

---

# Cơ sở thông tin số

---

Giáo trình dành cho sinh viên đại học ngành  
Điện tử - Viễn thông

**TS. Nguyễn Hữu Thanh**  
**Khoa Điện tử Viễn Thông**  
**Trường Đại học Bách khoa Hà nội**  
**Tel. 7847529**  
**Email: thanhnh@mail.hut.edu.vn**

---



---

## Các từ viết tắt

<b>ADC</b>	<b>Analog Digital Converter</b>
<b>ADPCM</b>	<b>Adaptive Differential PCM</b>
<b>CAS</b>	<b>Channel Associated Signaling</b>
<b>CDMA</b>	<b>Code Division Multiple Access</b>
<b>CODEC</b>	<b>Coder – Decoder</b>
<b>DAC</b>	<b>Digital Analog Converter</b>
<b>DPCM</b>	<b>Differential PCM</b>
<b>DSSS</b>	<b>Direct-Sequence Spread Spectrum</b>
<b>ESD</b>	<b>Energy Spectral Density</b>
<b>ETSI</b>	<b>European Telecommunications Standards Institute</b>
<b>FAS</b>	<b>Frame Alignment Signal</b>
<b>FDMA</b>	<b>Frequency Division Multiple Access</b>
<b>FHSS</b>	<b>Frequency-Hopping Spread Spectrum</b>
<b>IEEE</b>	<b>Institute of Electronics and Electrical Engineering</b>
<b>ISI</b>	<b>Inter Symbol Interference</b>
<b>ITU</b>	<b>International Telecommunication Union</b>
<b>MFAS</b>	<b>Multi-Frame Alignment Signal</b>
<b>Modem</b>	<b>Modulation – Demodulation</b>
<b>NRZ</b>	<b>Non-Return-to-Zero</b>
<b>PAM</b>	<b>Pulse Amplitude Modulation</b>
<b>PCM</b>	<b>Pulse Code Modulation</b>
<b>PDF</b>	<b>Probability Density Function</b>
<b>pdf</b>	<b>probability distribution function</b>
<b>PPM</b>	<b>Pulse Position Modulation</b>
<b>PSD</b>	<b>Power Spectral Density</b>
<b>PWM</b>	<b>Pulse Width Modulation</b>
<b>RZ</b>	<b>Return-to-Zero</b>
<b>SDR</b>	<b>Signal to Distortion Ratio</b>
<b>TDMA</b>	<b>Time Division Multiple Access</b>



# Bảng đối chiếu thuật ngữ Anh - Việt

Tiếng Việt	Tiếng Anh
Méo chồng phổ	Aliasing
Băng tần thông dải	Band Pass
Băng tần cơ sở	Baseband
Trạm gốc	Base Station
Kênh	Channel
Va đập	Collision
Cuộc nối	Connection
Nhiều xuyên âm	Cross Talk
Quá trình khôi phục tín hiệu	Decision Process
Giải điều chế	Demodulation
Mạch dò	Detection
Cân bằng	Equalisation
Mã hoá điều khiển lỗi	Error Control Coding
Mật độ phổ năng lượng	Energy Spectral Density
Đồ thị mắt	Eye Diagram
Lấy mẫu đỉnh phẳng	Flat Topped Sampling
Khung	Frame
Đáp ứng tần số	Frequency Response
Giao thoa giữa các ký tự	Intersymbol Interference
Modem	MODEM
Điều chế	Modulation
Đa khung	Multi-frame
Đa truy nhập	Multiple Access
Bộ ghép kênh, bộ hợp kênh	Multiplexer
Lấy mẫu tự nhiên	Natural Sampling
Hiệu ứng xa - gần	Near – Far Effect
Mã đường truyền	Line Coding
Kết nối, liên kết	Link
Mật độ phổ công suất	Power Spectral Density
Hàm mật độ xác suất	Probability Density Function
Từ mã giả nhiễu	Pseudonoise Code

Điều chế biên độ xung	Pulse Amplitude Modulation
Điều chế xung mã	Pulse Code Modulation
Điều chế vị trí xung	Pulse Position Modulation
Điều chế độ rộng xung	Pulse Width Modulation
Lượng tử hoá	Quatisation
Bộ lọc cos nâng	Raised Cosine Filter
Bộ lọc khôi phục	Reconstruction Filter
Trạm lặp	Repeater
Lấy mẫu	Sampling
Đầu thu, phần thu	Sender
Tỷ số tín hiệu trên méo	Signal to Distortion Ratio
Đầu thu, phần thu, đích	Sink
Mã hoá nguồn	Source Coding
Ghép kênh phân chia theo thời gian	Time Division Multiplexing
Bộ phát, khối phát	Transmitter

---

# Mục lục

1.....	Giới thiệu chung về hệ thống thông tin	1
1.1.....	Một số khái niệm chung	1
1.1.1.....	Định nghĩa	1
1.1.2.....	Các khái niệm thông dụng trong thông tin số	1
1.1.3.....	Giới thiệu nội dung môn học	2
1.1.4.....	Tài liệu tham khảo	2
1.1.5.....	Thông tin, môi trường truyền tin và một số yêu cầu chung trong hệ thống thông tin	3
Các yêu cầu khi truyền thông tin qua một hệ thống viễn thông .....		3
Nguồn tin .....		3
Môi trường truyền tin .....		4
1.2.....	Các dịch vụ viễn thông - Chuẩn trong hệ thống viễn thông	4
1.2.1.....	Một số dịch vụ viễn thông cơ bản	4
1.2.2.....	Một số tổ chức cung cấp các chuẩn viễn thông	5
1.3.....	Mạng số DN (Digital Network)	5
1.3.1.....	Ưu điểm của truyền tin số so với tương tự	5
1.3.2.....	Các phương thức liên lạc	6
Đơn công (Simplex) .....		6
Bán song công (Half duplex) .....		6
Song công (Duplex) .....		6
1.3.3.....	Các tham số cơ bản trong mạng số	6
1.3.4.....	Các thành phần cấu thành một mạng số	8
CODEC.....		8
Bộ ghép kênh .....		10
Modem.....		11
Đa truy nhập .....		11
2.....	Một số kiến thức chung về biến đổi Fourier	13

