công suất máy phát (KĐCS) có công suất khá lớn lại gây nên những méo phi tuyến không thể bỏ qua được. Tính phi tuyến của các mạch điện trong hệ thống truyền dẫn gây ra hai tác động cơ bản: làm thay đổi tỷ lệ lỗi và thay đổi (mở rộng) phổ tín hiệu. Sự thay đổi phổ tín hiệu do méo phi tuyến dẫn đến thay đổi can nhiễu giữa các kênh vô tuyến lân cận trong một tuyến truyền dẫn tín hiệu số. Tác động của tính phi tuyến tới tỷ lệ lỗi của hệ thống thì không giống nhau đối với các loại hệ thống với tín hiệu có đường bao không đổi (như các hệ thống điều chế tần số hay các hệ thống điều chế PSK) hay với tín hiệu có đường bao thay đổi (như các hệ thống có điều chế biên độ mà trường hợp điển hình trong thực tế là các hệ thống điều chế QAM). Trong các hệ thống với tín hiệu có đường bao không đổi, tác động của tính phi tuyến thực tế là không quá lớn. Thậm chí trong một số trường hợp nhất định, tính phi tuyến của máy thu lại có tác động cải thiện chất lượng hệ thống. Các mạch hạn biên cứng (*hard limiter*) thường được áp dụng trong các máy thu điều chế FSK hay PSK là một thí dụ điển hình [A14]. Đối với các hệ thống M-QAM thì tỷ lệ lỗi bit BER tăng đáng kể dưới tác động của méo phi tuyến trên kênh, do vậy việc bảo đảm độ tuyến tính cao đối với các hệ thống điều chế M-QAM là một vấn đề có tính sống còn.

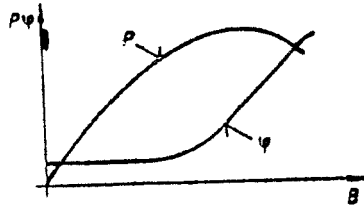
Trong trường hợp độ phi tuyến của kênh truyền dẫn “nhỏ” thì tác động của nó tới chất lượng của hệ thống truyền dẫn tín hiệu số chỉ là khá nhỏ và có thể bỏ qua được. Trong những trường hợp như vậy, việc phân tích và đánh giá hệ thống

có thể dựa trên các mô hình hệ thống hoàn toàn tuyến tính. Méo phi tuyến phát sinh do đặc tuyến phi tuyến của các bộ KĐCS phát (dùng đèn sóng chạy hay dùng bán dẫn) nhất thiết phải được tính đến trong quá trình phân tích, đánh giá một cách đầy đủ các hệ thống vi ba số M-QAM do tín hiệu M-QAM hết sức nhạy cảm đối với méo phi tuyến. Tác động của méo phi tuyến trong các hệ thống truyền dẫn qua vệ tinh cũng cần phải được xem xét đầy đủ do công suất của các bộ KĐCS dùng đèn sóng chạy (TWT: *Traveling Wave Tube*) của máy phát trạm mặt đất hay của bộ phát đáp (*transponder*) trên vệ tinh viễn thông rất lớn. Hình 6.8 thể hiện mô hình của một chặng vi ba số mặt đất có tính đến độ phi tuyến của bộ KĐCS máy phát (a) và của một hệ thống thông tin vệ tinh với bộ KĐCS trên vệ tinh dùng TWT (b), với $n_1(t)$ và $n_2(t)$ lần lượt là tạp âm đường lên và tạp âm đường xuống.

Méo phi tuyến gây bởi các bộ KĐCS thể hiện qua: a) Công suất tín hiệu lối ra quan hệ không tuyến tính với biên độ tín hiệu lối vào và được gọi là biến điệu biên độ-biên độ (*AM/AM conversion*), gọi tắt là méo biên độ; b) Lượng dịch pha của tín hiệu lối ra phụ thuộc biên độ tín hiệu lối vào được gọi là biến điệu biên độ-pha (*AM/PM conversion*) gọi tắt là méo pha. Hình 6.9 là dạng đặc tuyến công tác tiêu biểu của một bộ KĐCS dùng TWT. Các bộ KĐCS bán dẫn cũng thể hiện các méo tương tự song với mức độ nói dễ chịu hơn nhiều so với các bộ khuếch đại dùng TWT.



Hình 6.8. Mô hình hệ thống truyền dẫn số có khuếch đại công suất phi tuyến.



Hình 6.9. Đặc tuyến công suất và pha của bộ KĐCS dùng TWT.

Bộ khuếch đại phi tuyến với đặc tuyến trên hình 6.9 có thể phân tích được một cách đầy đủ bằng mô hình cầu phương đã được đề xuất từ giữa những năm 1970 (hình 6.10), theo đó giả sử lối vào bộ khuếch đại là một tín hiệu tổng quát vừa điều chế biên độ vừa điều chế pha

$$x(t) = B(t) \cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (6.39)$$

trong đó $B(t)$, ω_c và $\theta(t)$ lần lượt là biên độ, tần số sóng mang và pha của tín hiệu vào, thì tín hiệu lối ra bộ khuếch đại có dạng

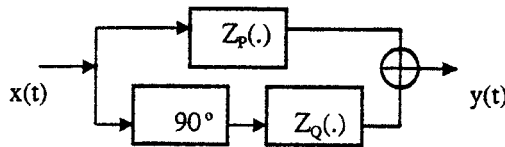
$$y(t) = Z_p(B) \cos(\omega_c t + \theta) - Z_Q(B) \sin(\omega_c t + \theta) \quad (6.40)$$

Hàm số Z có thể biểu diễn được dưới dạng giải tích:

$$Z_p(B) = B \cdot C_1 \cdot e^{-C_2 B^2} I_0(C_2 B^2) \quad (6.41a)$$

$$Z_Q(B) = B \cdot S_1 \cdot e^{-S_2 B^2} I_1(S_2 B^2) \quad (6.41b)$$

trong đó I_0 và I_1 là các hàm Bessel biến tương còn C_1 , C_2 , S_1 và S_2 là các hằng số xác định từ đặc tính của bộ khuếch đại.



Hình 6.10. Mô hình cầu phương của bộ khuếch đại công suất.

Ngoài mô hình cầu phương, một vài mô hình khác cũng đã được phát triển phục vụ việc đánh giá tác động của méo phi tuyến trong các hệ thống khác nhau [A22, A29] hoặc trong mô phỏng máy tính [V4].

Một vấn đề cần quan tâm trong phân tích và đánh giá hệ thống có méo phi tuyến gây bởi bộ KĐCS là tính có nhớ. Mặc dầu bản thân các bộ khuếch đại có thể xem được là các phân tử không nhớ do trong hầu hết các trường hợp độ rộng băng của chúng đều lớn hơn $1/T_S$ [A29], trong đó T_S là thời gian của một *symbol*, song tính nhớ của mạch khuếch đại lại phát sinh do các mạch lọc đặt trước và/hoặc sau bộ khuếch đại. Các kết quả tính toán bằng số cho thấy rằng tính có nhớ chỉ thực sự đáng kể đối với bộ khuếch đại của bộ phát đáp trên vệ tinh thông tin còn trong các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp mặt đất các bộ KĐCS có thể xem được là không nhớ. Trong trường hợp này, có thể xem đặc tuyến công suất và pha của bộ KĐCS là như nhau trong suốt băng tần tín hiệu.

Xác suất lỗi của hệ thống dưới tác động của méo phi tuyến và tạp âm:

Việc đánh giá xác suất lỗi của hệ thống dưới tác động của méo phi tuyến là hết sức phức tạp. Đối với các hệ thống vệ tinh, mức độ phức tạp đặc biệt gặp phải trong tính toán khi phải xét tới cả tính có nhớ của mạch khuếch đại do độ rộng băng của mạch lọc đối (*zone-filter*) trên bộ phát đáp chỉ lớn hơn $1/T_S$ đôi chút. Thêm vào đó, việc tính đến tác động của cả tạp âm đường lên lẫn tạp âm đường xuống của một tuyến vệ tinh làm cho các tính toán trở nên rất nan giải. Một vấn đề cần phải lưu ý ở đây làm nổi bật mức độ khó khăn trong tính toán các tác động đồng thời của méo lẫn tạp âm đối với các hệ thống thông tin vệ tinh là ở chỗ mặc dù các tạp âm đường lên và đường xuống đều có thể làm gán đúng rất tốt được bằng các tạp âm cộng trắng chuẩn (AWGN) song sau khuếch đại phi tuyến của bộ phát đáp, phân bố của tạp âm đường lên tính tới đầu ra của bộ khuếch đại lại không còn là phân bố chuẩn nữa. Việc tính toán ảnh hưởng của méo phi tuyến tới chất lượng hệ thống trong nhiều năm đầu phát triển thông tin vệ tinh đều dựa trên giả thiết có thể bỏ qua tác động của tạp âm đường lên do công suất của trạm mặt đất thường lớn hơn công suất của bộ khuếch đại TWT trên bộ phát đáp tới 30-35 dB [A14]. Các đánh giá đầy đủ hơn nữa tác động đồng thời của tất cả các yếu tố kể trên được giải quyết dựa trên phương pháp sử dụng chuỗi Volterra. Không đi sâu vào chi tiết, các hình vẽ 6.11a và 6.11b trình bày các kết quả thu

được về xác suất lỗi của một hệ thống thông tin vệ tinh sử dụng điều chế QPSK (*Quaternary Phase Shift Keying*) theo các mô hình tuyến tính và phi tuyến tính được bằng cách áp dụng chuỗi Volterra [3]. Các tham số của hệ thống đã được đưa vào tính toán là: a) Độ rộng băng của các mạch lọc đối trước và sau TWT trên bộ phát đáp $B_1=1,8/T_S$ và $B_2=1,1/T_S$ (cả hai bộ lọc đều là loại bộ lọc Butterworth); b) Đặc tính phi tuyến của bộ khuếch đại được biểu diễn bằng một đa thức bậc 7; c) Biến số của BER là tỷ số tín/tạp đường xuống R_1 trong khi tỷ số tín trên tạp đường lên R_2 đóng vai trò tham số. So sánh các hình vẽ chúng ta có thể thấy rằng xác suất lỗi bit đối với kênh tuyến tính chỉ khác không nhiều lắm đối với kênh phi tuyến khi tỷ số tín/tạp đường lên lớn (≥ 24 dB), tức là khi tạp âm đường lên có thể bỏ qua. Kết luận này cũng có thể áp dụng được với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất QPSK do có thể áp dụng mô hình tính toán như trên với tỷ số tín/tạp đường lên bằng vô cùng (không có tạp âm đường lên).

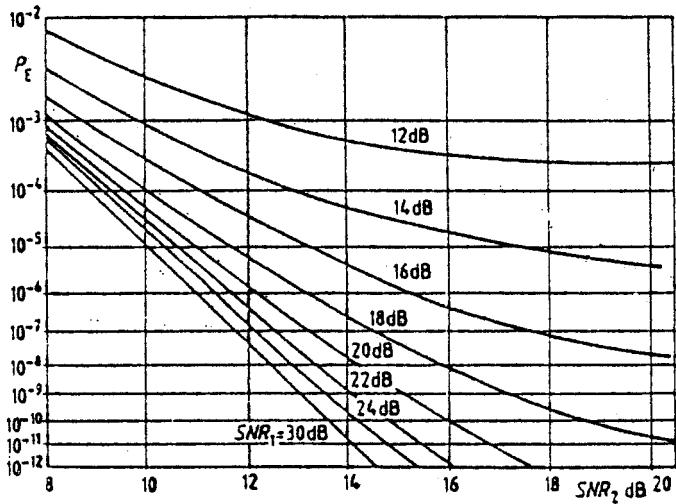
Đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp mặt đất dung lượng lớn sử dụng điều chế M-QAM, việc đánh giá xác suất lỗi bit dưới tác động của méo phi tuyến và tạp âm cộng trắng chuẩn (AWGN) cũng khá phức tạp. Méo phi tuyến gây bởi bộ KĐCS ngoài việc làm mở rộng phổ tín hiệu vào quãng 3 lần băng tần tín hiệu – dẫn đến cần phải có một mạch lọc phát phụ nhằm triệt bỏ các can nhiễu có thể gây cho các hệ thống khác – còn có tác động gây ra ISI và làm dịch chuyển giá trị trung bình của các điểm tín hiệu thu được khỏi vị trí lý tưởng của chúng trên *constellation* tín hiệu thu [A6]. Hình 6.12 là *constellation* tín hiệu thu của một hệ thống 64-QAM dưới tác động của méo phi tuyến gây bởi bộ KĐCS dùng TWT, xác định được bằng gói chương trình mô phỏng ASTRAS [H3, H4]. Do tính đối xứng, chỉ một góc phần tư của KGTH được trình bày trên hình 6.12.

Việc tính toán xác suất lỗi của hệ thống có thể thực hiện theo phương pháp tựa giải tích (*quasi-analytical*) bằng cách xếp chồng tạp âm AWGN có kỳ vọng không, phương sai N_0 (N_0 là mật phổ một phía của tạp âm) với tín hiệu có méo tại lối vào mạch quyết định ở máy thu. Điều này có thể chấp nhận được do thực tế máy thu bao gồm toàn các khối có thể xem được là tuyến tính [A16, A18, A19].

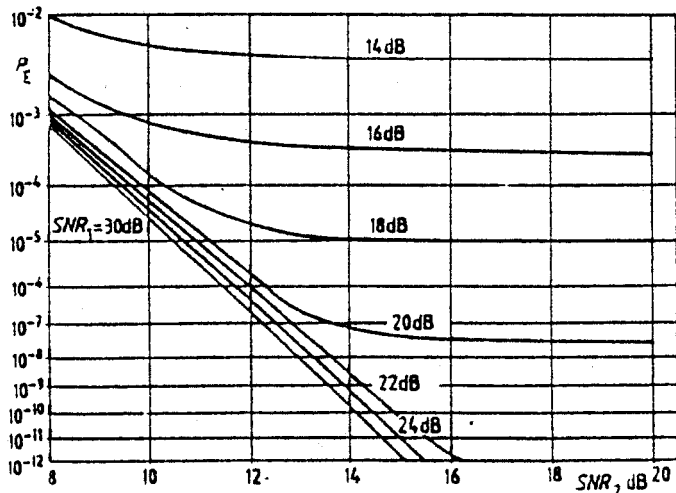
Trong điều kiện như vậy xác suất thu lỗi của *symbol* s_i ($i=1, 2, \dots, M$) có thể xác định theo

$$P_{Ei} = 1 - \int_{V_i} P(R|g) p_i(g) dV_i, \quad (6.42)$$

trong đó $P(R|g)$ là mật độ xác suất Gao-xơ hai chiều với kỳ vọng là s_i+g , phương sai N_0 , g là véc-tơ ISI gây bởi méo phi tuyến, $p_i(g)$ là mật độ xác suất hai chiều của ISI đối với *symbol* s_i nhận được bằng mô phỏng Monte-Carlo, V_i là miền quyết định của *symbol* s_i .

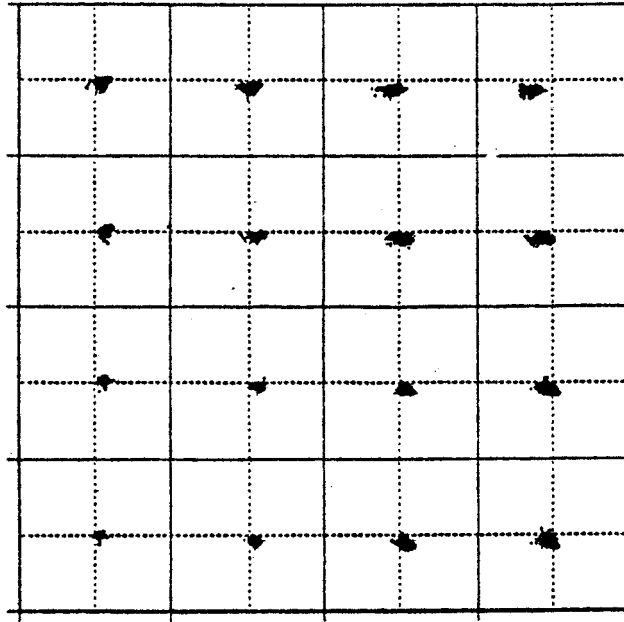


(a)



(b)

Hình 6.11. Xác suất lỗi của hệ thống QPSK theo tạp âm đường xuống với tham số là tạp âm đường lên: a) hệ thống tuyến tính; b) hệ thống phi tuyến.



Hình 6.12. *Constellation* tín hiệu thu của một hệ thống 64-QAM dưới tác động của méo phi tuyến gây bởi bộ KĐCS máy phát.

Vấn đề khó khăn nhất ở đây là việc xác định $p_i(\mathbf{g})$. Hiểu biết về hàm mật độ xác suất của ISI gây bởi bộ khuếch đại phi tuyến trong các hệ thống M-QAM vẫn còn khá hạn chế. Đối với hệ thống 64-QAM, S. Pupolin [IEEE Trans. on SAC, Vol. SAC-5, 1987] đã giả thiết rằng $p_i(\mathbf{g})$ có thể làm gần đúng bằng một hàm mật độ xác suất chuẩn và vấn đề rút lại chỉ còn là xác định các tham số thống kê bậc một và bậc hai (kỳ vọng và phương sai) của \mathbf{g} cho từng *symbol*. Việc tính toán khá phức tạp do ngay cả nếu như tín hiệu lỗi vào bộ KĐCS máy phát giả sử được là một quá trình ngẫu nhiên dừng thì tín hiệu ở đầu ra hệ thống cũng không là một quá trình dừng mà là một quá trình dừng vòng (*cyclo-stationary*). Chúng tôi đã kiểm tra lại kết luận của S. Pupolin bằng mô phỏng máy tính [A9] và kết luận của chúng tôi là mặc dù $p_i(\mathbf{g})$ có thể làm gần đúng khá khớp bằng các hàm mật độ xác suất chuẩn song với các giá trị kỳ vọng và phương sai khác với kỳ vọng và phương sai tự nhiên của \mathbf{g} đối với mọi *symbol*. Điều này có nghĩa là việc tính toán kỳ vọng và phương sai như S. Pupolin đã làm chỉ cho giá trị gần

đúng, do đó dẫn đến các sai số trầm trọng trong kết quả xác suất lỗi bit của hệ thống tính được theo phương pháp của S. Pupolin, đặc biệt là tại các giá trị tương đối thấp của BER.

Một trong các giải pháp khả tin cậy có thể áp dụng nhằm xác định ảnh hưởng của méo phi tuyến tới chất lượng hệ thống là mô phỏng máy tính. Mô phỏng Monte-Carlo được áp dụng nhằm xác định các hàm mật độ xác suất kinh nghiệm (*empirical probability density function*) $p_i(\mathbf{g})$ của ISI gây bởi méo phi tuyến. Việc tính toán xác suất lỗi bit của hệ thống được thực hiện theo phương pháp tựa giải tích đã nói trên đây¹⁾. Xác suất lỗi bit của một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất 64-QAM trong điều kiện có tính đến méo phi tuyến gây bởi một bộ KĐCS dùng TWT nhận được từ mô phỏng được cho trên hình 6.13.

6.2.2. Pha-đỉnh và pha-đỉnh đa đường chọn lọc tần số

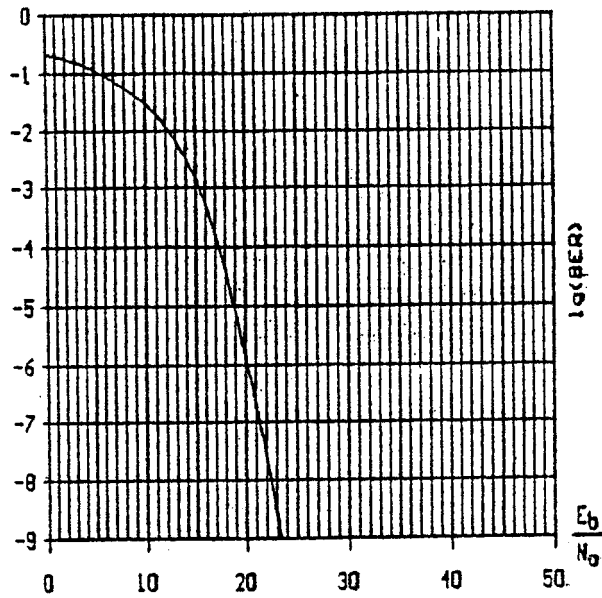
6.2.2.1. Pha-đỉnh trong các hệ thống vô tuyến

Pha-đỉnh là hiện tượng suy lạc tín hiệu thu một cách bất thường xảy ra đối với các hệ thống vô tuyến do tác động của môi trường truyền dẫn.

1) Bằng việc đề xuất một tham số mới dd (*distance degradation*) về độ phi tuyến của bộ KĐCS – là thiệt hại trung bình (tính trên toàn tập tín hiệu $\{s_i\}$) khoảng cách tính từ điểm tín hiệu lý tưởng tới biên quyết định gần nhất gây bởi méo phi tuyến trong điều kiện giả định tín hiệu lối vào bộ khuếch đại công suất là tín hiệu băng gốc NRZ – chúng tôi đã xác định được (thông qua mô phỏng máy tính) quan hệ gần đúng mang tính thực nghiệm giữa thiệt hại tỷ số tín/tạp (SNRD: *Signal-to-Noise Ratio Degradation*) gây bởi méo phi tuyến trong các hệ thống 64-QAM (tính tại một số mức giá trị khác nhau của BER) và dd như sau [A6]:

$$SNRD \approx a.dd + b.dd^2$$

Giá trị cụ thể của các hệ số a và b (phụ thuộc vào mức BER mà tại đó tính SNRD) được trình bày trong [A6]. Một vấn đề cũng cần được quan tâm là sự phụ thuộc giữa tác động của méo phi tuyến với bề rộng băng tín hiệu, cụ thể là với hệ số uốn lọc α của các mạch lọc phát và thu. Cũng trong [A6], chúng tôi đã xác định được rằng SNRD gây bởi méo phi tuyến do KĐCS phát trong các hệ thống M-QAM hầu như không phụ thuộc vào giá trị hệ số uốn lọc α được sử dụng trong hệ thống do α thay đổi dẫn đến hai tác động, một làm tăng và một làm giảm SNRD.



Hình 6.13. BER của một hệ thống 64-QAM dưới tác động của méo phi tuyến.

Trong thực tế chỉ có việc truyền lan sóng giữa các vệ tinh hoặc giữa các vệ tinh với các trạm mặt đất công tác ở các tần số không quá cao, góc ngả ăng-ten đủ lớn mới có thể xem như truyền lan sóng trong không gian tự do [A19]. Đối với các hệ thống truyền dẫn thông qua vệ tinh viễn thông như thế, pha-đing chủ yếu gây bởi sự hấp thụ thay đổi của khí quyển trong những điều kiện đặc biệt như mưa rào. Với các hệ thống vô tuyến khác, sóng vô tuyến được truyền dẫn trong môi trường khí quyển gần bề mặt trái đất với rất nhiều yếu tố tác động tới tín hiệu ở điểm thu. Các yếu tố gây pha-đing đối với các hệ thống vô tuyến mặt đất bao gồm:

+ Sự thăng giáng của tầng điện ly đối với các hệ thống sóng ngắn.

+ Sự hấp thụ gây bởi các phân tử khí, hơi nước, mưa..., sự hấp thụ này phụ thuộc vào tần số công tác, đặc biệt là trong dải tần số cao (>10GHz).

+ Sự khúc xạ gây bởi sự không đồng đều của mật độ không khí. Trong các trường hợp cực đoan hiệu ứng này có thể làm lệch hướng tia sóng so với thiết kế, chẳng hạn trong trường hợp có hiệu ứng ống sóng có thể xảy ra trong những vùng có vĩ độ thấp, có bề mặt nước, nhiệt độ không khí thay đổi nhanh. Thông thường, sự thay đổi mật độ không khí theo độ cao có xu hướng làm cong tia sóng lan truyền. Trong trường hợp *profile* độ khúc xạ thay đổi lớn thì hiện tượng truyền dẫn đa đường (*multipath propagation*) có thể xảy ra. Hiện tượng này gây những pha-đỉnh cực kỳ nghiêm trọng đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất trong tầm nhìn thẳng (LOS: *Line-Of-Sight*) công tác trên dải sóng cực ngắn (*microwave*).

+ Sự phản xạ sóng từ bề mặt trái đất, đặc biệt trong trường hợp có bề mặt nước và sự phản xạ sóng từ các bất đồng nhất trong khí quyển, đây cũng là một yếu tố dẫn tới sự truyền lan đa đường.

+ Sự phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ từ các chướng ngại trên đường truyền lan sóng điện từ, gây nên hiện tượng trải trễ và giao thoa sóng tại điểm thu do tín hiệu nhận được là tổng của rất nhiều tín hiệu truyền theo nhiều đường. Hiện tượng này đặc biệt quan trọng trong thông tin di động.

Do các yếu tố kể trên, hệ số suy hao đặc trưng cho quá trình truyền sóng có thể biểu diễn được dưới dạng:

$$a(t,f) = \alpha_{fs} \cdot A(t,f) \quad (6.43)$$

trong đó $a(t,f)$ là hệ số suy hao sóng vô tuyến trong khí quyển, $A(t,f)$ đặc trưng cho sự phụ thuộc của suy hao năng lượng sóng điện từ vào các hiện tượng khí quyển và được gọi là hệ số suy hao do pha-đỉnh, α_{fs} là hệ số suy hao trong không gian tự do. Nói chung $A(t,f)$ là một quá trình ngẫu nhiên. Xét một cách chặt chẽ, quá trình này là không dừng. Tuy nhiên trong nhiều trường hợp thực tế, để thuận tiện cho việc khảo sát thì người ta thường giả thiết $A(t,f)$ là quá trình dừng.

Hệ số suy hao pha-đỉnh $A(t,f)$ là hàm của các biến thời gian t và tần số f . Tuy nhiên trong một số trường hợp, sự phụ thuộc tần số là không đáng kể (tức là

suy hao pha-đing hầu như là hằng số với toàn bộ băng tần hiệu dụng của tín hiệu), khi đó pha-đing được gọi là pha-đing phẳng (*flat fading*) hay pha-đing không chọn lọc theo tần số (*nonselective fading*). Trong trường hợp ngược lại thì được gọi là pha-đing chọn lọc theo tần số (*selective fading*). Pha-đing cũng còn được phân chia thành pha-đing nhanh và pha-đing chậm tùy theo mức độ phụ thuộc vào thời gian của hệ số suy hao pha-đing so với thời gian của một bit hay một *symbol*. Đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất hiện nay, do thời gian của một bit (*symbol*) khá nhỏ nên hầu như pha-đing trong các hệ thống này đều có thể xem là pha-đing chậm, nhất là đối với các hệ thống có dung lượng từ vừa đến cao. Đối với các hệ thống thông tin di động, do tốc độ bit hiện còn khá nhỏ nên pha-đing hầu như có thể xem được là các pha-đing nhanh.

Đối với các hệ thống vô tuyến số có dung lượng nhỏ và vừa, do độ rộng băng tín hiệu khá nhỏ nên pha-đing do truyền dẫn đa đường và do mưa gần như luôn có thể xem là pha-đing phẳng, không chọn lọc theo tần số. Ngược lại, với các hệ thống có dung lượng lớn thì tính chất chọn lọc theo tần số của pha-đing do truyền theo nhiều đường nhất thiết phải được tính đến do trong trường hợp này pha-đing thể hiện rất rõ sự phụ thuộc vào tần số. Trong các hệ thống vô tuyến số dung lượng lớn, pha-đing đa đường chọn lọc theo tần số là một nguyên nhân gây méo tuyến tính đặc biệt quan trọng.

Các đặc tính của pha-đing phẳng

♣ *Pha-đing phẳng do truyền dẫn đa đường*: Trong 40-50 năm trở lại đây đã có rất nhiều công trình nghiên cứu khảo sát về sự giao thoa các sóng vô tuyến tại điểm thu gây bởi truyền dẫn đa đường. Theo các kết quả nghiên cứu đã được công bố, do phản xạ tại các chướng ngại cũng như sự thay đổi của độ khúc xạ của khí quyển, cường độ trường thu được có thể xem như một quá trình ngẫu nhiên phân bố chuẩn theo định lý giới hạn trung tâm, do đó biên độ tín hiệu tại điểm thu có phân bố Rayleigh. Trong trường hợp khảo sát nếu một tia sóng mạnh hơn hẳn các tia còn lại thì phân bố này sẽ chuyển về phân bố Rice hoặc Nakagami. Các dạng phân bố này đặc trưng phù hợp nhất cho các kênh sóng ngắn hoặc kênh

thông tin di động VHF, UHF tại các vùng ven đô. Trong các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất LOS, lượng tia truyền dẫn nói chung không lớn do đó đặc tính của nó ít động hơn so với các kênh ứng với các phân bố Rayleigh, Rice hoặc Nakagami [A14].

Sự thay đổi của độ khúc xạ khí quyển dọc tuyến có ảnh hưởng rất lớn đối với quá trình truyền lan sóng từ máy phát tới máy thu trên các tuyến vô tuyến chuyển tiếp LOS. Có thể nói rằng, trong hầu hết thời gian, sự thay đổi về độ khúc xạ khỏi các điều kiện tiêu chuẩn (được xem là điều kiện đối với khí quyển được “trộn” đều - *well-mixed atmosphere*) là khá nhỏ và khi đó các hệ thống vô tuyến số về căn bản hoạt động không lỗi. Một khi *gradient* của độ khúc xạ gần như là hằng số song lệch khá lớn đối với các giá trị tiêu chuẩn thì ảnh hưởng vẫn không lớn lắm và có đặc tính băng rộng (tức là khá bằng phẳng trong băng tín hiệu). Điều kiện tồi tệ nhất xảy ra khi đó là thiếu khúc xạ (*subrefractivity*) cực đoan dẫn tới tổn hao lớn tín hiệu.

Trong các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số LOS, sự biến thiên của độ khúc xạ là nguyên nhân chủ yếu dẫn đến hiện tượng truyền dẫn đa đường mà kết quả của nó là tổn hao pha-đỉnh có đặc tính thay đổi theo tần số. Tuy nhiên, đối với các hệ thống có băng tín hiệu khá nhỏ (các hệ thống có dung lượng nhỏ) sự thay đổi trong băng tín hiệu của suy hao pha-đỉnh đa đường là khá nhỏ. Trong trường hợp này pha-đỉnh đa đường được xem là pha-đỉnh phẳng và việc khắc phục có thể thực hiện nhờ sử dụng một lượng dự trữ công suất thích hợp, gọi là dự trữ pha-đỉnh phẳng (*flat fading margin*).

Đối với pha-đỉnh đa đường phẳng, việc đánh giá được thực hiện bằng phép đo công suất tín hiệu thu được tại một tần số trong băng tín hiệu. Các kết quả từ rất nhiều đo lường cho thấy rằng sự biến thiên nhanh về mức có thể thấy rõ được trên quy mô từng giây, còn trên quy mô thời gian rất dài hơn thì các sự kiện đột giảm (mức) xảy ra rời rạc và rất ngẫu nhiên [A12]. Đây là đặc tính chung của pha-đỉnh đa đường.

Các đặc trưng thống kê của pha-đỉnh phẳng đa đường là phân bố thời gian pha-đỉnh vượt quá một mức nào đó. Từ các kết quả thống kê của rất nhiều đo lường người ta thấy rằng: với các độ sâu pha-đỉnh (được tính bằng hiệu tổn hao khi có pha-đỉnh với giá trị tổn hao tính theo điều kiện truyền sóng trong không gian tự do) từ khoảng 20 dB trở lên, độ sâu pha-đỉnh cứ tăng thêm 10 dB thì thời gian xảy ra pha-đỉnh như thế lại giảm đi một bậc (10 lần). Như vậy thời gian công suất tín hiệu thu bị suy giảm quá A lần ($A \approx 100$) so với công suất thu với điều kiện truyền sóng trong không gian tự do có thể biểu diễn theo:

$$T(A) = T_0 \cdot k \cdot A \quad (6.44)$$

trong đó T_0 là tổng thời gian quan sát, k là hệ số tỷ lệ phụ thuộc vào tần số công tác, địa hình, khí hậu và độ dài chặng vô tuyến.

Xác suất tín hiệu trong thời gian quan sát nào đó giảm quá A lần so với giá trị với điều kiện truyền sóng trong không gian tự do do vậy là:

$$F(A) = T(A) / T_0 = k \cdot A \quad (6.45)$$

Đối với các kênh vô tuyến chuyển tiếp số, các kết quả nghiên cứu về hiện tượng truyền dẫn nhiều tia cho thấy rằng xác suất tổn hao pha-đỉnh đa đường (phẳng) vượt quá một giá trị A xác định nào đó ($A > 10$) có thể tính theo [A14]:

$$F(A) = 6 \cdot 10^{-7} \cdot a \cdot b \cdot f \cdot D^3 / A \quad (6.46)$$

trong đó: a , b là các hằng số đặc trưng cho vùng đất và khí hậu, f là tần số vô tuyến (GHz), D là độ dài khoảng tuyến (km). Theo khuyến nghị của CCIR, các giá trị của a và b trong dải tần cỡ 10 GHz như sau:

- $a = 4$, với các vùng bề mặt nước
- $a = 1$ với các vùng bề mặt đất ẩm trung bình
- $a = 1/4$ với các vùng đất khô
- $b = 0.5$ với các vùng nhiệt đới
- $b = 0.25$ với các vùng ôn đới
- $b = 0.125$ với các vùng khí hậu khô.

Các quan hệ (6.44) và (6.46) là một mô tả thống kê thích hợp đối với pha-đỉnh nhiều tia không chọn lọc theo tần số của kênh vi ba.

♣ *Pha-đing phẳng do mưa*: Sự hấp thụ các sóng điện từ của các giọt nước mưa gây nên tổn hao các sóng, gọi là tổn hao do mưa. Về nguyên tắc, giá trị tổn hao tính theo dB tỷ lệ với độ dài của chặng vô tuyến, tức là $A[dB]=\alpha D$. Hệ số tổn hao α phụ thuộc nhiều yếu tố khác nhau, trong đó có tốc độ mưa I , phân cực của các sóng và tần số công tác. Tổn hao do mưa gây ra đối với các sóng vô tuyến đã được nghiên cứu ráo riết ngay từ đầu thế kỷ này. Do khuôn khổ của chương trình có hạn, ở đây sẽ không đi sâu một cách chi tiết vào các nghiên cứu đó mà chỉ các kết quả nghiên cứu được nêu ra một cách vắn tắt.

Trong giải tần số 10-20 GHz, khi giả thiết các hạt mưa có hình cầu và tốc độ mưa là hằng số trên suốt chiều dài chặng vô tuyến thì sự phụ thuộc của tổn hao do mưa vào tần số được biểu diễn một cách đơn giản theo công thức kinh nghiệm sau [A14]:

$$\alpha=0.0266.I^{1.137}(f-6)/7 \text{ dB/km} \quad (6.47)$$

trong đó tốc độ mưa I được tính bằng mm/h, tần số công tác được tính bằng GHz.

Thực tế thì các giọt mưa không có dạng hình cầu. Trong quá trình rơi xuống, hình dạng giọt mưa có xu hướng bẹt hơn, thậm chí hơi xiên do tương tác với khí quyển, do vậy tổn hao do mưa phụ thuộc vào phân cực sóng. Do kích thước giọt mưa theo chiều đứng nhỏ hơn kích thước theo chiều ngang nên các sóng phân cực ngang bị tổn hao mạnh hơn, với chênh lệch tổn hao trong giải tần nói trên (10-20GHz) vào khoảng dưới 20%. Ngoài ra, trong thực tế tốc độ mưa không phải là một hằng số trên suốt chiều dài chặng vô tuyến và nói chung hầu như mưa rào lớn thường không diễn ra bao trùm cả chiều dài chặng vô tuyến. Khi tính đến tất cả các yếu tố trên, tổn hao do mưa thường được tính theo công thức [A14]:

$$A=D\alpha(I_{eq}) \quad (6.48)$$

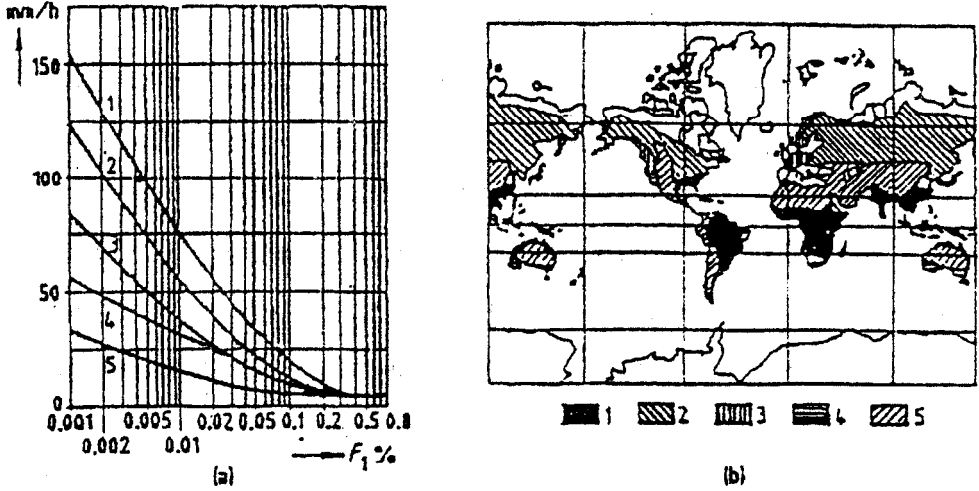
trong đó α được tính theo (6.47) còn I_{eq} là tốc độ mưa tương đương.

Việc xác định tốc độ mưa tương đương đòi hỏi các số liệu thống kê về hàm phân bố xác suất của tốc độ mưa I . Số liệu thống kê toàn cầu cho phân bố tốc độ

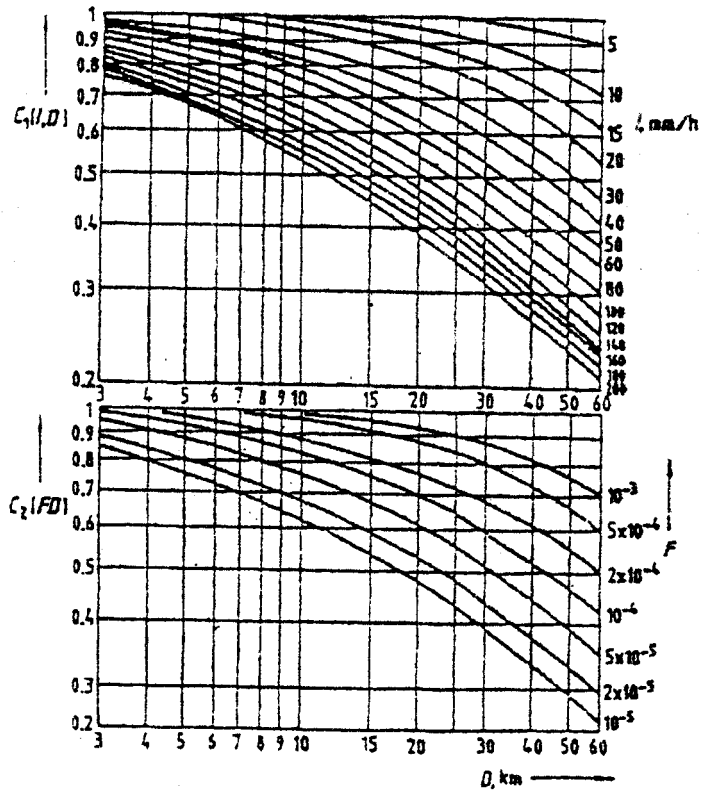
mưa cho năm vùng trên thế giới được thể hiện trên hình 6.14. Tốc độ mưa tương đương I_{eq} , có thể xác định được theo [A14]:

$$I_{eq} = \sqrt{C_1 \cdot C_2} \cdot I \quad (6.49)$$

trong đó C_1 và C_2 xác định theo các đồ thị hình 6.15.



Hình 6.14. a) Phân bố xác suất tốc độ mưa; b) Các vùng phân bố mưa.



Hình 6.15. Các hệ số C_1 và C_2 .

Như vậy, xác suất tổn hao do mưa ít nhất là A dB trên một chặng có độ dài D là F_1 và tổn hao mưa được tính theo

$$A=0.0266.I_{eq}^{1.137}.D.\frac{f-6}{7} [dB] \quad (6.50)$$

6.2.2.2. Pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số

Khi *profile* của độ khúc xạ thay đổi rõ rệt theo độ cao, đặc biệt là trong trường hợp khi *gradient* của mô-đun khúc xạ đổi dấu, năng lượng từ ăng-ten phát có thể đi đến ăng-ten thu theo một số tia tách biệt nhau về không gian. Sự truyền dẫn theo nhiều tia (đường) như thế có thể gây nên một lượng tổn hao tín hiệu phụ thuộc tần số. Đối với các hệ thống vô tuyến số dung lượng tương đối cao (>70 Mb/s), băng tần tín hiệu khá rộng, do vậy sự phụ thuộc vào tần số của suy hao pha-đỉnh đa đường trong suốt độ rộng băng tín hiệu trở nên rõ rệt và do vậy được gọi là pha-đỉnh chọn lọc theo tần số. Méo tuyến tính như thế sẽ gây ra ISI và do vậy sẽ làm giảm chất lượng hệ thống. Chỉ riêng méo do pha-đỉnh đa đường mạnh đã có thể tạo ra ISI rất lớn dẫn đến gián đoạn liên lạc ($BER > 10^{-3}$), thậm chí trong điều kiện không tính đến tạp nhiễu. Hơn nữa, pha-đỉnh đa đường trên các tuyến vô tuyến chuyển tiếp số LOS xảy ra khá thường xuyên và trở nên một nguồn chính dẫn đến gián đoạn liên lạc [A12,A14,A16]. Loại gián đoạn liên lạc này, tệ hơn nữa, không thể loại bỏ được bằng cách tăng lượng dự trữ pha-đỉnh phẳng, tức là không thể loại bỏ bằng cách tăng công suất phát được.

Đặc tính thống kê của pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số cũng đã được nghiên cứu ráo riết trong chừng bốn thập kỷ vừa qua. Do khuôn khổ của chương trình có hạn, ở đây sẽ chỉ trình bày một số kết luận quan trọng nhất.

Đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số LOS mặt đất quá trình truyền sóng diễn ra trong những lớp khá thấp của bầu khí quyển. Tia sóng vô tuyến được phát đi từ ăng-ten phát bị làm cong và tách biệt nhau về không gian (do hệ số khúc xạ của không khí biến đổi theo độ cao) do vậy tới ăng-ten thu theo nhiều đường khác nhau trong đó có cả thành phần phản xạ từ bề mặt trái đất. Môi trường truyền dẫn của chặng vô tuyến như vậy có thể xem được như kênh truyền

gồm N tia có hàm phản ứng xung biểu diễn được bằng một tổng trọng số các hàm delta:

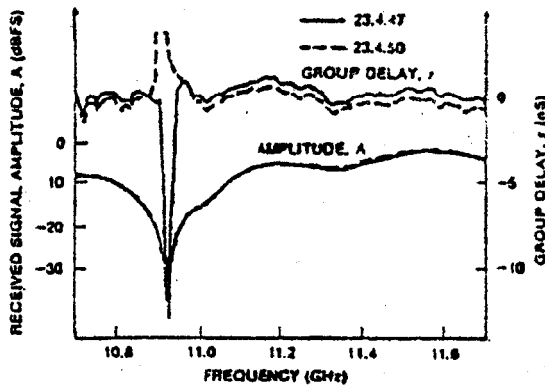
$$h(t) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot \delta(t - \tau_i) \quad (6.51)$$

trong đó các trọng số α_i thể hiện tổn hao và τ_i thể hiện giữ chậm truyền sóng theo tia sóng thứ i .

Phản ứng tần số tương ứng của kênh như vậy được biểu diễn theo:

$$H(\omega) = \sum_{i=1}^N \alpha_i \cdot e^{j\omega\tau_i} \quad (6.52)$$

Hàng loạt nỗ lực đã được thực hiện bằng cách đo đạc các số liệu về kênh truyền nhằm đưa ra mô hình thích hợp của hàm phản ứng tần số (6.52). Các đo lường gần đây nhất về truyền sóng đối với các tuyến vô tuyến chuyển tiếp số LOS là các phép đo băng rộng, được tiến hành để xác định các thành phần giữ chậm nhiều tia bằng cách đo trực tiếp hoặc nhận được chúng nhờ phân tích Fourier các kết quả đo về phổ. Hình vẽ 6.16 là một thí dụ kết quả đo lường quét băng rộng về tổn hao và giữ chậm trong thời gian có pha-đỉnh nhiều tia.



Hình 6.16. Kết quả đo băng rộng đối với truyền dẫn nhiều tia.

Cấu trúc của các phản ứng thu được minh họa rõ nét hơn các tác động suy giảm gây bởi pha-đỉnh đa đường. Các cực tiểu chọn lọc theo tần số của công suất thu xảy ra cùng với các cực tiểu hoặc cực đại của méo trễ. Méo trễ với cực tiểu

tương ứng với một điều kiện pha cực tiểu còn méo trễ với cực đại tương ứng với một điều kiện pha không cực tiểu, theo lý thuyết mạch tuyến tính. Sự chuyển pha như thế tương đương với việc thay hàm truyền phức $H(\omega)$ của kênh bằng liên hợp phức của nó và việc thay thế như vậy không làm thay đổi mô-đun của hàm truyền mà chỉ thay đổi dấu của méo trễ.

Rất khó mô tả vật lý một cách chính xác kênh truyền trong thời gian chuyển đổi trạng thái từ pha cực tiểu sang pha không cực tiểu. Các giải thích thuyết phục hơn cả về hiện tượng đã nêu liên quan tới sự tồn tại của ít nhất là 3 tia truyền dẫn tách biệt [A12]. Điều này giải thích cho việc trong số rất nhiều mô hình kênh pha-đỉnh nhiều tia khác nhau đã được đề xuất, các mô hình kênh truyền dựa trên hàm truyền (6.52) với 3 tia là có ý nghĩa nhất. Các mô hình kênh pha-đỉnh nhiều tia tiêu biểu là mô hình kênh 3 tia tổng quát và mô hình kênh 3 tia đơn giản hoá nổi tiếng nhất và được chấp nhận sử dụng rộng rãi nhất trong thực tế do Rummler đưa ra. Trong các mô hình này số tia thực sự được tính đến trong các biểu thức (6.51) và (6.52) là $N=3$.

Mô hình kênh 3 tia tổng quát mặc nhận rằng trong một chặng vô tuyến chuyển tiếp luôn hiện diện một tia có biên độ tín hiệu thấp phản xạ từ bề mặt trái đất. Ảnh hưởng của tia này có thể bỏ qua được, trừ khi các bất thường của bầu khí quyển tạo thêm một tia phụ giao thoa với tia trực tiếp từ ăng-ten phát tới ăng-ten thu. Mô hình này đặc biệt điển hình đối với việc truyền sóng qua vùng có bề mặt nước. Mô hình ba tia tổng quát, tuy vậy, lại không cho ra một đặc trưng toán học đầy đủ đối với phản ứng tần số của kênh, do đó khó áp dụng được trong các tính toán chất lượng hệ thống (tính toán xác suất gián đoạn liên lạc chẳng hạn) và vì thế chúng ta sẽ không đề cập sâu hơn nữa.

Mô hình Rummler

Từ rất nhiều số liệu quan trắc trên một chặng vô tuyến chuyển tiếp LOS tiêu biểu, công tác ở băng tần 6 GHz, khoảng cách 26,4 dặm Anh ($\approx 42,5$ km) giữa Atlanta và Palmetto, bang Georgia, Mỹ, W. D. Rummler đã đề xuất mô hình thống kê của kênh, hiện nay được gọi rộng rãi là mô hình kênh Rummler.

Phản ứng tần số hay hàm truyền của kênh, theo Rummler, biểu diễn được theo:

$$H(f) = 1 + \alpha \cdot e^{-j2\pi f\tau_1} + \beta \cdot e^{-j2\pi f\tau_0} \quad (6.53)$$

Trong biểu thức (6.53) số hạng thứ nhất mô tả một tia sóng, thường được hiểu là tia truyền “thẳng” và là tia tham chiếu, các số hạng thứ hai và thứ ba mô tả hai tia với biên độ bằng α và β lần biên độ tia tham chiếu với các giữ chậm τ_1 và τ_2 . Thực tế, chúng ta chỉ quan tâm tới hàm truyền $H(f)$ tại các giá trị tần số quanh tần số sóng mang f_c . Do vậy, trong biểu thức (6.53) tần số f có thể xem như $f - f_c$.

Tiền đề của mô hình Rummler, dẫn đến việc mô hình này được gọi là mô hình 3 tia đơn giản hoá, là một trong hai tia mô tả bằng các số hạng thứ hai và thứ ba trong (6.53) – tia thứ nhất chẳng hạn – rất gần với tia trực tiếp. Tức là $B \cdot \tau_1 \ll 1$, trong đó B là bề rộng băng tần tín hiệu. Khi đó (6.53) suy giảm thành:

$$H(f) = 1 + \alpha + \beta \cdot e^{-j2\pi f\tau} \quad (6.54)$$

Gọi tần số f_0 mà tại đó mô-đun hàm truyền cực tiểu là tần số khe pha-đỉnh (*notch frequency*) và lấy đó làm điểm tham chiếu, khi đó dạng cuối cùng của mô hình trở thành:

$$H(f) = a[1 - b \cdot e^{-j2\pi(f-f_0)\tau}] \quad (6.55)$$

trong đó $a = 1 + \alpha$ và $b = -(\beta/1 + \alpha)$.

Theo mô hình Rummler (6.55), a là một lượng tổn hao phẳng của kênh và biểu thức trong móc vuông gợi ý về sự giao thoa giữa hai tia có thời gian giữ chậm tương đối τ gây nên một cực tiểu mô-đun hàm truyền tại tần số f_0 .

Phản ứng biên độ bình phương và đặc tính giữ chậm nhóm (là đạo hàm của đặc tính pha) của hàm mô hình hoá kênh pha-đỉnh nhiều tia chọn lọc theo tần số đối với mô hình Rummler được xác định theo các công thức (6.56), (6.57) và một thí dụ tiêu biểu về phản ứng biên độ và giữ chậm của kênh được vẽ trên hình 6.17.

$$|H(f)|^2 = a^2 [1 + b^2 - 2 \cos 2\pi(f - f_0)\tau] \quad (6.56)$$

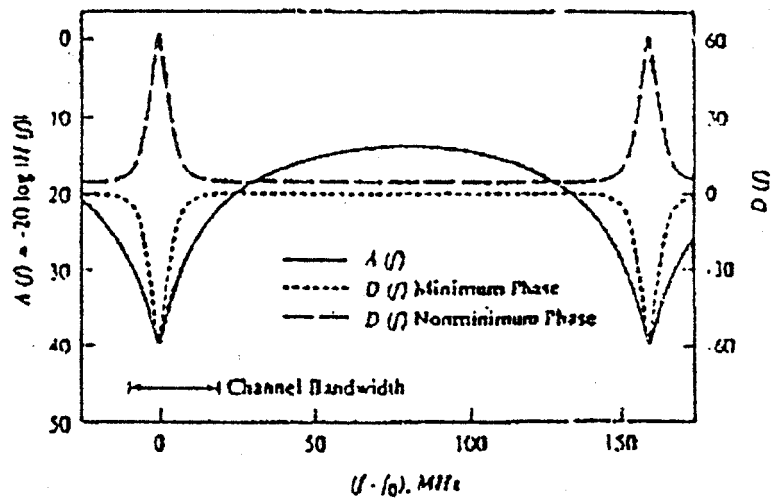
$$D(f) = \frac{1}{2\pi} \frac{d\Phi(f)}{df} = \frac{\tau \cdot b [\cos 2\pi(f - f_0)\tau - b]}{1 + b^2 - 2b \cos 2\pi(f - f_0)\tau} \quad (6.57)$$

So sánh với kết quả đo thực nghiệm (hình 6.18), có thể thấy được rằng mô hình hàm truyền của kênh pha-đỉnh chọn lọc do Rummler đề xuất rất sát hợp với thực tế.

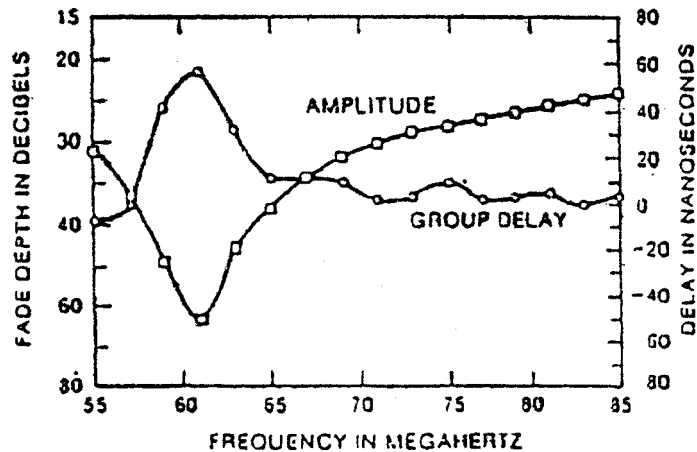
Hàm mô hình hoá kênh (6.55), hay các biểu thức (6.56) và (6.57), đã được thực tế xác nhận là khớp với hầu hết các phản ứng đo được đối với các kênh vô tuyến chuyển tiếp số. Tuy vậy với mục đích biểu thị các phản ứng của các kênh như thế thì hàm mô hình này còn có quá nhiều tham số nếu như cả bốn tham số a , b , f_0 và τ đều được xem là tự do. Nghĩa là, trong phạm vi các sai số đo lường, người ta không thể xác định duy nhất cả bốn tham số trên từ một quan trắc phản ứng kênh đã cho. Để tránh khó khăn này và cũng vì (6.55) chỉ là mô hình chứ không phải là hiện thực vật lý nên tham số giữ chậm τ có thể lựa chọn cố định một cách tương đối tùy ý với điều kiện là chu kỳ của $H(f)$ theo tần số đủ lớn, miễn sao mô hình cuối cùng là tốt. Trong nguyên gốc của mô hình, Rummler đã đề xuất chọn $\tau=6,3ns$, bằng nghịch đảo của sáu độ rộng băng tần tín hiệu của hệ thống đã được quan trắc. Giá trị $\tau=6,3ns$ này đã được rất nhiều nhà khoa học thừa nhận và sử dụng ngay như giá trị tiêu chuẩn, trong khi một số các nhà khoa học khác thì tuân theo “quy tắc hệ số sáu”, tức là chọn τ bằng nghịch đảo của sáu băng tần tín hiệu ($\tau=1/6B$) do thực tế đo lường đã cho thấy rằng theo quy tắc này thì ba tham số còn lại có thể làm khớp rất tốt (theo lối kinh nghiệm) với phản ứng thực đo được của kênh.

Khi $b < 1$ thì pha-đỉnh được gọi là pha cực tiểu (*minimum phase*) do hàm truyền có các điểm không bên nửa trái mặt phẳng s . Khi $b \geq 1$, kênh có pha-đỉnh pha không cực tiểu (*non-minimum phase*) do các điểm không của hàm truyền nằm trên nửa phải mặt phẳng s và để thuận tiện hàm truyền (6.55) được biểu diễn lại dưới dạng:

$$H(f) = ab[e^{-j2\pi(f-f_0)\tau} - \frac{1}{b}] \quad (6.58)$$



Hình 6.17. Hàm truyền của mô hình kênh pha-đỉnh của Rummler.



Hình 6.18. Một kết quả quét đo tiêu biểu đối với hiện tượng pha-đỉnh đa đường trên một kênh vô tuyến ở tần số 6GHz [A12].

Các tham số pha-đỉnh của mô hình kênh Rummler, ngoại trừ giữ chậm τ được chọn là hằng số, đều là các biến ngẫu nhiên và phân bố xác suất của chúng được xác định gần đúng theo lối kinh nghiệm. Đối với trường hợp pha cực tiểu, các tham số còn lại của mô hình bao gồm $A_1 = -20 \lg a$ [dB] biểu thị một lượng tổn hao phẳng, $B_1 = -20 \lg(1-b)$ [dB] được gọi là độ sâu khe pha-đỉnh và tần số khe pha-đỉnh f_0 . Đối với trường hợp pha không cực tiểu, các tham số tương ứng là $A_2 = -20 \lg ab$ [dB], $B_2 = -20 \lg(1-1/b)$ [dB] và f_0 . B_1 và B_2 đều có phân bố mũ với kỳ

vọng $M_B=3,8$ dB. A_1 và A_2 đều có phân bố chuẩn với độ lệch quân phương 5 dB và kỳ vọng

$$\mu_A = 24,6 \cdot \frac{B^4 + 500}{B^4 + 800} \text{ [dB]} \quad (6.59)$$

Tần số khe pha-đỉnh f_0 , trong mô hình nguyên thủy của Rummler được tuyên bố là có phân bố đều trong giải tần số quan tâm. Các nghiên cứu chi tiết hơn nữa cho thấy f_0 có phân bố đều nhảy bậc [H2] với hàm mật độ xác suất

$$p(f_0) = \begin{cases} 5\tau_0 / 3, & |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{4\tau_0} \\ \tau_0 / 3, & \frac{1}{4\tau_0} < |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{2\tau_0} \end{cases} \quad (6.60)$$

trong đó τ_0 là giá trị được chọn của giữ chậm τ . Điều này có nghĩa là xác suất $|f_0 - f_c| \leq \frac{1}{4\tau_0}$ lớn gấp 5 lần xác suất $\frac{1}{4\tau_0} < |f_0 - f_c| \leq \frac{1}{2\tau_0}$.

Cần chú ý rằng, do (6.59) các tham số a , b có quan hệ yếu đối với nhau. Theo kinh nghiệm, nhìn chung có thể cho là không có pha-đỉnh đa đường xảy ra khi tổn hao của chặng vô tuyến nhỏ hơn 19 dB (khoảng 80 lần) [A14].

Các trường hợp pha-đỉnh pha cực tiểu với $b < 1$ và pha không cực tiểu với $b > 1$ như trên dẫn đến các công thức khá khác nhau và do đó không thuận tiện trong tính toán. Theo Rummler [A12, A28], có thể định nghĩa pha-đỉnh pha cực tiểu khi $\tau > 0$ và pha không cực tiểu khi $\tau < 0$, với $b < 1$ cho cả hai trường hợp. Khi này các công thức tính toán cho cả hai trường hợp giống nhau, ngoại trừ dấu của τ . Các tham số chỉ còn là $A = -20 \lg a$ [dB], $B = -20 \lg(1-b)$ [dB] và f_0 với các đặc tính thống kê như đã nêu trên.

Dấu của τ đòi hỏi những xem xét riêng. Có thể thấy từ (6.56) và (6.57) rằng tổn hao của kênh $L = 1/|H(f)|^2$ không phụ thuộc vào dấu của τ , trong khi đó dấu của giữ chậm nhóm D thay đổi theo dấu của τ . Tuy nhiên, việc xác định dấu của τ bằng thực nghiệm và do đó mô tả thống kê nó rất khó khăn do điều này không thể thực hiện được từ các phép đo tổn hao. Một số kết quả nghiên cứu đã

cho thấy rằng nói chung khi pha-đỉnh nông (tính chọn lọc tần số ít hơn) thì trạng thái pha cực tiểu xảy ra với xác suất lớn hơn và khi pha-đỉnh sâu (tính chọn lọc tần số rõ rệt hơn) thì xác suất của các trạng thái pha cực tiểu và pha không cực tiểu là gần như nhau. Do không có cách lựa chọn nào khác, người ta đã đành phải chấp nhận giả thiết rằng xác suất τ dương và âm là như nhau [A14]. Như vậy, mật độ xác suất của giữ chậm τ , do τ được chọn (mặc nhận) có độ lớn là hằng số τ_0 , có thể biểu diễn được theo

$$p(\tau) = 0,5 \cdot [\delta(\tau - \tau_0) + \delta(\tau + \tau_0)], \quad (6.61)$$

trong đó $\delta(t)$ là hàm xung Dirac.

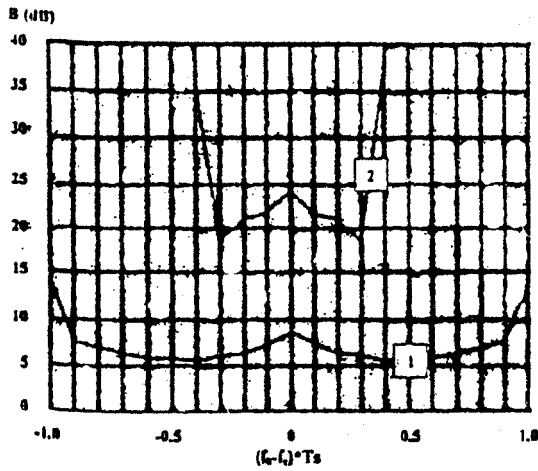
6.2.2.3. Xác suất gián đoạn liên lạc gây bởi pha-đỉnh chọn lọc theo tần số

Mức độ nhạy cảm của thiết bị đối với pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số

ISI do méo tuyến tính gây bởi pha-đỉnh có thể dẫn đến gián đoạn liên lạc tại một mức tạp âm nhỏ hơn bình thường, thậm chí có lẽ ngay cả khi không có tạp âm. Hiển nhiên, sự suy giảm chất lượng hệ thống phụ thuộc vào dạng thực tế của đặc tính đường truyền (đặc tính tổn hao pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số). Theo mô hình Rumlmer đặc tính đường truyền có bốn tham số, trong đó tham số giữ chậm τ được mặc nhận có giá trị bằng 6.3ns, do đó việc biểu diễn mức độ nhạy cảm của thiết bị đối với pha-đỉnh đa đường (tức là khả năng chịu đựng pha-đỉnh của hệ thống) như là một hàm của các tham số này là hoàn toàn dễ hiểu. Mức độ nhạy cảm đối với pha-đỉnh nhiều tia chọn lọc theo tần số được đánh giá bằng đường cong *signature* của hệ thống. Đường cong *signature* của hệ thống là quỹ tích của các điểm trên mặt phẳng $B-f_0$ ứng với trạng thái gián đoạn liên lạc của hệ thống, tức là ứng với xác suất lỗi bit của hệ thống lớn hơn hoặc bằng 10^{-3} . *Signature* của một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số 64-QAM/140 Mb/s nhận được nhờ mô phỏng được cho trên hình 6.19.

Cách hiểu về đường cong *signature* như sau: với một giá trị tần số khe pha-đỉnh f_0 cho trước nếu độ sâu khe pha-đỉnh B nhận giá trị ứng với đường cong *signature* thì xác suất lỗi bit của hệ thống là 10^{-3} . Nếu B có giá trị lớn hơn thì xác

suất lỗi bit của hệ thống sẽ lớn hơn dẫn đến gián đoạn liên lạc, còn nếu B có giá trị nhỏ hơn thì tuyến hoạt động.



Hình 6.19. *Signature* của một hệ thống 64-QAM (ATDE 7 mắt), pha đing pha cực tiểu, 1: Không có san bằng, 2: Có san bằng 7 mắt.

Như đã trình bày trong chương 5, đối với các hệ thống vô tuyến số có dung lượng lớn để đạt được hiệu quả phổ tần lớn, tiết kiệm công suất và đơn giản về thiết bị thì sơ đồ điều chế M-QAM thường được lựa chọn. Do vậy, ở đây chúng ta sẽ phân tích đối với các hệ thống M-QAM. Từ *signature* của một hệ thống vô tuyến số băng rộng, chúng ta có thể thấy rằng pha-đing đa đường chọn lọc theo tần số gây tác hại lớn nhất khi tần số khe pha-đing lệch một chút đối với tần số sóng mang. Độ lệch giữa điểm có tác động xấu nhất của tần số khe pha-đing và tần số sóng mang phụ thuộc vào một loạt yếu tố như hệ số uốn lọc α được sử dụng khi thiết kế lọc tạo dạng sóng trong điều chế, có hay không áp dụng san bằng, số mắt của bộ san bằng và đặc tuyến thực sự của các mạch lọc điều chế và giải điều chế... Khi tần số khe trùng tần số sóng mang, tác động của pha-đing không tệ hại bằng khi tần số khe pha-đing lệch đôi chút so với sóng mang, điều này có thể giải thích được như sau:

+ Khi tần số khe pha-đing trùng tần số sóng mang, đặc tính tổng cộng của cả hệ thống vẫn hoàn toàn đối xứng qua tần số sóng mang. Pha-đing chỉ gây ra

ISI mà không gây ra xuyên âm chéo (*cross-talk*) giữa các thành phần tín hiệu đồng pha (trục I) và vuông pha (trục Q). Do đó tác hại chưa lớn lắm.

+ Khi tần số khe pha-đỉnh lệch đôi chút so với tần số sóng mang, ngoài lượng méo mang vào do độ sâu khe pha-đỉnh, đặc tính tần số tổng cộng của cả hệ thống còn trở nên mất đối xứng, dẫn đến hiện tượng xuyên âm chéo giữa các thành phần đồng pha và vuông pha của tín hiệu. Xuyên âm chéo như thế ảnh hưởng rất mạnh tới việc quyết định tín hiệu và do vậy tác động đồng thời của cả xuyên âm chéo lẫn méo tuyến tính trở nên tồi tệ hơn rất nhiều.

Khi tần số khe pha-đỉnh lệch xa tần số sóng mang, do càng ở cách xa tần số khe pha-đỉnh đặc tính tần số của kênh vô tuyến càng trở nên bằng phẳng hơn (hình 6.17) vì vậy méo mang vào do pha-đỉnh trở nên nhỏ hơn và do vậy tác động của pha-đỉnh càng giảm dần.

Các giải thích trên đây được minh họa bằng các kết quả mô phỏng đối với một hệ thống vi ba 64-QAM/140Mb/s [V2]. Kết quả mô phỏng được trình bày trên bảng 6.2.

Bảng 6.2. Sự phụ thuộc vào tần số khe pha-đỉnh của lượng thiệt hại tỷ số tín trên tạp (SNRD: Signal-to-Noise Ratio Degradation) tính tại BER= 10^{-3} và 10^{-6} .

$(f_0 - f_c)T_s$	0	0.25	0.5	0.75	1.0	1.25	1.5	1.75	2.0
SNRD [dB] (BER= 10^{-3})	0.95	2.0	4.7	7.2	7.4	7.2	5.2	4.3	2.4
SNRD [dB] (BER= 10^{-6})	1.75	4.45	14.45	∞	∞	∞	∞	14.25	6.0

Từ tất cả các phân tích đã trình bày trong mục này, chúng ta có thể đi đến một số kết luận như sau:

+ Đường cong *signature* của một hệ thống vô tuyến số băng rộng luôn có dạng W (hay M, tùy theo việc vẽ đồ thị theo trục B hướng lên trên hay quay xuống dưới).

+ Cực tiểu của đường *signature* càng thấp và đường cong W càng doãng rộng thì khả năng chịu đựng pha-đỉnh của hệ thống càng tồi, hệ thống càng dễ bị gián đoạn liên lạc do pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số.

+ Đường cong *signature* của hệ thống đo được càng mất đối xứng thì đặc tính lọc của hệ thống càng mất đối xứng, hoặc là theo đặc tính biên độ, hoặc theo đặc tính pha.

Xác suất gián đoạn liên lạc của hệ thống đo pha-đỉnh chọn lọc theo tần số

Một trong các tác động trầm trọng của pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số là gây nên gián đoạn liên lạc. Việc sử dụng mô hình kênh truyền có pha-đỉnh chọn lọc như đã trình bày trong mục 6.3.2 kết hợp với *signature* của hệ thống cho phép xác định xác suất gián đoạn liên lạc của hệ thống dưới tác động của pha-đỉnh đa đường trong các hệ thống vô tuyến số băng rộng, tiêu biểu là các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số với dung lượng lớn.

Một trong những phương pháp thường được áp dụng nhất được phát triển bởi Rummler. Theo phương pháp này, thời gian gián đoạn liên lạc gồm hai thành phần, một do tạp nhiệt và nhiễu, một do pha-đỉnh đa đường tạo nên. Ngưỡng chất lượng là giá trị $BER=10^{-3}$, mô hình thống kê của kênh là mô hình kênh 3 tia đơn giản hoá do Rummler đề xuất, miền gián đoạn liên lạc được xác định trên không gian tham số A, B và f_0 (τ được mặc định là $6.3ns$).

Rummler đã chỉ ra rằng đối với một tần số khe pha-đỉnh f_0 đã cho có một mức pha-đỉnh phẳng tới hạn A cho mỗi một độ sâu khe pha-đỉnh B mà trên mức đó sự gián đoạn liên lạc xảy ra. Tập các đường cong A tới hạn đối với các giá trị B xác định miền gián đoạn trong không gian A, B, f_0 . Việc tính tích phân hàm mật độ xác suất cùng nhau của A và B trên miền ngoài của từng đường cong dựa trên giả sử về độ sâu khe f_0 sẽ cho chúng ta xác suất điều kiện gián đoạn liên lạc, với điều kiện là xảy ra pha-đỉnh. Tuy nhiên, dựa trên các tính toán của mình Rummler cũng đã tìm thấy được rằng thời gian gián đoạn liên lạc của chặng vô tuyến chủ yếu gây bởi pha-đỉnh chọn lọc theo tần số chứ không phải do tác động của tạp âm nhiệt và nhiễu thông thường (các tính toán theo phương pháp này áp dụng cho tuyến vô tuyến chuyển tiếp số Atlanta-Palmetto, tương đối khớp với số liệu thống kê thực tế, cho thấy rằng xác suất gián đoạn liên lạc gây bởi tạp âm và can nhiễu là 0.00323 so với xác suất gián đoạn bằng 0.18077 gây bởi pha-đỉnh

nhiều tia). Hệ quả là họ loại bỏ tham số A khỏi các tính toán của mình và chỉ sử dụng một đường cong đơn duy nhất ứng với các giá trị tới hạn của B và f_0 . Đường cong này chính là đường cong *signature* đã trình bày trên đây, rất dễ đo được bằng các máy đo chuyên dụng.

Đường cong *signature* của hệ thống là quỹ tích của các điểm trên mặt phẳng $B-f_0$ ứng với trạng thái gián đoạn liên lạc của hệ thống, chia mặt phẳng $B-f_0$ thành các miền ứng với các trạng thái gián đoạn liên lạc do pha-đỉnh (nửa trên) và không gián đoạn liên lạc (nửa dưới).

Xác suất gián đoạn liên lạc gây bởi pha-đỉnh đa đường như vậy có thể tính được nhờ sử dụng *signature* của hệ thống. Tuy nhiên gián đoạn liên lạc chỉ thực sự xảy ra trong điều kiện phải xảy ra pha-đỉnh đa đường. Xác suất gián đoạn liên lạc tổng cộng của hệ thống do vậy là tích của xác suất có pha-đỉnh đa đường và xác suất gián đoạn liên lạc tính từ *signature* của hệ thống.

Xác suất gián đoạn liên lạc là xác suất sự kiện thông số B vượt quá giá trị của đường cong *signature* (tức là xác suất của sự kiện xác suất lỗi bit lớn hơn 10^{-3}). Xác suất này tính được nhờ tích phân hàm mật độ cùng nhau của các tham số mô hình trong miền gián đoạn với công thức cuối cùng là [A14]:

$$P_{out} = \int_{f_c - 1/2\tau}^{f_c + 1/2\tau} \exp\left[-\frac{\Sigma(f_0)}{M_B}\right] \cdot p(f_0) \cdot df_0 \quad (6.62)$$

trong đó:

+ $\Sigma(\cdot)$ là hàm số đường *signature* của hệ thống, f_0 là tần số khe pha-đỉnh;

+ M_B là giá trị kỳ vọng của độ sâu khe, theo mô hình Rumlmer thì $M_B = 3.8$ dB;

+ $p(f_0) = 5\pi/3$ đối với mọi tần số quan tâm, $\tau = 6.3$ ns (theo Rumlmer);

+ f_c là tần số sóng mang;

Xác suất xảy ra pha-đỉnh đa đường liên quan tới tổn hao phẳng của tuyến A . Từ các đặc trưng thống kê của mô hình Rumlmer có thể thấy rằng A và B có quan hệ yếu với nhau (từ biểu thức 6.59) và theo kinh nghiệm sẽ không có pha-

đing đa đường xảy ra nếu A không vượt quá 19 dB (≈ 80 lần về công suất). Xác suất xảy ra pha-đing nhiều tia dẫn đến lượng tổn hao pha-đing phải vượt quá $A_0=19\text{dB}$ (hay $A_p \approx 80$ lần) có thể xác định được theo công thức (6.46), tức là xác suất xảy ra pha-đing đa đường là $F(A_0=19\text{dB})$:

$$F(A_0=19\text{ dB}) = F(A_p=80) \approx \frac{6.10^{-7} \cdot a \cdot b \cdot f \cdot D^3}{A_p} \quad (6.63)$$

Xác suất gián đoạn liên lạc tổng cộng của hệ thống dưới tác động của pha-đing đa đường P_{out} có thể tính được theo công thức sau:

$$P_{total} = F(A_0) \cdot P_{out} = F(A_0) \cdot \int_{f_c - 1/2\tau}^{f_c + 1/2\tau} \exp\left[-\frac{\Sigma(f_0)}{M_B}\right] \cdot p(f_0) \cdot df_0 \quad (6.64)$$

với $A_0 = 19\text{ dB}$.

6.2.3. Can nhiễu và một số tác động khác của đường truyền

6.2.3.1. Can nhiễu

Như đã trình bày trong mục 5.1.2, can nhiễu trên kênh liên tục làm giảm chất lượng truyền dẫn. Can nhiễu đối với các hệ thống truyền dẫn có thể phát sinh từ nhiều nguồn khác nhau như nhiễu vũ trụ, nhiễu công nghiệp, nhiễu từ các hệ thống truyền dẫn khác, nhiễu từ các kênh lân cận trên cùng một tuyến, nhiễu từ kênh sử dụng cùng tần số. Ngoài ra, do các thiết bị có đặc tính không hoàn hảo một số các nhiễu khác như các hài của nguồn nuôi, các sản phẩm xuyên điều chế (*intermodulation*) do méo phi tuyến.. cũng có tác động làm giảm chất lượng truyền dẫn.

Trong số các loại can nhiễu kể trên, các loại can nhiễu quan trọng nhất có thể kể ra là: can nhiễu từ các kênh lân cận, can nhiễu từ các kênh cùng tần số và các sản phẩm xuyên điều chế.

Can nhiễu từ kênh cùng tần số thì không giống nhau đối với các hệ thống khác nhau. Đối với các hệ thống thông tin di động, để nâng cao hiệu quả sử dụng phổ tần người ta thực hiện tái dụng tần số. Đối với các hệ thống không trải phổ (thí dụ như hệ thống thông tin di động toàn cầu GSM - *Global System for Mobile*

Communications), các tần số sóng mang giống nhau được sử dụng tại các tế bào cách nhau đủ xa. Với hệ thống có áp dụng kỹ thuật trải phổ (thí dụ như hệ thống đa truy nhập theo mã CDMA - *Code Division Multiple Access*), các tế bào cạnh nhau có thể sử dụng cùng một tần số sóng mang như nhau. Hệ quả là các kênh công tác trên cùng một tần số như thế có thể gây nhiễu lẫn nhau. Đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số, tần số sóng mang có thể tái sử dụng bằng cách sử dụng phân cực sóng khác với sự hỗ trợ của bộ triệt xuyên nhiễu phân cực chéo (XPIC: *CrossPolarization Interference Canceler*) có độ phân biệt phân cực (XPD: *CrossPolarization Discrimination*) lớn. Dưới tác động của pha-đỉnh mạnh, XPD thường giảm khá mạnh và do vậy xuyên nhiễu giữa các tín hiệu cùng tần số khác phân cực có thể trở nên rất đáng kể [A12].

Việc hạn chế tác động của các loại can nhiễu nói trên có thể thực hiện được bằng cách sử dụng một cách tổng hợp nhiều biện pháp. Can nhiễu vũ trụ, can nhiễu từ các hệ thống khác hoặc từ các kênh lân cận có thể hạn chế được nhờ sử dụng các mạch lọc. Các nhiễu gây ra do thiết bị cũng có thể hạn chế được nhờ lọc hoặc các biện pháp tuyến tính hoá các phần tử phi tuyến (chủ yếu là bộ KĐCS) như sẽ được trình bày trong một mục sau. Các nhiễu từ kênh cùng tần số có thể hạn chế được bằng kế hoạch tần số thích hợp trong thông tin di động tế bào hay sử dụng các XPIC có XPD đủ lớn.

6.2.3.2. Một số tác động khác của đường truyền

Kênh truyền có đặc tính phức tạp nhất gặp phải đối với các hệ thống truyền dẫn số là kênh truyền trong các hệ thống thông tin di động. Tính chất phức tạp gặp phải đối với kênh thông tin di động có nguyên nhân là sự thay đổi rất ngẫu nhiên của kênh theo thời gian do sự di động của các máy cầm tay hay còn gọi là các trạm di động (MS: *Mobile Station*). Các tác động chủ yếu gây bởi sự di động của máy cầm tay so với các trạm gốc (BS: *Base Station*) có thể kể ra là: hiệu ứng Doppler, pha-đỉnh đa đường, hiện tượng trải trễ do sự truyền sóng theo nhiều đường gây bởi sự phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ của sóng vô tuyến tại các vật chướng ngại. Các tác động nói trên đều mang tính ngẫu nhiên. Cần phải nhấn

manh ở đây rằng, so với kênh truyền trong các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mức độ biến thiên theo thời gian của kênh truyền thông tin di động thì lớn hơn nhiều, một phần do sự di chuyển của máy di động, một phần do độ dài của một bit trong thông tin di động khá lớn (tốc độ bit khá nhỏ). Số tia sóng lan truyền tới ăng-ten máy thu di động cũng lớn hơn rất nhiều và nói chung rất ít khi có điều kiện LOS như đối với các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp. Chính vì vậy, cho đến nay vẫn chưa có một mô hình hoàn hảo nào được đề xuất cho kênh thông tin di động trong mọi trường hợp khác nhau.

Hiệu ứng Doppler: Là sự thay đổi tần số của tín hiệu thu được so với tín hiệu đã được phát đi, gây bởi chuyển động tương đối giữa máy phát và máy thu trong quá trình truyền sóng. Giả sử một sóng mang không bị điều chế có tần số f_c , được phát tới một máy thu đang di động với vận tốc v . Tại máy thu, tần số của tín hiệu nhận được theo tia sóng thứ i sẽ là $f = f_c + f_m \cos \alpha_i$, trong đó α_i là góc tới của tia sóng thứ i so với hướng chuyển động của máy thu, f_m là lượng dịch tần Doppler, $f_m = v \cdot f_c / c$, với c là vận tốc ánh sáng. Như vậy, chỉ trong trường hợp máy thu đứng yên so với máy phát ($v=0$), hoặc máy thu đang chuyển động vuông góc với góc tới của tín hiệu ($\cos \alpha_i = 0$) thì tần số tín hiệu thu mới không bị thay đổi so với tần số tín hiệu phát. Hiệu ứng Doppler xảy ra mạnh nhất khi máy thu di động theo phương của tia sóng tới ($\cos \alpha_i = \pm 1$). Điều này thường xảy ra trong thông tin di động khi máy thu đặt trên xe di chuyển trên các xa lộ, còn các ăng-ten trạm phát thì được bố trí dọc theo xa lộ (được gắn trên các cầu vượt ngang qua xa lộ chẳng hạn).

Pha-đỉnh đa đường và hiện tượng trải trễ: Trong những quãng cách tương đối ngắn mức tín hiệu thu trung bình có thể xem là hằng số, tuy nhiên mức điện tức thời của tín hiệu thu tại ăng-ten lại có thể thay đổi nhanh với những lượng tiêu biểu tới 40 dB [A32]. Những thay đổi nhanh mức điện thu tức thời này được gọi là pha-đỉnh nhanh.

Giả sử một trạm cố định phát một sóng mang không bị điều chế, trạm thu di động sẽ thu được không chỉ một thành phần sóng mang đã được phát đó mà là

cả một tổ hợp các tia sóng do tín hiệu bị phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ bởi các cao ốc và các chướng ngại linh tinh khác trong vùng truyền sóng trước khi tới máy thu. Thực tế, trong hầu hết các môi trường, mỗi tia sóng thu được tại máy thu di động đều phải chịu những thay đổi (phụ thuộc vào đường đi của nó) về pha, thời gian giữ chậm riêng, biên độ cũng như dịch tần Doppler. Kết quả là tín hiệu mà trạm di động thu được có thể khác một cách căn bản với sóng mang đã phát. Trong trường hợp nghiêm trọng, tổng véc-tơ của các tín hiệu tới theo nhiều tia có thể giảm tới một giá trị rất thấp. Hiện tượng này cũng được gọi là pha-đỉnh đa đường (*multipath fading*). Khi máy di động di chuyển, mức điện thu bị pha-đỉnh theo từng quãng cách nhau nửa bước sóng dọc theo hành trình của nó. Một khi pha-đỉnh rất sâu xảy ra, tín hiệu thu được có thể giảm tới không, tỷ số tín/tạp tính theo dB nhỏ hơn không, khi đó đầu ra máy thu hoàn toàn tùy thuộc vào tạp nhiễu của kênh.

Trong thực tế, sóng mang còn được điều chế. Trong thông tin di động số, tác động của đường truyền dẫn còn phụ thuộc rất nhiều vào tỷ số giữa độ dài một dấu (*symbol*) và trải giữ chậm (*delay spreading*) của kênh vô tuyến biến đổi theo thời gian. Độ trải giữ chậm có thể xem như độ dài của tín hiệu thu được khi một xung cực hẹp được truyền đi. Nếu số liệu được truyền với tốc độ thấp thì chúng có thể giải quyết được dễ dàng tại phân thu vì sự bành trướng do truyền theo nhiều tia của một xung số liệu thì kết thúc trước khi xung tiếp theo được phát đi. Tuy thế nếu ta cứ tăng tốc độ truyền số liệu lên mãi thì tới một lúc mỗi dấu số liệu sẽ trải hẳn sang các dấu số liệu lân cận, tạo ra xuyên nhiễu giữa các dấu ISI (*InterSymbol Interference*).

6.3. KHẮC PHỤC CÁC ẢNH HƯỞNG CỦA KÊNH TRUYỀN

6.3.1 San bằng

Như đã thấy trong các mục trước, một trong những ảnh hưởng cơ bản của kênh liên tục tới chất lượng truyền dẫn số là việc gây ra ISI do đặc tính tổng cộng của hệ thống, bao gồm cả môi trường truyền, không thoả mãn tiêu chuẩn truyền

dẫn không có ISI. Các kênh tiêu biểu như vậy là các kênh vô tuyến, bao gồm cả kênh vô tuyến chuyển tiếp lẫn các kênh thông tin di động. Một trong những đặc điểm hết sức quan trọng của các kênh vô tuyến là sự biến đổi theo thời gian một cách ngẫu nhiên. Điều này dẫn đến máy thu được thiết kế nhằm chống các tác động của tạp âm và ISI phải có đặc tính tự thích nghi, tức là phải có các tham số được tự động điều chỉnh một cách tối ưu bám theo các biến động của kênh truyền. Một trong các giải pháp nhằm hạn chế đến mức rất thấp các méo tuyến tính gây bởi đường truyền không lý tưởng biến đổi ngẫu nhiên theo thời gian là sử dụng các mạch san bằng (*equalizer*).

Hàm truyền tổng cộng của hệ thống không có san bằng có thể viết được dưới dạng

$$T(\omega, t) = C(\omega) \cdot H(\omega, t) \quad (6.65)$$

trong đó $C(\omega)$ là hàm truyền thoả mãn tính chất truyền không có ISI còn $H(\omega, t)$ thể hiện các tác động không mong muốn của kênh liên tục. Một cách tổng quát thì đó là một hàm phụ thuộc cả biến thời gian.

Về bản chất, bộ san bằng là một mạch điện được mắc thêm vào lối ra mạch lọc thu nhằm bù đắp các sai lệch của hàm truyền tổng cộng của hệ thống so với hàm truyền cho phép truyền không có ISI. Tại một thời điểm t nào đó, nhìn chung $H(\omega, t)$ có dạng không bằng phẳng về biên độ, không tuyến tính về pha. Mạch san bằng có tác dụng “là phẳng” đặc tính biên độ-tần số của $H(\omega)$ cũng như bù đắp nhằm duy trì đặc tính pha-tần tuyến tính của đặc tính tổng cộng toàn hệ thống. Một cách tổng quát, hàm truyền của mạch san bằng $E(\omega)$ cần phải được thiết kế có dạng bằng $1/H(\omega)$. Khi đó, hàm truyền tổng cộng của cả hệ thống có kể đến mạch san bằng sẽ có dạng

$$T_E(\omega) = C(\omega) \cdot H(\omega) \cdot E(\omega) = C(\omega), \quad (6.66)$$

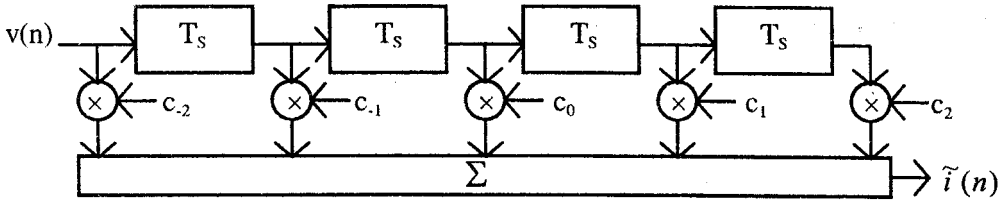
bảo đảm truyền dẫn tín hiệu số không có ISI.

Trong các hệ thống truyền dẫn dùng dây trần, cáp xoắn hay cáp đồng trục... các bộ san bằng cũng thường được áp dụng và được thực hiện trên miền tần

số dưới dạng các mạch điều chỉnh *cosine* hay các mạng cân bằng cáp. Do đường dây thông tin có đặc tính truyền dẫn biến đổi rất chậm theo thời gian nên các bộ san bằng này được thiết kế hầu như cố định, việc điều chỉnh chúng thường được thực hiện bằng tay dựa trên các phép đo định kỳ đường dây. Cần phải nói thêm ở đây rằng, thực tế các mạch san bằng như vậy chỉ cho phép sửa được những sai lệch tương đối lớn và do vậy tốc độ số liệu truyền trên các kênh thoại có san bằng cố định như vậy rất hạn chế (vào quãng 1200-2400 b/s [A4]). Với các tốc độ số liệu lớn hơn nữa thì các mạch san bằng cố định nói trên trở nên không thích hợp.

Trong các hệ thống vô tuyến số tốc độ lớn, do các kênh vô tuyến có đặc tính biến đổi khá rõ rệt theo thời gian nên tại các thời điểm khác nhau $H(\omega, t)$ có thể có dạng khác nhau, do vậy các mạch san bằng còn cần phải hoạt động theo một thuật toán cho phép điều chỉnh $E(\omega, t)$ bám theo được các thay đổi của $H(\omega, t)$. Tức là các mạch san bằng phải có đặc tính thích nghi. Máy thu với các bộ san bằng thích nghi (*adaptive equalizer*) được gọi là máy thu thích nghi (*adaptive receiver*). Như vậy, mạch san bằng thích nghi là một mạch tuyến tính biến đổi theo thời gian và có thể mô tả đầy đủ được bởi hàm truyền $E(\omega, t)$ hay phản ứng xung $e(t, \tau)$. Do là một mạch biến đổi theo thời gian nên việc biểu diễn, phân tích và thiết kế mạch san bằng sẽ thuận lợi hơn trên miền thời gian. Các mạch san bằng thích nghi đối với các hệ thống truyền dẫn số như thế có tên gọi chung là mạch san bằng thích nghi miền thời gian (ATDE: *Adaptive Time Domain Equalizer*).

Các ATDE thường được thiết kế ở dạng tuyến giữ chậm từng khâu (TDL: *Tapped Delay Line*) sử dụng mạch lọc giàn (*transversal filter*) gồm $2L+1$ khâu giữ chậm với thời gian giữ chậm của mỗi khâu là T , thông thường $T=T_s$. Mạch san bằng có nhiệm vụ trừ lại $2L+1$ mẫu của L symbol trước, L symbol sau và chính symbol đang xét, ước lượng các thành phần ISI từ L symbol trước và L symbol sau tác động tới symbol đang xét và bù khử chúng. Sơ đồ cấu trúc của mạch san bằng tuyến giữ chậm từng khâu được cho trên hình 6.20.



Hình 6.20. Mạch san bằng dạng tuyến giữ chậm từng khâu.

Lối ra của mạch san bằng là một tổ hợp tuyến tính của các mẫu được trừ:

$$\tilde{i}(n) = \sum_{i=-L}^L c_i \cdot v(n) \quad (6.67)$$

trong đó c_i là trọng số của khâu thứ i , $v(n)$ là giá trị mẫu của tín hiệu lối vào tại nhịp thứ n .

Như vậy, về bản chất, nhờ trữ lại các mẫu tín hiệu và sử dụng các thuật toán thích hợp nhằm xác định các trọng số c_i , bộ san bằng có thể tối thiểu hoá hoặc loại bỏ ISI tác động từ các *symbol* trước và sau tới *symbol* đang xét.

Một cách lý tưởng, chúng ta mong muốn chuỗi $\tilde{i}(n)$ lối ra lặp lại chuỗi *symbol* $I(n)$ đã được phát đi từ phân phát. Tuy nhiên, với số khâu giữ chậm $2L+1$ hữu hạn thì mong muốn này không thể đạt được, thậm chí ngay cả khi không có tạp âm. Do vậy, việc xác định các hệ số trọng số c_i buộc phải hạn chế trong việc tối thiểu hoá lượng méo giữa chuỗi $\tilde{i}(n)$ và chuỗi $I(n)$.

Trong hình 6.20, $v(t)$ là phản ứng lối ra của kênh phía trước ATDE. Do có méo, $v(kT_s) \neq 0$ với $k \neq 0$, vì vậy dẫn đến ISI. Xét phản ứng xung rời rạc tương đương chuẩn hoá của $v(t)$, ký hiệu lại là $h(nT_s) = h_n$. Lượng méo chuẩn hoá cực đại ξ_{max} của kênh truyền được đánh giá theo

$$\xi_{max} = \sum_k |h_k| \quad (6.68)$$

trong đó dấu phẩy sau ký hiệu Σ có nghĩa là tổng bỏ qua số hạng có chỉ số $k=0$.

Sau san bằng, phản ứng xung $\tilde{i}(t)$ có dạng

$$\tilde{i}(t) = \sum_{i=-L}^L c_i v(t - iT_s) \quad (6.69)$$

Ta cũng xét phản ứng rời rạc tương đương chuẩn hoá của $\tilde{i}(t)$, ký hiệu là $q_n = \sum_{i=-L}^L c_i h_{n-i}$. Méo tối đa ở lối ra η_{max} được xác định theo

$$\eta_{max} = \sum_k |q_k| \quad (6.70)$$

Các hệ số c_i phức của mỗi mắt gồm các phần thực và ảo cần được làm cho phù hợp theo thuật toán thích nghi, nhờ vậy ISI từ các *symbol* trước và sau tới *symbol* đang xử lý sẽ giảm bớt. Tức là nhờ chọn đúng các c_i thì $\eta_{max} < \xi_{max}$ và η_{max} đạt thấp nhất.

Trong thực tế, các thuật toán san bằng thích nghi thường gặp là các thuật toán dựa trên tiêu chuẩn sai số trung bình bình phương cực tiểu (LMSE: *Least Mean Square Error*) hay các thuật toán không dựa trên tiêu chuẩn LMSE mà thuật toán cưỡng ép không (ZF: *Zero-Forcing*) là một thuật toán tiêu biểu, rất hay được áp dụng trong các hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số mặt đất. Do khuôn khổ của chương trình, ở đây chúng ta sẽ chỉ xét làm ví dụ ATDE theo thuật toán ZF. Chi tiết về các ATDE theo thuật toán LMSE có thể tìm thấy trong [A4, A19...].

Nhiệm vụ của thuật toán ZF là biến đổi các hệ số c_k nhằm “cưỡng ép” các điểm đi qua không của phản ứng xung tổng cộng của cả hệ thống đúng vào các thời điểm $t=kT_s$ ($k \neq 0$), nhờ vậy loại bỏ ISI. Tức là, đối với thuật toán ZF, các hệ số được chọn (điều chỉnh) sao cho

$$q_n = \delta_{0,n}, \quad |n| \leq L \quad (6.71)$$

trong đó $\delta_{i,j}$ là *delta* Kronecker:

$$\delta_{i,j} = \begin{cases} 1, & i = j \\ 0, & i \neq j \end{cases} \quad (6.72)$$

Các hệ số c_k có thể xác định theo công thức truy toán hội tụ dần tới trạng thái cưỡng ép không (ZF) của bộ san bằng như sau [A15]:

$$c_k^{(n+1)} = c_k^{(n)} - \Delta \cdot \varepsilon_n \cdot I_{n-k} \quad (6.73)$$

trong đó: $c_k^{(n)}$ là giá trị hệ số c_k tại nhịp thứ n ;

- $\varepsilon_n = I_n - \tilde{I}_n$, với $I_n = i(nT_s)$ là giá trị của tín hiệu thu (được rời rạc hoá) trong trường hợp lý tưởng, tức chính là các giá trị rời rạc của tín hiệu $i(t)$ đã được phát đi ở phân phát, còn $\tilde{I}_n = \tilde{i}(nT_s)$;

- Δ là hệ số tỷ lệ, ảnh hưởng tới tốc độ hội tụ của phép tính truy toán (6.73).

I_n có giá trị phụ thuộc vào *symbol* được phát đi ở phân phát nên không biết trước. Thực tế, với hệ thống có BER thấp thì có thể sử dụng \hat{I}_n thay cho I_n , trong đó \hat{I}_n là giá trị khôi phục thực tế của I_n .

Mô hình thuật toán san bằng ZF (lọc thích nghi) rút gọn lại thành xác định các c_k theo (6.73) và với những giá trị tính được của chúng ứng với trạng thái ZF, ISI từ L *symbol* trước và L *symbol* sau tới *symbol* đang xét sẽ bị loại trừ, tức là

$$q_n = 0, \quad n = \pm 1, \pm 2, \dots, \pm L \quad (6.74)$$

Ngoài các mạch san bằng trên miền thời gian nói trên, trong các hệ thống mà đường truyền thay đổi rất phức tạp với một loạt tác động như pha-đỉnh, trải trễ, hiệu ứng Doppler do các trạm thu phát chuyển động so với nhau, như trong các hệ thống thông tin di động chẳng hạn, thì các biện pháp san bằng còn phức tạp hơn nữa phải được áp dụng. Trong các hệ thống như thế, bên cạnh thông tin hữu ích được truyền, hệ thống còn truyền cả các thông tin “dẫn đường” hay “thăm dò kênh” (*training signal*) nhằm huấn luyện cho phân thu biết về quá trình thay đổi của đường truyền nhằm san bằng một cách hiệu quả [A32].

6.3.2. Các biện pháp khác nhằm khắc phục méo tuyến tính

Như đã trình bày trong mục 6.2.2, một trong những nguồn gây méo tuyến tính rất lớn đối với các hệ thống vô tuyến số là pha-đỉnh đa đường. Cũng trong mục 6.2.2.1, chúng ta đã thấy rằng đối với các hệ thống vô tuyến số dung lượng thấp và trung bình thì pha-đỉnh đa đường có thể xem được là pha-đỉnh phẳng và có thể chống được bằng cách tăng công suất phát hay bảo đảm độ dự trữ pha-đỉnh (*fade margin*) đủ lớn. Việc tăng công suất phát trong các hệ thống vô tuyến số

dung lượng cao tuy vậy không giải quyết được các méo gây bởi pha-đỉnh nhiều tia chọn lọc theo tần số. Đối với các hệ thống như vậy, ngoài việc sử dụng ATDE còn có thể áp dụng các biện pháp hỗ trợ khác nữa nhằm khắc phục pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số:

- + Lựa chọn sử dụng tín hiệu không bị méo nhờ phân tập (*diversity*) với đảo mạch hoặc bộ tổ hợp tín hiệu (*combiner*);

- + Giảm một cách tương đối méo tuyến tính nhờ sử dụng hệ thống truyền dẫn nhiều sóng mang;

- + Sử dụng mã chống nhiễu nhằm giảm xác suất lỗi gây bởi méo tín hiệu (sửa các bit lỗi do méo tín hiệu gây ra).

Trong số các phương pháp khắc phục pha-đỉnh đa đường chọn lọc theo tần số trong các hệ thống vô tuyến số nói trên, việc áp dụng ATDE là phương pháp xem ra là đúng đắn nhất. Tuy nhiên, do các hạn chế hiện nay về công nghệ cũng như do thiếu những hiểu biết triệt để về các tính chất của pha-đỉnh đa đường, chỉ riêng các bộ san bằng thích nghi không đủ để loại bỏ các méo tuyến tính đến mức có được một chất lượng hay độ tin cậy liên lạc theo yêu cầu. Do vậy, trong các hệ thống vô tuyến số dung lượng lớn các bộ san bằng thường được sử dụng kết hợp với một số biện pháp khắc phục khác nói trên.

6.3.2.1. Phân tập

Trong số các biện pháp hỗ trợ nói trên, phân tập là biện pháp thường được sử dụng rộng rãi nhất. Các biện pháp phân tập có thể được áp dụng trong các hệ thống vô tuyến số bao gồm phân tập theo không gian, phân tập theo tần số và phân tập theo góc.

Phân tập theo không gian là việc sử dụng nhiều ăng-ten thu (thường là 2 ăng-ten). Một khi 2 ăng-ten được đặt cách nhau đủ xa thì việc xảy ra pha-đỉnh do truyền dẫn đa đường đối với các ăng-ten đó có thể xem như độc lập với nhau. Phân tập không gian thoát tiên được phát triển cho các hệ thống vô tuyến số có dung lượng từ thấp đến trung bình để chống pha-đỉnh đa đường phẳng. Tuy nhiên, nhờ phân tập theo không gian, xác suất méo tuyến tính mạnh đồng thời trên cả 2

ăng-ten cũng giảm thấp, nhờ vậy có thể làm giảm tác động của méo. Điều này đã được xác nhận bởi các kết quả thực nghiệm. Việc phân tích lý thuyết về hiệu quả cải thiện chất lượng có thể tiến hành dựa trên các mô hình kênh, chẳng hạn mô hình Rummler đã được trình bày trong mục 6.2.2.2, trong đó hệ thống gồm hai kênh với hai tập tham số A, B, f_0 và τ cho từng kênh. Các đặc trưng thống kê cùng nhau đã được xác định bằng thực nghiệm cho mô hình hệ thống phân tập 2 ăng-ten. Theo Rummler, A_1 và A_2 là các biến ngẫu nhiên Gao-xơ tương quan với nhau. Hệ số tương quan tùy thuộc vào khoảng cách giữa các ăng-ten còn các giá trị kỳ vọng và phương sai của các biến A_1 và A_2 thì phụ thuộc đôi chút vào kích thước của ăng-ten. Cũng theo Rummler, một cách tương đối thô thì các biến B_1 và B_2 có thể xem như các biến ngẫu nhiên phân bố mũ độc lập với nhau. Các tần số khe pha-đỉnh f_{01} và f_{02} cũng độc lập với nhau, còn τ vẫn được xem là hằng số.

Phân tập không gian mặc dù là một biện pháp khá hiệu quả song xem ra lại kém kinh tế do phải sử dụng hai ăng-ten, hai mạch thu siêu cao tần và phải xử lý trung tần cho việc tổ hợp tín hiệu. Thêm vào đó, cột ăng-ten cũng cần phải khoẻ hơn để chịu được tải trọng của 2 ăng-ten.

Biện pháp phân tập kinh tế hơn thường được sử dụng là phân tập theo tần số. Phân tập theo tần số đặc biệt kinh tế nếu như: (i) tuyến vô tuyến có một kênh dự phòng; (ii) kênh dự phòng này cho một hiệu quả cải thiện thoả đáng khi được sử dụng như kênh phân tập. Đối với các tuyến đường trục dung lượng lớn, điều kiện thứ nhất hầu như luôn thoả mãn do các tuyến vô tuyến số này thường được triển khai theo cấu hình N+1 (N kênh vô tuyến công tác và một kênh dự phòng). Điều kiện thứ hai về mặt thực tế hầu như luôn thoả mãn mặc dù điều này mới được biết đến chưa lâu (khoảng 15-20 năm nay). Thực tế đã chứng tỏ rằng đối với các hệ thống vô tuyến số dung lượng lớn việc phân tập theo tần số có khả năng giảm méo và theo [A14, H2] hai tần số phân tập càng gần nhau, hiệu quả phân tập càng cao.

Hiệu quả kinh tế cao cũng có thể đạt được nhờ phân tập góc, trong đó trên cùng một ăng-ten người ta bố trí hai hay nhiều đầu thu sóng nhằm “hứng” các sóng truyền tới ăng-ten thu theo nhiều góc tới khác nhau [H2].

6.3.2.2. Truyền dẫn nhiều sóng mang

Đối với các hệ thống có phổ tín hiệu quá rộng dẫn đến rất khó bảo đảm độ bằng phẳng của đặc tính đường truyền, biện pháp có thể được áp dụng là truyền dẫn nhiều sóng mang. Luồng bit cần truyền được biến đổi thành nhiều luồng con song song và mỗi một luồng con được điều chế bằng một sóng mang riêng biệt. Nhờ vậy, băng tín hiệu rất rộng được tách thành nhiều băng con, trong đó đặc tính tần số của hệ thống dễ bảo đảm bằng phẳng hơn. Trả giá của phương pháp này là tính kinh tế do phải sử dụng mỗi một hệ thống con cho mỗi một luồng con. Thêm vào đó, phổ chiếm của tín hiệu tổng cộng trong trường hợp này lớn hơn một chút so với trường hợp truyền dẫn một sóng mang do các mạch lọc phân cách các băng con không thể chế tạo với các biên hàm truyền hoàn toàn dốc đứng được. Chính vì vậy, biện pháp này chỉ áp dụng trong những trường hợp nhất định, chẳng hạn trong những trường hợp băng tín hiệu quá rộng hay trong một số hệ thống mà tuyến truyền dẫn đi qua khu vực có bề mặt nước (rất hay xảy ra pha-đing đa đường mạnh).

6.3.2.3. Mã chống nhiễu

Các lỗi bit gây nên do san bằng và phân tập không triệt tiêu được hoàn toàn ISI còn có thể được sửa tiếp bằng các mã chống nhiễu. Về bản chất, mã hoá chống nhiễu là việc biến đổi tập các từ mã cần truyền thành một tập các từ mã chống nhiễu với các phân tử dư dùng để phát hiện và sửa các bit lỗi. Trả giá của phương pháp này là việc tăng tốc độ bit truyền dẫn và do đó mở rộng phổ chiếm của tín hiệu. Nhìn chung, mã hoá chống nhiễu được sử dụng tương đối hoặ hoàn như một biện pháp khắc phục tác động của pha-đing đa đường trong các hệ thống vô tuyến số dung lượng cao do các khó khăn về công nghệ: các bộ mã hoá và giải mã tốc độ rất cao thực hiện khá khó khăn ngay cả với các linh kiện và thiết bị

hiện đại. Trong những trường hợp cần thiết, một số mã chập với độ dư không lớn lắm có thể áp dụng được trong điều kiện công nghệ hiện tại [A14...].

6.3.3. Khắc phục méo phi tuyến

Các méo phi tuyến trong các hệ thống truyền dẫn số chủ yếu được gây ra do các mạch khuếch đại công suất của máy phát và/hoặc của trạm chuyển tiếp (như bộ khuếch đại trên các bộ phát đáp đối với các hệ thống thông tin vệ tinh chẳng hạn). Đặc điểm của méo phi tuyến là mức độ méo tín hiệu khác nhau với các tín hiệu có công suất (tức là có biên độ) khác nhau. Điều đó có nghĩa là các hệ thống điều chế biên độ rất kém chịu đựng với méo phi tuyến. Để khắc phục ảnh hưởng của méo phi tuyến, có thể chọn điểm làm việc ở mức tín hiệu tương đối thấp, tức là chấp nhận một độ lùi công suất (BO: *Back-Off*) đủ lớn tính từ công suất bão hoà của bộ khuếch đại. Trong trường hợp này ta buộc phải chấp nhận hoặc là lãng phí hiệu quả công suất của thiết bị dẫn đến phải dùng các bộ công suất lớn hơn, công kênh nặng nề hơn và đắt tiền hơn, hoặc là phải chấp nhận công suất ra của tín hiệu thấp hơn dẫn đến giảm cự ly liên lạc. Trong trường hợp không thể chấp nhận BO lớn, người ta thường sử dụng các loại điều chế với tín hiệu có đường bao không đổi (ít nhạy cảm với méo phi tuyến). Thông tin vệ tinh là một thí dụ điển hình. Do giá thành bản vệ tinh lên quỹ đạo rất đắt phụ thuộc khối lượng vệ tinh nên người ta có xu hướng tận dụng hiệu quả công suất của các bộ khuếch đại trên vệ tinh, tức là buộc phải sử dụng chúng với BO nhỏ. Vì thế trong thông tin vệ tinh người ta thường sử dụng sơ đồ điều chế PSK, hay gặp nhất là loại điều chế QPSK hoặc các phái sinh của nó. Chính vì vậy, dung lượng của hệ thống truyền dẫn số qua vệ tinh tính theo mỗi bộ phát đáp (*transponder*) thường không lớn, bù lại cự ly liên lạc của chúng thường rất lớn.

Cần phải lưu ý ở đây là giá trị BO không thể tăng mãi để đạt độ tuyến tính cao do việc tăng BO dẫn đến giảm công suất tín hiệu phát và do vậy tỷ số tín/ tạp (SNR: *Signal-to-Noise Ratio*) ở đầu thu giảm, dẫn đến lại làm tăng xác suất lỗi. Giá trị BO tối ưu được xác định bởi điều kiện $BO + \Delta R$ đạt cực tiểu, trong đó ΔR là

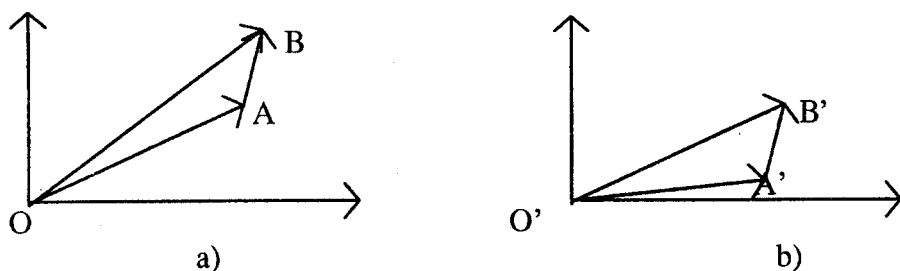
lượng tăng SNR cần thiết để đạt được cùng một xác suất lỗi cho trước dưới tác động của méo phi tuyến [A14].

Một trong các biện pháp khác cũng thường được áp dụng để giảm độ méo phi tuyến của các bộ khuếch đại công suất là sử dụng các mạch méo trước (*predistorter*). Về lý thuyết, bộ khuếch đại công suất có thể làm cho tuyến tính một cách tùy ý bằng cách chọn BO thật lớn. Tuy nhiên, như đã thấy trên đây, BO không thể chọn lớn tùy ý được mà có một giá trị tối ưu. Do vậy méo phi tuyến vẫn còn rất đáng kể.

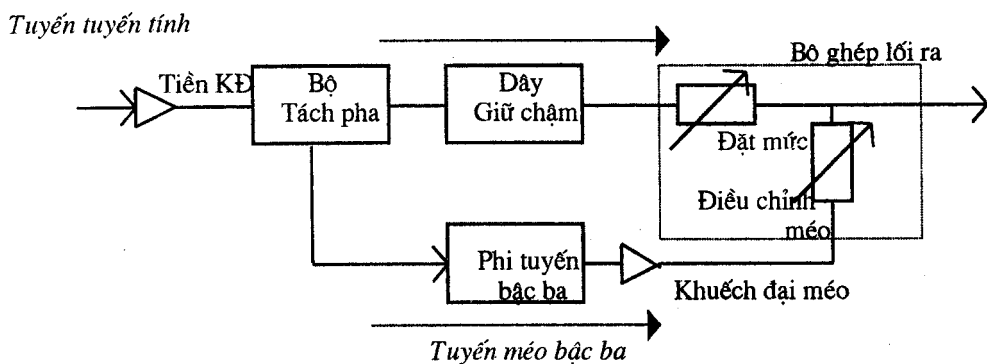
Nhìn chung, khi độ chênh lệch công suất đỉnh và công suất trung bình của tín hiệu không quá lớn (chẳng hạn như đối với 16-QAM) thì đối với bộ KĐCS dùng bán dẫn (các bộ khuếch đại sử dụng GaAs FET chẳng hạn), một lượng BO thích hợp là đủ để công tác một cách tương đối tuyến tính. Đối với các bộ KĐCS dùng TWT, với cùng một lượng BO như thế thì bộ khuếch đại có thể có méo điều chế lẫn nhau bậc ba lớn. Trong trường hợp này, việc áp dụng một mạch méo trước đặt ngay trước bộ khuếch đại có thể cho phép không cần đến lượng BO lớn đến thế, nhờ vậy hiệu suất công suất lỗi ra tăng. Đối với các hệ thống QAM có số mức điều chế lớn hơn (64-QAM hay 256-QAM), việc áp dụng méo trước thường là bắt buộc do hệ thống hết sức nhạy cảm đối với méo phi tuyến, hơn nữa việc chỉ áp dụng một giá trị BO đủ lớn nhằm bảo đảm tín hiệu đỉnh không trở nên bị bão hòa thường dẫn đến công suất trung bình của tín hiệu lỗi ra thấp do chênh lệch công suất đỉnh và công suất trung bình với các hệ thống này khá lớn (3.7 dB đối với 64-QAM và 4.2 dB đối với 256-QAM, chưa kể đến hiện tượng vọt đỉnh của tín hiệu gây bởi mạch lọc điều chế). Các bộ méo trước có thể áp dụng ở băng tần gốc, ở trung tần hoặc ở tần số vô tuyến. Nguyên lý méo trước, thí dụ để loại bỏ méo điều chế lẫn nhau bậc ba, được giải thích trên các hình vẽ 6.21a, b. Hình 6.22 mô tả sơ đồ khối của một mạch méo trước thực hiện tại trung tần.

Véc tơ tín hiệu OA (h.6.21.a) tới lỗi ra bộ méo trước thông qua tuyến tính (*linear path*), biên độ của nó tỷ lệ với biên độ của tín hiệu tại lỗi ra bộ điều chế còn pha thì giống như pha của tín hiệu lỗi ra bộ điều chế. Qua khuếch

đại công suất ở lối ra máy phát, véc tơ OA có thể bị méo về biên độ và pha thành véc tơ O'A' (h.6.21b). Để có thể sửa các méo này, cần phải cộng với véc tơ O'A' một véc tơ thứ hai A'B' (h.6.21b) nhằm tạo thành véc tơ O'B' có pha như của OA và biên độ tỷ lệ với OA. Véc tơ A'B' có thể nhận được bằng cách cộng thêm vào véc tơ OA một véc tơ AB (h.6.21a) nhận được nhờ cho véc tơ OA qua một mạch phi tuyến bậc ba (*cuber path*).



Hình 6.21. Nguyên lý méo trước.



Hình 6.22. Sơ đồ khối một bộ méo trước ở trung tần.

Mạch méo trước ở tần số trung tần được điều chỉnh trên cơ sở từng kênh và có khả năng bù được cả méo phi tuyến gây bởi cả bộ khuếch đại công suất lẫn bộ trộn cao tần. Khi được thực hiện ở tần số vô tuyến, mạch méo trước thường được kết hợp ngay với bộ khuếch đại công suất và làm việc trong toàn băng tần của bộ khuếch đại. Cơ sở tính toán và hiệu chỉnh các mạch méo trước được trình bày tương đối kỹ lưỡng trong [A22] dựa trên việc biểu diễn đặc tính của bộ KĐCS bằng đa thức. Tín hiệu lối ra của bộ khuếch đại khi tín hiệu lối vào là một tín hiệu đơn tần $x(t)=B.cos\omega_0t$ có thể biểu diễn được theo:

$$y(t) = A_1 \cdot B \cdot \operatorname{Re} \left\{ \left(1 + \frac{3}{4} B^2 \frac{A_3}{A_1} + \frac{5}{8} B^4 \frac{A_5}{A_1} + \dots \right) \exp[j\omega_c t + \theta(t)] \right\}$$

$$= A_1 \cdot B \cdot R(B) \cdot \cos\{\omega_c t + \theta(t) + \Psi(B)\} \quad (6.75)$$

trong đó A_i/A_1 là hệ số tỷ lệ biên độ các sản phẩm bậc i ($i=3, 5, \dots$) với sản phẩm bậc một (thành phần tín hiệu hữu ích).

Khi bỏ qua các số hạng bậc cao hơn 3, thì

$$R(B) = \left(1 + \frac{3}{2} B^2 \frac{R_3}{A_1} \cos \phi_3 \right)^{1/2} \quad (6.76a)$$

$$\Psi(B) = \operatorname{arctg} \frac{[R^2(B) - 1] \operatorname{tg} \phi_3}{R^2(B) + 1} \quad (6.76b)$$

Tức là bộ KĐCS có thể xác định theo các tham số A_1 , $R_3 = A_3/A_1$ và góc méo pha bậc 3 ϕ_3 .

Đối với các bộ KĐCS có méo bậc ba trội, chẳng hạn như với TWT với BO không lớn, việc tuyến tính hoá thực chất là thêm vào một véc tơ tín hiệu phụ bậc 3 như đã trình bày trong phần nguyên lý méo trước nhằm triệt tiêu R_3 và ϕ_3 . Việc điều chỉnh méo trước theo đa thức được tiến hành như sau. Bộ méo trước cũng là một phần tử phi tuyến bậc ba, do đó cũng có thể biểu diễn quan hệ vào ra ở dạng đa thức tương tự như các biểu thức (6.75) và (6.76). Theo [A22] điều kiện triệt tiêu méo bậc ba đạt được khi

$$\frac{\bar{A}_3}{A_1} = -\frac{\bar{B}_3}{\alpha^2 \cdot B_1^3} \quad (6.77)$$

trong đó B_1 , B_3 là các ký hiệu trong đa thức biểu diễn quan hệ vào ra của mạch méo trước, tương ứng với A_1 , A_3 trong biểu thức (6.75) đối với bộ KĐCS; các mũi tên phía trên biểu thị véc tơ, tức là thể hiện cả góc méo pha bậc ba; α là tổn hao của đường nối giữa mạch méo trước và bộ khuếch đại cần tuyến tính hoá. Có thể nhận thấy rằng điều kiện (6.77) không phụ thuộc biên độ tín hiệu lối vào B cũng như tần số của tín hiệu, do đó việc điều chỉnh méo trước khá dễ dàng nhờ việc thêm vào tuyến méo bậc ba của bộ méo trước các phần tử điều chỉnh dịch pha và tiêu hao.

Các bộ méo trước bậc ba có thể loại bỏ được phần lớn các tác động của méo phi tuyến. Rất tiếc là cho đến nay người ta vẫn không thể khử hoàn toàn được méo phi tuyến do không thể chế tạo được các mạch có đặc tính méo “ngược” hoàn hảo cho tới các bậc cao hơn nữa, thậm chí ngay cả đối với méo bậc ba thì các mạch méo trước hiện nay cũng vẫn chưa hoàn thiện.

6.3.4. Các hệ thống trải phổ

Một trong những biện pháp tương đối hiệu quả nhằm chống tác động của can nhiễu, đặc biệt là các nhiễu cố ý (*jamming*) là sử dụng biện pháp trải phổ tín hiệu.

Sau chiến tranh thế giới lần thứ hai, xuất phát từ những vấn đề về bảo mật và chống nhiễu cố ý (do đối phương gây ra để chế áp) đặt ra đối với thông tin vô tuyến và *radar* trong thời gian chiến tranh, từ cuối những năm 1940 quân đội Mỹ, mà cụ thể là các chuyên gia nghiên cứu của ITT (*International Telephone and Telegraph*: Công ty điện thoại và điện báo quốc tế Hoa kỳ) theo yêu cầu của Bộ quốc phòng Mỹ đã xúc tiến các nghiên cứu về một nguyên tắc thông tin hoàn toàn mới lúc bấy giờ dựa trực tiếp trên các công trình nghiên cứu của Claude Elwood Shannon: thông tin dựa trên nguyên tắc trải phổ tín hiệu.

Những ưu điểm cơ bản mà kỹ thuật thông tin trải phổ có được là khả năng chống nhiễu cố ý và mức độ bảo mật thông tin rất cao. Thêm vào đó thông tin trải phổ cũng cho phép chống pha-đỉnh đa đường rất tốt.

Ý tưởng về thông tin trải phổ dựa trên định lý thứ ba của Shannon, định lý này được phát biểu như sau: Với một kênh có tạp âm trắng chuẩn cộng tính (AWGN: *Additive White Gaussian Noise*), tương quan giữa dung lượng kênh, công suất, độ rộng giải tần và chất lượng được cho bởi:

$$C = B \cdot \log_2(1 + S/N) \quad (6.78)$$

trong đó C là dung lượng của kênh, B là độ rộng phổ tần chiếm của tín hiệu còn S/N là tỷ số công suất tín hiệu và tạp âm.

Như vậy với cùng một thông lượng xác định C , có thể truyền được tín hiệu với tỷ số tín trên tạp rất thấp nếu tín hiệu có phổ rất rộng và nếu có khả năng biến mọi tạp nhiễu về có dạng như hoặc gần như AWGN. Điều này có thể đạt được nhờ thực hiện trải rộng phổ tín hiệu cần truyền ở phân phát và nén (giải trải) phổ ở phân thu. Trên cơ sở này cho phép hệ thống liên lạc tốt trong các điều kiện có nhiễu mạnh, thậm chí che dấu tín hiệu chìm vào trong nền nhiễu, nhờ đó đối phương thậm chí rất khó phát hiện được khi nào có, khi nào không truyền tin. Hơn thế nữa, nhờ việc sử dụng các dây giả ngẫu nhiên để trải phổ nên về mặt thực tế, đối phương hầu như không thể giải mã được thông tin.

Đặc điểm cơ bản của hệ thống thông tin tín hiệu phổ trải là phổ tín hiệu được truyền đi rất rộng. Tuy vậy không phải loại hệ thống thông tin nào có phổ rộng cũng là hệ thống thông tin trải phổ. Một hệ thống được định nghĩa là hệ thống trải phổ nếu nó thoả mãn 3 yêu cầu sau đây:

1. Tín hiệu truyền đi chiếm một độ rộng băng truyền dẫn W lớn hơn rất nhiều lần bề rộng băng tần tối thiểu B_i cần thiết để truyền thông tin.
2. Việc trải phổ tín hiệu được thực hiện nhờ tín hiệu trải thường được gọi là mã trải phổ độc lập đối với dữ liệu cần truyền. Tín hiệu trải được lựa chọn nhằm tạo ra một phổ tổng cộng gần giống phổ tạp âm.
3. Quá trình nén phổ được thực hiện nhờ tính tương quan giữa tín hiệu thu được và tín hiệu giải trải là bản sao đồng bộ của tín hiệu trải đã sử dụng ở phân phát.

Như vậy các hệ thống điều chế băng rộng như điều chế tần số, các hệ thống điều chế xung mã mặc dù thoả mãn điều kiện phổ tín hiệu rộng song không phải là hệ thống trải phổ.

Hiệu quả có được nhờ trải phổ tín hiệu của hệ thống thông tin trải phổ được đánh giá qua *tăng ích xử lý* (PG: *Processing Gain*). Nói chung, tăng ích xử lý được xác định theo:

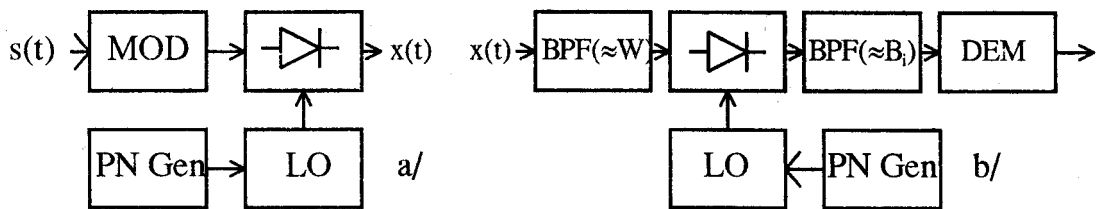
$$PG = W/B_i \quad (6.79)$$

Tín hiệu trải theo tiêu chuẩn thứ 2 nêu trên được thực hiện bằng các chuỗi các chip giả nhiễu (PN: *PseudoNoise*) với tốc độ nói chung lớn hơn nhiều so với tốc độ số liệu. Việc trải phổ nói chung được thực hiện bằng cách nhân chuỗi số liệu cần truyền với chuỗi giả ngẫu nhiên. Tùy theo cách sử dụng chuỗi PN để trải phổ, các hệ thống trải phổ được chia thành các loại cơ bản như sau:

- Hệ thống trải phổ nhảy tần (FH: *Frequency Hopping*), trong đó tín hiệu giả ngẫu nhiên PN được sử dụng để điều khiển tần số sóng mang.
- Hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp (DS: *Direct Sequence*), trong đó chuỗi số liệu được nhân trực tiếp với chuỗi giả ngẫu nhiên PN.

6.3.4.1. Hệ thống trải phổ nhảy tần

Sơ đồ khối đơn giản của một hệ thống trải phổ FH được minh họa trên hình 6.23.



MOD: Bộ điều chế

BPF: Bộ lọc giải

\triangleleft : Bộ trộn

DEM: Bộ giải điều chế

LO: Bộ dao động nội

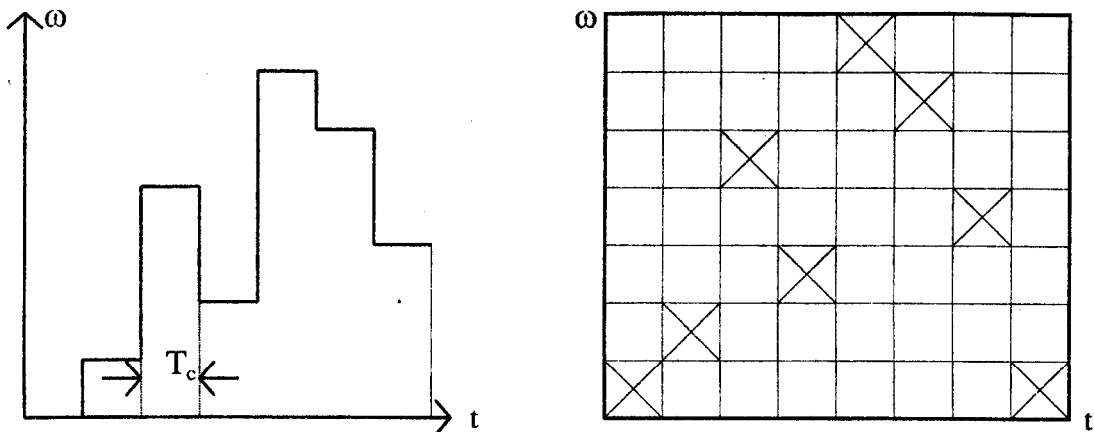
PN Gen.: Tạo dãy PN.

Hình 6.23. Hệ thống trải phổ nhảy tần. a/ Máy phát. b/ Máy thu.

Tín hiệu truyền đi $x(t)$ có thể được biểu diễn theo:

$$x(t) = s(t) \cdot \exp[j\omega(t) + \omega_{L0}]t \quad (6.80)$$

trong đó ω_{L0} là tần số tự do của bộ dao động nội khi chưa có điều khiển nhảy tần, $\omega(t)$ là gia số tần số điều khiển bởi chuỗi PN. Giả sử chuỗi PN có chu kỳ là n , khi đó số các giá trị có thể có của $\omega(t)$ là $2^n - 1$ và phổ tín hiệu đầu ra sẽ có độ rộng $W = (2^n - 1) \cdot \delta_\omega$ không phụ thuộc vào tốc độ chip. Sự phụ thuộc của tần số tín hiệu lối ra theo thời gian được mô tả trên hình 6.24.



Hình 6.24. Sự phụ thuộc của tần số tín hiệu trong hệ thống FH vào chuỗi PN và lưới tần số trong hệ thống FH chậm.

Khi $T_c > T_0$ với T_c và T_0 lần lượt là độ rộng thời gian của xung chip và xung số liệu thì hệ thống được gọi là nhảy tần chậm. Ngược lại, hệ thống được gọi là nhảy tần nhanh. Giá trị của δ_ω trong cả hai loại hệ thống nhảy tần về lý thuyết có thể chọn tùy ý song trong thực tế thường chọn sao cho các tần số nằm tách biệt, do đó thường chọn

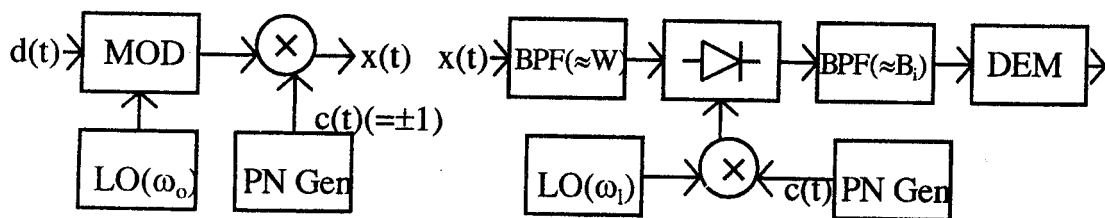
$$\delta_\omega \approx \text{Max.}[2\pi T_c, 2\pi T_0] \quad (6.81)$$

6.3.4.2. Hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp

Trong hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp (thường dùng trong các hệ thống thông tin số), chuỗi số liệu được nhân (hoặc cộng mô đun 2) trực tiếp với chuỗi PN. Nguyên tắc hoạt động của hệ thống có thể được diễn tả một cách vắn tắt như sau. Xét hệ thống băng gốc tương đương, gọi chuỗi số liệu là $d(t)$ với phổ $D(\omega)$ và chuỗi giả ngẫu nhiên là $c(t)$ với phổ $C(\omega)$, khi đó tín hiệu truyền đi sẽ có dạng $d(t).c(t)$. Phổ của tín hiệu truyền đi (bằng $D(\omega)*C(\omega)$) sẽ phụ thuộc chủ yếu vào phổ của $c(t)$ do tốc độ chip trong hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp rất lớn hơn tốc độ dữ liệu. Tức là phổ của tín hiệu có dạng giống phổ tạp âm. Tại phần thu, tín hiệu thu được là tổng của tín hiệu trải phổ, tạp âm trắng chuẩn và các nhiễu phổ hẹp (tín hiệu chế áp chẳng hạn). Dưới tác động nhân tín hiệu giải trải (là bản sao đồng bộ của $c(t)$ đã dùng ở phần phát) với tín hiệu thu được, phần tín hiệu hữu ích

được nén phổ trả lại dữ liệu ban đầu do $c^2(t)=1$, tích $d(t).c(t).c(t)=d(t)$. Các nhiễu giải hẹp do được nhân với $c(t)$ nên được trải phổ ra như tín hiệu đã được trải ở phần phát, do vậy hàm mật độ phổ công suất của nhiễu ở lối vào thiết bị quyết định máy thu sẽ giảm hẳn, thấp hơn nhiễu so với tín hiệu hữu ích đã được nén phổ trả lại, nhờ vậy tỷ số tín/tạp tại lối vào thiết bị quyết định tăng. Việc trải phổ và giải trải phổ hầu như không có tác dụng cải thiện với tạp âm băng rất rộng như tạp nhiệt. Trong các hệ thống có nhiều tín hiệu trải phổ khác nhau về mã PN như các hệ thống đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA: *Code Division Multiple Access*), các tín hiệu từ các máy khác tới máy thu đang xét cũng là tạp âm băng rộng, do vậy chúng được cộng công suất tại lối vào thiết bị quyết định và vì vậy cần có biện pháp kiểm soát thích hợp.

Sơ đồ khối đơn giản của một hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp và hoạt động của nó được mô tả trên các hình vẽ 6.25, 6.26 và 6.27. Cần lưu ý rằng, trong các tài liệu khác nhau, người ta thường dùng các cách biểu diễn trải phổ hoặc bằng tích (\otimes), hoặc bằng tổng modulo 2 (\oplus). Hai cách biểu diễn này tương đương nhau vì bảng chân lý của các mạch nhân và mạch cộng modulo 2 là tương đương. Tuy nhiên trong thực tế, do các cổng Exclusive-OR (cộng modulo 2) rẻ hơn các mạch nhân nhiều nên người ta thường sử dụng các mạch cộng modulo 2 để thực hiện mạch trải phổ, trong khi đó lại hay dùng toán tử nhân để giải thích hoạt động của hệ thống cho dễ hiểu.



a/ Máy phát

b/ Máy thu

Chú giải:

MOD: Bộ điều chế;

DEM: Bộ giải điều chế

BPF: Bộ lọc thông dải.

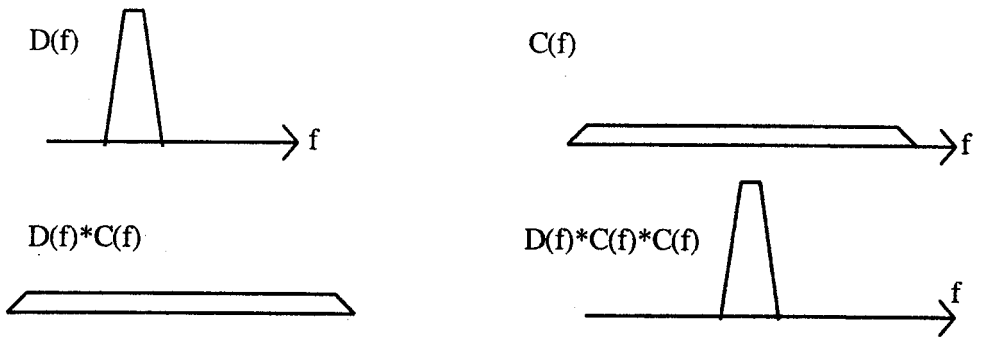
LO: Bộ dao động nội;

PN Gen.: Bộ tạo chuỗi giả ngẫu nhiên.

Hình 6.25. Sơ đồ khối đơn giản hệ thống trải phổ DS.

$d(t)$	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
$c(t)$	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0
$d(t).c(t)$	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1
$d(t).c(t)$	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1
$c(t)$	1	0	0	1	1	1	0	1	0	0
$d(t)$	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1

Hình 6.26. Hoạt động của hệ thống trải phổ DS.



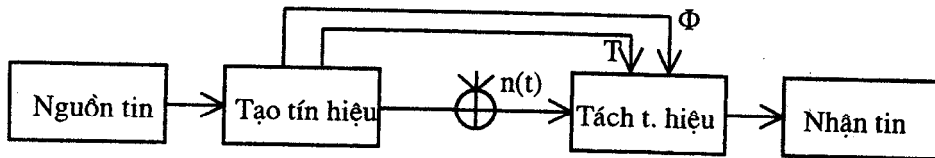
Hình 6.27. Biểu đồ phổ của hệ thống trải phổ DS.

Chương bảy

ĐỒNG BỘ TRONG TRUYỀN DẪN TÍN HIỆU SỐ

7.1. MỞ ĐẦU

Nguyên lý truyền dẫn tín hiệu số có thể được thể hiện một cách đơn giản như trên hình vẽ 7.1. Trên hình 7.1, một đường nối riêng rẽ (T) song song với tuyến chính giữa máy phát và máy thu nhằm thể hiện việc truyền các thông tin định thời bit (hay *symbol*). Đối với các hệ thống thông tin kết hợp (*coherent*), ngoài các kết nối nói trên còn có cả một kết nối khác nữa (Φ), phục vụ quá trình truyền dẫn các thông tin về pha sóng mang.



Hình 7.1. Truyền dẫn tín hiệu số.

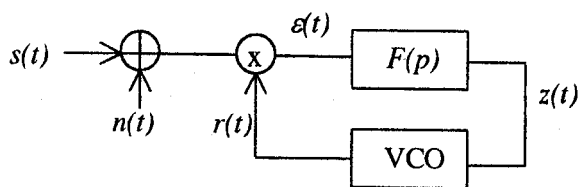
Trong thực hiện thực tế, máy thu cần phải tái tạo lại một cách chính xác các tín hiệu phụ đã phát một cách tương ứng (các tín hiệu trên các kết nối phụ mang các thông tin phụ về pha và định thời). Một cách lý tưởng, không chỉ tần số mà cả pha của các tín hiệu phụ đã phát và được tái tạo tại máy thu cần phải hoàn toàn đồng nhất với nhau. Thông thường, một sóng tín hiệu xung vuông được sử dụng làm như một nguồn tín hiệu đồng hồ và một sóng tín hiệu *sine* thì được sử dụng như một nguồn sóng mang. Điều này đòi hỏi ở phần thu cũng phải có các nguồn tín hiệu tương ứng (trong hầu hết các trường hợp thì đó là các bộ dao

động) và chúng phải được đồng bộ theo tín hiệu tham chiếu là các tín hiệu tới từ phân phát. Thực tế, mức độ kết hợp chính xác giữa các tín hiệu thu, phát có thể chỉ là gần đúng, dẫn đến một sự thiệt hại về chất lượng truyền dẫn.

Chương này sẽ trình bày về việc thực hiện các kết nối phụ kể trên đối với thông tin số nói chung. Theo đó, các phân cơ bản của chương này được phân bố như sau: Trước tiên, các đặc tính của hệ thống đồng bộ được sử dụng rộng rãi là PLL sẽ được khảo sát cùng với một phương án đặc biệt của PLL là PLL số. Sau đó, những vấn đề chủ yếu về khôi phục đồng bộ sóng mang và đồng hồ sẽ được đề cập.

7.2. CÁC MẠCH VÒNG KHÓA PHA (PLL)

Mạch vòng khóa pha (PLL: *Phase-Locked Loop*) được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật viễn thông, điều khiển, đo lường và nhiều lĩnh vực khác trong kỹ thuật điện tử và có một vai trò đáng kể trong truyền dẫn số. Lý thuyết về các PLL đã được nghiên cứu một cách thấu đáo trong suốt ba thập kỷ gần đây và đã được trình bày thấu đáo trong rất nhiều tài liệu. Dưới đây sẽ chỉ trình bày một số kết quả nghiên cứu chủ yếu mà không đi vào các chi tiết có tính lý thuyết.



Hình 7.2. Sơ đồ khối một PLL.

Nguyên lý của một PLL tương tự được trình bày trên hình 7.2. Tín hiệu lỗi vào được biểu diễn theo

$$s(t) = \alpha\sqrt{2} \cdot \sin [(\omega_c t + \theta(t))] \quad (7.1)$$

Trong đó biên độ tín hiệu được xem là hằng số và giả thiết rằng tốc độ biến đổi của hàm pha $\theta(t)$ thì thấp so với tần số sóng mang. Quá trình tạp âm $n(t)$ được giả thiết là một quá trình băng hẹp với phân bố Gao-xơ. Bộ lọc thông thấp $F(p)$ được gọi là bộ lọc mạch vòng và p ký hiệu cho toán tử d/dt . Ta cũng giả sử

ràng bộ dao động điều khiển điện áp (VCO) có đặc tính điều khiển tuyến tính, tức là sự thay đổi tần số của nó thì tỷ lệ với tín hiệu điều khiển. Mạch nhân ở lối vào PLL cũng được giả sử là lý tưởng.

Quá trình tạp âm băng hẹp lối vào có thể biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} N(t) &= n_c \cdot \cos \omega_c t - n_s \cdot \sin \omega_c t = \\ &= N_c \cos[\omega_c t + \theta(t)] - N_s \sin[\omega_c t + \theta(t)] \end{aligned} \quad (7.2)$$

trong đó:

$$\begin{aligned} N_c(t) &= n_c \cos \theta(t) - n_s \sin \theta(t) \\ N_s(t) &= n_c \sin \theta(t) + n_s \cos \theta(t) \end{aligned} \quad (7.3)$$

Tín hiệu lối ra của bộ dao động được cho bởi

$$r(t) = \sqrt{2} K_1 \cdot \cos[\omega_c t + \hat{\theta}(t)]; \quad \hat{\theta}(t) = K_v \int z(u) du \quad (7.4)$$

trong đó K_v là độ dốc điều chỉnh của bộ dao động. Tín hiệu sai số được biểu diễn theo

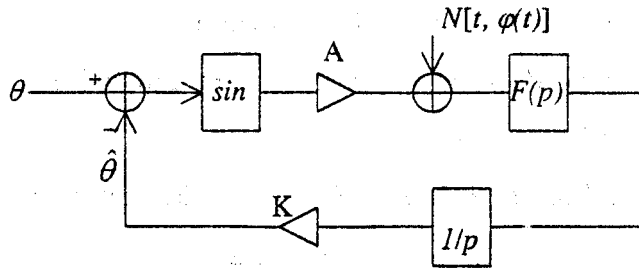
$$e(t) = K_m \cdot r(t) \cdot s(t) \quad (7.5)$$

và bao gồm các thành phần một chiều và tần số hài bậc hai. Giả sử bộ lọc mạch vòng có tiêu hao lớn tại tần số $2\omega_c$ thì thành phần tác động cơ bản của $e(t)$ sẽ tỷ lệ với sine của $\varphi(t)$ là sai lệch pha giữa $s(t)$ và $r(t)$. Từ (7.4) và (7.5) ta có:

$$\varphi(t) = \theta(t) - \hat{\theta}(t) = \theta(t) - \frac{KF(p)}{p} \{A \sin \varphi(t) + N[t, \varphi(t)]\} \quad (7.6)$$

trong đó $K = K_1 \cdot K_v \cdot K_m$, với K_m là tăng ích mạch nhân so pha còn N là quá trình tạp âm pha phụ thuộc vào sai pha $\varphi(t)$ và có thể phân tích thành $N = N_c \cos \varphi - N_s \sin \varphi$.

Biểu thức (7.6) là một phương trình vi-tích phân ngẫu nhiên phi tuyến đối với $\varphi(t)$. Để làm sáng tỏ nó, mạch tương đương bằng gốc của PLL được thể hiện trên hình 7.3, mà sơ đồ này thì hữu ích hơn so với sơ đồ hình 7.2. Khối 1/p biểu thị phép tích phân giải thích được là do tần số của $r(t)$ tỷ lệ với tín hiệu điều khiển $z(t)$, trong khi pha của s và r được so sánh tại mạch nhân.



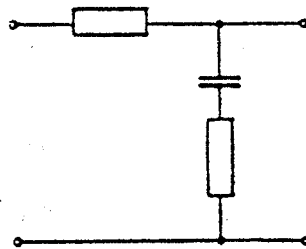
Hình 7.3. Sơ đồ tương đương băng gốc của một PLL.

Các PLL thường được phân loại theo loại bộ lọc vòng $F(p)$. Nếu $F(p)=1$, tức là nếu không có mạch lọc vòng, thì một phương trình vi phân bậc nhất theo $\varphi(t)$ nhận được nhờ vi phân hai vế biểu thức (7.6). Loại mạch PLL này do đó được gọi là PLL bậc 1. Do nhiều nguyên nhân khác nhau, PLL bậc 2 với phép tích phân không lý tưởng được sử dụng rộng rãi, với bộ lọc vòng của nó được đặc trưng bằng biểu thức.

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{1 + \tau_1 p} \quad (7.7)$$

Một mạch RC có đặc tính như thế được thể hiện ở hình 7.4. Bộ lọc của một PLL bậc 2 lý tưởng thì đặc trưng được bởi biểu thức

$$F(p) = \frac{1 + \tau_2 p}{\tau_1 p} \quad (7.7a)$$



Hình 7.4. Mạch lọc vòng tích phân không lý tưởng.

Quá trình tạp âm $N(t, \varphi)$ khá phức tạp và thực tế không thể xử lý được trong trường hợp tổng quát. Tuy vậy, có thể chỉ ra rằng nếu tốc độ thay đổi của các quá trình N_c, N_s lớn hơn nhiều so với tốc độ thay đổi của $\varphi(t)$ thì $N(t, \varphi)$ có

thể thay thế được bằng một quá trình độc lập với φ . Hơn thế nữa, $N(t, \varphi)$ có thể thay được bằng một quá trình tạp âm trắng có mật phổ đồng nhất nếu mật phổ của $n(t)$ là hằng số. Điều này có nghĩa là trong trường hợp đó, hàm tương quan của tạp âm trong biểu thức (7.6) và được mô tả trên hình 7.3 được cho theo:

$$R_N(\tau) \approx \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (7.8)$$

Trong thực tế, mọi tài liệu đã được xuất bản về PLL có tạp âm đều dựa trên phép gần đúng (7.8).

Ta hãy khảo sát phương trình (7.6), trước tiên cho trường hợp không có tạp âm và ta hãy giả sử rằng tín hiệu của mạch vòng bám theo pha của tín hiệu đầu vào khá tốt. Khi đó $\varphi(t)$ sẽ nhỏ đủ để $\sin \varphi \sim \varphi$. Thay vào (7.6) ta sẽ nhận được một phương trình tuyến tính. Trong sơ đồ tương đương hình 7.3, điều này đơn giản có nghĩa là bỏ qua khối "sine".

Mô hình PLL đã tuyến tính hóa như thế có thể đề cập được bằng các phương pháp của lý thuyết mạng tuyến tính. Tham số quan trọng nhất của nó là hàm truyền mạch vòng kín có thể biểu diễn theo.

$$H(s) = \frac{\hat{\theta}_L(s)}{\theta_L(s)} = \frac{A.K. F(s)}{s + AKF(s)} \quad (7.9)$$

Trong đó s là biến tần số phức, còn chỉ số L ký hiệu cho biến đổi Laplace. Đối với PLL bậc 1 ta có:

$$H(s) = \frac{AK}{s + AK} \quad (7.9a)$$

Còn đối với một PLL bậc hai không lý tưởng thì

$$H(s) = \frac{1 + \tau_2 s}{1 + (\tau_2 + \frac{1}{AK})s + \frac{\tau_1}{AK} s^2} \quad (7.9b)$$

Tạp âm cộng tính khá dễ dàng tính đến được trong mô hình tuyến tính hóa. Trong trường hợp này, $\varphi(t)$ có thể tính được từ biểu thức (7.9) và một tạp âm Gao-xơ được cộng với $(\theta - \hat{\theta})$. Phương sai của $\varphi(t)$ được cho bởi.

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{N_0}{2A} \frac{1}{2\pi} \int_{-j\infty}^{j\infty} |H(s)|^2 ds \stackrel{\Delta}{=} \frac{N_0 W_L}{2A^2} \quad (7.10)$$

Công thức này cũng được xác định độ rộng băng tạp âm 2 phía của mạch vòng mà nó là một trong các tham số mạch vòng quan trọng nhất cả trong lý thuyết tuyến tính lẫn phi tuyến. Thay vì độ rộng băng tạp âm hai phía W_L , người ta cũng còn sử dụng độ rộng băng tạp âm một phía B_L : $W_L=2B_L$.

Độ rộng băng tạp âm của một PLL bậc 1 được cho bởi:

$$W_L = \frac{AK}{2} \quad (7.11)$$

Và đối với PLL bậc 2 không lý tưởng thì:

$$W_L = \frac{r+1}{2\tau_2(1+\tau_1/r\tau_2)} \quad (7.12)$$

trong đó $r = \tau_2 AKF_0$ và $F_0 = \tau_2/\tau_1$.

Cần chú ý rằng các tham số mạch vòng phụ thuộc không chỉ các tham số mạch điện $F(s)$ và K mà còn cả vào điện áp tín hiệu A . Đại lượng KA với thứ nguyên tần số được gọi là tăng ích mạch vòng. Ta đã thấy rằng việc xấp xỉ tuyến tính như trên lý giải được nếu $\varphi(t)$ nhỏ. Do đó, về nguyên tắc, việc biết chắc dạng loại của các hàm $\theta_L(s)$ có thể bám được bởi VCO của mạch vòng là rất quan trọng. Điều này thậm chí còn quan trọng hơn nữa theo quan điểm thực tế, do PLL vốn được định sử dụng cho mục đích bám theo một tín hiệu, hay nói một cách khác là đồng bộ VCO theo tín hiệu tới.

Ta hãy khảo cứu trước tiên việc đồng bộ theo các tín hiệu không được điều chế. Giả sử đặt ω_N là tần số của bộ dao động "chạy" tự do (tức là tần số của bộ dao động khi không có tín hiệu điều khiển, $z=0$), và ω_c là tần số của tín hiệu lối vào $s(t)$. Giải bám là giải của $\omega_c - \omega_N$ mà trong giải đó việc điều chỉnh bộ dao động dẫn đến một sai pha nhỏ. Giải kéo là giải của $\omega_c - \omega_N$, trong đó sai pha trong trạng thái xác lập là nhỏ hoặc bằng không.

Theo lý thuyết tuyến tính, sai pha trong trạng thái xác lập của PLL bậc một (trong trường hợp giải thiết không có tạp âm) được cho bởi:

$$\varphi(t=\infty) = \frac{\omega_c - \omega_N}{2W_L} \quad (7.13a)$$

Giải kéo thực tế là giải của $\omega_c - \omega_N$ mà trong đó $|\varphi| < 1$ radian. Đối với một mạch vòng bậc hai không lý tưởng thì:

$$\varphi(t = \infty) = \frac{\omega_c - \omega_N}{KA} \approx \frac{\omega_c - \omega_N}{W_L} \cdot \frac{r+1}{2r} \cdot F_0 \quad (7.13b)$$

Trong một vòng khóa pha bậc hai với mạch tích phân lý tưởng, sai pha sẽ bằng không đối với tín hiệu lối vào có tần số ω_c bất kỳ.

Không đi sâu vào các công thức, ta chú ý rằng sai pha của một mạch vòng khóa pha đối với một tín hiệu lối vào có tần số thay đổi một cách tuyến tính cũng sẽ biến đổi một cách tuyến tính (tức là, sai pha sẽ tiến tới vô cùng) đối với một mạch vòng khóa pha bậc hai không lý tưởng; sai pha như thế sẽ tiến tới một giá trị hữu hạn đối với một mạch vòng khóa pha bậc hai lý tưởng và chỉ tiến tới không đối với một vòng khóa pha bậc 3.

PLL là một mạch có hồi tiếp, do đó cần phải xét đến các điều kiện ổn định. Theo lý thuyết tuyến tính, một mạch vòng sẽ ổn định nếu các cực của hàm truyền mạch vòng kín nằm trên nửa trái của mặt phẳng s . Biểu thức (7.9) cho thấy rằng việc các cực của hàm truyền nằm ở đâu thì phụ thuộc vào KA . Có thể chỉ ra rằng các cực của các mạch vòng bậc 1 và 2 thì luôn nằm bên nửa trái của mặt phẳng s (trong trường hợp giới hạn thì nằm tại điểm $s=0$), tức là các mạch vòng đó đều ổn định (theo lý thuyết tuyến tính). Các điểm cực của một mạch vòng bậc ba, tuy vậy, lại có thể nằm trên nửa bên phải của mặt phẳng s đối với các giá trị KA nhỏ. Tức là, mạch vòng khóa pha bậc ba rất dễ không ổn định, điều này giải thích tại sao trong thực tế người ta thường chỉ sử dụng các mạch vòng khóa pha đến bậc hai. Thậm chí mạch vòng khóa pha bậc 2 có thể không phải là ổn định một cách vô điều kiện nếu hàm truyền mạch vòng không phải là một hàm phân thức song cũng có một giữ chậm không thể loại trừ được trong các trường hợp thực tế.

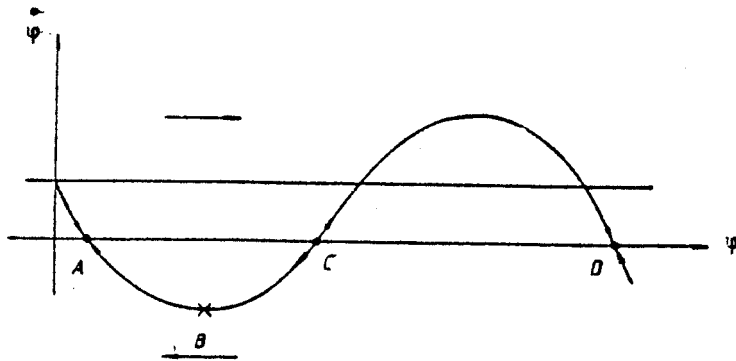
Sau việc tóm tắt các kết luận nói trên theo mô hình tuyến tính, bây giờ chúng ta hãy xem xét với lý thuyết phi tuyến mà nó sẽ cho chúng ta một mô tả tốt hơn về mạch thực tế. Thoạt tiên ta hãy giả thiết bỏ qua các tác động của tạp âm. Khi giả thiết tín hiệu vào là một sóng mang không điều chế thì phương trình vi phân của sai pha đối với một mạch vòng khóa pha bậc 1 được cho theo:

$$\dot{\varphi} = -KA \sin\varphi + \omega_c - \omega_N \quad (7.14)$$

trong đó $\dot{\varphi}$ là đạo hàm của φ theo thời gian.

Phương trình này có thể biểu diễn được trên mặt phẳng pha với trục hoành là φ và trục tung là $\dot{\varphi}$. Tại điểm khi $\dot{\varphi} = 0$ thì φ là hằng số và nằm lại ở giá trị này đối với một mạch vòng khóa pha do gia tốc $\dot{\varphi}$ cũng bằng 0 nếu $\dot{\varphi} = 0$. Nghĩa là, tại điểm $\dot{\varphi} = 0$ mạch vòng nằm trong trạng thái cân bằng (xem hình 7.5, trong đó các mũi tên chỉ hướng dịch chuyển của φ và chỉ về phía bên phải đối với vận tốc dương). φ sẽ trong trạng thái cân bằng, tức là đạo hàm của nó sẽ bằng 0 nếu:

$$\varphi = n\pi + \sin^{-1} \frac{\omega_c - \omega_N}{KA} \quad (7.15)$$



Hình 7.5. Quỹ đạo hoạt động của PLL bậc 1 trên mặt phẳng pha.

Các trạng thái cân bằng này sẽ là bền đối với các giá trị n chẵn và là không bền đối với các n lẻ. Ta thấy được rằng sai pha trong trạng thái cân bằng thì phụ thuộc vào độ lệch điều hướng $\omega_c - \omega_N$ ban đầu. Cũng có thể thấy được rằng khi $\omega_c -$

$\omega_N > KA$ thì mạch vòng không thể đạt được điều kiện cân bằng tức là PLL không thể đồng bộ được với tần số tín hiệu lối vào. Nói một cách khác, giải kéo của mạch vòng khóa pha bậc 1 là $2W_1/\pi$. Thời gian kéo vào pha cần thiết để đạt được trạng thái cân bằng phụ thuộc vào cả độ lệch điều hưởng lẫn sai lệch pha ban đầu. Thời gian kéo vào pha sẽ là dài nhất nếu mạch vòng đang nằm ở gần một điểm cân bằng không bền khi đóng mạch.

Cần chú ý rằng nếu tồn tại một điều kiện cân bằng bền thì điều kiện này sẽ đạt được trong mọi điều kiện. Trong suốt thời gian kéo vào pha, sai pha φ sẽ thay đổi một lượng nhỏ hơn 2π , tức là nhỏ hơn một chu kỳ, bất luận pha ban đầu thế nào.

Một tính chất khá tổng quát và quan trọng của các bộ dao động phi tuyến là số lượng vô hạn các trạng thái cân bằng bền. Hãy giả sử là do một nguyên nhân nào đó, hệ thống bị chuyển từ trạng thái cân bằng A tới trạng thái B. Trong trường hợp này, hệ thống sẽ quay trở lại trạng thái A. Tuy nhiên, nếu hệ thống dưới tác động nào đó (do tạp âm chẳng hạn) bị chuyển từ trạng thái A tới trạng thái cân bằng không bền C thì nó sẽ chuyển với xác suất như nhau hoặc về trạng thái A hoặc về trạng thái cân bằng khác là D. Hiệu ứng chuyển dịch từ A tới C rồi tới D như thế được gọi là trượt chu kỳ. Trượt chu kỳ trong sóng mang được khôi phục đối với việc truyền dẫn kết hợp tín hiệu số sẽ có thể dẫn tới việc giải điều chế sai các *symbol* trong thời gian xảy ra hiện tượng này.

Phản ứng phi tuyến của mạch vòng bậc 1 đã được đề cập tới chi tiết hơn như đã nêu trên là do ý nghĩa thực tế của nó và bởi vì các tính chất của mạch vòng có thể giải thích được tương đối dễ dàng trên mặt phẳng pha. Mạch vòng bậc hai có một lĩnh vực ứng dụng rộng rãi hơn nhiều song việc phân tích nó thì lại phức tạp hơn và do đó sẽ không được trình bày ở đây. Phương pháp tốt nhất vẫn cứ là cách đặc trưng hoạt động của nó trên mặt phẳng pha. Dưới đây sẽ trình bày một vài kết quả dựa trên các nghiên cứu và khảo sát đã được trình bày trong rất nhiều tài liệu khác nhau.

Một khi bộ lọc mạch vòng được mô tả theo (7.7), phương trình vi phân của hệ thống sẽ là:

$$\omega_c - \omega_N = \tau_1 \ddot{\varphi} + (1 + AK\tau_2 \cos\varphi) \dot{\varphi} + AK \sin\varphi \quad (7.16)$$

Tương tự với vòng khóa pha bậc 1, việc giải phương trình vi tích phân (7.16) cũng thu được các điểm cân bằng bền và không bền hoặc không có các điểm cân bằng khi lệch điều hưởng lớn. Tuy nhiên, với một số điều kiện ban đầu nhất định nào đó hệ thống có thể sẽ không đạt được các điểm cân bằng mà sẽ tiến tới một chu kỳ giới hạn. Với những điều kiện ban đầu khác thì trạng thái cân bằng chỉ đạt tới được bằng trượt chu kỳ qua một số chu kỳ.

Giải kéo của mạch vòng khóa pha bậc hai thì tỷ lệ nghịch với F_0 , tức là một giải kéo lớn hơn nhận được nếu mạch vòng công tác gần như một mạch tích phân lý tưởng. Giải kéo có thể vài lần lớn hơn độ rộng băng của mạch vòng với các giá trị F_0 nhỏ song khi độ lệch điều hưởng lớn thì thời gian kéo vào pha có thể quá lớn. Thời gian kéo vào pha có thể biểu diễn được theo

$$T = T_f + T_p$$

trong đó T_f là thời gian kéo vào tần số, T_p là thời gian kéo vào pha. Trong thời gian kéo vào tần số, sự thay đổi pha có thể là vài lần 2π . Tiếp theo khoảng thời gian kéo vào tần số, sai pha sẽ nằm trong giải 2π và pha sẽ được kéo vào để đạt đến giá trị xác lập trong thời gian kéo vào pha. Bằng phép xấp xỉ khá tốt thì

$$T_f = \frac{\pi^2 (r+1)^3 \Delta f^3}{2r^2 W_L^3}; T_p < \frac{5(r+1)}{W_L r} \quad (7.17)$$

trong đó $\Delta f = (\omega_c - \omega_N) / 2\pi$. Giá trị T_f nhỏ nhất nhận được với $r=2$, vì thế trong thực tế giá trị này được chọn trong hầu hết các trường hợp.

Giới hạn trên sau đây có thể cho được đối với giải kéo

$$\frac{|\Delta f|}{W_L} < \frac{2}{\pi} \cdot \frac{r}{r+1} \cdot \frac{\sqrt{2F_0 - F_0^2}}{F_0} \quad (7.18)$$

Có thể thấy được từ (7.17) rằng một thời gian kéo vào khả dụng chỉ có thể nhận được với một độ lệch điều hưởng không quá lớn hơn một nửa độ rộng băng của mạch vòng, mặc dầu giải kéo có thể lớn tùy ý.

Hoạt động và phản ứng của các PLL khi có tạp âm bây giờ sẽ được khảo sát bằng cách phân tích phương trình vi phân ngẫu nhiên (7.6). Như đã nói, $N(t, \varphi)$ được giả thiết là một tạp âm cộng trắng chuẩn (AWGN: *Additive White Gaussian Noise*). Hiển nhiên $\varphi(t)$ tự nó cũng là một quá trình ngẫu nhiên song sẽ không có phân bố chuẩn (Gao-xơ) do phương trình vi phân mô tả các tính chất của nó là phương trình phi tuyến. Khi phân tích mô hình tuyến tính, do tạp âm pha cũng có phân bố chuẩn nên chỉ cần xác định kỳ vọng và phương sai của tạp âm pha là đủ. Trong phân tích phi tuyến hiện đang xét thì hàm phân bố hoặc hàm mật độ xác suất của $\varphi(t)$ phải được tính toán. Để đơn giản, mạch vòng khóa pha bậc 1 sẽ lại được thảo luận một cách chi tiết.

Bản chất khá phức tạp của vấn đề được thể hiện qua các xem xét định tính sau. Giả sử rằng mạch vòng bậc 1 có một độ lệch điều hưởng $\Delta f = 0$ và đang ở trong trạng thái cân bằng khi đóng mạch. Do tạp âm, φ sẽ di động quanh vị trí cân bằng và sớm hay muộn thì dưới tác động của tạp âm có biên độ lớn cũng sẽ đạt tới điểm C trên hình 7.5 và cuối cùng, do trượt chu kỳ sẽ đạt tới điểm D. Từ lúc này, φ sẽ di dịch quanh điểm D cho tới khi xảy ra trượt chu kỳ nữa và do đó dịch chuyển về điểm A hoặc trượt tới một điểm cân bằng bên khác nằm bên phải D. Trong một khoảng thời gian dài vô hạn thì φ có thể có giá trị bất kỳ trên trục hoành, tức là có mật độ xác suất đồng nhất bằng 0 và phương sai bằng vô cùng. Do φ không thể xử lý một cách thống kê vì bản chất có tính chu kỳ của nó, một mô hình hiệu quả hơn phải được áp dụng trong phân tích hoạt động phi tuyến của mạch vòng khóa pha trong điều kiện có tính đến tạp âm.

Mô hình này đã được tìm ra thông qua các xem xét sau đây. Ta hãy xác định một khoảng với độ rộng $\pm\pi$ xung quanh điểm φ_0 tương ứng với một trạng

thái cân bằng bền (ví dụ như điểm A chẳng hạn). Khi đó $\varphi(t)$ có thể biểu diễn được ở dạng sau:

$$\varphi(t) = \xi(t) + 2\pi J(t); \quad \xi \in [\varphi_0 - \pi, \varphi_0 + \pi] \quad (7.19)$$

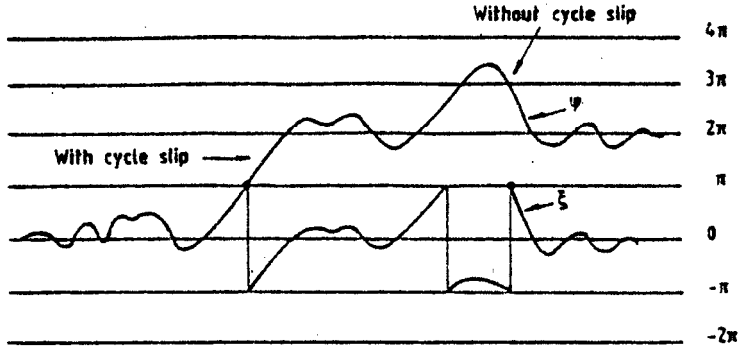
Trong đó $\xi(t)$ là quá trình được gọi là sai pha suy giảm 2π , còn $J(t)$ là một quá trình ngẫu nhiên với các giá trị $0, \pm 1, \pm 2, \dots$, thay đổi giá trị của nó tại thời điểm bất kỳ. Biểu thức theo (7.19) có ưu việt là phương sai của $\xi(t)$ là hữu hạn và hàm mật độ xác suất của nó có thể tính được. Quá trình $J(t)$ bao gồm các trượt chu kỳ ($\pm 2m\pi$) và một trượt chu kỳ không nhất thiết phải xảy ra với chuyển đổi $m = \pm 1$. Mô tả thống kê của $J(t)$ phải được thực hiện riêng rẽ. Tuy vậy, như sẽ được thể hiện, trong một số trường hợp thì các tính chất thống kê này là không cần thiết. Trong các trường hợp khác thì cả ξ lẫn J đều quan trọng.

Mối quan hệ giữa sai pha toàn bộ φ và sai pha suy giảm ξ được minh họa trên hình 7.6. Hiển nhiên là phương trình vi phân ngẫu nhiên (7.14) cũng thích hợp để xác định ξ vì $\sin\varphi = \sin\xi$ và $\dot{\varphi} = \dot{\xi}$, ngoại trừ các bước nhảy pha mà tại đó phương trình đối với ξ chỉ hợp pháp (đúng) đối với các giá trị giới hạn. Cuối cùng thì $N(t, \varphi) = N(t, \xi)$ do trong biểu thức xác định N chúng ta chỉ có các số hạng $\sin\varphi$ và $\cos\varphi$ mà thôi.

Ta thấy được từ (7.14) rằng $\xi(t)$ là một quá trình Markov. Phương trình vi phân là phương trình bậc nhất, còn $N(t)$ đã được thay bởi một quá trình tạp âm trắng (xem biểu thức (7.8)). Điều này có nghĩa là giá trị của $\xi(t+h)$ phụ thuộc chỉ vào giá trị của $\xi(t)$. Tuy vậy, như ta đã thấy, ξ không phải là một quá trình Gao-xơ vì vậy hàm mật độ xác suất của ξ phải được xác định nhằm mô tả thống kê nó. $\xi(t)$ là một quá trình Markov bậc 1, mật độ xác suất chuyển $p(\xi, t | \xi_0, t_0)$ sẽ cho ta sự mô tả thống kê đầy đủ về ξ .

Khi sử dụng phương trình vi phân ngẫu nhiên (7.14), phương trình vi phân Fokker-Planck đối với $p(\xi, t)$ có thể cho được theo:

$$\frac{\partial(p \sin \xi)}{\partial \xi} + \frac{\partial^2 p}{\partial \xi^2} = 4 \frac{1}{K^2 N_0} \frac{\partial p}{\partial t} \quad (7.20)$$



Hình 7.6. Góc sai pha φ và sai pha suy giảm ξ của một PLL có tạp nhiễu.

Trong phương trình nói trên, $\omega_c = \omega_N$ đã được giả thiết cho đơn giản. Nghiệm phụ thuộc thời gian của phương trình này thì không quan trọng lắm tuy vậy phản ứng tại điều kiện trạng thái xác lập, tức là giới hạn của hàm mật độ xác suất: $\lim_{t \rightarrow \infty} p(t, \xi)$, lại đáng quan tâm.

Trong điều kiện trạng thái xác lập, ξ là một quá trình dừng mà đối với nó lời giải của (7.20) là như sau:

$$p(\xi) = \frac{e^{\alpha \cos \xi}}{2\pi I_0(\alpha)}; \quad |\xi| \leq \pi \quad (7.21)$$

Trong đó α là tỷ số tín trên tạp mạch vòng:

$$\alpha = R_L = \frac{2A^2}{N_0 W_L} \quad (7.21a)$$

$p(\xi)$ thường được gọi là phân bố Tikhonov.

Đối với vòng khóa pha bậc 2, ξ có thể xác định được một cách tương tự so với việc xác định với mạch vòng bậc 1 trên đây. Bây giờ ξ có thể biểu diễn được bằng một quá trình Markov. Có thể thấy được rằng đối với tỷ số tín trên tạp mạch

vòng R_L đủ lớn thì ξ một lần nữa lại tuân theo phân bố Tikhonov song α không chính xác bằng R_L mà

$$\alpha = \frac{r+1}{r} R_L - \frac{1-F_0}{\sigma_{\sin \xi}^2}; \quad \sigma_{\sin \xi}^2 = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{J_2(\alpha)}{J_0(\alpha)} \right]. \quad (7.21b)$$

Từ "đủ lớn" ở đây chỉ có nghĩa là $R_L > 1,5 \div 2$ dB. Có thể thấy rằng α chỉ có thể tính được bằng cách giải một phương trình phi tuyến khá phức tạp. Tuy vậy khi áp dụng biểu thức xấp xỉ sau đây thì sai số tính toán sẽ nhỏ

$$\alpha \approx R_L - 0.2 \approx R_L \quad (7.21c)$$

Cuối cùng, các đặc tính thống kê của các sự kiện trượt chu kỳ cũng đã được nghiên cứu. Mô tả đầy đủ về quá trình đó được nêu trong [A21], do khuôn khổ của giáo trình có hạn, cơ sở lý thuyết của các nghiên cứu đó sẽ không được trình bày ở đây song kết quả dưới đây thu được từ các nghiên cứu đó là khá quan trọng: phân bố của ξ , thậm chí theo lý thuyết tổng quát hơn, vẫn là phân bố Tikhonov trong trường hợp $\Delta f = 0$ hoặc nó là phân bố tổng quát của một phân bố Tikhonov, không thể biểu diễn được ở dạng tường minh khi $\Delta f \neq 0$.

Ta sẽ thấy từ các tính chất thống kê rằng xác suất kéo bám sai bị tác động bởi giá trị kỳ vọng của thời gian giữa các trượt chu kỳ kế tiếp nhau. Đối với PLL bậc 1, kỳ vọng này được cho bởi:

$$T_c = \frac{R_L [I_0(R_L)]^2 \pi^2}{W_L} \quad (7.22)$$

Đối với PLL bậc hai, các kết quả mô phỏng đã thu được. Hình 7.7 cho thấy $\frac{1}{T_c W_L}$ như một hàm số của R_L đối với các giá trị khác nhau của r . Các đường đồ thị có thể biểu diễn một cách gần đúng theo công thức kinh nghiệm

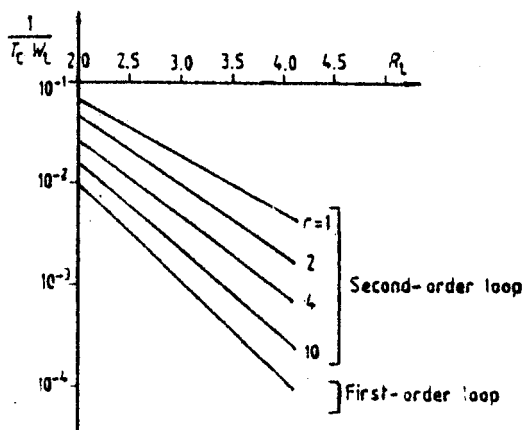
$$T_c = \frac{a}{W_L} e^{b R_L} \quad (7.23)$$

Các giá trị của a và b trong (7.23) được cho trong bảng 7.1 đối với một số giá trị tham số của PLL bậc 2. Theo hình 7.6, số trượt chu kỳ không bằng với số bước nhảy pha. Đối với PLL bậc 1, số bước nhảy pha gần gấp hai lần số trượt chu

kỳ. Đối với một PLL bậc 2, các trượt chu kỳ xảy ra thành cụm với một xác suất cao. Trong trường hợp này có thể giả sử là một trượt chu kỳ xảy ra tại mỗi một bước nhảy pha.

Bảng 7.1. Các giá trị của các hằng số trong (7.23) theo tham số mạch vòng r ($F_0=0.02$).

r	1	2	4	10
a	1.18	0.65	0.93	1.10
b	1.28	1.71	1.79	1.93



Hình 7.7. Tần số trượt chu kỳ trung bình của một PLL có tạp nhiễu như là một hàm của tỷ số tín-trên-tạp mạch vòng với các giá trị khác nhau của r .

7.3. CÁC PLL SỐ (DPLL)

Trong thiết bị số, các PLL được áp dụng cho một loạt các mục đích. Trong một vài thập kỷ gần đây, cấu trúc và ứng dụng của PLL số (DPLL: *Digital Phase-Locked Loop*) trong các bộ tổ hợp tần số và trong vô số các dụng cụ đo lường đã được giải quyết và đã được công bố trong rất nhiều các tài liệu. Dưới đây, ứng dụng của DPLL trong các mạch khôi phục tín hiệu đồng hồ sẽ được xem xét. Cần phải chú ý rằng, với thuật ngữ DPLL chúng ta muốn nói tới một PLL với thuật toán số hóa hoàn toàn. Điều này khác với một số tài liệu, trong đó các PLL với một vài bộ phận mạch số cũng thường được gọi là PLL "số".

7.3.1. Các phần tử mạch

Cấu trúc mạch vòng khóa pha số tương tự với cấu trúc của mạch vòng khóa pha tương tự (*analog*) do mạch vòng khóa pha số cũng bao gồm một bộ so pha, một bộ lọc mạch vòng và một bộ dao động điều khiển được theo phương pháp số. Các DPLL có thể phân loại theo bộ so pha được sử dụng.

- Bộ so pha loại FF (*flip-flop*) với đặc tính răng cưa: Tín hiệu lối ra bộ so pha là một dãy xung điều rộng (*pulse width modulation*) và sai lệch về thời gian giữa tín hiệu tham chiếu nội tại và tín hiệu tới được thể hiện bằng sai lệch độ rộng xung.

- Bộ so pha loại tốc độ Nyquist: Tín hiệu vào được lấy mẫu bằng tín hiệu đồng hồ tham chiếu với tốc độ đúng bằng tốc độ Nyquist.

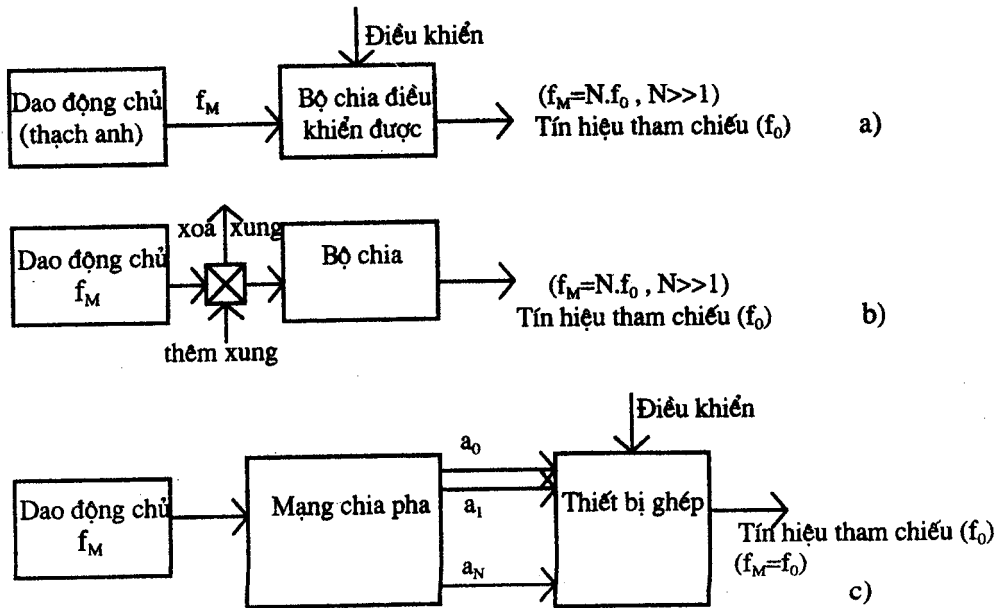
- Bộ so pha loại cắt qua không: Tín hiệu điều khiển của mạch vòng được tách ra từ các điểm cắt qua không của tín hiệu tới.

- Bộ so pha loại sớm-muộn LL (*lead-lag*). Tín hiệu lối ra bộ so pha phụ thuộc vào sai lệch thời gian tương đối giữa các chuyển đổi của tín hiệu số tới và các chuyển đổi của tín hiệu tham chiếu nội tại (tín hiệu tới dẫn trước (sớm) hay chậm sau tín hiệu tham chiếu). Loại bộ so pha này cũng còn được gọi là bộ tách "sớm - muộn".

Bộ lọc mạch vòng được tạo ra hoặc là từ một bộ lọc số hoặc từ một bộ lọc gọi là bộ lọc dây. Bộ lọc dây sẽ được đề cập tới trong mục 7.3.6.

Các phương án của bộ dao động điều khiển số (DCO: *Digitally Controlled Oscillator*) được thể hiện trên hình 7.8. Trong mọi phương án, bộ dao động điều khiển số đều gồm một bộ dao động chủ với độ ổn định tần số cao. Trong phương án hình 7.8a, tín hiệu điều khiển có tác động làm thay đổi hệ số chia tần của của một bộ chia tần điều khiển được. Trong phương án hình 7.8b, một bộ chia tần với hệ số chia hằng số được sử dụng và chuỗi xung từ bộ dao động chủ (dao động nội) được làm thay đổi hoặc là bằng cách thêm vào các xung hoặc là xóa bỏ bớt các xung khỏi chuỗi xung dao động chủ tùy theo thông tin điều khiển. Cả hai phương án kể trên đều được đặc trưng bởi một tần số dao động chủ mà nó bằng

bội của tần số chạy tự do của mạch vòng. Trong hình 7.8c, tần số dao động chủ bằng với tần số của mạch vòng chạy tự do và một mạng chia pha được áp dụng để tạo ra một số chuỗi xung a_0, a_1, \dots, a_N có các pha tương đối khác nhau. Các chuỗi xung này đưa tới một mạch ghép được điều khiển bằng tín hiệu điều khiển, trên cơ sở đó chọn ra dãy xung thích hợp để làm tín hiệu đồng hồ tham chiếu.



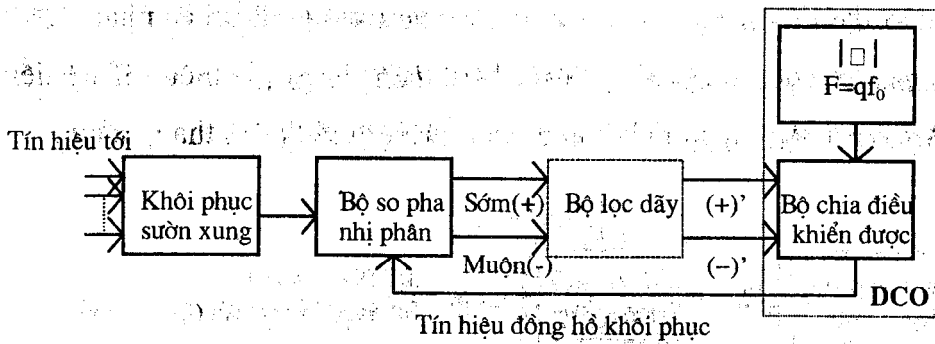
Hình 7.8. Các phương án của một DCO. a) Bộ dao động với bộ chia tần điều khiển được; b) Bộ dao động với bộ chia tần cố định; c) Bộ chia tần với một mạng chia pha.

Một số tổ hợp các phần tử mạch vòng đã được trình bày là hoàn toàn có thể thực hiện được để tạo ra các PLL số khác nhau. Theo kinh nghiệm, các PLL số với bộ so pha loại sớm-muộn, bộ lọc dây có một bộ tách nhị phân và một bộ chia tần điều khiển được sử dụng làm DCO (bộ dao động điều khiển số) là phương án thường được sử dụng nhất với mục đích khôi phục tín hiệu đồng hồ. Do đó phương án này sẽ được thảo luận kỹ dưới đây.

7.3.2. Hoạt động của một DPLL

DPLL là một PLL bao gồm một bộ so sánh pha và một bộ chia tần điều khiển được hoạt động như một bộ dao động điều khiển điện áp. Để cải thiện hoạt

động, mạch vòng còn có thể gồm cả một cấu trúc lọc để giảm một cách hiệu quả ảnh hưởng phá hoại của tạp âm.

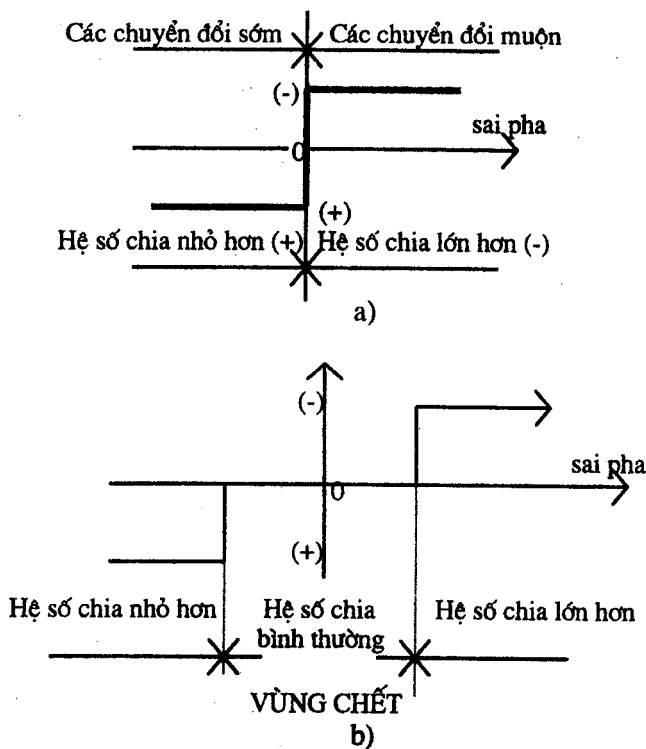


Hình 7.9. Cấu trúc của một DPLL.

Cấu trúc của DPLL được trình bày trên hình 7.9. Bộ chia điều khiển được được sử dụng để chia tần số tín hiệu đồng hồ tạo ra từ bộ dao động chủ công tác tại tần số $F=qf_0$, trong đó f_0 là tần số tín hiệu đồng hồ khôi phục ở phân thu còn q là hệ số của bộ chia điều khiển được. Hoạt động của DPLL dựa trên việc q có thể thay đổi được trong một giải nhỏ tùy theo sai pha giữa các tín hiệu đồng hồ thu được và tín hiệu đồng hồ khôi phục. Sự điều khiển này đối với hệ số chia dẫn đến một sai lệch pha có giá trị rời rạc là $\pm aT/q$, trong đó a là một hằng số đặc trưng loại DPLL còn T là thời gian một *symbol* của tín hiệu số thu được.

Hoạt động của DPLL được minh họa bởi các đặc tính so pha thể hiện trên hình 7.10. Bộ so sánh pha thực hiện so pha theo từng *symbol* một, giữa các chuyển đổi của tín hiệu đồng hồ thu được và của tín hiệu đồng hồ khôi phục. Kết quả của việc so sánh đó là việc điều chỉnh thích hợp hệ số chia của bộ chia điều khiển được tại các thời điểm chuyển đổi của tín hiệu thu được. Nếu chuyển đổi của tín hiệu tới dẫn trước chuyển đổi của tín hiệu đồng hồ thu (tức là nó là một chuyển đổi sớm) thì một điều khiển (+) được thực hiện: hệ số chia của bộ chia tiếp đó sẽ là $q-1$ chứ không còn là q nữa, do đó làm ngắn chu kỳ tín hiệu đồng hồ sau đó lại một lượng T/q . Quá trình điều khiển có thể xem được (và do đơn giản về thiết bị nên thực tế thường được thực hiện như vậy) như đang được thực hiện bởi một bộ chia với q cố định song với một chuỗi xung lối vào có chứa một hoặc

nhiều xung được chèn thêm vào dưới tác động điều khiển. Việc điều khiển do vậy được ký hiệu là điều khiển (+). Nếu chuyển đổi của tín hiệu tới chậm sau chuyển đổi của tín hiệu đồng hồ (tức là nó là một chuyển đổi "chậm"), khi đó điều chỉnh (-) được thực hiện: hệ số chia sau đó sẽ là $q+1$ chứ không còn là q , vì vậy làm dài thêm chu kỳ của tín hiệu đồng hồ sau đó một lượng T/q . Quá trình điều khiển do đó có thể xem được như đang được tiến hành với bộ chia cố định song nhận chuỗi xung đầu vào từ bộ dao động chủ một hay nhiều xung trong đó bị xoá bỏ đi, và vì thế có dấu (-).



Hình 7.10. Các đặc tính so pha: a) Không có vùng chết; b) Có vùng chết.

Nếu không tồn tại một chuyển đổi nào trong tín hiệu thu được quanh chuyển đổi của tín hiệu đồng hồ thì sẽ không xảy ra một điều chỉnh sửa pha nào. Trong trường hợp này, tần số đồng hồ khôi phục được tạo ra bởi DPLL sẽ là tần số chạy tự do:

$$f_0 = \frac{F}{f} \quad (7.24)$$

Hai loại đặc tính DPLL có thể thực hiện được như trên hình 7.10. Các hình vẽ 7.10a và 7.10b cho thấy đặc tính của bộ pha lần lượt có và không có vùng chết (*dead zone*). Trong trường hợp sau, không một điều chỉnh nào được tiến hành đối với các sai pha giữa tín hiệu tới và tín hiệu tham chiếu thấp hơn một ngưỡng nhất định.

Hoạt động của một DPLL được minh họa bằng các hình 7.11 và 7.12.

Giả sử rằng việc chỉnh pha có thể tiến hành tại mọi thời điểm xác định, tức là giả sử các chuyển đổi tín hiệu là luôn xảy ra. Hình 7.11 cho thấy các trường hợp cực đoan lý tưởng của hoạt động của DPLL với ký hiệu

$$\Delta f = f - f_0 \quad (7.25)$$

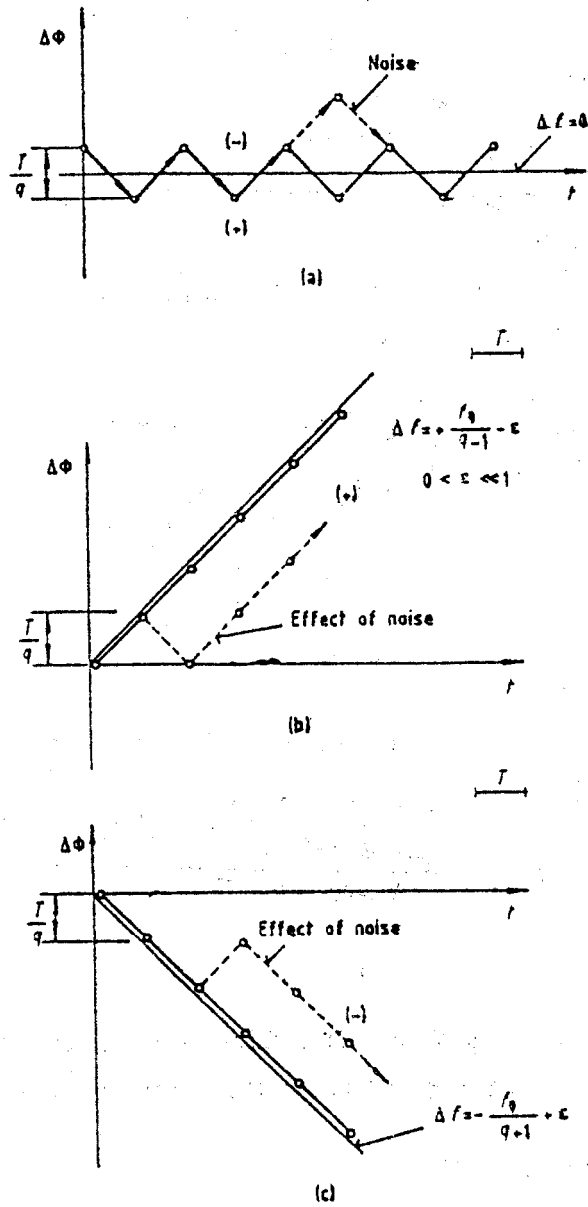
trong đó f là tốc độ bit của tín hiệu thu được còn f_0 là tần số chạy tự do của DPLL. Hình 7.11a tương ứng với $\Delta f = 0$ trong khi các hình 7.11b và 7.11c minh họa khả năng kéo vào pha của DPLL. Sai lệch tần số lớn nhất (mà với nó việc kéo vào pha vẫn tiến hành) phụ thuộc vào Δf âm hay dương. Đối với các giá trị dương, sai lệch tần số lớn nhất được cho bởi

$$\Delta f = \frac{f_0}{q-1} - \varepsilon \quad (7.26)$$

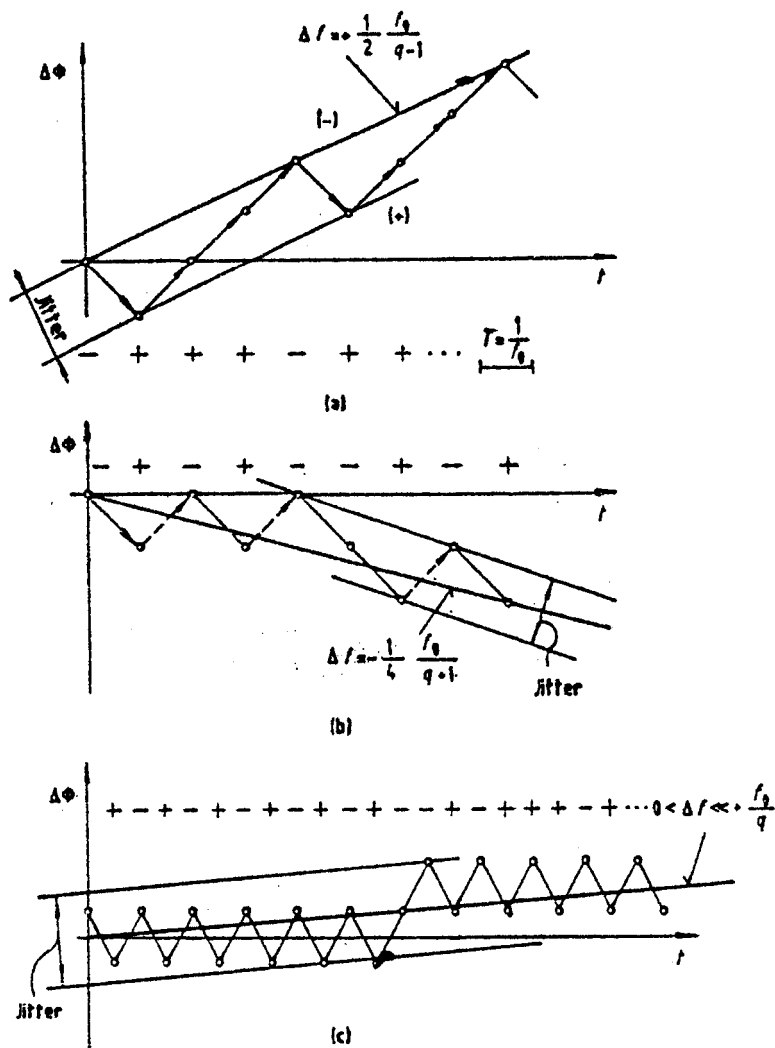
và đối với các giá trị âm, sai lệch tần số lớn nhất được cho bởi

$$\Delta f = -\frac{f_0}{q} + \varepsilon \quad (7.27)$$

trong đó ε là một số nhỏ tùy ý. Trong hình 7.11, tác động nhiễu loạn của tạp âm được ký hiệu bởi các đường đứt nét. Hình 7.12 trình bày các đặc tính tương tự đối với các sai lệch tần số nhỏ hơn mà điều này thường xảy ra trong các điều kiện công tác.



Hình 7.11. Hoạt động của một DPLL: a) $\Delta f = 0$; b) Mọi điều kiện (+) có thể có đều được thực hiện; c) Mọi điều kiện (-) có thể có đều được thực hiện.



Hình 7.12. Hoạt động của một DPLL: a) Sai lệch tần số lớn, $f > f_0$; b) Sai lệch tần số lớn, $f < f_0$; c) Sai lệch tần số nhỏ, $f > f_0$.

7.3.3. Các đặc trưng chủ yếu

Đặc trưng quan trọng nhất của DPLL là giải kéo. Việc tính toán giải kéo khá là khó khăn do nó phụ thuộc vào mẫu *symbol* của tín hiệu số thu được. Ta hãy khảo sát về các thời điểm mà tại đó các chuyển đổi dẫn đến các điều chỉnh âm hay dương có thể xuất hiện trong tín hiệu thu được. Đặt α là xác suất không có chuyển đổi, β là xác suất của một chuyển đổi dẫn đến một điều chỉnh dương

và γ là xác suất của một chuyển đổi dẫn đến điều chỉnh âm. Do một trong ba sự kiện này sẽ chắc chắn xảy ra nên:

$$\alpha + \beta + \gamma = 1 \quad (7.28)$$

Từ trên, giá trị kỳ vọng của giải kéo có thể biểu diễn được theo:

$$\begin{aligned} [\Delta f]_{max} &= |f_0 \left[\alpha + \beta \frac{q-2}{q-1} + \gamma \frac{q+2}{q+1} \right] - f_0| \\ &= f_0 \cdot \left| \alpha - 1 + \beta \frac{q-2}{q-1} + \gamma \frac{q+2}{q+1} \right| \end{aligned} \quad (7.29)$$

Nếu không có chuyển đổi trong tín hiệu thu được trong một khoảng thời gian đáng kể thì:

$$\alpha = 1, \beta = \gamma = 0 \quad (7.29a)$$

và từ (7.29) ta có $\Delta f_{max} = 0$, tức là DPLL sẽ không hoạt động. Số các *symbol* không có chuyển đổi cao nhất cho phép mà sau đó DPLL vẫn còn có thể kéo bám là một tham số quan trọng khác của DPLL. Ta sẽ xác định tham số này ở phần dưới.

Trở lại công thức (7.29), đối với trường hợp trong đó chỉ có các chuyển đổi dẫn đến điều chỉnh (+) xảy ra trong tín hiệu thu được, tức là

$$\alpha = 0, \beta = 1 \text{ và } \gamma = 0 \quad (7.29b)$$

thì

$$[\Delta f]_{max} = \frac{f_0}{q-1} \quad (7.29c)$$

Đối với trường hợp trong đó chỉ các chuyển đổi điều chỉnh (-) xảy ra,

$$\alpha = \beta = 0 \text{ và } \gamma = 1 \quad (7.29d)$$

thì

$$[\Delta f]_{max} = \frac{f_0}{q+1} \quad (7.29e)$$

Các giá trị theo (7.29c) và (7.29e) là các giá trị cực đoan và do vậy giá trị giải kéo cho bởi (7.29) sẽ thay đổi liên tục giữa các giá trị cực đoan đó. Nếu các xác suất α , β và γ là các giá trị kỳ vọng thì Δf_{max} cũng sẽ là một giá trị kỳ vọng.

Một điểm rất giá trị của DPLL là thời gian kéo vào ngắn. Có thể chỉ ra được rằng giá trị cực đại của thời gian kéo vào pha được cho theo

$$\tau_{\text{vào pha max}} = \frac{q}{2} T \quad (7.30)$$

nếu tác động của tạp âm được bỏ qua và giả sử rằng tại mọi thời điểm có thể xảy ra chuyển đổi trong tín hiệu thu đều xảy ra một chuyển đổi có dẫn đến điều chỉnh.

Một tham số quan trọng nữa của DPLL là số cao nhất cho phép các *symbol* không có chuyển đổi n_{max} mà điều này có ý nghĩa khi truyền dẫn không có một hạn chế nào về mã. Sai pha tích lũy trong một khoảng thời gian bằng độ rộng *symbol* mà nó vẫn có thể theo bám được bởi DPLL được cho theo

$$\Delta T \approx \frac{1}{f_0} \pm \frac{1}{f_0 [1 \pm \frac{\Delta f}{f_0}]} \quad (7.31)$$

ở đây Δf là độ lệch tần số cho phép. Điều kiện sau đây, do đó, phải được thỏa mãn

$$n_{\text{max}} \cdot \Delta T = \frac{T}{q} \quad (7.32)$$

Kết hợp (7.31) và (7.32) ta có:

$$n_{\text{max}} \approx \frac{f_0}{\Delta f \cdot q} \quad (7.33)$$

Như là một thí dụ, giả sử $\Delta f/f_0 = 10^{-4}$ còn $q = 10$. Trong trường hợp này, việc truyền dẫn một dãy *symbol* bao gồm tới 1000 *symbol* không có chuyển đổi là vẫn có thể được.

7.3.4. Các loại mạch vòng

Loại của DPLL được đặc trưng bằng hai tham số: một trong các loại đặc tính pha thể hiện trên hình 7.10 và tỷ lệ của tần số dao động chủ F đối với tần số chạy tự do f_0 .

$$f_0 = \frac{F}{q-1/2} \quad (7.35)$$

sẽ áp dụng cho một DPLL loại n chứ không phải là biểu thức (7.24). Các đặc tính của các DPLL được tóm tắt trong bảng 7.2.

7.3.5. So sánh với PLL tương tự

Các ưu điểm của các DPLL khi áp dụng trong các hệ thống thông tin số khi so với các PLL tương tự được tóm tắt như sau.

(1) Áp dụng được cho truyền dẫn không cần đến một hạn chế nào về mã. Khi giả sử các bộ tạo tín hiệu đồng hồ có cùng độ chính xác tần số thì số các xung liên tiếp không có chuyển đổi cho phép đối với PLL tương tự sẽ bằng q lần số đó đối với DPLL. Tuy nhiên, độ chính xác tần số của bộ dao động điều khiển điện áp chạy tự do thì chỉ vào khoảng 10^{-2} trong khi độ chính xác của bộ dao động thạch anh trong một DPLL thì vào khoảng 10^{-5} , q là một số xấp xỉ 10, điều này có nghĩa là việc áp dụng DPLL dẫn đến một sự cải thiện vào cỡ 2 bậc xét theo truyền dẫn không có một hạn chế nào về mã.

Cần phải chú ý rằng, trên nguyên tắc, một bộ VCO thạch anh điều khiển điện áp (VCXO: *Voltage Controlled Crystal Oscillator*) cũng có thể áp dụng được trong một PLL tương tự. Tuy vậy đây là một giải pháp tương đối phức tạp.

(2) Tần số của DPLL chạy tự do là tần số dao động thạch anh bởi vì bộ tạo tín hiệu đồng hồ điều khiển được có sử dụng thạch anh.

(3) Thời gian kéo vào pha ngắn, không có các hiện tượng mất pha ngắn thường có trong các PLL tương tự.

(4) Khoảng giải kéo lớn.

(5) Có khả năng thực hiện thích nghi (khả năng lập trình) bằng cách thay đổi giá trị của q bằng những cách thức đơn giản. Ở đây q có thể sử dụng chọn bằng q_1 trong thời gian kéo vào pha và bằng q_2 sau thời gian kéo vào nhờ nhận ra một từ hay một từ đồng bộ khung duy nhất, trong đó $q_2 > q_1$. Điều này có thể là hữu ích do thời gian kéo vào pha, là một đại lượng tỷ lệ với q , có thể làm giảm

được nhờ chọn một giá trị q_1 nhỏ, còn *jitter* nội tại có thể làm giảm được nhờ chọn một giá trị q_2 lớn.

(6) Các mạch tích hợp số rẻ tiền có các tính chất về nhiệt độ mong muốn có thể áp dụng được.

(7) Đối với các ứng dụng, trong đó phải chấp nhận các tốc độ đồng hồ biến đổi được, thì bộ dao động chủ sóng của DPLL có thể thay đổi được một cách dễ dàng trong khi đó tần số chạy tự do của một PLL tương tự cần phải có những sửa đổi mạch điện phức tạp cũng như phải điều hướng lại VCO.

(8) Hoạt động của DPLL có thể cải thiện được dễ dàng về bản chất và một cách căn bản nhờ sử dụng lọc dây. Tuy vậy, điều này thường dẫn đến một sự thiệt hại khi việc truyền dẫn không có những hạn chế về mã. Một điều khiển thích nghi như đã nêu ở mục (5) có thể áp dụng được cho trường hợp này.

Cái giá phải trả cho các ưu điểm kể trên của DPLL là *jitter* của DPLL bị tăng lên. Về nguyên tắc, *jitter* có thể giảm tùy ý bằng cách tăng q song điều đó lại dẫn đến làm tăng thời gian kéo vào pha và làm giảm giải kéo. Ở đây các DPLL loại p và loại n thường ưa được dùng nhằm có được *jitter* đỉnh-đỉnh nhỏ trong khi đó các DPLL loại pn được ưa dùng nhằm có được các giá trị *jitter rms* nhỏ (xem bảng 7.2). Tuy nhiên, các DPLL loại pn khó thực hiện tại tốc độ bit cao, trong trường hợp này cần phải chuyển từ $pn \rightarrow pon$ với việc áp dụng các bộ lọc dây.

7.3.6. Cải thiện hoạt động DPLL bằng bộ lọc dây.

Trong hình 7.9 thể hiện cấu trúc của DPLL, bộ lọc dây được trình bày như một lựa chọn. Về bản chất, quá trình lọc dây tương ứng với một quá trình biểu quyết đa số do tín hiệu điều khiển bộ chia tần điều khiển được của DPLL chỉ thực sự tác dụng nếu nó thực sự được thấy rằng điều khiển là có lợi. Do tạp âm được tạo ra trên kênh vô tuyến, các thời điểm của các chuyển đổi tín hiệu thu bị dịch chuyển và tác động có hại của dịch chuyển này tới tín hiệu đồng hồ khôi phục có thể loại bỏ bớt nhờ lọc dây như sẽ được trình bày sau đây.

Bằng cách viết lại biểu thức (7.29) với điều kiện $\beta \approx \gamma$ ta có:

$$[\Delta f]_{max} = f_0 \left[\alpha + 2\beta \frac{q^2 - 2}{q^2 + 2} - 1 \right] \quad (7.36)$$

Bây giờ giả sử rằng trong trường hợp cực đoan, mẫu *symbol* đã phát và tạp âm tạo nên một bất đẳng thức sau:

$$\alpha \gg \beta \approx \gamma \quad (7.37)$$

Để dàng nhận thấy được rằng:

$$[\Delta f]_{max} \rightarrow 0 \quad (7.37a)$$

Tức là giải kéo tiến đến không và do đó DPLL không hoạt động. Tuy thế, lọc dây có thể có tác động làm cho quan hệ

$$\beta \approx \gamma \quad (7.37b)$$

sẽ không còn đúng nữa. Trong trường hợp này, xu hướng biến thiên của tần số và pha của tín hiệu đồng hồ có thể tách ra được thậm chí từ các tín hiệu thu được cực kỳ bị nhiễu loạn.

7.3.6.1. Bộ lọc "N trước M"

Bộ lọc này, được thể hiện trên hình 7.13 và được sử dụng rộng rãi nhất, bao gồm ba bộ đếm. Các tín hiệu điều chỉnh (+) được đếm bằng bộ đếm N^+ , các tín hiệu điều chỉnh (-) được đếm bằng bộ đếm N^- và cả hai loại tín hiệu đó được đếm bằng bộ đếm M . M và N đều là giá trị dung lượng các bộ đếm. Việc tràn của bất kỳ bộ đếm nào cũng dẫn đến đặt lại (*reset*) cả ba bộ đếm này và do đó tạo ra một tín hiệu lỗi ra. Việc tràn của bộ đếm N^+ tạo ra một tín hiệu điều khiển (+), trong khi việc tràn bộ đếm N^- thì tạo ra một tín hiệu điều khiển (-).

Điều kiện tổng quát của các bộ lọc "N trước M" được cho bởi:

$$N \leq M \quad (7.38)$$

và trong trường hợp ngược lại thì sẽ không bao giờ có một tín hiệu điều khiển lỗi ra được tạo ra. Các loại lọc khác nhau có thể nhận được bằng cách chọn các tham số N và M như sẽ thảo luận dưới đây.

+ *Bộ lọc dựa trên quyết định nhất trí*: Đối với bộ lọc này thì:

$$N = M \quad (7.39)$$

Một tín hiệu điều khiển (+) hay (-) sẽ xuất hiện ở lối ra bộ lọc khi và chỉ khi N tín hiệu điều chỉnh lối vào liên tiếp cùng có một dấu. Có thể thấy được rằng khi $N \geq 2$ thì DPLL loại pn sẽ trở thành một DPLL loại pon . DPLL loại pn tạo ra một cách luân phiên các tín hiệu điều chỉnh (+) và (-) mà chúng sẽ không xuất hiện tại đầu ra của bộ lọc có $N=M$. Cũng có thể thấy được rằng độ rộng vùng chết được vẽ trên hình 7.10b sẽ tỷ lệ với N .

+ *Bộ lọc dựa trên quyết định đa số đặc biệt*: Đối với bộ lọc này

$$\frac{M}{2} + 1 < N \leq M - 1 \quad (7.40)$$

Thí dụ, $N=5$ và $M=7$ có thể chọn được và khi này một đa số giản đơn các tín hiệu điều chỉnh sẽ không đủ để cho ra tín hiệu điều khiển.

+ *Bộ lọc dựa trên biểu quyết đa số giản đơn*:

Đối với bộ lọc này thì:

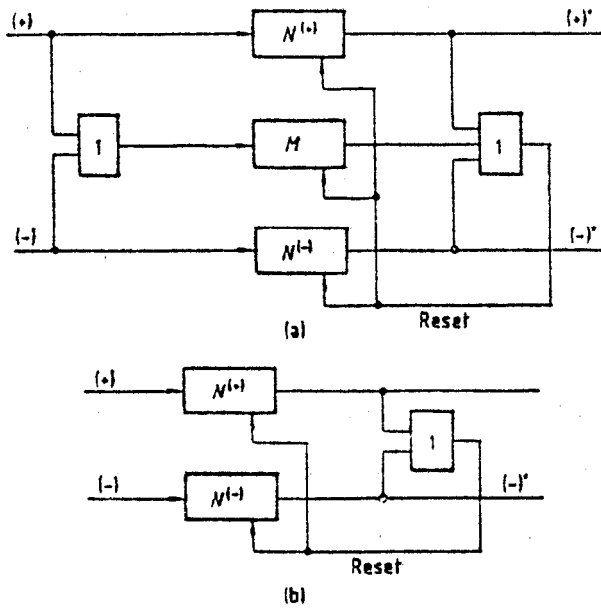
$$\frac{M}{2} < N \leq M - 1 \quad (7.41)$$

Điều kiện này đạt được thí dụ khi $N=3$, $M=4$. Đồ hình (*graph*) của bộ lọc này được biểu diễn trên hình 7.14. Đối với bộ lọc này, tối thiểu 3 trong 4 tín hiệu điều chỉnh liên tiếp phải có cùng dấu để một quyết tạo ra một tín hiệu điều khiển lối ra. Trường hợp không biểu quyết cũng có thể xảy ra.

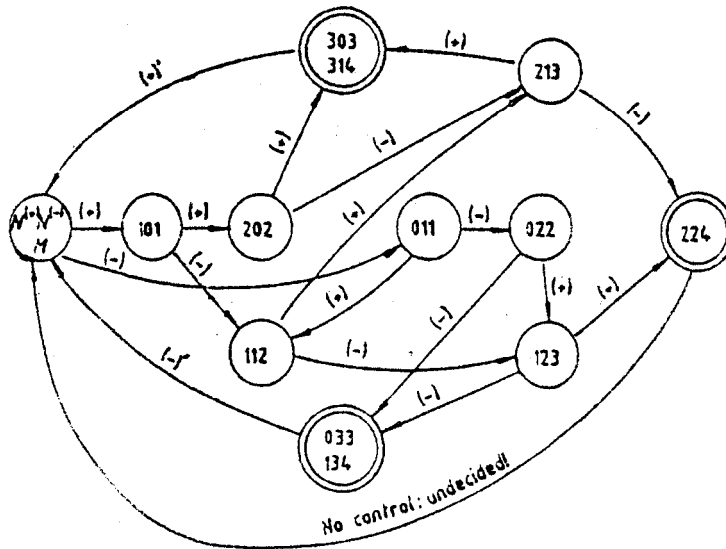
+ *Bộ lọc dựa trên cạnh tranh* : Đối với bộ lọc này:

$$N \leq \frac{M}{2} \quad (7.42)$$

Đây là trường hợp suy biến của trường hợp lọc $N=M$, trong đó bộ đếm M không bao giờ tràn, vì thế bộ đếm M này có thể bỏ đi và do vậy sơ đồ bộ lọc còn như trên hình 7.13b.



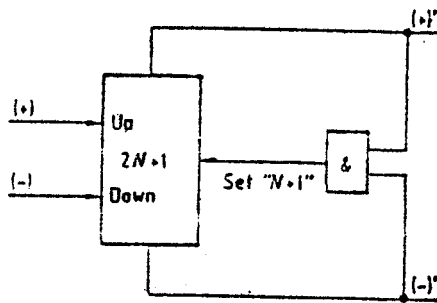
Hình 7.13. Bộ lọc N trước M: a) Trường hợp thường; b) Trường hợp cạnh tranh.



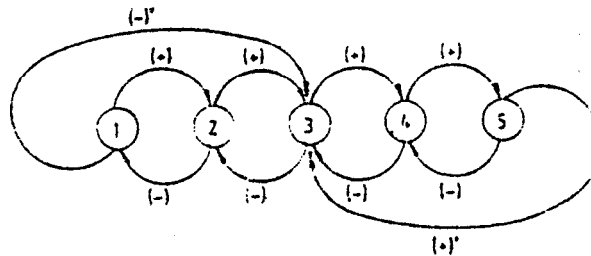
Hình 7.14. Đồ hình hoạt động của bộ lọc với $N=3, M=4$.

7.3.6.2. Bộ lọc đi lại ngẫu nhiên

Bộ lọc này dựa trên một bộ đếm thuận-ngược, thực hiện đếm thuận theo các tín hiệu điều chỉnh (+) và đếm ngược theo các tín hiệu điều chỉnh (-). Tín hiệu điều khiển lối ra (+)' hay (-)' của bộ lọc được tạo ra do một sự tràn bộ đếm chiều thuận hay ngược. Đối với một bộ đếm với dung lượng $2N+1$, mỗi một sự tràn đếm đều kéo theo một sự đặt lại bộ đếm về trạng thái $N+1$. Hình 7.15 biểu diễn cấu trúc của bộ lọc đi lại ngẫu nhiên và đồ hình đặc trưng hoạt động của bộ lọc này được trình bày trên hình 7.16.



Hình 7.15. Bộ lọc đi lại ngẫu nhiên.



Hình 7.16. Đồ hình hoạt động của một bộ lọc đi lại ngẫu nhiên với $N=2$.

7.3.6.3. Một số kết luận

Việc áp dụng lọc dãy có một tác động có lợi về hiệu quả khôi phục tín hiệu đồng hồ trong các điều kiện có tạp âm. Tuy vậy, theo quan điểm truyền dẫn không có hạn chế nào về mã thì điều này lại không mấy thuận lợi. Điều này có thể giải thích như sau. Lọc dãy làm cho tín hiệu điều khiển thừa hơn tín hiệu điều chỉnh từ lối ra mạch so pha. Trong trường hợp truyền dẫn không có những điều

kiện về mã tương đối đặc biệt nào đó, số *symbol* liên tiếp không có chuyển đổi có thể khá lớn, tức là tín hiệu điều chỉnh ở lối ra bộ so pha đã khá thưa. Khi có bộ lọc dây thì tín hiệu điều khiển ở lối ra bộ lọc dây còn thưa hơn nữa. Giữa hai lần điều khiển thì tần số tín hiệu đồng hồ có thể bị trôi theo sự trôi tần số của bộ dao động chủ, dẫn đến *jitter* nội tại có thể khá lớn. Vì lý do này, các bộ lọc với các tham số M và N tương đối nhỏ nhìn chung thường được sử dụng.

Việc hình thành một phân tích định lượng về hoạt động của lọc dây là cực kỳ khó khăn. Một trong các phương pháp phân tích định lượng về hoạt động của mạch lọc dây trong DPLL là xây dựng (tương đối dễ) mạch DPLL với bộ lọc dây rồi tiến hành đo lường các tham số trong những điều kiện xác định. Cũng còn có khả năng mô phỏng máy tính chức năng công tác của các mạch DPLL tạo từ các phần tử mạch số.

Các kết quả thực tế cho thấy rằng với một DPLL loại pn và một bộ lọc dây có các tham số $N=3$, $M=4$ thì một chất lượng khôi phục đồng hồ đã cho có thể nhận được tại một tỷ số tín trên tạp thấp hơn từ 8 đến 10 dB so với DPLL không có lọc dây.

7.4. TRUYỀN DẪN THÔNG TIN VỀ PHA: KHÔI PHỤC SÓNG MANG

Thông tin pha cho đồng bộ sóng mang ở phía thu về nguyên tắc có thể nhận được hoặc từ một sóng mang được truyền trên một kênh riêng như thể hiện trên hình 7.1, hoặc từ một sóng mang khôi phục từ tín hiệu số thu được. Trong trường hợp sau, thường rất hay được sử dụng trong thực tế, lại có hai khả năng: tín hiệu được truyền đi có một thành phần sóng mang không điều chế hoặc tín hiệu sóng mang bị nén. Sau đây, cả hai khả năng này sẽ được đề cập đến.

7.4.1. Các hệ thống với tín hiệu tham chiếu được truyền

Trong mục này, chúng ta sẽ giả thiết rằng tín hiệu số được truyền đi bao gồm, dưới một dạng nào đó, một sóng mang không bị điều chế đóng vai trò tín hiệu tham chiếu. Trong trường hợp này, công suất vốn có bị chia sẻ, một phần

truyền thông tin, phần còn lại dùng cho đồng bộ. Trong phổ của tín hiệu được truyền đi, có một thành phần phổ vạch tại tần số sóng mang. Tín hiệu tham chiếu được truyền đi dùng cho khôi phục sóng mang được áp dụng tiêu biểu trong đo xa vệ tinh và trong các hệ thống truyền số liệu tốc độ thấp, và thường không được sử dụng trong các hệ thống viễn thông vệ tinh hay mặt đất.

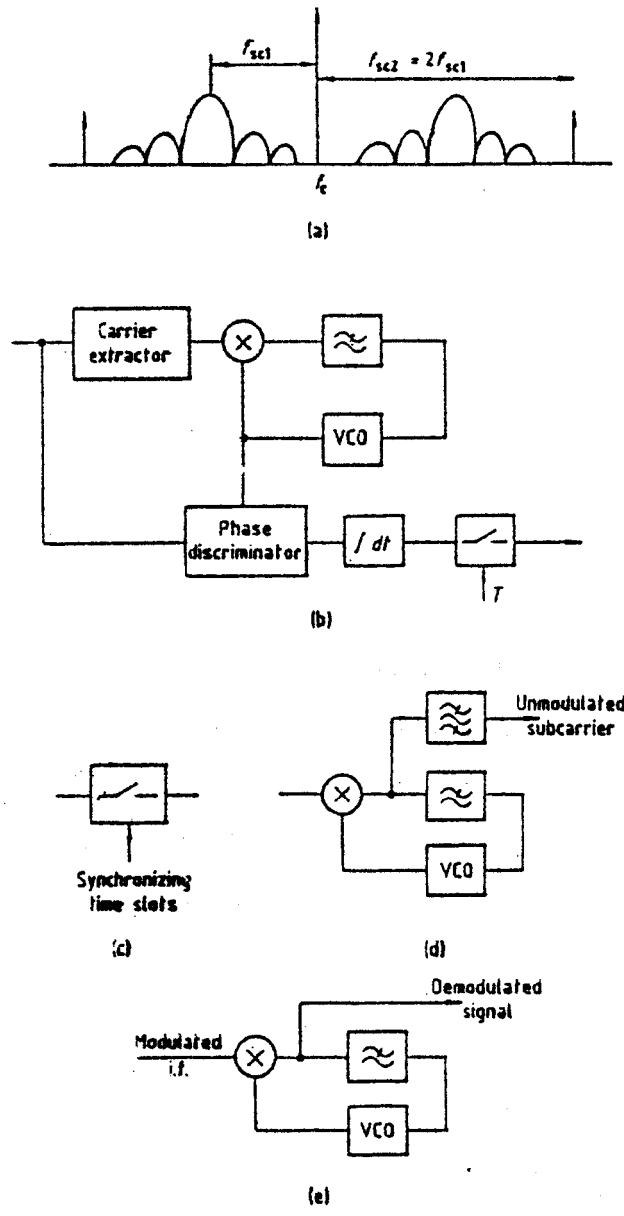
Tại phía máy thu, tần số và pha của sóng mang tham chiếu đã được phát đi phải được đánh giá. Do kênh truyền có tạp nhiễu, các giá trị được đánh giá sẽ khác với các giá trị thực sự. Một phương pháp tối ưu hóa giá trị được đánh giá được gọi là đánh giá theo khả năng cực đại (*maximum likelihood estimation*), theo đó góc pha được đánh giá của sóng mang là giá trị θ ứng với giá trị cực đại của mật độ xác suất điều kiện $p[y(t)/\theta]$, trong đó $y(t)$ là tín hiệu thu được còn θ là pha của nó.

Lý thuyết về đánh giá tham số tối ưu được giải quyết trong nhiều tài liệu khác nhau. Một trong những kết luận quan trọng đã thu được là mạch đồng bộ sóng mang (được thiết kế để thực hiện một đánh giá tối ưu pha sóng mang) tốt nhất nên được thực hiện bằng một mạch vòng hồi tiếp, tương tự với PLL. Ưu điểm của mạch vòng kín này là khả năng bám theo các thay đổi pha chậm do độ không ổn định của bộ dao động máy phát. Việc tối ưu hóa PLL được thực hiện bằng cách chọn thích hợp bộ lọc mạch vòng và các đặc tính phân biệt pha. Vì các lý do thực tế, không có nhiều lắm các phương án thiết kế do đặc tính điện áp-pha gần như hình *sine* của các bộ phân biệt pha công tác tại các tần số vô tuyến hay trung tần chẳng cho mấy khả năng chọn lựa (loại bộ tách pha này đã được đề cập riêng trong mục 7.2). Các bộ lọc mạch vòng bậc lớn hơn bậc 2 không thể sử dụng được do các lý do về tính ổn định, và việc tích phân lý tưởng chỉ thực hiện được một cách xấp xỉ mà thôi. Có thể chỉ ra được rằng vòng khóa pha bậc 2 lý tưởng là thích hợp nhất để khóa vào với một tín hiệu có tần số là hằng số, khác với tần số chạy tự do của mạch vòng.

Vấn đề tần số sóng mang (mà mạch vòng phải đồng bộ với nó) không phải là không bị điều chế cũng chẳng gây nên các khó khăn gì lắm do, như đã giả

còn công suất của sóng mang được điều chế bởi thông tin thì được cho theo

$$P_m = A^2 \sin^2 \Delta\phi \quad (7.44b)$$



Hình 7.17. a) Đường bao phổ của một hệ thống PSK có sóng mang được ghép theo tần số; b) Bộ giải điều chế PSK của hệ thống có sóng mang được ghép như mục a); c) Mạch khôi phục sóng mang được ghép theo thời gian; d) Mạch khôi phục sóng mang được ghép theo tần số; e) Mạch khôi phục sóng mang ghép trực giao.

Tổng của hai công suất này là công suất sóng mang tổng cộng A^2 .

Để khóa được theo thành phần trực giao không bị điều chế, một mạch vòng có độ rộng băng nhỏ phải được sử dụng. Nhược điểm của hệ thống như thế là sự mất thông tin pha sau một chuỗi tương đối dài các bit 1 hay 0 nhị phân. Khi đó PLL sẽ khóa pha vào pha $+\Delta\phi$ hay $-\Delta\phi$ chứ không phải vào góc pha bằng 0. Việc khóa pha không thích hợp như vậy có thể loại bỏ được nhờ áp dụng mã hóa hai pha (*biphase*) thay cho mã hóa NRZ. Trong trường hợp này, thời gian dài nhất của bất kỳ trạng thái pha nào cũng là T và độ rộng băng của PLL phải được chọn sao cho có được một hằng số thời gian rất lớn hơn T. Hình 7.17b trình bày một bộ giải điều chế 2PSK và mạch khôi phục sóng mang làm việc theo tín hiệu đã được phát đi có chứa một sóng mang tham chiếu.

Hình 7.17c, d và e thể hiện các thí dụ về các mạch khôi phục sóng mang theo ba nguyên tắc nói trên. Hình 7.17c trình bày mạch của hệ thống ghép theo thời gian mà nó là một khóa chuyển mạch, đóng chỉ trong các khe thời gian đồng bộ. Hình 7.17d cho thấy mạch của hệ thống phân chia theo tần số, là một bộ giải điều chế khôi phục lại lại sóng mang phụ không bị điều chế, còn hình 7.17e thể hiện một PLL đóng vai trò một mạch khôi phục sóng mang đối với hệ thống ghép trực giao. Nó cũng cung cấp cả tín hiệu đã được giải điều chế.

7.4.2. Khôi phục sóng mang từ một tín hiệu có sóng mang bị nén

Trong mục 7.4.1 đã thấy được rằng bên cạnh tín hiệu thông tin, một sóng mang tham chiếu cung cấp thông tin pha có thể được truyền phụ thêm vào. Tuy vậy, trong hầu hết các trường hợp, việc sử dụng toàn bộ công suất có được để truyền tín hiệu mang thông tin thì tiện lợi và hiệu quả hơn. Phổ tín hiệu phát khi đó sẽ không chứa một thành phần phổ vạch sóng mang (chỉ ít là khi tín hiệu mang thông tin không chứa thành phần một chiều) và PLL theo như mục 7.4.1 (được xem như một mạch đánh giá tham số) không thể áp dụng được một cách trực tiếp. Việc thêm vào một mạch lọc sẽ chẳng ích lợi gì do không có một thuật toán tuyến tính nào lại tạo ra được một vạch phổ từ một phổ liên tục.

Hầu hết các tập tín hiệu thường được sử dụng (hầu hết các loại điều chế thông thường) đều có sóng mang bị nén, ngoại trừ trường hợp điều biên ASK (*Amplitude Shift Keying*), song nó lại chỉ thường được sử dụng trong truyền dẫn không kết hợp (*noncoherent*). Trong những mạch vòng bám tính sóng mang bị nén này, một thuật toán phi tuyến nhất thiết phải được thực hiện trên sóng mang bị điều chế thu được nhằm tạo ra thành phần phổ vạch sóng mang, hoặc là trước hoặc là trong PLL. Một trong nhiều giải pháp là sử dụng PLL có tính lữ thừa 4 tín hiệu thu được, có thể áp dụng được cho truyền dẫn 4PSK sẽ được trình bày ở đây như một ví dụ về phương pháp khôi phục sóng mang từ một tín hiệu có sóng mang bị nén.

Việc lấy lữ thừa bậc 4 của một tín hiệu 4PSK tạo ra một sóng mang không bị điều chế nếu các điều kiện sau đây thỏa mãn: a) độ dịch pha điều chế là $k.90^\circ$ ($k=0, 1, 2, 3$); b) các tín hiệu dùng để điều chế là NRZ hoặc là tín hiệu nhị pha (*biphase*), và c) một độ rộng băng đủ lớn để chỉ gây méo nhỏ.

Tín hiệu lối vào khi đó có thể biểu diễn được theo:

$$s(t) = a[M(t) \cos \omega_c t + Q(t) \sin \omega_c t] \quad M, Q = \pm 1 \quad (7.45)$$

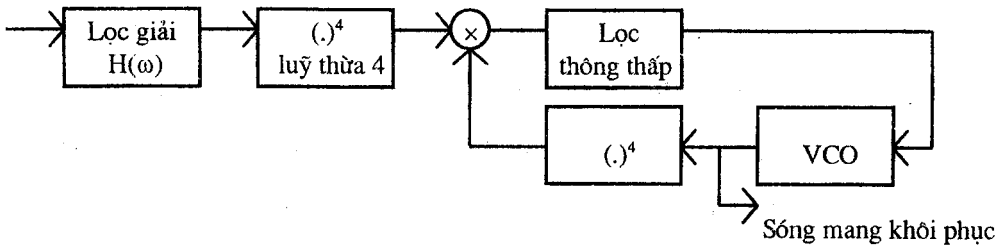
Lữ thừa bậc 4 của biểu thức này chứa thành phần một chiều và các thành phần tần số $2f_c$ và $4f_c$. Biểu thức của thành phần $4f_c$ được cho bởi.

$$s_4(t) = \frac{A^4}{2} \left[-\frac{M^4 + Q^4}{4} - \frac{3}{2}MQ \right] \cos 4\omega_c t + \frac{A^4}{2} MQ(M^2 - Q^2) \sin \omega_c t \quad (7.46)$$

Do $M^2 = Q^2 = 1$, độc lập với điều chế nên

$$s_4(t) = -\frac{A^4}{4} \cdot \cos 4\omega_c t \quad (7.46b)$$

Từ (7.46b), có thể thấy rằng thành phần tần số $4f_c$ thì không bị điều chế và nó có thể sử dụng được để đồng bộ một PLL. Tín hiệu sóng mang tham chiếu cần thiết cho giải điều chế kết hợp một tín hiệu 4PSK có sóng mang bị nén có thể tạo ra được bằng mạch mô tả trên hình 7.18 (hãy chú ý rằng đối với các tín hiệu M-PSK thì lữ thừa bậc M phải được thực hiện thay cho lữ thừa 4).



Hình 7.18. Mạch khôi phục sóng mang lũy thừa bốn dùng cho QPSK.

7.5. TRUYỀN DẪN THÔNG TIN ĐỊNH THỜI: KHÔI PHỤC ĐỒNG HỒ

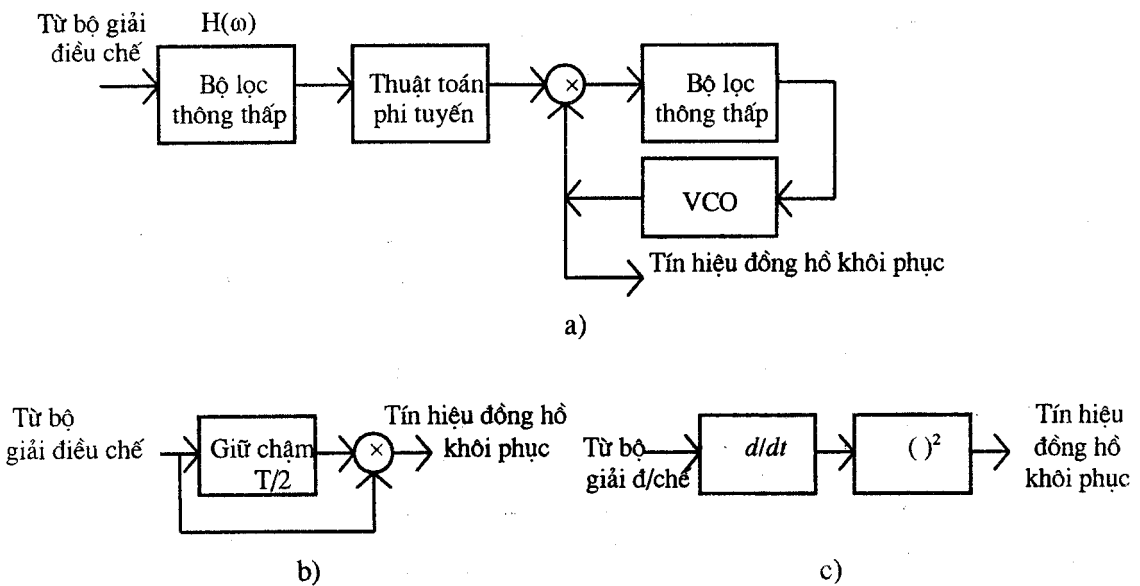
Một trong các ưu thế của truyền dẫn tín hiệu số so với truyền dẫn tín hiệu liên tục là khả năng tái sinh tín hiệu số thu được. Việc tái sinh về bản chất là một thủ tục lấy mẫu tín hiệu thu được, thực hiện vào các thời điểm thích hợp. Tại thời điểm thích hợp này, tỷ số tín hiệu tạp là cao nhất và xác suất xuyên nhiễu là nhỏ nhất. Để máy thu biết được thời điểm này, thông tin thích hợp phải được truyền theo cách nào đó từ máy phát tới máy thu. Trong mục này, các phương pháp để có được thông tin định thời này hay là thông tin đồng hồ tại máy thu sẽ được trình bày.

7.5.1. Các phương pháp khôi phục tín hiệu đồng hồ.

Về mặt lý thuyết, thông tin đồng hồ có thể được truyền trên một kênh riêng biệt song phương pháp này rất hy hữu mới được sử dụng. Sau đây, các phương pháp được sử dụng rộng rãi để khôi phục tín hiệu đồng hồ từ chính tín hiệu thông tin số sẽ được trình bày.

Thông tin đồng hồ liên quan đến thời gian của một bit T , được chứa trong các chuyển đổi của tín hiệu số đã được phát đi. Tín hiệu phát trong thực tế chứa một số đủ lớn các chuyển đổi. Có điều là phổ của tín hiệu đã phát không chứa thành phần phổ vạch của tần số đồng hồ $1/T$ nếu điều chế ngẫu nhiên được áp dụng; thành phần này do đó phải được tái tạo lại bằng một thuật toán phi tuyến nào đó. Các phương án về các mạch khôi phục đồng hồ với các phân tử phi tuyến được thể hiện trên hình 7.19. Khi chỉ tính đến một dòng bit ngẫu nhiên, trong đó xác suất chuyển đổi bằng $1/2$, thì chỉ có vấn đề tái tạo một vạch phổ tần số đồng

hồ là cần phải giải quyết. Trong trường hợp này một phép toán phi tuyến (bậc) chẵn được áp dụng như thể hiện trên hình 7.19a. Mạch lọc thông thấp ký hiệu bằng $H(\omega)$ có thể thể hiện mạch lọc máy thu, chẳng hạn, nó có thể là một mạch lọc phối hợp. Bộ lọc thông thấp đằng sau mạch phi tuyến thực hiện được bởi một PLL còn đặc tính vào-ra tối ưu của phần tử phi tuyến được cho bởi $y=ln[\cosh x]$. Thực ra, độ phi tuyến có thể thực hiện được không chỉ bởi một mạch có đặc tính vào-ra phi tuyến mà có thể thực hiện được theo nhiều cách khác. Các thí dụ cho các phương án khác được trình bày trong các hình 7.19b và hình 7.19c.



Hình 7.19. Các vòng khôi phục tín hiệu đồng hồ: a) sử dụng độ phi tuyến chẵn; b) và c) sử dụng các dạng thuật toán phi tuyến khác.

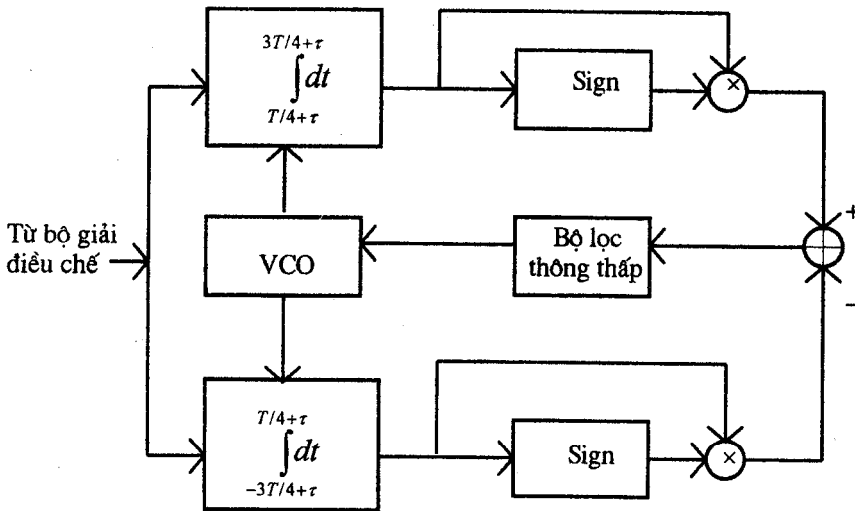
Do tạp âm của tín hiệu thu được, các mạch đã mô tả trên hình 7.19 sẽ có một sai lệch thời gian ΔT mà nó có phương sai là [A14]:

$$\tau_{\Delta T}^2 \approx T^3 B_L / R; \quad R = E / N_0 \quad (7.47)$$

Một giải pháp tốt hơn nhận được bằng cách đặt độ phi tuyến vào bên trong một mạch vòng kín. Hình 7.20 thể hiện một mạch như vậy, gọi là "mạch cổng sớm-muộn". Với thiết kế tối ưu, phương sai sai lệch định thời của mạch này nhỏ hơn đến 5dB so với của các mạch cho trên hình 7.19 [A14]:

$$\tau_{\Delta T}^2 = \frac{1}{3} \frac{T^3 B_L}{R} \quad (7.48)$$

Trong khi đưa tới các biểu thức (7.47) và (7.48) ta đã giả sử rằng mỗi một bit chứa một chuyển đổi mức. Thực tế, điều này có thể đạt được nhờ áp dụng các tín hiệu RZ (*Return-to-Zero*) đối cực, tức là các xung có độ dài nhỏ hơn T . Tuy nhiên, đối với các tín hiệu NRZ thì điều đó không đúng: các chuyển đổi mức xuất hiện chỉ tại các chuyển đổi bit $1 \rightarrow 0$ hay $0 \rightarrow 1$. Mạch khôi phục đồng hồ chỉ nhận được thông tin lối vào tại các chuyển đổi này. Tình trạng này thì tương tự như mạch khôi phục sóng mang ghép theo thời gian với tín hiệu tham chiếu được phát kèm như đã bàn đến trong mục 7.4. Hiện tượng này tạo ra một sai lệch định thời phụ, thậm chí ngay cả khi không có tạp âm.



Hình 7.20. Mạch khôi phục đồng hồ “cổng sớm-muộn”.

Theo những kết luận của phần trước, độ chính xác của khôi phục đồng hồ phụ thuộc chủ yếu vào thông tin được truyền đi. Chúng ta đã thấy rằng bản chất ngẫu nhiên trong tín hiệu tới gây nên một sự tăng phương sai của sai số định thời, và đồng bộ đồng hồ có thể thậm chí mất hoàn toàn do tín hiệu có một dãy dài các số 0 hay 1. Do vậy, một vài biện pháp khắc phục nào đó đòi hỏi phải được áp dụng nếu xác suất xảy ra các dãy dài không có chuyển đổi trong tín hiệu tới là đáng kể: hoặc là mạch đồng bộ đồng hồ phải được thiết kế nhằm chịu được những

dãy dài không có chuyển đổi như thế với τ^2 chấp nhận được, hoặc một số các chuyển đổi phải được tạo ra một cách nhân tạo. Điều này có thể được thực hiện theo nhiều cách. Ví dụ, một cách điều chế thích hợp có chứa các chuyển đổi tại mọi khoảng bit là điều chế tựa SPSK thường được áp dụng trong truyền số liệu. Trong trường hợp này, pha tại thời điểm của *symbol* thứ l sẽ là :

$$\phi_k = \frac{k\pi}{2}, k = 0, 1, 2, 3 \quad (7.49a)$$

và tại thời điểm của *symbol* tiếp theo (thứ $l+1$) sẽ là:

$$\phi_k = \frac{(k+1/2)\pi}{2}, k = 0, 1, 2, 3 \quad (7.49b)$$

Từ đó có thể thấy được rằng có một sự đổi pha bằng $(2k+1)\pi/4$ tại cuối từng *symbol*.

Một khả năng khác là thay vì tín hiệu NRZ, ta áp dụng tập tín hiệu dem điều chế gồm một chuyển đổi trong khoảng thời gian của một bit. Tập tín hiệu hai pha thỏa mãn các yêu cầu sau

$$s_1 = -s_2 = \begin{cases} 1; & 0 \leq t \leq T/2 \\ 0; & T/2 < t \leq T \end{cases} \quad (7.50)$$

Một khả năng khác nữa là áp dụng bộ *scrambler* (bộ xáo trộn): tín hiệu cần truyền được kết hợp với một tín hiệu giả ngẫu nhiên có tốc độ bằng tốc độ bit, do đó sẽ tạo thành một dòng bit gần như ngẫu nhiên với các chuyển đổi tương đối dày (xem chương 4).

TÀI LIỆU THAM KHẢO

Tiếng Việt

- V1. Beckenbach E. F. (chủ biên): *Toán học hiện đại cho kỹ sư*. Tập 1. Nxb. Đại học và trung học chuyên nghiệp. Hà nội, 1978.
- V2. Nguyễn Quốc Bình: *Một số vấn đề về pha-đỉnh chọn lọc trong các hệ thống vô tuyến tiếp sức số mặt đất*. Tạp chí Khoa học và kỹ thuật số 83. Học viện kỹ thuật quân sự, 1998.
- V3. Nguyễn Quốc Bình và Nguyễn Thị Hằng Nga: *Ảnh hưởng tạo dạng tín hiệu tới quay pha phụ tối ưu trong các hệ thống vô tuyến tiếp sức M-QAM phi tuyến*. Tạp chí Khoa học và kỹ thuật số 81. Học viện kỹ thuật quân sự, 1997.
- V4. Nguyễn Quốc Bình và Trần Việt Tuấn: *Biểu diễn các bộ khuếch đại công suất trong mô phỏng các hệ thống vô tuyến tiếp sức M-QAM*. Hội nghị toàn quốc lần thứ ba về tự động hoá (3th VICA). Hà nội, 9-11/4/1998.
- V5. Bùi Minh Tiêu: *Cơ sở lý thuyết truyền tin*. Nxb. Đại học và trung học chuyên nghiệp, Hà nội, 1979.
- V6. Trần Hồng Quân và các cộng tác viên: *Nghiên cứu sử dụng kỹ thuật SDH vào mạng viễn thông Việt nam*. Đề tài nghiên cứu, Tổng Cty. Bưu chính viễn thông Việt nam. Hà nội, 1996. Mã số: 039-95-TCT-RD.
- V7. Lê Chí Quỳnh: *Nghiên cứu dãy nhị phân phi tuyến và mạch ghi dịch tuyến tính dùng trong thông tin số*. Luận án phó tiến sĩ khoa học kỹ thuật. Trường Đại học bách khoa Hà nội, 1995.
- V8. *Các công nghệ viễn thông mới (New Telecommunication Technologies)*. Tổng cục bưu điện-Tổng Cty bưu chính viễn thông Việt nam và Ban đào tạo NTT. (Sách song ngữ Việt-Anh). Nxb. Khoa học và kỹ thuật. Hà nội, 1997.
- V9. *Giới thiệu chung về lý thuyết viễn thông (General Introduction of Telecommunication Theory)*. LG Information & Communications, Ltd. (Sách song ngữ Việt-Anh). Nxb. Thanh niên. Hà nội, 1995.

Tiếng Anh

- A1. Agrawal P. G.: *Fiber-Optic Communication Systems*. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1992.
- A2. Anderson B. J.: *Digital Transmission Engineering*. IEEE Press. New York, 1999.
- A3. Benedetto S.: *Optimization & Performance Evaluation of Digital Satellite Transmission Systems*. 6th Summer Symposium on Circuit Theory. Prague, 1982.
- A4. Benedetto S., Biglieri E., Castellani V.: *Digital Transmission Theory*. Prentice-Hall, Inc. New Jersey, 1987.
- A5. Bingham A. C. J.: *The Theory and Practice of Modem Design*. John Wiley & Sons, Inc. New York, 1988.
- A6. Bình N. Q.: *STM-1 Transmission over about 30MHz Microwave Channels*. Hungarian Academy of Sciences. Budapest, 1995. (Ph.D. Dissertation).
- A7. Bình N. Q.: *The Influence of the Pulse Shaping on the Signal-to-Noise Ratio Degradation Caused by Nonlinear Distortion in M-QAM Systems*. TEMPUS Workshop. Technical University of Budapest, Jun. 8-10, 1995.
- A8. Bình N. Q., Bérces J., Frigyes I.: *Estimation of the Effect of Nonlinear High Power Amplifier in M-QAM Radio-Relay Systems*. Periodica Polytechnica Electrical Engineering, Vol. 39, No.2, 1995. Technical University of Budapest.
- A9. Bình N. Q., Hải M. T., Nam L. H.: *Probability Density Function of the Intersymbol Interference Caused by the High Power Amplifier in M-QAM Radio-Relay Systems*. Journal on Science and Technique, No. 84, 1998. Viet-nameese Military Technical University (VMTU).
- A10. Bình N. Q., Hải M. T., Nam L. H.: *Extension and Application of the ASTRAS Program Package in VMTU*. Seminar on Simulation, VMTU. Hanoi, Dec. 16-17, 1998.
- A11. Brennan V. P.: *Phase-Locked Loops: Principles and Practice*. McGraw-Hill. New York, 1996.

- A12. Ferdo I. (Ed): *Terrestrial Digital Microwave Communications*. Artech House Inc., 1989.
- A13. Frigyes I.: *Extension of Program Package "ASTRAS" for the Computation of Angle Diversity and Frequency Diversity Gain*. COST 235, Oct. 1994.
- A14. Frigyes I., Szabó Z., Ványai P.: *Digital Microwave Transmission*. Elsevier. Amsterdam, 1989.
- A15. Frigyes I., Benedek A., Molnar B.: *Digital Microwave Systems: Theory and Applications*. CEI-Europe/Elsevier, Annual International Courses on Microwave and Radar Technology. Pisa (Italy), Apr. 22-25, 1991.
- A16. Frigyes I., Benedek A., Molnar B.: *Computer Simulation of Communication Links*. Journal on Com., Mar. 1991. Budapest.
- A17. Hoss J. R.: *Fiber Optic Communications Handbook*. Prentice Hall. New Jersey, 1990.
- A18. Jeruchim M. C.: *Techniques for Estimating the Bit Error Rate in the Simulation of Digital Communication Systems*. IEEE, Journal on SAC, Jan. 1984.
- A19. Jeruchim M. C., Balaban P., Shanmugan K. S.: *Simulation of Communication Systems*. Plenum Press, New York-London, 1994.
- A20. Kasai H., Murase T., Ueda H.: *Synchronous Digital Transmission Systems Based on CCITT SDH Standard*. IEEE Com. Mag., Aug. 1990.
- A21. Meyer H., Ascheid G.: *Synchronization in Digital Communications*. Vol.1. John Wiley & Sons. New York, 1990.
- A22. Nojima T., Murase T., Imai N.: *The Design of a Predistortion Linearization Circuit for High Level Modulation Radio Systems*. IEEE, ICC 85.
- A23. Press W. H., Flannery B. P., Teukolsky S. A., Vetterling W. T.: *Numerical Recipes in Pascal*. Cambridge University Press. London, 1989.
- A24. Press W. H., Flannery B. P., Teukolsky S. A., Vetterling W. T.: *Numerical Recipes: Example Book*. Cambridge University Press. London, 1989.
- A25. Proakis G. J.: *Digital Communications*. McGraw-Hill. New York, 1989.

- A26. Rappaport S. T.: *Wireless Communications*. Prentice Hall. New Jersey, 1996.
- A27. Roddy D.: *Satellite Communications*. McGraw-Hill. New York, 1989.
- A28. Rummel W. D., Coutts R. P., Liniger M.: *Multipath Fading Channel Models for Microwave Digital Radio*. IEEE, Com. Mag., Nov. 1986.
- A29. Saleh A. A. M.: *Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers*. IEEE, Trans. on Com., Vol. COM-29, No.11, Nov. 1981.
- A30. Sklar B.: *A Structured Overview of Digital Communications*. IEEE, Com. Mag. Aug. - Oct. 1983.
- A31. Stallings W.: *Data and Computer Communications*. Prentice-Hall of India. New Delhi, 1998.
- A32. Steele R. (Ed): *Mobile Radio Communications*. Pentech Press. London, 1992.
- A33. Townsend R. A. A.: *Digital Line of Sight Radio Links*. Prentice Hall. New Jersey, 1991.
- A34. Ungar S.: *Fiber Optics: Theory and Applications*. John Wiley & Sons. New York, 1990.
- A35. Viterbi J. A.: *CDMA-Principles of Spread Spectrum Communication*. Addison-Wesley. Reading, Massachusetts, 1995.
- A36. Winch G. R.: *Telecommunication Transmission Systems: Microwave, Fiber Optic, Mobile Cellular Radio, Data, and Digital Multiplexing*. McGraw-Hill. New York, 1993.
- A37. Wozencraft J. M., Jacobs I. M.: *Principles of Communication Engineering*. John Willey & Sons, Inc., New York-London-Sydney, 1965.
- A38. CCIR Report AM/9: *Radio-Relay Systems in a Synchronous Digital Network*. XVIIth Plenary Assembly, Dusseldorf, 1990.

- A39. CCIR Report 338-5: *Propagation Data and Prediction Methods Required for Terrestrial Line-Of-Sight Systems*. XVIIth Plenary Assembly, Dusseldorf, 1990.
- A40. *ETSI Recommendations CD ROM (I, II)*.
- A41. *ITU Recommendations CD ROM (I, II)*.
- A42. Journal on SAC: *Computer-Aided Modeling, Analysis, and Design of Communication Systems (II)*. IEEE, Vol.6 , No 1, Jan. 1988.
- A43. Journal on SAC: *Computer-Aided Modeling, Analysis, and Design of Communication Links*. IEEE, Vol.15 , No 4, May. 1997.
- A44. Siemens Training Center for Communication Networks: *Introduction of SDH (CD ROM)*.

Tiếng Hung

- H1. Bình N. Q.: *Truyền tải STM-1 trên các kênh vô tuyến tiếp sức phân kênh 30 MHz*. Híradástechnika, 4-1994. Budapest. (Tiếng Hung).
- H2. Frigyes I.: *Các vấn đề về xử lý tín hiệu và mô hình hoá trong thông tin số*. Viện hàn lâm khoa học Hungary, 1994 (Luận án tiến sĩ khoa học, tiếng Hung).
- H3. Frigyes I. (ed.): *Thuyết minh và hướng dẫn sử dụng gói chương trình mô phỏng máy tính các hệ thống liên lạc vô tuyến ASTRAS*. ĐH Kỹ thuật Budapest, 1989 (tiếng Hung).
- H4. Molnár B.: *Mô phỏng máy tính các hệ thống thông tin số*. Hướng dẫn thực hành cho sinh viên modul A, ĐH Kỹ thuật Budapest, 1994. (tiếng Hung).



Truyền hình kỹ thuật số

LỜI NÓI ĐẦU

Trong xã hội hiện đại thì thông tin, tri thức chính là những nhân tố quan trọng nhất trong đời sống kinh tế xã hội của từng quốc gia nói riêng và toàn thế giới nói chung. Chính vì thế nên mỗi nước đều dành một sự đầu tư thích đáng cho nghiên cứu và phát triển công nghệ để làm đòn bẩy cho sự phát triển của các ngành kinh tế quốc dân khác. Ngay từ khi mới ra đời truyền hình đã chứng tỏ là một phương tiện thông tin đại chúng rất quan trọng trong đời sống kinh tế xã hội. Nó không chỉ là một công cụ thông tin phổ biến kiến thức, giải trí đơn thuần mà đã trở thành phương tiện không thể thiếu trong mỗi gia đình. Truyền hình cung cấp tin tức về các sự kiện chính trị, văn hoá thể thao, thông tin kinh tế xã hội...từ khắp nơi trên thế giới đến từng cá nhân, từng giờ, từng phút. Truyền hình là cầu nối quan trọng giữa con người với thế giới bên ngoài.

Cùng với sự ra đời của kỹ thuật số thì công nghệ truyền hình đã có một sự phát triển nhảy vọt về chất bằng việc số hoá tín hiệu truyền hình. Công nghệ truyền hình số ra đời có nhiều ưu điểm hơn hẳn so với truyền hình tương tự như : tính chống nhiễu cao, chất lượng âm thanh, hình ảnh tốt và đồng đều, dàn dựng được nhiều kỹ xảo phức tạp mà truyền hình tương tự không thể thực hiện được, có thể ghi nhiều hay lưu trữ trong thời gian dài không làm ảnh hưởng đến chất lượng hình ảnh. Bên cạnh đó là sự phát triển của ngành công nghệ điện tử tin học nói chung cũng là một sự hỗ trợ đắc lực để truyền hình ngày càng hoàn thiện hơn, phục vụ tốt hơn cho nhu cầu ngày càng cao của con người trong xã hội hiện đại. Có thể nói truyền hình số là tương lai của công nghệ truyền hình.

PHẦN I : GIỚI THIỆU CHUNG VỀ TRUYỀN HÌNH SỐ

CHƯƠNG I : TRUYỀN HÌNH SỐ VÀ NHỮNG VẤN ĐỀ TRÊN CON ĐƯỜNG CHUYỂN ĐỔI CÔNG NGHỆ

Truyền hình số là tên gọi một hệ thống truyền hình mới mà tất cả các thiết bị kỹ thuật từ Studio cho đến máy thu đều làm việc theo nguyên lý kỹ thuật số. Trong đó, một hình ảnh quang học do camera thu được qua hệ thống ống kính, thay vì được biến đổi thành tín hiệu điện biến thiên tương tự như hình ảnh quang học nói trên (cả về độ chói và màu sắc) sẽ được biến đổi thành một dãy tín hiệu nhị phân (dãy các số 0 và 1) nhờ quá trình biến đổi tương tự_số.

1.1. Một số vấn đề trong biến đổi tín hiệu truyền hình.

Trong quá trình biến đổi tín hiệu truyền hình, có một số vấn đề chủ yếu được đặt ra:

1.1.1. Lựa chọn độ phân giải cho một hình ảnh số:

Độ dài của dãy tín hiệu nhị phân biểu diễn một ảnh số là một trong những chỉ tiêu chất lượng của kỹ thuật số hoá tín hiệu truyền hình. Nó phản ánh độ sáng, tối, màu sắc của hình ảnh được ghi nhận và chuyển đổi. Về nguyên tắc, độ dài của từ mã nhị phân càng lớn thì quá trình biến đổi càng chất lượng, nó được xem như độ phân giải của quá trình số hoá.

Tuy nhiên, độ phân giải đó cũng chỉ đến một giới hạn nhất định là đủ thoả mãn khả năng của hệ thống kỹ thuật hiện nay cũng như khả năng phân biệt của mắt người xem. Độ phân giải tiêu chuẩn hiện nay là 8 bit.

1.1.2. Lựa chọn tần số lấy mẫu .

Giá trị tần số lấy mẫu đương nhiên phản ánh độ phân tích của hình ảnh số. Nhưng mục đích của sự lựa chọn là tìm được một số giá trị tối ưu giữa một bên là chất lượng và một bên là tính kinh tế của thiết bị. Tần số lấy mẫu cần được xác định sao cho hình ảnh nhận được có chất lượng cao, tín hiệu truyền với tốc độ bit nhỏ và mạch thực hiện đơn giản.

Có rất nhiều yếu tố ảnh hưởng đến việc lựa chọn tần số và tỉ lệ giữa tần số lấy mẫu tín hiệu chói và tần số lấy mẫu tín hiệu màu (trong biến đổi tín hiệu video thành phân).

Tần số lấy mẫu tín hiệu truyền hình phụ thuộc hệ thống truyền hình màu. Nếu lấy mẫu tín hiệu video tổng hợp, nhất thiết tần số lấy mẫu phải là một bội số của tần số sóng mang màu. Thông thường: $f_{sa} = 3 \div 4 f_{sc}$

Với : f_{sa} : Tần số lấy mẫu

f_{sc} : Tần số sóng mang màu

Nếu không thỏa mãn điều này, sẽ xuất hiện thêm các thành phần tín hiệu phụ do liên hợp giữa f_{sa} và f_{sc} hoặc hài của f_{sc} trong phổ tín hiệu lấy mẫu, đặc biệt thành phần tín hiệu ($f_{sa} - 2f_{sc}$) sẽ gây méo tín hiệu video tương tự được khôi phục lại từ tín hiệu số. Loại méo này được gọi là méo điều chế chéo (intermodulation).

Méo điều chế chéo không xuất hiện nếu biến đổi tín hiệu video thành phân. Do vậy, nếu biến đổi tín hiệu video thành phân, khái niệm tần số lấy mẫu là bội số nguyên lần tần số sóng mang màu là không cần thiết.

Có thể chọn tần số lấy mẫu cho tín hiệu tổng hợp như sau:

	$f_{sa} = 3f_{sc}$	$f_{sa} = 4f_{sc}$
PAL	13,3 MHz	17,7 MHz
NTSC	10,7 MHz	14,3 MHz

Bảng I.1.1: Tần số lấy mẫu tín hiệu Video

Theo các nghiên cứu cho thấy, sẽ có rất nhiều lợi ích nếu chọn tần số lấy mẫu là số nguyên lần tần số dòng: $f_{sa} = nf_H$.

Với tần số dòng của các hệ truyền hình hiện nay :

* Tiêu chuẩn 625/50: $f_H = 15625$ MHz.

* Tiêu chuẩn 525/60: $f_H = 15734,25$ MHz.

thì tần số $f = 13,5$ MHz là tần số duy nhất là bội số chung của tần số dòng cho cả hai hệ truyền hình.

$$13,5 \text{ MHz} = 864 \times f_H \quad \text{đối với 625 dòng.}$$

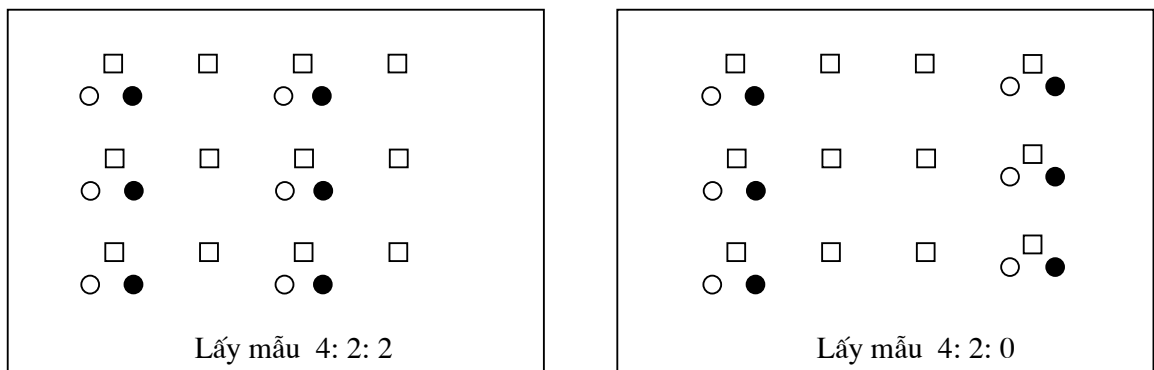
$$= 858 \times f_H \quad \text{đối với 525 dòng.}$$

Một điều vô cùng may mắn là : theo nghiên cứu của các tổ chức quốc tế, khi tần số lấy mẫu tới gần phạm vi 13 MHz, chất lượng ảnh khôi phục sẽ rất tốt, nếu tần số lấy mẫu giảm nhỏ hơn 13 MHz, chất lượng ảnh giảm đi rõ rệt.

Bởi vậy, tần số lấy mẫu $f_{sa} = 13,5$ MHz là tần số được các tổ chức quốc tế thừa nhận hiện nay.

Về tỉ lệ giữa tần số lấy mẫu tín hiệu chói và tần số lấy mẫu tín hiệu màu, có một số tiêu chuẩn như sau:

Với các tỉ lệ lấy mẫu 4:2:2 và 4:2:0, vị trí các điểm lấy mẫu cho trên hình vẽ sau:



- Lấy mẫu tín hiệu chói
- Lấy mẫu tín hiệu G-Y
- Lấy mẫu tín hiệu B-Y

Hình I.1.2: Vị trí các điểm lấy mẫu theo hai tiêu chuẩn 4:2:2 và 4:2:0

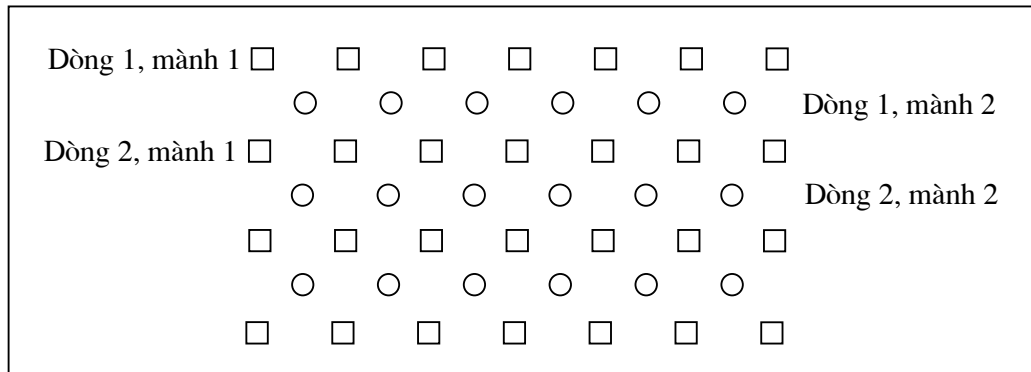
Đối với tiêu chuẩn 4:2:2, trên một dòng tích cực:

- * Điểm đầu lấy mẫu toàn bộ 3 tín hiệu : tín hiệu chói và hai tín hiệu hiệu màu.
- * Điểm tiếp theo lấy mẫu tín hiệu chói, không lấy mẫu hai tín hiệu hiệu màu. Khi giải mã, màu được nội suy từ điểm ảnh trước.

◆ **Cấu trúc quincux màn hình.**

Đối với cấu trúc quincux màn hình, các mẫu trên các dòng kề nhau thuộc một màn hình xếp thẳng hàng theo chiều đứng. Các mẫu trên các màn hình khác nhau lệch nhau một nửa chu kỳ lấy mẫu. Với việc sắp xếp thẳng hàng các mẫu cho phép giảm

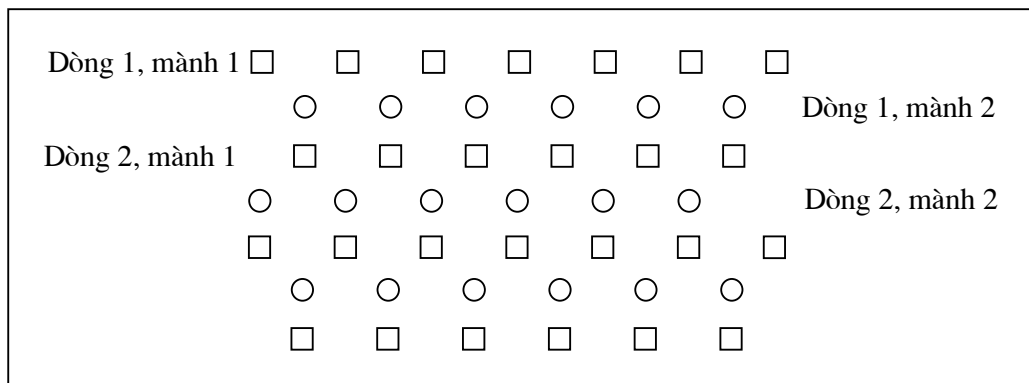
tần số lấy mẫu theo dòng của màn hình thứ nhất. Song phổ tần cấu trúc của màn hình hai có thể bị lồng phổ của phổ tần cơ bản, đây là nguyên nhân gây méo chi tiết ảnh.



Hình I.1.3: Cấu trúc lấy mẫu quincux màn hình

◆ **Cấu trúc quincux dòng.**

Đối với cấu trúc quincux dòng, các mẫu trên các dòng kế nhau của một màn hình sẽ lệch nhau nửa chu kỳ lấy mẫu. Các mẫu trên các dòng tương ứng của hai màn hình cũng lệch nhau nửa chu kỳ lấy mẫu.



Hình I.1.4: Cấu trúc lấy mẫu quincux dòng

1.1.4. Lựa chọn tín hiệu số hoá.

Khi số hoá tín hiệu truyền hình, có hai phương thức:

◆ **Biến đổi trực tiếp tín hiệu video màu tổng hợp (Composite Signal).**

Phương pháp biến đổi này cho ta dòng số có tốc độ bit thấp. Song tín hiệu video số tổng hợp còn mang đầy đủ các khiếm khuyết của tín hiệu video tương tự, nhất là hiện tượng can nhiễu chói-màu.

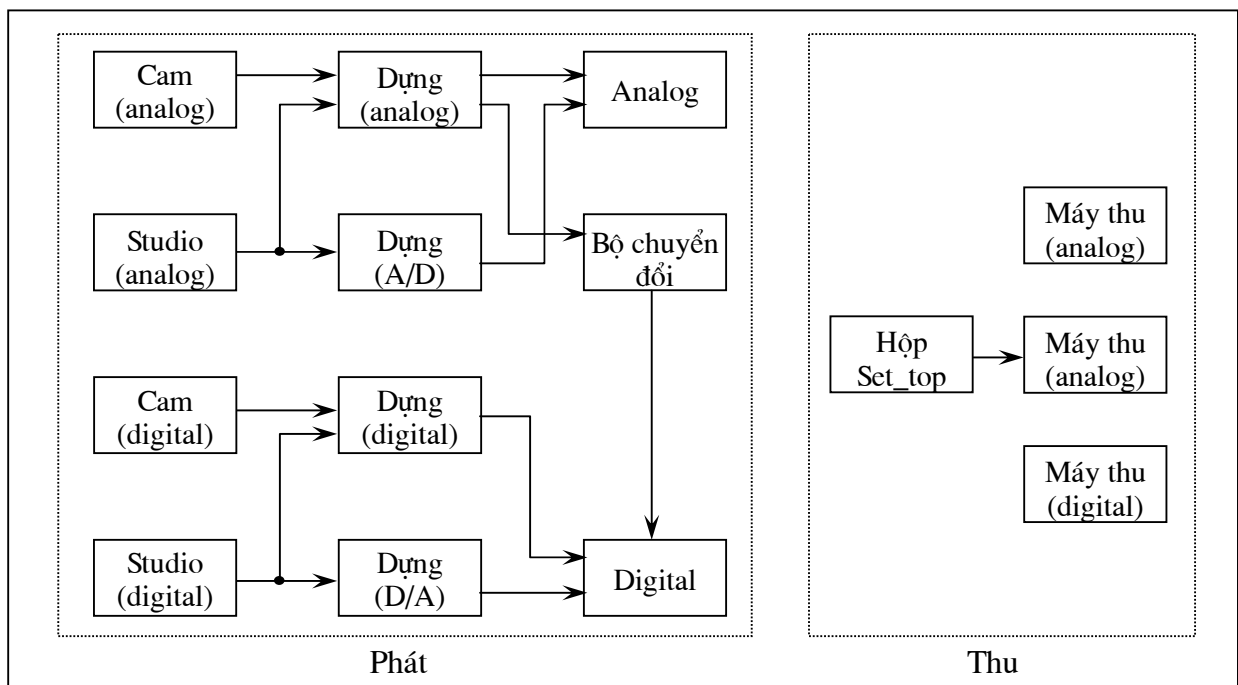
◆ **Biến đổi riêng các tín hiệu video thành phần (Component Signal):**

Các tín hiệu video thành phần là các tín hiệu chói, hiệu màu R-Y, hiệu màu B-Y hoặc các tín hiệu màu cơ bản : R,G,B được đồng thời truyền theo thời gian hoặc ghép kênh theo thời gian.

Phương pháp biến đổi tín hiệu video thành phân tuy cho tốc độ dòng bit lớn hơn song đã khắc phục được các nhược điểm của tín hiệu số video tổng hợp. Mặt khác, biến đổi tín hiệu video thành phân không còn phụ thuộc vào dạng hệ truyền hình màu PAL, SECAM, NTSC nên tạo thuận lợi cho việc trao đổi các chương trình truyền hình, tiến tới xây dựng một chuẩn chung về truyền hình số cho toàn thế giới. Bởi vậy, các tổ chức truyền thanh, truyền hình quốc tế đều khuyến cáo sử dụng hình thức biến đổi này.

1.2. Quá trình chuyển đổi công nghệ tương tự-số.

Chúng ta cố gắng chuyển đổi công nghệ từ truyền hình tương tự sang truyền hình số, quá trình chuyển đổi công nghệ dựa theo nguyên tắc chuyển đổi từng phần và xen kẽ.



Hình 1.1. 5: *Quá trình chuyển đổi công nghệ từ truyền hình tương tự sang truyền hình số*

Khái niệm từng phần và xen kẽ được hiểu là sự xuất hiện dần các camera số gọn nhẹ, các studio số, các phòng phân phối phát sóng số tiến đến một dây truyền sản xuất hoàn toàn số.

Mô hình trên cũng cho chúng ta thấy rằng: đến một giai đoạn nào đó, sẽ xuất hiện tình trạng song song cùng tồn tại cả hai hệ thống công nghệ. Đó là thời kỳ bắt đầu ra đời máy phát số đồng thời các máy thu hoàn toàn số và các hộp SETTOP là các hộp chuyển đổi (từ số sang tương tự) dành cho các máy thu thông thường hiện nay.

Lí do cho việc chuyển đổi từng phần và xen kẽ là do chi phí tài chính cũng như phải bảo đảm duy trì sản xuất và phát sóng thường xuyên.

CHƯƠNG II : TỔNG QUAN VỀ TRUYỀN HÌNH SỐ

2.1. Đặc điểm của phát thanh, truyền hình số.

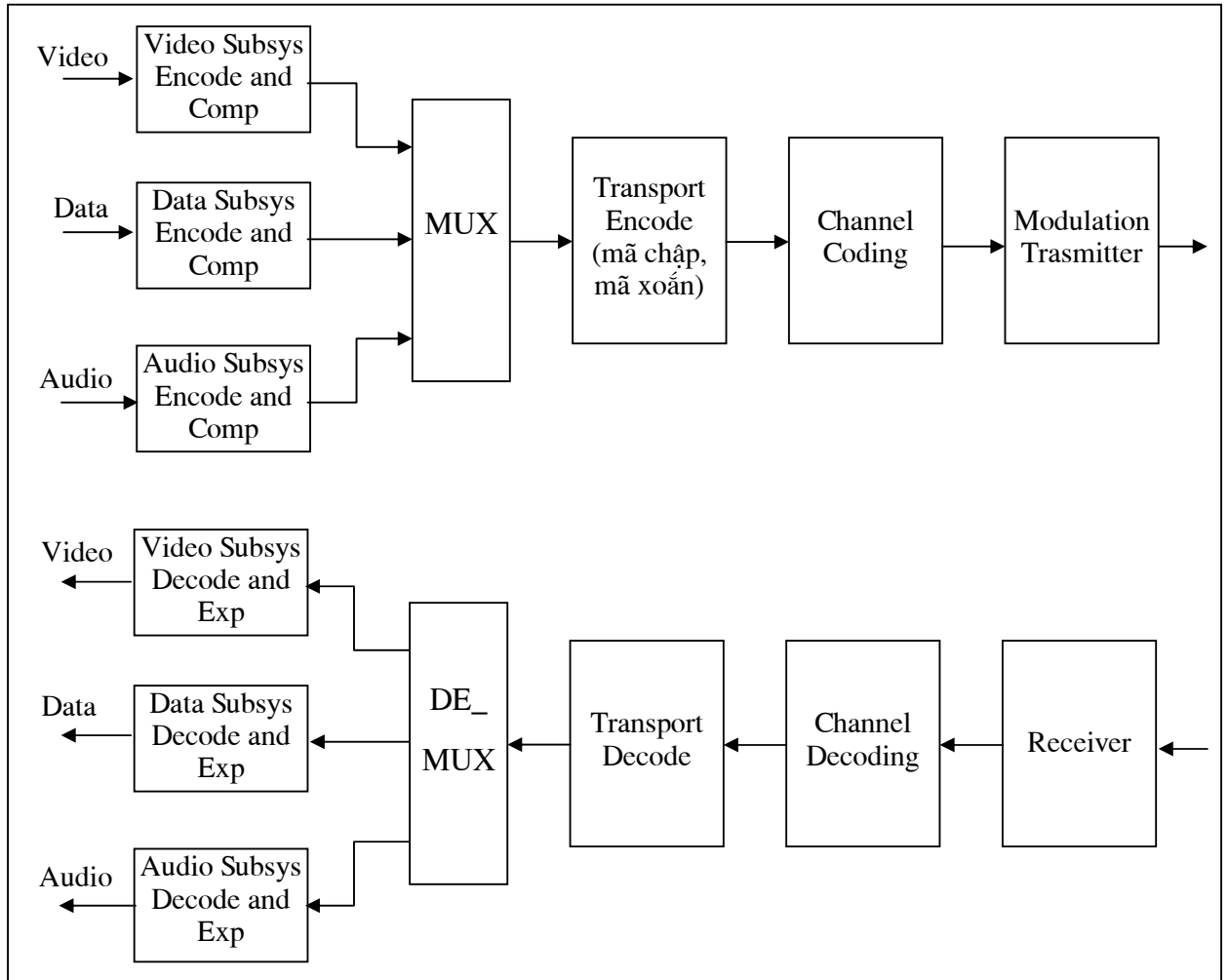
- Ít bị tác động của nhiễu so với truyền hình tương tự.
- Có khả năng nén lớn hơn với các tín hiệu truyền hình âm thanh và hình ảnh.
- Có khả năng áp dụng kỹ thuật sửa lỗi.
- Do chỉ truyền đi các giá trị 0 và 1 nên các tín hiệu âm thanh, hình ảnh, tín hiệu điều khiển, dữ liệu đều được xử lý giống nhau.
- Có thể khoá mã dễ dàng.
- Đòi hỏi công suất truyền dẫn thấp hơn.
- Các kênh có thể định vị tương đối dễ dàng.
- Các hệ thống điều chế được phát triển sao cho có khả năng chống được hiện tượng bóng hình và sai pha.
- Chất lượng dịch vụ giảm nhanh khi máy thu không nằm trong vùng phục vụ.
- Đòi hỏi tần số mới cho việc phát thanh, truyền hình quảng bá.
- Người xem phải mua máy mới hoặc sử dụng bộ chuyển đổi SETTOP.
- Những sự đầu tư mới được yêu cầu về các phương tiện tại các trạm phát.

2.2. Sơ đồ khối tổng quát của một hệ thống phát thanh, truyền hình số .

Sơ đồ khối của một hệ thống phát thanh, truyền hình số như sau:

Tín hiệu video , audio tương tự được biến đổi thành tín hiệu số. Tín hiệu này có tốc độ bit rất lớn nên cần phải qua bộ nén để giảm tốc độ bit của chúng. Các luồng tín hiệu này được đưa tới bộ ghép kênh (MUX) rồi đưa tới bộ điều chế và phát đi.

Ở phía thu thực hiện quá trình ngược lại, tín hiệu thu sẽ được giải điều chế và đưa tới bộ phân kênh (DEMUX). Tín hiệu từ bộ phân kênh được giải nén sau đó được chuyển đổi số _tương tự.



Hình 1.2.1: Sơ đồ khối hệ thống truyền hình số

2.3. Thu, phát và truyền dẫn tín hiệu truyền hình số.

2.3.1. Truyền dẫn tín hiệu truyền hình số .

Việc sử dụng kỹ thuật số để truyền tín hiệu Video đòi hỏi phải xác định tiêu chuẩn số của tín hiệu truyền hình, phương pháp truyền hình để có chất lượng ảnh thu không kém hơn chất lượng ảnh trong truyền hình tương tự.

Có thể sử dụng các phương thức truyền dẫn sau cho tín hiệu truyền hình số:

◆ ***Truyền qua cáp đồng trục:***

Để truyền tín hiệu video số có thể sử dụng cáp đồng trục cao tần. Kênh có thể có nhiều làm ảnh hưởng đến chất lượng truyền và sai số truyền. Ví dụ nhiễu nhiệt.

Ngược lại, nhiễu tuyến tính của kênh sẽ không xảy ra trong trường hợp truyền số với các thông số tối hạn.

Để đạt được chất lượng truyền hình cao, cáp có chiều dài 2500km cần đảm bảo mức lỗi trên đoạn trung chuyển là $10^{-11} \div 10^{-10}$.

Độ rộng kênh dùng cho tín hiệu video bằng khoảng 3/5 tốc độ bit của tín hiệu. Độ rộng kênh phụ thuộc vào phương pháp mã hoá và phương pháp ghép kênh theo thời gian cho các tín hiệu cần truyền và rộng hơn nhiều so với độ rộng kênh truyền tín hiệu truyền hình tương tự.

◆ **Truyền tín hiệu truyền hình số bằng cáp quang.**

Cáp quang có nhiều ưu điểm trong việc truyền dẫn tín hiệu số so với cáp đồng trục:

- * Băng tần rộng cho phép truyền các tín hiệu số có tốc độ cao.
- * Độ suy hao thấp trên một đơn vị chiều dài.
- * Suy giảm giữa các sợi quang dẫn cao (80 dB).
- * Thời gian trễ qua cáp quang thấp.

Muốn truyền tín hiệu video bằng cáp quang phải sử dụng mã truyền thích hợp. Để phát hiện được lỗi truyền người ta sử dụng thêm các bit chẵn. Mã sửa sai thực tế không sử dụng trong cáp quang vì độ suy giảm đường truyền < 20 dB, lỗi xuất hiện nhỏ và có thể bỏ qua được.

◆ **Truyền tín hiệu truyền hình số qua vệ tinh:**

Kênh vệ tinh khác với kênh cáp và kênh phát sóng trên mặt đất là có băng tần rộng và sự hạn chế công suất phát. Khuếch đại công suất của các Transponder làm việc gần như bão hòa trong các điều kiện phi tuyến. Do đó sử dụng điều chế QPSK là tối ưu.

Các hệ thống truyền qua vệ tinh thường công tác ở dải tần số cỡ GHz.

VD: Băng Ku: Đường lên: 14 ÷ 15GHz
 Đường xuống: 11,7 ÷ 12,5 GHz.

◆ **Phát sóng truyền hình số trên mặt đất :**

Hệ thống phát sóng truyền hình số mặt đất sử dụng phương pháp điều chế COFDM (ghép kênh theo tần số mã trực giao). COFDM là hệ thống có khả năng chống nhiễu cao và có thể thu được nhiều đường, cho phép bảo vệ phát sóng số trước ảnh hưởng của can nhiễu và các kênh lân cận.

Hệ thống COFDM hoạt động theo nguyên tắc điều chế dòng dữ liệu bằng nhiều tải trực giao với nhau. Do đó mỗi tải điều chế với một dòng số liệu, bao nhiêu lần điều chế thì bấy nhiêu tải.

Các tín hiệu số liệu được điều chế M - QAM, có thể dùng 16 - QAM hoặc 64 - QAM. Phổ các tải điều chế có dạng $\sin x/x$ trực giao. Có nghĩa các tải kề nhau có giá trị cực đại tại các điểm 0 của tải trước đó.

Điều chế và giải điều chế các tải thực hiện nhờ bộ biến đổi Fourier nhanh FFT dưới dạng FFT 2K và FFT 8K. Với loại vi mạch trên có thể thiết kế cho hoạt

động của 6785 tải. Các hãng RACE có thiết bị phát sóng truyền hình cho 896 tải, hãng NTL cho 2000 tải.

2.3.2. Thu tín hiệu truyền hình số.

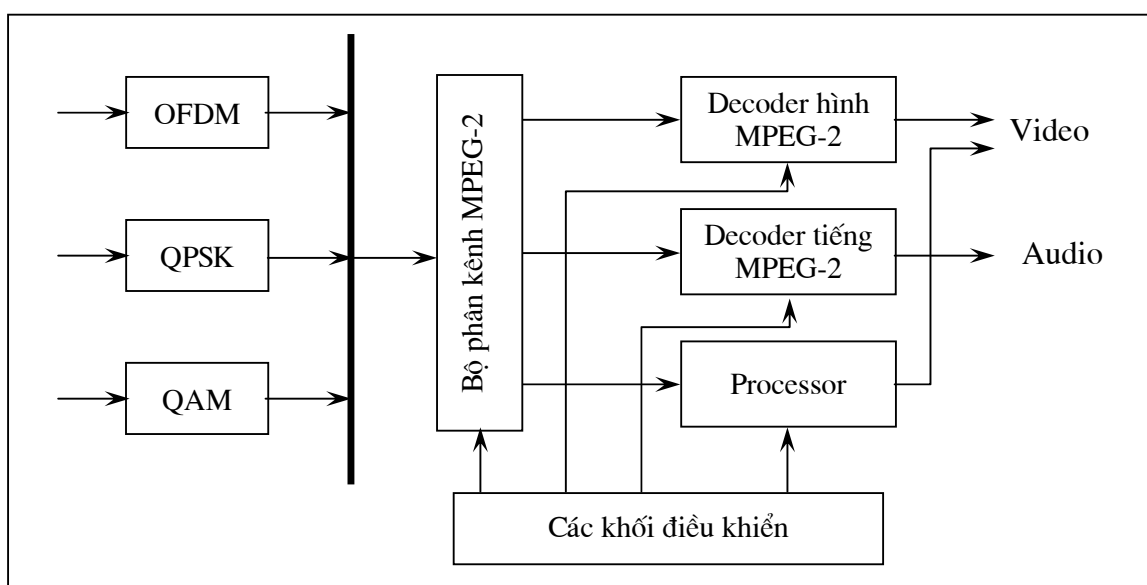
Quá trình thu hình là thực hiện ngược lại của công việc phát hình. Máy thu hình số và máy thu hình tương tự về mặt nguyên lý chỉ khác nhau ở phần trung tần (IF), còn phần cao tần (RF) là hoàn toàn giống nhau. Sự khác nhau chủ yếu từ phần trung tần đến phần giải điều chế và xử lý tín hiệu đầu ra. Nếu máy thu tương tự sử dụng các bộ điều chế và giải điều chế tương tự (AM, FM) thì máy thu số sử dụng bộ giải điều chế số (PSK, QAM, OFDM hoặc VSB). Phân xử lý tín hiệu của hai loại máy thu là hoàn toàn khác nhau do bản chất khác nhau của hai loại tín hiệu số và tương tự.

2.3.2.1. Sơ đồ khối thiết bị SET-TOP-BOX.

Số lượng máy thu hình tương tự hiện nay rất lớn, việc phát chương trình truyền hình số không được làm ảnh hưởng đến việc thu truyền hình tương tự bình thường. Truyền hình số bao gồm cả hình ảnh có độ phân giải cao (HDTV) lẫn độ phân giải tiêu chuẩn (SDTV) và máy thu hình có thể thu được chương trình truyền hình theo định dạng của mình. Ví dụ khi phát một chương trình có chất lượng HDTV và SDTV, người xem có máy thu hình HDTV sẽ thu được hình ảnh có chất lượng cao, trong khi đó người xem chỉ có máy thu hình bình thường vẫn có thể xem được chương trình truyền hình nhưng có chất lượng SDTV.

Để có thể đáp ứng được việc thu chương trình truyền hình số bằng máy thu tương tự, nhiều hãng đã sản xuất thiết bị đệm gọi là SET-TOP-BOX trước khi đi đến truyền hình số hoàn toàn.

Sơ đồ khối của một hộp SETTOP như sau:



Hình I.2.2 : Sơ đồ khối hộp SETTOP

Tín hiệu trung tần từ sau bộ trộn được đưa đến các bộ giải điều chế tương ứng (COFDM, VSB đối với truyền hình mặt đất ; QPSK đối với truyền hình vệ tinh ; QAM đối với truyền hình cáp). Sau đó chúng được đưa tới bộ tách tín hiệu (Demultiplexer) MPEG-2 để tách riêng tín hiệu hình, tiếng và các tín hiệu bổ xung. Trong một kênh truyền hình thông thường có thể truyền 4 đến 5 kênh truyền hình SDTV theo tiêu chuẩn MPEG-2. Tiếp theo, tín hiệu được biến đổi trong các bộ xử lý đặc biệt (bộ giải mã MPEG , bộ biến đổi DAC...). Các tín hiệu đầu ra được đưa đến các thiết bị tương ứng.

Một phần tử quan trọng của SET-TOP-BOX là khối điều khiển. Cùng với việc sử dụng kỹ thuật số, số lượng các chương trình truy nhập có thể lên đến vài trăm. Việc tìm các chương trình mà người xem quan tâm không phải là đơn giản. Vì thế trong tín hiệu MPEG-2 có cả thông tin bổ xung mô tả các chương trình truyền hình. Nhiệm vụ của khối điều khiển là hình ảnh hoá các thông tin này và cho biết hộ thuê bao có quyền thu chương trình mà họ muốn không (các chương trình đều được gài mã để thu tiền).

Máy thu hình được nối với trung tâm phát hình qua đường điện thoại. Qua đó, người xem có thể yêu cầu chương trình cần xem (Video-on-Demand) hoặc mua bán qua truyền hình, đăng ký vé máy bay, tư vấn về một vấn đề gì đó... Đó chính là truyền hình tương tác, có sự tham gia tích cực của người xem trong các chương trình truyền hình .

2.3.2.2. *Phân tích sơ đồ khối chi tiết máy thu số của hệ thống DSS (Direct Satellite System-Hệ thống truyền hình vệ tinh).*

Sơ đồ khối máy thu truyền hình số có thể có ba loại giải điều chế cho ba môi trường truyền lan tương ứng (vệ tinh, cáp, mặt đất) do các môi trường truyền lan khác nhau có định dạng khác nhau.

◆ Đường truyền cáp sử dụng điều chế QAM nhiều trạng thái (16, 32, 64 và có thể 128, 256 trạng thái).

Việc tăng số trạng thái sẽ làm tăng dung lượng kênh thông tin nhưng đồng thời làm giảm tính chống nhiễu của tín hiệu. Bằng cách điều chế này, dung lượng một kênh cáp có dải rộng 8 MHz với khả năng truyền dòng dữ liệu $38 \div 40$ Mb/s, có thể truyền được 6 chương trình truyền hình thông thường hoặc hai chương trình HDTV.

◆ Đường truyền vệ tinh có đặc tính phi tuyến do cấu tạo của các bộ khuếch đại trên các Transponder vệ tinh có độ bão hoà sâu. Đó là lý do các đường truyền vệ tinh sử dụng điều pha PSK . Dải thông của mỗi kênh truyền hình vệ tinh ít nhất 24 MHz đủ rộng để có thể truyền hai chương trình truyền hình chất lượng studio hoặc 5 ÷ 6 chương trình có chất lượng thấp (hệ PAL).

◆ Việc xác định tiêu chuẩn truyền dẫn phát sóng mặt đất có khó khăn nhiều vì phải đảm bảo tính chống nhiễu trong trường hợp phản xạ sóng điện từ từ các vật cản khác nhau.

Ở Mỹ hiện sử dụng tiêu chuẩn VSB. Loại điều chế này có ưu điểm trong một kênh 6 MHz NTSC có thể phát sóng một chương trình truyền hình có độ phân giải cao HDTV.

Ở Châu Âu, sau nhiều năm nghiên cứu, người ta quyết định sử dụng điều chế COFDM cho cả truyền thanh lẫn truyền hình. Hai ưu điểm lớn của kỹ thuật điều chế này là : chống nhiễu gây ra do truyền lan sóng nhiều đường và có khả năng lập một mạng máy phát chỉ bởi một tần số (một kênh truyền hình trên toàn châu Âu). Đặc điểm này rất quan trọng đối với châu Âu là nơi mạng máy phát đã khá dày đặc, khó tìm thấy kênh còn trống.

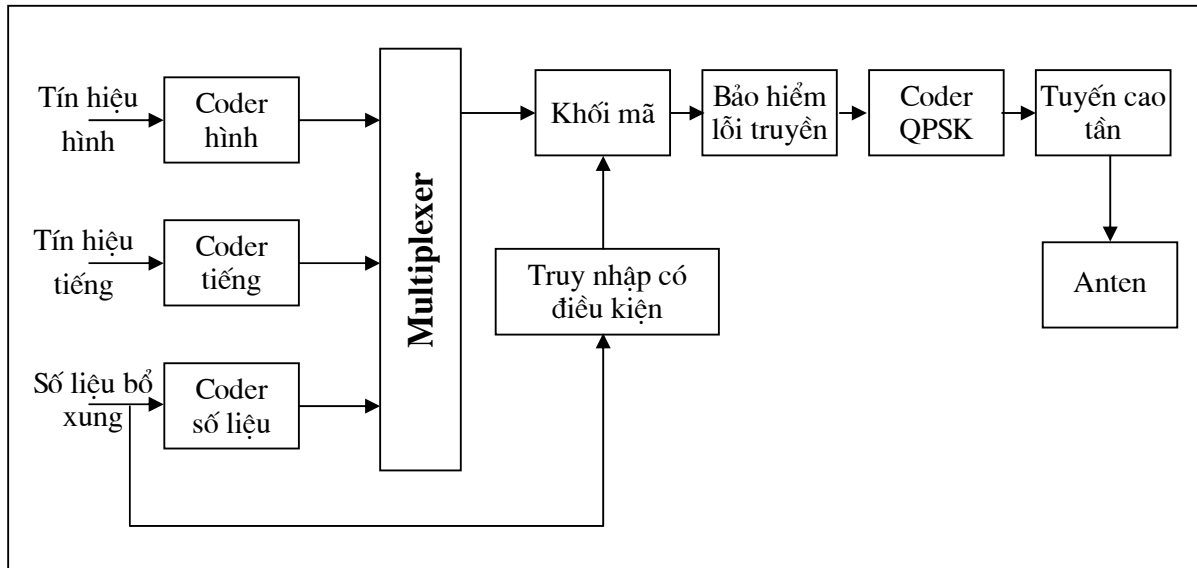
Sau đây, ta tìm hiểu sơ đồ khối chi tiết máy thu hình số của hãng RCA (thuộc hãng Thomson Consumer Electronic) phục vụ trong hệ thống DSS của Mỹ.

DSS (Direct Satellite System) là hệ thống truyền hình số vệ tinh thương mại đầu tiên ở Mỹ và cũng là đầu tiên trên thế giới bắt đầu hoạt động từ năm 1994. Trong năm đầu tiên kể từ ngày khai trương đã bán được trên một triệu tổ hợp thu các chương trình truyền hình. Tổ hợp này rất giống máy thu vệ tinh thông thường , gồm anten Parabol đường kính 45 cm và máy thu riêng (SET-TOP-BOX). Hiện nay, tổ hợp có hai vệ tinh trên quỹ đạo, mỗi cái có 16 transponder công suất 120 W và độ rộng kênh 24 MHz. Hệ thống có thể truyền khoảng 150 chương trình truyền hình với giá thuê bao 10 ÷ 40 USD mỗi tháng.

Trước tiên, ta tìm hiểu hệ thống phát.

◆ **Sơ đồ khối phân phát:**

Tất cả các tín hiệu hình, tiếng, số liệu của mỗi chương trình được nén độc lập. Tín hiệu hình và tiếng được biến đổi phù hợp với tiêu chuẩn MPEG-2. Tất cả tín hiệu sau nén được ghép thành một luồng bit tín hiệu . Ở đây sử dụng nguyên tắc “ Multiplex thống kê” có nghĩa tốc độ bit của các chương trình khác nhau là khác nhau và phụ thuộc nội dung hình ảnh trong các chương trình. Multiplexer tận dụng một cách tối ưu dung lượng truy nhập của kênh truyền, chia sẻ tốc độ bit lớn hơn cho các chương trình có các đoạn ảnh yêu cầu tốc độ bit lớn (ví dụ các trận đấu bóng đá) bằng việc giảm tốc độ bit của các chương trình khác ít phức tạp hơn ở cùng thời điểm. Tín hiệu số được tổ hợp thành các gói tin có các byte tin tức. Phần header của gói cho phép nhận biết các dạng tin tức được truyền trong gói và chương trình có liên quan đến nó.



Hình 1.2.3: Sơ đồ khối phân phát của hệ thống DSS

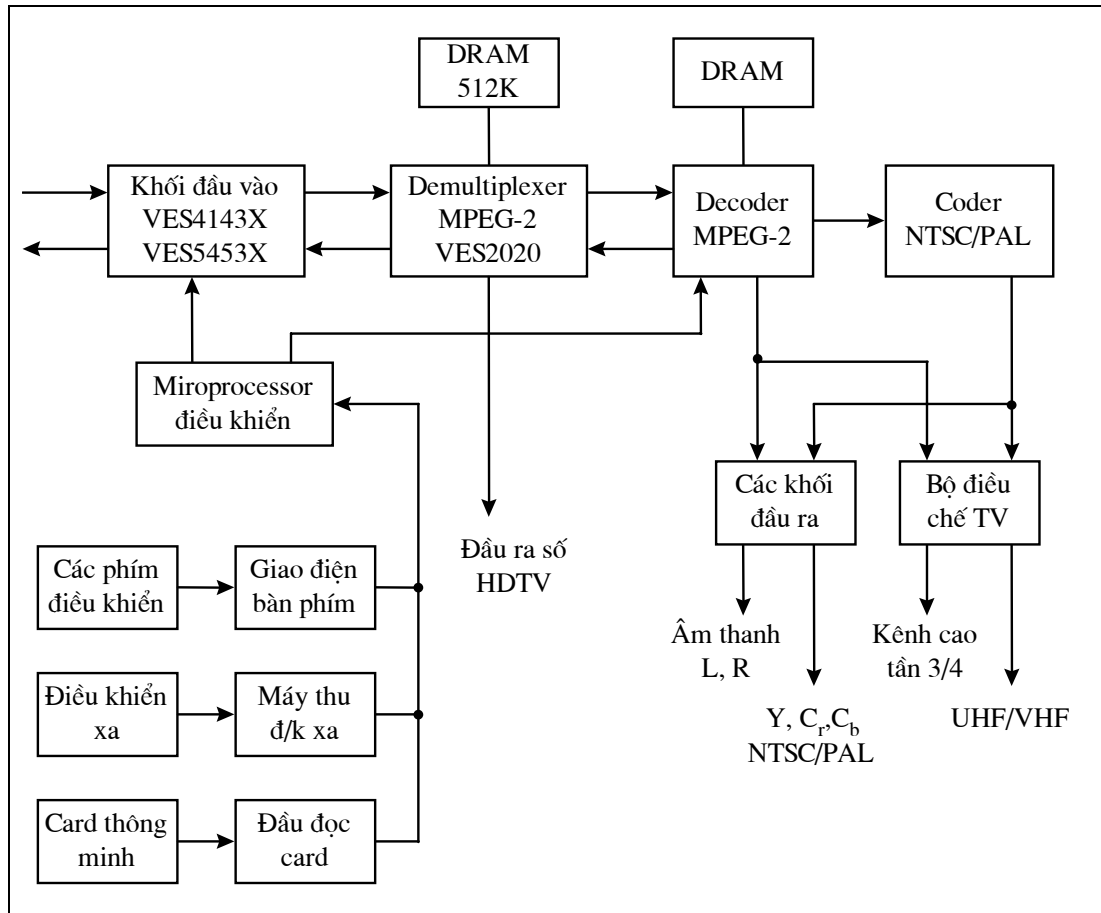
Sau khối Multiplexer, tín hiệu được chuyển đến khối mã. Khối này được điều khiển bởi hệ thống máy tính cất giữ thông tin của tất cả thuê bao. Tín hiệu số bổ xung cho phép các thuê bao có quyền thu các chương trình đã được cài mã. Việc chỉ dẫn về chương trình đang xem cũng được cài trong tín hiệu này giúp người xem có thể định hướng nhanh nội dung của chương trình do số lượng chương trình quá lớn. Sau khối mã, mỗi đoạn tin cùng với tiêu đề được bảo vệ bởi 16 byte mã Reed-Salomon cho phép sửa 9 bít sai trong đoạn. Tiếp theo, tín hiệu số được điều chế sóng mang QPSK rồi được chuyển lên dải tần Ku và phát lên vệ tinh.

◆ **Sơ đồ khối máy thu :**

Tín hiệu số phát từ vệ tinh thu được bởi anten parabol offset và khối thu hình số (khuếch đại và dịch tần từ Ku xuống 950 - 1450 MHz có nghĩa là dải trung tần thứ nhất). Tín hiệu này được truyền bằng cáp đến máy thu. So với máy thu hình vệ tinh tương tự, cấu tạo bên trong máy thu hình vệ tinh số hoàn toàn khác về nguyên tắc. Nó bao gồm bộ tuner, bộ giải điều chế QPSK, bộ giải mã MPEG và khối đầu ra. Đầu ra máy thu bao gồm cả tín hiệu số lẫn tương tự để có thể nối trực tiếp đến máy thu hình tương tự.

Bộ tuner hai cấp: trung tần 1 và trung tần 2 (480 MHz). Sau khuếch đại và lọc, tín hiệu có dải tần 70 MHz. Việc xử lý tín hiệu số được bắt đầu từ vị trí này.

Sau đây là một cách giải quyết kỹ thuật của máy thu dùng IC của hãng VLSI Technology Inc.



Hình 1.2.4: Sơ đồ khối máy thu (phần xử lý tín hiệu)

Tín hiệu từ tuner được truyền đến khối IC VES4143X trong đó có bộ giải điều chế QPSK, khối tổng hợp số đồng bộ tín hiệu cùng các bộ lọc tín hiệu ra và khối tự động điều chỉnh khuếch đại. Khối này có thể làm việc với tốc độ cực đại 63 Mbit/s. Hãng VLSI cũng sản xuất khối 4143 dùng cho truyền hình cáp trong đó bộ giải điều chế QPSK được thay bằng bộ giải điều chế QAM. Tín hiệu sau giải điều chế được đưa đến khối VESS5453X có nhiệm vụ loại bỏ các bit bảo vệ tín hiệu số gốc trước lỗi truyền. Trong hệ thống DSS có hai mức bảo vệ: mức đầu tiên dùng mã Reed - Solomon và mức thứ hai dùng mã chập. Từ khối VES5453X cũng có thể đọc được lỗi khi truyền cho phép chỉnh anten thu. Tín hiệu số sau khi được loại bỏ mã bảo vệ sẽ đến khối VES2020 trong đó có bộ phân kênh (Demultiplexer) các tín hiệu MPEG-2. Nhiệm vụ của khối này là tách luồng tín hiệu số chung trong các kênh số liệu của chương trình truyền hình được yêu cầu (trong một kênh có thể có đồng thời nhiều chương trình truyền hình). Khối VES2020 tạo lại tín hiệu đồng hồ của tín hiệu gốc và điều khiển bộ nhớ động RAM có vai trò bộ đệm (buffer).

Từ bộ giải mã MPEG -2 tín hiệu được đưa đến bộ DAC tạo lại tín hiệu tương tự. Sau đó đến bộ Coder PAL/SECAM và bộ điều chế để có thể đưa đến đầu vào anten.

Cấu trúc bên trong máy thu và bộ mã hệ thống DSS phức tạp hơn rất nhiều so với tuner truyền hình vệ tinh tương tự. Tuy nhiên thao tác máy không phức tạp hơn. Tất cả các khối của máy thu được điều khiển bởi Microprocessor. Microprocessor đọc lệnh của người xem từ bàn phím ở mặt trước máy hoặc khối điều khiển từ xa. Ngoài ra khối này còn hiển thị nội dung thông tin được phát cùng với chương trình và phục vụ cả việc đọc card thông minh. Trên card này chứa thông tin để giải mã các chương trình truyền hình. Giá trị card là có thời hạn và người sử dụng chỉ giải mã được những chương trình mà họ thuê bao. Ngoài ra, trong máy thu còn có modem giúp người sử dụng yêu cầu chương trình cần xem và thanh toán các chương trình truyền hình trả tiền (Pay Per View).

◆ **Kết luận:**

Những ưu điểm chính của máy thu truyền hình số là:

- Chất lượng hình ảnh được cải thiện ngay ở bên trong máy vì không có hiện tượng nhiễu lẫn nhau giữa các khối như trong hệ thống tương tự.
- Máy thu hình số không còn là một công cụ để nghe nhìn thông thường mà trở thành một mắt xích quan trọng trong cơ sở hạ tầng thông tin multimedia (thông tin đa phương tiện) với các chức năng vô cùng phong phú.
- Giải pháp SET - TOP - BOX là giải pháp tối ưu cho giai đoạn chuyển tiếp từ truyền hình tương tự sang truyền hình số.

Tuy cấu trúc của máy thu hình số phức tạp nhưng với sự phát triển của công nghệ điện tử hiện nay và nhu cầu đại trà đối với nó, giá máy thu sẽ rẻ dần. Ví dụ giá máy thu RCA vào thời điểm đầu năm 1996 là từ 500 đến 900 USD và nay đã giảm nhiều vì các hãng khác cũng sản xuất và cạnh tranh giá. Gần đây hãng VLSI đã trình diễn một chip đơn gồm tất cả các khối của máy thu trừ tuner, bộ nhớ DRAM và bộ giải mã PAL. Dự đoán rằng giá máy thu sẽ giảm xuống còn 100 ÷ 200 USD trong vài năm tới.

CHƯƠNG III : MỘT SỐ TIÊU CHUẨN TRUYỀN HÌNH SỐ HIỆN NAY TRÊN THẾ GIỚI

Chuẩn truyền dẫn truyền hình số (DTV_ Digital television) sử dụng quá trình nén và xử lý số để có khả năng truyền dẫn đồng thời nhiều chương trình TV trong một dòng dữ liệu, cung cấp chất lượng ảnh khôi phục tùy theo mức độ phức tạp của máy thu.

DTV là một sự thay đổi đáng kể trong nền công nghiệp sản xuất và quảng bá các sản phẩm truyền hình. Nó mang lại tính mềm dẻo tuyệt vời trong sử dụng do có nhiều dạng thức ảnh khác nhau trong nén số.

Hiện nay trên thế giới tồn tại song song ba tiêu chuẩn truyền hình số. Đó là:

- ATSC (Advance Television System Commitee) của Mỹ.
- DVB (Digital Video Broadcasting) của Châu Âu.
- EDTV_II (Enhanced Definition Television) của Nhật.

3.1. Chuẩn ATSC

3.1.1. Đặc điểm chung

Hệ thống ATSC có cấu trúc dạng lớp, tương thích với mô hình OSI 7 lớp của các mạng dữ liệu. Mỗi lớp ATSC có thể tương thích với các ứng dụng khác cùng lớp. ATSC sử dụng dạng thức gói MPEG-2 cho cả Video, Audio và dữ liệu phụ. Các đơn vị dữ liệu có độ dài cố định phù hợp với sửa lỗi, ghép dòng chương trình, chuyển mạch, đồng bộ, nâng cao tính linh hoạt và tương thích với dạng thức ATM.

Tốc độ bit truyền tải 20 MHz cấp cho một kênh đơn HDTV hoặc một kênh TV chuẩn đa chương trình.

Chuẩn ATSC cung cấp cho cả hai mức HDTV (phân giải cao) và SDTV (truyền hình tiêu chuẩn). Đặc tính truyền tải và nén dữ liệu của ATSC là theo MPEG-2, sẽ đề cập chi tiết trong các phần sau.

ATSC có một số đặc điểm như sau:

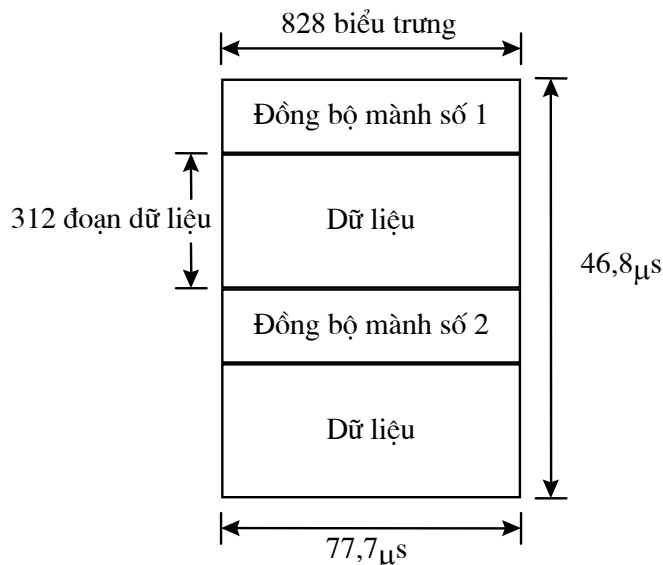
Tham số	Đặc tính
Video	Nhiều dạng thức ảnh (nhiều độ phân giải khác nhau). Nén ảnh theo MPEG-2, từ MP@ML tới MP@HL.
Audio	Âm thanh Surround của hệ thống Dolby AC-3.
Dữ liệu phụ	Cho các dịch vụ mở rộng (ví dụ hướng dẫn chương trình, thông tin hệ thống, dữ liệu truyền tải tới computer)
Truyền tải	Dạng đóng gói truyền tải đa chương trình. Thủ tục truyền tải MPEG-2
Truyền dẫn RF	Điều chế 8-VSB cho truyền dẫn truyền hình số mặt đất
Máy thu	16-VSB cho phân phối mạng cáp không tiêu chuẩn hoá

Bảng I.3.1: Đặc điểm cơ bản của ATSC

3.1.2. Phương pháp điều chế VSB của tiêu chuẩn ATSC

Phương pháp điều chế VSB bao gồm hai loại chính: Một loại dành cho phát sóng mặt đất (8 - VSB) và một loại dành cho truyền dữ liệu qua cáp tốc độ cao (16 - VSB). Cả hai đều sử dụng mã Reed - Solomon, tín hiệu pilot và đồng bộ từng đoạn dữ liệu. Tốc độ biểu trưng (Symbol Rate) cho cả hai đều bằng 10,76Mb/s. VSB cho phát sóng mặt đất sử dụng mã sửa sai Trellis 3bit/Symbol. Nó có giới hạn tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SNR) là 14,9dB và tốc độ dữ liệu bằng 19,3 Mb/s.

Dữ liệu được truyền theo từng khung dữ liệu. Khung dữ liệu bắt đầu bằng đoạn dữ liệu đồng bộ màn hình đầu tiên và nối tiếp bởi 312 đoạn dữ liệu khác. Sau đó đến đoạn dữ liệu đồng bộ màn hình thứ 2 và 312 đoạn dữ liệu của màn hình sau.



Hình I.3.1: Khung dữ liệu VSB

Mỗi đoạn dữ liệu bao gồm 4 biểu trưng dành cho đồng bộ đoạn dữ liệu và 828 biểu trưng dữ liệu.

Một gói truyền tải MPEG - 2 chứa 188 byte dữ liệu và 20 byte tương suy cho 298 byte. Với tỷ lệ mã hoá 2/3, ở đầu ra của mã sửa sai ta có:

$$208 \times 3/2 = 312 \text{ bytes}$$

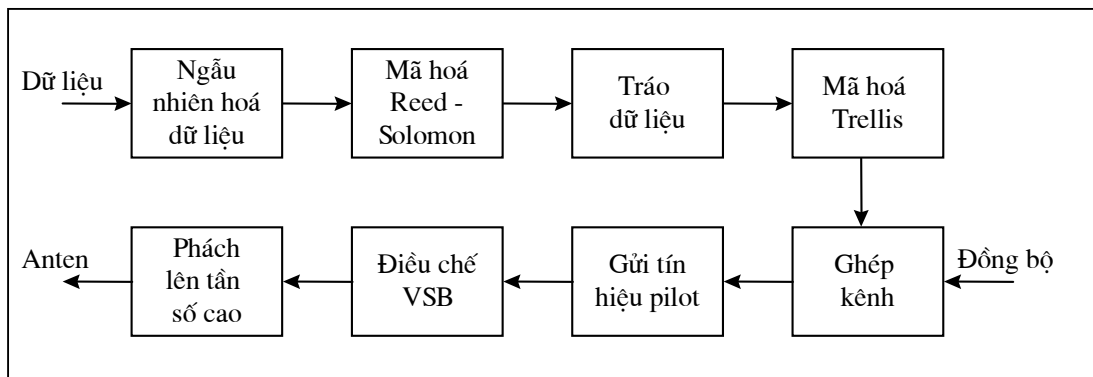
$$312 \text{ bytes} \times 8 \text{ bit} = 2496 \text{ bit}$$

Tóm lại một đoạn dữ liệu chứa 2496 bit.

Các biểu trưng đó sẽ được điều chế theo phương thức nén sóng mang với hầu hết dải biên dưới. Tín hiệu pilot được sử dụng để phục hồi sóng mang tại đầu thu, được cộng thêm tại vị trí 350 KHz phía trên giới hạn dưới dải tần.

3.1.2.1. Máy phát VSB.

Sơ đồ khối của một máy phát theo phương thức điều chế VSB có dạng như sau.



Hình 1.3.2: Sơ đồ khối máy phát VSB

Khối ngẫu nhiên hoá dữ liệu được thực hiện bằng mạch hoặc tuyệt đối và chuỗi tín hiệu giả ngẫu nhiên có chiều dài tối đa là 16 bit. Dữ liệu qua khối ngẫu nhiên được ngẫu nhiên hoá kể cả với dữ liệu là hàng số. Các byte đồng bộ đoạn, mảnh dữ liệu và khối byte tương suy của mã Reed - Solomon không bị ngẫu nhiên hoá. Sau khi được ngẫu nhiên hoá, tín hiệu được mã hoá bởi mã Reed - Solomon. Bộ tráo dữ liệu với 87 đoạn dữ liệu trải dữ liệu từ đầu ra của mã trên một khoảng thời gian dài hơn để tăng khả năng chống lỗi đột biến. Dữ liệu còn được mã hoá Trellis trước khi ghép kênh với tín hiệu đồng bộ.

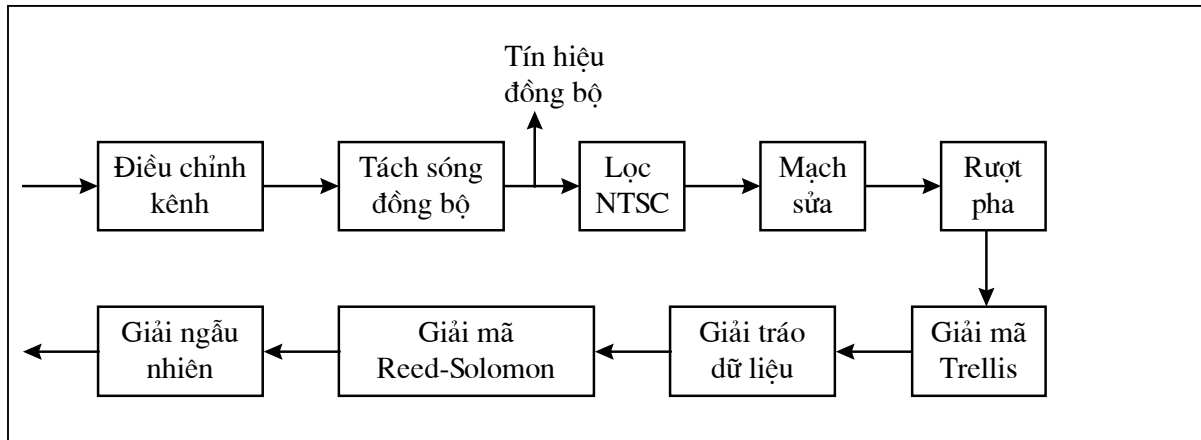
Tín hiệu đồng bộ mảnh được sử dụng với 5 mục đích:

- Xác định điểm bắt đầu của mỗi đoạn dữ liệu.
- Được sử dụng như tín hiệu chuẩn tại đầu thu.
- Xác định chế độ làm việc của mạch lọc tín hiệu NTSC.

- Được sử dụng như tín hiệu dự đoán hệ thống
- Reset máy thu.

Tín hiệu pilot được gửi để có thể tái tạo lại sóng tại đầu thu. Dữ liệu gốc được lọc bởi bộ lọc phức để tạo hai thành phần tín hiệu đồng pha và trực pha. Hai thành phần này được biến đổi sang dạng tín hiệu tương tự và được điều chế vuông góc, tạo tín hiệu trung tần VSB với phân lớn dải biên tần dưới được loại bỏ.

3.1.2.2. Máy thu VSB.



Hình 1.3.3: Sơ đồ khối máy thu VSB

Tín hiệu sau khi đi qua mạch điều chỉnh kênh, mạch tách sóng đồng bộ được đưa tới bộ lọc NTSC. Bộ lọc NTSC có 7 điểm “Zero” trong băng tần 6 MHz. Trong đó sóng mang hình trùng với điểm thứ 2, sóng mang màu trùng với điểm thứ 6 và sóng mang tiếng trùng với điểm thứ 7. Mạch lọc NTSC làm giảm can nhiễu của tín hiệu NTSC cùng kênh song mặt khác cũng làm giảm chất lượng hình ảnh đối với nhiễu trắng. Vì vậy nếu không có can nhiễu hoặc can nhiễu ít mạch tự động tắt.

3.2. Chuẩn DVB

3.2.1. Đặc điểm chung

Chuẩn DVB được sử dụng ở Châu Âu, truyền tải Video số MPEG-2 qua cáp, vệ tinh và phát truyền hình mặt đất.

Chuẩn DVB có một số đặc điểm như sau:

- Mã hoá Audio tiêu chuẩn MPEG-2 lớp II .
- Mã hoá Video chuẩn MP @ ML .

Độ phân giải ảnh tối đa 720 x 576 điểm ảnh.

Dự án DVB không tiêu chuẩn hoá dạng thức HDTV nhưng hệ thống truyền tải chương trình có khả năng vận dụng với dữ liệu HDTV.

Tốc độ dòng truyền tải từ 1,5 đến 15 Mbps.

➤ Hệ thống truyền hình có thể cung cấp các cỡ ảnh 4:3 ; 16: 9 và 20: 9 tại tốc độ khung 50 MHz

➤ Tiêu chuẩn phát truyền hình số mặt đất dùng phương pháp điều chế COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing).

DVB gồm một loạt các tiêu chuẩn. Trong đó cơ bản là:

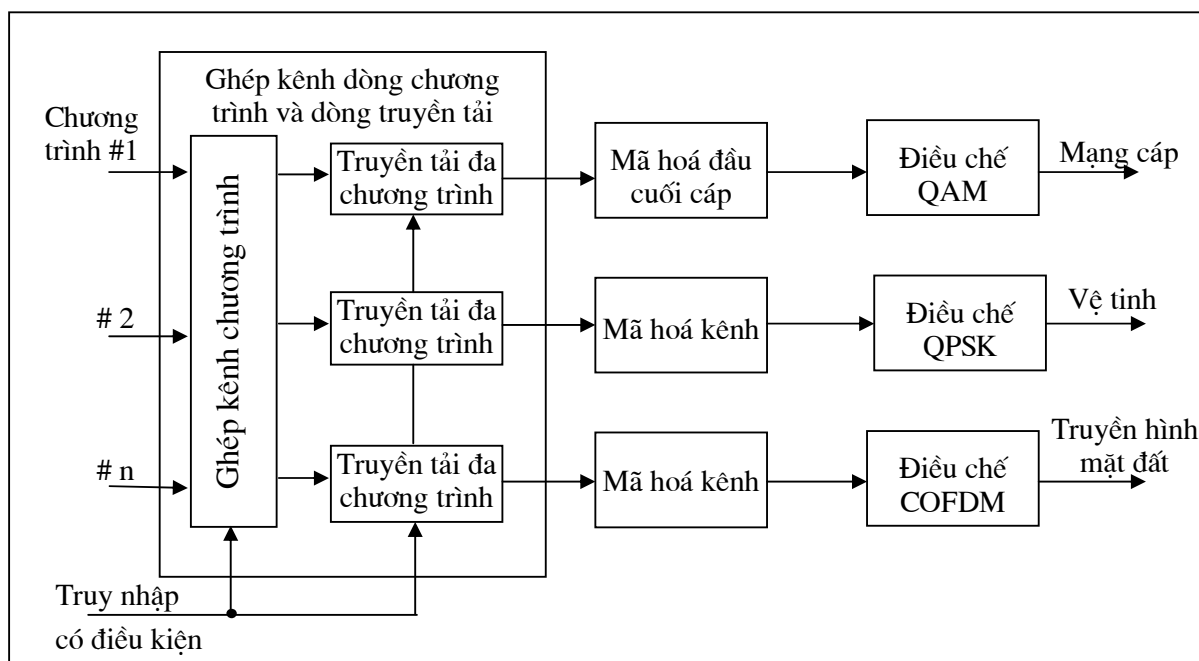
◆ DVB - S: Hệ thống truyền tải qua vệ tinh. Bề rộng băng thông mỗi bộ phát đáp từ 11 đến 12 G hz.

Hệ thống DVB -S sử dụng phương pháp điều chế QPSK (Quadrature Phase - Shift Keying), mỗi sóng mang cho một bộ phát đáp. Tốc độ bit truyền tải tối đa khoảng 38,1Mbps

◆ DVB -C: Hệ thống cung cấp tín hiệu truyền hình số qua mạng cáp, sử dụng các kênh cáp có dung lượng từ 7 đến 8 MHz và phương pháp điều chế 64_QAM (64 Quadrature Amplitude Modulation). DVB-C có mức SNR (tỉ số Signal/noise) cao và điều biến kí sinh (Intermodulation) thấp.

Tốc độ bit lớp truyền tải MPEG - 2 tối đa là 38,1 Mbps

◆ DVB - T: Hệ thống truyền hình mặt đất với các kênh 8MHz. Tốc độ bit tối đa 24 Mbps. Sử dụng phương pháp điều chế RF mới đó là COFDM



Hình 1.3.4: Các dạng thức truyền dẫn DVB điển hình

3.2.2. Phương pháp điều chế COFDM trong tiêu chuẩn DVB

Lợi ích nhất của COFDM là ở chỗ dòng dữ liệu cần truyền tải được phân phối cho nhiều sóng mang riêng biệt. Mỗi sóng mang được xử lý tại một thời điểm thích hợp và được gọi là một “COFDM Symbol”.

Do số lượng sóng mang lớn, mỗi sóng mang lại chỉ truyền tải một phần của dòng bit nên chu kỳ của một biểu trưng khá lớn so với chu kỳ của một bit thông tin. Trên thực tế chu kỳ của một biểu trưng có thể lên đến 1 ms. Thiết bị đầu thu không chỉ giải mã các biểu trưng được truyền một cách riêng lẻ mà còn thu thập các sóng phản xạ từ mọi hướng do vậy đã biến sóng phản xạ từ dạng tín hiệu có hại thành thông tin có ích góp phần làm tăng lượng biểu trưng nhận được tại đầu thu. Thời gian thiết bị thu chờ đợi trước khi xử lý tín hiệu được gọi là khoảng bảo vệ T_g . Loại tín hiệu phản xạ đặc trưng của mạng đa tần là tín hiệu tới từ một đài phát lân cận nào đó phát cùng biểu trưng COFDM. Tín hiệu này không thể phân biệt được với tín hiệu phản xạ truyền thống và vì vậy cũng sẽ được xử lý như mọi tín hiệu phản xạ khác nếu chúng tới máy thu trong khoảng thời gian bảo vệ T_g . T_g càng lớn thì khoảng cách tối đa giữa các máy phát hình càng lớn. Tuy nhiên về góc độ lý thuyết thông tin T_g có giá trị càng nhỏ càng tốt bởi lẽ T_g là khoảng thời gian không được sử dụng trong kênh truyền nên T_g lớn sẽ làm giảm dung lượng của kênh.

Với $T_g = 200\mu\text{s}$, khoảng cách tối đa giữa các máy phát hình có cùng biểu trưng bằng:

$$D \times C \times T_g = 3 \times 10^8 \text{m/s} \times 200 \times 10^{-6} \text{s} = 60 \text{km}$$

Nếu toàn bộ chu kỳ của biểu trưng bằng $1\mu\text{s}$ thì thời gian có ích trong một chu kỳ bằng:

$$1 \text{ms} - 200\mu\text{s} = 800\mu\text{s}$$

Khoảng cách giữa các sóng mang COFDM sẽ bằng:

$$\Delta f = \frac{1}{800\mu\text{s}} = 1,25 \text{kHz}$$

Trong một kênh thông thường (8 MHz) có thể chứa tới 6000 sóng mang truyền song song và mỗi sóng mang truyền tải một phần của dòng bit thông tin.

◆ Lựa chọn và điều chế sóng mang COFDM:

Có nhiều thông số được lựa chọn cho phương pháp điều chế COFDM trong đó bao gồm: số sóng mang trong một chu kỳ biểu trưng, khoảng thời gian bảo vệ T_g , phương pháp điều chế đối với từng sóng mang, phương thức đồng bộ và nhiều thông số khác.

Nếu khoảng bảo vệ $T_g = 200 \mu s$, số sóng mang trong một kênh bằng 6000 và COFDM được thực hiện bằng phép biến đổi Fourier rời rạc ngược IDFT bằng chip có khả năng tính toán $2^{13} = 8192$ và là giá trị gần nhất đối với con số 6000. Sự lựa chọn $T_g = 200 \mu s$ đồng nghĩa với việc sử dụng bộ giải điều chế 8k tại thiết bị thu. Song do chi phí cho các bộ giải điều chế 8k còn lớn nên phương án hợp lý hơn là sử dụng $T_g = 50 \mu s$, tổng số sóng mang bằng 1500 kênh trong 8 MHz. Với phương án này chỉ cần sử dụng chip 2k để thực hiện phép IDFT.

Các sóng mang riêng biệt được điều chế QPSK, 16-QAM hoặc 64-QAM. Việc lựa chọn phương pháp điều chế sẽ ảnh hưởng trực tiếp đến dung lượng của kênh truyền cũng như khả năng đối phó với tạp và can nhiễu. Tỷ lệ mã hoá thích hợp của mã sửa sai cũng góp phần cải thiện chất lượng hệ thống.

Tỷ lệ mã hoá	QPSK	16-QAM	64-QAM
1/2	0,62 bit/s/Hz	1,24 bit/s/Hz	1,87 bit/s/Hz
2/3	0,83 bit/s/Hz	1,66 bit/s/Hz	2,49 bit/s/Hz
2/3	0,93 bit/s/Hz	1,87 bit/s/Hz	2,8 bit/s/Hz
5/6	1,04 bit/s/Hz	2,07 bit/s/Hz	3,11 bit/s/Hz
7/8	1,09 bit/s/Hz	2,18 bit/s/Hz	3,27 bit/s/Hz

Bảng I.3.2: Hiệu suất nén trong tiêu chuẩn DVB

PHẦN II: NÉN TÍN HIỆU TRONG TRUYỀN HÌNH SỐ

CHƯƠNG I : TỔNG QUAN VỀ NÉN

1.1. Khái niệm chung

1.1.1. Mục đích của nén

Với công nghệ hiện nay, các thiết bị đều có dải thông nhất định. Các dòng số tốc độ cao yêu cầu dải thông rất rộng vượt quá khả năng cho phép của thiết bị. Một cách sơ bộ, nén là quá trình làm giảm tốc độ bit của các dòng dữ liệu tốc độ cao mà vẫn đảm bảo chất lượng hình ảnh hoặc âm thanh cần truyền tải.

1.1.2. Bản chất của nén

Khác với nguồn dữ liệu một chiều như nguồn âm, đặc tuyến đa chiều của nguồn hình ảnh cho thấy: nguồn ảnh chứa nhiều sự dư thừa hơn các nguồn thông tin khác. Đó là:

- ◆ Sự dư thừa về mặt không gian (spatial redundancy):

Các điểm ảnh kề nhau trong một màn hình có nội dung gần giống nhau.

- ◆ Sự dư thừa về mặt thời gian (temporal redundancy):

Các điểm ảnh có cùng vị trí ở các màn hình kề nhau rất giống nhau.

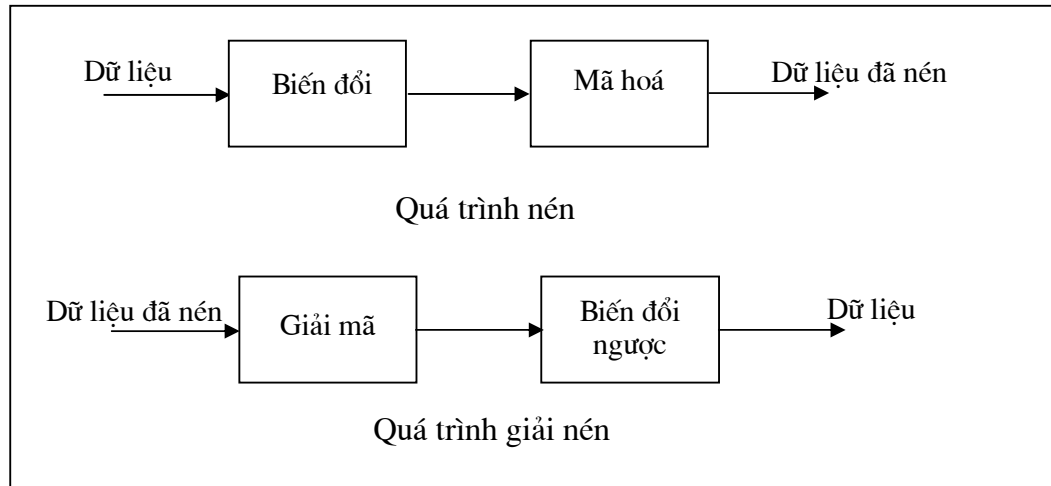
- ◆ Sự dư thừa về mặt cảm nhận của con người:

Mắt người nhạy cảm hơn với các thành phần tần số thấp và ít nhạy cảm với sự thay đổi nhanh, tần số cao.

Do vậy, có thể coi nguồn hình ảnh là nguồn có nhớ (memory source).

Nén ảnh thực chất là quá trình sử dụng các phép biến đổi để loại bỏ đi các sự dư thừa và loại bỏ tính có nhớ của nguồn dữ liệu, tạo ra nguồn dữ liệu mới có lượng thông tin nhỏ hơn. Đồng thời sử dụng các dạng mã hoá có khả năng tận dụng xác suất xuất hiện của các mẫu sao cho số lượng bit sử dụng để mã hoá một lượng thông tin nhất định là nhỏ nhất mà vẫn đảm bảo chất lượng theo yêu cầu.

Nhìn chung quá trình nén và giải nén một cách đơn giản như sau:



Hình II.1.1: Sơ đồ khối quá trình nén và giải nén

◆ **Biến đổi:**

Một số phép biến đổi và kỹ thuật được sử dụng để loại bỏ tính có nhớ của nguồn dữ liệu ban đầu, tạo ra một nguồn dữ liệu mới tương đương chứa lượng thông tin ít hơn. Ví dụ như kỹ thuật tạo sai số dự báo trong công nghệ DPCM hay phép biến đổi cosin rời rạc của công nghệ mã hoá chuyển đổi. Các phép biến đổi phải có tính thuận nghịch để có thể khôi phục tín hiệu ban đầu nhờ phép biến đổi ngược.

◆ **Mã hoá:**

Các dạng mã hoá được lựa chọn sao cho có thể tận dụng được xác suất xuất hiện của mẫu. Thông thường sử dụng mã RLC (run length coding: mã hoá loại dài) và mã VLC (variable length coding): gán cho mẫu có xác suất xuất hiện cao từ mã có độ dài ngắn sao cho chứa đựng một khối lượng thông tin nhiều nhất với số bit truyền tải ít nhất mà vẫn đảm bảo chất lượng yêu cầu.

1.1.3. Phân loại nén:

Các thuật toán nén có thể phân làm hai loại: Nén không tổn thất (lossless compression) và nén có tổn thất (lossy compression).

◆ Thuật toán nén không tổn thất không làm suy giảm, tổn hao dữ liệu. Do vậy, ảnh khôi phục hoàn toàn chính xác với ảnh nguồn.

◆ Các thuật toán nén có tổn thất chấp nhận loại bỏ một số thông tin không quan trọng như các thông tin không quá nhạy cảm với cảm nhận của con người để đạt được hiệu suất nén cao hơn, Do vậy, ảnh khôi phục chỉ rất gần chứ không phải là ảnh nguyên thủy.

Đối với nén có tổn thất, chất lượng ảnh là một yếu tố vô cùng quan trọng, Tuy theo yêu cầu ứng dụng mà các mức độ loại bỏ khác nhau được sử dụng, cho mức độ chất lượng theo yêu cầu.

1.2. Một số dạng mã hoá sử dụng trong các công nghệ nén.

Các dạng mã hoá sử dụng trong công nghệ nén đều tận dụng được xác suất xuất hiện mẫu nhằm đạt được độ dài mã trung bình (số bit trung bình cần để mã hoá một mẫu) là nhỏ nhất. Tuy nhiên, độ dài này có một giới hạn dưới mà không một phương pháp mã hoá nào có thể cung cấp độ dài từ mã trung bình nhỏ hơn. Đó là “entropy” của nguồn tín hiệu.

1.2.1. Khái niệm entropy của nguồn tín hiệu:

Khái niệm ”entropy” của nguồn tín hiệu được sử dụng để đo lượng thông tin một nguồn tin chứa đựng.

Một nguồn tin có N mẫu $\{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ với xác suất xuất hiện các mẫu tương ứng là $\{p(s_1), p(s_2), \dots, p(s_N)\}$. Khi đó, ”entropy” của nguồn tin được định nghĩa như sau:

$$H = - \sum_{i=1}^N P(S_i) \cdot \log_2 P(S_i)$$

Ví dụ một nguồn tin gồm các mẫu $\{1, 0\}$ với:

+ xác suất xuất hiện mẫu “1” là 0,8.

+ xác suất xuất hiện mẫu “0” là 0,2.

Khi đó “entropy” của nguồn là:

$$H = - (0,8 \cdot \log_2 0,8 + 0,2 \cdot \log_2 0,2) \\ = 0,7219 \text{ bit}$$

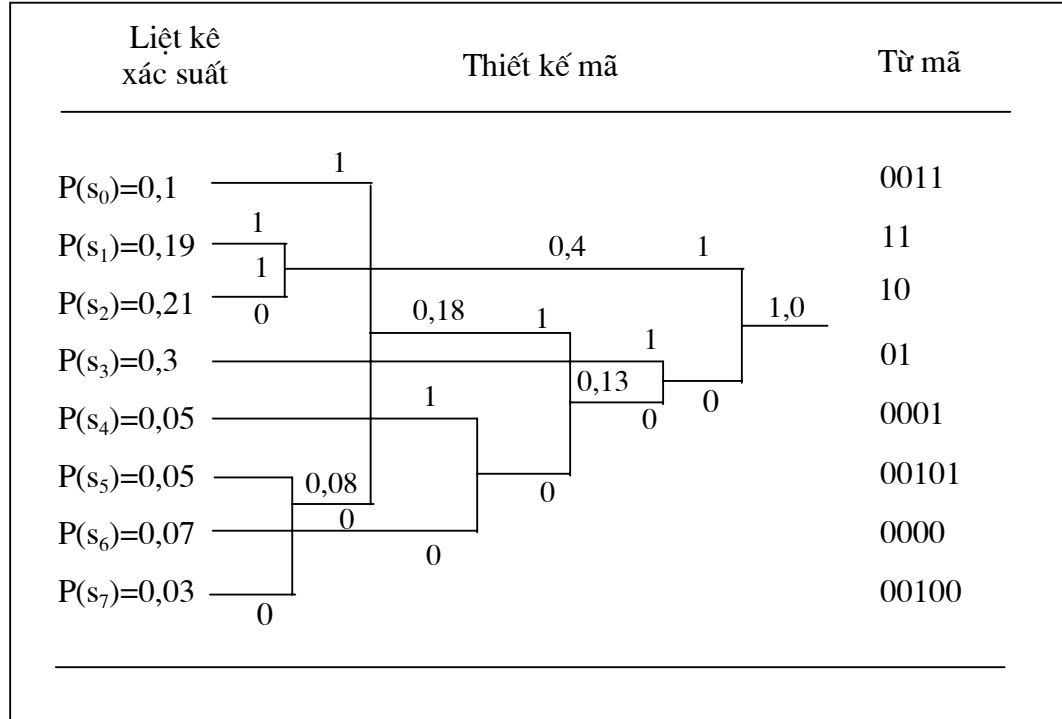
“Entropy” của nguồn tin quy định giới hạn dưới tốc độ bit tại đầu ra bộ mã hoá. Phương pháp mã hoá nào có độ dài mã trung bình (số bit trung bình cần để mã hoá một mẫu) càng gần giá trị H thì phương pháp mã hoá đó càng hiệu quả.

1.2.2. Mã hoá loạt dài RLC (run length coding):

Do có sự liên hệ tương hỗ giữa các điểm ảnh lân cận nên trong ảnh số thường có các chuỗi điểm lặp lại, đặc biệt dễ thấy đối với ảnh nhị phân. Khi đó, nếu sử dụng số đếm để thay thế dãy các điểm giống nhau, có thể tiết kiệm số bit cần để mã hoá. Ý tưởng này được phát triển trong một dạng mã gọi là “mã hoá loạt dài” (RLC). Trong mã này điểm đại diện đầu tiên được thay thế bằng một biểu trưng và xem như điểm xuất phát, còn độ dài dãy dùng để thay thế loạt dài.

Để phân cách giữa hai dãy có 2 giải pháp như sau:

- Dùng số chạy dài và mã nguồn nếu mã nguồn đó không phải là số hoặc một biểu trưng đặc biệt để thay thế mã nguồn là số.
- Thiết kế từ mã cho mỗi loạt dài và kết hợp mã nguồn.



Hình II.1.2: Ví dụ về mã Huffman

Mặc dù mã Huffman hiệu quả nhưng chúng ta phải hiểu rằng mã hoá Huffman chỉ tối ưu khi đã biết trước xác suất của mã nguồn và mỗi biểu trưng của mã nguồn được mã hoá bằng một số bit nguyên.

Đặc biệt mã hoá Huffman được phát triển cho ảnh số nhưng áp dụng cho rất nhiều loại ảnh, mỗi ảnh có xác suất xuất hiện biểu trưng của riêng nó. Do đó mã Huffman không phải là tối ưu cho bất cứ loại ảnh đặc biệt nào.

1.2.4. Mã hoá dự đoán (Predictive coding):

Như đã nói, nguồn ảnh chứa một lượng thông tin rất lớn. Nếu mã hoá trực tiếp nguồn tin này theo PCM, tốc độ dòng bit thu được sẽ rất cao. Mặt khác, nguồn ảnh lại chứa đựng sự dư thừa và tính “có nhớ”: giữa các điểm ảnh lân cận có mối quan hệ tương hỗ với nhau.

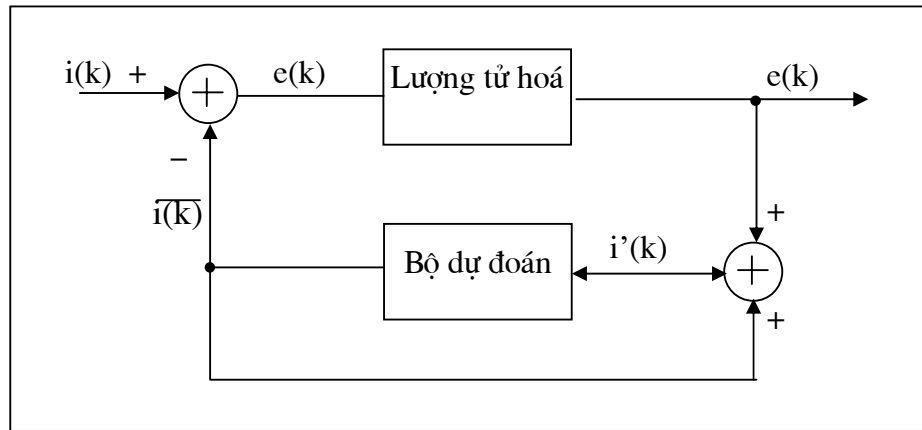
Mã hoá dự đoán được xây dựng dựa trên nguyên tắc cơ bản như sau:

- ◆ Lợi dụng mối quan hệ tương hỗ này, từ giá trị các điểm ảnh lân cận, theo một nguyên tắc nào đó có thể tạo nên một giá trị gần giống điểm ảnh hiện hành. Giá trị này được gọi là giá trị “dự báo”.
- ◆ Loại bỏ đi tính “có nhớ” của nguồn tín hiệu bằng một bộ lọc đặc biệt có đáp ứng đầu ra là hiệu giữa tín hiệu vào $s(n)$ và giá trị dự báo của nó.

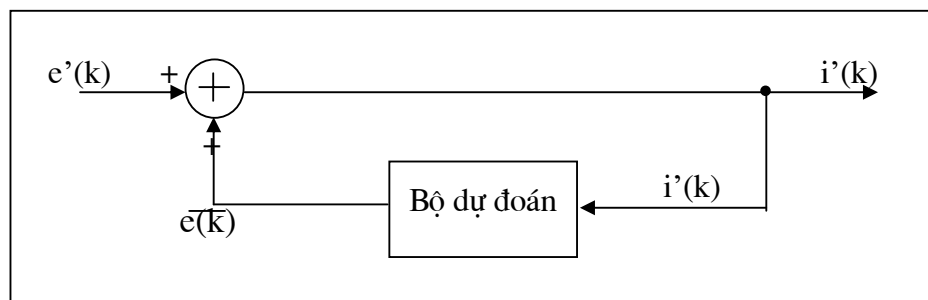
◆ Thay vì lượng tử hoá trực tiếp các mẫu điểm ảnh, mã hoá dự đoán lượng tử và mã hoá các “sai số dự báo” tại đầu ra bộ lọc.

”Sai số dự báo” là sự chênh lệch giữa giá trị dự báo và giá trị thực của mẫu hiện hành. Do nguồn “sai số dự báo”(error prediction source) là nguồn không có nhớ và chứa đựng lượng thông tin thấp, nên số bit cần để mã hoá sẽ giảm đi rất nhiều.

Phương pháp tạo điểm ảnh dựa trên tổng giá trị của điểm dự đoán và sai số dự báo gọi là “điều chế xung mã vi sai (DPCM)”.



Hình II.1.3 a: Bộ mã hoá DPCM



Hình II.1.3b: Bộ giải mã DPCM

$i(k)$: Mẫu điểm tuần tự.

$e(k)$: Chênh lệch dự đoán (sai số dự đoán).

$\bar{e}(k)$: Giá trị dự đoán của $e(k)$ với lỗi lượng tử $q(k)$.

Mã hoá dự đoán đóng một vai trò vô cùng quan trọng trong các chuẩn nén như: MPEG, JPEG, JBIG nhằm tạo một hiệu suất nén cao.

1.2.5. Mã hoá chuyển đổi (Transform coding)

Trong phương pháp mã hoá chuyển đổi, tính có nhớ của nguồn tín hiệu được loại bỏ đi bằng một phép biến đổi. Một khối các điểm ảnh được chuyển sang miền

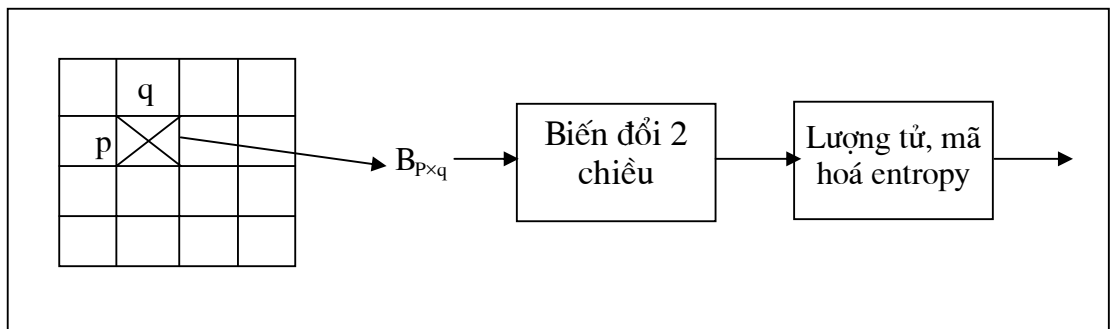
tần số theo một ma trận biến đổi phù hợp. Từ khối N giá trị mẫu điểm lân cận nhau $s = \{s(n), s(n+1), \dots, s(n-N+1)\}$, thu được khối N hệ số $c = (c_1, c_2, \dots, c_N)$.

Phép biến đổi này có tính thuận nghịch, các hệ số này hoàn toàn có thể hồi phục thành giá trị tín hiệu ban đầu bằng phép chuyển đổi ngược.

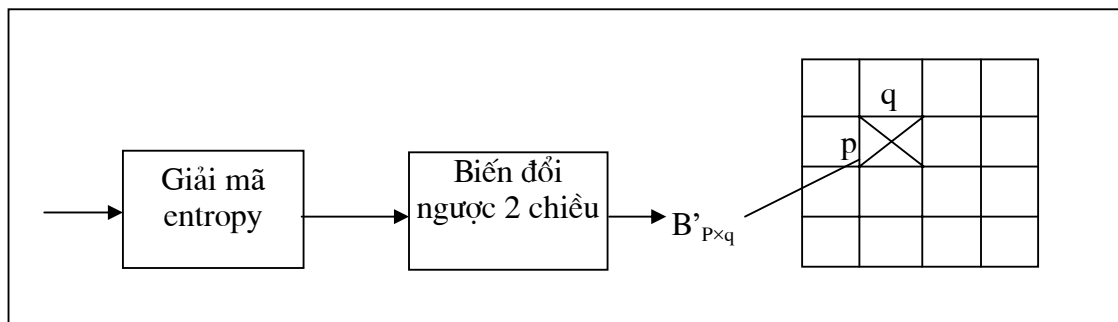
So với nguồn giá trị thực của điểm ảnh, nguồn các hệ số là không có nhớ. Mặt khác, thông tin của nguồn ảnh tập trung phần lớn ở các thành phần tần số thấp, nên trong khối các hệ số, thông tin cũng tập trung tại một số ít các hệ số chuyển đổi c_i . Do vậy sẽ giảm được lượng bit nếu mã hoá các hệ số này thay cho việc mã hoá trực tiếp các mẫu,

Số lượng bit mã hoá còn có thể giảm hơn nữa nếu lợi dụng đặc điểm của mắt người không nhạy cảm với sai số ở tần số cao. Bởi vậy, có thể sử dụng bước lượng tử thô cho các hệ số ứng với tần số cao mà không làm giảm sút chất lượng ảnh khôi phục.

Hình vẽ sau đây minh họa quá trình mã hoá chuyển đổi cho ảnh số:



Hình II.1.4a: Quá trình mã hoá chuyển đổi hai chiều



Hình II.1.4b: Quá trình giải mã chuyển đổi hai chiều

Ảnh số được chia thành các khối cỡ $p \times q$. Các khối này sẽ được chuyển đổi sang miền tần số. Các hệ số biến đổi sẽ được lượng tử hoá và mã hoá. Quá trình giải mã sẽ áp dụng phép biến đổi ngược đối với các hệ số để hồi phục ảnh ban đầu.

Trong mã hoá chuyển đổi, một điều vô cùng quan trọng là phải chọn được phép biến đổi phù hợp có khả năng giảm tối đa mối quan hệ tương hỗ giữa các điểm ảnh trong cùng một khối.

Bản thân phép biến đổi trong mã hoá chuyển đổi không nén dữ liệu. Song nếu lượng tử hoá các hệ số, rất nhiều hệ số tần số cao sẽ quy tròn về giá trị 0. Việc lựa chọn bảng lượng tử và số bit mã hoá cho các hệ số cũng rất quan trọng do phần lớn hiệu suất nén dữ liệu tập trung trong quá trình này. Cuối cùng, mã hoá entropy được chọn để giảm tối đa tốc độ dòng bit.

Phép biến đổi tốt nhất, cho bình phương sai số của ảnh khôi phục nhỏ nhất là phép biến đổi Karhunen_Loeve (KL) nhưng phép biến đổi này không phù hợp cho nhiều ứng dụng của ảnh số. Do vậy, trong nén ảnh số, sử dụng phổ biến một phép biến đổi khác gọi là “phép biến đổi cosin rời rạc “ (Discrete Cosine Transform-DCT).

Biến đổi cosin 1 chiều (1D-DCT) dành cho một dãy các điểm ảnh. Việc chuyển đổi một khối $n \times m$ điểm ảnh sang miền tần số được thực hiện bằng chuyển đổi DCT 2 chiều (2D-DCT).

CHƯƠNG II : MỘT SỐ CÔNG NGHỆ NÉN VIDEO

Hai công nghệ nén được sử dụng phổ biến nhất hiện nay là: công nghệ nén “Điều xung mã vi sai ” (Differential pulse code modulation_DPCM) và “mã hoá chuyển đổi“(Transform Coding_TC). Chúng đóng vai trò quan trọng trong rất nhiều tiêu chuẩn nén như: JPEG, JBIG, MPEG.

2.1. Nén Video công nghệ : Điều xung mã vi sai-DPCM (Differential Pulse Code Modulation).

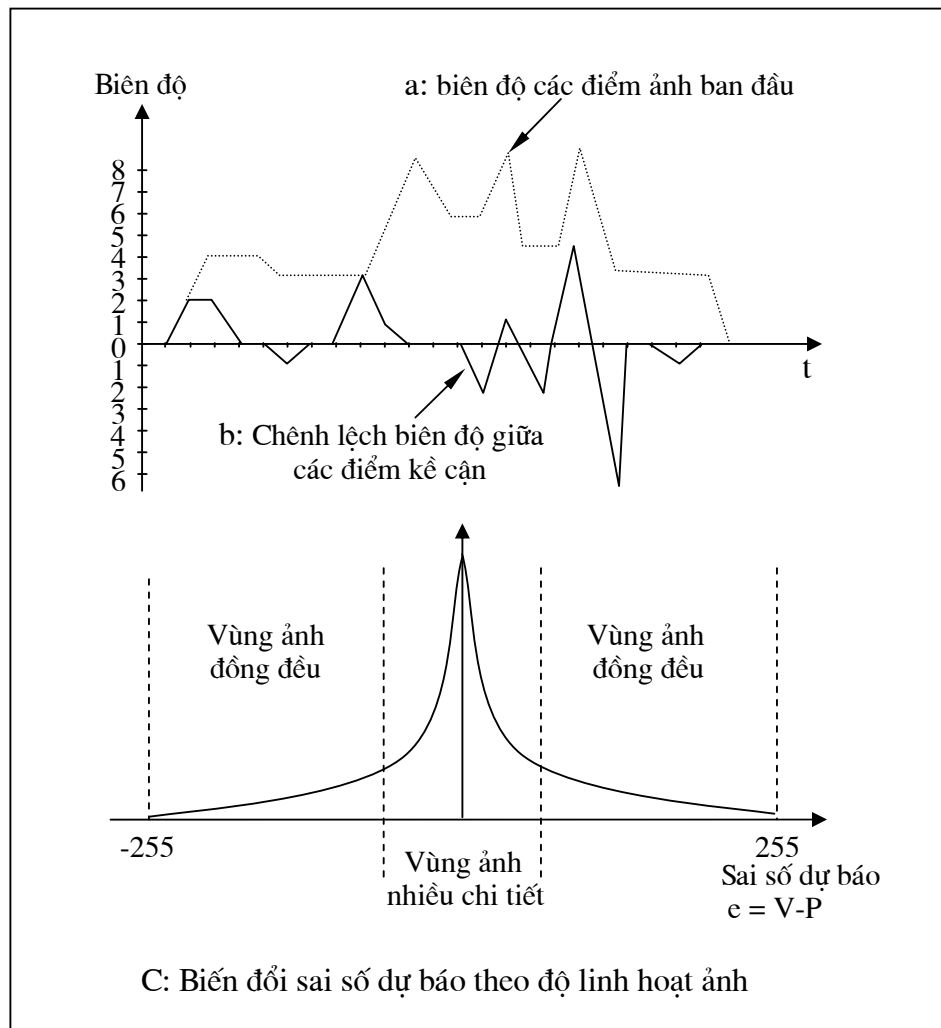
Đây là một phương pháp nén ảnh quan trọng và hiệu quả. Nguyên lý cơ bản của nó là: chỉ truyền tải tín hiệu vi sai giữa mẫu đã cho và trị dự báo (được tạo ra từ các mẫu trước đó).

Hầu hết các cách thức nén ảnh đều có sử dụng vòng lặp DPCM.

2.1.1. Xử lý giải tương hỗ trong công nghệ DPCM.

Công nghệ DPCM thực hiện loại bỏ tính có nhớ và các thông tin dư thừa của nguồn tín hiệu bằng một bộ lọc đặc biệt có đáp ứng đầu ra là hiệu số giữa mẫu đầu vào và giá trị dự báo của chính nó. Rất nhiều giá trị vi sai này gần 0 nếu các điểm ảnh biến đổi đồng đều. Còn với ảnh có nhiều chi tiết , giá trị sai số dự báo có thể lớn. Khi đó có thể lượng tử hoá chúng bằng bước lượng tử cao hơn do đặc điểm của mắt người không nhạy cảm với những chi tiết có độ tương phản cao, thay đổi nhanh. Sự giảm tốc độ bit ở đây thu được từ quá trình lượng tử hoá và mã hoá .

Hình vẽ sau đây minh hoạ quá trình làm suy giảm entropy của nguồn tín hiệu:



Hình II.2.1 : Sự giảm entropy của nguồn tín hiệu

2.1.2. Kỹ thuật tạo dự báo

Như đã đề cập, nếu trực tiếp lượng tử hoá và mã hoá các mẫu của một nguồn ảnh với đầy đủ thông tin dư thừa và quan hệ tương hỗ giữa các điểm ảnh thì hiệu suất nén sẽ rất thấp do lượng thông tin của nguồn quá lớn. Do vậy trong các công nghệ nén, cần loại bỏ đi tính có nhớ của nguồn tín hiệu, tức thực hiện “giải tương hỗ” (deccorelation) giữa các mẫu điểm lân cận nhau.

Trong công nghệ nén “điều xung mã vi sai” DPCM, quá trình giải tương hỗ được thực hiện bằng một bộ lọc có đáp ứng đầu ra là hiệu số giữa các mẫu điểm liên tiếp đầu vào và một giá trị “dự báo” của mẫu điểm đó tạo được dựa trên giá trị các mẫu lân cận theo một qui luật nhất định.

Trong mục này, chúng ta xét các luật tạo giá trị dự báo cho mẫu điểm hiện hành từ các điểm lân cận nó.

2.1.2.1. Sai số dự báo (Prediction error)_ Yếu tố đánh giá chất lượng dự báo.

Bộ tạo dự báo có nhiệm vụ tạo ra giá trị điểm tiếp theo từ giá trị các điểm đã truyền tải trước đó được lưu trữ. Quá trình tạo dự báo càng tốt thì sự sai khác giữa giá trị thực của mẫu hiện hành và trị dự báo cho nó (gọi là sai số dự báo) càng nhỏ. Khi đó, tốc độ dòng bit càng được giảm nhiều.

Chúng ta cần phải phân biệt giữa sai số dự báo và sai số lượng tử. Hai khái niệm này có bản chất khác nhau:

◆ Sai số dự báo (prediction error) chỉ là sự chênh lệch giữa giá trị dự báo và giá trị thực. Nó không làm tổn thất thông tin dẫn đến suy giảm chất lượng ảnh. Giá trị sai số này quyết định tốc độ bit giảm đi nhiều hay ít, tức ảnh hưởng đến hiệu suất nén.

◆ Sai số lượng tử (quantization error) là sai số đặc trưng cho sự tổn thất dữ liệu dẫn đến làm suy giảm chất lượng ảnh phục hồi.

Chúng ta có thể quan sát chất lượng tạo dự báo bằng màn hiển thị tín hiệu sai số dự báo. Ảnh tạo được càng đen tức giá trị tín hiệu này càng nhỏ và việc tạo dự báo càng chính xác.

2.1.2.2. Tạo dự báo cho ảnh truyền hình_ Các phương thức thực hiện.

Dự báo cho ảnh truyền hình được thực hiện với dòng dữ liệu ảnh đơn thuần (không chứa đựng tín hiệu âm thanh). Phương pháp quét điển hình trong truyền hình là quét cách dòng. Các dòng không được quét liên tiếp nhau mà chia làm hai màn: màn chẵn chứa thông tin của dòng chẵn, màn lẻ gồm các dòng lẻ xuất hiện giữa hai màn chẵn liên tiếp nhau. Một khung (frame) tương ứng với một ảnh sẽ gồm một màn chẵn và một màn lẻ kề nhau.

Từ phương pháp quét đó, có các phương pháp tạo dự báo như sau:

➤ Tạo dự báo trong màn (Intrafield Prediction):

Chỉ sử dụng các điểm thuộc nửa ảnh (một màn) để tạo dự báo. Dự báo trong màn không tận dụng được quan hệ giữa các điểm ảnh lân cận nhau theo chiều đứng nên có thể cho sai số dự báo cao.

➤ Tạo dự báo trong ảnh (Intraframe Prediction):

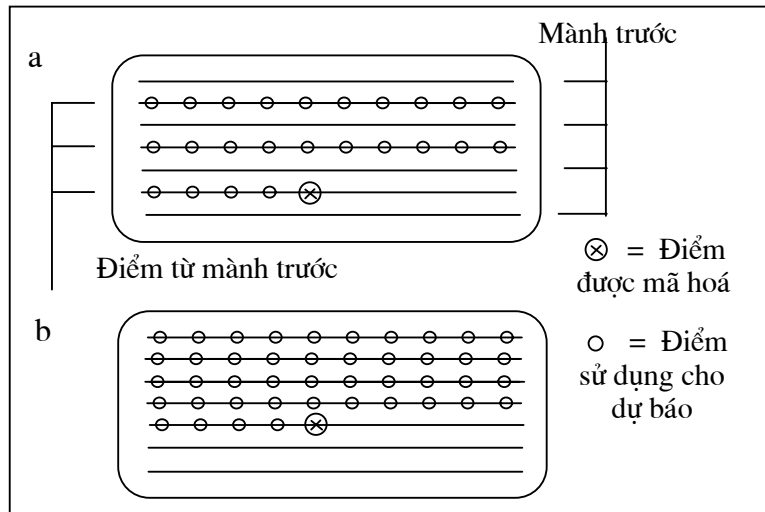
Với sự hỗ trợ của một bộ nhớ màn, dự báo trong ảnh sử dụng tất cả các điểm thuộc cả hai màn của một khung để tạo dự báo. Như vậy sẽ lợi dụng được quan hệ tương hỗ của các điểm lân cận theo cả phương ngang và phương đứng nên dự báo chính xác hơn, cho sai số dự báo nhỏ hơn.

➤ Tạo dự báo liên màn (Interfield prediction):

Phương pháp tạo dự báo này sử dụng cả khung hiện hành và khung tham chiếu khác. Dự báo liên màn chỉ sử dụng một màn (chẵn hoặc lẻ) ở các khung khác nhau.

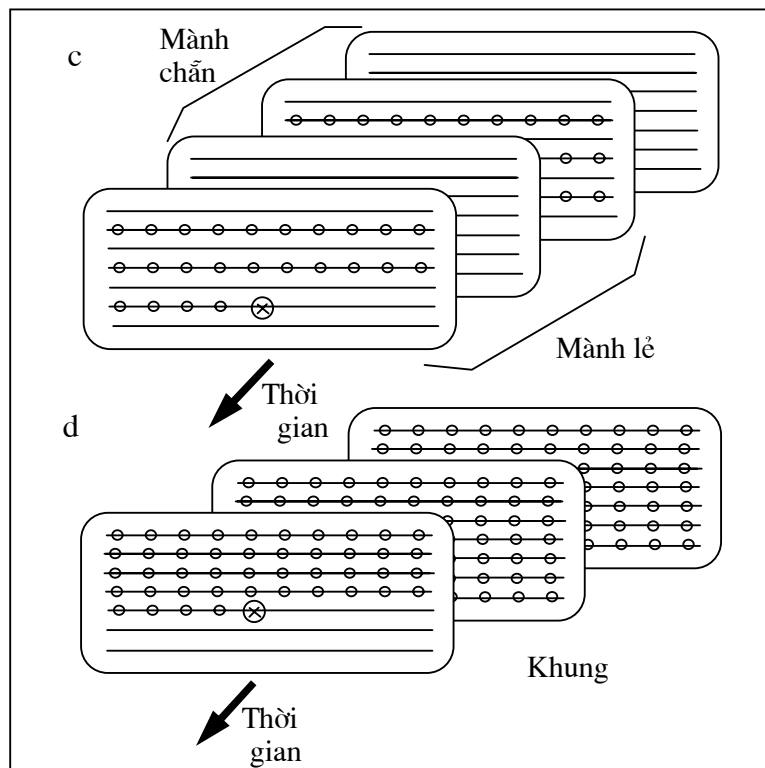
➤ Tạo dự báo liên ảnh (Interframe prediction):

Phương pháp này sử dụng cả hai màn ở các ảnh kề nhau.



Hình II.2.2: Tạo dự báo

- a: Dự báo trong màn (Intrafield) b: Dự báo trong ảnh (Intraframe)
 c: Dự báo liên màn (Interfield) d: Dự báo liên ảnh (Interframe)



2.1.2.3. Tạo dự báo Intra (Intra prediction)

Đối với dự báo intra, giá trị dự báo của điểm hiện hành sẽ là tổng giá trị các điểm lân cận a,b,c,d của nó theo một trọng số xác định.

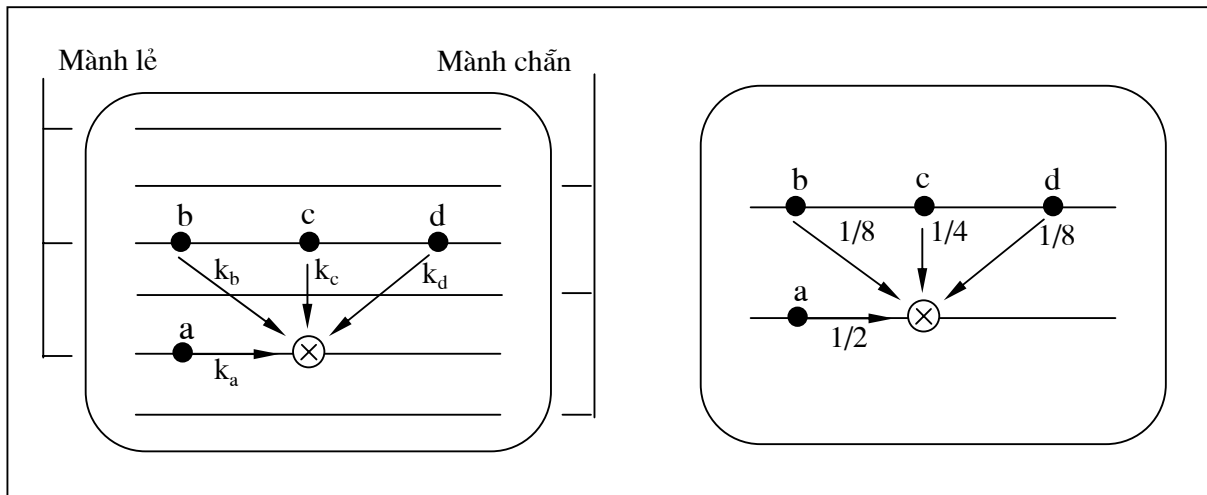
$$\overline{S(n)} = k_a \cdot s(a) + k_b \cdot s(b) + k_c \cdot s(c) + k_d \cdot s(d)$$

Thông thường, $k_a + k_b + k_c + k_d = 1$ vì giá trị điểm truyền tải thường không vượt quá giá trị trung bình xung quanh.

Nếu $k_a = 1, k_b = k_c = k_d = 0$ ta có dự báo một chiều (1_D prediction). Dự báo này cho giá trị tốt nếu ảnh có rìa theo chiều ngang. Nếu ảnh có rìa đứng (theo chiều ngang giá trị điểm ảnh biến đổi nhiều) thì sai số tạo ra sẽ lớn.

Như vậy, 1_D prediction sẽ cho sai số dự báo nhỏ nếu rìa ảnh đúng chiều dự báo.

Bộ tạo dự báo hai chiều (2_D prediction) sử dụng tất cả các giá trị a,b,c,d theo luật trọng số lớn nhất tập trung cho điểm sát bên trái điểm cần dự báo. Dự báo 2_D tốt cho ảnh bề mặt (tức ảnh không có sự thay đổi theo rìa). Nếu ảnh có sự thay đổi rõ rệt giá trị các điểm ảnh theo một đường rìa nhất định thì dự báo 2_D lại cho sai số dự báo lớn hơn khi sử dụng dự báo 1_D có chiều phù hợp.



Hình II.2.3: Dự báo trong màn hình hai chiều đơn giản

Chính vì lí do này, trong nén ảnh số, có một phương pháp tạo giá trị dự báo sử dụng kết hợp tất cả các loại dự báo intra gọi là “dự báo thích nghi”.

◆ **Tạo dự báo thích nghi (Adaptive prediction):**

Trong phương pháp tạo dự báo này, tùy thuộc đặc điểm của từng vùng ảnh, sẽ có sự lựa chọn bộ tạo dự báo phù hợp. Đối với vùng ảnh có rìa đứng, sử dụng dự

báo 1_D theo chiều đứng, nếu vùng ảnh có rìa ngang, dùng dự báo 1_D chiều ngang. Còn vùng ảnh bề mặt (sự biến đổi giá trị điểm ảnh theo hai chiều là như nhau) thì phù hợp với tạo dự báo 2 chiều.

Luật tạo dự báo này thích nghi theo tín hiệu nên chất lượng dự báo rất cao, sai số dự báo nhỏ. Nếu quan sát ảnh tạo bởi tín hiệu sai số dự báo thích nghi ta sẽ thấy mức đen của ảnh rất cao hơn khi sử dụng các phương pháp tạo dự báo riêng rẽ.

Sau đây là minh hoạ chất lượng các phương pháp tạo dự báo. Ảnh quan sát được từ nguồn tín hiệu sai số dự báo càng đen tức tín hiệu sai số dự báo càng nhỏ và quá trình dự báo càng chính xác.

Dự báo thích nghi đơn giản nhất là trong trường hợp chỉ phải lựa chọn giữa hai bộ tạo dự báo một chiều theo phương ngang và phương thẳng đứng. Khi đó, một phép so sánh giá trị điểm ảnh theo hai phương được thực hiện. Nếu sự biến đổi giá trị ảnh lân cận theo chiều nào lớn hơn, bộ tạo dự báo theo chiều đó được sử dụng.

2.1.2.4. Tạo dự báo Inter

Việc tạo dự báo sẽ có chất lượng cao hơn nếu sử dụng nhiều điểm ảnh có cùng tọa độ (x,y) trong một chuỗi ảnh liên tiếp nhau.

Trong dự báo Inter còn có khái niệm “ bù chuyển động”. Tạo dự báo Inter có bù chuyển động được sử dụng trong các công nghệ nén nhằm đạt được hiệu suất nén cao. Phương pháp tạo dự báo này sẽ được đề cập chi tiết khi nói về chuẩn nén MPEG.

2.1.2.5. Sự giảm tốc dòng bit từ việc tạo giá trị dự báo.

Bằng một số phép tính toán chúng ta có thể thấy được hiệu suất của công nghệ DPCM so với lượng tử và mã hoá trực tiếp biên độ các điểm ảnh nhờ PCM tuyến tính.

Nếu biến đổi PCM tuyến tính các điểm ảnh để có trung bình bình phương sai số lượng tử $\delta^2(q)$ chúng ta cần một dòng số có tốc độ :

$$R_{PCM} = \frac{1}{6} \times 10 \times \log \frac{\delta^2_{PCM}}{\delta^2(q)} + C_1$$

Với δ^2_{PCM} : năng lượng một chiều tín hiệu ảnh.

C_1 : hằng số phụ thuộc vào lượng tử hoá và mật độ phân bố.

Tương tự, tốc độ dòng bit của DPCM cùng với giá trị trung bình bình phương sai số (MSE: mean square error) $\delta^2(q)$ cho phép là:

$$R_{DPCM} = \frac{1}{6} \times 10 \times \log \frac{\delta^2_{DPCM}}{\delta^2(q)} + C_2$$

Với δ^2_{DPCM} : năng lượng một chiều tín hiệu sai số dự báo.

C_2 : hằng số phụ thuộc quá trình lượng tử hoá các biên độ vi sai.

Như vậy:

$$R_{PCM} - R_{DPCM} = \frac{1}{6} \times 10 \times \log \frac{\delta_{PCM}^2}{\delta_{DPCM}^2} + C_1 - C_2$$

Trong công nghệ DPCM do sử dụng mã hoá entropy (mã Huffman) nên giá trị hằng số C_2 nhỏ hơn C_1 .

Mặt khác, năng lượng tín hiệu ảnh (δ_{PCM}^2) là rất lớn hơn năng lượng tín hiệu vi sai (δ_{DPCM}^2) cho nên tốc độ dòng bit giảm đi nhiều nếu sử dụng điều xung mã vi sai. Đó là hiệu suất nén của công nghệ DPCM.

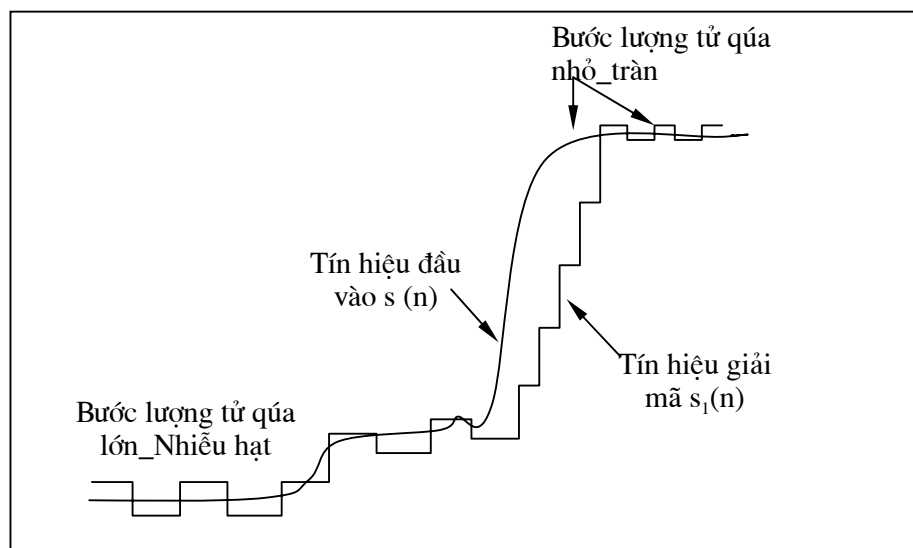
2.1.3. Lượng tử hoá sai số dự báo.

Giá trị biên độ vi sai phụ thuộc vào tính chất ảnh. Trong vùng ảnh thuần nhất, giá trị này thường nhỏ. Đối với các rìa ảnh và ảnh có nhiều chi tiết, giá trị dự báo sẽ kém chính xác đi dẫn tới sai số dự báo sẽ lớn lên. Do những đặc điểm này, nếu sử dụng bộ lượng tử hoá tuyến tính với một bước lượng tử, sẽ gây ra nhiều lỗi:

- ◆ Tại vùng ảnh thuần nhất, giá trị dự báo vi sai sắp xỉ bằng 0. Bước lượng tử lớn gây ra nhiễu hạt.

- ◆ Tại vùng ảnh có rìa hoặc nhiều chi tiết, bậc độ tương phản giữa các điểm ảnh cao dẫn tới một giá trị sai số dự báo lớn làm quá tải thang lượng tử. Độ dốc tín hiệu giải mã không theo kịp độ dốc tín hiệu thực tế tại các rìa. Bởi vậy các nét ảnh không rõ ràng, nhòe nhọt.

Tất cả vấn đề này sẽ giải quyết được nếu sử dụng bộ lượng tử phi tuyến có bước lượng tử lớn dần theo độ lớn mẫu đưa vào lượng tử. Mặt khác sử dụng lượng tử hoá phi tuyến còn tận dụng được đặc tính của mắt người là kém nhạy cảm với các sai số tại vùng ảnh có rìa và nhiều chi tiết. Do vậy tiết kiệm được số bit cần dùng để mã hoá thông tin.



Hình II.2.4 : Ảnh hưởng của lượng tử hoá

2.1.4. Khái niệm bù chuyển động (motion compensation) và vecto chuyển động (motion vector).

Trong dòng tín hiệu Video thông thường, các khung liên nhau thường giống nhau. Do vậy trong dự báo Interframe một chiều (tức lấy khung liên trước làm ảnh dự báo cho khung liên sau), giá trị dự báo rất gần giá trị ảnh thực tế dẫn tới sai số dự báo nhỏ, tốc độ dòng bit dữ liệu nhỏ.

Khi có chuyển động xảy ra, các điểm có cùng vị trí trong hai khung liên nhau là rất khác biệt. Do vậy sai số dự báo tăng lên, tốc độ bit tăng lên và hiệu suất nén giảm. Với trường hợp ảnh động, nếu chọn ảnh dự báo là khung liên trước sẽ không hợp lý. Để tạo một khung dự báo tối ưu ở đây ta phải sử dụng khái niệm “bù chuyển động” (motion compensation).

Do chuyển động, sự tương đồng giá trị điểm ảnh của hai khung kề nhau sẽ giảm nhưng nội dung ảnh chỉ thay đổi theo nguyên tắc: vật thể đã xuất hiện ở khung trước chỉ thay đổi vị trí ở khung ảnh kế sau. Như vậy có thể tái tạo lại sự tương đồng giữa hai khung ảnh bằng phép dự báo hướng chuyển động của vật thể, di chuyển vật thể tới vị trí mới. Đó là khái niệm “bù chuyển động”.

Quá trình tìm kiếm hướng chuyển động của vật thể gọi là “ước lượng chuyển động” (motion estimation). Kết quả về sự chuyển dịch của vật thể theo hai hướng x,y được phản ánh bằng giá trị vecto gọi là “vecto chuyển động” (motion vector).

Khi có chuyển động, ảnh dự báo không phải là ảnh kề trước đó mà là ảnh có bù chuyển động.

Giá trị sai số dự báo:

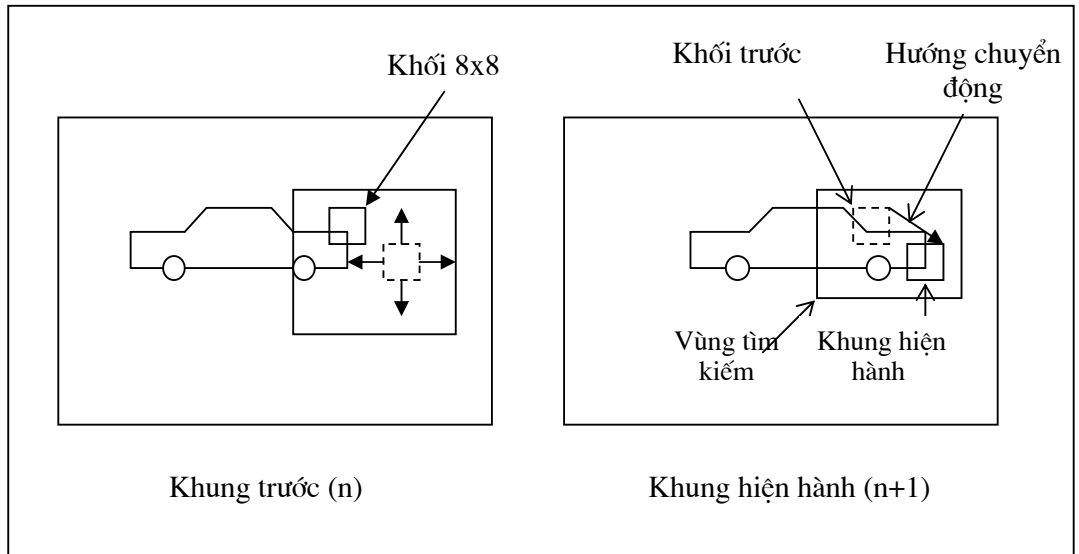
$$P = \text{khung trước đó} - \text{khung hiện hành} + \text{vecto chuyển động}$$

Nên vẫn giữ được giá trị rất nhỏ.

Nếu quan sát sai số dự báo, ta dễ thấy được chất lượng dự báo có bù chuyển động. Ảnh tạo bởi tín hiệu sai số biến đổi có bù chuyển động đen hơn rất nhiều với trường hợp dự báo không bù chuyển động.

2.1.5. Ước lượng chuyển động bằng phương pháp tìm kiếm khối tương đồng (Block matching).

Có nhiều thuật toán “ước lượng chuyển động” nhưng sử dụng phổ biến nhất là “block matching”. Kỹ thuật “block matching” dự đoán chuyển động của một khối kích thước (n x m) điểm ảnh trong khung hình hiện tại bằng sự tương quan với các điểm ở khung hình trước đó và sau đó. Khối này được so sánh với khối tương ứng bằng cách tìm kiếm trong vùng kích thước (m+2p x n+2p) ở khung hình trước đó hoặc sau như minh họa dưới đây:



Hình II.2.5 : Vecto chuyển động giữa hai khung kế tiếp

Trong các hệ thống triển khai MPEG điển hình, match block (hay còn gọi macroblock) là 16x16 điểm và thông số $p=6$.

Có nhiều kỹ thuật block matching cho dự đoán vecto chuyển động đã được phát triển và có giá trị trong khoa học như:

1. Giải thuật tìm kiếm vét cạn.
2. Giải thuật ba bước tìm kiếm.
3. Giải thuật tìm kiếm logarit hai chiều.
4. Giải thuật tìm kiếm hai hướng liên hợp.
5. Giải thuật tìm kiếm một chiều song song có thứ bậc.
6. Giải thuật kết cấu phân tầng, phân loại sự khác nhau giữa các điểm ảnh.

Những kỹ thuật block matching cho dự đoán chuyển động để tìm kiếm vecto chuyển động bằng giá trị hàm nhỏ nhất. Có những giá trị hàm sau:

a) Hàm giá trị chênh lệch tuyệt đối (MAD: Mean-Absolute-Difference)

$$MAD(dx,dy) = \frac{1}{mn} \sum_{i=-n/2}^{n/2} \sum_{j=-m/2}^{m/2} |F(i, j) - G(i+dx, j+dy)|$$

Trong đó:

$F(i, j)$: đại diện Macroblock (mxn) từ khung hình hiện tại.

$G(i, j)$: đại diện cho Macroblock giống nhau từ khung hình tham khảo (quá khứ hoặc tương lai).

(dx,dy) : đại diện cho vecto tìm kiếm địa phương.

Đối với hệ thống MPEG điển hình, có $m=n=16$ và $p=6$ thì hàm MAD trở thành:

$$MAD(dx,dy) = \frac{1}{256} \sum_{i=-8}^8 \sum_{j=-8}^8 |F(i,j) - G(i+dx, j+dy)|$$

b) *Giá trị chênh lệch bình phương (MSD: Mean squared difference)*
Được xác định như sau:

$$MSD(dx,dy) = \frac{1}{mn} \sum_{i=-n/2}^{n/2} \sum_{j=-m/2}^{m/2} [F(i,j) - G(i+dx, j+dy)]^2$$

c) *Hàm tương quan giao nhau (CCF).*

$$CCF(dx,dy) = \frac{\sum_i \sum_j F(i,j) \times G(i+dx, j+dy)}{\{\sum_i \sum_j F^2(i,j) \sum_i \sum_j G^2(i+dx, j+dy)\}^{1/2}}$$

Trong đó, hàm giá trị chênh lệch tuyệt đối được xem như ứng cử tốt nhất cho các ứng dụng của Video vì nó dễ thực hiện trong phần cứng. Hàm MSD và CCF có hiệu quả tuy nhiên quá phức tạp để thực hiện phần cứng.