2.1. ....	Biến đổi Fourier	13
2.1.1. ....	Biến đổi Fourier một dạng sóng từ miền thời gian sang tần số	13
2.1.2. ....	Biến đổi Fourier ngược	13
2.1.3. ....	Một số tính chất của biến đổi Fourier	14
2.1.4. ....	Định nghĩa một số hàm hay sử dụng trong phân tích phổ	14
Mật độ phổ năng lượng .....		14
Mật độ phổ công suất .....		14
Hàm Delta Dirac.....		14
Tích chập .....		15
2.1.5. ....	Một số định lý biến đổi Fourier	16
2.2. ....	Dạng phổ của một số tín hiệu thường gặp	16
2.2.1. ....	Phổ của tín hiệu hình sin	16
2.2.2. ....	Phổ xung chữ nhật	17
2.2.3. ....	Phổ của xung tam giác	18
2.3. ....	Phổ của các dạng sóng tuần hoàn	18
2.3.1. ....	Chuỗi Fourier phức	18
2.3.2. ....	Phổ vạch của các dạng sóng tuần hoàn	19
2.3.3. ....	Phổ của sóng vuông tuần hoàn	20
2.4. ....	Bài tập	21
<b>3. ....</b>	<b>Lấy mẫu và PCM</b>	<b>23</b>
3.1. ....	Điều chế xung	23
3.2. ....	Quá trình lấy mẫu	23
3.2.1. ....	Lấy mẫu tự nhiên và lấy mẫu đỉnh phẳng	24
3.2.2. ....	Lấy mẫu băng tần cơ sở và định lý Nyquist	25
3.2.3. ....	Nhiều chồng phổ (aliasing)	26
3.2.4. ....	Quá trình lấy mẫu trong thực tế, khôi phục tín hiệu và tỷ lệ $S/N$	26
3.2.5. ....	Lấy mẫu thông dải	29
Tín hiệu băng tần cơ bản và tín hiệu băng tần thông dải .....		29
Lấy mẫu tín hiệu băng tần thông dải.....		29
3.3. ....	Quá trình lượng tử hoá	30



3.3.1.....	Lượng tử hoá xung PAM	30
3.3.2.....	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử hoá	31
3.4. ....	Điều chế xung mã – PCM	34
3.4.1.....	$SN_qR$ của phương pháp PCM tuyến tính	35
3.4.2.....	$SNR$ sau giải mã PCM tại đầu thu	35
3.4.3.....	Mã hoá PCM phi tuyến	37
3.5. ....	Các kỹ thuật giảm băng truyền tín hiệu thoại	40
3.5.1.....	Mối liên hệ giữa tốc độ và độ rộng băng tần của tín hiệu số	40
3.5.2.....	Kỹ thuật Delta PCM	40
3.5.3.....	Kỹ thuật PCM vi phân – Differential PCM (DPCM)	41
3.5.4.....	Kỹ thuật DPCM tự thích ứng – Adaptive DPCM (ADPCM)	43
3.5.5.....	Điều chế Delta – Delta Modulation (DM)	43
3.5.6.....	Điều chế Delta tự thích ứng – Adaptive Delta Modulation (ADM)	47
3.6. ....	Bài tập	48
4.....	Truyền tín hiệu trên băng tần cơ bản và mã đường truyền	50
4.1. ....	Một số công cụ toán học cần thiết	50
4.1.1.....	RMS (Root Mean Square)	50
4.1.2.....	Kỳ vọng (Expectation)	50
4.1.3.....	Sự biến thiên (Variance)	50
4.1.4.....	Phân bố Gauss (Gaussian Distribution)	51
4.2. ....	Các vấn đề khi truyền tín hiệu trên băng tần cơ bản	51
4.2.1.....	Mô hình kênh truyền và hệ thống thu phát	51
4.2.2.....	Hiện tượng ISI (Intersymbol Interference)	52
4.2.3.....	Đồ thị mắt (eye diagram)	54
4.2.4.....	Sửa dạng xung và quá trình lọc kênh Nyquist	55
4.2.5.....	Bộ lọc cos nâng (raised cosine filter)	56
4.2.6.....	Nhiễu xuyên âm (cross talk)	58
4.3. ....	Ảnh hưởng của nhiễu và ISI lên chất lượng tín hiệu	59
4.3.1.....	Khôi phục tín hiệu tại đầu thu	59
4.3.2.....	Tính toán lỗi đường truyền cho tín hiệu hai mức	60