Để giảm bớt sự tính toán phức tạp các giá trị hàm MAD, MSD, CCF thì Ghavani và Mills đã đề nghị tiêu chí cho block matching đơn giản gọi là: phân loại sự khác biệt giữa các điểm ảnh (Pixel Difference Classification-PDC).

$$PDC(dx,dy) = \sum_i \sum_j T(dx,dy,i,j)$$

Trong đó:

$$(dx,dy) = \{-p,p\}$$

$T(dx,dy,i,j)$: là giá trị nhị phân đại diện cho sự khác nhau giữa các điểm ảnh.

$$T(dx,dy,i,j) = \begin{cases} 1 & \text{nếu } |F(i,j) - G(i+dx, j+dy)| \leq t \\ 0 & \text{trong các trường hợp còn lại} \end{cases}$$

Với t là một giá trị ngưỡng xác định trước.

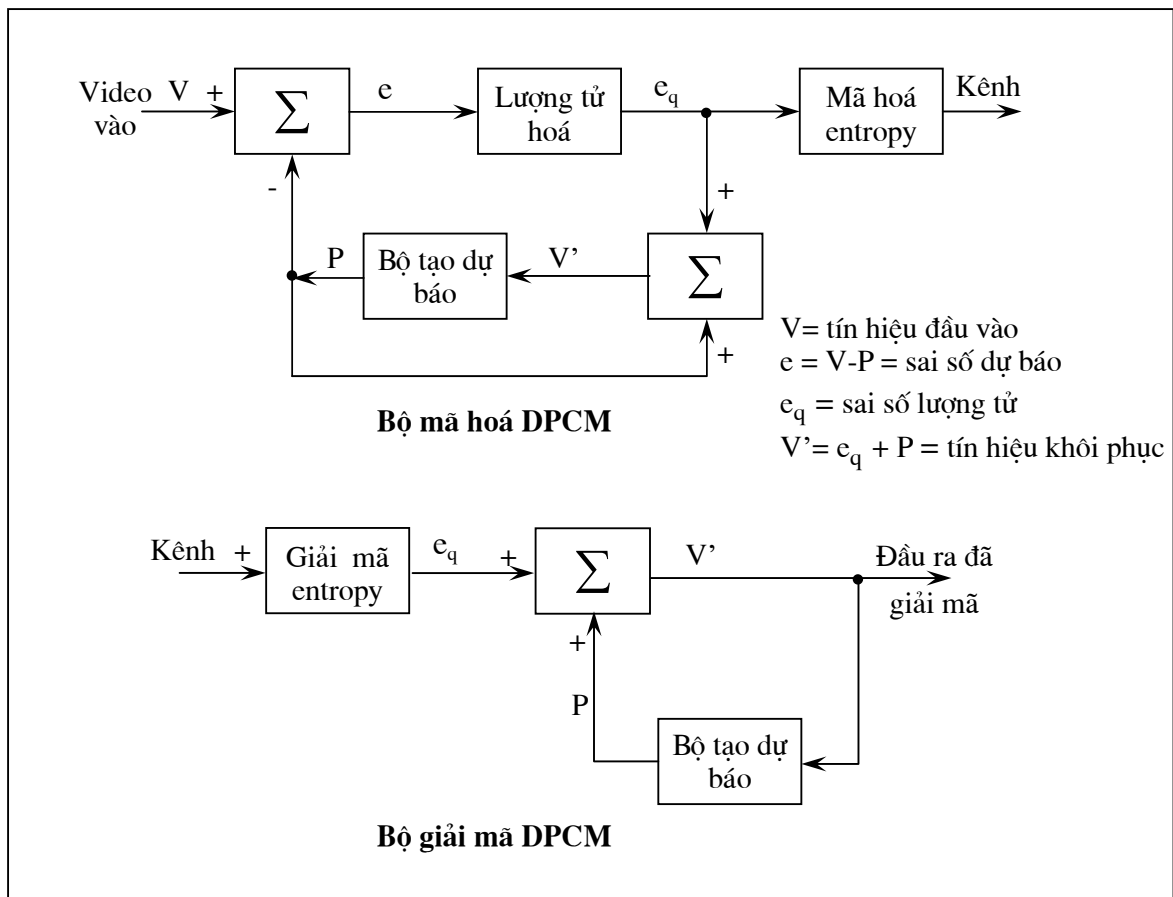
2.1.6. Hệ thống DPCM có bù chuyển động.

Bộ tạo dự báo ở bên thu có khối nhớ khung (frame memory or frame store) lưu trữ dữ liệu khung trước đó để tính toán đo đặc chuyển động bằng cách so sánh

giữa khung cũ và khung mới. Từ đó tạo dựng khung dự báo có bù chuyển động ở đầu ra bộ tạo dự báo.

Việc thực hiện đo đặc chuyển động ở bên phát căn cứ vào khung hiện tại mà bên thu chưa có, bởi vậy một phép đo như vậy không thể đồng thời tiến hành ở cả bên thu và bên phát mặc dù thông tin vecto chuyển động là cần cho bên thu để tạo dự báo. Cho nên thông tin về chuyển động (các vecto chuyển động của các MB (Macroblock)) được truyền tới bên thu nhờ một kênh phụ.

Hệ thống DPCM có bù chuyển động là hệ thống có bộ tạo dự báo không nhân quả.



Hình II.2.9 : Mã hóa / Giải mã DPCM

2.2. Nén Video công nghệ: Mã hoá chuyển đổi (TC_ Transform Coding).

Công nghệ mã hoá chuyển đổi có một vai trò vô cùng quan trọng trong nén ảnh truyền hình. Nếu công nghệ DPCM chỉ cho ảnh chất lượng cao tại tốc độ dòng bit cao thì công nghệ nén “ mã hoá chuyển đổi” “transform coding” có khả năng sử dụng cùng một thuật toán cho một dải tốc độ bit và chỉ làm suy giảm chất lượng ảnh phục hồi tại tốc độ dòng bit vô cùng thấp.

2.2.1. Xử lý giải tương hỗ trong công nghệ TC.

Trong khi công nghệ “điều xung mã vi sai” DPCM xử lý tín hiệu trong miền thời gian thì công nghệ “mã hoá chuyển đổi” TC xử lý tín hiệu trong miền tần số.

Việc loại bỏ tính có nhớ của nguồn tín hiệu được thực hiện bằng một phép biến đổi có tính thuận nghịch chuyển một khối các điểm ảnh trong miền thời gian thành khối các hệ số trong miền tần số (mỗi hệ số đại diện cho một tần số tín hiệu của khối) bằng phép biến đổi thuận và hồi phục các điểm ảnh từ khối các hệ số bằng phép chuyển đổi nghịch.

Phép biến đổi phù hợp nhất cho nén tín hiệu Video là phép biến đổi cosin rời rạc (discrete cosine transform- DCT). Thay vì lượng tử hoá và mã hóa trực tiếp biên độ điểm ảnh, người ta sẽ lượng tử hoá và mã hóa các hệ số DCT.

2.2.2. Biến đổi cosin rời rạc (Discrete cosine transform- DCT)

DCT là phép biến đổi giá trị một khối các điểm ảnh thành một khối các hệ số trong miền tần số.

Công thức tính toán cho DCT 2 chiều với ma trận vuông giá trị điểm NxN sinh ra ma trận vuông hệ số tuần tự như sau:

$$F(u, v) = \frac{1}{\sqrt{2N}} C(u).C(v) \sum_{u=0}^{N-1} \sum_{v=0}^{N-1} f(x, y) \cos \left[\frac{(2x+1)u\pi}{2N} \right] \cos \left[\frac{(2y+1)v\pi}{2N} \right]$$

Trong đó:

$F(u, v)$ = Hệ số của khối DCT NxN

$f(x, y)$ = Giá trị mẫu của khối NxN điểm ảnh

u = Tần số trục ngang $0 < u < 7$

v = Tần số trục đứng $0 < v < 7$

$C(u), C(v) = \frac{1}{\sqrt{2}}$ nếu $u, v = 0$

$C(u), C(v) = 1$ nếu $u, v = 1, 2, \dots, 7$

DCT có một tính chất quan trọng. Đó là tính biến đổi thuận nghịch. Có nghĩa là từ khối các hệ số, có thể hồi phục giá trị các điểm ảnh ban đầu theo công thức chuyển đổi ngược như sau:

$$f(x, y) = \frac{1}{2N} \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} C(u).C(v).F(u, v) \cos \left[\frac{[(2x+1)u\pi]}{2N} \right] \cos \left[\frac{(2y+1)v\pi}{2N} \right]$$

Trong kỹ thuật nén ảnh số, kích cỡ khối được chọn là 8x8 vì các lí do sau:

◆ Thứ nhất, việc nghiên cứu đã chỉ ra rằng hàm hiệp phương sai (coveriance) suy giảm rất nhanh khi khoảng cách pixel mà ở đó hàm hiệp phương

sai được định nghĩa vượt quá 8. Vì vậy mà phương pháp nén sử dụng việc loại bỏ các thông tin dư thừa về không gian không cần quan tâm đến các khối pixel lớn hơn 8.

- ◆ Thứ hai là tiện lợi cho việc tính toán và thiết kế mạch cứng.

Khối 8x8 sau đó được biến đổi tới vùng tần số bằng biến đổi 2_D DCT. Đầu ra bộ biến đổi sẽ là 64 giá trị biểu diễn các hệ số của các thành phần tần số trong khối 8x8. Như đã nói, hầu hết các thông tin về khối nằm ở vùng tần số thấp và giá trị các hệ số tần số cao rất nhỏ do giá trị các pixel gần nhau thường giống nhau.

Như vậy, biểu thức biến đổi DCT thuận cho nén ảnh số như sau:

$$F(u, v) = \frac{C(u).C(v)}{4} \sum_{j=0}^7 \sum_{k=0}^7 f(i, k) \cos\left[\frac{(2j+1)u\pi}{16}\right] \cos\left[\frac{(2k+1)v\pi}{16}\right]$$

Hệ số đầu tiên có: $u = v = 0$.

Khi đó:

$$F(0,0) = \frac{1}{8} \sum_{j=0}^7 \sum_{k=0}^7 f(i, k)$$

Hệ số này là 1/8 tổng giá trị các điểm ảnh trong khối, đại diện cho mức năng lượng trung bình của các điểm ảnh. Gọi là hệ số DC (tần số = 0).

Các hệ số còn lại, đại diện cho các thành phần tần số không gian cao hơn. Gọi là các hệ số AC. Sự biến đổi (mức chênh lệch) giá trị biên độ các điểm ảnh theo hướng nào càng lớn thì các hệ số AC theo hướng đó càng cao.

Nếu trong khối ảnh có sự dư thừa không gian lớn thì rất nhiều hệ số AC xấp xỉ hoặc bằng 0.

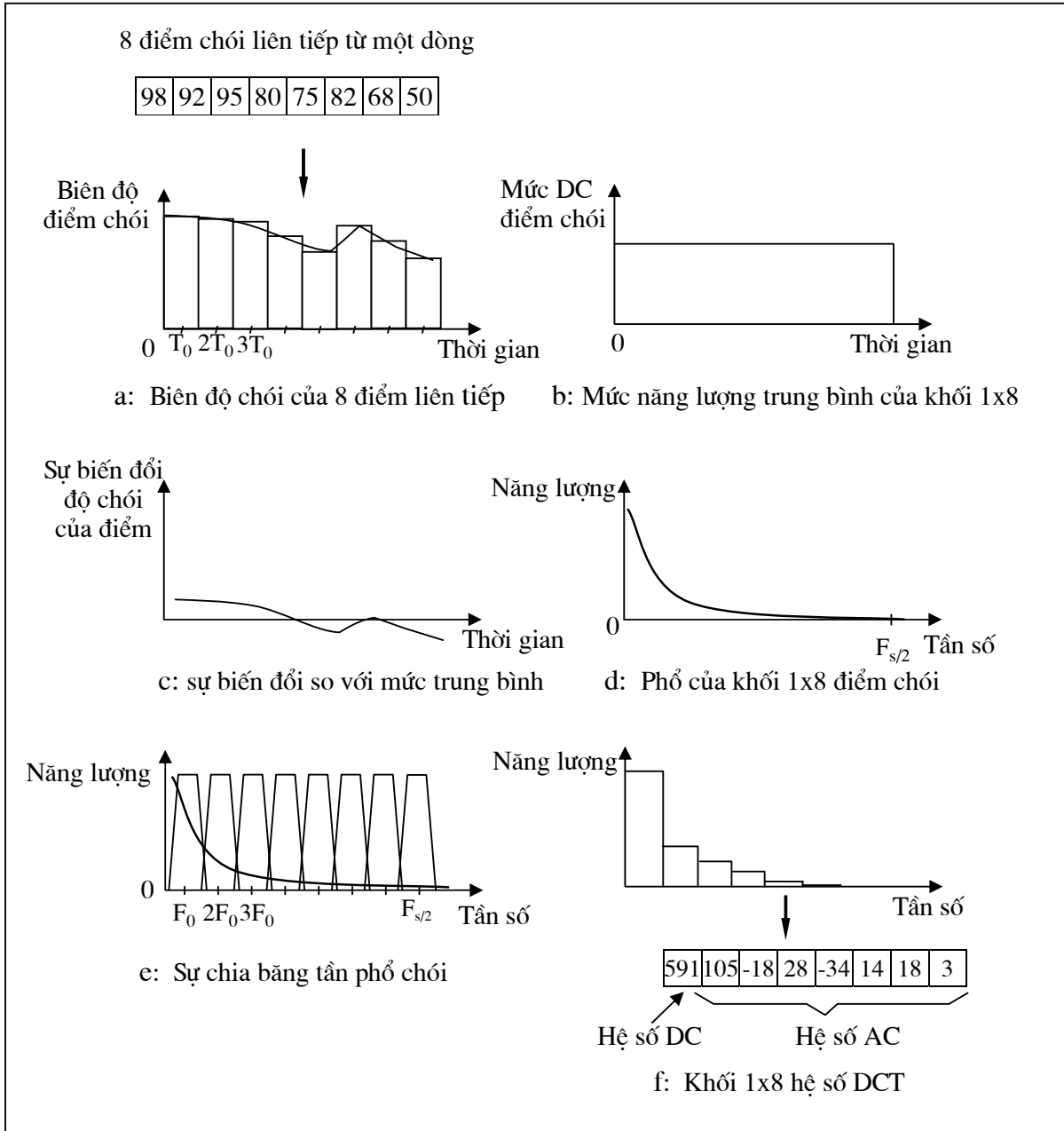
Sau đây là ví dụ về phép biến đổi DCT 1 chiều cho 8 giá trị tín hiệu chói của dãy 8 điểm ảnh liên tiếp nhau:

Trong đó:

b, c: Biểu diễn giá trị trung bình DC và sự thay đổi mức chói của các điểm ảnh.

d: Sự biến đổi biên độ giữa 8 điểm ảnh trong dải tần từ 0 Hz đến 6,75 Hz

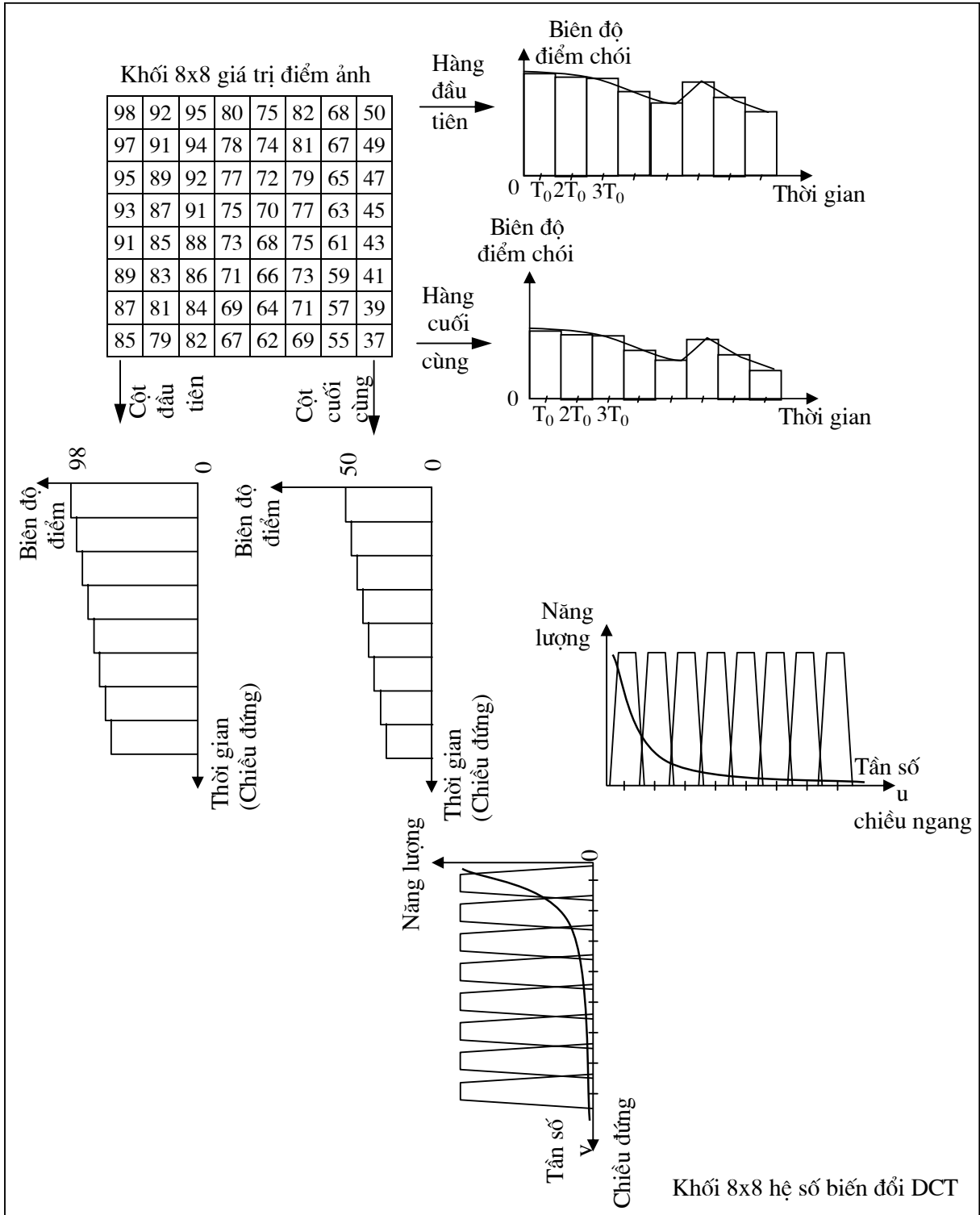
Phép biến đổi DCT chia dải phổ này ra làm 8 băng, sẽ cho 8 hệ số xác định năng lượng phổ của sóng trong từng dải băng tần này.



Hình II.2.10: Phép biến đổi DCT một chiều

Biến đổi DCT 2 chiều thực chất được xây dựng từ hai biến đổi DCT (1 chiều theo chiều ngang và theo chiều thẳng đứng).

Phép biến đổi cosin rời rạc hai chiều cho một khối 8x8 điểm ảnh được minh họa bằng ví dụ sau đây:



Hình II.2.11: Biến đổi DCT 2 chiều khối 8x8 điểm ảnh

Trên thực tế, phép biến đổi DCT cho một giá trị hệ số DC cao và các giá trị hệ số AC rất nhỏ. Giá trị điểm _ điểm của khối thay đổi theo hướng nào càng nhiều thì giá trị các hệ số AC theo hướng tương ứng càng cao.

Bản thân DCT không nén dữ liệu, nó không làm giảm tốc độ bit. Bởi vậy, để nén dữ liệu người ta phải lượng tử hoá các hệ số DCT theo một bảng trọng số nhất định sao cho số các hệ số khác 0 ứng với lượng thông tin trong một khối là nhỏ nhất. Đồng thời, các hệ số DCT cũng được quét theo một cách đặc biệt để số hệ số 0 đi liền nhau nhiều nhất nhằm giảm số bit cần dùng cho mã hoá hệ số DCT.

2.2.3. Lượng tử hoá các hệ số DCT.

Quá trình lượng tử hoá và mã hoá các hệ số DCT chính là các quá trình làm giảm tốc độ bit vì bản thân phép biến đổi DCT không nén thông tin. Đây là khâu nhạy cảm nhất trong một hệ thống nén vì nó quyết định trực tiếp chất lượng ảnh khôi phục.

2.2.3.1. Đặc tính thị giác của mắt người.

Mắt người không nhạy cảm với các thành phần tần số cao tức là kém phát hiện sai số tại những vùng ảnh có nhiều chi tiết, biến đổi nhanh. Hơn nữa sự phân giải theo hướng xiên ít ảnh hưởng tới chất lượng ảnh hơn các hướng ngang và thẳng đứng. Điều này có nghĩa rằng, sai số lượng tử của các hệ số DCT khác nhau là không đều. Sai số của các hệ số tần số cao cũng như hệ số theo đường chéo ít ảnh hưởng hơn tới chất lượng ảnh khôi phục.

Để minh hoạ điều này ta xét ví dụ sau đây:

Trong bảng hệ số DCT của ảnh, làm nhiễu đi mỗi nửa ảnh giá trị ba hệ số:

- ◆ Nửa bên trái làm sai khác ba hệ số C_{11} , C_{12} , C_{21} của tần số thấp.
- ◆ Nửa bên phải làm sai khác ba hệ số C_{1010} , C_{1011} , C_{1110} của tần số cao.

Thì nhận thấy rằng: mặc dù mức nhiễu là như nhau cho cả hai nửa ảnh song dễ dàng nhận thấy lỗi ở nửa bên trái hơn (chất lượng ảnh kém hơn).

Điều này cho thấy hoàn toàn có thể sử dụng bộ lượng tử hoá có bước lượng tử thô hơn cho các hệ số DCT tần số cao và theo hướng chéo.

2.2.3.2. Lượng tử hoá lấy mẫu từng vùng (zonal sampling).

Phương pháp lượng tử hoá các hệ số DCT đơn giản nhất là lấy mẫu theo từng vùng (zonal sampling) theo nguyên tắc như sau: loại bỏ một phần hệ số tần số cao mà mã hoá phần còn lại bằng số lượng bit cố định. Có thể hiểu đây như một bộ lượng tử chứa một bước lượng tử duy nhất. Mặc dù phương pháp này đơn giản nhưng nó có rất nhiều hạn chế:

◆ **Mức độ linh hoạt của từng vùng ảnh.**

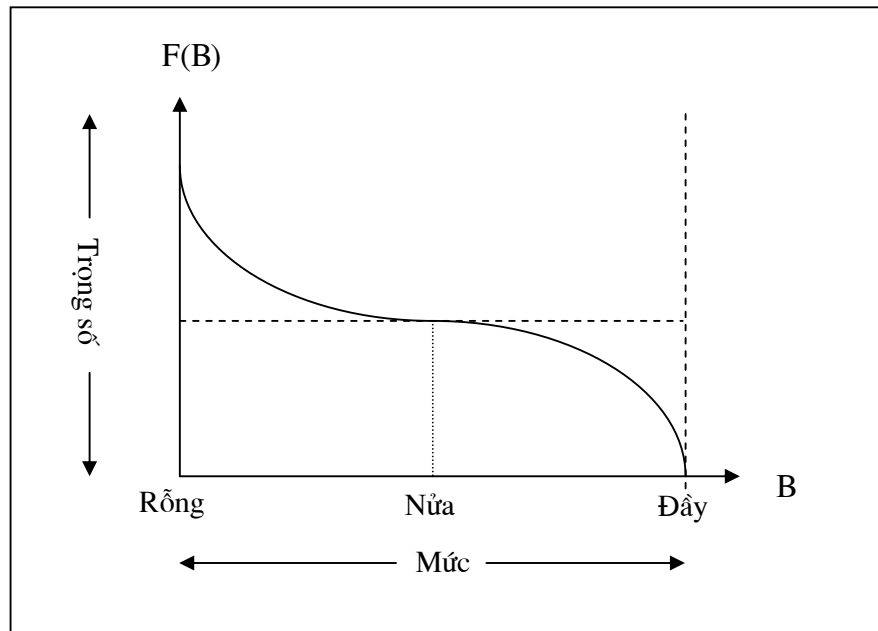
Như ta đã biết, lỗi mã hoá khó nhận biết hơn trong vùng ảnh có độ linh hoạt cao nên tại đây có thể sử dụng bước lượng tử lớn hơn.

Người ta tiến hành phân đoạn ảnh và đo đạc mức linh hoạt M cho từng đoạn. Từ đó tạo ra một tác nhân trọng số a_k ($k=1, \dots, M$) cho M mức. Tham số a_k này sẽ càng nhỏ nếu mức linh hoạt càng cao và chỉ được đánh giá cho hệ số AC bởi hệ số DC chứa năng lượng trung bình của khối. Chỉ có các hệ số AC xác định độ tương phản và biến thiên giá trị các điểm ảnh trong khối.

◆ **Đặc tuyến của bộ đệm dữ liệu.**

Có thể dễ dàng nhận thấy số bit truyền tải của mỗi đoạn ảnh tùy thuộc vào nội dung của đoạn ảnh đó. Ví dụ: với đoạn ảnh có độ tương phản thấp, số bit mã hoá sẽ thấp vì năng lượng của cả đoạn sẽ tập trung hết vào hệ số DC. Với vùng ảnh có hoạt tính cao, ngoài hệ số DC còn có một số các hệ số AC cần mã hoá dẫn đến làm tăng số bit. Trong khi đó, tốc độ các kênh truyền tải luôn là hằng số, nên các bit mã hoá phải được đưa qua một bộ nhớ đệm để điều chỉnh tốc độ bit đầu ra không thay đổi cho dù có sự biến thiên của tốc độ bit đầu vào.

Dung lượng của bộ nhớ này hạn chế nên khả năng tràn bộ nhớ là hoàn toàn có thể xảy ra khi tốc độ bit đầu vào quá lớn. Để tránh điều này, cần có sự điều khiển bộ nhớ đệm. Trạng thái B của bộ nhớ tạo ra một tác nhân trọng số $f(B)$ tác động lên thang lượng tử. B càng lớn (bộ đệm càng đầy) thì trọng số càng nhỏ tức bước lượng tử càng lớn để giảm bớt tốc độ bit đầu vào.



Hình II.2.13 : Đặc tuyến của bộ đệm dữ liệu:
khi bộ đệm đầy, độ lớn bước lượng tử tăng lên

Tổng hợp tất cả các tác nhân đã xét :

- Trọng số từ bảng HVS: w_{ij}
- Trọng số mức linh hoạt: a_k
- Trọng số tình trạng bộ đệm: $f(B)$.

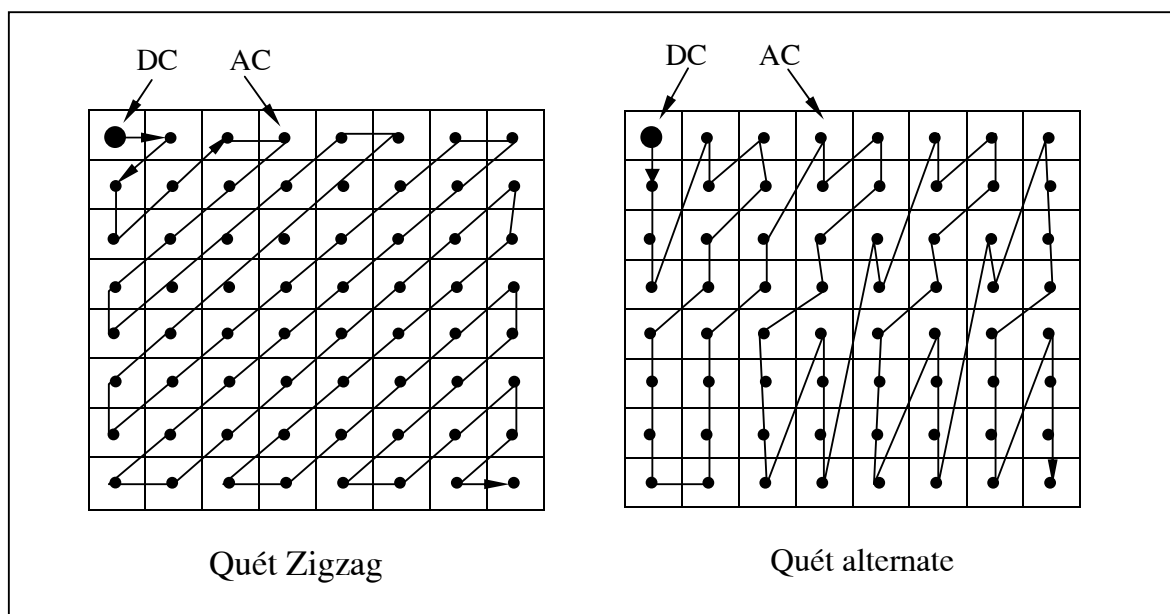
Kết hợp với nhau tác động lên thang ượng tử để có bước lượng tử phù hợp nhất cho các hệ số DCT. Chất lượng bộ lượng tử càng cao nếu sự kết hợp này càng chính xác. Khi đó, chất lượng ảnh khôi phục là tốt nhất trong khi vẫn đạt được tốc độ dòng bit thấp.

Thông thường, bước lượng tử thấp cho hệ số DC và AC tần số thấp, bước lượng tử thô dành cho các hệ số AC tần số cao.

2.2.4. Quét các hệ số DCT.

Dòng số là dòng truyền tải các bit nối tiếp theo thời gian. Do vậy cần một quá trình sắp xếp các hệ số DCT đã lượng tử trong ma trận hai chiều thành dãy một chiều nối tiếp nhau. Quá trình đó gọi là quét hệ số DCT.

Theo nghiên cứu, có hai dạng thức quét cho số hệ số “0” đứng cạnh nhau lớn nhất, tạo thuận lợi cho việc giảm tốc độ bit khi mã hoá. Đó là quét “zig_zag” và quét luân phiên “alternate”.



Hình II.2.14 : Quét các hệ số DCT

2.2.5. Mã hoá các hệ số DCT.

Sau khi quét, các hệ số DCT gồm rất nhiều hệ số 0 đi liền nhau nên được mã hoá bằng loạt dài RLC (run length coding) rồi tiếp tục mã hoá bằng mã Huffman VLC (variable length coding) sao cho giảm tối thiểu được tốc độ dòng bit.

Việc mã hoá được qui định bởi các bảng mã. Ứng với mẫu đầu vào đối chiếu theo bảng mã sẽ cho từ mã đầu ra tương ứng.

Hạng	Giá trị hệ số	
NA	0	
1	-1	1
2	-3..-2	2..3
3	-7,-5,-5,-4	4,5,6,7
4	-15.....-8	8.....15
5	-36.....-31	31.....36
6	-63.....-32	32.....63
7	-127.....-68	68.....127
8	-255.....-128	128.....255
.....	

Bảng II.2.2 : Giá trị hệ số AC và phân hạng

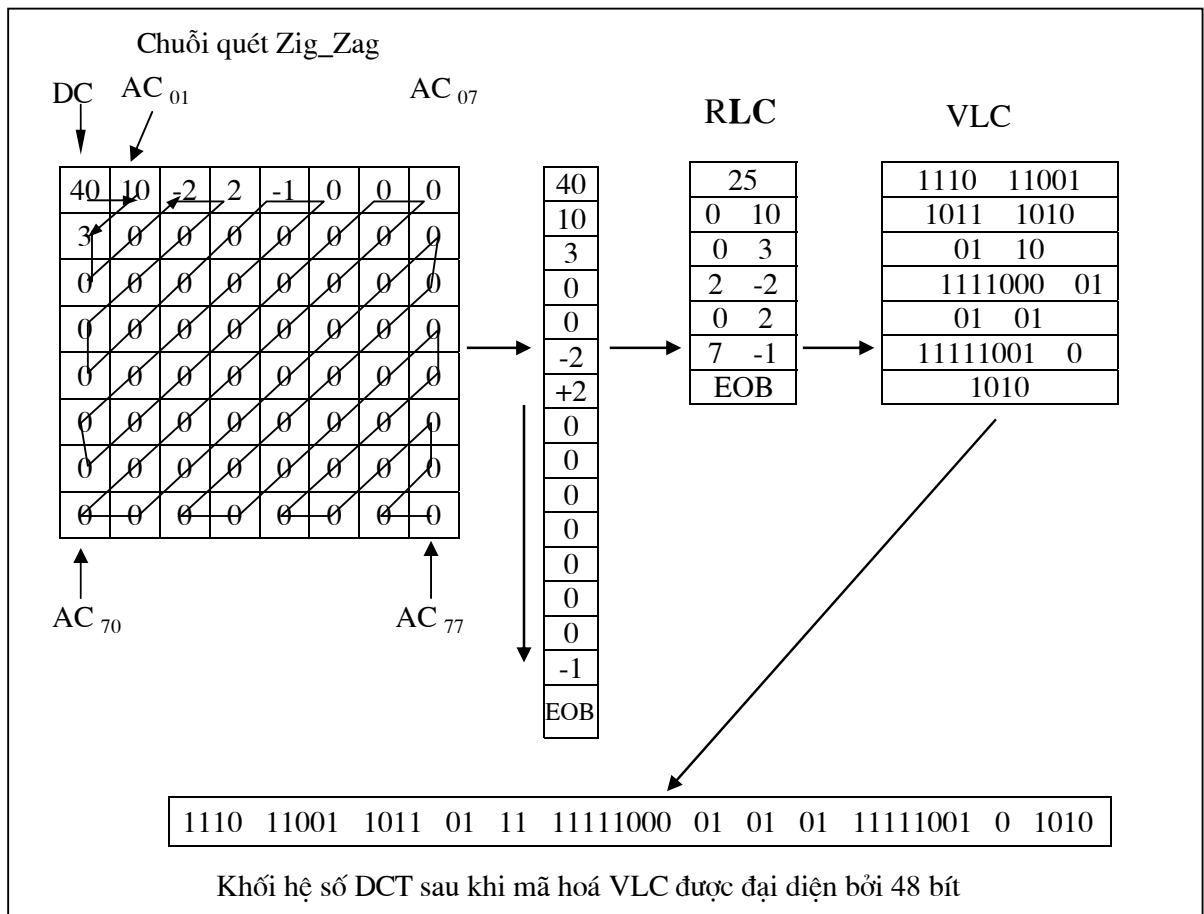
Vi sai giá trị DC	Hạng	Từ mã cho tín hiệu màu	Từ mã cho tín hiệu chói
-255.....-128	7	1111 110	1111 1110
-127.....-64	7	1111 10	1111 110
-63.....-32	6	1111 0	1111 10
-31.....-16	5	1110	1111 0
-15.....-8	4	110	1110
-7.....-4	3	101	110
-3.....-2	2	01	10
-1	1	00	01
0	0	100	00
1	1	00	01
2.....3	2	01	10
4.....7	3	101	110
8.....15	4	110	1110
16.....31	5	1110	1111 0
32.....63	6	1111 0	1111 10
64.....127	7	1111 10	1111 110
128.....255	8	1111 110	1111 1110

Bảng II.2.3 : Bảng mã hoá Huffman cho hệ số DC

Chuỗi 0	Hạng	Độ dài mã	Từ mã
0	1	2	00
0	2	2	01
0	3	3	100
0	4	4	1011
0	5	5	11010
0	6	6	111000
0	7	7	1111000
...
1	1	4	1100
1	2	6	111001
1	3	7	1111001
1	4	9	111110110
....
2	1	5	11011
2	2	8	11111000
...
3	1	6	111010
3	2	9	111110111
...
4	1	9	111011
5	1	7	1111010
6	1	7	1111011
7	1	8	11111001
8	1	8	11111010
9	1	9	111111000
10	1	9	111111001
11	1	9	1111111010
...
End of Block		4	1010

Bảng II.2.4 : Bảng mã Huffman cho hệ số AC mặc định trong tiêu chuẩn JPEG

Hình vẽ sau đây minh họa quá trình quét và mã hoá một khối các hệ số DCT :



Hình II.2.15: Quét Zig_Zag và mã hoá Huffman

2.2.6. Hệ thống nén Video công nghệ mã hoá chuyển đổi.

Sơ đồ khối hệ thống nén ảnh sử dụng công nghệ “mã hoá chuyển đổi “ như sau:

Các tín hiệu chói Y và màu (C_R , C_B) được đưa vào bộ định dạng khối (block). Một Macroblock gồm hai khối Y và hai khối tín hiệu màu C_R , C_B . Đầu ra bộ định dạng khối, các mẫu điểm sẽ được sắp xếp thành các khối 8x8. Bốn khối (hai khối Y và hai khối màu C_R , C_B) tạo nên một khối Macroblock (MB). Các MB sẽ được xử lý lượng tử, mã hoá độc lập với nhau.

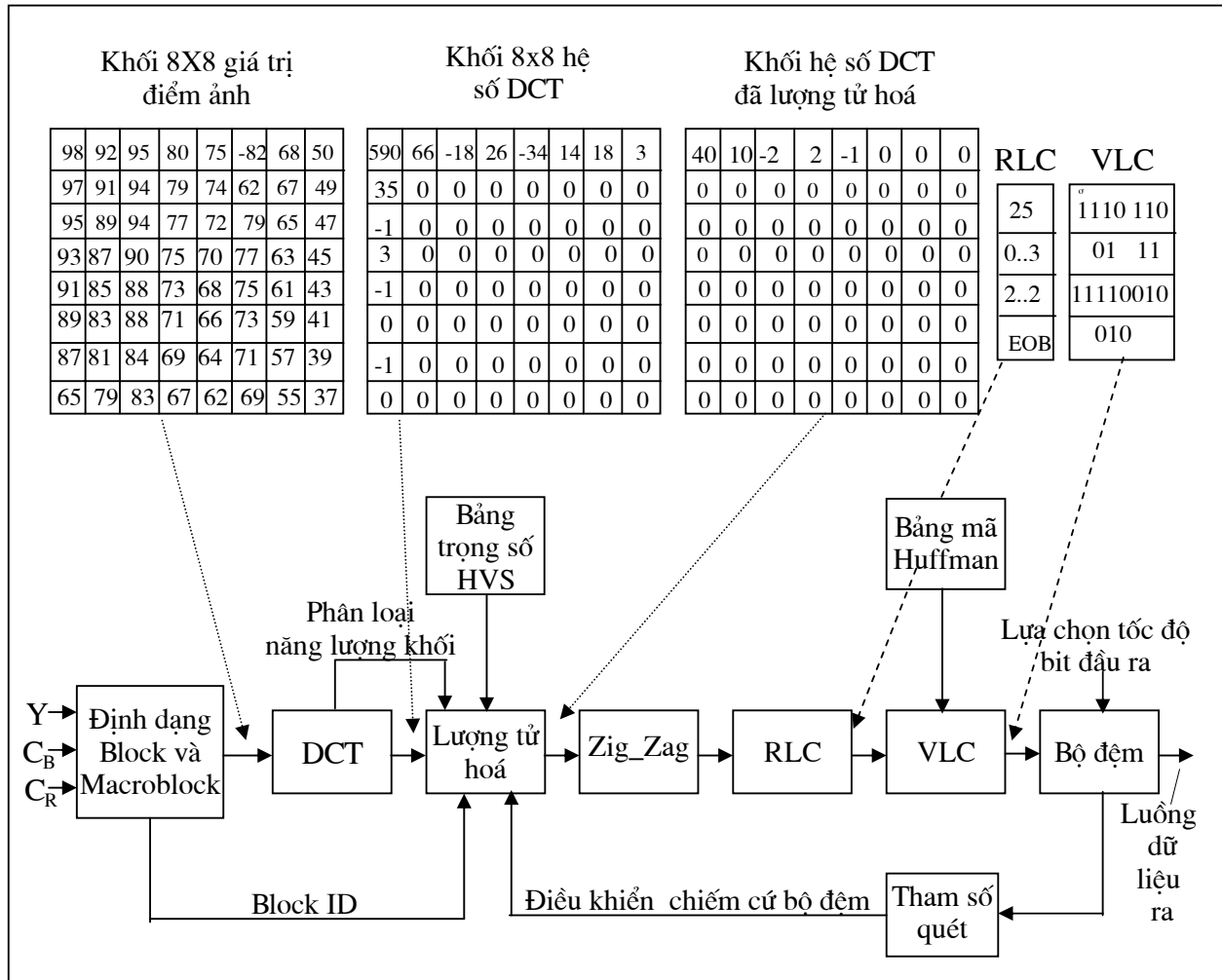
Các MB điểm ảnh được chuyển đổi sang vùng tần số bằng bộ chuyển đổi cosin rời rạc DCT. Khối hệ số DCT được lượng tử hoá và mã hoá theo mã RLC và VLC. Bộ lượng tử hoá sẽ chịu sự tác động của 4 yếu tố sau:

- Trọng số của bảng HVS.
- Sự phân loại năng lượng khối.
- Tín hiệu điều khiển chiếm cứ bộ nhớ.
- Khối ID.

để cho bước lượng tử phù hợp với từng hệ số DCT.

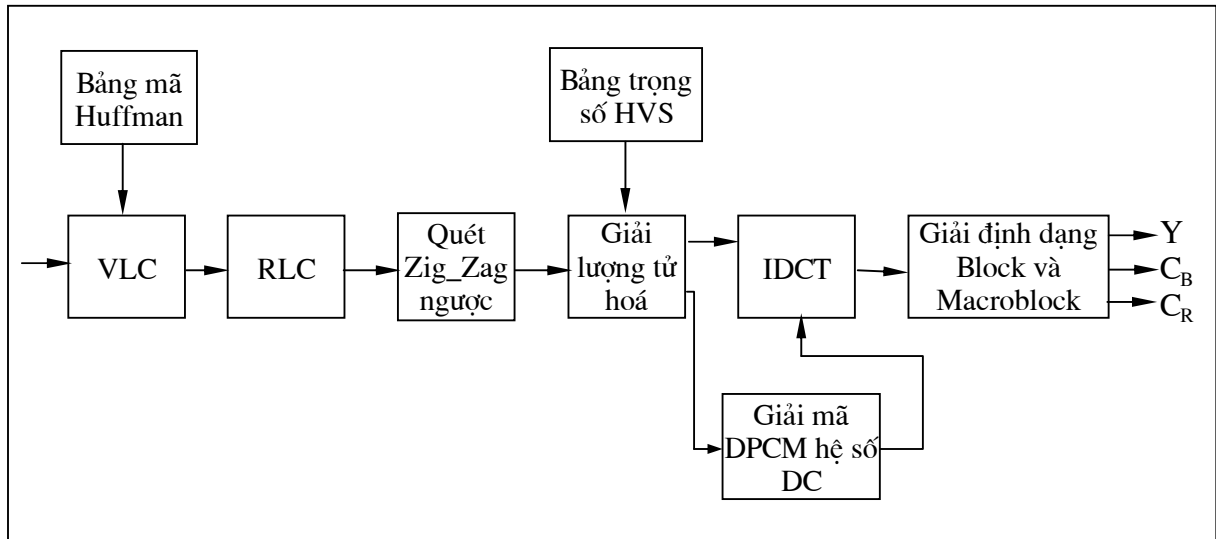
Block ID (Identification Block) là các khối điểm cho phép tín hiệu chói và màu được lượng tử hoá độc lập với nhau..

Do tốc độ dòng bit mã hoá thay đổi nên cần phải sử dụng một bộ nhớ đệm để giữ cố định tốc độ dòng bit đầu ra.



Hình II.2.16: Nén ảnh theo công nghệ Transform Coding

Sơ đồ khối giải nén như sau:



Hình II.2.17: Giải mã DCT

2.3. Sự kết hợp các công nghệ nén.

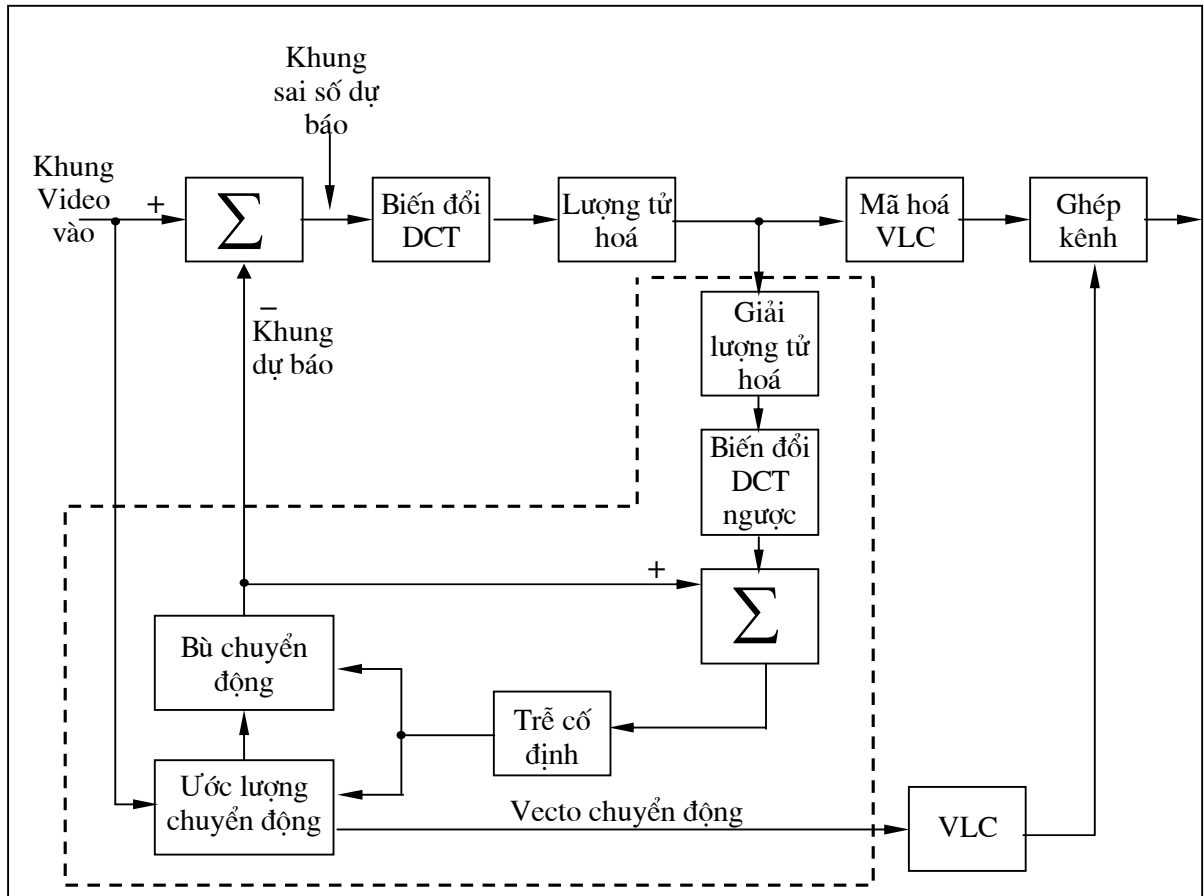
Nếu sử dụng một cách tách biệt, không có công nghệ nén nào có khả năng tạo một quá trình nén có dòng bit ra tốc độ thấp mà vẫn đảm bảo chất lượng ảnh đạt yêu cầu. Bởi vậy mọi cách thức nén hiện nay đều là sự kết hợp chuẩn xác giữa các công nghệ nén. Sự kết hợp này sau đó được chuẩn hoá trở thành các tiêu chuẩn nén: JPEG, JBIG, MPEG.

Có thể hiểu một cách đơn giản, kết hợp các công nghệ nén là tạo ra một quá trình nén nhiều bậc nhằm đạt được hiệu suất nén cao.

Tiêu chuẩn nén phổ biến hiện nay là MPEG, sử dụng kết hợp hai công nghệ nén: “Điều xung mã vi sai” DPCM và “Mã hoá chuyển đổi” (Transform coding) .

Sự kết hợp này còn được gọi là “DPCM/DCT cân bằng” (hybrid DPCM/DCT).

Sơ đồ khối quá trình nén như sau:



Hình II.2.18: Mã hoá DCT dự báo có bù chuyển động (Bộ mã hoá MPEG-2)

Đây chính là sơ đồ khối bộ mã hoá MPEG-2 .

Quá trình nén như sau:

- ◆ Ảnh truyền đi được định dạng thành các khối 8x8 điểm ảnh. Các khối này sẽ được xử lý độc lập với nhau.
- ◆ Trước tiên sử dụng công nghệ DPCM liên ảnh (Interframe DPCM) có bù chuyển động.

Như đã trình bày , trong công nghệ này thực hiện các quá trình sau:

- Sử dụng kỹ thuật tạo dự báo liên ảnh (Interprediction) có bù chuyển động để tạo được khung dự báo rất tương đồng với khung hiện hành.
- Tạo sai số dự báo là hiệu giữa khung hiện hành và khung dự báo có bù chuyển động của nó. Khung sai số dự báo (Prediction error frame) có lượng thông tin rất thấp.

◆ Khung sai số dự báo sẽ được chuyển sang miền tần số bằng phép biến đổi cosin rời rạc, và tiếp tục được nén bằng công nghệ mã hoá chuyển đổi “transform coding” đã xét trong mục 2.2 và truyền sang phía thu.

◆ Vecto chuyển động kết quả của quá trình ước lượng chuyển động sẽ được ghép kênh với thông tin gửi sang bên thu phục vụ cho quá trình tạo dự báo có bù chuyển động ở bên thu khi khôi phục ảnh.

◆ Bộ cộng Σ_1 : lấy hiệu giữa khung dự báo và khung hiện hành để tạo khung sai số dự báo.

◆ Do quá trình ước lượng và bù chuyển động cũng như tạo dự báo cho khung (n+1) cần sử dụng khung (n) và chính bản thân khung (n+1). Nên sai số dự báo của khung (n) đã chuyển đổi DCT và lượng tử hoá sẽ được khôi phục lại bằng giải lượng tử và chuyển đổi DCT ngược rồi cộng với dự báo của khung (n) bằng bộ cộng Σ_2 .

Kết quả khung (n) được phục hồi cùng khung (n+1) đưa từ đầu Video vào được đưa tới bộ ước lượng chuyển động để so sánh, tính toán vecto chuyển động tạo khung dự báo (n+1).

◆ Toàn bộ phần nằm trong khối gạch rời chính là bộ tạo dự báo (predictor) của công nghệ DPCM.

◆ Bộ đệm dữ liệu đầu ra nhằm điều chỉnh tốc độ bit ra ổn định dù có sự biến thiên tốc độ đầu vào.

CHƯƠNG III: NÉN VIDEO THEO CHUẨN MPEG

Các công nghệ nén ảnh “Điều xung mã vi sai -DPCM”, “Mã hoá chuyển đổi-Transform Coding” và một số công nghệ nén khác được kết hợp với nhau nhằm tạo một cách thức nén ảnh có hiệu suất cao, chất lượng ảnh khôi phục tốt.

Sự kết hợp này được tiêu chuẩn hoá trong các tiêu chuẩn nén sử dụng hiện nay : JPEG, JBIG, MPEG.

3.1. Khái quát về các tiêu chuẩn nén

Tại sao cần phải có các tiêu chuẩn nén ?

Các tổ chức quốc tế đã tiêu tốn hàng triệu USD để phát triển các tiêu chuẩn nén. Như vậy, có thể thấy, các tiêu chuẩn nén là cần thiết.

Hiểu một cách đơn giản, tiêu chuẩn nén cũng như ngôn ngữ chính thống của một đất nước. Quốc gia đó có nhiều dân tộc với nhiều ngôn ngữ khác nhau. Nhưng để thuận lợi cho giao tiếp, cần một ngôn ngữ chính thống trên toàn lãnh thổ. Như vậy, chìa khoá ở đây là “sự dễ dàng trong giao tiếp”. Chúng ta cần các tiêu chuẩn nén để thuận tiện trao đổi giữa các hệ thống khác nhau.

Vậy tại sao cần có nhiều tiêu chuẩn nén ?

Câu trả lời thật đơn giản: Chúng ta có nhiều ứng dụng đòi hỏi nhiều tiêu chuẩn khác nhau. Không có bất cứ một tiêu chuẩn nén nào có thể đáp ứng được tất cả các yêu cầu ứng dụng đó.

Các tiêu chuẩn nén gồm hai mức: mức quốc gia và mức quốc tế.

➤ Ở mức quốc gia có: ANSI (American National Standard Institute)
AIIM (Association of Image and Information)
Tại Canada có tổ chức tiêu chuẩn của Canada
(Canadian Standards Association and the Standards Council of Canada).

➤ Ở mức quốc tế có: ISO (International Standards Organization)
IEC (International Electrotechnical Commission)
ITU (International Telecommunication Union, CCITT)
Và một số tổ chức khác.

Các tiêu chuẩn nén với ứng dụng của chúng được khái quát trong bảng sau đây:

Chuẩn	Phạm vi ứng dụng
CCITT T.4	Fax, ảnh dữ liệu
CCITT T.6	Fax, ảnh dữ liệu
JPEG	Ảnh.
JBIG	Fax, ảnh dữ liệu
CCITT H.261	Điện thoại hình
MPEG - 1	Ảnh, lưu trữ dữ liệu số (DSM)
MPEG - 2	Ảnh, HDTV, DSM
MPEG - 4	Truyền thanh thông thường, quảng bá, cảm nhận từ xa

Bảng II.3.1: Khái quát các tiêu chuẩn nén

Trong số đó, được sử dụng phổ biến và có phạm vi ứng dụng rộng rãi là MPEG (Moving Pictures Experts Group).

♦ **Chuẩn nén MPEG:** MPEG là một chuỗi các chuẩn bao gồm: MPEG-1, MPEG-2 và MPEG- 4. Trong đó MPEG-1 là cơ bản. MPEG-2 và MPEG- 4 là sự phát triển và mở rộng từ MPEG-1.

➤ MPEG-1 còn được gọi là tiêu chuẩn ISO/IEC 11172 là chuẩn nén audio và video với tốc độ khoảng 1,5 Mb/s.

➤ MPEG-2 nén tín hiệu video và audio với một dải tốc độ bit từ 1,5 tới 60 Mb/s.

Tiêu chuẩn này còn được gọi là chuẩn quốc tế ISO/IEC 13818, là chuẩn nén ảnh động và âm thanh. Nó cung cấp một dải các ứng dụng như: lưu trữ dữ liệu số, truyền hình quảng bá và truyền thông.

➤ MPEG- 4 là sự hợp nhất cung cấp cho rất nhiều ứng dụng truyền thông, truy cập, điều khiển dữ liệu âm thanh số như: Điện thoại hình, thiết bị đầu cuối đa phương tiện (multimedia) , thư điện tử và cảm nhận từ xa. MPEG- 4 cho khả năng truy cập rộng rãi và hiệu suất nén rất cao.

3.2. Nén Video theo MPEG-1

Tiêu chuẩn MPEG-1 gồm 4 phần:

Phần 1: Hệ thống (ISO/IEC 11172-1)

Phần 2: Nén video (ISO/IEC 11172-2)

Phần 3: Nén Audio (ISO/IEC 11172-3)

Phần 4: Kiểm tra (ISO/IEC 11172- 4)

MPEG-1 nghiên cứu cách thức ghép nối một hoặc vài dòng dữ liệu chứa thông tin thời gian để hình thành nên một dòng dữ liệu. Nó cung cấp qui tắc cú pháp đồng bộ hoá quá trình phát lại cho một dải ứng dụng Video rộng.

MPEG-1 coi ảnh chuyển động như dạng thức dữ liệu máy tính (gồm các điểm ảnh). Cũng như các dữ liệu máy tính (ảnh và văn bản), ảnh video chuyển động có khả năng truyền và nhận bằng máy tính và mạng truyền thông. Chúng cũng có thể được lưu trữ trong các thiết bị lưu trữ dữ liệu số như đĩa CD, đĩa Winchester và ổ quang.

MPEG-1 cung cấp cả các ứng dụng đối xứng và không đối xứng:

- Trong ứng dụng không đối xứng, ảnh động được nén một lần, sau đó giải nén nhiều lần để truy cập thông tin, ví dụ trò chơi games.
- Trong ứng dụng đối xứng, quá trình nén và giải nén phải cân bằng nhau. VD: điện thoại hình, thư điện tử.

Để đạt được hiệu suất nén cao mà vẫn giữ tốt chất lượng ảnh phục hồi, chuẩn MPEG-1 sử dụng cả công nghệ nén trong ảnh (Intraframe) và liên ảnh (Interframe) để loại bỏ được cả sự dư thừa không gian và thời gian.

Do MPEG-1 được phát triển cho lưu trữ dữ liệu số nên đòi hỏi có sự truy cập ngẫu nhiên (Random Access). Cách thức mã hoá tốt nhất cho truy cập ngẫu nhiên là mã hoá Intraframe đơn thuần. Song do sự dư thừa thông tin về thời gian chưa được loại bỏ nên hiệu suất nén rất thấp. Do vậy trong tiêu chuẩn nén MPEG-1, có sự cân bằng giữa nén trong ảnh (Intraframe) và nén liên ảnh (Interframe) bằng cách sử dụng các công nghệ sau đây:

- Bù chuyển động
- Dự báo
- Nội suy
- Biến đổi cosine rời rạc
- Lượng tử hoá
- Mã hoá độ dài thay đổi (mã Huffman-VLC)

Tức là có sự kết hợp hai công nghệ nén DPCM và Transform Coding. Thuật toán nén MPEG-1 sử dụng bù chuyển động khối để giảm sự dư thừa thời gian với vecto chuyển động cho mỗi khối kích thước 16 x 16 điểm ảnh.

Bù chuyển động được sử dụng cho cả dự báo nhân quả và không nhân quả

- Dự báo nhân quả tạo dự báo ảnh hiện hành từ ảnh trước đó.
- Dự báo không nhân quả tạo dự báo cho ảnh hiện hành dựa trên ảnh trong quá khứ và cả tương lai.

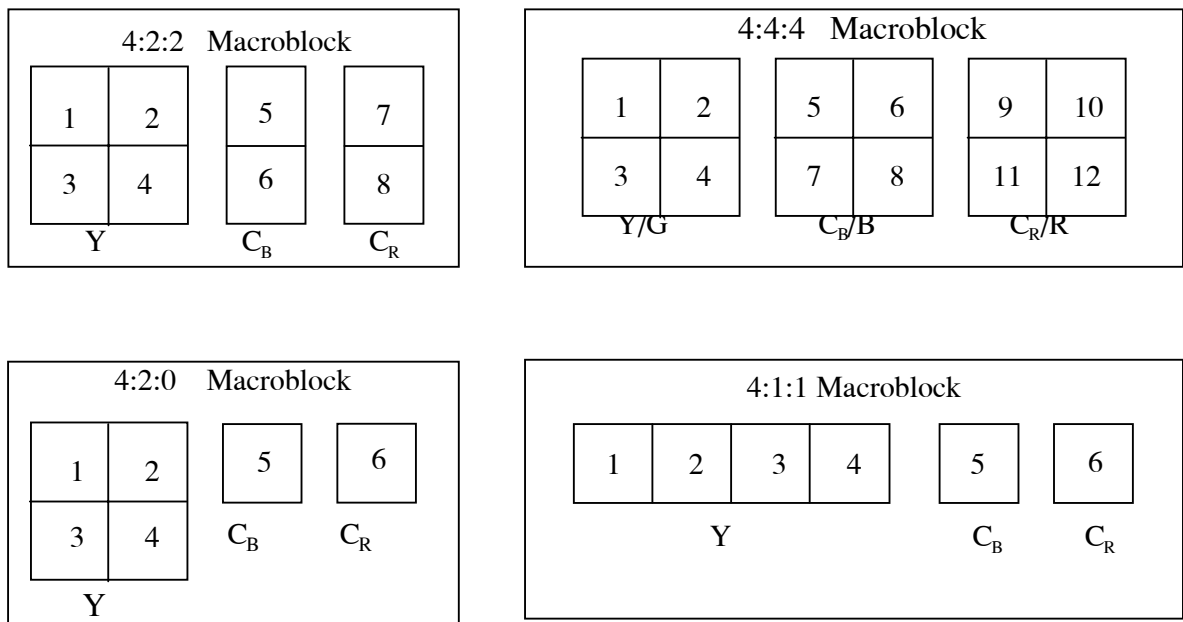
Vòng lặp DPCM được sử dụng để tạo khung sai số dự báo. Sau đó, công nghệ mã hoá chuyển đổi khung sai số này sang miền tần số để nén các hệ số nhờ lượng tử hoá và mã hoá Huffman trước khi truyền tải hay lưu trữ.

3.2.1. Các thành phần ảnh cơ bản trong chuẩn nén MPEG

Các tiêu chuẩn MPEG cấu trúc dữ liệu dạng lớp. Bao gồm các thành phần cơ bản sau đây:

♦ **Khối (Block):** Là đơn vị cơ bản cho chuyển đổi DCT. Bao gồm 8x8 điểm ảnh tín hiệu chói hoặc tín hiệu màu.

♦ **Macro Block:** Là nhóm các khối DCT tương ứng với thông tin của một cửa sổ 16x16 điểm ảnh gốc. Có nhiều dạng Macro Block khác nhau phụ thuộc vào cấu trúc lấy mẫu được sử dụng.



Hình II.3.1 : Cấu trúc Macroblock của các dạng lấy mẫu

Phần đầu đề (header) của Macroblock chứa thông tin phân loại (Y hay C_b, C_R) và vector bù chuyển động tương ứng.

♦ **Lát (slice):** Được cấu thành từ một hay một số MB liên tiếp nhau.

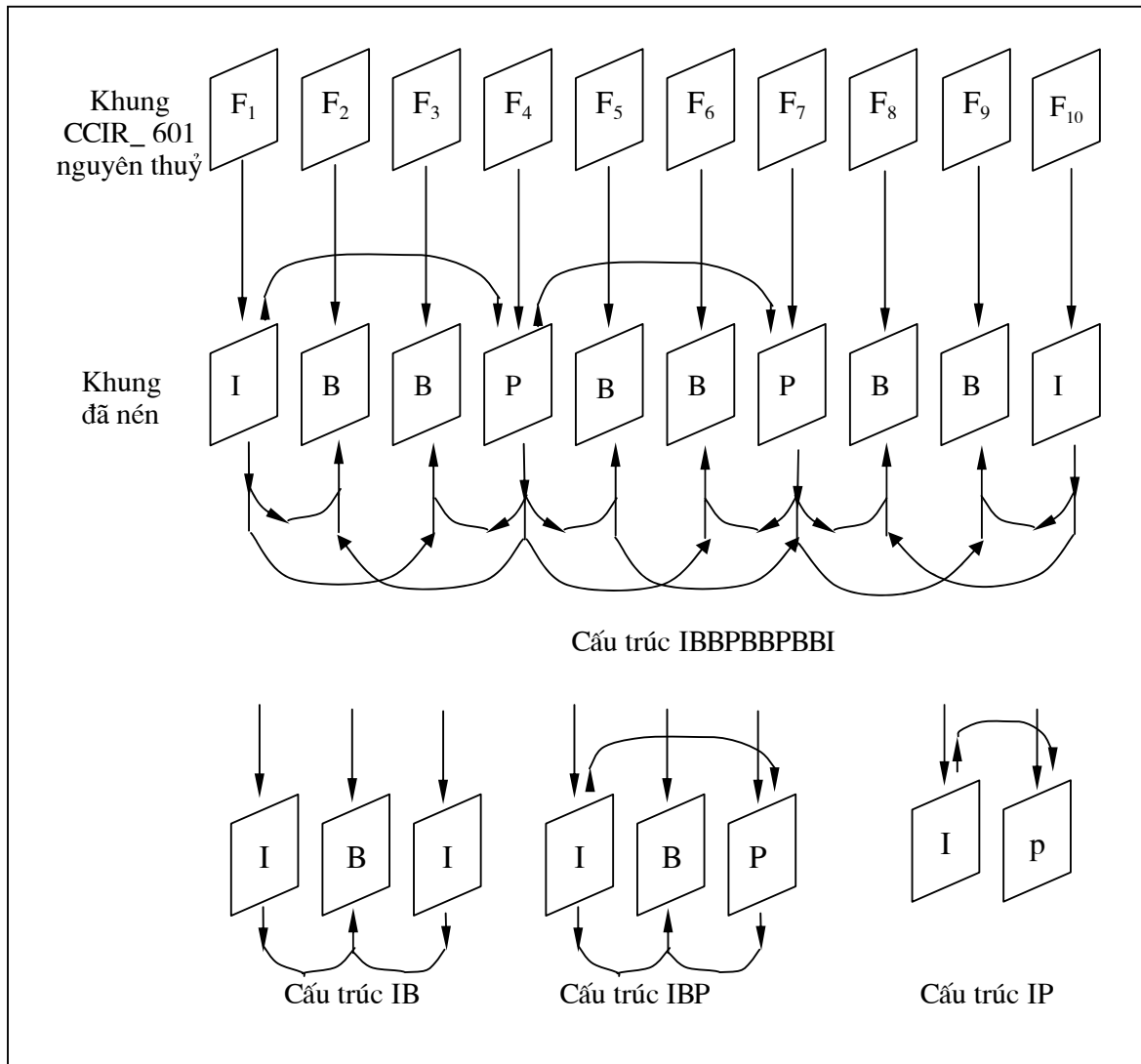
Phần header của slice chứa thông tin về vị trí của nó trong ảnh và tham số quét lượng tử (quantized scaling factor). Kích cỡ của slice quyết định bởi mức bảo vệ lỗi cần có trong ứng dụng vì bộ giải mã sẽ bỏ qua slice bị lỗi. Hệ số một chiều DC được định vị tại điểm bắt đầu mỗi slice.

♦ **Ảnh:** Lớp ảnh cho bên thu biết về loại mã hoá khung (I,P,B). Phần header mang thứ tự truyền tải của khung để bên thu hiển thị khung theo đúng thứ

tự, ngoài ra còn có một số thông tin bổ sung như thông tin đồng bộ, độ phân giải và vecto chuyển động.

♦ **Nhóm ảnh (group of picture):** Gồm cấu trúc các ảnh I,B và P. Mỗi nhóm bắt đầu bằng ảnh I cung cấp điểm vào ra và tìm kiếm. Phần header chứa 25 bit thời gian và chế độ điều khiển cho VTR và thông tin thời gian.

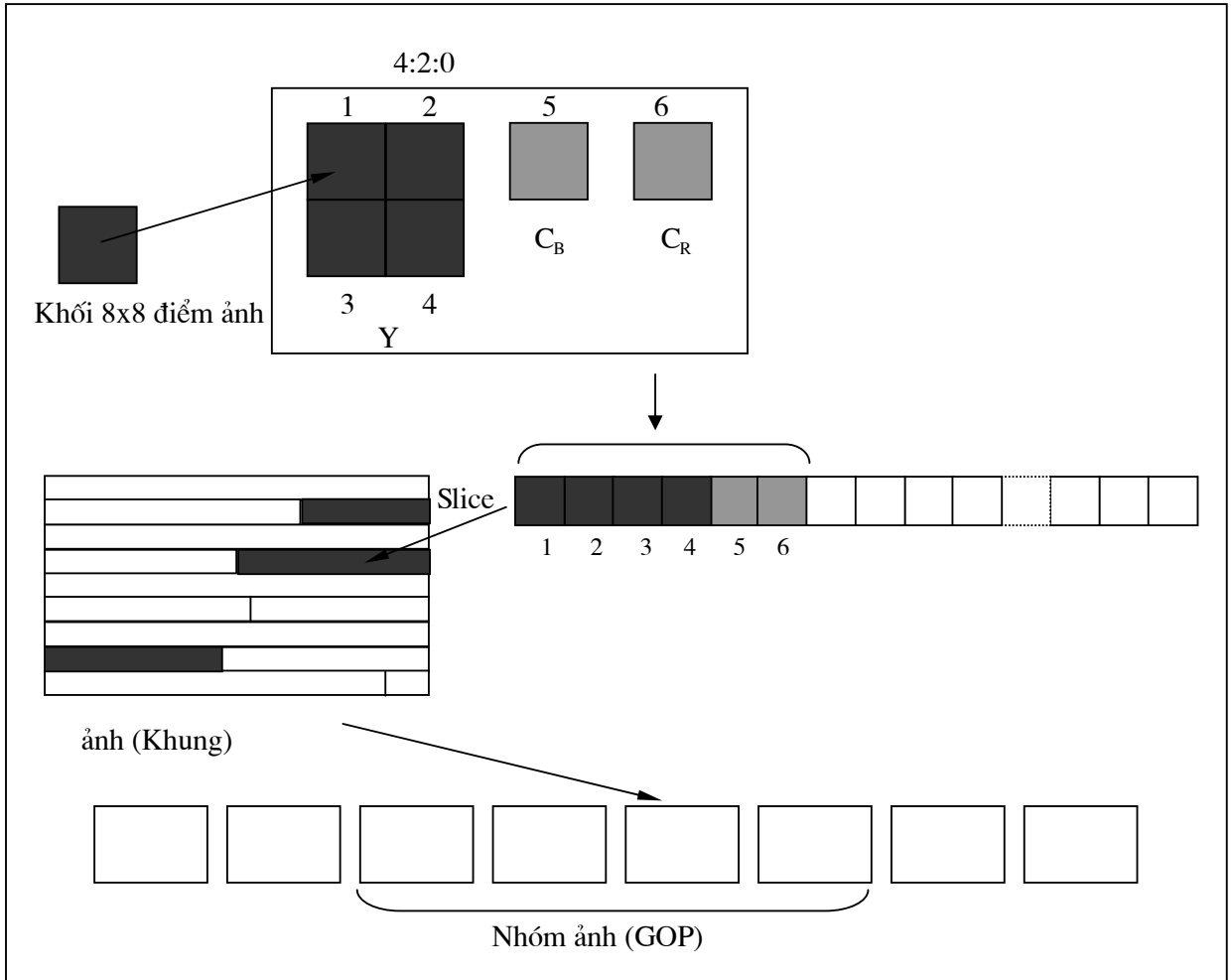
Trong MPEG có các cấu trúc nhóm ảnh điển hình như sau:



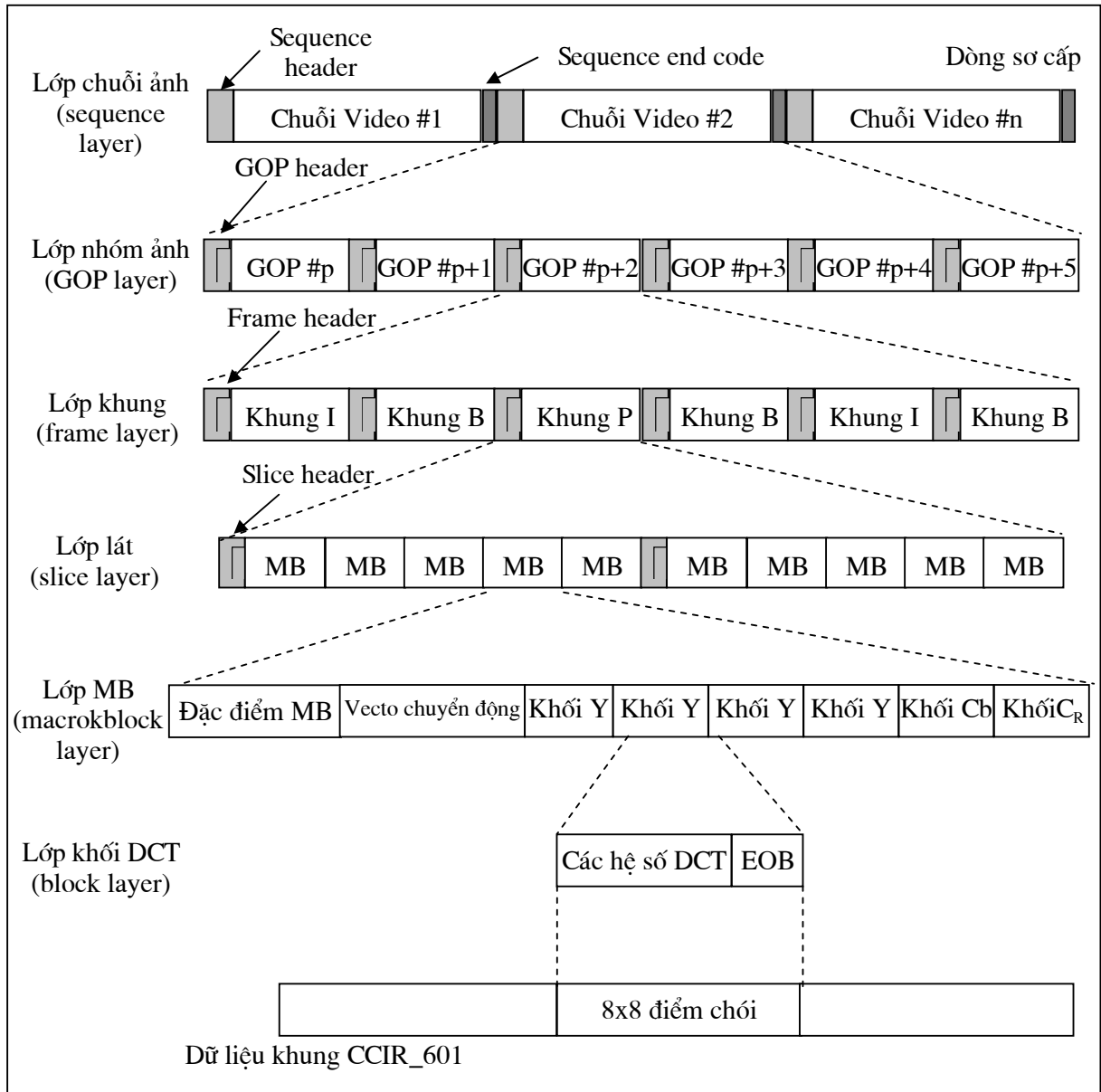
Hình II.3.2: Các cấu trúc nhóm ảnh trong tiêu chuẩn MPEG

♦ **Chuỗi Video (Video Sequence):** lớp chuỗi bao gồm phần header, một hoặc một số nhóm ảnh (Picture Group) và phần kết thúc chuỗi Sequence end Code).

Thông tin quan trọng nhất của phần header là kích thước (dọc, ngang) của mỗi ảnh, tốc độ bit, tốc độ ảnh và dung lượng đòi hỏi bộ đệm dữ liệu bên thu. Thông tin chuỗi ảnh và phần header của chuỗi là dòng bit đã mã hoá, còn gọi là dòng video cơ bản.



Hình II.3.3 : Cấu trúc dòng dữ liệu video MPEG



Hình II.3.4: Cấu trúc lớp dữ liệu trong MPEG

3.2.2. Sự phân loại ảnh MPEG

Tiêu chuẩn nén video MPEG định nghĩa 3 loại ảnh: ảnh I, ảnh B và ảnh P.

3.2.2.1. Ảnh I: (Intra - Coded Picture)

Các ảnh I được mã hoá theo mode Intra để có thể giải mã mà không cần sử dụng dữ liệu từ bất cứ một ảnh nào khác. Đặc điểm của phương pháp mã hoá này như sau:

- Chỉ loại bỏ được sự dư thừa không gian.

-
-
- Dùng các điểm trong cùng một khung để tạo dự báo.
 - Không có bù chuyển động.
 - Các thông tin được mã hoá rõ ràng, minh bạch nên số lượng bit yêu cầu lớn.

Do được mã hoá Intra, ảnh I bao giờ cũng là ảnh đầu tiên trong một nhóm ảnh hay một chuỗi ảnh. Nó cung cấp thông tin khởi động các ảnh tiếp theo trong nhóm.

3.2.2.2. *Ảnh P (Predictive Code Picture)*

Ảnh P được mã hoá liên ảnh một chiều (Interframe một chiều):

- Dự báo Inter một chiều.
- Ảnh dự báo được tạo ảnh tham chiếu trước đó (dự báo nhân quả).

Ảnh tham chiếu này có thể là ảnh I hoặc ảnh P gần nhất.

- Có sử dụng bù chuyển động. Thông tin ước lượng chuyển động của các khối nằm trong vecto chuyển động (motion vecto). Vecto này xác định Macroblock nào được sử dụng từ ảnh trước.

Do vậy ảnh P bao gồm cả những MB mã hoá Inter (I - MB) là những macroblock chứa thông tin lấy từ ảnh tham chiếu và những MB mã hoá Intra là những MB chứa thông tin không thể mượn từ ảnh trước.

Ảnh P có thể được sử dụng làm ảnh tham chiếu tạo dự báo cho ảnh sau.

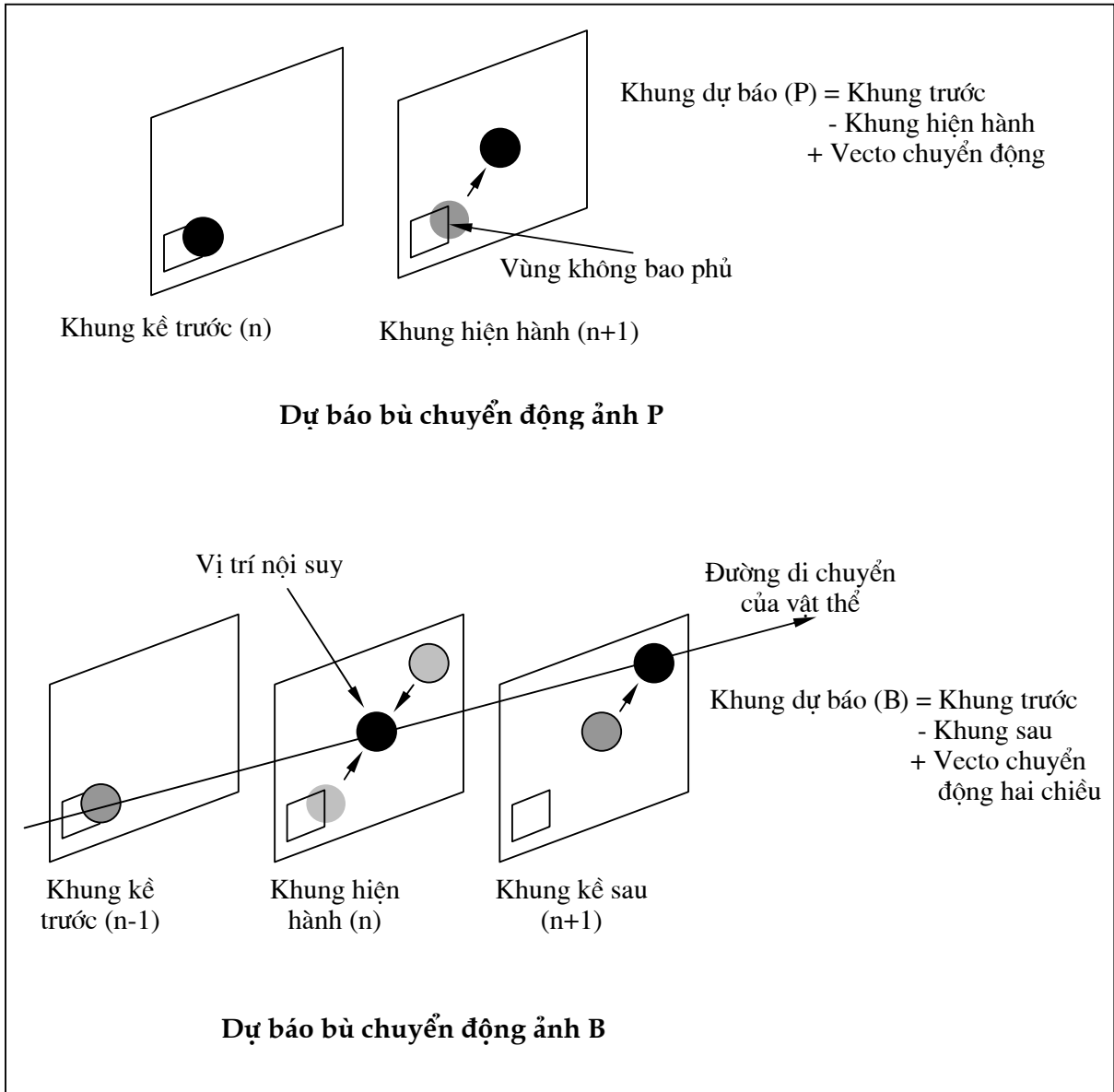
3.2.2.3. *Ảnh B (Bidirectionally Predicted Pictures)*

Ảnh B là ảnh mã hoá liên ảnh hai chiều. Tức là :

- Có sử dụng bù chuyển động.
- Dự báo không nhân quả, ảnh dự báo gồm các macroblock của cả khung hình trước đó và sau đó.

Việc sử dụng thông tin lấy từ ảnh trong tương lai hoàn toàn có thể thực hiện được vì tại thời điểm mã hoá thì bộ mã hoá đã sẵn sàng truy cập tới ảnh phía sau.

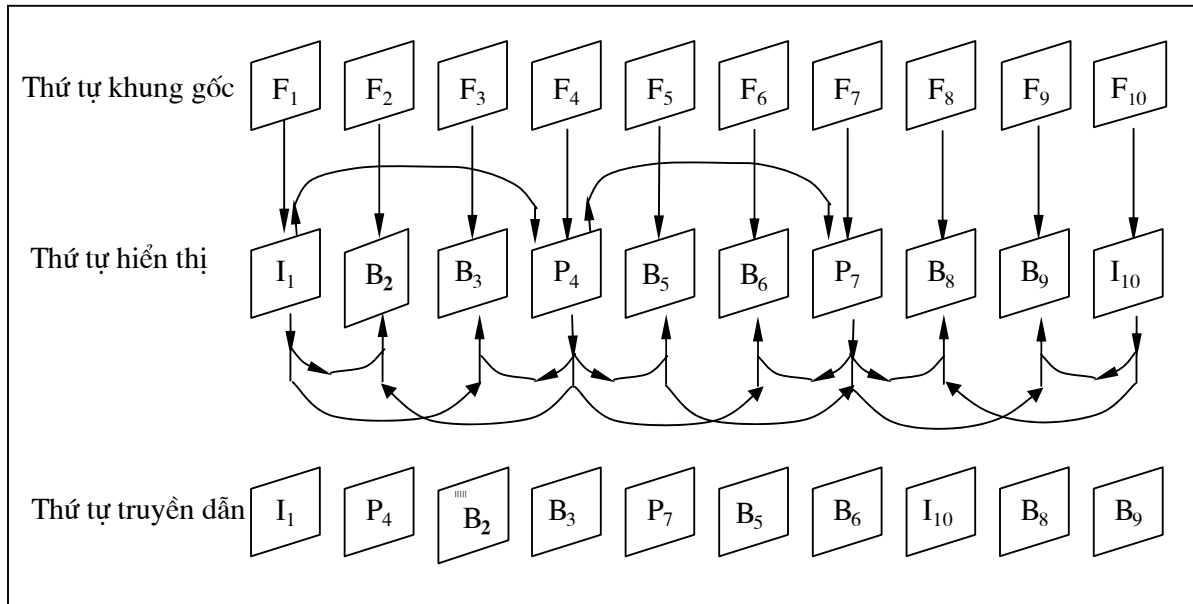
Ảnh B không được sử dụng làm ảnh tham chiếu tạo dự báo cho các ảnh sau.



Hình II.3.5 : Nội suy bù chuyển động

3.2.2.4. Thứ tự truyền dẫn và thứ tự hiển thị ảnh.

Chuỗi ảnh MPEG thường có cấu trúc IBBPBBPBBI nhưng thứ tự truyền dẫn và thứ tự hiển thị ảnh là khác nhau do khi tạo ảnh B cần thông tin từ cả khung quá khứ và tương lai. Như vậy có nghĩa, ảnh trong tương lai cần phải được truyền dẫn trước. Trong khi đó, lúc hiển thị phải theo đúng thứ tự nguồn. Để thực hiện điều này, lớp ảnh (Picture layer) của dòng dữ liệu MPEG có thông tin về số thứ tự ảnh để trợ giúp hiển thị.



Hình II.3.6: Thứ tự truyền dẫn và thứ tự hiển thị ảnh

3.2.3. Tiêu chuẩn MPEG-1

MPEG-1 có phạm vi ứng dụng rộng rãi cho dạng thức CSIF (Common Source Intermediate Format). CSIF là một định dạng nguồn dữ liệu đầu vào của các bộ nén và giải nén (codec) do CCITT qui định phù hợp với hai dạng quét TV 525/60 và 625/500. Dạng thức này gắn với cấu trúc lấy mẫu 4:2:0 được qui định như sau:

	CCIR - 601 525	CSIF- 525 4:2:0	CCIR - 601 625	CSIF - 625 4:2:0
Số điểm/dòng tích cực				
+ Chói Y	720	352	720	352
+ Màu (C _b , C _R)	360	176	360	176
Tần số lấy mẫu (MHz)				
+ Chói Y Chói Y	13,5	6,75	13,5	6,75
+ Màu (C _b , C _R)	6,75	3,38	6,75	3,38
Số dòng tích cực				
+ Chói Y	480	240	576	288
+ Màu (C _b , C _R)	480	120	576	144
Tốc độ khung (Hz)	30	30	25	25
Tỷ số ảnh (Kích cỡ ảnh)	4:3	4:3	4:3	4:3

Bảng II.3.2: Dạng thức ảnh cơ bản của CSIF

Như vậy đối với MPEG-1, dòng dữ liệu truyền hình chuẩn theo CCIR- 601 phải được biến đổi sang dạng CSIF bằng một bộ chuyển đổi (converter). Điều này được thực hiện bằng cách sử dụng bộ lọc dòng (horizontal decimation filter) cho tín hiệu chói màn hình lẻ và bộ lọc dòng và màn hình cho tín hiệu C_R , C_B màn hình lẻ. Quá trình giải mã tại bộ thu phải dự báo màn hình chặn từ màn hình lẻ nội suy.

Để giảm mức độ phức tạp và giá thành bộ giải mã, trong MPEG 1 một số tham số được mặc định thành hằng số như sau:

Tham số	Giá trị cực đại
Độ rộng ảnh	768 điểm
Chiều cao ảnh	576 dòng
Tốc độ ảnh	30 ảnh/s
Số lượng MB (Macroblock)	396
Giải vevto chuyển động	± 64 điểm
Kích thước bộ đệm đầu vào	327.680 bit
Tốc độ bit	1,8 Mbps

Bảng II.3.3: Các tham số mặc định trong chuẩn MPEG-1

Cú pháp dòng bit gồm 6 lớp như đã mô tả trong mục 3.2.1.

Sử dụng cả hai dạng thức nén:

- ◆ Nén Intra: biến đổi DCT, lượng tử hoá, mã hoá VLC cho ảnh I.
- ◆ Nén Inter: ước lượng chuyển động, tạo dự báo có bù chuyển động cho ảnh B và ảnh P.

MPEG 1 có một số tiêu chuẩn cơ bản như sau:

- Chỉ có một cấu trúc lấy mẫu 4:2:0.
- Kích cỡ ảnh tối đa 720 pixel với 576 dòng sử dụng các tham số mặc định và cỡ 4095 x 4095 dùng tham số đầy đủ.
- Độ chính xác mẫu đầu vào 8 bit.
- Độ chính xác lượng tử hoá và DCT: 9 bit.
- Sử dụng lượng tử hoá DPCM tuyến tính cho hệ số DC.
- Lượng tử thích nghi cho lớp macroblock (16x16 điểm).
- Độ chính xác cực đại của hệ số DC là 8 bit.
- Ma trận lượng tử chỉ có thể thay đổi ở lớp chuỗi.
- Sử dụng khung P và B.
- Độ chính xác dự báo chuyển động là nửa điểm.
- Tốc độ bit tối đa là 1,85 Mbps khi dùng tham số mặc định cho ảnh 720x576 và 100 Mbps khi dùng tham số đầy đủ cho ảnh 4095 x 4095.


MPEG-1 cho phép có sự truy cập ngẫu nhiên các khung video, tìm kiếm nhanh thuận ngược theo dòng bit đã nén, phát lại ngược dòng video và khả năng dờn bỏ dòng bit nén.

3.2.4. Hệ thống nén MPEG-1

Sơ đồ khối chi tiết bộ codec (bộ mã hoá và giải mã) trong chuẩn MPEG-1 như sau:

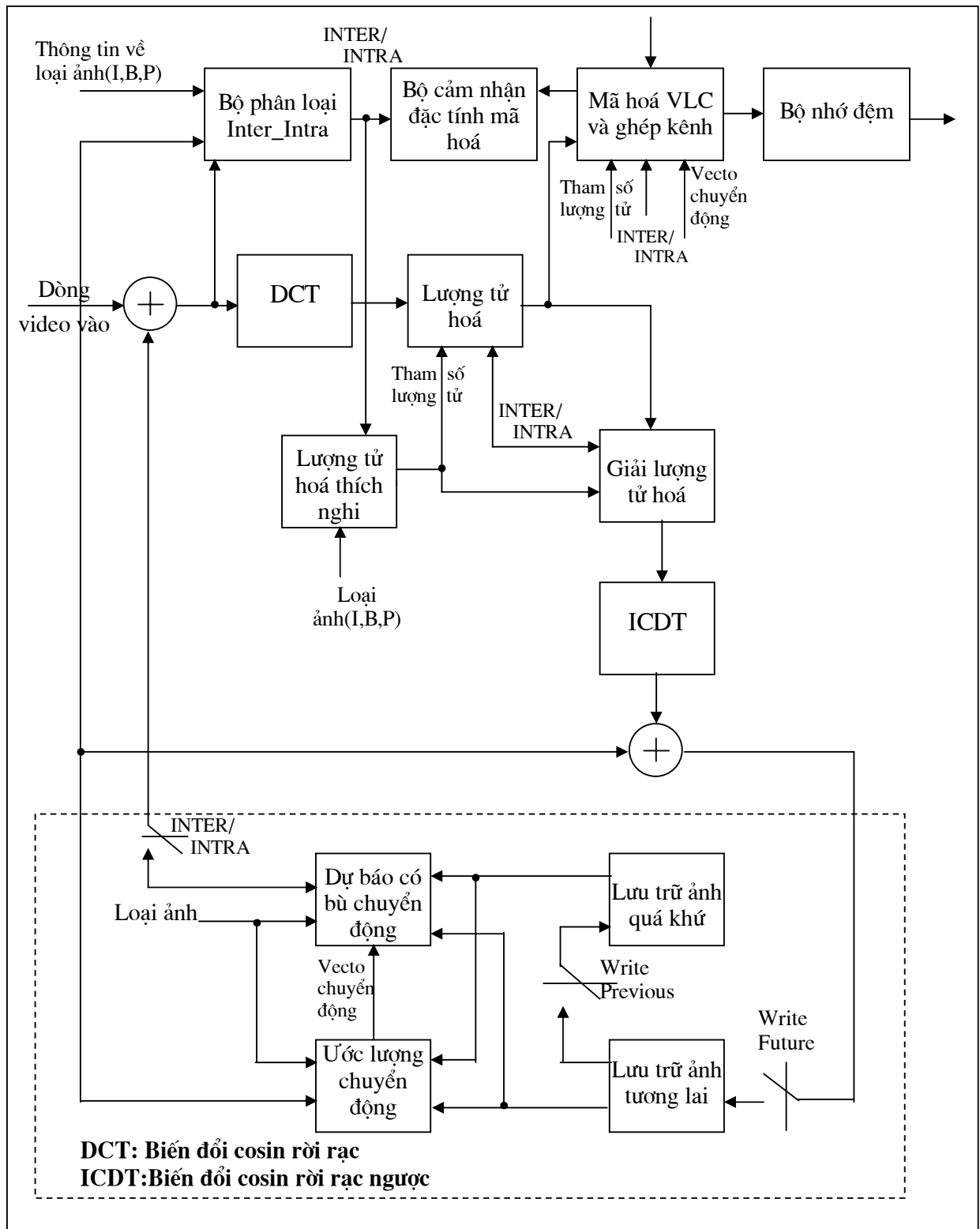
Bộ phân loại Inter/Intra căn cứ vào thông tin phân loại ảnh (I, P, B) sẽ cho tín hiệu ra Inter/Intra xác định ảnh được mã hóa theo mode Inter hay mode Intra. Thông tin này là tác nhân chuyển mạch kích hoạt bộ tạo dự báo tương ứng.

◆ Nếu ảnh I (mã hóa Intra): sử dụng dự báo Intra, lấy MB lân cận trước đó làm dự báo cho MB hiện hành. MB lân cận này được phục hồi nhờ bộ giải lượng tử và biến đổi DCT ngược (IDCT).

◆ Nếu ảnh B, P (mã hóa Inter): sử dụng bộ tạo dự báo Inter có bù chuyển động (khối ).

Bộ tạo dự báo này hoạt động như sau:

- Chuyển động của các MB được tính toán nhờ bộ ước lượng chuyển động theo các thuật toán Blocking Matching. Kết quả cho vectơ chuyển động.



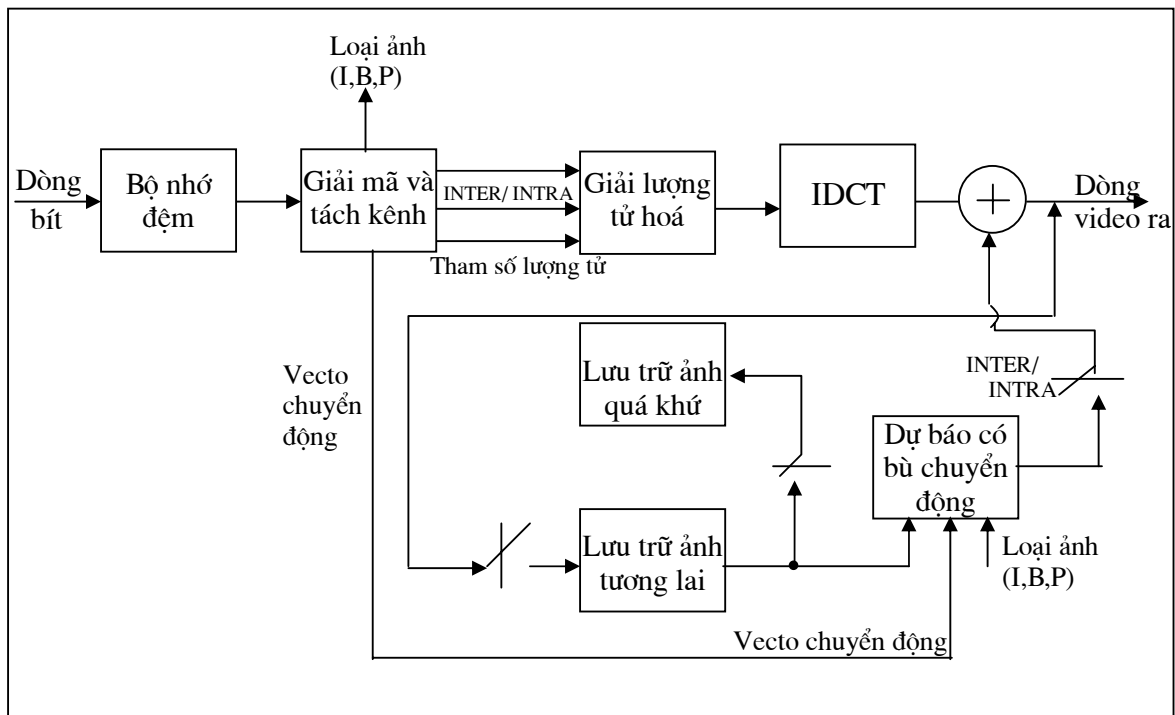
Hình II.3.7: Sơ đồ khối bộ mã hoá MPEG I

- Vecto chuyển động này được đưa đến khối dự báo có bù chuyển động để tạo giá trị dự báo có bù chuyển động.

- Do quá trình ước lượng chuyển động cần so sánh giữa khung hiện hành với khung quá khứ (ảnh P) hoặc với cả khung quá khứ lẫn tương lai (ảnh B) nên cần có hai bộ lưu trữ ảnh.

- ◆ Sai số giữa MB dự báo và hiện hành được biến đổi DCT, lượng tử hóa, mã hóa VLC rồi đưa tới bộ nhớ đệm. Đầu ra bộ nhớ đệm là dòng bit đã được mã hóa và có tốc độ ổn định.

- ◆ Tham số lượng tử, thông tin phân loại Inter/Intra và Vecto chuyển động sẽ được ghép kênh với thông tin ảnh đưa tới bên thu phục vụ cho quá trình tạo dự báo và giải mã khôi phục ảnh.



Hình II.3.8: Sơ đồ khối bộ giải mã MPEG 1

Trong dòng bit truyền đi từ bên phát sẽ có thông tin ảnh gốc cũng như các tham số quy định bước lượng tử và vecto chuyển động. Vecto chuyển động này được bên thu sử dụng để tạo dự báo có bù chuyển động tương tự như phía phát.

Giá trị sai số dự báo từ bên thu sau khi giải lượng tử và biến đổi DCT ngược được cộng với giá trị dự báo. Kết quả thu được ảnh cần khôi phục.

3.3. Nén tín hiệu video theo MPEG-2

3.3.1. Tiêu chuẩn nén video MPEG-2

Tiêu chuẩn MPEG-2 còn được gọi là ISO/IEC 13818 là sự phát triển tiếp theo của MPEG-1 ứng dụng cho độ phân giải tiêu chuẩn của truyền hình do CCIR- 601 qui định.

MPEG 2 gồm 4 phần:

- Phần 1: Hệ thống (ISO/IEC 13818-1): xác định cấu trúc ghép kênh audio, video và cung cấp đồng bộ thời gian thực.
- Phần 2: Video (ISO/IEC 13828-2): xác định những thành phần mã hóa đại diện cho dữ liệu video và phân loại xử lý giải mã để khôi phục lại khung hình ảnh.
- Phần 3: Audio (ISO/IEC 13818-3): mã hóa và giải mã dữ liệu âm thanh.
- Phần 4: Biểu diễn (ISO/IEC 13818-3): định nghĩa quá trình kiểm tra các yêu cầu của MPEG-2 .

So với MPEG-1, MPEG-2 có nhiều cải thiện, ví dụ về kích thước ảnh và độ phân giải ảnh, tốc độ bit tối đa, tính phục hồi lỗi, khả năng co giãn dòng bit. Khả năng co giãn dòng bit của MPEG-2 cho phép khả năng giải mã một phần dòng bit mã hóa để nhận được ảnh khôi phục có chất lượng tùy thuộc mức độ yêu cầu.

Sau đây là một số đặc điểm chủ yếu của tiêu chuẩn này :

- ◆ Hỗ trợ nhiều dạng thức video, đặc biệt là các dạng thức video độ phân giải không gian cao, dạng thức video xen kẽ của truyền hình.
- ◆ Cú pháp dòng bit MPEG-2 là sự mở rộng của dòng bit MPEG-1.
- ◆ Nén video MPEG-2 tương hợp với nén video MPEG-1. Được thể hiện qua 4 hình thức tương hợp.
 - * Tương hợp thuận: bộ giải mã MPEG-2 có khả năng giải mã dòng bit (hoặc một phần dòng bit MPEG-1).
 - * Tương hợp ngược: bộ giải mã MPEG-1 có khả năng giải mã được một phần dòng bit MPEG-2.
 - * Tương hợp lên: bộ giải mã độ phân giải cao có khả năng giải mã được dòng bit của bộ mã hoá có độ phân giải thấp.
 - * Tương hợp xuống: bộ giải mã độ phân giải thấp có thể giải mã được một phần dòng bit của bộ mã hoá độ phân giải cao.
- ◆ MPEG-2 hỗ trợ khả năng co giãn (scalability): co giãn không gian, co giãn SNR (Signal to Noise Ratio), co giãn phân chia số liệu...
- ◆ Ngoài ra còn có nhiều cải tiến khác trong MPEG-2 bao gồm:

- * Cho phép nhiều cấu trúc lấy mẫu: 4:4:4, 4:2:2 và 4:2:0.
- * Hệ số DC được mã hóa với độ chính xác đặc biệt.
- * Bảng lượng tử riêng biệt cho các thành phần chói và màu nên lợi dụng được đặc điểm của mắt người ít nhạy cảm hơn với tín hiệu màu.
- * Cho phép cả hai dạng quét: quét xen kẽ và quét liên tục.
- * Có khả năng hồi phục lỗi.

♦ Cú pháp đầy đủ của MPEG-2 được thể hiện qua các tập con gọi là profile, phù hợp với các lĩnh vực áp dụng. Mỗi profile lại bao gồm từ 1 đến 4 mức độ hạn chế về độ phân giải không gian, tốc độ bit.

3.3.2. Cấu trúc dòng bit video MPEG-2

Dòng bit MPEG-2 về cơ bản tương hợp với MPEG-1, tức là cũng gồm cấu trúc 6 lớp như đã trình bày trong mục 3.2.1

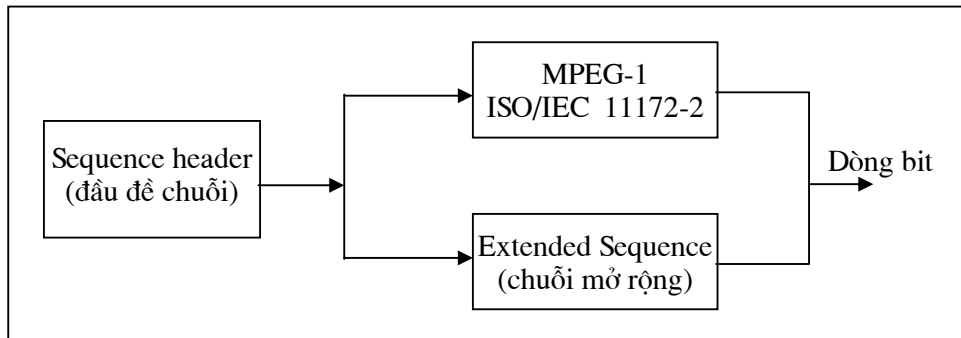
Tên gọi và chức năng các lớp được liệt kê lại như sau:

Lớp	Chức năng
Lớp chuỗi (Sequence Layer)	Đơn vị nội dung
Lớp nhóm ảnh (GOP Layer)	Đơn vị truy nhập ngẫu nhiên dòng video mã hóa.
Lớp ảnh (Picture Layer)	Đơn vị mã hóa cơ bản
Lớp lát (Slice Layer)	Đơn vị tái đồng bộ
Lớp Macro Block (MB Layer)	Đơn vị bù chuyển động
Lớp khối (Block Layer)	Đơn vị chuyển đổi DCT

Bảng II.3.4: Dạng lớp của cú pháp dòng bit MPEG-2

- * Lớp chuỗi là đại diện mã hóa cho một chuỗi ảnh (Video Sequence).
- * Lớp nhóm ảnh cung cấp điểm truy cập ngẫu nhiên. Ảnh bắt đầu của chuỗi bao giờ cũng là một ảnh I. Ảnh I này cung cấp điểm truy cập vào dòng bit mã hóa.
- * Lớp lát có chức năng hồi phục đồng bộ. Khi dòng bit có lỗi, bộ giải mã có thể bỏ qua slice có lỗi và bắt đầu bằng một slice mới. Mỗi lát chứa một hoặc một số MB.
- * Mỗi macro block (MB) là một đơn vị được ước lượng chuyển động và có vecto chuyển động riêng trong phần header của nó.
- * Lớp khối là lớp thấp nhất. Mỗi khối là một đơn vị DCT gồm 64 hệ số (một hệ số DC và 63 hệ số AC như trình bày trong mục 2.2.2: phép chuyển đổi cosine rời rạc) của khối ảnh I hoặc khối sai số dự báo (ảnh P, B).

So với MPEG-1, cú pháp dòng bit MPEG-2 có thêm một số chức năng mở rộng. Do đó có 2 hướng đi trong dòng bit MPEG-2 như hình vẽ dưới đây: hoặc theo quy trình MPEG-1 hoặc theo các chức năng mở rộng riêng của MPEG-2.



Hình II.3.9: Cú pháp dòng bit MPEG-2

3.3.3. Khả năng co giãn của MPEG-2

Một trong những đặc điểm quan trọng nhất của MPEG-2 là sự phù hợp với nhiều ứng dụng video. Có thể sử dụng MPEG-2 cho phân phối truyền hình tiêu chuẩn (Standard Television), truyền hình phân giải cao (HDTV: High Definition Television) hoặc cho truyền dẫn tín hiệu truyền hình thông qua các mạng truyền thông.

Tính co giãn của dòng bit MPEG-2 là khả năng giải mã được một phần dòng bit MPEG-2 độc lập với phần còn lại của dòng bit đó nhằm khôi phục video với chất lượng hạn chế (hạn chế độ phân giải không gian, độ phân giải thời gian hoặc hạn chế về SNR...). Dựa theo tính co giãn, dòng bit được phân thành hai hay nhiều lớp. Tập con nhỏ nhất của cú pháp dòng bit có thể giải mã một cách độc lập được gọi là lớp cơ bản. Các lớp còn lại được gọi là các lớp nâng cao. Có nhiều loại co giãn khác nhau như:

- * Co giãn không gian: Dòng bit gồm hai hay nhiều lớp video có độ phân giải không gian khác nhau.
- * Co giãn SNR: dòng bit gồm hai hay nhiều lớp video có cùng độ phân giải không gian nhưng tỉ số tín hiệu trên nhiễu SNR là khác nhau.
- * Co giãn thời gian: dòng bit gồm hai hay nhiều lớp video có cùng độ phân giải không gian nhưng có độ phân giải thời gian khác nhau.
- * Co giãn phân chia số liệu: dòng bit video được chia làm hai phần : phần ưu tiên cao (lớp cơ bản) gồm các hệ số DCT tần số thấp, phần ưu tiên thấp (lớp nâng cao) gồm các hệ số DCT tần số cao.
- * Co giãn phân chia số liệu chính là một dạng cơ bản của co giãn tần số.

Tiêu chuẩn MPEG-2 đã qui định chính thức hai loại co giãn : co giãn không gian và co giãn SNR. Các loại co giãn khác chỉ mới ở dạng dự thảo.

3.3.4. MPEG-2: Profile và Level

Phạm vi ứng dụng của MPEG-2 rất rộng. Mỗi ứng dụng đòi hỏi mức độ phức tạp khác nhau. Bởi vậy, MPEG-2 định nghĩa các mức (level) và các tập con (profile) phù hợp cho từng lĩnh vực áp dụng. Profile xác định cú pháp dòng bit và level xác định các tham số hạn chế độ phân giải không gian, tốc độ bit.

Có 4 mức: low (thấp), main (chính), high-1440 (cao-1440) và high (cao). Kích cỡ ảnh quy định bởi 4 mức tương ứng sau:

Level	Cỡ khung
Low	352x288 (bằng 1/4 cỡ ảnh TV chuẩn)
Main	720x576 (cỡ ảnh TV chuẩn)
High-1440	1440x1152
High	960x576 hoặc 1920x1152

Bảng II.3.5: Mức ảnh trong MPEG-2

Có 5 profile là: Simple (đơn giản), Main (chính), SNR scalable (co giãn SNR), Spatial scalable (có khả năng co giãn không gian) và High profile. Tổng cộng có 12 tổ hợp profile, level. Trong đó:

◆ **MP @ ML (Main profile @ Main level):**

Lấy mẫu 4:2:0
Độ phân giải: 720*576
Tốc độ bit: 15Mbps
Dạng ảnh: I, P, B

Ứng dụng vào việc số hóa truyền hình tiêu chuẩn (Standard television).

◆ **MP @ HL (Main profile @ High level):**

Lấy mẫu 4:2:0
Độ phân giải: 1920x1152
Tốc độ bit: 80Mbps
Dạng ảnh sử dụng: I, P, B

Ứng dụng vào HDTV (truyền hình số có độ phân giải cao).

◆ Sau này có bổ sung 4:2:2P @ ML (4:2:2 profile @ Main level) áp dụng vào lĩnh vực sản xuất chương trình truyền hình (studio) vì các lý do sau:

* Chất lượng cao: độ phân giải màu tốt hơn so với MP @ ML (lấy mẫu 4:2:0), chất lượng tổng quát cao hơn do sử dụng tốc độ bit lớn hơn.

* Có khả năng sao chép nhiều lần mà vẫn đảm bảo chất lượng y như video gốc.

* Tính linh hoạt: nhóm ảnh (GOP) ngắn hơn nên thuận tiện cho việc dàn dựng, biên tập chương trình truyền hình.

* Tính kinh tế: giá thành lưu trữ và truyền dẫn giảm, có khả năng tương hợp giữa các thiết bị của nhiều hãng sản xuất khác nhau.

Các tham số cơ bản của 4:2:2P và ML:

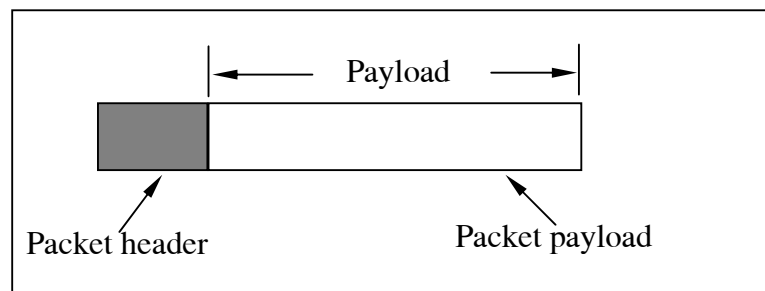
- * Cấu trúc lấy mẫu: 4:2:2
- * Độ phân giải ảnh: 720*576
- * Tốc độ dòng bit: 20Mbps
- * Dạng ảnh sử dụng: I, P, B

3.4. Ghép kênh Audio_Video số theo tiêu chuẩn MPEG -2

3.4.1. Hệ thống truyền tín hiệu MPEG-2

Hệ thống MPEG-2 sử dụng cấu trúc dữ liệu dạng gói như dữ liệu của các mạng truyền thông. Các gói dữ liệu luôn luôn bao gồm phần đầu đề (Header) và phần tải (Payload).

- ◆ Phần header chứa thông tin cần thiết để xử lý dữ liệu ở phần payload (ví dụ như thông tin phân loại ảnh trong phần header gói ảnh).
- ◆ Kích thước phần payload có thể cố định hoặc thay đổi .



Hình II.3.10: Cấu trúc gói dữ liệu

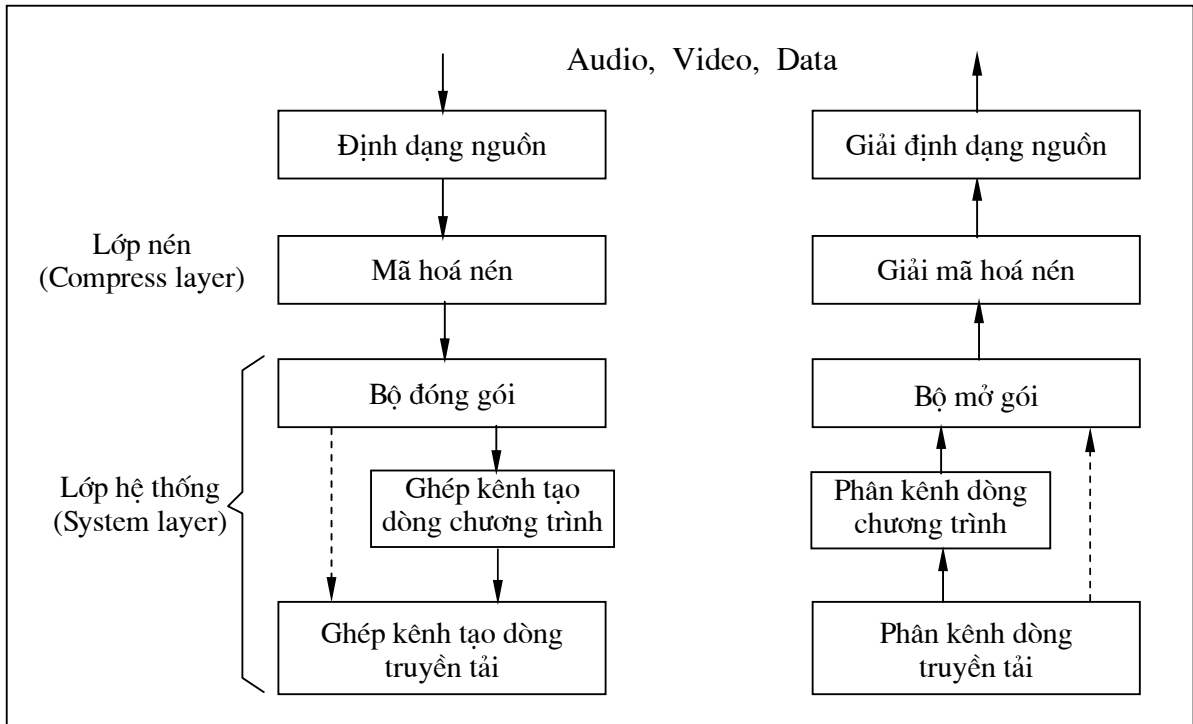
Trong tiêu chuẩn MPEG-2 , dòng bit tại đầu ra bộ mã hoá Video/Audio được gọi là dòng sơ cấp ES (Elementary Stream) có đơn vị truy cập là một ảnh nếu là dòng sơ cấp Video và là một khung audio trong dòng Audio cơ bản.

Các dòng ES sẽ được đóng gói trở thành “Packetized Elementary Stream ”, gọi là các gói PES. Cũng như mọi dạng gói thông tin khác, PES bao gồm phần header và phần payload. Phần payload của PES có độ dài thay đổi. Các gói PES sau đó được chia ra thành các gói nhỏ hơn có độ dài cố định gọi là gói truyền tải TSP (Transport Stream Packet).

Mỗi loại gói cấu trúc nên một dạng dòng dữ liệu sử dụng cho những ứng dụng khác nhau. Các gói PES cấu thành dòng chương trình (Program Stream). Nếu

chúng được chia nhỏ thành các gói TS (Transport Packet) thì tạo thành dòng truyền tải (Transport Stream).

Ở phía phát thực hiện đóng gói và ghép kênh. Còn bên thu sẽ mở gói và giải mã.



Hình II.3.11 : Hệ thống truyền tải MPEG-2

Lớp hệ thống (System Layer) là phần mở rộng của MPEG-2 so với MPEG-1 . MPEG-1 chỉ quy định quá trình nén, giải nén và đồng bộ cho tín hiệu video, audio trong lớp nén. Lớp này mô tả cú pháp các dòng video và audio mã hoá. Mỗi dòng này, một cách độc lập nhau, cấu thành các dòng cơ bản (Elementary Stream - ES).

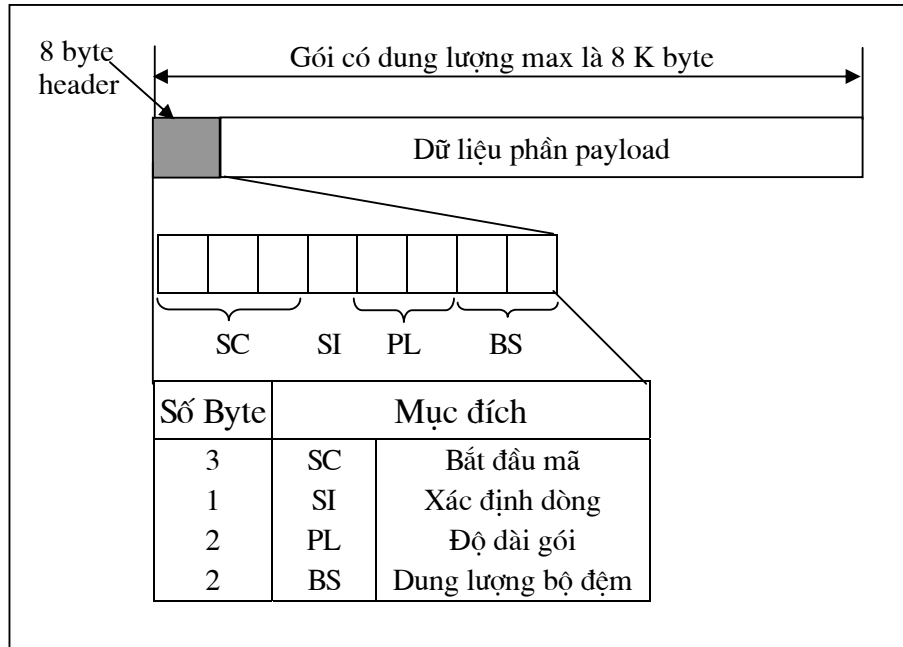
MPEG-2 trong lớp tăng cường của mình là System Layer, xác định cú pháp kết nối các dòng video , audio riêng lẻ thành các dòng đơn cho lưu trữ (dòng chương trình- Program Stream) hoặc truyền dẫn (dòng truyền tải - Transport Stream) cũng như các thông tin cần thiết cho phân kênh và đồng bộ tại bên thu. Cuối lớp hệ thống (System Layer), các thông tin đồng hồ tham chiếu (System Clock Reference- SCR) và tem thời gian trình diễn (Presentation Time Stamp) được xen vào dòng bit.

3.4.2. Dòng dữ liệu đóng gói, dòng chương trình và dòng truyền tải

3.4.2.1. Dòng dữ liệu đóng gói (Packetized Elementary Stream-PES)

Dòng Video, Audio cơ bản qua bộ đóng gói sẽ được phân tách thành các gói PES với kích cỡ bất kỳ. Nội dung của PES khởi nguyên từ dữ liệu âm thanh, hình ảnh MPEG-2 gốc.

Cấu trúc gói PES trong tiêu chuẩn MPEG-2 như sau:



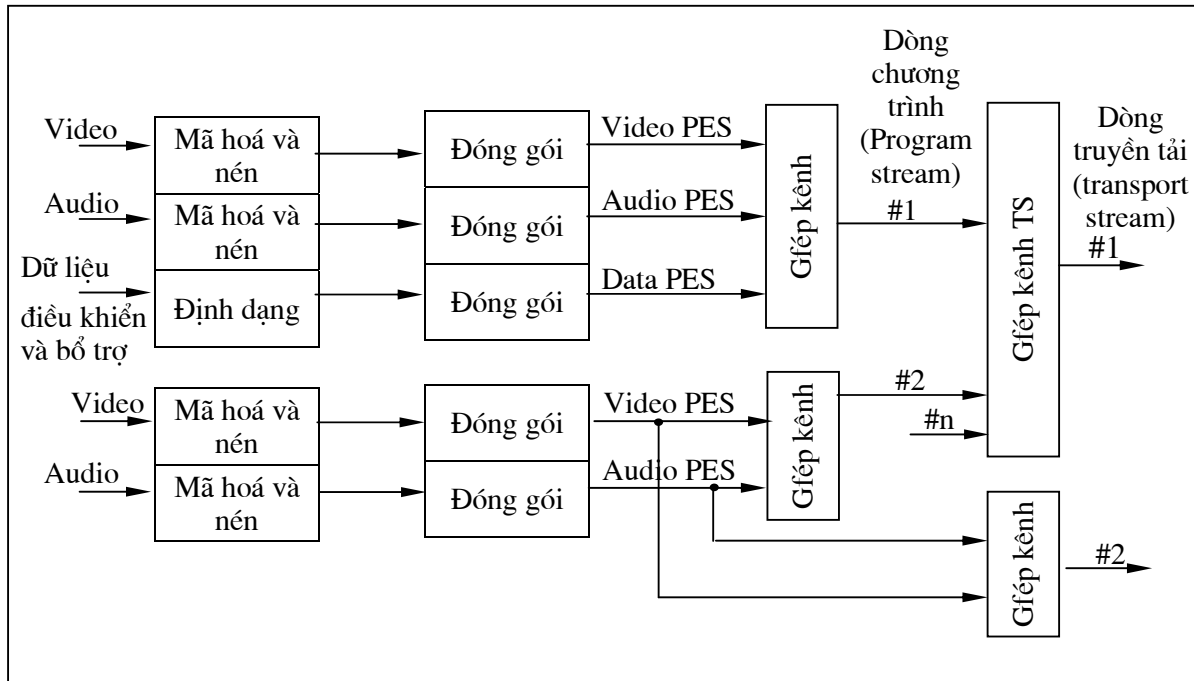
Hình II.3.12: Cấu trúc gói PES

Sau khi được đóng gói, các dòng video, audio cơ bản (Elementary Stream) trở thành các dòng được đóng gói PES (Packetized Elementary Stream).

3.4.2.2. Dòng chương trình (Program Stream-PS) và dòng truyền tải (Transport Stream-TS)

Thông thường, có hai phương thức cung cấp thông tin video tới người sử dụng: từ máy phát VCR hoặc từ mạng truyền hình quảng bá thông qua cáp, vệ tinh hay truyền thông mặt đất. MPEG-2 định nghĩa hai công cụ cho hai cách thức truyền tín hiệu này. Đó là: dòng chương trình (Program Stream) cho lưu trữ dữ liệu trên ổ

cứng hay đĩa CD_ROM và dòng truyền tải (Transport Stream) cho mạng cung cấp tín hiệu video thời gian thực.



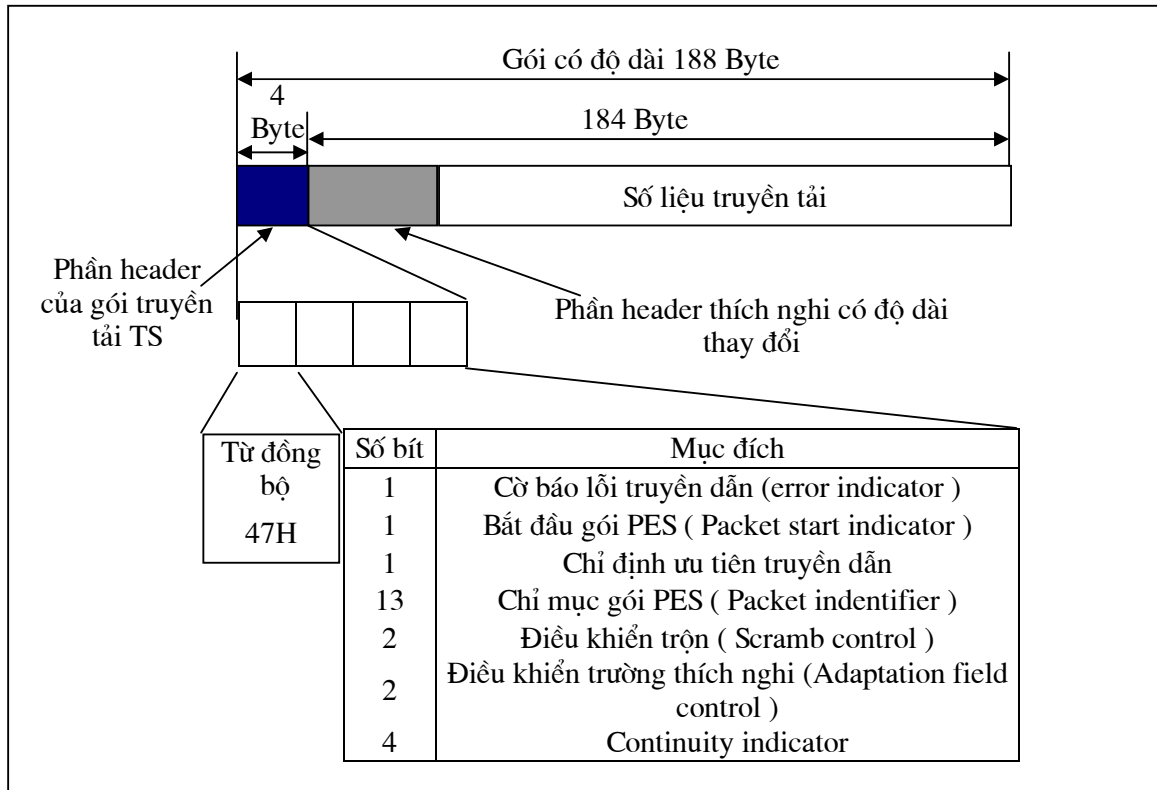
Hình II.3.13: Định dạng dòng chương trình và dòng truyền tải từ dòng đóng gói PES

◆ **Dòng chương trình:**

Dòng chương trình bao gồm các gói PES có độ dài thay đổi. Dòng chương trình được cấu thành từ sự ghép nối các dòng video và audio đóng gói (PES), được thiết kế để truyền trên các kênh tương đối ít bị nhiễu ví dụ trong các ứng dụng CD_ROM bởi vì dòng chương trình có độ dài gói thay đổi làm giảm tính chống nhiễu và bất cứ sự thất thoát cấu trúc dữ liệu nào cũng gây ra những tác động vô cùng xấu tới chất lượng hình ảnh và âm thanh.

◆ **Dòng truyền tải :**

Nếu chia các gói PES có độ dài khác nhau thành các gói TS có độ dài không đổi (mỗi gói TS được bắt đầu bằng TS header) và truyền các gói này đi, ta sẽ có dòng truyền tải TS (Transport Stream).



Hình II.3.14: Cấu trúc gói truyền tải (Transport stream packet_TS) trong tiêu chuẩn MPEG-2

Các gói TS có độ dài không đổi là 188 byte, trong đó có chứa thông tin định thời, đồng bộ cũng như công cụ chuẩn xác độ jitter để đảm bảo truyền dẫn xa. Dòng TS có khả năng chống lỗi cao, được thiết kế để truyền trên các kênh truyền có nhiễu như: kênh truyền hình thông thường (thông qua trạm mặt đất) cũng như các kênh truyền hình cáp.

Một trong những trường quan trọng nhất trong phần header gói TS là PID (Packet Identifier) và PCR (Presentation Clock Reference). Tất cả các gói truyền tải đều có số PID, sử dụng để xác định các gói truyền tải mang dữ liệu của cùng một dòng sơ cấp, đồng thời cũng định dạng loại dữ liệu được truyền tải trong phần payload. Một số giá trị PID có ý nghĩa đặc biệt trong MPEG-2.

Giá trị PID	Mô tả
0x 0000	Bảng hiệp hội chương trình
0x 0001	Bảng truy cập có điều kiện
0x0002 ÷ 0x000F	Dành riêng
0x0010 ÷ 0x1FFE	Dành cho dòng PES, bảng MAP, bảng mạng.
0x 1FFF	Gói rỗng

Bảng II.3.6 : Các giá trị của số PID

Ví dụ: Các gói truyền tải có số PID =0 mang dữ liệu của bảng hiệp hội chương trình (Program Association Table). Bảng này thuộc phần thông tin đặc tả chương trình PSI (Program Specific Information) sẽ đề cập chi tiết trong các phần sau.

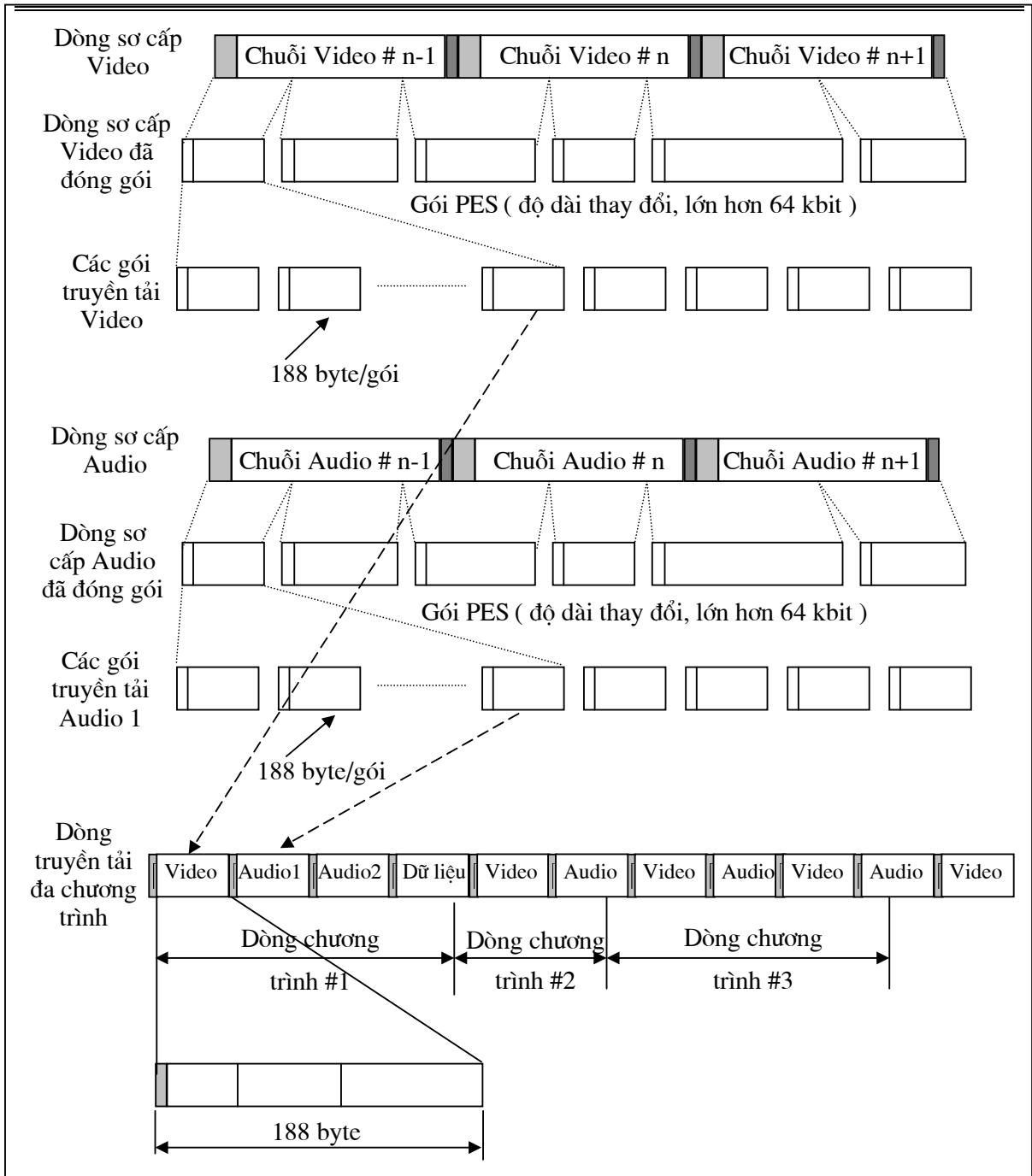
Các gói TS có số PID = 0x10, trong phần payload mang dữ liệu audio ,video của các dòng sơ cấp.

Tốc độ dòng truyền tải luôn luôn không đổi nên các gói rỗng được thêm vào để duy trì tốc độ bit ổn định cho dù tốc độ các dòng sơ cấp là thay đổi.

Trường PCR chứa thông tin thời gian sử dụng cho đồng hồ đồng bộ 27_ MHz trong bộ mã hoá và giải mã.

Một chương trình bao gồm một hay nhiều dòng sơ cấp với cùng thông tin tham chiếu định thì. Nghĩa là một bộ PCR cung cấp thông tin định thì cho tất cả các loại số liệu : video, audio, số liệu phụ. Các thông tin định thì riêng cho từng loại số liệu như audio, video, được suy ra từ xung đồng bộ chủ.

Hình dưới đây mô tả quá trình ghép kênh Audio ,Video tạo thành dòng truyền tải:



Hình II.3.15: Định dạng dòng truyền tải MPEG-2

3.4.3. Dòng truyền tải MPEG-2

Dòng truyền tải MPEG-2 với độ dài các gói TS (Transport Stream Packet) không đổi có một số ưu điểm nổi bật như sau:

- ◆ **Cấp phát dung lượng động:**

Các gói TS với độ dài cố định tạo khả năng linh hoạt trong việc cấp phát dung lượng kênh giữa các số liệu video, audio cũng như các số liệu phụ.

Mỗi gói TS được nhận dạng với số PID (xem cấu trúc gói TS trong hình II.3.14) thuộc TS header. Dung lượng toàn bộ của kênh cũng có thể được cấp phát lại khi phân phối số liệu. Khả năng này có thể được ứng dụng để phân phối các khoá mã trong từng giây đến người xem trong các chương trình truyền hình có thu tiền.

◆ **Khả năng co giãn:**

Một kênh có dải thông rộng hơn có thể được khai thác tối đa bằng cách sử dụng nhiều dòng sơ cấp ES tại đầu vào bộ ghép kênh. Tính chất này rất có giá trị khi phân phối trên mạng cũng như cung cấp khả năng liên vận hành.

◆ **Khả năng mở rộng:**

Cấu trúc dòng truyền tải cho phép mở rộng được khả năng phục vụ các dịch vụ trong tương lai. Các dòng bit sơ cấp mới có thể được ghép thêm vào dòng truyền tải mà không cần sửa đổi cấu tạo phần cứng phía phát, chỉ cần gắn thêm các PID mới, khả năng tương hợp ngược vẫn đảm bảo. Có nghĩa bộ giải mã hệ thống hiện nay vẫn giải mã được dòng truyền tải tương lai nhưng bỏ qua các gói tương ứng các PID mới. Khả năng này được ứng dụng để đưa vào “các dạng thức 1000 dòng quét liên tục” hay (3D_HDTV) bằng cách gửi thêm số liệu theo tín hiệu cơ bản.

◆ **Khả năng chống lỗi và đồng bộ:**

Các gói TS có độ dài không đổi tạo nên tảng cho việc kiểm soát lỗi gây ra bởi đường truyền và việc khôi phục lại đồng bộ giữa các dòng bit sơ cấp video, audio đang ghép kênh chung (dựa vào thông tin trong phần header).

3.4.3.1. Tính linh hoạt của dòng truyền tải :

Dòng truyền tải MPEG-2 rất linh hoạt, thể hiện dưới hai khía cạnh sau:

◆ Các chương trình được định nghĩa như bất kỳ sự kết hợp nào của các dòng bit sơ cấp. Các dòng bit sơ cấp có thể xuất hiện trong một hoặc nhiều chương trình khác nhau. (Ví dụ: 2 dòng bit video khác nhau có thể cùng kết hợp với một dòng audio để tạo hai chương trình khác nhau). Các chương trình cũng có thể được sửa đổi phù hợp với một số yêu cầu đặc biệt. Ví dụ: cùng một chương trình truyền hình nhưng phần audio được thay đổi theo từng vùng ngôn ngữ khác nhau.

◆ Nhiều chương trình khác nhau có thể ghép kênh trong cùng một hệ thống truyền tải. Tại phía thu (phía giải mã) chúng sẽ được tách ra dễ dàng.

3.4.3.2. Khả năng liên vận hành của dòng truyền tải :

Tại mức truyền tải, khả năng liên vận hành của dòng bit truyền hình là một đặc tính quan trọng của hệ thống truyền hình số. Hai lĩnh vực liên vận hành cần được quan tâm là: dòng truyền tải MPEG-2 có thể được truyền trên tất cả các hệ thống thông tin và hệ thống truyền tải MPEG-2 cũng có thể truyền các dòng bit đã tạo ra bởi các hệ thống thông tin khác.

Một cách tổng quát, không có gì ngăn trở việc truyền các dòng truyền tải MPEG-2 trên các hệ thống truyền dẫn khác nhau. Tuy nhiên, trong một số hệ thống như truyền hình cáp, DBS, ATV..., dòng truyền tải MPEG-2 được truyền dễ dàng hơn, thuận tiện hơn so với một số hệ thống khác như các mạng máy tính sử dụng thủ tục FDDI, IEEE 802...

Có thể sử dụng dòng truyền tải MPEG-2 để truyền nội bộ trong studio cũng như truyền tới các thiết bị, các hệ thống khác thông qua một số phương pháp như sau:

- ◆ Phương pháp truyền số liệu nối tiếp SDI (Serial Digital Interface) theo khuyến nghị 656.
- ◆ Phương pháp truyền số liệu đóng gói nối tiếp SDDI (Serial Digital Data Interconnect).
- ◆ Phương pháp truyền SDH/ SONET (Synchronous Digital Hierachy/ /Synchronous Optical Network).
- ◆ Phương pháp truyền số liệu gói ATM (Asynchronous Transfer Mode).

Một khía cạnh liên vận hành khác của dòng truyền tải truyền hình là khả năng truyền các dòng bit không phải thuộc truyền hình trên các hệ thống truyền hình số dựa theo tiêu chuẩn MPEG-2. Điều này thực hiện được khi các dòng bit này bao gồm các gói truyền tải có khả năng nhận dạng. Tuy nhiên ở lớp hệ thống MPEG-2 cũng cần có sự xử lý thêm.

3.4.3.3. Sự phân loại dòng truyền tải _ Dòng truyền tải đa chương trình

Hệ thống MPEG-2 phân loại hai dạng dòng truyền tải:

- ◆ **Dòng truyền tải đơn chương trình (Single Program Transport Stream _SPTS):**

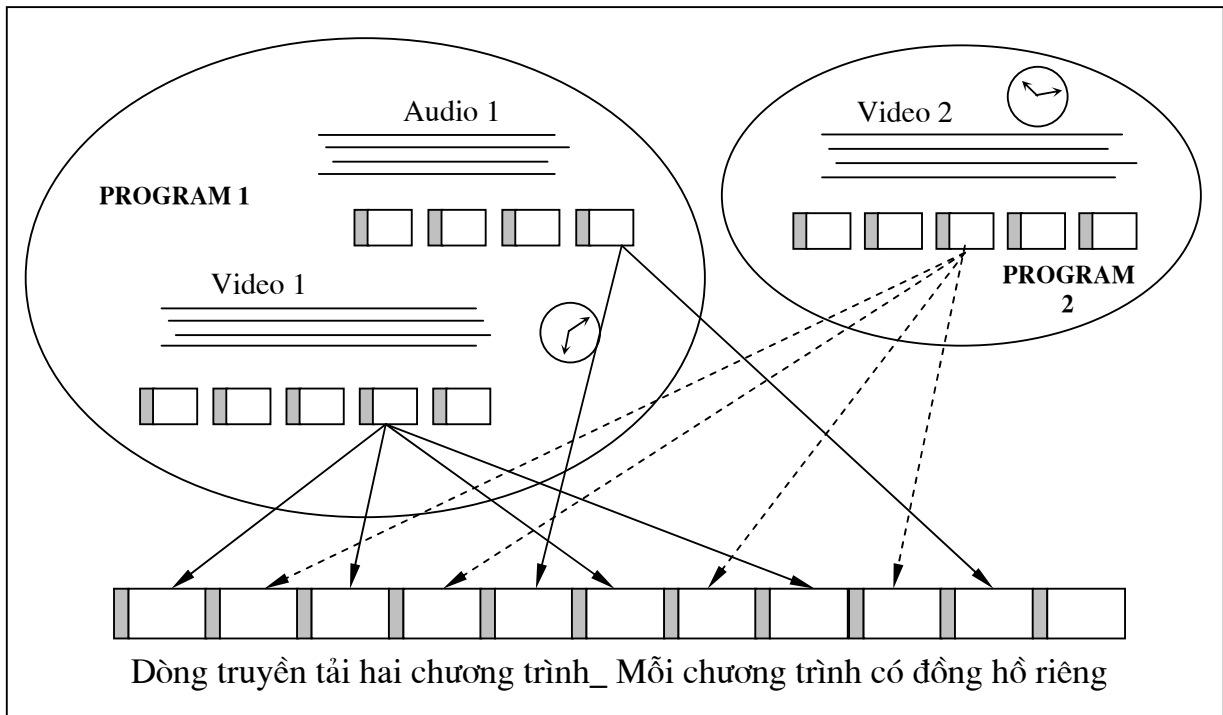
Dòng truyền tải này gồm các dòng PES tương ứng với các dòng sơ cấp khác nhau (audio, video, dữ liệu) nhưng có cùng thời gian gốc (thời gian định thời). Ví dụ của SPTS là truyền dẫn một bộ phim với nhiều ngôn ngữ khác nhau.

◆ ***Dòng truyền tải đa chương trình (Multi Program Transport Stream - MPTS):***

Theo tiêu chuẩn MPEG-2, một chương trình là sự kết hợp của một số dòng sơ cấp có cùng thời gian gốc. Ví dụ: một dòng sơ cấp Video kết hợp với hai dòng sơ cấp Audio và một dòng sơ cấp dữ liệu tạo thành một chương trình truyền hình với hai ngôn ngữ khác nhau, dòng dữ liệu chứa thông tin hỗ trợ.

Có nghĩa là một trạng thái thiết lập của PCR cung cấp thông tin định thời cho tất cả các loại dữ liệu trong chương trình. Các thời gian định thời riêng lẻ ví dụ cho audio hay video được suy ra từ đồng hồ chủ.

Nếu đan xen các gói TS của hai hay nhiều chương trình khác nhau sẽ tạo ra dòng truyền tải đa chương trình (Multi Program Transport Stream) như trong ví dụ sau đây:



Hình II.3.16: Dòng truyền tải đa chương trình

Dòng truyền tải ở đây được tạo ra do đan xen các gói TS của hai chương trình. Chương trình 1 gồm hai dòng sơ cấp (một video và một audio). Chương trình 2 chỉ có dòng sơ cấp video. Mỗi chương trình có đồng hồ tham chiếu 27 MHz riêng.

Tốc độ dòng truyền tải bao giờ cũng được giữ ổn định cho dù tốc độ các dòng sơ cấp thay đổi. Các gói dữ liệu rỗng có số PID = 1FFF được thêm vào nhằm duy trì ổn định tốc độ bit dòng truyền tải đa chương trình.

3.4.3.4. Thông tin đặc tả chương trình PSI (Program Specific Information)

Như đã đề cập, một dòng truyền tải đa chương trình gồm một số các chương trình, mỗi chương trình lại gồm một số dòng sơ cấp. Do đó, hệ thống cần theo dõi tất cả các dòng số liệu khác nhau và các PID liên hệ. Bởi vậy, bên cạnh dòng thông tin audio và video, hệ thống truyền tải MPEG-2 cũng mang thông tin điều khiển và quản lý. Các thông tin này được sử dụng để nhóm các dòng audio và video riêng rẽ trong một chương trình.

Tất cả các cấu trúc thông tin điều khiển và quản lý chương trình được nhóm hợp trong “ thông tin đặc tả chương trình ” “Program specific information_PSI ”. Về cơ bản, PSI là một tập hợp các bảng kết nối với nhau. Bao gồm:

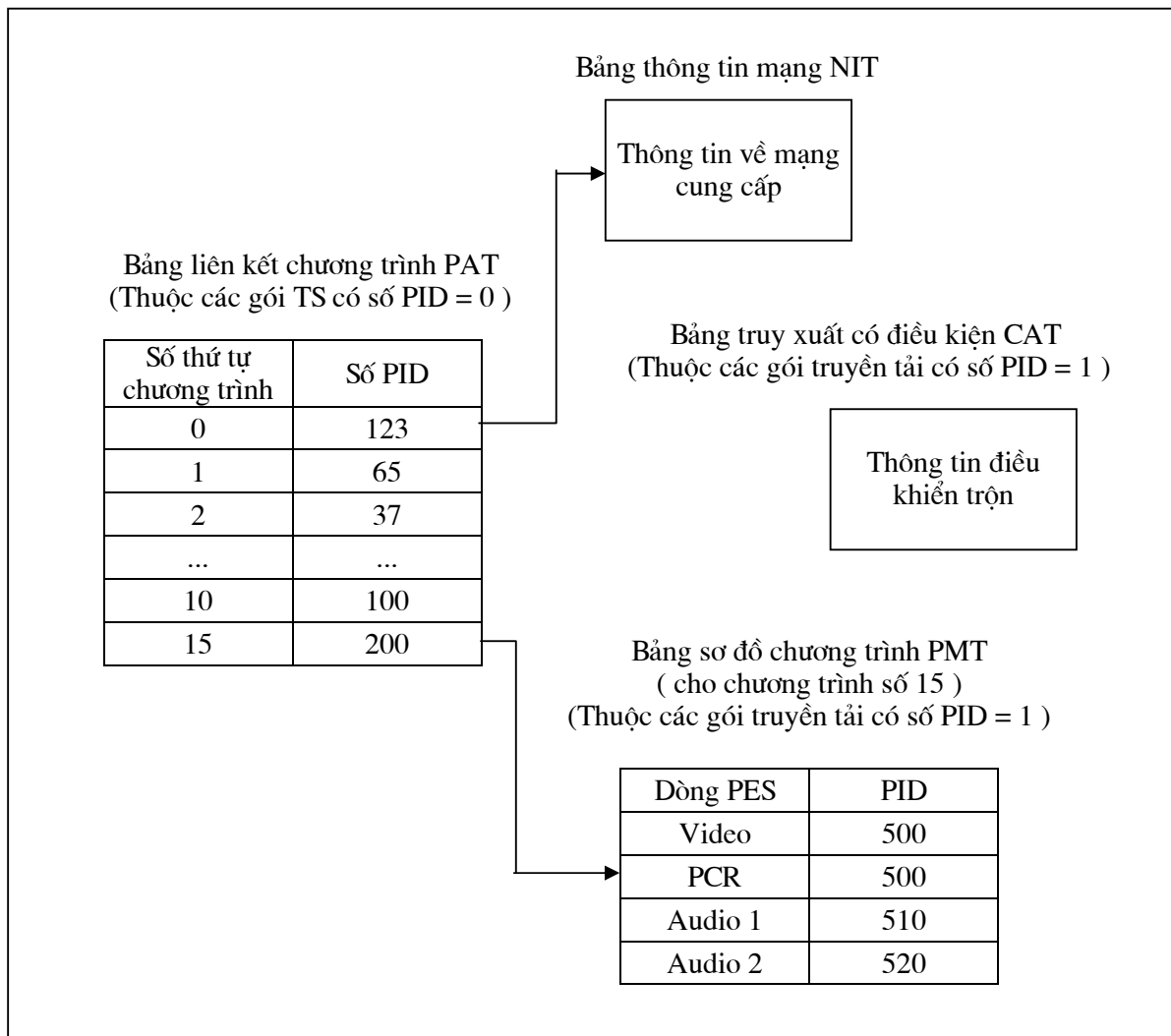
- ◆ Program Association Table (PAT): Bảng liên kết chương trình.
- ◆ Program Map Table (PMT): Bảng bản đồ chương trình.
- ◆ Network Information Table (NIT): Bảng thông tin mạng.
- ◆ Conditional Access Table (CAT): Bảng truy xuất có điều kiện.

Các thông tin đặc tả chương trình PSI bao gồm các loại thông tin là : PAT, PMT, NIT và CAT. Thông tin bảng liên kết chương trình PAT là điểm bắt đầu của dòng truyền tải đa chương trình và được tìm thấy trong các gói truyền tải có số PID = 0.

Thông tin PAT bao gồm số thứ tự chương trình và một số PID tương ứng với mỗi chương trình. Giá trị PID này xác định các gói truyền tải mang một thông tin đặc tả khác là MAP (bảng bản đồ chương trình).

Ví dụ trong hình II.3.17 , bảng PAT xác định đối với chương trình số 15 thì thông tin bản đồ chương trình (MAP) nằm trong các gói có số PID là 200.

Thông tin MAP có một trường gọi là PID_ sơ cấp (elementary PID). Trường này xác định số PID của các gói truyền tải mang dữ liệu PES (packet elementary stream) của một chương trình xác định. Ví dụ trong hình II.3.17, gói PES video cho chương trình số 15 được tìm thấy trong các gói truyền tải có số PID = 500. Các gói audio tương ứng của chương trình này nằm trong các gói truyền tải có số PID 510 và 520.



Hình II.3.17: Mối quan hệ giữa các bảng PSI

Trường còn lại trong thông tin BMT là trường “đặc tính dòng” (stream_type) xác định loại dòng PES (video, audio hay dữ liệu khác) của gói truyền tải ứng với giá trị trường PID_ sơ cấp xác định.

Ví dụ: Giá trị stream_type là: 0x01 xác định dòng video MPEG-1
 0x02 sử dụng cho dòng video MPEG-2
 0x06 chỉ định thông tin riêng.

Thông tin MAP còn có một trường gọi là “mô phỏng dòng” (stream_descriptor) được sử dụng để mang thông tin bổ trợ cho dòng bit thuộc chương trình. Ví dụ “video descriptor” (mô phỏng video) cung cấp thông tin về tỉ số lấy mẫu tín hiệu màu, profile @ level hoặc tốc độ khung sử dụng cho dòng video sơ cấp.

Trong bảng PAT, chương trình số 0 mang một ý nghĩa đặc biệt. Các gói chứa số PID tương ứng chương trình số 0 trong bảng PAT mang thông tin NIT (bảng

thông tin mạng). Thông tin NIT mang dữ liệu về mạng cung cấp. MPEG-2 không xác định nội dung bảng thông tin mạng. Nó thuộc về nhà phân phối mạng.

Cấu trúc PSI cuối cùng là bảng truy xuất có điều kiện CAT mang thông tin về số PID của các gói truyền tải (TS) chứa dữ liệu về hệ thống trộn, xen. Thông tin CAT được truyền tải trong các gói TS có số PID = 1.

3.4.4. Định thời và đồng bộ sử dụng dòng truyền tải MPEG-2

Trong hệ thống MPEG-2, việc định thời hỗ trợ giải mã cũng như kiểm tra đồng bộ thu phát (Encoder _ to _ Decoder) được thực hiện nhờ ba dạng thông tin gọi là “tem thời gian” (Time Stamp). Đó là:

- ◆ Tem thời gian mã hoá DTS (Decode Time Stamp).
- ◆ Tem thời gian trình diễn PTS (Presentation Time Stamp).
- ◆ Tem thời gian tham chiếu chương trình PCS (Program Clock Reference)

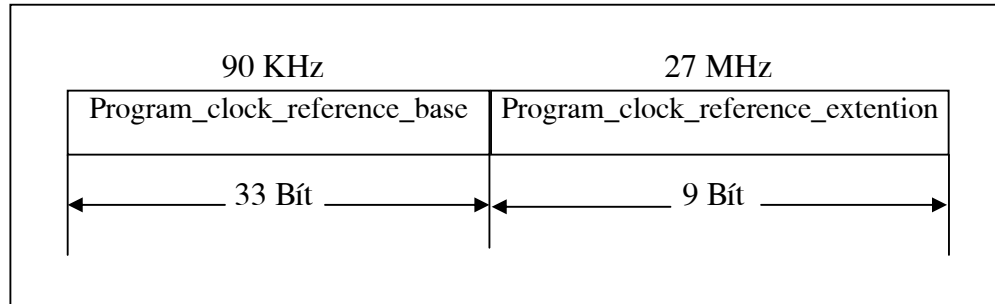
Trong quá trình giải mã, bộ giải mã MPEG-2 tập hợp các gói truyền tải có cùng số PID và khôi phục lại các đơn vị truy cập. Tại điểm này, có thể chưa phải thời điểm giải mã các dữ liệu audio và video nhận được, bởi vì như ta đã biết: thứ tự truyền dẫn ảnh khác với thứ tự hiển thị ảnh (ví dụ: nhóm ảnh được truyền dẫn theo thứ tự IPBB sẽ có thứ tự hiển thị là IBBP).

Để hỗ trợ cho việc giải mã, MPEG-2 sử dụng hai dạng tem thời gian PTS và DTS. Các thông tin này nằm trong phần header của gói PES (Packetized Elementary Stream). Chúng xác định khi nào dữ liệu được giải mã và trình diễn. DTS chỉ được sử dụng nếu thời gian giải mã đơn vị truy cập khác so với thời gian trình diễn. DTS không kết hợp với các ảnh B bởi vì các ảnh dự báo hai chiều này luôn được hiển thị ngay khi bên thu nhận được dữ liệu ảnh.

Để kiểm tra đồng bộ giữa thu và phát (kiểm tra tính đồng bộ giữa đồng hồ bộ giải mã và đồng hồ sử dụng cho bộ mã hoá và ghép kênh), MPEG-2 sử dụng tem thời gian PCR được truyền đi một cách tuần hoàn.

CCIR_601 qui định tần số lấy mẫu tín hiệu chói là 13,5 MHz và 6,75MHz cho hai tín hiệu hiệu màu với cấu trúc lấy mẫu 4:2:2. Nên đồng hồ 27 MHz là đồng hồ tham chiếu cho toàn bộ hệ thống MPEG-2 .

Thông tin PCR được truyền tải trong hai phần thuộc trường thích nghi (Adaption_ Field) thuộc phần header của gói truyền tải TS (Transport Packet Header). Hai phần này được gọi là: “tham chiếu đồng hồ cơ bản” (Program_ Clock_ Reference _ Base) và “tham chiếu đồng hồ chương trình mở rộng (Program_ Clock_ Reference_ Extention).



Hình II.3.18 : thông tin đồng hồ hệ thống PCR

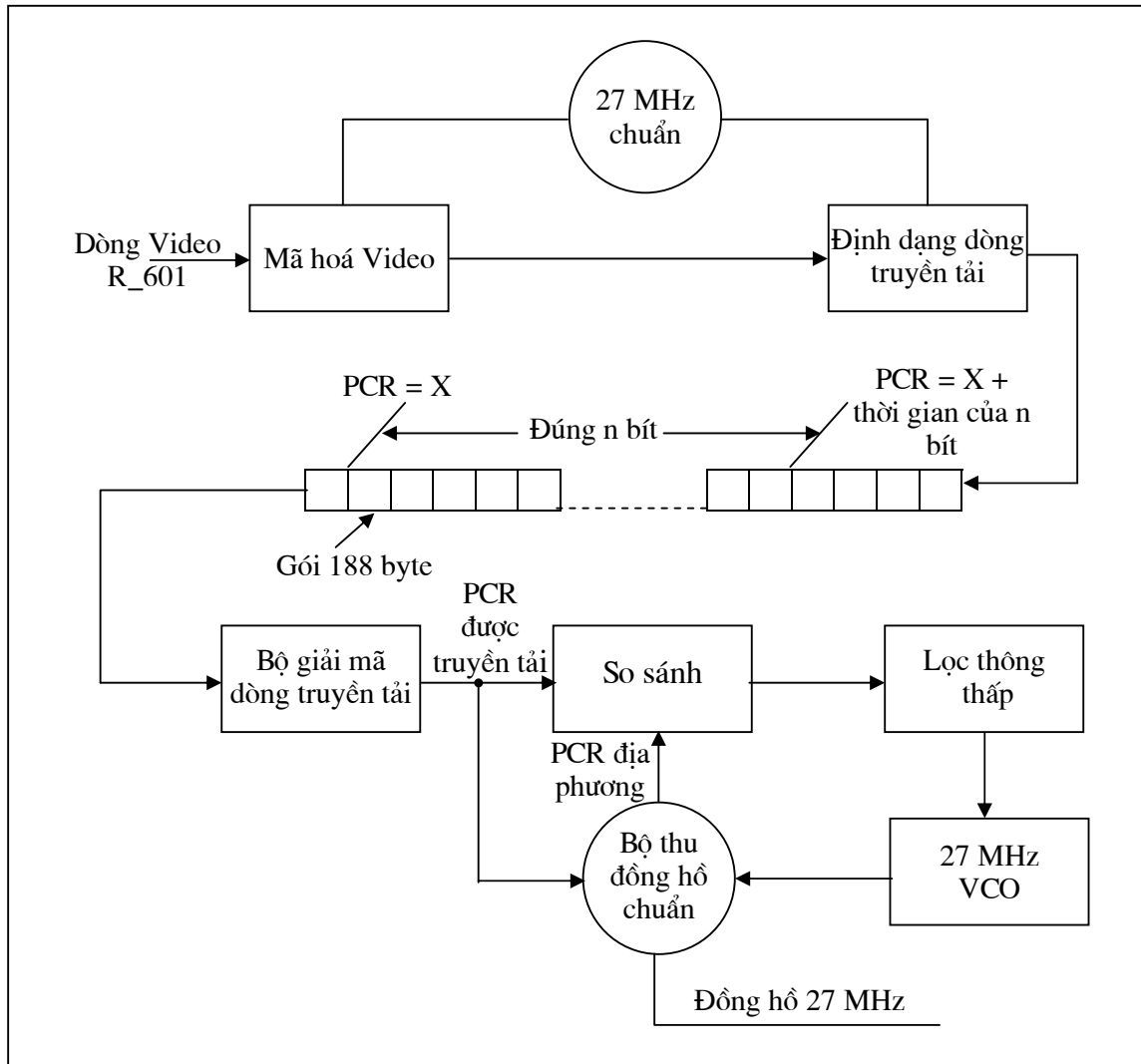
Hai phần này tương ứng với hai bộ đếm làm việc với tần số 90 KHz và 27 MHz. Khi dung lượng bộ đếm 27 MHz đạt tới giá trị 300 thì nó Reset về 0 và dung lượng bộ đếm 90KHz tăng lên 1.

Lý do của việc chia đôi thông tin PCR là do thời gian gốc của dòng dữ liệu MPEG-1 chỉ là 90 KHz . 27 MHz là phần mở rộng tương ứng đường đi thứ hai trong hình II.3.9.

Thông tin PCR có độ dài 33 bít cho phần cơ bản và 9 bít cho phần mở rộng tạo ra bộ đếm 42 bít đủ để đáp ứng cho dòng dữ liệu chương trình kéo dài 24 tiếng.

MPEG-2 quy định thông tin PCR được truyền ít nhất 10 lần/s. Nội dung thông tin PCR chứa giá trị đồng hồ chính xác của bên phát. Với quy ước thời gian truyền dẫn là không thay đổi, bên thu so sánh giá trị PCR nhận được với giá trị đồng hồ 27 MHz địa phương của nó. Nếu có sai số, sai số này sẽ được sử dụng để điều chỉnh đồng hồ thu đồng bộ theo đồng hồ phát. Quá trình điều khiển này được thực hiện bằng phần mềm điều khiển PLL.

Hình vẽ sau đây minh họa quá trình đồng bộ hóa thu-phát trong tiêu chuẩn MPEG-2 :



Hình II.3.19: Sự đồng bộ hoá thu phát

CHƯƠNG IV: NÉN TÍN HIỆU AUDIO

Tín hiệu audio số PCM được sử dụng trong TV, truyền thông đa phương tiện cũng như trong nhiều ứng dụng khác. Các dòng số này có tốc độ bit rất cao. Ví dụ khi âm thanh được lấy mẫu với tần số 48 KHz và độ phân giải là 16 bit thì dòng số tạo ra sẽ có tốc độ 1,54 Mbps. Một hệ thống âm thanh surround cung cấp dòng số có tốc độ lên tới 4,5 Mbps. Bởi vậy, yêu cầu phải có một phương pháp nén hiệu quả cho lưu trữ dữ liệu thời gian dài cũng như khi phân phối dữ liệu qua các kênh có băng thông hẹp.

Việc nén audio hiện nay được tổ hợp trong các ứng dụng đa phương tiện trên cơ sở là máy tính, cho sự phân phối chương trình trên đĩa CD-ROM và mạng. Nó cũng được sử dụng trong truyền dẫn qua vệ tinh quảng bá (Digital Broadcast Satellite-DBS).

4.1. Cơ sở của nén dữ liệu audio

Nén tín hiệu audio được thực hiện dựa trên cơ sở là mô hình tâm lý thính giác của con người, sự hạn chế về mặt cảm nhận và hiện tượng che lấp các thành phần tín hiệu âm.

4.1.1. Mô hình tâm lý thính giác.

Hệ thống thính giác của con người (Human Auditory System-HAS) có đặc điểm như một bộ phân tích phổ. Nó chia dải phổ âm thanh nghe thấy thành các băng tần gọi là các “băng tới hạn”(critical bands) như một dãy các bộ lọc thông dải. Các băng này có băng thông là 100 Hz với các tần số dưới 500 Hz và tăng theo tần số tín hiệu với các tần số lớn hơn 500 KHz. Băng thông này tăng tới vài KHz khi tần số tín hiệu lớn hơn 10 KHz. Có thể mô hình hoá hệ thống cảm nhận của con người bằng 26 bộ lọc thông dải liên tiếp có băng thông như đã nói.

Khi tín hiệu âm thanh bao gồm các tần số gần kề nhau, hệ thống thính giác của con người (HAS) sẽ tổ hợp chúng thành một nhóm có năng lượng cân bằng. Ngược lại, nếu âm thanh bao gồm nhiều tần số khác biệt nhau, chúng sẽ được xử lý tách biệt và độ lớn âm được xác định.

Tính nhạy cảm của HAS giảm tại các tần số cao và tần số thấp. Điều này có nghĩa rằng đối với các mức âm thấp thì sự thay đổi trong cảm nhận của con người là rất quan trọng và sẽ giảm dần tại các mức âm cao.

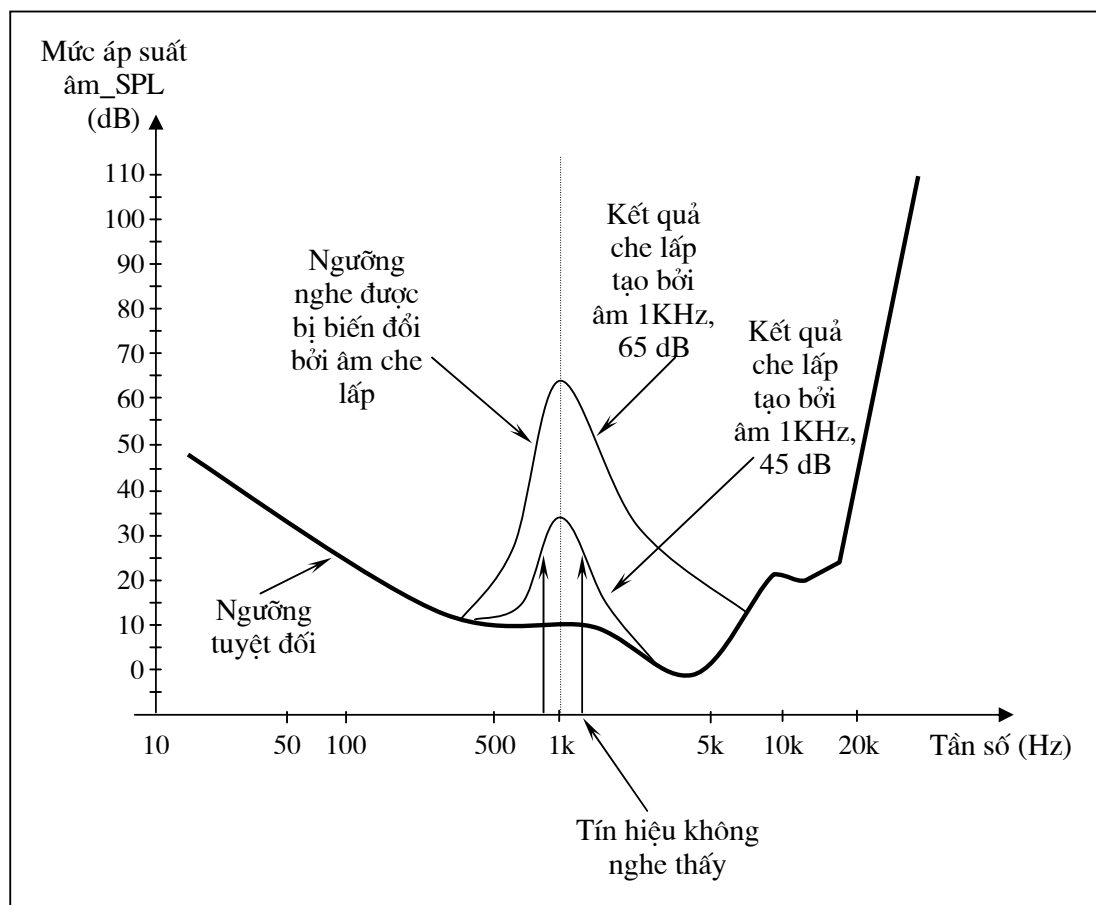
4.1.2. Sự che lấp tín hiệu Audio

Hệ thống thính giác của con người còn có một đặc điểm vô cùng quan trọng, đó là tính che lấp “masking”. Có hai dạng che lấp, đó là : che lấp thời gian và che lấp tần số. Tiến hành thực nghiệm đối với hệ thống thính giác, người ta đã xây dựng được đặc tuyến che lấp trong miền thời gian và trong miền tần số.

◆ **Che lấp tần số:**

Sự che lấp về mặt tần số là hiện tượng một âm thanh nghe thấy ở tần số này bỗng trở nên không cảm nhận được do ngưỡng nghe thấy bị dâng lên vì sự có mặt của một âm thanh ở tần số khác có cường độ mạnh hơn.

Sự che lấp về tần số được minh họa bằng hình vẽ sau đây:



Hình II.4.1 :Ngưỡng nghe thấy tuyệt đối và ngưỡng che phủ tần số

Để tai người có thể nghe thấy, bất cứ một âm thanh ở tần số đơn nào cũng phải có mức áp suất âm lớn hơn một giá trị ngưỡng xác định. Tập hợp tất cả các giá trị ngưỡng này đối với tất cả các âm đơn trong dải tần nghe được tạo nên một đường cong gọi là “ngưỡng nghe thấy tuyệt đối” (absolute hearing threshold), là đường đậm nét ở hình vẽ trên. Tất cả các âm thanh nằm dưới đường cong này đều không có khả năng được con người cảm nhận.

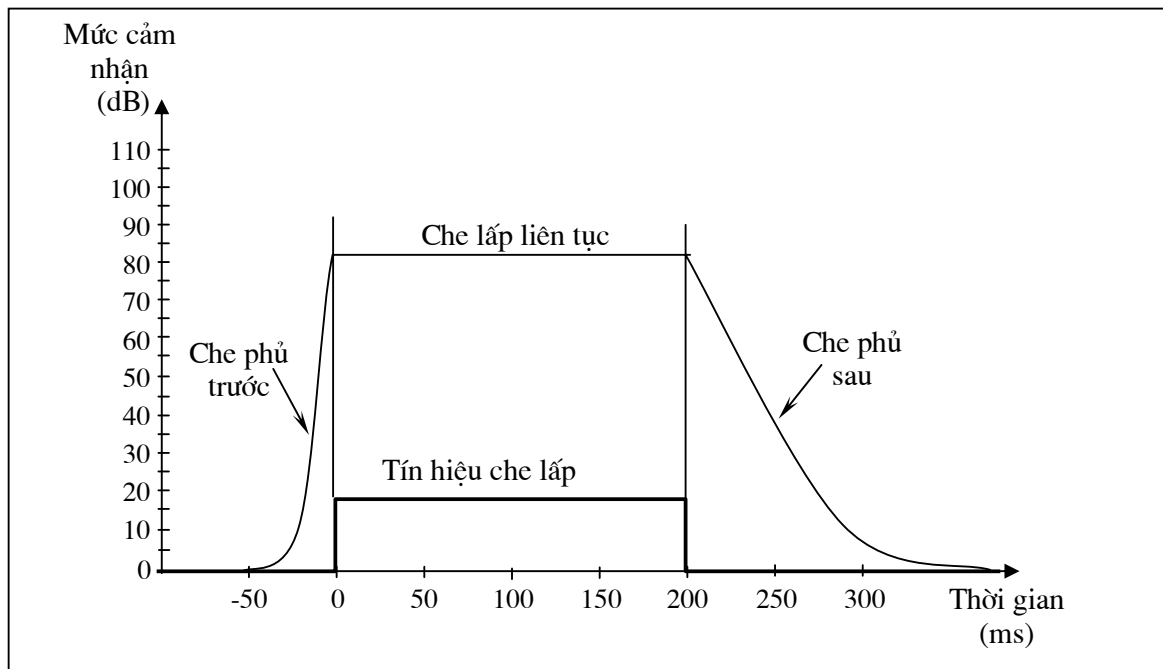
Do sự xuất hiện của một âm thanh có cường độ cao ở một tần số nào đó, sẽ làm đường cong này sẽ biến đổi đi. Trong ví dụ trên, âm 1-KHz với mức áp suất âm 45 dB đã làm ngưỡng nghe thấy tuyệt đối dâng lên 27dB. Điều này có nghĩa những

tạp âm dưới 27 dB là không nghe thấy. Nếu sử dụng thang lượng tử có 6dB/ bước nhảy thì chỉ cần 3 bit để mã hoá âm này vì giá trị vi sai ở đây là: $45-27 = 18$ dB.

Nếu mức âm 1-KHz tăng lên tới 65 dB thì mức che phủ sẽ tăng lên tới 55 dB, giá trị vi sai lúc này chỉ còn 10 dB và có thể được mã hoá chỉ bằng 2 bit.

Việc che phủ tần số trước và sau cũng rất quan trọng. Như trên hình vẽ, âm 1-KHz cũng làm ngưỡng nghe thấy của các âm tần số xung quanh dâng lên. Sự che phủ tần số phía sau quan trọng hơn và tăng theo mức âm. Điều này cho phép giảm độ chính xác mã hoá cho những tần số tín hiệu xung quanh âm che phủ. Những âm đơn tần xung quanh 1-KHz có mức âm nhỏ hơn đường cong che phủ sẽ không có khả năng cảm nhận và không cần thiết phải mã hoá mà vẫn không làm ảnh hưởng tới chất lượng cảm nhận của con người. Hệ thống nén dựa trên đặc điểm này được gọi là hệ thống nén theo thính giác.

◆ **Sự che phủ thời gian:**



Hình II.4.2 : Sự che lấp về thời gian

Sự che phủ thời gian là hiện tượng tai người chỉ cảm nhận được âm sau khi âm đó bắt đầu khoảng 200 ms và có cảm tưởng âm thanh còn kéo dài khoảng 200ms nữa sau khi âm thanh đã dứt. Ngoài ra, thính giác cũng không phân biệt được khoảng ngừng nhỏ hơn 50 ms giữa hai âm thanh giống nhau đi liền nhau.

4.2. Công nghệ giảm tốc độ nguồn dữ liệu audio số.

Công nghệ mã hoá nguồn được sử dụng để loại bỏ đi sự dư thừa trong tín hiệu audio (khi giá trị vi sai mẫu- mẫu sắp xỉ gần giá trị 0), còn công nghệ che lấp dựa

trên mô hình tâm lý thính giác của con người có tác dụng loại bỏ các mẫu không có giá trị cảm nhận (các mẫu không nghe thấy).

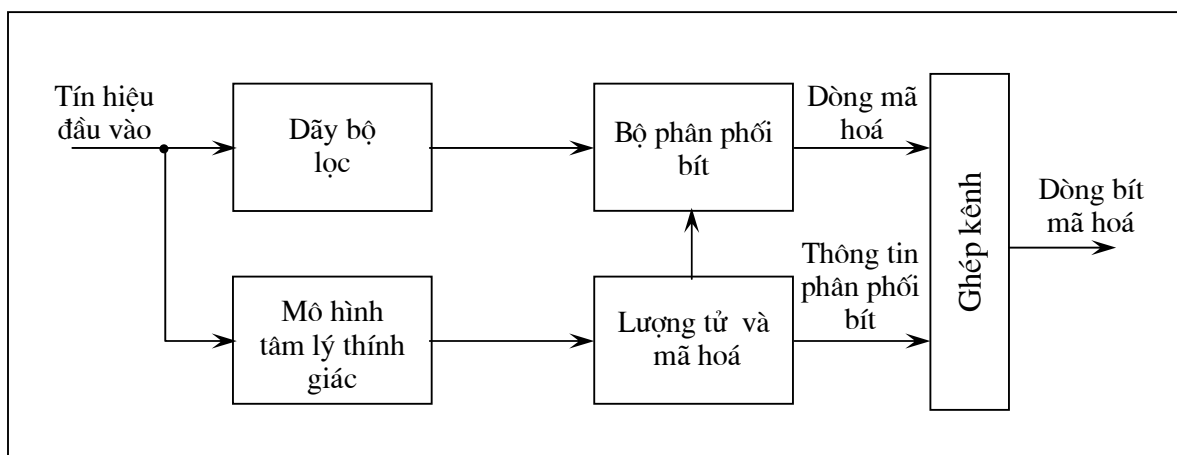
Có hai công nghệ nén cơ bản. Đó là:

◆ Mã hoá dự báo miền thời gian: sử dụng mã hoá vi sai mã hoá các giá trị chênh lệch giữa các mẫu liên tiếp nhau để loại bỏ sự dư thừa thông tin nhằm thu được dòng bit tốc độ thấp.

◆ Mã hoá chuyển đổi miền tần số: Công nghệ này sử dụng các khối mẫu PCM tuyến tính biến đổi từ miền thời gian thành một số nhất định các băng tần trong miền tần số.

Hiện tượng che lấp quan trọng nhất xảy ra trong miền tần số. Để lợi dụng đặc điểm này, phổ tín hiệu audio được phân tích thành nhiều băng phụ có độ phân giải thời gian và tần số phù hợp với bề rộng các băng tần tới hạn của HAS. Mỗi băng phụ chứa một số thành phần âm rời rạc.

Cấu trúc bộ mã hoá audio cơ bản như sau:



Hình II.4.3 : Bộ mã hoá tín hiệu audio

◆ **Bộ lọc đa băng tần:**

Bộ lọc đa băng tần (còn được gọi là dãy bộ lọc) làm nhiệm vụ tách phổ tín hiệu thành các băng con.

Có ba cách thực hiện dãy bộ lọc . Đó là:

* Dãy băng con : phổ tín hiệu được chia thành các băng tần phụ có độ rộng như nhau tương tự như khi chia phổ tần thành các băng tần tới hạn của hệ thống HAS. Với các tần số nhỏ hơn 500 Hz, một băng con sẽ chứa vài băng tần tới hạn.

Trong công nghệ nén audio, sử dụng một số loại bộ lọc băng con ví dụ PQMF (Polyphase Quadrature Mirror Filter). Bộ lọc này có độ chõng phổ thấp và thường được sử dụng cho các mẫu gần kề về mặt thời gian.

Trong tiêu chuẩn nén audio MPEG, một khung audio gồm 1152 mẫu được chia thành 32 băng con, mỗi băng con chứa 36 mẫu.

* Dãy chuyển đổi: Áp dụng thuật toán DCT có biến đổi (Modified Discrete Cosine Transform-MDCT) để chuyển đổi tín hiệu audio miền thời gian thành một số lượng lớn các băng con (từ 256 đến 1024) trong miền tần số .

* Dãy bộ lọc cân bằng : (Hybrid Filter Bank).

Tín hiệu vào trước tiên được chia thành 32 băng con nhờ các bộ lọc PQMF. Sau đó áp dụng phép biến đổi MDCT cho mỗi 18 mẫu của băng con. Kết quả sẽ thu được 576 băng rất hẹp (41,76 Hz tại tần số lấy mẫu 48 KHz). Việc kết hợp này có độ phân giải thời gian khoảng 3,8 ms.

Số bộ lọc trong dãy phải được xác định phù hợp với một số tác nhân quan trọng.

- Dãy bộ lọc có độ phân giải thấp (nghĩa là băng tần rộng) sẽ cho số lượng băng con nhỏ. Khi đó, trong mỗi băng con sẽ chứa hầu hết các thành phần âm của phổ tín hiệu audio khiến tác dụng che lấp giảm và sẽ cần rất nhiều bit để mã hoá các thành phần tín hiệu trong các băng con. Tuy nhiên, số lượng các băng con thấp sẽ giảm được mức độ phức tạp mã hoá / giải mã mà vẫn giữ được độ phân giải tốt về thời gian.

- Nếu dãy bộ lọc có độ phân giải cao, sẽ cho số lượng lớn các băng tần con và các thành phần âm đơn của phổ tín hiệu audio sẽ không rơi vào tất cả các băng con. Khi đó, một số băng con không chứa thành phần âm sẽ không cần phải mã hoá. Bề rộng băng tần hẹp cho khả năng mô phỏng tốt hơn các băng tới hạn của HAS. Tuy nhiên, có độ phân giải thời gian thấp dẫn tới hiện tượng có tiếng tạp lạnh canh khi mã hoá tín hiệu audio ngắn.

Do vậy, có thể sử dụng dãy bộ lọc thích nghi có khả năng chuyển đổi từ dãy bộ lọc có độ phân giải cao sang dãy bộ lọc có độ phân giải thấp khi mã hoá tín hiệu audio ngắn.

Đặc tuyến của quá trình xử lý dãy bộ lọc bao gồm các yếu tố:

* Độ phân giải thời gian = Độ dài mẫu khối bộ lọc x 20,83 μ s. Với tần số lấy mẫu 48 KHz, khoảng cách thời gian giữa các mẫu liên tiếp sẽ là 20,83 μ s. ví dụ trong mã hoá AC-3, độ phân giải thời gian là : 128 x 20,83 = 2,66 ms.

* Độ phân giải tần số = Bề rộng phổ cực đại / tổng số băng con.

Với tần số lấy mẫu 48 KHz, bề rộng phổ tần tối đa của tín hiệu là 24 KHz . Ví dụ trong mã hoá AC-3, độ phân giải tần số là : 24.000/ 256 = 95,75 Hz.

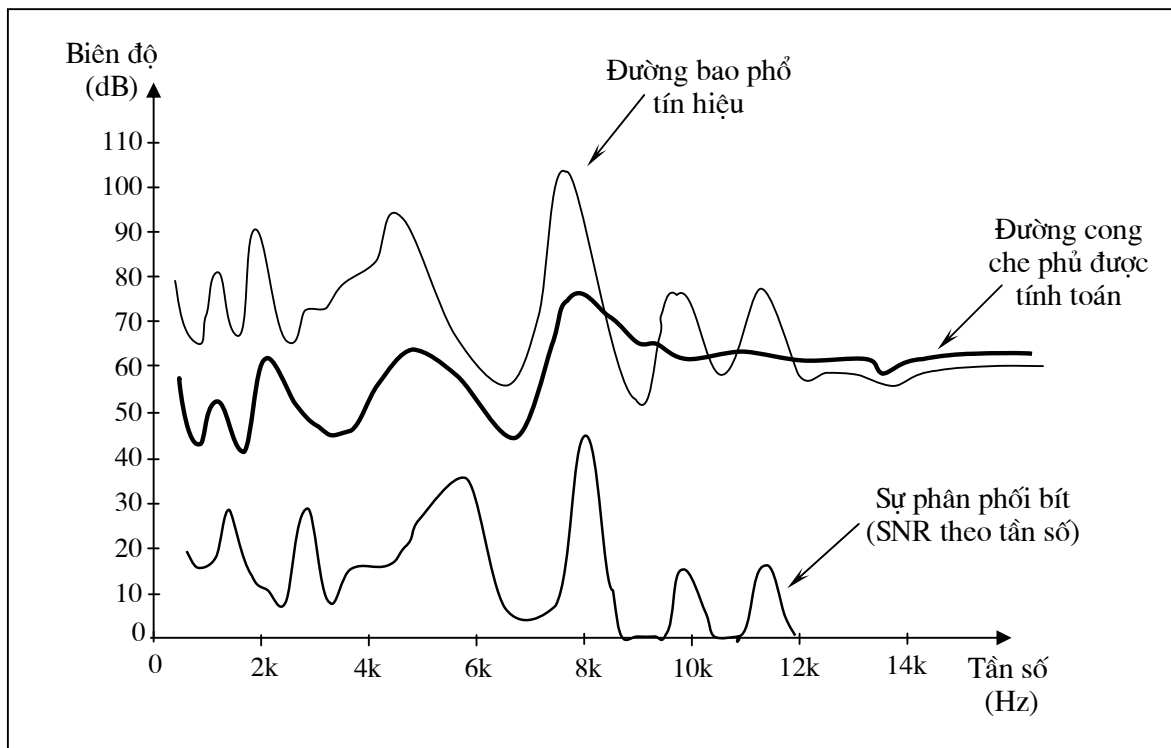
* Độ dài khung dữ liệu = Số băng con x số mẫu trong một khối x 20,83 μ s.

Ví dụ trong tiêu chuẩn MPEG lớp I, độ dài khung dữ liệu là:

$$32 \times 12 \times 20,83 = 8 \text{ ms.}$$

◆ **Sự phân phối bit:**

Một phép phân tích mô hình tâm lý thính giác chính xác tín hiệu PCM đầu vào, sử dụng thuật toán biến đổi Fourier nhanh (Fast Fourier Transform-FFT) được thực hiện để xác định nội dung tần số và năng lượng của nó. Từ ngưỡng nghe được và đặc tính che phủ tần số của HAS, người ta tính toán được đường cong che lấp như minh họa trên hình vẽ sau đây:



Hình II.4.4 : Đường cong che lấp và sự phân phối bit

Hình dạng và kích thước đường cong che lấp phụ thuộc nội dung tín hiệu.

Trong ví dụ ở hình vẽ trên, có thể thấy sai số giữa đường bao phổ tín hiệu và đường cong che lấp giảm xuống, điểm có giá trị max là 40 dB. Giá trị sai lệch max này quyết định số lượng bit (thông thường lượng tử hoá cơ bản là 6 dB/bit) cần thiết để mã hoá tất cả các thành phần phổ tần của tín hiệu audio. Quá trình phân phối bit cần đảm bảo tạp âm lượng tử hoá thấp hơn ngưỡng nghe được .

Trong hình II.4.4, tại vùng tần số lớn hơn 12 KHz, đường cong che lấp cao hơn đường bao phổ tín hiệu nên không cần phân phối bit để mã hoá vùng tín hiệu này.

Từ đường cong che lấp, ngưỡng che lấp của mỗi băng con được xác định. Chúng quy định năng lượng tap âm lượng tử cực đại có thể chấp nhận trong mỗi băng con, tại đó tap âm bắt đầu trở nên nghe thấy.

Sau khi ước lượng ngưỡng che lấp cho mỗi băng tần con, các tham số xếp loại được sử dụng để biến đổi bước lượng tử của mỗi băng con, tức biến đổi cấu trúc tap âm lượng tử sao cho phù hợp nhất. Cuối cùng, mã hoá Huffman được sử dụng.

◆ **Lượng tử hoá :**

Quá trình lượng tử hoá các băng tần con trong phổ tín hiệu audio là một quá trình không đồng bộ. Tức là mỗi băng con được lượng tử với một bước lượng tử khác nhau phù hợp với mức năng lượng cũng như mức độ che lấp của băng tần. Bước lượng tử được xác định nhờ bộ phân phối bit.

◆ **Ghép kênh dữ liệu :**

Các khối (hay còn gọi là các nhóm) 12 mẫu dữ liệu từ đầu ra bộ lượng tử hoá được ghép kênh cùng với tham số xếp loại tương ứng của chúng và thông tin phân phối bit để hình thành nên khung dữ liệu audio trong dòng bit mã hoá.

4.3. Tiêu chuẩn nén Audio MPEG.

Tiêu chuẩn nén audio MPEG-1 (ISO/IEC 11172-3) thường được biết dưới tên gọi MUSICAM (Maskingpattern Universal Subband Intergrated Coding and Multiplexing) gồm ba lớp (layer) mã hoá I, II và III tương ứng với hiệu quả nén và độ phức tạp tăng dần, đã được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực khác nhau, đặc biệt là trong phát thanh, truyền hình. Tiêu chuẩn nén audio MPEG-2 (ISO/IEC 13818-3) là bước phát triển mở rộng dựa trên cơ sở MPEG-1. Phương thức nén Dolby AC-3 ứng dụng trong hệ HDTV số Grand Alliance (ATSC) cũng là một biến thể từ Audio MPEG-2.

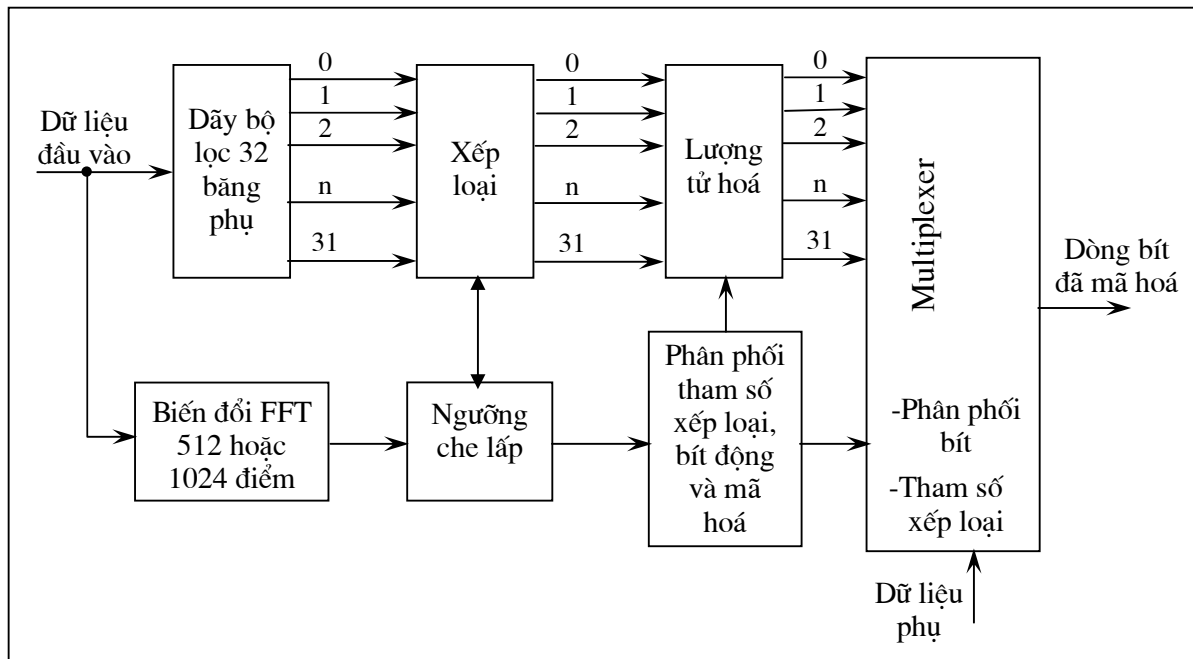
Đối với lĩnh vực truyền hình, tiêu chuẩn MPEG có lợi điểm nổi bật là đảm bảo khả năng đồng bộ giữa video và audio khi phân kênh và giải nén.

Những đặc tính kỹ thuật cơ bản của tiêu chuẩn nén audio MPEG-1 và MPEG-2 được trình bày tóm tắt trong bảng sau:

	MPEG-1	MPEG-2
Độ phân giải đầu vào	16 bit.	16 bit, có thể lên tới 24 bit.
Tần số lấy mẫu	48 KHz - 44,132 KHz.	48 KHz - 44,312 KHz - 24KHz - 22,0516 KHz.
Tốc độ bit	Tự do, có thể lên đến 448 Kbps.	Tự do, có thể lên đến 256 Kbps.
Số lượng kênh	2 kênh với các mode: mono, stereo, dual, joint stereo.	6 kênh: left, Right, Center, Left Surround, Right Surround và LFE (Low Frequency Enhancement - kênh tăng cường tần số thấp).
Tính tương hợp		Thuận và ngược
Khả năng co giãn		Các kênh Left, Right có thể được giải mã độc lập nhau.

Bảng II.4. : Đặc điểm của Audio MPEG-1, MPEG-2

Sơ đồ khối bộ mã hoá MPEG audio như sau:



Hình II.4.5 : Sơ đồ khối bộ mã hoá audio MPEG

KẾT LUẬN

Sự phát triển mạnh mẽ của kỹ thuật số đã mở ra một giai đoạn mới, giai đoạn của công nghệ thông tin, ở đó các thiết bị điện tử đều hoạt động và làm việc với truyền hình số.

Hiện nay, việc sử dụng kỹ thuật số để số hoá thiết bị ở studio là vấn đề rất nóng bỏng ở các nước phát triển, hầu như trong các giai đoạn đều xử lý với tín hiệu số, vì việc xử lý với tín hiệu số sẽ thực hiện dễ dàng và cho chất lượng cao hơn đối với tín hiệu tương tự. Mặt khác việc lưu trữ, truyền dẫn và phát sóng cũng cho chất lượng cao hơn.

Sự tăng nhanh của nhiều loại hình dịch vụ, cùng với việc ứng dụng các công nghệ số đã làm cho tốc độ tín hiệu tăng lên. Do đó cũng đòi hỏi kênh truyền có băng thông rộng hơn.

Tín hiệu truyền hình số là loại dữ liệu có tốc độ lớn nên cần có băng thông rộng. Với tốc độ của các kênh truyền hiện nay thì việc truyền tín hiệu truyền hình số rất khó khăn. Một yêu cầu được đặt ra là làm sao giảm được tốc độ tín hiệu để phù hợp với tốc độ kênh truyền. Giải pháp được đưa ra là nén tín hiệu truyền số.

Kỹ thuật nén có thể đáp ứng được yêu cầu về tốc độ tín hiệu, bằng cách chọn tỷ số nén thích hợp. Với công nghệ nén hiện nay cho chất lượng tín hiệu chấp nhận được thì hiệu quả nén đạt được khá cao, với tín hiệu audio tỷ lệ nén đạt được là từ 10÷20 lần, còn với tín hiệu video tỷ lệ nén đạt được là khoảng 100 lần.

Kỹ thuật nén không chỉ sử dụng trong truyền hình, mà còn được sử dụng đối với các loại dữ liệu khác như việc truyền và lưu trữ các loại dữ liệu trong máy tính.

Sự phát triển của kỹ thuật số và công nghệ xử lý tín hiệu số cùng công nghệ xử lý ảnh làm cho hiệu quả nén ngày càng cao và chất lượng của tín hiệu cũng được nâng cao hơn.

Sự phát triển mạnh mẽ của công nghệ thông tin cũng như công nghệ điện tử và sự gia tăng của nhiều loại hình dịch vụ mới thì triển vọng phát triển của kỹ thuật nén trong tương lai là rất lớn.

CHƯƠNG 1 MỞ ĐẦU

1.1 MỘT SỐ Ý NIỆM MỞ ĐẦU

1.1.1 Mở đầu

- Mức độ kết nối thông tin toàn cầu hiện đang gia tăng như vũ bão.
- Ngày càng có nhiều công nghệ viễn thông phát triển rất nhanh.
- Yêu cầu mới trong truyền dẫn như: thiết kế, sử dụng và quản lý thông tin.

1.1.2 Mục tiêu cơ bản của truyền số liệu

- Trao đổi thông tin tốt nhất giữa hai đối tác

1.1.3 Quá trình phát triển

1.1.3.1 Viễn thông

- 1837 - Samuel Morse chế tạo hệ thống điện tín.
- 1843 - Alexander Bain đăng ký bản quyền máy in tín hiệu điện tín.
- 1876 - Alexander Graham Bell, chế tạo ra điện thoại đầu tiên.
- 1880 - Các điện thoại trả tiền đầu tiên.
- 1915 – Dịch vụ điện thoại liên lục địa và kết nối thoại xuyên Đại Tây dương đầu tiên.
- 1947 – Phát minh ra transistor tại phòng thí nghiệm Bell Labs
- 1951 – Điện thoại đường dài xuất hiện
- 1962 – Điện thoại quốc tế dùng vệ tinh đầu tiên.
- 1968 - Phán quyết của tòa án Carterfone nhằm cho phép kết nối các thiết bị của hãng chế tạo khác vào các thiết bị của mạng Bell System Network
- 1970 – Cho phép MCI cung cấp dịch vụ điện thoại đường dài nhằm cạnh tranh. 1984 – Bãi bỏ độc quyền của AT&T
- 1980s – Mạng dịch vụ công công số
- 1990s – Xuất hiện điện thoại di động

1.1.3.2 **Phân cứng:** (định luật Moore)

- Xuất hiện: 1965
- Do Gordon Moore, đồng sáng lập công ty Intel.
- **Phát biểu:** Dung lượng các chip mới tăng gấp đôi so, và giá thành giảm phân nửa so mới các chip đã chế tạo trước đó trong vòng từ 18-24 tháng.
- **So sánh:** Nếu ứng dụng được hướng phát triển này và kỹ thuật hàng không thì giá thành một máy bay chỉ còn 500 đô la, và ta có thể đi vòng quanh thế giới trong 20 phút.

1.1.3.3 **Mạng:** Internet, Intranet và Extranet

- **Internet:** mạng các mạng dịch vụ dùng cho thuê bao toàn cầu.
- **Intranet:** mạng riêng của cơ quan dùng công nghệ Internet
- **Extranet:** Mạng intranet có một số chức năng chia sẻ được thông tin với tổ chức đối tác.

1.1.4 **Hướng phát triển**

Bên cạnh các đóng góp to lớn của phương thức truyền số liệu và mạng, hiện nay đang xuất hiện các vấn đề sau:

- Yếu tố tấn công trừ sâu/ virus máy tính.
- Tin tặc (Hacking).
- Great Global Grid (GGG).
- Dịch vụ mạng phát triển mạnh (Web services).
- Thư rác (Email Spamming): hàng tỉ thư rác/ngày, thiệt hại lên đến hàng chục tỉ đô la mỗi năm.

1.1.5 **Nội dung tài liệu**

Tập bài biên dịch này chủ yếu nhằm phục vụ cho sinh viên ngành Công nghệ Kỹ thuật Điện – Điện tử trong bước đầu nghiên cứu về kỹ thuật truyền số liệu, ngoài ra còn là tài liệu tham khảo tốt chuẩn bị cho sinh viên khi nghiên cứu về mạng truyền thông công nghiệp.

Tài liệu gồm 19 chương:

- Chương 1: Mở đầu, nhằm trình bày một số ý niệm cơ bản về kỹ thuật truyền số liệu, quá trình với xu hướng phát triển trong tương lai
- Chương 2: Các ý niệm cơ bản; trình bày các ý niệm cơ bản về cấu hình đường truyền, cấu hình cơ bản của mạng, các chế độ truyền dẫn, các dạng mạng LAN, MAN, WAN, phương thức kết nối liên mạng.

- Chương 3: Mô hình OSI; trình bày về mô hình mạng, chức năng các lớp trong mạng, giao thức TCP/IP.
- Chương 4: Tín hiệu; trình bày các dạng tín hiệu analog và số dùng trong kỹ thuật truyền số liệu.
- Chương 5: Mã hóa và điều chế; trình bày các ý niệm cơ bản về các kỹ thuật chuyển đổi cơ bản dùng trong truyền số liệu như chuyển đổi tín hiệu số-số, chuyển đổi tín hiệu tương tự-số, chuyển đổi tín hiệu số-tương tự và chuyển đổi tín hiệu tương tự-tương tự.
- Chương 6: Truyền dẫn dữ liệu số: Giao diện và modem; trình bày các chế độ truyền số liệu cơ bản là nối tiếp và song song, đồng bộ và không đồng bộ, giao diện DTE-DCE cùng một số chuẩn giao diện cơ bản, cơ chế truyền dẫn số liệu của modem, modem 56K, modem dùng trong truyền hình cáp.
- Chương 7: Môi trường truyền dẫn; trình bày các dạng môi trường truyền dẫn cơ bản là môi trường có định hướng và môi trường không định hướng, cấu tạo, các chế độ truyền dẫn, suy hao qua môi trường truyền, hiệu năng của môi trường, độ dài sóng, dung lượng Shannon, và so sánh ưu nhược điểm của các dạng môi trường truyền.
- Chương 8: Ghép kênh; trình bày các chế độ ghép kênh, và phân kênh theo tần số FDM, phân kênh và ghép kênh theo bước sóng WDM, phân kênh và ghép kênh theo thời gian (TDM). Ứng dụng của kỹ thuật ghép kênh, hệ thống điện thoại. Dây thuê bao số DSL, cáp quang FTTC.
- Chương 9: Phát hiện và sửa lỗi; trình bày về các dạng lỗi trong truyền dẫn. Phương pháp phát hiện lỗi, phương pháp VRC, LCR, CRC, checksum. Phương pháp sửa lỗi.
- Chương 10: Điều khiển kết nối dữ liệu; trình bày về các chuẩn đường truyền, điều khiển lưu lượng, kiểm tra lỗi trên đường truyền.
- Chương 11: Giao thức kết nối dữ liệu; trình bày về các giao thức không đồng bộ, giao thức đồng bộ, các giao thức theo hướng ký tự và các giao thức theo hướng bit. Các thủ tục truy xuất đường truyền.
- Chương 12: Mạng cục bộ LAN; trình bày về đề án 802, Ethernet và các dạng mạng Ethernet vòng và bus Token, giao diện FDDI.
- Chương 13: Mạng MAN; trình bày về IEEE 802.6 (DQDB), dịch vụ SMDS
- Chương 14: Chuyển mạch; trình bày về mạch chuyển mạch, chuyển gói, chuyển bản tin.
- Chương 15: Giao thức điểm-điểm; trình bày về các trạng thái chuyển giai đoạn, các lớp PPL, giao thức kết nối dữ liệu LCP, xác nhận trong giao thức PPP, giao thức điều khiển mạng NCP, và thí dụ.

- Chương 16: ISDN; trình bày về quá trình phát triển, phương thức dùng cho thuê bao truy cập ISDN, các lớp trong ISDN, iSDN băng rộng cùng hướng phát triển tương lai của ISDN
- Chương 17: X.25; trình bày các lớp trong giao thức X.25 và các giao thức có liên quan với X.25.
- Chương 18: Tiếp sóng khung (frame relay); trình bày các ý niệm mở đầu, hoạt động và các lớp trong mạng tiếp sóng khung, phương thức khống chế nghẽn mạng, thuật toán leaky bucket, phương thức điều khiển lưu lượng cùng các tính năng khác.
- Chương 19: ATM; trình bày về mục tiêu thiết kế trong chế độ truyền không đồng bộ (ATM), kiến trúc mạng, các lớp trong ATM, cấu trúc chuyển mạch trong mạng ATM cùng các lớp dịch vụ và ứng dụng

Đặc điểm quan trọng trong tài liệu này là trong từng chương đều có phần các ý niệm cơ bản và từ khóa, cùng với phần tóm tắt và các bài luyện tập củng cố dạng câu hỏi, bài trắc nghiệm và bài tập. Điều này giúp định hướng cho sinh viên tham khảo tài liệu, phát huy khả năng đọc tài liệu và tự học tốt.

CHƯƠNG 2: CÁC KHÁI NIỆM CƠ BẢN

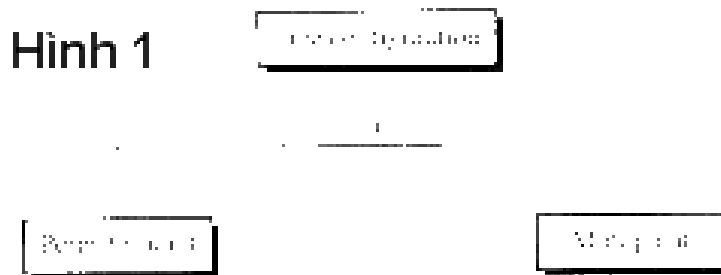
Trước khi khảo sát cách truyền dữ liệu từ thiết bị này đến thiết bị khác, một vấn đề quan trọng là ta phải hiểu mối quan hệ giữa các thiết bị thông tin. Có năm khái niệm chung để cung cấp về các mối quan hệ cơ bản giữa các thiết bị thông tin. Đó là:

- Cấu hình đường dây
- Tốp mạng
- Chế độ truyền
- Các loại mạng
- Các kết nối liên mạng

2.1 CẤU HÌNH ĐƯỜNG DÂY

Cấu hình đường dây là phương thức để hai hay nhiều thiết bị mắc vào kết nối. Kết nối là đường truyền thông tin vật lý để truyền dữ liệu từ thiết bị này sang thiết bị khác. Để dễ hiểu, hãy xem đường truyền là đường thẳng kết nối hai điểm. Để có thể tạo thông tin, thì hai thiết bị phải được liên kết theo một cách nào đó với đường truyền. Có hai phương thức có thể là: điểm nối điểm và điểm nối nhiều điểm (như hình 1).

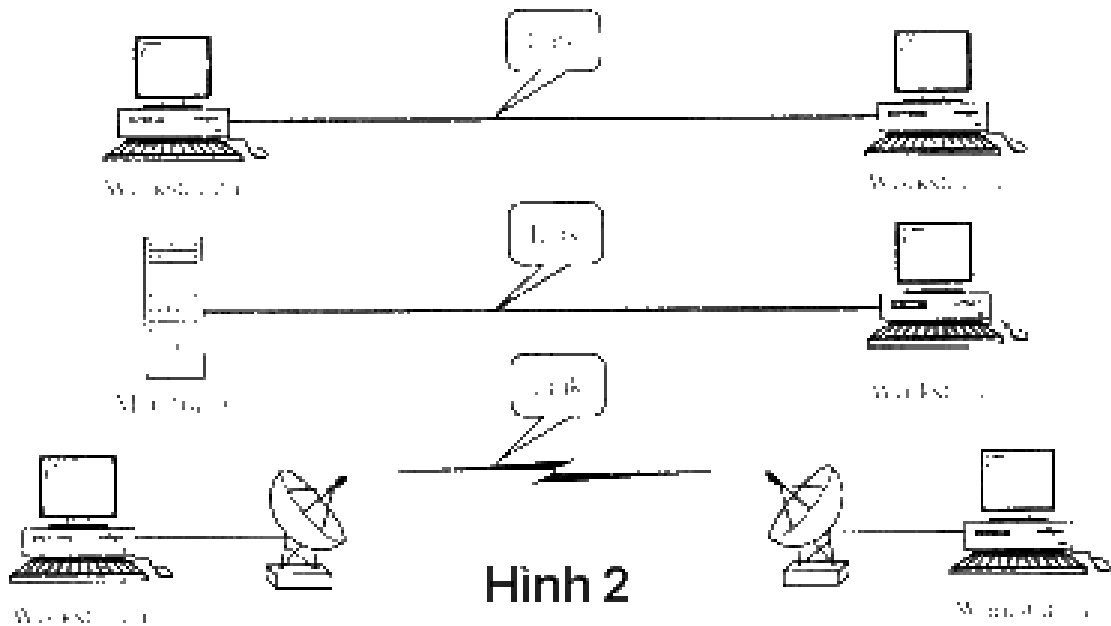
Cấu hình đường dây nhằm định nghĩa phương thức kết nối thông tin với nhau:



Hình 2.1

2.1.1 Cấu hình điểm nối điểm (point to point):

Cấu hình điểm nối điểm cung cấp kết nối được dành riêng cho hai thiết bị. Toàn dung lượng kênh được dùng cho truyền dẫn giữa hai thiết bị này. **Hầu hết cấu hình điểm nối điểm đều dùng dây hay cáp để nối hai điểm**, ngoài ra còn có thể có phương thức kết nối qua sóng thí dụ như vi ba hay vệ tinh (xem hình 2). Một thí dụ đơn giản là việc dùng bộ remote để điều khiển TV, tức là ta đã thiết lập kết nối điểm điểm giữa hai thiết bị dùng đường hồng ngoại.



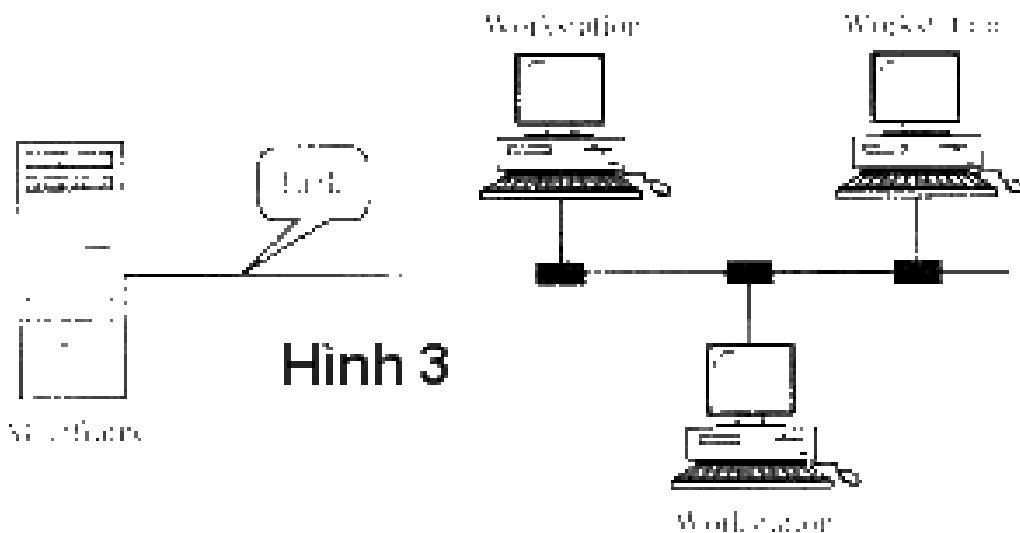
Hình 2

Hình 2.2

2.1.2 Cấu hình đa điểm (multipoint):

Cấu hình điểm nối đa điểm (còn gọi là multipoint hay multidrop) là kết nối nhiều hơn hai thiết bị trên một đường truyền.

Trong môi trường kết nối đa điểm, dung lượng kênh được chia sẻ, theo không gian hay theo thời gian; tức là theo cấu hình phân chia theo không gian hay cấu hình phân chia theo thời gian (xem hình3).



Hình 3

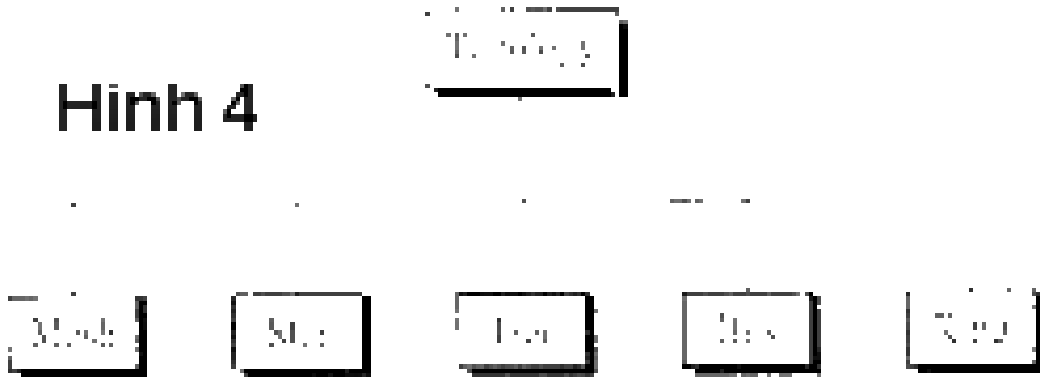
Hình 2.3

2.2. TÔPÔ MẠNG

Thuật ngữ **tôpô mạng** nói đến **phương thức mạng được bố trí**, về mặt luận lý hoặc vật lý. Có 2 hoặc nhiều thiết bị được kết nối trên một tuyến (kết nối-link); Có 2 hoặc nhiều tuyến tạo ra tôpô. Tôpô của mạng là biểu diễn hình học các mối quan hệ của tất cả các tuyến

và thiết bị đang kết nối (thường được gọi là các nút) tới các thiết bị khác. Có 5 dạng tô pô cơ bản là: lưới, sao, cây, bus, và vòng (xem hình 2.4)

Hình 4



Hình 2.4

Tô pô định nghĩa các sắp xếp vật lý hay luận lý của kết nối trong mạng.

Năm phương thức vừa nêu mô tả cách mà thiết bị trong mạng được kết nối với nhau hơn là sắp xếp chúng theo vật lý. Thí dụ, khi nói về tô pô sao thì không có nghĩa là các thiết bị phải được sắp xếp vật lý chung quanh hub theo hình sao. Khi xem xét lựa chọn tô pô thì phải xem xét thêm về cấp bậc liên quan của các thiết bị được kết nối. Có hai quan hệ có thể là: **đồng cấp** (peer to peer) trong đó thiết bị chia sẻ kết nối ngang hàng với nhau, phương thức **sơ cấp-thứ cấp** (primary-secondary), ở đó một thiết bị điều khiển lưu thông và các thiết bị còn lại phải truyền qua nó. Tô pô vòng và lưới thường thích hợp với truyền dẫn đồng cấp, trong khi đó tô pô sao và cây thường thích hợp cho truyền dẫn sơ cấp- thứ cấp. Còn tô pô bus thích hợp cho cả hai dạng.

2.2.1.LƯỚI (Mesh):

Trong dạng này, **mỗi thiết bị có một kết nối điểm đối điểm chuyên dụng (dedicated) tới từng thiết bị còn lại.** Một mạng lưới kết nối đầy đủ sẽ có $n(n-1)/2$ kênh vật lý nhằm kết nối n thiết bị. Nhằm thực hiện được nhiều kết nối dạng này, mỗi thiết bị cần có $(n-1)$ cổng vào/ra (I/O: input/output) như vẽ ở hình 2.5.

Cấu hình lưới có nhiều **ưu điểm** so với các dạng mạng khác:

Thứ nhất, việc sử dụng các kết nối **điểm đối điểm chuyên dụng** đảm bảo mỗi kết nối chỉ truyền dẫn dữ liệu của riêng mình, nên không xuất hiện vấn đề lưu thông, điều đó có thể xảy ra ở một tuyến có nhiều thiết bị cùng chia sẻ.

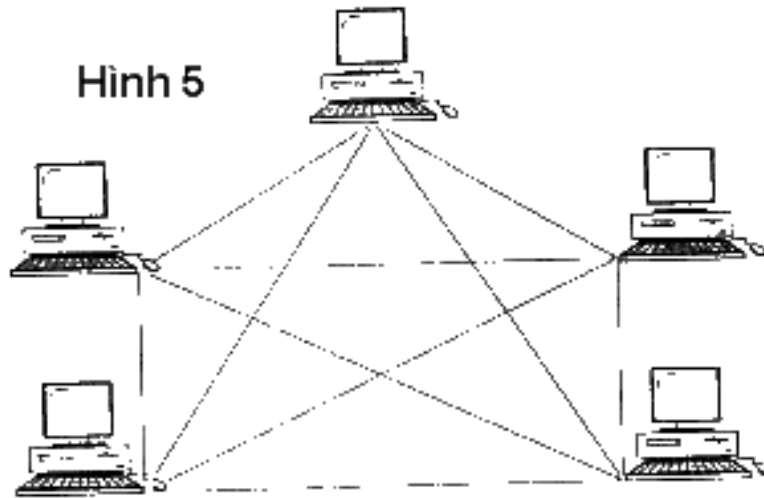
Thứ hai, tô pô lưới rất bền vững. Khi một kết nối bị hỏng thì không thể ảnh hưởng lên toàn mạng được.

Một ưu điểm nữa là **tính riêng tư hay vấn đề an ninh.** Khi dùng đường truyền riêng biệt thì chỉ có hai thiết bị trong kết nối dùng được thông tin này, các thiết bị khác không thể truy cập vào kết nối này được.

Cuối cùng, kết **nối điểm-điểm cho phép phát hiện và tách lỗi rất nhanh.** Có thể điều khiển lưu thông để tránh các đường truyền nghi ngờ bị hỏng. Nhà quản lý dễ dàng phát hiện chính xác nơi bị hỏng để nhanh chóng tìm ra nguyên nhân và có biện pháp khắc phục.

Khuyết điểm lớn nhất của mạng dạng lưới là số lượng dây và nối dây quá lớn do số cổng I/O, do mỗi thiết bị phải được kết nối với nhau, nên chi phí lắp đặt phần cứng sẽ

tăng cao. Do đó, **cấu hình lưới chỉ được dùng rất giới hạn**, thí dụ như đường trục (backbone) kết nối các máy tính lớn (mainframe) trong một mạng hỗn hợp với nhiều cấu hình khác.



Hình 2.5

Thí dụ 1:

Công ty dùng mạng lưới kết nối đủ gồm 8 máy. Tính tổng số cáp phải kết nối, số cổng tại mỗi máy.

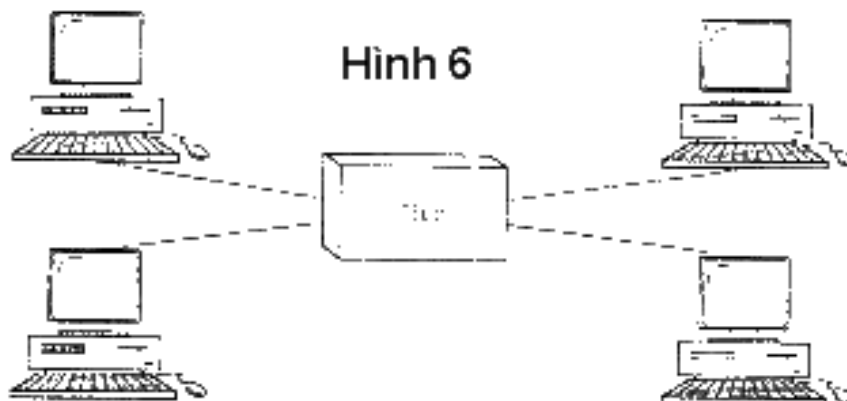
Giải: Công thức $n(n-1)/2$ cho ta:

$$\text{Số kết nối } n(n-1)/2 = 8(8 - 1)/2 = 28$$

$$\text{Số cổng cho mỗi thiết bị: } (n-1) = (8 - 1) = 7$$

2.2.2 SAO (Star):

Dạng này **mỗi thiết bị có kết nối điểm - điểm với một điều khiển trung tâm**, gọi là **Hub**. Các thiết bị không trực tiếp kết nối với nhau mà phải qua sự điều khiển của hub (xem hình 2.6).



Hình 2.6

Cấu hình sao ít tốn kém hơn so với lưới. Trong dạng sao, **mỗi thiết bị chỉ cần một kết nối và chỉ cần một cổng I/O để kết nối với các thiết bị khác.** Điều này làm cho việc

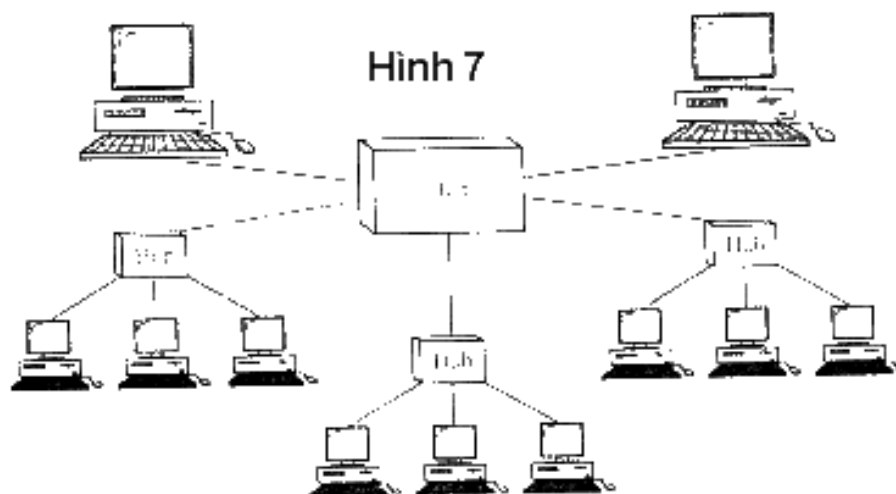
thiết lập dễ dàng hơn và việc cấu trúc lại mạng cũng đơn giản hơn, ít lắp đặt dây hơn, việc di chuyển, loại bỏ một thiết bị khỏi mạng cũng dễ dàng hơn do chỉ liên quan đến thiết bị và hub.

Một **ưu điểm nữa là tính bền vững cao**. Nếu một kết nối hỏng, chỉ có một kết nối bị ảnh hưởng, các thiết bị khác vẫn hoạt động bình thường. Điều này cho phép quá **trình phát hiện lỗi dễ dàng**. Khi hub còn hoạt động, thì nó vẫn có thể được dùng để giám sát bài toán kết nối và loại kết nối hỏng ra khỏi mạng.

Tuy nhiên, trong cấu hình này thì mỗi thiết bị vẫn phải có kết nối với hub nên trong mạng này vấn đề nối dây vẫn còn lớn so với một số mạng khác (thí dụ cây, vòng hay bus).

2.2.3 CÂY (Tree):

Đây là biến thể của dạng sao, trong đó các nút của cây được kết nối với hub trung tâm để kiểm soát lưu thông trong mạng. Tuy nhiên, không phải tất cả các thiết bị đều được mắc vào **hub trung tâm**. Phần lớn các thiết bị được nối với **hub phụ** mà bản thân lại được nối với hub trung tâm như hình 7.



Hình 2.7

Hub trung tâm của cây được gọi là hub tích cực. Một hub tích cực bao gồm bộ lặp (repeater), tạo khả năng mở rộng cự ly của mạng.

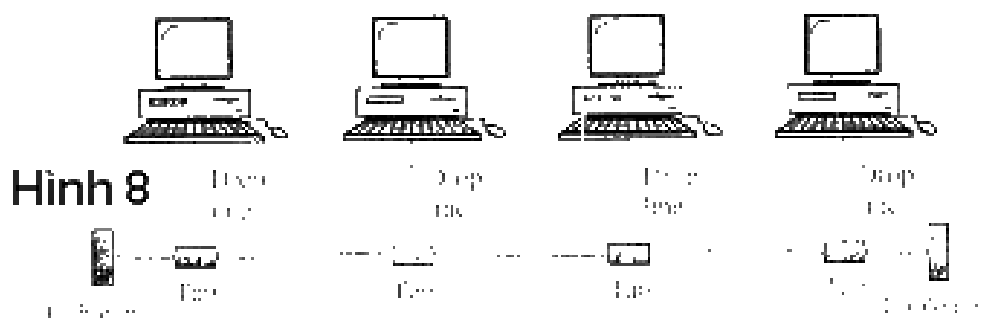
Hub phụ có thể là tích cực hoặc thụ động, chỉ nhằm cung cấp những kết nối vật lý đơn giản giữa các thiết bị.

Ưu điểm và khuyết điểm của topo cây thường là tương tự như dạng sao. Khi thêm vào các hub phụ, làm cho mạng có hai ưu điểm. Thứ nhất, **cho phép thêm nhiều thiết bị được kết nối với hub trung tâm và có thể tăng cự ly tín hiệu di chuyển trong mạng**. Thứ hai, **cho phép mạng phân cách và tạo mức ưu tiên của các máy tính khác nhau**.

Một trong những thí dụ cơ bản là mạng truyền hình cáp, với mức độ rẽ nhánh của mạng từ tổng đài chính và chia ra đến mạng phân phối theo nhiều cấp khác nhau.

2.2.4.BUS:

Các dạng mạng vừa nêu đều thích hợp cho cấu trúc điểm- điểm, **trong cấu hình bus thì lại là dạng nhiều điểm**. Một đường cáp dài được gọi là trục (backbone) nhằm kết nối mọi thiết bị trong mạng (xem hình 8)



Hình 2.8

Các nút được nối với cáp bus thông qua nhánh rẽ (drop line) và điểm nối (tap). Nhánh rẽ là kết nối giữa thiết bị và cáp chính thông qua điểm nối. Khi tín hiệu qua cáp **thường bị tổn hao do nhiệt và do yếu tố rẽ nhánh**, từ đó có giới hạn về điểm nối mà cáp chính có thể hỗ trợ được và cự ly giữa các điểm nối này với nhau.

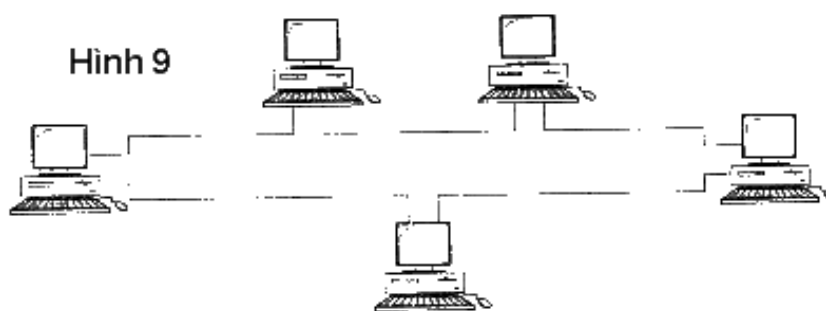
Ưu điểm của cấu hình bus là vấn đề dễ lắp đặt cũng như thay đổi vị trí lắp đặt thiết bị.

Khuyết điểm là việc **phát hiện và phân cách hỏng hóc**. Một bus được thiết kế nhằm để tăng tính hiệu quả trong lắp đặt, tuy nhiên cũng khó gắn thêm thiết bị vào. Các điểm nối có thể tạo tín hiệu phản xạ làm giảm chất lượng tín hiệu truyền trong bus. Yếu tố này có thể được khống chế bằng cách giới hạn số lượng và cự ly thích hợp của các điểm nối hay phải thay thế đường trục.

Ngoài ra, khi có lỗi hay đứt cáp thì toàn mạng sẽ bị ngừng truyền dẫn tín hiệu do vòng bị hỏng có thể tạo sóng phản xạ lên đường trục, tạo nhiễu loạn trên toàn mạng.

2.2.5.VÒNG (Ring):

Trong cấu hình này, **mỗi thiết bị chỉ nối điểm - điểm với hai thiết bị bên phải và bên trái của nó**. Tín hiệu di chuyển trong vòng theo một chiều, từ thiết bị này sang thiết bị khác, cho đến khi đến đích. Mỗi thiết bị trong mạng cũng là một bộ lặp (chuyển tiếp - repeater) như hình 2.9.



Hình 2.9

Mạng vòng thì thường **trương đối dễ thiết lập và tái cấu trúc**, do mỗi thiết bị chỉ được kết nối với hai thiết bị kề cận (về mặt vật lý cũng như luận lý). Khi thêm một thiết bị thì chỉ phải di chuyển hai kết nối. Điều phải quan tâm là vấn đề môi trường truyền và lưu thông trong mạng (chiều dài mạng tối đa, và số thiết bị trong mạng). Đồng thời, việc phát hiện lỗi cũng tương đối đơn giản. Thông thường trong mạng, tín hiệu di chuyển, khi một thiết bị bị hỏng,

thì sẽ xuất hiện tín hiệu báo động, thông báo cho người quản lý mạng về hỏng hóc và vị trí hỏng hóc này.

Tuy nhiên, việc di chuyển của tín hiệu trong mạng chỉ theo một chiều là một yếu điểm, khi mạng bị đứt thì toàn mạng sẽ dừng hoạt động, điều này có thể được cải thiện dùng vòng đối ngẫu hay các chuyển mạch để ngăn mạch vùng bị hỏng hóc.

Thí dụ 2:

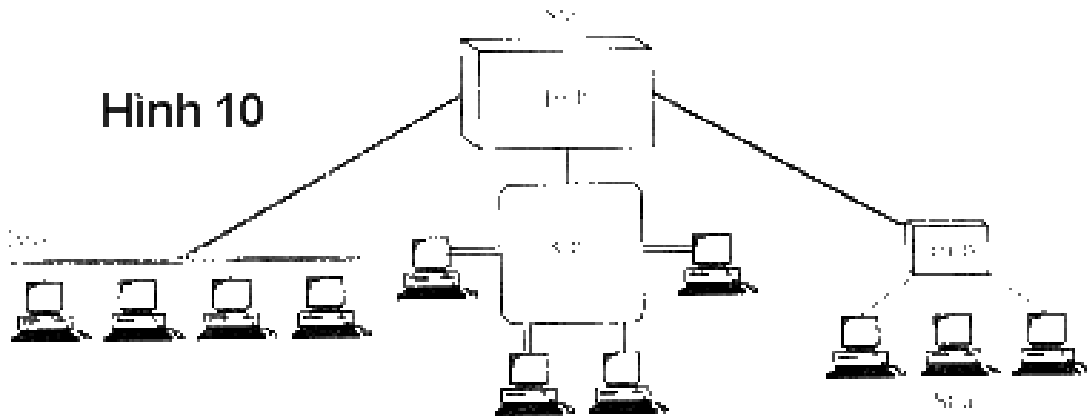
Trong thí dụ 1, nếu các thiết bị này lại được mắc theo mạng vòng thay vì sao, cho biết số kết nối cần có:

Giải:

Để kết nối n thiết bị, ta cần n cáp nối, như thế cần 8 dây nối cho 8 thiết bị

2.2.6.TÔPÔ HỖN HỢP (Hybrid Topologies):

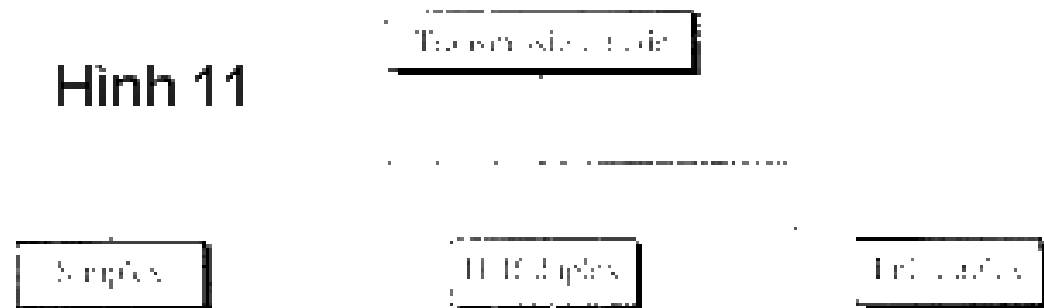
Kết hợp cấu hình nhiều mạng con để thành một mạng lớn như hình 10.



Hình 2.10

2.3.CHE ĐỘ TRUYỀN DẪN

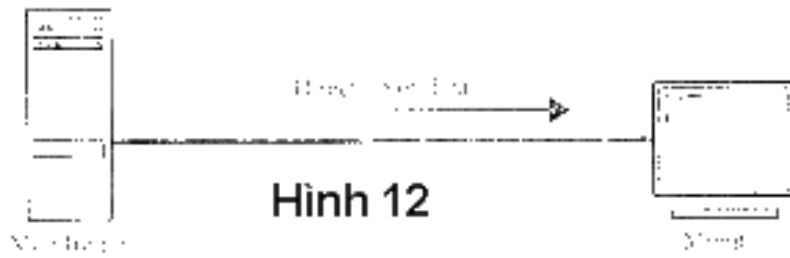
Thuật ngữ này nhằm **định nghĩa chiều lưu thông của tín hiệu giữa hai thiết bị được kết nối với nhau**. Có 3 dạng: đơn công (simplex), bán song công (half-duplex) và song công (full-duplex) như hình 2.11.



Hình 2.11

2.3.1 Đơn công (simplex):

Thông tin một chiều, một chỉ phát và một chỉ thu như hình 2.12.

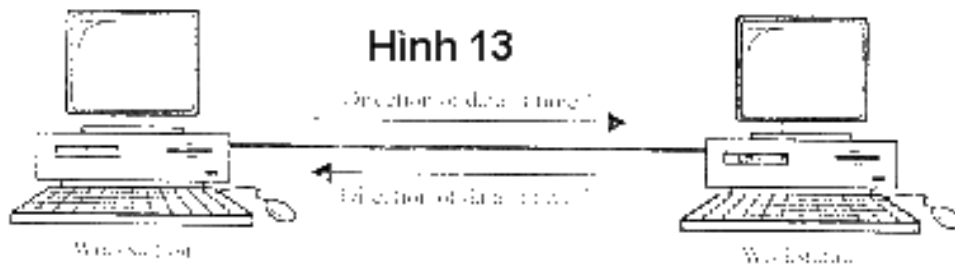


Hình 12

Hình 2.12

Bán song công (half-duplex):

Hai chiều nhưng mỗi lần chỉ thực hiện một chức năng, nếu phát thì không thu và nếu thu thì không phát (hình 2.13).

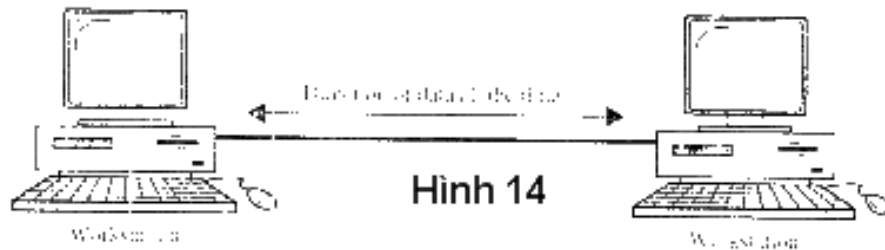


Hình 13

Hình 2.13

Song công (full-duplex):

Hai chiều đúng nghĩa (hình 2.14).

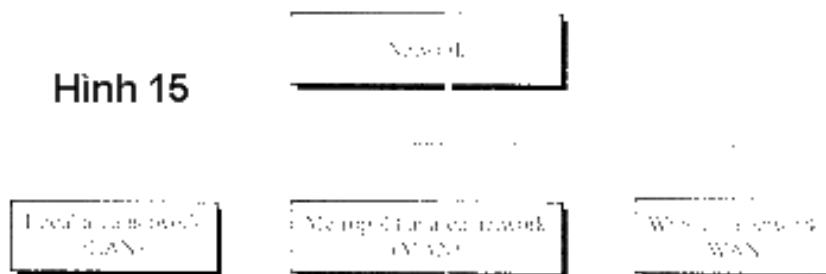


Hình 14

Hình 2.14

2.4. CÁC DẠNG MẠNG

Hiện nay, khi nói đến mạng thì người ta nghĩ ngay đến: mạng cục bộ (**LAN**; local area network), mạng **MAN** (metropolitain area network) và mạng **WAN** (wide area network) như hình 2.15.



Hình 15

Hình 2.15

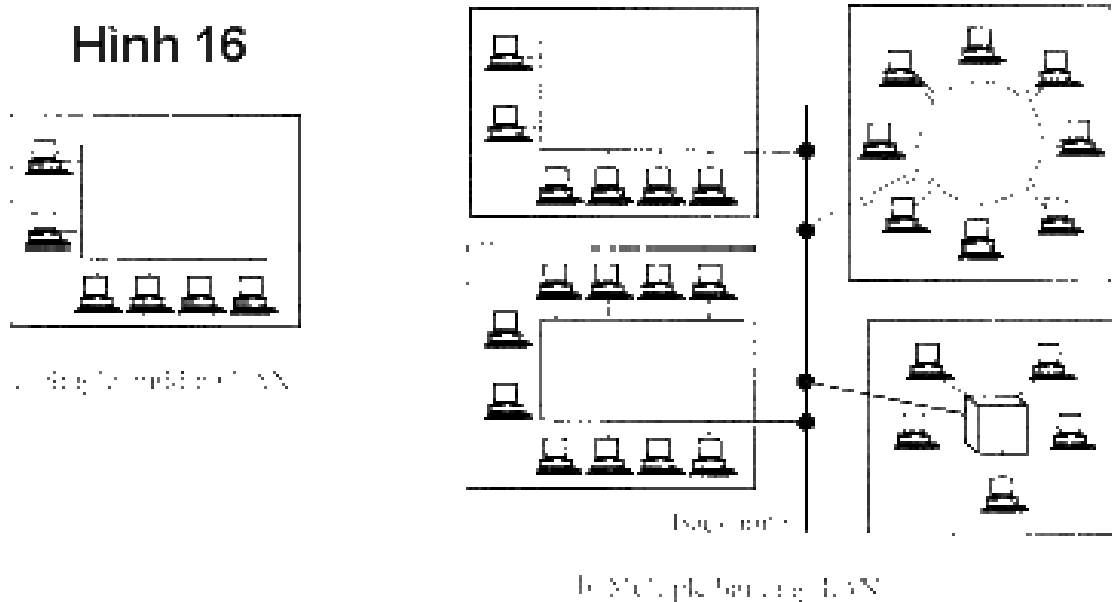
2.4.1 Mạng LAN:

Ban đầu được dùng **kết nối các thiết bị trong một văn phòng nhỏ**, một tòa nhà, hay khuôn viên trường đại học (xem hình 2.16). Tuy theo nhu cầu, mạng LAN có thể chỉ gồm hai máy tính và một máy in trong một văn phòng, cho đến việc mở rộng với nhiều văn phòng và các thiết bị thoại, hình ảnh và ngoại vị khác. Hiện nay, cự ly của mạng LAN thường giới hạn trong **khoảng vài km**.

LAN được thiết kế cho phép chia sẻ tài nguyên giữa các máy tính và máy chủ. Tài nguyên này có thể là phần cứng (thí dụ máy in) hay phần mềm (các chương trình ứng dụng) và dữ liệu.

Ngoài kích thước thì mạng LAN còn phân biệt với các mạng khác từ phương pháp cấu hình mạng cũng như môi trường truyền dẫn. Thông thường, trong mạng **LAN chỉ dùng một môi trường truyền dẫn. Cấu hình thường dùng là bus, vòng và sao**.

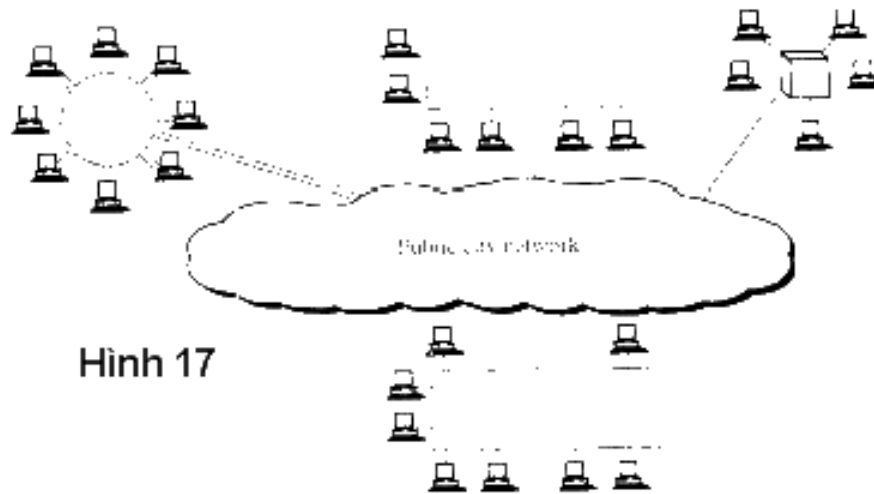
Tốc độ truyền dẫn từ 4 đến 16 Mbps trong các mạng LAN truyền thống, hiện nay tốc độ này có thể lên đến **100 Mbps** với hệ thống có thể lên đến tốc độ gigabit.



Hình 2.16

2.4.2 Mạng MAN:

Được thiết kế để hoạt động **trong toàn cấp thành phố**, nó có thể là một mạng như mạng truyền hình cáp, hay có thể là mạng kết nối nhiều mạng LAN thành mạng lớn hơn, như hình 2.17.

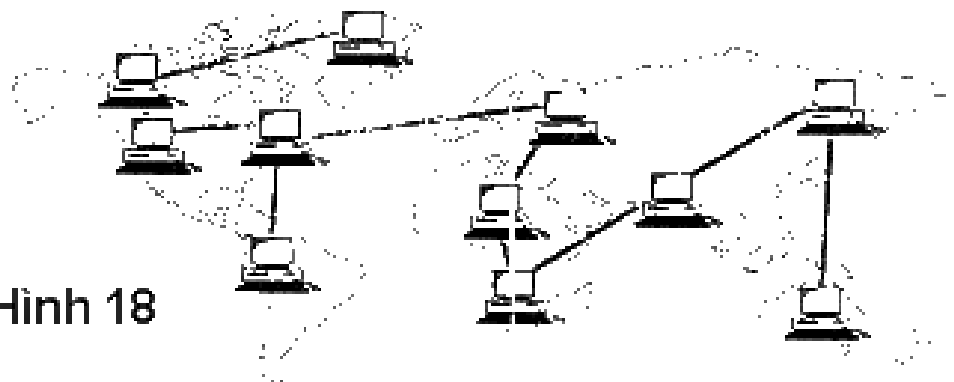


Hình 17

Hình 2.17

2.4.3 Mạng WAN:

Cung cấp truyền dẫn dữ liệu, hình ảnh, thoại, và video trong diện rộng bao gồm quốc gia, lục địa và toàn cầu (hình 2.18).

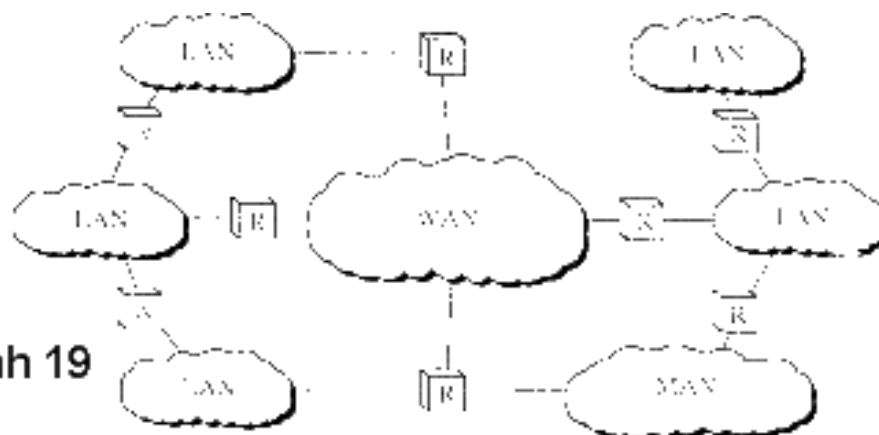


Hình 18

Hình 2.18

2.5 LIÊN MẠNG

Khi kết nối nhiều mạng, ta có kết nối liên mạng ([internetwork hay internet](#)). Chú ý là internet này không phải là [Internet](#) là một dạng mạng toàn cầu đặc biệt, xem hình 2.19.



Hình 19

Hình 2.19

TỪ KHÓA VÀ Ý NIỆM CƠ BẢN

- ❑ Active hub
- ❑ Backbone
- ❑ Bus topology
- ❑ Duplex mode
- ❑ Full – duplex mode
- ❑ Half – duplex
- ❑ Hub
- ❑ Hybrid topology
- ❑ internet (internetwork)
- ❑ Internet
- ❑ Line configuration
- ❑ Link
- ❑ Local area network (LAN)
- ❑ Mesh topology
- ❑ Metropolitan area network (MAN)
- ❑ Multidrop line configuration
- ❑ Multipoint line configuration
- ❑ Node
- ❑ Passive hub
- ❑ Peer – to – peer relationship
- ❑ Point – to – point line configuration
- ❑ Primary – secondary relationship
- ❑ Ring topology
- ❑ Simplex mode
- ❑ Star topology
- ❑ Topology
- ❑ Tree topology
- ❑ Wide area network (WAN)

TÓM TẮT

- ❖ Cấu hình đường dây là quan hệ giữa các thiết bị thông tin với đường truyền thông tin.
 - Trong cấu hình điểm nối điểm, chỉ có hai thiết bị kết nối với nhau mà thôi.
 - Trong cấu hình nhiều điểm, ba hay nhiều thiết bị được kết nối với nhau.
- ❖ Tô pô là phương thức sắp xếp vật ý hay luận lý trong mạng. Các thiết bị có thể được bố trí thành dạng lưới, sao, cây, bus, vòng và hỗn hợp.
- ❖ Có ba phương thức truyền dẫn thường gặp là: đơn công, bán song công và song công.
 - Truyền dẫn đơn công chỉ đi theo một chiều mà thôi.
 - Truyền dẫn bán song công thì theo hai chiều, nhưng mỗi lần chỉ có một việc (phát thì không thu, và ngược lại).
 - Song công là hai chiều thu phát cùng một lúc.
- ❖ Các mạng được chia thành: LAN, MAN và WAN.
 - ❑ LAN: mạng cục bộ.
 - ❑ MAN: mạng trong một thành phố.
 - ❑ WAN: mạng toàn cầu.

PHẦN LUYỆN TẬP

Câu hỏi ôn tập:

1. Có bao nhiêu phương pháp tô pô trong cấu hình đường dây?
2. Định nghĩa ba chế độ truyền dẫn?
3. Cho biết ưu điểm của các dạng cấu hình mạng?
4. Ưu điểm của phương pháp nhiều điểm so với điểm - điểm?
5. Cho biết các yếu tố cơ bản nhằm xác định các hệ thống thông tin là LAN, MAN hay WAN.
6. Cho biết hai dạng cấu hình đường dây?
7. Cho biết 5 dạng tô pô mạng?
8. Phân biệt giữa quan hệ đồng cấp và quan hệ sơ cấp - thứ cấp?
9. Trình bày các khuyết điểm của các tô pô mạng?
10. Trình bày công thức tính số dây nối cần thiết để thiết lập lưới, sao, cây, bus và hỗn hợp?
11. Phân loại 5 tô pô mạng theo cấu hình đường dây?
12. Có n thiết bị trong mạng, cho biết số dây nối cần thiết để thiết lập lưới, sao, cây, bus và hỗn hợp?
13. Khác biệt giữa hub trung tâm và hub phụ là gì? Giữa hub tích cực và hub thụ động là gì? Chúng quan hệ với nhau như thế nào?
14. Yếu tố giới hạn kích thước mạng bus là gì?
15. Trình bày phương pháp phát hiện hồng học về cáp nối trong các tô pô mạng?
16. Kết nối liên mạng là gì? Internet là gì?

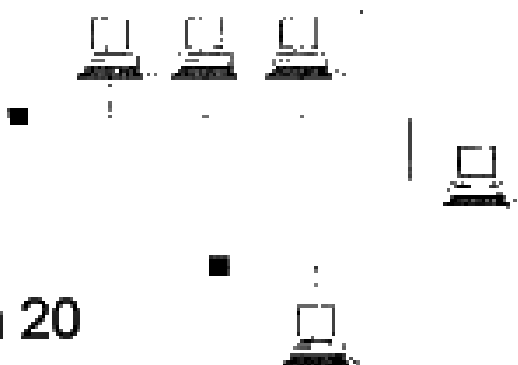
CÂU HỎI TRẮC NGHIỆM

1. Cho biết topo mạng nào cần có bộ điều khiển trung tâm hay hub:
 - a. Lưới
 - b. Sao**
 - c. Bus
 - d. Vòng
2. Topo nào có kết nối nhiều điểm:
 - a. Lưới
 - b. Sao
 - c. Bus**
 - d. Vòng
3. Cho biết dạng kết nối thông tin giữa bàn phím và máy tính là :
 - a. Đơn công
 - b. Bán song công
 - c. Song công
 - d. Tự động
4. Mạng có 25 máy tính, cho biết tậpô nào có nối dây nhiều nhất:
 - a. Lưới
 - b. Sao
 - c. Bus
 - d. Vòng
5. Mạng cây là biến thể của mạng
 - a. Lưới
 - b. Sao
 - c. Bus
 - d. Vòng
6. Truyền hình là một thí dụ về phương thức truyền dẫn
 - a. Đơn công
 - b. Bán song công
 - c. Song công
7. Cho biết dạng tậpô mạng nào mà khi có n thiết bị, mỗi thiết bị cần thiết phải có (n-1) cổng I/O:
 - a. Lưới
 - b. Sao
 - c. Bus
 - d. Vòng
8. Dạng kết nối nào chỉ định kết nối giữa hai thiết bị:
 - a. Điểm - điểm
 - b. Nhiều điểm
 - c. Sơ cấp
 - d. Thứ cấp
9. Trong dạng kết nối nào mà nhiều hơn hai thiết bị chia sẻ đường truyền
 - a. Điểm - điểm
 - b. Nhiều điểm
 - c. Sơ cấp
 - d. Thứ cấp
10. Trong dạng truyền dẫn nào mà dung lượng kênh truyền được chia sẻ với tất cả các thiết bị trong mỗi thời gian
 - a. Đơn công
 - b. Bán song công**
 - c. Song công
 - d. Tất cả sai
11. Nhà xuất bản MacKenzie Publishing, với tổng hành dinh đặt tại London và nhiều văn phòng đặt tại Châu Á, Âu, Nam Mỹ, có thể đã được kết nối dùng mạng:
 - a. LAN
 - b. MAN
 - c. WAN

- d. Tất cả đều sai
12. Văn phòng công ty A có hai máy tính kết nối với một máy in, như thế họ dùng mạng:
- LAN
 - MAN
 - WAN
 - Tất cả đều sai
13. Cho biết dạng tô pô mạng thích hợp với cấu hình điểm - điểm:
- Lưới
 - Vòng
 - Sao
 - Tất cả đều đúng
14. Trong dạng kết nối nào mà đường truyền chỉ dùng cho hai thiết bị
- Sơ cấp
 - Thứ cấp
 - Chỉ định
 - Tất cả đều sai
15. Trong tô pô mạng lưới, quan hệ giữa một thiết bị với một thiết bị là:
- Sơ cấp đến đồng cấp
 - Đồng cấp đến sơ cấp
 - Sơ cấp đến thứ cấp
 - Đồng cấp
16. Trong tô pô mạng nào mà khi cáp đứt thì mạng ngừng hoạt động
- Lưới
 - Cây
 - Bus
 - Sao
17. Một mạng dùng nhiều hub thì có cấu hình dạng
- Lưới
 - Cây
- c. Bus
- d. Sao
18. Trong mạng nào thì tính riêng tư và vấn đề bảo mật thông tin yếu nhất:
- Lưới
 - Cây
 - Bus
 - Sao

BÀI TẬP

1. Giả sử có 6 thiết bị được kết nối theo mạng lưới: có bao nhiêu cáp cần để thiết lập mạng? mỗi thiết bị cần bao nhiêu cổng I/O?
2. Cho biết tô pô mạng trong hình 2.20:



Hình 20

Hình 2.20

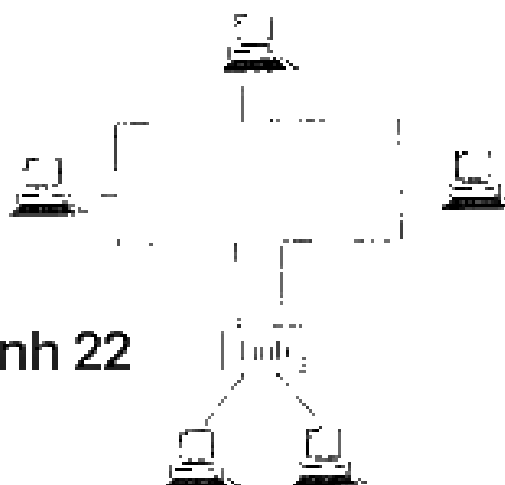
3. Cho biết tô pô mạng trong hình 2.21:



Hình 21

Hình 2.21

4. Cho biết tô pô mạng trong hình 2.22:



Hình 22

Hình 2.22

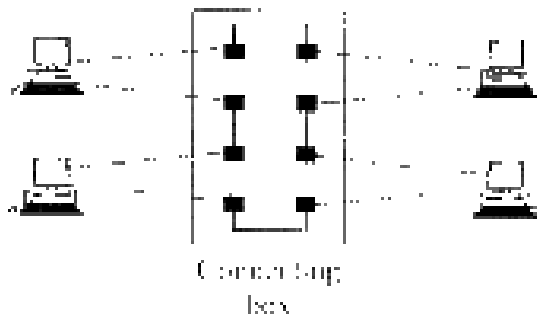
5. Cho biết tô pô mạng trong hình 2.23:



Hình 23

Hình 2.23

6. Cho biết tô pô mạng trong hình 2.24:



Hình 24

Hình 2.24

7. Trong hình 2.25, cho biết mạng nào có dạng vòng:



Hình 25

Hình 2.25

8. Trong bốn dạng mạng sau, cho biết hậu quả nếu kết nối hỏng:
 - a. Năm thiết bị kết nối theo dạng lưới
 - b. Năm thiết bị kết nối theo dạng sao (không tính hub)
 - c. Năm thiết bị kết nối theo dạng bus
 - d. Năm thiết bị kết nối theo dạng vòng
9. Vẽ mạng hỗn hợp có trục là mạng sao và 3 mạng vòng.
10. Vẽ mạng hỗn hợp có trục là mạng vòng và 2 mạng bus.
11. Vẽ mạng hỗn hợp có trục là mạng bus kết nối với hai mạng trục là mạng vòng. Mỗi mạng vòng nối 3 mạng sao.

12. Vẽ mạng hỗn hợp có trục chính là mạng sao kết nối với hai mạng trục là mạng bus. Mỗi mạng bus nối 3 mạng vòng.
13. Một mạng gồm 4 máy tính, nếu chỉ còn bốn đoạn cáp nối, thử cho biết dạng mạng thích hợp nhất trong trường hợp này?
14. Giả sử muốn thêm hai thiết bị mới vào trong một mạng hiện hữu với 5 thiết bị, Khi dùng mạng lưới thì cần bao nhiêu cáp nối? Khi dùng mạng vòng thì cần bao nhiêu cáp nối?
15. Năm máy tính được kết nối theo cấu hình nhiều điểm, cáp chỉ có thể truyền 100.000bps. Nếu tất cả các máy tính đều có dữ liệu cần gửi, cho biết tốc độ trung bình của mỗi máy tính là bao nhiêu?
16. Khi dùng điện thoại kết nối với thuê bao khác, cho biết lúc này là kết nối điểm - điểm hay nhiều điểm? giải thích?
17. Cho biết các phương thức truyền dẫn thích hợp nhất (đơn công, bán song công và song công) trong các trường hợp sau:
 1. Máy tính với màn hình
 2. Đàm thoại giữa 2 người
 3. Đài truyền hình

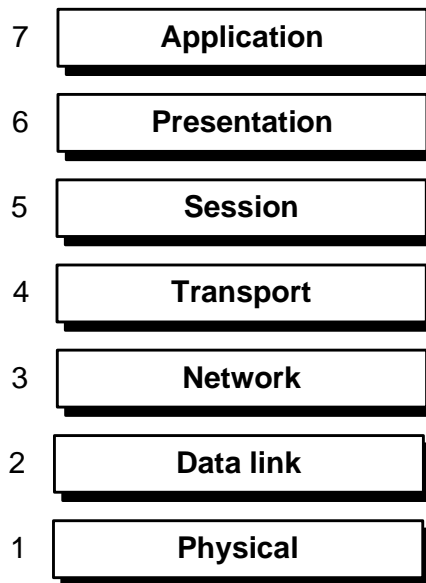
CHƯƠNG 3 MÔ HÌNH OSI

Tổ chức **ISO** (International Standard Organization) được thành lập từ năm 1947 là cơ quan quốc tế nhằm đưa ra các tiêu chuẩn cho toàn thế giới. Một tiêu chuẩn **ISO** bao trùm tất cả các yếu tố thông tin mạng được gọi là mô hình **OSI** (Open Systems Interconnection). *Gọi là hệ thống, là mô hình hai hệ thống khác nhau có thể thông tin với nhau bất kể kiến trúc mạng của chúng ra sao.* Mục đích của mô hình OSI là mở rộng thông tin giữa các hệ thống khác nhau mà không đòi hỏi phải có sự thay đổi về phần cứng hay phần mềm về hệ thống hiện tại. Mô hình OSI không phải là giao thức (protocol) mà là mô hình giúp hiểu biết và thiết kế kiến trúc mạng một cách mềm dẻo, bền vững và dễ dàng thay đổi.

ISO là tổ chức còn OSI là mô hình.

3.1 MÔ HÌNH OSI :

Mô hình OSI là một khung sườn phân lập thiết kế mạng cho phép thông tin trong tất cả các hệ thống máy tính khác nhau. Mô hình này gồm bảy lớp riêng biệt nhưng có quan hệ với nhau, mỗi lớp nhằm đảm bảo một phần công việc trong quá trình di chuyển thông tin qua mạng (như hình 3.1). Tìm hiểu về mô hình OSI sẽ cung cấp cơ sở cho ta khám phá về truy vấn số liệu.

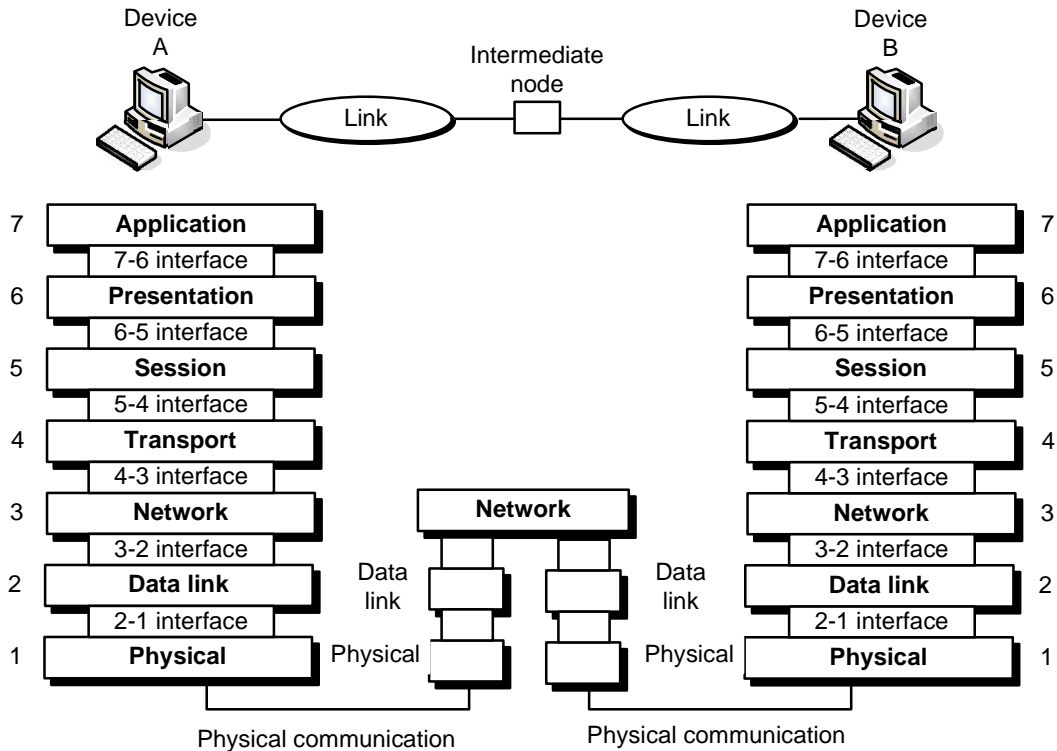


Hình 3.1

3.1.1 KIẾN TRÚC LỚP:

Mô hình OSI được cấu tạo từ 7 lớp: lớp vật lý (lớp 1), lớp kết nối dữ liệu (lớp 2), lớp mạng (lớp 3), lớp vận chuyển (lớp 4) lớp kiểm soát kết nối (lớp 5), lớp biểu diễn (lớp 6) và lớp ứng dụng (lớp 7). Hình 3.2 minh họa phương thức truyền tin giữa hai thiết bị A và thiết bị B. Trong quá trình di chuyển, bản tin phải đi qua nhiều nút trung gian. Các nút trung gian này thường nằm

trong ba lớp đầu tiên trong mô hình OSI. Khi phát triển mô hình, các nhà thiết kế đã tinh lọc quá trình tìm kiếm để liệt kê thành các thành phần riêng biệt. Chúng xác định các chức năng khác nhau và gom chúng thành các nhóm riêng biệt gọi là lớp. Mỗi lớp nhúng các chức năng riêng biệt so với lớp khác. Thông qua việc nhúng và tách các chức năng theo cách này, người thiết kế tạo ra các cấu trúc và mô hình, và dễ hiểu. Quan trọng hơn hết, mô hình OSI cho phép có tính minh bạch (transparency) khi so sánh với các hệ thống khác.



Hình 3.2

Có một phương pháp nhớ tên các lớp (theo đúng tiếng Anh) dùng cho mô hình OSI là: Please Do Not Touch Steve's Pet Alligator (Physical, Data Link, Network, Transport, Session, Presentation, Application).

3.1.2 CÁC QUÁ TRÌNH NG C P:

Trong một máy tính, mỗi ứng dụng chạy ngay phía dưới. Ví dụ, lớp 3, dùng các ứng dụng chạy ở lớp 2 và cung cấp dịch vụ cho lớp 4. Giữa các máy tính với nhau thì lớp của một máy phải thông tin với lớp của máy kia, thông qua một chuỗi các luật và quy tắc gọi là giao thức (protocole). **Quá trình mà các máy thông tin với nhau tại cùng một cấp là quá trình ngang cấp (peer to peer processes)**. Thông tin giữa các máy là quá trình ngang cấp dùng giao thức thích hợp cho lớp này.

Trong lớp vật lý, thông tin truyền từ máy A đến máy B. Trong các lớp cao hơn, thì thông tin này phải di chuyển xuống qua các lớp của máy A, từ trên máy B, và từ dưới lên các lớp của máy B. Mỗi lớp trong máy phát tin gửi thêm vào bản tin và nhúng thông tin riêng của mình và chuyển nguyên gói lên lớp phía trên. Thông tin thêm vào này gọi là **header** và **trailer** (là các thông tin thêm vào đầu và cuối của phần dữ liệu). **Header** thêm vào **lớp 6, 5, 4, 3, và 2**. **trailer** thêm vào **trong lớp 2**.

Header được thêm vào lớp 6, 5, 4, 3, và 2. **Trailer** được thêm vào lớp 2.

Tiếp theo, trình gói dữ liệu được chuyển thành dạng có thể chuyển trên máy thu. Trình máy thu, bên tin này sẽ trích ra tầng lớp, và làm quá trình nhận và lấy thông tin ra. Ví dụ, lớp 2 gửi ra các thông tin của mình, và chuyển tiếp phần còn lại lên lớp 3. Tiếp theo, lớp 3 gửi phần của mình và chuyển tiếp sang lớp 4, và cứ thế tiếp tục.

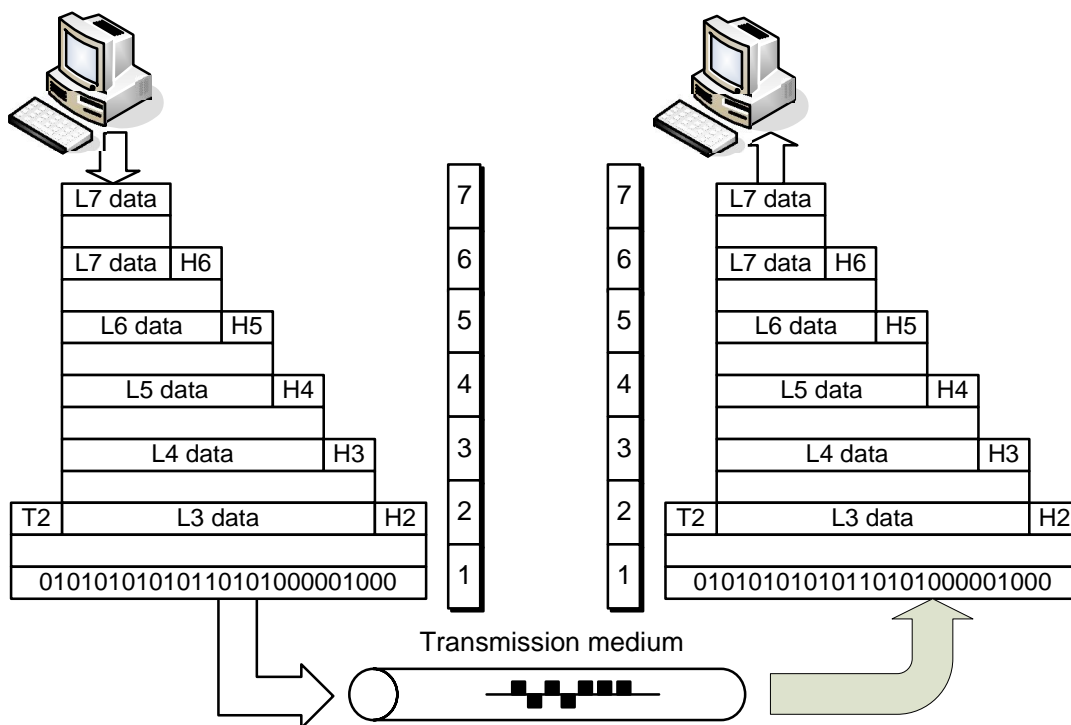
3.1.3 GIAO DIỆN GIỮA CÁC LỚP

Việc chuyển dữ liệu và thông tin mạng xảy ra qua các lớp của máy phát và tiếp nhận qua các lớp của máy thu để thể hiện một cơ chế giao diện của hai lớp kế nhau. Mỗi giao diện này nhận thông tin và các dịch vụ mà lớp phía cung cấp cho lớp trên nó, **Các giao diện cũng như nghĩa của các chức năng lớp cung cấp tính modun cho mạng**. Mỗi sao chép và cung cấp các dịch vụ cần thiết cho các lớp trên nó, vì các thiết bị chỉ biết về các chức năng này có thể thay đổi hoặc thay thế không đòi hỏi thay đổi các lớp xung quanh.

3.1.4 TÍNH CHỨC CÁC LỚP

Bây giờ có thể xem như là thu về ba nhóm con sau: **Lớp 1, 2, 3** - lớp vật lý, kết nối dữ liệu và mạng; là **nhóm con các lớp hạ tầng mạng, nhiệm vụ quy tắc các yếu tố vật lý và di chuyển dữ liệu từ một thiết bị này sang một thiết bị khác** (như các tính định hướng, kết nối vật lý, nhúng vào chế độ vật lý và thời gian truy cập mạng tin cậy). **Lớp 5, 6, và 7**: lớp kiểm soát kết nối, biên độ nhận và gửi dữ liệu có thể xem là nhóm con các **lớp hạ tầng user**; chúng cho phép khả năng truy cập phân phối như thể phân phối. **Lớp 4: lớp vận chuyển, bộ mô hình tính tin cậy cho việc truyền dữ liệu end-to-end** (hai đầu mút) trong khi ở lớp 2 mô hình tính tin cậy trên một mạng truyền dẫn. Các phía trên của mô hình OSI hầu như luôn luôn thực thi trong phân phối; các lớp bên dưới thực thi kết hợp phần của mạng và phân phối, trình vật lý hầu như là thực phần của mạng.

Hình 3.3 minh họa rằng thực tế các lớp OSI, dữ liệu L7 thực là lớp vận chuyển dữ liệu của lớp 7, dữ liệu L6 là vận chuyển dữ liệu của lớp 6, và tiếp tục. Quá trình bắt đầu từ lớp 7 (lớp gửi dữ liệu), rồi tiếp tục theo thứ tự. Tiếp theo (từ lớp 7 và lớp 1), header được thêm vào vận chuyển dữ liệu. Tiếp theo lớp 2, trailer được thêm vào. Sau đó format này của dữ liệu được chuyển thành tín hiệu nhị phân truyền và vận chuyển theo mạng truyền vật lý.



Hình 3.3

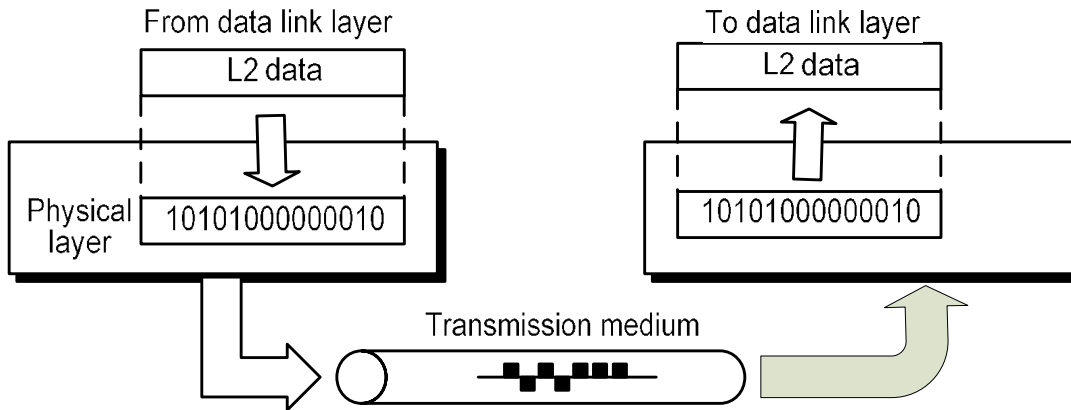
Sau khi nhận thức, tín hiệu số qua các tầng và được chuyển đổi thành các bit. Khi dữ liệu lúc này di chuyển ngược lên các tầng OSI. Khi mỗi block dữ liệu này đi qua tầng thì các header và trailer tương ứng được gỡ bỏ, thực hiện yêu cầu theo chức năng của tầng này. Khi đi qua tầng 7, bit tín hiệu được thích hợp cho ứng dụng và sẵn sàng cho người nhận.

3.2 CHỨC NĂNG CỦA CÁC TẦNG

Phần này trình bày ngắn gọn chức năng của từng tầng trong mô hình OSI.

3.2.1 LÝ THUYẾT:

Đầu tiên các chức năng của tầng truy vấn dòng bit qua môi trường vật lý. Quan tâm đến các tính chất của kênh và ảnh hưởng của giao diện và môi trường truyền. Tiếp theo nghiên cứu các thuật toán và chức năng mà thiết bị vật lý và giao diện phải thực hiện khi truyền. Hình 4 minh họa vị trí của tầng vật lý trong môi trường truyền và liên kết dữ liệu.



Hình 3.4 s

Lớp vật lý có các chức năng sau:

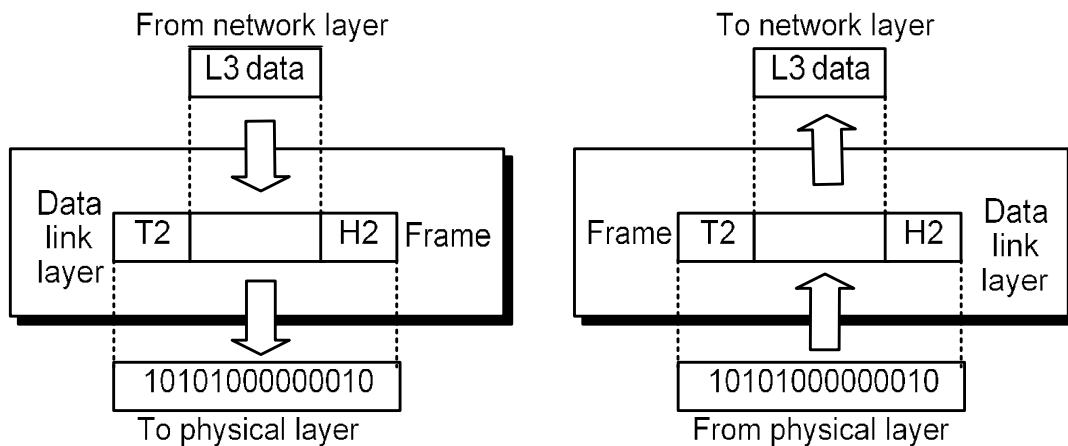
- **Chức năng vật lý của giao diện và môi trường truyền:** lớp vật lý nhận các chức năng giao diện giữa các thiết bị và môi trường truyền. Ngoài ra, lớp còn nhận các đặc tính của môi trường truyền.
- **Biểu diễn các bit:** Dữ liệu lớp vật lý bao gồm dòng các bit (chủ yếu các giá trị 0 và 1) mà không cần phiên dịch. Truyền dẫn thì các bit này phải được mã hóa thành **tín hiệu điện hay quang**. **Lớp vật lý nhận nhiệm vụ mã hóa** (phản ánh các giá trị 0 và 1 về chuyển đổi thành tín hiệu).
- **Tốc độ dữ liệu:** hay **tốc độ truyền** - số bit truyền đi trong một giây. Nói cách khác, lớp vật lý nhận nhiệm vụ đo lường.
- **Ngăn cách các bit:** Máy phát và máy thu cần được đồng bộ hóa theo cặp bit. Nói cách khác, ngăn cách máy phát và máy thu phải được đồng bộ hóa.
- **Cấu hình cáp:** Lớp vật lý còn quy định phương thức thiết bị kết nối với môi trường. Trong cấu hình điểm - điểm, hai thiết bị kết nối với nhau qua kết nối trực tiếp. Trong cấu hình điểm - đa điểm, một kết nối chia sẻ cho nhiều thiết bị.
- **Topology vật lý:** nhận nhiệm vụ phân tích kết nối thiết bị để tạo thành mạng. Thiết bị có thể kết nối theo đường thẳng, sao, cây, vòng hay bus.
- **Chức năng truyền:** lớp vật lý nhận nhiệm vụ truyền dữ liệu giữa hai thiết bị: đơn công, bán song công hay song công. Trong chế độ đơn công (simplex) chỉ có thông tin một chiều, trong bán song công (half duplex) hai thiết bị có thể nhận và gửi nhưng không đồng thời. Trong chế độ song công (full duplex) hai thiết bị có thể gửi và nhận đồng thời.

3.2.2 LỚP KẾT NỐI DỮ LIỆU:

Lớp kết nối dữ liệu chuyển các dữ liệu thô từ lớp vật lý thành dữ liệu có cấu trúc cao hơn và có thể **chuyển giao nút - nút**. Nhiệm vụ này làm cho lớp vật lý có vẻ như là không có lợi ích khi chuyển lên lớp trên (lớp mạng). Hình 5 cho thấy quan hệ của lớp kết nối dữ liệu với lớp mạng và lớp vật lý.

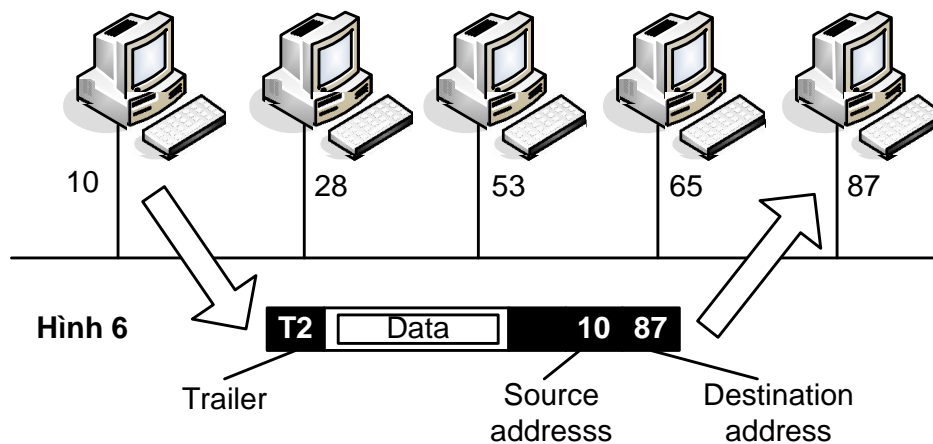
Lớp kết nối dữ liệu có các chức năng sau:

- **T o k h u n g** (framing): l p i u k h i n k t n i c h i a d o n g b i t n h n c t h à n h c á c n v d l i u q u n l ý c g i l à k h u n g (frame).
- **nh a c h v t lý**: n u f r a m e c p h a n p h i n n h i u h t h n g t r o n g m n g, t h ì l p k t n i d l i u t h ê m v à o f r a m e m t h e a d e r n h n g h a a c h v t lý c a n i p h á t (a c h n g u n) v à / h a y n i n h n (a c h í c h). N u f r a m e n h m g i n h t h n g n g o à i m n g c a n g u n p h á t, t h ì a c h n i n h n l à a c h c a t h i t b n i v i m n g k t i p.
- **i u k h i n l u l n g**: n u t c n h n d l i u c a m á y t h u b é h n s o v i t c c a m á y p h á t, t h ì l p k t n i d l i u t o c c h i u k h i n l u l n g t r á n h q u á t i c a m á y t h u
- **K i m t r a l i**: l p k t n i d l i u t h ê m k h n n g t i n c y c h o l p v t lý b n g c á c h t h ê m c c h p h á t h i n v à g i l i c á c f r a m e b h n g h a y t h t l c. n g t h i, c n g t o c c h t r á n g g i t r u n g c á c f r a m e. K i m t r a l i t h n g c t h c h i n n h t r a i l e r c t h ê m v à o p h n c u i c a f r a m e.
- **i u k h i n t r u y c p**: k h i h a i h a y n h i u t h i t b c k t n i t r ê n c ù n g m t n g t r u y n, c n c ó g i a o t h c c a l p k t n i d l i u x á c n h t h i t b n à o n m q u y n t r ê n k t n i t i m t t h i i m.



Hình 3.5

Thí d 1:



Hình 6

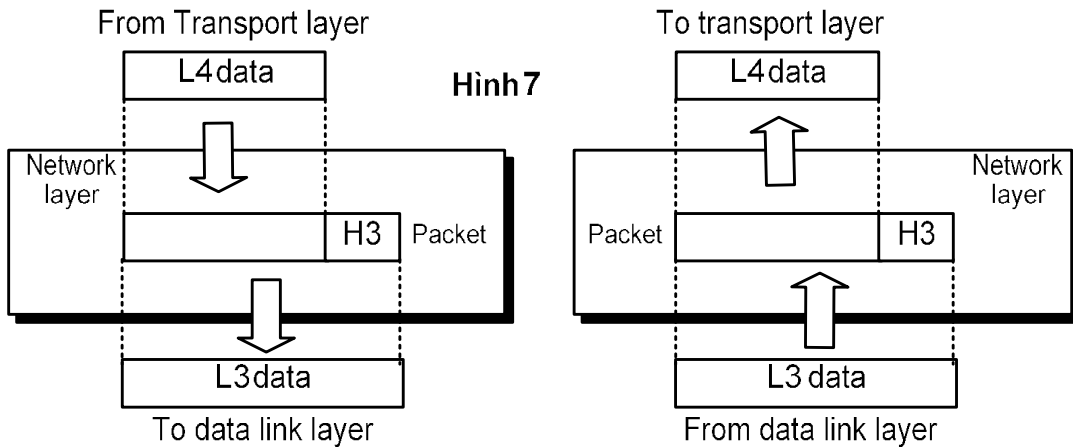
Hình 3.6

Hình 3.6 nút có địa chỉ vật lý là 10... Hai nút... Trong mỗi kết nối dữ liệu frame này chứa địa chỉ vật lý... Trailer thường chứa các bit...
Trailer thường chứa các bit...

3.2.3 LPM NG:

Nhóm **chuyển giao tầng**... **nhóm gói** (packet) có thể đi qua nhiều mạng khác nhau, lập mạng cho phép chuyển giao gói này...
nhóm gói (packet) có thể đi qua nhiều mạng khác nhau, lập mạng cho phép chuyển giao gói này...

Nếu hai hệ thống kết nối cùng mạng, thì không cần thiết phải có lập mạng. Tuy nhiên, khi hai thiết bị này hai mạng khác nhau, thì cần có lập mạng...
Nếu hai hệ thống kết nối cùng mạng, thì không cần thiết phải có lập mạng. Tuy nhiên, khi hai thiết bị này hai mạng khác nhau, thì cần có lập mạng...

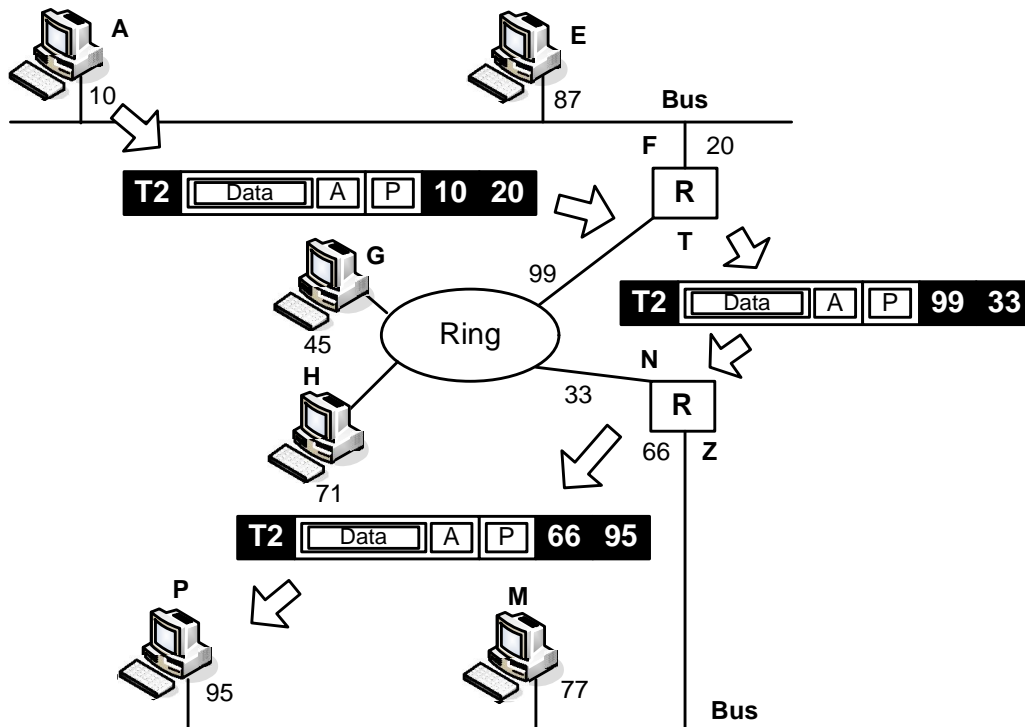


Hình 3.7

Các chức năng của lập mạng là:

- **nhóm địa chỉ**: địa chỉ vật lý do lập mạng dữ liệu quy định...
nhóm địa chỉ. Nếu gói dữ liệu đi qua vùng biên mạng, thì thiết bị phải có thêm một thiết bị khác giúp phân biệt giữa hai hệ thống và hệ thống khác. **Lập mạng thêm header vào gói tin** trên đường, trong đó chứa địa chỉ **nhóm địa chỉ** và **nhóm**.
- **nhóm tuyến** (routing): khi nhiều mạng kết nối với nhau tạo ra liên mạng (mạng cục bộ) hay mạng lớn hơn, thì thiết bị kết nối là **nhóm tuyến** (router hay gateways) **chức năng chuyển giao** liên mạng, lập mạng chức năng lập cho mục tiêu này.

Thí dụ 2: xem hình 3.8



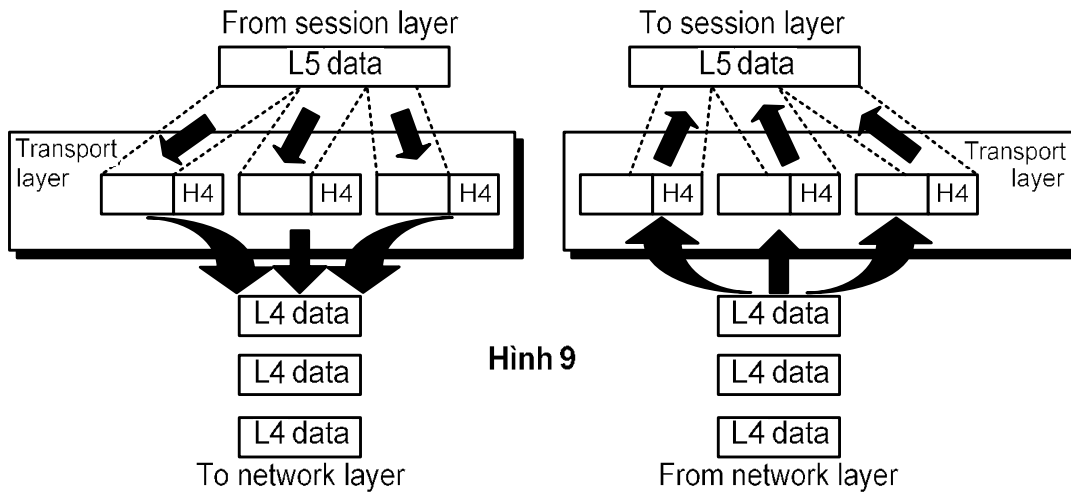
Hình 3.8

Tác nghiệp di chuyển nút v i m ng có a ch A và a ch v t lý là 10, n m trong m ng n i b LAN, n m t nút v i m ng có a ch P và a ch v t lý là 95, trong m t m ng n i b khác. Do hai thì t b n m hai m ng khác nhau, ta không th ch dùng a ch v t lý; nên nh t thì t ph i có thêm a ch lu n lý. i u c n ây là ph i có m t a ch v n n ng có th dùng qua kh i m ng c c b . a ch (lu n lý) c a m ng ph i có c c tính này. Gói n m trong l p m ng ch a a ch lu n lý, tuy t ng t cho ngu n nguy th y và ích (t c là A và P). Các a ch này s không i khi i t m ng này sang m ng khác. Tuy nhiên, a ch v t lý s thay i khi gói c di chuy n t m ng này sang m ng khác. Ký hi u hình h p R c dùng ch b nh tuy n (router).

3.2.4 L P V N CHUY N:

L p v n chuy n nh m chuy n toàn b n tin t ngu n n ích (end to end). Khi l p m ng nh n ra vì c chuy n end to end c a m t gói riêng, l p không nh n ra b t k quan h nào gi a các gói này. L p s x lý các gói riêng bi t, vì cho r ng các gói này thu c vào các b n tin riêng bi t, cho dù ph i hay không ph i i n a. M t khác, l p v n chuy n b o m l à toàn b n tin u n là nguyên v n và theo th t , b qua vì c ki m tra l i, và i u khi n l u l ng t i c p ngu n n ích. Hình 3.9 minh h a quan h gi a l p v n chuy n v i l p m ng v à l p ki m soát k t n i

t ng c ng tính an ninh, l p v n chuy n có th t o m t k t n i gi a hai c ng cu i. K t n i là m t ng n i lu n lý gi a ngu n và ích liên quan n m i gói trong b n tin. Vì c t o k t n i **bao g m ba b c: thì t l p k t n i, chuy n đ li u, và nh k t n i.** Thông qua vì c xác nh n vì c truy n đ n t t c m i gói trên m t ng, l p v n chuy n ki m soát thêm c lên trình t truy n, l u l ng, phát hi n và s a l i.



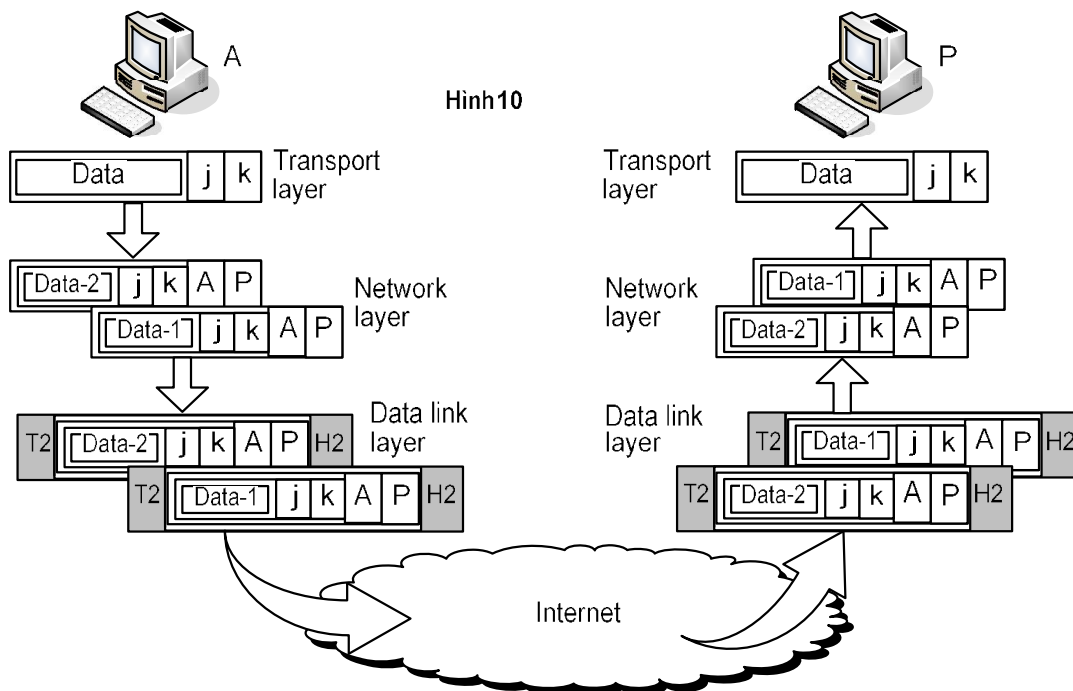
Hình 9

Hình 3.9

Các tính chất cơ bản của VPN bao gồm:

- **nhập địa chỉ** (service-point addressing): Mỗi máy tính thường chỉ yêu cầu một trình trong cùng một lúc. Vì thế, chuyển giao nguồn – đích không có nghĩa là tất cả các máy tính trên máy khác mà còn tùy thuộc vào quá trình thực thi (chương trình) lên các chương trình khác. Như thế header của VPN chuyển phải bao gồm một địa chỉ cụ thể là địa chỉ nhập địa chỉ (service-point addressing) hay còn gọi là địa chỉ. Lỗ hổng này làm cho gói tin gửi tới máy tính, lỗ hổng chuyển đổi toàn bộ tin nhắn gửi quá trình của máy tính đó.
- **Phân đoạn và hợp nhất**: Một bản tin có thể chia thành nhiều phân đoạn truyền đi, mỗi phân đoạn mang số chủ đề. Các số này cho phép VPN chuyển tái hợp nhất gói tin khi cần thiết có thể nhận được và thay thế các gói bất hợp lệ trong khi truyền đi.
- **điều khiển kết nối**: VPN chuyển có thể theo dõi kết nối hay không kết nối. VPN chuyển theo dõi không kết nối xử lý mỗi phân đoạn như là gói của VPN và chuyển giao nó về VPN chuyển của máy đích. VPN chuyển theo dõi kết nối và lỗ hổng của VPN chuyển của máy đích trực tiếp khi chuyển giao gói. Sau khi chuyển xong dữ liệu, thì kết thúc kết nối.
- **điều khiển lỗi**: Thông thường trong lập kết nối dữ liệu, VPN chuyển có nhiệm vụ điều khiển lỗi. Tuy nhiên, điều khiển lỗi trong VPN này có thể chỉ bằng cách end-to-end thay vì kết nối.
- **Kiểm tra lỗi**: Thông thường lập kết nối dữ liệu, VPN chuyển cũng có nhiệm vụ kiểm tra lỗi. Tuy nhiên, kiểm tra lỗi trong VPN này có thể chỉ bằng cách end-to-end thay vì kết nối. VPN chuyển của máy phát báo là toàn bộ tin nhắn VPN chuyển thu không bị lỗi (hàng hóa, thất lạc hay trùng lặp). Vì vậy các lỗi thường chỉ trong quá trình truyền đi.

Thí dụ 3: hình 3.10



Hình 3.10

Dữ liệu truyền trên các service-point (port) là j và k (j là địa chỉ của người gửi và k là địa chỉ của người thu). Do kích thước của dữ liệu không nhỏ, nên dữ liệu được chia thành hai gói, mỗi gói vẫn còn giữ địa chỉ của người gửi (j và k). Nên trong quá trình truyền, địa chỉ người gửi (A và P) được thêm vào mỗi gói. Các gói sẽ di chuyển theo các đường khác nhau và nhận theo hay không theo thứ tự. Hai gói sẽ chuyển giao nhận lấy phần đầu của gói, có nhiệm vụ gỡ bỏ header của gói. Hai gói sẽ chuyển tiếp sang lớp tiếp theo, sẽ tái hợp gói chuyển giao lên lớp trên.

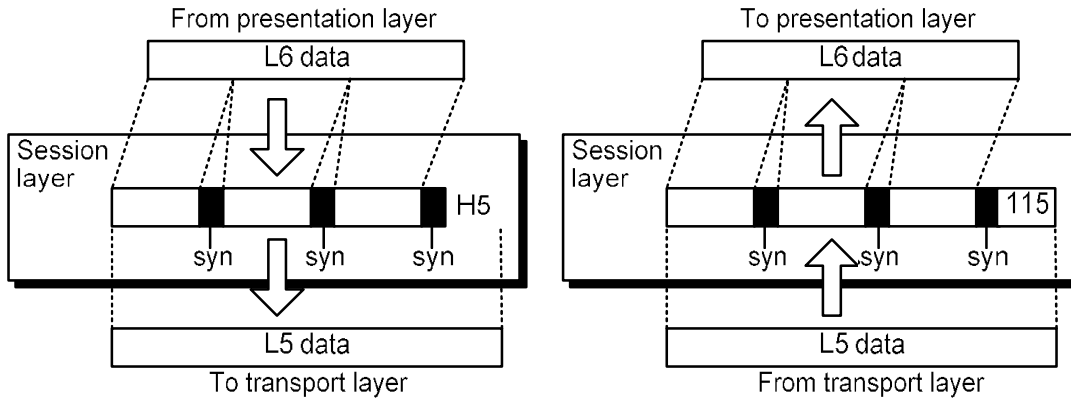
3.2.5 LẬP KẾ HOẠCH TÍNH:

Các dịch vụ do bộ lập (vật lý, kỹ thuật dữ liệu, và lập trình) đôi khi chia sẻ cho một số quá trình. **Lập kế hoạch là lập trình viên. Lập này thì lập, duy trì, và nâng cấp hệ thống.**

Các chức năng của bộ lập kế hoạch là:

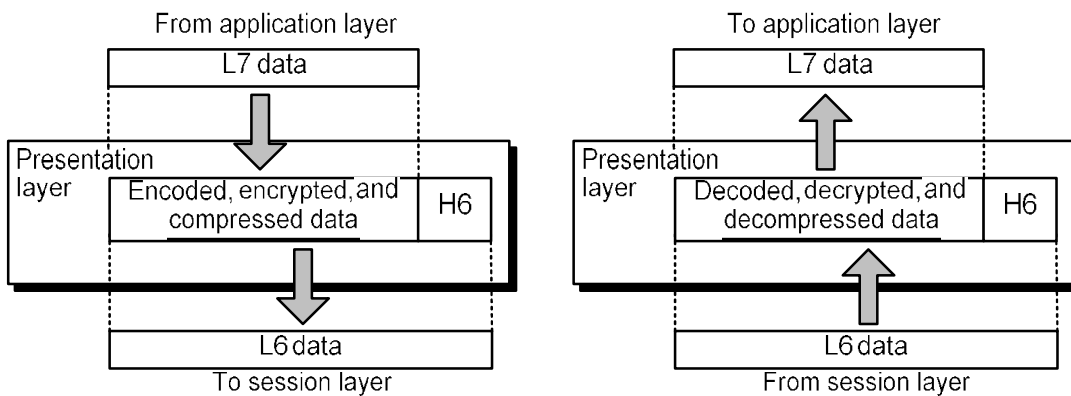
- **lập trình viên:** Lập kế hoạch cho phép hai hệ thống vào hệ thống. Lập cho phép thông tin giữa hai quá trình bán song công hay song công. Thứ tự hệ thống giữa các kỹ thuật viên máy chủ là bán song công.
- **nâng cấp:** Lập kế hoạch cho phép quá trình thêm các **checkpoint** (điểm nâng cấp) vào trong dòng dữ liệu.

Thứ tự, một hệ thống gửi một file gồm 2000 trang, nên chèn vào **checkpoint** sau mỗi 100 trang để mỗi 100 trang có thể nhận và xác nhận một cách dễ dàng. Trong trường hợp này, nếu truy cập vào trang 523, thì việc truy cập lịch sử vào trang 501, không cần truy cập các trang từ 1 đến 500. Hình 3.11 minh họa quan hệ giữa lập kế hoạch và lập trình.



3.2.6 L P TRÌNH BÀY:

L p trình bày gi i quy t các v n v cú pháp (syntax) và ng ngh a (semantic) c a thông tin trao i c a hai h th ng. Hình 3.12 cho th y quan h gi a l p trình bày v i l p ng d ng và l p ki m soát.



Hình 3.11

Các nhi m v c b n c a l p là:

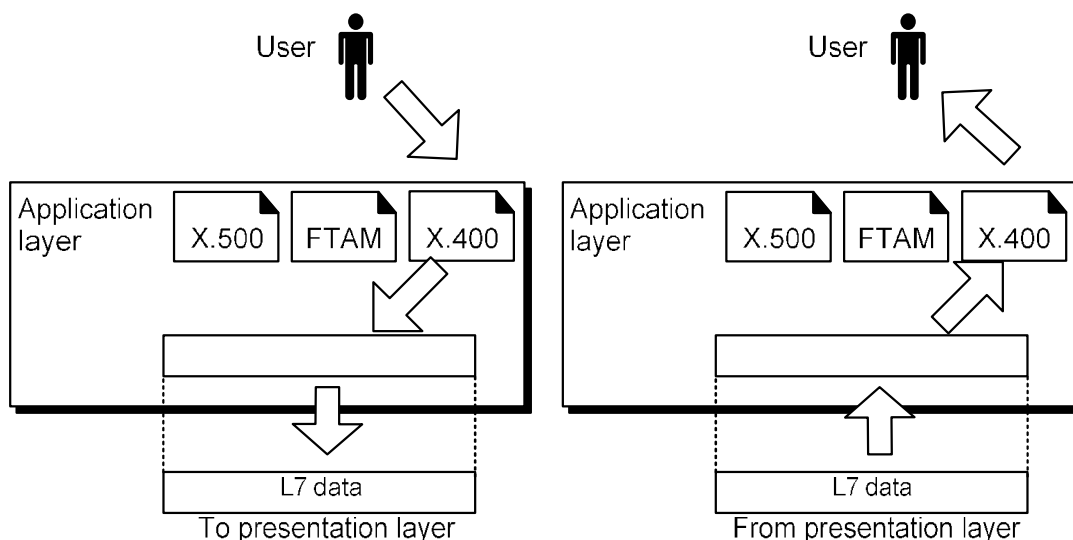
- **Biên d ch** (translation): Các quá trình (ch ng trình ang ch y) c a hai h th ng th ng trao i thông tin theo d ng chu i các ký t , s , v.v...Thông tin n ày nh t thì t ph i c chuy n sang dòng bit tr c khi c g i i. Do các máy tính khác nhau th ng dùng các ph ng pháp mã hóa khác nhau, nên l p trình bày có nhi m v v n hành chung trong hai h th ng này. L p trình bày t i máy phát thay i d ng thông tin t d ng c a máy phát (sender-depending) sang d ng thông th ng. T i máy thu, thì l p trình bày chuy n d ng thông th ng thành d ng c a máy thu (receiving depending).
- **Mã khóa** (encryption): mang các thông tin nh y c m, h th ng ph i có kh n ng b o m tính riêng t . Mã khóa là quá trình mà máy phát chuy n i thông tin g c thành d ng khác và g i i b n tin i qua m ng. **Gi i mã khóa** (decryption) là quá trình ng c l i nh m chuy n b n tin tr v d ng g c.

- **Nén:** Nén dữ liệu nhằm giảm thiểu số lượng bit truyền đi. Nén dữ liệu ngày càng trở nên quan trọng trong khi truyền multimedia như văn bản, audio, và video.

3.2.7 LẬP TRÌNH NG:

Cho phép người dùng (user), là người hay phần mềm, truy cập vào mạng. Lớp này cung cấp giao diện và hỗ trợ dịch vụ như thiết bị, remote file access and transfer, shared database management, và các dịch vụ phân phối dữ liệu khác.

Hình 3.13 minh họa quan hệ giữa lập trình người và lập trình máy. Trong số các dịch vụ có sẵn, thì hình vẽ chỉ trình bày 3 dịch vụ: X.400 (message handle services); X.500 (directory services); và chuyển file access, and management (FTAM). User trong hình đã dùng X.400 và gửi email. Chú ý là không có thêm header hay trailer trong lớp này.



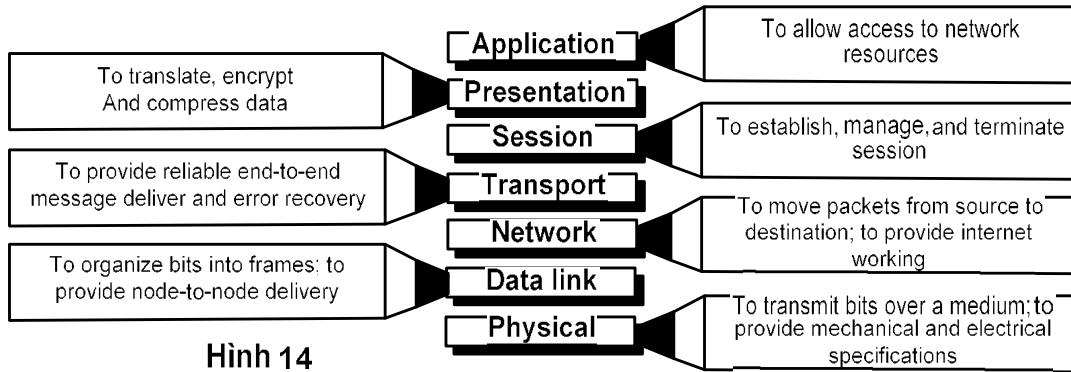
Hình 3.12

Các chức năng của lớp này là:

- **Mạng ảo (network virtual terminal):** là một phiên bản của máy chủ (remote host). Vì vậy, lập trình mạng tạo ra một môi trường ảo cho remote host. Máy tính của user thì thi phần mềm ảo của này, tức là ví dụ host và người dùng. Remote host thì là người thi ví dụ terminal của mình và cho phép bạn log on.
- **Quản lý, truy cập và truyền dữ liệu (FTAM: file transfer, access, and management):** dịch vụ này cho phép user truy cập vào remote computer (hoặc thay thế dữ liệu), truy cập file từ remote computer và quản lý hay gửi dữ liệu khi cần file từ remote computer.
- **Dịch vụ thiết bị:** dịch vụ này cho cung cấp các thiết bị, trình lập trình và lập trình thiết bị.
- **Dịch vụ mục (directory services):** dịch vụ này cung cấp nguồn dữ liệu (database) phân bố và truy cập nguồn thông tin toàn cục về các dịch vụ và mục đích khác nhau.

TÓM TẮT CÁC LỚP TRONG MÔ HÌNH OSI:

Chức năng của từng lớp tóm tắt trong hình 3.14:



Hình 14

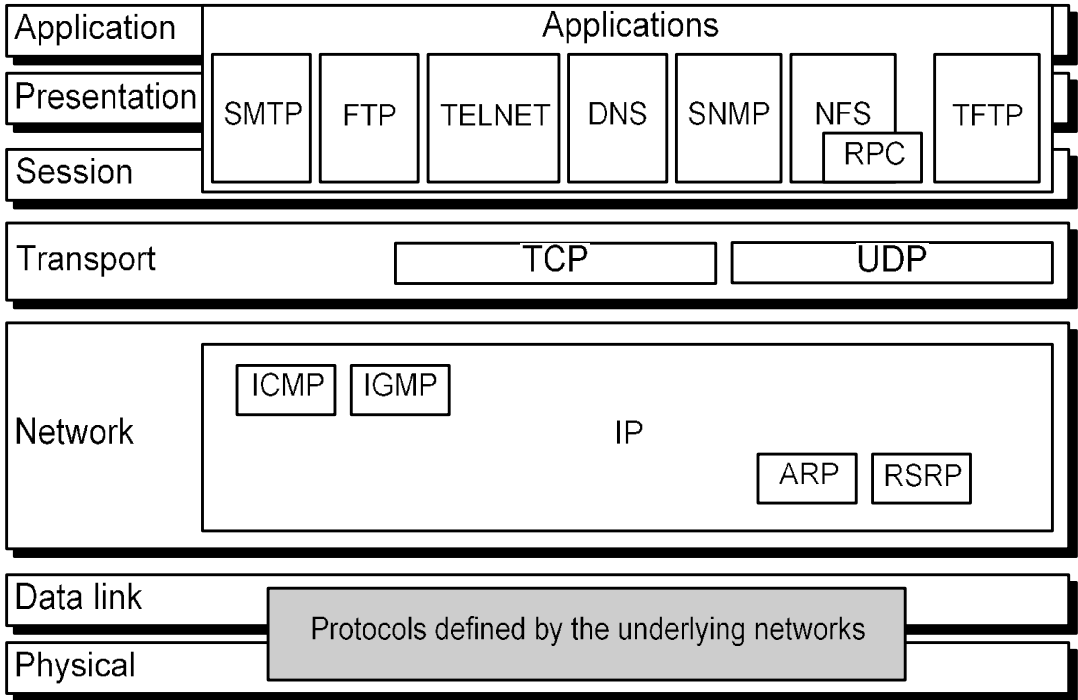
Hình 3.13

13.1 GIAO THỨC TCP/IP:

Giao thức TCP/IP được dùng trong Internet, ban đầu được phát triển trong mô hình OSI. Tuy nhiên các lớp trong TCP/IP (Transmission Control Protocol/ Internetworking Protocol) lại không khớp hoàn toàn với mô hình OSI. Giao thức TCP/IP có 4 tầng chính: vật lý, kết nối dữ liệu, mạng, và vận chuyển và định tuyến. Bốn lớp này cung cấp các tiêu chuẩn vật lý, giao diện mạng, kết nối mạng, và chức năng vận chuyển định tuyến và vận chuyển trong mô hình OSI. Bốn lớp của mô hình OSI, liên kết thành một phần trong TCP/IP và cũng là lớp định tuyến.

TCP/IP là giao thức đa tầng phân cấp, có 4 tầng các mô-đun tác động, mỗi mô-đun có các chức năng cụ thể, nhưng không nhất thiết phải phụ thuộc nhau. Trong khi lớp OSI chỉ có một chức năng nào cho lớp nào, thì lớp của TCP/IP chia sẻ nhiều giao thức tầng giữa các lớp có thể có trên một tầng tùy theo nhu cầu của hệ thống. Thu thập phân cấp là giao thức lớp trên chỉ có một thay vì nhiều giao thức cấp thấp hơn.

Trong lớp vận chuyển thì TCP/IP nhận hai giao thức: TCP (Transmission Control Protocol) và UDP (User Datagram Protocol). Trong lớp mạng, giao thức chính do TCP/IP là IP (Internetworking Protocol) cho dù hiện có một số giao thức khác hỗ trợ di chuyển dữ liệu trong lớp này.



Hình 3.14

T KHOA VÀ Ý NI M

Application layer
Bit
Data link layer
Destination address
Error
Frame
Header
Interface
Logical address
Network layer
Node to node delivery
Open System Interconnection (OSI)
Peer to peer process
Physical address
Port address
Presentation layer
Session layer
Source address
Source to destination delivery
Trailer
Transmission Control Protocol/Internet working Protocol (TCP/IP)
Transmission rate
Transport layer

TÓM TẮT

- ❖ International Standard Organization (ISO) tạo ra mô hình gọi là OSI (Open System Interconnection) nhằm cho phép thông tin giữa các hệ thống khác nhau.
 - Bởi vì trong mô hình OSI cung cấp các nguyên tắc phát triển các kiến trúc mạng thích hợp nhất cách vận hành, phân cấp và phân nhiệm.
- ❖ Lớp vật lý, kết nối dữ liệu, và lớp mạng là các lớp phân tầng
- ❖ Lớp vận chuyển là lớp phân tầng và host user
- ❖ Lớp kiểm soát, trình bày và ứng dụng là các lớp phân tầng user
- ❖ Lớp vật lý chịu trách nhiệm các chức năng cơ bản nhất truyền dữ liệu bit trong môi trường vật lý
- ❖ Lớp kết nối dữ liệu có nhiệm vụ giao nhận và điều khiển dữ liệu từ trạm đến trạm mà không có lỗi
- ❖ Lớp mạng chịu trách nhiệm giao nhận dữ liệu và định tuyến thông tin qua nhiều nút mạng
- ❖ Lớp vận chuyển có nhiệm vụ giao nhận dữ liệu và định tuyến thông tin
- ❖ Lớp kiểm soát trình bày, duy trì, và ứng dụng các tác động tác động các thiết bị thông tin.
- ❖ Lớp trình bày bao gồm nhiệm vụ hoán đổi qua lại giữa các thiết bị thông tin xuyên qua biên dữ liệu thành format của các thiết bị chấp nhận chung.
- ❖ Lớp ứng dụng thiết lập khả năng truy cập mạng của user
- ❖ TCP/IP là giao thức mạng lập trình phân cấp được phát triển trước khi có mô hình OSI, và là giao thức thích hợp cho Internet.

BÀI LUYỆN TẬP

* CÂU HỎI TẬP:

1. Cho biết các lớp trong mô hình OSI?
2. Cho biết các lớp user trong mô hình OSI?
3. Cho biết sự khác biệt giữa giao thức giao nhận trong lớp mạng và lớp vận chuyển?
4. Quan hệ giữa OSI và ISO?
5. Liệt kê các lớp trong mô hình OSI?
6. Quá trình thông tin mạng là gì?
7. Cho biết chức năng của thông tin truyền tải này sang lớp khác trong mô hình OSI?
8. Header và trailer là gì? Chúng được thêm vào và gỡ bỏ ra sao?
9. Phân các lớp trong mô hình OSI theo chức năng?
10. Vai trò của lớp vật lý?
11. Vai trò của lớp liên kết dữ liệu?
12. Vai trò của lớp mạng?
13. Vai trò của lớp vận chuyển?
14. Lớp vận chuyển tạo ra kết nối giữa nguồn và đích. Cho biết các thành phần trong kết nối này?
15. Cho biết khác biệt giữa địa chỉ service-point và địa chỉ luận lý, địa chỉ vật lý?
16. Vai trò của lớp kiểm soát?
17. Mục tiêu của bộ điều khiển là gì?
18. Vai trò của lớp trình bày là gì?
19. Cho biết mục tiêu phiên dịch của lớp ứng dụng?
20. Cho biết các dịch vụ do lớp ứng dụng cung cấp?
21. Cho biết quan hệ giữa các lớp trong TCP/IP với các lớp trong mô hình OSI?

* CÂU HỎI TRẮC NGHIỆM

22. Mô hình nào cho thấy các chức năng mà máy tính cần thực hiện:
 - a. ITU-T
 - b. OSI
 - c. ISO
 - d. ANSI
23. Mô hình OSI gồm bao nhiêu lớp:
 - a. 3
 - b. 5
 - c. 7
 - d. 8
24. Vì sao xác định các **điểm nút** cần thiết như sau:
 - a. vận chuyển

- b. kiểm soát
 - c. trình bày
 - d. ứng dụng
25. Giao thức end-to-end của toàn bộ tin là chức năng của lớp:
- a. mạng
 - b. vận chuyển
 - c. kiểm soát
 - d. trình bày
26. Lớp giao tiếp môi trường truy vấn dữ liệu là lớp:
- a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. mạng
 - d. vận chuyển
27. Các bản vẽ dữ liệu dữ liệu cục bộ là frame trong lớp:
- a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. mạng
 - d. vận chuyển
28. Giao thức khóa mã và khóa mã là vai trò của lớp:
- a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. trình bày
 - d. kiểm soát
29. Giao thức khi nào thì là chức năng của lớp:
- a. vận chuyển
 - b. kiểm soát
 - c. trình bày
 - d. ứng dụng
30. Dịch vụ thực và dịch vụ thực mà cho user thực hiện trong lớp:
- a. kết nối dữ liệu
 - b. kiểm soát
 - c. vận chuyển
 - d. ứng dụng
31. Giao thức nút-nút của bản vẽ dữ liệu thực hiện lớp:
- a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. vận chuyển
 - d. mạng
32. Khi dữ liệu di chuyển từ lớp thấp đến lớp cao hơn thì headers của:
- a. thêm vào
 - b. bớt đi
 - c. sắp xếp lại
 - d. thay đổi
33. Khi dữ liệu di chuyển từ lớp cao đến lớp thấp hơn thì headers của:
- a. thêm vào
 - b. bớt đi
 - c. sắp xếp lại
 - d. thay đổi
34. Lớp quản lý địa chỉ mạng và lớp kiểm soát là:
- a. vật lý

- b. kết nối dữ liệu
 - c. vận chuyển
 - d. trình bày
35. Lớp 2 quan hệ gì với tầng vật lý và tầng:
- a. mạng
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. vận chuyển
 - d. trình bày
36. Khi dữ liệu được truyền từ thiết bị A đến thiết bị B thì header tầng 5 của A sẽ khác thiết bị B như thế nào:
- a. vật lý
 - b. vận chuyển
 - c. kiểm soát
 - d. trình bày
37. Việc phiên dịch mã ký tự sang mã định nghĩa khác nhau được thực hiện ở tầng:
- a. vận chuyển
 - b. kiểm soát
 - c. trình bày
 - d. định nghĩa
38. Các bit được bit nhị phân thành tín hiệu điện tử trong tầng:
- a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. vận chuyển
 - d. trình bày
39. Trailer của frame được thêm vào nhằm mục đích kiểm tra lỗi thực hiện ở tầng:
- a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. vận chuyển
 - d. trình bày
40. Cho biết tất cả sao mô hình OSI được phát triển:
- a. Nhà sản xuất không thích giao thức TCP/IP
 - b. Để truy vấn dữ liệu theo hàm
 - c. Cần có tiêu chuẩn nhằm cho phép hai hệ thống thông tin với nhau
 - d. tất cả đều sai
41. Tầng vật lý nhằm truyền gì trong môi trường vật lý:
- a. chương trình
 - b. dữ liệu
 - c. giao thức
 - d. bit
42. Chức năng của tầng nào nhằm kết nối giao thức định tuyến và địa chỉ địa phương:
- a. địa phương
 - b. tầng vật lý
 - c. tầng vận chuyển
 - d. tầng kiểm soát
43. Chức năng chính của tầng vận chuyển là:
- a. chuyển giao nút-nút
 - b. chuyển giao bản tin end to end
 - c. định tuyến
 - d. chấp nhận và bố trí bản tin tùy chọn
44. Các checkpoint của tầng kiểm soát có chức năng:

- a. cho phép gửi kèm tệp tin file
 - b. phát hiện và khôi phục lỗi
 - c. gửi dữ liệu và thêm vào các header
 - d. dừng trong gửi dữ liệu khi cần thiết
45. Dịch vụ nào sau đây là:
- a. network virtual terminal
 - b. file transfer, access, và management
 - c. mail service
 - d. all of above

BÀI TẬP:

46. Sắp xếp theo thứ tự ưu tiên của mô hình OSI theo chức năng:
- Xác định tuyến truyền
 - Điều khiển luồng
 - Giao diện với thiết bị bên ngoài
 - Truy cập vào mạng dùng cho user
 - Thay đổi từ ASCII sang EBCDIC
 - Chuyển gói
47. Sắp xếp theo thứ tự ưu tiên của mô hình OSI theo chức năng:
- truyền dữ liệu end-to-end với tin cậy
 - Chuyển mạch
 - nhúng frame
 - Dịch vụ cho user như email và chuyển file
 - Truyền đồng bộ qua môi trường truyền vật lý
48. Sắp xếp theo thứ tự ưu tiên của mô hình OSI theo chức năng:
- Thông tin trực tiếp về các chương trình đang chạy để dùng
 - Sẵn sàng và truyền lại
 - Giao diện chức năng, cơ chế và chính sách
 - Phân tích thông tin giữa các nút khác nhau
 - Tái hình các gói dữ liệu
49. Sắp xếp theo thứ tự ưu tiên của mô hình OSI theo chức năng:
- Cung cấp format và dịch vụ chuyển mã
 - thiết lập, quản lý, và kiểm soát kích thước
 - Bộ nhớ tin cậy trong truyền dữ liệu
 - Cung cấp sự phụ thuộc nhau giữa dữ liệu khác nhau

CHƯƠNG 4 TÍN HIỆU

Thông tin: Dùng tín hiệu liên tục qua môi trường truyền dẫn, nhằm truyền các thông tin (thoại, nh, dữ liệu, v.v.,...).

chuyển thông tin phi liên tục chuyển sang dạng tín hiệu liên tục.

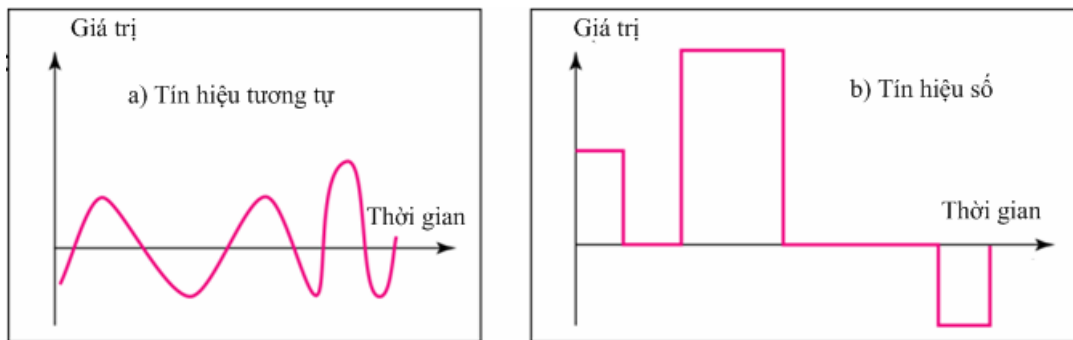
4.1 TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ VÀ SỐ

Tín hiệu có thể có dạng tương tự (analog) hay số (digital). Thu thập dữ liệu tương tự cho biết thông tin là liên tục, còn dữ liệu số thì cho biết thông tin có các trạng thái rời rạc.

Dữ liệu tương tự có các giá trị liên tục hay có vô hạn giá trị trong phạm vi cho trước.

Dữ liệu số có các giá trị rời rạc hay chỉ có một số hữu hạn các giá trị.

Trong truyền số liệu, ta thường dùng các tín hiệu tương tự, có chu kỳ và các tín hiệu số không có chu kỳ.



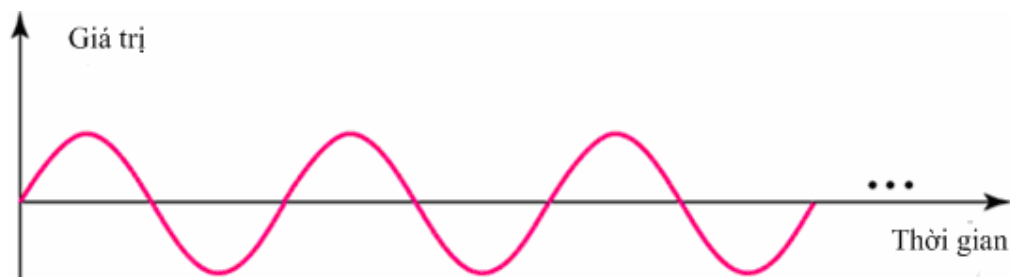
Hình 4.1 So sánh giữa tín hiệu tương tự và tín hiệu số.

Tín hiệu có chu kỳ và không có chu kỳ

Tín hiệu tương tự có chu kỳ có thể chia thành **tín hiệu tuần hoàn** và **tín hiệu không tuần hoàn**. Xét một tín hiệu tương tự có chu kỳ điển hình, ví dụ sóng sin; ta thấy rằng không thể phân tích tín hiệu này thành các thành phần tần số rời rạc.

Tín hiệu tương tự có chu kỳ là tín hiệu không tuần hoàn khi là thành phần của nhiễu sóng sin điển hình.

Thí dụ, hình 4.2 vẽ sóng sin:



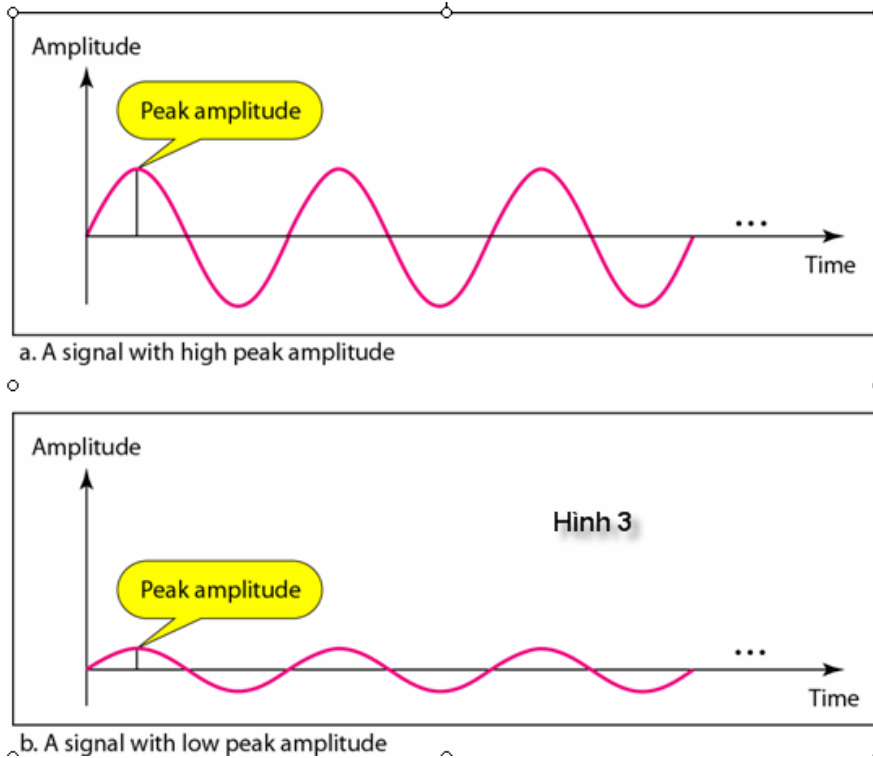
Hình 2

Hình 4.2

Thí dụ 1:

Nguồn điện khuếch đại biểu diễn bằng một sóng sin có biên độ nhợt nhạt 155 và 170 V. Tuy nhiên, nguồn này thì M là 110 V và 120 V. Khác biệt này tùy thuộc vào giá trị hiệu dụng RMS. Trong đó, trường hợp này là $2\sqrt{2}$ lần RMS.

Hình 4.3 vẽ hai tín hiệu có cùng tần số nhưng khác nhau.



Hình 4.3

Thí dụ 2:

Nguồn áp suất pin là không đổi, thí dụ, trường hợp camera pin AA thường là 1,5 V.

Tần số và chu kỳ

Tần số và chu kỳ là nghịch đảo của nhau:

$$f = \frac{1}{T} \quad \text{và} \quad T = \frac{1}{f}; \text{ khi } f \text{ có thể nguyên là Hz thì } T \text{ có thể nguyên là giây}$$

Bảng 1: Bảng các chu kỳ và tần số.

Unit	Equivalent	Unit	Equivalent
Seconds (s)	1 s	Hertz (Hz)	1 Hz
Milliseconds (ms)	10^{-3} s	Kilohertz (kHz)	10^3 Hz
Microseconds (μ s)	10^{-6} s	Megahertz (MHz)	10^6 Hz
Nanoseconds (ns)	10^{-9} s	Gigahertz (GHz)	10^9 Hz
Picoseconds (ps)	10^{-12} s	Terahertz (THz)	10^{12} Hz

Thí dụ 3:

Nguồn điện xoay chiều có tần số là 60 Hz. Chu kỳ của sóng sin xác định như sau:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{60} = 0,0166 \times 10^3 \text{ ms} = 16,6 \text{ ms}$$

Thí dụ 4:

Viết giá trị chu kỳ 100 ms sang đơn vị μ s.

$$100 \text{ ms} = 100 \times 10^3 \mu\text{s} = 10^5 \mu\text{s}$$

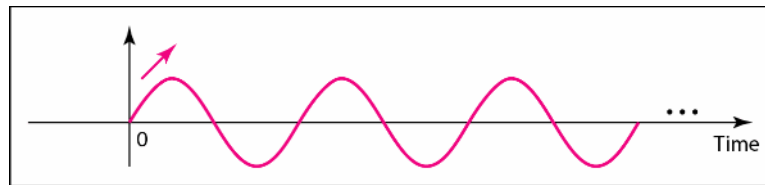
Thí dụ 5:

Chu kỳ của tín hiệu là 100 ms. Tính tần số tín hiệu theo KHz.

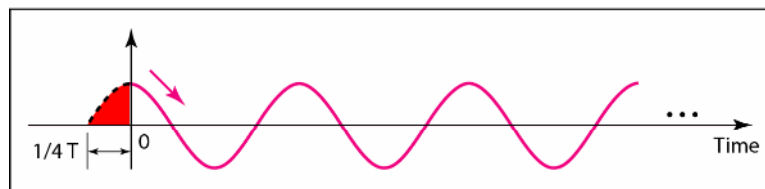
$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{100 \times 10^{-3}} = \frac{1000}{100} = 10 \text{ Hz} = 10 \times 10^{-3} \text{ KHz} = 10^{-2} \text{ KHz}$$

Pha:

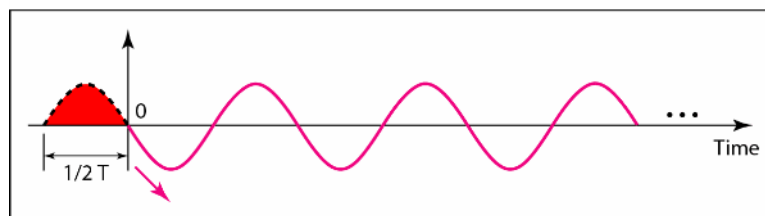
Pha mô tả vị trí góc của tín hiệu so với trục 0.



a. 0 degrees



b. 90 degrees



c. 180 degrees

Hình 4.4 Mô tả các tín hiệu điện từ có cùng tần số, biên độ, nhưng khác pha.

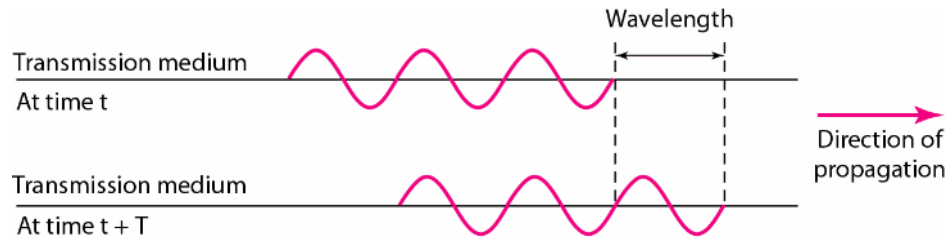
Thí dụ 6:

Mô tả sóng sin lệch 1/6 chu kỳ theo góc thời gian. Tính góc pha theo độ và theo radian.

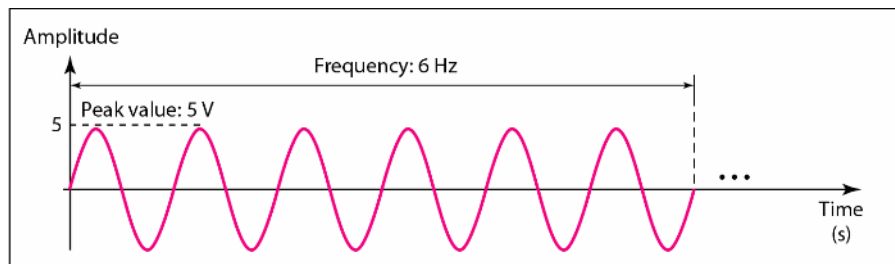
Giải:

Một chu kỳ là 360° , vậy 1/6 chu kỳ là:

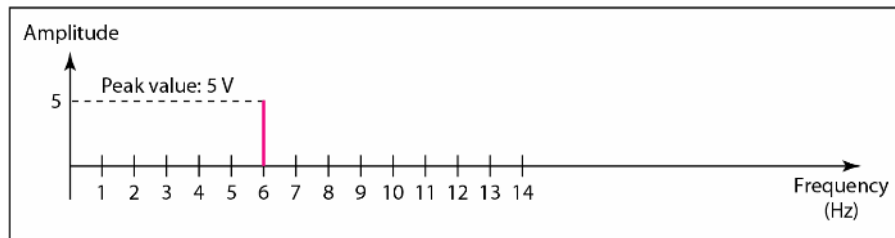
$$(1/6) \times 360^\circ = 60^\circ = 60 \times (2\pi/360) \text{ rad} = (\pi/3) \text{ rad} = 1,046 \text{ rad}$$



Hình 4.5 Về quan hệ giữa vận tốc truyền sóng và chu kỳ.



a. A sine wave in the time domain (peak value: 5 V, frequency: 6 Hz)



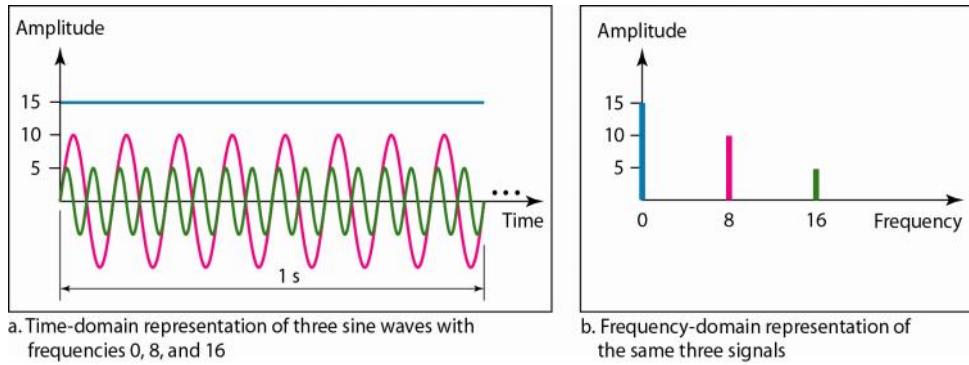
b. The same sine wave in the frequency domain (peak value: 5 V, frequency: 6 Hz)

Hình 4.6 Về cách biểu diễn tín hiệu điện từ trong miền thời gian và miền tần số.

Chú ý: Một sóng hoàn toàn sin có biểu diễn bằng một gai nhọn trong miền tần số.

Thí dụ 7:

Cách biểu diễn trong miền tần số thì hiệu suất phân bố năng lượng của sóng sin. Thí dụ trong hình 4.8 minh họa 3 dạng sóng sin, cách biểu diễn bằng 3 gai nhọn trong miền tần số.



Hình 4.7 Biểu diễn trong miền thời gian và miền tần số của ba sóng sin.

Ghi chú:

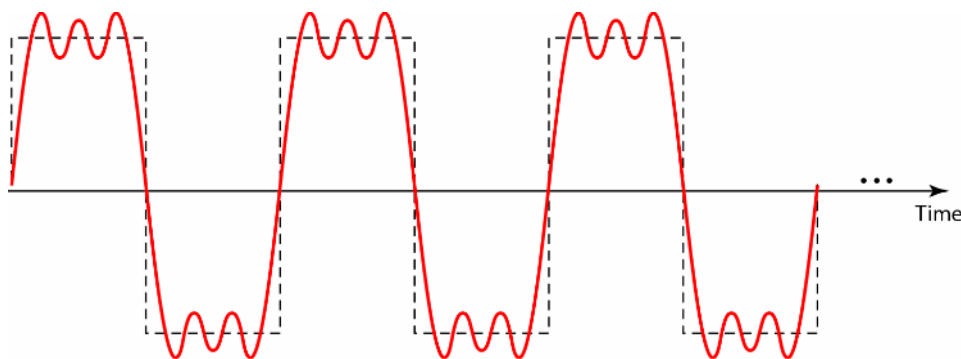
Tín hiệu sóng sin chỉ dùng một tần số thì không hữu dụng trong thông tin số do tác động gây nhiễu các tín hiệu khác, nên cần tạo ra tín hiệu ghép nhiều tần số sóng sin.

Theo dùng phân tích Fourier, thì có thể khai triển tín hiệu ghép thành nhiều tín hiệu sóng sin có tần số, biên độ và pha khác nhau.

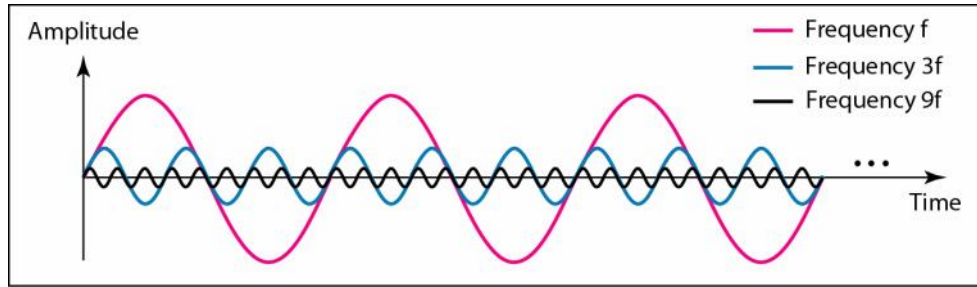
Nếu tín hiệu ghép là tuần hoàn, thì phân tích cho chu kỳ các tín hiệu có tần số rời rạc, còn nếu tín hiệu không có chu kỳ, thì phân tích cho tập hợp các sóng sin có tần số liên tục.

Thí dụ 8:

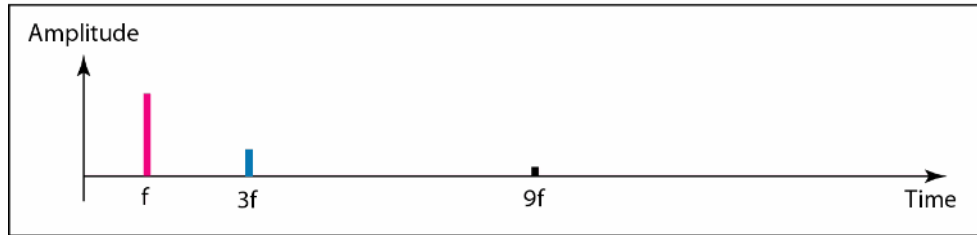
Hình 9 vẽ sóng ghép có chu kỳ f . Dùng tín hiệu này tuy không tiêu biểu trong kỹ thuật truyền số liệu. Xét 3 tín hiệu thành phần, có các tần số khác nhau. Vì phân tích các tín hiệu này, giúp ta hiểu rõ hơn về phép khai triển các tín hiệu ghép.



Hình 4.8 Một tín hiệu ghép tuần hoàn.



a. Time-domain decomposition of a composite signal

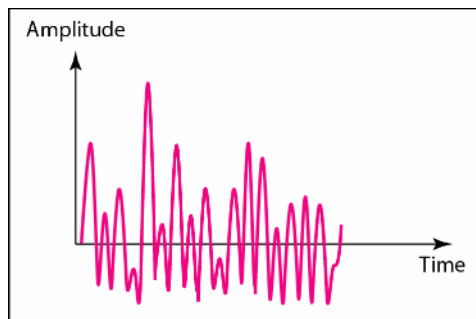


b. Frequency-domain decomposition of the composite signal

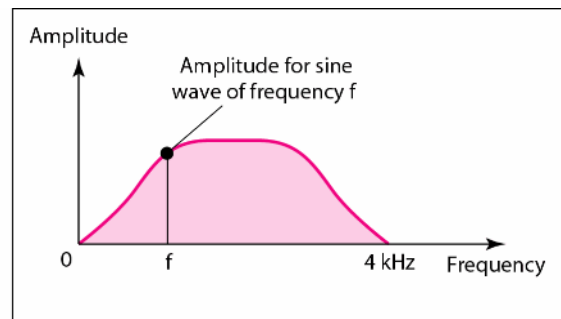
Hình 4.9 Khai triển tín hiệu nh p có tu n hoàn, trong miền th i gian và miền t n s .

Thí d 9:

Hình 11 v tín hiệu nh p không tu n hoàn. ó có th là đ ng tín hiệu ra r m t micrô hay t i n tho i khi phát â n t two. Trong tr ãng h p này thì tín hiệu nh p không th là tu n hoàn c, do ta không th phát âm nhi u l n t này v i cùng âm s c nh nhau.



a. Time domain

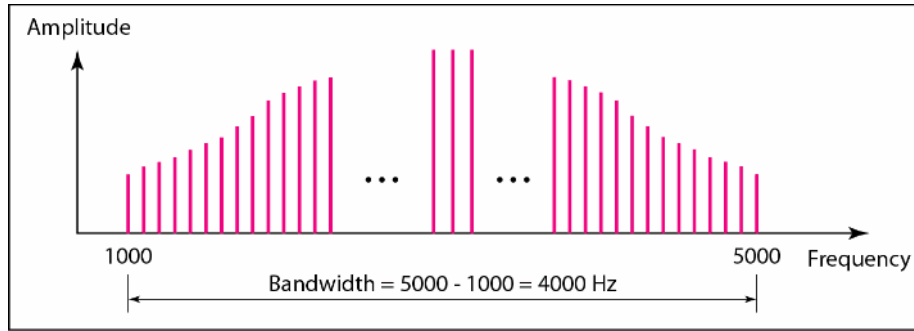


b. Frequency domain

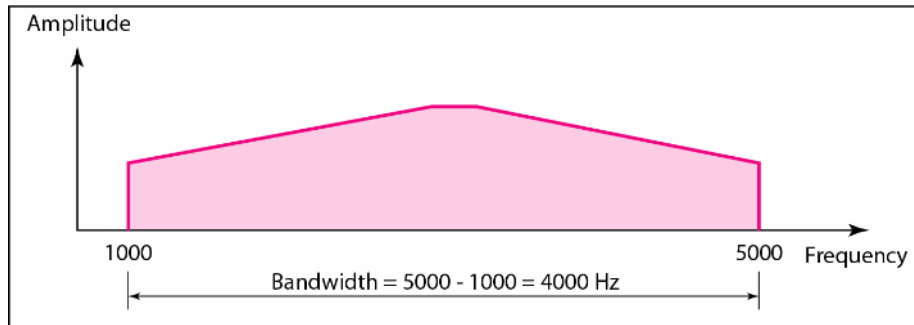
Hình 4.10 Bi u di n tín hiệu không tu n hoàn trong miền th i gian và miền t n s .

Ghi chú:

Kh sóng (b ng thông) c a tín hiệu nh p là sai bi t gi a t n s cao nh t và th p nh t có trong tín hiệu này.



a. Bandwidth of a periodic signal



b. Bandwidth of a nonperiodic signal

Hình 4.11 Khung sóng của tín hiệu tuần hoàn và không tuần hoàn.

Thí dụ 10:

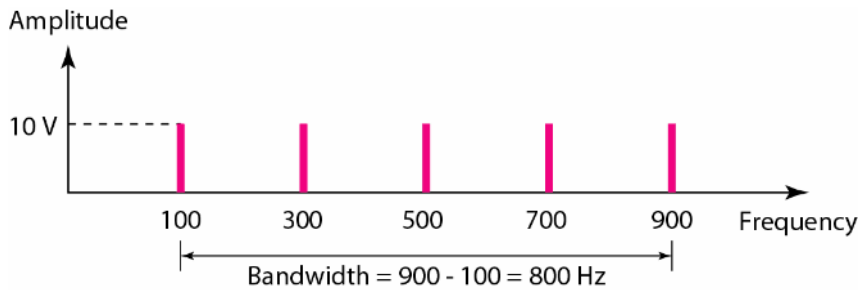
Nếu phân tích tín hiệu tuần hoàn thành 5 sóng hài sin có tần số lần lượt là 100, 300, 500, 700 và 900 Hz. Cho biết khung sóng của tín hiệu? Và phạm vi giá trị của các sóng hài sin có giá trị lớn nhất là 10V.

Giải:

Giả sử f_h là tần số cao nhất, f_l là tần số thấp nhất, và B là khung sóng, thì

$$B = f_h - f_l = 900 - 100 = 800 \text{ Hz}$$

Phân tích 5 giai đoạn xuất hiện các tần số 100, 300, 500, 700 và 900 Hz như hình 13.



Hình 4.12 Khung sóng dùng trong thí dụ 10.

Thí dụ 11:

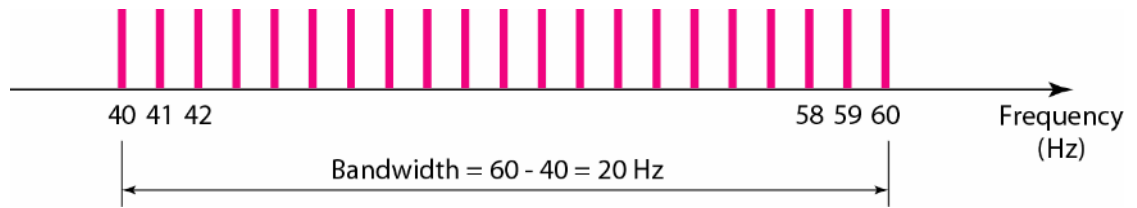
Tín hiệu tuần hoàn có khung sóng là 20 Hz. Tần số cao nhất là 60 Hz, tìm tần số thấp nhất? Và phạm vi của tín hiệu sóng hài chẵn có biên độ gì khác nhau.

Giải:

Giả sử f_h là tần số cao nhất, f_l là tần số thấp nhất, và B là băng thông, thì

$$B = f_h - f_l \Rightarrow 20 = 60 - f_l \Rightarrow f_l = 60 - 20 = 40 \text{ Hz}$$

Phân bố các tần số có giá trị nguyên, như vẽ trong hình 11.



Hình 4.13 Khung sóng c a thí d 11.

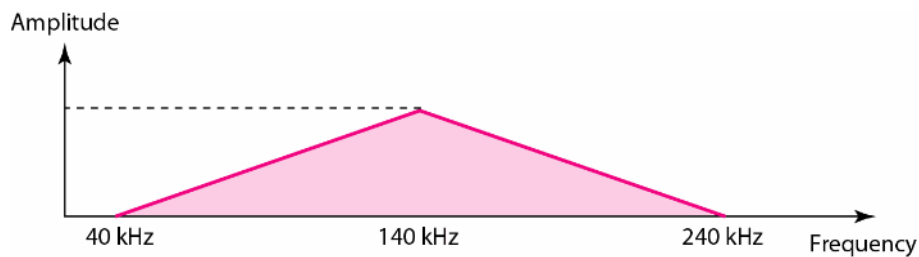
Thí d 12:

Một tín hiệu hình p không tuần hoàn có băng thông là 200 Hz, có tần số trung tâm là 140 Hz, và biên độ là 20 V. Hai giá trị biên độ tại hai tần số c c tr là 0. V tín hiệu trong miền tần số.

Giải:

Tần số thấp nhất p h i là 40 Hz và tần số cao nhất là 240 Hz. Hình 15 vẽ tín hiệu trong miền tần số và băng thông.

Thí d 13: Khung sóng t thí d 12.



Hình 4.14

Thí d 14:

Một thí dụ về tín hiệu hình p không tuần hoàn là tín hiệu lan truyền sóng AM. Tín hiệu sóng AM có băng thông là 10 KHz. Khung sóng chung dùng cho phát sóng AM từ 530 KHz đến 1700 KHz.

Thí d 15:

Một thí dụ về tín hiệu hình p không tuần hoàn trong sóng FM. Tín hiệu sóng FM có băng thông là 200 KHz. Khung sóng chung dùng cho phát sóng FM là từ 88 đến 108 MHz.

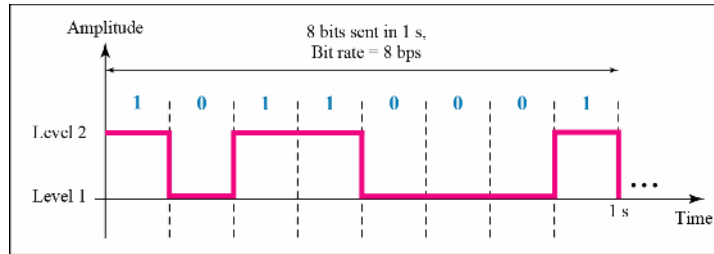
Thí d 16:

Một thí dụ khác là tín hiệu hình p dùng trong truyền tín hiệu truyền hình đen trắng. Màn hình TV có tổng cộng 2 triệu điểm ảnh (pixel). Giả sử phân giải là 525 x 700, ta có 367.500 pixel trong mỗi màn hình. Nếu quét 30 dòng trong mỗi giây, ta có 367.500 x 30 = 11.025.000 pixel mỗi giây. Tình huống như thế là các tín hiệu liên tiếp liên tiếp. Ta có

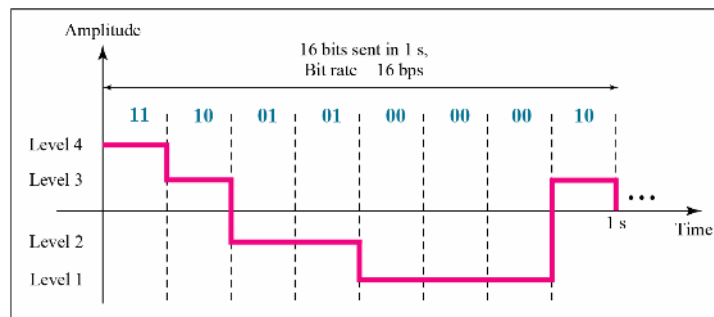
thông số 2 pixel cho mỗi chu kỳ. Như thế, thì cần có $11.025.000/2 = 5.521.500$ chu kỳ mỗi giây (Hz). Vậy, tần số cần thiết là 5,5125 MHz.

4.2 TÍN HIỆU S

Thay vì dùng tín hiệu tương tự, ta có thể dùng tín hiệu số biểu diễn thông tin. Thứ nhất, có thể dùng mức điện áp để mã hóa 1 và dùng điện áp không cho 0. Một tín hiệu số còn có thể có nhiều hơn hai mức, điều này cho phép gửi nhiều hơn một bit cho mỗi mức.



a. A digital signal with two levels



b. A digital signal with four levels

Hình 4.15 Hai dạng tín hiệu số: một dùng hai mức và một dùng bốn mức.

Thí dụ 17:

Một tín hiệu số có 8 mức. Cho biết có thể truyền bao nhiêu bit cho mỗi mức?

Giải:

Ta tính số bit theo công thức sau:

$$S \text{ bit trong mỗi mức} = \log_2 8 = 3.$$

Như thế mỗi mức tín hiệu số có thể truyền được 3 bit.

Thí dụ 18:

Một tín hiệu số có 9 mức. Cho biết có thể truyền bao nhiêu bit cho mỗi mức?

Giải:

Tính số bit theo công thức và trình bày như thí dụ 16:

Mỗi mức tín hiệu số truyền được 3,17 bit. Rõ ràng là kết quả này là không chính xác. Số bit cần truyền về nguyên là tổng số nguyên gần nhất.

Trong trường hợp này thì nên dùng 4 bit cho mỗi mức tín hiệu truyền.

Thí dụ 19:

Giả sử ta cần download tài liệu văn bản với tốc độ 100 trang mỗi giây, Mỗi trang trung bình có 24 dòng và 80 ký tự trong từng dòng, giả sử cần 8 bit biểu diễn mỗi ký tự. Cho biết tốc độ bit cần truyền cho 1s?

Giải:

Mỗi trang trung bình có 24 dòng và 80 ký tự trong từng dòng, nếu giả sử cần 8 bit biểu diễn mỗi ký tự thì, tốc độ bit (bit rate) là:

$$100 \times 24 \times 80 \times 8 = 1.636.000 \text{ bps} = 1,636 \text{ Mbps.}$$

Thí dụ 20:

Một kênh thông tin cơ bản, cần có một tín hiệu âm thanh có tần số tín hiệu là 4 KHz. ta cần lấy mẫu tín hiệu với hai lần số cao nhất (hai mẫu trong mỗi Hz). Với giả sử mỗi mẫu cần 8 bit, hỏi cần tốc độ bit (bit rate) là bao nhiêu?

Giải:

Tốc độ bit cần tính theo:

$$2 \times 4.000 \times 8 = 64.000 \text{ bps} = \mathbf{64 \text{ Kbps.}}$$

Thí dụ 21:

Cho biết tốc độ bit (bit rate) cần truyền hình ảnh phân giải cao (HDTV)?

Giải:

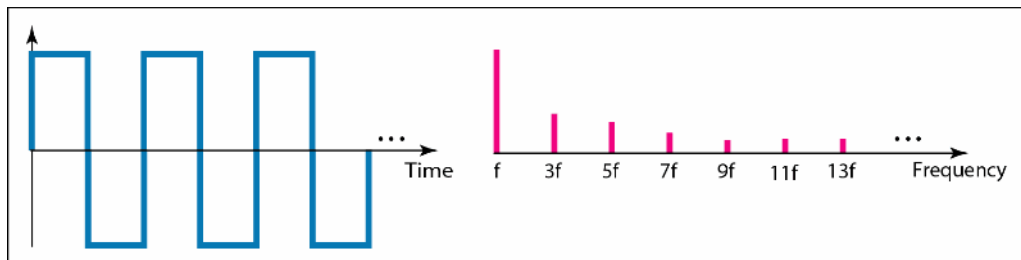
HDTV dùng tín hiệu số truyền tín hiệu hình ảnh chất lượng cao. Màn hình của HDTV thu nhỏ có tỷ lệ 16:9. Khi thì có 1.920 x 1080 pixel cho mỗi màn hình, với tốc độ quét dòng là 30 lần trong mỗi giây. Mỗi pixel màu thì cần biểu diễn bằng 24 bit.

$$1.920 \times 1.080 \times 30 \times 24 = 1.492.992.000 \text{ hay } 1,5 \text{ Gbps}$$

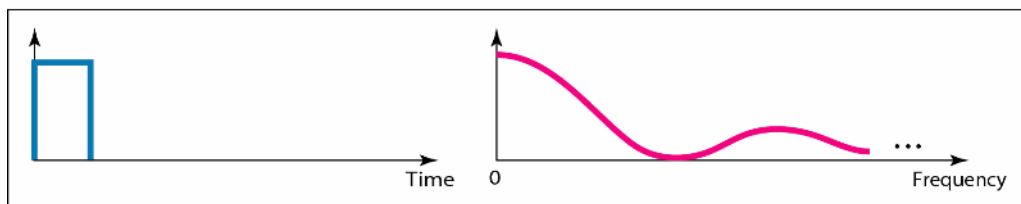
Các đài phát hình ảnh dùng phương pháp nén tín hiệu số còn từ 20 đến 40 Mbps/

Ghi chú:

Tín hiệu số là dạng tín hiệu hình nhợt nhạt có tần số là vô cùng.

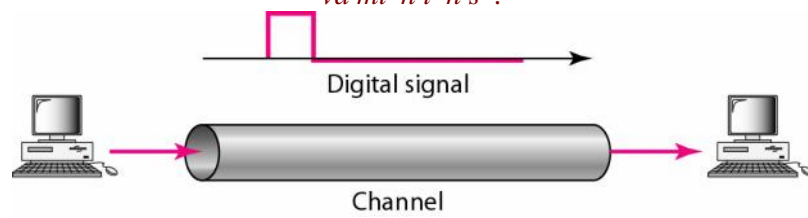


a. Time and frequency domains of periodic digital signal

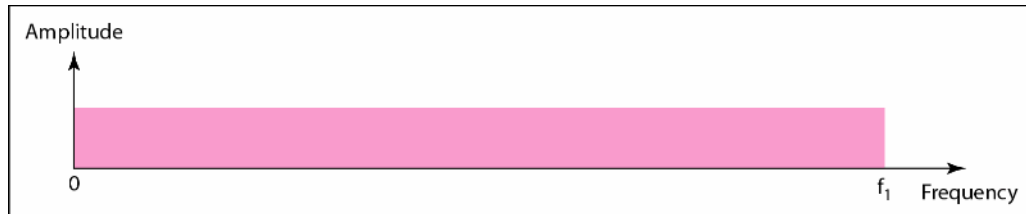


b. Time and frequency domains of nonperiodic digital signal

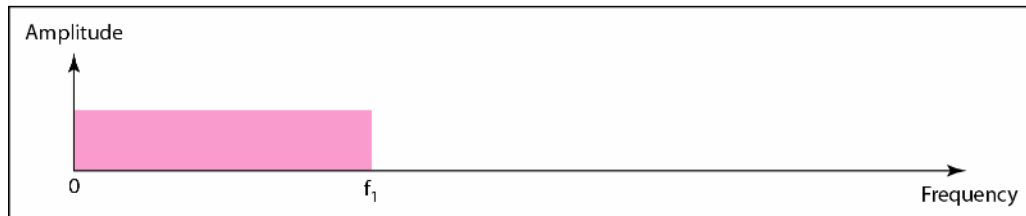
Hình 4.16 Tín hiệu số tuần hoàn và không tuần hoàn được biểu diễn trong miền thời gian và miền tần số.



Hình 4.17 Truyền dẫn trong dải tần số (Baseband transmission).

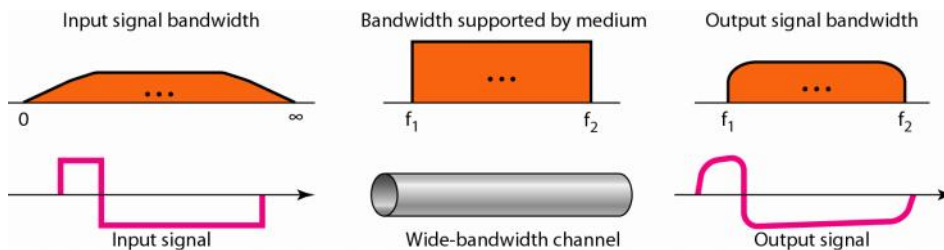


a. Low-pass channel, wide bandwidth



b. Low-pass channel, narrow bandwidth

Hình 4.18 Khổ sóng của hai kênh thông tin thứ p.



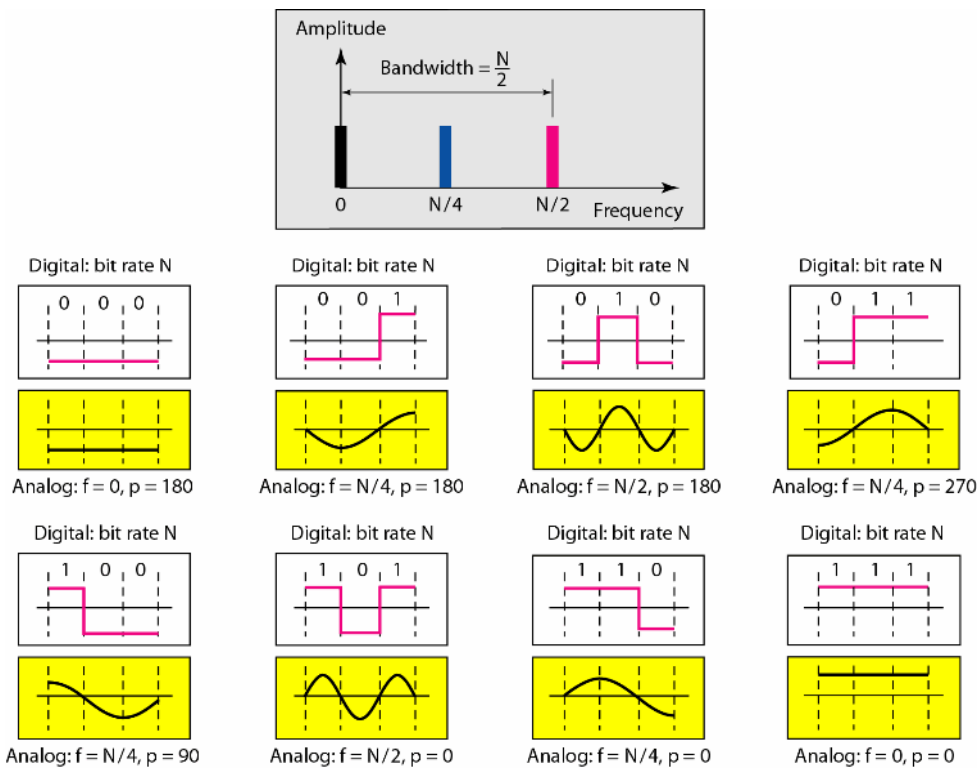
Hình 4.19 Truyền dẫn trên dải tần số dùng môi trường chuyên dụng.

Ghi chú:

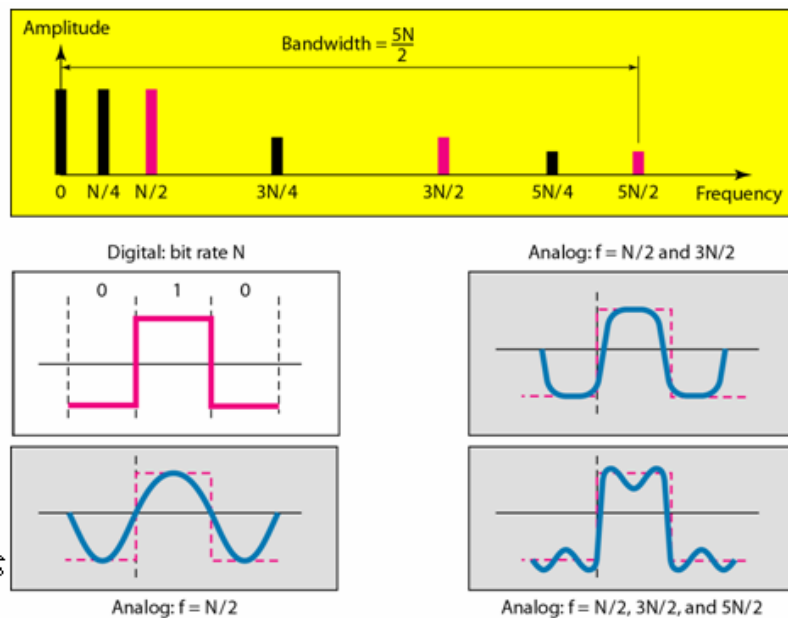
Truyền dẫn tín hiệu số trên dải tần số thì có thể duy trì được tín hiệu số nếu ta dùng kênh truyền thông tin thích hợp có khả năng rớt lặn hay khả năng vô hạn.

Thí dụ 22:

Một thí dụ về kênh chuyên dụng trong đó toàn bộ khả năng của môi trường chỉ dùng truyền một kênh là mạng LAN. Hiện tại các mạng LAN dùng dây dẫn hiện nay đều dùng kênh chuyên dụng cho hai trạm thông tin liên nhau. Trong cấu hình mạng dạng bus và vòng kín thì nhiều trạm, thì tất cả trạm thì có hai trạm có thể thông tin với nhau (chia sẻ thời gian: timesharing), các trạm khác thì phải chờ. Trong cấu hình mạng LAN hình sao, thì toàn bộ mạng và hub chỉ dùng thông tin giữa hai trạm. Phần này sẽ trình bày chi tiết trong chương mạng LAN.



Hình 4.20 Xấp xỉ tín hiệu sử dụng sóng hai (trong trường hợp xấu nhất).



Hình 4.21 Mô phỏng tín hiệu sử dụng sóng hài bậc ba.

Ghi chú:

Khi truyền dữ liệu trên dây dẫn thì khả năng chống nhiễu là rất thấp (bit rate); nếu ta muốn truyền bit nhanh hơn, thì cần phải có khả năng chống nhiễu.

Bảng 2: Khả năng chống nhiễu.

Bit Rate	Harmonic 1	Harmonics 1, 3	Harmonics 1, 3, 5
$n = 1 \text{ kbps}$	$B = 500 \text{ Hz}$	$B = 1.5 \text{ kHz}$	$B = 2.5 \text{ kHz}$
$n = 10 \text{ kbps}$	$B = 5 \text{ kHz}$	$B = 15 \text{ kHz}$	$B = 25 \text{ kHz}$
$n = 100 \text{ kbps}$	$B = 50 \text{ kHz}$	$B = 150 \text{ kHz}$	$B = 250 \text{ kHz}$

Thí dụ 23:

Cho biết khả năng chống nhiễu của kênh truyền thông tin sẽ phụ thuộc vào bit rate là 1 Mbps dùng phương pháp truyền trên dây dẫn.

Giải:

Lưu ý rằng còn tùy theo mức chính xác chống nhiễu:

- a. Khả năng chống nhiễu, là $B = (t \times \text{bit})/2$, t là 500 KHz
- b. Thời gian dùng hai bit và bit ba, t là $B = 3 \times 500\text{KHz} = 1,5 \text{ MHz}$
- c. Thời gian là hai bit và bit ba và bit năm, $B = 5 \times 500 \text{ KHz} = 2,5 \text{ MHz}$

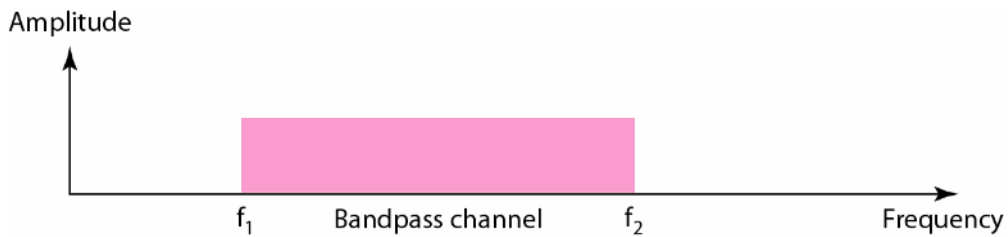
Thí dụ 24:

Ta dùng hai kênh thông tin sẽ có khả năng chống nhiễu là 100 KHz, cho biết tốc độ truyền bit tối đa là bao nhiêu?

Giải:

Tốc độ truyền bit tối đa có thể đạt được dùng sóng hai bit.

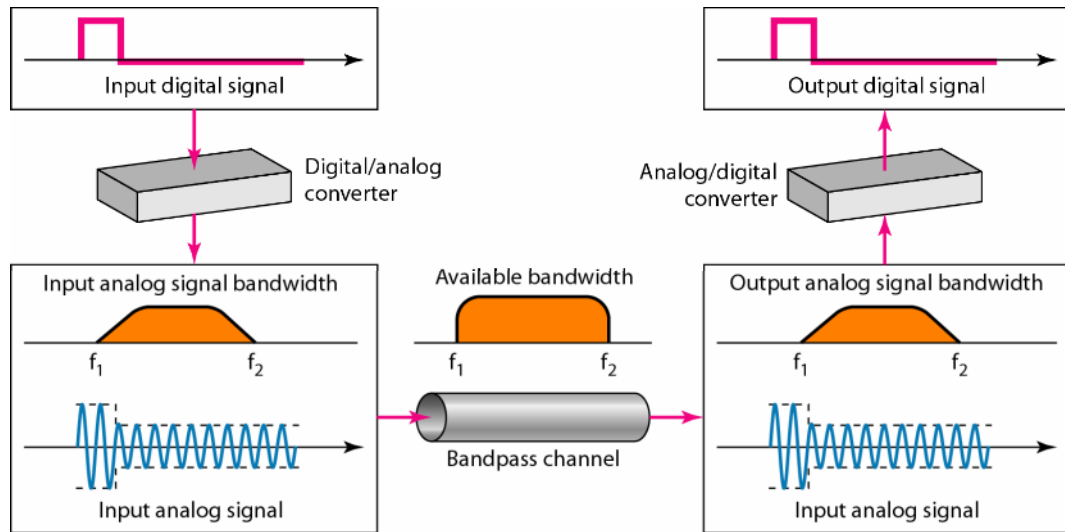
Tốc độ bit là $2 \times$ (khả năng chống nhiễu), t là 200 Kbps.



Hình 4.22 Khả năng chống nhiễu của kênh truyền.

Ghi chú:

Nếu kênh truyền là kênh thông tin, ta không thể truyền tín hiệu số qua kênh truyền analog, mà cần chuyển đổi sang tín hiệu tương tự khi truyền.



Hình 4.23 *Đi u ch tín hi u s truy n đ n trong kênh truy n thông đ i.*

Thí d 25:

M t thí d v truy n đ n b ng r ng dùng ph ng pháp đi u ch là tr ng h p g i tín hi u t máy tín qua dây thuê bao i n tho i, là ng n i t máy thuê bao n t ng ài. Các dây này c thi t k dùng cho truy n tho i v i kh sóng r t h n ch . Kênh truy n c xem là kênh truy n thông đ i. Ta c n chuy n i tín hi u s t máy tính th ành tín hi u t ng t , và g i nh tín hi u âm t n. Ta c n thi t l p hai b chuy n i chuy n tín hi u s sang t ng t khi g i và ng c l i t i u thu. B chuy n i này c g i là modem và s nghi ên c u k trong ch ng modem

Thí d 26:

Thí d th hai là h th ng n tho i s di ng (digital cellular telephone). nh n c t t, i n tho i di ng s chuy n tín hi u tho i t ng t th ành tín hi u s . M c dù kh sóng c qui ho ch cho i n tho i di ng là r t r ng, ta v n không th g i tr c ti p tín hi u s này mà không chuy n i. Lý do là kênh truy n gi a ng i g i và ng i c g i

l i có đ ng kênh thông đ i, nên nh t thi t ph i chuy n i tín hi u tho i đ ng s sang tín hi u t ng t đ ng h n h p tr c khi g i i.

T khóa và ý niệm

- Analog and Digital Data
- Analog and Digital Signals
- Application Layer
- Band-pass
- Bandwidth
- Baseband transmission
- Bit Length
- Bit Rate
- Channel
- Composite Analog Signal
- Compression
- Data
- Data communications
- Digital cellular telephone
- Digital Signal
- Electromagnetic signals
- Fourier analysis
- Frequency
- Frequency Domain
- Harmonics
- LAN
- Low-pass
- Modem
- Modulation
- Period
- Periodic and Nonperiodic Signals
- Phase
- Propagation medium
- Signal
- Sine Wave
- Time Domain
- Wavelength

Bài luyện tập

CHƯƠNG 5 MÃ HÓA VÀ I U CH

Như ta đã biết thông tin cần chuyển thành tín hiệu điện tử để truyền đi trong môi trường truyền tin.

Phương thức chuyển đổi thông tin thì phụ thuộc vào nhu cầu ban đầu của thông tin công nghệ format của phần cứng số. Nếu bạn muốn dùng khối giải mã thì bạn cần biết cách kết các bit vào khối thích hợp cho từng ký tự trong tin này, tức khi nào nên mã hóa.

Một tín hiệu nguyên không mang thông tin một cách nguyên vẹn mà như thể thì phải chuyển đổi tín hiệu sao cho máy thu có thể nhận được theo phương thức mà máy phát gửi. Một trong những phương thức truyền là chuyển các mẫu này thành các bit 1 và 0 như trong mã ASCII (American Standard Code for Information Interchange).

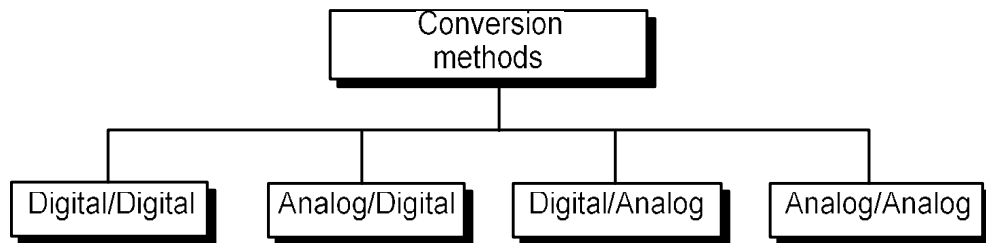
Dữ liệu truyền trong máy tính theo dạng 1 và 0, chuyển các tín hiệu này (t trong máy tính ra hay ngược lại) dữ liệu thực tế chuyển đổi từ tín hiệu digital sang tín hiệu digital hay là quá trình chuyển đổi số - số.

Đôi khi, ta phải chuyển đổi từ tín hiệu analog sang tín hiệu digital (như trong trường hợp viễn thông) như máy ghi âm, quá trình này gọi là chuyển đổi analog-digital hay còn gọi là mã hóa tín hiệu analog.

Trong một trường hợp khác, ta cần chuyển một tín hiệu digital trong một môi trường dành cho tín hiệu analog, quá trình này gọi là chuyển đổi digital-analog hay còn gọi là i u ch một tín hiệu số.

Thông thường một tín hiệu analog gọi là liên tục trong một môi trường analog, tức là tín hiệu cần i u ch tần số cao, quá trình này gọi là chuyển đổi analog - analog, hay còn gọi là i u ch tín hiệu analog.

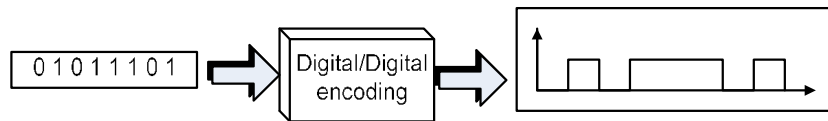
Hình 5.1 trình bày bốn phương pháp chuyển đổi này.



Hình 5.1

5.1 CHUYỂN ĐỔI DIGITAL – DIGITAL

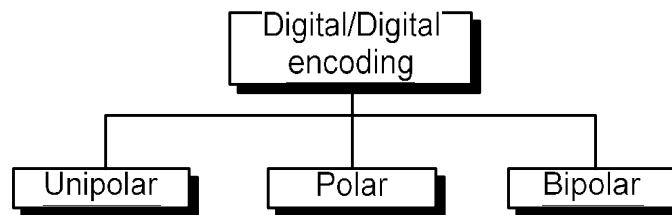
Mã hóa hay chuyển đổi số - số là phương pháp bit để diễn tả dữ liệu số bằng tín hiệu số. Thứ nhất, khi ta chuyển dữ liệu từ máy tính sang máy in, dữ liệu gốc và dữ liệu truyền đều là số. Trong phương pháp này, các bit 1 và 0 được chuyển đổi thành chu kỳ xung điện áp có thể truyền qua sợi dây, như hình 5.2.



Hình 5.2

Tuy có nhiều cách chuyển đổi khác nhau, ta chỉ quan tâm đến các dạng tín hiệu dùng trong truyền tin, như vẽ trong hình 3, trong đó bao gồm unipolar, polar, và bipolar.

Unipolar chỉ có một dạng, polar có 3 dạng NRZ, RZ và biphasic. Bipolar có 3 dạng AMI, B8ZS, và HDB3.



Hình 5.3

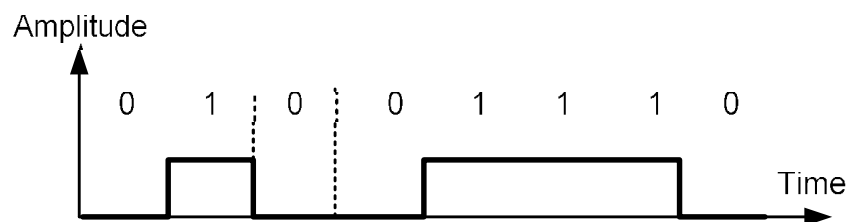
5.1.1 Unipolar:

Là dạng tín hiệu nguyên thủy và nguyên thủy nhất. Cho dù đây là dạng mã nhị phân, nhưng tính chất nhị phân của nó luôn là tín hiệu cho các ý niệm và phát triển các hình thức phức tạp hơn, nên thi pháp này cũng giúp ta nhìn thấy nhu cầu trong truyền số liệu phi nhị phân.

Hình thức truyền số liệu hoạt động trên các sợi cáp các tín hiệu điện áp trong môi trường kỹ thuật, thường là dây dẫn hay cáp. Trong nhiều dạng mã hóa, mức điện áp biểu thị cho giá trị nhị phân 0 và mức điện áp khác cho giá trị 1. Các tính chất xung tùy thuộc vào giá trị điện áp là dương hay âm. Mã hóa nhị phân (unipolar) là phương pháp chỉ dùng một dạng tính, thường các tính này biểu diễn mức giá trị nhị phân, thường là 1, còn giá trị điện áp không thường dùng cho giá trị bit 0.

Hình 5.4 trình bày về ý tưởng của mã hóa nhị phân. Trong thí dụ này, bit 1 mang giá trị điện áp dương còn bit 0 thường mang giá trị điện áp 0 volt, điều này làm cho phương pháp trở nên đơn giản và rõ ràng.

Tuy nhiên, phương pháp nhị phân có hai nhược điểm: thành phần điện áp DC và vấn đề cân bằng.



Hình 5.4

Thành phần DC: Trung bình của mã nhị phân khác không, tạo ra thành phần điện áp DC trên đường truyền. Khi tín hiệu từ thành phần DC (tức là có tần số bằng 0) thì không thể xuyên qua môi trường truyền được.