4.3.3.....	Tính toán lỗi đường truyền cho tín hiệu nhiều mức	62
4.3.4.....	Lỗi tích lũy khi truyền tín hiệu qua nhiều chặng	63
4.4. ....	Mã đường truyền	66
4.4.1.....	Giới thiệu chung về mã đường truyền	66
4.4.2.....	Các mã đường truyền đơn cực (unipolar)	70
4.4.3.....	Mã lưỡng cực (polar)	71
4.4.4.....	Mã dipolar	72
4.4.5.....	Mã Bipolar-RZ và Bipolar-NRZ	72
4.4.6.....	Quá trình đồng bộ xung và mã HDBn	72
4.4.7.....	Mã CMI (coded mark inversion)	73
4.4.8.....	Mã nBmT	74
4.5. ....	Các phương pháp truyền và tách thông tin đồng bộ	74
4.5.1.....	Truyền đồng bộ trong thoại số	74
4.5.2.....	Khôi phục tín hiệu đồng bộ	76
4.6. ....	Bài tập	77
5.....	Kỹ thuật ghép kênh	79
5.1. ....	Tổng quan	79
5.2. ....	Kỹ thuật ghép kênh theo tần số	79
5.2.1.....	Nguyên lý chung	79
5.2.2.....	Một số hiệu ứng trong thông tin di động	80
5.2.3.....	FDMA trong thông tin di động	81
5.2.4.....	Ưu nhược điểm của FDMA	82
5.2.5.....	Ghép kênh trong thông tin quang	82
5.3. ....	Kỹ thuật ghép kênh theo thời gian	82
5.3.1.....	Nguyên lý chung	82
5.3.2.....	TDMA trong thông tin di động	83
5.3.3.....	Thí dụ về cấu trúc khung thời gian trong hệ thống GSM	84
5.3.4.....	Ưu nhược điểm của TDMA	84
5.3.5.....	Ghép kênh thống kê	84
5.4. ....	Ghép kênh PCM	86

5.5. ....	Kỹ thuật ghép kênh theo mã	88
5.5.1.....	Nguyên lý chung	88
5.5.2.....	Phương pháp trải phổ trực tiếp – DSSS	89
5.5.3.....	Phương pháp trải phổ nhảy tần – FHSS	90
5.6. ....	Bài tập	92
6.....	Phụ lục	93
6.1. ....	Giá trị hàm erf dưới dạng bảng	93



---

## Mục lục hình vẽ

Hình 1 Đường truyền, kết nối và cuộc nối.....	2
Hình 2 Quá trình phát triển các dịch vụ viễn thông .....	4
Hình 3 Các phương thức truyền thông tin.....	6
Hình 4 Sơ đồ khối hệ thống thông tin số .....	8
Hình 5 Quá trình biến đổi tương tự - số .....	9
Hình 6 Chèn byte trong TDM .....	11
Hình 7 Chèn bit trong TDM .....	11
Hình 8 Ghép kênh và đa truy nhập.....	12
Hình 9 Phổ tín hiệu hình sin .....	16
Hình 10 Tín hiệu xung chữ nhật.....	17
Hình 11 Phổ của xung chữ nhật .....	17
Hình 12 Xung tam giác .....	18
Hình 13 Phổ của xung tam giác.....	18
Hình 14. Dạng sóng vuông tuần hoàn.....	20
Hình 15 Dạng tín hiệu xung vuông tuần hoàn trong miền thời gian và miền tần số	21
Hình 16 Các phương pháp điều chế xung.....	23
Hình 17 Miền tần số và thời gian trong quá trình lấy mẫu tự nhiên .....	24
Hình 18 Minh hoạ miền thời gian và tần số của xung PAM hoặc lấy mẫu đỉnh phẳng	25
Hình 19 Nhiều chồng phổ nảy sinh do định lý Nyquist không được thoả mãn	26
Hình 20 Đặc tính phổ tần số tiếng nói của đàn ông và phụ nữ .....	27
Hình 21(a) Hàm truyền đạt của bộ lọc khôi phục lý tưởng; (b) Hàm truyền đạt của bộ lọc khôi phục không lý tưởng (thí dụ lọc RC).....	27
Hình 22 Bộ lọc thông thấp RC .....	28
Hình 23 Tín hiệu thông dải và cơ sở .....	29
Hình 24 So sánh lấy mẫu theo tín hiệu thông dải và theo Nyquist .....	30
Hình 25 Hàm mật độ xác suất của xung PAM với biên độ liên tục.....	31

Hình 26 Quá trình lượng tử hoá tín hiệu PAM .....	31
Hình 27 Hàm mật độ xác suất của tín hiệu sau lượng tử hoá .....	31
Hình 28 Sai số lượng tử hoá phát sinh tạp âm $\varepsilon_q(t)=g_q(t)-g(t)$ .....	32
Hình 29 Mối quan hệ giữa xung PAM, lượng tử hoá và tín hiệu PCM.....	34
Hình 30 Mã hoá PCM tuyến tính và phi tuyến .....	37
Hình 31 Nén và dẫn nén.....	37
Hình 32 Quá trình xây dựng hàm nén trong companded PCM .....	38
Hình 33 Đặc tính của hàm A-law với các hệ số A khác nhau .....	39
Hình 34 Trị tuyệt đối của hàm A-law xấp xỉ .....	39
Hình 35 Mã hoá và giải mã delta PCM .....	41
Hình 36 Mã hoá và giải mã DPCM .....	42
Hình 37 Một thuật toán tiên đoán được sử dụng trong DPCM .....	42
Hình 38 Mã hoá và giải mã DM .....	44
Hình 39 Dạng sóng DM và tạp âm lượng tử hoá, tạp âm dốc.....	45
Hình 40 SNR với các giá trị $\Delta$ và tỷ số $f_S/f_H$ khác nhau .....	45
Hình 41 Sự xuất hiện thành phần một chiều ở đầu thu do lỗi.....	46
Hình 42 Mã hoá ADM .....	47
Hình 43 Dạng sóng ADM với bước lượng tử hoá thay đổi .....	48
Hình 44 Phân bố Gauss .....	51
Hình 45 Đáp ứng tần số của cáp đồng 2km .....	52
Hình 46 Mô hình kênh truyền và hệ thống thu phát.....	52
Hình 47 Tín hiệu phát ra từ nguồn.....	53
Hình 48 Hiện tượng ISI.....	54
Hình 49 Dạng đồ thị mất.....	55
Hình 50 Hàm truyền của bộ lọc Nyquist.....	55
Hình 51 Dạng sóng tín hiệu thỏa mãn đáp ứng tần số Nyquist.....	56
Hình 52 Đáp ứng tần số của bộ lọc cos nâng.....	57
Hình 53 Hàm truyền đạt của đặc tuyến cos nâng trong miền thời gian. ....	58
Hình 54 Nhiễu xuyên âm đầu gần và đầu xa .....	58
Hình 55 Phổ của NEXT .....	59