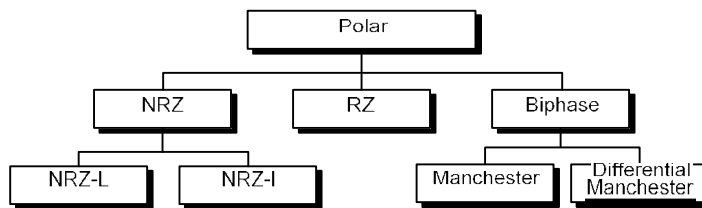
Vấn đề đồng bộ (synchronization): Khi tín hiệu truyền có giá trị không thay đổi thì máy thu không thể xác định chính xác thời gian nhận bit. Nếu thiết bị không có vấn đề đồng bộ khi truyền một chuỗi nhị phân bit 1 hay bit 0 bằng phương pháp nhị phân do không có thay đổi trong giá trị điện áp truyền.

Vấn đề đồng bộ thật khó giải quyết trong phương pháp này, nhưng giải quyết có thể làm dùng thêm một dây dẫn truyền tín hiệu đồng bộ giúp máy thu biết vị trí khung của bit. Tuy nhiên phương pháp này là không thực tế, do làm gia tăng chi phí và không kinh tế, nên thực tế phương pháp này không dùng trong truyền tín hiệu số.

5.1.2 Polar:

Phương pháp mã hóa polar dùng hai mức điện áp: mức có giá trị dương và mức có giá trị âm, như thể có khả năng loại trừ thành phần DC. Trong các phương pháp như Manchester hay Manchester vi sai, thì mỗi bit đều có thành phần điện áp dương hay âm, nên loại trừ hoàn toàn thành phần DC.

Có nhiều phương pháp mã polar, ta chỉ khảo sát 3 dạng thông dụng nhất là: NRZ (nonreturn to zero); RZ (return to zero), và biphase. NRZ gồm hai dạng: NRZ-L (nonreturn to zero – level) và NRZ – I (nonreturn to zero – invert). Trong biphase có hai phương pháp. Thứ nhất, Manchester, là phương pháp dùng trong mạng ethernet LAN, và dạng thứ hai Manchester vi sai, thường dùng trong Token Ring LAN, xem hình 5.



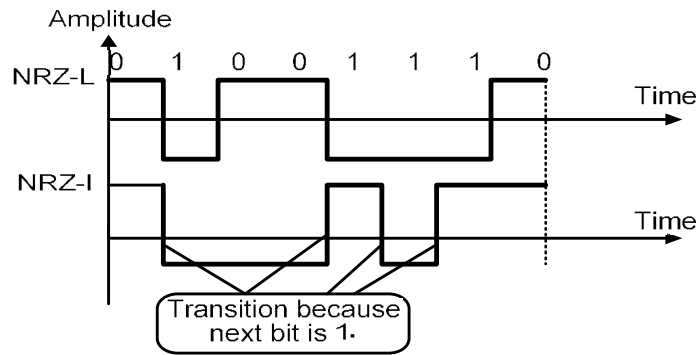
Hình 5.5

5.1.2.1 NRZ (Nonreturn to Zero)

Trong phương pháp này, mức tín hiệu luôn luôn có giá trị là dương hay âm. Có hai dạng như sau:

+ NRZ – L: mức tín hiệu phụ thuộc vào cách biểu diễn của bit. Giá trị điện áp cao thể hiện biểu diễn bit 0, và giá trị điện áp âm thể hiện là bit 1 (hay ngược lại); như thế mức tín hiệu phụ thuộc vào trạng thái của bit.

Vấn đề là khi nhận từ chuỗi dữ liệu gồm nhiều bit 1 hay bit 0. Máy thu nhận cảm nhận chuỗi tín hiệu liên tục và có thể nhận ra được là bao nhiêu bit như thế của máy thu, có thể có hay không có đồng bộ vì thế máy phát.



Hình 5.6

+ NRZ – I:

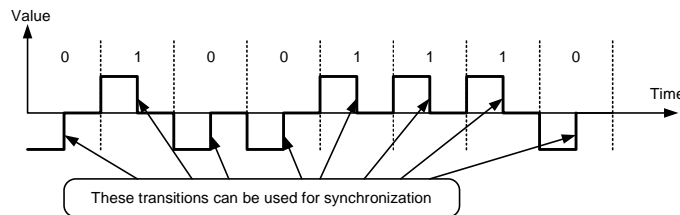
Trong phương pháp này, sự thay đổi mức tín hiệu của mạch điện áp biểu diễn cho bit 1. Phương pháp này thuận lợi hơn so với NRZ-L do khi ngừng gửi do sự thay đổi các đặc tính hiệu khi có bit 1. Ngược lại khi truyền một chuỗi gồm nhiều bit 1, thì vẫn ngừng gửi bất cứ gì đi qua, còn chuỗi bit 0 thì vẫn còn là vẫn.

Hình 5.6 minh họa các biểu diễn NRZ-L và NRZ-I cho cùng chuỗi dữ liệu. Trong phương pháp NRZ-L; các giá trị điện áp dương dùng cho bit 0 và âm dùng cho bit 1. Trong phương pháp NRZ-I máy thu nhận ra bit 1 khi có sự thay đổi mức điện áp.

5.1.2.2 RZ (Return to Zero)

Khi xuất hiện một chuỗi bit 1 hay 0 liên tiếp thì máy thu có thể nhầm lẫn, nhất là khi thời gian có phương pháp xử lý vẫn ngừng gửi trong các chuỗi bit 1 và 0 liên tiếp.

Một bộ có tính ngừng thì tín hiệu của nó ngừng bit, giúp máy thu nhận ra các bit, thì thời gian và ngừng gửi máy thu. Trong phương pháp RZ, dùng 3 giá trị: dương, âm và không, tín hiệu có tính ngừng bit, giá trị dương biểu diễn 1 và âm là 0, tuy nhiên bit 1 là giá trị dương – zero, còn giá trị 0 thì là âm – không như hình 5.7.



Hình 5.7

Yêu cầu lớn nhất của phương pháp này cần hai mức thay đổi giá trị cho một bit, tức là cần thì có bộ thông tin nhận. Tuy nhiên, ta sẽ thấy đây là phương pháp hiệu quả nhất.

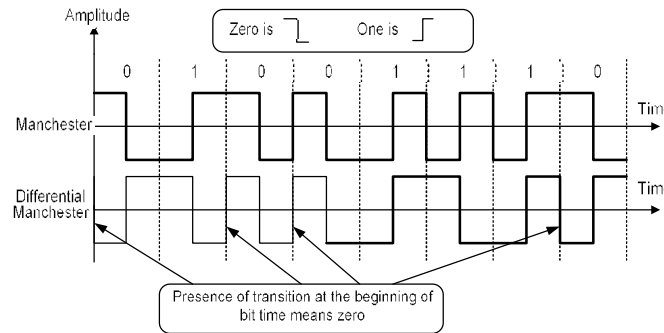
Một phương pháp mã hóa tín hiệu số thì phải có phòng chống nhiễu.

5.1.2.3 BIPHASE:

Đây có thể là phương pháp ngừng bit hóa tốt nhất hiện nay. Trong phương pháp này thì tín hiệu thay đổi vào khoảng giữa thì khoảng bit ngừng không về zêrô. Bởi vì, nó tiếp tục theo các nguyên tắc. Trong trường hợp RZ, các thông tin của thì khoảng bit này cho phép tiếp ngừng.

Có hai phương pháp mã hóa biphase hiện đang được dùng: mã Manchester và Manchester vi sai.

Hình 5.8 vẽ các tín hiệu Manchester và Manchester vi sai cho cùng một chuỗi bit.



Hình 5.8

+ Manchester:

Mã hóa Manchester dùng phần một thời gian để xác định thời gian bit được dùng cho một bit và bit đầu tiên bit. Thay vì âm – dương bit đầu tiên bit 1 và âm – dương là bit 0. Phương pháp này dùng một chuyển đổi cho hai mức khác nhau, như mã Manchester cho phép có cùng mức năng lượng, nhưng chỉ dùng hai mức biên độ.

+ Manchester vi sai:

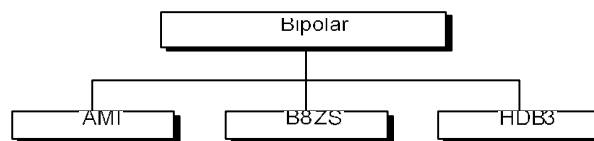
Trong phương pháp này, phần một thời gian để xác định thời gian bit được dùng cho một bit, nhưng sự hiện diện hay không hiện diện của việc chuyển trạng thái từ một thời gian bit được dùng như một bit. Có chuyển trạng thái là bit 0 và không chuyển trạng thái là bit 1. Mã Manchester vi sai có hai tín hiệu thay vì bit đầu tiên bit 0 và chuyển đổi một cho trạng thái bit 1.

5.1.3 BIPOLAR

Tương tự như RZ, bipolar dùng ba mức điện áp: dương, âm, và zêrô. Khác với RZ, trong trường hợp này thì mức zêrô là mức dùng để biểu diễn bit 0.

Bit 1 có một bit đầu tiên các giá trị dương và âm. Nếu bit đầu tiên là dương, thì bit tiếp theo có biên độ có giá trị âm, và ngược lại. Thay vì này vẫn có giá trị ngay khi các bit không liên tiếp xuất hiện.

Có ba dạng mã hóa bipolar được dùng trong thông tin số: AMI, B8ZS, và HDB3 như trong hình 5.9.

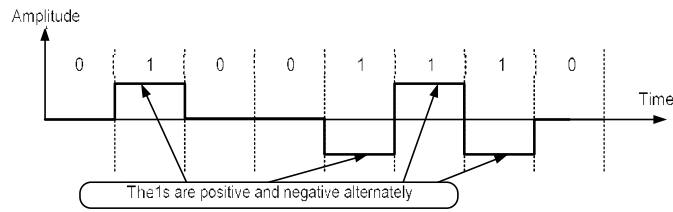


Hình 5.9

5.1.3.1 AMI (Bipolar Alternate Mark Inversion)

Là dạng mã bipolar đơn giản nhất, trong thuật ngữ này thì mark có nghĩa là bit 1 (chuyển ý nghĩa của các tín hiệu: mark và space). Như thế AMI tức là giá trị 1 chuyển đổi dấu. Giá trị

mức áp zero dùng bit 0, các giá trị bit 1 là những giá trị áp dương, như hình 5.10.



Hình 5.10

Bit thứ ba phương pháp này gọi là giả tam nguyên (pseudo-ternary) theo đó các bit 0 là những giá trị áp dương và âm.

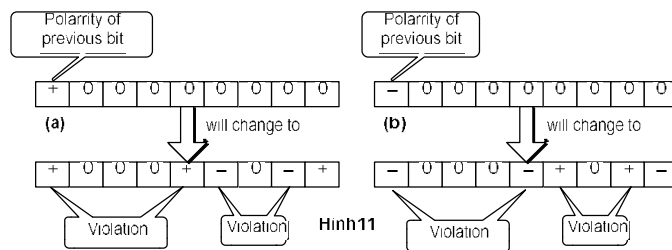
Khi thay thế những mức áp của bit 1 thì AMI sẽ thay thế hai mức: đầu tiên, làm trị tiêu thành phần DC của tín hiệu, thứ hai, có thể thay thế hai mức áp của bit "1" liên tiếp.

Có hai biến thể của AMI như mô tả quy tắc bài toán khi có chuỗi bit 0 liên tiếp xuất hiện trong truyền dẫn thực tế. Tại Bắc Mỹ, là B8ZS và tại Nhật và Châu Âu, dùng HDB3. Hai phương pháp này ứng dụng các đặc tính của AMI trong đó có thay thế mức áp của bit 0 liên tiếp.

5.1.3.2 B8ZS (Bipolar 8- Zero Substitution):

B8ZS là quy tắc dùng tại Bắc Mỹ nhằm cung cấp mức áp cho chuỗi nhị phân bit 0. Khi cần ứng dụng B8ZS thì tương tự như AMI, theo đó AMI thay thế các tính sau mỗi lần xuất hiện bit 1, nhằm cung cấp mức áp cho máy thu. Tuy nhiên khi xuất hiện chuỗi liên tiếp các bit 0 thì phương pháp này không áp dụng được.

S khác biệt giữa AMI và B8ZS xuất hiện khi có hai hay ba bit 0 liên tiếp trong dòng dữ liệu. Giải pháp mà B8ZS đưa ra là áp dụng cho tín hiệu thay thế một cách nhân tạo, gọi là vi phạm (violation), trong dòng các bit 0. Khi có 8 bit 0 liên tiếp xuất hiện, B8ZS đưa vào các thay thế trên mức tín hiệu dựa trên các tính của bit 1 và xuất hiện (bit 1 xuất hiện ngay trước chuỗi các bit 0), xem hình 5.11.



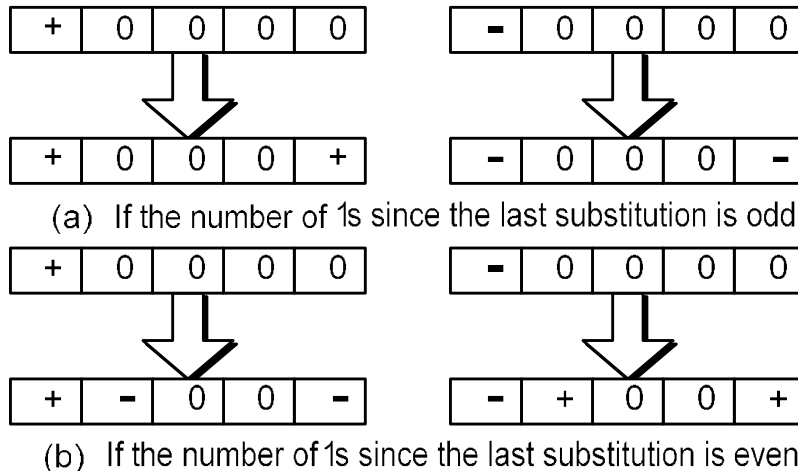
Hình 5.11

Nếu bit trước đó có các tính dương, thì các bit 0 sẽ mã hóa theo zêrô, zêrô, zêrô, dương, âm, zêrô, âm, dương. Xin chú ý là máy thu đang tìm kiếm thay thế các tính liên tiếp thay thế của bit 1. Khi máy thu nhận thấy hai các tính dương liên tiếp nhau, tiếp theo là 3 bit 0, thì nhận ra dấu hiệu vi phạm chính không phải là lỗi, nên tiếp tục tìm kiếm cấp vi phạm thứ hai. Nếu tìm được, thì máy thu điנד ch t t c 8 bit thành bit 0 và chuyển chúng sang chế độ AMI thông thường.

Nếu các tính của bit 1 trở về âm, thì các mức điện áp là ngược lại như có các tính của bit 1, như hình 11.

5.1.3.3 HDB3 (High-Density Bipolar)

Phương pháp này thay thế vào mức điện áp AMI khi xuất hiện 4 bit 0 liên tiếp, chứ không còn là 8 bit như B8ZS, như hình 5.12.



Hình 5.12

Trong trường hợp B8ZS, các mức điện áp trong HDB3 dựa trên các tính của bit 1 trở về âm. Tuy nhiên, HDB3 cũng quan sát số bit 1 xuất hiện trong dòng bit kết khi xuất hiện thay thế trở về âm. Trong số bit 1 trong lần thay thế trở về âm, HDB3 thay thế mức điện áp của bit 0 thành liên tiếp. Nếu các tính của bit 1 trở về âm, thì mức điện áp là âm.

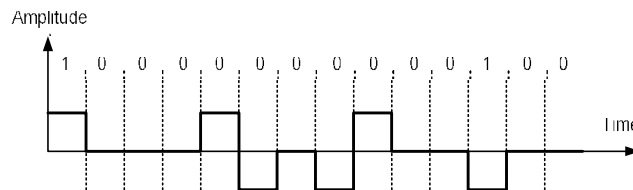
Khi số bit 1 trở về âm, HDB3 thay thế mức điện áp vào vị trí thứ nhất và thứ hai trong chuỗi bit 0 liên tiếp. Nếu các tính của bit 1 trở về dương, thì các mức điện áp là dương. Các trường hợp này được thể hiện trong hình 12.

Như vậy, các mức điện áp chính là phương pháp máy thu nhận và thiết lập mức cho hệ thống.

Thí dụ 1:

Dùng B8ZS, mã hóa dòng bit 100000000010. Giả sử các tính của bit 1 trở về âm là dương.

Kết quả như hình 5.13:

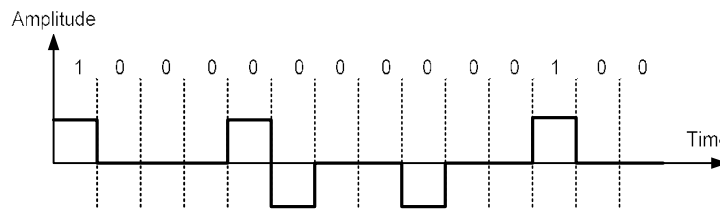


Hình 5.13

Thí dụ 2:

Dùng HDB3, mã hóa dòng bit 100000000010. Giả sử số tính của bit 1 trở về âm là 1 và bit đầu tiên là dương.

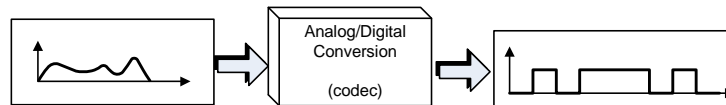
Kết quả vẽ hình 5.14.



Hình 5.14

5.2 CHUYỂN TỪ ANALOG – DIGITAL

Đôi khi ta cần chuyển đổi tín hiệu liên tục, ví dụ như khi gửi tín hiệu thoại qua mạng dây dài, do tín hiệu số có tính chọn lọc tần số nên so với tín hiệu analog. Quá trình này cũng gọi là chuyển đổi tín hiệu số hay còn gọi là quá trình số hóa tín hiệu analog. Điều này cho phép gửi nhiều thông tin cùng lúc trong cùng một kênh truyền dẫn tín hiệu analog có thể biểu diễn thành lưu lượng tín hiệu số mà không bị thất thoát thông tin. Hình 5.15 minh họa quá trình chuyển đổi tín hiệu số, còn gọi là bộ codec (coder – decoder).



Hình 5.15

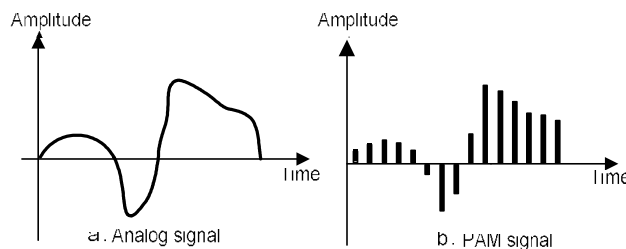
Trong chuyển đổi tín hiệu số, ta biểu diễn các thông tin có trong tín hiệu liên tục thành chuỗi các tín hiệu số (1 hay 0).

Trong chuyển đổi tín hiệu số, ta có thể dùng bất kỳ dạng tín hiệu số nào đã bàn trong mục 5.1, tuy nhiên điều quan trọng nhất là phương pháp chuyển đổi phải không làm thất thoát hay làm giảm chất lượng tín hiệu.

5.2.1 PAM (Pulse Amplitude Modulation):

Bước đầu tiên trong chuyển đổi tín hiệu số là điều chế biên độ xung (PAM: pulse amplitude modulation). Kỹ thuật này lấy tín hiệu analog, lấy mẫu và tạo ra chuỗi xung là kết quả của phương pháp lấy mẫu này.

Phương pháp lấy mẫu này cũng được ứng dụng trong nhiều lĩnh vực công nghệ khác thông tin số liệu. Tuy nhiên, phương pháp PAM là bước đầu tiên của phương pháp biến đổi tín hiệu số, cũng gọi là PCM (pulse code modulation).



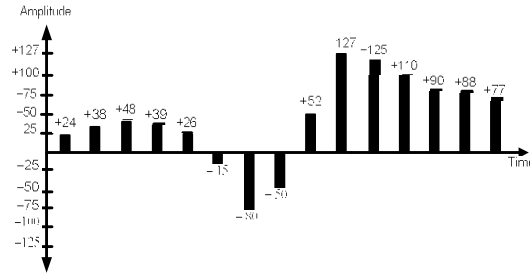
Hình 5.16

PAM dùng một kỹ thuật gọi là lấy mẫu và giữ (sample and hold) như vẽ hình 5.16.

PAM không được dùng trong thông tin số vì lý do là tuy đã rịc hóa nh ng tín hi u PAM c ng ch a quá nhi u thành ph n bi n v i các giá tr khác nhau (v n còn là d ng analog), nh th c n có m t ph ng pháp khác thích h p h n, g i là PCM.

5.2.2 PCM (Pulse Coded Modulation):

PCM chuy n tín hi u PAM sang tín hi u s , nh th c n có thêm m t b c l ng t hóa (quantalization), là ph ng th c gán các giá tr chung cho các tín hi u trong c ùng m t m c, nh v hình 5.17.



Hình 5.17

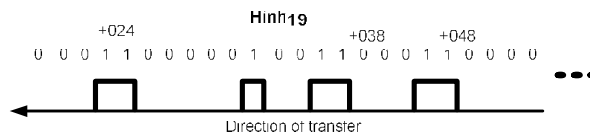
Hình 5.18 trình bày m t ph ng th c n g i n gán các giá tr d u và xu t cho các m u l ng t . M i giá tr c chuy n sang giá tr bay bit nh phân t ng ng, bit th tám nh m bi u th d u.

+024	00011000			+125	01111101
+038	00100110	-080	11010000		
+048	00110000				
+039	00100111	+052	00110110	+088	01011000
+026	00011010	+127	01111111	+077	01001101

Sign bit
+ is 0 - is 1

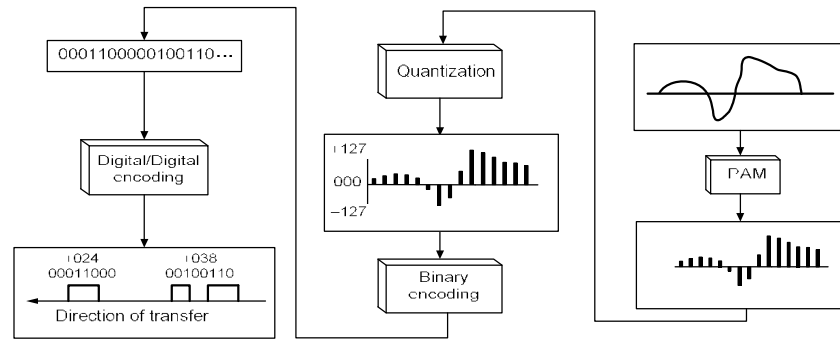
Hình 5.18

Các bit nh phân này c bi n thành tín hi u s ùng m t trong các ph ng pháp chuy n i s - s ã th o lu n ch ng tr c. Hình 5.19 v k t qu c a ph ng pháp i u ch xung mã PCM c a m t tín hi u s c chuy n theo mã unipolar, trong hình ch v giá tr 3 m u .



Hình 5.19

PCM c th c hi n theo 4 b c: l y m u và gi (PAM), l ng t hóa, mã hóa nh phân và mã hóa s - s . Hình 5.20 minh h a quá trình này. PCM là ph ng pháp l y m u tín hi u c ùng trong s hóa tín hi u tho i trong truy n d n T-line trong h th ng vi n thông B c M .



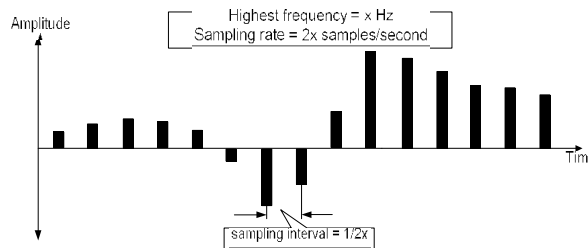
Hình 5.20

+ Tốc độ lấy mẫu (sampling rate)

Theo nguyên lý Nyquist, bước sóng chính xác khi khôi phục tín hiệu analog nguyên thủy dùng phương pháp PAM thì tốc độ lấy mẫu phải ít nhất hai lần tần số cao nhất của tín hiệu gốc. Ví dụ, nếu có thể lấy mẫu tín hiệu thoại có tần số cao nhất 4000Hz, ta cần có tốc độ lấy mẫu là 8000 mẫu/giây.

Theo nguyên lý Nyquist thì tốc độ lấy mẫu phải ít nhất là hai lần tần số tín hiệu cao nhất.

Tốc độ lấy mẫu hai lần tần số x Hz tức là tín hiệu phải lấy mẫu tại $(1/2)x$ giây. Dùng ví dụ lấy mẫu tín hiệu thoại, tức là lấy mẫu cho mỗi $(1/8000)$ giây, như minh họa hình 5.21.



Hình 5.21

Thí dụ 3: Cho biết tốc độ lấy mẫu của tín hiệu có băng thông 10.000 Hz (từ 1.000 đến 11.000 Hz)?

Giải: Tốc độ lấy mẫu phải là hai lần tần số cao nhất của tín hiệu

Tốc độ lấy mẫu = $2 \times (11.000) = 22.000$ mẫu/giây.

+ Số bit trong mỗi mẫu

Sau khi tìm được tốc độ lấy mẫu, ta cần xác định số bit cần truyền trong mỗi mẫu. Điều này tùy thuộc vào mức chính xác cần thiết. Số bit cần chọn sao cho tín hiệu gốc có thể tái tạo với độ chính xác cần thiết.

Thí dụ 4:

Lấy mẫu tín hiệu, mỗi mẫu cần 12 mức chính xác (+0 đến +5 và -0 đến -5). Hỏi cần bao nhiêu bit cần truyền trong mỗi mẫu?

Giải:

Cần 3 bit; 1 bit dùng biểu diễn dấu, và 2 bit cho giá trị. Với 3 bit ta có thể biểu diễn được $2^3=8$ mức (000 đến 111), nhiều hơn yêu cầu cần có. Hai bit thì không được do $2^2=4$, còn 4 thì quá nhiều do $2^4=16$.

+ **Tốc độ bit** (bit rate):

Sau khi có các bit trong mẫu, ta cần tính tốc độ bit dùng công thức sau:

$$Tốc\ bit = tốc\ lấy\ mẫu \cdot s\ bit\ trong\ mẫu$$

Thí dụ 5:

Cần số hóa tín hiệu thoại, tìm tốc độ bit mỗi giây có 8 bit trong mỗi mẫu?

Tần số nói con người thường nằm trong vùng tần số từ 0 đến 4000 Hz, nhận thức lấy mẫu là:

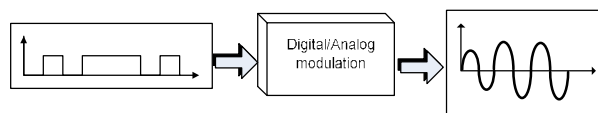
$$Tốc\ lấy\ mẫu = 4000 \times 2 = 8000\ \text{mẫu/giây}$$

Tốc độ bit cần tính theo:

$$Tốc\ bit = Tốc\ lấy\ mẫu \times s\ bit\ trong\ mẫu = 8000 \times 8 = 64.000\ \text{bps} = 64\text{Kbps}$$

5.3 CHUYỂN SỐ - TƯƠNG ĐƯƠNG (điều chế)

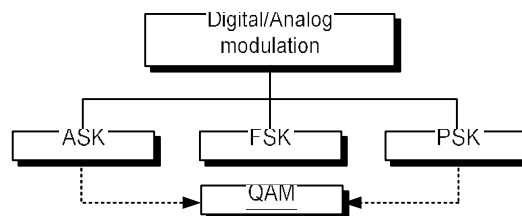
Chuyển số tương đương hay điều chế số tương đương là quá trình thay đổi một tín hiệu số trên thông tin số (0 và 1). Khi truyền dữ liệu từ máy tính sang máy tính khác dùng cùng dây điện thoại công cộng, thì ta truyền tín hiệu số của máy tính, nhưng do dây điện thoại là mạng tín hiệu analog, nên nhất thiết phải chuyển đổi tín hiệu số này. Tín hiệu số cần chuyển đổi thành tín hiệu analog thể hiện hai giá trị phân biệt của tín hiệu số, như minh họa hình 5.22.



Hình 5.22

Có nhiều cách dùng cho điều chế số tương đương, ta chỉ thảo luận các phương pháp thông dụng trong thông tin dữ liệu.

Như ta đã biết thì tín hiệu số có những đặc tính: biên độ, tần số và góc pha. Trong truyền số liệu thì quan tâm đến các phương pháp sau: ASK (amplitude shift keying), FSK (frequency shift keying), PSK (phase shift keying). Ngoài ra còn có phương pháp khác là QAM (quadrature amplitude modulation) là phương pháp điều chế rườm rà dùng trong các modem.



Hình 5.23

5.3.1 ASK (amplitude shift keying):

+ Các yếu tố ảnh hưởng đến tốc độ truyền

Có hai yếu tố quan trọng trong truyền số liệu: tốc độ bit/ baud và tín hiệu sóng mang.

Tốc độ bit và tốc độ baud (bit rate and baud rate):

Có hai thuật ngữ thường dùng trong truyền số liệu là tốc độ bit (bit rate) và tốc độ baud (baud rate). Tốc độ bit là số bit truyền trong một giây, Tốc độ baud là cho bit số và tín hiệu trong một giây cần có bit đầu tiên và ngược lại. Khi nói về hiệu quả của máy tính, thì tốc độ bit luôn là yếu tố quan trọng. Tuy nhiên, trong truyền số liệu ta lại cần quan tâm đến hiệu quả truyền dẫn dữ liệu thì ngược lại khác, nhất là khi dùng ít hơn về tín hiệu cần có, thì hiệu quả càng cao, và băng thông truyền càng thấp; nhất là cần chú ý đến tốc độ baud. Tốc độ baud xác định băng thông cần thiết truyền tín hiệu.

Tốc độ bit là tốc độ baud nhân với số bit trong mỗi tín hiệu. Tốc độ baud là tốc độ bit chia cho số bit đầu tiên trong mỗi tín hiệu.

$$Tốc độ bit là số bit trong mỗi giây.$$

$$Tốc độ baud là số tín hiệu trong mỗi giây.$$

$$Tốc độ baud thường bé hơn hay bằng tốc độ bit.$$

Một ý nghĩa thông thường có thể giúp hiểu rõ vấn đề này; baud tương tự như xe khách, còn bit tương tự như hành khách. Một chuyến xe mang một hành khách. Nếu 1000 xe đi chuyến đầu tiên sang địa điểm khác chỉ mang một hành khách (thí dụ lái xe) thì mang được 1000 hành khách. Tuy nhiên, với xe này, mỗi xe mang 4 người, thì ta vận chuyển được 4000 hành khách. Chú ý là chính số xe, chứ không phải hành khách, là vận chuyển thông tin, tốc độ là tần số vận chuyển của xe. Nói cách khác, tốc độ baud xác định băng thông cần thiết, chứ không phải bit.

Thí dụ 6:

Một tín hiệu analog mang 4 bit trong mỗi phút tín hiệu. Nếu 1000 phút tín hiệu được gửi trong một giây, xác định tốc độ baud và tốc độ bit.

Giải:

$$Tốc độ baud = số tín hiệu = 1000 baud/giây$$

$$Tốc độ bit = tốc độ baud \times số bit trong mỗi tín hiệu = 1000 \times 4 = 4000 bps.$$

Thí dụ 7:

Tốc độ bit của tín hiệu là 3000. Nếu mỗi phút tín hiệu mang 6 bit, cho biết tốc độ baud?

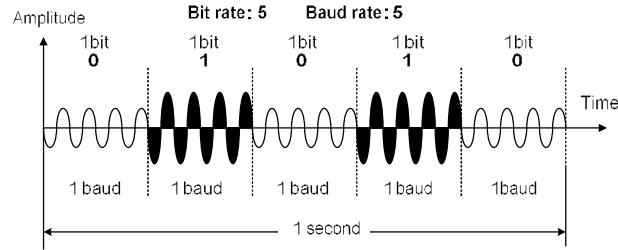
Giải:

$$Tốc độ baud = tốc độ bit / số bit trong mỗi phút tín hiệu = 3000/6 = 500 baud/giây$$

Tín hiệu sóng mang (carrier signal):

Trong truyền dẫn analog thì thiết bị phát tạo ra tần số sóng cao hơn làm nền cho tín hiệu thông tin. Tín hiệu nền này gọi là sóng mang hay tần số sóng mang. Thiết bị thu sẽ chọn nhận thu tần số sóng mang trong đó có tín hiệu số cần điều chế và tín hiệu mang thông tin gọi là tín hiệu điều chế.

Phương pháp này được trình bày trong hình 5.24, với các bit 1 và 0 làm thay đổi biên độ của tín hiệu sóng mang, trong đó các truyền tín hiệu ASK bằng cách biến đổi biên độ của môi trường truyền.



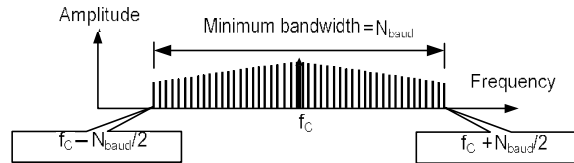
Hình 5.24

Điều chế không mã là truyền dữ liệu ASK thông qua sóng mang. Điều này khác với điều chế mã là truyền dữ liệu ASK thông qua sóng mang. Điều này khác với điều chế mã là truyền dữ liệu ASK thông qua sóng mang.

Ngoài ra, còn có một phương pháp ASK thông dụng và dễ dàng là OOK (on-off keying). Trong OOK thì có một giá trị bit bằng 0 và không có điều chế. Điều này cho phép tiết kiệm năng lượng truyền tin.

Bandwidth cho ASK:

Khi phân tích phổ tín hiệu điều chế ASK, ta có giá trị phổ như hình 25 trong đó có các yếu tố quan trọng là sóng mang f_c giữa, các giá trị $f_c - N_{baud}/2$ và $f_c + N_{baud}/2$ hai biên.



Hình 5.25

Bandwidth cần thiết cho ASK được tính theo:

$$BW = (1+d) \cdot N_{baud}$$

Trong đó:

BW: bandwidth

N_{baud} : tốc độ baud

d : là thừa số liên quan đến điều chế (có giá trị bé nhất là 0)

Thay thế là bandwidth thì yêu cầu cho quá trình truyền thì bằng tốc độ baud.

Tuy nhiên truyền với một tần số sóng mang, nhưng quá trình điều chế có thể tạo ra tín hiệu phức tạp là hai phần tử tần số riêng, với các tần số khác nhau.

Thí dụ 8:

Tìm bandwidth của tín hiệu ASK truyền với tốc độ 2000 bps. Chọn truyền bán song công.

Giải:

Trong ASK thì tốc độ bit và tốc độ baud là như nhau. Tốc độ baud là 2000 bps, nên tín hiệu ASK có băng thông tối thiểu bằng tốc độ baud. Như vậy, băng thông tối thiểu là 2000 Hz.

Thí dụ 9:

Tín hiệu ASK có băng thông là 5000 Hz, tìm tốc độ bit và tốc độ baud?

Giải:

Trong ASK thì tốc độ baud bằng băng thông, tức là tốc độ baud là 5000, nghĩa là do tốc độ bit bằng tốc độ baud nên tốc độ bit là 5000 bps.

Thí dụ 10:

Cho băng thông 10.000 Hz (1000 đến 11.000 Hz), vẽ tín hiệu ASK song công (full duplex) cả hai chiều. Tìm tần số sóng mang và băng thông, giả sử không có khoảng trống giữa các dải tần theo hai chiều.

Giải:

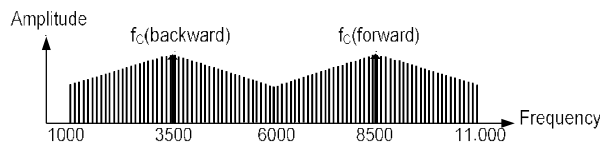
Trong điều chế ASK song công, băng thông trong mỗi chiều là

$$BW = 10.000/2 = 5.000 \text{ Hz}$$

Tần số sóng mang là tần số giữa, như hình 5.26:

$$f_{\text{thuận}} = 1.000 + 5.000/2 = 3500 \text{ Hz}$$

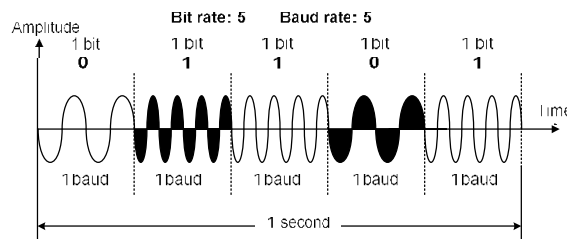
$$f_{\text{nghịch}} = 11.000 - 5.000/2 = 8500 \text{ Hz}$$



Hình 5.26

5.3.2 FSK (frequency shift keying):

Trong phương pháp này, tần số của tín hiệu sóng mang thay đổi biểu diễn các bit 1 và 0, trong khi biên độ và góc pha của nó không thay đổi như hình 5.27. FSK tránh được nhược điểm của ASK. Do máy thu chỉ quan tâm đến tần số trong một chu kỳ, nên bỏ qua các giá trị nhiễu. Ưu điểm chính của FSK là khả năng vượt lý tưởng của sóng mang.



Hình 5.27

Băng thông của FSK:

Do FSK dùng chuyển đổi giữa hai tần số sóng mang, nên cần nghiên cứu trong phân tích chúng như hai tần số cùng tồn tại. Có thể nói rằng FSK chính là tập hợp của hai phương pháp ASK tập trung quanh f_{C0} và f_{C1} . Băng thông cần thiết truyền dẫn FSK chính là tổng băng thông của tín hiệu chuyển đổi giữa hai tần số (sai biệt giữa hai tần số sóng mang) như vẽ hình 5.28:

$$BW = (f_{C1} - f_{C0}) + N_{baud}$$

Tuy chỉ có hai tần số sóng mang, nhưng quá trình điều chế tạo ra tín hiệu hỗn hợp là tập hợp của nhiều tín hiệu tần số, vì các tần số khác nhau.

Thí dụ 11:

Tìm băng thông tối thiểu của tín hiệu FSK truyền với tốc độ 2.000 bps. Chọn truyền dẫn bán song công và các sóng mang cần phân cách bằng ít nhất 3.000 Hz.

Giải:

Tín hiệu FSK dùng hai tần số f_{C0} và f_{C1} , nên; $BW = (f_{C1} - f_{C0}) + T_c$ baud

Do trong trường hợp này thì tốc độ bit bằng tốc độ baud, nên

$$BW = (f_{C1} - f_{C0}) + T_c \text{ baud} = (3.000) + 2.000 = 5.000 \text{ Hz}$$

Thí dụ 12:

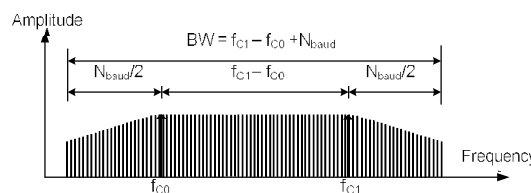
Tìm tốc độ bit lớn nhất của tín hiệu FSK nếu băng thông của môi trường là 12.000 Hz và sai biệt giữa hai sóng mang ít nhất là 2.000 Hz, chọn truyền song công.

Giải:

Vì chọn truyền song công, thì chỉ có 6.000 Hz là còn truyền theo mô hình (thu hay phát). Vì vậy FSK, khi có f_{C1} và f_{C0} là hai tần số sóng mang

$$\text{Nên } T_c \text{ baud} = BW - (f_{C1} - f_{C0}) = 6.000 - 2.000 = 4.000 \text{ Hz}$$

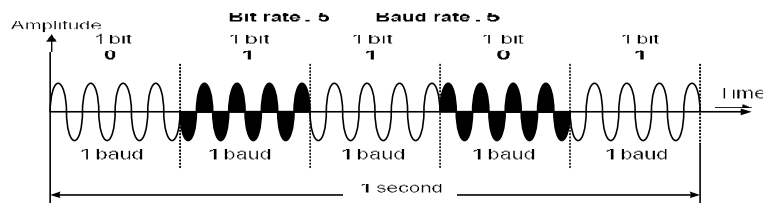
nguyên, do tốc độ baud bằng tốc độ bit nên tốc độ bit cũng là 4.000 bps



Hình 5.28

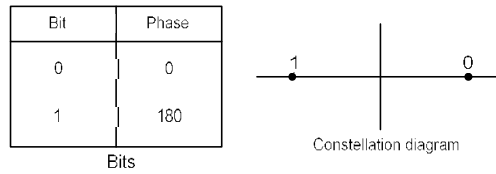
5.3.3 PSK (phase shift keying):

Trong phương pháp này, pha của sóng mang thay đổi biểu diễn các bit 1 và 0. Các giá trị biên độ và tần số không đổi. Ví dụ, nếu ta bắt đầu với góc pha 0^0 biểu diễn bit 0 và giá trị 180^0 biểu diễn bit 1. Góc pha của tín hiệu không đổi trong 1 chu kỳ bit (0 hay 1) như vẽ hình 5.29.



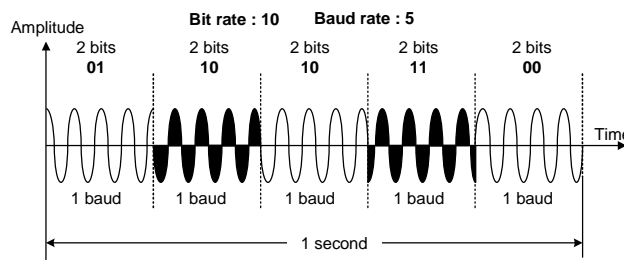
Hình 5.29

Phương thức vận hành trình bày thông tin nhị phân là 2-PSK hay BPSK, do ta chỉ dùng hai góc pha khác nhau (0^0 và 180^0). Hình 5.30 làm rõ hơn quan hệ giữa góc pha và các bit. Một dạng sóng khác, thông tin nhị phân trạng thái – pha có vẽ hình 5.30.



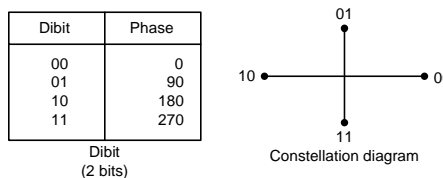
Hình 5.30

PSK không biến hình dạng của các dòng nhị phân lên dòng ASK, thông tin nhị phân không biến hình dạng của yếu tố biến thông tin như FSK. Điều này có nghĩa là một thay đổi mức của tín hiệu nhị phân có thể được máy thu phát hiện, như thay vì chỉ dùng hai thay đổi của tín hiệu một bit, ta có thể dùng vị trí thay đổi thông tin qua độ lệch pha của hai bit như hình 5.31.



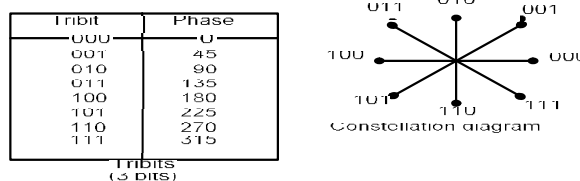
Hình 5.31

Giống pha-trạng thái của hình 5.31 có minh họa hình 5.32. Một góc 0^0 của bit nhị phân 00; 90^0 của bit nhị phân 01; 180^0 của bit nhị phân 10 và 270^0 của bit nhị phân 11. Kỹ thuật này thông tin nhị phân là 4 – PSK hay Q – PSK. Các bit dùng bit nhị phân góc pha thông tin nhị phân là dibit. Ta có thể truyền dữ liệu hai lần nhanh hơn khi dùng 4 – PSK thay vì dùng 2 – PSK.



Hình 5.32

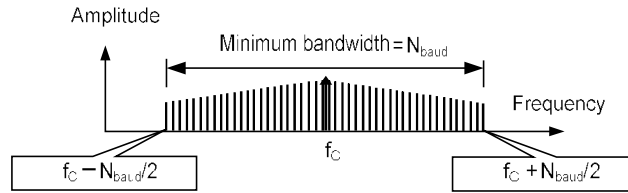
Tiếp đó, có thể phát triển lên 8 – PSK. Thay vì dùng góc 90^0 , ta thay đổi tín hiệu nhị phân các góc pha 45^0 . Với 8 góc pha khác nhau, dùng ba bit (một tribit), theo đó quan hệ giữa số bit thay đổi vị trí góc pha là lý thuyết của hai. Thông tin 8 – PSK cho phép truyền nhanh gấp 3 lần so với 2 – PSK, như minh họa hình 5.33.



Hình 5.33

Băng thông dùng cho PSK:

Băng thông tối thiểu dùng cho truyền dẫn PSK thì tương đương của ASK, tuy nhiên tốc độ bit thì lại liên quan nhiều hơn. Tức là tuy có cùng tốc độ baud thì của ASK và PSK, nhưng tốc độ bit của PSK dùng cùng băng thông này có thể liên quan hai hay nhiều hơn minh họa hình 5.34.



Hình 5.34

Thí dụ 13:

Tìm băng thông của tín hiệu QPSK truyền dẫn với tốc độ 2.000 bps theo công thức bán song công.

Giải:

Trong phương pháp 4 – PSK thì tốc độ baud là phân nửa tốc độ bit, nghĩa là 1.000. Trong tín hiệu PSK thì tín hiệu có băng thông bằng tốc độ baud, nên băng thông là 1.000 Hz

Thí dụ 14:

Cho tín hiệu 8 – PSK có băng thông 5.000 Hz, tìm tốc độ bit và tốc độ baud?

Giải:

Trong PSK thì tốc độ baud bằng với băng thông, tức là tốc độ baud bằng 5.000, còn tốc độ bit bằng ba lần tốc độ baud tức là 15.000 bps.

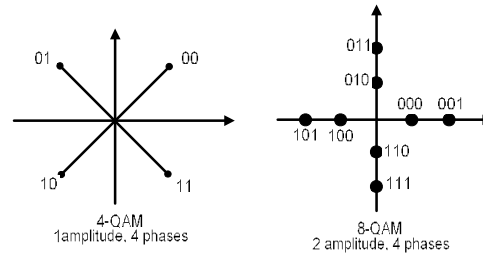
5.3.4 QAM (quadrature Amplitude Modulation)

PSK bằng việc phân biệt các thay đổi góc pha của tín hiệu, vì vậy làm giảm một số bit.

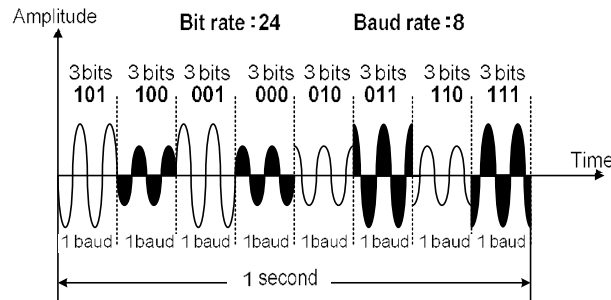
Từ trước nay, ta chỉ nhìn vào các yếu tố biên độ, góc pha và tần số của sóng mang, nhưng khi nhìn vào chúng ta thấy ra sao? Việc nhìn vào băng thông của FSK không cho phép kết hợp phương thức này với các phương thức còn lại. Tuy nhiên, có thể kết hợp ASK và PSK để nên phương thức QAM (quadrature amplitude modulation).

QAM là phương thức kết hợp giữa ASK và PSK sao cho ta khai thác tối đa các khác biệt giữa dibit, tribit, quabit và tetrabit.

Có nhiều kỹ thuật biến đổi của QAM, về mặt lý thuyết thì có rất nhiều. Hình 35 có thể thấy hai kỹ thuật hình nên 4 – QAM và 8 – QAM, Trong hai trường hợp thì số lượng thay đổi biên độ thay đổi ít hơn thay đổi góc pha. Do nhiều nguyên nhân nên các tín hiệu nên như thể thì phải có các phân cách tốt giữa các mức tín hiệu, xem hình 35 và 36.

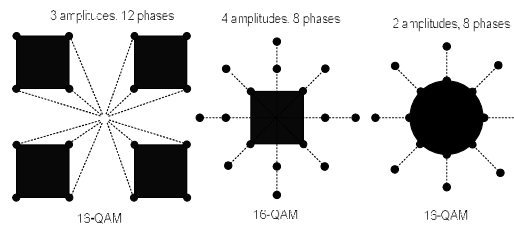


Hình 5.35



Hình 5.36

Quan hệ hình học của QAM có thể thể hiện dưới dạng khác nhau như trong hình 5.37, trong đó minh họa 3 cấu hình thông dụng của 16-QAM.



Hình 5.37

Trong đó, trình bày phương dùng 3 biên độ và 12 pha, giảm thiểu tối thiểu do có thể sử dụng góc pha và biên độ như ITU - T. Trình bày thứ hai, bốn biên độ và 8 pha, theo yêu cầu của mô hình OSI, khi quan sát kỹ, ta thấy là cấu hình theo đường tròn, không xuất hiện sự giao nhau giữa các biên độ và pha. Thứ ba, với 3 x 8 ta có nên 32 khả năng. Tuy nhiên khi mô tả phân chia kênh truyền này, thì sai biệt góc pha có lẽ không cần thiết cho phép kết nối hữu tuyến. Thông thường thì QAM cho thấy ít bất lợi hơn so với ASK (do có yếu tố pha).

+ Băng thông của QAM:

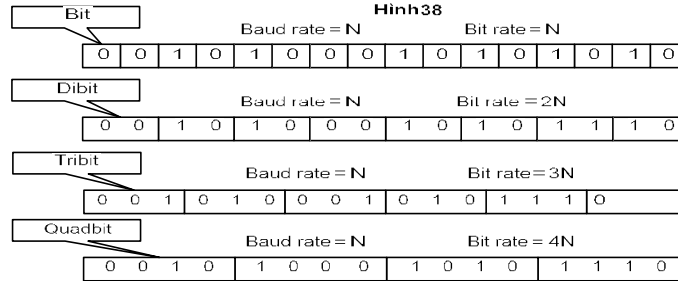
Băng thông tối thiểu cần cho truyền dẫn QAM thì gần như của ASK và PSK, nhưng thì QAM cần gấp đôi so với PSK so với ASK.

+ So sánh tốc độ bit/tốc độ baud:

Giả sử tín hiệu FSK được dùng truyền tín hiệu qua kênh thoại có thể gửi 1200 bit trong một giây, tức có tốc độ bit là 1200 bps. Nếu ta thay đổi biểu diễn một bit; như thế thì cần có 1200 phần tử tín hiệu truyền 1200 bit. Trong một baud, cần là 1200 bps. Nếu thay đổi của tín hiệu trong hình thức 8-QAM, cần biểu diễn dùng ba bit, như thế với tốc

bit là 1200 bps, thì tốc độ baud chỉ là 400. Trong hình 38, cho thấy hệ thống dibit có tốc độ baud chỉ bằng phân nửa tốc độ bit, và trong hệ thống tribit thì tốc độ baud chỉ còn một phần ba tốc độ bit, và trong hệ thống quabit thì tốc độ baud chỉ còn một phần tư tốc độ bit.

Bảng B.1 nhằm so sánh tốc độ bit và tốc độ baud trong những phương pháp điều chế số.



Hình 5.38

Bảng 1

Modulation	Units	Bits/Baud	Baud Rate	Bit Rate
ASK, FSK, 2-PSK	Bit	1	N	N
4-PSK, 4-QAM	Dibit	2	N	2N
8-PSK, 8-QAM	Tribit	3	N	3N
16-QAM	Quadbit	4	N	4N
32-QAM	Pentabit	5	N	5N
64-QAM	Hexabit	6	N	6N
128-QAM	Septabit	7	N	7N
256-QAM	Octabit	8	N	8N

Thí dụ 15:

Giả sử pha trạng thái gồm 8 vị trí cách nhau trên một vòng tròn. Nếu tốc độ bit là 4800 bps, tìm tốc độ baud?

Giải:

Giả sử trạng thái pha cho thấy đây là điều chế 8-PSK với các vị trí cách nhau 45° . Do $2^3 = 8$, nên mỗi lần truyền 3 bit, như thế tốc độ baud là

$$4.800/3 = 1600 \text{ baud}$$

Thí dụ 16:

Tính tốc độ bit của tín hiệu 16-QAM, có tốc độ baud là 1000?

Giải:

Hệ thống 16-QAM dùng 4 bit (quabit) khi truyền (do $2^4 = 16$). Vậy:

$$1.000 \times 4 = 4.000 \text{ bps}$$

Thí dụ 17:

Tìm tốc độ baud của tín hiệu 64-QAM có tốc độ bit 72.000 bps?

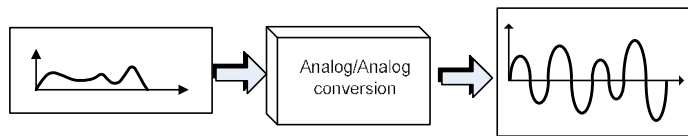
Giải:

Trong hệ 64-QAM thì truyền 6 bit trong mỗi một tín hiệu (do $2^6 = 64$), vậy:

$$72.000/6 = 12.000 \text{ baud}$$

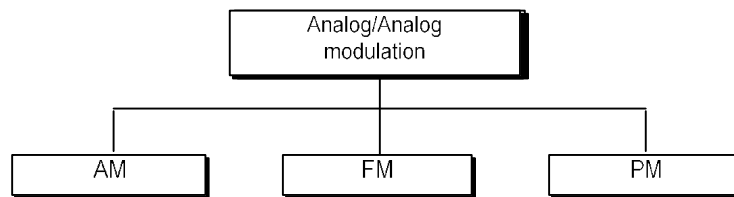
5.4 CHUYỂN ANALOG –ANALOG

Đây là phương pháp chuyển tín hiệu analog sang dạng analog khác có thể truyền đi được, như minh họa hình 5.39.



Hình 5.39

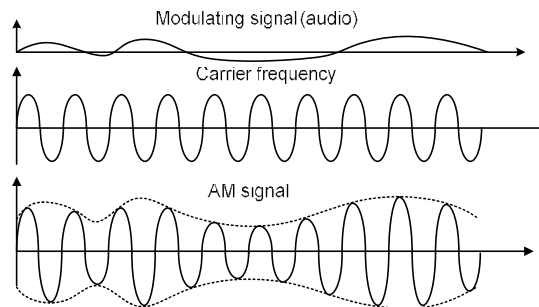
Có ba phương pháp là AM (Amplitude Modulation), FM (Frequency Modulation) và PM (Phase Modulation) như hình 5.40.



Hình 5.40

5.4.1AM (Amplitude Modulation):

Trong phương thức này, sóng mang điều chế sao cho biên độ thay đổi theo tín hiệu điều chế, trong khi các giá trị tần số và góc pha của nó không thay đổi như hình 41, trong đó tín hiệu điều chế trở thành thành phần của sóng mang.



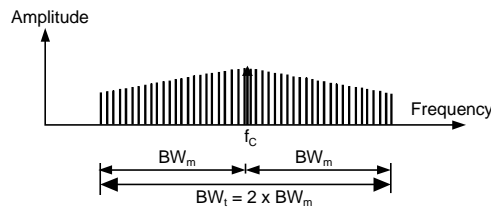
Hình 5.41

+ Băng thông của tín hiệu AM:

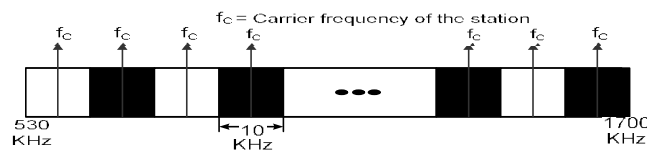
Băng thông của tín hiệu AM thì bằng hai lần băng thông của tín hiệu điều chế và bao phủ vùng xung quanh tần số trung tâm của sóng mang (xem hình 42, trong đó vẽ phổ của tín hiệu).

Băng thông của tín hiệu voice thường là **5 KHz**. Như thế các đài phát thanh AM cần băng thông tối thiểu là **10 KHz**. Trong thực tế, FCC (Federal Communication Commission) cho phép mỗi đài AM có băng thông là 10 KHz.

Các đài AM phát các tần số sóng mang từ 530kHz đến 1700 KHz (1,7 MHz). Tuy nhiên các tần số phát này phải cách nhau **ít nhất là 10 KHz** (mỗi băng thông AM) nhằm tránh giao thoa. Nếu một đài phát dùng tần số 1100 KHz, thì tần số sóng mang kế không có phép bé hơn 1110 KHz (xem hình 5.43).



Hình 5.42



Hình 5.43

Thí dụ 18:

Có tín hiệu audio với băng thông 4 KHz, tìm băng thông của tín hiệu AM? Tính các qui định của FCC.

Giải:

Tín hiệu AM cần có băng thông là hai lần băng thông tín hiệu gốc:

$$BW = 2 \times 4 \text{ KHz} = 8 \text{ KHz}$$

5.4.2 FM (Frequency Modulation):

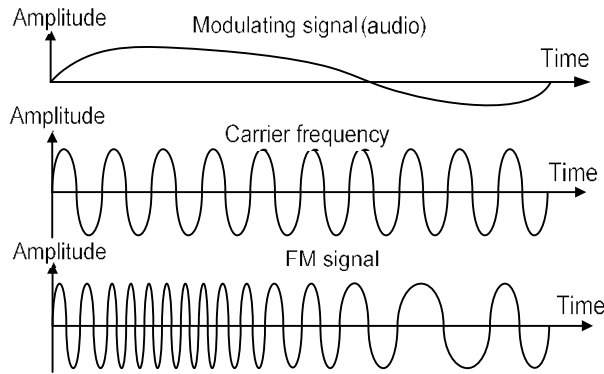
Trong phương thức này, thì tần số sóng mang điều chế theo biên độ tín hiệu điều chế (audio). Giá trị biên độ và pha của sóng mang điều chế không đổi, như vẽ trong hình 44.

Băng thông tín hiệu FM:

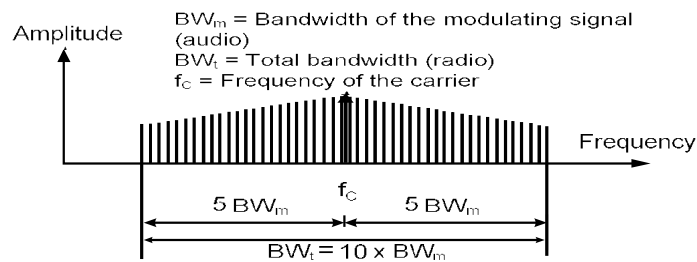
Băng thông FM là 10 lần băng thông của tín hiệu điều chế và tương tự như băng thông tín hiệu AM, băng thông này cũng bao trùm tần số trung tâm của sóng mang như vẽ hình 5.45.

Băng thông của tín hiệu audio khi phát theo **chế độ stereo thường là 15 KHz**. Mỗi đài phát FM cần mỗi băng thông tối thiểu là 150 KHz. Căn cứ FCC cho phép 200 KHz (0,2 MHz) cho mỗi kênh nhằm để phòng các dải tần bảo vệ (guard band).

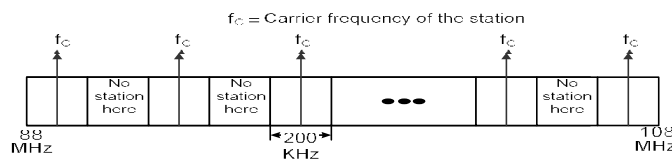
Các chương trình phát FM phát trong dải tần 88 n 108 MHz, các đài phải có phân cách ít nhất 200 KHz tránh trùng lặp sóng. Trong dải tần 88 n 108 MHz, có kênh nào có 100 kênh FM, trong đó có thể dùng cùng lúc 50 kênh như vẽ hình 5.46.



Hình 5.44



Hình 5.45



Hình 5.46

Thí dụ 19:

Có tín hiệu audio với dải tần 4 MHz, tìm băng thông cần cho điều chế FM dựa trên qui định của FCC.

Giải:

Tín hiệu FM cần băng thông của tín hiệu gốc:

$$BW = 10 \times 4 \text{ MHz} = 40 \text{ MHz}$$

PM (Phase Modulation):

Như mọi người đã biết yêu cầu của pha chế, đôi khi PM có thể dùng thay thế FM trong một số trường hợp, theo đó góc pha của sóng mang biến thiên theo biên độ tín hiệu điều chế, trong khi biên độ và tần số của sóng mang cố định không đổi. Phương pháp phân tích thì tương tự như FM và không cần bàn cãi.

T KHOÁ VÀ Ý NI M

AMI (Alternate Mark Inversion)	Manchester encoding
Amplitude	NRZ (nonreturn to zero)
AM (Amplitude Modulation)	NRZ-I (nonreturn to zero, invert)
ASK (Amplitude Shift Keying)	NRZ –L (nonreturn to zero, level)
Analog to analog modulation	Nyquist theorem
Baud rate	Phase
Biphase (encoding)	Phase modulation
B8ZS (Bipolar 8-Zero Substitution)	Phase shift
Bipolar encoding	PSK (Phase shift keying)
Carrier signal	Polar encoding
Constellation (giới thiệu trạng thái - pha)	Pseudoternary
Dibit	PAM (Pulse amplitude modulation)
Differential Manchester encoding	PCM (Pulse coded modulation)
Digital to analog modulation	Quabit
Digital to digital encoding	QAM (quadrature amplitude modulation)
Encoding	RZ (return to zero)
Frequency	Sampling sampling rate
FM (Frequency Modulation)	Tribit
FSK (Frequency shift Keying)	Unipolar encoding
HDB3 (high-density bipolar 3)	

TÓM TẮT

- Có bốn dạng chuyển đổi:
 - a. Số nhị phân - số thập phân
 - b. Chuyển đổi số thập phân - số nhị phân
 - c. Số thập phân - chuyển đổi số nhị phân
 - d. Chuyển đổi số nhị phân - số thập phân
- Dạng chuyển đổi số nhị phân - số thập phân các dạng sau:
 - a. Unipolar: dùng một mức điện áp
 - b. Polar: dùng hai mức điện áp, với các bit như sau:
 - NRZ (nonreturn to zero)
 - NRZ-L (nonreturn to zero, level)
 - NRZ-I (nonreturn to zero, invert)
 - RZ (return to zero)
 - Biphase: Manchester và Manchester vi sai
 - c. Bipolar: bit 1 có bit điện áp các giá trị +1 và -1
 - AMI (alternate mark inversion)
 - B8ZS (bipolar 8-zero substitution)
 - HDB3 (high-density bipolar 3)

- Phương pháp chuyển đổi tín hiệu số thành tín hiệu tương tự trên phương pháp PCM (pulse coded modulation).
- PCM bao gồm quy mô, lượng tử hóa thành lập các bit mã hóa
- Định lý Nyquist cho rằng tín hiệu tương tự mẫu phải ít nhất hai lần tần số thành phần tín hiệu để tái tạo tín hiệu gốc.
- Phương thức điều chế số - tương tự có thể chia thành:
 - a. ASK – biên độ sóng mang thay đổi
 - b. FSK - tần số sóng mang thay đổi
 - c. PSK – phase của sóng mang thay đổi
 - d. QAM – pha và biên độ của sóng mang thay đổi
- QAM cho phép truyền tín hiệu số với các phương thức điều chế số - tương tự khác.
- Tốc độ baud và tốc độ bit không giống nhau. Tốc độ bit là số bit truyền trong một giây, còn tốc độ baud là số xung tín hiệu truyền trong một giây. Một xung tín hiệu có thể chứa nhiều bit dùng một hay nhiều bit.
- Băng thông tối thiểu của ASK và PSK là f_{baud} .
- Băng thông tối thiểu cho FSK là $BW = f_{C1} - f_{C0} + N_{baud}$, trong đó f_{C1} là tần số bit 1, f_{C0} là tần số bit 0, và N_{baud} là tốc độ baud.
- Điều chế tương tự - tương tự có thể chia thành các phương thức sau:
 - a. AM – Amplitude Modulation
 - b. FM – Frequency Modulation
 - c. PM – Phase Modulation
- Trong điều chế AM thì biên độ sóng mang thay đổi theo biên độ của tín hiệu điều chế.
- Trong điều chế FM thì tần số sóng mang thay đổi theo biên độ của tín hiệu điều chế.
- Trong AM thì băng thông của tín hiệu AM phải hai lần tần số băng thông của tín hiệu điều chế.
- Trong FM, thì băng thông của tín hiệu FM phải lớn hơn 10 lần băng thông của tín hiệu điều chế.
- Trong điều chế PM thì pha của sóng mang thay đổi theo biên độ của tín hiệu điều chế.

BÀI LUYỆN TẬP

* CÂU HỎI TẬP:

1. Cho biết sự khác biệt giữa mã hóa và điều chế?
2. Phương pháp mã hóa số - số là gì?
3. Phương pháp chuyển đổi tín hiệu số - số là gì?
4. Phương pháp chuyển đổi số - tương tự là gì?
5. Phương pháp chuyển đổi tín hiệu số - tương tự là gì?
6. Cho biết tần số sao phương pháp điều chế tín hiệu số thành số xung điều chế biên độ?
7. Ưu điểm của QAM so với ASK và PSK là gì?
8. Trình bày 3 dạng chuyển đổi số - số?
9. Thành phần DC là gì?
10. Bài toán ngược trong truyền số liệu là gì?
11. NRZ - L khác NRZ - I điểm nào?

12. Thuyết minh hai dạng mã hóa biphasic dùng trong truyền thông?
13. Các yêu cầu của NRZ là gì? Cho biết những gì quy tắc RZ và biphasic?
14. So sánh khác biệt giữa RZ và AMI?
15. Ba dạng mã hóa bipolar là gì?
16. So sánh khác biệt giữa B8ZS và HDB3?
17. Cho biết các bước thiết lập mã PCM?
18. Tốc độ lấy mẫu như thế nào để lên tín hiệu truyền?
19. Như thế nào các số bit truyền trong một mức tín hiệu ra sao?
20. Bản phương pháp chuyển đổi tín hiệu số sang tương tự là gì?
21. Khác biệt giữa tốc độ bit và tốc độ baud là gì? Cho ví dụ?
22. Điều chế là gì?
23. Mục đích của sóng mang là gì trong điều chế?
24. Tốc độ baud như thế nào để lên biểu đồ truyền ASK?
25. Tốc độ baud như thế nào để lên biểu đồ truyền FSK?
26. Tốc độ baud như thế nào để lên biểu đồ truyền PSK?
27. Cho biết các thông tin có ích gì trong trạng thái pha?
28. Tốc độ baud như thế nào để lên biểu đồ truyền QAM?
29. QAM quan hệ ra sao với ASK và PSK?
30. Cho biết các yêu cầu của PSK so với ASK?
31. Khác biệt giữa AM và ASK?
32. Khác biệt giữa FM và FSK?
33. So sánh biểu đồ của FM và AM theo tín hiệu điều chế

CÂU HỎI TRẮC NGHIỆM

34. ASK, PSK, FSK và QAM là dạng điều chế:
 - a. số - số
 - b. số - tần số
 - c. tần số - tần số
 - d. tần số - số
35. Unipolar, bipolar và polar phương pháp mã hóa:
 - a. số - số
 - b. số - tần số
 - c. tần số - tần số
 - d. tần số - số
36. PCM là thí dụ về phương pháp điều chế nào:
 - a. số - số
 - b. số - tần số
 - c. tần số - tần số
37. AM và FM là các phương pháp điều chế:
 - a. số - số
 - b. số - tần số
 - c. tần số - tần số
 - d. tần số - số
38. Trong QAM, yếu tố nào của sóng mang thay đổi:
 - a. biên
 - b. tần số
 - c. tốc độ bit
 - d. tốc độ baud
39. Cho biết phương pháp nào để biến đổi như các nhiễu biên:
 - a. PSK
 - b. ASK

- c. FSK
d. QAM
40. Nếu băng thông của tín hiệu là 500 Hz, tần số cao nhất là 600 Hz, cho biết theo định lý Nyquist thì tốc độ truyền là bao nhiêu:
- a. 200 m u/giây
b. 500 m u/giây
c. 1.000 m u/giây
d. 1.200 m u/giây
41. Nếu tốc độ baud là 400 cho tín hiệu 4-PSK, thì tốc độ bit là bao nhiêu:
- a. 100
b. 400
c. 800
d. 1600
42. Nếu tốc độ bit của ASK là 1200 bps, thì tốc độ baud là:
- a. 300
b. 400
c. 600
d. 1200
43. Nếu tốc độ bit của tín hiệu FSK là 1200 bps, thì tốc độ baud là:
- a. 300
b. 400
c. 600
d. 1200
44. Nếu tốc độ bit của tín hiệu QAM là 3.000 bps và thành phần tín hiệu là tribit, cho biết tốc độ baud:
- a. 300
b. 400
c. 1000
d. 1200
45. Nếu tốc độ baud của tín hiệu QAM là 3.000 và thành phần tín hiệu là tribit, thì tốc độ bit là:
- a. 300
b. 400
c. 1000
d. 9000
46. Nếu tốc độ baud của tín hiệu QAM là 1.800 và tốc độ bit là 9.000, cho biết trong phần tín hiệu có bao nhiêu bit:
- a. 3
b. 4
c. 5
d. 6
47. Trong 16-QAM, thì 16 là gì:
- a. Tổng pha và biên
b. Biên
c. Pha
d. Bit trên giây
48. Cho biết phương thức điều chế nào dùng tribit, 8 góc độ pha khác nhau, và mật độ bit:
- a. FSK
b. 8-PSK
c. ASK
d. 4-PSK
49. Định lý Nyquist cho biết tốc độ truyền tối đa của tín hiệu:
- a. băng thông thực của tín hiệu
b. băng thông cao nhất của tín hiệu
c. gấp đôi băng thông của tín hiệu
d. gấp đôi tần số cao nhất của tín hiệu
50. Cho tín hiệu sóng AM có băng thông 10 KHz và tần số cao nhất là 705 KHz, cho biết tần số sóng mang:
- a. 700 KHz
b. 705 KHz
c. 710 KHz
d. không thể xác định dùng các thông tin trên

51. Cho biết yếu tố nào chính xác khi tái tạo tín hiệu PCM là:
- bandwidth thông tin hiệu dụng
 - tần số sóng mang
 - số bit dùng để lượng tử hóa
 - tốc độ baud
52. Cho biết dạng mã hóa nào luôn có trung bình khác không:
- unipolar
 - polar
 - bipolar
 - tất cả các dạng trên
53. Cho biết dạng mã hóa nào không cần truyền tín hiệu đồng bộ:
- NRZ-L
 - RZ
 - B8ZS
 - HDB3
54. Cho biết phương pháp mã hóa dùng để nhận biết các giá trị dương và âm cho bit 1:
- NRZ-I
 - RZ
 - Manchester
 - AMI
55. Cho biết phương pháp nào có dùng yếu tố vi phân khi mã hóa số nhị phân:
- AMI
 - B8ZS
 - RZ
 - Manchester
56. Tín hiệu điều chế có đặc điểm gì:
- Thay đổi tín hiệu điều chế bằng sóng mang
 - Thay đổi sóng mang bằng tín hiệu điều chế
 - Lượng tử hóa ngẫu nhiên để lấy
 - Lấy mẫu dùng định lý Nyquist
57. Nếu FCC cho phép thì tần số sóng mang của các kênh AM có phân cách bằng:
- 5 KHz
 - 10 KHz
 - 200 KHz
 - 530 KHz
58. Nếu FCC cho phép thì trong dải tần của FM có thể có bao nhiêu kênh vệ tinh lý thuyết:
- 50
 - 100
 - 133
 - 150
59. PCM nhằm chuyển đổi tín hiệu tương tự analog sang tín hiệu số:
- analog
 - số
 - QAM
 - vi sai
60. Nếu giá trị tối đa của tín hiệu PCM là +31 và giá trị bé nhất là -31, cho biết có thể dùng bao nhiêu bit để mã hóa:
- 4
 - 5
 - 6
 - 7
61. Khi phân tích tín hiệu ASK, thì kết quả cho ta:
- luôn là tín hiệu số
 - luôn là hai tín hiệu số
 - số vô hạn các tín hiệu số
 - tất cả đều sai
62. Phương thức RZ dùng bao nhiêu mức biên độ tín hiệu:
- 1
 - 3
 - 4

- d. 5
63. Cho biết số mức tín hiệu hóa nào cung cấp trung tâm cao khi khôi phục tín hiệu:
- 2
 - 8
 - 16
 - 32
64. Cho biết phương thức nào nhằm giảm quy tắc mã truyền khi truyền chuỗi nhị phân bit 0?
- B8ZS
 - HDB3
 - AMI
 - a và b
65. Cho biết dạng điều chế nào có liên quan đến điều chế tín hiệu:
- chuyển vị - s
 - chuyển vị tín hiệu - s
 - chuyển vị - tín hiệu
 - trùng lặp
66. Cho biết phương thức điều chế nhị phân lưỡng cực tín hiệu:
- chuyển vị - s
 - chuyển vị tín hiệu - s
 - chuyển vị - tín hiệu
 - trùng lặp
67. Băng thông của tín hiệu FM băng 10 lần băng thông của tín hiệu nào:
- sóng mang
 - điều chế
 - bipolar
 - lưỡng cực
68. Điều chế tín hiệu analog là phương thức làm thay đổi yếu tố nào của sóng mang:
- biên
 - tần số
 - pha
 - trùng lặp
69. Điều chế tín hiệu số là phương thức làm thay đổi yếu tố nào của sóng mang:
- biên
 - tần số
 - pha
 - trùng lặp

BÀI LUYỆN TẬP

70. Nếu tốc độ bit là 1.000 bit/giây, cho biết có bao nhiêu bit được gửi đi trong 5 giây? Bao nhiêu bit được gửi đi trong 1/5 giây? Và bao nhiêu bit được gửi đi trong 100 ms?

71. Gửi chuỗi dữ liệu gồm 10 bit 0. Hãy vẽ tín hiệu mã hóa chuỗi này dùng các phương pháp sau? Trình bày kết quả?

- | | |
|----------------|----------------------|
| a. unipolar | f. Manchester vi sai |
| b. polar NRZ-L | g. AMI |
| c. polar NRZ-I | h. B8ZS |
| d. RZ | i. HDB3 |
| e. Manchester | |

72. Làm lại bài 71 dùng chuỗi 10 bit 1?

73. Làm lại bài 71 với chuỗi gồm 10 bit liên tiếp 1010101010

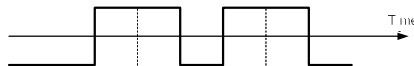
74. Làm lại bài 71 khi chuỗi dữ liệu gồm **3 bit 0** tiếp theo là **hai bit 1**, **hai bit 0** và tiếp theo là **3 bit 1**.

75. Hình 5.47 vẽ chuỗi unipolar của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi như phân này là gì?



Hình 5.47

76. Hình 5.48 vẽ chuỗi NRZ-L của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi như phân này là gì?



Hình 5.48

77. Hình 5.48 vẽ chuỗi NRZ-I của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi này là gì?

78. Hình 5.49 vẽ chuỗi RZ của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi này là gì?



Hình 5.49

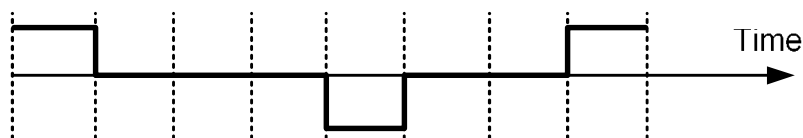
79. Hình 5.50 vẽ chuỗi Manchester của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi dữ liệu là gì?



Hình 5.50

80. Hình 5.50 vẽ chuỗi Manchester vi sai của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi dữ liệu là gì?

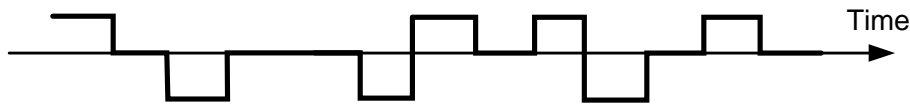
81. Hình 5.51 vẽ chuỗi AMI của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi dữ liệu là gì?



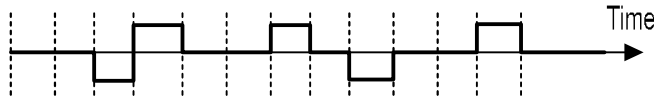
Hình 5.51

82. Hình bài 81 vẽ chu kỳ pseudoternary của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi dữ liệu là gì?

83. Hình 5.52 vẽ chu kỳ B8ZS của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi dữ liệu là gì?



84. Hình vẽ chu kỳ HDB3 của chuỗi dữ liệu, cho biết chuỗi dữ liệu là gì?



85. Cho biết có bao nhiêu mức biên độ có cho các phương thức sau:

- a. Unipolar
- b. NRZ-L
- c. NRZ-I
- d. RZ
- e. Manchester
- f. Manchester vi sai

86. Cho biết tần số lấy mẫu của PCM cần thay đổi từ 1.000 đến 4.000 Hz?

87. Dùng định lý Nyquist, tính tần số lấy mẫu của các tín hiệu analog sau:

- a. Tín hiệu analog có băng thông 2.000 Hz
- b. Tín hiệu analog có tần số từ 2.000 đến 6.000 Hz
- c. Tín hiệu là đường ngang (horizontal line) trong miền thời gian
- d. Tín hiệu là đường dọc (vertical line) trong miền thời gian

88. Nếu tín hiệu có lấy mẫu 8.000 lần trong một giây, cho biết khoảng cách giữa 2 mẫu là bao nhiêu?

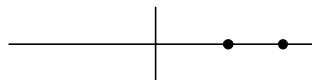
89. Nếu khoảng cách giữa hai mẫu tín hiệu lấy mẫu là 125 microgiây, cho biết tần số lấy mẫu là bao nhiêu?

90. Lấy mẫu tín hiệu, mỗi mẫu dùng một bit trong bốn mức. Cho biết cần bao nhiêu bit biểu diễn mỗi mẫu? Nếu tần số lấy mẫu là 8.000 mẫu/giây, cho biết tần số bit?

91. Tính tần số baud của các tín hiệu có tần số bit và phương thức điều chế?

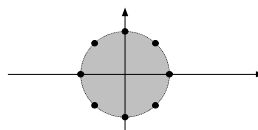
- a. 2.000 bps, FSK
- b. 4.000 bps, ASK
- c. 6.000 bps, 2-PSK
- d. 6.000 bps, 4-PSK
- e. 6.000 bps, 8-PSK
- f. 4.000 bps, 4-QAM
- g. 6.000 bps, 16-QAM

- h. 36.000 bps, 64-QAM
92. Tính tốc độ baud và tốc độ bit và thời gian bit:
- 2.000 bps, dibit
 - 6.000 bps, tribit
 - 6.000 bps, quabit
 - 6.000 bps, bit
93. Tính tốc độ bit khi có tốc độ baud và điều chế:
- 1.000 baud, FSK
 - 1.000 baud, ASK
 - 1.000 baud, 8-PSK
 - 1.000 baud, 16-QAM
94. Xác định trạng thái pha trong các trường hợp sau:
- ASK, biên độ 1 và 3
 - 2-PSK, biên độ 1 và 180° .
95. Dữ liệu nhị phân có giá trị thay đổi -1.0 và $+1.0$, cho biết giá trị bit nhị phân các mức $0,91$; $-0,25$; $0,56$ và $0,71$ khi dùng phương pháp mã hóa 8 bit?
96. Các mức dữ liệu trong trạng thái pha là $(4,0)$ và $(6,0)$. Xác định này? Cho biết các giá trị biên độ và pha tương ứng?
97. Làm lại bài 96 với các mức dữ liệu là $(3,5)$ và $(8,10)$.
98. Làm lại bài 96 với các mức dữ liệu là $(4,0)$ và $(-4,0)$.
99. Làm lại bài 96 với các mức dữ liệu là $(4,4)$ và $(-4,4)$.
100. Làm lại bài 96 với các mức dữ liệu là $(4,0)$, $(4,4)$, $(-4,0)$ và $(-4,-4)$.
101. Xác định trạng thái pha hình 5.52 có biểu diễn ASK, FSK, PSK và QAM?



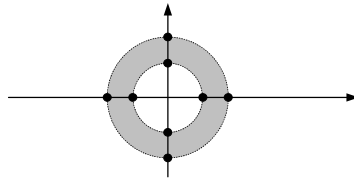
Hình 5.52

102. Xác định trạng thái pha hình 5.53 có biểu diễn ASK, FSK, PSK và QAM?



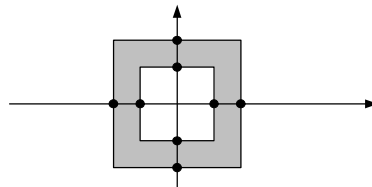
Hình 5.53

103. Xác định trạng thái pha hình 5.56 có biểu diễn ASK, FSK, PSK và QAM?



Hình 5.54

104. Given trạng thái pha hình 5.55 có biểu diễn ASK, FSK, PSK và QAM?



Hình 5.55

105. Một given trạng thái –pha có thể có 12 điểm không? giải thích?
106. Một given trạng thái –pha có thể có 18 điểm không? giải thích?
107. Thử nghĩ một nguyên tắc chung tìm các điểm trong given trạng thái –pha
108. Nếu có 8 điểm trong given trạng thái –pha, cho biết có thể gộp bao nhiêu bit trong một baud?
109. Tính băng thông cần thiết cho một đài phát AM sau, dựa qua yêu cầu của FCC.
 - a. Điều chế tín hiệu có băng thông 4 KHz
 - b. Điều chế tín hiệu có băng thông 8 KHz
 - c. Điều chế tín hiệu có tần số từ 2.000 đến 3.000 Hz
110. Tính băng thông cần thiết cho một đài phát FM sau, dựa qua yêu cầu của FCC.
 - a. Điều chế tín hiệu có băng thông 12 KHz
 - b. Điều chế tín hiệu có băng thông 8 KHz
 - c. Điều chế tín hiệu có tần số từ 2.000 đến 3.000 Hz

CHƯƠNG 6

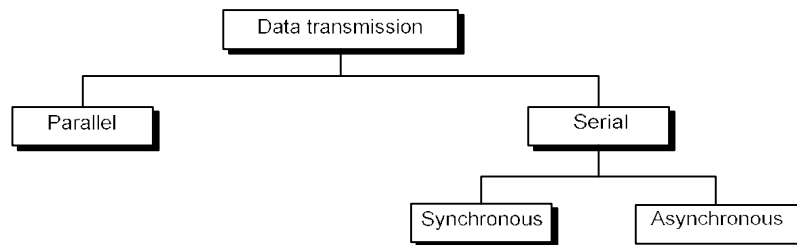
TRUYỀN DỮ LIỆU : GIAO DIỆN VÀ MODEM

Sau khi mã hóa tín hiệu thành dạng mong muốn truyền thì cần tiếp tục nghiên cứu về quá trình truyền dữ liệu. Các thiết bị xử lý thông tin tạo ra dữ liệu cần thiết thông qua thông tin hệ thống truyền tín hiệu này trong các kết nối thông tin, tức là cần tạo ra **giao diện**.

Thực tế, các thiết bị từ các nhà sản xuất khác nhau thường kết nối nhau trong mạng, tức là thiết bị phải tương thích và thiết lập các chuẩn chung. Các đặc tính có liên quan đến giao diện thường bao gồm các đặc tính vật lý (thí dụ dùng bao nhiêu dây truyền tín hiệu), các đặc tính vận hành (thí dụ tốc độ, biên độ, và góc pha của tín hiệu) và các đặc tính vận hành khác. Các đặc tính này thường được mô tả trong nhiều chuẩn và nằm trong lớp vật lý của mô hình OSI.

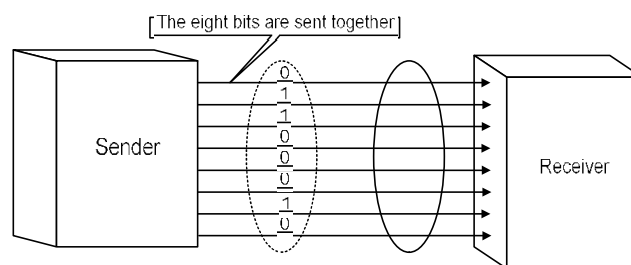
6.1 TRUYỀN DỮ LIỆU

Các phương thức truyền số liệu, như vẽ hình 6.



Hình 6.1

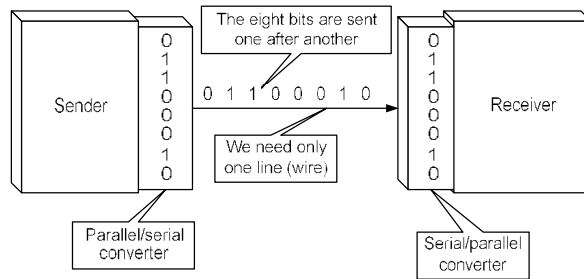
6.1.1 Truyền song song



Hình 6.2

Ưu điểm lớn nhất của phương thức này là **tốc độ**. Tuy nhiên, yếu tố **hạn chế lớn nhất là chi phí**. Phương thức này **cần dây dẫn khi truyền n bit**, nghĩa là phương thức này thường bị giới hạn trong **costly**, như hình 6.2.

6.1.2 Truyền nối tiếp



Hình 6.3

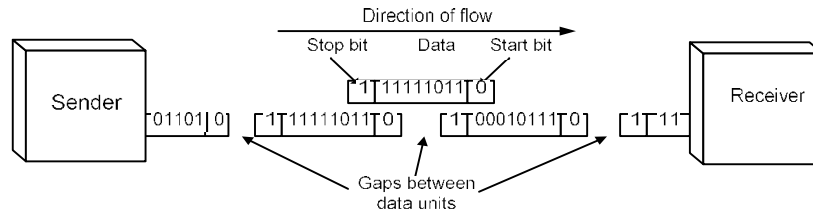
Chiếm kênh truyền, giảm giá thành và chi phí vận hành, bài toán chuyển đổi từ song song và song song/n bit, như hình 6.3.

Có hai phương thức truyền n bit chính: truyền đồng bộ và truyền không đồng bộ.

6.1.2.1 Truyền không đồng bộ (asynchronous transmission)

Trong phương thức này, ta truyền **m bit start (0)** tiếp theo **n bit dữ liệu** và **m bit hay nhiều stop bit (1)** cuối bit dữ liệu. Có thể ngắt quãng giữa các byte.

Không đồng bộ này chỉ là **"không đồng bộ byte"**, nhưng vận hành từng bit, do chúng có thể ngắt quãng nhau.

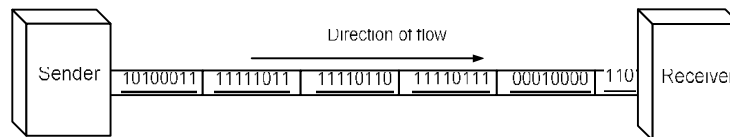


Hình 6.4

Vì **c thêm vào các bit start và bit stop, cũng như ngắt quãng làm cho quá trình truyền có chệch**, tuy nhiên chi phí truyền thấp cùng tính hiệu quả làm cho phương thức này là một lựa chọn tốt cho truyền thông tin vắn tắt, thí dụ quá trình **truyền dữ liệu giữa bàn phím và máy tính**, theo đó ngắt quãng chỉ làm mất ký tự, và thường ảnh hưởng nhỏ đến khoảng thời gian truyền giữa hai lần truyền, như hình 6.4.

6.1.2.2 Truyền n bit tiếp đồng bộ

Trong phương thức này **các dòng bit kết hợp thành khung (frame)** liên tiếp nhiều byte. Mỗi byte đưa vào truyền **không ngắt quãng**. Máy thu có nhiệm vụ nhóm các bit này lại.



Hình 6.5

Trong quá trình truyền đồng bộ này, **ưu tiên đồng bộ là rất quan trọng, quyết định chính xác cả quá trình.**

Unit 6 mục đích của bài này là để **truyền**, nên thường dùng trong các phần mềm truyền dữ liệu cao như truyền dữ liệu giữa các máy tính. **Byte** thông tin nhị phân trong **lưu trữ** như hình 6.5.

6.2 GIAO DIỆN DTE-DCE

6.2.1 DTE (Data Terminal Equipment): Thiết bị cuối đầu là nguồn hoặc đích của dữ liệu.

6.2.2 DCE (Data Circuit-Terminating Equipment): Mạch cuối đầu là thiết bị phát hay nhận dữ liệu dạng analog hay số qua mạng.

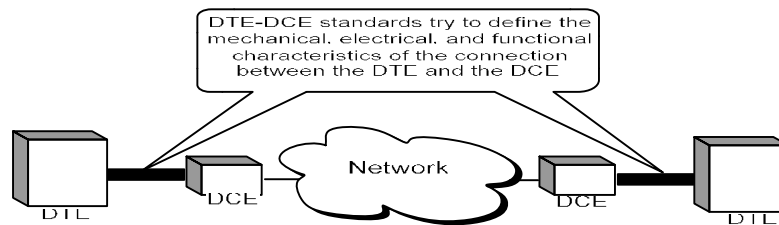
DTE tạo ra dữ liệu và chuyển đến DCE, DCE chuyển tín hiệu này thành các dạng thích hợp cho quá trình truyền. Khi nhận thì ngược lại, như trong hình 6.6.



Hình 6.6

6.2.3 Các Chuẩn:

EIA và ITU-T đã phát triển nhiều chuẩn cho giao diện DTE-DCE như trong hình 7. EIA có các chuẩn: EIA-232, EIA-442, EIA-449, ... ITU-T phát triển các chuẩn V series và X series.



Hình 6.7

6.2.4 Giao diện EIA-232

Chuẩn giao diện quan trọng của EIA là EIA-232 (trước đây gọi là RS-232) nhằm định nghĩa các đặc tính vật lý, điện và chức năng của giao diện giữa DTE và DCE.

6.2.4.1 Các đặc tính vật lý

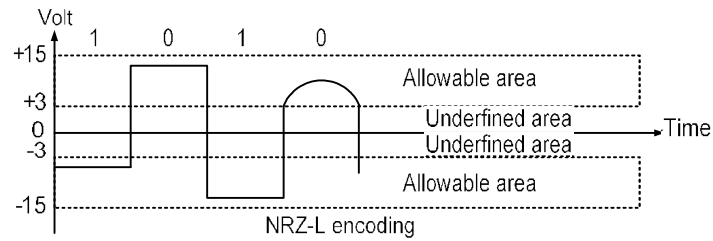
Chuẩn định nghĩa giao diện dùng **cáp 25 sợi** dùng các đầu **DB-25** và cái, với chiều dài không quá 15 mét (50 feet), ngoài chuẩn này còn cho phép thiết bị **DB-9** dùng **cáp 9 sợi**.

6.2.4.2 Các đặc tính điện

định nghĩa mức điện áp và dạng tín hiệu truyền trong giao tiếp DTE-DCE.

6.2.4.3 Gửi dữ liệu:

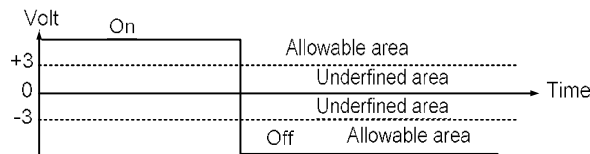
Dùng **NRZ-L**, với mức điện áp dương cho bit 0 và điện áp âm cho mức 1, như hình 6.8.



Hình 6.8

6.2.4.4 Điện áp khi bật và tắt đèn:

Các mức điện áp trong EIA-232 định nghĩa tín hiệu OFF <-3 volt và ON >+3 volt như hình 6.9. Với bit rate, chuẩn EIA-232 cho phép tối đa là **20 Kbps**, cho dù trong thực tế thì ngược lại.

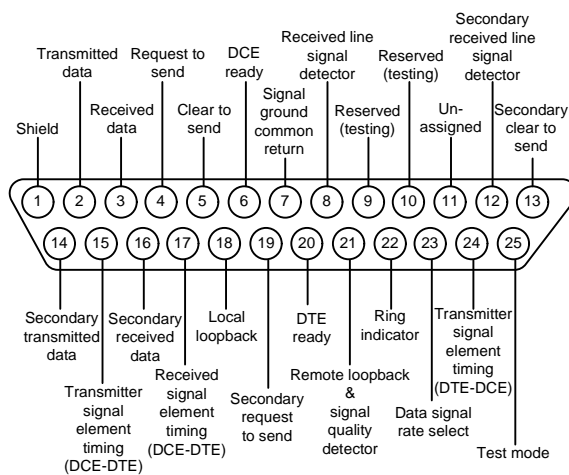
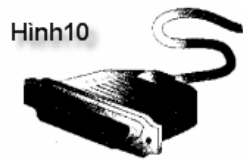


Hình 6.9

6.2.4.5 Các chức năng chính

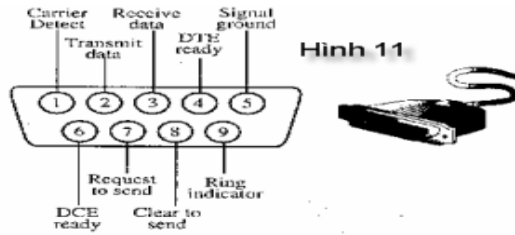
Có hai dạng **DB-25** trong hình 6.10 và DB-9 trong hình 6.11.

a. DB-25



Hình 6.10

b. DB-9

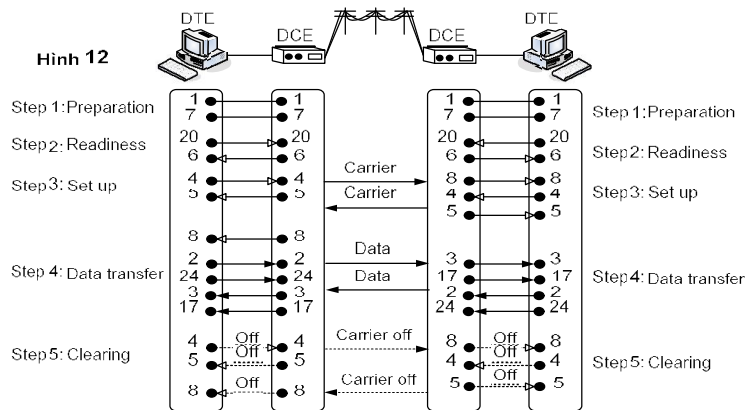


Hình 11

Hình 6.11

Thí dụ :

Trong hình 6.12, mô tả công việc của EIA-232 trong quá trình truyền thông full-duplex. Modem đóng vai trò DCE và DTE là máy tính. Quá trình này gồm 5 bước chủ yếu: chuẩn bị, truyền, chờ đợi, nhận và dọn dẹp. Truyền thông song công toàn phần, nên modem/máy tính đều có thể truyền/nhận tín hiệu, tuy nhiên theo EIA quy định thì máy tính là bên chủ động (indicator) và bên còn lại làm đáp ứng (responder).



Hình 6.12

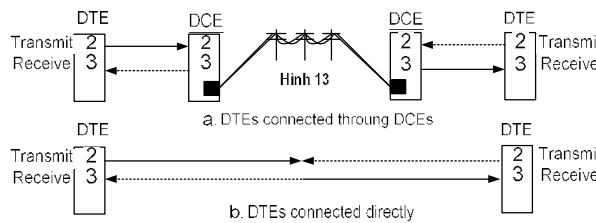
PINS

- 1. Shield
- 2. Transmitted data
- 3. Received data
- 4. Request to send
- 5. Clear to send
- 6. DCE ready
- 7. Signal ground
- 20. DTE ready
- 8. Received line signal detector
- 17. Receiver signal element timing
- 24. Transmitter signal element timing

- **Bước 1:** Cho thấy các bước chuẩn bị truyền của giao diện. Hai mạch nối đất, 1 (shield) và 7 (signal ground) có tác dụng gì? a) để phát máy tính/modem (trái) và để thu máy tính/modem (trái).
- **Bước 2:** Bước này là 4 tín hiệu sẵn sàng cho việc truyền dữ liệu. Trước tiên, DTE phát tín hiệu chân 20 và gửi tín hiệu DTE ready về DCE của mình. DCE trả lời bằng cách tác động vào chân 6 và thông báo tín hiệu DCE ready, cho cả hai bên thu phát.

- **Bước 3:** Set up các kết nối **vật lý giữa modem phát và modem thu**, bước này cần xem như một phần của quá trình truy vấn và là bước đầu tiên của quá trình. **DTE phát tác động vào chân 4 và gửi tín hiệu request to send.** DCE gửi tín hiệu carrier cho modem nhận (ngược lại). Khi modem thu nhận được tín hiệu carrier, thì tác động vào chân 8 (tín hiệu line signal detector) của phần thu, báo cho máy tính biết là quá trình truy vấn sắp bắt đầu. Sau khi truy vấn tín hiệu carrier xong, **DCE phát tác động vào chân 5, gửi tín hiệu clear to send.** Phần thu cần hành theo các bước tiếp theo.
- **Bước 4: Quá trình truy vấn số liệu.** Máy tính khởi động việc chuyển đổi dữ liệu của mình sang modem qua chân 2, kèm theo xung đồng bộ của **chân 24**. Modem chuyển tín hiệu số sang tín hiệu analog và gửi tín hiệu này vào modem. Modem thu nhận tín hiệu, chuyển trở lại thành tín hiệu số và chuyển đổi dữ liệu sang máy tính qua chân 3, có các xung đồng bộ của chân 17. Máy thu hoạt động với các bước tiếp theo.
- **Bước 5:** Sau khi cả hai phía đã truy vấn xong, hai máy tính ngừng tác động request to send; các modem tắt các tín hiệu carrier, bị received signal detector (do không còn tín hiệu nữa phát hiện) và mở clear to send (bước 5).

Modem rỗng (Null modem): xem hình 6.13.

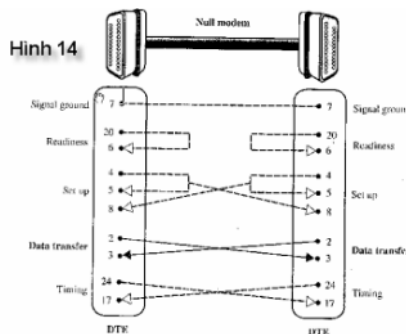


Hình 6.13

Giả sử khi ta **truy vấn trực tiếp dữ liệu giữa hai máy tính trong cùng một tòa nhà, thì không cần có modem** do quá trình truy vấn không cần chuyển đổi sang tín hiệu analog, như dây điện thoại và không cần quá trình điều chỉnh tín hiệu, tuy nhiên ta **vẫn cần phải thiết lập giao diện thích hợp trao đổi thông tin** (tính số sàng, truy vấn số liệu, nhận số liệu, ...) theo các chuẩn của cấp độ EIA-232 DTE-DCE qui định. Cách làm là dùng modem rỗng (null modem) (theo chuẩn EIA) để giao diện DTE-DTE không có DCE. Các yêu cầu khác

Do trong giao diện EIA-232 DTE-DCE **dùng cáp có một cái từ DTE và một cái từ DCE**, nên null modem phải có hai cách nối là cách nhúng ngược thích của EIA-232 DTE port, là các cách sau:

Crossing connection: xem hình 6.14.



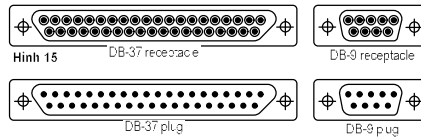
Hình 6.14

6.2.5 CÁC CHUẨN GIAO DIỆN KHÁC

Chuẩn EIA-232 giới thiệu các loại và dung lượng truyền 20Kbps với cự ly 15 mét. Thành tựu của ngành truyền thông và công nghệ, EIA và ITU-T đã đưa ra thêm các chuẩn: EIA-449, EIA-530, và X.21.

6.2.5.1 EIA-449

Tiêu chuẩn các: DB-37 và DB-9 vẽ hình 6.15.



Hình 6.15

+Chi tiết các chân

Pin	Function	Category	Pin	Function	Category
1	Shield		20	Receive Common	II
2	Signal rate error		21	Unassigned	I
3	Unassigned		22	Send data	I
4	Send data	I	23	Send timing	I
5	Send timing	I	24	Receive data	I
6	Receive data	I	25	Request to send	I
7	Request to send	I	26	Receive timing	I
8	Receive timing	II	27	Clear to send	I
9	Clear to send	I	28	Terminal in service	II
10	Local loopback	II	29	Data mode	I
11	Data mode	I	30	Terminal ready	I
12	Terminal ready	I	31	Receive data	I
13	Receive ready	I	32	Select standby	II
14	Remote loopback	II	33	Signal quality	
15	Incoming call		34	New signal	II

16	Select frequency	II	35	Terminal timing	I
17	Terminal timing	I	36	Standby indicator	II
18	Test mode	II	37	Send common	II
19	Signal ground				

Category I cho các chân

Category II cho các chân

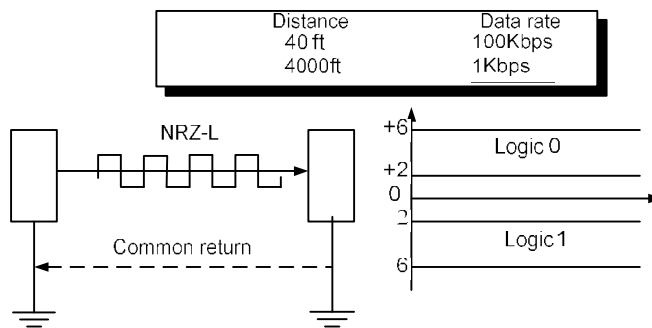
+ Chức năng các chân của DB-9

Pin	Function
1	Shield
2	Secondary receive ready
3	Secondary send ready
4	Secondary receive data
5	Signal ground
6	Receive common
7	Secondary request to send
8	Secondary clear to send
9	Send common

+ Các đặc tính vận hành của RS-423 và RS-422

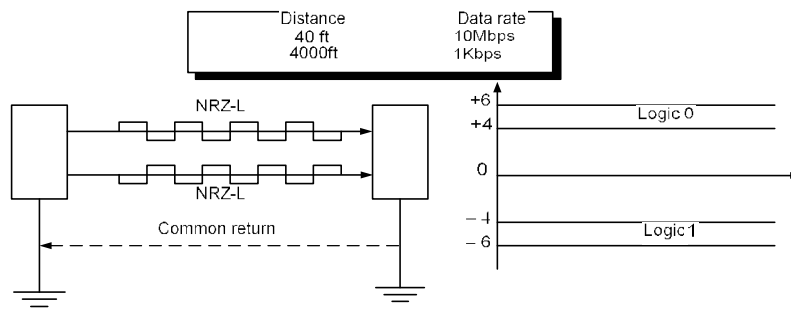
EIA-449 dùng hai chuẩn này để định nghĩa các đặc tính vận hành: RS-423 (Hình 6.16; cho mô hình không cân bằng) và RS-422 (Hình 6.17; dùng cho mô hình cân bằng).

RS-423: Chuẩn không cân bằng



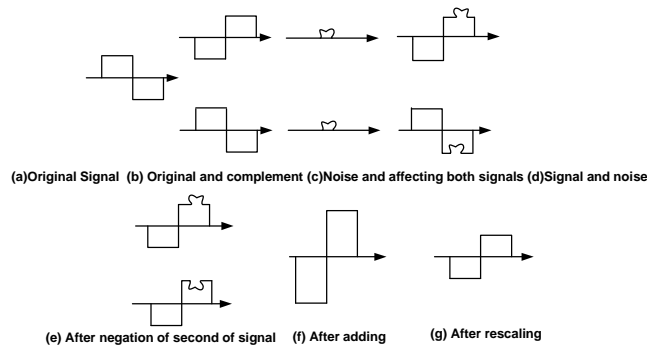
Hình 6.16

RS-422: Chuẩn cân bằng



Hình 6.17

Triệt tiêu nhiễu trong chuẩn cân bằng (hình 18)



Hình 6.18

EIA-530

EIA-449 cung cấp các chuẩn kết nối EIA-232, tuy nhiên lại cần dùng **DB-37** trong khi công nghiệp lại chuộng **DB-25**. Nên phát triển chuẩn EIA-530 là chuẩn EIA-449 nhưng dùng **DB-25**.

Chuẩn kết nối các chân của EIA-530 về cơ bản là giống EIA-449 (tra lại cho từng trường hợp cụ thể).

X.21

Là chuẩn giao diện do ITU-T thiết kế nhằm **giảm quy tắc các vấn đề còn tồn tại trong giao diện EIA** và hình thành xu hướng thích hợp cho môi trường **thông tin số**.

Ưu khi dùng mạch số

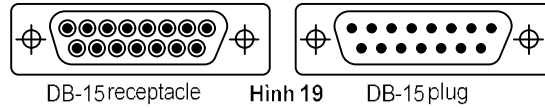
Phổ biến mạch số trong giao diện EIA thường dùng cho kiểm tra (điện áp khi nhiễu). Các mạch này rất cần thiết do các mạch chuyển đổi số thì dễ bị nhiễu riêng biệt, dùng các mạch số để áp dụng và âm. Tuy nhiên, nếu mã hóa các tín hiệu này theo đúng và dùng kỹ thuật truyền dữ liệu số thì có thể dùng chính đường dữ liệu mang các thông tin điện áp khi nhiễu này.

X.21 giảm quy tắc bài toán này cho phép giao tiếp dùng ít chân hơn nhưng có khả năng dùng chung trong **hệ thống thông tin số**.

X.21 có thể thích hợp cho tốc độ truyền dữ liệu 64Kbps, và phù hợp với nhu cầu của công nghệ hiện tại.

Chi tiết các chân

DB-15 (hình 6.19).



Hình 6.19

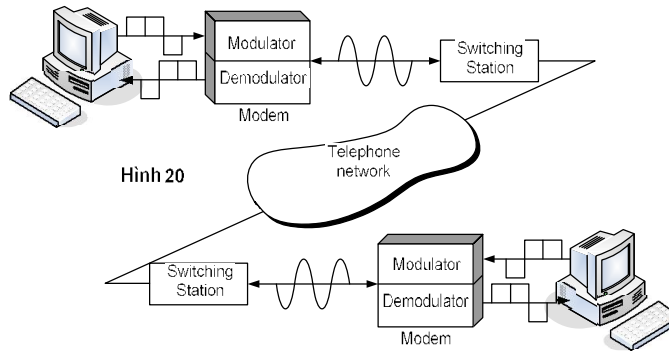
- Mỗi byte: 8 bit, không dùng tổng bit, chỉ tính toán mỗi bit.
- Khi nối và ngắt: dùng ngắt trong quá trình bắt tay (handshaking), hay chấp thuận truyền.

Pin	Function	Pin	Function
1	Shield	9	Transmit data or control
2	Transmit data or control	10	Control
3	Control	11	Receive data or control
4	Receive data or control	12	Indication
5	Indication	13	Signal element timing
6	Signal element timing	14	Byte timing
7	Byte timing	15	Reserved
8	Signal ground		

6.3 MODEM

Modem = **modulator/demodulator**, v. hình 6.20.

- ❖ Bit gửi (modulator): **Chuyển tín hiệu số sang tín hiệu analog như ASK, FSK, PSK hay QAM.**
- ❖ Bit nhận (demodulator): **Khôi phục tín hiệu analog sang tín hiệu số.**

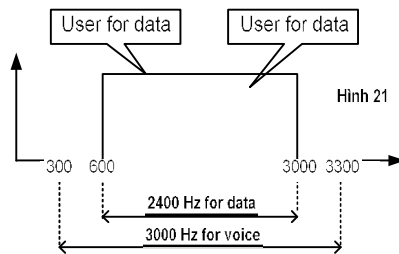


Hình 20

Hình 6.20

❖ **Tốc độ truyền** (tốc độ cao hay tốc độ thấp tùy thuộc số lượng bit truyền mỗi giây (bps))

Bảng thông số: họa đồ tần số kênh sóng cao dây điện thoại có kênh sóng chỉ là 3.000Hz, hình 6.21.

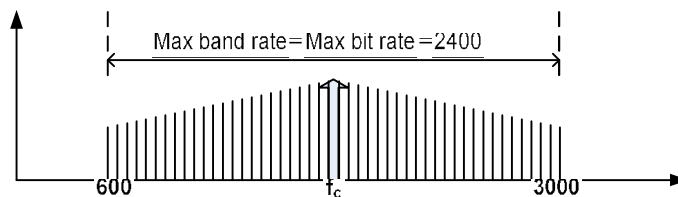


Hình 21

Hình 6.21

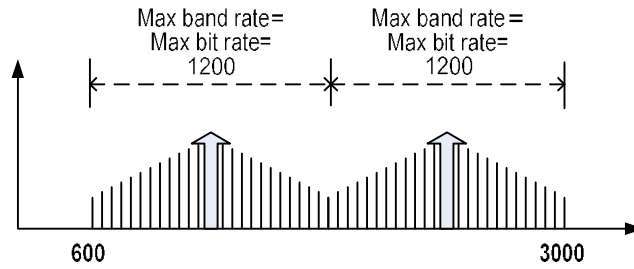
❖ **Tốc độ modem:** họa đồ tần số các phương pháp ASK, FSK, PSK và QAM với các tốc độ truyền theo bảng dưới đây:

- **ASK:** Ta biết rằng khi sóng dừng trong truyền dẫn ASK thì băng tần baud của tín hiệu. Giả sử toàn bộ tần số sóng dừng cho một tín hiệu, dù là simplex hay half-duplex, thì baud rate tối đa trong hệ thống ASK bằng toàn bộ sóng dừng trong truyền dẫn. Do kênh sóng hiệudng cao điện thoại là 2400 Hz, baud rate tối đa cũng là **2400 bps**. Do baud rate và bit rate là giống nhau trong hệ thống ASK, nên bit rate tối đa cũng là 2400 bps như hình 6.22.



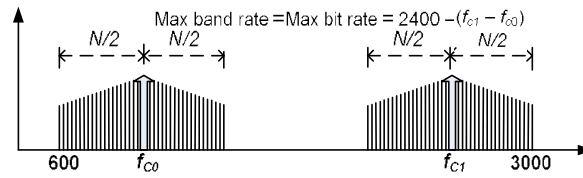
Hình 6.22

Trong hệ thống truyền **full duplex** thì chỉ một nửa kênh sóng toàn thể là sóng dừng cho một chiều. Như thế, tốc độ tối đa của truyền dẫn ASK trong chế độ full-duplex là **1200 bps**. Hình 6.23 minh họa quan hệ này, vì nhìn xét là ASK tuy có tốc độ bit thấp nhưng hiệu suất không cao do sóng dừng trong modem vì nhiễu.



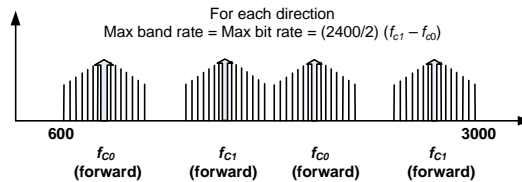
Hình 6.23

- **FSK:** Khó khăn trong truyền dữ liệu FSK thì băng tần baud của tín hiệu cũng vì lý do tương tự. Giải pháp toàn diện nhất để dùng cho một tín hiệu, là simplex hay half-duplex, thì tốc độ baud là băng thông của truyền dữ liệu cho lý do tương tự. Do tốc độ baud và tốc độ bit là giống nhau trong FSK nên tốc độ bit tối đa cũng là 2400 bps cho lý do tương tự (nhìn hình 6.24).



Hình 6.24

Trong hệ thống full-duplex thì chúng ta cần có các kênh để dùng trong mỗi hướng truyền. Như thế, các lý thuyết liên quan của FSK trong hệ thống này là phân chia các sóng truyền lý do tương tự, như nhìn hình 6.25.



Hình 6.25

- **PSK và QAM:** Như đã biết thì khó khăn cho PSK và QAM thì giống như hệ thống ASK, tuy nhiên tốc độ bit có thể linh hoạt tùy theo số bit dùng để mã hóa dữ liệu.

Sơ sánh: băng dẫn này tóm tắt về tốc độ bit tối đa trong dây xoắn đôi thông thường, khi dùng đường dẫn là băng dẫn thì bit rate trong truyền hệ thống full-duplex sẽ tăng gấp đôi. Trong hệ thống này thì hai dây dùng để tín hiệu và hai dây cho nhận, tức là có bốn dây xoắn đôi.

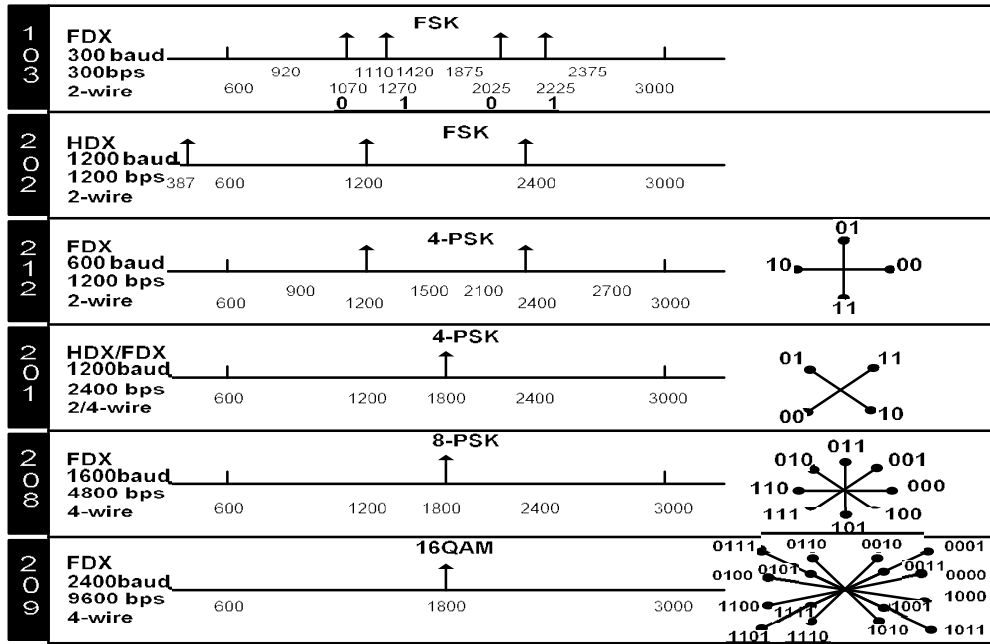
Tốc độ bit lý thuyết của modem:

<i>Modulation</i>	<i>Half-duplex</i>	<i>Full-duplex</i>
ASK	2.400	1.200
FSK	<2.400	<1.200
2-PSK	2.400	1.200
4-PSK, 4-QAM	4.800	2.400
8-PSK, 8-QAM	7.200	3.600
16-QAM	9.600	4.800
32-QAM	12.000	6.000
64-QAM	14.400	7.200
128-QAM	16.800	8.400
256-QAM	19.200	9.600

Các chuẩn modem: hai chuẩn Bell modem và ITU-T modem.

- **Bell modem:** do Bell Telephone đưa ra 1970. Là nhà sản xuất đầu tiên và hiện nay là tiêu chuẩn trong môi trường hiện đại. Bell nghiên cứu và phát triển công nghệ và cung cấp các chuẩn thiết bị cho các nhà sản xuất khác. Hiện nay, có hàng chục công ty cung cấp hàng trăm dòng modem trên thị trường.

Hiện nay, với nhiều kỹ thuật truy cập phát triển của Bell. Việc nghiên cứu các modem đầu tiên sẽ giúp ta hiểu rõ hơn về các tính năng của modem, như vẽ trong hình 6.26:



Hình 6.26

□ **103/113 series:** một trong những kỹ thuật truyền mã hóa ưu tiên, đây là dạng hoạt động trên các full-duplex dùng hai dây. Chế độ truyền không đồng bộ, dùng phương pháp điều chế FSK. Tần số là 1070 Hz = “0” và 1270 Hz = “1”. Tần số truyền là 2025 Hz = “0” và 2225 Hz = “1”. Tốc độ dữ liệu là 300 bps. Series 113 là biến thể của series 103 có thêm một số tính năng.

□ **202 series:** Hoạt động halfduplex dùng hai dây. Phương thức truyền dữ liệu không đồng bộ, dùng điều chế FSK. Do truyền half – duplex, nên chỉ dùng một tần số truyền 1200 Hz = “0” và 2400 Hz = “1”.

Chú ý là trong những seri này thì còn có một tần số truyền pha hoạt động trên tần số 387 Hz, dùng phương pháp điều chế ASK với tốc độ bit là 5 bps. Kênh này chỉ dành để thu dùng cho bên phát bit kiểm tra và gửi tín hiệu yêu cầu ngừng truyền (dừng lại khi cần) hay yêu cầu gửi lại dữ liệu.

□ **212 series:** có hai tốc độ. Tốc độ tùy chọn thì hai nhóm tính năng thích với nhau khác nhau. Hai tốc độ vận hành full – duplex dùng hai dây, tốc độ thấp, 300 bps dùng phương pháp điều chế FSK truyền không đồng bộ, tương tự như của series 103/113. Tốc độ cao, 1200 bps, có thể vận hành theo chế độ đồng bộ hay không đồng bộ và dùng phương pháp điều chế 4-PSK. Dùng cùng tốc độ 1200 bps như của seri 202 nhưng seri 212 hoạt động full – duplex thay vì half duplex. Chú ý khi chuyển từ FSK sang PSK, nhà thiết kế đã gia tăng đáng kể hiệu suất truyền dữ liệu. Trong 202, hai tần số dùng để gửi tín hiệu nhị phân theo một chiều. Trong 212, hai tần số sử dụng để truyền hai chiều khác nhau. Quá trình điều chế kỹ thuật này cách thay đổi pha trong các tần số này, tức là để chuyển đổi hai bit.

□ **201 series:** hoạt động half hay full duplex dùng hai dây. Bằng thông tin của hai dây thì dành cho một chiều truyền dữ liệu, như thế với hai dây thì có hai kênh truyền theo hai hướng, chỉ dùng một modem cho

một đầu. Truyền dữ liệu dùng chung băng, sử dụng 4-PSK tức là dùng một tần số cho việc truyền multiplex dây. Việc chia hai hướng truyền trong hai cặp dây cho phép multiplex truyền dùng hai băng thông của dây. Tức là, với cùng một công nghệ, tốc độ bit là gấp đôi lên 2400 bps (hay 1200 baud) trong cả hai chế độ half và full duplex (2400 bps và chế độ phân nửa tốc độ lý thuyết trong phương pháp sử dụng 4-PSK trong hai dây riêng rẽ).

- **208 series:** hoạt động theo chế độ full duplex dùng đường dây thuê (leased line) 4 dây. Truyền băng, dùng sử dụng 8-PSK. Thông tin trong 201, series 208 dùng full duplex thông qua việc tăng gấp đôi số dây dẫn, khác biệt này là phương thức sử dụng ba bit (8-PSK) cho phép tăng tốc độ bit lên đến 4800 bps.
- **209 series:** thông tin, dùng full duplex, phương thức sử dụng 16-QAM, với 6 bit, cho phép tăng tốc độ lên đến 9600 bps.

□ **Chuẩn của ITU-T**

Ngày nay, hầu hết các modem thông dụng đều dùng tiêu chuẩn do IUT-T. Trong nội dung này, ta chia thành 2 nhóm; nhóm thông thích với modem của Bell thí dụ như V.21 thông tin 103 và nhóm các modem không giống, như ví dụ bên dưới đây:

So sánh tính thông thích giữa ITU-T/Bell:

ITU-T	Bell	Baud rate	Bit rate	Modulation
V.21	103	300	300	FSK
V.22	212	600	1200	4-PSK
V.23	102	1200	1200	FSK
V.26	201	1200	2400	4-PSK
V.27	208	1600	4800	8-PSK
V.29	209	2400	9600	16-QAM

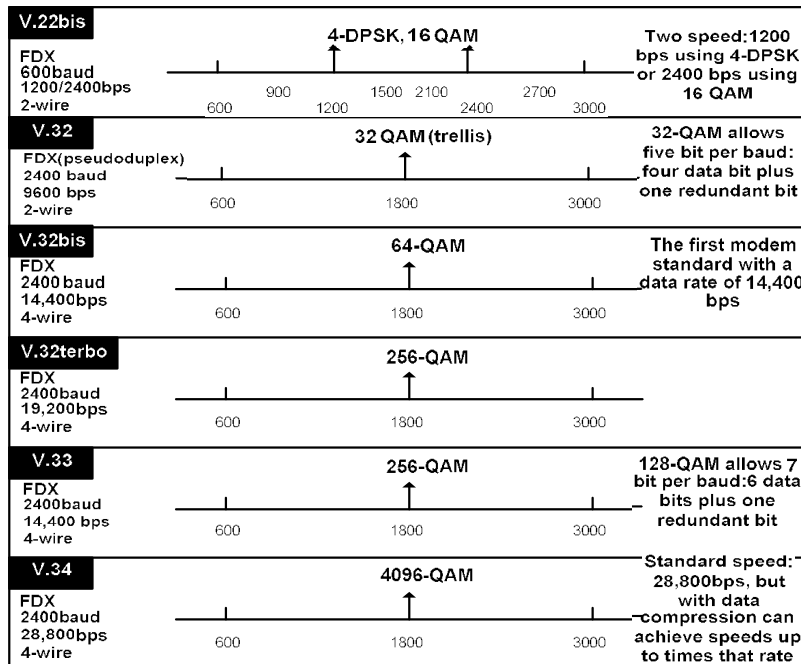
Nhóm các modem không thông dụng ví dụ modem Bell có mô tả bên dưới đây và vẽ hình 6.27.

- **V.22 bis:** là chế độ hai chế độ của V.22, dùng hai tốc độ, 1200 bps hay 2400 bps, tùy theo tốc độ của DCE phát và nhận

Trong chế độ 1200 bps, V.22 bis dùng 4-DPSK (dibit) với tốc độ truyền 600 baud, DPSK là differential phase shift keying, tức là các bit pattern như sau thay vì các dấu pha như sau: [00 thay vì 90°; 01 thay vì 0°; 10 thay vì 180°; 11 thay vì 270°].

Trong chế độ 2400 bps, V.22 bis dùng 16-QAM.

V.32, V.32 bis, V.32 terbo, V.33, V.34.



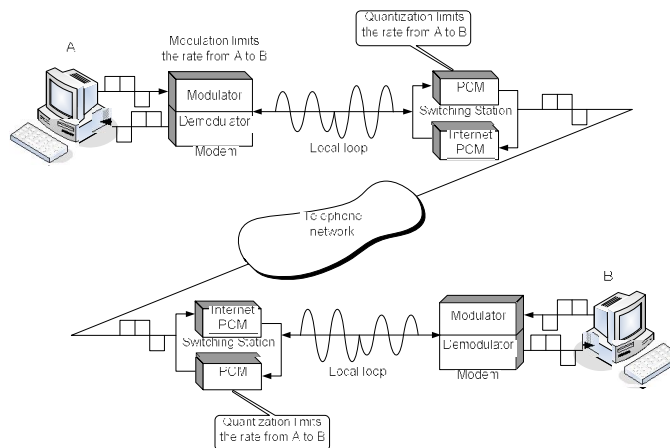
Hình 6.27

Modem thông minh

Mục đích của modem là gửi và nhận dữ liệu. Các modem ngày nay có thể là modem thông minh khi có chức năng phát hiện các chế độ nén dữ liệu như nén dữ liệu hay gọi máy (dialing), hiện đang phát triển rất mạnh mẽ với nhiều phương thức hoạt động khác nhau.

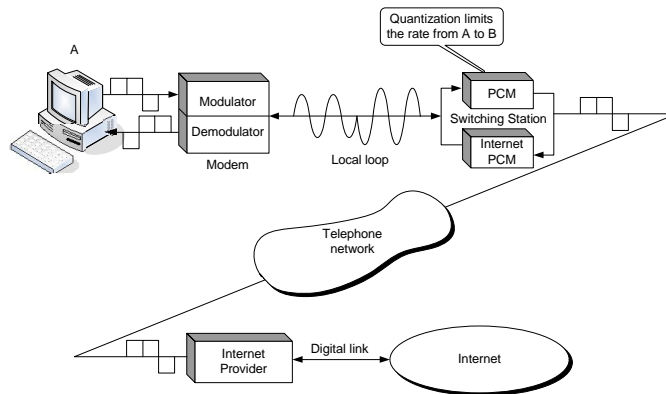
MODEM 56K

Modems truyền thông: giới hạn 33,6 Kbps theo Shannon.



Hình 6.28

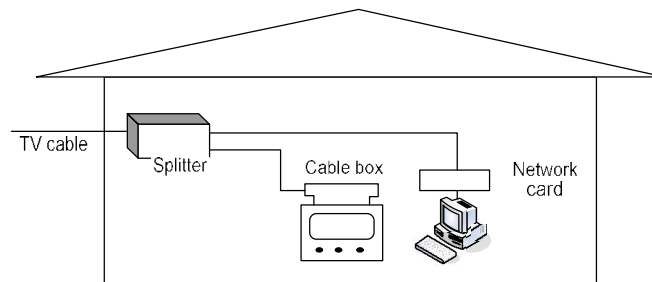
Modem 56K: dùng chế độ không nén dữ liệu, download với tốc độ 56Kbps và upload với tốc độ 33.6Kbps.



Hình 6.29

MODEM CÁP

Dùng phương pháp kỹ thuật truyền hình cáp.



Hình 6.30

T KHOÁ VÀ Ý NI M

- ❑ 56K Modem
- ❑ Hayes compatible modem
- ❑ Asynchronous transmission
- ❑ Intelligent modem
- ❑ Bell modems
- ❑ Interface
- ❑ Cable modem
- ❑ Link access procedure for modem (LAPM)
- ❑ Data circuit-terminating equipment (DCE)
- ❑ Data terminal equipment (DTE)
- ❑ Modem
- ❑ DB-9, DB-15, DB- 25, DB-37
- ❑ Modulation - demodulation

- ❑ Modulator -demodulator
- ❑ Null modem
- ❑ Chuẩn RS-422, RS-423
- ❑ Differential phase shift keying (DPSK)
- ❑ Serial transmission
- ❑ Synchronous transmission
- ❑ Trellis-coded modulation
- ❑ Downloading, uploading
- ❑ Start bit, stop bit
- ❑ EIA-232, EIA-449, EIA 530
- ❑ Vseries, V.21, V.22, V. 22bis, V.32, V.32 bis, V.34, V.42, V.42bis, X.21

TÓM TẮT

- ❖ Dữ liệu có thể truyền theo chế độ song song hay nối tiếp
- ❖ Trong chế độ truyền song song, nhóm các bit được truyền đồng thời, vì mỗi bit trên một đường riêng biệt
- ❖ Trong chế độ nối tiếp, các bit được truyền tuần tự trên một dây
- ❖ Chế độ nối tiếp có hai phương thức truyền đồng bộ và không đồng bộ
- ❖ Trong phương thức truyền không đồng bộ, mỗi byte (tám bit) được đóng khung dùng một bit start và một bit stop. Có một khoảng trống có thể dài thay thế giữa các byte.
- ❖ Trong phương thức truyền đồng bộ, các bit được truyền theo dòng liên tục không có bit start và bit stop và các khoảng trống giữa các byte. Máy thu có nhiệm vụ nhóm lại các bit thành các byte có ý nghĩa.
- ❖ DTE: (Data terminal equipment) Thiết bị cuối: là người hay ích của dữ liệu nhân phẩm
- ❖ DCE (Data-circuit equipment) Mạch cuối: nhận tín hiệu từ DTE và chuyển thành dạng thích hợp cho quá trình truyền trên mạng. Mạch này có thể nhận quá trình chuyển đổi tín hiệu.
- ❖ Giao diện DTE-DCE có nghĩa là các cổng tính toán, input và output
- ❖ Chuẩn EIA-232 là chuẩn cổng dùng nhiều trong giao diện DTE-DCE gồm 25 chân (DB-25), với các chức năng cụ thể cho mỗi chân. Các chức năng này có thể là ground, data, timing, đồng bộ và các tên khác.
- ❖ Chuẩn EIA-449 cung cấp các cổng truyền dữ liệu từ và các ly xa hơn chuẩn EIA-232
- ❖ Chuẩn EIA-449 nghĩa là các cổng 37 chân (DB-37) được dùng cho kênh serial, kênh thức đồng bộ 9-chân.
- ❖ DB-37 chia thành hai hạng mục, Category I (các chân thích ứng với EIA-232) và Category II (các chân mà không thích ứng với EIA-232)
- ❖ Các cổng video của EIA-449 có nghĩa là các chuẩn RS-423 và RS-422.
- ❖ RS-422 là mạch cân bằng dùng hai dây truyền tín hiệu. Suy giảm tín hiệu do nhiễu trong RS-422 ít hơn so với RS-423.
- ❖ X.21 giảm bớt số chân nhiễu trong giao diện truyền thông tin nhiễu trong các chân dữ liệu.
- ❖ Modem nhận nhiệm vụ kết nối hai DTE thích hợp không cần modem hay nhiễu
- ❖ Modem là một DCE nhận nhiễu và gửi nhiễu tín hiệu
- ❖ Modem chuyển nhiễu tín hiệu sử dụng các phương thức nhiễu ASK, FSK, PSK hay QAM.
- ❖ Các cổng vật lý của dây truyền gửi hiện tại của tín hiệu truyền
- ❖ Dây nhiễu thông thường dùng dải tần số từ 300Hz và 3300Hz. nhiễu thông tin dữ liệu dùng dải tần số từ 600hz đến 3000hz, và có dải thông tin (băng thông) là 2400Hz.
- ❖ nhiễu ASK dễ nhận dạng nhiễu

- ❖ Do phải dùng hai tần số truyền nên kỹ thuật FSK có băng thông rộng hơn so với ASK và PSK.
- ❖ Kỹ thuật PSK và QAM có hai ưu điểm so với ASK:
 - Không nhạy cảm với nhiễu
 - Mỗi thay đổi tín hiệu có thể biểu diễn nhiều hơn một bit
- ❖ Modem thông dụng nhất hiện nay đã vượt qua các hạn chế do modem Bell cung cấp (V series) do UIT-T đề nghị.
- ❖ Trellis coding là kỹ thuật dùng redundancy cung cấp tốc độ lợi ích.
- ❖ Một modem thông minh có khả năng nhận dạng chính xác các chế độ khác nhau về chế độ kỹ thuật và giới hạn.
- ❖ Modem 56K là dòng không nhiễu, nên download với tốc độ 56K và upload với tốc độ 33.6 K.
- ❖ Cấp ngừng truyền trong truyền hình cáp có thể cung cấp băng thông lớn (tốc độ là cho phép tốc độ bit cao) cho môi trường truyền số liệu.

*** CÂU HỎI TẬP**

1. Gi i thích v hai ch truyền d li u nh phân trên ng truy n?
2. Cho bi t u và nh c i m c a ch truy n song song?
3. So sánh hai ph ng pháp truy n n i t i p v u và nh c i m?
4. Nhi m v c a DTE? Nhi m v c a DCE? Cho các thí d
5. Cho bi t t ch c nào qui nh v các chu n giao di n DTE-DCE?
6. Cho bi t m t s chu n DTE-DCE?
7. Cho bi t các b c thi t l p c a EIA-232? Chúng khác nhau nh ng i m nào?
8. M c ích c a modem r ng (null modem) là gì?
9. Mô t các chân d li u trong null modem?
10. So sánh gi a RS-423 và RS-232.
11. T i sao X.21 l i có th lo i b t m t m t s chân c a chu n EIA?
12. Modem có ngh a là gì?
13. Trình bày v ch c n ng i u ch ? ch c n ng gi i i u ch ?
14. Các y u t nh h ng lên t c đ li u c a ng truy n?
15. nh ngh a v b ng thông c a ng dây? Cho bi t b ng thông c a các dây i n tho i truy n th ng?
16. Modem thông minh là gì?
17. Gi i thích v tính không i x ng c a modem 56K
18. T i sao modem cáp l i có t c truy n d li u cao?
19. S khác bi t gi a kênh s c p và th c p trong modem?
20. T i sao DB-37 l i có các c p dây v sent data, sent timing, và receive data?
21. S khác bi t gi a các m ch cân b ng và không cân b ng?
22. Quan h gi a t c truy n d li u và c ly truy n m t cách tin c y trong chu n EIA?
23. T i sao truy n ký t t terminal n host computer l i là không ng b ? gi i thích?
24. Cho bi t v các c tính c h c c a EIA-232?
25. Cho bi t v các c tính i n h c c a EIA-232?
26. Các ch c n ng c a EIA-232 là gì?
27. Theo chu n EIA-449 thì khác bi t gi a category I và category II là gì?
28. T i sao modem l i c n thi t cho truy n tin i n tho i?
29. Trong i n tho i hai dây, t i sao t c bit khi truy n full-duplex ch b ng phân n a t c khi truy n half-duplex?
30. FSK c ch n làm ph ng pháp i u ch trong các modem t c th p, t i sao ph ng th c này l i không thích h p khi truy n t c cao?
31. Gi i thích v s khác bi t gi a kh n ng truy n khi dùng b n dây thay vì hai dây?

32. Bảng thông tin thi u c a tín hi u ASK có thể b ng t c bit. Gi i thích t i sao i u n ày không úng v itr ng h p FSK?

*** CÂU H ITR C NGHI M**

33. Trong ch truy n d n nào mà các bit c truy n ng th i, m i bit truy n trên m t dây:

- a. n i ti p không ng b
- b. n i ti p ng b
- c. song song
- d. a và b

34. Trong ch truy n d n nào, các bit c l n l t truy n trên m t dây:

- a. n i ti p không ng b
- b. n i ti p ng b
- c. song song
- e. a và b

35. Trong ch truy n d n nào, m t start bit và stop bit t o frame ký t :

- f. n i ti p không ng b
- a. n i ti p ng b
- b. song song
- c. a và b

36. Trong ch truy n không ng b , th i gian tr ng (gap) gi a hai byte thì:

- a. c nh
- b. thay i
- c. hàm theo t c bit
- d. zêrô

37. Truy n ng b thì không c n thi t có:

- a. start bit
- b. stop bit
- c. kho ng tr ng gi a hai byte
- d. t t c u úng

38. Thi t b dùng truy n và nh n d li u nh phân c g i là:

- a. thi t b u cu i d li u
- b. thi t b truy n d n d li u
- c. mã hóa u cu i s
- d. thi t b truy n s

39. Thi t b dùng truy n và nh n d li u d ng analog hay nh phân qua m ng c g i là:

- a. thi t b k t n i s
- b. thi t b k t thúc m ch d li u
- c. thi t b chuy n i s
- d. thi t b thông tin s

40. EIA-232 nh m nh ngh a các c tính gì c a giao di n DTE-DCE:

- a. C
- b. i n
- c. ch c n ng
- d. t t c u úng

41. Ph ng pháp mã hóa dùng trong chu n EIA-232 là:

- a. NRZ-I
- b. NRZ-L
- c. Manchester
- d. Manchester vi sai

42. Trong chu n EIA-232 thì bit “0” c bi u di n b ng bao nhiêu volt?

- a. l n h n – 15V
- b. bé h n – 15 V
- c. gi a – 3 và – 15
- d. gi a 3 và 15

43. Giao di n EIA-232 có bao nhiêu chân

- a. 20
 b. 24
 c. 25
 d. 30
44. Trong giao diện EIA -232, dữ liệu cổng nào?
 a. 2
 b. 3
 c. 4
 d. tất cả đều đúng
45. Phân loại các chân trong giao diện EIA-232 cắm vào mạch:
 a. điều khiển (control)
 b. nh thời (timing)
 c. dữ liệu (data)
 d. kiểm tra (testing)
46. Trong chuẩn EIA-232, giá trị áp -12 V có nghĩa gì?
 a. 1
 b. 0
 c. không nh nghĩa
 d. là 1 hay không tùy theo số mã hóa
47. Truy vấn dữ liệu thì các chân sau phân thời nào?
 a. request to sent (4) và clear to send (5)
 b. received line signal detector (8)
 c. DTE ready (20) và DCE ready (6)
 d. tất cả đều đúng
48. Chân nào cắm dùng cho local loopback testing
 a. local loopback (18)
 b. remote loopback và signal quality detector (21)
 c. test mode (25)
 d. a và c
49. Chân nào cắm dùng cho remote loopback testing
 a. local loopback (18)
 b. remote loopback và signal quality detector (21)
 c. test mode (25)
 d. a và c
50. Chân nào hiện nay chưa dùng
 a. 9
 b. 10
 c. 11
 d. tất cả các chân trên
51. Chân nào cắm dùng cho kênh ph
 a. 12
 b. 13
 c. 19
 d. tất cả các chân trên
52. Chiều dài tối đa 50 feet là chuẩn nào:
 a. EIA - 449
 b. EIA - 232
 c. RS - 423
 d. RS - 422
53. Theo chuẩn EIA-449 thì chiều dài cáp là tối đa bao nhiêu:
 a. 50 feet
 b. 500feet
 c. 4000feet
 d. 5000feet
54. Tỷ lệ dữ liệu giữa RS-422 và RS-423 là bao nhiêu lần?
 a. RS-422 là 2 lần RS-423.
 b. RS-422 là 4 lần RS-423.
 c. RS-422 là 8 lần RS-423.
 d. RS-422 là 16 lần RS-423.

- a. 0,1
 b. 10
 c. 100
 d. 500
55. Trong mạch RS-422, nếu nếu thay đổi từ 10V lên 12V thì phần bù sẽ có giá trị là:
 a. -2
 b. -8
 c. -10
 d. -12
56. Nếu nếu 0,5 V phá hủy mức bit của mạch RS-422, thì cần thêm bao nhiêu cho bit bù?
 a. -1.0
 b. -0,5
 c. 0,5
 d. 1,0
57. X.21 sẽ gán các chân nào số vị trí của EIA
 a. dữ liệu
 b. nhúng
 c. tín hiệu
 d. đất (ground)
58. X.21 dùng dạng connector nào:
 a. DB - 15
 b. DB - 25
 c. DB - 37
 d. DB - 9
59. Thông tin tín hiệu (ngoại trừ handshaking) trong X.21 thông qua các chân nào?
 a. dữ liệu
 b. nhúng
 c. tín hiệu
 d. đất
60. Trong modem truyền, dữ liệu truyền qua chân 3 của DTE số vị trí:
 a. data receive (3) của cùng DTE
 b. data receive (3) của DTE khác
 c. data transmit (2) của DTE khác
 d. signal ground của DTE khác
61. Nếu có hai thiết bị nối nhau, các DTE thích có thể truyền thông tin dữ liệu không qua modem, dùng modem gì?
 a. modem ring
 b. cáp EIA -232
 c. chuẩn DB - 45
 d. máy thu - phát
62. Cho truyền có tần số cao nhất là H và là tần số thấp nhất là L thì khồng tính theo:
 a. H
 b. L
 c. H - L
 d. L - H
63. Trong truyền dây vô tuyến, khồng tính theo:
 a. truyền
 b. nhúng
 c. tín hiệu
 d. hai lần
64. Với mức bit cho trước, thì khồng tính theo:
 a. truyền
 b. nhúng
 c. tín hiệu
 d. hai lần
65. Khi truyền bit của tín hiệu FSK truyền, thì khồng tính theo:

- a. giảm
b. tăng
 c. giữ không đổi
 d. hai lần
66. Trong FSK khi sai biệt giữa hai sóng mang tăng thì khe sóng:
 a. giảm
b. tăng
 c. giữ không đổi
 d. phân nửa
67. Cho biết phương pháp điều chế nào dùng trong modem:
 a. 16 – QAM
 b. FSK
 c. 8 – PSK
d. điều chế số
68. Điều chế 2-PSK thường có khe sóng như thế nào so với FSK là:
 a. rộng hơn
b. hẹp hơn
 c. cùng khe sóng
 d. điều chế số sai
69. Cho biết các loại modem dùng phương pháp điều chế FSK
 a. Bell 103
 b. Bell 201
 c. Bell 212
 d. điều chế số
70. Cho biết chuẩn modem nào của ITU-T dùng trellis coding:
a. V.32
 b. V.33
 c. V.34
 d. a và b
71. Trong phương pháp trellis coding thì số bit dữ liệu so với số bit truyền là:
 a. bằng
 b. nhỏ hơn
c. lớn hơn
 d. gấp đôi
72. Trong chuẩn V.22 bis, khi dùng tốc độ truyền, thì ta dùng góc pha nhất định và dibit kết quả là 11, tốc độ góc lệch pha là:
 a. 0
 b. 90
c. 180
 d. 270
73. Mục đích của trellis coding là:
 a. Khống chế nhiễu
 b. điều chế tín hiệu
 c. tăng tốc độ bit
d. giảm error rate
74. Trong phương pháp điều chế nào mà góc pha thay đổi theo dòng bit cùng với các mức bit trước đó:
 a. FSK
 b. PSK
c. DPSK
 d. ASK
75. Cho biết dạng điều chế mà tốc độ bit bằng tốc độ baud
 a. FSK
 b. QAM
 c. 4 – PSK
 d. điều chế số
76. Vai trò của bộ điều chế số là chuyển tín hiệu số sang tín hiệu số
a. số; analog
 b. analog; số
 c. PSK; FSK
 d. FSK; PSK
77. Trong EIA 232 thì thiết bị DB-9 nào dùng trong دستگاه nào:
 a. b ng
 b. nh h n
 c. l n h n
 d. g p ôi

- a. Bộ truyền số
- b. Bộ thu số
- c. Bộ công
- d. Tất cả đều sai

78. Chuẩn nào dùng giao thức LAPM

- a. V.32
- b. V.32 bis
- c. V.34
- d. V.42

79. Chuẩn nào dùng phương pháp nén Lempezi-Ziv-Welch

- a. V.32
- b. V.32bis
- c. V.42
- d. V.42bis

80. Trong modem 56 K thì có thể download với tốc độ ___ và upload với tốc độ ___

- a. 33,6K; 33,6K
- b. 33,6K; 56,6K
- c. 56K; 33,6K
- d. 56,6K; 56,6K

81. User dùng kết nối Internet qua mạng truy cập có các loại truy cập nào cao nhất vào:

- a. Thiết bị truyền chuyên mành
- b. Thiết bị thuê nhà
- c. Thiết bị AMI
- d. Các trình có khả năng sóng radio

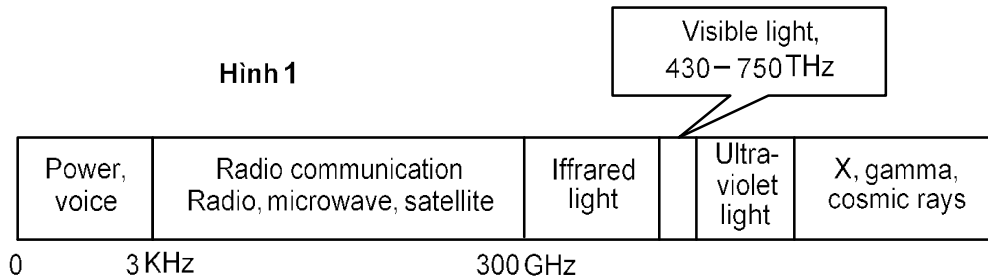
BÀI TẬP

1. Nếu muốn truy vấn mã ký tự 1000 ASCII không ngắt, cho biết số bit (extra) tối đa cần có? Cho biết hướng tính theo phần trăm?
2. Dùng mã ASCII của ký tự A dùng chuẩn giao diện EIA-232 và chế độ truy vấn không ngắt. Viết các biên độ truy vấn theo thời gian, với giá số bit rate là 10 bps.
3. Với giá trị điện áp của mức bit 10110110 của truy vấn trong mạch RS-422. Giá số mức 0 là 5 volt và mức 1 là -5 volt. Viết phân bố của tín hiệu.
4. Dùng dữ liệu của bài tập trên, giá số là bit 1 và bit của bit nhị phân 1 volt, Viết các dây và sai biệt của phần complement của tín hiệu.
5. Trình bày hai chế độ kết nối tiêu chuẩn của DB-9 của thiết bị EIA-232. Trong chế độ hai, các chân tương ứng của thiết bị DB-25 của EIA-232.
6. Với thiết bị Hayes dùng giá số 864-8902 và điều chỉnh volume lên mức 10.
7. Với thiết bị Hayes giá số (408)864-8902 và cho phép echo printing.
8. Làm lại bài tập 89, nhưng không cần có echo printing.
9. Muốn truy vấn chế độ không ngắt dùng DB-25 và chế độ dùng một kênh.
10. Muốn truy vấn chế độ ngắt dùng DB-25 và chế độ dùng một kênh.
11. Muốn truy vấn thêm kênh thì cần dùng DB-25 thì cần bao nhiêu chân.
12. Làm lại thí dụ hình 6.12 trong bài giảng dùng chế độ không ngắt.
13. Làm lại thí dụ hình 6.12 dùng chế độ ngắt DB-9.
14. Dùng RS-423 (chế độ không cân bằng), cho biết tốc độ bit của liên lạc giữa DTE và DCE là 1000 feet.
15. Dùng RS-422 (chế độ cân bằng), cho biết tốc độ bit của liên lạc giữa DTE và DCE là 1000 feet.
16. Khi thay RS-423 bằng RS-422 thì tốc độ bit của liên lạc thì như thế nào trong liên lạc 1000 feet?
17. Cho biết chuỗi bit nhị phân nào khi ta truy vấn ký tự "Hello" dùng mã ASCII trong chế độ truy vấn không ngắt có 1m bit start bit và một bit stop bit.
18. Một số modem truy vấn 4 bit cho một ký tự (thay vì là 8 bit) của dữ liệu hoàn toàn là số (0 đến 9). Cho biết cách các bit truy vấn như thế nào của dùng mã ASCII.
19. Dùng local loopback test kiểm tra hoạt động của một DCE cục bộ (modem). Một tín hiệu của giá trị một DCE cục bộ đến một DTE cục bộ và trở về DTE cục bộ. Minh họa hoạt động của các chân dùng EIA-232.
20. Dùng local loopback test kiểm tra hoạt động của một DCE cục bộ (modem). Một tín hiệu của giá trị một DTE cục bộ đến một DCE cục bộ, từ DCE cục bộ đến remote DCE (qua mạng viễn thông) sau đó giá trị. Minh họa hoạt động của các chân dùng EIA-232 trong quá trình này.

CHƯƠNG 7 MÔI TRƯỜNG TRUYỀN DẪN

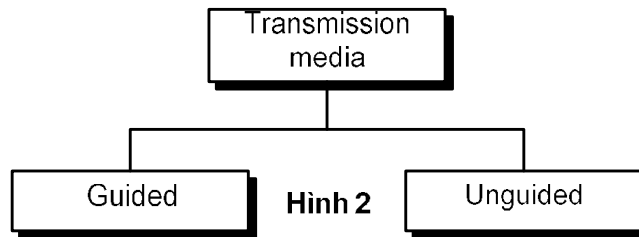
Thị trường viễn thông và máy tính dùng tín hiệu biểu diễn dữ liệu, các tín hiệu này được truyền đi bằng sóng điện từ. Tín hiệu điện từ có thể di chuyển qua chân không, không khí hoặc các môi trường truyền dẫn khác.

Năng lượng điện từ, là sự kết hợp giữa chuyển động điện từ trường và từ trường, bao gồm công suất, tần số, sóng vô tuyến, ánh sáng và tia cực tím, tia gamma, và tia vũ trụ, tạo thành phổ điện từ (hình 1).



Hình 7.1

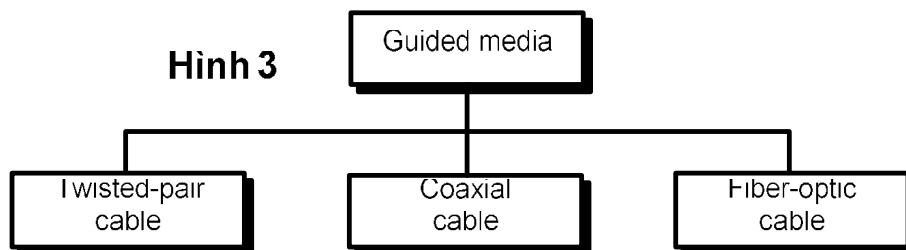
Môi trường truyền dẫn được chia thành hai loại: môi trường có hướng và môi trường không hướng (Hình 2).



Hình 7.2

7.1 MÔI TRƯỜNG TRUYỀN DẪN CÓ HƯỚNG

Môi trường có hướng là môi trường cung cấp các thiết bị này một thiết bị khác. Có thể gọi là: **cáp xoắn, cáp đồng trục và cáp quang**. Tín hiệu lan truyền đi theo môi trường và hướng, chúng theo dõi hướng vật lý của phần tử truyền dẫn. Cáp xoắn đôi và cáp đồng trục dùng dây dẫn bằng kim loại (đồng) và truyền tín hiệu dưới dạng dòng điện. Cáp sợi quang là dạng cáp thụ tinh hoặc cáp dẻo (plastic), truyền dẫn tín hiệu dưới dạng ánh sáng như hình 3.



Hình 7.3

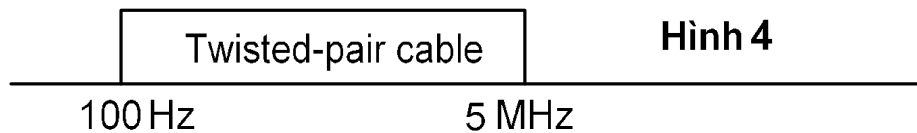
7.1.1 CÁP XO NÔI

Gồm hai dạng: không có giáp bọc và có giáp bọc.

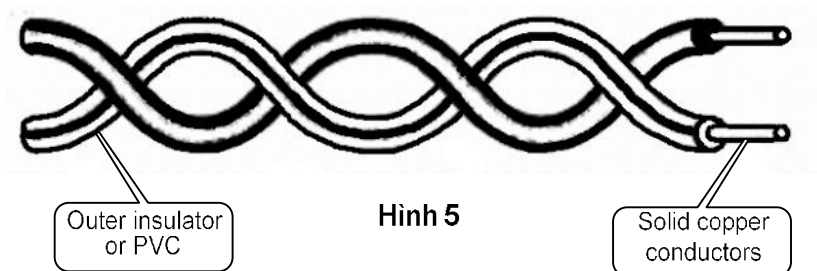
7.1.1.1 Cáp đôi xoắn không bọc (UTP: unshielded twisted pair cable)

Là dạng thông dụng nhất trong viễn thông tin hiện nay. Các đường nhiễu trong hệ thống điện thoại, cáp này có đặc tính thích hợp cho truyền dẫn thoại và điện thoại (xem hình 4). UTP gồm hai dây dẫn (thường là đồng), mỗi dây có lớp cách điện với màu sắc khác nhau, các đường xoắn đôi (như hình 5) và cho biết từng cặp dây trong bó dây lớn.

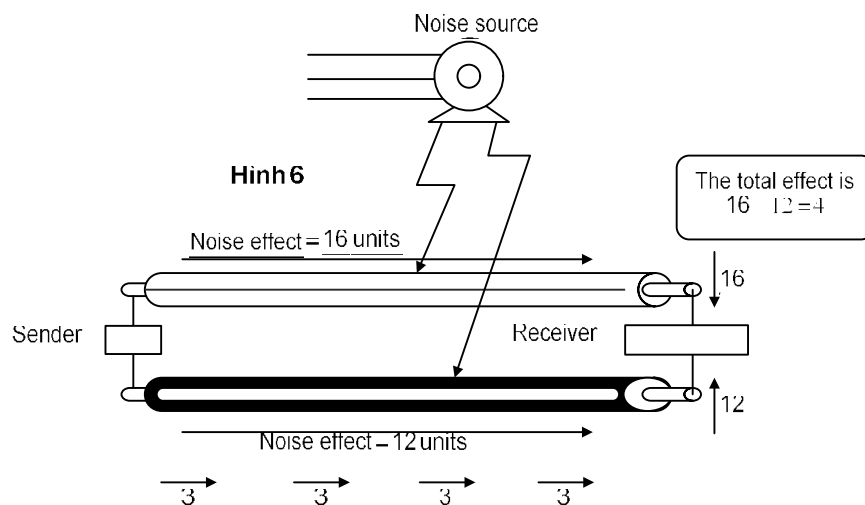
Trên đây, khi dùng hai dây xoắn song song truyền tín hiệu thì hình thành các nhiễu điện từ giữa hai dây tỏa ra nhiễu. Hiện tượng này là do khi có hai dây song song thì dây dẫn nào gần nguồn nhiễu hơn thì nhiễu nhiều hơn dây còn lại, tổng cộng nhiễu điện từ và gây nhiễu tín hiệu (xem hình 6).



Hình 7.4

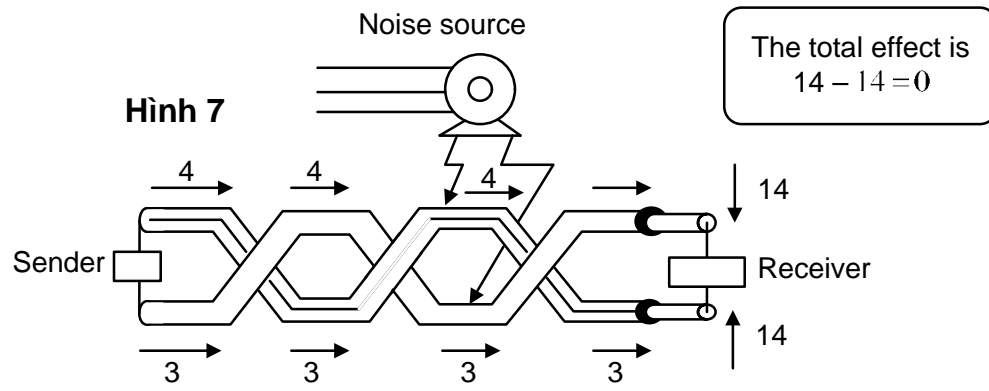


Hình 7.5



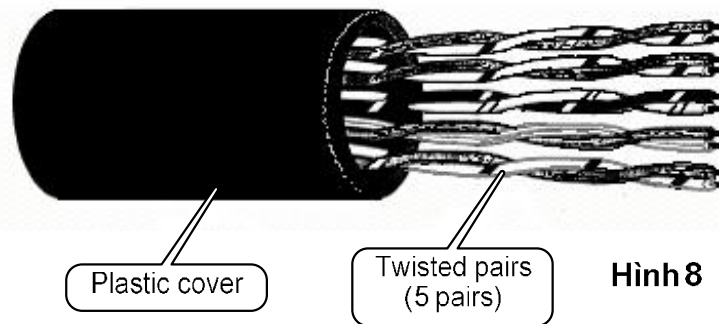
Hình 7.6

Trong khi đó, nếu ta xoắn hai dây lại thì mỗi dây gần như không nhiễu trong môi trường và xa nhiễu trong môi trường thiên nhiên, như thế nhiễu của hai dây dẫn là nhau (xem hình 7). Do đó nhiễu của hai dây thu là 0 (14-14). Làm xoắn dây thì không triệt tiêu hoàn toàn nhiễu, nhưng có khả năng giảm nhiễu.



Hình 7.7

Ưu điểm của UTP là giá rẻ và tính dễ sử dụng. UTP thường rẻ, mềm dẻo hơn và dễ lắp đặt. Các UTP cấp cao hơn được dùng trong nhiều công nghệ mạng LAN, bao gồm Ethernet và Token Ring, như vẽ hình 8.



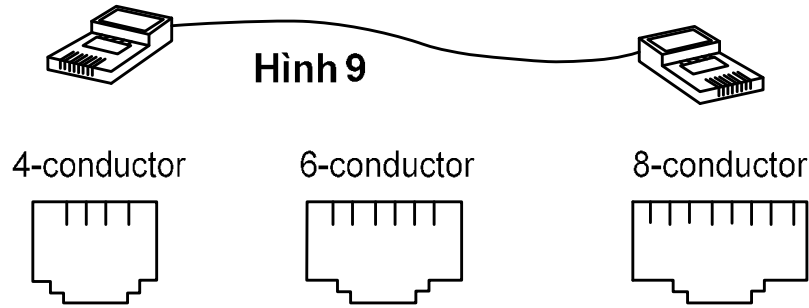
Hình 8

Hình 7.8

EIA (Electronic Industries Association) đã phát triển các chuẩn của UTP theo chuẩn chung. Theo đó, giá trị 1 là thấp nhất và 5 là cao nhất, các chuẩn này thích hợp riêng cho từng ứng dụng cụ thể:

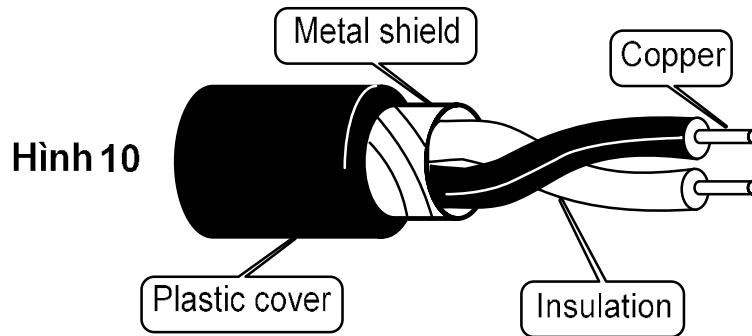
- ❑ **Category 1:** dùng trong điện thoại, dùng tốt cho thoại và chỉ thích hợp cho thông tin dữ liệu tốc độ thấp.
- ❑ **Category 2:** dùng cho thoại và thông tin dữ liệu lên đến 4 Mbps
- ❑ **Category 3:** cần ít nhất 3 xoắn dây trong mỗi foot, dùng cho thông tin dữ liệu lên đến 10 Mbps, hiện là cấp chuẩn dùng trong hầu hết các hệ thống điện thoại.
- ❑ **Category 4:** Cần ít nhất 3 xoắn dây cho mỗi foot và các tiêu chuẩn có thể truyền dữ liệu lên đến 16 Mbps
- ❑ **Category 5:** dùng cho truyền dữ liệu lên đến 100 Mbps

Unit (UTP Connectors): dùng các jack thông dụng trong viễn thông, có thể là jack công hay cái, thông dụng nhất là dùng **RJ45 dùng 8 dây đồng**, dùng cho cáp có bốn đôi dây xoắn.



Hình 7.9

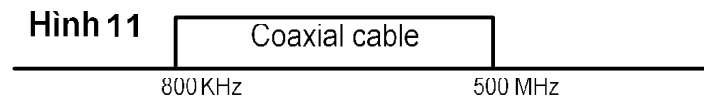
7.1.1.2 Cáp xoắn đôi có bọc (STP: shielded twisted pair cable)



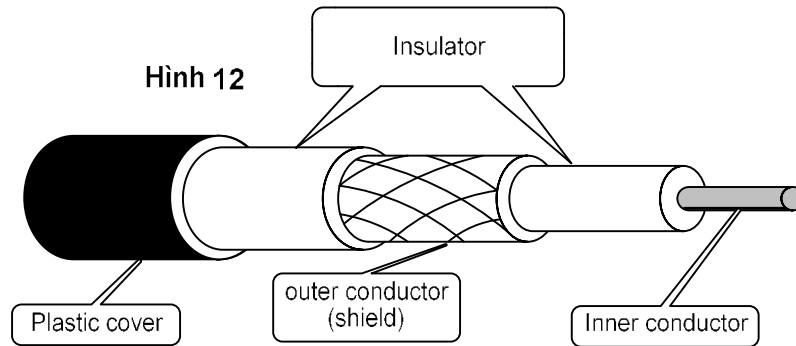
Hình 7.10

Có giáp bọc như hình 10, lớp giáp bọc kim loại này nhằm **ngăn nhiễu (crosstalk)**, các phân loại theo chất lượng và các unit thông dụng UTP, tuy nhiên khi sử dụng thì phải **chú ý lắp bọc**. STP thông dụng nhất hiện nay UTP nhưng tính chống nhiễu thì cao hơn.

7.1.2 CÁP NG TR C: (Coaxial cable hay coax) mang tín hiệu có tần số cao hơn cáp xoắn đôi (xem hình 7.11), có cấu tạo khác hẳn so với cáp xoắn đôi, như hình 7.12.



Hình 7.11



Hình 7.12

7.1.2.1 Các chuẩn cáp đồng trục:

Thông số phân cấp theo **RG** (radio government rating). Mỗi RG cho một tập các tính vật lý, bao gồm kích thước dây, kích thước lớp cách điện và kích thước vỏ bọc ngoài.

Các chuẩn thông dụng là:

- ❑ RG-8: dùng cho thick Ethernet.
- ❑ RG-9: dùng cho thick Ethernet.
- ❑ RG-11: dùng cho thick Ethernet.
- ❑ RG-58: dùng cho thin Ethernet.
- ❑ **RG-59: dùng cho TV.**

7.1.2.2 Chuẩn kết nối cáp đồng trục:

Dùng nhiều trong truyền tín hiệu TV và VCR, vì các chuẩn kết nối và cài thông dụng. Hai dạng thông dụng khác là T-connector và terminator.

T-connector (dùng trong thin Ethernet) dùng kết nối cáp thành cặp hay cáp nhiều thì thường có cấu trúc khác nhau.

Terminator dùng trong cấu hình bus trong mạng cáp đồng trục dùng làm xương sống (backbone) vì nhiều thì thường.

7.1.3 CÁP QUANG:

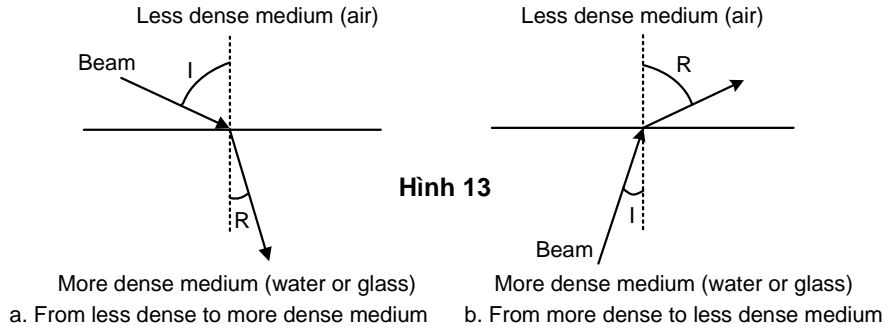
7.1.3.1 Bản chất ánh sáng:

Ánh sáng là một dạng của sóng điện từ, có tốc độ 300.000 km/s, hay 186.000 mile/s trong chân không. Tốc độ này giảm trong các môi trường khác.

7.1.3.2 Sự khúc xạ: (hình 7.13)

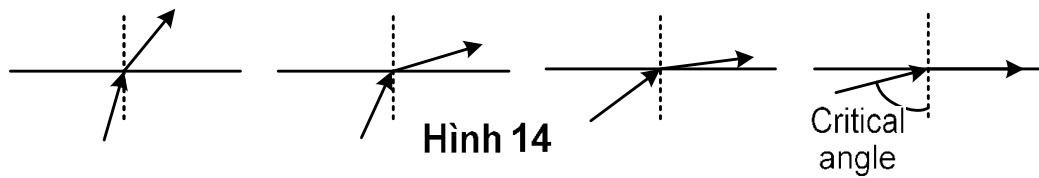
- ❑ **Góc tới.**
- ❑ **Góc khúc xạ.**

Công nghệ cáp quang khai thác các nguyên lý cơ bản tính chất trong hình 13b truyền dẫn ánh sáng trong kênh quang.



Hình 7.13

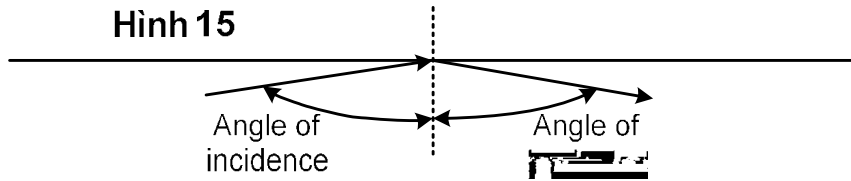
□ **Góc tới hạn:** xem hình 7.14



Hình 7.14

7.1.3.3 Sphenx:

Khi góc tới lớn hơn góc tới hạn thì xuất hiện hiện tượng phản xạ như hình 15

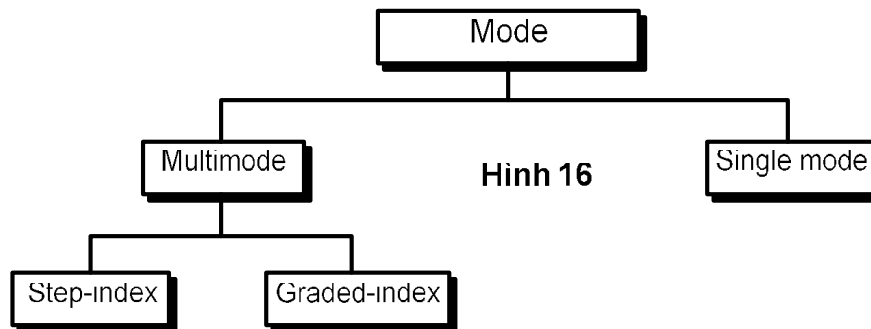


Hình 7.15

Cáp quang dùng hiện tượng phản xạ để dẫn ánh sáng qua kênh quang. Dữ liệu mã hóa thành dòng chùm tia on-off biểu diễn bit 1 và bit 0.

7.1.3.4 Các chế độ truyền:

Trình bày trong hình 16.

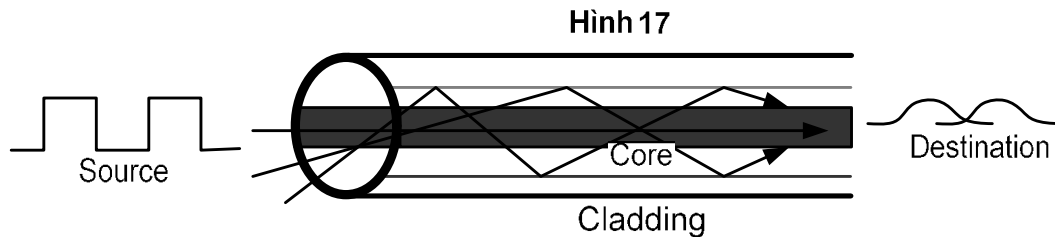


Hình 7.16

□ **Multimode:**

Do dùng nhiều tia truyền ánh sáng di chuyển bên trong lõi theo nhiều hướng khác nhau. Phương thức truyền của các tia này phụ thuộc vào cấu trúc lõi.

- **Multimode step-index:** hình 17



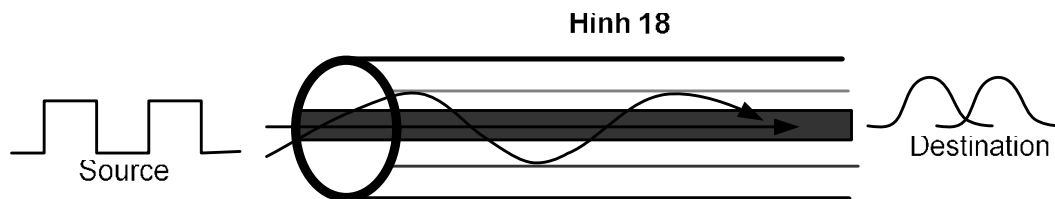
Hình 7.17

Một số lõi sợi quang không có tâm rìa. Chùm tia khi di chuyển trong một ống này có đường truyền tính cho đến khi tới vùng giao tiếp giữa lõi và lớp bọc. Tia đó, có thể thay đổi hướng truyền để thay đổi góc di chuyển của tia. Tia **step-index** như minh họa thay đổi hướng truyền này. Hình 17 minh họa chùm tia đi qua **step-index fiber**. Một số tia nằm gần trục truyền đi thẳng và không gặp phản xạ hay khúc xạ. Một số tia thì chạm vào lớp giao tiếp và lệch nên phải có góc nhỏ hơn góc tới; các tia này đi xuyên qua lớp bọc và bị mất. Còn một số thì chạm rìa của vỏ và có góc tới lớn hơn góc tới hạn nên phản xạ lại nhiều lần trong lõi.

Một tia phản xạ tại lớp giao tiếp, khi góc tới bằng góc phản xạ. Một tia có góc nhỏ thì cần phản xạ nhiều lần trong lõi khi nó đi tới cuối ống. Tia có góc lớn thì tia phản xạ ít hơn, vì vậy làm cho thời gian các tia đi khác nhau. **Như thế xuất hiện hiện tượng méo do trễ** (về thời gian truyền). Vì vậy nên **làm gì để hạn chế truyền dẫn đa mode và không cho phép multimode step-index được dùng trong một số ứng dụng đòi hỏi chính xác.**

- **Multimode graded-index:** (hình 18)

Làm gì để méo do trễ của tín hiệu qua cáp. Tia **index** này muốn nói lên chỉ số (index) phản xạ của môi trường. Như thế thì **graded-index fiber**, là dạng có các môi trường thay đổi. **Một đặc điểm của vùng tâm của lõi và giảm dần tới vùng rìa.** Tín hiệu của cáp vào vùng tâm của lõi. Thế này, chỉ có những tia truyền theo chiều ngang di chuyển đi qua vùng có môi trường không đồng nhất. **Các chùm tia có góc khác di chuyển qua các vùng có môi trường thay đổi.** Các tia có cùng hướng góc truyền sau cùng thì **đi tới đích tín hiệu có cùng chính xác hơn** trong hệ thống **step-index.**

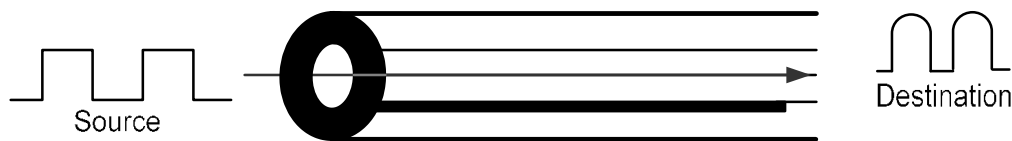


Hình 7.18

□ **Single mode:** (hình 19)

Dùng **step-index fiber** và nguồn tập trung cao (highly focused) trong một góc bé, **sát mặt ngang**. **Cáp lo i này c s n xu t v i ng kính t ng i bé** so với truyền hình multimode và một tia sáng i bé (chỉ số khúc xạ bé theo). Vì c g i m m t này cho phép có **góc t i h n g 90** làm cho quá **trình truyền g n nh n m ngang**. Trong truyền hình này, vì c lan truyền c a nhi u tia thì h u nh gi ng nhau và có th b qua y u t truyền tr . **Các tia có th xem nh là n ích cùng m t lúc và c tái h p mà không b méo d ng.**

Hình 19



Hình 7.19

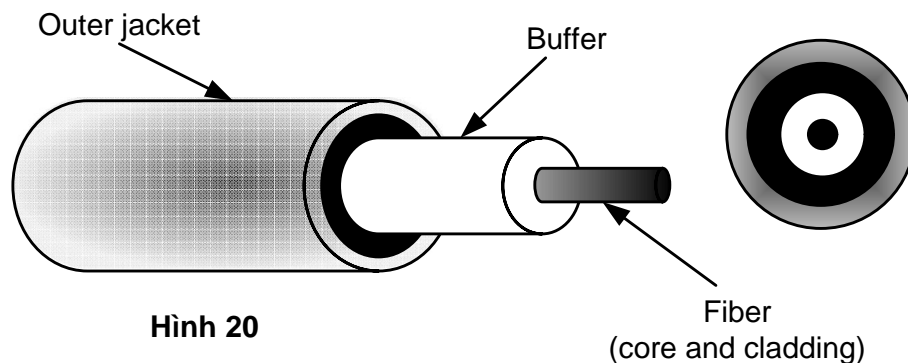
7.1.3.5 Kích thước cáp quang:

Bảng B.1 nh ngh a t s c a ng kính lõi và ng kính v , dùng micrômét. Dòng cu i ch dùng cho cáp single mode

Fiber Type	Core (microns)	Cladding (microns)
62.5/125	62.5	125
50/125	50.0	125
100/140	100.0	140
8.3/125	8.3	125

7.1.3.6 Cấu tạo cáp:

Hình 20 cho th y c u t o cáp quang.



Hình 20

Hình 7.20

Lõi cáp c b c b i l p s n ph (cladding) t o ra cáp quang. ôi khi còn có th có l p b o v ch ng n m m c. Sau cùng thì có l p v b c ngoài.

Lỗi và l p s n ph có th c làm t th y tính hay plastic nh ng có m t khác nhau. H n n a, l p lỗi trong ph i c c k tính khi t (ultrapure) và hoàn toàn khác bi t v kích th c và hình dáng. N u không tính khi t thì có th làm gi m ch t l ng truy n d n c a cáp do có kh n ng làm thay i góc, gây méo d ng tín hi u, tuy có th làm gi m giá thành, nh ng ng th i c ng gi m ch t l ng do xu t hi n méo d ng tín hi u.

L p b c ngoài có th c c u t o t nhi u ch t li u khác nhau, bao g m v ã Teflon, plastic, plastic m kim lo i kim lo i hay l i kim lo i, tùy theo các ng d ng khác nhau, và i u ki n l p t.

7.1.3.7 Nguồn sáng cho cáp quang:

M c ích c a cáp quang là ch a và h ng các tia sáng t ngu n ích. có th truy n c thì b phát ph i có ngu n sáng và b thu ph i có b c m quang (photodiode) cho phép chuy n tín hi u thu c sang tín hi u i n dùng c cho máy tính. Nguồn sáng có th là LED (light-emitting diode) hay diode laser ILD (injection laser diode).

LED tuy r ti n nh ng tín hi u l i không h i t t t, nên th ng ch c dùng trong truy n d n trong c ly ng n mà thôi.

ILD thì cho phép h i t chùm tia v i góc r t h p, nên có th truy n c trên m t c ly t ng i dài.

7.1.3.8 u n i cáp quang:

u n i cáp quang c ng òi h i s chính xác nh b n thân cáp quang, không cho phép có kho ng h , c ng nh không c ép quá sát, luôn òi h i c cân ch nh úng n u không muôn tín hi u b suy hao.

T ó, các nhà s n xu t ã cung c p cho th tr ng nhi u lo i u n i v a chính xác v a r ti n, v i hai d ng u c và cái; u n i c th ng n i vào cáp, còn u cái c m c vào thì t b c n k t n i.

7.1.4 u i m c a cáp quang:

u i m l n nh t c a cáp quang so v i cáp ng tr c hay cáp xo n ôi là tính ch ng nhi u, ít b suy gi m tín hi u và b ng thông l n h n.

Tính ch ng nhi u: t b n ch t ánh sáng, nên không b nhi n nhi u i n t tr ng, còn ánh sáng t ngoài vào cáp thì ã c l p b c b o v ng n ch n l i.

Ít b suy gi m tín hi u: i u này cho phép tín hi u lan truy n hàng d m mà không c n có thi t b l p.

B ng thông l n h n: do có b ng thông l n h n (t c là có t c truy n cao h n) so v i các lo i cáp khác. Nh th hi n nay thì t c d li u qua cáp quang không ph i b gi i h n t b ng thông c a môi tr ng mà do các công ngh thu và phát thích h p.

7.1.5 Khuy t i m c a cáp quang:

Bao g m giá c , thi t l p/b o trì, và tính m nh d .

Giá c : cáp quang có giá thành cao h n do ph i s n xu t v i ch t l ng cao h n thì quá trình tinh l c, công ngh òi h i tính chính xác cao h n. ng th i chi phí cho ngu n laser dùng t o ngu n tín hi u c ng c h n nhi u l n so v i b t o tín hi u truy n th ng trong cáp ôi hay cáp ng tr c.

Lưu ý/bổ sung: Khó khăn khi lắp đặt cáp quang là khi thi công lắp đặt các đầu nối cáp quang so với cáp đồng thì đòi hỏi độ chính xác cao hơn.

Tính minh họa: Glass thì đắt hơn, phần nào làm hạn chế tính cạnh tranh của nó.

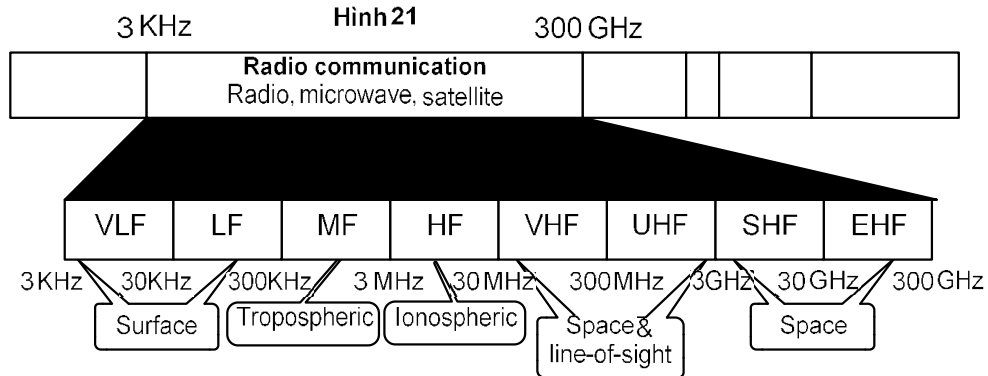
7.2 MÔI TRƯỜNG KHÔNG NHỮNG

Môi trường không nhúng, còn gọi là thông tin không dây (vô tuyến), mang sóng điện từ không qua dây dẫn, mà truyền dẫn qua không khí (hay trong môi trường không khí).

Quy hoạch tần số vô tuyến (sóng radio)

Sóng vô tuyến được chia thành 8 dải tần, do các quan chức ngành qui định. Các dải tần này ít sóng tần số thấp (VHF) đến tần số sóng cực cao (EHF) như hình 21

- VLF Very low frequency
- LF Low frequency
- MF Middle frequency
- HF High frequency
- VHF Very high frequency
- UHF Ultra high frequency
- SHF Super high frequency
- EHF Extremely high frequency

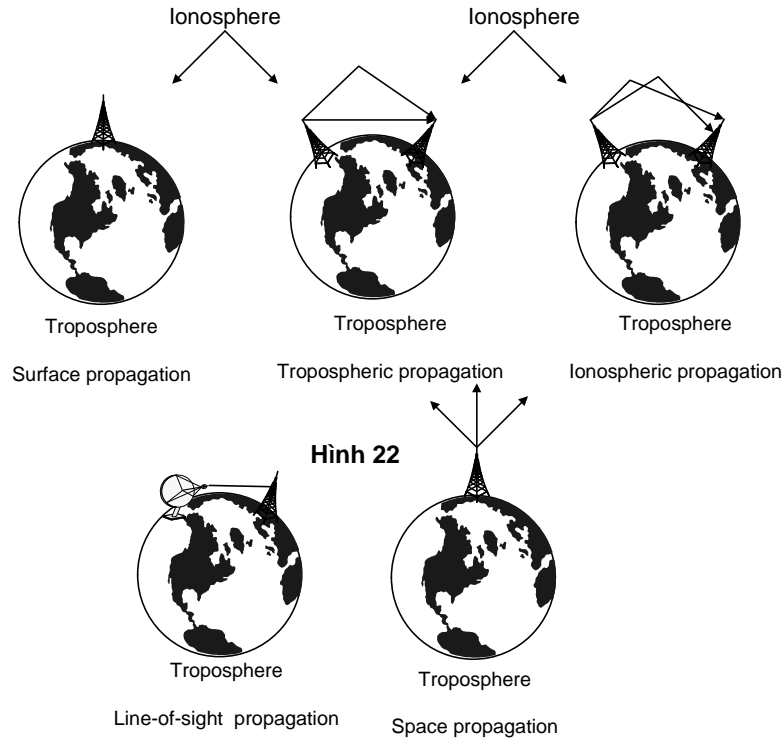


Hình 7.21

7.2.1 LAN TRUYỀN SÓNG VÔ TUYẾN:

Các dạng:

Sóng radio: dùng 5 dạng truyền: sóng bề mặt (surface), sóng tầng đối lưu (tropospheric), tầng ion (ionospheric), truyền thẳng (line of sight), và không gian (space) như hình 22.



Hình 22

Hình 7.22

Công nghệ ra vô tuyến truyền sóng bao gồm hai lớp khí quyển (atmosphere): lớp đối lưu (troposphere) và tầng điện ly (ionosphere). Tầng đối lưu là vùng khí quyển kéo dài khoảng 30 km so với mặt đất (Trong thu truyền sóng vô tuyến tầng đối lưu bao gồm các tầng tầng đối lưu bình lưu (stratosphere)) và chứa chủ yếu không khí. Mây, gió, thay đổi nhiệt độ, và thời tiết thường diễn ra ở tầng đối lưu, là tầng bay của máy bay phản lực. Tầng điện ly là tầng khí quyển phía trên tầng đối lưu nhưng nằm ở tầng không gian, trong đó chứa các phần tử ion tích điện.

Lan truyền mặt đất: trong đường này, sóng lan truyền trong phần thấp nhất của khí quyển, sát mặt đất. Tính năng thuận lợi nhất, tín hiệu đi ra theo hướng thẳng đứng và đi theo bề mặt đất. **Cường độ phát và thu vào công suất, công suất càng lớn thì đi càng xa. Lan truyền mặt đất có thể đi theo mặt đất.**

Lan truyền tầng điện ly: lan truyền theo hai cách: có thể đi thẳng (tăng cường độ của anten) hay có thể truyền đi theo góc rọi **phản xạ liên tục** **tầng điện ly** khi chạm vào bề mặt tầng điện ly. Phương pháp truyền tầng điện ly có những anten còn phương pháp khác thì cho phép truyền đi xa hơn.

Lan truyền tầng điện ly: Sóng tần số cao có thể **truyền tầng điện ly** **phản xạ liên tục** **tầng điện ly**. Đường lan truyền này cho phép truyền xa với công suất bé.

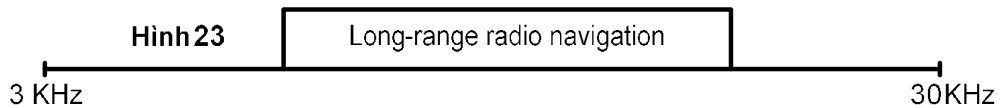
Lan truyền sóng thẳng: Cần điều kiện **các anten phải nhìn thấy nhau**. Anten nhận được phải có tính hướng, đặt trên cao không gặp chướng ngại vật. Đường truyền đi này đòi hỏi phải tính toán, cần tập trung hướng sóng do sóng phản xạ trong trường hợp này sẽ gây nhiễu lên trên tín hiệu thu.

Lan truyền trong không gian: sóng dùng trong các bước sóng ngắn và trung. Tín hiệu phát ra từ các máy thu và truyền đi bằng máy thu và phát. Đây là một dạng truyền sóng có bước sóng ngắn (vib) và đòi hỏi phải có các anten thu và phát do tín hiệu truyền đi yếu và suy giảm nhiều do chệch xạ.

7.2.2 LAN TRUYỀN CÁC TÍN HIỆU CỤ THỂ:

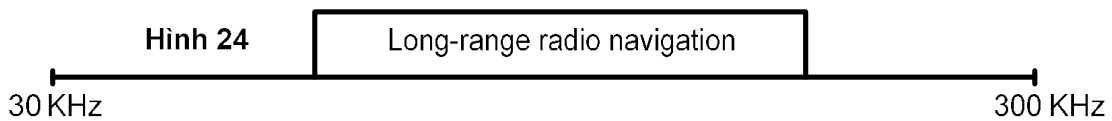
Dạng truyền của tín hiệu ra khỏi thu và vào tns (tần số) của tín hiệu. Một số thích hợp với môi trường khí quyển cũng như công nghệ thu phát sóng dùng trong lĩnh vực này.

VLF (Very Low Frequency): Sóng này truyền theo đường sóng ngắn, thông qua không khí, đôi khi mặt biển. Sóng VLF tuy không bị nhiễu xạ suy hao nhưng lại nhiễu xạ nhiều với nhiễu khí quyển (nhiệt và ion) ở vùng cao tầng. **Dạng sóng này thích hợp cho thông tin sóng dài hay thông tin dùng cho tàu ngầm** (hình 23).