Hình 57 Mã NRZ .....	62
Hình 58 Dạng tín hiệu nhiều mức.....	63
Hình 59 Hàm phân bố xác suất của tín hiệu nhiều mức và nhiễu .....	63
Hình 60 Đường truyền nhiều chặng sử dụng trạm lặp khuếch đại.....	64
Hình 61 Đường truyền nhiều chặng sử dụng trạm lặp khôi phục.....	65
Hình 62 Lỗi xảy ra tại trạm lặp khuếch đại và trạm lặp khôi phục.....	66
Hình 63 Đặc tính phổ công suất của một số mã đường dây .....	68
Hình 64 Dạng sóng của các mã đường dây tương ứng với tín hiệu PCM ...	69
Hình 65 Méo tín hiệu NRZ đơn cực do thành phần tần số thấp bị khử.....	71
Hình 66 Đồng bộ dòng tín hiệu 64kbit/s .....	75
Hình 67 Khôi phục đồng hồ bằng phương pháp chỉnh lưu.....	76
Hình 68 Khôi phục tín hiệu đồng hồ dùng bộ giao động cộng hưởng.....	77
Hình 69 Nguyên tắc ghép kênh theo tần số.....	80
Hình 70 Hiệu ứng đa đường và ISI đa đường.....	81
Hình 71 Wavelength Division Multiplexing .....	82
Hình 72 Nguyên lý ghép kênh theo thời gian.....	83
Hình 73 Cấu trúc khung thời gian của hệ thống GSM.....	84
Hình 74 Ghép kênh với băng truyền cố định và ghép kênh thống kê .....	85
Hình 75 Cấu trúc phân lớp các chuẩn tốc độ tại Bắc Mỹ, Nhật và châu Âu .	86
Hình 76 Cấu trúc khung của đường PCM 2Mbit/s.....	87
Hình 77 Khe thời gian 0 mang tín hiệu liên kết khung .....	87
Hình 78 Cấu trúc đa khung .....	88
Hình 79 Tín hiệu trước và sau trải phổ DSSS.....	89
Hình 80 Mã hoá DSSS sử dụng từ mã 11bit giả nhiễu .....	89
Hình 81 Nhiễu băng hẹp trong DSSS.....	90
Hình 82 Tín hiệu trước và sau trải phổ FHSS.....	90
Hình 83 Nhiễu băng hẹp trong FHSS.....	91
Hình 84 Phương pháp truy nhập kênh trong FHSS .....	91





---

# Mục lục bảng biểu

Bảng 1. Độ rộng băng tần của một số tín hiệu cơ bản .....	7
Bảng 2 Bảng mã 4B3T .....	7
Bảng 3 Một số định lý biến đổi Fourier .....	16
Bảng 4 Đặc tính của một số mã đường truyền thông dụng .....	67
Bảng 5 Quy luật mã hoá của HDB3 .....	73
Bảng 6 Mã 4B3T .....	74



# 1. Giới thiệu chung về hệ thống thông tin

## 1.1. Một số khái niệm chung

### 1.1.1. Định nghĩa

**Định nghĩa - Khái niệm Viễn thông (Telecommunication):** Viễn thông là quá trình truyền thông tin (communication) từ nguồn phát tới nguồn thu qua một khoảng cách nào đó (tele).

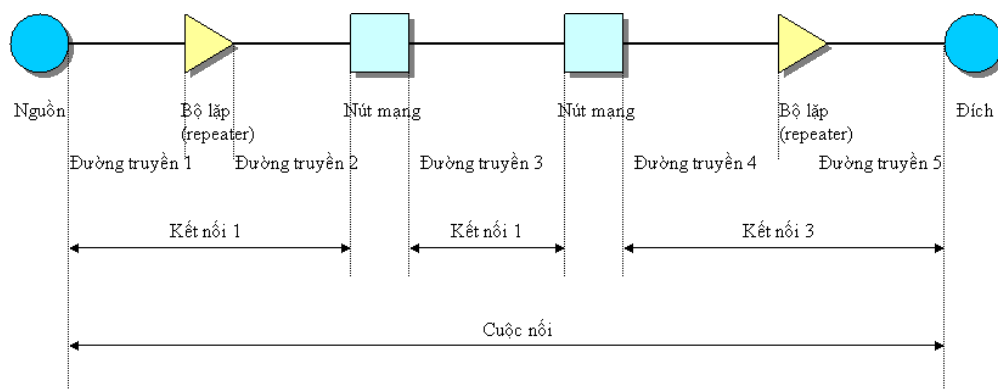
Trong quá trình trao đổi thông tin, có thể một hay nhiều nguồn phát cùng gửi thông tin đến một hay nhiều nguồn thu.

**Định nghĩa - Khái niệm thông tin số (Digital Communications):** Các hệ thống thông tin số mã hoá và truyền thông tin bằng một tập hợp hữu hạn các ký hiệu, không phụ thuộc vào kiểu nguồn tin.

Có thể coi tập hợp hữu hạn các ký hiệu này là một “bảng chữ cái” dựa vào đó để hệ thống thông tin thể hiện nguồn tin.