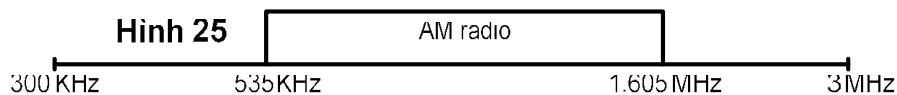
Hình 7.23

LF (Low Frequency): tương tự như VLF là truyền theo đường sóng ngắn, sóng dùng trong truyền tin sóng dài hàng hải (hình 24). Đường sóng này bị suy hao nhiều vào ban ngày, khi sóng bị hấp thụ nhiều bởi các vật thể trên mặt đất.



Hình 7.24

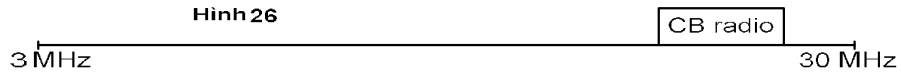
MF (Middle Frequency): Sóng truyền qua tầng ionosphere. Các tần số này bị nhiễu xạ nhiều bởi tầng ionosphere. Do đó, các bước sóng ngắn đi thẳng góc nên thì phản xạ tín hiệu trong tầng ionosphere khi phản xạ vào tầng ionosphere. Hiện tượng này xảy ra vào ban ngày, tuy nhiên hiện tượng các truyền sóng MF lại thích hợp đưa vào các anten truyền sóng (line-of-sight) cho phép đi thẳng khi cần và giảm yêu cầu phát. **Trong dải sóng này có ra iôn AM, hàng hải, ra iôn nh hướng (RDF: radio direction finding), và tần số báo nguy khẩn cấp (emergency frequency) (hình 25).**



Hình 7.25

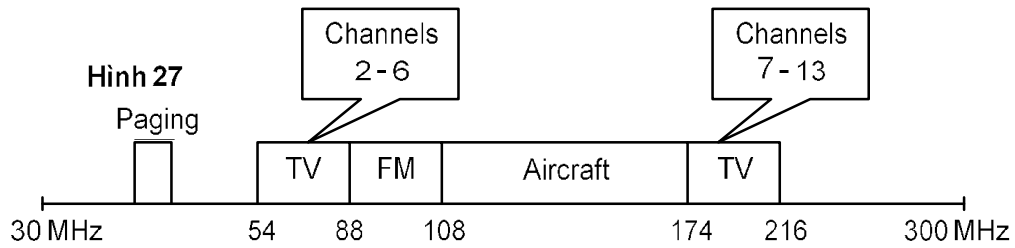
HF (high frequency): tín hiệu dùng trong tầng ionosphere, các tần số này đi thẳng vào tầng ionosphere, trong đó phản xạ và truyền đi do có sự khác biệt về mật độ. Sóng HF dùng cho

amateur radio (ham radio), citizen's band (CB), **truyền tin qu c t** , **truyền tin quân s** , **thông tin hàng không** **ng đài và thông tin hàng h i**, telegraph, và fax (hình 26)



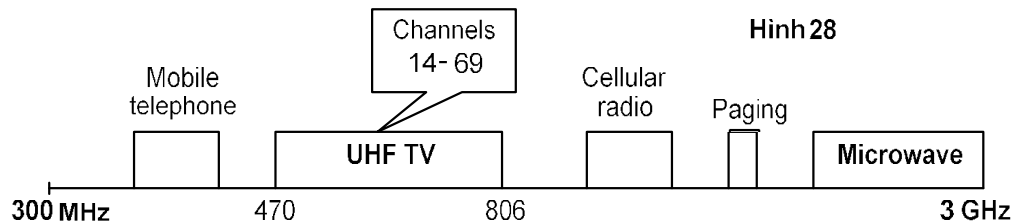
Hình 7.26

VHF (Very High Frequency): dùng trong thông tin truyền thống, bao gồm sóng TV VHF, ra iô hàng không AM, h tr không l u AM (hình 27)



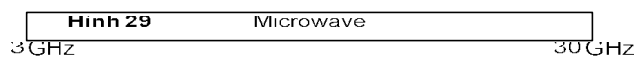
Hình 7.27

UHF (Ultrahigh Frequency): h u h t dùng trong thông tin truyền thống, bao gồm sóng TV UHF, thông tin di ãng, paging, và k t n i vi ba (hình 28). Xin chú ý là vi ba c hi u là sóng t 1 GHz c a UHF cho n các SHF và EHF.



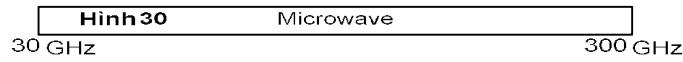
Hình 7.28

SHF (Superhigh frequency): dùng trong thông tin truyền thống và không gian, bao gồm **thông tin vi ba m t t và v t ãnh, radar** (hình 29)



Hình 7.29

EHF (Extremely high frequency) dùng trong thông tin không gian, chủ yếu cho công tác khoa học bao gồm radar, vệ tinh, và các thông tin thám hiểm (hình 30).



Hình 7.30

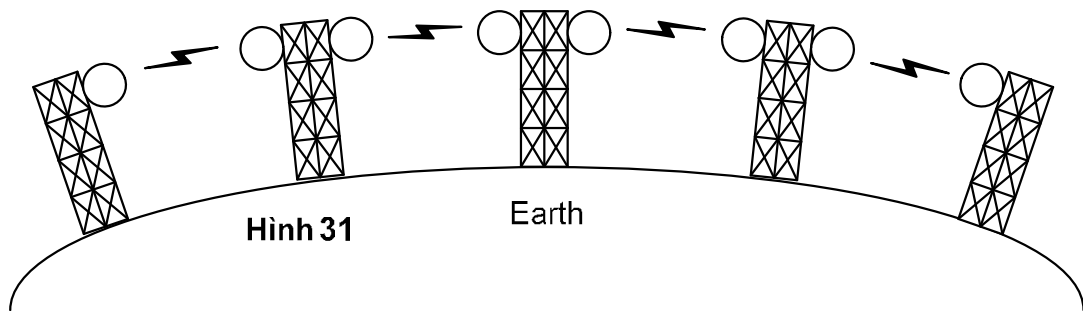
VIBA M T T (terrestrial microwave)

Do truyền thẳng nên vi ba cần có các thiết bị thu phát đáp ứng yêu cầu này. Các lý truyền phải được đặt vào chiều cao anten, nhằm tránh các chướng ngại vật. Thông thường anten đặt trên các ngọn núi hay đồi.

Vi ba lan truyền theo đường thẳng, nên thiết kế cần có hai tần số khác nhau khi truyền tín hiệu chỉ một chiều, một cho phát và một cho thu, ngày nay thiết bị này kết hợp lại thành máy thu-phát (transceiver) và các thiết bị cho phép chuyển đổi anten cho hai tần số thu-phát.

Bộ lặp vi ba (repeater):

Để khắc phục nhược điểm của vi ba mặt đất, có thể dùng thêm nhiều bộ lặp vi ba (hình 31). Hiện nay, nhiều bộ lặp vi ba được tích hợp các trạm lặp vi ba cùng cấp để phục vụ cho các hệ thống thông tin vô tuyến.

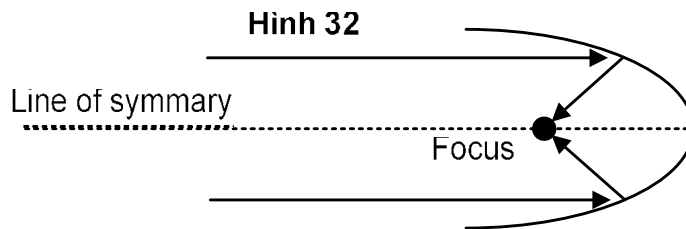


Hình 7.31

Anten:

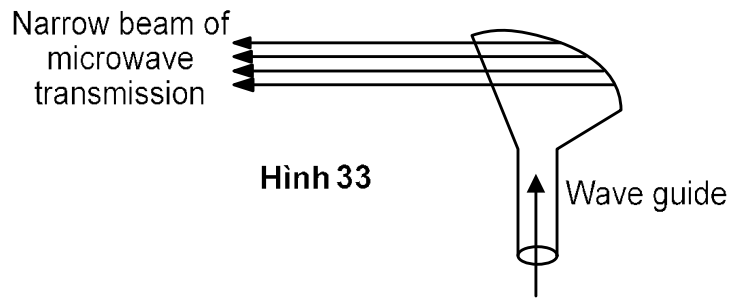
Có hai dạng anten vi ba thường dùng: chảo parabol và anten sừng (horn)

Anten parabol (hình 32)



Hình 7.32

Horn antenna (hình 33)

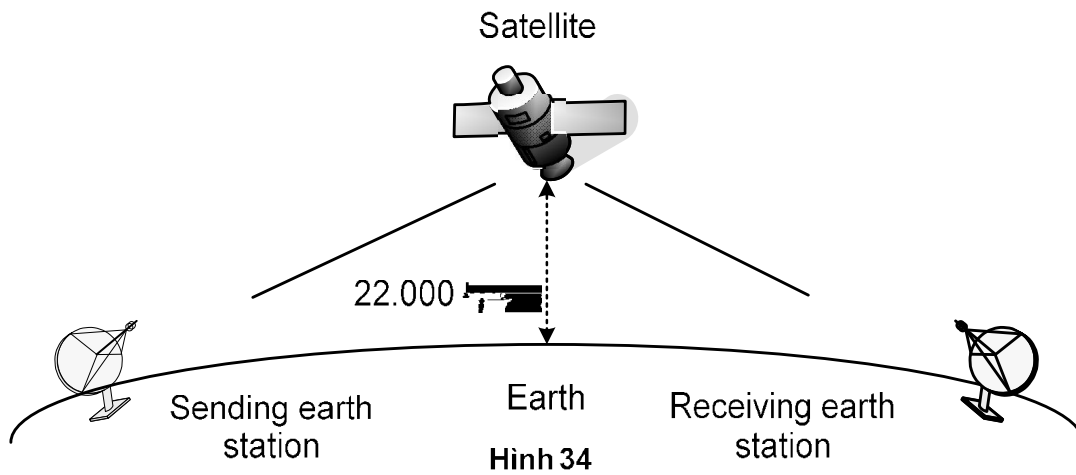


Hình 33

Hình 7.33

7.3 THÔNG TIN VĨNH:

Thông tin vĩnh ghi thông tin truyền trong đó có một trục là vĩnh. Nguyên tắc hoạt động của nó là vì ba mặt, trong đó vĩnh đóng vai trò là anten và bộ phận (hình 34). Do truyền thông nên yêu cầu về công suất cao và ít quan trọng, nên đường thông tin này thích hợp cho truyền dẫn liên lạc và xuyên đại dương.



Hình 34

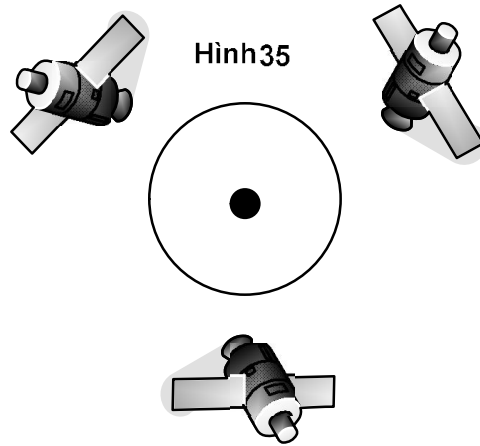
Hình 7.34

Vĩnh vệ tinh:

Bộ phận thông tin, thì vĩnh vệ tinh nh t thi t ph i có cùng t c v i m t t, yêu c u có vĩnh vệ tinh vệ tinh (hình 35). Qu o vệ tinh vào kho ng 22.000 d m so v i m t t. C n có ba vĩnh vệ tinh ph sóng toàn c u.

T n s dùng trong thông tin vĩnh:

D i t n này t m GHz, dùng hai t n s thu-phát khác nhau (uplink: t m t t lên v vĩnh và downlink: t v vĩnh xu ng), nh b ng B.2



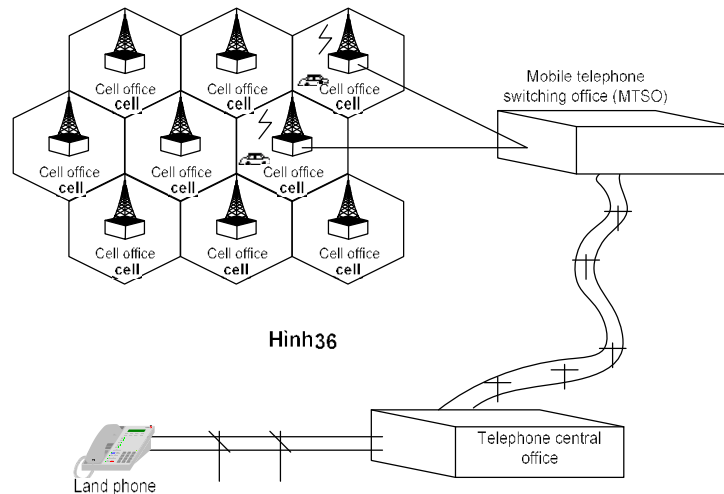
Hình 7.35

Band	Downlink	Uplink
C	3.7 to 4.2 GHz	5.925 to 6.425 GHz
Ku	11.7 to 12.2 GHz	14 to 14.5 GHz
Ka	17.7 to 21 GHz	27.5 to 31 GHz

7.4 I N T H O I D I N G (cellular telephony):

Cấu trúc hệ thống cung cấp kết nối nhúng giữa các máy di động và trạm gốc. Nhà cung cấp dịch vụ thuê bao, chuyển kênh truyền, và chuyển tín hiệu từ kênh này sang kênh khác khi thuê bao di chuyển liên tục trong phạm vi sóng điện từ.

Thường có yêu cầu chia vùng dịch vụ thành **nhị u t bào**. Mỗi tế bào gồm một anten và trạm gốc di động. Các trạm này được chuyển đổi từ trạm chuyển mạch cục bộ là **MTSO** (mobile telephone switching office). MTSO lưu trữ thông tin về các trạm tế bào và tổng đài trung tâm (central office) như hình 36.



Hình 36

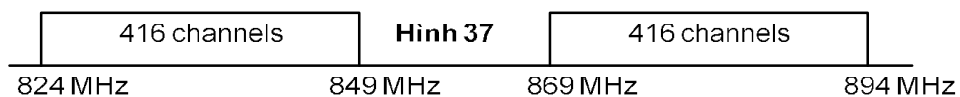
Hình 7.36

Kích thước các tế bào có thể thay đổi tùy thuộc số máy phát trách. Trung bình là 1 km² hoặc 12 dặm. Công suất phát các trạm cơ sở bố trí hợp lý không gây nhiễu lên các tế bào lân cận.

Đi sóng dùng cho thông tin di động:

Thông tin di động ban đầu dùng analog. Vì nhiều, dùng phương pháp FM cho truyền tín hiệu máy di động và tín hiệu cell. FCC quy định hai dải sóng cho thông tin di động (hình 37). **Điểm tần số 824 và 849 MHz** dành ưu tiên cho thông tin di động. **Điểm tần số 869 và 894 MHz** truyền dẫn thông tin cho thông tin mặt đất. Các tần số sóng mang được phân cách từng 30 KHz, cho phép mật độ kênh truyền 833 sóng mang. Tuy nhiên, do cần hai dải tần truyền tin cho full-duplex, làm cho băng thông mật độ lên đến 60 KHz, nên chỉ còn có 416 kênh trong mật độ sóng.

Như vậy, mật độ kênh còn 416 kênh FM (trong số 832 kênh). Trong đó, một số kênh được dùng riêng lẻ và setup đôi thay vì cho thông tin thoại. Ngoài ra, tránh nhiễu, các kênh được phân bố trong tế bào sao cho các kênh kế nhau không dùng cùng một kênh. Vì lý do này làm cho mật độ kênh thực tế chỉ có 40 kênh.



Hình 7.37

Truy n:

thi t l p cu c g i v i máy bàn, thuê bao di ờng dùng mã g m t 7 n 10 digit (s i n tho i) và nh n g i. i n tho i di ờng s scan trong d i t n, tìm và thi t l p v i kênh có tín hi u m nh nh t, r i g i d li u (s i n tho i) n n cell office g n nh t d ờng kênh này. Tr m cell ti p v n d li u n MTSO, MTSO g i d li u này n t ng ài i n tho i trung tâm (CO: central office). N u bên i tác tr l i, k t n i c th c hi n và c chuy n ti p n MTSO. T i ây, MTSO ch nh m t kênh r i cho cu c g i và thi t l p k t n i. i n tho i di ờng t ch nh nh n kênh m i và thông tho i.

Nh n:

Khi i n tho i bàn g i di ờng, thì t ng ài (C.O) g i s g i n cho MTSO, MTSO tìm v trí c a thuê bao di ờng thông qua vi c g i i tín hi u g i tìm t i các cell. Khi tìm c máy di ờng, MTSO g i tín hi u báo chuông, và n u di ờng tr l i, MTSO ch nh m t kênh tho i dùng cho cu c g i, cho phép thông tho i.

Chuy n vùng cu c g i:

Trong quá trình k t n i khi máy di ờng i t m t cell này n m t cell khác, khi ó tín hi u b y u i, nên MTSO s giám sát m c tín hi u trong m t vài giây. Khi c ng này gi m i, MTSO s tìm m t cell m i thích h p h n chuy n sang kênh m i. Quá trình này dĩ n r a t nhanh nên thuê bao không k p nh n ra.

Digital:

D ch v i n tho i di ờng FM dùng chuy n m ch di ờng analog (ACSC: analog circuit switched cellular). Khi truy n d li u s dùng d ch v ACSC thì c n có modem v i t c từ 9.600 n 19.200 bps.

T 1993, nhi u nhà cung c p d ch v ã chuy n sang h th ng m ng chuy n gói di ờng s (CDPD: cellular digital packet data). CDPD cung c p d ch v s t c th p trong các m ng i n tho i ang s d ng, trên c s mô hình OSI.

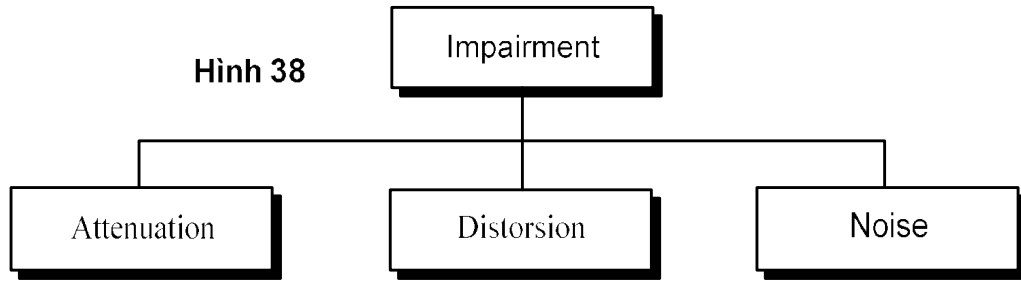
t n d ng các m ng di ờng ang có, thí d nh v i d ch v chuy n m ch 56K, thì CDDP dùng ph ng pháp trisector. ây là k t h p c a ba cell v i m i cell là 19, 2 Kbps, có t ng là 57,6 Kbps (t ng thích c v i ng chuy n m ch 56 K thông qua vi c b b t m t s overhead). Trong k thu t này, thì n c M c chia thành 12.000 trisector. C m i 60 trisector, dùng m t b nh tuyen (router).

K t h p v tính và máy tính:

i n tho i di ờng ang chuy n h ng nhanh trong vi c k t h p thông tin v tính v i các h th ng hi n h u. i u này cho phép thi t l p thông tin di ờng t i hai i m b t k trên trái t. M t xu h ng khác là k t h p thông tin di ờng và máy tính cá nhân c g i là thông tin cá nhân di ờng (mobile personal communication) cho phép dùng các máy tính cá nhân g i, nh n d li u, tho i, hình nh và vi ớc.

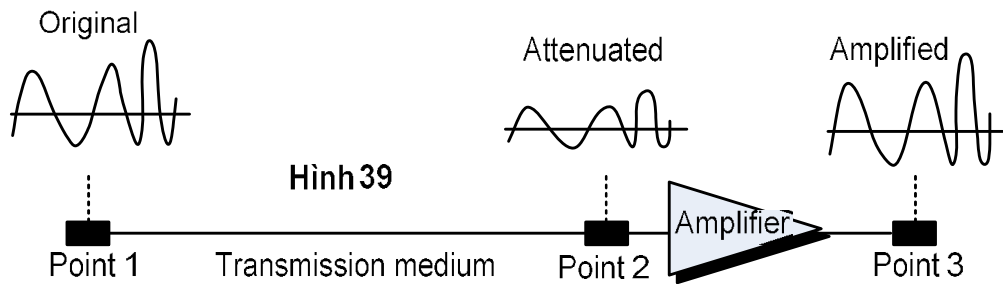
7.5 T N HAO NG TRUY N (TRANSMISSION IMPAIRMENT)

Môi tr ờng truy n th ng không hoàn h o, làm suy hao tín hi u. T c là tín hi u t i n i phát và thu thì không gi ng nhau nh hình 38.



Hình 7.38

Suy giảm (Attenuation): tức là thất thoát năng lượng. Khi một tín hiệu, cho dù tín hiệu hay phức tạp, mất một phần năng lượng vì tác động của các nhiễu môi trường, thí dụ nhiễu phát sinh khi truyền tín hiệu đi qua dây dẫn. Để bù suy hao, ta dùng bộ khuếch đại tín hiệu, như vẽ hình 7.39.



Hình 7.39

Decibel (dB): nhằm cho thấy tín hiệu đã thất thoát hay khuếch đại, khái niệm decibel dùng để so sánh công suất của hai tín hiệu hay tín hiệu với hai mức khác nhau. Khi dB âm thì tín hiệu bị suy giảm và khi dB dương thì tín hiệu được khuếch đại.

$$dB = 10 \log_{10} (P_2 / P_1)$$

trong đó: P_1 và P_2 là công suất của tín hiệu tại các điểm 1 và 2.

Thí dụ 1:

Giả sử một tín hiệu đi qua môi trường truyền và công suất bị giảm một nửa (tức là $P_2 = (1/2)P_1$). Trong trường hợp này, suy giảm (tức là mất công suất) được tính như sau:

$$10 \log_{10} (P_2 / P_1) = 10 \log_{10} (0,5 P_1 / P_1) = 10 \log_{10} (0,5) = 10(-0,3) = -3dB$$

3dB tức là giảm đi 3 dB, tức là phân nửa công suất.

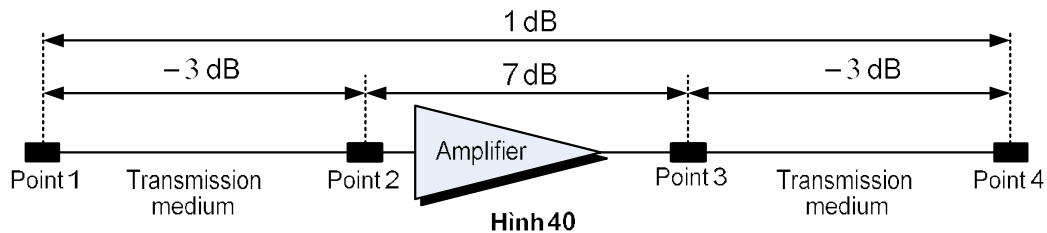
Thí dụ 2:

Tín hiệu được khuếch đại 10 lần, tức là $P_2 = 10P_1$. Trường hợp này thì:

$$10 \log_{10} (P_2 / P_1) = 10 \log_{10} (10 P_1 / P_1) = 10 \log_{10} (10) = 10(1) = 10dB$$

Thí dụ 3:

Một trong những yếu tố sử dụng dB là người ta dùng phép tính công trong quá trình tính toán mất mát tín hiệu liên tiếp nhau, như hình 7.40.

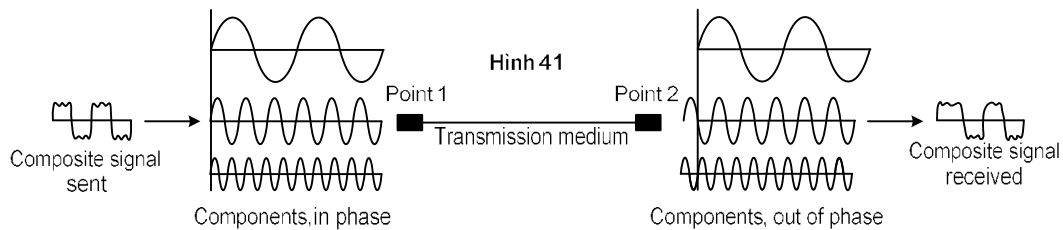


Hình 7.40

Trong hình này thì, decibel tính là:

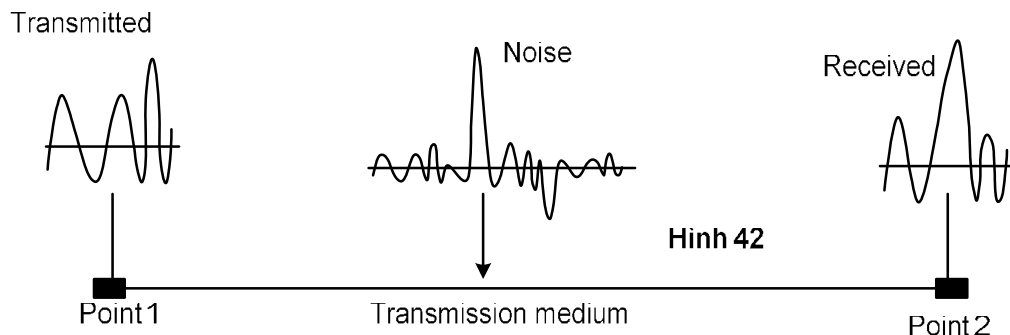
$$dB = -3 + 7 - 3 = 1$$

Méo dạng (Distorsion): tức là tín hiệu bị thay đổi hình dạng, thường trong các tín hiệu hỗn hợp, tần số thành phần khác nhau. Mỗi tần số có tốc độ truyền khác nhau trong môi trường, nên tín hiệu cuối cùng thu khi kết hợp lại bị méo như hình 41.



Hình 7.41

Nhiều (Noise): Có nhiễu do nhiễu nhiệt, nhiễu cảm ứng (induced noise), crosstalk (xuyên kênh), và nhiễu xung do có khả năng làm xói tín hiệu. **Nhiều nhiệt** là các chuyển động ngẫu nhiên của electron trong dây dẫn tạo ra thêm các tín hiệu không do máy phát chuyển tiếp. **Induced noise** xuất phát từ các nguồn hay thiết bị bên ngoài, khi có các thiết bị này hoạt động như một anten và môi trường đóng vai trò là bộ thu sóng. **Crosstalk** là nhiễu giữa các cặp dây dẫn lên dây khác. Mỗi dây đóng vai trò anten và dây còn lại là bộ thu sóng. **Nhiều xung** xuất phát từ các thiết bị công suất, tia chớp, v.v., như hình 42.

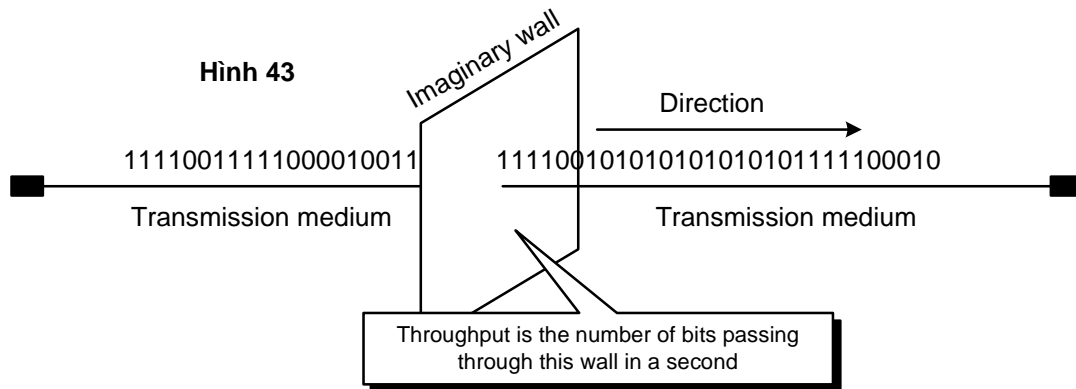


Hình 7.42

7.6 HIỆU SUẤT (PERFORMANCE):

Môi trường truyền dẫn là nền tảng cho dữ liệu. Một khi chúng ta có môi trường truyền, ta dùng ba ý niệm: **thông lượng** (năng suất truyền: throughput), **tốc độ truyền** (propagation speed) và **thời gian truyền** (propagation time)

Thông lượng: thông lượng là tổng số bit truyền được là dữ liệu truyền nhanh qua một điểm ra sao, nếu cách khác ta xét một điểm bất kỳ trong môi trường truyền như là một bức tường mà các bit đi chuyển đi qua, **thông lượng là số bit có thể đi qua bức tường trong một giây**, như trong hình 43.

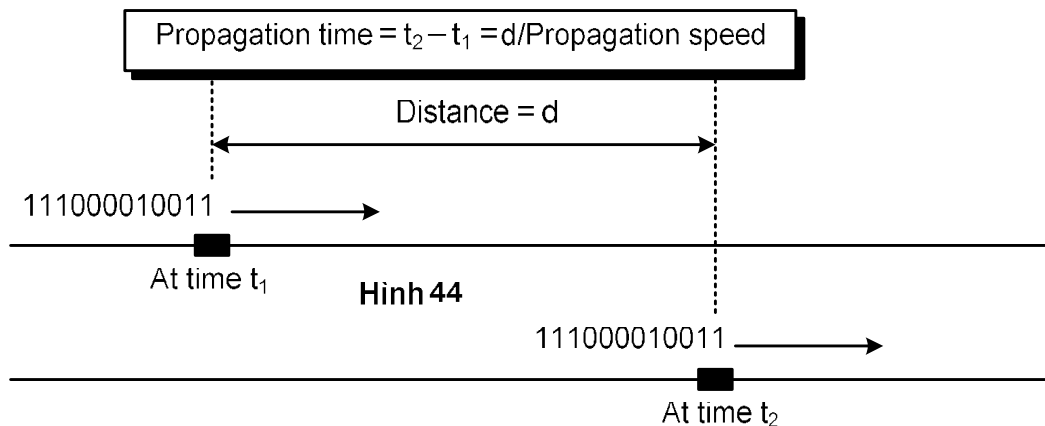


Hình 7.43

Tốc độ truyền: là tổng số bit mà tín hiệu hay bit có thể đi qua môi trường trong một giây. Tốc độ truyền của tín hiệu liên tục phụ thuộc vào môi trường và tần số tín hiệu. Ví dụ; trong chân không ánh sáng di chuyển với vận tốc là 3×10^8 m/s. Tốc độ này tương đương như trong dây cáp xoắn. Tuy nhiên, trong cáp đồng trục và cáp quang, thì tốc độ này là 2×10^8 m/s trong dải tần MHz và GHz.

Thời gian truyền: là tổng thời gian cần thiết để tín hiệu hay bit đi từ điểm này đến điểm khác trong môi trường truyền, như trong hình 44.

Thời gian truyền = chiều dài / tốc độ truyền.



Hình 7.44

Thời gian truyền thông của chu kỳ hóa sang **kilomet**. Thí dụ, thời gian truyền trong dây cáp xoắn đôi được chu kỳ hóa thành km như sau:

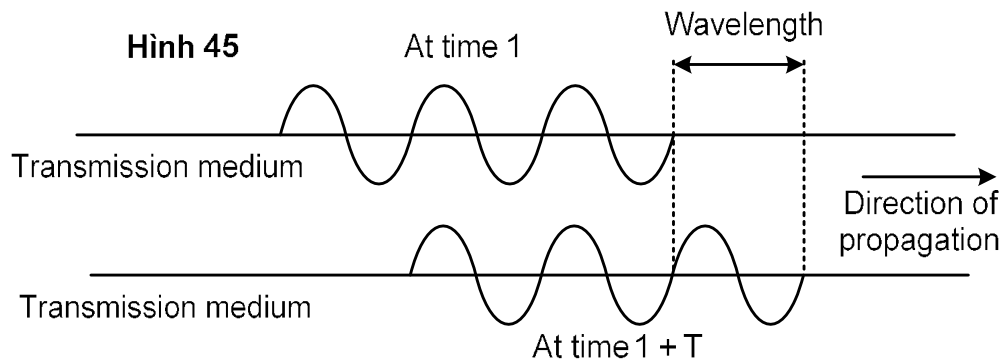
$$\text{Thời gian truyền} = 1000\text{m} / (3 \times 10^8 \text{ m/s}) = 3,33 \times 10^{-6} \text{ s/m} = 3,33 \mu\text{s/km}$$

Trong cáp quang, thì:

$$\text{Thời gian truyền} = 1000\text{m} / (2 \times 10^8 \text{ m/s}) = 5 \times 10^{-6} \text{ s/m} = 5 \mu\text{s/km}$$

B C SÓNG:

Dài sóng là một tính khác của tín hiệu di chuyển trong môi trường truyền. Dài sóng ràng buộc chu kỳ hay tần số của một sóng sin khi gửi tín hiệu truyền trong môi trường. Nói khác đi, khi tần số tín hiệu của lập vi môi trường, dài sóng phụ thuộc vào cả tần số và môi trường. Mặc dù dài sóng có liên quan đến tín hiệu, nhưng ngược lại ta cũng dùng khi bàn về ánh sáng trong cáp quang. Dài sóng là các đặc tính của tín hiệu gửi đi chuyển trong một chu kỳ, như trong hình 45.



Hình 7.45

Dài sóng có thể tính toán từ tốc độ truyền và chu kỳ của tín hiệu

$$\text{dài sóng} = \text{tốc độ truyền} \times \text{chu kỳ}$$

Một khác quan hệ giữa tần số và chu kỳ, ta có:

$$\text{dài sóng} = \text{tốc độ truyền} \times (1/\text{tần số}) = \text{tốc độ truyền} / \text{tần số}$$

Giả sử là dài sóng, tốc độ truyền là c , và tần số là f thì:

$$\lambda = c/f$$

Dài sóng thông thường có đơn vị micrômét (micrôn), thí dụ dài sóng tia hồng ngoại ($\text{tần số} = 4 \times 10^{14}$) trong không khí là:

$$\lambda = c/f = (3 \times 10^8) / (4 \times 10^{14}) = 0,75 \times 10^{-6} \text{ m} = 0,75 \mu\text{m}$$

Trong đây chúng ta hay cáp quang thì dài sóng thông thường ($0,5 \mu\text{m}$) do tốc độ truyền trong cáp bé hơn trong không khí.

DUNG LƯỢNG SHANNON

Tốc độ truyền dữ liệu là một bài toán luôn quan tâm, vào năm 1944, Claude Shannon đã ra công thức xác định **lý thuyết cao nhất cho một kênh truyền**:

$$C = B \log_2(1+S/N)$$

Trong đó, B là kh sng kênh truy n, S/N là t s tín hi u trên nhi u và C là dung l ng truy n (còn c g i là sung l ng Shannon) c a kênh tính theo bps.

Thí d 4:

Trong m t kênh có r t nhi u nhi u thì t s S/N g n b ng 0, t c là nhi u quá m nh làm y u tín hi u. Nh th , dung l ng truy n lúc này là:

$$C = B \log_2(1+S/N) = B \log_2(1+0) = B \log_2(1) = B \times 0 = 0$$

i u này t c là dung l ng kênh truy n là không b t k b ng thông là bao nhiêu, t c là ta không th truy n tin qua kênh này.

Thí d 5:

Tính t c bit cao nh t lý thuy t c a m t ng dây i n tho i thông th ng, v i kh sng 3000 Hz (t 300 Hz n 3.300 Hz), t s S/N th ng là 3162 (35 dB). Nh th , dung l ng truy n lý thuy t cao nh t là:

$$C = B \log_2(1+S/N) = 3000 \log_2(1+3162) = 3000 \log_2(3163) = 3000 \times 11,62 = 34.860bps$$

Nh th , n u mu n t ng t c truy n d li u trong ng dây i n tho i, thì ph i m t là t ng b ng thông hay c i thi n t s S/N.

7.7 SO SÁNH CÁC MÔI TR NG TRUY N

Khi c n thi t ph i ánh giá m t môi tr ng truy n trong các ng d ng c th thì c n quan tâm n **5 y u t sau**: chi phí, t c , suy hao, nhi u i n t tr ng và an toàn.

Chi phí: chi phí v t t , và l p t

T c : là t c truy n bps v i tín c y cao, chú ý là t c thay i theo t n s (t n s càng cao thì truy n càng nhi u bps), c ng nh kích th c c a môi tr ng và/hay thi t b truy n d n, và v n i u hòa c a môi tr ng d n i n.

Suy hao: nh ã th o lu n ph n trên

Nhi u i n t tr ng: (EMI: electromagnetic interference) nói lên kh n ng c m nh n c a môi tr ng i v i n ng l ng i n t tr ng t bên ngoài vào ng k t n i lên trên tín hi u truy n.

An ninh: là tính b o v cho an ninh khi truy n, thí d sóng i n tr ng, dây d n i n r t d b thâm nh p l u, còn cáp quang thì khó h n.

B ng B.3 so sánh nhi u d ng môi tr ng truy n theo các tiêu chí ch t l ng v a nêu:

Medium	Cost	Speed	Attenuation	EMI	Security
UTP	Low	1 – 100 Mbps	High	High	Low
STP	Moderate	1 – 150 Mbps	High	Moderate	Low
Coax	moderate	1 Mbps – 1 Gbps	Moderate	Moderate	Low
Optical fiber	Hight	10 Mbps – 2 Gbps	Low	Low	High

Radio	Moderate	1 – 10 Mbps	Low-high	High	Low
Microwave	High	1 Mbps – 10 Gbps	Variable	High	Moderate
Satellite	High	1 Mbps – 10 Gbps	Variable	High	Moderate
Cellular	High	9.6 – 19.2 Kbps	Low	Moderate	Low

T KHOA VÀ Ý NI M

- Angle of incidence: góc tới
- Angle of reflexion : góc phản xạ
- Angle of refraction: góc khúc xạ
- Attenuation: suy hao
- Cellular telephony: viễn thông di động (động tế bào)
- Cladding: lớp bọc ngoài
- Coaxial cable: cáp đồng trục
- Critical angle: góc tới hạn
- Crosstalk:
- Decibel (dB):
- Distorsion: méo
- Downlink:
- Electromagnetic interference (EMI):
- Electromagnetic spectrum: phổ tần số
- Extremely high frequency (EHF):
- Geosynchronous orbit: quỹ đạo tĩnh
- Guided media:
- High frequency (HF):
- Horn antenna:
- Infrared light: tia hồng ngoại
- Ionosphere: tầng ion
- Ionospheric propagation: truyền sóng tầng ion
- Laser:
- Light-emitting diode (LED):
- Line-of-sight propagation: lan truyền sóng thẳng
- Low frequency (LF):
- Microwave: vi ba
- Microwave transmission: truyền sóng vi ba
- Middle frequency (MF)
- Mobile telephone switching office (MTSO)
- Multimode graded-index fiber
- Multimode step-index fiber
- Noise: nhiễu

- Optical fiber: cáp quang
- Parabolic dish antenna: chảo parabol
- Propagation speed: tốc độ truyền
- Propagation time: thời gian truyền
- Radio wave: sóng radio
- Reflexion: phản xạ
- Refraction: khúc xạ
- Shannon capacity: dung lượng Shannon
- Shield twisted-pair (STP)
- Single-mode fiber
- Space propagation: truyền dẫn trong không gian
- Superhigh frequency (SHF)
- Terminator: đầu kết thúc
- Terrestrial microwave: vi ba mặt đất
- Throughput: thông lượng
- Transmission media: môi trường truyền
- Troposphere: tầng đối lưu
- Tropospheric propagation: truyền dẫn tầng đối lưu
- Twisted-pair cable: cáp xoắn đôi
- Ultrahigh frequency (UHF)
- Unguided medium
- Unshielded twisted-pair (UTP)
- Uplink
- Very high frequency (VHF)
- Very low frequency (VLF)
- Wavelength: bước sóng
- Wireless communication: thông tin không dây

TÓM TẮT

- ❖ Tín hiệu truyền tải máy phát đến máy thu theo đường đi là môi trường truyền, có thể là nhúng hay không nhúng (vô tuyến).
- ❖ Môi trường nhúng có biên vật lý còn môi trường không nhúng thì không có biên vật lý (vô tuyến).
- ❖ Các dạng môi trường nhúng thông thường là:
 - ❖ Cáp xoắn (kim loại)
 - ❖ Cáp đồng trục (kim loại)
 - ❖ Cáp quang
 - ❖ Cáp xoắn gồm hai dây đồng có cách điện xoắn lại, làm cho mỗi dây dẫn chung cấu trúc như nhau.
 - ❖ Cáp xoắn có bọc giáp gồm hai dây đồng có cách điện xoắn lại chập chồng trong một lớp giáp bọc kim loại hay lõi kim loại.
 - ❖ Cáp đồng trục gồm các lớp sau:
 - ❖ Lõi kim loại
 - ❖ Lớp cách điện bọc lõi
 - ❖ Lớp giáp bọc ngoài lớp cách điện
 - ❖ Lớp cách điện bọc ngoài giáp
 - ❖ Lớp bọc bên ngoài
 - ❖ Các loại cáp xoắn đôi và cáp đồng trục truyền dẫn tín hiệu đồng bộ
 - ❖ Cáp quang gồm lõi là thủy tinh hay plastic bao bọc lớp vỏ bọc, và đặt vào trong một lớp vỏ bọc ngoài.
 - ❖ Cáp quang truyền dẫn lưu dẫn ánh sáng, và truyền trong lõi bằng phương pháp phản xạ.
 - ❖ Cáp quang ngày càng phổ biến nhờ tính chi phí cao, suy giảm thấp và băng thông rộng.
 - ❖ Trong cáp quang, tín hiệu lan truyền theo multimode (nhuận tia sáng) hay singlemode (một hướng).
 - ❖ Trong chế độ multimode step-index, một lõi là không đồng nhất và ánh sáng thay đổi chi tiêu một cách đột ngột ở vùng giao tiếp giữa lõi và lớp vỏ bọc.
 - ❖ Trong chế độ multimode graded-index, một lõi giảm dần theo khoảng cách tâm, làm uốn cong các chùm tia.
 - ❖ Sóng vô tuyến (radio) có thể dùng truyền dẫn lưu, là dạng môi trường truyền không nhúng và thường lan truyền qua không khí.
 - ❖ Qui hoạch tần số như vùng tần số dùng trong thông tin vô tuyến.
 - ❖ Truyền dẫn vô tuyến phụ thuộc vào tần số và có những dạng sau:
 - ❖ Sóng mặt
 - ❖ Truyền dẫn tầng ionosphere

- ❖ Truyền sóng điện từ trong môi trường
- ❖ Truyền sóng điện từ
- ❖ Truyền sóng điện từ qua không gian
- ❖ Sóng VLF và LF là dạng sóng lan truyền theo bề mặt đất.
- ❖ Sóng MF lan truyền trong tầng điện ly, cùng với phương thức truyền sóng của máy phát và máy thu, như sóng ngắn, và tần số điện ly là lập trên tần số ngắn.
- ❖ Sóng HF đi xuyên trong tầng điện ly ở các pha ngắn của máy thu trong tầng điện ly.
- ❖ VHF và UHF dùng trong thông tin truyền sóng, máy thu và máy phát phải nhìn thấy nhau, không có vệ tinh.
- ❖ Sóng VHF, UHF, SHF và EHF có thể truyền trong không gian trong thông tin vệ tinh.
- ❖ Vệ tinh mặt đất dùng phương thức truyền sóng truyền sóng điện từ để liên lạc.
- ❖ Bộ tiếp nhận như mặt đất cũng có các loại vệ tinh mặt đất.
- ❖ Chorro anten và horn anten cũng dùng trong truyền và nhận sóng vệ tinh.
- ❖ Thông tin vệ tinh dùng quầng địa tầng xuyên tầng điện ly, vệ tinh vệ tinh là có thể bao phủ toàn cầu.
- ❖ Quầng địa tầng xuất hiện mặt xích đạo và các mặt đất khoảng 22.000 mile.
- ❖ Thông tin vệ tinh cung cấp dịch vụ pháp cho thông tin di động.
- ❖ Hệ thống thông tin di động bao gồm máy di động, vệ tinh, MTSO và tầng địa tầng điện từ.
- ❖ Suy hao, méo và nhiễu xạ là các yếu tố hao tổn tín hiệu.
- ❖ Suy hao là suy giảm năng lượng do sự cản trở của môi trường truyền.
- ❖ DdB là đơn vị đo lường mức độ suy hao của hai tín hiệu hai tín hiệu hoặc hai điểm khác nhau
- ❖ Méo xảy ra do các tần số truyền khác nhau của nhiễu xạ truyền
- ❖ Nhiễu xạ là nhiễu xạ bên ngoài làm nhiễu tín hiệu.
- ❖ Ta có thể đánh giá môi trường truyền thông qua throughput, tần số truyền và thời gian truyền.
- ❖ Tần số sóng là tần số truyền chia cho tần số
- ❖ Dung lượng Shannon là công thức tính lý thuyết tốc độ liên lạc cao nhất của kênh truyền.
- ❖ Năm yếu tố cần quan tâm khi đánh giá môi trường truyền sóng điện từ là: chi phí, throughput, suy hao, EMI và an ninh.

BÀI LUYỆN TẬP

CÂU HỎI ÔN TẬP

1. Cho biết các thành phần của phần tử dùng trong thông tin?
2. Cho biết hai loại quan trọng của môi trường truyền?
3. Sự khác biệt giữa môi trường nhúng và môi trường không nhúng?
4. Bằng cách nào để môi trường có nhúng?
5. Ưu điểm của cáp xoắn so với cáp không xoắn?
6. Tại sao cáp đồng trục thường có xoắn?
7. Khi chùm tia sáng đi qua vùng mặt phẳng thì xảy ra vì c gì? Khi qua vùng có mặt cao hơn?
8. Khi chùm tia đi qua môi trường cao sang môi trường thấp, chùm tia sẽ như thế nào trong các trường hợp sau:
 - Góc tới nhỏ hơn góc khúc xạ.
 - Góc tới bằng góc khúc xạ.
 - Góc tới lớn hơn góc khúc xạ.
9. Khúc xạ là gì?
10. Cho biết các phần tử của lan truyền ánh sáng trong kênh quang?
11. Vai trò của lớp bọc (cladding) trong cáp quang? Cho biết vì sao nó cần thiết?
12. Trình bày các ưu điểm của các quang so với các dạng cáp đồng trục và xoắn?
13. Ưu điểm của thông tin cáp quang?
14. Cho biết định nghĩa của thông tin vô tuyến?
15. Cho biết các phần tử của lan truyền sóng vô tuyến?
16. Trình bày về phần tử trong vi ba mặt?
17. Tại sao cần tính toán trong thông tin vô tuyến?
18. Phần tử chuyển vùng trong thông tin di động?
19. Cho biết ba yếu tố của hao truyền dẫn?
20. Decibel dùng trong lĩnh vực gì?
21. Cho biết ba yếu tố quan trọng trong ảnh hưởng của môi trường truyền?
22. Quan hệ giữa tốc độ truyền và thời gian truyền?
23. Định nghĩa và phần tử tính toán của sóng?
24. Vai trò của định lý Shannon trong truyền tin?
25. Crosstalk là gì và phần tử giảm thiểu?
26. Mô tả các thành phần của bộ tạo nên cáp quang? Vẽ hình?
27. Tại sao nên cho chùm tia phản xạ thay vì khúc xạ trong thông tin quang học?

28. Mô t các l p c a khí quy n? Thông tin ng d ng trong các l p n ào?
29. Trình bày ph ng th c truy n d n trong l p i n ly? Dùng vào ng d ng nào?
30. T i sao l i có gi i h n v c ly trong thông tin vi ba m t t?
31. Trong cáp quang, n ng l ng tín hi u thu c t i ích có b ng tín hi u n i phát không? Th o lu n v các ch truy n trong cáp quang?

CÂU H I TR C NGHI M

32. Môi tr ng truy n d n th ng c chia thành:
 - a. c nh và không c nh
 - b. nh h ng và không nh h ng
 - c. xác nh và không xác nh
 - d. kim lo i và không kim l ai
33. Cho bi t lo i cáp có m t lõi kim lo i ng và l p v b c làm dây d n th hai:
 - a. cáp xo n ôi
 - b. cáp ng tr c
 - c. cáp quang
 - d. cáp ôi xo n có giáp b c
34. Trong cáp quang, thì ngu n tín hi u có d ng:
 - a. ánh sáng
 - b. sóng vô tuy n
 - c. h ng ng ai
 - d. t n s r t th p
35. Trong ph i n t , u cu i phía d i là:
 - a. sóng vô tuy n
 - b. công su t và tho i
 - c. ánh sáng t ngo i
 - d. ánh sáng h ng ng ai
36. Trong ph i n t , u cu i phía trên là:
 - a. Ánh sáng th y c
 - b. Tia v tr
 - c. Sóng vô tuy n
 - d. Tia gamma
37. Thông tin dùng khối là thí d v d ng môi tr ng truy n:
 - a. có nh h ng
 - b. không nh h ng
 - c. ph n x

- d. bé hay to
38. Môi trường truyền có nhúng ban đầu dùng làm:
- lõi sợi quang
 - lõi sợi cáp
 - thông tin v. tính
 - thông tin quang
39. Cho biết dạng nào không phải là môi trường có nhúng:
- cáp xoắn đôi
 - cáp quang
 - cáp quang
 - khí quyển
40. Trong môi trường có các thiết bị áp cao, thì môi trường truyền tốt nhất là:
- cáp xoắn đôi
 - cáp quang
 - cáp quang
 - khí quyển
41. Cho biết yếu tố quan trọng làm cho cáp quang có tính chất nhúng tốt nhất so với cáp xoắn đôi:
- lõi sợi quang
 - kích thước cáp
 - bán kính ngoài sợi quang
 - chiết suất
42. Chất liệu mang thông tin gì?
- cáp xoắn đôi
 - cáp quang
 - cáp quang
 - tất cả các dạng trên
43. Trong cáp quang thì lõi có mặt ra sao so với vỏ bọc:
- mặt phẳng
 - mặt tròn
 - cùng mặt
 - mặt khác
44. Lõi cáp quang được chế tạo từ chất liệu gì:
- thủy tinh hay plastic
 - ng

- c. lộn kim
 - d. chôn
45. Trong kết nối cáp quang thì yếu tố nào có thể gây méo dạng tín hiệu:
- a. lỗi trong cáp kết nối chèn góc hay chèn hàng
 - b. có khe hở giữa lõi
 - c. mất tiếp xúc chèn nhôm
 - d. tất cả các yếu tố trên
46. Thông tin vô tuyến có dải tần:
- a. 3 KHz đến 300 KHz
 - b. 300KHz đến 3 GHz
 - c. 3 KHz đến 300 GHz
 - d. 3 KHz đến 3000GHz
47. Thông tin vô tuyến chia thành các dải sóng dựa trên tiêu chuẩn nào:
- a. biên
 - b. tần số
 - c. chi phí và phức tạp
 - d. môi trường truyền dẫn
48. Trong phương pháp truyền dẫn nào mà tần số thấp bám sát mặt đất:
- a. sóng điện từ
 - b. điện từ
 - c. điện từ
 - d. không gian
49. Phương thức truyền qua sóng vô tuyến phụ thuộc nhiều vào yếu tố nào:
- a. tất cả đều đúng
 - b. tần số
 - c. tất cả baud
 - d. công suất
50. VLF hoạt động trong lớp nào:
- a. tầng điện từ
 - b. tầng điện từ
 - c. không gian
 - d. tất cả các yếu tố trên
51. Mật độ tính trong quỹ đạo nhân tạo hiện tại trong:
- a. mật độ
 - b. 24 giờ

- c. m t th ng
- d. m t n m
52. N u v tinh là a t nh, thì c ly so v i tr m m t t s là:
- không i
 - thay i theo th i gian trong ngày
 - thay i theo bán kính c a qu o
 - t t c u sai
53. Khi m t chùm tia i qua môi tr ng có hai m t thì n u góc t i l n h n góc t i h n, thì n t ng nào xu t hi n:
- ph n x
 - khúc x
 - t i
 - t i h n
54. Chùm tia di chuy n t vùng m t cao sang vùng m t th p, khi góc ph n x so v i góc t i nh th nào:
- l n h n
 - bé h n
 - b ng
 - t t c u sai
55. Khi góc t i h n là 50° và góc t i là 60° , thì góc ph n x là bao nhiêu :
- 10°
 - 50°
 - 60°
 - 110°
56. N u góc khúc x là 90° và góc t i là 48° , thì góc t i h n là:
- 42°
 - 48°
 - 90°
 - 138°
57. N u góc khúc x là 70° và góc t i là 50° , thì góc t i h n ph i l n h n:
- 50°
 - 60°
 - 70°
 - 120°

58. Trong chế độ truyền dẫn cáp quang nào mà chùm tia di chuyển như theo chiều ngang và vùng lõi có mặt tiếp xúc với môi trường có chiết suất thấp hơn so với các chế độ truyền dẫn khác:
- multimode step-index
 - multimode graded-index
 - multimode single index
 - single mode
59. Phương pháp truyền dẫn nào chủ yếu như hình ảnh của mô đun:
- multimode step-index
 - multimode graded-index
 - multimode single index
 - single mode
60. Trong chế độ truyền dẫn nào mà lõi có mặt thay đổi:
- multimode step-index
 - multimode graded-index
 - multimode single index
 - single mode
61. Khi nói đến môi trường không đồng nhất, tức là nói đến môi trường:
- dây kim loại
 - dây không kim loại
 - khí quyển
 - tất cả đều sai
62. Cáp quang không gì nên cấp điện, vì không bằng hình ảnh của:
- truyền dẫn tốc độ cao
 - truyền dẫn tốc độ thấp
 - nhieu tầng
 - tất cả đều sai
63. Trong thông tin di động, vùng dịch vụ được chia thành nhiều phần như sau, cái gì là:
- cell
 - cell office
 - MTSO
 - điểm chuyển tiếp
64. Yếu tố nào xác định kích thước mặt cell là:
- diện tích
 - số máy di động
 - số MTSO

- d. tất cả các yếu tố trên
65. MTSO có nhiệm vụ :
- kiểm tra cell và vị trí địa điểm
 - chọn kênh truyền
 - tính toán
 - tất cả các chức năng trên
66. MTSO tìm vị trí thuê bao di động thì công việc là:
- Hand-off
 - Hand on
 - paging
 - receiving
67. Mức tín hiệu ở hai điểm. Công suất P1 tại điểm đầu tiên và P2 tại điểm thứ hai. Tr dB bằng 0, tức là:
- P2 bằng không
 - P2 bằng P1
 - P2 rất lớn hơn P1
 - P2 rất bé hơn P1
68. Tín hiệu bị tổn hao do sự cản trở của môi trường truyền, do yếu tố nào:
- suy hao
 - méo dạng
 - nhiều
 - DeciBel
69. Tín hiệu bị tổn hao do các truyền của các tần số sóng con là khác nhau:
- suy hao
 - méo dạng
 - nhiều
 - DeciBel
70. Cho biết yếu tố nào do tác động của ngu ồn bên ngoài làm suy hao tín hiệu:
- suy hao
 - méo dạng
 - nhiều
 - DeciBel
71. Hiện tượng của môi trường có thể có lỗi là:
- thông lượng
 - tốc độ truyền

- c. thời gian truyền
 - d. tất cả đúng
72. Cho biết yếu tố nào có đơn vị mét/giây hay km/giây:
- a. thông lượng
 - b. tốc độ truyền
 - c. thời gian truyền
 - d. băng thông
73. Cho biết yếu tố nào có đơn vị bit/giây:
- a. thông lượng
 - b. tốc độ truyền
 - c. thời gian truyền
 - d. băng thông
74. Cho biết yếu tố nào có đơn vị giây:
- a. thông lượng
 - b. tốc độ truyền
 - c. thời gian truyền
 - d. băng thông
75. Khi nhân tốc độ truyền với thời gian truyền ta có:
- a. thông lượng
 - b. dải sóng cao tần hiệu dụng
 - c. hệ số méo dạng
 - d. cự ly cao tần hiệu dụng hay bit tải
76. Thời gian truyền số quan hệ với cự ly và tốc độ truyền ra sao:
- a. nghịch; thuận
 - b. thuận; nghịch
 - c. nghịch; nghịch
 - d. thuận; thuận
77. Băng sóng số quan hệ như thế nào với tốc độ truyền và chu kỳ:
- a. nghịch; thuận
 - b. thuận; nghịch
 - c. nghịch; nghịch
 - d. thuận; thuận
78. Dải sóng phổ thuộc vào:
- a. tần số cao tần hiệu dụng
 - b. môi trường

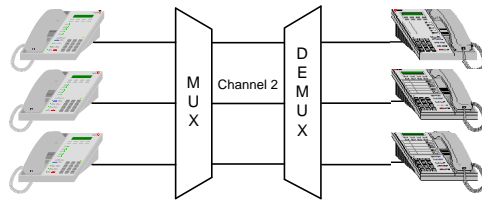
- c. góc pha của tín hiệu
 - d. a và b
79. Bước sóng của ánh sáng laser trong không khí so với trong cáp quang thì:
- a. bé hơn
 - b. lớn hơn
 - c. bằng
 - d. tất cả đều sai
80. Dùng công thức Shannon tính toán tốc độ truyền dữ liệu của một kênh truyền, nếu $C = B$, thì:
- a. tín hiệu nhiễu ngẫu nhiên
 - b. tín hiệu nhiễu ngẫu nhiên
 - c. tín hiệu băng nhiễu
 - d. cả thông tin và nhiễu

BÀI TẬP

81. Cho biết tốc độ ánh sáng là 186.000 mile/second và vận tốc ánh sáng là 300 triệu mét trên giây, cho biết thời gian đi của tín hiệu từ trạm phát đến trạm nhận.
82. Chùm tia di chuyển từ môi trường này sang môi trường khác có một góc khúc xạ. Góc tới là 60° . Vận tốc ánh sáng đi qua hai môi trường khi góc tới là:
- a. 40
 - b. 50
 - c. 60
 - d. 70
 - e. 80
83. Một tín hiệu đi từ trạm A đến trạm B. Tại trạm A, công suất của tín hiệu là 100 watt, tại trạm B công suất còn lại 90 watt, tính suy hao theo dB?
84. Suy hao là -10 dB. Khi cho tín hiệu 5 watt đi qua thì còn lại bao nhiêu tín hiệu?
85. Một tín hiệu đi qua ba bộ khuếch đại nối tiếp nhau, mỗi bộ tăng 4 dB. Cho biết lợi ích? Tín hiệu khuếch đại bao nhiêu lần?
86. Dữ liệu đi qua một mạch có tốc độ 100 kbp trong 5 giây. Cho biết throughput?
87. Nếu throughput của kênh là 5 Kbps và môi trường truyền là 5 Kbps, tính thời gian truyền 100.000 bit qua kênh này?
88. Chiều dài trái đất và chu vi là 400.000 km, cho biết thời gian cần thiết để ánh sáng đi từ trái đất quay trái đất?
89. Ánh sáng đi từ trái đất tới trạm phát, tính chiều dài này?
90. Tính bước sóng của tia hồng ngoại trong chân không? Cho biết đây là dải hay ngắn hơn so với bước sóng ánh sáng màu?
91. Tín hiệu có bước sóng 1µm trong không khí, cho biết chiều dài di chuyển của tín hiệu này sau 5 chu kỳ?

92. Bước sóng của ánh sáng là $0,5 \mu\text{m}$. Cho biết thời gian cần thiết tín hiệu đi chuyển 2000 km cáp quang.
93. Một đường dây có tỉ số S/N là 1000 và tần số là 4000 Hz, cho biết tỉ số truyền dẫn điện áp?
94. Một tín hiệu trên đường dây điện thoại (tần số 4 KHz), khi tín hiệu là 10 volt, nhiễu là 5 volt. Tỉ số truyền dẫn điện áp là bao nhiêu?

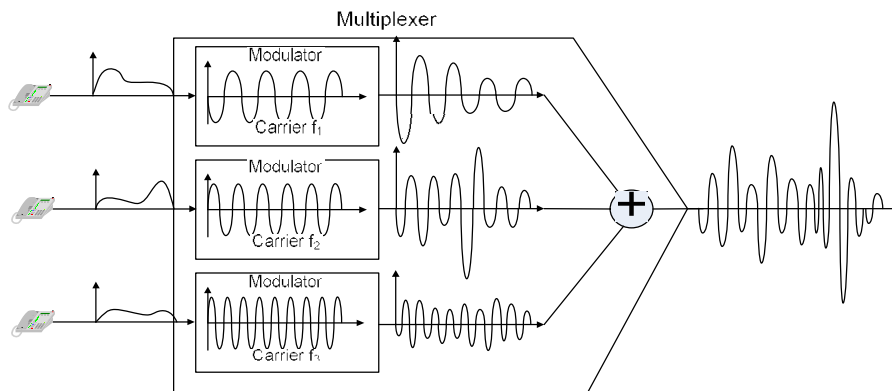
biểu), biểu đồ tín hiệu không chồng lấn. Hơn nữa, các tần số sóng mang không gây nhiễu lẫn nhau.



Hình 8.3

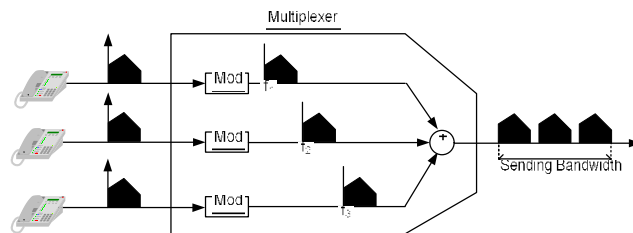
Trong hình vẽ trên cho thấy, một kênh truyền được chia thành các kênh phân biệt, mỗi kênh được chia theo tần số.

8.2.1 Quá trình ghép kênh FDM:



Hình 8.4

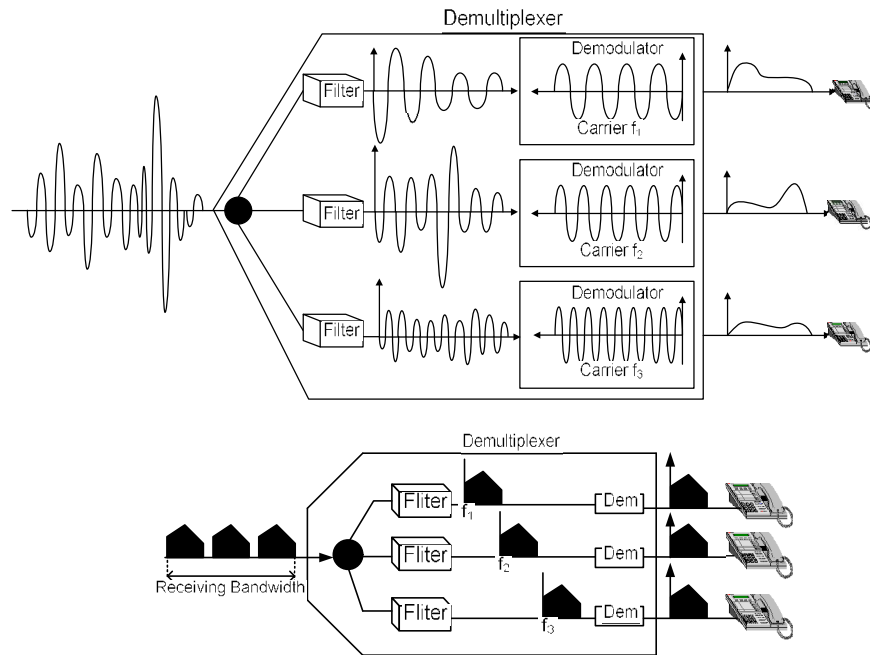
Hình bên trên minh họa ý nghĩa FDM trong miền thời gian dùng tín hiệu vào và ra. Miền thời gian của tín hiệu trong dải tần số chồng nhau. Trong ghép kênh, các tín hiệu này được chia thành nhiều tần số sóng mang khác nhau (f_1, f_2 và f_3). Tín hiệu được chia thành phần cộng thành một tín hiệu chung và đưa vào môi trường truyền dẫn có khả năng truyền cho tín hiệu này.



Hình 8.5

Hình trên minh họa ý nghĩa ghép kênh FDM trong miền tần số. Chú ý là trục hoành trong trục hệ này là tần số. Trong FDM, các tín hiệu này được chia về các tần số sóng mang riêng (f_1, f_2 và f_3) dùng để chia AM hay FM. Tín hiệu hỗn hợp có khả năng phân biệt các kênh riêng biệt vì các dải phân cách bảo vệ (guard band).

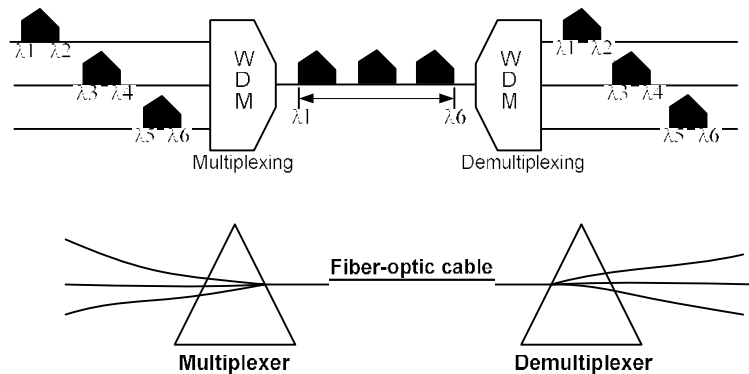
8.2.2 Phân kênh:



Hình 8.6

Bộ phân kênh là các bộ lọc nhằm tách các tín hiệu ghép kênh thành các kênh phân biệt. Các tín hiệu này tiếp tục gửi đi xuống và các xung thì bắt đầu thu tiếp theo.

8.3 PHƯƠNG PHÁP PHÂN CHIA THEO BƯỚC SÓNG (WDM)

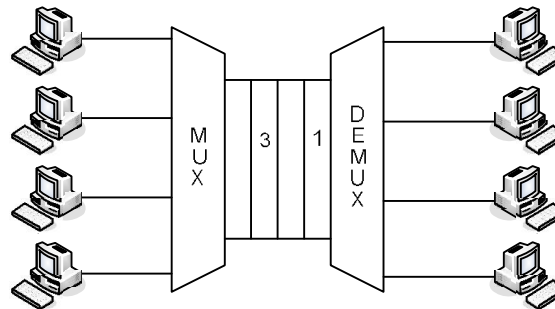


Hình 8.7

Ghép kênh dùng phương pháp phân chia theo bước sóng với nguyên lý là tương tự như FDM, trừ tín hiệu là ánh sáng và môi trường là cáp quang. Nguyên lý này là hai phương pháp sử dụng các tần số khác nhau cho các tín hiệu khác nhau.

8.4 PHƯƠNG PHÁP PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN (TDM)

Ghép kênh dùng phương pháp phân chia theo thời gian: là quá trình sử dụng khi môi trường truyền có thể đồng thời nhiều yêu cầu của thiết bị thu và phát. Trong các trường hợp này, nhiệm vụ tín hiệu truyền đến kênh dùng một kênh truyền.



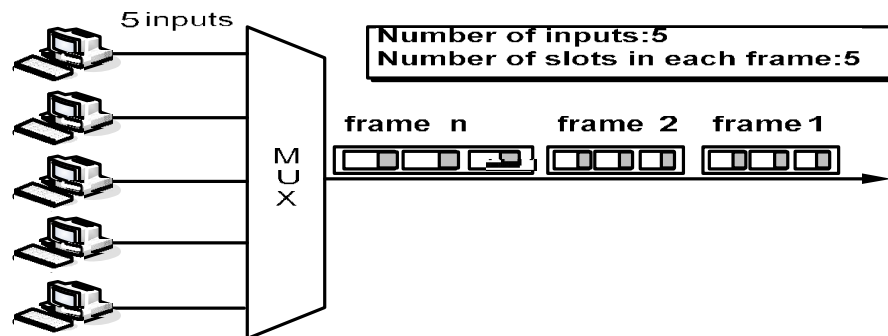
Hình 8.8

Hình vẽ minh họa quá trình TDM và chú ý là truyền theo trật tự thời gian.

TDM có thể chia thành hai phương pháp: TDM đồng bộ và TDM không đồng bộ.

8.4.1 TDM đồng bộ :

Trong phương pháp này, thời gian đồng bộ có nghĩa khác nhau tùy theo các ứng dụng trong thông tin. Trường hợp này, đồng bộ chỉ là ghép kênh phân chia cho các khe (slot) của tín hiệu và vị trí thời gian bằng nhau, cho dù kênh đó không có gì truyền đi, truyền về các khe trống.

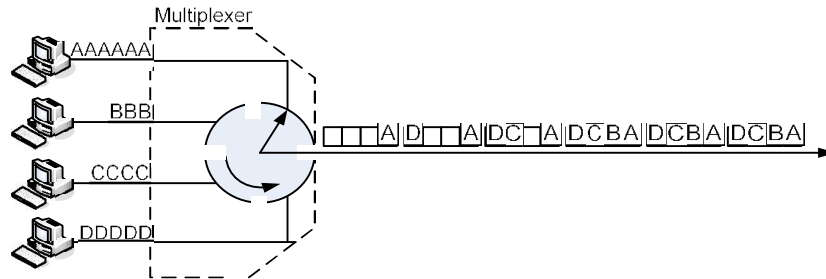


Hình 8.9

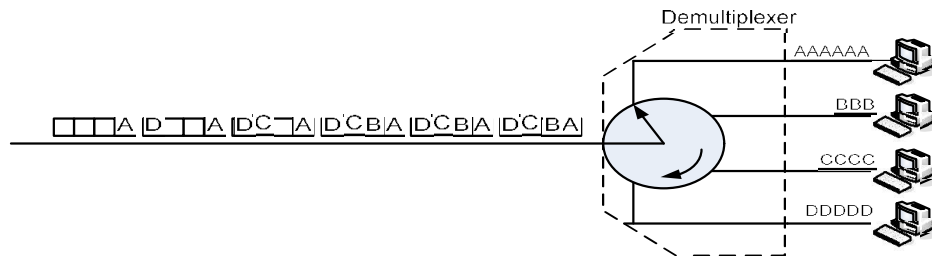
Frame (Khung): Các khe (slot) thời gian được nhóm thành khung (frame). Mỗi frame gồm một chu kỳ các khe thời gian, bao gồm một hay nhiều slot được gán cho từng thiết bị. Trong một thời gian có n đồng bộ, mỗi frame có ít nhất là n slot, trong đó mỗi slot sẽ dùng mang thông tin của tín hiệu vào. Khi tất cả các thiết bị ngõ vào dùng chung kênh truyền thì vị trí cùng một bit ngõ vào có một slot trong frame thời gian. Tuy nhiên, phương pháp này cho phép truyền về các thiết bị truyền bit khác nhau. Khi truyền về hai slot trong một frame sẽ nhanh hơn một khe mỗi frame. Mỗi khe thời gian dành cho thiết bị tạo thành kênh truyền cho thiết bị này.

Chuyển vị (Interleaving): Phương pháp TDM này có thể xem như một chuỗi bit xoay vòng nhanh. Chuyển vị này di chuyển bit từ vị trí này sang vị trí khác theo thời gian và tốc độ không đổi. Quy trình này cũng gọi là chuyển vị (interleaving).

Chuyển vị có thể thể hiện cho từng bit, từng byte, hay từng đơn vị dữ liệu. Nói khác đi, để ghép kênh số lượng m bit của thời gian này, và byte khác thì thời gian khác. Trong cùng một thời gian, các đơn vị chuyển vị này thường có cùng kích thước.



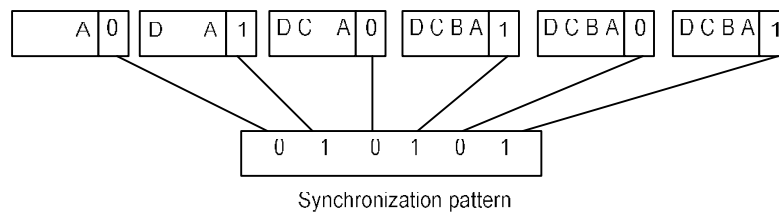
Hình 8.10



Hình 8.11

Trong máy thu, bộ phân kênh tách mỗi frame ra từng bit một. Trong phương thức gán cho mỗi kênh một slot, ta thấy có những slot trống nếu các kênh chưa hoàn toàn hoạt động. Trong hình trên, chỉ có ba frame đầu tiên là có dữ liệu, các frame còn lại chỉ có các slot trống, ví dụ như ta có 6 slot trống trên tổng số 24 slot, là **bits lãng phí dùng trong kênh truyền**.

Các bit tổ khung (framing bits):

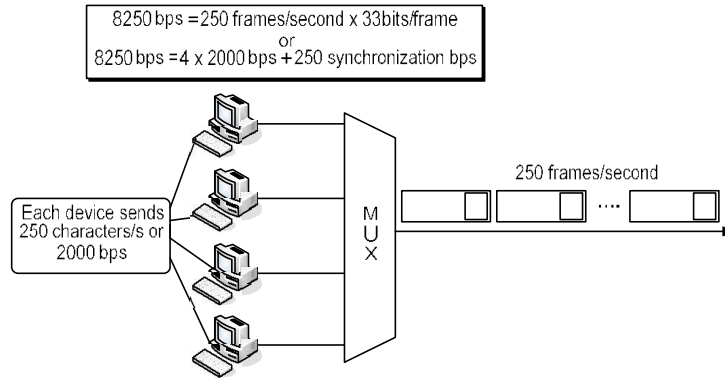


Hình 8.12

Do các slot trong phương pháp TDM này có sự xếp theo thời gian, nên ta không cần thay đổi gì từ frame này sang frame khác, nên cần rất ít thông tin overhead (dư thừa) cho mỗi frame. Nhưng một cách cho bộ phân kênh biết phải chuyển các slot đi đâu, nên nhất thiết phải có vấn đề này. Nhiễu máy có thể làm cho việc này trở nên không chính xác, nên thường cần thêm một hay nhiều bit đồng bộ, được thêm vào đầu mỗi frame. Các bit này

còn các giá trị là các bit tổ khung (framing bits), đi theo từng mút frame sang frame, cho phép phân kênh ngược và lưu trữ dữ liệu nhằm chia các slot chính xác. Trong suốt các trường hợp, các thông tin ngược bằng một bit trên mỗi frame, liên tiếp giá trị 0 và 1 (0101010101) và tiếp tục.

Thí dụ về TDM ngược:



Hình 8.13

Giả sử ta có bốn nguồn vào trên một đường truyền TDM ngược, trong đó có sự chụm v (interleaving) các ký tự. Nếu mỗi nguồn tạo ra 250 ký tự trong mỗi giây, và mỗi frame mang 1 ký tự của mỗi nguồn, đường truyền có thể mang 250 frame/giây.

Nếu ta giả sử mỗi ký tự gồm tám bit, thì mỗi frame dài 33 bit: 32 bit dùng cho bốn ký tự và một bit tổ khung. Nhìn vào quan hệ bit, ta thấy mỗi thì t tạo ra 2000 bps (250 ký tự / 8 bit mỗi ký tự) nhưng đường dây phải dẫn 8250 bps (250 frame với 33 bit mỗi frame): 8000 bit dữ liệu và 250 bit overhead.

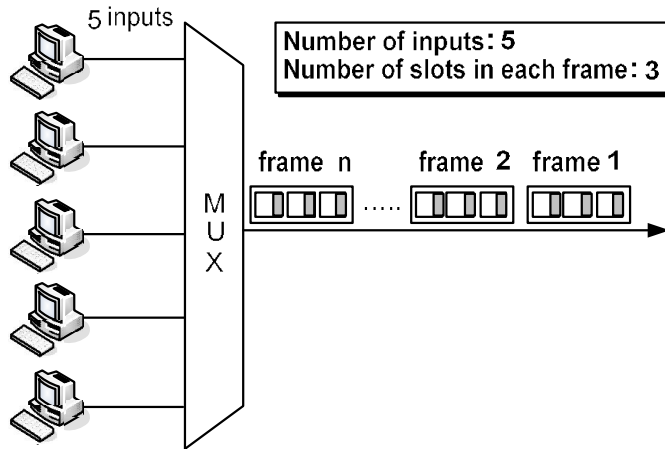
Bit nhồi (bit stuffing): Ta có thể cho phép các thì t khác nhau truyền tín hiệu với các tốc độ khác nhau trong TDM ngược. Thí dụ, thì t A dùng 1 khe thì t gian, trong khi thì t B nhanh hơn dùng hai slot. Số lượng slot trong frame và các nguồn vào dùng các slot này trong hệ thống thì ngược lại, tuy nhiên tốc độ truyền có thể khác nhau giữa các slot này. Chú ý rằng, **đài thì t gian trong mỗi slot là không đổi**. Cho phép pháp này hoạt động, các tốc độ bit khác nhau phải là bất kỳ nguyên nào. Thí dụ, ta có thể cho một thì t có tốc độ nhanh hơn 5 lần so với thì t khác bằng cách cung cấp cho thì t nhanh 5 slot và thì t còn chừa dùng 1 slot, tuy nhiên, ta không thể cho vận hành với trường hợp một thì t có tốc độ nhanh 5,5 lần vì không thể cung cấp nửa và 1/2 slot trong phép truyền ngược này.

Ta có thể giải quyết trường hợp trên dùng phép pháp gọi là bit nhồi (bit stuffing). Trong phép pháp này, một ghép kênh cần thêm một số bit thêm vào dòng bit truyền. Thí dụ, khi có một thì t có tốc độ truyền gấp 2,75 lần so với các thì t khác, ta thêm vào một số bit tổ khung có giá trị là 3 lần so với các thì t khác. Các bit thừa này (0,25 lần) sẽ được phân kênh nhả ra và loại bỏ.

8.4.2 TDM không ngược:

Như đã thảo luận trên, ta thấy TDM ngược không dùng hết khả năng của đường truyền. Thứ nhất, cho thấy rằng có một phần các slot được dùng trong cùng một lúc. Do các slot đã được phân công trước và cố định. Khi một thì t không truyền dữ liệu, slot tiếp theo

ng s r ng và ng truy n b l ăng phí. Thí d , ghép kênh 20 máy tính vào m t ng truy n. Khi dùng ph ng pháp TDM ng b , t c c a ng truy n này ít nh t ph i l n h n 20 l n t c c a m i kênh vào. N u ch có 10 máy tính truy n tin thì phân n a dung l ng ng truy n ã b l ăng phí.



Hình 8.14

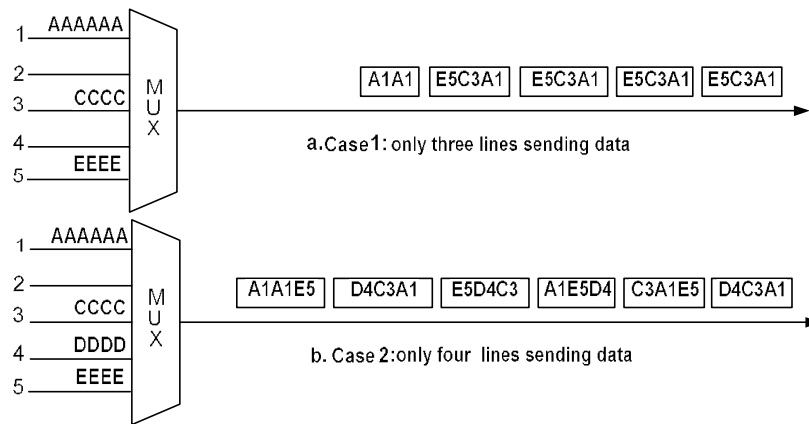
Ph ng pháp ghép kênh b ng cách phân chia theo th i gian không ng b hay ph ng pháp ghép kênh phân chia theo th i gian dùng ph ng pháp th ng kê, c thì t k tránh l ăng phí này. **T không ng b th ng có nhi u ngh a khác nhau khi dùng trong k thu t ghép kênh và truy n d n, trong tr ng h p này, t này c hi u là m m d o và không c nh.**

T ng t nh trong TDM ng b , TDM cho phép m t s các ngõ vào có t c th p c ghép kênh trong m t ng truy n t c cao. Khác v i tr ng h p dùng TDM ng b , t ng s t c c a các ng vào có th l n h n kh n ng c a ng truy n. Trong h TDM ng b , n u ta có n ngõ vào, frame ph i g m m t s không i v i ít nh t là n slot. **Trong h không ng b , n u ta có n ng vào thì frame không ch a nhi u h n n slot.** TDM không ng b h tr cùng s l ng ngõ vào nh tr ng h p TDM ng b nh ng dung l ng ng truy n th p h n. Hay trong cùng m t ng truy n, TDM không ng b có th h tr nhi u thì t b h n so v i tr ng h p ng b .

S l ng các slot trong frame TDM không ng b a trên các phân tích th ng kê v s ngõ vào truy n d n trong cùng m t n v th i gian. Các slot không c phân tr c, mà ph c v cho ngõ vào nào có d li u c n truy n. B ghép kênh quét các ngõ vào, ch p nh n m t ph n d li u cho n khi frame c l p y, và g i frame này trên ng truy n. N u không d li u l p y t t c các slot trong frame, frame ch chuy n i ph n ã y; nh th kênh có th không s d ng h t 100% kh n ng c a mình. Tuy nhiên t kh n ng cho phép thi t l p các slot m t cách n ng ng h n, ghép n i m t ph n nh các slot c a ngõ vào, ã gi m thi u c l ăng phí trên ng truy n.

Hình bên d i minh h a m t h th ng v i 5 máy tính chia x ng truy n dùng TDM không ng b . Trong thí d này , kích th c c a frame là ba slot. Hình v cho th y b ghép kênh ã x lý ba m c l u thông khác nhau. Trong tr ng h p u, ch có ba trong n m máy tính có d li u g i (ó là tr ng h p trung bình, ã cho phép ch n ba slot trong m t frame). Trong tr ng h p th hai, b n ngõ vào truy n d li u, nhi u h n m t slot trong frame. Trong

trình hình ba (thông kê cho thấy ít khi xảy ra), tất cả các ngõ vào đều gửi dữ liệu. Trong tất cả các trường hợp, bộ ghép kênh quét qua theo thứ tự, từ 1 đến 5, lấp đầy các slot gửi dữ liệu.



Hình 8.15

Trong trường hợp đầu, ba ngõ vào tác động đồng thời vào ba slot trong mỗi frame. Trong bốn frame đầu, các ngõ vào sẽ phân phối dữ liệu theo tất cả các thời điểm thông tin. Từ frame thứ 5, thời điểm 3 và 5 đã truyền xong, nhưng thời điểm 1 còn hai ký tự phải gửi. Bộ ghép kênh chỉ nhận thời điểm 1, quét xuống dòng dây mà không tìm thấy thời điểm cần truyền tin, và trở về thời điểm 1 lấy ký tự A cuối. Không còn thông tin cho slot cuối cùng, bộ ghép kênh gửi frame thứ 5 đi vì chỉ có hai slot có dữ liệu. Trong TDM thông thường, cần sáu frame với 5 slot mỗi frame cần truyền tất cả các dữ liệu, như thế là cần 30 slot. Nhưng chỉ có 14 trong số các slot này cần sử dụng. Trong hệ TDM thông thường, chỉ có một frame là cần chuyển đi không yêu cầu. Trong thời gian còn lại, toàn bộ kênh đang truyền các số dư.

Trong trường hợp thứ hai, có một slot thừa, nhưng bộ ghép kênh quét từ 1 đến 5, rồi lấp đầy trống khi chuyển đi. Frame gửi đi từ thời điểm 1, 3 và 4, chỉ không phải 5. Bộ ghép kênh tiếp tục quét và thấy còn sót một, nên đã điền vào slot đầu tiên của frame kế, rồi quét trở lại lên trên để phân phối dữ liệu tiếp theo vào slot thứ 2, và tiếp tục. Như thế, khi số các thời điểm gửi không bằng số slot trong frame, các slot không lấp đầy một cách ngẫu nhiên. Ví dụ thời điểm 1, chỉ một slot 1 trong frame đầu, nhưng lại chỉ một slot 2 trong frame kế.

Trong trường hợp thứ ba, các frame sẽ làm y như trên, nhưng lại có một thời điểm cần truyền dữ liệu. Tức là, thời điểm 1 chỉ một slot 1 trong frame đầu, slot 3 trong frame 2, và không có slot nào trong frame 3.

Trong thí dụ 2 và 3, nút cuối cùng của dây ba bên nút cần truyền các kênh, dữ liệu sẽ truyền nhanh hơn khi kênh vận hành các bộ ghép kênh. Như thế, thiết bị phải có thêm một bộ nhớ (buffer) để lưu trữ dữ liệu, chỉ khi bộ ghép kênh có thể gửi đi quyết.

nhấn mạnh (addressing) và overhead:

Trường hợp 2 và 3 nói trên đã minh họa rằng yêu cầu của TDM thông thường. Như thế, phân kênh làm thế nào biết slot nào là của kênh nào? Trong TDM thông thường, thời điểm có dữ liệu trong slot phải thu về vào vị trí thời gian của slot trong frame. Nhưng nếu

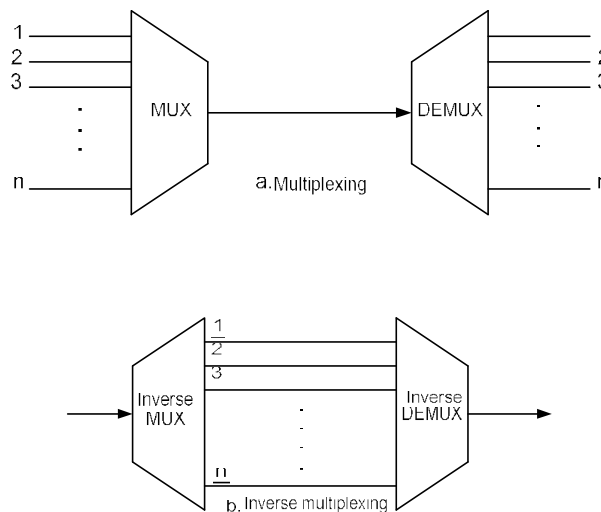
này không đúng vị trí trong hệ thống TDM không đồng bộ. Như thế trong TDM không đồng bộ thì thời gian có phương pháp nhả ra giúp phân kênh thì hiện ứng dụng của mình. Phương pháp này chỉ dùng một cách đơn giản, các bit ghép kênh đi kèm theo khi gửi và các bit phân kênh lại đi sau khi nhận xong.

Khi thêm các bit nhả ra vào mỗi slot làm gia tăng overhead của hệ thống không đồng bộ và làm giảm hiệu suất của hệ thống. Vì thế thay vì vậy, phương pháp này, phương pháp nhả ra một số ít bit và có thể rút gọn lại bằng cách chỉ truyền toàn bộ các bit trong phần truyền đi, các phần còn lại chỉ truyền đi các bit để rút gọn.

Nhu cầu nhả ra làm giảm hiệu suất của TDM không đồng bộ khi chuyển về các bit hay byte. Vì thế khi chuyển về bit mà phải mang thêm bit nhả ra; thêm một bit để đi, ba bit nhả ra. Như thế cần thêm bốn bit truyền một bit dữ liệu. Như thế cho dù có tồn tại một công suất của kênh truyền thì vẫn chỉ có một phần nhỏ của công suất truyền đi dùng cho việc truyền dữ liệu, phần còn lại là **overhead**. **Tóm lại, TDM không đồng bộ chỉ sử dụng khi kích thước các slot trong frame phải ngắn lại.**

Các khe có độ dài thay đổi (Variable-length Time slot): TDM không đồng bộ có thể cho phép truyền dữ liệu với các tốc độ khác nhau bằng cách thay đổi kích thước của các slot trong frame. Trong phát hiện tốc độ cao có thể cung cấp slot có kích thước dài hơn. Vì công suất truyền có độ dài thay đổi đòi hỏi phải thêm vào các bit nhả ra khi nhận để đảm bảo mỗi slot nhận được một độ dài của phần dữ liệu cần truyền. Các bit thêm này cũng làm gia tăng overhead của hệ thống và mặt khác, có khả năng làm giảm hiệu suất của hệ thống và hiệu suất của hệ thống về vị trí các frame có kích thước các slot không đồng đều.

8.4.3 GHÉP KÊNH NGHỊCH:

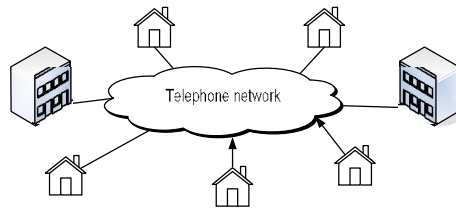


Hình 8.16

Như tên gọi, đây là ngược vị trí trong hệ thống ghép kênh. **Ghép kênh nghịch dùng lưu trữ dữ liệu một tốc độ cao và chia nó thành nhiều phần nhỏ có thể truyền đi một tốc độ thấp, mà không bị mất thông tin dữ liệu.**

Tại sao lại cần ghép kênh nghe ch? Xét trường hợp ta muốn truyền dữ liệu, thoại và video, với các tốc độ truyền khác nhau. Giả sử voice, ta cần kết nối 64 Kbps. Giả sử dữ liệu, cần 128 Kbps còn video có khi cần đến 1,544 Mbps. Như thế có hai lựa chọn: **thuê một kênh 1,544 Mbps** cho công ty viễn thông và rất ít khi dùng toàn dung lượng kênh truyền và rất lãng phí. Hay là **thuê nhiều kênh riêng có tốc độ truyền thấp hơn**. Dùng một phương thức gì là **khả năng theo yêu cầu** (bandwidth on demand), nhằm dùng các kênh truyền khi có yêu cầu dùng kênh. Dữ liệu hay tín hiệu video có thể chia nhỏ và gửi đi trong hai hay nhiều kênh hơn. Nói cách khác, **tín hiệu dữ liệu và video có thể ghép kênh nghe ch dùng nhiều kênh truyền**.

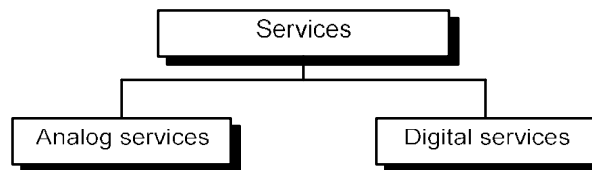
8.5 NGUYÊN LÝ CỦA GHÉP KÊNH: HỆ THỐNG VIỄN THÔNG



Hình 8.17

Ghép kênh luôn là công cụ chủ yếu trong công nghiệp viễn thông, trong đó đã ứng dụng các FDM và TDM. Hiện nay, trên thị trường có nhiều hệ thống khác nhau. Trong trường hợp này, ta sẽ khảo sát hệ thống BSM.

8.5.1. Dịch vụ sóng mang chung và phân cấp (common carrier services and hierarchies):

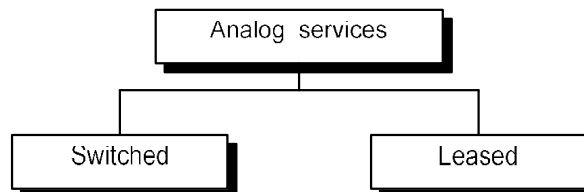


Hình 8.18

Ban đầu các công ty viễn thông chỉ có thể dùng dịch vụ analog trong mạng analog. Hiện nay, công nghệ đã cho phép thực hiện các dịch vụ và mạng số.

8.5.1.1. DỊCH VỤ ANALOG:

Có hai dịch vụ cho thuê bao là: dịch vụ chuyển mạch (switched services) và dịch vụ thuê (leased services).



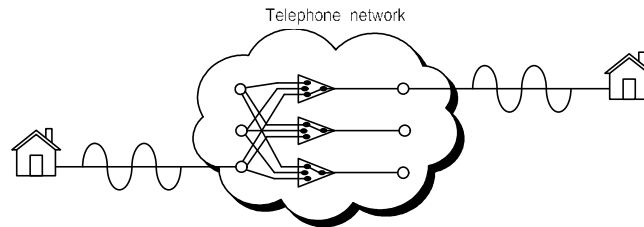
Hình 8.19

Dịch vụ chuyển mạch analog (analog switched service): Là dịch vụ gọi máy (dial up) thông thường dùng tại nhà. Dùng hai dây (hay trong một số trường hợp; dùng bốn dây) là **cấp độ**

Thông tin kỹ thuật trong thông tin truyền qua tài. Kỹ thuật này gọi là mạch vòng (local loop). Mạng kỹ thuật này đôi khi còn gọi là PSTN (public switched telephone network)

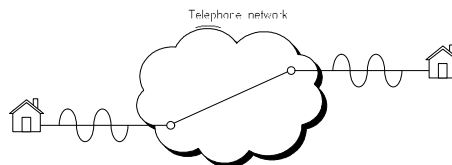
Tín hiệu trong mạch vòng là analog, và băng thông thường là từ 0 đến 4000 Hz.

Trong quá trình chuyển mạch, khi có tín hiệu gọi, cuộc gọi sẽ chuyển mạch, từ trạm chuyển mạch. Các chuyển mạch chuyển kỹ thuật số. Chuyển mạch kỹ thuật hai máy trong thời gian cuộc gọi.



Hình 8.20

Dịch vụ thuê kênh analog (analog leased service): cung cấp cho thuê bao chi phí thuê này, đôi khi còn gọi là **dedicated line**, tức là **kỹ thuật mạng trực** vì thuê bao khác. Mặc dù kỹ thuật này phi dùng chuyển mạch tự động, thuê bao xem như là một dây riêng do chuyển mạch luôn cố định, không cần gọi máy (dialing).



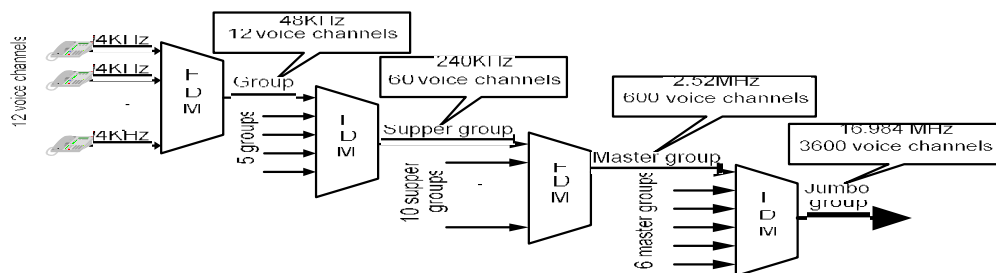
Hình 8.21

Conditioned lines: Telephone carrier cung cấp một dịch vụ gọi là conditioning, tức là **chỉ thị chất lượng** của dây do **nhieu làm nghe không rõ**, méo distortion và nhiễu do truyền. Vì vậy kỹ thuật này là analog, nhưng chất lượng cho phép dùng dịch vụ thông tin dữ liệu sử dụng kỹ thuật modem.

Phân cấp mạng analog (analog hierarchy):

Trong hệ thống phân cấp, các công ty thông tin có xu hướng ghép kênh. Trong hệ thống phân cấp dùng FDM.

Một trong những hệ thống phân cấp do AT&T thiết lập các nhóm, siêu nhóm, nhóm chính và nhóm jumbo.



Hình 8.22

Trong phương pháp phân cấp này, 12 kênh thoại được ghép thành một nhóm có băng thông rộng hơn, tạo thành nhóm (group). (Chỉ duy trì băng thông, AT&T dùng kỹ thuật tích hợp số sóng mang và biên độ tín hiệu, và phân chia chúng khi phân kênh). Mỗi nhóm nhỏ nhất là 48 KHz và chứa 12 kênh thoại.

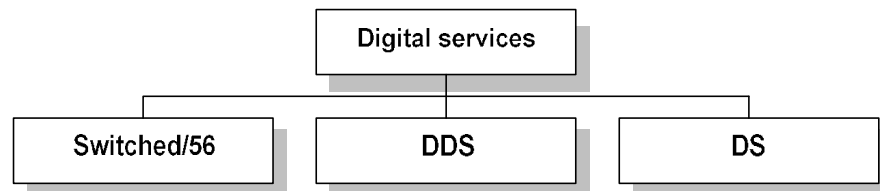
Trong cấp kế tiếp, năm nhóm được ghép thành một tín hiệu hình phức tạp gọi là siêu nhóm (supergroup), có băng thông 240 KHz và chứa 60 kênh thoại. Siêu nhóm có thể ghép 5 nhóm hay 60 kênh thoại riêng biệt.

Tiếp theo, 10 siêu nhóm được ghép thành nhóm chủ (master group), có băng thông 2,40 MHz và do đó có các dải tần, nên tổng là 2,52 MHz. Nhóm chủ chứa 600 kênh thoại.

Cuối cùng sáu nhóm chủ kết hợp thành một nhóm jumbo, có 15,12 MHz (6 x 2,52 MHz) nhưng tổng là 16,984 MHz do có sự chồng lấn giữa các nhóm chủ.

Tuy có nhu cầu cần thiết cho phép phân cấp này (ITU-T đã đề xuất một hệ thống khác dùng cho châu Âu). Tuy nhiên do hiện nay các hệ thống analog đang dần được thay thế bằng các mạng số, nên ta chỉ ghi nhận đây.

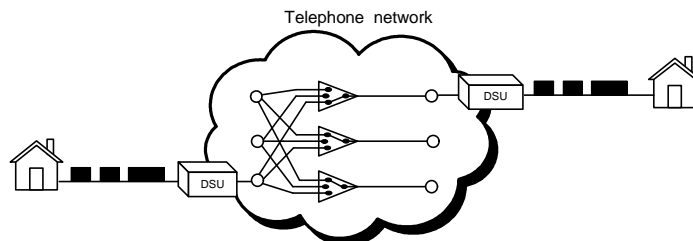
8.5.1.2. DỊCH VỤ SỐ



Hình 8.23

Hiện nay, các dịch vụ số được cung cấp cho thuê bao. Một trong những ưu điểm của dịch vụ số là tính kháng nhiễu tốt hơn nhiều so với analog. Trong hệ thống analog, do nhiễu và nhiễu số là analog nên khó phát hiện và trị nhiễu, còn trong dịch vụ số nhiễu số là số (chỉ có hai mức), nhiễu số là analog nên quá trình phát hiện và trị nhiễu đơn giản hơn.

a. Dịch vụ chuyển mạch/56: đây là dịch vụ số của dây chuyển mạch. Là dịch vụ chuyển mạch số cho phép tốc độ truyền lên đến 56 Kbps. Thông tin trong dịch vụ này, hai bên sử dụng ký hiệu. Một người gửi dùng dịch vụ số thoại thông thường không cần thiết lập thiết bị số thoại hay máy tính dùng chuyển mạch/56 Kbps ngay cả khi dùng modem. Nói chung, các dịch vụ analog và số bị sử dụng hai loại khác nhau trong số thoại.



Hình 8.24

Do mạng dây dùng dịch vụ chuyển mạch/56 thực tế là số, nên thuê bao không cần dùng modem truyền dữ liệu số. Tuy nhiên, phần cứng thiết bị số và dịch vụ số DSU

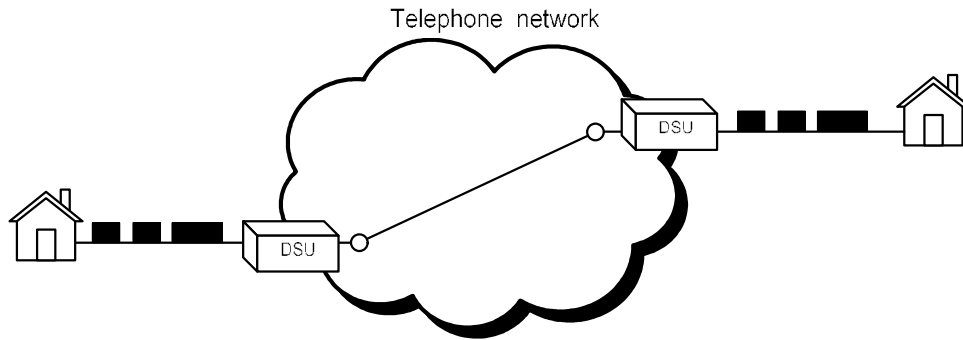
(digital service unit). Thiết bị này thay thế các đường dây thuê bao tốc độ ra thành 56 Kbps và mã hóa dữ liệu phù hợp với nhà cung cấp dịch vụ.

Thiết bị không máy là **DSU tích hợp modem**, như thế thì sao thuê bao tích hợp như thế. Lý do là đường dây **cho phép có tốc độ nhanh hơn, chi phí thấp hơn** và **chính xác hơn** so với đường analog.

Băng thông theo yêu cầu (Bandwidth on demand): Chuyển mạch/56 giờ không theo yêu cầu, **cho phép thuê bao có tốc độ cao hơn bằng cách dùng nhiều hơn một đường dây** (xem phần ghép kênh kỹ thuật). Chức năng này cho phép chuyển mạch/56 giờ hỗ trợ truy cập hình ảnh, fax nhanh, multimedia, và truy cập số liệu nhanh, và các chức năng khác.

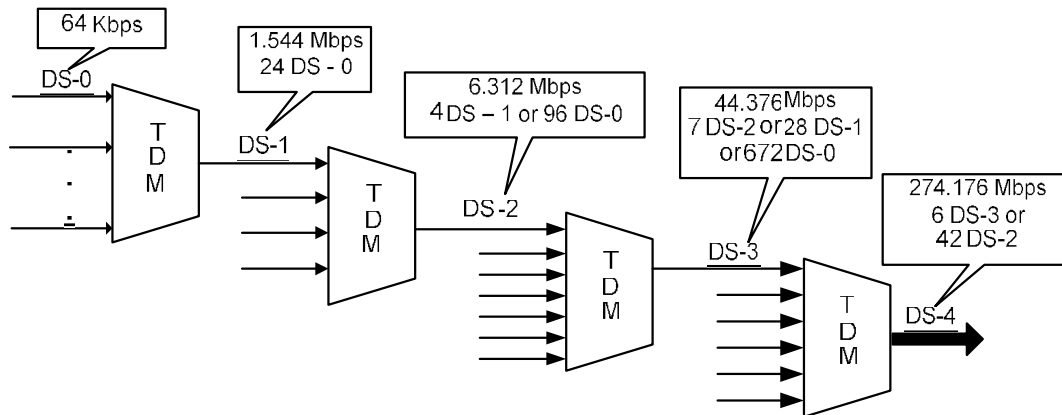
b. Dịch vụ số (DDS: Digital Data Service): là dịch vụ khác các đường thuê bao analog; **tốc độ là đường thuê bao số với tốc độ truy cập là 64 Kbps.**

Thiết bị chuyển mạch/56, DDS cần dùng DSU, trong hình này, dùng DSU nhận chuyển mạch/56, tuy không cần dùng các phím.



Hình 8.25

c. Dịch vụ tín hiệu số (DS: Digital Signal service): sau khi cung cấp chuyển mạch/56 và dịch vụ DDS, các công ty viễn thông tiếp tục phát triển việc phân cấp dịch vụ số từ kỹ thuật analog. Bước tiếp theo là **dịch vụ tín hiệu số (DS)**, là phân cấp các tín hiệu số.



Hình 8.26

- Dịch vụ DS-0: thiết bị DDS, đó chính là các kênh số với 64 Kbps.
- DS-1 là dịch vụ 1,544 Mbps; 1,544 là 24 lần của 64 Kbps cộng với 8 Kbps của overhead. Có thể sử dụng trong một dịch vụ truy cập 1,544 Mbps, hay có thể

dùng ghép kênh 24 DS-0 mang bất kỳ các thông tin nào mà user yêu cầu trong tổng dung lượng 1,544 Mbps.

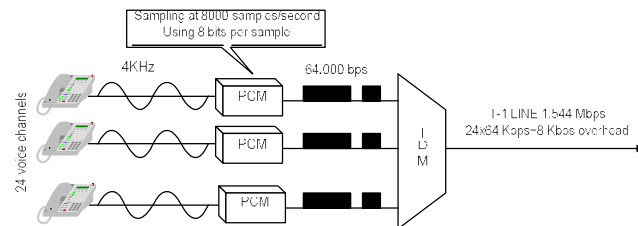
- DS-2 là dịch vụ 6,312 Mbps; 6,312 Mbps là 96 lần 64 Kbps cộng với 168 overhead. Có thể dùng truyền một dịch vụ 6,312 Mbps hay dùng ghép 4 kênh DS-1, 96 DS-0, hay kết hợp các dịch vụ trên.
- DS-3 là dịch vụ 44,376 Mbps; 44,376 Mbps là 672 lần 64 Kbps cộng 1,368 overhead. Có thể dùng truyền một dịch vụ 44,376 Mbps hay 7 kênh DS-2, 28 kênh DS-1, 672 kênh DS-0, hay kết hợp các dịch vụ trên.
- DS-4 là dịch vụ 274,176Mbps; 274,176Mbps tức là 4032 nhân với 64 Kbps cộng với 16,128 Mbps overhead. Có thể dùng ghép 6 kênh DS-3, 42 kênh DS-2, 168 kênh DS-1, 4032 kênh DS-0, hay kết hợp các phương pháp trên.

T-lines: DS-0, DS-1 và tiếp tục là tên các dịch vụ. Khi liệt kê các dịch vụ này, các công ty viễn thông dùng dây T (T-1 hay T-4). Các đường dây này thích hợp một cách chính xác với các đặc điểm của dịch vụ T-1 đến DS-4.

Service	Line	Rate (Mbps)	Voice Channels
DS-1	T-1	1.544	24
DS-2	T-2	6.312	96
DS-3	T-3	44.736	672
DS-4	T-4	274.176	2016

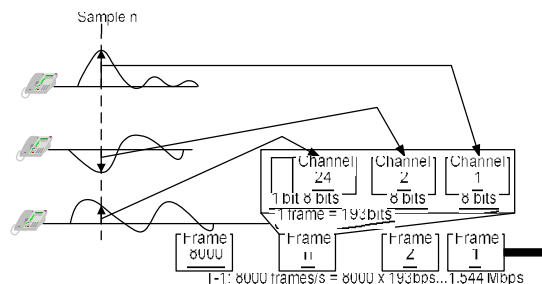
T-1 dùng để liệt kê DS-1, T-2 dùng để liệt kê DS-2, v.v.,.... Trong bảng, ta thấy là DS-0 thực sự không phải là dịch vụ, nhưng cần nhớ rằng dùng làm các tham chiếu. các công ty viễn thông hay vẽ là khách hàng của mình thấy là các dịch vụ của DS-0 thay thế các DDS.

T line dùng cho truyền analog:



Hình 8.27

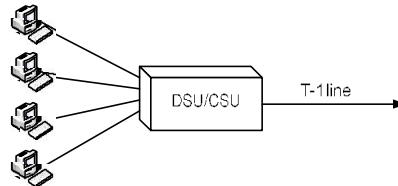
Frame T-1: như đã nói trên, DS-1 có 8 Kbps làm overhead. Hiểu cách tính overhead này, ta cần xem xét format của frame 24 kênh thoại.



Hình 8.28

Frame dùng cho dây T-1 thường là 193 bit chia cho 24 slot/8bit và thêm một bit trống (24 x 8 + 1 = 193). Nói khác đi mỗi slot chứa một bit của kênh; 24 segment của chuyển thành một frame. Nếu T-1 mang 8000 frame, tốc độ dữ liệu là 1,544 Mbps (193 x 8000 = 1,544 Mbps), là dung lượng của dây.

Fractional T line: nhu cầu thuê bao có thể không dùng hết toàn dung lượng của T line. Vì vậy các thuê bao này, công ty viễn thông đã phát triển dịch vụ fractional (phân đoạn) T line, cho phép thuê bao chia sẻ một đường truyền bằng cách ghép các truyền dẫn.



Hình 8.29

Thí dụ, một doanh nghiệp nhỏ có thể chỉ cần 1/4 dung lượng của T-1. Nếu bốn doanh nghiệp có trụ sở trong cùng tòa nhà, họ có thể chia sẻ đường T-1. Thiết bị này, ghép các đường truyền của họ qua một bộ phận gọi là DSU/CSU (digital service unit/channel service unit). Thiết bị này cho phép chia dung lượng kênh truyền thành bốn kênh chuyển v (interleaving).

E-Lines: các đường T line dùng tại châu Âu thì gọi là E line. Về nguyên tắc, hai hệ thống này tương đương nhau, nhưng dung lượng khác nhau.

Line	Rate (Mbps)	Voice Channels
E-1	2.048	30
E-2	8.448	120
E-3	34.368	480
E-4	139.264	1920

8.5.1 Các dịch vụ ghép kênh khác:

Ta đã khảo sát phương pháp ghép kênh trong môi trường cáp, nhưng ghép kênh còn có thể dùng trong các môi trường truyền dẫn khác. Ngày nay các nhà cung cấp dịch vụ viễn thông đã đưa ra một số dịch vụ mới như, như ISDN, SONET, và ATM sử dụng phương pháp ghép kênh.

8.6. ĐƯỜNG DÂY THUÊ BAO SỐ (DSL)

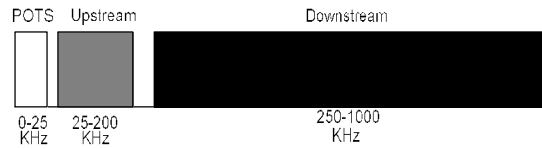
Đường dây thuê bao số (DSL: Digital Subscriber Line) là một công nghệ mới được dùng trong các mạng viễn thông hiện nay nhằm mở rộng phạm vi (local loop) viễn thông, cho phép thực hiện **việc truyền và tiếp nhận đa phương tiện, voice, video, và ứng dụng đa phương tiện (multimedia)**.

DSL là một họ các công nghệ: nằm trong số đó là: ADSL, RADSL, HDSL, VDSL và SDSL.

8.6.1.ADSL: (asymmetric digital subscriber line)

Các công ty viễn thông đã thiết lập mạng số địa phương tốc độ cao duy trì thông tin giữa các thành phố. Kỹ thuật gói cước thuê bao và mạng, liên lạc còn là analog (mạch vòng). Nhưng họ cố gắng sử dụng cáp thuê bao số - mà không cần phải thay đổi mạch vòng hiện hành. Mạch vòng là cấp độ số có băng thông 1 MHz hoặc lớn hơn.

ADSL là không đối xứng, tốc độ cung cấp bit cao theo chiều **downstream** (từ thành phố về thuê bao) cao hơn so với chiều **upstream** (từ thuê bao về thành phố). Đó là điều mà thực tế các thuê bao muốn, họ muốn download nhiều dữ liệu từ Internet nhanh và khi gửi chỉ chuyển dữ liệu dùng để gửi thư (email).



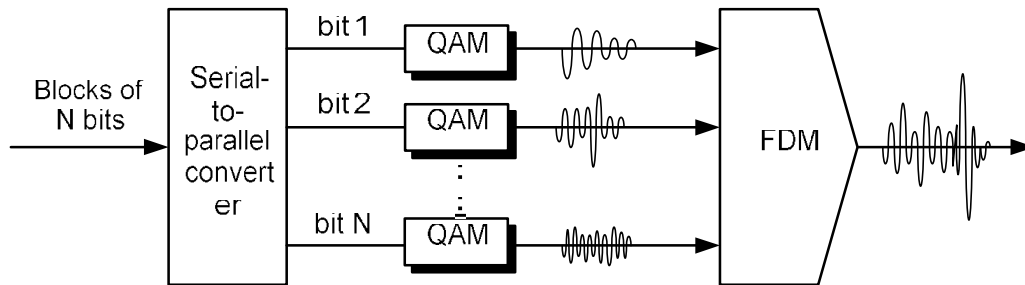
Hình 8.30

ADSL chia băng thông của dây cáp số (1 MHz) thành ba dải. Dải đầu tiên, từ 0 đến 25 KHz, được dùng cho **dịch vụ viễn thông thông thường** (plain old telephone service: POTS). Dịch vụ này chỉ cần băng thông **4 KHz**, phần còn lại được làm bằng cách phân cách kênh thoại và kênh dữ liệu. Băng thông hai, từ **25 đến 250 KHz**, được dùng cho upstream. Băng thông ba, từ 250 KHz đến 1 MHz, được dùng cho **downstream**. Một số thiết bị cho phép trùng lặp dòng upstream và downstream cũng có thể thêm băng thông cho downstream.

Kỹ thuật điều chế: Hầu hết các thiết bị ưu tiên của ADSL sử dụng kỹ thuật điều chế gói là CAP (**carrierless amplitude/phase**), thì phần lớn dùng phương pháp điều chế khác gói là discrete multitone (**DMT**) là chuẩn của **ANSI** ra.

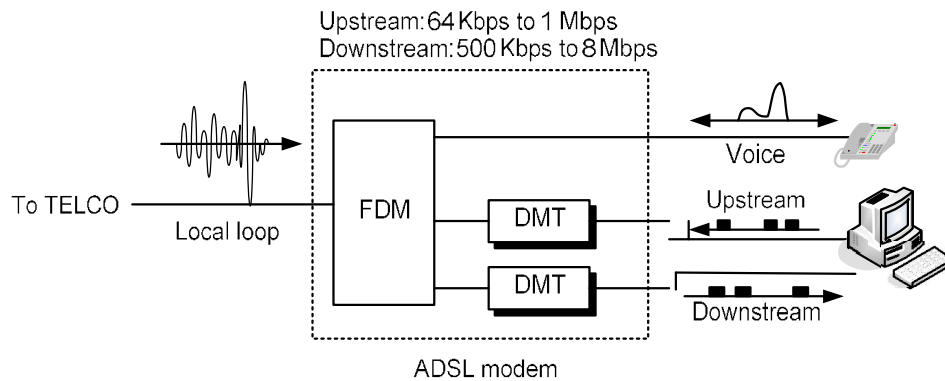
CAP: (Carrierless amplitude/phase) là kỹ thuật điều chế **QAM**, nhưng có một điểm quan trọng là sóng mang. Kỹ thuật này trong thực tế phức tạp hơn QAM và chưa được chuẩn hóa.

DMT: (discrete multitone technique) kết hợp **QAM** và **FDM**, các băng thông cho mỗi kênh được chia thành từng kênh 4 KHz, với các tần số sóng mang riêng.



Hình 8.31

Hình vẽ trên minh họa ý niệm DMT dùng N kênh. Các bit truyền qua chuyển đổi tỉ lệ p/sóng song, trong đó các block N bit được chia thành N kênh truyền, mỗi kênh một bit. Tín hiệu QAM của từng kênh được ghép theo tần số FDM để tạo tín hiệu chung trên từng truyền.



Hình 8.32

Chuẩn **ANSI** định nghĩa tốc độ mỗi kênh 4 KHz là 60 Kbps, tốc độ điều chế QAM với 15 bit/baud.

- Kênh upstream thường chỉ có 25 kênh, tốc độ điều chế bit là 25×60 Kbps, hay là **1,5 Mbps**. Thông thường tốc độ theo hướng này thay đổi từ 64 Kbps đến 1 Mbps.
- Kênh downstream thường chỉ có 200 kênh, tốc độ điều chế bit là 200×60 kbps, hay 12 Mbps. Tuy nhiên thông thường tốc độ theo hướng này thay đổi từ **500 Kbps** đến **8 Mbps** do nhu cầu sử dụng.

Hình trên minh họa ADSL, tốc độ bit theo các chỉ số.

8.6.2.RADSL: (rate adaptive asymmetrical digital subscriber line) là công nghệ dựa trên ADSL. **Cho phép nhiều cấp tốc độ điều chế khác nhau tùy theo dung lượng thông tin:** thoại, dữ liệu, multimedia, v.v,... Các tốc độ khác nhau này có thể chấp thuận bao theo yêu cầu về băng thông. RADSL có lợi cho người dùng hiện do chi phí dựa trên tốc độ điều chế nên thấp.

8.6.3.HDSL: (high bit rate digital subscriber line) của Bellcore thiết kế (hiện nay là Telecordia) là một dạng khác của **T-line (1,544 Mbps)**. Dây T-1 dùng phương pháp mã hóa **AMI**, thường gặp vấn đề suy hao tín hiệu cao. **Hiện nay làm gì để hạn chế độ dài của T-1 chỉ có 1 km.** Có thể khắc phục bằng cách lắp repeater, nhưng chi phí cao.

HDSL dùng phương pháp mã hóa 2B1Q, tốc độ điều chế thấp hơn vấn đề suy hao hiện tại. Tốc độ điều chế có thể lên đến 2 Mbps mà không cần repeater với cự ly lên đến 3,6 km. HDSL dùng hai sợi dây xoắn truyền full-duplex.

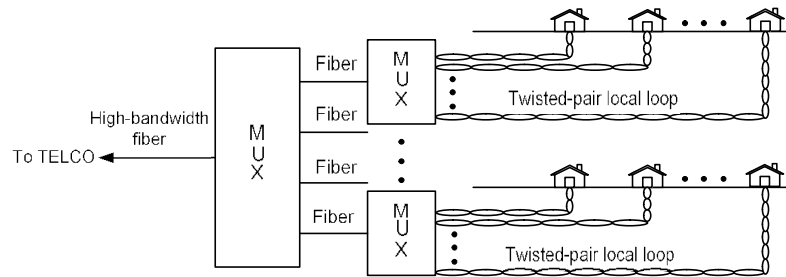
8.6.4.SDSL: (symmetric or single-line digital subscriber line) **tương tự như HDSL** nhưng chỉ dùng một sợi dây xoắn, phù hợp cho thuê bao tại nhà, với cùng tốc độ điều chế như HDSL. Dùng một kỹ thuật gọi là triệt tiêu tiếng vọng (echo-cancellation) truyền full-duplex.

8.6.5.VDSL: (very high bit rate digital subscriber line); là dạng khác của ADSL, **dùng cáp quang hay cáp dây xoắn** truyền cự ly ngắn (**300 đến 1800 mét**). Dùng kỹ thuật điều chế **DMT** với tốc độ bit từ **50 đến 55 Mbps** cho downstream và 1,5 đến 2,5 Mbps cho upstream.

8.7.FTTC (fiber to the curb) :

Cáp quang có nhiều ưu điểm, vi dụ như chi phí thấp và bảo trì đơn giản. Tuy nhiên, khi so sánh với các dạng cáp khác thì nó có nhược điểm. Các công ty viễn thông và truyền hình cáp đã tìm ra một cách dùng phương pháp gọi là FTTC, cho phép dùng cáp quang với chi phí thấp. Cáp quang được dùng làm môi trường truyền tải các tín hiệu video hay tín hiệu số đến đường (curb). Đường thuê bao dùng các môi trường ít tốn kém hơn như cáp đồng trục hay cáp xoắn.

FTTC trong mạng viễn thông:

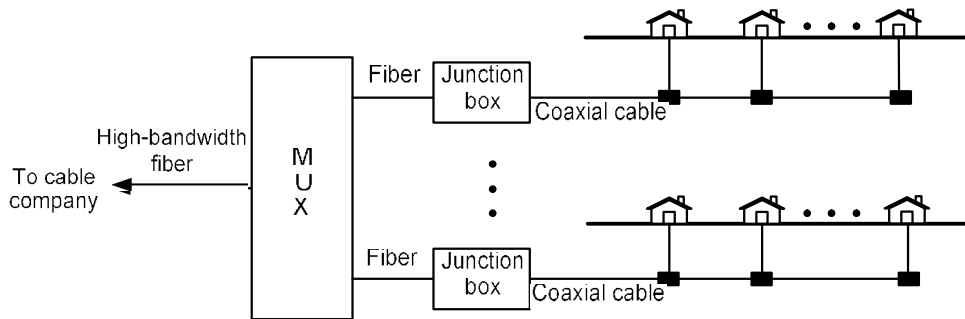


Hình 8.33

Hệ thống viễn thông dùng cáp quang kết nối và ghép kênh nhiều kênh thoại. Dây cáp xoắn đôi từ từng ngôi nhà (premise) được ghép kênh trong hộp nối và chuyển thành tín hiệu quang. Các tín hiệu quang này được ghép kênh tiếp theo để chuyển mạch, dùng WDM để bố trí thông tin hiệu quả hơn.

FTTC dùng trong truyền hình cáp:

Hệ thống truyền hình cáp dùng cáp quang kết nối và ghép kênh nhiều kênh truyền hình cáp. Các cáp đồng trục từ các ngôi nhà riêng biệt được ghép kênh tiếp theo và chuyển sang tín hiệu quang học. Các tín hiệu quang này được ghép kênh tiếp theo để chuyển mạch, dùng WDM để bố trí thông tin hiệu quả hơn.



Hình 8.34

T KHÓA VÀ Ý NI M

- analog hierarchy
- analog leased service
- analog service
- analog switched service
- asymmetric digital subscriber line (ADSL)
- asynchronous time-division multiplexing
- bandwidth
- bandwidth on demand
- bit stuffing
- carrierless amplitude/phase
- channel
- common carrier
- conditioning
- demultiplexer (DEMUX)
- digital data service (DDS)
- digital service unit (DSU)
- digital service unit/channel service unit (DSU/DCU)
- digital signal service (DS)
- digital subscriber line (DSL)
- discrete multitone technique (DMT)
- E-lines
- fiber to the curb (FTTC)
- fractional T line
- framing bit
- frequency-division multiplexing (FDM)
- group
- guard band
- high bit rate digital subscriber line (HDSL)
- interleaving
- inverse multiplexing
- jumbo group
- local loop
- master group
- multiplexer (MUX)
- multiplexing
- overhead
- path
- rate adaptive asymmetrical digital subscriber line (RADSL)
- statistical time-division multiplexing
- supergroup
- switched/56
- symmetrical digital subscriber line (SDSL)
- synchronous time-division multiplexing
- T lines T-1 lines T-2 lines T-3 lines T-4 lines
- time division multiplexing (TDM)
- very high bit rate digital subscriber line (VDSL)
- wave-division multiplexing (WDM)

TÓM TẮT

- ❖ Ghép kênh là quá trình truyền đồng thời nhiều tín hiệu qua một đường truyền số liệu.
- ❖ Có hai dạng ghép kênh là FDM (phân chia theo tần số) và TDM (phân chia theo thời gian).
- ❖ Trong FDM, mỗi tín hiệu được ghép vào các tần số sóng mang khác nhau. Các tín hiệu ghép này kết hợp thành một tín hiệu tổng và gửi đi trên đường truyền.
- ❖ Trong FDM, bộ ghép kênh ghép và tách tín hiệu còn bộ phân kênh tách tín hiệu và gửi đi.
- ❖ Trong FDM, để phân cách giữa các tín hiệu ghép không chồng lấn và gây nhiễu chất lượng.
- ❖ Trong TDM các tín hiệu số tuần tự được chuyển vào nhau, tạo nên khung (frame) số liệu (bit, byte, hay các đơn vị số liệu khác).
- ❖ TDM được chia thành TDM đồng bộ và TDM không đồng bộ (thời gian).
- ❖ Trong TDM đồng bộ, mỗi frame chứa ít nhất một slot dành cho mỗi thiết bị. Thời gian chuyển đổi của các thiết bị là không thay đổi, số lượng thiết bị không gửi đi slot trống.
- ❖ Trong loại TDM không đồng bộ, có thể có một bit trống trong frame nhằm gửi đồng bộ.
- ❖ Trong TDM không đồng bộ, thời gian các slot phụ thuộc vào thiết bị nào có dữ liệu cần gửi.
- ❖ TDM không đồng bộ thêm địa chỉ thiết bị vào mỗi slot thời gian.
- ❖ Ghép kênh kỹ thuật chia dòng dữ liệu từ một nguồn tốc độ cao thành nhiều nguồn tốc độ thấp.
- ❖ Dịch vụ điện thoại có thể dùng analog hay số.
- ❖ Dịch vụ chuyển mạch analog cần có gọi chuông (dialing), chuyển mạch, và các kết nối tạm thời khác.
- ❖ Dịch vụ thuê analog là một kết nối thiết lập trước giữa hai thuê bao. Không cần gọi chuông.
- ❖ Công ty điện thoại dùng ghép kênh để kết hợp các kênh thoại thành nhóm lớn truyền hiệu quả hơn.
- ❖ Dịch vụ chuyển mạch/56 là dịch vụ số cung cấp đường dây chuyển mạch analog. Cần có đơn vị dịch vụ số (DSU) để kết nối dữ liệu 56 Kbps.
- ❖ Dịch vụ dữ liệu số (DDS) là dịch vụ số cung cấp thuê kênh (leased line). DDS cần có DSU.
- ❖ DS là dịch vụ phân phối các tín hiệu TTTTDM.
- ❖ T line (từ T-1 đến T-4) là các thiết lập của DS. Một kênh T-1 có 24 kênh thoại.
- ❖ Dịch vụ fractional T-1 cho phép nhiều thuê bao chia sẻ một đường bằng cách ghép kênh tín hiệu.
- ❖ T line được dùng ở Bắc Mỹ, còn E line được dùng ở Châu Âu.

- ❖ Mạng dây thuê bao số (DSL: digital subscriber line) là công nghệ dùng mạng thông tin hình ảnh và âm thanh vào việc truyền tải các loại dữ liệu, voice, video, và multimedia.
- ❖ Hệ DSL bao gồm ADSL, RADSL, HDSL, SDSL và VDSL.
- ❖ Băng thông downstream trong ADSL thường là 4,5 lần băng thông upstream.
- ❖ ADSL dùng các kỹ thuật carrierless amplitude/phase (CAP) và discrete multitone modulation (DMT).
- ❖ WDM tương tự FDM, tuy nhiên trường hợp này là ánh sáng.
- ❖ Truyền hình cáp và mạng internet dùng kỹ thuật cáp quang đến tận nhà (FTTC: fiber to the curb) giảm thiểu số lượng cáp quang cần thiết.
- ❖ Kỹ thuật DMT (discrete multitone modulation) là kết hợp các pha của QAM và FDM cho phép có băng thông riêng lẻ trong dòng downstream.

BÀI LUYỆN TẬP

Câu hỏi tập:

1. Cho biết ba dạng ghép kênh cơ bản?
2. Cho biết phương thức ghép kênh của FDM?
3. Cho biết vai trò của băng thông?
4. Cho biết phương pháp tách kênh FDM?
5. Cho biết WDM giống FDM chỗ nào? và khác nhau chỗ nào?
6. Cho biết hai dạng TDM?
7. Cho biết phương thức ghép kênh TDM?
8. Cho biết cách thiết lập hai dạng TDM và tại sao chúng lại khác nhau?
9. Cho biết phương pháp tách kênh TDM? trình bày cách hai dạng?
10. Ghép kênh đồng bộ là gì?
11. Cho biết sự khác biệt giữa mạch chuyển mạch và mạch thuê bao?
12. Trình bày phương thức phân cấp trong analog?
13. Cho biết ba dạng dịch vụ dùng cho thuê bao internet?
14. Vai trò của DSU trong chuyển mạch/56?
15. Một phân cấp DS?
16. Vai trò của T line trong dịch vụ DS?
17. Cho biết phương thức dùng T line trong mạch analog?
18. Cho biết phương pháp dùng trong ADSL chia băng thông của một dây xoắn?
19. Phương thức điều chế tín hiệu trong ADSL?
20. FTTC là gì và dùng để làm gì?
21. Cho biết hai phương thức tín hiệu mà dịch vụ cho thuê kênh dành cho dịch vụ analog?
22. DSU khác modem chỗ nào?
23. Cho biết quan hệ giữa slot trong một frame và vị trí ngõ vào trong TDM đồng bộ? TDM không đồng bộ?
24. DS-0 có tốc độ bit là 64 Kbps, cho biết do đâu mà có con số này?

Câu hỏi thực nghiệm

25. Việc chia sẻ môi trường và truy cập cho nhiều thiết bị có gì là:
 - a. điều chế
 - b. mã hóa
 - c. hình thức mạng dây
 - d. ghép kênh
26. Kỹ thuật ghép kênh nào được dùng cho tín hiệu analog:

- a. FDM
 - b. TDM đồng bộ
 - c. TDM không đồng bộ
 - d. b và c
27. Kỹ thuật ghép kênh nào dùng cho ghép kênh số :
- a. FDM
 - b. TDM đồng bộ
 - c. TDM không đồng bộ
 - d. b và c
28. Kỹ thuật ghép kênh nào dịch chuyển mức tín hiệu của các tín hiệu sóng mang khác nhau:
- a. FDM
 - b. TDM đồng bộ
 - c. TDM không đồng bộ
 - d. b và c
29. Thiết bị nào cần cho quá trình ghép kênh:
- a. Bộ truyền dữ liệu dung lượng cao
 - b. truyền song song
 - c. QAM
 - d. modem
30. Ghép kênh liên quan đến.....
- a. mã tốc độ và mã kênh truyền
 - b. mã tốc độ và nhiễu kênh truyền
 - c. nhiễu và mã kênh
 - d. nhiễu và nhiễu kênh
31. Trong TDM đồng bộ, khi có n nguồn tín hiệu, mỗi frame chứa ít nhất bao nhiêu khe:
- a. n
 - b. n+1
 - c. n-1
 - d. 0 đến n
32. Trong TDM không đồng bộ, nếu có n nguồn tín hiệu, mỗi frame có m slot, mỗi slot chứa bao nhiêu bit:
- a. Nh h n
 - b. nhiễu h n
 - c. b n g
 - d. nh h n l

33. Trong TDM không đồng bộ, tốc độ truyền của một kênh ghép kênh thường ra sao so với tốc độ truyền của nguồn tín hiệu:
- Thấp hơn
 - cao hơn
 - bằng
 - nhỏ hơn 1
34. Dạng ghép kênh nào có nhu cầu truyền
- FDM
 - TDM không đồng bộ
 - TDM đồng bộ
 - ghép kênh ngẫu nhiên
35. Dạng dịch chuyển tần số nào rẻ nhất:
- dây chuyển mạch analog
 - dây thuê analog
 - chuyển mạch/56
 - dịch chuyển DDS
36. Dạng dịch chuyển tần số nào cần phí gọi máy (dialing):
- dây chuyển mạch analog
 - dây thuê analog
 - chuyển mạch/56
 - dịch chuyển DDS
37. Dịch chuyển tần số analog nào cung cấp một dây riêng giữa hai thuê bao:
- dây chuyển mạch analog
 - dây thuê analog
 - chuyển mạch/56
 - tất cả các dịch chuyển trên
38. Dịch chuyển mạch có nghĩa là kết nối giữa hai thuê bao phí bao nhiêu:
- modem
 - một dây thuê bao
 - gọi chuông
 - dây thuê
39. Dịch chuyển thuê kênh tức là kết nối giữa hai thuê bao cần bao nhiêu:
- modem
 - một dây thuê bao
 - gọi chuông

- d. **dây thuê**
40. Nguyên nhân chính gây suy hao và méo dạng tín hiệu trong dây cáp là:
- ghép kênh
 - nhật
 - ma sát
 - conditioned**
41. Trong dịch vụ chuyển mạch/56, 56 có nghĩa là gì:
- số dây thuê có thể có trong kênh
 - tốc độ truyền Kbps**
 - số micro giây cần thiết để kết nối
 - điện trở của dây tính theo ohm
42. Nguyên nhân chính của DSU (DSU) cần thiết là:
- dịch vụ DDS
 - dịch vụ chuyển mạch/56
 - dịch vụ thuê dây analog
 - a và b**
43. Dịch vụ nào cho phép thuê bao các kênh để truyền:
- dịch vụ chuyển mạch analog
 - dịch vụ thuê dây analog
 - dịch vụ chuyển mạch/56
 - Dịch vụ DS**
44. Trong phân chia kênh FDM do AT&T đề nghị mỗi nhóm có thể tìm kiếm các phương pháp nào----- và cần thêm băng thông:
- số kênh thoại 4000 Hz**
 - tốc độ truyền 4000 Hz
 - số kênh thoại 1 triệu 8 bit/giây
 - tốc độ truyền 8 bit/mu
45. DS-0 đến DS-4 là ----- Trong khi T-1 đến T-4 là -----?
- dịch vụ, ghép kênh
 - dịch vụ, tín hiệu
 - dịch vụ, thuê dây**
 - ghép kênh, tín hiệu
46. Trong T1 line, xuất hiện chuyển đổi gì?
- bit
 - byte

- c. DS-0
 - d. chuyển mạch
47. Bộ lọc làm giảm băng thông của:
- a. FDM
 - b. TDM đồng bộ
 - c. TDM không đồng bộ
 - d. WDM
48. Kỹ thuật ghép kênh nào đòi hỏi tín hiệu quang:
- a. FDM
 - b. TDM đồng bộ
 - c. TDM không đồng bộ
 - d. WDM
49. DSL là một ví dụ của:
- a. ghép kênh
 - b. phân kênh
 - c. điều chế
 - d. tất cả a, b, và c
50. Trong hệ DSL, dòng nào dùng phương pháp mã hóa 2B1Q giảm thiểu nhiễu của suy hao tín hiệu:
- a. ADSL
 - b. RADSL
 - c. HDSL
 - d. VDSL
51. Trong hệ DSL, dòng nào có chi phí phụ thuộc vào dòng thông tin mong muốn:
- a. ADSL
 - b. RADSL
 - c. HDSL
 - d. VDSL
52. Dòng nào gọi là HDSL, nhưng chỉ dùng cáp xoắn:
- a. SDSL
 - b. ADSL
 - c. VDSL
 - d. RDSL
53. Khi cắt đứt cáp sợi quang bao trong vỏ nhôm dày 1800 mét, nên chọn dòng:
- a. SDSL

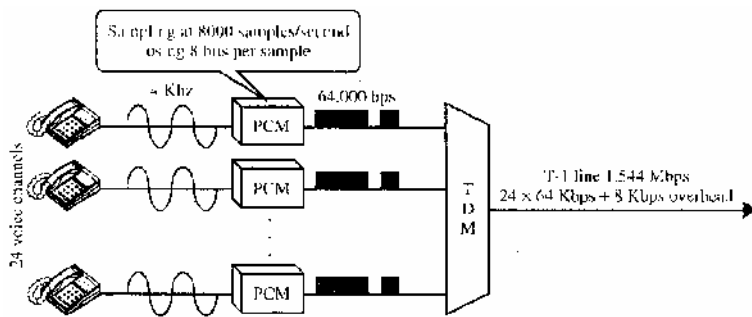
- b. ADSL
 - c. VDSL
 - d. RDSL
54. Trong ADSL, băng thông lên nhét vào vị trí nào:
- a. POTS
 - b. thông tin upstream
 - c. thông tin downstream
 - d. tất cả
55. Trong ADSL, băng thông bé nhét vào vị trí nào:
- a. POTS
 - b. thông tin upstream
 - c. thông tin downstream
 - d. tất cả
56. Chỉ bit kỹ thuật nào không dùng sóng mang:
- a. TDM
 - b. FDM
 - c. CAP
 - d. DMT
57. Cho bit kỹ thuật nào dùng các thành phần của QAM và FDM
- a. TDM
 - b. CAP
 - c. DMT
 - d. FTTC
58. Trong FTTC, môi trường nào dùng cáp đồng xoắn:
- a. dây cáp
 - b. cáp xoắn
 - c. cáp không xoắn
 - d. cáp quang

BÀI TẬP

59. Cho các thông tin sau, tìm băng thông nhét của kênh truyền:
- Ghép kênh FDM
 - Nm thì t b, m i thì t b c n 4000 Hz
 - c n 200 Hz cho dải t n b o v
60. Cho các thông tin sau, tìm băng thông tối đa cho mỗi tín hiệu:

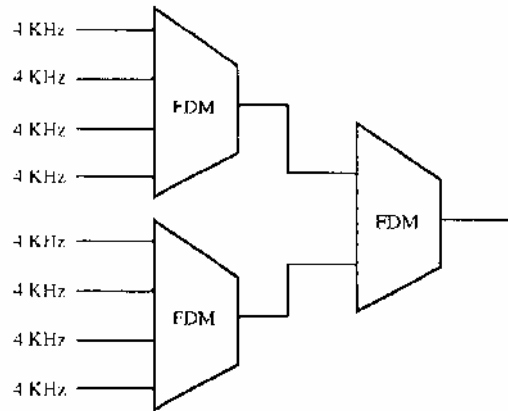
Ghép kênh FDM, Băng thông = 7900 Hz, 3 nguồn tín hiệu, cần 200 Hz cho dải tần bảo vệ

61. Ghép kênh bốn tín hiệu. Tỷ lệ mất số trên tín hiệu ghép kênh. Như thế nào có nghĩa là gì về FDM và TDM
62. Dùng TDM để ghép 5 kênh tín hiệu. Mỗi kênh tạo ra 100 ký tự trên giây. Giả sử là thể hiện chuyển về byte và mỗi frame cần có một bit ngừng. Cho biết tổng số frame? cho biết tổng số bit trên giây truyền?
63. Trong ghép kênh TDM không ngừng. Cho biết cần có bao nhiêu slot trong mỗi frame?
64. Với các frame TDM ngừng cho thấy cách tính ký tự của các thông tin sau:
 - Bốn tín hiệu ngừng;
 - Bốn tín hiệu nguồn 1: T E G
 - Bốn tín hiệu nguồn 2; A
 - Bốn tín hiệu nguồn 3;
 - Bốn tín hiệu nguồn 4: E F I L
65. Làm lại bài tập trên dùng TDM không ngừng có frame là 3 ký tự?
66. Cho biết thời gian kéo dài của frame T-1?
67. Tín hiệu T-2 cung cấp dữ liệu 6,312 Mbps. Cho biết tại sao không phải là 4 x 1,544 Mbps?
68. Giả sử trong một thành phố nhỏ có 500 nhà viễn thông. Các viễn thông là miễn phí (dedicate line). Cho biết cần có bao nhiêu dây? và có thể ghép kênh như thế nào?
69. Băng thông cần để chuyển mạch thời gian là từ 0 đến 4000 Hz, tại sao?
70. Trong hình dưới đây, tỷ lệ mất là 8000 mẫu/giây. Tại sao?

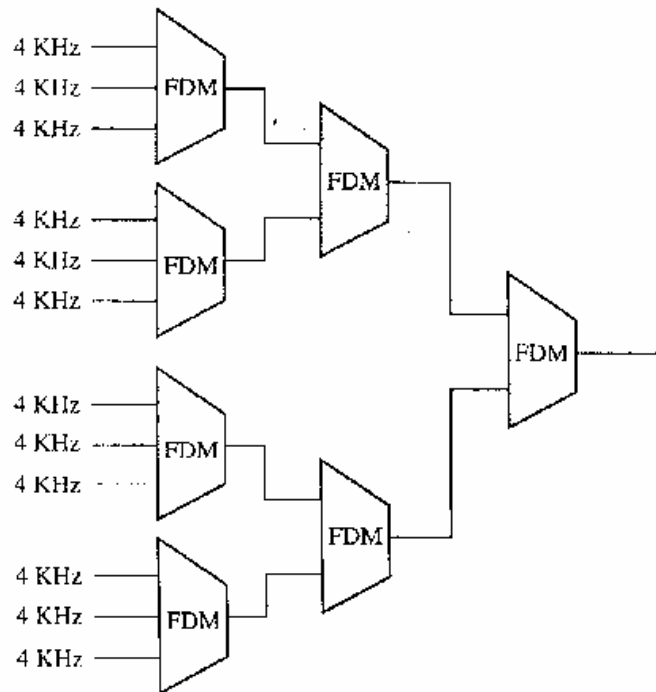


71. Mật độ cấp quang single mode có thể truyền đến 2Gbps, cấp này có thể mang bao nhiêu kênh viễn thông?
72. Tính overhead (bằng bit) cho mỗi kênh thông của T line, Cho biết overhead trong mỗi kênh?
73. Băng kênh thoại, mỗi kênh dùng 4 KHz, là ghép kênh dùng phương pháp điều chế AM và truyền đi trên dây. Với bước sóng trong miền tần số của tín hiệu từ 1 đến 10, 16 KHz, cho biết băng thông cần của tín hiệu chung?
74. Nếu ta muốn ghép 20 kênh thoại tín hiệu (mỗi kênh 4 kHz) dùng guardband 1kHz với nhau, cho biết cần dải thông là bao nhiêu?

75. Cho biết bit dữ liệu trong mỗi tín hiệu số a trong mỗi tín hiệu số a hình sau. Giả sử không có guardband. Chọn tần số sóng mang thích hợp.



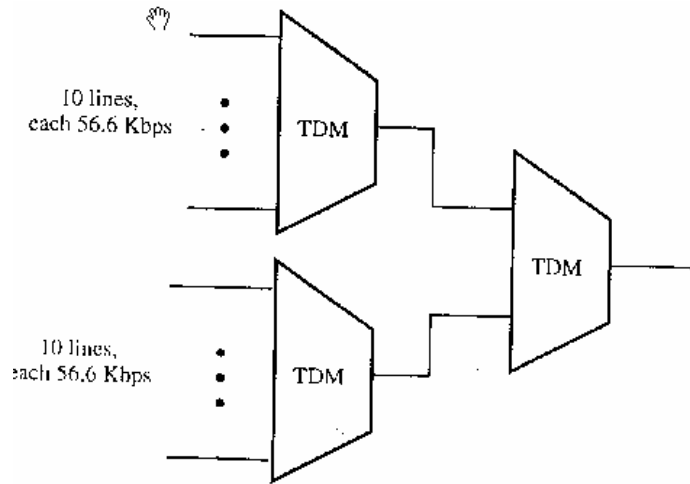
76. Cho biết bit dữ liệu trong mỗi tín hiệu số a trong mỗi tín hiệu số a hình sau. Giả sử không có guardband. Chọn tần số sóng mang thích hợp.



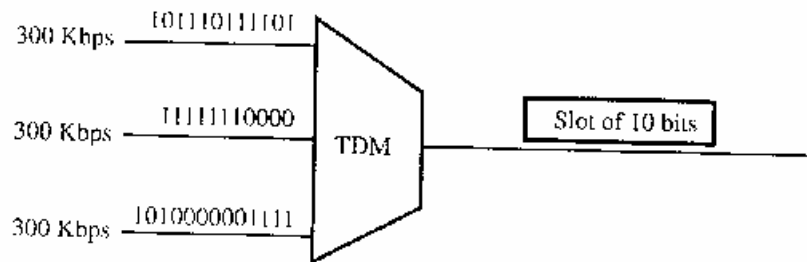
77. Ghép kênh 100 máy tính dùng TDM. Nếu mỗi máy tính gửi dữ liệu với tốc độ 14,4 Kbps, cho biết tổng số bit gửi đi trên dây? Dùng dây T-1 trong trường hợp này có được không?

78. Trong bài tập 77, nếu có 70 máy tính gửi dữ liệu cùng lúc, cho biết băng thông cần thiết là bao nhiêu?

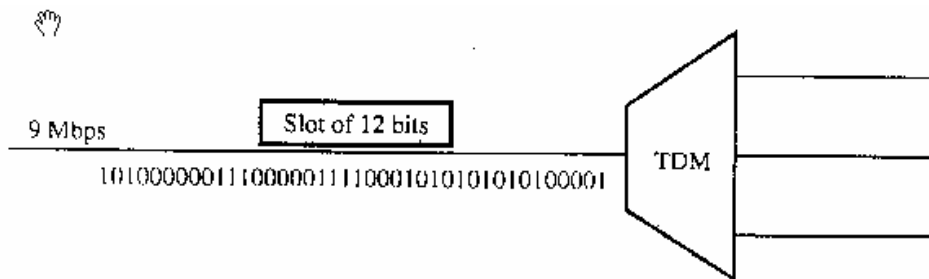
79. Cho biết tổng số bit gửi đi trong hình bên dưới nếu dùng phương pháp TDM không có bit qua các bit khung (framing bit)



80. Trong hình d i này. N u m i slot dài 10 bit (ba bit l y t các kênh truy n và m t bit t o khung). Cho bi t dòng bit ra? T c bit ngõ ra? BAO nhiêu slot c g i i trong m i giây? M i slot kép dài bao lâu?



81. Dùng b phân kênh trong hình d i này. N u m i slot vào dài 12 bit (b qua framing bit), cho bi t dòng bit t i m i ngõ ra? cho bi t dòng bit t i ng truy n ngõ ra?



82. Trong hình d i này là b ghép kênh ngh ch. N u d li u vào là 15 Mbps, cho bi t t c m i òng? Có th dùng d ch v T-1 c không? B qua framing bit.

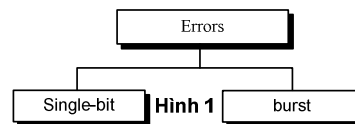
CHƯƠNG 9 PHÁT HIỆN VÀ SỬA LỖI

Mạng cần có khả năng truyền dữ liệu một cách chính xác. Một hệ thống không bảo đảm được tính năng này thì không sử dụng được. Trong quá trình truyền thì dữ liệu luôn bị tác động bởi nhiều yếu tố, như nhiễu, như thế hệ thống cần có độ tin cậy tốt với cơ chế phát hiện và sửa lỗi.

Việc phát hiện và sửa lỗi được thiết lập ở **lớp kết nối dữ liệu** hoặc **lớp vận chuyển** trong mô hình OSI.

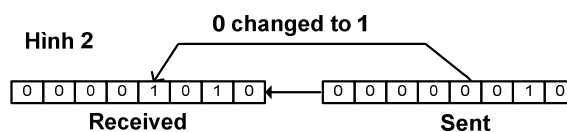
9.1 CÁC DẠNG LỖI

Khi tín hiệu điện từ trường đi từ điểm này sang điểm khác, sẽ chịu các tác động nhiễu chưa dự báo được từ nhiệt, từ và các dạng khác của điện. Nhiễu loạn này có thể làm thay đổi hình dạng hay độ rộng của tín hiệu. Nếu tín hiệu mang các dữ liệu mã nhị phân, thì yếu tố này có thể làm thay đổi ý nghĩa của dữ liệu. Trong lỗi một bit, thì 0 biến thành 1 và 1 biến thành 0. Trong lỗi bệt (nhiều bit), thì nhiều bị có thể bị thay đổi. Thí dụ, một bệt nhiễu xung trogn truyền dẫn với tốc độ dữ liệu 1200 bps có thể làm thay đổi toàn bộ hay một số bit trong 12 bit thông tin (xem hình 1)



Hình 9.1

Lỗi một bit: tức là chỉ có một bị trong một đơn vị dữ liệu (byte, ký tự, đơn vị dữ liệu, hay gói) là bị thay đổi từ 1 xuống 0 hay từ 0 xuống 1. Hình 2 cho thấy ảnh hưởng của sai một bit đối với đơn vị dữ liệu. Để hiểu được tác động này, giả sử mỗi nhóm 8 bit là một ký tự ASCII có thêm một bit 0 ở cuối. Trong hình, **00000010** (ASCII STX) được gửi đi, tức là bắt đầu văn bản text (STX: start of text), như khi nhận thì là **0001010** (ASCII LF), lại có nghĩa là xuống dòng (LF:line feed; xem thêm bản mã ASCII)



Hình 9.2

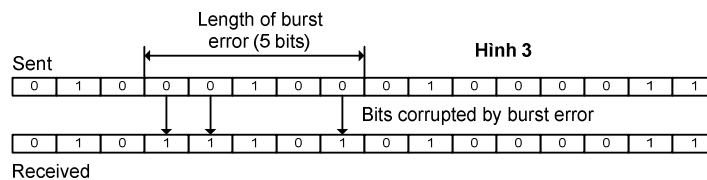
Lỗi một bit thường ít xuất hiện trong phương thức truyền nối tiếp. Thí dụ, xét trường hợp máy phát gửi dữ liệu với tốc độ 1 Mbps, tức là mỗi bit tồn tại trong 1/1.000.000 giây, hay 1 μs. Khi sai một bit, thì nhiễu phải xuất hiện trong thời gian 1 μs, như thế là rất hiếm, nhiễu thường có độ rộng hơn nhiều.

Tuy nhiên, lỗi một bit có thể xuất hiện khi ta gửi dữ liệu dùng phương pháp song song. Thí dụ, dùng 8 dây dẫn để gửi 8 bit, để gửi đồng thời, như thế khi một dây bit nhiều thì có một bit có thể bị sai. Trường hợp này cũng xuất hiện trong truyền dẫn song song bên trong máy tính, giữa CPU và bộ nhớ.

Lỗi bệt:

Tức là lỗi trên hai hay nhiều bit trong đơn vị dữ liệu đã thay đổi từ 1 thành 0 hay từ 0 thành 1.

Hình 3 cho thấy ảnh hưởng của nhiễu bệt lên đơn vị dữ liệu. Trong trường hợp này, thì 0100010001000011 được gửi đi, như nhận được 0101110101000011. Chú ý là nhiễu bệt không có nghĩa là các bit bị lỗi lần lượt, mà có nghĩa là bệt trong khoảng từ bit sai đầu tiên cho đến bit cuối. Một số bit bên trong bệt có thể không bị sai.



Hình 9.3

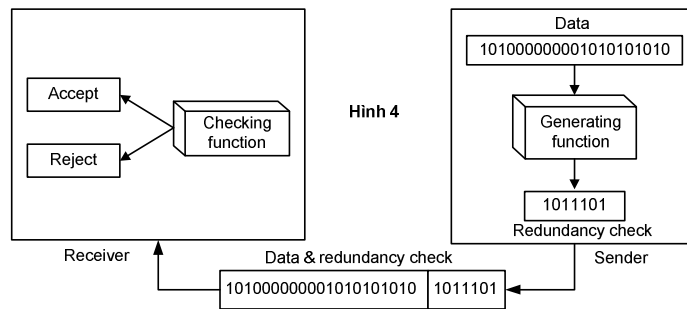
Nhiều bệt thường xuất hiện trong truyền nối tiếp. Độ dài của nhiễu thường dài hơn độ rộng của bit, tức là khi nhiễu tác động thì ảnh hưởng được lên nhiều bit. Số bit bị ảnh hưởng tùy thuộc vào tốc độ dữ liệu và độ rộng nhiễu. Thí dụ, nếu ta gửi dữ liệu với tốc độ 1 Kbps, thì nhiễu với độ rộng 1 ms có thể ảnh hưởng lên 10 bit; nhưng khi ta gửi dữ liệu với tốc độ 1 Mbps, thì nhiễu này gây ảnh hưởng lên 10.000 bit.

9.2 PHÁT HIỆN LỖI

Khi ta biết được dạng lỗi, thì ta có ghi nhận được hay không? Nếu ta có bản copy của dữ liệu truyền để so sánh, thì dễ dàng. Nhưng nếu ta không biết được dữ liệu gốc, thì rõ ràng ta chỉ có thể biết được khi giải mã bản tin để biết rằng ý nghĩa đã bị sai, điều này đòi hỏi phải có một cơ chế để phát hiện lỗi, để có biện pháp xử lý thích hợp.

Mã thừa (Redundancy)

Một cơ chế phát hiện lỗi phải được thực hiện bằng cách gửi cùng lúc với các đơn vị dữ liệu. Thiết bị thu sẽ có thể so sánh từng bit với hai dạng của dữ liệu. Bất kỳ một sự không nhất quán nào sẽ cho thấy lỗi, và cho phép thiết lập một cơ chế sửa lỗi, tuy nhiên cơ chế này nhất thiết phải tương đối đơn giản và hiệu quả, không làm gia tăng thời gian truyền cũng như làm tăng độ phức tạp của thiết bị.

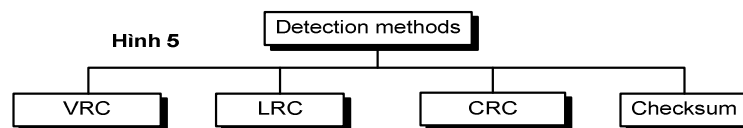


Hình 9.4

Ý tưởng thêm các thông tin phụ vào trong bản tin chỉ nhằm mục đích giúp kiểm tra lỗi, nên thay vì gửi đi một bản tin dài, thường thì ta chỉ thêm vào một đoạn bit ngắn vào cuối mỗi đơn vị dữ liệu. Kỹ thuật này được gọi là mã thừa do các bit thêm vào không có ý nghĩa về thông tin, chúng sẽ được loại ra sau khi đã xác định xong độ chính xác của quá trình truyền.

Hình 4 cho thấy quá trình dùng bit thừa để kiểm tra tính chính xác của đơn vị dữ liệu. Sau khi dòng bit được tạo ra, thì được đưa qua một thiết bị để phân tích và gắn thêm vào mã thừa thích hợp dùng kiểm tra. Đơn vị dữ liệu sau khi được thêm vào nhiều bit (trường hợp hình vẽ là 7) trở nên lớn hơn và đi qua đường truyền đến máy thu. Máy thu cho bản tin này qua phần kiểm tra, nếu các bit nhận được thỏa mãn các tiêu chuẩn dùng kiểm tra thì phần dữ liệu trong đơn vị dữ liệu được chấp nhận và các bit dư được loại đi.

Có bốn dạng kiểm tra dùng mã thừa trong thông tin dữ liệu; VRC (vertical redundancy check), LRC (longitudinal redundancy check), CRC (cyclic redundancy check) và checksum. Ba dạng đầu, VRC, LRC, và CRC thường được thiết lập trong lớp vật lý để dùng trong lớp kết nối dữ liệu. Dạng checksum thường được dùng trong các lớp trên (hình 5)

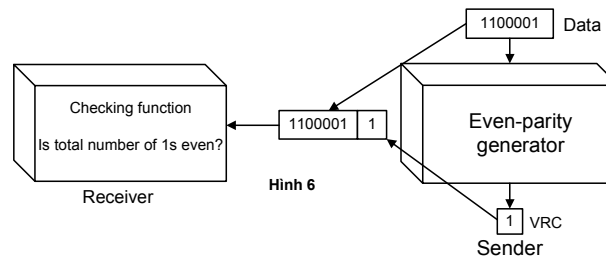


Hình 9.5

9.3 VRC (VERTICAL REDUNDANCY CHECK)

Cơ chế đơn giản và thường được dùng nhất trong phát hiện lỗi là VRC, còn được gọi là **kiểm tra parity (chẵn/lẻ)**. Trong kỹ thuật này, một bit thừa, gọi là bit parity được gắn thêm vào các đơn vị dữ liệu sao cho tổng số bit 1 trong đơn vị dữ liệu (bao gồm bit parity) là một số chẵn (even).

Giả sử ta muốn truyền đơn vị dữ liệu nhị phân 1100001 [ASCII là a 97]; xem hình 6. Ta thấy tổng số số 1 là 3, tức là một số lẻ. Trước khi truyền, ta cho đơn vị dữ liệu qua bộ tạo parity, để gắn thêm vào đơn vị dữ liệu một bit 1, làm tổng số bit 1 thành 4, là số chẵn. Hệ thống truyền dữ liệu với parity bit này vào đường truyền. Thiết bị thu, sau khi nhận sẽ đưa đơn vị dữ liệu sang hàm kiểm tra parity chẵn. Nếu dữ liệu nhận được có tổng số số 1 là chẵn thì chấp nhận, nếu không, thì loại toàn đơn vị dữ liệu.



Hình 9.6

Chú ý là để đơn giản, ta đã thảo luận về parity chẵn, thực ra một số hệ thống có thể dùng phương pháp parity -lẻ. Nguyên tắc thì giống nhau, tuy phép tính khác.

Thí dụ 1:

Giả sử ta muốn truyền từ “world” trong mã ASCII, thì năm ký tự này được mã hóa như sau:

← 1110111 1101111 1110010 1101100 1100100
 w o r l d

Bốn ký tự đầu có số bit một là chẵn, nên có bit parity là 0, còn ký tự cuối có số bit 1 là lẻ nên có bit parity là 1 (các bit parity được gạch dưới)

← 11101110 11011110 11100100 11011000 11001001

Thí dụ 2:

Giả sử ký tự tạo được từ thí dụ 1 được máy thu nhận được như sau:

← 11101110 11011110 11100100 11011000 11001001

Máy thu đếm số bit 1 và nhận ra có số bit một là chẵn và lẻ, phát hiện có lỗi, nên loại bản tin và yêu cầu gửi lại.

Hiệu năng:

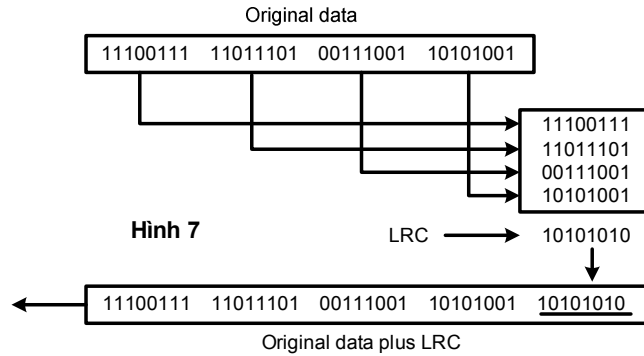
VRC có thể phát hiện tất cả các dạng lỗi 1 bit. Đồng thời cũng có thể phát hiện các lỗi bệt bao lâu mà tổng số bit thay đổi là lẻ(1, 3, 5, v,v....) trong mỗi đơn vị dữ liệu. Thí dụ, xét dữ liệu 1000111011, nếu có ba bit thay đổi thì kết quả sẽ là lẻ và máy thu phát hiện ra được: 111111011: 9 0110 0111011:7 1000011011:5.

Trường hợp hai bit bị lỗi: 1110111011:8 1100011011:6 1000011010:4

Máy thu không phát hiện được ra lỗi và chấp nhận.

9.4 LRC (LONGITUDINAL REDUNDANCY CHECK)

LRC là khối bit được sắp xếp thành bảng (hàng và cột). Thí dụ, thay vì gửi đi một khối 32 bit, ta tổ chức chúng thành bốn hàng và tám cột như hình 7. tiếp đến, tính bit parity cho mỗi cột và tạo một cột mới gồm tám bit, và là bit parity của toàn khối. Chú ý là bit parity đầu tiên được tính từ tất cả các bit đầu trong khối, tương tự cho bit hai, ect.



Hình 7

Hình 9.7

Thí dụ 3:

Giả sử khối bit truyền đi là:

← 10101001 00111001 11011101 11100111 10101010 (LRC)

Tuy nhiên, có nhiều bệt độ dài tám bit xuất hiện, làm một số bit bị lỗi:

← 10100011 10001001 11011101 11100111 10101010 (LRC)

Khi máy thu kiểm tra LRC, một số bit không theo đúng parity chẵn và toàn khối bị loại (các giá trị sai được in đậm)

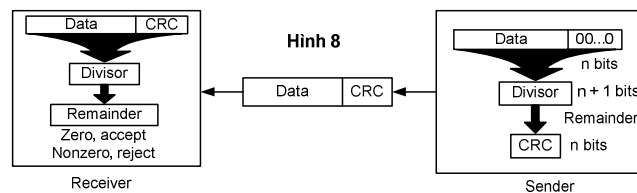
← 10100011 10001001 11011101 11100111 10101010 (LRC)

Hiệu năng:

LRC cho phép gia tăng khả năng phát hiện nhiều bệt. Trong thí dụ vừa qua, ta thấy được là LRC với n bit thì có khả năng phát hiện dễ dàng nhiều bệt n bit. Bệt nhiều với độ dài lớn hơn n bit cũng có nhiều khả năng được LRC phát hiện. Tuy nhiên khi hai bit cùng sai ở hai vị trí giống nhau thì LRC không phát hiện được. Thí dụ, hai đơn vị dữ liệu: 11110000 và 11000011. Nếu bit đầu và bit cuối của hai đơn vị đều bit lỗi, tức là dữ liệu nhận được là 01110001 và 01000010 thì LRC không thể phát hiện được lỗi.

9.5 CRC (CYCLIC REDUNDANCY CHECK):

Dạng thứ 3 và cũng là dạng mạnh nhất là CRC. Không giống như VRC và LCR, đều dựa trên phép cộng, CRC dùng phép chia nhị phân. Trong CRC, thay vì cộng các bit để có parity, trường hợp này dùng một chuỗi bit thừa, gọi là CRC hay dư số CRC, và gắn thêm vào phần cuối của đơn vị dữ liệu sao cho đơn vị dữ liệu mới là số chia chính xác của dữ liệu trước. Nơi nhận, đơn vị dữ liệu được chia với cùng số chia (divisor). Đến đây, nếu không có dư số, thì dữ liệu được xem là không bị lỗi và được chấp nhận. Trường hợp có dư số tức là đơn vị dữ liệu nhận được đã bị lỗi và nên bị loại.



Hình 9.8

Các bit thừa trong CRC có được bằng cách chia đơn vị dữ liệu với một số chia (divisor) cho trước và dư số là CRC. Yêu cầu đối với CRC gồm hai yếu tố: phải có số bit nhỏ hơn 1 so với divisor, và được gắn vào cuối chuỗi dữ liệu thì phải làm cho chuỗi dữ liệu mới chia được cho divisor.

Lý thuyết và ứng dụng của phương pháp phát hiện lỗi dùng CRC thì dễ hiểu. Tuy nhiên, khó khăn nhất là tìm CRC. Phần tiếp theo đây ta sẽ dần dần tìm hiểu về phương pháp này:

Đầu tiên, gắn thêm n bit 0 vào đơn vị dữ liệu, số n này nhỏ hơn một so với (n+1) bit của bộ chia (divisor).

Bước hai, dữ liệu mới này được chia cho bộ chia dùng phép chia nhị phân. Kết quả có được chính là CRC.

Bước ba, CRC với n bit của bước hai thay thế các bit 0 gắn ở cuối đơn vị dữ liệu. Chú ý là CRC có thể chứa toàn bit 0.

Đơn vị dữ liệu đến máy thu với phần đầu là dữ liệu, tiếp đến là CRC. Máy thu xem toàn chuỗi này là một đơn vị và đem chia chuỗi cho cùng bộ chia đã được dùng tạo CRC.

Khi chuỗi đến máy thu là không lỗi, thì bộ kiểm tra CRC có số dư là 0 và chấp nhận đơn vị dữ liệu này. Khi chuỗi bị thay đổi trong quá trình truyền, thì số dư sẽ khác không và bộ thu không chấp nhận đơn vị này.

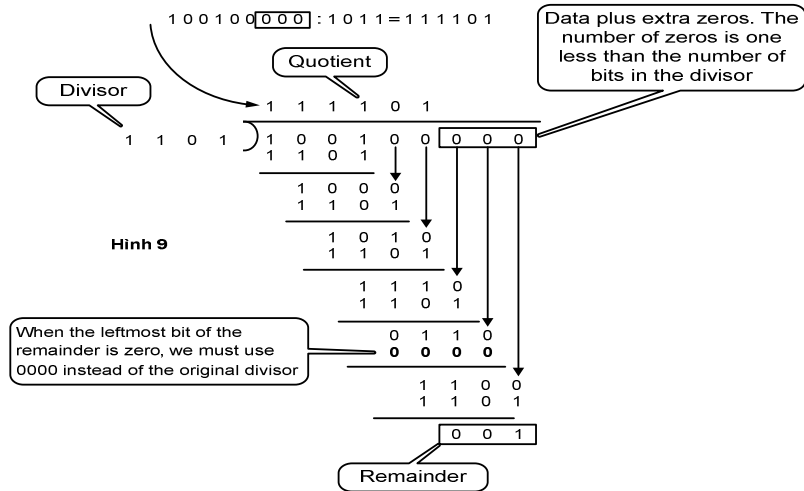
9.2.1.1 Bộ tạo CRC

Bộ CRC dùng phép chia modulo – 2 như vẽ trong hình 9. Trong bước đầu, bộ chia bốn bitt được trừ đi. Mỗi bit trong bộ chia được trừ với các bit tương ứng mà không ảnh hưởng

đến bit kế tiếp. Trong thí dụ này, bộ chia 1101, được trừ từ bốn bit của bộ dividend, 1001, có được 100 (bit 0 đầu bị bỏ qua).

Bước kế tiếp, lấy 1000 – 1101

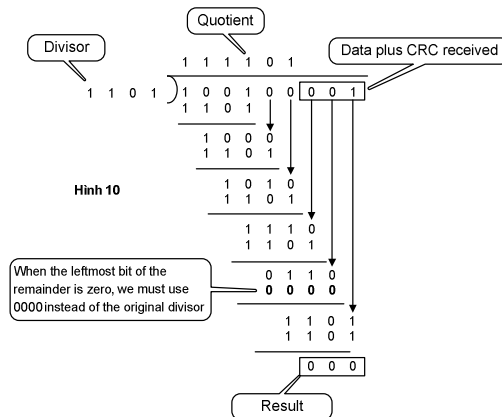
Trong quá trình này, bộ chia luôn bắt đầu với 1 bit 1; và hệ thống thực hiện phép chia theo cách trừ nhị phân không có số nhớ (tức là $0 - 0 = 0$; $1 - 1 = 0$; $0 - 1 = 1$; $1 - 0 = 1$).



Hình 9.9

9.2.1.2 Bộ kiểm tra CRC

Bộ này hoạt động giống hệt như bộ phát. Sau khi nhận được giữa liệu có gắn thêm phần CRC, mạch thực hiện lại phép chia modulo – 2. Nếu kết quả là 0, cắt bỏ phần CRC và nhận dữ liệu; ngược lại thì loại bỏ dữ liệu và yêu cầu gửi lại. Hình 10 mô tả quá trình này, với giả sử là không có lỗi, dư số là 0 và dữ liệu được chấp nhận.



Hình 9.10

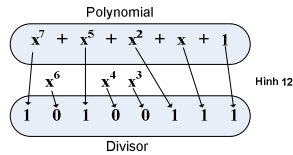
9.2.1.3 Các đa thức:

Bộ tạo CRC (bộ chia) thường không chỉ là chuỗi các bit 1 và 0, nhưng tạo ra từ đa thức đại số (như hình 11). Các đa thức này tiện lợi vì hai lý do: Chúng thường ngắn, và thường được dùng để chứng minh các ý niệm toán học trong quá trình CRC).

$$\boxed{x^7 + x^5 + x^2 + x + 1} \quad \text{Hình 11}$$

Hình 9.11

Quan hệ giữa chuỗi đa thức với biểu diễn nhị phân được minh họa ở hình 12.



Hình 9.12

Một đa thức sinh của bộ chia cần được chọn theo các đặc tính sau:

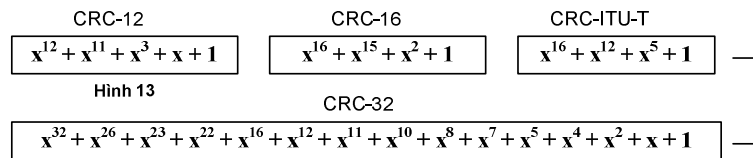
- **Không được chia hết cho thức x**
- Chia đúng cho đa thức $(x + 1)$

Điều kiện đầu nhằm bảo đảm là tất cả các nhiễu bệt có độ dài bằng bậc của đa thức sinh đều được phát hiện. **Điều kiện thứ hai** bảo đảm là tất cả các nhiễu bệt ảnh hưởng lên thứ tự bit lẻ được phát hiện.

Thí dụ 4:

Rõ ràng là ta không thể chọn x (số nhị phân 10) hay $x^2 + x$ (số nhị phân 110) làm đa thức được vì chúng chia hết cho x . Tuy nhiên, ta có thể chọn $x+1$ (tương ứng 11) do không chia hết cho x , mà chia hết cho $(x+1)$, cũng như ta có thể chọn $x^2 + 1$ (số nhị phân 101) do chia hết cho $(x+1)$.

Các đa thức chuẩn dùng trong bộ chia CRC được minh họa trong hình 13. Các số 12, 16, và 32 có liên quan đến kích thước của dư số CRC. Bộ chia CRC tương ứng là 13, 17 và 33 bit.



Hình 9.13

Hiệu năng:

CRC là phương pháp phát hiện lỗi rất hiệu quả nếu bộ chia được chọn theo các luật vừa nêu do:

- a. CRC có thể phát hiện tất cả các nhiễu bệt ảnh hưởng lên các bit có thứ tự lẻ.
- b. CRC có thể phát hiện các nhiễu bệt có độ dài bé hơn hay bằng bậc của đa thức.
- c. CRC có thể phát hiện với xác suất cao các nhiễu bệt có độ dài lớn hơn bậc của đa thức.

Thí dụ 5:

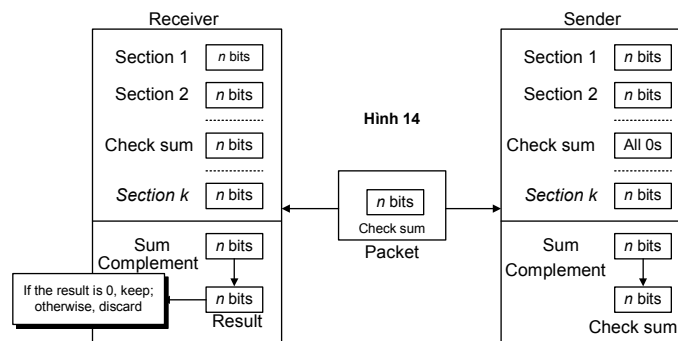
CRC – 12 ($x^{12}+x^{11}+x^3+x+1$) có bậc 12, có thể phát hiện tất cả các nhiễu bệt ảnh hưởng lên các bit lẻ, và cũng có thể phát hiện tất cả các nhiễu bệt có độ dài lớn hơn hay bằng 12, và phát hiện đến 99,97% các nhiễu bệt có độ dài lớn hơn 12 hay dài hơn nữa.

9.6 CHECKSUM

Phương pháp phát hiện lỗi ở giao lớp lớp cao hơn và giống như các phương pháp VRC, LRC, và CRC thì phương pháp này cũng dựa trên yếu tố thừa (redundancy).

9.2.1.4 Bộ tạo Checksum:

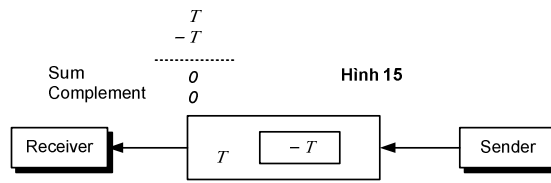
Tại máy phát, bộ này chia các đơn vị dữ liệu thành các phân đoạn bằng nhau với n bit (thường là 16). Các phân đoạn này được cộng với nhau dùng phương pháp bù 1 để có kết quả cũng có độ dài n bit. Giá trị tổng này được lấy bù và gắn vào đươi của dữ liệu gốc như là giá trị thừa, và được gọi là trường checksum. Các đơn vị dữ liệu mở rộng này được truyền qua mạng. Như thế, nếu tổng của đơn vị dữ liệu là T , thì checksum là $-T$ (xem hình 14 và 15).



Hình 9.14

The sender follows these steps :

- The unit is divided into k sections, each of n bits.
- All sections are added together using one's complement to get the sum.
- The sum is complemented and becomes the check sum.
- The check sum is sent with the data.



Hình 9.15

The receiver follows these steps :

- The unit is divided into k sections, each of n bits.
- All sections are added together using one's complement to get the sum.
- The sum is complemented.
- If the result is zero, the data are accepted : otherwise, they are rejected.

9.2.1.5 Bộ kiểm tra checksum:

Máy thu chia nhỏ đơn vị dữ liệu thành các phân đoạn và lấy các giá trị bù. Nếu đơn vị dữ liệu là còn nguyên, thì giá trị tổng có được từ phép cộng các phân đoạn dữ liệu và checksum sẽ là 0. Nếu kết quả khác không, thì gói có chứa lỗi và máy thu loại bỏ đơn vị dữ liệu này.

Thí dụ 6:

Giả sử khối 16 bit sau được gửi đi dùng checksum 8 bit

← 10101001 00111001

Số này được cộng với phân bù một , để có:

	10101001	
	00111001	

Sum	11100010	
Checksum	00011101	

← 10101001 00111001 00011101
Checksum

Thí dụ 7:

Giả sử máy thu nhận được mẫu sau của thí dụ 7 và không có lỗi, thì

← 10101001 00111001 00011101
Checksum

Khi máy thu cộng ba phân đoạn lại, thì sẽ có tổng là các giá trị 1, tức là sau khi lấy bù, có giá trị 0, cho thấy không có lỗi.

```

          10101001
          00111001
          00011101
          -----
Sum      11111111
Complement 00000000  means that the pattern is OK
    
```

Thí dụ 8:

Giả sử có nhiễu bệt với độ dài 5 ảnh hưởng lên 4 bit

10101111 1111001 00011101

Khi máy thu cộng ba đoạn này lại, thì có giá trị khác không, nên không nhận:

```

          10101111
          11111001
          00011101
          -----
Result   1 11000101
Carry    ----- 1
Sum      11000110
Complement 00111001  means that the pattern is corrupted
    
```

Hiệu năng:

Checksum phát hiện được tất cả các lỗi bit lẻ cùng như hầu hết các bit chẵn. Tuy nhiên, nếu một hay nhiều bit trong phân đoạn bị hỏng và bit tương ứng hay bit có giá trị đảo trong phân đoạn thứ hai cũng bị lỗi, thì khi lấy tổng, không nhận ra thay đổi và máy thu không phát hiện lỗi được. Nếu bit cuối trong một phân đoạn là 0 và bị đổi thành 1 khi truyền, thì ta không thể phát hiện ra lỗi nếu bit 1 cuối của phân đoạn thứ hai cũng chuyển thành 0.

9.7 SỬA LỖI

Các cơ chế vừa trình bày chỉ có thể phát hiện, nhưng không thể sửa lỗi. Có hai phương pháp sửa lỗi là: Thứ nhất, khi phát hiện một lỗi, máy thu phải yêu cầu máy phát chuyển lại toàn bộ đơn vị dữ liệu; cách thứ hai máy thu dùng các mã sửa lỗi, để sử dụng tự động một số lỗi.

Về mặt lý thuyết, thì có thể sửa chữa tự động bất kỳ số nhị phân nào. Các mã sửa lỗi, thường rất phức tạp hơn so với mã phát hiện lỗi và cần nhiều bit dư hơn nữa. Số bit cần thiết để sửa lỗi nhiều bit hay lỗi bệt thường rất lớn và không phải lúc nào cũng hiệu quả. Nên, thông thường hầu hết các phương pháp sửa lỗi đều giới hạn ở một, hai hoặc ba bit mà thôi.

SỬA LỖI ĐƠN

Ý niệm đơn giản và dễ hiểu nhất. Như đã biết thì lỗi bit đơn có thể được phát hiện bằng cách thêm các bit dư (parity) vào trong đơn vị dữ liệu (VRC). Một bit được thêm vào có thể phát hiện lỗi một bit trong nhiều chuỗi bit do phải phân biệt hai điều kiện: lỗi và không có lỗi. Mỗi bit có hai trạng thái (0 và 1) nên đủ điều kiện để phát hiện lỗi ở cấp độ này.

Nhưng nếu muốn sửa lỗi đơn thì phải làm sao? Hai trạng thái là đủ để phát hiện lỗi nhưng chưa đủ để sửa lỗi. Lỗi xuất hiện khi máy thu đọc bit 1 thành 0 và bit 0 thành 1. Để sửa lỗi thì máy thu chỉ cần đảo ngược lại giá trị bit bit sai. Tuy nhiên, điều quan trọng là phải

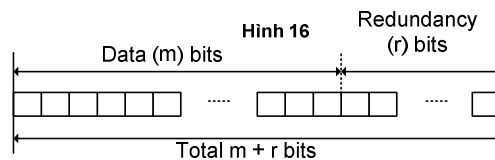
biết được bit nào bị sai. Như thế, bí mật trong sửa lỗi là phương pháp định vị được bit sai này.

Thí dụ, khi cần sửa lỗi một bit trong ký tự ASCII, thì mã sửa lỗi phải xác định bit nào bị thay đổi trong bảy bit. Trường hợp này, cần phân biệt được giữa tám trạng thái khác nhau: không lỗi, lỗi ở vị trí 1, lỗi ở vị trí 2, và tiếp tục cho đến vị trí 7. Như thế cần thiết phải có đủ số bit dư để biểu diễn được tám trạng thái này.

Đầu tiên, ta nhận thấy là với 3 bit là đủ do có thể biểu diễn được tám trạng thái (từ 000 đến 111) và như thế thì có thể chỉ ra được tám khả năng khác nhau. Tuy nhiên, việc gì xảy ra nếu lỗi lại rơi vào các bit dư này? Bảy bit trong ký tự ASCII cộng với 3 bit dư sẽ tạo ra 10 bit. Với ba bit là đủ, tuy nhiên cần có thêm các bit phụ cho tất cả các tình huống có thể xảy ra.

9.2.1.6 Các bit dư

Để tính số bit dư (r) cần có để có thể sửa lỗi một số bit dữ liệu (m), ta cần tìm ra quan hệ giữa m và r . Trong hình 16 cho thấy m bit dữ liệu và r bit dư. Độ dài của mã có được là $m+r$.



Hình 9.16

Nếu tổng số các bit trong một đơn vị được truyền đi là $m+r$, thì r phải có khả năng chỉ thị ít nhất $m+r+1$ trạng thái khác nhau. Trong đó, một trạng thái là không có lỗi và $m+r$ trạng thái chỉ thị vị trí của lỗi trong mỗi vị trí $m+r$.

Điều đó, tức là $m+r+1$ trạng thái phải được r bit phát hiện ra được; và r bit có thể chỉ được 2^r trạng thái khác nhau. Như thế, 2^r phải lớn hơn hay bằng $m+r+1$:

$$2^r \geq m+r+1.$$

Giá trị của r có thể được xác định từ cách gắn vào trong giá trị của m (chiều dài ban đầu của đơn vị dữ liệu cần gửi đi). Thí dụ, nếu giá trị của m là 7 (trường hợp 7 bit của mã ASCII), thì giá trị bé nhất của r cần thỏa mãn phương trình là 4:

$$2^4 \geq 7+4+1.$$

Bảng B.1 cho thấy một số khả năng của các giá trị m và r tương ứng.

Số lượng bit dữ liệu (m)	Số lượng bit dư (r)	Tổng số bit ($m+r$)
1	2	3
2	3	5

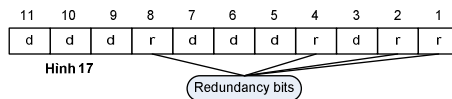
3	3	6
4	3	7
5	4	9
6	4	10
7	4	11

Mã Hamming

Ta đã xem xét số lượng bit cần thiết để phủ toàn bộ trạng thái bit lỗi có thể có khi truyền. Nhưng điều còn lại là phải xử lý như thế nào để biết được trạng thái đang xuất hiện? R.W.Hamming cung cấp một giải pháp thực tiễn.

Định vị của các bit dư

Mã Hamming có thể được áp dụng vào đơn vị dữ liệu có chiều dài bất kỳ dùng quan hệ giữa dữ liệu và các bit dư đã được khảo sát trước đây. Thí dụ, mã 7 bit ASCII cần bốn bit dư được thêm vào phần cuối đơn vị dữ liệu hay phân bố vào bên trong các bit gốc. Trong hình 17, các bit này được đặt ở các vị trí 1, 2, 4 và 8 (vị trí của chuỗi 11 bit được sắp xếp theo số lũy thừa của 2). Để hiểu rõ hơn, ta gọi các bit này lần lượt là r_1 , r_2 , r_4 và r_8 .



Hình 9.17

Trong mã Hamming, mỗi bit r là bit VRC của một tổ hợp các bit; r_1 là bit VRC của một tổ hợp bit; r_2 là một bit trong một tổ hợp bit khác và cứ thế tiếp tục. Tổ hợp được dùng để tính toán mỗi giá trị trong bốn bit r này trong chuỗi bảy bit được tính toán như sau:

r_1 : bit 1, 3, 5, 7, 9, 11

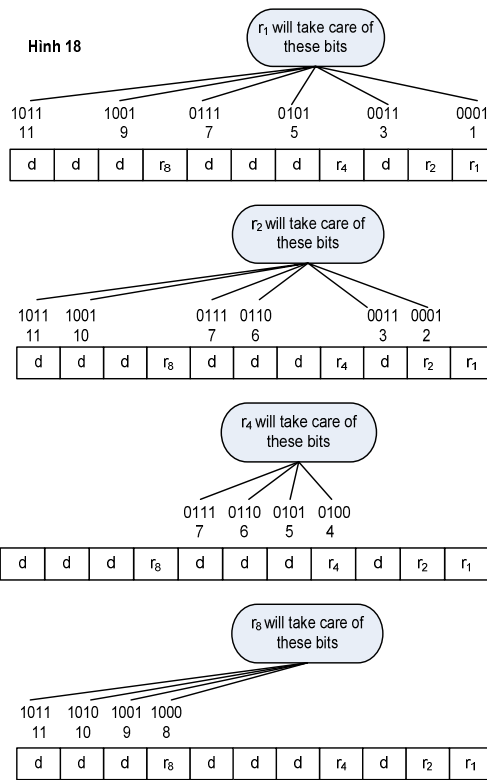
r_2 : bit 2, 3, 6, 7, 10, 11

r_4 : bit 4, 5, 6, 7

r_8 : bit 8, 9, 10, 11

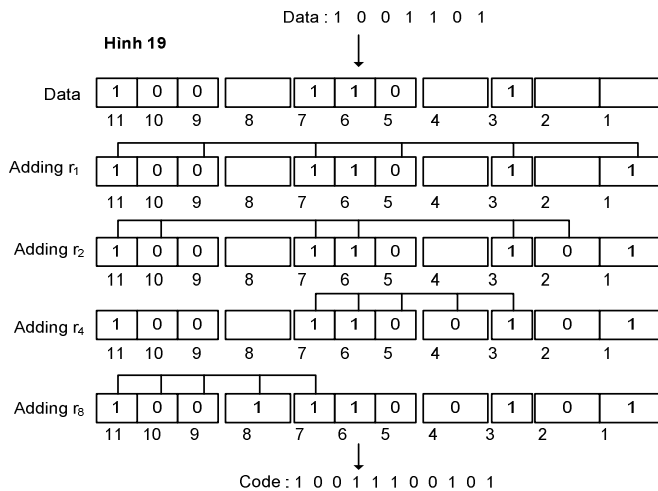
Mỗi bit dữ liệu có thể tính đến trong nhiều hơn một lần tính VRC. Thí dụ, trong chuỗi trên, mọi bit dữ liệu gốc được tính đến trong ít nhất hai tập, trong khi r chỉ được tính một lần.

Để tìm các mẫu trong chiến lược tính toán này, hãy xem cách biểu diễn của mỗi vị trí bit. Bit r_1 được tính dùng tất cả các vị trí bit có cách biểu diễn nhị phân có 1 trong vị trí tận cùng bên phải. Bit r_2 được tính dùng tất cả các vị trí bit có cách biểu diễn nhị phân có 1 trong vị trí thứ hai bên phải và tiếp tục như vẽ trong hình 18.



Hình 9.18

9.2.1.7 Tính toán các giá trị r

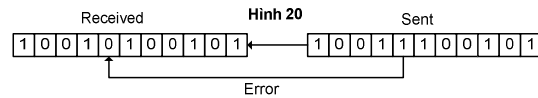


Hình 9.19

Hình 19 minh họa các thiết lập mã Hamming trong ký tự ASCII. Bước đầu tiên, ta đặt mỗi bit của ký tự gốc vào vị trí thích hợp trong đơn vị 11 bit. Trong bước kế tiếp, ta tính các parity chẵn với nhiều tổ hợp bit khác nhau. Giá trị parity của mỗi tổ hợp là giá trị bit r tương

ứng. Thí dụ, giá trị của r_1 được tính để cung cấp parity chẵn cho tổ hợp các bit 3, 5, 7, 9 và 11. Giá trị của r_2 được tính để cung cấp parity bit cho các bit 3, 6, 7, 10 và 11, và cứ thế tiếp tục. Mã 11 bit sau cùng được gửi đi qua đường truyền.