### 1.1.2. Các khái niệm thông dụng trong thông tin số

- **Nguồn:** nguồn phát thông tin (sender, transmitter, source)
  - **Đầu thu:** phần nhận thông tin được gửi từ đầu phát (sink, destination, receiver)
  - **Cuộc nối** (connection): là kênh thông tin logic giữa nguồn và đích.
  - **Đường truyền** (line): thường được sử dụng để ám chỉ đường truyền vật lý giữa hai thiết bị trong một hệ thống thông tin.
  - **Kết nối, liên kết** (link): là kênh thông tin logic nối giữa hai thiết bị trong một hệ thống thông tin (có thể là đầu cuối hoặc nút mạng).
  - **Kênh truyền** (channel): tương tự như kết nối (link).
  - **Nút mạng** (network node): là một thiết bị có nhiệm vụ thiết lập, duy trì và chuyển mạch các liên kết logic trên các đường truyền vật lý.
  - **Mạng** (network): là một tập hợp của nhiều nút mạng được nối với nhau bằng các đường truyền.
-



Hình 1 Đường truyền, kết nối và cuộc nối

Hình 1 giải thích các khái niệm trên.

### 1.1.3. Giới thiệu nội dung môn học

Chương 1 trình bày tổng quan về mạng viễn thông, sơ đồ khối và các thành phần cấu thành của một hệ thống viễn thông. Chương này cũng giới thiệu các dịch vụ viễn thông thông dụng hiện nay cũng như mạng số DN (digital network).

Chương 2 nhắc lại các khái niệm cơ bản về phân tích phổ và biến đổi Fourier, các kiến thức này hết sức quan trọng trong việc phân tích định lượng đặc tính hoạt động của các hệ thống viễn thông.

Chương 3 đi vào trình bày chi tiết kỹ thuật điều chế xung mã PCM. Đây là kỹ thuật mã hoá cơ bản để chuyển hoá tín hiệu từ tương tự thành số trước khi truyền đi.

Chương 4 nghiên cứu đặc tính của các kênh truyền dẫn số và ảnh hưởng của chúng lên tín hiệu như hiện tượng nhiễu giao thoa, méo. Tiếp theo là các phương pháp mã hoá thông tin để giảm thiểu các hiện tượng trên cũng như phương pháp khôi phục thông tin ở đầu thu.

Chương 5 trình bày các kỹ thuật ghép kênh: FDM (tần số), TDM (thời gian), CDMA (mã). Chương này đặc biệt đi sâu vào kỹ thuật ghép kênh TDM với đường PCM sơ cấp 30/32 và hệ thống truyền dẫn PDH/SDH.

Chương 6 đi sâu vào phương pháp mã hoá tín hiệu phi thoại tương tự như tín hiệu audio (chất lượng cao), video, tín hiệu FDM .v.v.

### 1.1.4. Tài liệu tham khảo

Ngoài các thông tin cung cấp trong giáo trình này, sinh viên có thể tham khảo thêm một số tài liệu sau:

- 1) **Digital Communications** – Ian Glover, Peter Grant; Prentice Hall 2000.
- 2) **Digital Communication Systems** – Peyton Z. Peebles; Prentice Hall 1987.
- 3) **Digital Communications** – John G. Proakis; McGraw Hill 1995

- 4) **Hệ thống viễn thông** - Tập I – Thái Hồng Nhị, Phạm Minh Việt; Nhà xuất bản giáo dục 2001.
- 5) **Hệ thống viễn thông** - Tập II – Thái Hồng Nhị, Phạm Minh Việt; Nhà xuất bản giáo dục 2001.
- 6) **Principles of Digital and Analog Communications** – Jerry D. Gibson; MacMillan Publishing Company 1990
- 7) **Digital Communications, Design for the Real World** – Andy Bateman; Addison-Wesley 1999

#### 1.1.5. Thông tin, môi trường truyền tin và một số yêu cầu chung trong hệ thống thông tin

##### *Các yêu cầu khi truyền thông tin qua một hệ thống viễn thông*

Quá trình truyền thông tin qua một hệ thống viễn thông cần phải được thiết lập và duy trì với chất lượng chấp nhận được. Chất lượng của các dịch vụ viễn thông được phản ánh thông qua một số tiêu chuẩn sau:

- 1) **Tốc độ của đường truyền:** Phản ánh tốc độ truyền thông tin từ nguồn tới đích.
- 2) **Tốc độ đáp ứng của hệ thống:** Phản ánh tính đáp ứng kịp thời của một hệ thống thông tin khi có một yêu cầu từ đầu vào. Thí dụ: tốc độ kết nối một cuộc gọi của hệ thống điện thoại.
- 3) **Tính chống lỗi:** Phản ánh độ tin cậy của thông tin truyền qua một hệ thống, dưới tác dụng của các yếu tố bên ngoài như nhiễu, quá tải thông tin, suy giảm và méo trên đường truyền.
- 4) **Trễ:** Thể hiện khoảng thời gian thông tin được truyền từ nguồn phát tới đầu thu.
- 5) **Giá thành:** Giá thành của một dịch vụ viễn thông, luôn luôn đi liền với chất lượng của dịch vụ. Yêu cầu đối với một dịch vụ viễn thông là giá cả và chất lượng chấp nhận được.

##### *Nguồn tin*

- Thông tin có thể được truyền dưới dạng tự nhiên (nguyên bản), không qua biến đổi.
- Thông tin có thể được thay đổi để làm cho thích hợp với:
  - Kênh truyền
  - Các thiết bị nằm trong mạng
  - Làm tương thích giữa đầu phát và đầu thu
- Ngoài ra, thông tin có thể được nén trước khi truyền lên kênh truyền. Nén có tác dụng hạn chế lượng thông tin thừa được truyền đi, tuy nhiên vẫn đảm bảo được việc phục hồi thông tin ở đầu thu.

Thông tin được biến đổi thông qua **mã hoá** hoặc **điều chế**.