9.2.1.8 Phát hiện và sửa lỗi



Hình 9.20

Giả sử trong lúc đó tín hiệu truyền đi được tiếp nhận, trong đó bit thứ 7 đã thay đổi từ 1 đến 0 (theo hình 20).

Máy thu nhận và tính lại bốn VRC mới dùng cùng tập các bit được máy phát dùng cùng với parity bit r có liên quan với mỗi tập (xem hình 21). Tiếp đến, máy thu ghép nối các giá trị parity mới vào trong số nhị phân lần lượt theo của vị trí r (r_8, r_4, r_2, r_1). Trong thí dụ trên, bước này cung cấp cho ta số nhị phân 0111 (7 theo giá trị thập phân), đây là vị trí chính xác của bit bit lỗi.

Sau khi nhận dạng xong bit lỗi, thì chỉ việc đảo ngược giá trị bit này để có bit đúng.

9.2.2 SỬA LỖI BỆT

Mã Hamming có thể được thiết kế để sửa các lỗi bệt có chiều dài nhất định. Số bit dư cần thiết để sửa các lỗi này, thường rất lớn so với trường hợp sửa lỗi bit đơn. Để sửa lỗi hai bit, ta cần phải tính là có hai bit cần được tổ hợp với hai bit bất kỳ trong toàn chuỗi. Sửa lỗi ba bit tức là phải giải quyết ba bit trong toàn chuỗi, v.v., Từ đó, cần thiết phải có các phương pháp khác nhằm thiết kế mã Hamming trong sửa lỗi nhiều bit, điều này chưa bàn ở đây.

TỪ KHÓA VÀ Ý NIỆM

- ❑ Burst error
- ❑ Checksum
- ❑ CRC (cyclic redundancy check)
- ❑ Error error correction error detection error handling
- ❑ Even parity
- ❑ Hamming code
- ❑ LRC (longitudinal redundancy check)
- ❑ Odd parity
- ❑ One's complement
- ❑ Parity bit parity check
- ❑ Redundancy
- ❑ Single – bit error
- ❑ VRC (vertical redundancy check)

TÓM TẮT

- ❖ Lỗi truyền dẫn thường được **phát hiện tại lớp vật lý** trong mô hình OSI
- ❖ Lỗi truyền dẫn thường **được sửa trong lớp kết nối dữ liệu** trong mô hình OSI
- ❖ Lỗi có thể được chia ra thành:
 - a. Lỗi một bit: chỉ sai một bit trong đơn vị dữ liệu
 - b. Bệt: sai hai hay nhiều bit trong đơn vị dữ liệu
- ❖ Redundancy là ý niệm nhằm gởi thêm các bit dư dùng trong phát hiện lỗi
- ❖ Có bốn phương pháp kiểm tra lỗi thông thường là:
 - a. VRC (vertical redundancy check)
 - b. LRC (longitudinal redundancy check)
 - c. CRC (cyclic redundancy check)
 - d. Checksum
- ❖ Trong VRC, một parity bit được thêm vào đơn vị dữ liệu
- ❖ VRC chỉ có thể phát hiện một bit và các bit lẻ bị lỗi; không thể phát hiện số bit chẵn.
- ❖ Trong LRC, có một dữ liệu thừa theo sau một đơn vị dữ liệu n bit
- ❖ CRC, phương pháp mạnh nhất trong phương pháp kiểm tra lỗi dùng bit dư, có cơ sở là phép chia nhị phân
- ❖ Checksum được dùng trong giao thức cấp cao hơn (TCP/IP) để phát hiện lỗi
 - Để tính checksum, thì cần:
 - a. Chia dữ liệu thành nhiều phần nhỏ
 - b. Cộng các phần này lại dùng phương pháp bù một
 - c. Lấy bù của tổng cuối cùng, đây chính là checksum
- Tại máy thu, khi dùng phương pháp checksum, dữ liệu và checksum phải được cộng lại thành giá trị 0 khi không có lỗi
- ❖ Mã Hamming là phương pháp sửa lỗi một bit dùng các bit thừa. Số bit là hàm của độ dài đơn vị dữ liệu
- ❖ Trong mã Hamming, một đơn vị dữ liệu m bit thì dùng công thức $2^r \geq m + r + 1$ để xác định r, số bit dư cần có.

BÀI LUYỆN TẬP

* CÂU HỎI ÔN TẬP

- 1) Cho biết khác biệt giữa lỗi một bit và lỗi bệt (burst error) ?
- 2) Trình bày ý niệm redundancy trong phát hiện lỗi?
- 3) Cho biết bốn dạng kiểm tra redundancy dùng trong thông tin dữ liệu?
- 4) Phương pháp phát hiện đơn vị dữ liệu bị hỏng bằng cách dùng bit parity?
- 5) Sự khác biệt giữa parity chẵn và parity lẻ ?
- 6) Trình bày về phương pháp VRC và cho biết dạng lỗi không phát hiện được?
- 7) Quan hệ giữa VRC và LRC?
- 8) Trình bày về phương pháp LRC và cho biết dạng lỗi không phát hiện được?
- 9) Bộ phát CRC kết nối với đơn vị dữ liệu như thế nào?
- 10) Cho biết quan hệ giữa kích thước CRC remainder và CRC generator?
- 11) Bộ CRC checker phát hiện lỗi như thế nào?
- 12) Cho biết về điều kiện để dùng đa thức trong bộ CRC generator?
- 13) Ưu điểm của CRC so với LRC?
- 14) Cho biết các phương pháp phát hiện lỗi trong các giao thức lớp trên?
- 15) Phép tính dùng để cộng các segment trong bộ checksum generator và checker?
- 16) Trình bày các bước tạo checksum?
- 17) Bộ checksum checker phát hiện lỗi ra sao?
- 18) Checksum không phát hiện được lỗi dạng nào?
- 19) Công thức tính số bit redundancy cần thiết để sửa lỗi bit, biết số bit dữ liệu?
- 20) Mục đích của mã Hamming là gì?

* CÂU HỎI TRẮC NGHIỆM

- 21) Phát hiện lỗi được dùng trong lớp nào của mô hình OSI:
 - a. vật lý
 - b. kết nối dữ liệu
 - c. mạng
 - d. tất cả đều sai

- 22) Phương pháp phát hiện lỗi nào bao gồm bit parity tại mỗi đơn vị dữ liệu cùng với parity bit của toàn đơn vị dữ liệu:
- VRC
 - LRC**
 - CRC
 - Checksum
- 23) Cho biết phương pháp nào dùng phép bù :
- VRC
 - LRC
 - CRC
 - checksum**
- 24) Cho biết phương pháp dùng chỉ một bit dư trong đơn vị dữ liệu
- VRC**
 - LRC
 - CRC
 - checksum
- 25) Phương pháp nào có liên quan đến ý niệm đa thức
- VRC
 - LRC
 - CRC**
 - checksum
- 26) phát biểu nào mô tả lỗi một bit
- một bit bị đảo
 - một bit bị đảo trong một đơn vị dữ liệu
 - một bit bị đảo trong một lần truyền
 - tất cả đều đúng**
- 27) Trong mã ASCII, ký tự G (100 0111) được gửi đi nhưng nhận lại được ký tự D(100 0100), thì đó là dạng lỗi gì:
- lỗi một bit
 - lỗi nhiều bit
 - bệt**
 - khôi phục được

- 28) Trong mã ASCII, ký tự H (1001000) được gửi đi nhưng nhận lại được ký tự I(1001001) , thì đó là dạng lỗi gì:
- lỗi một bit**
 - lỗi nhiều bit
 - bệt
 - khôi phục được
- 29) Trong phương pháp CRC, CRC có nghĩa là gì:
- bộ chia
 - thương số (kết quả phép chia)
 - số bit chia
 - số dư**
- 30) Trong phương pháp CRC, bộ chia có kích thước so với CRC như thế nào:
- cùng kích thước
 - nhỏ hơn một bit
 - lớn hơn một bit**
 - lớn hơn hai bit
- 31) Nếu đơn vị dữ liệu là **111111**, bộ chia là 1010, và dư số là **110**, hãy cho biết giá trị số bị chia (divident) tại máy thu?
- 111111011
 - 111111110**
 - 1010110
 - 110111111
- 32) Nếu đơn vị dữ liệu là 111111, bộ chia là 1010, và dư số là 110, cho biết số bị chia (divident) tại máy phát?
- 111111000**
 - 1111110000
 - 111111
 - 1111111010
- 33) Khi dùng phương pháp parity lẻ trong phát hiện lỗi trong mã ASCII, thì số bit 0 trong một ký tự 8 bit là:
- chẵn
 - lẻ

- c. không chẵn, không lẻ
 - d. 42
- 34) Tại máy thu, khi không có lỗi thì tổng của checksum và dữ liệu là:
- a. -0
 - b. +0
 - c. phần bù của checksum
 - d. phần bù của dữ liệu
- 35) Mã Hamming là phương pháp dùng để:
- a. phát hiện lỗi
 - b. sửa lỗi
 - c. đóng gói lỗi
 - d. a và b
- 36) Trong CRC, không có lỗi khi thương số (quotient) tại máy thu là:
- a. bằng với dư số tại máy phát
 - b. bằng không
 - c. khác không
 - d. là thương số (quotient) của máy phát
- 37) Trong CRC, thương số tại máy phát sẽ trở thành:
- a. số bị chia (dividend)
 - b. bộ chia tại máy thu
 - c. bị loại bỏ
 - d. là số dư
- 38) Phương pháp phát hiện lỗi nào dùng bit parity:
- a. VRC
 - b. LRC
 - c. CRC
 - d. a và b
- 39) Phương pháp phát hiện lỗi nào có thể phát hiện lỗi một bit được:
- a. VRC
 - b. LRC

- c. CRC
 - d. tất cả các dạng trên
- 40) Phương pháp phát hiện lỗi nào có thể phát hiện lỗi bệt được:
- a. VRC
 - b. LRC
 - c. CRC
 - d. b và c
- 41) Tính chiều dài LRC, có 10 nhóm, mỗi nhóm là 8 bit, thì số bit trong LRC là:
- a. 10
 - b. 8
 - c. 18
 - d. 80
- 42) Trong bộ phát CRC, phải thêm yếu tố nào vào đơn vị dữ liệu trước khi tiến hành phép chia:
- a. các bit 0
 - b. các bit 1
 - c. đa thức
 - d. dư số CRC
- 43) Trong bộ phát CRC, phải thêm yếu tố nào vào đơn vị dữ liệu sau khi tiến hành phép chia:
- a. các bit 0
 - b. các bit 1
 - c. đa thức
 - d. dư số CRC
- 44) Trong bộ kiểm tra CRC, điều gì cho biết là dữ liệu đã bị lỗi:
- a. chuỗi các bit 0
 - b. chuỗi các bit 1
 - c. chuỗi liên tiếp các bit 1 và 0
 - d. dư số khác không

*** BÀI TẬP**

- 45) Cho biết ảnh hưởng lớn nhất của bệt nhiều 2 –ms lên dữ liệu truyền với tốc độ:

- a. 1500 bps
 - b. 12.000 bps
 - c. 96.000 bps
- 46) Giả sử ta dùng parity chẵn, cho biết parity trong các đơn vị dữ liệu sau:
- a. 1001011
 - b. 0001100
 - c. 1000000
 - d. 1110111
- 47) Máy thu nhận được mẫu bit 01101011. Hệ thống dùng VRC parity chẵn, cho biết mẫu có nhận đúng không?
- 48) Tìm LRC của khối các bit sau:
- 10011001 01101111
- 49) Cho chuỗi 10 bit 1010011110 và bộ chia là 1011, tìm CRC, kiểm tra lại kết quả
- 50) Có dư số là 111, đơn vị dữ liệu là 10110011, và bộ chia là 1001, cho biết đơn vị dữ liệu có lỗi không?
- 51) Tìm checksum của các chuỗi bit sau. Giả sử dùng các phân đoạn 16 bit
- 1001001110010011
1001100001001101
- 52) Tìm phần bù của 1110010001110011.
- 53) Cộng 11100011 và 00011100 và lấy phần bù. Giải thích kết quả
- 54) Trong các đơn vị dữ liệu sau, tìm số dư tối thiểu cần có để có thể sửa lỗi bit đơn:
- a. 12
 - b. 16
 - c. 24
 - d. 64
- 55) Tạo mã Hamming cho chuỗi bit 10011101?
- 56) Tìm VRC và LRC của các chuỗi bit sau dùng parity bit chẵn:
- ← 0011101 1100111 1111111 0000000
- 57) Bộ phát gửi 01110001; máy thu 01000001. Nếu chỉ dùng VRC, cho biết máy thu có thể phát hiện lỗi được không?
- 58) Khối bit sau dùng LRC, cho biết các bit có lỗi?
- ← 10010101 01001111 11010000 11011011

- 59) Hệ thống dùng LRC với khối 8 byte. Cho biết số bit dư phải gửi đi trong mỗi khối? Cho biết tỉ số bit hữu ích trên tổng số bit?
- 60) Bộ chia là 101101, cho biết CRC có độ dài là bao nhiêu?
- 61) Tìm giá trị nhị phân tương đương cho đa thức: x^8+x^3+x+1 .

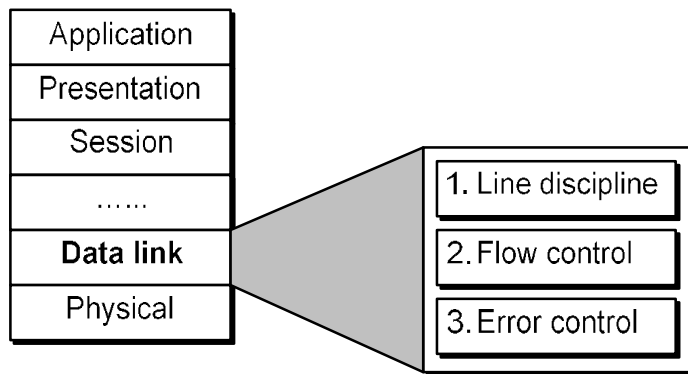
CHƯƠNG 10

TECHNIQUES OF DATA LINK CONTROL (KỸ THUẬT ĐIỀU KHIỂN LIÊN KẾT DỮ LIỆU)

Ta đã khảo sát về cấu trúc và truyền dữ liệu qua môi trường kỹ thuật, khi truyền dữ liệu, luôn cần có quá trình kiểm soát tác động này. Trong lập trình, ta chỉ truyền dữ liệu nhưng cần có thông tin về quá trình này.

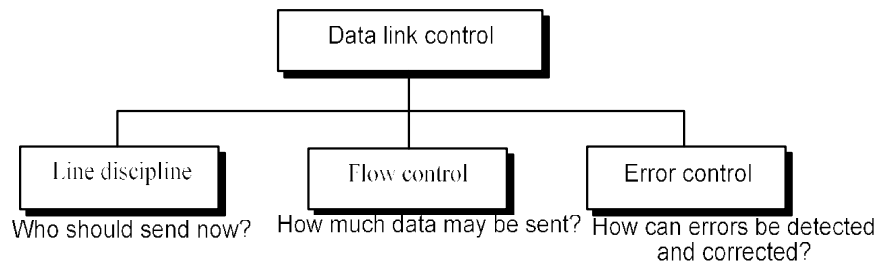
Thông tin cần ít nhất hai thiết bị cùng làm việc, một gửi và một thu. Quá trình này luôn cần có sự phối hợp các quá trình trao đổi thông tin. Ví dụ trong trường hợp truyền bán song công, một máy là chủ một máy là khách truyền trên cùng dây, nhưng hai máy truyền cùng một lúc thì ta chỉ có thể nhận một phía trên cùng dây. Quá trình phối hợp này là một phần của một hệ thống gọi là hệ thống truyền số liệu.

Ngoài hệ thống truyền số liệu, các chức năng quan trọng trong kỹ thuật truyền số liệu là kiểm soát lỗi, điều khiển và kiểm soát lỗi, các chức năng này gọi là kỹ thuật truyền số liệu.



Hình 10.1

Các chức năng của kỹ thuật truyền số liệu:



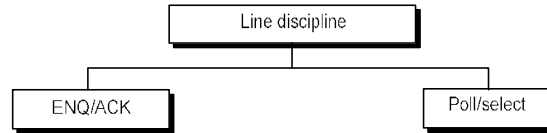
Hình 10.2

- **Hệ thống truyền số liệu** (line discipline) là sự phối hợp các kỹ thuật, xác định thiết bị nào sẽ phát và thiết bị nào sẽ thu.
- **Kiểm soát lỗi** (flow control): là sự phối hợp thông tin có thể truyền trước khi nhận tin chấp nhận. Nó thi công cung cấp tín hiệu chấp nhận từ máy thu, kỹ thuật về quá trình kiểm soát lỗi.
- **Kiểm tra lỗi và phát hiện và sửa lỗi**. Cho phép máy thu báo cho máy phát về các bit tin bị mất thay bằng những bit gửi vì truyền số liệu của máy phát.

10.1.H NG M C NG DÂY (LINE DISCIPLINE)

Hạng mục ngành dây trả lời câu hỏi: Ai sẽ gửi thông tin ngay bây giờ?

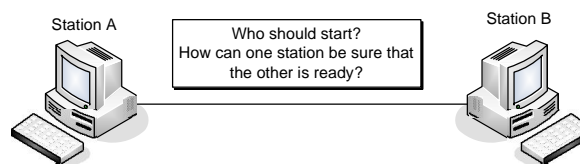
Hạng mục ngành dây có thể hiện theo hai cách: yêu cầu/chấp nhận (enquiry/acknowledgment: **ENQ/ACK**) và **poll/select**. Phương thức ưu tiên có dùng trong **thông tin ngang cấp** (peer to peer communication); phương pháp hai có dùng trong phương pháp **thông tin sơ cấp-thứ cấp** (primary-secondary communication)



Hình 10.3

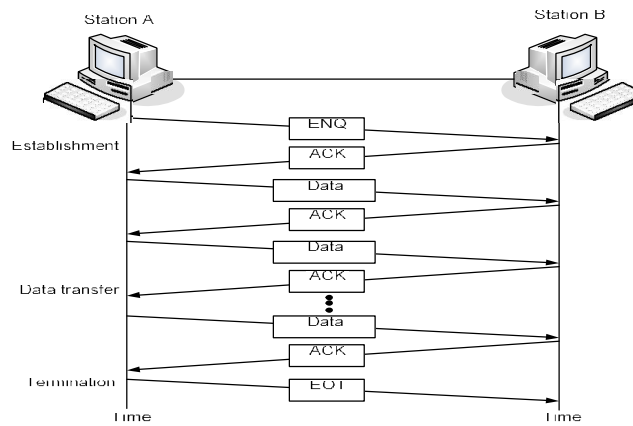
10.1.1. ENQ/ACK

Có dùng chủ yếu trong các hệ thống không kiểm tra sai, tức là **có kết nối riêng cho hai máy** trong đó chỉ có một máy là có khả năng thu.



Hình 10.4

Cách hoạt động:



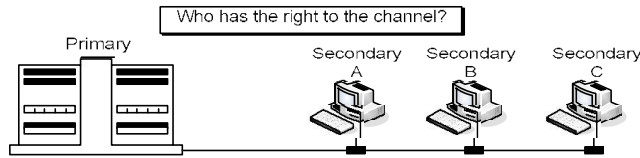
Hình 10.5

Bộ khởi tạo (máy phát) trình gửi tín hiệu ENQ để xem máy thu có sẵn sàng thu dữ liệu chưa. Máy thu phản hồi bằng frame **ACK** (acknowledgment) khi máy sẵn sàng thu, hoặc frame **NAK** (negative acknowledgment) khi máy chưa sẵn sàng thu. Nếu máy phát không nhận được tín hiệu ACK hay NAK sau khoảng thời gian qui định thì máy phát sẽ cho là tín hiệu ENQ đã bị thất lạc khi truy vấn hay do một số nguyên nhân khác. Thông thường, máy phát phải chờ khoảng 31 giây này kết nối thành công.

Nếu máy phát liên tục nhận thông tin **chỉ NAK trong 3 lần thì sẽ kết nối** và bắt đầu lại các bước này vào một thời gian khác. Nếu tín hiệu nhận được là chấp nhận, máy phát chờ phát tín. Sau khi đã chuyển tín hiệu, host phát chuẩn bị để bắt đầu một frame chuẩn bị truyền (end of transmission: EOT).

10.1.2.POLL/SELECT

Phương pháp này hoạt động với cấu hình mạng trong đó một thiết bị **phân công làm nhiệm vụ sẽ và máy còn lại là thiết bị thực p**. Các host này đều có nhiệm vụ phụ thuộc vào nhau, chúng không phải là hai. Trong các trường hợp trên, vấn đề cần giải quyết là: Bên nào sẽ sẵn sàng chấp? Và nút nào trong số các nút được phép dùng kênh thông tin?



Hình 10.6

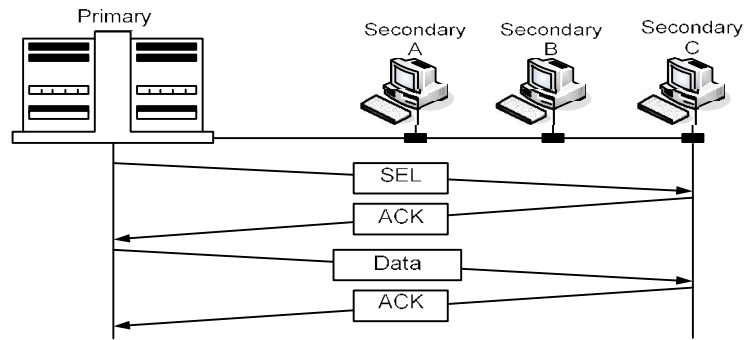
Cách hoạt động:

Trong host này, nhiệm vụ này, thiết bị sẽ và nhiệm vụ thiết bị thực p cần liên hệ nhau thông qua một truy vấn, tức là trao đổi dữ liệu thông qua thiết bị sẽ p ngay khi ích nhận là thiết bị thực p (trong hình vẽ mạng bus, nhiệm vụ này cũng ứng với các dạng mạng khác). **Thiết bị sẽ phải liên hệ; thiết bị thực p phụ thuộc vào chủ thể thiết bị sẽ p**. Thiết bị sẽ xác định thiết bị nào được phép sử dụng kênh trong một thời gian nhất định, đồng thời thiết bị này cũng đóng vai trò máy phát. **Nếu thiết bị sẽ p mu n nh n d li u thì phải hỏi thiết bị thực p xem có gì cần giải quyết không**, chức năng này gọi là **polling**. **Nếu thiết bị sẽ p mu n g i d li u, thì phải báo cho các thiết bị ích thực p biết chủ n b s n sàng nhận tin**, chức năng này gọi là chức năng **selecting**.

ách: Trong cấu hình đơn giản, không cần nhiều ách, trong cấu hình thiết bị sẽ p cần liên hệ nhiệm vụ thiết bị thực p cần phải có ách, **giúp nhận dữ liệu**.

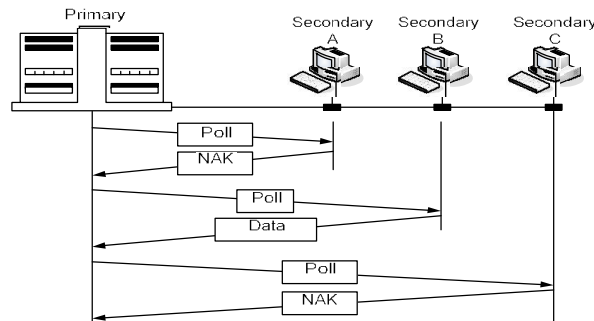
Giao thức poll/select nhận dạng mỗi frame được thu hay nhận một thiết bị thực p trên kết nối. Mỗi thiết bị thực p có các ách khác nhau. Khi truy vấn nhận ách xuất hiện trong **một phần của mỗi frame**, **gọi là trường ách hay tiêu** (header) tùy theo giao thức. Nếu thông tin do thiết bị thực p phát, thì ách cho biết nguồn gốc của dữ liệu.

Select: Chức năng này được dùng khi thiết bị sẽ p cần giải quyết thông tin. Chú ý rằng thiết bị sẽ p cần quản lý kiểm soát kết nối, nên biết khi nào kết nối sẵn sàng, tuy nhiên, nếu mà thiết bị sẽ p cần biết là **thiết bị ích sẵn sàng nhận tin chấp?**. Nên thiết bị sẽ p cần nhận báo thiết bị thu về thông tin và chuyển tín hiệu chấp nhận thiết bị này. **Trước khi gửi tin, thiết bị sẽ p gửi một frame SEL, trong đó có chứa trường ách của thiết bị thu**, chỉ có thiết bị thực p nhận dạng ách này mới có thể nhận được frame này và chuyển dữ liệu. Khi thiết bị thu thực p sẵn sàng thì gửi về frame **ACK cho sẽ p**, thiết bị sẽ p chuyển nhận hay nhiệm vụ frame dữ liệu, đồng thời giải quyết ách của thiết bị thực p.



Hình 10.7

Poll:



Hình 10.8

Chức năng poll của thiết bị sử dụng các kênh thông tin một chiều để thực hiện. Như đã nói, thiết bị thực hiện các phép gửi tin khi có yêu cầu. Thiết bị sử dụng quy định báo m là trong hình thức này thì có một tín hiệu truy vấn trong thời gian nhất định, không xuất hiện xung đột trên mạng truy vấn. Khi thiết bị sử dụng sẵn sàng nhận tin, thì phải hỏi thiết bị thực hiện (poll) xem có cần gì không? Khi thiết bị thực hiện thì trả lời bằng NAK nếu không có gì gửi và bằng dữ liệu nếu có.

Nếu đáp ứng là NAK thì thiết bị sử dụng sẽ tiếp tục hỏi thiết bị thực hiện theo cách tương tự. Nếu đáp ứng là tích cực (một frame dữ liệu) thì thiết bị sử dụng sẽ gửi frame này và trả lời bằng frame ACK xác nhận. Tùy theo giao thức khác nhau mà thiết bị thực hiện có thể gửi nhiều hơn một frame dữ liệu, hay phải chờ tín hiệu ACK có thể tiếp tục gửi.

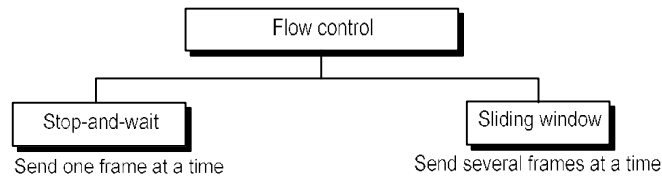
Tùy theo giao thức, có hai khả năng chuyển đổi trao đổi: có thể là thực hiện gửi tin để dữ liệu, rồi chờ đợi một frame EOT, hay là sử dụng cho bit “hết thời gian”. Sau khi thiết bị thực hiện đã hoàn tất truy vấn tin, sẽ có thể poll các thiết bị còn lại.

10.2. KỸ THUẬT LƯU LƯỢNG (FLOW CONTROL)

Trong hình thức các giao thức, phần kỹ thuật lưu lượng là tập các thuật toán cho thiết bị phát biết về số lượng dữ liệu được truyền đi trước khi phải chờ tín hiệu ACK từ bên nhận. Lưu lượng truy vấn này không cho phép làm quá tải bên thu. Thiết bị thu cần thông báo cho bên gửi biết về các giới hạn này và có thể yêu cầu gửi ít hơn hay tạm ngưng truy vấn. Trong quá trình nhận, thiết bị thu còn có bộ kiểm tra và xử lý dữ liệu trước khi sử dụng, nếu như làm chậm đáng kể lưu lượng truy vấn, nên bên thu thường có thêm một khối nhớ tạm, thường gọi là bộ đệm (buffer).

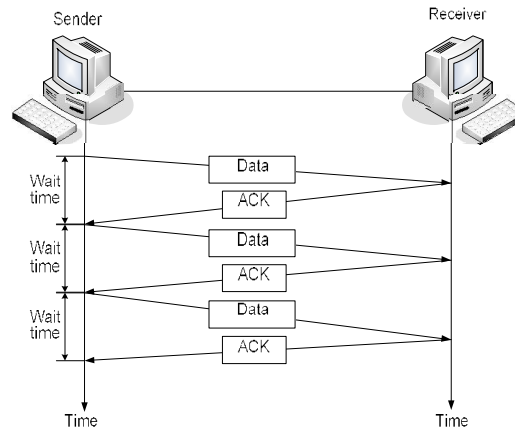
đồng bộ là một trong các phương pháp truyền dữ liệu mà bên phát có thể gửi đi trực tiếp các tín hiệu xác nhận ACK.

Có hai phương pháp truyền đồng bộ là: **đồng bộ** và **asynchronous**



Hình 10.9

10.2.1. Đồng bộ:



Hình 10.10

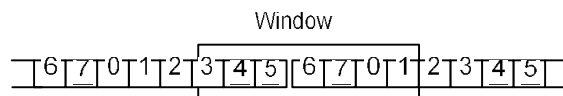
Trong phương pháp này, thiết bị phát gửi xong một frame và đợi tín hiệu xác nhận ACK rồi gửi tiếp frame kế.

Ưu điểm: cách truyền phương pháp này là đơn giản

Khuyết điểm: tốc độ truyền thấp do quá trình đồng bộ

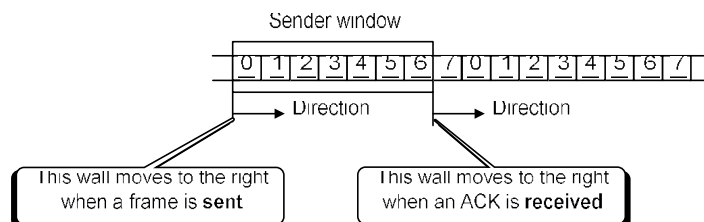
10.2.2. Asynchronous:

Phương pháp này cho phép nhiều frame cùng một lúc



Hình 10.11

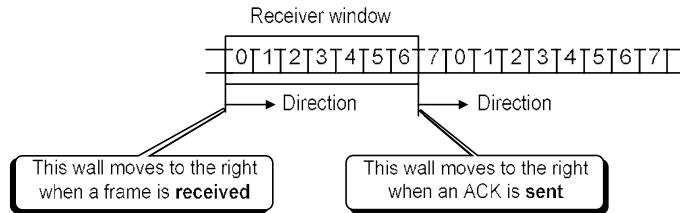
Casgr:



Hình 10.12

Dùng ý tưởng, các trạng thái bên trái khi frame dữ liệu gửi đi. Các trạng thái bên phải phát mở rộng bên phải khi nhận được tín hiệu xác nhận ACK

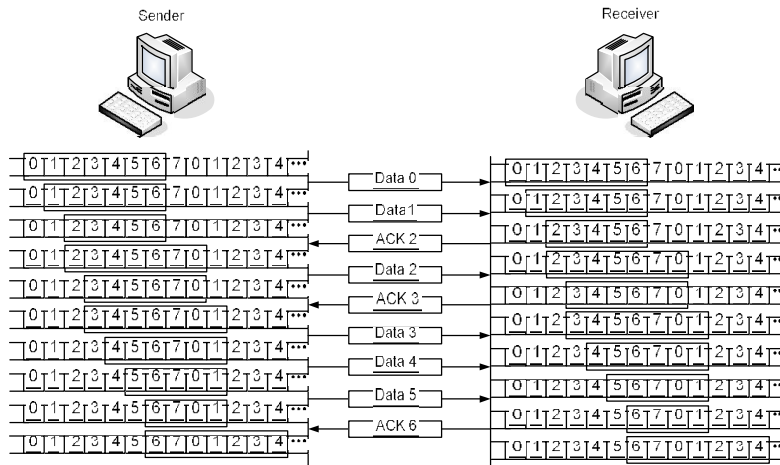
Các ví dụ:



Hình 10.13

Dùng ý tưởng, các trạng thái của máy thu bên trái khi frame dữ liệu nhận được. Các trạng thái bên phải thu mở rộng bên phải khi gửi tín hiệu xác nhận ACK

Thí dụ:



Hình 10.14

Khi mở đầu, các trạng thái phát và thu mở rộng bao gồm 7 frame (7 frame trong các phát và 7 placeholder frame trong các nhận thu) Các frame này có ảnh số 0-6 và chèn vào bộ nhớ. Bộ nhớ phải có kích thước lớn hơn. Ví dụ trên bộ nhớ có kích thước là 13.

Đặc điểm kích thước các số:

Trong phương pháp này, **kích thước các số luôn nhỏ hơn modulo của frame nhận và đặc biệt là tín hiệu ACK.** Giả sử số chẵn frame là modulo-8 và ta chọn kích thước các số là 8. Nếu frame 0 gửi đi và nhận được tín hiệu ACK 1. Bắt đầu phát các số và gửi các frame 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7 và 0. **Nếu nhận được ACK 1** thì không thể xác nhận được khi tín hiệu này là bản sao của ACK 1 trước đó (do mang đặc tính) hay đó là ACK 1 mới khi mới nhận xong 8 frame. Nếu ta chọn kích thước các số là 7 thì như nói trên không thể xảy ra.

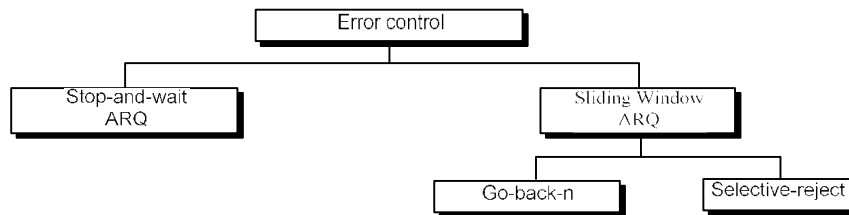
10.3. KỸ THUẬT LẶC (ERROR CONTROL)

Trong lĩnh vực truyền số liệu, kỹ thuật lẶc ban đầu chủ yếu là các phương pháp phát hiện và truyền số liệu.

10.3.1. ARQ: Automatic Repeat Request

Sau khi trong lĩnh vực truyền số liệu chủ yếu là truyền số liệu: Nếu phát hiện lỗi khi truyền thì bên thu gửi tín hiệu không xác nhận (NAK) và gửi lại. Quá trình này gọi là yêu cầu gửi lại (ARQ)

Sau khi trong lĩnh vực truyền số liệu dùng các yêu cầu gửi lại (ARQ), tức là vì các truyền số liệu trong ba trường hợp: frame bị hỏng, frame bị thất lạc, và tín hiệu chấp nhận bị thất lạc.



Hình 10.15

10.3.2. Stop and Wait ARQ:

Là đơn giản khi gửi đi một gói truyền dữ liệu và chờ đợi có thể truyền dữ liệu trong trường hợp gói bị thất lạc hay bị hỏng. Có thể gửi đi dữ liệu, có các lỗi cho các kỹ thuật như sau:

- Khi bắt đầu gửi một bản sao của gói dữ liệu cùng cho đến khi nhận được tín hiệu chấp nhận frame này. Vì cần gửi bản copy nhằm bắt đầu gửi lại frame bị thất lạc hoặc bị hỏng cho đến khi frame chính nhận được.

- Nhận mã nhị phân để truyền, tức các frame dữ liệu và ACK sử dụng ánh sáng tu n t là 0 và 1. Nếu frame dữ liệu 0 thì sẽ có tín hiệu ACK là 1, cho thấy là bản thu đã nhận được dữ liệu 0 và đang chờ dữ liệu 1. Cách ánh sáng này cho phép nhận được các frame dữ liệu trong trường hợp phi giao tiếp.

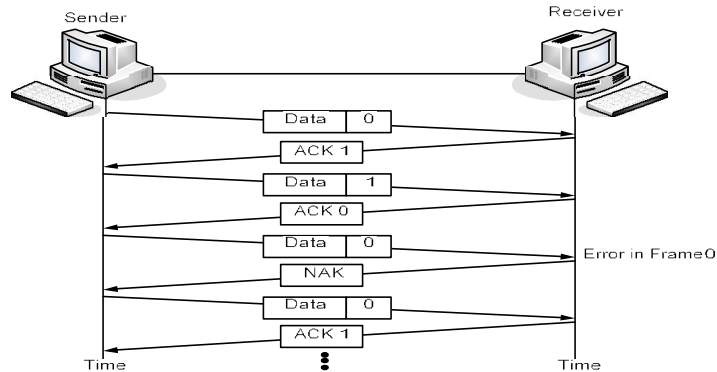
- Nếu lỗi xảy ra phát hiện trong frame dữ liệu, cho thấy bản hỏng trong quá trình truyền thì có tín hiệu NAK trả về. Frame NAK này không cần ánh sáng, cho máy phát biết phải truyền lại frame dữ liệu và gửi xong. Stop and wait ARQ đòi hỏi máy phát phải chờ cho đến khi nhận được tín hiệu ACK của frame dữ liệu cùng và gửi, trước khi chuyển frame tiếp. Khi máy phát nhận được NAK, máy phát phải gửi lại frame đã gửi kèm theo ACK trả về, không kết thúc.

- Khi bắt đầu phát các trạng thái mới như thời gian (timer), nếu không nhận được tín hiệu xác nhận thì chờ trong thời gian cho phép, máy thu sẽ gửi lại frame dữ liệu và gửi bản thất lạc và sẽ tiếp tục gửi lại lần nữa.

Trường hợp hỏng Frame: Nếu máy thu phát hiện một frame và nhận có lỗi thì sẽ chuyển về một frame NAK và máy phát sẽ chuyển lại frame và chuyển.

Thí dụ: trong hình bên dưới, máy phát chuyển một frame dữ liệu: data 0. Máy thu chuyển về một tín hiệu ACK 1, cho biết data 0 đã nhận được và máy thu đang chờ data 1. Máy phát chuyển tiếp frame dữ liệu: data 1. Tín hiệu chính nhận được, máy thu chuyển về

ACK 0. Máy phát chuyển tiếp frame dữ liệu mới: **data 0**. Máy thu nhận ra lỗi và gửi NAK. Máy phát gửi lại **data 0**. Trong hình này máy thu thất bại, nên máy thu chuyển tiếp tín hiệu ACK 1.



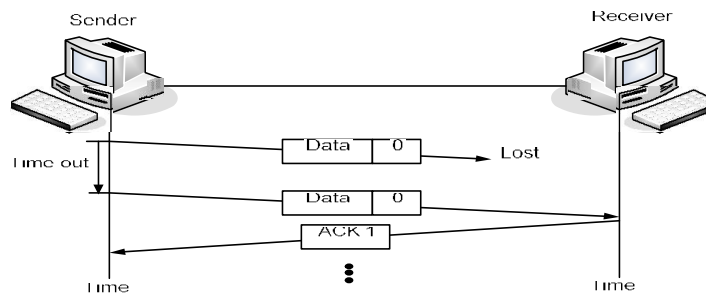
Hình 10.16

Trình bày một Frame:

- B th t l c Frame data trong quá trình truy n
- B th t l c Frame ACK trong quá trình truy n
- B th t l c Frame NAK trong quá trình truy n

*** Th t l c Frame data :**

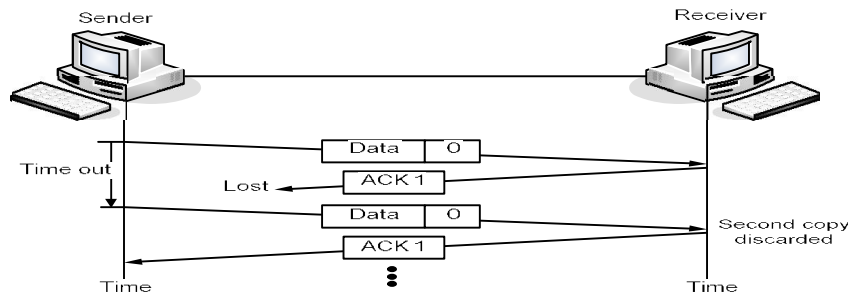
Máy phát có trạng thái chờ khi truy vấn dữ liệu. Máy phát chờ tín hiệu ACK hay NAK khi tín hiệu nhận được, nếu tín hiệu không nhận được, sẽ không có ACK hay NAK, máy thu mất thời gian chờ đợi, sẽ gửi lại bản tin và gửi lại thông tin xác nhận tới máy thu.



Hình 10.17

*** Th t l c Frame ACK**

Trong hình này, frame dữ liệu đã tới máy thu, nhưng tín hiệu ACK và NAK lại bị thất lạc trong khi gửi. Máy phát chờ đợi khi hết thời gian do timer quá hạn, và tiếp tục gửi frame và gửi. Máy thu nhận và kiểm tra, nếu tín hiệu là NAK, máy thu chuyển tiếp frame mới này và gửi lại bản ACK. Nếu lost frame là ACK thì nhận frame copy này như là bản sao, chuyển tiếp lại cho bên tin kế tiếp.



Hình 10.18

10.3.3.Sliding Window ARQ:

Có nhiều cách dùng kỹ thuật khi truyền số liệu liên tục, có hai giao thức thông dụng là: **go-back-n ARQ** và **selective-reject ARQ**, các phương pháp này dựa trên phương pháp kỹ thuật ngừng chờ chờ. Nhưng các số bảo đảm vì truyền lại các frame thất bại hay hỏng, có **ba** **chức năng** vào trong các kỹ thuật này:

- Thứ nhất gửi lại tất cả các frame gửi cho nó khi chúng xác nhận. Nếu các frame từ 0 đến 6 đã gửi đi, và xác nhận cuối cùng là frame 2 (chỉ 3), thì máy thu gửi các số của frame 3 đến 6 cho nó khi chúng xác nhận.

- Ngoài các frame ACK, máy thu còn có thể gửi **frame NAK** nếu dữ liệu nhận được hỏng. Frame NAK cho máy phát biết gửi lại frame hỏng. Do các số truyền liên tục (không gửi ngừng chờ stop and wait), các tín hiệu **ACK và NAK** **đều phải có ảnh hưởng** có thể nhận được. Các frame ACK mang số của frame mong muốn tiếp. Trái lại, các frame NAK mang số của frame hỏng. Trong các trường hợp, tín hiệu của máy phát là số frame mà máy thu muốn. Chú ý rằng nếu frame dữ liệu nhận được không có lỗi thì không có các xác nhận riêng biệt. Nếu tín hiệu ACK sau cùng mang số 3 và kết tiếp ACK6 thì các frame 3,4 và 5 đều nhận được. Tuy nhiên, nếu frame hỏng lại nhận được xác nhận. Nếu frame dữ liệu 4 và 5 bị sai khi nhận, thì gửi **NAK 4 và NAK 5** phải gửi đi. Tuy nhiên, NAK 4 cho máy phát biết tất cả các frame nhận được frame 4 đã nhận được.

- Trong trường hợp stop and wait ARQ, thì bắt đầu trong các số truyền ARQ các trạng thái thì có khả năng xử lý các xác nhận bất lợi. Trong các số truyền ARQ, (n-1) frame (kích thước của các) có thể gửi đi trước khi nhận được xác nhận. Nếu (n-1) frame là các xác nhận mong đợi, máy phát khi ngừng và chờ trước khi gửi đi. Nếu ảnh hưởng thời gian cho phép mà không nhận được xác nhận thì máy phát gửi lại các frame chưa nhận được và gửi lại tất cả các frame tùy theo từng giao thức. Chú ý rằng trong phương pháp stop and wait ARQ, máy phát không có cách nào biết được là frame thất bại là dữ liệu, ACK hay NAK. Bằng cách gửi lại các frame dữ liệu, có hai khả năng khôi phục: dữ liệu thất bại và NAK thất bại. Nếu thất bại frame là frame ACK thì máy thu có thể nhận biết sự thất bại thông qua sự trên frame và loại các dữ liệu thất bại.

a.Go-Back-n ARQ

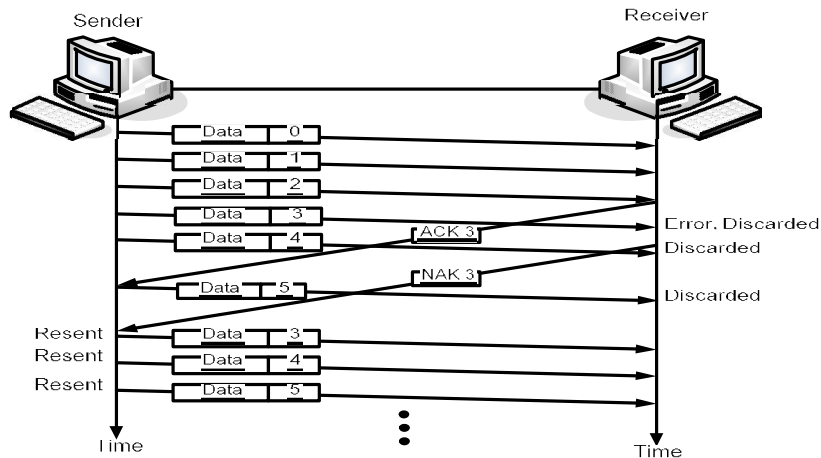
Trong phương pháp các số truyền go-back-n ARQ, nếu một frame thất bại hay hỏng, tất cả các frame được phát khi tín hiệu xác nhận cuối cùng gửi đi. **Có 3 dữ kiện phát hiện: H Frame data, một Frame data, một Frame ACK**

H Frame:

Vì c gì xảy ra nếu các frame 0, 1, 2 và 3 ã c g i i, nh ng tín hi u xác nh n u tiên l i là NAK 3? Xin nh cho r ng NAK có hai ý ngh a: (1) m t xác nh n v t t c các frame nh n c tr c khi có frame b h ng và (2) tín hi u không xác nh n i v i frame hi n t i. N u NAK u tiên là NAK 3, có ngh a là các frame d li u 0, 1, và 2 ã c nh n t t. Ch c ng i l i frame s 3.

Vì c gì xảy ra nếu các frame t 0 n 4 ã c g i i tr c kh nh n c NAK 2? Ngay v a khi máy thu phát hi n l i, thì máy ng ng tí p nh n các frame cho n khi frame b h ng c thay th xong. Trong tr ng h p này thì d li u 2 xu t hi n h ng và b lo i, cùng các d li u 3 và 4. D li u 0 và 1, ã c nh n tr c khi có frame b h ng, ã c ch p nh n, b ng cách g i v máy phát frame NAK 2. Nh th c ng i l i các frame 2, 3 và 4.

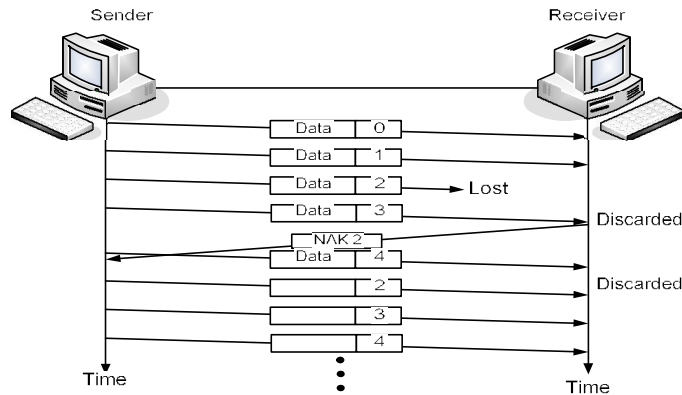
Hình v d i ây cho m t thí d trong ó 6 frame c g i i tr c khi phát hi n ra l i frame 3. Tr ng h p này máy thu g i v tín hi u ACK 3 cho bi t các frame 0, 1 và 2 ã c ch p nh n. Trong hình thì ACK 3 ã c g i i tr c khi d li u 3 n. Phát hi n l i t i frame 3, tín hi u NAK c g i t c thì và các frame 4 và 5 b lo i khi chúng n. Thi t b phát g i l i c ba frame (3, 4 và 5) do t xác nh n tr c ó, và quá trình tí p t c. Máy thu ã lo i các frame 4 và 5 (cùng các frame tí p theo) cho n khi nh n t t c frame 3.



Hình 10.19

M t Frame d li u:

Giao th c c a s tr t òi h i các frame d li u ph i c chuy n i tu n t . N u m t trong s các frame này b nhi m nhi u và b th t l c trong khi truy n, thì frame n sau s b máy thu lo i. Máy thu ki m tra s nh n d ng c a m i frame, phát hi n ra là m t s frame ã b b qua, và g i v tín hi u NAK cho frame th t l c u tí ên. Frame NAK không ch ra là frame ã b th t l c hày h ng, ch thông báo yêu c u g i l i. Thi t v phát s phát l i frame do NAK yêu c u, cùng các frame ã c chuy n i sau frame v a th t l c.

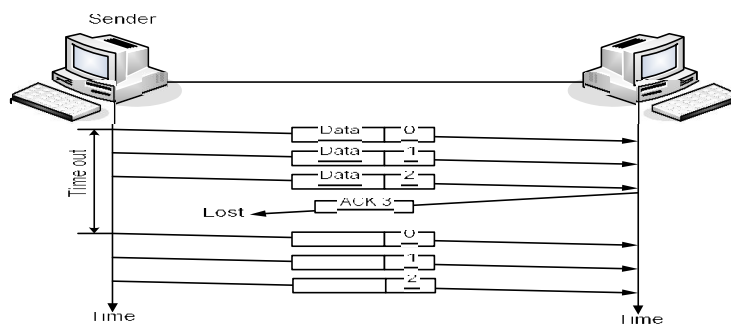


Hình 10.20

Trong hình trên, dữ liệu 0 và 1 thu được thành công, dữ liệu 2 thì bị thất lạc. Frame kế tiếp sẽ nhận máy thu là frame 3. Máy thu đang chờ frame 2 nên frame 3 bị xem là lỗi, bị loại và gửi thông báo NAK 2, cho biết các frame 0 và 1 đã chấp nhận nhưng frame 2 thì bị sai (bị thất lạc trong trường hợp này). Trong thí dụ trên, do máy phát đã phát dữ liệu 4 trước khi nhận được NAK 2, dữ liệu 4 nên bị loại bỏ. Một khi máy phát nhận được tín hiệu NAK 2, thì chuyển tất cả các frame còn bị thất lạc (2, 3 và 4).

Một ACK:

Máy phát không mong nhận được các frame ACK sau mỗi dữ liệu đã gửi. Vì vậy nên không thể dùng các chuỗi các ACK nhận được các frame ACK hay NAK bị thất lạc, nên phải dùng một timer. Thời gian phát có thể gửi bất kỳ frame nào trong lúc mà các máy còn cho phép truyền khi chấp nhận. Một khi gửi xong thì thời gian này sẽ hết hay máy phát không còn frame gì thì máy phát phải chờ. Nếu một tín hiệu ACK (hay, cụ thể, nói là NAK) do máy thu gửi bị thất lạc, thì máy phát phải chờ mãi. Để tránh tình trạng này, phải phát phải trang bị một bộ timer nhằm bắt đầu đếm khi dung lượng các máy sẽ gửi. Khi không nhận được tín hiệu xác nhận sau một thời gian nhất định, máy phát gửi lại một frame đã chấp nhận phát tất cả những ACK gần nhất.



Hình 10.21

Hình trên cho thấy tình huống khi máy phát đã gửi tất cả các frame và chấp nhận tín hiệu xác nhận đã bị thất lạc như ở trên trong truyền số liệu. Máy phát chờ trong một thời gian xác định, rồi gửi lại các frame unacknowledged. Máy thu nhận được các dữ liệu truyền mới này là một ứng dụng của trình, gửi tín hiệu ACK, và loại bỏ thông tin thừa.

[b.Selective-Reject ARQ](#)

Trong giao thức này, chỉ có ứng các frame bị hỏng hay thất lạc là cần truy vấn lại. Nếu một frame bị hỏng trong khi truy vấn thì tín hiệu NAK sẽ gửi và frame này sẽ gửi riêng. Bộ thu phải có khả năng nhận các frame và chèn vào ứng chỉ trong chuỗi frame. Đặc điểm của việc này, hệ thống **selective-reject ARQ** có điểm khác so với **go-back-n ARQ** như sau:

- Thiết bị thu phải có trình tự chấp nhận các frame nhận được. Thiết bị thu sẽ nhận lại các frame ảnh hưởng tiếp theo sau khi gửi NAK cho nó khi frame hỏng này được thay thế.

- Thiết bị phát phải có cơ chế tìm kiếm mới cho phép tìm và chấp nhận các frame yêu cầu truy vấn lại.

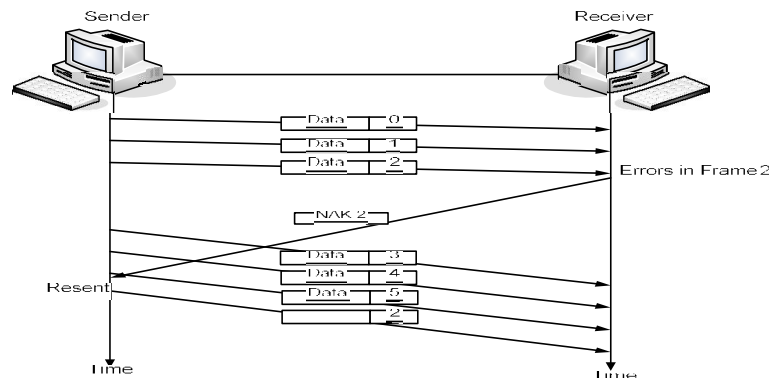
- Bộ nhớ tạm thời phải lưu trữ các frame ảnh hưởng tiếp theo cho nó khi tất cả các frame truy vấn lại chấp nhận và các frame trùng lặp sẽ nhận ra và loại bỏ.

- Nhiệm vụ tính chấp nhận, các số ACK, tín hiệu NAK cũng ghi cho các frame ảnh hưởng (hay thất lạc) thay vì là các frame mong muốn nhận.

- Tính phức tạp này đòi hỏi kích thước của sổ đệm phải bé hơn số lượng **go-back-n** cho phép hệ thống hoạt động hiệu quả hơn. Kích thước sổ đệm nên chấp nhận bé hơn hoặc bằng $(n+1)/2$, trong đó $(n-1)$ là kích thước của sổ đệm trong hệ thống go-back-n.

Các trường ghi: Header Frame data, metadata, ACK

Damaged Frame:



Hình 10.22

Hình trên minh họa tình huống trong đó frame bị hỏng sẽ nhận được. Theo đó, frame 0 và 1 sẽ nhận được không chắc chắn. Dữ liệu 2 nhận và bị phát hiện là có lỗi, nên có tín hiệu NAK gửi. Tín hiệu frame NAK trong phương pháp select-reject ARQ, metadata này chứa thông tin của phần xác nhận dữ liệu nhận và chỉ số sai số frame hiện tại. Trong hình thì NAK-2 cho máy phát biết rằng dữ liệu 0 và 1 đã chấp nhận, nhưng phải gửi lại dữ liệu 2. Khác với hệ thống máy thu của hệ thống go-back-n, trong hệ thống này máy thu là chấp nhận nên bắt buộc phải chấp nhận các frame mới trong khi chờ đợi các lỗi phát sinh. Tuy nhiên, do ACK cho biết về các cuộc nhận thành công không chỉ trong frame đang có mà còn có giá trị cho tất cả các frame ảnh hưởng tiếp theo, các frame nhận được sau khi frame error chấp nhận chắc chắn, cho nên khi các frame hỏng sẽ gửi lại. Trong hình thì máy thu chấp nhận dữ liệu 3, 4 và 5 trong khi chờ đợi bản copy của dữ liệu 2. Khi dữ liệu 2 mới tới, tín hiệu ACK 5 sẽ gửi lại, xác nhận về tín hiệu 2 mới, và các frame gửi 3, 4 và 5. Máy thu sẽ

có phương thức chuyển lại trong các chuỗi frame để truy vấn lại và theo dõi xem frame hỏng còn thì sao có thể xác nhận.

Lost Data Frame:

Tuy các frame có thể nhận, nhưng không có nghĩa là đã xác nhận. Nếu frame bị thất lạc thì frame kế tiếp sẽ không được nhận vào chuỗi. Khi máy thu tiếp nhận các frame hỏng, thì sẽ phát hiện ra thì số này và gửi tín hiệu NAK. Thông thường là máy thu chỉ có thể nhận ra thì số này nếu có các frame tiếp theo. Nếu frame thất lạc là frame truy vấn cuối cùng thì máy thu không làm gì và máy phát sẽ xem số tiếp theo này chính là NAK.

Lost Acknowledgment:

Các frame ACK và NAK thất lạc của selective-reject ARQ xử lý tốt hơn trong trường hợp go-back-n ARQ. Khi thì bị phát hiện lỗi cục bộ hay khi chờ đợi truy vấn, thì thì lập bộ timer. Nếu không có tín hiệu xác nhận trong khoảng thời gian qui định, thì bị phát hiện lỗi các frame chưa xác nhận. Trong trường hợp này, máy thu sẽ nhận ra các bit trùng lặp và loại bỏ chúng.

❖ **So sánh giữa phương pháp Go-Back-n và Selective-Reject**

Mặc dù chỉ truy vấn lại các frame bị hỏng hay thất lạc nên có vẻ hiệu quả hơn so với việc chuyển lại tất cả các frame bị hỏng, nhưng do đặc tính chuyển lại và lưu trữ mà máy thu phải có, cùng với đặc tính chuyển lại phải nên phương pháp selective-reject có chi phí cao hơn và ít hiệu dụng. **Tuy nhiên, tuy có hiệu quả hơn nhưng thì phương pháp go-back-n sẽ dùng nhiều hơn do dễ thi hành.**

Chú ý là giao thức stop and wait là trường hợp đặc biệt của giao thức cas trít trong đó kích thước của cửa sổ là 1.

T KHOÁ VÀ Ý NI M

- ACK: acknowledgment
- Automatic repeat request ARQ
- Buffer
- End of transmission
- Enquiry/acknowledgment (ENQ/ACK)
- Error control
- Flow control
- Go-back ARQ
- Line discipline
- Negative acknowledgment (NAK)
- Poll
- Poll/select
- Primary station
- Secondary station
- Select
- Selective-reject ARQ
- Sliding window
- Stop-and-wait
- Stop and wait ARQ

TÓM TẮT

- ❖ Lớp thứ hai trong mô hình OSI, kỹ thuật truyền dữ liệu, có ba chức năng chính: hàng mã nhị phân, kỹ thuật định tuyến, và kiểm tra lỗi.
- ❖ Hàng mã nhị phân định tuyến các trạng thái của các thiết bị (thu hay phát) trong kết nối.
- ❖ ENQ/ACK là phương pháp hàng mã nhị phân định tuyến điểm-điểm.
- ❖ Thiết bị thu dùng ENQ/ACK để kiểm tra cách xác nhận (ACK) nếu thiết bị đã sẵn sàng nhận dữ liệu hay không xác nhận NAK nếu chưa sẵn sàng.
- ❖ Poll/select là một phương pháp trong hàng mã nhị phân định tuyến. Thiết bị sẽ chấp nhận khi nó thông tin bằng các frame poll hay select (SEL).
- ❖ Một frame poll sẽ chấp nhận thiết bị xem thiết bị chấp nhận có dữ liệu gửi hay không. Thiết bị có thể trả lời không dùng NAK hay nếu có thì gửi frame dữ liệu.
- ❖ Một frame SEL của thiết bị sẽ chấp nhận thiết bị thông báo chu kỳ nhận dữ liệu. Thiết bị có thể trả lời bằng ACK hay NAK.
- ❖ Kỹ thuật định tuyến là quá trình lưu trữ dữ liệu truyền thiết bị thu không bị quá tải vì thông tin nhận.
- ❖ Có hai phương pháp kỹ thuật định tuyến:
 - ❖ Stop and wait
 - ❖ Sliding window
- ❖ Trong chế độ kỹ thuật định tuyến stop and wait, mỗi frame cần có máy thu xác nhận trước khi máy phát gửi tiếp frame kế tiếp.
- ❖ Trong chế độ kỹ thuật định tuyến dùng cửa sổ trượt, dữ liệu phát bị ghi nhận bởi máy thu sẽ có sẵn sàng và có thể gửi tiếp theo tín hiệu xác nhận từ máy thu. Trong trường hợp, dữ liệu thu được bị ghi nhận của máy thu có thể có sẵn sàng theo dữ liệu nhận được.
- ❖ Kiểm tra lỗi, hay phương pháp xử lý lỗi dữ liệu hay xác nhận bit lỗi, bằng, là quá trình truyền dữ liệu.
- ❖ Dữ liệu cần truyền lại như automatic repeat request (ARQ).
- ❖ Có ba dạng lỗi của ARQ: frame bằng, frame bit lỗi hay xác nhận bit lỗi.
- ❖ Phương pháp định tuyến trong kiểm tra lỗi tùy thuộc vào phương pháp kỹ thuật định tuyến.
- ❖ Trong kỹ thuật định tuyến dùng stop and wait, thì stop and wait ARQ định tuyến
- ❖ Trong kỹ thuật định tuyến dùng cửa sổ trượt, go-back-n hay selective reject ARQ định tuyến.
- ❖ Trong stop and wait ARQ, một frame không xác nhận sẽ gửi lại
- ❖ Trong go-back-n ARQ, quá trình truyền lại bắt đầu khi nhận được frame không xác nhận cho dù các frame trước đó đã nhận được. Các frame trùng lặp sẽ bị loại bỏ.
- ❖ Trong selective-reject ARQ, chỉ có frame không xác nhận là cần truyền lại.

PHẦN ÔN TẬP

*

Câu hỏi ôn tập:

1. Cho biết khác biệt giữa thông tin và truy vấn tin
2. Bao gồm những thành phần nào của kỹ thuật truyền dữ liệu là gì?
3. Hàng mã của dây là gì?
4. Hai phương pháp hàng mã của dây là gì? Cho biết khi nào thì hình thức nào của các phương pháp này?
5. Cho biết chức năng của ENQ/ACK?
6. Poll/select là gì?
7. Tại sao trong phương pháp poll/select lại cần nhả ra mà phương pháp ENQ/ACK thì không?
8. Khác biệt giữa polling và selecting?
9. Tại sao lại cần có kỹ thuật ngắt?
10. Cho biết vai trò của bộ đếm máy thu trong chế độ ngắt?
11. Cho biết hai phương pháp ngắt khi nhận dữ liệu qua kỹ thuật thông tin?
12. Chức năng của phương pháp ngắt khi nhận dữ liệu stop and wait?
13. Chức năng của phương pháp ngắt khi nhận dữ liệu ngắt dừng của bộ đếm?
14. Cho biết ý nghĩa của thuật kiểm tra lại trong kỹ thuật truyền dữ liệu?
15. Hai phương pháp kiểm tra lại chính?
16. Khi nào thì máy phát phải gửi lại gói?
17. Cho biết chức năng của phương pháp kiểm tra lại stop and wait ARQ?
18. Cho biết hai dạng của phương pháp kiểm tra lại dừng của bộ đếm?
19. Cho biết các tham số quan tâm trong kỹ thuật ngắt?

20. Trong kỹ thuật ngắt dừng stop and wait, nghĩa và cho biết vai trò của:
 - a. Bộ đếm hàng mã
 - b. Bộ đếm hàng mã dừng
21. Trong phương pháp stop and wait ARQ, kỹ thuật xảy ra khi frame NAK được truyền khi truyền? Tại sao lại cần phải chờ NAK?
22. Phương pháp của bộ đếm dừng nhiều? Tại sao?
23. Khi nào bộ đếm hàng mã dừng trong ba phương pháp ARQ?

*** Câu hỏi trắc nghiệm**

24. Thời gian chờ trong chế độ ngắt dữ liệu khi nào
 - a. ACK
 - b. ENQ
 - c. Poll
 - d. SEL
25. Trong phương pháp của bộ đếm dừng, nếu kích thước của bộ đếm là 63, cho biết thời gian chờ của bộ đếm
 - a. 0 đến 63
 - b. 0 đến 64
 - c. 1 đến 63
 - d. 1 đến 64
26. Trong phương pháp ngắt khi nhận dữ liệu ngắt dừng của bộ đếm, các frame bên trái của bộ đếm máy thu là các frame:
 - a. Chắc chắn rằng không chắc chắn
 - b. Chắc chắn và xác định
 - c. Không chắc chắn
 - d. Không chính xác
27. Kỹ thuật truyền của các frame dữ liệu gửi là:

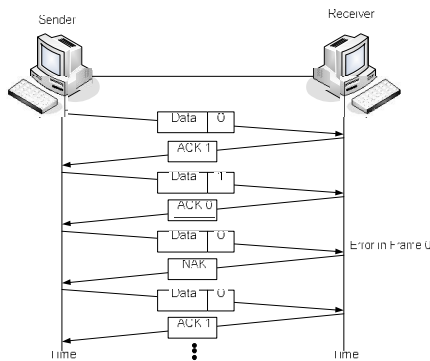
- a. Hàng mã công dây
- b. **điều khiển luồng**
- c. điều khiển tốc độ dữ liệu
- d. điều khiển chuyển mạch
28. Quy tắc nào vai trò (phát hay thu) của một thiết bị trên mạng:
- a. Kỹ thuật công dây
- b. Kỹ thuật mạng
- c. **Hàng mã công dây**
- d. điều khiển
29. Quá trình truyền lại các frame bị hỏng hay thất lạc trong liên kết truyền dữ liệu được gọi là:
- a. **Kiểm tra lỗi**
- b. Tình trạng lỗi
- c. Hàng mã công dây
- d. điều khiển luồng
30. Khi thiết bị sender gửi dữ liệu cho thiết bị, thì trình xử lý gì:
- a. ACK
- b. Poll
- c. **SEL**
- d. ENQ
31. Khi thiết bị sender sẵn sàng gửi dữ liệu, thì nó phải chờ frame nào:
- a. **ACK**
- b. Poll
- c. SEL
- d. ENQ
32. Trong hệ thống công, khi một thiết bị gửi dữ liệu đến một thiết bị khác, thì cần phải gì:
- a. ACK
- b. Poll
- c. SEL
- d. **ENQ**
33. điều khiển luồng là cần thiết trong mạng:
- a. Với các bit
- b. Bộ máy phát broadcast
- c. **Bộ máy thu broadcast**
- d. Tranh chấp giữa máy phát và máy thu
34. Trong go-back-n ARQ, nếu các frame 4, 5 và 6 không nhận thành công, thì máy thu sẽ gửi frame ACK nào cho máy phát:
- a. 5
- b. 6
- c. **7**
- d. Không thu các sê-ri
35. Trong cấu trúc có kích thước (n-1), tốc độ là chu kỳ, thì có tối đa bao nhiêu frame gửi mà không xác nhận:
- a. 0
- b. **n-1**
- c. n
- d. n+1
36. Một Frame ACK 3 trong phương pháp điều khiển luồng cấu trúc (cấu trúc có kích thước là 7) cho thấy là frame mà máy thu nhận nhận tiếp là frame số mấy:
- a. 2
- b. **3**
- c. 4
- d. 8
37. Trong phương pháp stop and wait ARQ, nếu dữ liệu có lỗi, thì máy thu gửi về frame nào:
- a. NAK 0
- b. **NAK 1**
- c. NAK 2
- d. NAK
38. Phương pháp ARQ nào sẽ dừng nếu khi nhận được NAK, thì tất cả các frame kết

- lúc frame xác nhận cuối cùng được truy vấn 42. Trong các hình thông tin dưới đây nào mà
 là:
- a. Stop and wait
 - b. Go-back-n
 - c. Select-reject
 - d. a và b
39. Phương pháp ARQ nào được dùng nếu
 khi nhận được NAK, chỉ có frame bị
 hỏng hay thất lạc là gửi lại
- a. Stop and wait
 - b. Go-back-n
 - c. Select-reject
 - d. a và b
40. ARQ có nghĩa là
- a. automatic request quatalization
 - b. automatic repeat request
 - c. automatic retransmission request
 - d. acknowledge repeat request
41. Chức năng nào là chức năng của lập kế
 hoạch dữ liệu
- a. hàng đợi truyền dẫn
 - b. lưu khi cần lưu lại
 - c. kiểm tra lỗi
 - d. tất cả các chức năng trên
42. Trong các hình thông tin dưới đây nào mà
 phương pháp poll/select được dùng
 lưu khi truyền dẫn
- a. peer to peer
 - b. peer to primary
 - c. primary to peer
 - d. primary to secondary
43. Một timer được thiết lập khi _____
 gửi
- a. Một gói
 - b. ACK
 - c. NAK
 - d. Các câu trên
44. Poll/select cần có _____ nhận
 dữ liệu gói
- a. timer
 - b. buffer
 - c. a và b
 - d. truyền truy vấn
45. Trong phương pháp lưu khi cần lưu lại
 stop and wait, truy vấn nhận gói thì bao
 nhiêu frame xác nhận cần có
- a. n
 - b. 2n
 - c. n-1
 - d. n+1

*** BÀI TẬP**

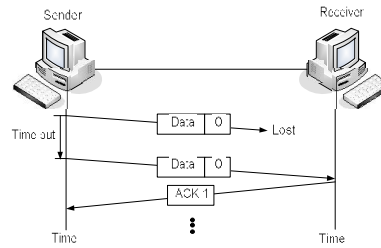
46. Các sự phát và thu trong hệ thống go-back-n ARQ cho biết:
- a. Frame 0 đã gửi, frame 0 được xác nhận
 - b. Frame 1 và 2 được gửi. Frame 1 và 2 được xác nhận
 - c. Frame 3, 4 và 5 được gửi và nhận được NAK 4
 - d. Frame 4, 5, 6 và 7 được gửi; các frame từ 4 đến 7 được xác nhận.
47. Làm lại bài tập 46 dùng selective-reject ARQ
48. Thiết bị thu sẽ gửi gì khi nhận được:
- a. poll
 - b. select
49. Sự kiện trên frame NAK cho biết:

- a. stop and wait ARQ
 - b. go-and back-n ARQ
 - c. selective reject ARQ
50. Số trên frame ACK cho biết
- a. stop and wait ARQ
 - b. go-and back-n ARQ
 - c. selective reject ARQ
51. ACK 7 của máy phát nhận được trong hệ thống go-back-n dùng các trạm. Hình ảnh ghi lại các frame 7, 0, 1, 2 và 3. Giải thích về quá trình thu trong các trường hợp sau:
- a. ACK 1
 - b. ACK 4
 - c. ACK 3
 - d. NAK 1
 - e. NAK 3
 - f. NAK 7
52. Giao thức các trạm dừng kích thước các gói là 15. Cho biết số bit cần có để nhận dạng chuỗi?
53. Một giao thức các trạm dừng 7 bit để biểu diễn một chuỗi, cho biết kích thước các gói là bao nhiêu?
54. Một giao thức các trạm dừng kích thước các gói là 7. Bổ sung thêm vào chuỗi sau cho 20 gói:
0,1, 2, 3, 4, 5, 6,
55. Một máy tính dùng chuỗi sau. Cho biết kích thước các gói?
56. Tại sao bit là giao thức stop and wait thực chất là giao thức các trạm dừng vì kích thước là 1. Minh họa hoạt động của các gói trong hình 10.16



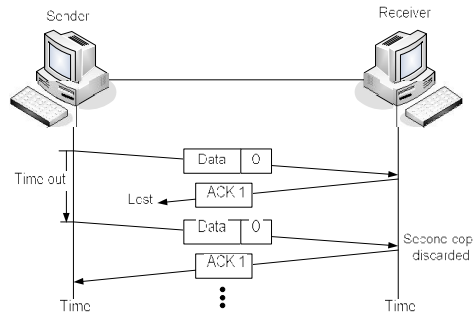
Hình 10.23

57. Làm lại dùng hình 10.17



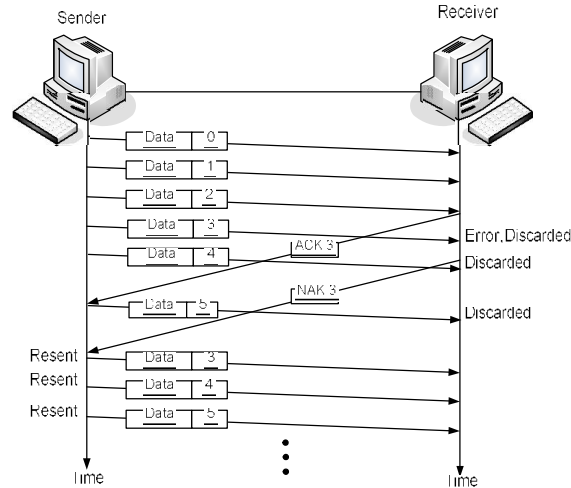
Hình 10.24

58. Làm lại dùng hình 10.18



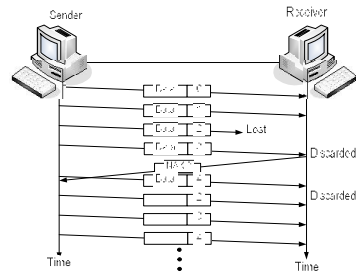
Hình 10.25

59. Minh họa hoạt động của các trạng thái trong hình 10.19. Cho biết vị trí chính xác của các vạch trong miền truyền. Giả sử kích thước của các gói là 7.



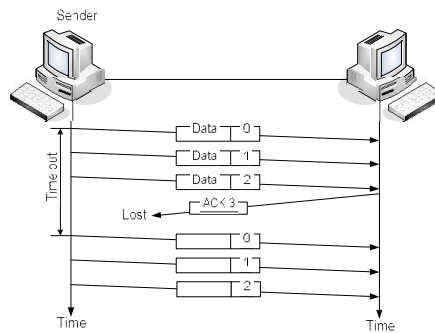
Hình 10.26

60. Làm lại bài 59 dùng hình 10.20



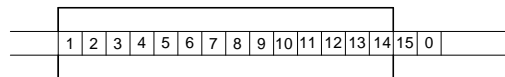
Hình 10.27

61. Làm lại bài 59 dùng hình 10.21



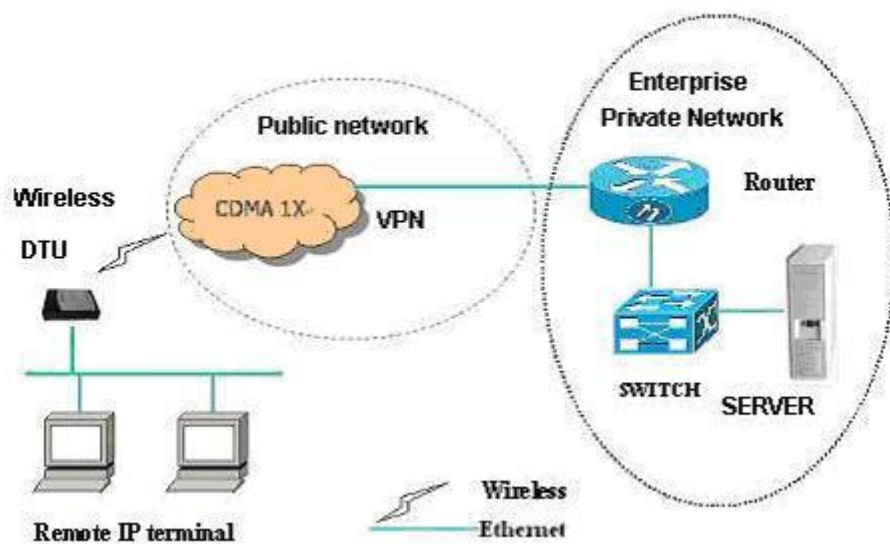
Hình 10.28

- 62. Máy tính A dùng giao thức stop and wait ARQ gửi gói tin máy tính B. Nếu cự ly giữa hai máy là 4000 km, cho biết thời gian cần thiết máy tính A nhận được xác nhận gói? Dùng vận tốc ánh sáng cho tốc độ truyền và giả sử thời gian gửi lúc nhận và xác nhận là không.
- 63. Trong bài 62, cho biết thời gian cần thiết máy tính A gửi một gói có kích thước 1000 byte nếu tốc độ truyền dữ liệu là 100.000 Kbps
- 64. Dùng kết quả của bài 62 và 63, cho biết thời gian rảnh của máy A
- 65. Làm lại bài 64 cho hệ thống dùng giao thức cast ARQ với kích thước của s là 255
- 66. Trong hình 10.23, vẽ các s sau khi gửi các gói tin 0 đến 11 và nhận được ACK 8



- 67. Trong hình 10.23, vẽ các s sau khi máy phát gửi các gói tin 0 đến 11 và nhận được ACK 6
- 68. trong hình 10.23, máy phát gửi các gói tin 0 đến 14, và không nhận được xác nhận, và ảnh hưởng thời gian chờ. Vẽ các s máy phát
- 69. Trong hình 10.23, máy thu gửi ACK 6 nhận được ACK 9 bất thường. Vẽ các s máy phát.

CƠ SỞ THÔNG TIN QUANG



MỤC LỤC

PHẦN I	5
CƠ SỞ THÔNG TIN QUANG	6
GIỚI THIỆU TỔNG QUAN :	6
1. Lịch sử phát triển	6
2. Cấu trúc một hệ thống thông tin quang đơn giản:.....	7
3. Ưu điểm của thông tin quang.....	7
SỢI QUANG	8
1. Những ứng dụng của sợi quang.	9
LÝ THUYẾT CHUNG VỀ SỢI DẪN QUANG	9
a. <i>Dạng giảm chiết suất lớp bọc:</i>	12
b. <i>Dạng dịch độ tán sắc:</i>	12
CHƯƠNG II	14
CÁC THÔNG SỐ CỦA SỢI QUANG	14
2.1 Suy hao của sợi quang:.....	14
2.2. Các nguyên nhân gây suy hao trên sợi quang:.....	15
2.3. Tán sắc:.....	17
Các nguyên nhân gây ra tán sắc:.....	17
Ở bước sóng 1550nm độ tán sắc do chất liệu khoảng 20ps/nm.Km.....	18
CHƯƠNG III	20
CẤU TRÚC SỢI QUANG	20
CHƯƠNG IV	23
LINH KIỆN BIẾN ĐỔI QUANG ĐIỆN	23
4.1. TỔNG QUÁT.	23
4.2. NGUỒN QUANG:.....	24
Đặc tính kỹ thuật:.....	29
<i>Thông số điện:</i>	29
Dòng điện hoạt động tiêu biểu: từ 50mA đến 300mA	29
<i>Công suất phát:</i>	29
<i>Góc phát quang:</i>	29
<i>Hiệu suất ghép quang:</i>	30
<i>Độ rộng phổ:</i>	30
<i>Thời gian chuyển lên (Rise time):</i>	30
<i>Cấu tạo và nguyên tắc hoạt động:</i>	31
Đặc tính kỹ thuật:.....	32
<i>Thông số điện:</i>	32
<i>Công suất phát:</i>	33
<i>Góc phát sáng:</i>	33
<i>Hiệu suất ghép:</i>	33
<i>Độ rộng phổ:</i>	33
<i>Thời gian chuyển lên:</i>	34
4.3. Tách sóng quang:.....	35
<i>Hiệu suất lượng tử:</i>	36
<i>Đáp ứng:</i>	36
<i>Độ nhạy:</i>	36
<i>Dải động:</i>	37
<i>Tạp âm:</i>	37
Trong đó I_D là dòng tối của diode phát quang.	38
$I_{ph} = R.M.P_{opt}$	39
CHƯƠNG V	42

HÀN NÓI SỢI QUANG.....	42
5.1 Tổng quát:	42
Số mỗi hàn: n = 100	43
CHƯƠNG VI	44
HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG	44
6.2. Cấu trúc hệ thống.....	44
Chức năng :	45
THỨ BẬC GHEP CỦA CÁC TIÊU CHUẨN TRÊN CÙNG KHÁC NHAU.	47
PHẦN II	50
CÔNG NGHỆ SDH	50
1. CÁC YÊU CẦU PHÁT TRIỂN CỦA MẠNGSDH.....	50
2. KHÁI NIỆM VỀ SDH : (Synchoronous Digital Hierachy).	50
HèNH 1.1: SỰ PHÊT TRIỂN CỦA SDH.....	50
SỐ LƯỢNG	50
3. CÁC ĐẶC TÍNH CỦA PDH & SDH:.....	52
4. PHÂN CẤP HỆ THỐNG SDH	54
CẶN ĐỒNG BỘ ĐỒNG BỘ (PDH).....	55
CẤU TRÚC GHEP KÊNH	55
1. Cấu trúc ghép kênh cơ bản:.....	55
155MB/S	55
155MB/S	55
155MB/S	55
2. Cấu trúc các khối:	58
2.1. Container C:	58
2.2. Container ảo VC (Virtual Container).	58
2.3. Đơn vị luồng TU (Tribuari Unit):	60
2.4. Nhóm đơn vị luồng TUG (Tribuatary Unit Group).	63
Sự hõnh thà nh TU-3 từ VC-3.....	63
Nhận xét:	65
AU-3:.....	67
AU-4:.....	68
STM-1 = AUG + SOH.	69
Sơ đồ bố trí 3 x AU-3 trong STM-1 phần pointer.....	70
Tạo khung STM-16 từ STM-1	71
Tạo khung STM-16 từ STM-4	71
Bảng2: Tốc độ bit và độ lớn của các loại Container	72
PHẦN III	74
NGHIÊN CỨU MỘT SỐ THIẾT BỊ CỦA HÃNG SIEMENS	74
CHƯƠNG I	74
THIẾT BỊ SMA	74
I. GIỚI THIỆU THIẾT BỊ :	74
II. ĐẶC ĐIỂM THIẾT BỊ:	76
III. ỨNG DỤNG CỦA THIẾT BỊ:	77
III.1Cấu hình bộ xen/ rẽ kênh ADM:	77
Cấu hình ADM được sử dụng theo hai kiểu:	79
Sơ đồ khối SMA khi cấu hình xen / rẽ kênh	79
III.2 Cấu hình bộ ghép kênh đầu cuối . (Terminal Multiplexer).....	79
Sơ đồ khối:.....	80
Cấu hình bộ ghép kênh đầu cuối.	80
IV. KẾT NỐI CHÉO :	80

V. ĐỒNG BỘ:	81
V.1 Chế độ vận hành bình thường.	81
Chế độ này được thiết lập thông qua các thiết bị đầu cuối cục bộ (Local Terminal). Nó cho phép lựa chọn các luồng tín hiệu đồng hồ đầu vào khác nhau để vận hành vòng khoá phase PLL :.....	81
Lựa chọn nguồn đồng bộ.....	82
V.2. Chế độ lưu giữ.	83
V.3 Chế độ vận hành tự do.	83
VI. CÁC TÍNH NĂNG BẢO VỆ.	83
VI.1 bảo vệ (1+1) cho đường truyền đoạn ghép kênh.	84
VI.2. Bảo vệ đường (1+1) cho sự kết nối các mạng con có giám sát đường truyền . (Subnetwork Connection Protection With Path Monitoring)	84
VI.3 Bảo vệ đoạn ghép kênh trong cấu hình mạng vòng . (MS-Ring Protection):	87
VI.4 Bảo vệ CARD (Card Protection) :	87
VII.LIÊN LẠC TRONG MẠNG :	87
CHƯƠNG II	88
THIẾT BỊ SXC 4/1	88
I. GIỚI THIỆU THIẾT BỊ:	88
CÁC ĐẶC ĐIỂM CHÍNH CỦA THIẾT BỊ SXC .	88
II. CẤU HÌNH THIẾT BỊ.	89
CẤU HÌNH SXC 4/1.....	89
<i>Sơ đồ khối chức năng của thiết bị SXC 4/1.</i>	89
SXC 4/1.....	89
<i>Nguyên lý hoạt động :</i>	90
III. ỨNG DỤNG CỦA THIẾT BỊ :	90
III.2. Ứng dụng SXC trong mạng truyền dẫn.	91
IV. CÁC LỰA CHỌN KẾT NỐI CHÉO	91
CHỨC NĂNG TẠO TUYẾN.....	92
V. ĐỒNG BỘ	93
V .1 . Các tính năng bảo vệ.	93
V. 2. Bảo vệ sự kết nối :	94
V.3. Bảo vệ card giao diện:	94
VI. QUÁ TRÌNH VẬN HÀNH :	94
VII. CÁC CHỈ TIÊU KỸ THUẬT CỦA THIẾT BỊ SXC 4/1.	95
1. Các phần mở rộng (expansion Stage).	95
2. Ma trận đầu nối (Connection Matrix)	95
Giao thức giao thức Q theo G. 733 ITU-T.....	96
Phần cứng (Hardware)	97
Giao diệnSCSI.....	97
Phần mềm : (Soft Ware).	97
7. OAMT Client	97
8. Multible OAMT.	98
9. Q3 Adapter.	98
Phần cứng:	98
Trạm làm việcSuper SPARC.....	98
Phần mềm	99
10. Nguồn cung cấp (power Supply).	99
Sơ đồ khối các giao diện chức năng của CCMC .	99
32 STM 1.....	100
64 STM-1.....	100
Q3A Q3A Adapter and OAMT Server.....	100

NFR . Standard.....	100
256 STM-1.....	100
<i>Sắp xếp già con và giao dịch.</i>	100
CHƯƠNG III	101
THIẾT BỊ SL4	101
I. Đặc điểm kỹ thuật : (Technical Specification)	101
TỔNG QUAN THIẾT BỊ	104
II. Thiết bị SL4.	105
<i>1. Đặc điểm của thiết bị SL4.</i>	105
<i>2. Bố trí thiết bị trên đường truyền .</i>	105
<i>3. Cấu trúc đồng bộ.</i>	106
<i>4. Chuyển mạch bảo vệ.</i>	106
<i>5. Giám sát cảnh báo quản lý:</i>	106
<i>6. Truyền dẫn thông tin trong phần mào đầu:</i>	107
PHẦN IV	108
THIẾT KẾ TUYẾN THÔNG TIN QUANG	108
I. TÍNH TOÁN THIẾT KẾ TUYẾN THÔNG TIN QUANG:	109

PHẦN I

CƠ SỞ THÔNG TIN QUANG

GIỚI THIỆU TỔNG QUAN :

1. Lịch sử phát triển

Trong tiến trình lịch sử phát triển của nhân loại việc trao đổi thông tin giữa con người với con người đã trở thành một nhu cầu quan trọng ,một yếu tố quyết định góp phần thúc đẩy sự lớn mạnh tiến bộ của mỗi quốc gia ,cũng như nền văn minh của nhân loại .

Cùng với sự phát triển của hệ thống thông tin hữu tuyến và vô tuyến sử dụng môi trường truyền dẫn là dây dẫn kim loại cổ điển (cáp đồng) và không gian.Thì việc sử dụng ánh sáng như một phương tiện trao đổi thông tin cũng được khai thác có hiệu quả . Cùng với thời gian thông tin quang đã phát triển và ngày càng hoàn thiện với những mốc lịch sử như sau:

-1790 : Clau de Chappe , kĩ sư người Pháp ,đã xây dựng một hệ thống điện báo gồm một chuỗi các tháp với các đèn báo hiệu trên đó . Tin tức vượt qua chặng đường 200km trong vòng 15 phút .

-1870 : John Tyndall nhà vật lý người Anh đã chứng tỏ ánh sáng có thể dẫn được theo vò nước uốn cong với nguyên lý phản xạ toàn phần . Điều vẫn được áp dụng trong thông tin quang hiện nay .

-1880 : Alexander Graham Bell , người Mỹ giới thiệu hệ thống thông tin Photophone . Tiếng nói được truyền đi bằng ánh sáng trong môi trường không khí . Nhưng chưa được áp dụng trong thực tế vì quá nhiều nguồn nhiễu.

- 1934: Norman R.French, người Mỹ , nhận bằng sáng chế hệ thống thông tin quang. Sử dụng các thanh thuỷ tinh để truyền dẫn.

- 1958: Arthur Schawlow và Charles H Townes, xây dựng và phát triển.

- 1960: Theodor H Maiman đưa laser vào hoạt động .

- 1962: Laser bán dẫn và Photodiode bán dẫn được thừa nhận .

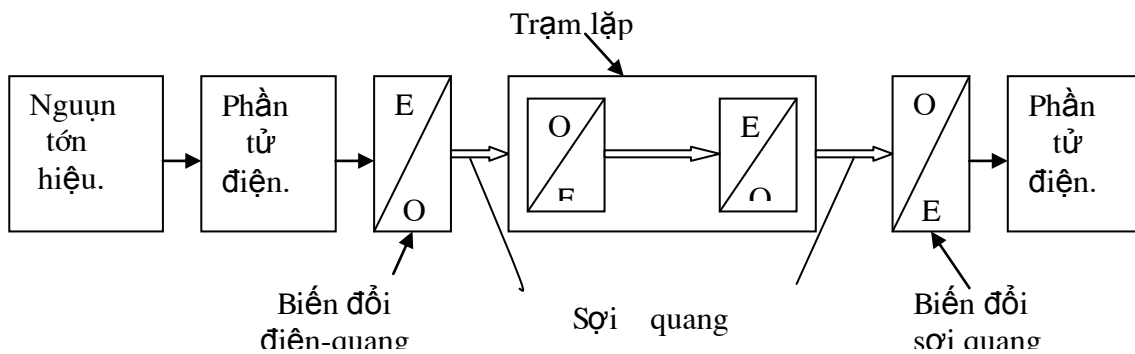
- 1966: Charles H Kao và George A Hoc kham, hai kĩ sư phòng thí nghiệm Stanrdard Telecommunications của Anh , đề xuất dùng sợi thuỷ tinh dẫn ánh sáng .

- 1970: Hãng Corning Glass Work chế ttoạ thành công sợi quang loại SI có suy hao nhỏ hơn 20 [dB/km] ở bước sóng 1310nm.

- 1972: Loại sợi GI được chế tạo với độ suy hao 4 [dB/km].
- 1983: Sợi đơn mode(SM) được xuất xưởng tại Mỹ.

Ngày nay loại sợi đơn mode được sử dụng rộng rãi với độ suy hao chỉ còn khoảng 0,2 [dB/km] ở bước sóng 1550nm.

2. Cấu trúc một hệ thống thông tin quang đơn giản:



- Theo sơ đồ hệ thống ta có:
- Nguồn tín hiệu là hình ảnh , tiếng nói , fax...
- Phần tử điện xử lý nguồn tin tạo ra tín hiệu đưa vào hệ thống truyền dẫn.
- Bộ biến đổi E/O có nhiệm vụ biến đổi tín hiệu từ tín hiệu điện thành tín hiệu quang với các mức tín hiệu điện được biến đổi thành cường độ quang , các tín hiệu điện '0' và '1' được biến đổi ra ánh sáng tương ứng dạng 'không' và 'có'.

Sau đó tín hiệu quang được đưa vào sợi quang truyền đi. Bộ biến đổi điện quang thực chất là các linh kiện phát quang như LED, Laser diode...

- Trạm lặp : Khi truyền dẫn trên tuyến truyền dẫn, công suất bị giảm đi, dạng sóng (độ rộng xung) bị giãn ra do nhiều nguyên nhân khác nhau. Vì vậy, để truyền được đi xa cần có trạm lặp. Trạm lặp này có nhiệm vụ khôi phục lại nguyên dạng tín hiệu của nguồn phát và khuếch đại tín hiệu. Sau đó đưa vào tuyến truyền dẫn tiếp theo. Trạm lặp là cần thiết khi khoảng cách truyền dẫn lớn.

3. Ưu điểm của thông tin quang.

So với hệ thống thông tin điện tử thì hệ thống thông tin quang có những ưu điểm hơn hẳn đó là những ưu điểm cơ bản như sau:

+ Suy hao truyền dẫn thấp dẫn tới giảm được trạm lặp , kéo dài được cự ly truyền dẫn .

+ Băng tần truyền dẫn lớn , đáp ứng được thuê bao dịch vụ dải rộng .

+ Sợi quang được chế tạo từ những nguyên liệu chính là thạch anh hay nhựa tổng hợp nên nguồn nguyên liệu rất dồi dào rẻ tiền. Sợi có đường kính nhỏ, trọng lượng nhỏ, không có xuyên âm rất dễ lắp đặt và uốn cong .

+ Dùng cáp sợi quang rất kinh tế trong cả việc sản xuất cũng như lắp đặt và bảo dưỡng. Không bị ảnh hưởng của nhiễu điện từ, không dẫn điện, không gây chập, cháy. Không chịu ảnh hưởng của nhiễu từ trường bên ngoài (như sóng vô tuyến điện, truyền hình, ảnh hưởng của cáp điện cao thế ...) dẫn đến tính bảo mật thông tin cao, không bị nghe trộm.

+ Một cáp sợi quang có cùng kích cỡ với cáp kim loại thì có thể chứa được một số lượng lớn lõi sợi quang lớn hơn số lượng kim loại .

Chính vì có những ưu điểm trên mà các hệ thống thông tin quang được sử dụng rộng rãi trên mạng lưới viễn thông của nhiều quốc gia. Chúng được xây dựng làm các tuyến đường trục, trung kế, liên tỉnh. Tại Việt Nam cáp quang đã và đang lắp đặt với tuyến truyền dẫn đường dài liên tỉnh dùng cáp ngầm .tốc độ Các hệ thống thông tin quang sẽ là mũi đột phá về , cự ly truyền dẫn và cấu hình linh hoạt cho các dịch vụ viễn thông cấp cao trong mạng lưới viễn thông.

SỢI QUANG

ỨNG DỤNG VÀ ƯU ĐIỂM CỦA SỢI QUANG

1. Những ứng dụng của sợi quang.

- * Sợi quang được ứng dụng trong thông tin và một số mục đích khác.
- * Vị trí của sợi quang trong mạng thông tin giai đoạn hiện nay:
 - Mạng đường trục xuyên quốc gia
 - Đường trung kế
 - Đường cáp thả biển liên quốc gia
 - Đường truyền số liệu
 - Mạng truyền hình

2. Ưu điểm của thông tin sợi quang.

So với dây kim loại sợi quang có nhiều ưu điểm đáng chú ý là:

- Suy hao thấp: cho phép kéo dài khoảng cách tiếp vận do đó giảm được số trạm tiếp vận
- Dải thông rất rộng: có thể thiết lập hệ thống truyền dẫn số tốc độ cao
- Trọng lượng nhẹ, kích thước nhỏ
- Hoàn toàn cách điện không chịu ảnh hưởng của sấm sét
- Không bị can nhiễu bởi trường điện từ
- Xuyên âm giữ các sợi dây không đáng kể
- Vật liệu chế tạo có rất nhiều trong thiên nhiên
- Dùng hệ thống thông tin sợi quang kinh tế hơn so với sợi kim loại cùng dung lượng và cự ly.

LÝ THUYẾT CHUNG VỀ SỢI DẪN QUANG

1.1. Cơ sở quang học:

Ánh sáng dùng trong thông tin quang nằm ở vùng cận hồng ngoại với bước sóng từ 800 nm đến 1600 nm. Đặc biệt có 3 bước sóng thông dụng là 850 nm, 1300 nm, 1550 nm.

■ **Chiết suất của môi trường:**

$$n = \frac{C}{V}$$

Trong đó :

n: chiết suất của môi trường.

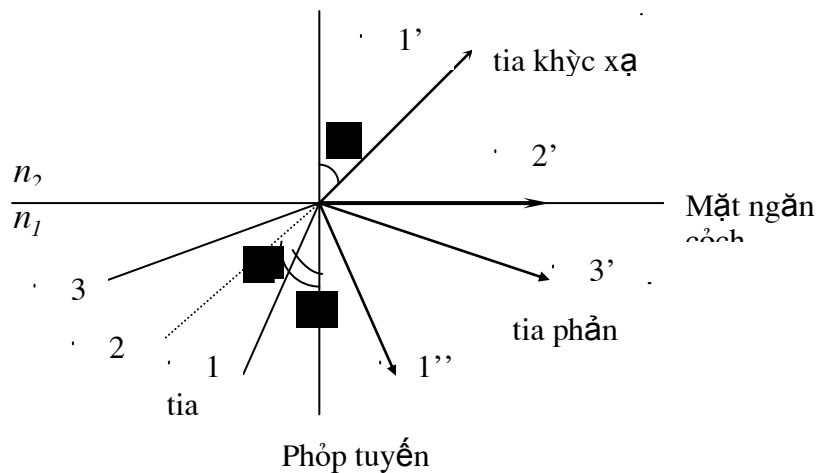
C: vận tốc ánh sáng trong chân không ($C = 3 \cdot 10^8$ m/s)

V: vận tốc ánh sáng trong môi trường

Vì $V < C$ nên $n > 1$

■ **Sự phản xạ toàn phần:**

Định luật Snell : $n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$



$n_1 > n_2$ thì θ_2 nhỏ tăng thì θ_1 cũng tăng theo và θ_1 luôn lớn hơn θ_2

Khi $\theta_2 = 90^\circ$ tức là song song với mặt tiếp giáp, thì θ_1 được gọi là góc tới hạn nếu tiếp tục tăng sao cho $\theta_1 > \theta_c$ thì không còn tia khúc xạ mà chỉ còn tia phản xạ hiện tượng này gọi là sự phản xạ toàn phần.

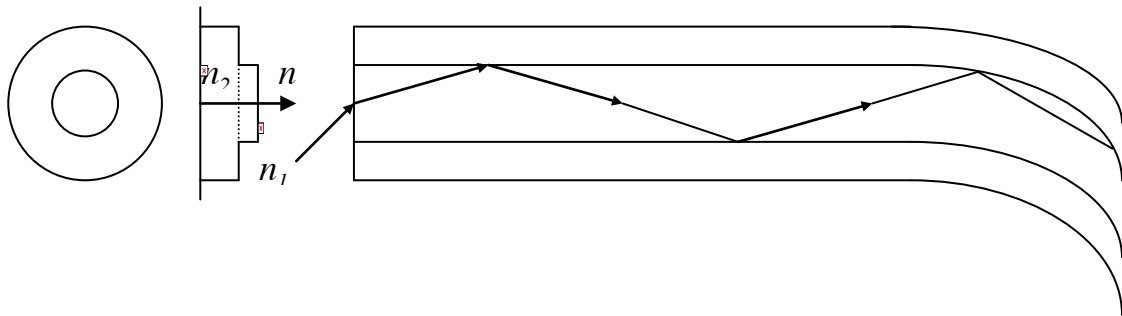
+ Dựa vào công thức Snell có thể tính được góc tới hạn:

$$\sin \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$$

1.2. Sự truyền dẫn ánh sáng trong sợi quang:

■ Nguyên lý truyền dẫn chung:

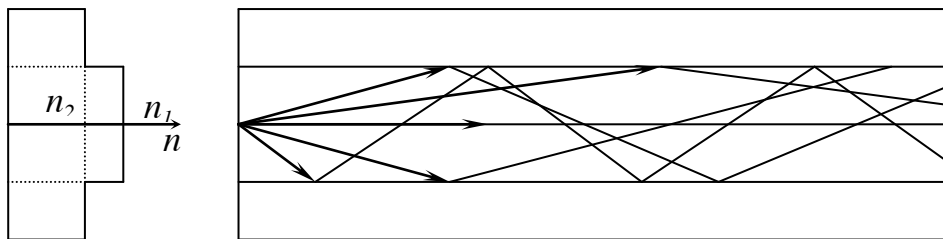
Ứng dụng hiện tượng phản xạ toàn phần, sợi quang được chế tạo gồm một lõi (core) bằng thủy tinh có chiết suất n_1 và một lớp bọc (cladding) bằng thủy tinh có chiết suất n_2 với $n_1 > n_2$. Ánh sáng truyền trong lõi sợi quang sẽ phản xạ nhiều lần (phản xạ toàn phần) trên mặt tiếp giáp giữa lõi và lớp vỏ bọc. Do đó ánh sáng có thể truyền được trong sợi có cự ly dài ngay cả khi sợi bị uốn cong với một độ cong có giới hạn.



1.3. Các dạng phân bố chiết suất trong sợi quang:

■ Sợi quang có chiết suất nhảy bậc (sợi SI: Step- Index):

Đây là loại sợi có cấu tạo đơn giản nhất với chiết suất của lõi và lớp vỏ bọc khác nhau một cách rõ rệt như hình bậc thang. Các tia sáng từ nguồn quang phóng vào đầu sợi với góc tới khác nhau sẽ truyền theo các đường khác nhau



Các tia sáng truyền trong lõi với cùng vận tốc:

$$v = \frac{c}{n_1}$$

Ở đây n_1 không đổi mà chiều dài đường truyền khác nhau nên thời gian truyền sẽ khác nhau trên cùng một chiều dài sợi. Điều này dẫn tới một hiện tượng khi đưa một xung ánh sáng hẹp vào đầu sợi lại nhận được một xung ánh sáng rộng hơn ở cuối sợi.

Đây là hiện tượng tán sắc, do độ tán sắc lớn nên sợi SI không thể truyền tín hiệu số tốc độ cao qua cự ly dài được. Nhược điểm này có thể khắc phục được trong loại sợi có chiết suất giảm dần

■ Sợi quang có chiết suất giảm dần (sợi GI: Graded- Index):

Sợi GI có dạng phân bố chiết suất lõi hình parabol, vì chiết suất lõi thay đổi một cách liên tục nên tia sáng truyền trong lõi bị uốn cong dần.

Đường truyền của các tia sáng trong sợi GI cũng không bằng nhau nhưng vận tốc truyền cũng thay đổi theo. Các tia truyền xa trục có đường truyền dài hơn nhưng lại có vận tốc truyền lớn hơn và ngược lại, các tia truyền gần trục có đường truyền ngắn hơn nhưng lại có vận tốc truyền nhỏ hơn. Tia truyền dọc theo trục có đường truyền ngắn nhất vì chiết suất ở trục là lớn nhất. Nếu chế tạo chính xác sự phân bố chiết suất theo đường parabol thì đường đi của các tia sáng có dạng hình sin và thời gian truyền của các tia này bằng nhau. Độ tán sắc của sợi GI nhỏ hơn nhiều so với sợi SI.

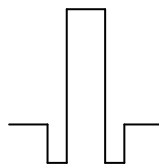
■ Các dạng chiết suất khác:

Hai dạng chiết suất SI và GI được dùng phổ biến, ngoài ra còn có một số dạng chiết suất khác nhằm đáp ứng các yêu cầu đặc biệt:

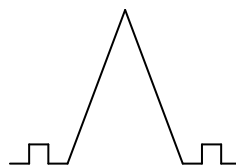
a. Dạng giảm chiết suất lớp bọc:

Trong kỹ thuật chế tạo sợi quang, muốn thủy tinh có chiết suất lớn phải thêm nhiều tạp chất vào, điều này làm tăng suy hao. Dạng giảm chiết suất lớp bọc nhằm đảm bảo độ chênh lệch chiết suất nhưng có chiết suất lõi n_1 không cao.

b. Dạng dịch độ tán sắc:

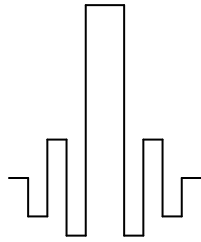


Độ tán sắc tổng cộng của sợi quang triệt tiêu ở bước sóng gần 1300nm. Người ta có thể dịch điểm độ tán sắc triệt tiêu đến bước sóng 1550nm bằng cách dùng sợi quang có dạng chiết suất như hình vẽ:



c) Dạng san bằng tán sắc:

Với mục đích giảm độ tán sắc của sợi quang trong một khoảng bước sóng. Chẳng hạn đáp ứng cho kỹ thuật ghép kênh theo bước sóng người ta dùng sợi quang có dạng chiết suất như hình vẽ:



Dạng chiết suất này quá phức tạp nên mới chỉ được nghiên cứu trong phòng thí nghiệm chứ chưa đưa ra thực tế.

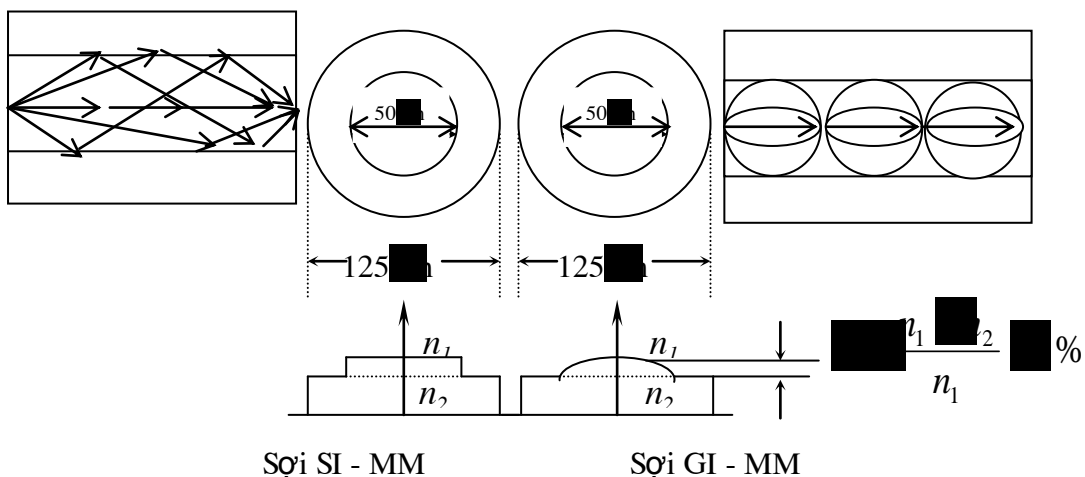
1.4. Sợi đa mode và đơn mode:

■ Sợi đa mode (MM: Multi Mode):

Các thông số của sợi đa mode thông dụng (50/125) là:

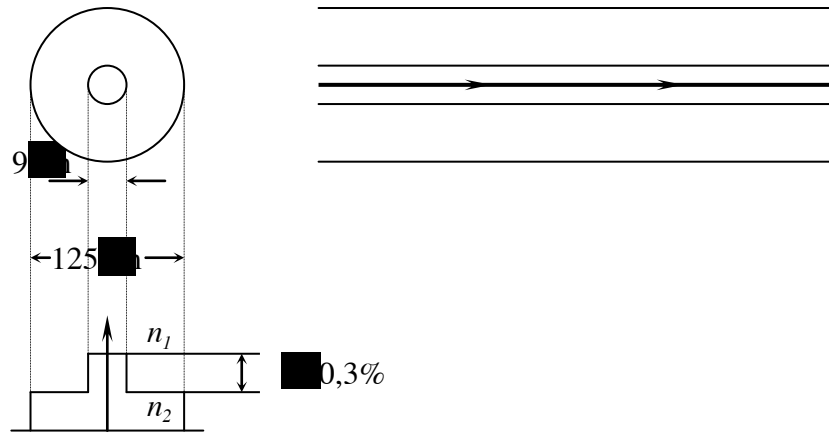
- Đường kính lõi: $d = 2a = 50 \mu\text{m}$
- Đường kính lớp bọc: $D = 2b = 125 \mu\text{m}$
- Độ chênh lệch chiết suất: $0,01 = 1\%$
- Chiết suất lớn nhất của lõi: $n_1 = 1,46$

Sợi đa mode có thể có chiết suất nhảy bậc hoặc chiết suất giảm dần.



■ Sợi đơn mode (SM: Single Mode):

Khi giảm kích thước lõi sợi để chỉ có một mode sóng cơ bản truyền được trong sợi thì sợi được gọi là đơn mode. Trong sợi chỉ truyền một mode sóng nên độ tán sắc do nhiều đường truyền bằng không và sợi đơn mode có dạng phân bố chiết suất nhảy bậc.



Các thông số của sợi đơn mode thông dụng là:

Đường kính lõi: $d = 2a = 9 \mu\text{m}$

Đường kính lớp bọc: $D = 2b = 125 \mu\text{m}$

Độ lệch chiết suất: $\Delta = 0,003 = 0,3\%$

Chiết suất lõi: $n_1 = 1,46$

Độ tán sắc của sợi đơn mode rất nhỏ, đặc biệt ở bước sóng $\lambda = 1300 \text{ nm}$ độ tán sắc của sợi đơn mode rất thấp (~ 0). Do đó dải thông của sợi đơn mode rất rộng. Song vì kích thước lõi sợi đơn mode quá nhỏ nên đòi hỏi kích thước của các linh kiện quang cũng phải tương đương và các thiết bị hàn nối sợi đơn mode phải có độ chính xác rất cao. Các yêu cầu này ngày nay đều có thể đáp ứng được do đó sợi đơn mode đang được sử dụng rất phổ biến.

CHƯƠNG II

CÁC THÔNG SỐ CỦA SỢI QUANG

2.1 Suy hao của sợi quang:

Công suất trên sợi quang giảm dần theo hàm số mũ tương tự như tín hiệu điện.
 Biểu thức tổng quát của hàm số truyền công suất có dạng:

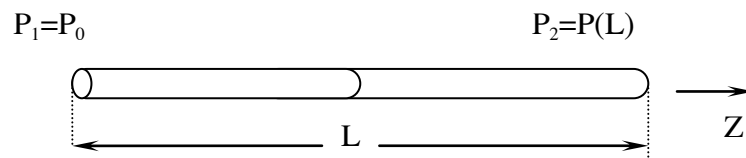
$$P(z) = P_0 e^{-\alpha z}$$

Trong đó:

P_0 : công suất ở đầu sợi ($z = 0$)

$P(z)$: công suất ở cự ly z tính từ đầu sợi

α : hệ số suy hao



Độ suy hao được tính bởi:

$$A(B) = 10 \lg \frac{P_1}{P_2}$$

Trong đó :

$P_1 = P_0$: công suất đưa vào đầu sợi

$P_2 = P(L)$: công suất ở cuối sợi

Hệ số suy hao trung bình:

$$A(B/Km) = \frac{A(B)}{L(Km)}$$

Trong đó:

A : suy hao của sợi

L : chiều dài sợi

2.2. Các nguyên nhân gây suy hao trên sợi quang:

Công suất truyền trong sợi bị thất thoát do sự hấp thụ của vật liệu, sự tán xạ ánh sáng và sự khúc xạ qua chỗ sợi bị uốn cong.

Suy hao do hấp thụ:

- Sự hấp thụ của các chất kim loại: Các tạp chất trong thủy tinh là một trong những nguồn hấp thụ ánh sáng. Các tạp chất thường gặp là Sắt (Fe), Đồng (Cu), Mangan (Mn), Chromium (Cr), Cobal (Co), Nikel (Ni).v.v.. Mức độ hấp thụ của tạp chất phụ thuộc vào nồng độ tạp chất và bước sóng ánh sáng truyền qua nó. Để có sợi quang có độ suy hao dưới 1dB/Km cần phải có thủy tinh thật tinh khiết với nồng độ tạp chất không quá một phần tỷ (10^{-9})

- Sự hấp thụ của OH: Sự có mặt của các ion OH trong sợi quang cũng tạo ra một độ suy hao hấp thụ đáng kể. Đặc biệt độ hấp thụ tăng vọt ở các bước sóng gần 950nm, 1240nm, 1400nm. Như vậy độ ẩm cũng là một trong những nguyên nhân gây suy hao của sợi quang. Trong quá trình chế tạo nồng độ của các ion OH trong lõi sợi được giữ ở mức dưới một phần tỷ (10^{-9}) để giảm độ hấp thụ của nó.

- Sự hấp thụ bằng cực tím và hồng ngoại: Ngay cả khi sợi quang được từ thủy tinh có độ tinh khiết cao sự hấp thụ vẫn xảy ra. Bản thân của thủy tinh tinh khiết cũng hấp thụ ánh sáng trong vùng cực tím và vùng hồng ngoại. độ hấp thụ thay đổi theo bước sóng

■ Suy hao do tán xạ:

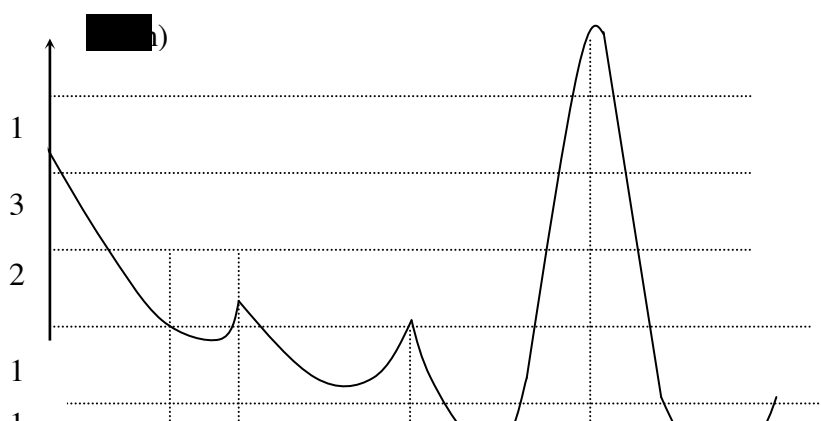
- Tán xạ Rayleigh:

Nói chung khi sóng điện từ truyền trong môi trường điện môi gặp những chỗ không đồng nhất sẽ xảy ra hiện tượng tán xạ. Các tia sáng truyền qua chỗ không đồng nhất này sẽ toả đi nhiều hướng, chỉ một phần năng lượng ánh sáng tiếp tục truyền theo hướng cũ phần còn lại truyền theo các hướng khác thậm chí truyền ngược về phía nguồn quang.

- Tán xạ do mặt phân cách giữa lõi và lớp vỏ bọc không hoàn hảo:

Khi tia sáng truyền đến những chỗ không hoàn hảo giữa lõi và lớp vỏ bọc tia sáng sẽ bị tán xạ. Lúc đó một tia tới sẽ có nhiều tia phản xạ với các góc phản xạ khác nhau, những tia có góc phản xạ nhỏ hơn góc tới hạn sẽ khúc xạ ra lớp vỏ bọc và bị suy hao dần.

■ Đặc tuyến suy hao:



Trên đặc tuyến suy hao của sợi quang có 3 vùng bước sóng có suy hao thấp, còn gọi là 3 cửa sổ suy hao:

- Cửa sổ thứ nhất ở bước sóng 850nm: được xem là bước sóng có suy hao thấp nhất đối với những sợi quang được chế tạo giai đoạn đầu. Suy hao trung bình ở bước sóng này từ 2-3 dB/km. Ngày nay bước sóng này ít được dùng vì suy hao đó chưa phải là thấp nhất.

- Cửa sổ thứ hai ở bước sóng 1300nm: suy hao ở bước sóng này tương đối thấp, khoảng từ 0,4-0,5 dB/Km. Đặc biệt ở bước sóng này độ tán sắc rất thấp nên được sử dụng rộng rãi hiện nay.

- Cửa sổ thứ ba ở bước sóng 1550nm: cho đến nay suy hao ở bước sóng này là thấp nhất, có thể dưới 0,2dB/Km.

2.3. Tán sắc:

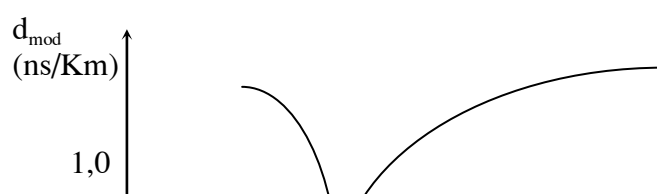
Tương tự như tín hiệu điện tín hiệu quang truyền qua sợi quang cũng bị biến dạng hiện tượng này gọi là sự tán sắc. Sự tán sắc làm méo dạng tín hiệu analog và làm xung bị chông lóp trong tín hiệu digital. Sự tán sắc làm hạn chế dải thông và cự ly của đường truyền dẫn quang.

Các nguyên nhân gây ra tán sắc:

■ Tán sắc mode (modal dispersion):

Do năng lượng ánh sáng phân tán thành nhiều mode. Mỗi mode lại truyền với vận tốc nhóm khác nhau nên thời gian truyền khác nhau.

Tán sắc thể mode (d_{mod}) thay đổi theo dạng chiết suất:



■ **Tán sắc sắc thể (chromatic dispersion):**

Do tín hiệu quang truyền trên sợi không phải là đơn sắc mà gồm một khoảng bước sóng nhất định. Mỗi bước sóng lại có vận tốc truyền khác nhau nên thời gian truyền cũng khác nhau

■ **Tán sắc chất liệu:**

Chiết suất của thủy tinh thay đổi theo bước sóng nên vận tốc truyền của ánh sáng có bước sóng khác nhau cũng khác nhau. Đó là nguyên nhân gây nên tán sắc chất liệu. Về mặt vật lý, tán sắc chất liệu cho biết mức độ nở rộng xung của mỗi nm bề rộng phổ nguồn quang qua mỗi km sợi quang, đơn vị của độ tán sắc do chất liệu M là ps/nm.Km.

Ở bước sóng 850nm độ tán sắc do chất liệu khoảng 90 ■ 20 ps/nm.Km. Nếu sử dụng nguồn quang là LED có bề rộng phổ ■ = 50nm thì độ nở rộng xung khi truyền qua mỗi Km là:

$$D_{\text{mat}} = M \blacksquare$$

$$D_{\text{mat}} = 100\text{ps/nm.Km} \blacksquare 50\text{nm} = 5\text{ns/Km}$$

Còn nếu nguồn quang là Laser Diode có ■ = 3nm thì độ nở rộng xung chỉ khoảng 0,3 ns/Km.

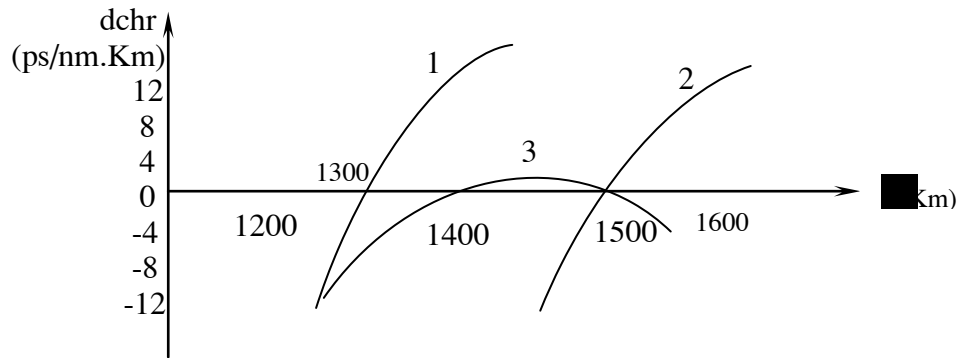
Ở bước sóng 1300nm tán sắc do chất liệu bằng tán sắc ống dẫn sóng nhưng ngược dấu nên tán sắc thể bằng không. Do đó bước sóng 1300nm thường được chọn cho các đường truyền tốc độ cao.

Ở bước sóng 1550nm độ tán sắc do chất liệu khoảng 20ps/nm.Km

■ **Tán sắc do tác dụng của ống dẫn sóng:**

Sự phân bố năng lượng ánh sáng trong sợi quang phụ thuộc vào bước sóng, sự phân bố này gây nên hiện tượng tán sắc ống dẫn sóng. Tán sắc ống dẫn sóng rất nhỏ chỉ đáng chú ý với sợi đơn mode.

■ **Tán sắc sắc thể của các loại sợi:**



- 1: Sợi bình thường (G652)
- 2: Sợi dịch tán sắc (G653)
- 3: Sợi san bằng tán sắc.

CHƯƠNG III

CẤU TRÚC SỢI QUANG

Thành phần chính của sợi quang gồm lõi (core) và lớp bọc (cladding). Trong viễn thông dùng loại sợi có cả hai lớp trên bằng thủy tinh. Lõi để dẫn ánh sáng và lớp bọc để giữ ánh sáng tập trung trong lõi nhờ sự phản xạ toàn phần giữa lõi và lớp bọc.

Để bảo vệ sợi quang, tránh nhiều tác dụng do điều kiện bên ngoài sợi quang còn được bọc thêm một vài lớp nữa:

- Lớp phủ hay lớp vỏ thứ nhất (primary coating)
- Lớp vỏ thứ hai (Secondary coating)

1. Lớp phủ.

Lớp phủ có tác dụng bảo vệ sợi quang:

- Chống lại sự xâm nhập của hơi nước.
- Tránh sự trầy xước gây nên những vết nứt
- Giảm ảnh hưởng vì uốn cong

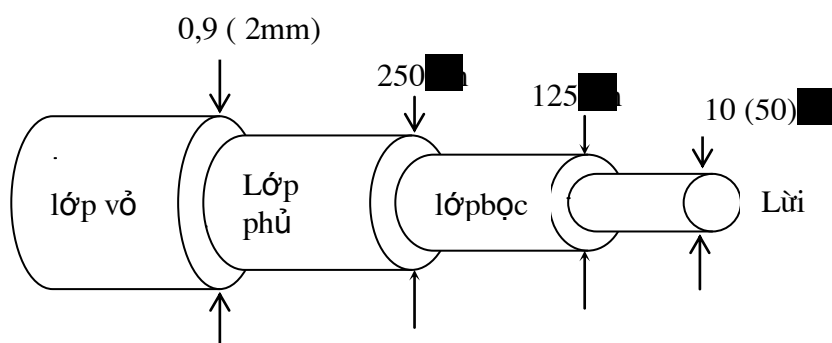
Lớp phủ được bọc ngay trong quá trình kéo sợi. Chiết suất của lớp phủ lớn hơn chiết suất của lớp bọc để loại bỏ các tia sáng truyền trong lớp bọc vì khi đó sự phản xạ toàn phần không thể xảy ra phân cách giữa lớp bọc và lớp phủ. Lớp phủ có thể được nhuộm màu hoặc có thêm vòng đánh dấu, khi hàn nối sợi hoặc ghép ánh sáng vào sợi nhất thiết phải tẩy sạch lớp phủ. Độ đồng nhất, bề dày và độ đồng tâm của lớp phủ có ảnh hưởng đến chất lượng của sợi quang.

2. Lớp vỏ.

Lớp vỏ có tác dụng tăng cường sức chịu đựng của sợi quang trước các tác dụng cơ học và sự thay đổi nhiệt độ, cho đến nay lớp vỏ có các dạng chính sau:

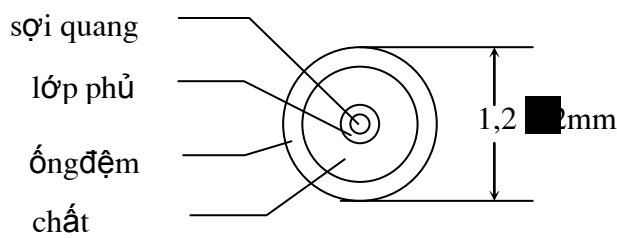
- Dạng ống đệm lỏng (Loose buffer)
- Dạng đệm khít (tight buffer)
- Dạng băng dẹt (Ribbon)

Mỗi dạng có những ưu nhược điểm khác nhau do đó được sử dụng trong từng điều kiện khác nhau.



a) Dạng ống đệm lỏng:

Sợi quang (đã bọc lớp phủ) được đặt trong một ống đệm có đường kính lớn hơn đường kính thước sợi quang.



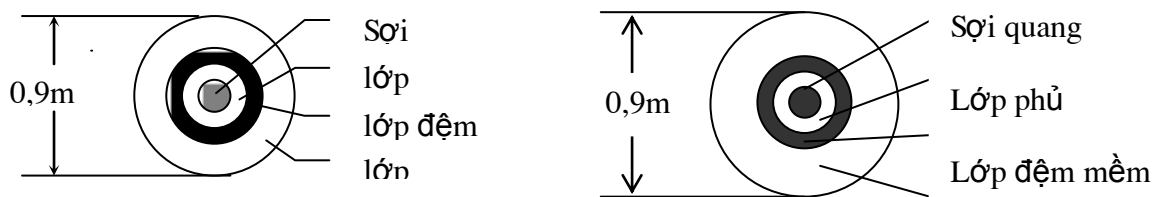
- Ống đệm lỏng thường gồm hai lớp, lớp trong có hệ số ma sát nhỏ để sợi quang di chuyển tự do khi cáp bị kéo căng hoặc co lại, lớp ngoài bảo vệ sợi quang trước ảnh hưởng của lực cơ học. Đối với cáp trong nhà thì bên trong ống đệm lỏng không cần chất nhồi nhưng với cáp ngoài trời thì phải bơm thêm chất nhồi có các tính chất sau:

- Có tác dụng ngăn ẩm
- Có tính nhớt không tác dụng hoá học với các thành phần khác của cáp
- Dễ tẩy sạch khi cần hàn nối
- Khó cháy.

Cấu trúc ống đệm lỏng có nhiều ưu điểm nên được dùng trong các đường truyền dẫn cần chất lượng cao, trong điều kiện môi trường thay đổi nhiều.

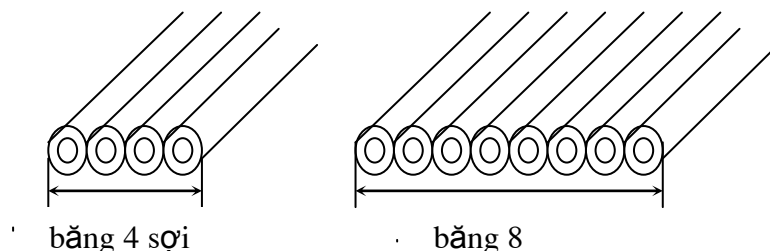
b) Dạng đệm khí:

Một cách đơn giản để bảo vệ sợi quang dưới tác dụng của nhiều điều kiện bên ngoài là bọc một lớp vỏ ô mốt sát lớp phủ. Phương pháp này làm giảm đường kính của lớp vỏ do đó giảm kích thước và trọng lượng của cáp, song sợi quang lại chịu ảnh hưởng trực tiếp khi cáp bị kéo căng để giảm ảnh hưởng này người ta chèn thêm một lớp đệm mềm ở giữa lớp phủ và lớp vỏ. Hình thức này được gọi là cấu trúc đệm tổng hợp. Sợi quang có vỏ đệm khí và đệm tổng hợp thường được dùng làm cáp đặt trong nhà, làm dây nhảy để đấu nối các trạm đầu cuối...



c) Dạng băng dệt:

Cấu trúc băng dệt cũng là một dạng vỏ đệm khí nhưng bọc nhiều sợi quang thay vì một sợi. Số sợi trong băng có thể lên đến 12, bề rộng của mỗi băng tùy thuộc vào số sợi trong băng. Nhược điểm của cấu trúc này giống như cấu trúc đệm khí, tức là sợi quang chịu ảnh hưởng trực tiếp khi cáp bị kéo căng.



CHƯƠNG IV

LINH KIỆN BIẾN ĐỔI QUANG ĐIỆN

4.1. TỔNG QUÁT.

Linh kiện biến đổi quang điện được đặt ở hai đầu sợi quang. Có hai linh kiện quang điện:

- Linh kiện biến đổi từ tín hiệu điện sang tín hiệu quang, được gọi là nguồn quang. Linh kiện này có nhiệm vụ phát ra ánh sáng có công suất tỷ lệ với dòng điện chạy qua nó.

- Linh kiện biến đổi tín hiệu quang sang tín hiệu điện, còn gọi là linh kiện tách sóng quang (hay linh kiện thu quang). Linh kiện này có nhiệm vụ ngược lại so với nguồn quang, tức là tạo ra dòng điện tỷ lệ với công suất quang chiếu vào nó.

Chất lượng của linh kiện biến đổi quang điện và chất lượng sợi quang quyết định cự ly, dung lượng và chất lượng của tuyến truyền dẫn quang.

■ Yêu cầu kỹ thuật của linh kiện quang điện:

a) Đối với nguồn quang:

- *Bước sóng của ánh sáng phát ra:*

Mức độ suy hao của ánh sáng truyền trên sợi quang phụ thuộc vào bước sóng của ánh sáng. Có ba bước sóng thông dụng là 850nm, 1300nm, 1550nm. Do đó ánh sáng do nguồn quang phát ra cũng phải có bước sóng phù hợp.

- *Công suất phát:*

Cự ly thông tin phụ thuộc vào nhiều yếu tố trong đó công suất phát của nguồn quang là một trong những yếu tố chính. Công suất phát càng lớn thì cự ly thông tin càng xa.

- *Độ rộng phổ:*

Ánh sáng mà nguồn quang thực tế phát ra không phải là chỉ có một bước sóng duy nhất mà gồm một khoảng bước sóng. Khoảng sóng này càng rộng thì độ tán sắc chất liệu càng lớn do đó làm hạn chế dải thông của tuyến truyền dẫn quang. Như vậy độ rộng phổ của nguồn quang càng hẹp càng tốt.

- *Góc phóng ánh sáng:*

Như ta đã biết đường kính lõi của sợi quang rất nhỏ nếu kích thước của nguồn quang lớn và góc phong ánh sáng rộng và công suất phát quang vào được lõi sẽ rất thấp. Do đó nguồn quang có vùng phát sáng và góc phát sáng càng hẹp càng tốt.

- *Thời gian chuyển:*

Để có thể truyền được tín hiệu số có tốc độ bit càng cao thì thời gian chuyển trạng thái của nguồn quang phải càng nhanh.

- *Độ ổn định:*

Công suất quang mà các nguồn quang thực tế phát ra ít nhiều phụ thuộc vào nhiệt độ môi trường, thời gian sử dụng và đôi khi còn phụ thuộc vào cường độ sáng xung quanh. Vì vậy công suất do nguồn quang phát ra càng ổn định càng tốt.

- Thời gian sử dụng lâu, giá thành hạ.

b) Đối với linh kiện tách sóng quang:

- *Bước sóng:*

Nhạy đối với bước sóng hoạt động của hệ thống

- *Độ nhạy:*

Có độ nhạy càng cao càng tốt. Tức là khả năng tách được các tín hiệu quang thật nhỏ với số lỗi (BER) trong phạm vi cho phép. Linh kiện tách sóng quang càng nhạy thì càng có khả năng nối rộng cự ly thông tin.

- *Đáp ứng nhanh:*

Để có thể làm việc trong hệ thống có tốc độ bit cao.

- *Dòng tối nhỏ:*

Khi chưa có ánh sáng chiếu vào nhưng linh kiện tách sóng quang vẫn có dòng điện tách sóng nhiễu chạy qua. Dòng điện này càng nhỏ càng tốt.

- *Tạp âm:*

Có tạp âm càng thấp càng tốt để đảm bảo tỷ số tín hiệu trên tạp âm (S/N).

- *Độ tin cậy cao, giá thành hạ.*

4.2. NGUỒN QUANG:

4.2.1 Nguyên lý chung:

Các linh kiện biến đổi quang điện - điện quang dùng trong thông tin quang hiện nay là các linh kiện bán dẫn. Theo lý thuyết vật chất, bán dẫn có hai mức năng lượng:

■ Mức hoá trị.

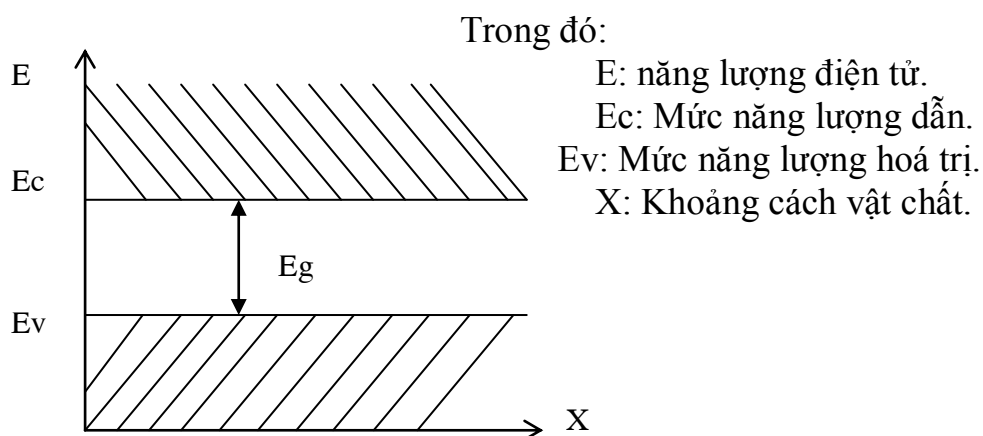
■ Mức dẫn điện.

Do đó năng lượng của điện tử chia thành 3 vùng:

■ Vùng dẫn điện(Conduction band).

■ Vùng cấm.(Energy gap).

■ Vùng hoá trị.(Valence band).

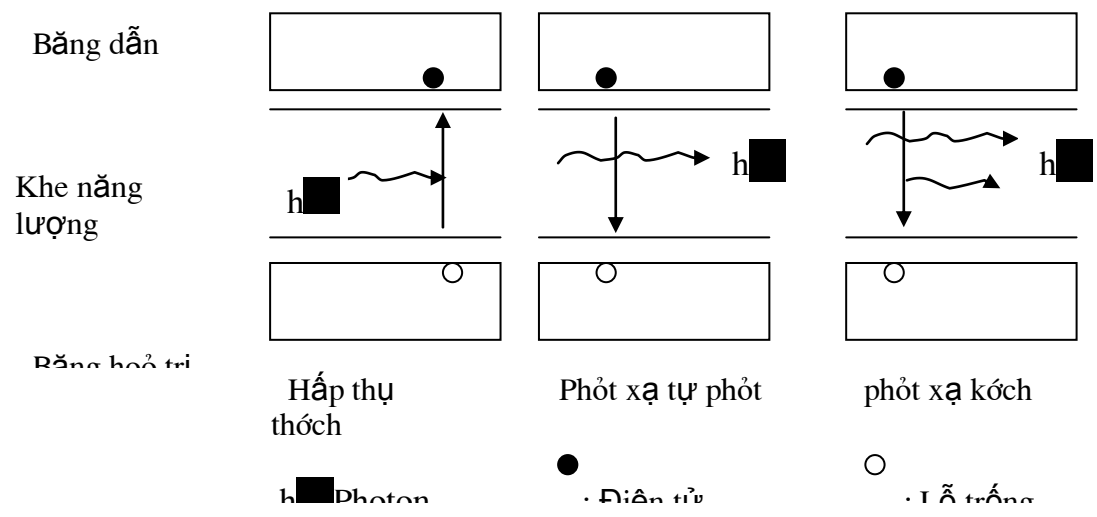


■ Photon bức xạ vào chất bán dẫn, cung cấp năng lượng ($E = h\nu$) cho một điện tử đang ở vùng hoá trị thì điện tử sẽ chuyển lên vùng dẫn, photon biến mất điện tử sẽ để lại một lỗ trống trong vùng hoá trị. Như vậy một photon có năng lượng thích hợp chiếu vào chất bán dẫn sẽ tạo ra cặp điện tử - lỗ trống còn photon thì biến mất. Đó gọi là hiện tượng hấp thụ, được ứng dụng trong photon diode làm linh kiện thu quang.

■ Nếu trong vùng dẫn có số điện tử nhiều hơn mức cân bằng thì điện tử thừa sẽ rơi xuống vùng hoá trị một cách tự phát để kết hợp với lỗ trống. Trong khi dịch chuyển từ mức năng lượng cao xuống mức năng lượng thấp, năng lượng chênh lệch được bức xạ dưới dạng photon. Như vậy khi một điện tử kết hợp với một lỗ trống có thể làm bức xạ ra một photon, đó là hiện tượng phát xạ tự phát được ứng dụng trong diode phát quang (LED) dùng làm nguồn quang.

■ Hiện tượng thứ ba gọi là sự phát xạ kích thích được ứng dụng trong các Laser Diode dùng làm nguồn quang. Hiện tượng này xảy ra khi các photon phát xạ ra do quá trình

tái hợp của điện tử và lỗ trống lại kích thích các điện tử đang có mức năng lượng cao xuống mức năng lượng thấp và phát ra những photon quá trình cứ tiếp diễn và số lượng photon phát ra rất lớn. Ánh sáng phát ra ở quá trình này có cùng pha cùng bước sóng.



Có hai loại linh kiện được dùng làm nguồn quang hiện nay là:

- Diode phát quang hay LED (Light Emitting Diode)
- Diode Laser hay LD (Laser Diode)

Cả hai linh kiện trên đều phát triển từ diode bán dẫn, Tức là từ tiếp giáp của bán dẫn loại P và loại N. Các đặc tính kỹ thuật của nguồn quang phần lớn phụ thuộc vào cấu tạo của chúng, riêng bước sóng do nguồn quang phát ra phụ thuộc vào vật liệu chế tạo nguồn quang. Mỗi chất bán dẫn có bề rộng khe năng lượng E_g khác nhau. Mà E_g quyết định tần số và do đó quyết định bước sóng của năng lượng ánh sáng phát ra theo công thức sau:

$$E_g = h\nu = hc/\lambda$$

Hay:

$$\lambda = \frac{hc}{E_g} = \frac{1,24}{E_g (eV)}$$

Trong đó:

$h = 6,625 \cdot 10^{-34} \text{ j.s}$: Hằng số Planck

$C = 300.000 \text{ Km/s}$: Vận tốc ánh sáng trong chân không

E_g : bề rộng khe năng lượng, đơn vị (eV)

ν : tần số ánh sáng phát ra, đơn vị Hz

Từ công thức trên ta thấy bước sóng của ánh sáng phát ra tỷ lệ nghịch với bề rộng khe năng lượng của chất bán dẫn chế tạo nguồn quang. Do đó muốn nguồn quang phát ra ánh sáng có bước sóng dài thì phải dùng chất bán dẫn có bề rộng khe năng lượng hẹp.

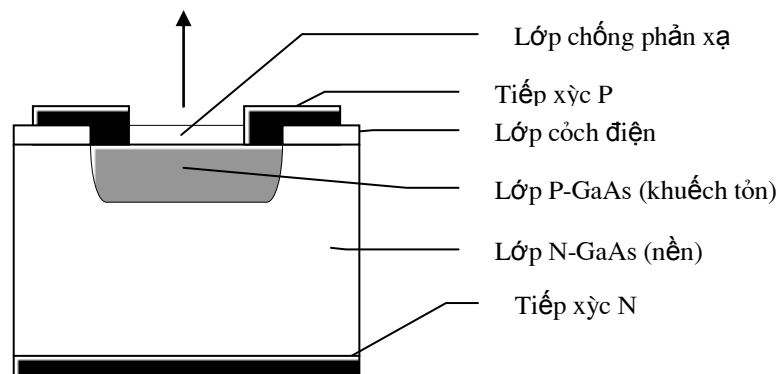
4.2.2 LED:

a) Cấu tạo và phân loại:

Mặc dù nguyên lý phát quang trong mỗi nối P N khá đơn giản song cấu trúc của các đèn LED phức tạp hơn một diode bán dẫn bình thường vì phải đáp ứng đồng thời các yêu cầu kỹ thuật của một nguồn quang.

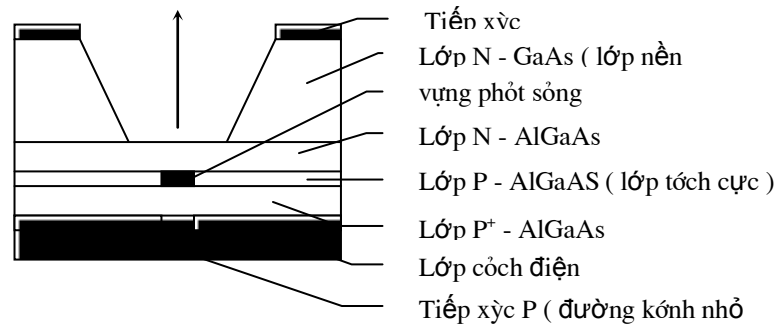
■ LED tiếp xúc mặt GaAs:

Đây là loại có cấu trúc đơn giản nhất, dùng bán dẫn GaAs với nồng độ khác nhau để làm lớp nền loại N và lớp phát quang loại P. Lớp P dày khoảng 200 μm , ở mặt ngoài của lớp P có phủ một lớp chống phản xạ để ghép ánh sáng vào sợi quang. Bước sóng phát của LED GaAs trong khoảng từ 880 đến 950nm.



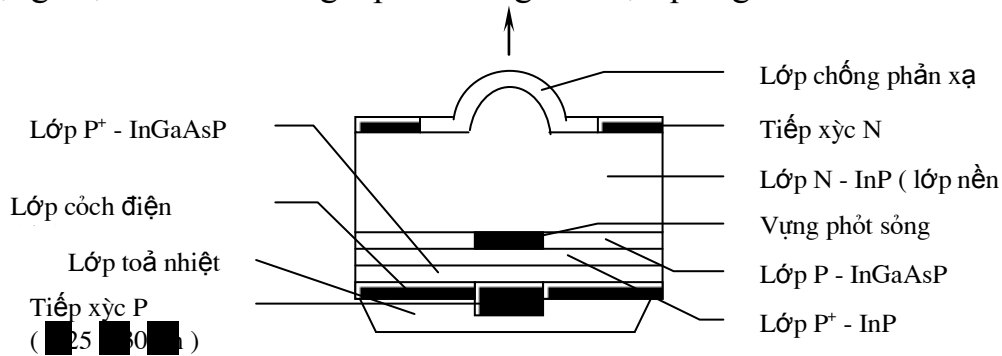
■ LED Burrus:

LED Burrus được chế tạo theo cấu trúc nhiều lớp (Heterostructure) bao gồm các lớp bán dẫn loại N và P với bề dày và nồng độ khác nhau. Với cấu trúc nhiều lớp và vạch tiếp xúc P có kích thước nhỏ, vùng phát sáng của LED Burrus tương đối hẹp. Ngoài ra trên bề mặt của LED có khoét một lỗ để đưa sợi quang vào gần vùng phát sáng. Bước sóng của LED Burrus dùng bán dẫn AlGaAs / GaAs trong khoảng từ 800 đến 850nm. Nếu dùng bán dẫn InGaAsP / InP thì bước sóng phát ra dài hơn



4.2.3 LED phát xạ rìa:

Một loại LED phát bước sóng dài (1300nm và 1550nm) dùng bán dẫn InGaAsP / InP. Tương tự như LED Burrus, loại này cũng có cấu trúc nhiều lớp và có đường kính vạch tiếp xúc P nhỏ (25 đến 30 μm) nên có vùng phát sáng hẹp. Điểm khác biệt so với LED Burrus là thay vì khoét lỗ để ghép ánh sáng vào sợi quang, ở đây dùng lớp nền InP có dạng một thấu kính để ghép ánh sáng vào sợi quang.



LED phát xạ rìa: (ELED: Edge Light Emitting Diode)

LED phát xạ rìa có cấu tạo khác với LED thông thường, các điện cực tiếp xúc (bằng kim loại) phủ kín mặt trên và đáy của ELED. Do đó ánh sáng không thể phát ra phía hai mặt được mà bị giữ trong vùng tích cực có dạng vạch hẹp. Lớp tích cực rất mỏng, bằng vật liệu có chiết suất lớn kẹp giữa hai lớp P và N có chiết suất nhỏ hơn. Cấu trúc như vậy tương tự cấu trúc sợi quang. Hay nói cách khác, tương đương với một ống dẫn sóng. Ánh sáng phát ra ở cả hai đầu ống dẫn sóng này, một trong hai được nối với sợi quang.

Cấu trúc này có ưu điểm là vùng phát sáng hẹp và góc phát sáng nhỏ nên hiệu suất ghép ánh sáng vào sợi quang cao. Tuy nhiên nó cũng có một hạn chế là khi hoạt động nhiệt độ của ELED tăng khá cao nên đòi hỏi phải được giải nhiệt.



Cuối cùng phải ghi nhận rằng cấu trúc của LED càng phức tạp thì công suất phát càng cao, góc phát sáng càng hẹp, thời gian chuyển càng nhanh. Tất nhiên, cũng như mọi linh kiện khác, cấu trúc càng phức tạp thì giá thành sẽ càng cao.

Đặc tính kỹ thuật:

Các đặc tính kỹ thuật của LED phụ thuộc rất nhiều vào cấu tạo của chúng. Ngoài ra theo đà phát triển của công nghệ bán dẫn, chất lượng của LED ngày càng nâng cao hơn.

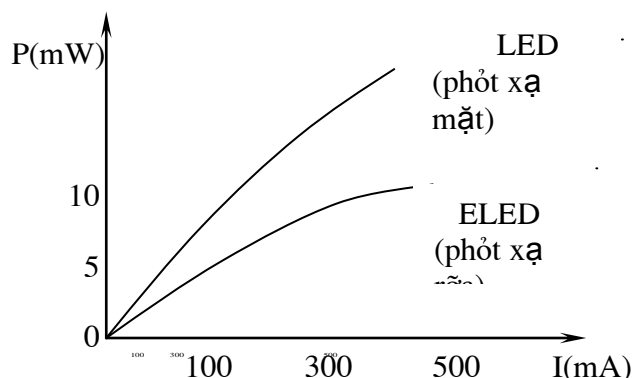
Thông số điện:

Dòng điện hoạt động tiêu biểu: từ 50mA đến 300mA

Điện áp sụt trên LED: từ 1,5V đến 2,5V

Công suất phát:

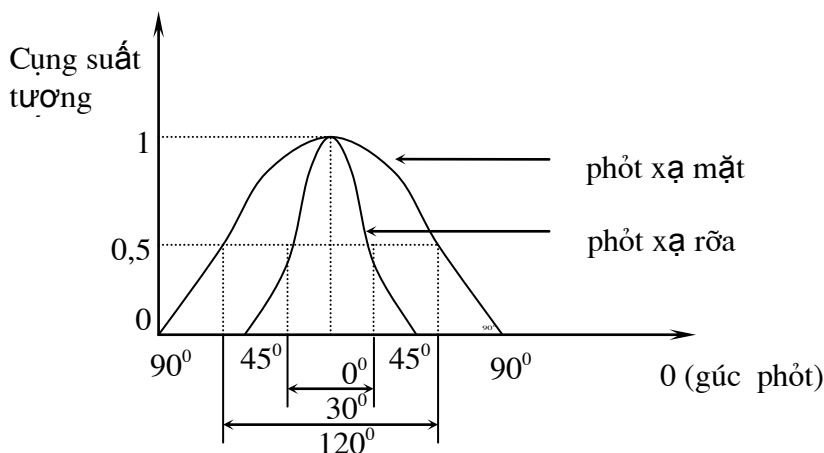
Là công suất tổng công do nguồn quang phát ra. Công suất phát của LED từ 1 đến 3mW. Đối với loại phát sáng cao (High - Radiance) công suất phát có thể lên đến 10mW. Các LED phát xạ mặt công suất phát cao hơn LED phát xạ rìa với cùng dòng điện kích thích. Nhưng điều đó không có nghĩa là sợi quang nhận được công suất quang từ LED phát xạ mặt cao hơn LED phát xạ rìa.



Góc phát quang:

Công suất ánh sáng do nguồn quang phát ra cực đại ở trục phát quang và giảm dần theo góc hợp với trục. Góc phát quang được xác định ở mức công suất phát quang

giảm một nửa (3dB) so với mức cực đại. LED phát xạ mặt có góc phát quang lớn hơn so với LED phát xạ rìa.

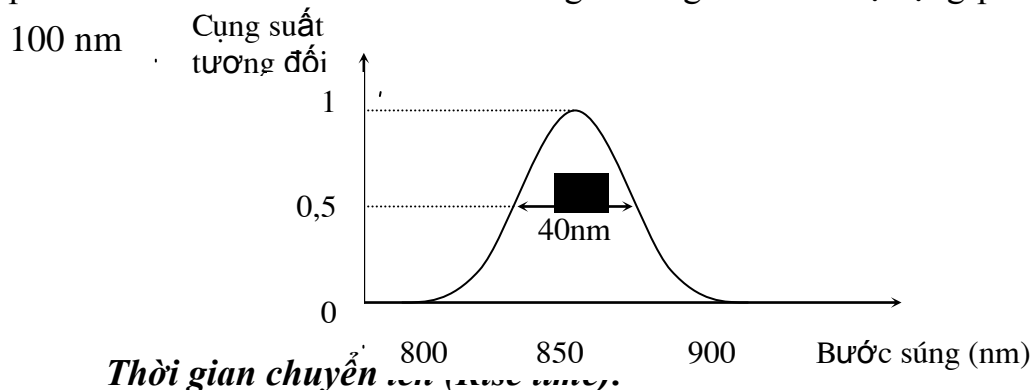


Hiệu suất ghép quang:

Hiệu số ghép quang được tính bởi tỷ số công suất quang ghép vào sợi quang với công suất phát quang tổng cộng của nguồn quang. Hiệu số ghép quang phụ thuộc vào kích thước vùng phát quang, góc phát quang của nguồn, góc thu nhận (NA) của sợi quang và vị trí đặt nguồn quang và sợi quang. Hiệu suất ghép của LED phát xạ mặt khoảng 1-5% và LED phát xạ rìa trong khoảng 5-15%. Từ đó, tuy công suất phát của LED phát xạ mặt lớn hơn nhưng công suất đưa vào sợi quang của LED phát xạ rìa lại lớn hơn (thường lớn hơn khoảng hai lần).

Độ rộng phổ:

Nguồn quang phát ra công suất cực đại ở bước sóng trung tâm và giảm dần về hai phía. Độ rộng phổ là khoảng bước sóng mà trong đó công suất quang không nhỏ hơn phân nửa mức công suất đỉnh. Thông thường LED có độ rộng phổ trong khoảng 35-100 nm.



Là khoảng thời gian để công suất ra tăng từ 10% đến 90% mức công suất ổn định khi có xung dòng điện kích thích nguồn quang. Thời gian chuyển của nguồn quang có ảnh hưởng đến tốc độ bit của tín hiệu điều chế, muốn điều chế ở tốc độ càng cao thì nguồn quang phải có thời gian chuyển càng nhanh. Giải thông tối đa của tín hiệu điều chế phụ thuộc vào thời gian chuyển.

Ảnh hưởng của nhiệt độ:

Khi nhiệt độ môi trường tăng thì công suất phát giảm, tuy nhiên mức độ ảnh hưởng bởi nhiệt độ của LED không cao:

Ở bước sóng 850nm: độ ảnh hưởng là $-1\% / ^\circ\text{C}$

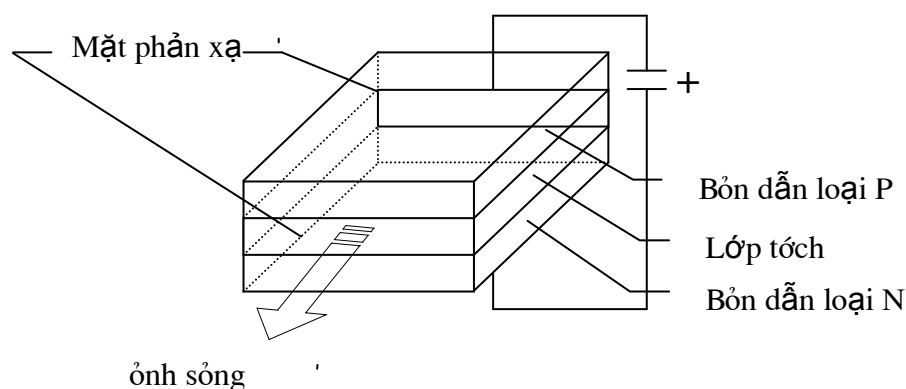
Ở bước sóng 1300nm và 1550nm: độ ảnh hưởng từ -2% đến $-4\% / ^\circ\text{C}$.

4.2.4. LASER:

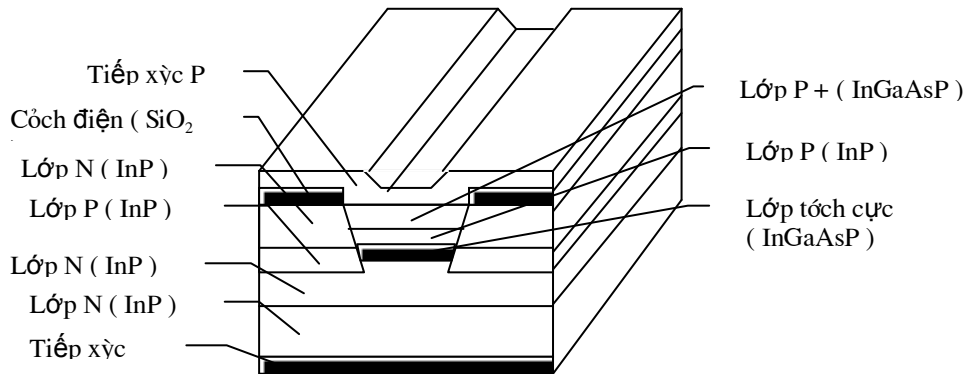
Cấu tạo và nguyên tắc hoạt động:

Laser bán dẫn hoạt động theo nguyên lý phát xạ kích thích. Cấu tạo của nó gần gũi với cấu tạo của LED phát xạ rìa (ELED). Điểm khác biệt cơ bản là trong Laser có hai mặt phản xạ ở hai đầu lớp tích cực tạo nên một hốc cộng hưởng quang. Phần ánh sáng phát ra theo chiều dọc của hốc cộng hưởng sẽ bị 10 phản xạ qua lại giữa hai mặt phản xạ. Trong quá trình di chuyển theo chiều dọc của hốc ánh sáng kích thích các điện tử kết hợp với các lỗ trống để phóng ra các photon mới. Phần ánh sáng thoát ra theo các phương khác bị thất thoát dần, như vậy chỉ có phần ánh sáng phát ra theo chiều dọc mới được khuếch đại.

Mặt sau của Laser được phủ một lớp phản xạ còn mặt trước được cắt nhẵn để một phần ánh sáng phản xạ còn một phần chiếu ra ngoài.



Nhằm tăng hiệu quả phát xạ, các Laser thực tế có cấu trúc phức tạp hơn chẳng hạn loại Laser có cấu trúc nhiều lớp chôn còn gọi là Laser BH (Buried Heterostructure) có vùng phát sáng rất hẹp (2-3 μm, 2-3 μm) nên hiệu suất ghép ánh sáng vào lõi sợi quang rất cao.

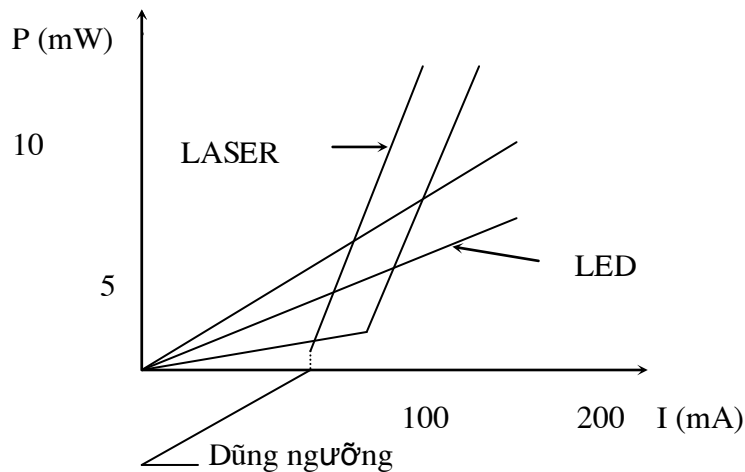


Đặc tính kỹ thuật:

Thông số điện:

Dòng điện ngưỡng:

Khi dòng điện kích thích cho Laser có trị số nhỏ, Laser hoạt động ở chế độ phát xạ tự phát nên công suất phát rất thấp. Khi được kích thích với dòng điện lớn, Laser hoạt động ở chế độ kích thích công suất quang tăng nhanh theo dòng kích thích.



Dòng ngưỡng của Laser thay đổi theo nhiệt độ. Đối với những Laser đời cũ, dòng ngưỡng có giá trị từ 50mA - 100mA. Những Laser đời mới dòng ngưỡng chỉ trong khoảng 10mA - 20mA.

Dòng điện kích thích: từ vài chục đến vài trăm mA tùy theo loại.

Điện áp sục trên Laser: từ 1,5V đến 2,5V

Công suất phát:

Công suất phát của Laser từ 1 đến 10mW, đối với những Laser đời mới có thể lên đến 50mW hay hơn nữa.

Góc phát sáng:

Góc phát sáng của Laser theo phương ngang của lớp tích cực chỉ trong khoảng 5° , còn theo phương vuông góc với lớp tích cực góc phát có thể lên đến 40° . Như vậy mặt bao của góc phát không phải là mặt nón tròn xoay mà là mặt nón hình elip

Hiệu suất ghép:

Laser có vùng phát sáng nhỏ, góc phát sáng hẹp nên có hiệu suất ghép ánh sáng vào sợi quang cao.

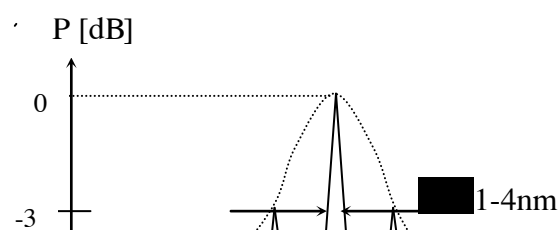
Trung bình hiệu suất ghép của Laser trong khoảng: 30% đến 50%: đối với sợi đơn mode (SM) 60% đến 90%: đối với sợi đa mode (MM).

Để tăng hiệu suất ghép, người ta có thể tạo thêm các chi tiết phụ giữa nguồn quang và sợi quang như đặt thêm thấu kính giữa nguồn quang và sợi quang, tạo đầu sợi quang có dạng mặt cầu,...

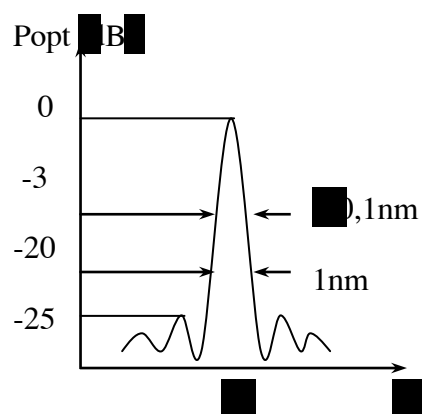
Độ rộng phổ:

Dạng phổ phát xạ của Laser là tổng hợp đặc tuyến khuếch đại (do bề rộng khe năng lượng thay đổi) và đặc tuyến chọn lọc của hốc cộng hưởng quang (phụ thuộc vào chiều dài hốc). So với LED thì phổ phát xạ của Laser rất hẹp, trong khoảng từ 1 đến 4nm. Dạng phổ gồm nhiều vạch rời rạc nên được gọi là phổ của Laser đa mode. Người ta có khuynh hướng chế tạo Laser có phổ ngày càng hẹp để giảm tán sắc chất liệu khi sử dụng bước sóng 1550nm. Và trong tương lai có thể sử dụng rộng rãi kỹ thuật ghép kênh theo bước sóng.

hỗ phát xạ của Laser dạng thực tế:



Laser hồi tiếp phân bố DFB: thay thế cho các mặt phản xạ ở hai đầu là một chuỗi gợn sóng trên lớp bán dẫn làm nền chỉ phản xạ những bước sóng nhất định do đó gần như chỉ có một bước sóng được cộng hưởng và khuếch đại. Phổ của Laser DFB rất hẹp chỉ vào khoảng 0,1nm đến 0,2nm. Phổ của Laser DFB có dạng:



Laser hốc ghép C_cubed: hai chip Laser rời được ghép quang với nhau nhưng cách ly về điện để đạt được sự giới hạn bước sóng phát Laser hốc ngoài (external Cavity): là loại Laser có mặt phản xạ bên ngoài thay vì tráng mặt phản xạ trong Laser thông thường.

Thời gian chuyển lên:

Thời gian để công suất quang tăng từ 10% đến 90% mức công suất xác lập của Laser rất nhanh, thông thường không quá 1ns.

Ảnh hưởng nhiệt độ:

Khi nhiệt độ thay đổi dòng ngưỡng của Laser thay đổi do đó công suất phát ra cũng thay đổi nếu giữ nguyên dòng điện kích thích. Khi nhiệt độ tăng thì dòng ngưỡng cũng tăng theo dạng hàm mũ của sự gia tăng nhiệt độ. Trung bình, độ gia tăng dòng ngưỡng vào khoảng $+1\%/^{\circ}\text{C}$. Ngoài ra khi nhiệt độ thay đổi thì công suất phát ra cũng thay đổi, nhưng mức độ ảnh hưởng rất thấp.

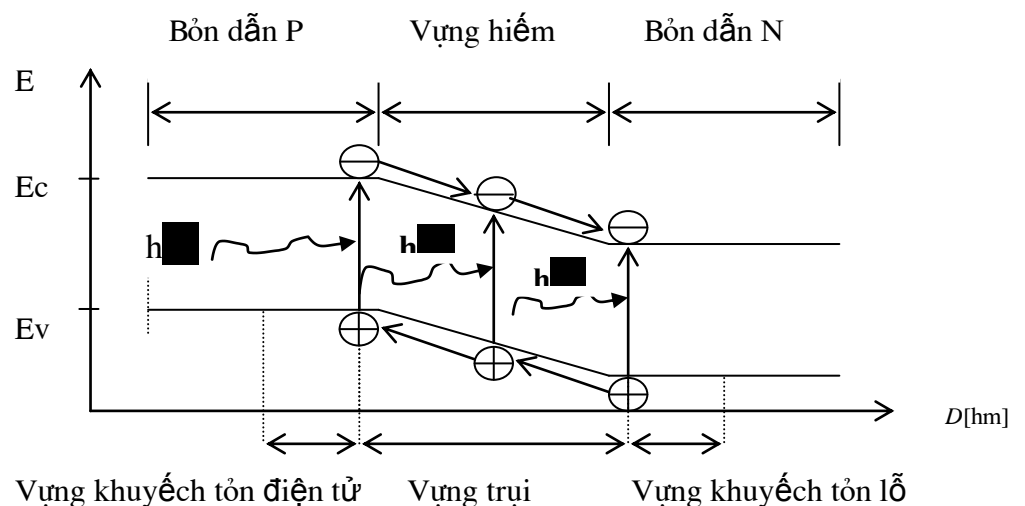
4.3. Tách sóng quang:

4.3.1. Nguyên lý chung:

Các linh kiện tách sóng quang hiện nay cũng là loại linh kiện bán dẫn. Cấu tạo của chúng cũng phát triển từ tiếp giáp PN. Có hai loại linh kiện tách sóng quang được sử dụng hiện nay là: PIN: loại diode thu quang gồm ba lớp bán dẫn P, I và N. Trong đó P và N là hai lớp bán dẫn có pha tạp chất còn I (intrinsic) không pha tạp chất hoặc pha với nồng độ rất thấp.

APD (Avalanche Photo Diode): Diode thu quang có độ nhạy và tốc độ cao.

Ngoài ra còn có transistor quang (Phototransistor) có khả năng biến đổi tín hiệu quang sang tín hiệu điện nhưng có thời gian đáp ứng chậm nên ít được sử dụng. Nếu có cũng chỉ xuất hiện trong các hệ thống có cự ly ngắn và tốc độ chậm.



Các linh kiện tách sóng quang hoạt động theo nguyên tắc của một tiếp giáp PN phân cực ngược.

4.3.2 Những thông số cơ bản:

Hiệu suất lượng tử:

Hiệu suất lượng tử được tính bởi tỷ số lượng điện tử tách ra và số photon được hấp thụ.

$$\eta = \frac{n_e}{n_{ph}}$$

Trong đó: η : Hiệu suất lượng tử

n_{ph} : Số lượng photon hấp thụ

n_e : Số lượng điện tử tách ra

Giá trị lớn nhất của η là 1, tức là một photon được hấp thụ sẽ làm bức xạ nhiều nhất một cặp điện tử và lỗ trống. Thông thường η nhỏ hơn 1 và được tính theo phần trăm (%). Trong những trường hợp đặc biệt (có hiệu ứng nhân) một photon được hấp thụ có thể làm phát sinh nhiều điện tử.

Đáp ứng:

Đáp ứng của linh kiện tách sóng quang là tỷ số của dòng điện sinh ra và công suất quang đưa vào.

$$R = \frac{I_e}{P_{opt}}$$

Trong đó:

R : Đáp ứng

I_e : Dòng quang điện

P_{opt} : công suất quang

Độ nhạy:

Độ nhạy của linh kiện thu quang là mức công suất quang thấp nhất mà linh kiện có thể thu được với một tỷ số lỗi (BER) nhất định. Theo tiêu chuẩn G956 của CCITT, $BER = 10^{-10}$. Độ nhạy của linh kiện thu quang phụ thuộc loại linh kiện tách sóng quang và mức nhiễu của bộ khuếch đại điện. Ngoài ra tốc độ bit truyền dẫn càng cao thì độ nhạy của thiết bị thu càng kém.

Dải động:

Dải động của linh kiện thu quang là khoảng chênh lệch giữa mức công suất cao nhất và mức công suất thấp nhất (tức độ nhạy) mà linh kiện có thể thu được trong một giới hạn tỷ số lỗi (BER) nhất định.

Tạp âm:

Tạp âm trong các linh kiện thu quang được thể hiện dưới dạng dòng điện tạp âm. Các nguồn tạp âm đáng kể của linh kiện thu quang là:

Tạp âm nhiệt:

Là tạp âm gây ra do điện trở tải của diode thu quang cũng như trở kháng vào của bộ khuếch đại đầu. Tạp âm nhiệt I_t phụ thuộc nhiệt độ, băng tạp âm, điện trở tải theo công thức:

$$I_t^2 = \frac{4KT}{R} B$$

Trong đó:

- K : hằng số Boltzman; $1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$
- T : nhiệt độ tuyệt đối, độ K
- B : bề rộng băng, đơn vị Hz
- R : điện trở tải, đơn vị Ohm

Tạp âm nhiệt của máy thu quang còn phụ thuộc hệ số tạp âm của bộ khuếch đại. Tạp âm lượng tử:

Do biến động ngẫu nhiên năng lượng của các photon đập vào diode thu quang. Dòng tạp âm lượng tử I_q được tính bởi:

$$I_q^2 = 2e R P_{opt} B + 2e I_{ph} B$$

Tạp âm dòng tối:

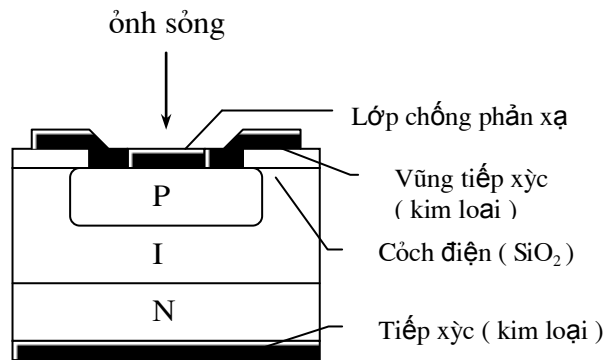
Dòng điện nhiễu do các diode thu quang phát ra khi không có ánh sáng chiếu vào cũng gây nên tạp âm thặng giáng. Tạp âm do dòng tối được tính bởi công thức:

$$I_{D}^2 = 2e i_D B$$

Trong đó i_D là dòng tối của diode phát quang.

4.3.4 Diode thu quang PIN:

Cấu tạo của diode thu quang PIN gồm ba lớp bán dẫn P-I-N, trong đó lớp I (intrinsic) là lớp bán dẫn không pha tạp chất hoặc pha với nồng độ rất thấp. Quá trình hấp thụ photon để tách ra các điện tử và lỗ trống xảy ra trong lớp I. Do đó lớp I càng dày thì hiệu suất lượng tử càng cao nhưng đồng thời thời gian trôi của điện tử sẽ càng chậm. Điều này làm giảm khả năng hoạt động với tốc độ cao của PIN. Bề dày lớp P phụ thuộc khả năng thâm nhập của ánh sáng vào bán dẫn. ánh sáng có bước sóng càng dài thì khả năng thâm nhập vào bán dẫn càng lớn.



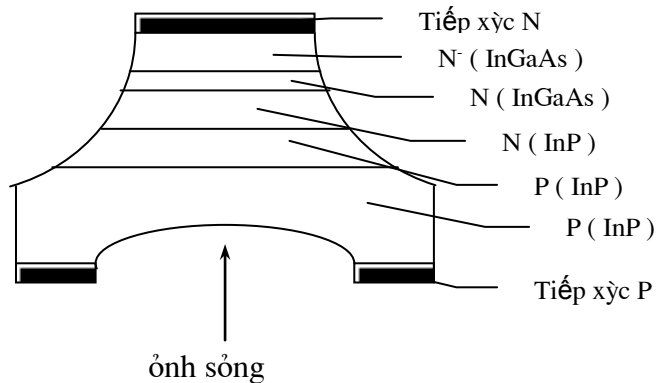
4.3.5 Diode thu quang APD:

Ứng dụng hiệu ứng nhân điện tử trong bán dẫn, người ta chế tạo APD, trong đó P⁺ và N⁻ là hai lớp bán dẫn có nồng độ tạp chất cao còn P⁻ là lớp có nồng độ tạp chất rất thấp (thay thế vị trí lớp I trong PIN).

Dưới tác dụng của nguồn phân cực ngược, sự phân bố cường độ điện trường trong các lớp bán dẫn không đều nhau, điện trường trong vùng tiếp giáp PN⁻ cao nhất, quá trình nhân điện tử xảy ra trong vùng này. Vùng này còn được gọi là vùng “ thác lũ”.

Khi có ánh sáng chiếu vào, các photon bị hấp thụ trong lớp P⁻ và tạo ra các cặp điện tử - lỗ trống. Lỗ trống di chuyển về phía lớp P⁺ nối với cực âm của nguồn; còn điện tử di chuyển về phía tiếp giáp PN⁻, điện trường cao trong vùng này sẽ tăng tốc cho điện tử. Điện tử va chạm vào các nguyên tử của tinh thể bán dẫn tạo ra các cặp điện tử - lỗ trống mới (gọi là sự ion hoá do va chạm). Các điện tử thứ cấp mới được tạo ra lại có khả

năng gây ra sự ion hoá do va chạm. Quá trình tiếp diễn và số lượng các hạt tải điện tăng lên rất lớn.



Như vậy trong APD dòng quang điện đã được nhân lên M lần với M là số điện tử thứ cấp phát sinh ứng với một điện tử sơ cấp.

Dòng quang điện do APD tạo ra sẽ là:

$$I_{ph} = R.M.P_{opt}$$

R : đáp ứng (A/W)

M : hệ số nhân

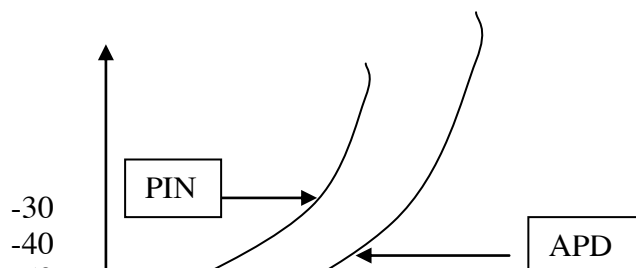
P_{opt} : công suất quang(W)

Hệ số nhân M thay đổi theo điện áp phân cực ngược và cũng phụ thuộc nhiệt độ nên việc giữ cho hệ số nhân M ổn định rất khó khăn.

Ngoài ra, nếu vùng thác lũ càng rộng thì hệ số M cũng càng lớn. Nhưng lúc đó thời gian trôi của điện tử càng chậm nên tốc độ hoạt động của APD giảm.

Giá trị của hệ số nhân M từ 10 \blacksquare 1000 lần. trên thực tế chỉ chọn điểm phân cực cho APD sao cho $M = 50 \blacksquare 200$ lần vì M càng lớn thì dòng nhiễu của APD cũng càng cao.

4.3.6 Đặc tính kỹ thuật của PIN và APD:



* **Độ nhạy**(dBm): APD nhạy hơn PIN. Độ nhạy của APD lớn hơn PIN từ 5 đến 15 dB, tuy nhiên nếu dùng PIN kết hợp với FET thì độ nhạy của PIN-FET gần bằng độ nhạy của APD.

* **Dải động**: Dải động của APD rộng hơn PIN vì có thể điều chỉnh được bằng các thay đổi điện áp phân cực để thay đổi hệ số nhân M.

* **Dòng tối**: Dòng tối của APD lớn hơn so với PIN.

* **Độ ổn định**: Độ ổn định của PIN tốt hơn so với APD vì hệ số nhân M của APD vừa phụ thuộc điện áp phân cực vừa thay đổi theo nhiệt độ.

* **Điện áp phân cực**: APD cần điện áp phân cực ngược cao hơn PIN. Điện áp phân cực của APD có thể lên đến hàng trăm volt trong khi điện áp phân cực cho PIN thường dưới 20 volt.

4.3.7 PIN-FET

Ưu nhược điểm của hai loại tách sóng quang PIN và APD trái ngược nhau không giống như hai loại nguồn quang LED và LASER.

Đặc tính kỹ thuật của LASER tốt hơn LED về nhiều mặt trong khi APD chỉ hơn PIN về độ nhạy và tốc độ làm việc. Các mặt hạn chế của APD là:

Chế độ làm việc kém ổn định nên cần mạch điện phức tạp.

Dòng nhiễu lớn

Điện áp phân cực cao và yêu cầu độ ổn định cao

Giá thành cao

Do những đặc tính kỹ thuật trên mà cả APD và PIN đều tồn tại song song.

Có thể giữ được các ưu điểm của PIN và khắc phục các nhược điểm của nó bằng cách dùng kết hợp PIN với một Transistor trường (FET) trong mạch tiền khuếch đại. Hai linh kiện kết hợp này được gọi là PIN - FET, chúng được sử dụng khá phổ biến trong các hệ thống thông tin quang hiện nay, độ nhạy của PIN - FET có thể so sánh được với APD.

CHƯƠNG V

HÀN NỐI SỢI QUANG

5.1 Tổng quát:

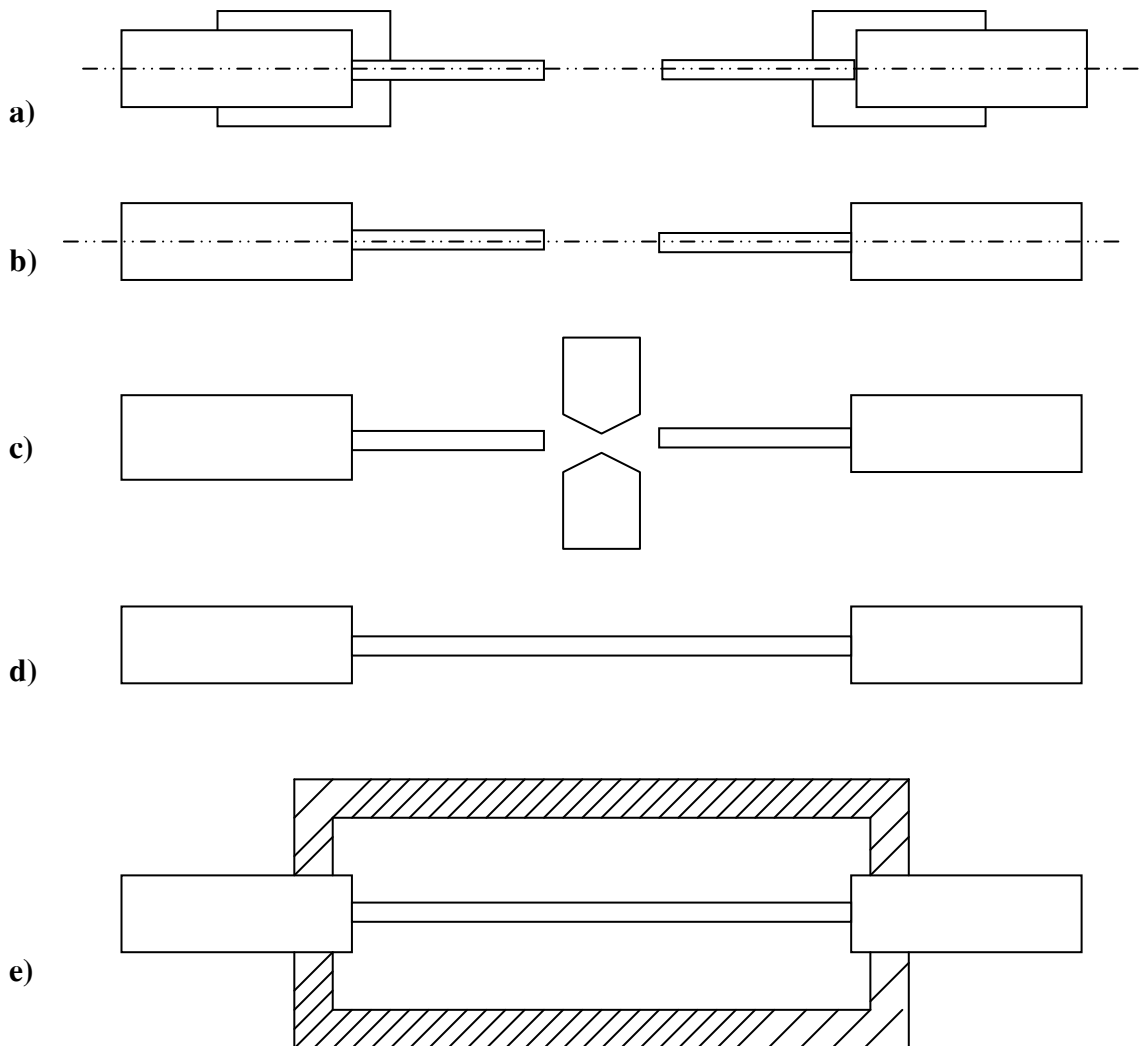
5.1.1. Các yêu cầu của mối nối :

Do những hạn chế về kỹ thuật chế tạo, phương tiện chuyển cũng như trong quá trình lắp đặt và vận hành hệ thống thông tin quang, việc hàn nối giữa các đoạn sợi quang với nhau hoặc giữa các sợi quang với linh kiện thu-phát quang đóng một vai trò quan trọng. Hàn nối tốt cũng làm giảm suy hao đường truyền.

Hàn nối sợi quang gồm những phương pháp sau:

- Dùng keo dính.
- Hàn nối bằng hồ quang.
- Dùng bộ nối tháo rời và bộ nối không tháo rời.

Nhưng phương pháp chính hiện nay là hàn nối bằng hồ quang gồm các bước như sau:



Dùng hoá chất để tẩy và tách sạch lớp vỏ bảo vệ của hai sợi quang cần nối kẹp hai đầu lên bộ giá đỡ .

Điều chỉnh cho hai đầu sợi gần nhau (bằng 10% đường kính lõi sợi).

Đóng mạch tia lửa điện. Quá trình này xảy ra tự động thời gian phóng điện được tính toán sao cho phù hợp với từng loại sợi và kích thước của sợi. Nối song nếu khuyết tật phải cho hàn lại.

Gia cố cơ học để bảo vệ mối nối.

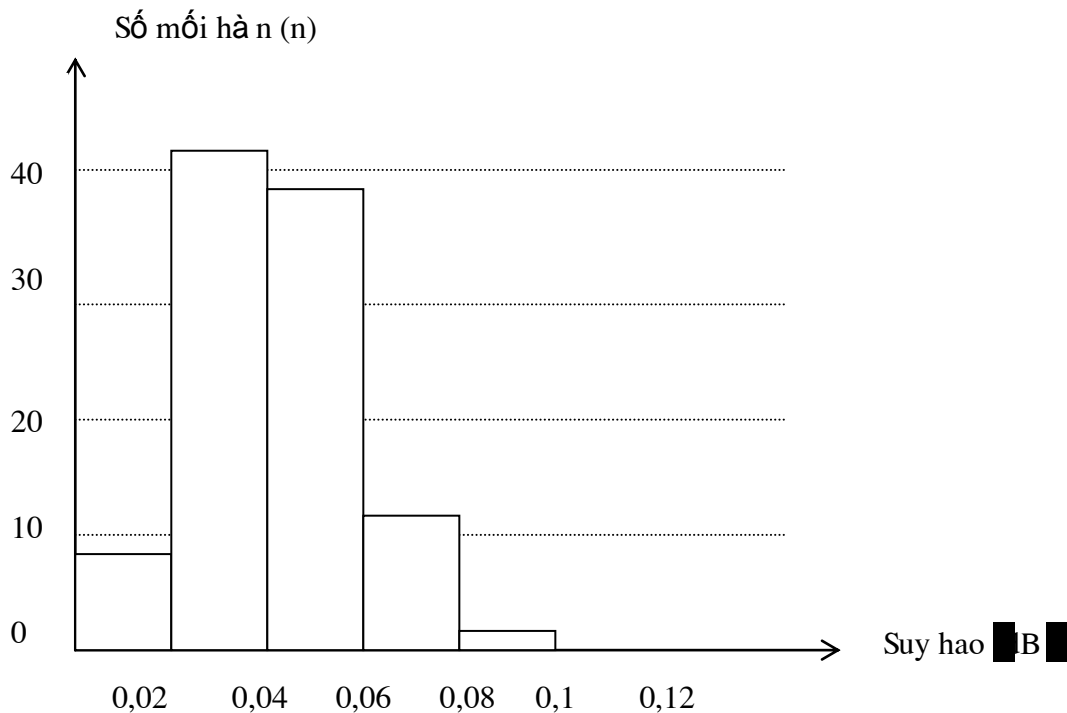
Ngày nay các máy hàn đã được thiết kế hiện đại, việc hàn nối đã được máy hàn tự động làm hết các khâu quan trọng. Con người chỉ thực hiện các động tác đơn giản như: tách sợi, tẩy bỏ lớp bảo vệ, bọc mối nối, hàn nối vỏ gia công chịu lực bảo vệ các tại mối nối. Do đó tiêu hao mỗi hàn nối rất thấp.

Máy hàn cũ sản xuất năm 1992 tiêu hao tại mỗi hàn: $\sigma = 0,2$ $\pm 0,6$ dB.

Máy mới sản xuất năm 1995: $\sigma_{\text{trung bình}} = 0,038$ dB

Trong thực tế thường chấp nhận $\sigma = 0,1$ dB.

Sau đây là một ví dụ suy hao do mỗi hàn của máy Furukawa-S5147S của Nhật



Số mỗi hàn: $n = 100$

Suy hao trung bình: $AVG = 0,038$

Suy hao trên một mối hàn $\sigma = 0,021$

CHƯƠNG VI

HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG

6.1. Khái niệm:

Một hệ thống thông tin quang .

- Linh kiện phát quang ở phần phát.
- Cáp quang .
- Các bộ nối.
- Các thiết bị tiếp vận và các thiết bị ghép kênh.
- Chỗ hàn nối.
- Linh kiện thu quang ở phần thu.

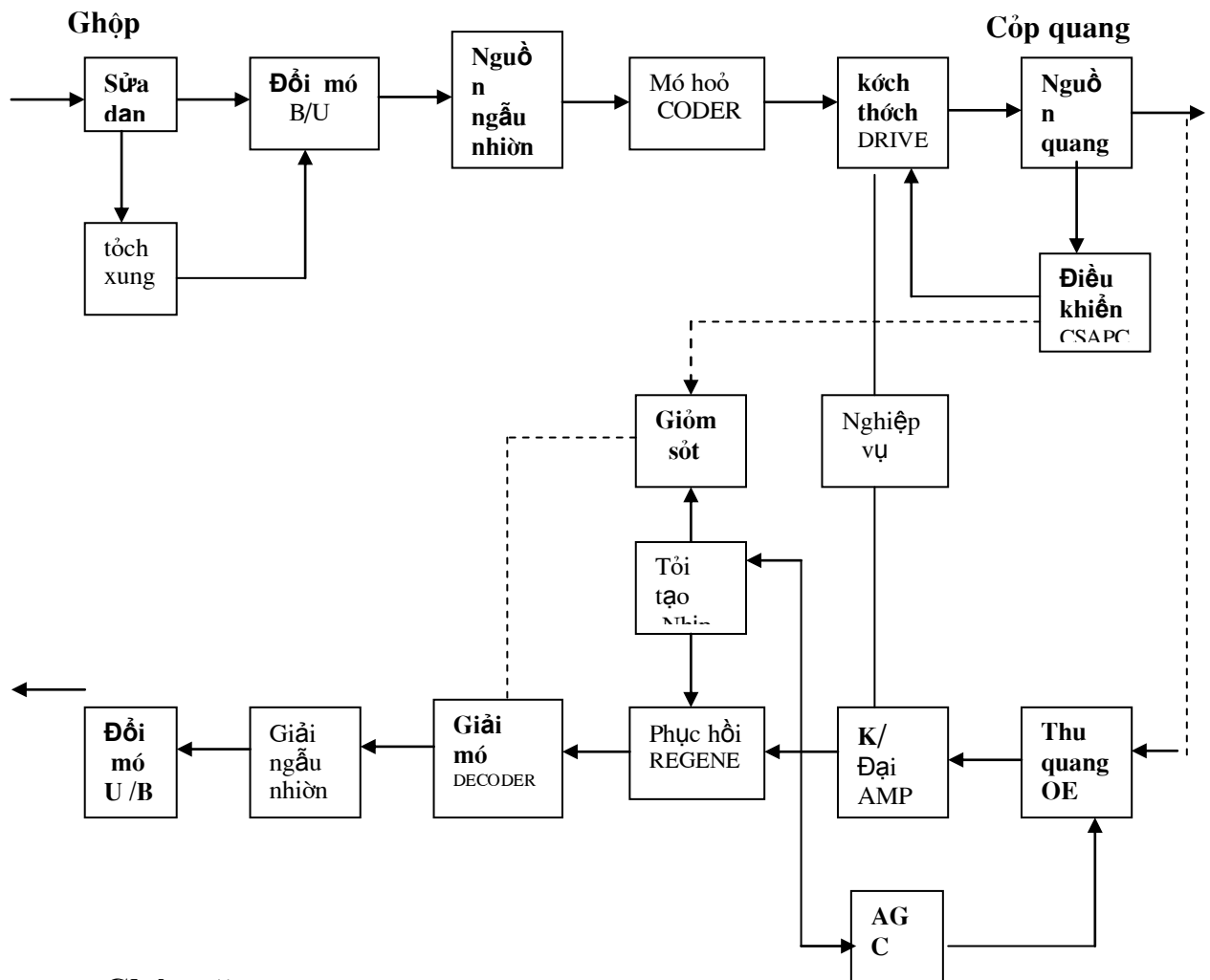
Các hệ thống đang được sử dụng hiện nay thuộc loại điều chế và tách sóng quang trực tiếp , không thông qua một giai đoạn biến đổi tần số quang nào . Và đều truyền tín hiệu số (Digital) Xây dựng từ tín hiệu điều xung mà PCM qua các bước ghép kênh số cấp cao để tận dụng khả năng truyền dẫn băng rộng của sợi quang.

Để mở rộng dải thông tin truyền dẫn và kéo dài cự ly tiếp vận các phần tử sau được chọn.

- Sợi quang : Loại sợi đơn mode SM hoạt động ở bước sóng 1300nm hoặc 1550 nm .
- Nguồn quang : Sử dụng Laser đơn mode .
- Tách sóng quang: Sử dụng diode quang APD hoặc PIN-FET.

6.2. Cấu trúc hệ thống.

6.2.1 Sơ đồ tuyến :



Chức năng :

Hướng phát : Tiếp nhận tín hiệu từ thiết bị ghép kênh đưa đến , đổi tín hiệu điện sang dạng mã thích hợp với đường dây quang và cho tín hiệu điện kích thích luồng quang phát ra tín hiệu quang.

Hướng thu : Tín hiệu quang được chuyển thành tín hiệu điện . Sau khi được khuếch đại , phục hồi , tín hiệu điện được chuyển sang dạng mã thích hợp với thiết bị ghép kênh.

6.2.2 Hướng phát :

■ **Sử dụng:** Từ đầu vào (ghép kênh) có một chuỗi xung tín hiệu điện đưa đến. Đi qua bộ xử lý xung , san bằng sau khi đã được khuếch đại . Đồng thời được đồng bộ (xác định xung dock).

■ **Biến đổi mã :** B / U (Bipolar Unipolar).

Mã truyền dẫn của tín hiệu điện thường là mã nhị cực có 3 trạng thái +v, 0,-v . Không phù hợp với đường truyền dẫn quang. Là loại chỉ truyền hai trạng thái sáng và

tối . Do đó khối đổi mã chuyển tín hiệu ở mã nhị cực sang mã đơn cực . Mã nhị cực thường dùng là mã HDB3 còn mã đơn cực thường dùng là mã NRZ.

■ **Ngẫu nhiên hoá :** (SCR : Scrambler) Có tác dụng chộn chuỗi xung một cách ngẫu nhiên theo một quy luật nhất định để tránh sự lặp lại một chuỗi dài các bit giống nhau . Sự tráo trộn này nhằm làm cho sự phân bố của tín hiệu cần truyền đồng đều hơn.

■ **Mã hoá :** Lại một lần nữa chuỗi xung được đổi sang dạng mã thích hợp hơn với đường truyền dẫn quang. Loại mã này tác dụng tránh tình trạng xuất hiện các nhóm bit “1” hoặc “0” liên tiếp đầu thu không nhận được , chứa một số nhóm bit để phát hiện lỗi .Loại mã thường dùng là mã 5B. 6B. Mỗi nhóm 5bit đổi thành 6bit.

■ 5B : gồm 32 nhóm tổ hợp .	6B : Gồm 64 tổ hợp.
00000	000000
00001	000001
.....
11111	111111

Trong 64 hàng của mã 6B người ta chọn lấy 32 hàng không chứa 5 số 0 liên tiếp và 5 số 1 liên tiếp . Do đó 32 trường hợp 5B cho tương ứng với 32 hàng của 6B được chọn .

Số bit 5B đổi thành 6B tăng thêm 20% .Tức là tốc độ bit tăng lên 6/5 lần khi dùng mã 5B6B.

Nếu truyền tốc độ 34Mb/s , thì tốc độ trên đường dây quang là 42Mb/s , 140 Mb/s trở thành 168 Mb/s. Người ta có thể dùng 32 tổ hợp thừa để phát hiện lỗi.

■ **Mạch kích thích :** Tổng hợp dòng điện phân cực và chuyển xung tín hiệu để kích thích nguồn quang. Chuyển từ U_{xung} ng.

■ **Nguồn quang :** Linh kiện thường là laser. Công suất phát laser luôn được mạch điều khiển công suất APC , thăm dò để điều chỉnh dòng phân cực nhằm giữ cho công suất quang được ổn định .

6.2.3 Hướng thu:

■ **Mạch thu quang :** Biến đổi tín hiệu quang sang tín hiệu điện sử dụng diode thu quang có thể là PIN hoặc APD. Trong đó có mạch tiền khuếch đại.

■ **Khối khuếch đại :** Tín hiệu thu, điều chỉnh được độ khuếch đại để giữ mức tín hiệu ra đồng đều khi tín hiệu vào thay đổi . Mạch điều chỉnh khuếch đại AGC làm nhiệm vụ này.

- Mạch phục hồi : Qua đường truyền ngoài việc biên độ tín hiệu bị suy giảm do suy hao sợi quang , dạng tín hiệu còn bị méo do tán sắc của sợi quang, mạch phục hồi có tác dụng khôi phục lại dạng xung và định lại thời gian nhịp của quang.
- Giải mã : Chuyển từ 6B sang 5B theo quy tắc mã hoá ở đầu phát và phát hiện cảnh báo trong bộ giám sát .
- Giải ngẫu nhiên : Trộn tín hiệu theo quy luật ngược lại quá trình ngẫu nhiên hoá ở đầu phát .
- Đổi mã : Chuyển từ mã đơn cực sang mã nhị cực sau đó truyền đến thiết bị ghép kênh.
- Tín hiệu nghiệp vụ : Được chuyển dạng số , đưa vào mạch kích thích để điều chế biên độ tín hiệu quang của luồng tín hiệu chính . Ở hướng thu tín hiệu nghiệp vụ được tách ra từ khối khuếch đại.

6.2.4 Thiết bị ghép kênh:

Thiết bị ghép kênh trong hệ thống thông tin quang hiện nay là thiết bị ghép kênh số. Tín hiệu điện được biến đổi thành tín hiệu điều chế xung mã (PCM) và ghép kênh trên nguyên tắc phân kênh thời gian(TDM).

Các tiêu chuẩn PCM được dùng hiện nay: Tiêu chuẩn Châu Âu: (REPT) tốc độ luồng số tín hiệu cơ bản là 2,048Mh/s gồm 30 kênh tốc độ mỗi kênh là 64 kB/s.

Tiêu chuẩn Bắc Mỹ và Nhật Bản: Tốc độ luồng cơ bản là 1,54 Mh/s gồm 24 kênh tốc độ , mỗi kênh tốc độ là 64 kB/s.

THỨ BẬC GHÉP CỦA CÁC TIÊU CHUẨN TRÊN CŨNG KHÁC NHAU.

Tiêu chuẩn	Đặc trưng	CẤP BẬC				
		CẤP 1	CẤP 2	CẤP 3	CẤP 4	CẤP 5
Châu Âu	Tốc độ bit	2,048	8,448	34,368	139,264	564,992
	Hệ số nhân	—	4	4	4	4
	Số kênh thoại	30	120	480	1920	7680
Bắc Mỹ	Tốc độ bit	1,544	6,312	44,736	274,176	565
	Hệ số nhân	—	4	7	6	2
	Số kênh thoại	24	96	672	4032	8064
Nhật bản	Tốc độ bit	1,544	6,312	32,728	97,728	397,2
	Hệ số nhân	—	4	5	3	4
	Số kênh thoại	24	96	480	1440	5760

Ở Việt Nam xây dựng hệ thống ghép kênh theo tiêu chuẩn Châu Âu. Một kênh thoại tiêu chuẩn có phổ giới hạn 0,3 ████ 3,4 Khz. Được chuyển sang dạng số có tốc độ 64 Khz . Một kênh truyền thanh được truyền với tốc độ 384 kb/s tương đương 6 kênh thoại.

6.2.5 Thiết bị tiếp vận:

Khác với thiết bị trạm đầu cuối, thiết bị trạm tiếp vận giao tiếp với đường dây quang ở cả hai phía. Trong thiết bị tiếp vận không có các khối mà B/U ngẫu nhiên hoá mà hoà các bộ biến đổi ngược lại. Vì mạng mã trên đường dây quang được giữ nguyên chức năng của các khối còn lại tương tự chức năng của các khối tương ứng trong thiết bị trạm đầu cuối.

6.3 . Mã trong hệ thống thông tin quang.

Chuỗi tín hiệu điện PCM có dạng phù hợp trong môi trường truyền dẫn điện. Thông dụng hiện nay thường là mã HDB-3 là mã nhị phân mật độ cao có cực đại 3 số “0” liên tiếp và có trạng thái -1, 0, +1. Mã này không thể truyền trên sợi quang, do tín hiệu quang chỉ có hai trạng thái sáng và tối. Để phù hợp với trạng thái sáng, tối thì không dùng đơn cực mà dùng là mã NRZ. Người ta thường thực hiện đổi mã theo xu hướng sau.

■ Đối với hệ thống có dung lượng nhỏ, tốc độ 2 hoặc 8 Mb/s, thì áp dụng phương pháp đổi mã đơn giản có thể bằng tần truyền dẫn bị rộng ra nhưng cũng chưa ảnh hưởng, thường dùng là mã 1B/2B tức là truyền 1bit thành 2bit (01 hoặc 10).

■ Đối với hệ thống có dung lượng lớn, tốc độ bit từ 34 Mb/s trở lên thì cần thực hiện đổi mã phức tạp tránh làm tăng độ rộng băng truyền. Một phương pháp đơn giản là đổi mã HDB-3 sang mã đảo cực CMI, quy tắc là một dấu hiệu HDB-3 được đổi thành một dấu hiệu CIM sau:

Dấu hiệu nhị phân	0	1
Dấu hiệu mã HDB-3	0	+1 hoặc -1
Dấu hiệu mã CMI	01	11 hoặc 00

Mã CMI là mã NRZ (Nhị phân đơn cực Not Return to Zero) không trở về mức không. Bit 0 được ký hiệu 01 bit một ký hiệu bằng 11 hoặc 00 trong khoảng khe thời gian.

Bộ ngẫu nhiên hoá : SCN đã làm xáo trộn chuỗi tín hiệu để tránh xuất hiện chuỗi “0” “1” không làm tăng độ rộng băng truyền dẫn. Song không loại trừ hết các chuỗi “0” “1” do tính ngẫu nhiên của nó. Do vậy phải sử dụng thêm hệ mã hoá để biến đổi lại một lần nữa. Hiện nay nhiều hệ thống đang sử dụng loại mã khối 5B6B để làm tăng tốc độ truyền do số bit tăng lên sau khi được mã hoá mà không làm tăng lên nhiều độ rộng băng truyền dẫn.

Sau đây là bảng đổi mã 5B6B của Marconi:

Từ mã 5B	+ 6B	-
00000	110010+	110010-
00001	110011-	100001+

00010	110110-	100010+
00011	100011+	100011-
00100	110101-	100100+
00101	100101+	100101-
00110	100110+	100110-
00111	100111-	000111-
01000	101011-	101000+
01001	101001+	101001-
01010	101010+	101010-
01011	001011+	001011-
01100	101100+	101100-
01101	101101-	000101+
01110	101110-	000110+
01111	001110+	001110-
10000	110001+	110001-
10001	111001-	010001+
10010	111010-	010010+
10011	010011+	010011-
10100	110100+	110100-
10101	010101+	010101-
10110	010110+	010110-
10111	010111-	010100+
11000	111000+	011000+
11001	011001+	011001-
11010	011010+	011010-
11011	011011-	001010+
11100	011100+	011100-
11101	011101-	001001+
11110	011110-	001100+
11111	001101+	001101-

Bảng gồm cột 5B và hai cột 6B. Các tổ hợp 6 bit được dùng có số bit '1' và '0' chênh lệch không quá 2 bao gồm tổ hợp chứa 3 bit '0' và 3 bit '1' hoặc 4 bit '0' và 2 bit '1' hoặc 2 bit '0' và 4 bit '1'. Khi độ chênh lệch bằng hai nhóm bit kế tiếp được tra ở cột khác.

PHẦN II

CÔNG NGHỆ SDH

CHƯƠNG I

GIỚI THIỆU VỀ KỸ THUẬT SDH.

1. CÁC YÊU CẦU PHÁT TRIỂN CỦA MẠNGSDH.

Song song bên cạnh các dịch vụ về thoại, ngày nay người ta phát triển thêm nhiều dịch vụ mới quan trọng như là telefax, truyền dẫn data, truyền dẫn video...trong đó chất lượng và khả năng đáp ứng các yêu cầu đó về băng tần hoặc các giao tiếp tương thích ... luôn luôn đóng một vai trò quan trọng hàng đầu .

Để thoả mãn các yêu cầu trên, ngành viễn thông phải có những thay đổi cần thiết để đáp ứng kịp thời .

Thời gian thiết lập luồng truyền dẫn ngắn dung lượng thoả mãn theo mọi yêu cầu.

Tăng cường khả năng sẵn sàng phục vụ cho các mạng viễn thông .

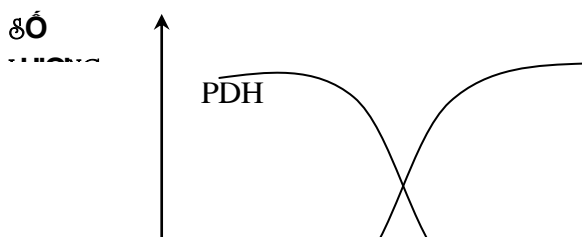
Giá thành thiết lập mạng viễn thông thấp, chi phí dành cho các khoản khai thác,, bảo trì, bảo dưỡng ...phải giảm.

Có khả năng quốc tế hoá dịch vụ.

2. KHÁI NIỆM VỀ SDH : (Synchoronous Digital Hierachy).

Các hệ thống PDH phát triển không đáp ứng được nhu cầu trên do đó phải có một hệ thống truyền dẫn mới trên thế giới. Kỹ thuật SDH ra đời tạo ra một cuộc cách mạng trong ngành viễn thông, thể hiện một kỹ thuật tiên tiến có thể đáp ứng rộng rãi các yêu cầu của các thuê bao, người khai thác cũng như các nhà sản xuất... thoả mãn các yêu cầu đòi hỏi đặt ra cho ngành viễn thông, khắc phục các nhược điểm của thế hệ PDH mà chúng ta đang sử dụng hiện nay.

Trong tương lai thế hệ đồng bộ SDH sẽ ngày càng phát triển mạnh nhờ các ưu điểm vượt trội hơn so với PDH và một điểm quan trọng là SDH có khả năng kết hợp với PDH trong mạng lưới hiện tại, nó cho phép thực hiện việc hiện đại hoá mạng lưới dần dần theo từng giai đoạn phát triển.



HÌNH 1.1: SỰ PHÁT TRIỂN CỦA

Các tiêu chuẩn của SDH được bắt đầu từ năm 1985 tại Mỹ. Bắt đầu là các nỗ lực để tạo ra một mạng giao tiếp quang có thể hoạt động được với tất cả các hệ thống truyền dẫn khác nhau của các sản phẩm khác nhau (*theo tiêu chuẩn của Châu Âu & Châu Mỹ*). Dần dần sau đó các tiêu chuẩn này được mở rộng dần lên để có thể sử lý cho mạng hiện tại và cả cho các loại tín hiệu trong tương lai cũng như cho cả phương tiện vận hành và bảo dưỡng.

Năm 1985 công ty Bellcore là công ty con của công ty Bell tại Mỹ đã đề xuất một kỹ thuật truyền dẫn mới nhằm khắc phục những nhược điểm của hệ thống cận đồng bộ PDH và được đặt tên là SONET (Synchronous Optical Network) mạng quang đồng bộ dựa trên nguyên lý ghép đồng bộ và tất cả các tín hiệu đồng bộ được ghép đồng bộ với nhau, trong đó cáp quang được sử dụng làm môi trường truyền dẫn. Sau đó các tiêu chuẩn về giao tiếp thiết bị cũng được nghiên cứu để có thể kết nối các thiết bị với nhau với những tiêu chuẩn khác nhau mà không gây trở ngại. Khi ứng dụng kỹ thuật mới này vào mạng lưới hiện hữu. Để đáp ứng các tiêu chuẩn đó người ta phải chú ý đến sự tiêu chuẩn hoá các tín hiệu bảo dưỡng, giám sát, chuyển mạch bảo vệ và cả vấn đề quản lý mạng lưới của các loại thiết bị khác nhau đó.

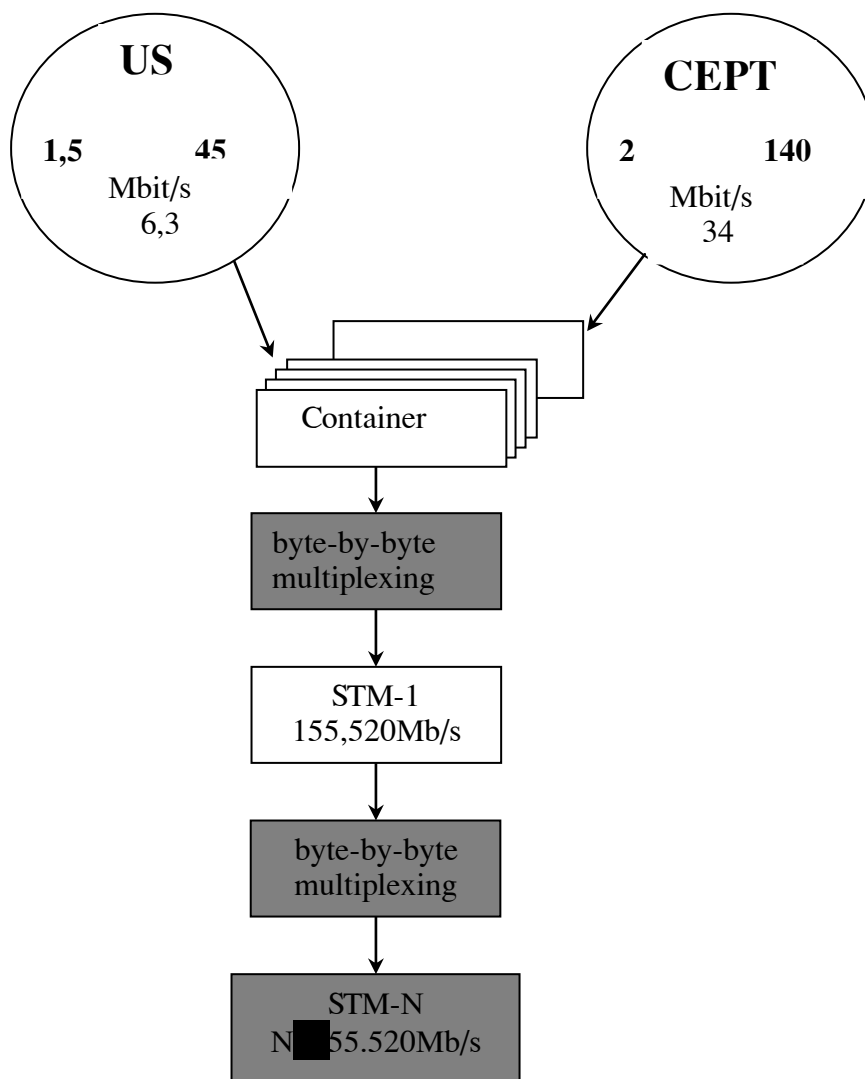
Năm 1988 một tiêu chuẩn quốc gia của Mỹ đã được thông qua đồng thời với SONET cũng đã gây được sự chú ý và cũng được phát triển tại Châu Âu bởi các nhà sản xuất dựa trên một tiêu chuẩn riêng để phù hợp với các mạng PDH theo tiêu chuẩn Châu Âu đang hiện hành. CCITT đã đề xuất các tiêu chuẩn của hệ thống SDH.

SDH được xây dựng để tạo ra một mạng tiêu chuẩn quốc tế, nó cho phép tiếp nhận được tất cả các tín hiệu PDH trước đây.

Tiêu chuẩn phân cấp số đồng bộ SDH xây dựng theo các tiêu chuẩn do ITU-T đề xuất dựa trên cơ sở một hệ thống các khuyến nghị sau:

- G.707 Các mức phân cấp số đồng bộ

- G.708 Giao diện tại nút mạng cho phân cấp số đồng bộ .
- G.709 Cấu trúc ghép kênh SDH.
- G.780 Các định nghĩa và thuật ngữ trong lý thuyết SDH.
- G.781 Cấu trúc của các khuyến nghị đối với thiết bị ghép kênh SDH.
- G.782 Các loại và các đặc tính chung của thiết bị ghép kênh SDH.
- G.783 Các đặc tính của các khối chức năng thiết bị ghép kênh SDH.
- G.784 Quản lý SDH.
- G.957 Giao diện quang cho các thiết bị và các hệ thống liên quan đến SDH.
- G.958 Các hệ thống truyền dẫn SDH sử dụng cáp sợi quang.



Hỡnh 1.2: Khỏỉ niệmm SDH

3. CÁC ĐẶC TÍNH CỦA PDH & SDH:

3-1. Nhược điểmm của hệ thống PDH:

- Mạng PDH chủ yếu đáp ứng các dịch vụ điện thoại, đối với các dịch vụ mới như: mạng ISDN, truyền data, dịch vụ điện thoại truyền hình... thì mạng PDH khó có thể đáp ứng được.

- Mạng PDH không linh hoạt trong việc kết nối các luồng liên tục. Khi có nhu cầu rút luồng từ một luồng có dung lượng lớn thì phải qua các cấp độ trung gian để hạ tốc độ từ cao xuống thấp tương ứng, cũng như việc ghép luồng cũng phải trải qua đầy đủ các cấp từ tốc độ thấp lên tốc độ cao. Điều này rõ ràng thể hiện tính không mềm dẻo, không thuận tiện cho việc kết nối, cần phải có đủ các cấp thiết bị để giải ghép luồng do đó không tiết kiệm và khó thực hiện đồng thời đòi hỏi nhiều thiết bị phức tạp.

- Các thông tin về bảo trì không được liên kết trên toàn tuyến thông tin mà chỉ đối với từng đoạn truyền dẫn riêng lẻ. Thủ tục bảo trì cho toàn tuyến phức tạp.

- Chưa có tiêu chuẩn chung cho thiết bị đường dây, các nhà sản xuất chỉ có tiêu chuẩn đặc trưng riêng cho từng thiết bị riêng của họ.

- Có nhiều thiết bị ghép luồng. Một luồng 2Mb/s có thể sẽ đi qua nhiều hướng khác nhau trước khi đi đến đích do đó vấn đề quản lý luồng tại mỗi trạm phải đồng bộ và chặt chẽ. Trong thực tế nhiều khi sinh ra lỗi lầm trong quản lý hoặc đấu nối không chỉ ảnh hưởng đến luồng đang kết nối mà có thể gây ra mất liên lạc cho những luồng đang khai thác.

Hệ thống PDH thiếu các phương tiện giám sát, đo thử từ xa mà chỉ tiến hành ngay tại chỗ.

3-2. Đặc điểm của SDH .

3-2-1. Ưu điểm của SDH.

Trong PDH việc ghép kênh được tiến hành tại mỗi cấp, quá trình ghép phải qua lần lượt các mức trung gian từ 2 á 140 Mb/s. Việc truy nhập trực tiếp tới một luồng 2Mb/s trong một luồng 140 Mb/s là không thể thực hiện được chẳng hạn như khi cần nối chéo các luồng 2Mb/s thì phải thực hiện hạ kênh từ luồng 140 Mb/s qua nhiều cấp xuống đến 2Mb/s rồi mới dùng cáp nhảy để nối chéo. Mạng lưới này rất cồng kềnh phức tạp và không linh hoạt đồng thời chi phí vận hành rất lớn do đòi hỏi nhiều sức lao động trong các khâu lắp đặt chuyển cấp...

Đối với SDH thì ưu điểm nổi bật là đơn giản hoá mạng lưới, linh hoạt trong sử dụng khai thác. Khác với PDH, trong mạng SDH quá trình ghép kênh chỉ thực hiện qua một giai đoạn, do đó việc tách một kênh 2 Mb/s trong một luồng tốc độ cao là đơn giản. Hơn nữa, việc sử dụng phần mềm trong quản lý bảo dưỡng luồng 2Mb/s đã làm cho việc đấu chéo các luồng số 2Mb/s trở nên thực sự đơn giản và nhanh chóng. Chính vì thế việc vận hành và quản lý mạng lưới đơn giản hơn nhiều so với cùng công việc này ở mạng PDH.

- Trong SDH tốc độ bit lớn hơn 140 Mb/s lần đầu tiên được tiêu chuẩn hoá trên phạm vi toàn thế giới.

- Mã truyền dẫn của tín hiệu quang được tiêu chuẩn hoá tương thích với các thiết bị của các nhà sản xuất.

- Có cấu trúc khối: Tốc độ bit và cấu trúc khung của cấp cao hơn được tạo thành từ tốc độ bit và cấu trúc khung của luồng cơ bản cấp thấp hơn do đó việc tách ghép luồng thông tin dễ dàng.

- Có các kênh riêng cho giám sát, quản lý, đo thử hoặc điều khiển trong phân mạng quản lý.

- Tất cả các tín hiệu PDH có tốc độ thấp hơn 140 Mb/s đều có thể ghép được vào cấp SDH thấp nhất là STM-1 có tốc độ 155Mb/s.

3-2-2. Nhược điểm của hệ thống SDH:

- Kỹ thuật phức tạp hơn do phải ghi lại sự tương quan về phase giữa các tín hiệu luồng và overhead.

- Việc nhồi byte-byte tăng độ jitter hơn kiểu bit-bit của PDH.

- Đồng hồ phải cung cấp từ ngoài.

- Truyền dư thừa và thiếu mức 8Mb/s.

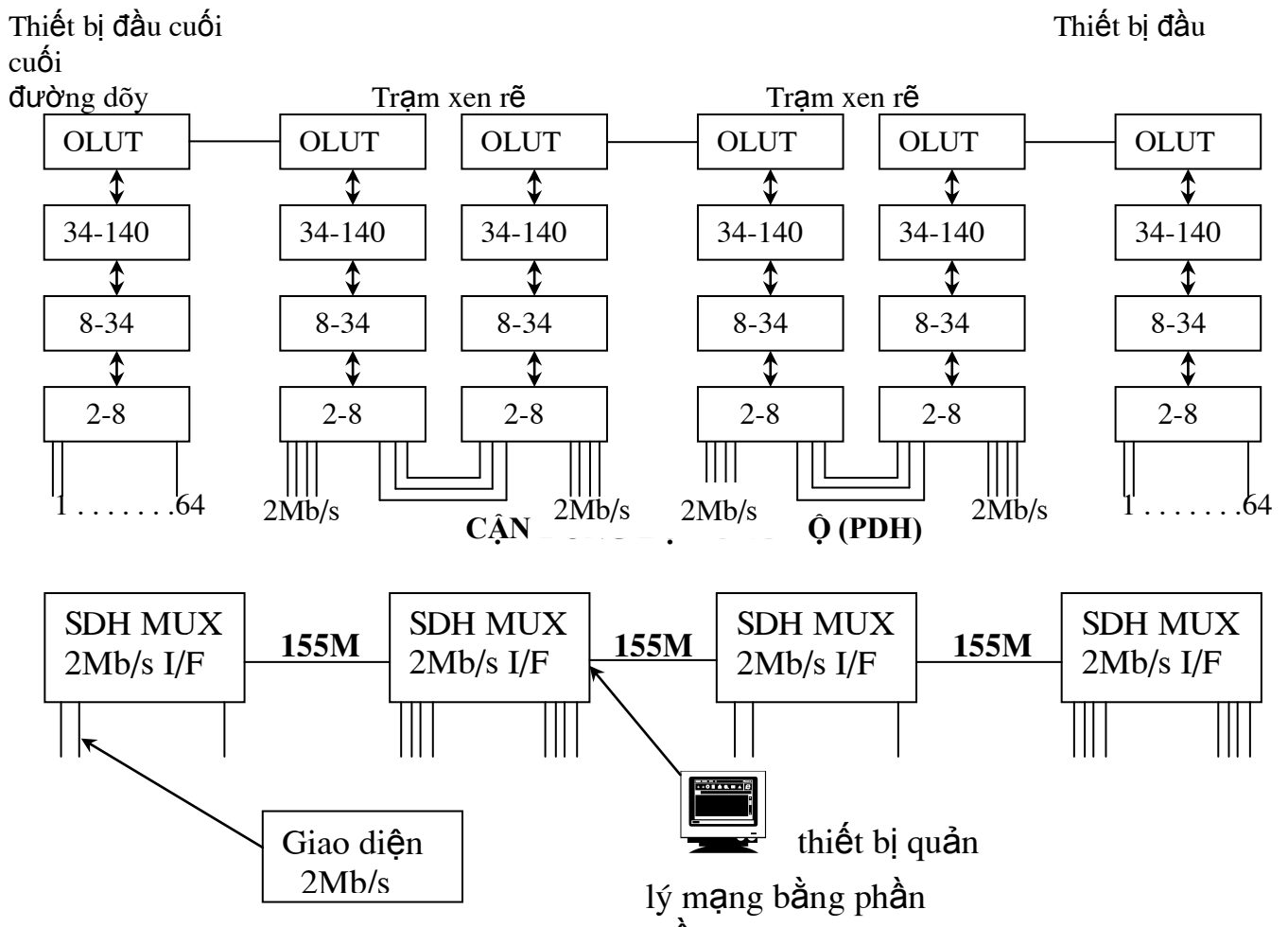
- Ta có thể tóm tắt sự tương quan khác nhau giữa kỹ thuật PDH & SDH như sau:

PDH	SDH
Bộ dao động nội dao động tự do	Dao động nội được đồng bộ với đồng hồ ngoài
Ghép kênh không đồng bộ	Ghép kênh đồng bộ
Cấu trúc khung đặc trưng	Cấu trúc khung đồng nhất
Ghép luồng theo nguyên lý ghép xen bit	Ghép luồng theo nguyên lý xen byte
Truy nhập luồng riêng lẻ sau khi sau khi giải ghép đến cấp tương đương	Truy nhập trực tiếp tới luồng tốc độ cao hơn

4. PHÂN CẤP HỆ THỐNG SDH

Ngày nay có ba cấp của tín hiệu SDH được định nghĩa. Cấp và mức bit được chỉ ra trong bảng sau:

MỨC SDH	TỐC ĐỘ BIT
STM-1	155,52 Mb/s
STM-4	622,08 Mb/s
STM-16	2488,32 Mb/s



SDH Đơn giản hoá mạng lưới CAU TRUC GHEP KENH

1. Cấu trúc ghép kênh cơ bản:

STM (Synchronous Transport Module)- Modul truyền đồng bộ.

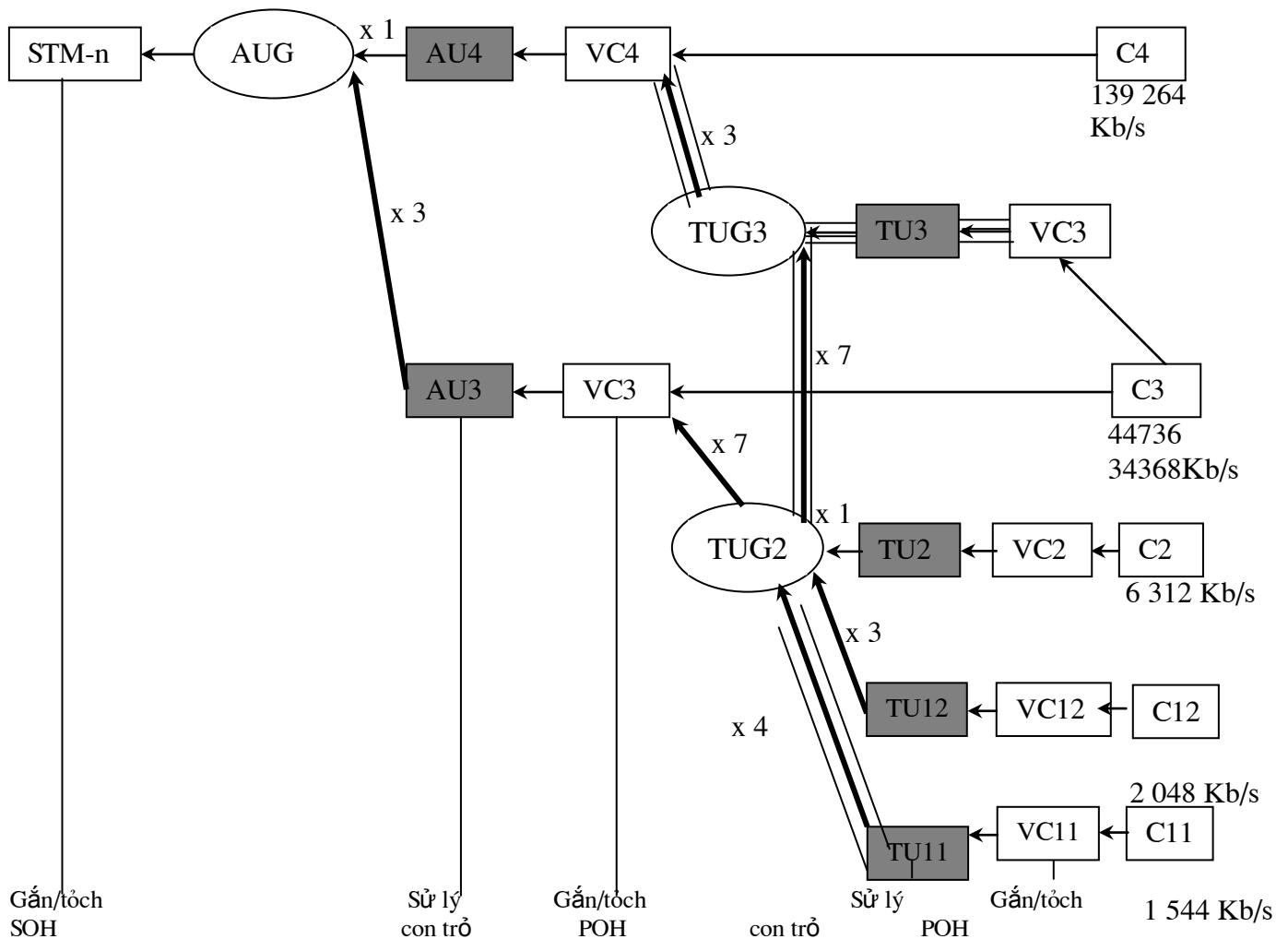
Các cấp STM-n được ghép từ STM-1

Các tín hiệu PDH có thể được ghép vào SDH và được truyền dẫn thông qua hệ thống này, điều này giải thích tại sao CCITT đề xuất ra STM-1 vì tất cả các tín hiệu PDH 1,5 Mb/s đến 140 Mb/s có thể ghép vào trở thành tín hiệu SDH theo kiến nghị G.707

Trong đó :

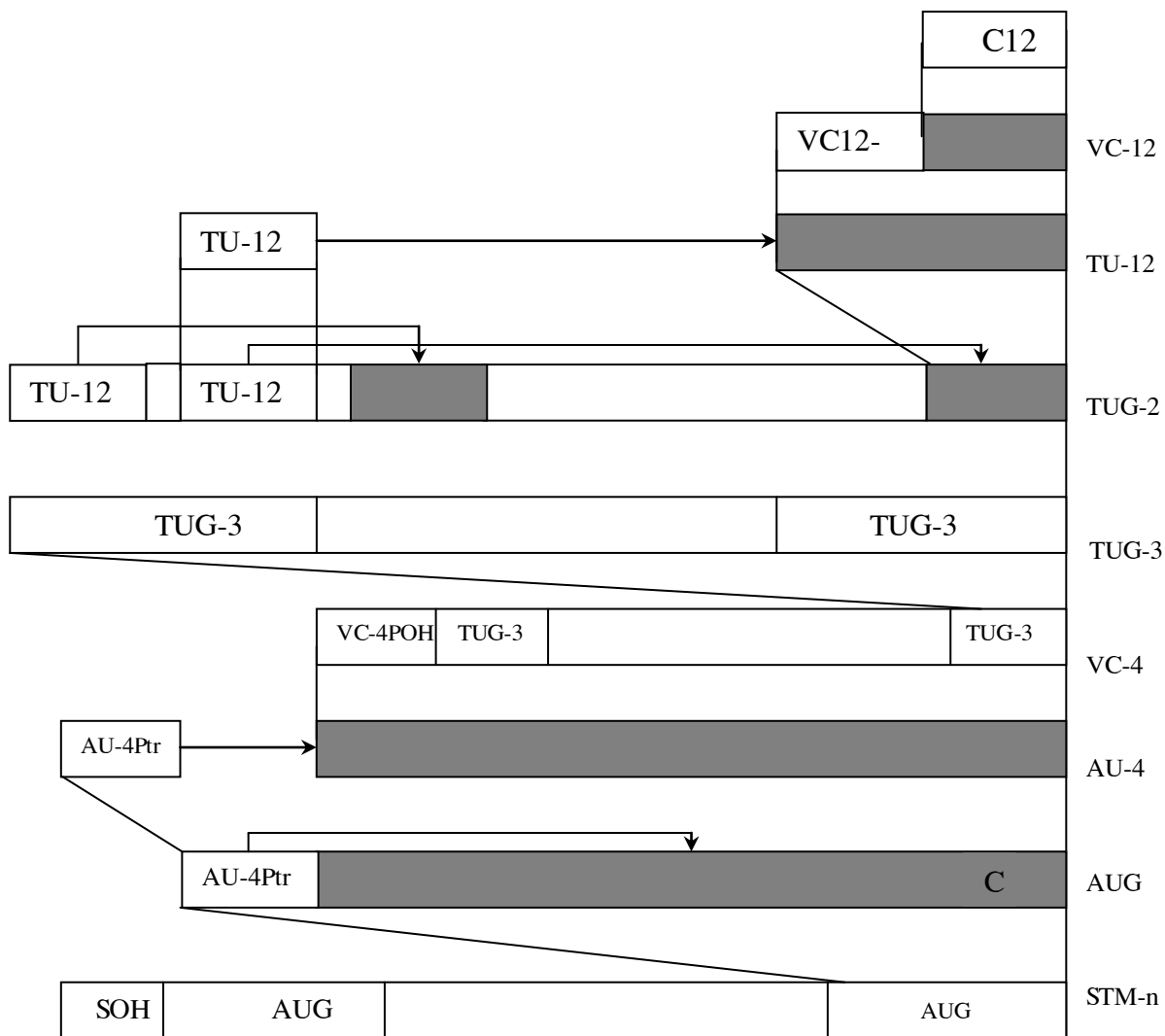
- C_n : Container (cấp n)
- VC_n : Virtual Container (cấp n)
- TU_n : Tributary Unit
- đường
- TUG_n : Tributary Unit Group
- AU : Administrative Unit
- AUG : Administrative Unit Group
- POH : Path OverHead
- SOH : Section OverHead

- Đơn vị chứa thông tin
- Container ảo cấp n
- Đơn vị luồng cấp n, sử lý con trở khi nhân 3
- Nhóm đơn vị luồng
- Đơn vị quản lý
- Nhóm đơn vị quản lý
- Thông tin giám sát, từ mào đầu của đoạn thông tin quản lý, từ mào đầu của đường

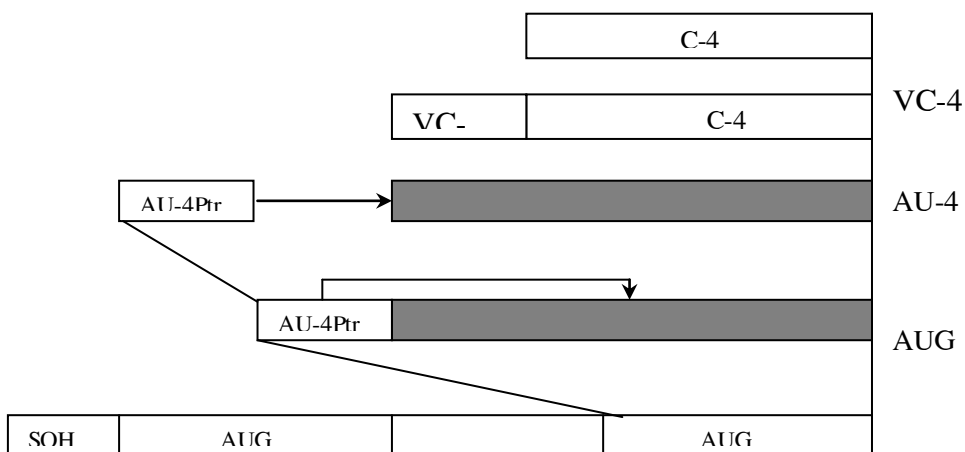


- ← Ghép kênh
- ← Sắp xếp, hiệu chỉnh
- ← Sử lý con trở
- ← Lựa chọn của ETSI

Ghép kênh SDH



Sơ đồ ghép kênh từ C-12 qua AU-4



Sơ đồ ghép kênh từ C-4 qua AU-4

2. Cấu trúc các khối:

2.1. Container C:

Là đơn vị truyền dẫn nhỏ nhất trong khung truyền dẫn, là nơi ta bố trí vào đó các luồng tín hiệu truyền dẫn cấp thấp nhất như là các luồng PDH, luồnghình, luồngh số liệu.

Có các loại Container được sử dụng để tương thích với các tốc độ truyền dẫn khác nhau cho hai hệ SONET và SDH.

KÍ HIỆU	TÍ N HIỆU ĐƯỜNGTRUYỀN Mb/s
C-11	1,544
C-12	2,048
C-2	6,312
C-3	44,736 & 34,368
C-4	139,264

Bảng 2.1: Các loại container

Các dữ liệu được ghép vào container theo nguyên lý ghép theo bit hoặc theo byte. Đối với tín hiệu cận đồng bộ tín hiệu container gồm có:

- Các luồng dữ liệu (*như là tín hiệu PDH*)
- Các bit hoặc byte nhồi cố định trong khung không mang nội dung thông tin mà chỉ sử dụng để tương thích tốc độ bit của tín hiệu PDH được ghép với tốc độ bit của container cấp cao hơn.
- Ngoài ra còn có các byte nhồi không cố định để đạt được sự đồng chỉnh một cách chính xác. Khi cần thiết các byte nhồi này có thể được sử dụng vào các byte dữ liệu (*Data Byte*). Trong trường hợp này trong khung còn có bit điều khiển nhồi để thông báo cho đầu thu biết cả byte nhồi không cố định này có thể là byte dữ liệu hoặc là byte nhồi thuần túy.

Tùy theo kích thước của luồng Data đầu vào mà ta gán cho nó container C tương ứng phù hợp

2.2. Container ảo VC (*Virtual Container*).

Một VC là sự kết hợp của container C với POH ($VC = C + POH$) để tạo thành một khung hoàn chỉnh truyền đến đầu thu. Chức năng của POH là mang thông tin hỗ trợ, giám sát và bảo trì đường truyền đồng thời thông báo vị trí mà container sẽ được chuyển

đến. Trong VC thì POH được gắn ở đầu khung và tại đầu thu sẽ được dịch ra trước khi container được giải mã.

VC cũng có tùy loại tương ứng với kích thước của container C. Một VC có thể được truyền riêng rẽ trong một khung STM-1 hoặc là truyền xen kẽ nhau trong một

VC lớn hơn rồi mới được truyền tới STM-1. Ta có thể phân biệt hai cấp VC tùy theo container C như sau:

- Tất cả container khi được ghép trong một container lớn hơn thì được gọi là container cấp thấp LOC (*Low Order Container*) tương ứng với container ảo cấp thấp LOVC (*Low Order Virtual Container*) đó là VC-11, VC-12, VC-2 & VC-3.

- Tất cả các container được truyền trực tiếp trong khung STM-1 thì được gọi là container cấp cao HOC (*Hight Order Container*) tương ứng ta có container ảo cấp cao HOVC (*High Order Virtual Container*) đó là VC-4 và trong trường hợp VC-3 được truyền trực tiếp vào khung STM-1 thì VC-3 cũng được coi là HOVC.

+ Cấu trúc của các VC:

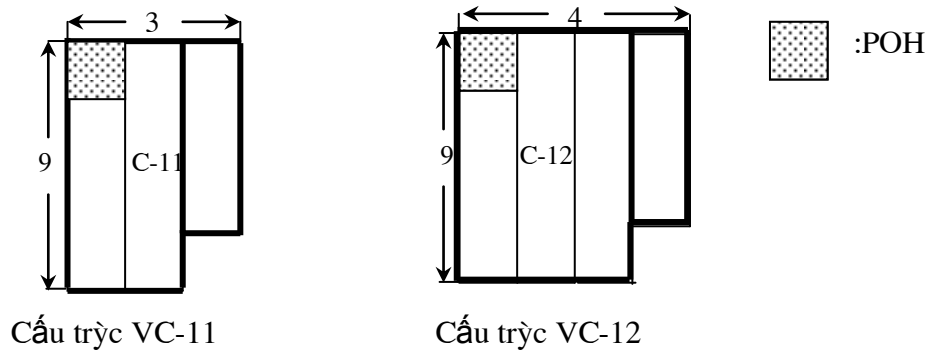
VC-11: Gồm 25 byte dữ liệu cộng với một byte POH được sắp xếp trên 3 hàng dọc 9byte. Được sử dụng để truyền dẫn tín hiệu 1,5 Mb/s theo tiêu chuẩn châu Mỹ.

VC-12: Gồm 34 byte dữ liệu cộng với một byte POH được sử dụng để tương thích với luồng 2 Mb/s theo tiêu chuẩn châu Âu và được sắp xếp theo 4 hàng dọc 9 byte. Có 3 loại tín hiệu 2Mb/s sau có thể được bố trí trong VC-12:

Tín hiệu 2 Mb/s không đồng bộ: Cho phép mang tín hiệu 2Mb/s nhưng không có khả năng giám sát trên từng bit.

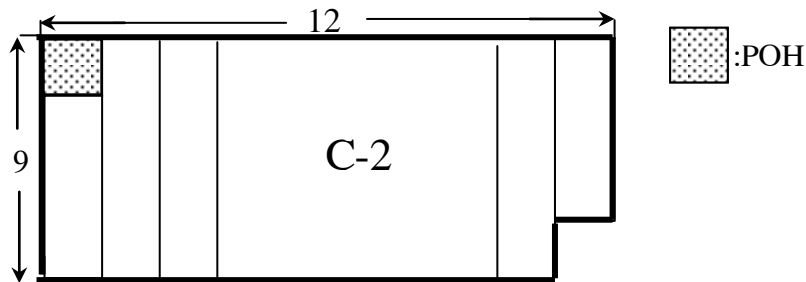
Tín hiệu 2 Mb/s đồng bộ bit (bit Synchronous): Cho phép giám sát trên từng bit nhưng không nhận dạng được khung.

Tín hiệu 2 Mb/s đồng bộ byte: Chỉ phép giám sát và nhận dạng tất cả các bit dữ liệu



Cấu trúc VC

VC-2: Gồm 160 byte dữ liệu và một byte POH dùng để tương thích với luồng 6,312 Mb/s theo tiêu chuẩn của Mỹ. Cấu trúc gồm 12 cột 9 byte (*1cột = 9byte*).



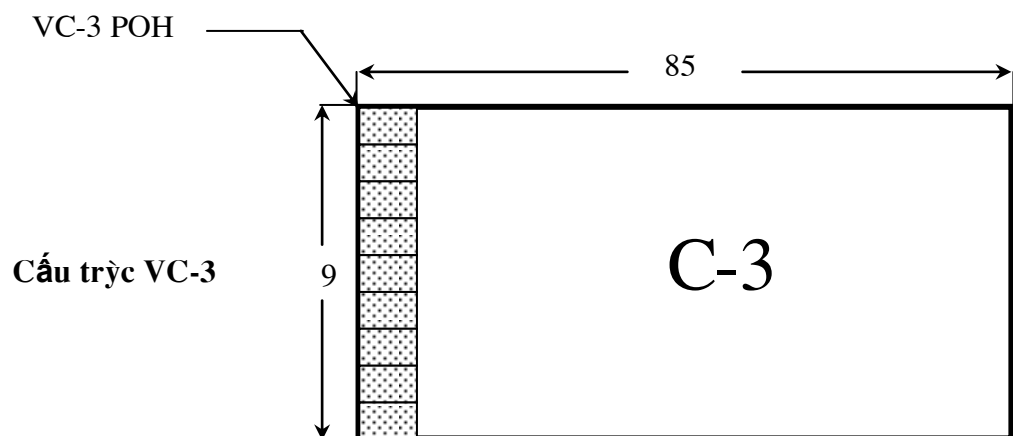
Cấu trúc VC-2

VC1x/VC-12: Có thể được truyền đi theo phương thức xen byte vào trong VC-3 hoặc VC-4.

VC1x/VC-2: Được truyền đi theo từng đa khung 500 ms gồm có 4 khung 125 ms và được gắn vào trong một TU, các con chữ gắn vào các VC1x/VC-2 theo từng 125 ms một.

VC-3: Gồm 756 byte dữ liệu cộng với 9 byte POH sắp xếp trên một hàng dọc trong đó mỗi byte POH

Thực hiện một chức năng riêng của mình. Cấu trúc gồm 85 cột mỗi cột chứa 9 byte.



2.3. Đơn vị luồng TU (Tribuari Unit):

Gồm VC cộng với Pointer : $TU = VC + Ptr.$

Trước khi chuyển đến STM-1 để được phát đi các cấp, VC cấp thấp sẽ được ghép vào một VC cấp cao hơn. Để tạo ra mối liên quan giữa phase của các VC người ta dùng Ptr (*Pointer*) ghép theo vào VC tại một vị trí cố định trong VC đó và thông báo sự bắt đầu của VC đó. Tương ứng với VC, TU cũng có nhiều bậc từ 1

Việc truyền dẫn các byte pointer sẽ xảy ra lần lượt. Cứ một khung 125 ms sẽ có một byte pointer. Byte pointer ghép theo vào VC tại một vị trí cố định trong khung cấp cao hơn (*VC-3 hoặc VC-4*). Như vậy tổng cộng sẽ có 3 byte pointer cho vào 3 khung 125 ms còn byte thứ tư của đa khung 500 ms cũng mang một byte pointer nhưng byte này chưa được quy định rõ chức năng hiện nay nó đang được dùng để dự phòng.

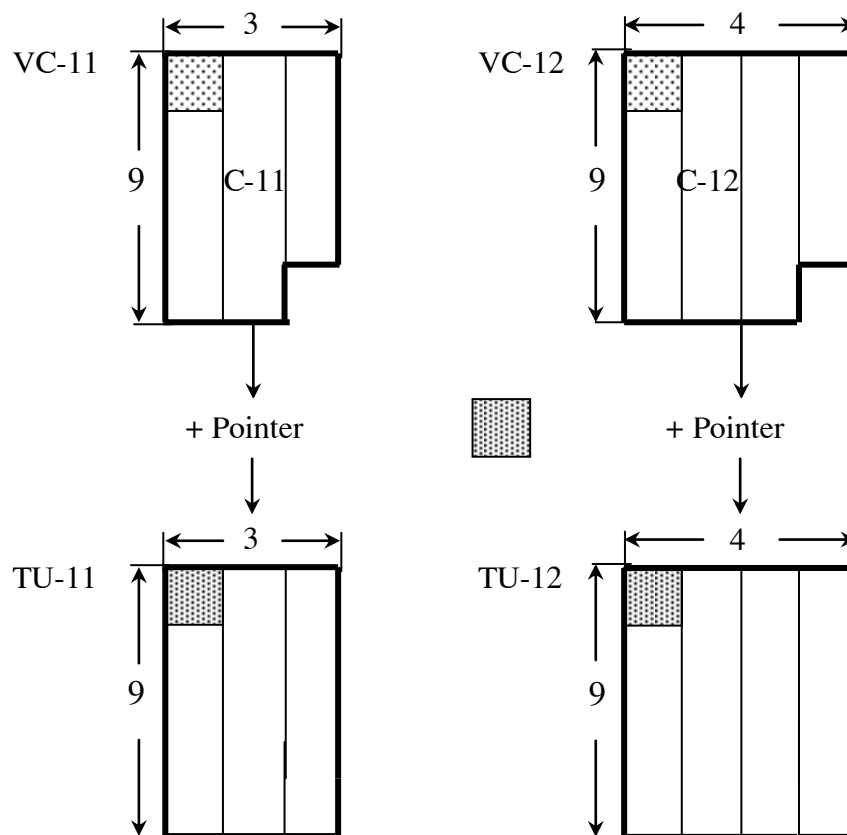
+ Cấu trúc của các khung TU:

- Các TU-11, TU-12, TU-2 đều được cấu tạo bởi các VC tương ứng cộng thêm một byte pointer:

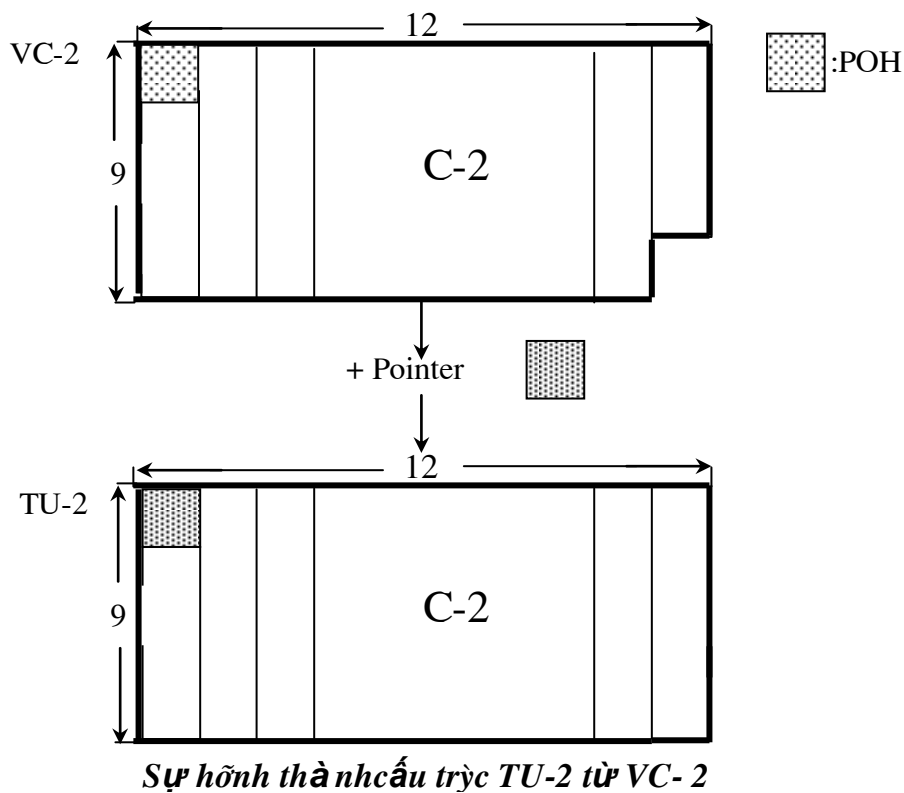
$$TU-11 = VC-11 + Ptr.$$

$$TU-12 = VC-12 + Ptr.$$

$$TU-2 = VC-2 + Ptr.$$



Sự hình thành cấu trúc TU-11 & TU-12



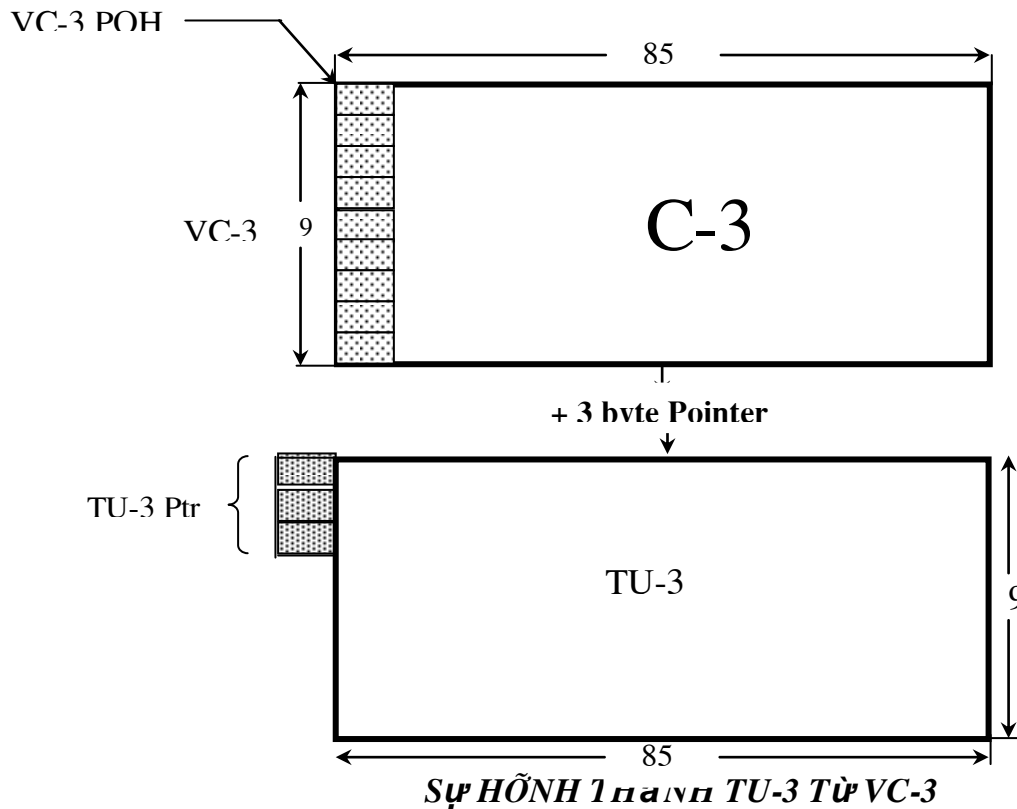
- TU-3:

$$\text{TU-3} = \text{VC-3} + \text{Ptr.}$$

3 xVC-3 có thể được ghép vào VC-4 theo nguyên tắc xen từng byte sau đó được phát đi trong khung AU-4. Trong quá trình truyền dẫn đó có 2 cấp pointer được ghép vào :

Pointer AU-4 trong SOH để chỉ thị VC-4 trong khung STM-1.

3 pointer TU-3 (mỗi pointer 1 byte) được gắn vào trong VC-4 để thông báo vị trí của VC-3 trong khung VC-4.



2.4. Nhóm đơn vị luồng TUG (Tributary Unit Group).

TUG là một nhóm các TU ghép lại theo phương thức xen byte. Có 2 loại TUG đó là TUG-2 và TUG-3.

+ Cấu trúc các TUG:

- TUG-2:

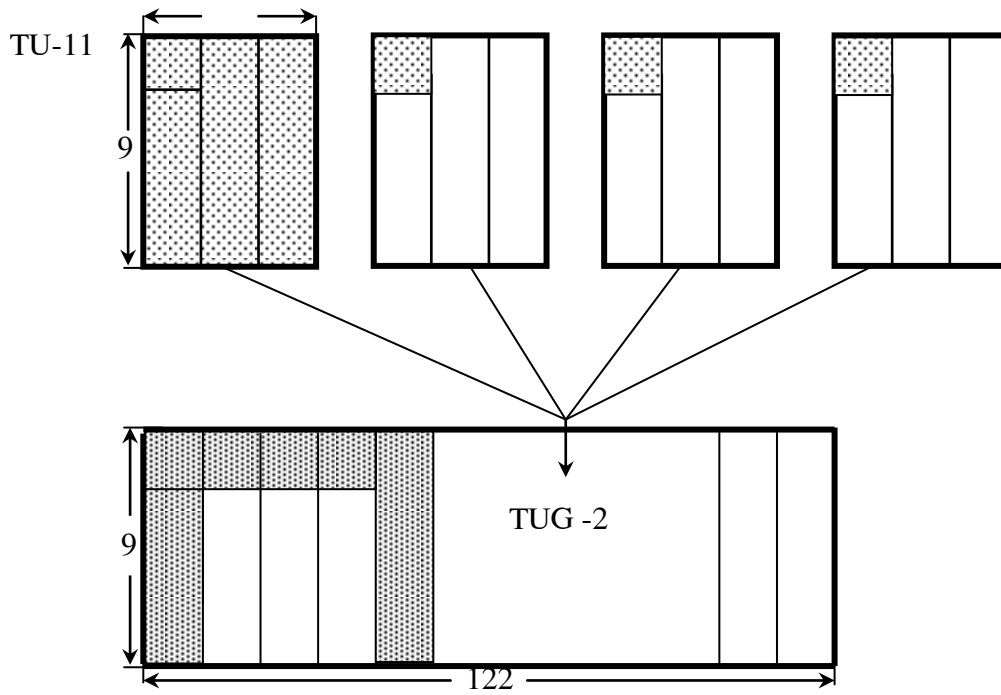
Một TUG-2 có thể hình thành bởi:

$$\text{TUG-2} = 3 \times \text{TU-13}$$

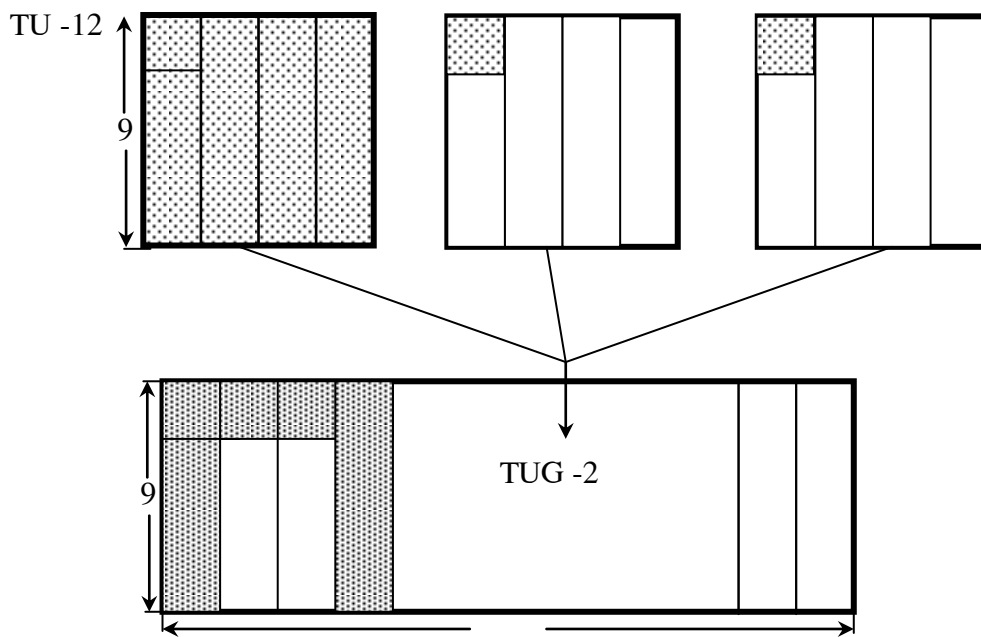
$$\text{TUG-2} = 4 \times \text{TU-11}$$

$$\text{TUG-2} = 1 \times \text{TU-2}$$

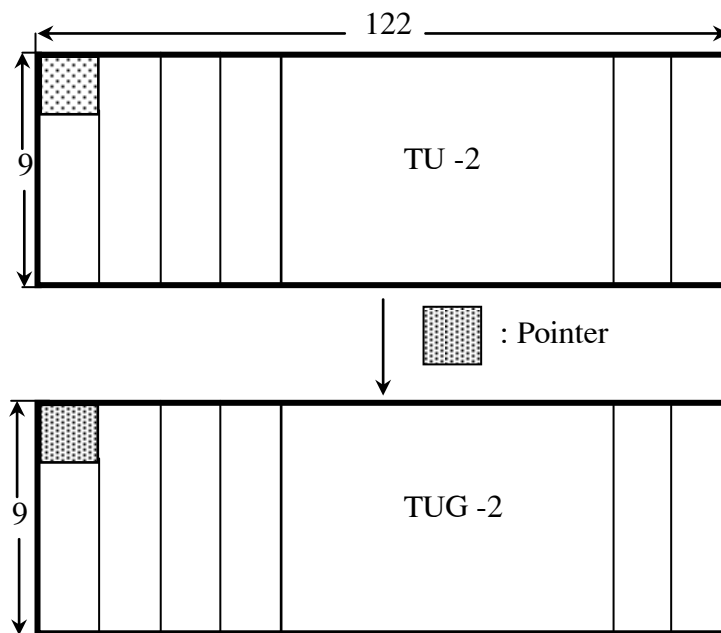
Do vậy TUG-2 có kích thước là 108 byte với tốc độ bit là 6912 Kb/s.



TUG-2 hõnh thà nh từ cõc TU-11



TUG-2 hõnh thà nh từ cõc TU-12



Hỡnh 1.12: TUG-2 hỡnh thà nh từ cỏc TU-2

Nhận xét:

Các byte đầu tiên của hàng đầu tiên tương ứng với từng kiểu cấu trúc là các byte pointer các byte sau đó là các byte data.

TU-2 có kích thước tương ứng với một TUG-2 .

Có hai cách để bố trí VC-12 vào trong TUG-2: Chốt(*Locked mode*) và nổi(*Floating mode*).

Kiểu Floating cho phép các VC được gắn vào khung TUG tại một vị trí nào đó và sử dụng pointer liên kết với mỗi VC để chỉ thị điểm bắt đầu của VC trong TUG-2. Vị trí con trỏ sẽ được gắn cố định trong TUG tương ứng bất kể vị trí của VC.

Kiểu Locked thì ngược lại, VC được gắn vào TUG-2 tại một vị trí cố định và do đó không cần sử dụng pointer như trong kiểu Floating.

TUG-3:

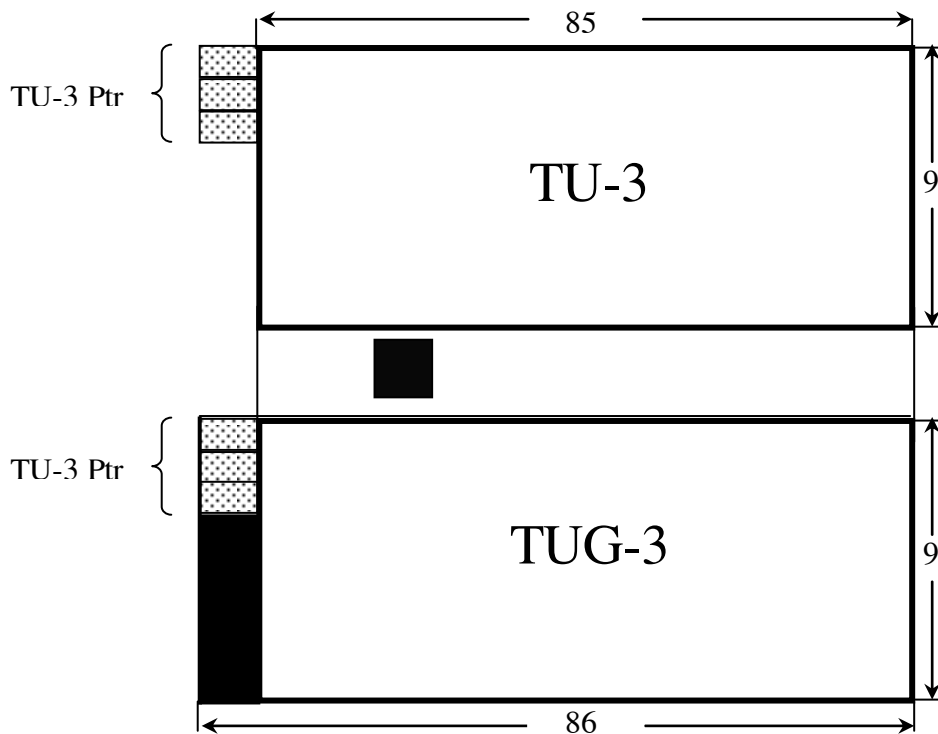
Một TUG-3 có thể được hình thành bởi:

$$\text{TUG-3} = 1 \times \text{TU-3.}$$

$$\text{TUG-3} = 7 \times \text{TUG-2}$$

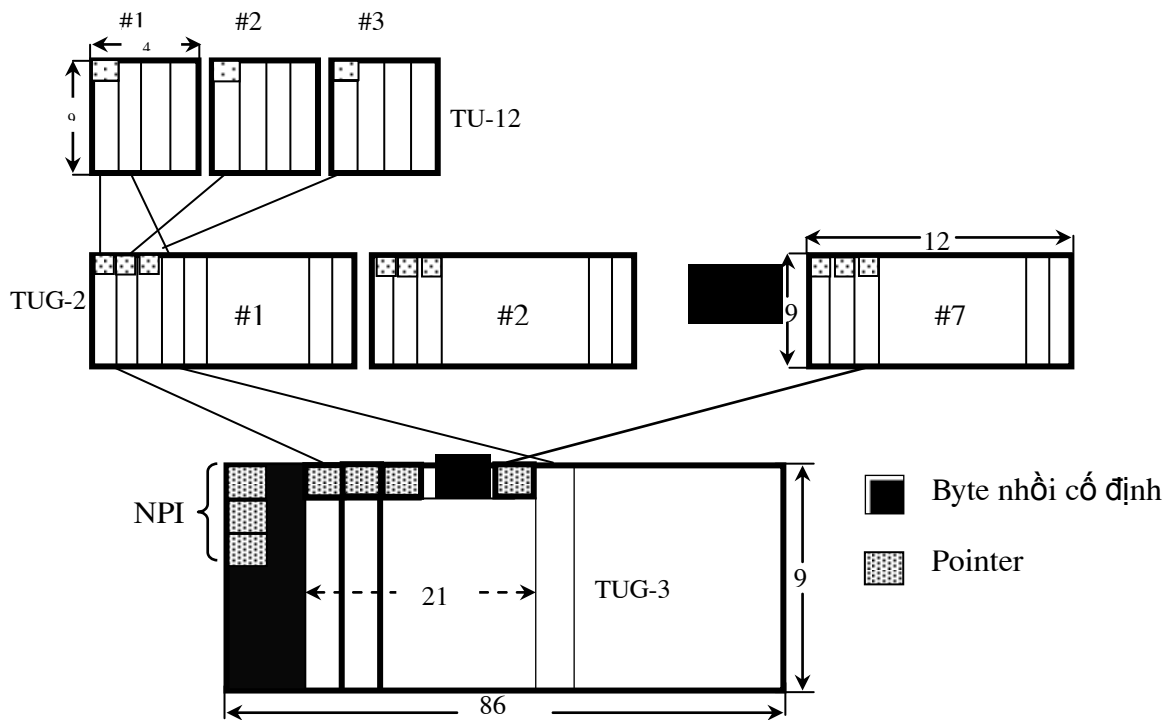
- Kích thước TUG-3 gồm 774 byte với tốc độ là 49536 Kb/s.

- Nếu trong TUG-3 chứa một TU-3 thì cột đầu tiên chứa 3 byte pointer TU-3 và 6 byte còn lại là byte nhồi cố định (*Justification*)



Cấu trúc TUG-3 từ TU-3

- Nếu TUG-3 được cấu thành từ 7 TUG-2 thì nguyên tắc ghép cũng là ghép từng byte, cột đầu tiên cũng chứa 3 byte pointer và 6 byte nhồi cố định. Tuy nhiên trong trường hợp này pointer trong TUG-3 không có chức năng định vị địa chỉ trạm đến của các luồng tín hiệu mà lúc này các byte pointer riêng lẻ định vị địa chỉ của các VC-1x hoặc VC-2 sẽ là các pointer nằm trong TUG-2. Các byte này được sắp xếp trong hàng đầu tiên của cột TUG tương ứng.
- Các TUG-2 được bố trí theo kiểu cố định vào trong TUG-3, 3 byte pointer trong cột đầu tiên của TUG-3 này sẽ không mang ý nghĩa nào mà nó chỉ mang những mẫu bit cố định gọi là các chỉ thị pointer không giá trị NPI (*Null Pointer Indication*).
- Người ta sử dụng các byte NPI này để phân biệt trường hợp TUG-3 được cấu thành từ TU-3 hay là từ các TUG-2.
- 3 x TUG-3 được ghép vào VC-4 theo trình tự cột thứ nhất của VC-4 chứa VC-4 POH. Cột thứ hai và cột thứ ba chứa các byte nhồi cố định.



Cấu trúc TUG-3 từ TUG-2

2-5 Các đơn vị quản lý AU (Administrative Unit).

Các AU bao gồm các container của cấp cao cộng với pointer.

$$AU = HOVC + Pointer.$$

Trong trường hợp này các giá trị của pointer AU-Ptr được gắn trong khung STM-1 để ghi nhận mối tương quan Phase giữa khung truyền dẫn (?).

Các byte AU-Ptr này được gắn không cố định vào trong 9 byte đầu tiên của hàng thứ tư trong khung STM-1 có chức năng đánh dấu các AU. Tuy nhiên cần phải lưu ý rằng các AU-Ptr của AU-3 và AU-4 là khác nhau.

Các AU có thể cấu thành từ :

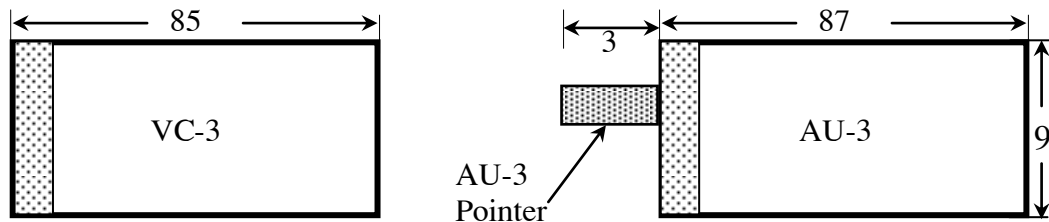
$$AU-3 = 1 \times VC-3.$$

$$AU-4 = 1 \times VC-4.$$

AU-3:

Được cấu thành từ 1 xVC-3: một VC-3 được thiết kế để truyền dẫn tín hiệu 45Mb/s hoặc 34Mb/s PDH.

Cấu trúc AU-3 gồm $9 \times 87 + 3$ byte. Ngoài ra vì dung lượng truyền dẫn của AU-3 (87 cột) lớn hơn dung lượng truyền dẫn của VC-3 (85 cột) nên người ta bố trí các byte nhồi cố định vào trong cột thừa (như hình vẽ).

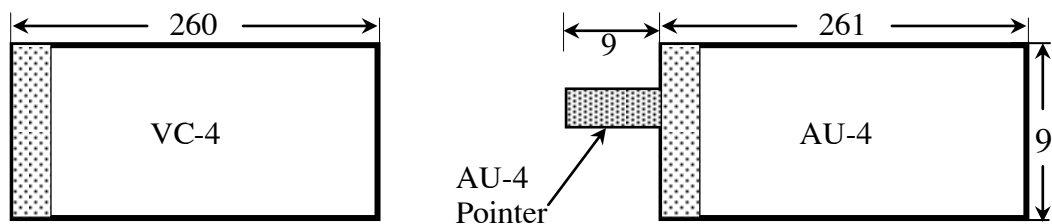


Cấu trúc AU-3 từ VC-3

3 x AU-3 được ghép xen byte trong khung STM-1. Mỗi AU-3 gồm 3 byte pointer có chức năng định vị trí cho VC-3 bằng cách chỉ thị byte đầu tiên của POH trong VC-3 tương ứng.

AU-4:

Được tạo thành từ 1 x VC-4: có cấu trúc gồm $9 \times 261 + 9$ byte pointer tương ứng với khung STM-1 được cấu thành từ container C-4 gồm 9×260 byte + 1 cột VC-4 POH (9 byte).



Cấu trúc AU-4 từ VC-4

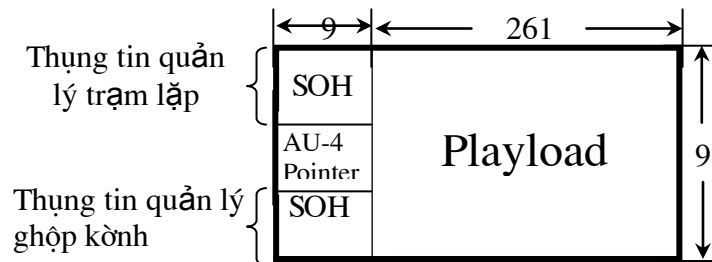
2.6. Nhóm đơn vị quản lý AUG (Administrative Unit Group)

Nhiều AU được ghép với nhau theo phương thức xen byte tạo thành một AUG. Cấu trúc của AUG gồm 9 x 261 x 9 byte, giống như cấu trúc khung STM-1 khi chưa có SOH.

2.7. Cấu trúc khung STM-1.

$$\text{STM-1} = \text{AUG} + \text{SOH}.$$

- Khung STM-1 gồm 9 x 270 byte và được truyền theo nguyên tắc từ trái sang phải và từ trên xuống dưới.
- Trong đó SOH là thông tin quản lý được dùng cho hệ thống SDH. Thông tin quản lý này được bố trí trong vị trí 9 cột đầu tiên tính từ trái qua phải bao gồm:
 - + Thông tin quản lý trạm lặp RSOH (*Repeat Section Over Head*) .gồm 3 hàng x 9 byte(3 hàng phía trên).
 - + Các byte ở hàng thứ tư dùng cho Pointer gồm 1 hàng x 9 byte.
 - + Thông tin quản lý ghép kênh MSOH (*Multiplex Section OverHead*) 5 hàng x 9 byte (5 hàng phía dưới).
 - + Còn lại 9 x 261 byte dùng để tải tin.

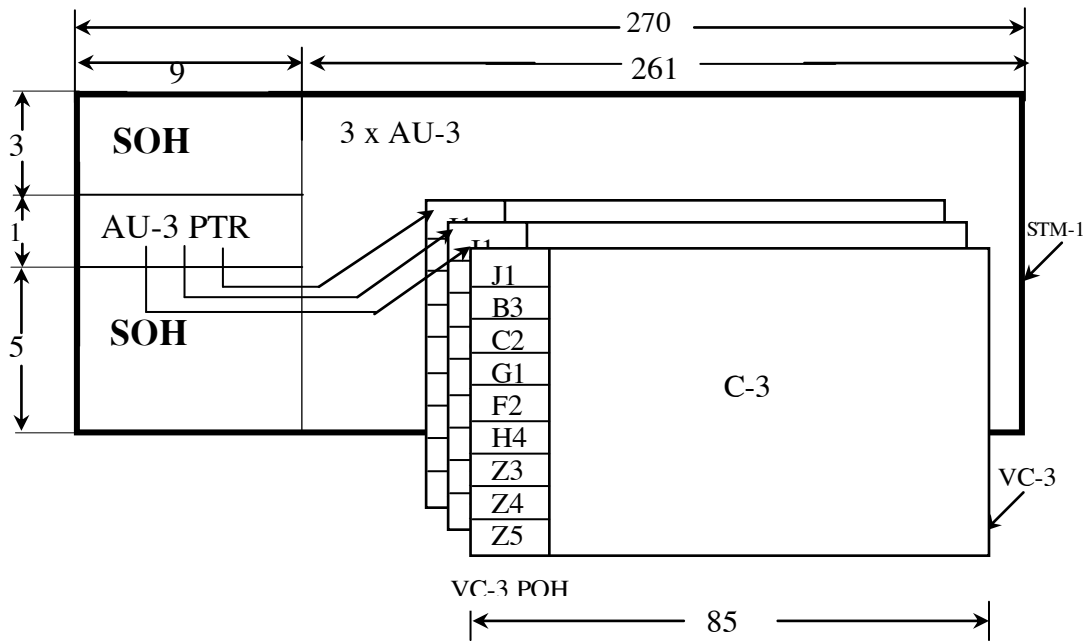


Cấu trúc khung STM-1

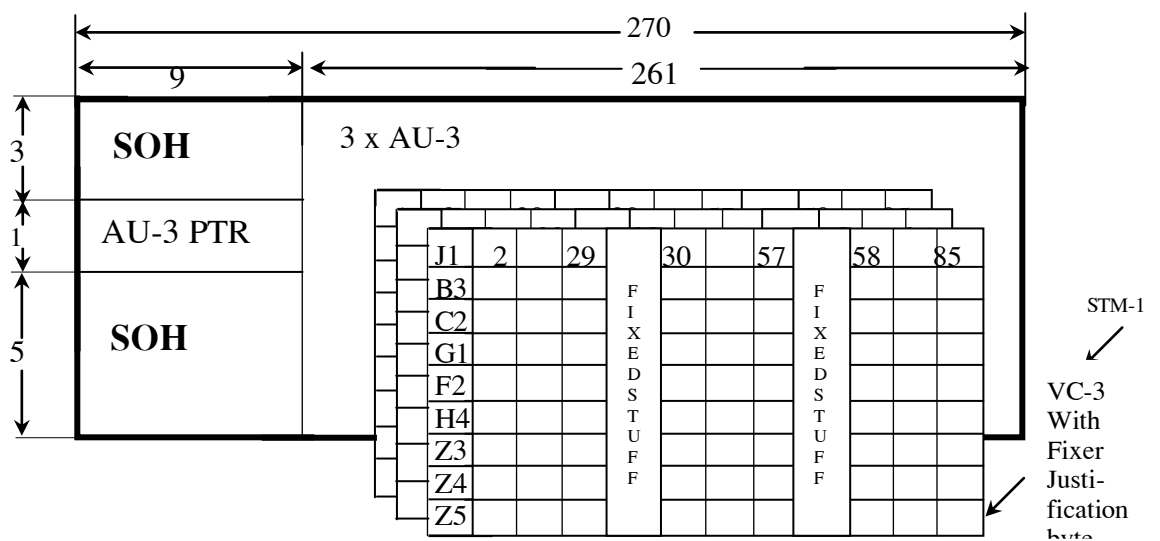
Khung STM-1 được truyền dẫn 8000 lần/s là tín hiệu bit sử dụng cho PCM. Mỗi khung STM-1 chiếm 125ms do đó có tốc độ là: 8000 khung x 9 hàng/ khung x 270 byte/ hàng x 8 bit/ byte = 155,520 Kb/s = 155 Mb/s.

Việc bố trí VC-4 vào trong STM-1 cũng tương tự như bố trí VC-12 vào khung TUG-2. VC-4 cho phép bố trí không cố định trong khung STM-1, vị trí của nó được xác định bởi AU-4 pointer gồm các byte H_1 , H_2 , H_3 . Bình thường VC-4 chỉ cần 2 byte để

chỉ định vị trí đó là byte thứ nhất của H_1 và byte thứ nhất của H_2 . Còn byte H_3 là byte nhồi chỉ dùng trong trường hợp cần thiết.



Sơ đồ bố trí 3 x AU-3 trong STM-1 phần POINTER



Sơ đồ bố trí 3 x AU-3 và ở STM-1 phần dữ liệu

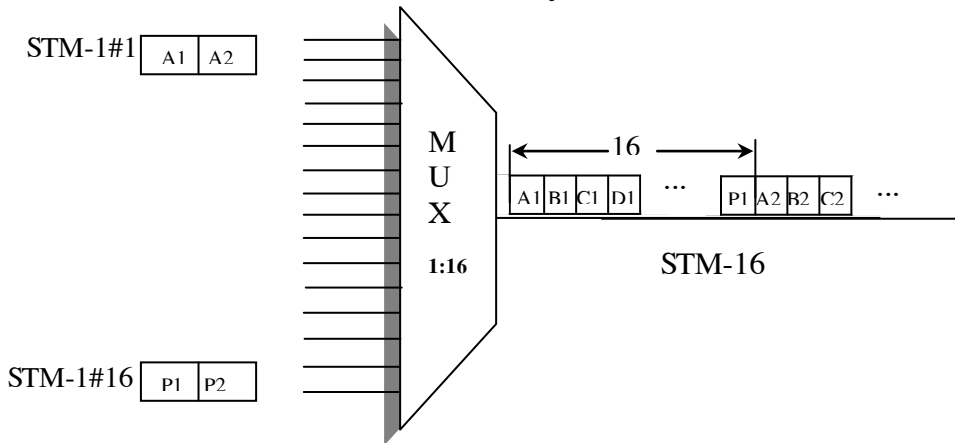
2.8. Cấu trúc chung STM-N ($N=4; 16$).

- Cấu trúc STM-N giống như cấu trúc khung STM-1 chỉ khác là tốc độ dữ liệu được truyền trong 125 ms là: $N \times 9 \times 270$ byte.

- STM-N (Với $N=4$ hoặc $N=16$) là mức truyền dẫn cấp cao của SDH, đạt được bằng cách ghép N cấp STM-1 theo phương thức ghép xen từng byte tạo thành các mức sau.

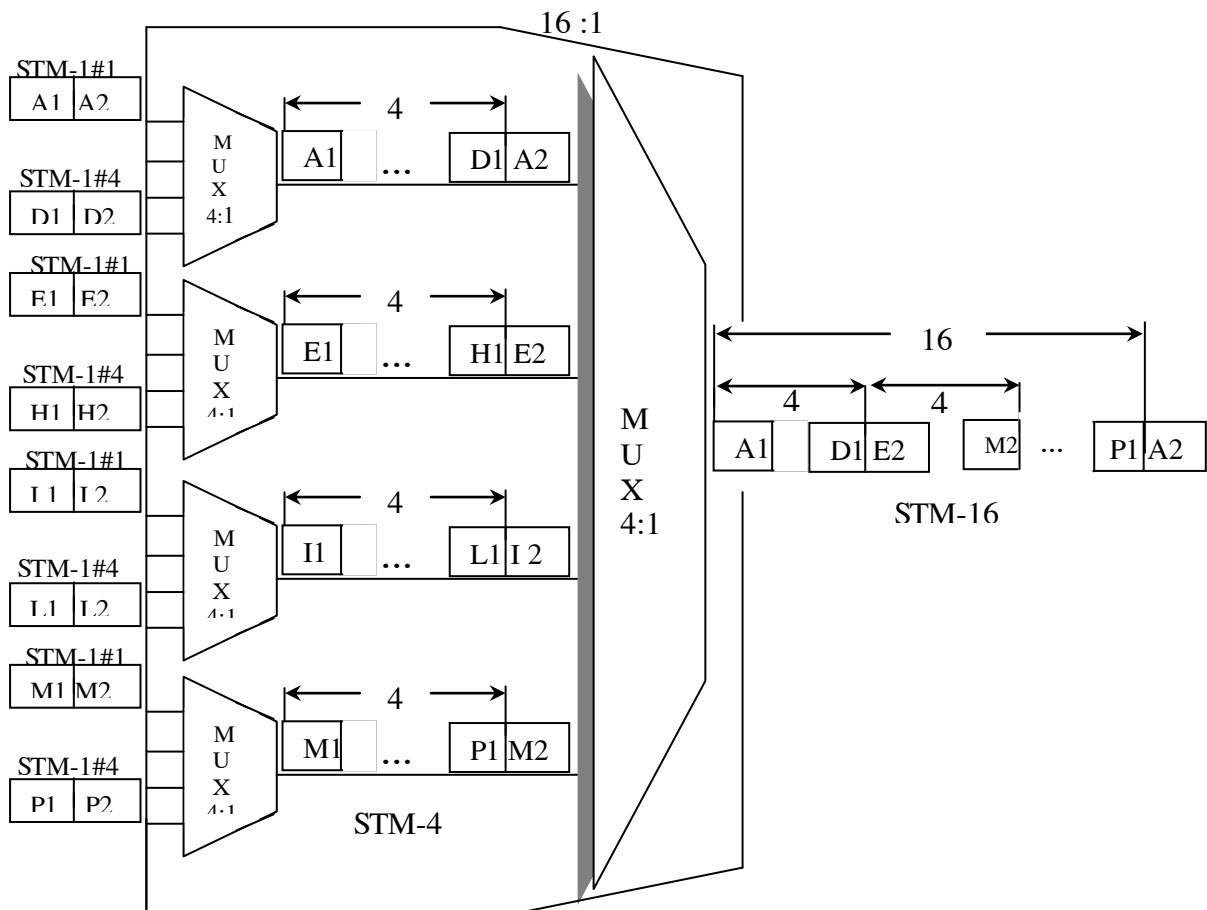
STM-4 có tốc độ truyền dẫn $155,52 \times 4 = 622,08$ Mb/s.

STM-16 có tốc độ truyền dẫn $16 \times 155,52 = 2488$ Gb/s.



TẠO KHUNG STM-16 TỪ STM-1

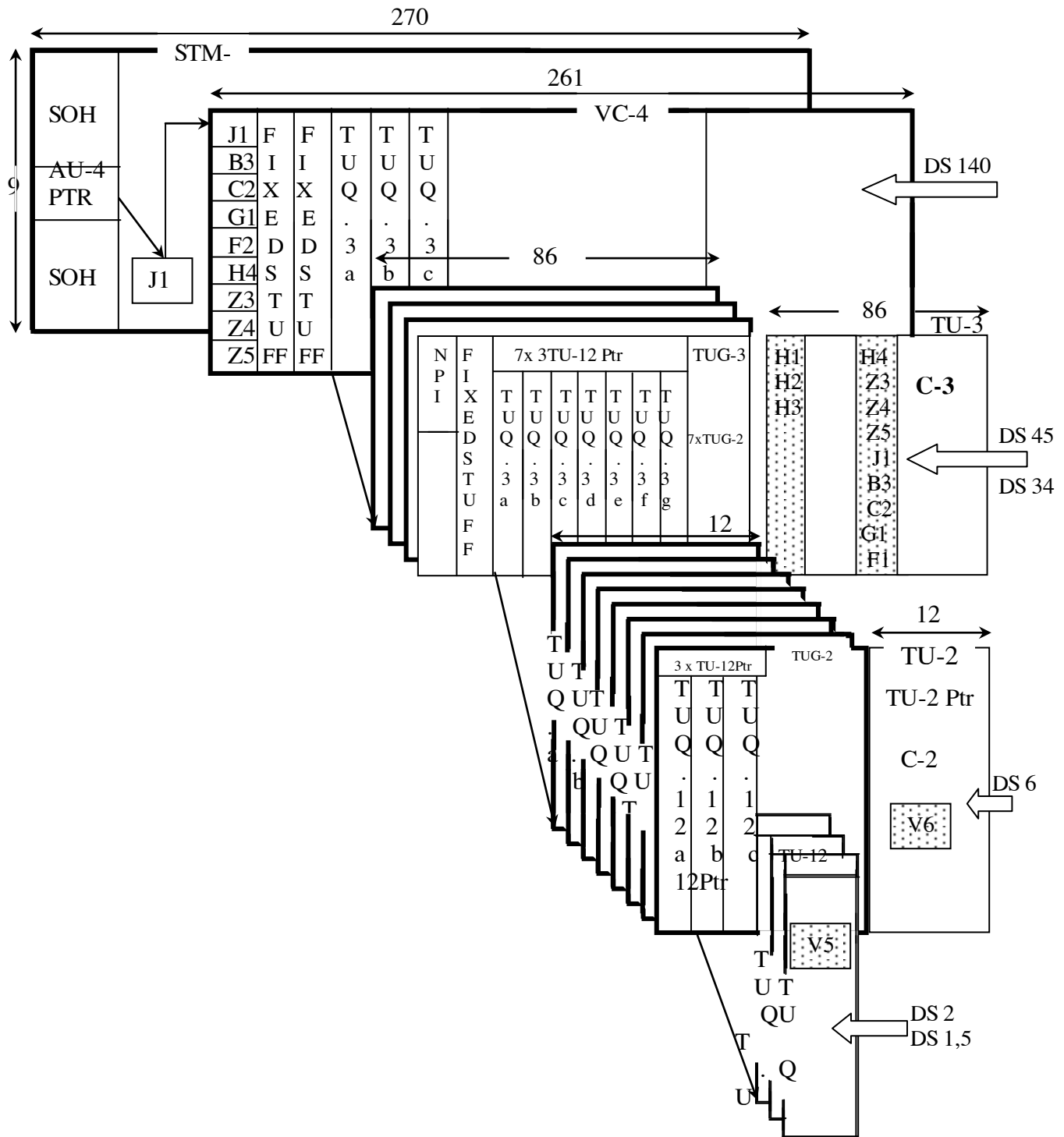
- Ngoài ra để có được STM-16 ta cũng có thể ghép 4 x STM-4 với nhau theo phương thức ghép từng 4 byte một.



TẠO KHUNG STM-16 TỪ STM-4

Bảng2: Tốc độ bit và độ lớn của các loại Container

Container	C-11	C-12	C-2	C-3	C-4
Độ lớn (<i>bytes</i>)	25	34	106	756	2340
Tốc độ (<i>Kb/s</i>)	1600	2176	6784	48384	149760
Vitual Container	VC-11	VC-12	VC-2	VC-3	VC-4
Độ lớn (<i>bytes</i>)	26	35	107	765	2349
Tốc độ (<i>Kb/s</i>)	1664	2240	6848	48960	150336
Tributary Unit	TU-11	TU-12	TU-2	TUG-3	
Độ lớn (<i>bytes</i>)	27	36	108	768	
Tốc độ (<i>Kb/s</i>)	1728	1204	6912	49152	
Tributary Unit Group			TUG-2	TUG-3	
Độ lớn (<i>bytes</i>)			108	774	
Tốc độ (<i>Kb/s</i>)			6912	495236	
Administrative Unit				AU-3	AU-4
Độ lớn (<i>bytes</i>)				786	2358
Tốc độ (<i>Kb/s</i>)				50304	150912
Administrative Unit Group					AUG
Độ lớn (<i>bytes</i>)					2358
Tốc độ (<i>Kb/s</i>)					150912



Sơ đồ tổng kết quả trính tạo khung STM-1.

PHẦN III

NGHIÊN CỨU MỘT SỐ THIẾT BỊ CỦA HÃNG SIEMENS

CHƯƠNG I

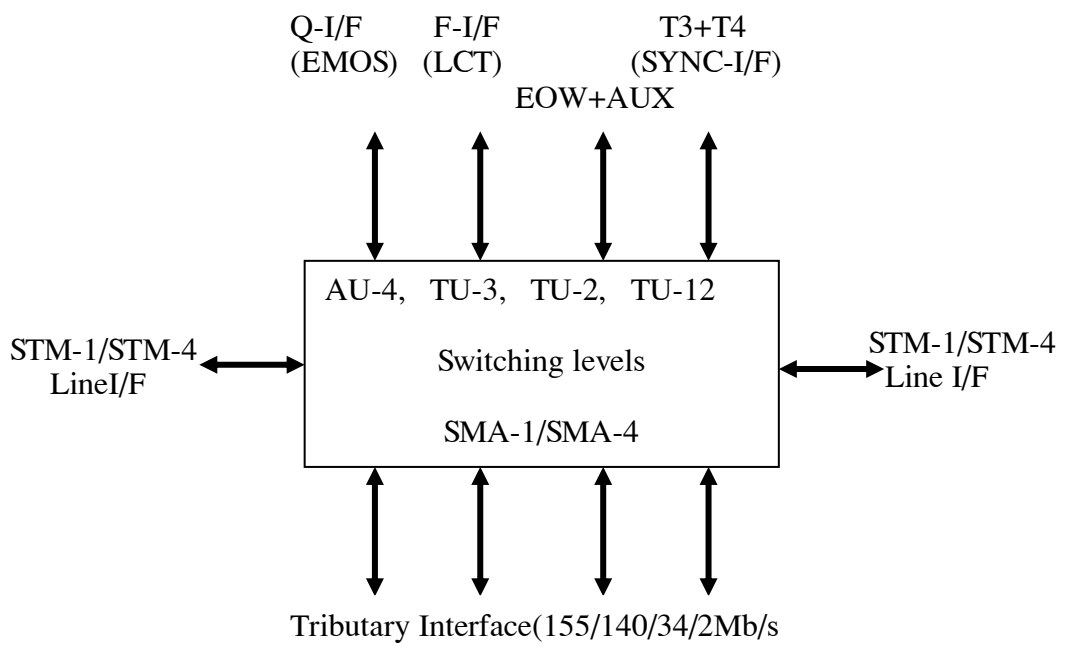
THIẾT BỊ SMA

I. GIỚI THIỆU THIẾT BỊ :

Thiết bị SMA có thể hoạt động ở các tốc độ 155 Mb/s (SMA-1); 622Mb/s (SMA-4); 2,5Gb/s (SMA-16) .Cùng với các luồng 2Mb/s; 34Mb/s;140Mb/s và 155Mb/s. Mỗi thiết bị SMA bao gồm sự kết hợp quang đáp ứng với các mức phân bậc SDH và hoạt động dưới các cấu hình :

Thiết bị xen/rẽ kênh ADM (ADD/DROP Multiplexer): sử dụng trong các cấu hình mạng vòng (Ring) hoặc chuỗi (Chain) cho việc truy nhập tín hiệu các luồng PDH và SDH. Thiết bị nối chéo luồng cục bộ (local Cross-Connect Multiplexer) được sử dụng khi vận hành đơn lẻ hoặc kết nối nhiều nhất là 4 vòng SDH (chuyển mạch không khối –Non Blocking).

Thiết bị ghép kênh đầu cuối (Terminal Multiplexer): sử dụng cho các điểm tới điểm (Point to Point) hoặc cho việc truy nhập tới các mạng truyền dẫn SDH trong đó cấu hình ADM được sử dụng nhiều nhất . Hình vẽ dưới đây mô tả một cách tổng thể về thiết bị SMA:



Tất cả các thiết bị SMA đều được quản lý, điều khiển giám sát bởi hệ thống quản lý tập trung EMOS (Element Management Operation System). EMOS có thể kết nối trực tiếp tới thiết bị SMA thông qua giao diện Q hoặc kết nối từ xa thông qua thông tin dữ liệu DCC (Data Communication Channel).

Giao diện F dành cho việc kết nối tới đầu khai thác cục bộ LCT (Local Craft Terminal) để điều khiển đo thử và giám sát thiết bị SMA. Việc truy nhập vào dữ liệu cơ sở của thiết bị SMA được chia làm nhiều cấp và được bảo vệ bằng tên người dùng (user name) cùng với từ khoá (Password) tại các thiết bị đầu cuối cục bộ. Ngoài ra, việc truy nhập tới các mức thấp hơn trong khi vận hành cũng bị hạn chế trừ khi xảy ra sự cố đối với thông tin từ Bộ quản lý phân tử hoặc đối với các thiết bị đầu cuối đảm đương nhiệm vụ quản lý các phân tử trong mạng.

II. ĐẶC ĐIỂM THIẾT BỊ:

+ Cung cấp khả năng ghép kênh và chuyển mạch luồng một cách linh hoạt, hiệu quả với các mức chuyển mạch TU-12; TU-2; TU-3; AU-4. Thiết bị SMA cho phép kết nối một giao diện đường bất kỳ với bất kỳ cổng nhánh (Tributary port) hay giao diện đường nào khác. các giao diện đường dây phục vụ kỹ thuật (EOW) cùng các kênh dữ liệu.

+ Giao diện Q được sử dụng như là Qx/B3 (theo tiêu chuẩn cho Ethernet) hoặc Qx/B2 (theo tiêu chuẩn X25) để kết nối thiết bị SMA với hệ thống vận hành , quản lý thiết bị EMOS.

+ Có thể lựa chọn tới các byte mào đầu (Over head) của tín hiệu STM-1 và STM-4 để đưa ra kỹ thuật hệ thống hay đo lường, giám sát từ xa .

+ Quản lý, điều khiển mạng được truy nhập từ xa hoặc nội bộ để cung cấp một cách bao quát về cảnh báo, tình trạng, các thông số đo lường, giám sát, cấu hình các luồng và các tuyến bảo vệ / dự phòng. Việc truy nhập và quản lý an toàn có thể được lập trình để cung cấp các mức truy nhập khác nhau do người khai thác nhằm ngăn chặn việc sử dụng trái phép .

+ Ngắt Laser tự động cho mục đích an toàn.

+ Tính linh hoạt, cấu trúc Modul cùng với việc điều khiển hoàn toàn bằng

+ Bảo vệ toàn diện một cách có hệ thống cho các tuyến và luồng thông tin với các kết cấu bảo vệ (1+1), (1+ ∞) và (1+N).

+ Có khả năng lựa chọn rộng rãi các giao diện bao gồm các Modul (cho các tốc độ STM-1,STM-4), các luồng thông thường (2/34/140/155Mb/s) và phần mềm cho tất cả các đơn vị của hệ thống làm cho thiết bị SMA có khả năng nâng cấp dễ dàng theo yêu cầu của tương lai.

III. ỨNG DỤNG CỦA THIẾT BỊ:

Thiết bị SMA có thể vận hành dưới 4 cấu hình:

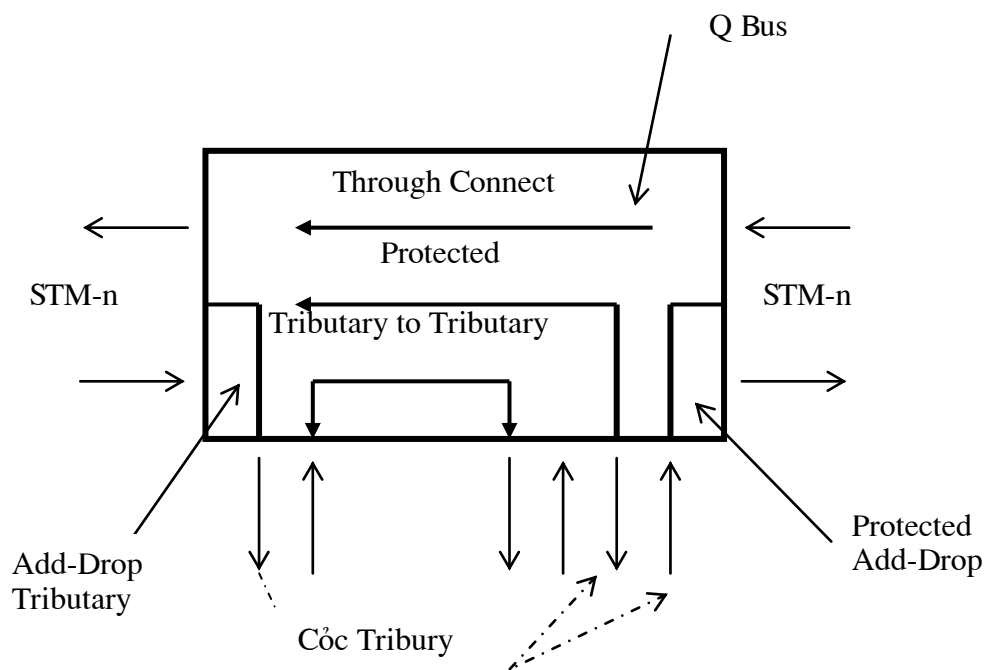
- Bộ xen/rẽ kênh ADM
- Bộ nối chéo luồng cục bộ (bộ ghép-phân kênh)
- Bộ phối luồng DXC
- Bộ ghép kênh đầu cuối tuyến quang LTE.

Trong đó chỉ có hai cấu hình thường được sử dụng là: bộ xen/rẽ kênh ADM và bộ ghép kênh đầu cuối tuyến quang LTE.

III.1 Cấu hình bộ xen/ rẽ kênh ADM:

Đây là cấu hình chính của thiết bị SMA , nó cho phép thực hiện chức năng xen/rẽ kênh (Add- Drop-Multi plexer) và các luồng tín hiệu ở tất cả các tốc độ 1,5-2-34-45-140Mb/s và STM-1 cùng với một thiết bị cứng. Thiết bị SMA có thể nhận dạng bất kỳ nhánh nào với Payload thông tin (khung STM-n của tín hiệu quang).

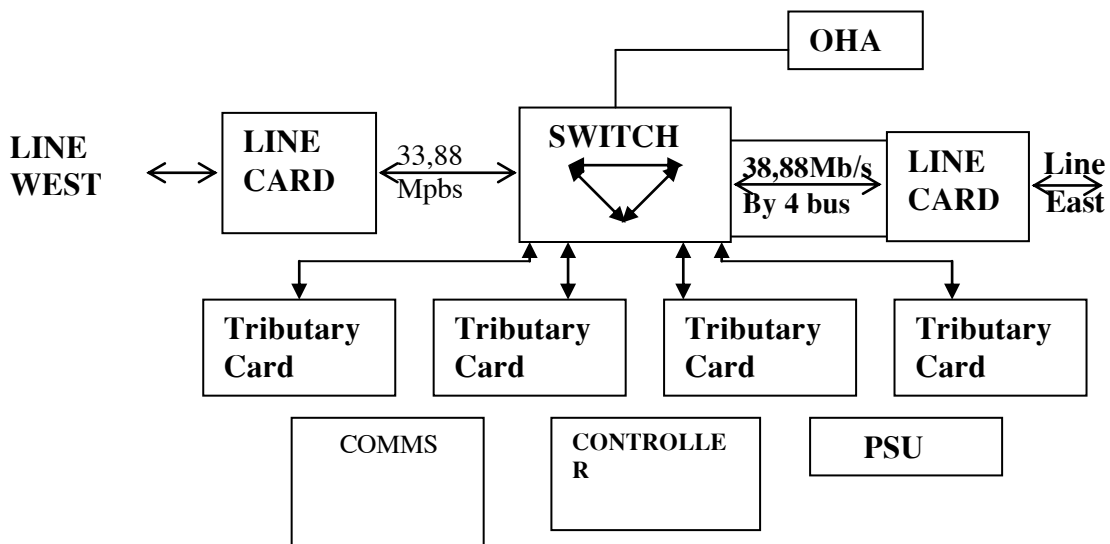
Chức năng chính của cấu hình ADM được chỉ ra trên hình vẽ:



Trong hệ thống SDH, ADM có khả năng điều khiển từ xa và đặt lại cấu hình theo yêu cầu của luồng. Tất cả những điều này được thực hiện bởi EMOS. Thiết bị ADM thường được sử dụng trong cấu hình mạng vòng và chuỗi.

Cấu hình ADM được sử dụng theo hai kiểu:

- Nếu SMA dùng trong mạng Ring thì nó có chức năng như là bộ ghép kênh vòng chủ (Ring Master Multiplexer), tạo ra khả năng đồng bộ hoá với tất cả các thiết bị truyền dẫn khác trên mạng Ring.
- Nếu không cấu hình là bộ ghép kênh vòng chủ thì SMA sẽ được gắn với một Card thông tin, lúc này nó thực hiện chức năng như là bộ ghép kênh tuyến công (Gateway Multiplexer) và cung cấp khả năng truy nhập mạng cho bộ quản lý. Việc truy nhập này thông qua một liên kết dữ liệu bên ngoài và nối với Card thông tin trong SMA. Một bộ ghép kênh tuyến công có thể thực hiện được chức năng của bộ xen/rẽ kênh hoặc bộ ghép kênh đầu cuối



Sơ đồ khối SMA khi cấu hình xen / rẽ kênh

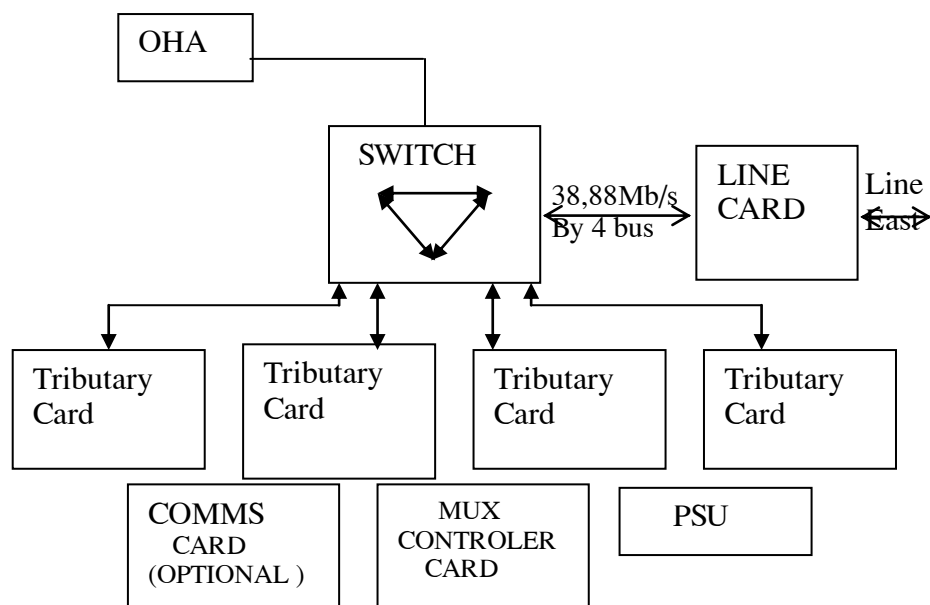
Trong cấu hình này, các luồng thông tin đi vào cả hai phía West và East đều có thể bị tách ra và đưa tới các Card luồng trong các VC-12. Tương tự, các luồng thông tin khác cũng có thể được chèn vào trong dưới dạng VC-12 và đi tới đầu ra. Cấu hình này cũng thực hiện xen /rẽ các luồng 6Mbps (VC-2), 34 Mbps hoặc 45 Mbps (VC-3), 140 Mbps (VC-4) và cả tín hiệu 1,5 Mbps (VC-11).

III.2 Cấu hình bộ ghép kênh đầu cuối . (Terminal Multiplexer)

Trong cấu hình này, SMA chỉ được ghép một Card tuyến. Như vậy, các luồng thông tin đi vào thiết bị chỉ theo một hướng East hoặc West. Bộ ghép kênh đầu cuối

đơn thuần chỉ là nơi đến của các luồng thông tin , nó không thiết lập chế độ dự phòng cho cho các luồng đi qua và tất cả các luồng đi vào đều bị tách ra khỏi vị trí của nó trong luồng chính. SMA cũng có thể được gắn các Card thông tin để thực hiện . Bộ ghép kênh tuyến công . Cấu hình này không thực hiện chức năng đồng bộ chủ.

Sơ đồ khối:



Cấu hình bộ ghép kênh đầu cuối.

IV. KẾT NỐI CHÉO :

Việc kết nối chéo các luồng tín hiệu có thể thực hiện giữa tuyến truyền dẫn này với tuyến truyền dẫn khác, giữa tuyến truyền dẫn với luồng tín hiệu và giữa các luồng tín hiệu với nhau.

Mỗi Card luồng 2 Mbps có 16 cổng , các Card luồng 34Mbps ,và 45Mbps có 3 cổng , Card luồng 140 Mbps chỉ có một cổng , một Card STM-1 (Quang hoặc điện) có thể cung cấp 63 luồng 2 Mbps. Việc nối chéo luồng được thực hiện bằng cách cho các tín hiệu đi qua Card chuyển mạch nhờ sự kết hợp giữa các cổng. Nối chéo luồng được thực hiện ở mức VC, mức VC được dùng để nối chéo luồng phụ thuộc vào các Card luồng được nối chéo :

Các Card luồng 2 Mbps thực hiện nối chéo ở mức VC-12.

Các Card luồng 34 Mbps hoặc 45 Mbps nối chéo ở mức VC-3.

Các Card luồng 140 Mbps nối chéo ở mức VC-4.

Các STM-1 có thể nối chéo ở các mức VC-4, VC-3 và VC-12.

V. ĐỒNG BỘ:

Tín hiệu đồng hồ thực hiện đồng bộ hoá các chức năng bên trong với tín hiệu đồng bộ ra STM-4. Tín hiệu đồng bộ có thể được cung cấp từ bên ngoài thông qua cổng giao diện đồng bộ SIP (Synchronisation Interface Port) từ các nguồn dao động nội, hoặc có thể được tái tạo từ tín hiệu STM-N, tín hiệu 2 Mbps và 140 Mbps nhận được. Tất cả các nguồn đều được giám sát chặt chẽ , nếu xảy ra trượt tín hiệu đồng bộ , nguồn định thời bộ ghép kênh MTS (Multiplexer Timing Source) sẽ chuyển mạch tự động tới các nguồn đồng bộ khác theo thứ tự ưu tiên định trước. Nếu tín hiệu trượt được khôi phục, MTS có thể chuyển mạch trở lại tùy theo cấu hình hệ thống. Tất cả các chuyển mạch này đều không làm sai lệch phase của tín hiệu.

Các vùng trong thiết bị SMA được đồng bộ bằng việc sử dụng các vòng khoá phase PLL (Phase Locked Loop) với các chế độ hoạt động .

Chế độ vận hành bình thường (Normal Mode).

Chế độ lưu giữ (Holdover Mode).

Chế độ vận hành tự do (Freerun Mode).

V.1 Chế độ vận hành bình thường.

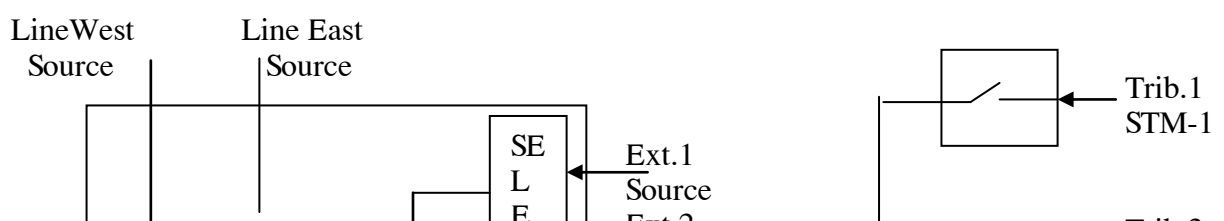
Chế độ này được thiết lập thông qua các thiết bị đầu cuối cục bộ (Local Terminal). Nó cho phép lựa chọn các luồng tín hiệu đồng hồ đầu vào khác nhau để vận hành vòng khoá phase PLL :

Tín hiệu vào tuyến cổng STM-1 (Line Port) theo hướng East và West.

Tín hiệu vào các cổng luồng (Trib Port) : STM-1 , 140 Mbps , 34 Mbps và 2 Mbps.

Hai cổng tín hiệu đồng bộ ngoài (Ext Timing Sig Ports) 2 Mbps hoặc 2 Mhz.

Tại cùng một thời điểm, chỉ có 3 nguồn đồng hồ được sử dụng , bao gồm 2 cổng tuyến và cổng thứ 3 là cổng luồng hoặc tín hiệu đồng hồ ngoài. Quá trình lựa chọn các luồng đồng hồ được mô tả như sau :



Lựa chọn nguồn đồng bộ

Các nguồn đồng hồ luồng (Tributary Timing Source) sẽ được chọn trước nhờ các thiết bị đầu cuối cục bộ cho phù hợp với các Carrd luồng và các cổng trên Card. Sau đó, tín hiệu đồng hồ luồng được chọn ở trên và các tín hiệu đồng hồ ngoài sẽ được chọn lựa theo thứ tự ưu tiên của chúng rồi kết hợp với hai nguồn đồng hồ tuyến công để đưa tới các bộ lựa chọn (Selector), toả ra 3 nhánh đồng hồ :

Đồng hồ tuyến hướng West.

Đồng hồ tuyến hướng East.

Đồng hồ hệ thống (System Clock).

Mỗi nhánh đồng hồ được cấu hình riêng rẽ để lựa chọn 1 trong 3 nguồn đồng hồ thực hiện đồng bộ hoá một cách độc lập với hai nhánh đồng hồ kia. Cấu hình vận hành độc lập này cho phép SMA vận hành được trong các mạng có nhiều loại tín hiệu đồng hồ.

Quá trình chọn lựa các nguồn đồng hồ được thực hiện thông qua ,Thiết bị đầu cuối cục bộ. Mỗi nhánh tín hiệu đồng hồ sẽ được đặt một mức ưu tiên khác nhau và giá trị ưu tiên cao nhất sẽ được thiết lập cho tín hiệu đồng hồ hay được sử dụng nhất.Khi chế độ Normal được thiết lập (thường dùng trong cấu hình ADM), cấu trúc đồng bộ sẽ được thực hiện bằng cách ưu tiên các nguồn đồng bộ và có thể hoạt động ở các chế độ :

Chế độ đồng bộ thẳng (Through Timing Mode)

Chế độ đồng bộ vòng (Loop Timing Mode)

Chế độ đồng bộ luồng (Tributary Timing Mode)

Chế độ đồng bộ ngoài (External Timing Mode)

Chế độ đồng bộ hỗn hợp (Mixed Timing Mode)

Chế độ đồng bộ BIST/SSU (BIST/SSU Timing Mode)

V.2. Chế độ lưu giữ.

Đây là chế độ dự phòng, xuất hiện khi tất cả các đầu ra của các nguồn tín hiệu đồng hồ bị sự cố. Ban đầu, khi hệ thống hoạt động bình thường, một bộ nhớ chức năng sẽ liên tục cập nhật các trạng thái của tín hiệu đồng hồ PLL.Khi xảy ra sự cố, bộ nhớ trên sẽ tự động thiết lập lại trạng thái mà nó đã ghi được cho nguồn có sự cố cho đến khi có nguồn mới hoạt động hoặc khôi phục được nguồn ban đầu.

V.3 Chế độ vận hành tự do.

Chế độ này có được thiết lập khi một thiết bị SMA được sử dụng để cung cấp tín hiệu đồng hồ cho mạng truyền dẫn chứa nó. Trong chế độ Freerunning không có các tín hiệu đồng hồ đầu vào hay tín hiệu đồng hồ được tách ra từ các luồng khác. Sự đồng bộ được tạo ra từ vòng khoá phase PLL riêng lẻ (trên Card chuyển mạch) cấu hình như một bộ dao động nội rất ổn định. Chế độ này chỉ dùng cho các mạng nhỏ, đối với các mạng lớn hơn cần phải có một bộ dao động ngoài (External Oscillator) để cung cấp cho SMA chủ (Master) thông qua một cổng đồng bộ ngoài (external Sync.Port). Chế độ vận hành tự do còn được gọi là chế độ vận hành mặc định và nếu có một thiết bị SMA không được đặt cấu hình đồng bộ thì nó sẽ hoạt động ở chế độ mặc định.

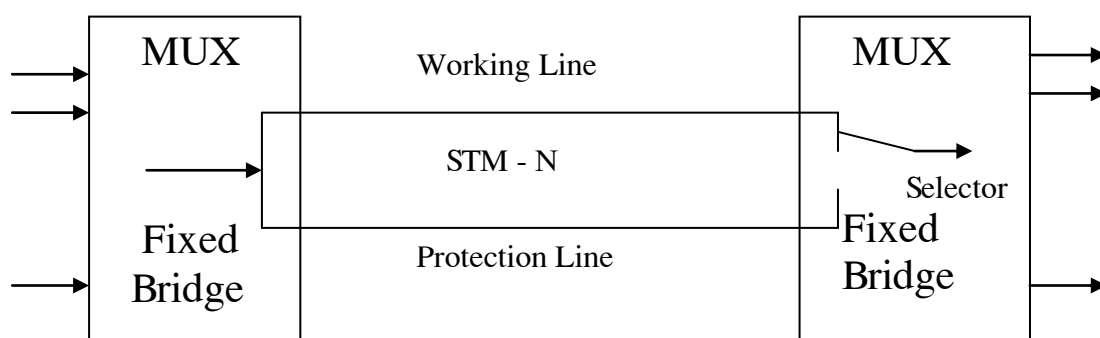
VI. CÁC TÍNH NĂNG BẢO VỆ.

Để khắc phục lỗi truyền dẫn trong SMA, chống lại các lỗi do bên ngoài gây ra thiết bị SMA được trang bị các tính năng bảo vệ - chủ yếu tạo ra các tuyến truyền dẫn dự phòng – nhằm đảm bảo chất lượng thông tin tốt nhất trên mạng truyền dẫn. Trong thiết bị SMA sử dụng một số cấu trúc bảo vệ.

VI.1 bảo vệ (1+1) cho đường truyền đoạn ghép kênh.

Trong thiết bị SMA, bảo vệ đường (1+1) có hiệu lực cho tất cả các giao diện tuyến và luồng. Các chức năng của giao diện vật lý đồng bộ, đầu cuối đoạn lặp, đầu cuối đoạn ghép kênh đều được sử lý trên cả 2 đường làm việc và bảo vệ. Tín hiệu trên cả đường là giống hệt nhau, đầu thu sẽ xác định từ các thông tin giám sát (được lưu trữ trong phần SOH) để lựa chọn đường truyền có chất lượng tốt nhất.

Cấu trúc bảo vệ có thể được thiết lập ở chế độ Revert hoặc Non-Revert một chiều hoặc hai chiều.



(1+1) Line Protection

Trong chế độ Revert, quá trình vận hành sẽ thiết lập lại đường truyền trước đó một cách tự động, nghĩa là khi chất lượng của một đường truyền dẫn là tốt thì nó được chỉ định làm đường truyền dẫn hoạt động.

Còn ở chế độ Non-Revert thì không có sự tái thiết lập tự động, các đường truyền hoạt động và bảo vệ sẽ chuyển đổi chức năng cho nhau để vận hành một cách linh hoạt.

VI.2. Bảo vệ đường (1+1) cho sự kết nối các mạng con có giám sát đường truyền . (Subnetwork Connection Protection With Path Monitoring).

Cấu trúc bảo vệ này đạt được thời gian chuyển mạch nhanh và được sử dụng trong bất kỳ cấu hình mạng nào có thể thiết lập được 2 đường vật lý độc lập.

Thiết bị SMA cung cấp chuyển mạch bảo vệ ở tất cả các mức TU-12, TU-2, AU-3, AU-4.

Sự chuyển mạch tự động được thực hiện khi xuất hiện các cờ.

Lỗi tín hiệu phục vụ SSF (Sever Signal Failure) : cờ này xuất hiện khi phát hiện ra một trong các điều kiện :

Có cảnh báo mất thông tin con trỏ TU/AU (LOP = Loss of Pointer).

Có tín hiệu cảnh báo AIS (Alarm Indication Signal).

Tất cả các lỗi tín hiệu ở các lớp cao hơn làm xuất hiện TU/AU – AIS.

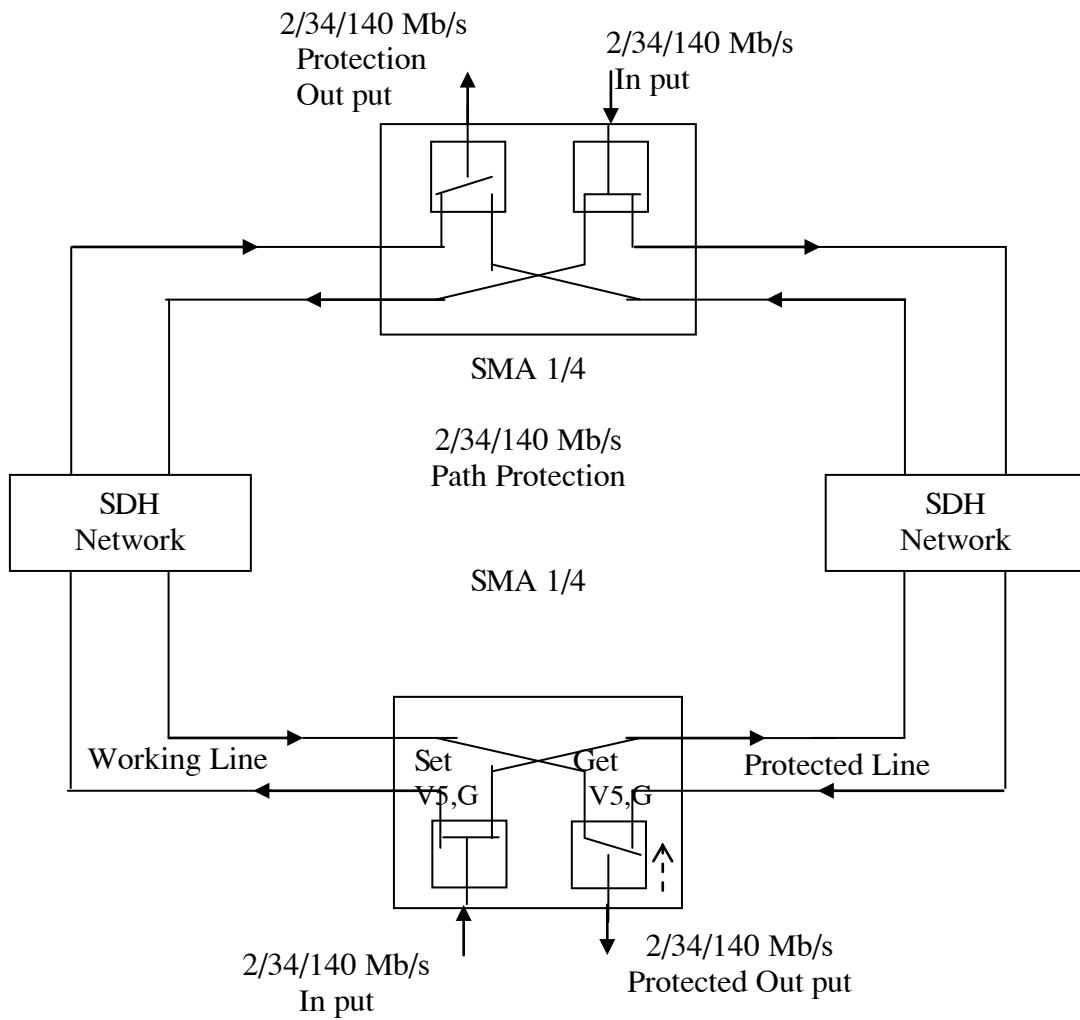
Lỗi tín hiệu đánh dấu TSF (Trail Signal Failure) : cờ này xuất hiện khi phát hiện ra 1 trong các điều kiện :

Không thu được tín hiệu nhận dạng đường truyền .

Sai lệch tín hiệu nhận dạng đường truyền .

Sai lệch nhãn tín hiệu .

Vượt quá tỉ số lỗi bit cho phép .



(1+1) PATH PROTECTION

Lỗi suy giảm tín hiệu đánh dấu TSD (Trail Signal Degraded) : cờ này xuất hiện khi tỷ số lỗi bit BER lớn hơn 10^{-5} 10^{-9} .

Khi xảy ra lỗi tín hiệu ở một hướng , tín hiệu sẽ chuyển ngay lập tức sang hướng ngược lại . Thông tin để điều khiển sự chuyển mạch này được truyền dẫn thông qua bit 6 của byte G1 trong VC-3/VC-4.POH và bit 4 của byte V5 trong VC-1/VC-2.POH.

VI.3 Bảo vệ đoạn ghép kênh trong cấu hình mạng vòng . (MS-Ring Protection):

Cấu trúc bảo vệ này cung cấp khả năng tự chuyển đổi , phục hồi trên cả hai hướng của mạng Ring khi xảy ra sự cố . Thông tin điều khiển được trao đổi giữa các SMA thông qua byte K1 và K2 của phần MSOH.

VI.4 Bảo vệ CARD (Card Protection) :

Bảo vệ Card được thực hiện chủ yếu bằng việc nhân đôi các thành phần hoạt động hiệu quả . Card luồng 2 Mbps có thể cung cấp bảo vệ (1 : N) , khi đó , Card bảo vệ được chỉ định sẵn trong giá máy , việc chuyển đổi Card được thực hiện bởi một lệnh điều khiển tương ứng với lỗi đã được nhận dạng thông qua 1 bus bảo vệ . Card điều khiển ghép kênh sẽ chuyển các luồng thông tin đến Card luồng dự phòng và loại bỏ Card có sự cố . Còn các luồng 34 Mbps , 140 Mbps được cung cấp chế độ bảo vệ (1+1) . Chuyển mạch bảo vệ có thể được thực hiện từ EMOS hoặc từ thiết bị khai thác cục bộ LCT.

VII.LIÊN LẠC TRONG MẠNG :

Việc liên lạc trong mạng được thực hiện thông qua mạng LAN (Local Area Network) khi cần liên kết thông tin giữa Bộ quản lý phần tử và bộ ghép kênh tuyến công hoặc thông qua kênh thông tin dữ liệu DCC khi cần liên lạc giữa bộ ghép kênh tuyến công và các thiết bị SMA khác trong mạng . Các phần tử trong mạng truyền dẫn SDH sẽ được cung cấp một địa chỉ NSAP (Network Service Access Point) duy nhất . Các địa chỉ NSAP được đưa vào dữ liệu của EMOS và như vậy ,EMOS có thể liên lạc được với bất kỳ phần tử nào của mạng.

CHƯƠNG II

THIẾT BỊ SXC 4/1

I. GIỚI THIỆU THIẾT BỊ:

Thiết bị phối luồng SXC (Synchronous Cross Connect) là phần tử linh hoạt của mạng truyền dẫn SDH, nó thực hiện các chức năng ghép kênh và kết nối chéo các luồng tín hiệu số dưới sự điều khiển của phần mềm. SXC có thể làm việc trong các môi trường PDH và SDH và cả trong môi trường hỗn hợp. Nó cho phép mạng có thể đáp ứng được mọi yêu cầu vận hành một cách nhanh chóng đồng thời giảm bớt số lượng công việc quản lý cho điều khiển và giám sát mạng.

CÁC ĐẶC ĐIỂM CHÍNH CỦA THIẾT BỊ SXC .

+ Cung cấp khả năng kết nối và linh hoạt các luồng tín hiệu số có tốc độ dưới sự điều khiển của phần mềm. Chức năng này cũng được gọi là chuyển mạch không khối (Non-Blockinh) và có dung lượng lớn hơn nhiều so với chuyển mạch không khối của các HDM. Chất lượng các kết nối được giám sát và đánh giá một cách liên tục.

+ Sử dụng dung lượng của các tuyến truyền dẫn một cách tối ưu.

+ Có chức năng như một cổng truyền dẫn linh hoạt giữa các mạng PDH và SDH.

+ Cấu hình đa dạng với các cổng và ma trận kết nối có dung lượng 1e với 256 luồng STM -1 (đối với SXC 4/1) và 1024 luồng STM-1 (đối với SXC 4/4). Số cổng và dung lượng của các ma trận kết nối có khả năng mở rộng mà không làm gián đoạn sự truyền dẫn của tín hiệu.

+ Có khả năng dự phòng toàn diện và chuyển mạch tự động một cách nhanh chóng khi xảy ra sự cố. SXC cũng có thể được sử dụng làm hệ thống chuyển mạch bảo vệ theo kiểu tái trộn hướng (mạng Ring).

+ Việc nạp và nâng cấp phần mềm được thực hiện dễ dàng.

+ Là giao diện chuẩn cho hệ thống quản lý mạng.

+ Có khả năng thay thế các luồng đang khai thác bằng một luồng khác có dung lượng hoàn toàn bằng phần mềm mà không phải đấu nối bằng nhân công.

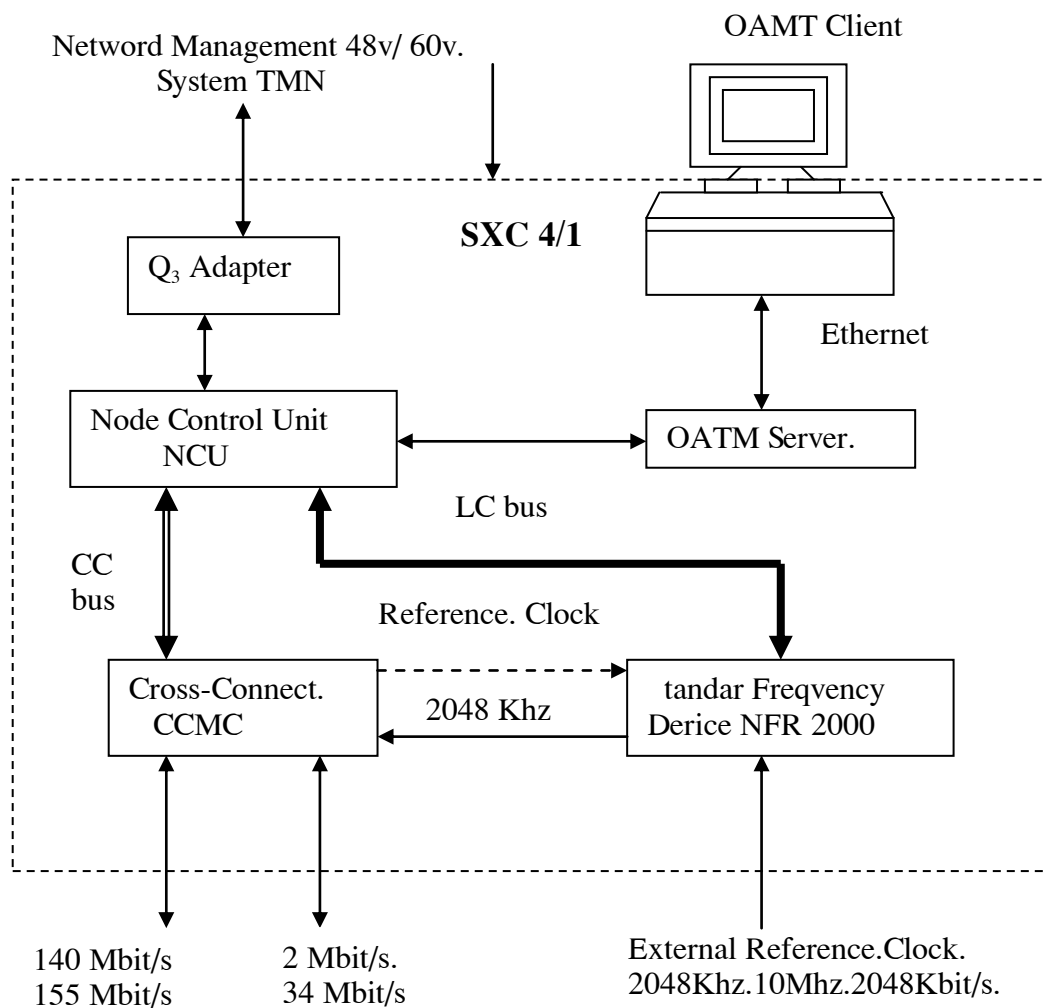
+ SXC có khả năng phân tuyến lưu thoại, có thể phân chia lưu thoại đến các mạng khác nhau như mạng công cộng, mạng dữ liệu.

II. CẤU HÌNH THIẾT BỊ.

CẤU HÌNH SXC 4/1.

Chủ yếu được sử dụng trong việc quản lý mạng và thiết lập các luồng 2Mbps. riêng rẽ cho các thuê bao.

Thiết bị SXC 4/1 có sơ đồ như sau:



Sơ đồ khối chức năng của thiết bị SXC 4/1.

Bộ kết nối chéo CCMC: (Cross Connect Multiplexer C) bao gồm các giao diện cho công luồng PDH, các bộ ghép / phân kênh, các ma trận kết nối nhiều luồng (Multi - Stage) và các mạch giám sát cần thiết. Nó có khả năng mở rộng phạm vi hoạt động đến 256 luồng STM-1 hoặc dung lượng tương đương.

Bộ điều khiển nút mạng NCU: có nhiệm vụ điều khiển và giám sát SXC 4/1. Tất cả các chức năng của NCU đều có thể được thực hiện từ hệ thống quản lý mạng (Network Management System) thông qua bộ thích ứng Q3 hoặc từ thiết bị đầu cuối vận hành quản lý và bảo dưỡng OAMT (Operation Administration and Maintenance Terminal). NCU thường được trang bị thêm đĩa cứng dự phòng dùng để lưu giữ các chương trình và dữ liệu vận hành. OAMT là một thiết bị vào / ra dữ liệu đồng thời kèm theo một mạng liên kết nhằm đảm bảo truyền dẫn tốc độ cao giữa OAMT (khách hàng) (Client) và OAMT (phục vụ) (Service).

Thiết bị tần số chuẩn NFR 2000 có nhiệm vụ xử lý và phân phối tín hiệu đồng hồ trong SXC 4/1. Đồng thời NFR 2000 cũng cung cấp tín hiệu đồng hồ cho các phân tử mạng cấp cao hơn.

Nguyên lý hoạt động :

Thiết bị SXC 4/1 thực hiện chức năng kết nối băng rộng. Tất cả các tín hiệu đồng bộ đầu vào đều được phân chia vào các cấp VC. (VC-4 ; VC-3 ; VC-2; VC 12) và được cung cấp một sự sắp xếp mới ở đầu ra. Điều khiển chuyển mạch được thực hiện bởi sự giám sát hệ thống hoặc bởi hệ thống vận hành quản lý mạng SDH. Các thực hiện cận đồng bộ đầu vào (140/ 45/ 34/ 2/ 1,5/Mbps) đều được sắp xếp vào các container thích hợp trước khi chuyển mạch. SXC 4/1 sử dụng cấu trúc ghép kênh của ETSI (không có cấp AU-3) sự chuyển mạch của luồng 1,5 Mbps và 45 Mbps được thực hiện ở cấp TU- 1.2 và TU-3 gắn trong khung STM-1. Sự kết nối tới mức VC-1.(VC-11 và VC-12) luôn được thực hiện ở cấp TU-12.

Thiết bị SXC 4/1 có thể được điều khiển tập trung bởi hệ thống vận hành quản lý mạng SDH kết nối với nó qua giao diện Q3. Thiết bị OAMT dành cho việc và giám sát các SXC có thể được kết nối với SXC 4/1 thông qua giao diện đầu cuối khai thác cục bộ LCTI (Local Craft Terminal Interface). Một thiết bị OAMT cũng có thể được nối với nhiều OAMT.

III. ỨNG DỤNG CỦA THIẾT BỊ :

III.1. SXC 4/1 trong nút mạng (NETWORK NODE)

Thiết bị SXC có thể phục vụ cho nhiều mục đích khi được kết nối trong nhiều mạng truyền dẫn. Bên cạnh các yêu cầu chức năng, sự kết hợp trong nhiều kiểu mạng như mạng SDH, PDH, mạng nối, mạng hiện có... và sự liên kết nhiều kiểu thiết bị khác nhau đều được đáp ứng. SXC có thể kết nối tới hầu hết các kiểu thiết bị trong mạng như thiết bị tuyến hoặc vô tuyến số, thiết bị tuyến quang, các ADM, các bộ ghép/ phân kênh PDH...

Thiết bị SXC cung cấp các chức năng đặc biệt như truy nhập vào từ mào đầu hay các giao diện quang. Nó cho phép SXC tập trung thực hiện chức năng chính: “kết nối các luồng tín hiệu số ở các tốc độ khác nhau”. Sự quản lý các tuyến truyền dẫn không phải được kết hợp bên trong SXC, điều này cho phép việc nâng cấp được thực hiện dễ dàng trong khi chức năng chính của SXC không thay đổi.

Sự đồng bộ các nút mạng được thực hiện bởi thông tin định thời được tách ra từ hệ thống tuyến hoặc từ các ADM. Việc quản lý các nút mạng được thực hiện bằng cách kết nối trực tiếp SXC tới hệ thống quản lý tập trung (Centralised Management System) trong khi các hệ thống tuyến và các ADM sử dụng thiết bị trung gian. Bằng cách này, tất cả các thông tin đều có thể được sử dụng trong hệ thống quản lý, yêu cầu mỗi phần tử mạng đều được giới hạn ở mức cần thiết và cũng tránh được các chức năng dư thừa.

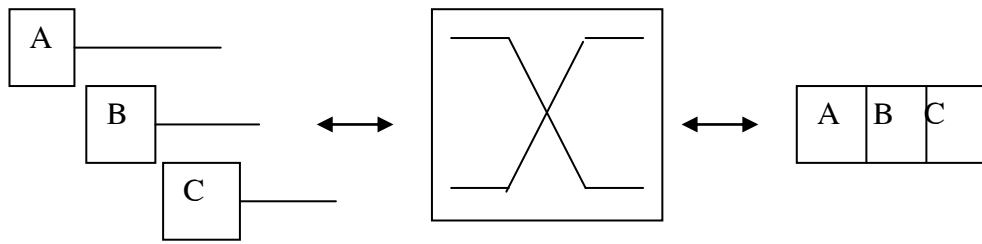
III.2. Ứng dụng SXC trong mạng truyền dẫn.

Thiết bị SXC 4/1 thực hiện việc kết nối tất cả các VC cấp thấp và cấp cao đồng thời có thể ghép/ phân kênh bất kỳ luồng PDH, SDH nào với nhau. Sự kết hợp các chức năng này cho phép SXC 4/1 được sử dụng để kết nối mạng truy nhập (Access Transport Network). Thiết bị SXC 4/1 cung cấp các chức năng sắp xếp, kết hợp, tách riêng các luồng tín hiệu làm hoạt động của mạng đạt được sự tối ưu khi sử dụng các dung lượng tuyến truyền dẫn hiện có mà không ảnh hưởng đến sự linh hoạt của mạng.

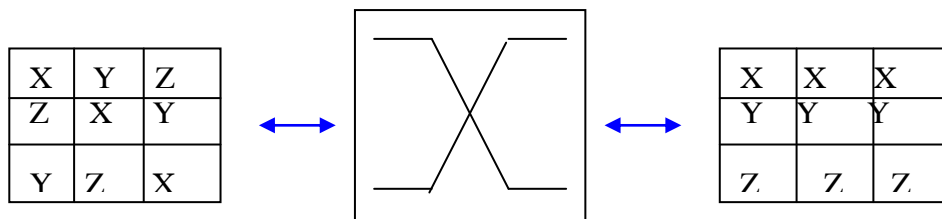
IV. CÁC LỰA CHỌN KẾT NỐI CHÉO.

Thiết bị SXC thực hiện các chức năng phối luồng dưới sự điều khiển của hệ thống quản lý mạng TMN như sau:

Hợp nhất / tách riêng : (Consolidation / Hubbing)

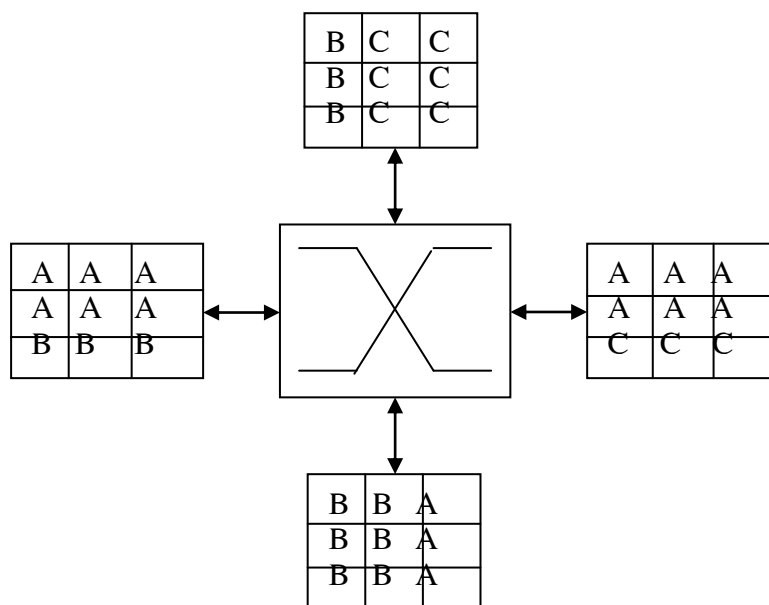


Thiết bị SXC có thể hợp nhất các luồng tín hiệu đơn lẻ thành một luồng khác và cũng có thể tách một luồng tín hiệu thành nhiều luồng riêng lẻ, do đó tạo ra khả năng sử dụng dung lượng của các tuyến truyền dẫn một cách tối ưu Sắp xếp : (Grooming).



Dữ liệu tại đầu thu của SXC sẽ được phân loại (Sorting) theo một cách nhất định đã được định nghĩa từ trước. Dữ liệu sau khi thực hiện chức năng nhóm sẽ được sắp xếp theo từng loại được định nghĩa trước ở đầu ra của SXC.

Tạo tuyến linh hoạt : (Flexible Routing).



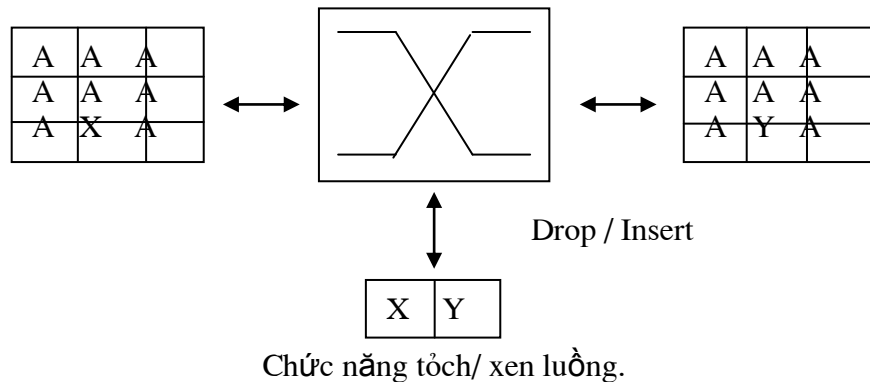
CHỨC NĂNG TẠO TUYẾN

Các tín hiệu đơn lẻ từ bất cứ hướng nào cũng có thể được chuyển tới hướng thích hợp. Do vậy các tuyến truyền dẫn đơn lẻ được sử dụng một cách tối ưu và có thể

chuyển các tuyến này tới các tuyến truyền dẫn nguyên vẹn khác trong trường hợp đường truyền xảy ra sự cố .

Tách / xen luồng (Drop- insert).

Thiết bị SXC cũng có thể được thực hiện việc xen kẽ các luồng tín hiệu như ADM.



V. ĐỒNG BỘ

Thiết bị tần số chuẩn NRF 2000 cung cấp tín hiệu đồng hồ 2048 Khz để đồng bộ các SXC, bản thân NRF 2000 cũng được đồng bộ bởi các tín hiệu chuẩn ngoài .

Các tín hiệu chuẩn đó là :

- Tín hiệu 10 Mhz được đưa đến theo tiêu chuẩn tần số nguyên tử Cesium tuân theo khuyến nghị G.811 của ITU-T.
- Tín hiệu đồng hồ chuẩn 2048 Khz .
- Tín hiệu 2 Mbps

Tất cả các nguồn đồng bộ đều được giám sát liên tục, trong trường hợp có sự cố thì NRF 2000 sẽ vận hành như một bộ dao động thạch anh và tạo ra tín hiệu đồng hồ ổn định phù hợp với tiêu chuẩn G 812 của ITU-T, sự thay đổi nguồn đồng bộ không gây ra lỗi bit.

Tín hiệu đồng hồ chuẩn với độ chính xác cao sẽ được đưa tới tối đa là 60 đầu ra. Như vậy, tín hiệu đồng hồ có thể cung cấp cho nhiều thiết bị truyền dẫn khác trong cùng một trung tâm viễn thông.

V.1 . Các tính năng bảo vệ.

Thiết bị SXC cung cấp khả năng bảo vệ ở mức mạng và mức thiết bị . Bảo vệ ở mức mạng được thực hiện ở cả đường cấp cao và cấp thấp. Bảo vệ ở mức thiết bị được thiết kế nhằm tăng cường các khả năng của bản thân thiết bị, nó được thực hiện bằng

các trang thiết bị thêm các phân hệ (Subsystem) hay các khối đặt sẵn (Single Plug-in Units). Thiết bị SXC cung cấp các lựa chọn bảo vệ sau:

V. 2. Bảo vệ sự kết nối :

Bảo vệ sự kết nối được cung cấp bởi SXC 4/1 ở các mức VC-4 ,VC-3 , VC-2,VC-12 và được áp dụng cho bất kỳ cấu hình mạng nào . Sự chuyển mạch bảo vệ được điều khiển bằng NCU (chuyển mạch bảo vệ được điều khiển hoàn toàn bằng phần mềm). NCU được thông báo về các chuẩn chuyển mạch của luồng tín hiệu truyền qua SXC. Trong khi đó, chế độ bảo vệ các giá con giao diện SDH của ma trận kết nối được điều khiển bằng phần cứng. Chế độ bảo vệ này được giới hạn cho các đường trong các Card giao diện được lắp đặt trong cùng một hàng của giá máy kiểu bảo vệ sự kết nối này cũng được sử dụng cho SXC 4/4 ở mức VC-4 và các mức tín hiệu PDH. Chuyển mạch bảo vệ được thực hiện ở chế độ Non- Revert .

V.3. Bảo vệ card giao diện:

Kiểu bảo vệ này được sử dụng cho SXC 4/1 bao gồm :

■ Bảo vệ (1: N) Card 140 Mbps (N=1 ■).

■ Bảo vệ (1: N) Card 2Mbps (N = 1 ■5).

Chuyển mạch bảo vệ được thực hiện bởi người vận hành khi một trong số các card có lỗi. Tất cả các dữ liệu cấu hình Card được đưa đến cả Card làm việc lẫn Card dự phòng và có thể chuyển đổi cho nhau. Các lưu lượng tín hiệu ở mức ưu tiên thấp không thể truyền qua các Card dự phòng .

Ngoài các tính năng kể trên, thiết bị SXC còn cung cấp các tính năng bảo vệ:

■ Bảo vệ (1+1) mạng chuyển mạch

■ Bảo vệ (1+1) sự phân phối và tái tạo tín hiệu định thời.

■ Bảo vệ (1+1) cho đơn vị điều khiển và Bus điều khiển nội bộ.

■ Bảo vệ (1+1) các giao diện điều khiển CC BUS trong NCU và trong CC BUS.

Dữ liệu của NCU đều được lưu vào đĩa cứng ,do đó toàn bộ hệ thống sẽ được khởi động lại một cách tự động khi xảy ra sự cố.

VI. QUÁ TRÌNH VẬN HÀNH :

Thiết bị SXC có thể được vận hành trực tiếp hay từ xa thông qua OAMT. Khi cần thiết nhiều thiết bị SXC có thể được vận hành từ một OAMT chủ gọi là MOAMT (Master OAMT).

Cấu hình này có chi phí thấp và có thể truy nhập tối đa là 8 thiết bị SXC 4/1. Mặt khác nhiều OAMT cũng có thể được nối với một SXC 4 /1. Do đó có thể phân công chức năng và nhiệm vụ riêng cho từng OAMT. Trong trường hợp này, OAMT cục bộ sẽ điều khiển các thủ tục truy nhập.

OAMT cung cấp cơ cấu vận hành thuận tiện, được thiết lập trước bằng các Menu và các giao diện người sử dụng. Các dữ liệu đưa vào thông qua màn hình hội thoại, được kiểm tra dạng chính xác và khả năng có thể thực hiện. Thông tin trợ giúp có thể dùng được tất cả các chức năng vận hành. Việc truy nhập tới OAMT được bảo vệ bằng một hệ thống các từ khoá riêng biệt.

VII. CÁC CHỈ TIÊU KỸ THUẬT CỦA THIẾT BỊ SXC 4/1.

Các chỉ tiêu kỹ thuật (Technical Specification).

Thiết bị nối chéo đồng bộ SXC 4/1 có thể đáp ứng mọi yêu cầu của môi trường truyền dẫn tiêu chuẩn mà nó được sử dụng theo các ứng dụng :

1. Các phần mở rộng (expansion Stage).

Số lượng cổng tương ứng cổng 2Mbit/s...2048 , 4096, 8192, 16384 .

Số cổng tương ứng cổng STM-1 32, 64, 128, 256 .

2. Ma trận đầu nối (Connection Matrix) .

Các cấp chuyên mạch bên trongTU-12, TU-2, TU-3, AU-4 .

3. Các giao diện số (Digital Interfaces) .

Các giao diện 2Mbit/s (ITU-T G. 703).

Tốc độ bit 2048 Kbit/s 59 pps .

Loại mã HDB 3.

Khắc phục suy giảm cáp tối đa 6 dB tại 1024 Khz .

Trở kháng 75 sym hoặc 120 asym.

Giao diện 34 Mbit/s (ITU-T G. 703).

Tốc độ bit 34368 Kbit/s 0 pps .

Loại mã mã HDB 3 .

Khắc phục suy giảm tối đa 12 dB tại 17184 Khz .

Trở Kháng 75 ■■■ sym .

Giao diện 140 Mbit/s (ITU-T G.703).

Tốc độ bit 139264 Kbit/s ■■■ 15 pps .

Loại mã mã CMI .

Khắc phục suy giảm tối đa 12 dB tại 70 Mhz .

Trở kháng 75 ■■■ sym .

Giao diện 155 Mbit/s (ITU- T G. 703).

Tốc độ bit 155520 Kbit/s .

Loại mã CMI .

Khắc phục suy giảmtối đa 12 dB tại 78 Mhz .

Trở kháng 75 ■■■ sym .

4. Giao diện điều khiển Q3 (Control Interface).

Giao thức giao thức Q theo G. 733 ITU-T

5. Các giao diện đồng hồ (Clock Interface).

Đối với tín hiệu 2048 Khz (ITU-T G.703/20).

Loại tín hiệutín hiệu số hoặc tương tự (G.703, ITU-T).

Khắc phục suy giảm cấp.....tối đa là 9 dB tại 2048 Khz .

Đối với tín hiệu 2048 Kbit/s (G.703/6 của ITU-T).

Loại tín hiệuHDB 3.

Khắc phục suy giảm cấptối đa 6dB tại 1024 Khz đối với tín hiệu 10 Mhz .

Loại tín hiệu tín hiệu tương tự .

Khắc phục suy giảm cấp tối đa 15 dB tại 10 Mhz .

6. Bộ điều khiển nút NCU (Node Control Unit).

Phần cứng (Hardware) .

■ Bộ xử lý trung tâm MPU (Main Processor Unit) .

Bộ vi xử lý80486 .

Dual Port Ram8M byte .

SRAM512 K byte.

EPROM5/2 K byte.

■ Bộ nhớ MU (Memory Unit) . Đĩa cứng HDU (Hard Disk Unit) .

DRAM 32 M byte .

Bộ đệm (Cache).....64 K byte .

Hai ổ cứng mỗi ổ 105 M byte .

■ Bộ điều khiển đĩa DCU (Disk Control Unit) .

Giao diệnSCSI

■ Bộ xử lý vào ra IOP (Input / out put Procссор) .

Số lượng tối đa là 5 bộ .

Số giao diện trên một IOP 4 giao diện RS 485 .

Phần mềm : (Soft Ware).

Hệ thống vận hành RMOS .

Ngôn ngữ lập trình C .

7. OAMT Client .

Trạm làm việcSun SPARCTT .

Bộ xử lý trung tâm Micro SPARCTT – Rise .

Bộ nhớ chính32 M byte .

Đĩa cứng 1 G byte .

Đĩa mềm loại 3 ■ inch 1,4 M byte .

Máy in Laze SPRN –600.

Màn hình màu 20 inch , 1152 900 pixel .

Tốc độ làm sạch (Refresh) là 76 Hz.

Cassette drive. 14 Gbyte, 8mm.

*** OAMT. Server.**

Trạm làm việc.....SPARC CPU-5^V

Bộ xử lý trung tâmMicro SPARC TT-Risc.

Bộ nhớ chính.....64 M byte.

Đĩa cứng.....1 G byte.

Giao diện người dùng.....X – windows và Motif.

Phần mềm cho Client và Server.

Hệ thống vận hành.....Sun Solaris 2.3

Ngôn ngữ lập trình.....C.

8. Multiple OAMT.

Phần cứng

Operator Terminal Client.

Trạm làm việc Sun SPARC Station

Bộ xử lý trung tâm.....Super SPARC. RISC

Bộ nhớ chính128 Mbyte

Đĩa cứng.....1 G byte.

9. Q3 Adapter.

Phần cứng:

Trạm làm việcSuper SPARC

RAM.....128M byte.

Đĩa cứng.....1 or 2 Gbyte.

Phần mềm

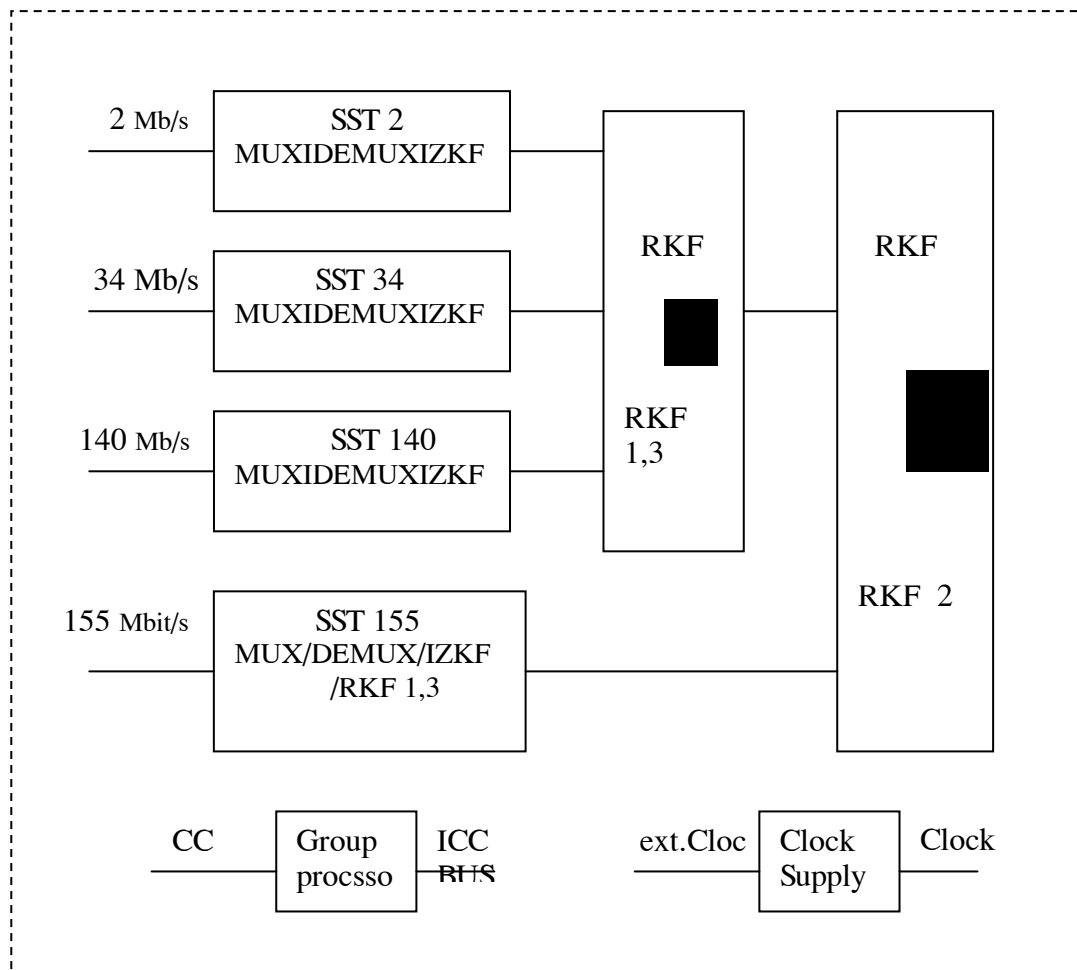
Hệ thống vận hành.....Solaris 1.1.1.

Ngôn ngữ lập trình.....C, C ++

10. Nguồn cung cấp (power Supply).

Điện áp đầu vào -36^v ■ 75^v

Dòng vận hành.....được lập riêng và được cấu hình dự phòng cho từng giá và giá con.



Sơ đồ khối các giao diện chức năng của CCMC .

TRK	SX	NFR
PIF	SX	NCU
PIF	SIF	Q3A

32 STM 1

XIF . Interface Subrack . PDH . SDH .
(SST2 – 140/SR 155)

SX Connection Matrix Subrack RFK.TRK .
Clock/ Controller / Connection .
Matrix Subrack .
NCU . Node Control Unit.

TRK	TRK	SX	SX	NFR
PRF	PRF	SX	SX	NCU
PIF	PIF	SIF	SIF	Q3A

64 STM-1

Q3A Q3A Adapter and OAMT Server.

NFR . Standard
Frequen of Device.

TRK	TRK	SX	SX	SX	SX	TRK	NFR
PIF	PIF	SX	SX	SX	SX	PIF	PIF
PIF	PIF	SIF	SIF	SIF	SIF	PIF	PIF

256 STM-1

Sắp xếp giá con và giao dịch.

CHƯƠNG III

THIẾT BỊ SL4

I. Đặc điểm kỹ thuật : (Technical Specification).

Bước sóng	nm	1.280 tới 1335	1928 tới 1320	1510 tới 1560	1530 tới 1555			
Diode Laser Mức sử dụng (ITU-T G.957) Độ rộng phổ Nén mode cạnh Hệ số triệt tiêu Mức truyền dẫn tại Sourle.	nm dB dB m	FP.low Power Version S - 4 . 1 < 2.5 - < 0.15 -15 ■■8	FP Standard Version L - 4.1 < 17 - < 0.1 -3 ■■	DFB Standard Version L-4.2/L-4.3 < 0.5 > 30 < 0.1 -3 ■■-2	Distributed Feedback High-Power-Version JE - 4.2 / JE - 4.3 < 0.5 >30 < 0.1 +3 ■■6 12 ■■5 có bộ khuếch đại quang			
Hướng thu IngaAs-APD High-Sensytivity Version Mức thu với tỉ lệ lỗi bit ■■0 .	dB m	Ge-APD Standard Version -34 ■■3	IngaAs APD Standard Version -36 ■■8	IngaAs APD Standard Version -36 ■■8	IngaAs-APD High-Sensytivity Version -39 ■■17	IngaAs APD Standard Version 45 ■■5 có bộ tiền K. đại.		
Sợi đơn mode. Tán xạ cho phép. Suy hao do tán xạ Suy giảm đoạn cho phép.	ps/n m dB dB	90 < 1 0 ■■8	130 < 1 3 ■■0	130 < 1 8 ■■2	3500 < 1 10 ■■2	4000 < 1 23 ■■1	5000 < 2 32 ■■9	5000 < 2 30 ■■0

Các giao diện (Interfaces)

Giao diện vào ra tuyến quang (G.707 ■■ G.709 .G.957, G.958 của ITU-T).

Tốc độ bit.....622.080 Mb/s.

Mã sử dụng.....Mã nhị phân NRZ.

Giao diện vào ra luồng tín hiệu điện 140 Mb/s (G.703 của ITU-T).

Tốc độ bit.....139.246 Mb/s.

Mã hoámã CMI.
 Điện áp thông thường U_{0-p}1v.
 Suy giảm cáp tại 70 MHz.....12dB.
 Trở kháng thông thường.....75 Ω
 Độ di phase (Jitter).....theo G.823 của ITU-T.
 Giao diện vào ra luồng tín hiệu điện 155Mb/s (G.703 của ITU-T)
 Tốc độ bit.....155.520 Mb/s.
 Mã hoá.....mã CMI.
 Điện áp thông thường.....1v.
 Suy giảm cáp tại 70 MHz.....12,7 dB.
 Trở kháng thông thường75 Ω
 Độ di phase (Jitter).....theo G.958 của ITU-T.
 Giao diện vào ra luồng tín hiệu quang 155M bit/s (G.958 của ITU-T)
 Tốc độ bit.....139.264 Mb/s.
 Mã hoá.....mã nhị phân NRZ.
 Mức truyền dẫn-8dB Ω 15dBm.
 Bước sóng.....1300nm.
 Suy hao quang cho phép trên tuyến.....12dB.
 Giao diện cho đồng bộ đồng hồ mạng (G.703 của ITU-T).
 Giao diện đầu vào T3 in.
 Tần số đầu vào.....2048 KHz.
 Điện áp đầu ra U_{0-p}0,5v Ω ,9v (cân bằng).
 Có thể chuyển đổi thành0,357v Ω ,5v (không cân bằng).
 Trở kháng đầu vào120 Ω cân bằng).
 Có thể chuyển đổi thành.....75 Ω không cân bằng).
 Liên kết DCC_R.
 Loại giao diệngiống như giao diệnV-11 của ITU-T.
 tốc độ bit.....192 Kbit/s.
 Kênh thông tin dữ liệu DCC_M.

Loại giao diệngiống như giao diệnV-11 của ITU-T.

Tốc độ bit.....567 Kbit/s.

Các đường dây phục vụ RS và MS.

Dải tần.....300Hz ■ 400Hz.

Mode vận hành.....4 dây (4wire).

Thông qua giao diện PBX.....2 dây(2 wire).

Kiểu điều chếPCM (Pulse Code Modulation).

Tốc độ bit.....64 Kbit/s.

Giao diện cho các kênh phụ trợ.

Các kênh phụ trợ trong tín hiệu STM-4 sử dụng tối đa là 5 kênh.

Kênh phụ trợ	ITU-T G.703 64	Loại giao diện. Tốc độ bit theo Kbit/s. Giống như V.11 ITU-T			
		64	192	576	512
AU x 1	+	+	+	+	
AU x 2	+	+	+	+	
AU x 3				+	
AU x 4	+				
AU x 5		+	+		+

Kênh phụ trợ trong tín hiệu STM-1 có tối đa là 3 kênh như sau:

Kênh phụ trợ	ITU-T G.703 64	Loại giao diện. Tốc độ bit theo Kbit/s. Giống như V.11 ITU-T			
		64	192	576	512
AU x 1	+	+	+	+	
AU x 2	+				
AU x 3		+	+		+

Giao diện cho tín hiệu báo số 7.

Đầu ra cảnh báo.....ZA(A) , ZB(B).

Giao diện cho các cảnh báo nội bộ.

Loại giao diện.....E & M.

Số đầu vào.....6.

Số đầu ra.....4.

Giao diện cho đầu cuối vận hành F (OT).

Loại giao diện.....V.24 (RS232C).

Tốc độ truyền dẫn.....9.6 Kbit/s.

Giao diện cho mạng quản lý viễn thông TMN.

Giao diện Qx.

Sắp xếp giao thức..... theo khuyến nghị G.733.Q 811, Q 812.

Giao diện QD₂.

Sắp xếp giao thức trong lớp 1 và 2 của OSI.....theo G.733 của ITU-T.

Giao diện Q₃ theo khuyến nghị G.733 của ITU-T và tiêu chuẩn của Q 811 của ETSI.

Nguồn cung cấp.

Điện áp đầu vào..... -36v ■ 75v.

Công suất tiêu thụ ở điện áp 60v và được trang bị đầy đủ.

SLT4..... xấp xỉ 100w.

SLR4..... xấp xỉ 85w.

TỔNG QUAN THIẾT BỊ

Thiết bị chỉ định.	Mã số thiết bị.
Thiết bị SL4.....	S42022-L3020-A1.
Giá cho SL4 và SL16.....	S42023-P331-A1.
Panel đầu cuối.....	-P326-A1.
Giá con cho	
-SLT4.....	-L 3148-B12.
-SLR4.....	-L 3149-B12.
Phần mềm quản lý hệ thống.....	P42022-P3-A300.
Đầu cuối vận hành.....	Máy tính cá nhân phù hợp với tiêu chuẩn công nghiệp.
Kích thước theo mm (W x H x D).	
Giá (Rack).....	600 x 2200 x 300.

Panel đầu cuối.....	533 x 200 x 207.
SLT4.....	535 x 200 x 207.
SLR4.....	535 x 436 x 252.

II. Thiết bị SL4.

Thiết bị SL4 được sử dụng để truyền dẫn 4 luồng STM-1 ở tốc độ 155 Mbps hoặc 4 luồng tín hiệu cận đồng bộ 140 Mbps. Nó cũng có thể truyền kế hợp cả hai loại tín hiệu này. Tín hiệu được truyền dẫn trên sợi quang SM ở khoảng bước sóng 1310 nm hoặc 1550 nm. Tín hiệu STM-1 quang hoặc điện có thể được đưa tới các đầu vào SL4 cũng được dùng để cấu thành thiết bị đường truyền SL16 (2.5 bit/s).

1. Đặc điểm của thiết bị SL4.

Thiết bị ghép kênh, thiết bị đường truyền và các bộ phận phục vụ được tổ hợp trên cùng một giá.

Hai hệ thống STL4 được thiết lập độc lập trên một giá con, có thể lựa chọn chuyển mạch bảo vệ (1:1) cho thiết bị đường truyền.

Các giao diện luồng riêng rẽ có thể chuyển mạch cho các tín hiệu điện 155 Mbps hoặc 140 Mbps. Điều này cho phép truyền dẫn tín hiệu của cả hai hệ phân cấp và thích ứng tốt với việc tăng dung lượng tín hiệu SDH trong tương lai. Các khối gắn sẵn (Plug-in Unirs) cùng với các giao diện luồng quang cũng được thiết lập sẵn sàng.

Các khối quang gắn sẵn dùng cho các tuyến truyền dẫn ngắn , vừa và dài. Phạm vi của truyền có thể được mở rộng nhờ các bộ tiến khuếch đại và khuếch đại quang (Optical Preampilifier & Optical Amplifier).

Ngắt laser tự động trên cả hai hướng truyền dẫn trong trường hợp tuyến gặp sự cố để tránh nguy hiểm do tia laser gây ra.

Các cảnh báo và trạng thái lỗi thông qua giao diện V24/RS 232C được hiển thị trên các panel điều khiển vad đầu cuối vận hành (Operating Terminal).

Thiết bị kết nối với mạng quản lý viễn thông TMN thông qua giao diện Qx hoặc QD₂.

Các phụ trợ kỹ thuật PCM, các giao diện bổ xung dùng cho các dịch vụ phụ trợ.

2. Bố trí thiết bị trên đường truyền .

Khi hoạt động ở các bước sóng 1310nm, SLR có khả năng bù suy hao tối đa là 30dB và 41dB đối với khoảng bước sóng 1550nm. Mức truyền dẫn 13dB có thể đạt được ở khoảng bước sóng 1550nm bằng việc sử dụng bộ khuếch đại quang, đồng thời

độ nhạy có thể đạt được tới -45 dBm, khoảng cách giữa hai trạm lặp có thể lên tới 200 Km. Đoạn ghép kênh có thể bao gồm tới 50 phần tử mạng. Các tuyến dài yêu cầu tới hơn 50 NE có thể đạt được nhờ sự điều chỉnh theo cấp các trạm ghép kênh.

3. Cấu trúc đồng bộ.

Thiết bị SL4 có thể được đồng bộ bởi tần số đồng hồ ngoài 2048 Hz thông qua giao diện đồng bộ mạng. Tín hiệu đồng bộ cũng có thể được cung cấp từ tín hiệu đường dây STM-4 (F1 in) hoặc từ tín hiệu nhánh STM-1 (STM-1 Tributary). Các nguồn định thời được lựa chọn theo các mức ưu tiên khác nhau và có khả năng chuyển mạch tự động sang nguồn khác khi có sự cố.

4. Chuyển mạch bảo vệ.

Thiết lập đường đồng bộ cung cấp sự lựa chọn chuyển mạch bảo vệ (1:1) song hướng. Các luồng tín hiệu số với các mức ưu tiên khác nhau được truyền trên 2 kênh riêng biệt. Trong trường hợp xuất hiện sự cố có mức ưu tiên cao nhất (mất đồng bộ), mất tín hiệu vào, có tín hiệu AIS, và có BER 10^{-3} - 10^{-6} đối với kênh truyền dẫn thì chuyển mạch bảo vệ sẽ làm việc với kênh dự phòng, các kết nối qua kênh truyền dẫn có mức ưu tiên thấp hơn sẽ bị ngắt.

5. Giám sát cảnh báo quản lý:

Tất cả các khối trong SL4 đều được giám sát bởi một bộ vi xử lý (Microprocessor) nó cung cấp các chức năng sau :

Đánh giá cảnh báo (như AIS , FERF)và định vị chi tiết lỗi của thiết bị trong mạng truyền dẫn .

Chuẩn đoán lỗi trong khối có sự cố .

Điều kiện hoạt động của các khối thiết bị, lưu giữ và truyền dẫn các thông số vận hành thiết bị .

Thiết lập các thông số chuẩn theo khuyến nghị G.821 và G.826 của ITU-T. Truyền dẫn và đánh giá các cảnh báo bổ xung bên ngoài.

Các tín hiệu cảnh báo và lỗi trong SL4 được xử lý ở khối giám sát trung tâm có trong mỗi thiết bị và được truyền qua các giao diện, quản lý mạng, quản lý phần tử tùy theo sự thiết lập của bộ lọc cảnh báo. Tất cả các tình trạng lỗi và cảnh báo đều được hiển thị nội bộ trên bàn điều khiển và hiển thị DCP (Display, Control , Panel) có trong mỗi giá máy. Các tín hiệu lỗi và cảnh báo này đều được biểu thị bằng đèn LED.

Các cấu hình quản lý khác nhau có thể sử dụng :

■ Điều khiển bằng phần mềm hệ thống SMSW(System Management Software)

Các phần tử mạng NE được kết nối với PC tiêu chuẩn thông qua giao diện F. Thông tin giữa các NE được thực hiện thông qua DCCt. Giao diện kết nối DCCt cho phép kết nối DCC từ một đoạn ghép kênh tới một đoạn ghép kênh khác SMSW đưa ra giao diện đồ họa thuận tiện cho người vận hành, nó có thể biểu thị rõ ràng tất cả các dữ liệu cảnh báo, cấu hình, giám sát. Một đầu cuối vận hành có thể điều khiển tới 50 phần tử mạng.

■ Điều khiển bằng hệ thống vận hành quản lý thiết bị EMOS và kết hợp trong TMN.

Cùng với Card thông tin bản tin MCF- Qx (Message Communication Card).

Một giao diện tới EMOS được cung cấp hoạt động với giao thức CNL S1 theo khuyến nghị G.811 (ITU-T). EMOS cho phép người vận hành mạng quản lý tập trung các SL cũng như các thiết bị SDH khác. EMOS cũng đưa ra giao diện Q3 được chuẩn hoá theo (ITU-T) để kết nối tới TMN cho các phần tử mở rộng cao hơn.

■ Điều khiển thông qua TMN cùng với giao diện QD2.

Cấu hình này sử dụng Card MCF – QD2 và hệ thống TMN đặc trưng cho khách hàng. Giao diện truyền dẫn thích ứng với lớp 1 và lớp 2 trong mô hình 7 lớp và khuyến nghị G.733 (ITU-T) sử dụng giao thức A1. Từ lớp thứ 3 đến lớp thứ 7. OSI, các giao thức tuân theo tiêu chuẩn của công ty viễn thông Đức (German Telecom).

6. Truyền dẫn thông tin trong phần mào đầu:

Thiết bị SL sử dụng phần mào đầu STM để truyền dẫn thông tin. Dung lượng các kênh truyền dẫn này là 64 Kb/s, hoặc là một số nguyên lần dung lượng này. Thiết bị SL sử dụng các kênh sau :

■ Kênh thông tin dữ liệu DCCr .

■ Kênh thông tin dữ liệu DCCm .

■ Đường dây phục vụ kỹ thuật RS .

■ Đường dây phục vụ kỹ thuật MS .

■ Các kênh phụ trợ từ AUX 1 ■ UX 5 cho tuyến truyền dẫn .

■ Các kênh phụ trợ từ K1 ■ K3 (cho luồng tín hiệu).

■ Các đường dây phục vụ kỹ thuật RS, MS : có tốc độ 64 Kbps.

Đường dây phục vụ RS (Regenerator Section) được thiết kế để phục vụ cho các cuộc gọi ở đoạn lặp, đường dây này được tạo bởi byte E1 trong phần RSOH theo khuyến nghị G.708 và G. 781 của ITU-T .

Đường dây phục vụ MS (Multiplexing Section) dùng cho các cuộc gọi ở đoạn ghép kênh, đường dây này được tạo bởi byte E2 trong phần MSOH.

Các đường dây phục vụ được vận hành nhờ khối đường dây phục vụ DTE panel điều khiển đường dây phục vụ TBF và một bộ đàm hoặc máy điện thoại khối gắn sẵn DTE được cung cấp một giao diện VF 4 dây với báo hiệu E và M để thiết lập cuộc gọi cho mỗi đường dây phục vụ . Ngoài ra nó còn có giao diện 2 dây để nối tới PBX và OTHN.

Các kênh phụ trợ AUX:Thiết bị SL được thiết kế cho phép sử dụng nhiều byte mào đầu . Thông qua việc cải tiến chương trình này tương thích các khối thiết lập sẵn bằng việc sử dụng mào đầu mà thiết bị có thể đáp ứng được các yêu cầu của khách hàng cũng như thoả mãn các khuyến nghị của ITU-T trong tương lai . Khối gắn sẵn ZK 1-1 được thiết lập để chèn các tín hiệu phụ trợ hoặc tách chúng ra khỏi tín hiệu đường dây. Các kênh phụ trợ được sử dụng là AUX-1 đến AUX-5 . Khối gắn sẵn OPF2 được dùng để chèn các tín hiệu phụ trợ vào hoặc tách chúng ra khỏi luồng tín hiệu . Lúc này sử dụng 3 kênh phụ trợ từ K1 đến K3. Đối với kênh phụ trợ K3, nếu được cấu hình là 512 Kbps thì có thể chia làm 8 kênh 64 Kbps thông qua 1 thiết bị được kết nối trước bên trong .

PHẦN IV

THIẾT KẾ TUYẾN THÔNG TIN QUANG

I. TÍNH TOÁN THIẾT KẾ TUYẾN THÔNG TIN QUANG:

Để việc chuyển đổi mạng PDH sang SDH được hoàn tất, ta phải thực hiện tính toán các tuyến truyền dẫn theo các khoảng cách và dung lượng cho trước để chọn các mã số thiết bị và khả năng vận hành của chúng.

Cự ly giữa các vòng HOST trong các vòng Ring cấp I.

Number	Tuyến truyền dẫn	Khoảng cách(m)
1	Đình Tiên Hoàng – Giáp Bát	8352
2	Giáp Bát – Thượng Đình	11372
3	Thượng Đình – Láng Trung	3349
4	Láng Trung – Từ Liêm	3297
5	Từ Liêm – Hùng Vương	4566
6	Hùng Vương – Bồ Hồ	4550
7	Bồ Hồ – Gia Lâm	6000

Bảng IV-1: Khoảng cách các tuyến trên mạng Ring 2.5 Gb/s

Sau đây là các bảng thông số thường sử dụng để tính toán tuyến truyền dẫn SDH dựa theo tài liệu của hãng Alcatel.

Ứng dụng	Nội đài	Liên đài					
		Tuyến ngắn		Tuyến dài			
Bước sóng nguồn phát (nm)	1310	1310	1550	1310	1550		
Loại sợi	REC G.652	REC G.652	REC G.652	REC G.652	REC G.652 REC G.654	REC G.653	
Khoảng cách(Km)	2	~ 15		~ 40	~ 80		
Mức STM	1 4 16	1-1	S-1.1 S-4.1 S-16.1	S-1.2 S-4.2 S-16.2	L-1.1 L-4.1 L-16.1	L-1.2 L-4.2 L-16.2	L-1.3 L-4.3 L-16.3

Tính toán thiết kế tuyến truyền dẫn SDH.

Dưới đây em xin trình bày tuyến truyền dẫn Bồ Hồ đi Đức Giang (Gia Lâm) cự ly 6 Km. Dung lượng yêu cầu 622 Mb/s.

Trong tuyến truyền dẫn này thì mã số thiết bị được xác định là : SL-4.1 có bước sóng là 1310 nm. Sợi quang theo khuyến nghị là G.652 là loại sợi đơn mode có suy hao là 0,4 dB/Km.

■ Các thông số nguồn phát (Source).

Với dung lượng 622Mb/s . Theo như bảng chỉ tiêu kỹ thuật của thiết bị SL4 thì ta có :

- Công suất nguồn phát :

$$P_{pmax} = -8 \text{ dB.}$$

$$P_{pmin} = -15 \text{ dB.}$$

- Luồng quang giữa S và R :

Suy hao cho phép từ $\alpha = 0$ $\alpha = 8$ dB. Các chỉ tiêu khác không đáng kể .

- Như vậy với suy hao sợi là : $\alpha_{sợi} = 0,4$ dB.

- Trên khoảng cách là 6 Km thì suy hao trên sợi là : $0,4 \times 6 = 2,4$ dB

Suy hao mỗi hàn . $\alpha_n = 0,1$ dB / mỗi . Mỗi cuộn cáp dài 500m tuyến ngoại thành cho nên suy hao trên toàn tuyến là : $\{(6000 : 500) - 1 \} \cdot 0,1 = -1,1$ dB.

Tổng suy hao là : $\alpha = 2,4 + 1,1 = 3,5$ dB (t/m trong khoảng $\alpha = 0$ $\alpha = 8$ dB.

- Thông số tại đầu thu R (Receiver):

- Độ nhạy thấp nhất được cho là : $P_{tmin} = -28$ dB.

- Mức thu tối đa (an toàn)là: $P_{tmax} = -8$ dB.

Như vậy ,với công suất phát là : $P_{pmax} = -8$ dB.

- Suy giảm đầu nối : -2 dB.

Dự trữ già hoá : -1 dB.

Tổng suy hao trên sợi : $3,5$ dB.

Công suất tới đầu thu là : $P_{thu} = -14,5$ dBm.

Thoả mãn $P_{thu} < P_{tmax}$ [$-14,5 < -8$ dBm.].

Khi thiết bị mới lắp đặt chưa có hiện tượng già hoá thì công suất tới đầu thu là : $-8 - 2 - 3,5 = -13,5$ dBm.

Đầu thu được an toàn .

Sau 25 năm $P_p = P_{min} = -15$ dBm, thì công suất tới đầu thu là : $-15 - 1 - 1 - 3,5 = -20,5$ dBm $> P_{tmin}$ (-28 dBm) đầu thu vẫn hoạt động tốt .

Kết luận: Với thiết bị SL4 đã lựa chọn thì tuyến truyền dẫn hoạt động tốt.