## Môi trường truyền tin

Thông tin có thể được truyền dưới dạng:

- Dòng điện
- Sóng điện từ (sóng radio)
- Dòng ánh sáng

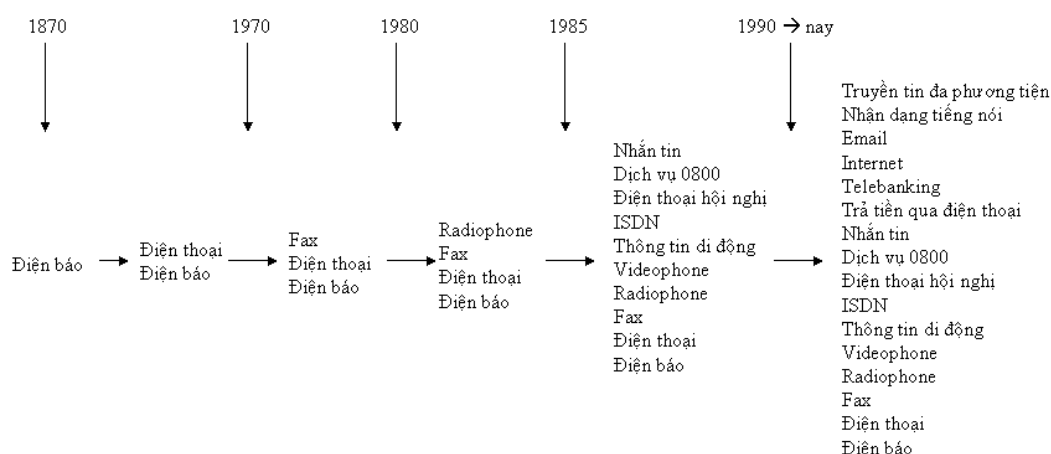
Vì vậy, các môi trường truyền tin thông dụng bao gồm:

- Dây đồng, gồm có:
  - Cáp đồng trục
  - Cáp xoắn
- Truyền thông tin qua không gian: sóng siêu cao tần (viba), truyền thông tin qua vệ tinh, trong hệ thống thông tin di động, truyền bằng tia hồng ngoại, tia laser .v.v.
- Truyền thông tin qua môi trường quang dẫn: cáp sợi quang.

Do tính chất của các môi trường truyền dẫn khác nhau nên mỗi môi trường yêu cầu một phương pháp điều chế thông tin khác nhau. Trong thực tế, thông tin có thể được truyền từ nguồn tới đích thông qua nhiều môi trường truyền dẫn khác nhau.

## 1.2. Các dịch vụ viễn thông - Chuẩn trong hệ thống viễn thông

### 1.2.1. Một số dịch vụ viễn thông cơ bản



Hình 2 Quá trình phát triển các dịch vụ viễn thông

Hình 2 thể hiện quá trình phát triển của các dịch vụ viễn thông và thông tin. Các yêu cầu của người sử dụng về dịch vụ viễn thông cơ bản (như thoại qua mạng cố định .v.v.) đã là một nhân tố rất quan trọng thúc đẩy sự phát triển của công nghệ viễn thông. Sự phát triển này, đến lượt nó, cộng với những tiến bộ trong công nghệ điện tử và máy tính lại cho ra đời các dịch vụ viễn thông hoàn toàn mới (như dịch vụ đàm thoại hội nghị, truyền hình, mua hàng qua mạng .v.v.). Sự tác

động qua lại này lại làm cho công nghệ viễn thông cũng như nhu cầu phát triển các dịch vụ mới diễn ra càng nhanh và sâu rộng.

### 1.2.2. Một số tổ chức cung cấp các chuẩn viễn thông

Nhằm xây dựng một hệ thống viễn thông toàn cầu, các thiết bị của các nhà sản xuất khác nhau cần phải tương thích với nhau và có khả năng tạo thành một mạng thống nhất. Để thoả mãn được yêu cầu này, cần phải có một hệ thống chuẩn mà tất cả các nhà sản xuất thiết bị viễn thông, nhà cung cấp dịch vụ viễn thông phải tuân theo.

- **ITU** (International Telecommunications Union): Là tổ chức viễn thông quốc tế quan trọng nhất. Nó đưa ra rất nhiều chuẩn được sử dụng trong hệ thống viễn thông hiện nay. Thí dụ như các chuẩn liên quan đến việc mã hoá và nén tín hiệu âm thanh, các chuẩn về truyền số liệu (X.25, X.21), chuẩn để xây dựng hệ thống truyền âm thanh thoại qua mạng Internet (H.323) .v.v.
- **ETSI** (European Telecommunications Standards Institute): Cơ quan chuẩn viễn thông châu Âu.
- **IEEE** (Institute of Electronics and Electrical Engineering): Viện Điện - Điện tử của Mỹ. Đưa ra một số chuẩn như chuẩn dùng cho mạng LAN (802.x).

## 1.3. Mạng số DN (Digital Network)

### 1.3.1. Ưu điểm của truyền tin số so với tương tự

Truyền dẫn tín hiệu số có nhiều ưu điểm so với truyền tin tương tự, cụ thể:

- Thông tin có thể được nén một cách hiệu quả và dễ dàng, do đó có thể tiết kiệm được băng truyền (về mặt băng tần và tốc độ truyền).
- Hệ thống truyền tin số có tính chống lỗi cao hơn hẳn hệ thống tương tự. Đó là do tín hiệu số là sự kết hợp của một số hữu hạn các ký hiệu. Mặt khác bộ khôi phục tín hiệu (regenerator) trong thông tin số cho phép khôi phục lại tín hiệu trên đường truyền (do nhiễu và suy giảm) một cách hiệu quả và chính xác hơn so với bộ khuếch đại (amplifier) trong hệ thống tương tự.
- Vấn đề an toàn bảo mật thông tin có thể được dễ dàng đảm bảo nhờ vào các phương thức mã hoá số.
- Giá thành của dịch vụ truyền tin số rẻ hơn hệ thống tương tự. Đó là do chi phí để quản lý, vận hành và bảo dưỡng mạng thông tin tương tự ít hơn, mặt khác hệ thống thông tin số lại dễ dàng nâng cấp và thay thế hơn hệ thống tương tự.

### 1.3.2. Các phương thức liên lạc

#### **Đơn công (Simplex)**

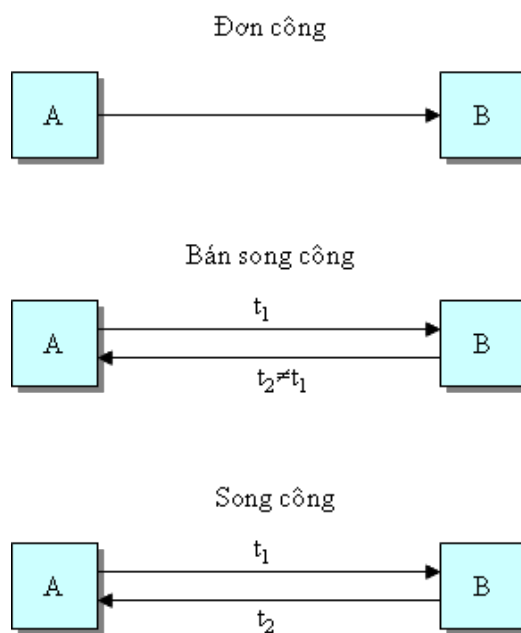
Trong phương thức truyền đơn công, thông tin chỉ được truyền theo một hướng từ thiết bị phát tới thiết bị thu. Thí dụ: truyền thanh, truyền hình.

#### **Bán song công (Half duplex)**

Trong kết nối truyền bán song công, thông tin có thể được truyền theo hai hướng, giữa hai thiết bị trao đổi thông tin, tuy nhiên tại một thời điểm chỉ có một thiết bị phát và một thiết bị nhận. Thí dụ: hệ thống bộ đàm.

#### **Song công (Duplex)**

Trong kết nối song công, thông tin có thể truyền theo hai hướng tại cùng một thời điểm giữa hai thiết bị trao đổi thông tin. Thí dụ: điện thoại.



Hình 3 Các phương thức truyền thông tin

### 1.3.3. Các tham số cơ bản trong mạng số

- **Độ rộng băng tần (Bandwidth):** được hiểu là khoảng tần số cần thiết của một kênh truyền để truyền tín hiệu. Thí dụ băng tần của tín hiệu thoại là 4kHz, trải từ 0 – 4KHz.

Tín hiệu thông tin	Độ rộng băng tần
Tín hiệu thoại	4kHz
Âm thanh chất lượng cao (âm nhạc .v.v.)	15kHz
Tín hiệu truyền hình (video)	6MHz



Bảng 1. Độ rộng băng tần của một số tín hiệu cơ bản

Bảng 1 thể hiện độ rộng băng tần của một số tín hiệu cơ bản như tín hiệu thoại, tín hiệu âm nhạc và tín hiệu video. Băng tần cần phải sử dụng một cách hiệu quả nhất làm sao để nhiều nguồn có thể được truyền trên một băng tần giới hạn.

- **Baud/s:** Là số ký hiệu được truyền đi trong một giây.

Thí dụ trong mã 4B3T (Bảng 2), 4 bit được mã hoá thành 3 ký hiệu (+, - và 0), như vậy nếu tốc độ baud là 3baud/s thì tốc độ bit là 4bit/s.

- **Tốc độ truyền b/s:** Số bit được truyền đi trong một giây. Các bội số của b/s: kbit/s ( $10^3\text{bit/s}$ ), Mbit/s ( $10^6\text{bit/s}$ ), Gbit/s ( $10^9\text{bit/s}$ ), Tbit/s ( $10^{12}\text{bit/s}$ ).

Tín hiệu nhị phân	Mã 4B3T	
	Từ mã trước có năng lượng âm	Từ mã trước có năng lượng dương
0000	+0-	+0-
0001	-+0	-+0
0010	0-+	0-+
0011	+0	+0
0100	0+-	0+-
0101	-0+	-0+
0110	00+	00-
0111	0+0	0-0
1000	+00	-00
1001	++-	---+
1010	+ - +	- + -
1011	-++	+--
1100	0++	0--
1101	+0+	-0-
1110	++0	--0
1111	+++	---

Bảng 2 Bảng mã 4B3T

- **dB (Decibel):**

Decibel được tính bằng 20 lần logarit của tỷ số điện áp ra (hoặc dòng điện ra) và điện áp vào (hoặc dòng vào):

$$dB \equiv 20 \log \left[ \frac{U_r}{U_v} \right] = 20 \log \left[ \frac{I_r}{I_v} \right] \quad (P.T 1)$$

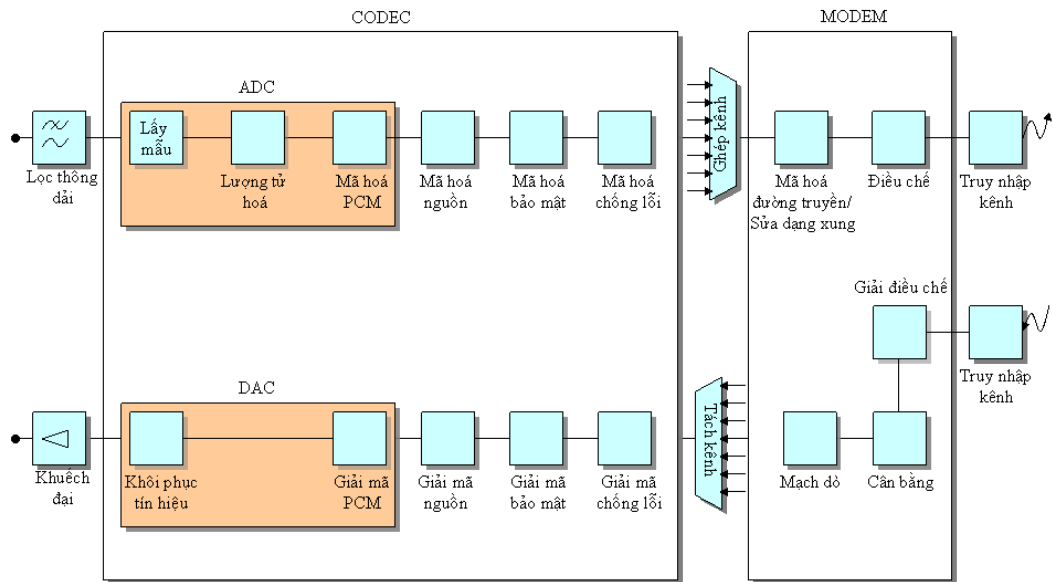
- **Tỷ số tín hiệu trên tạp âm S/N:**

$$\frac{S}{N} \equiv \frac{U_{th}}{U_{ta}} \quad (P.T 2)$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{dB} \equiv 10 \log \left[ \frac{P_{th}}{P_{ta}} \right] = 10 \log \left[ \frac{s^2(t)}{n^2(t)} \right] = 20 \log \left[ \frac{U_{th}}{U_{ta}} \right] \text{ (dB)} \quad (P.T 3)$$

Trong đó  $U_{th}$  là điện áp tín hiệu và  $U_{ta}$  là điện áp tạp âm.

### 1.3.4. Các thành phần cấu thành một mạng số



Hình 4 Sơ đồ khối hệ thống thông tin số

Một mục tiêu quan trọng nhất trong quá trình thiết kế một hệ thống thông tin số là giảm thiểu được giá thành, độ phức tạp và năng lượng tiêu thụ cũng như giảm thiểu độ rộng băng tần cần thiết để truyền tín hiệu. Các thành phần cơ bản của một hệ thống thông tin số được trình bày ở Hình 4.

Phần còn lại của giáo trình này tập trung vào từng thành phần của hệ thống thông tin được trình bày ở hình trên.

#### CODEC

CODEC là từ viết tắt của coder/decoder (bộ mã hoá/giải mã).

- **ADC/DAC:** Một bộ CODEC tiêu biểu bao gồm một bộ biến đổi tương tự số ADC (Analog to Digital Converter) tại đầu phát và bộ biến đổi số tương tự DAC (Digital to Analog Converter) tại phần thu.

Mạch ADC được cấu thành từ một mạch lấy mẫu (sampling), lượng tử hoá và mạch điều chế xung mã:

- **Lấy mẫu:** theo một chu kỳ nhất định cho trước, mạch lấy mẫu đọc tín hiệu tương tự (liên tục) ở đầu vào và đưa ra đầu ra các mẫu biên độ rời rạc của tín hiệu đó.

- **Lượng tử hoá:** quá trình lượng tử hoá đo biên độ mẫu tín hiệu và làm tròn tín hiệu đó thành một mức biên độ chuẩn đã được định nghĩa sẵn trong một dải biên độ tín hiệu cho trước. Đây chính là quá trình biến đổi từ tín hiệu tương tự thành tín hiệu số.

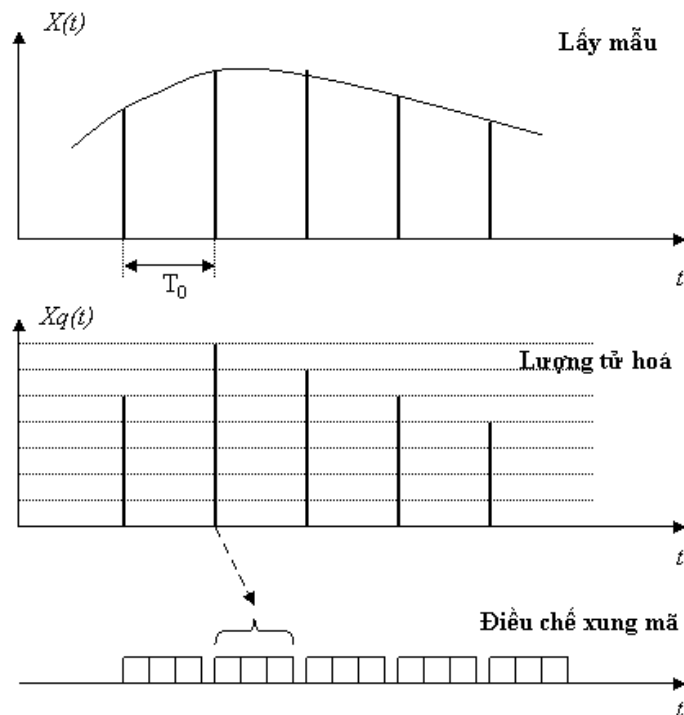
- **Điều chế xung mã (PCM):** Quá trình PCM biến đổi các mức lượng tử hoá thành các từ mã, thông thường là từ mã nhị phân. Trong tín hiệu nhị phân, “0” và “1” được thể hiện bằng hai mức điện áp khác nhau.

Tại phần thu, các quá trình diễn ra như sau:

- **Giải mã PCM:** Tín hiệu nhị phân ở đầu vào được biến đổi lại thành xung với biên độ là một trong các mức lượng tử hoá.

- **Khôi phục tín hiệu:** Tín hiệu tương tự (liên tục) được khôi phục bằng cách cho các xung lượng tử đầu vào qua bộ lọc thông thấp.

Hình 5 minh hoạ ba quá trình: lấy mẫu, lượng tử hoá và PCM đã trình bày ở trên.



Hình 5 Quá trình biến đổi tương tự - số

Thông thường việc biến đổi tín hiệu từ tương tự sang số sẽ tăng độ rộng băng tần của tín hiệu được truyền, tuy nhiên tín hiệu số cho phép bên thu khôi phục lại được tín hiệu với tỷ số tín hiệu trên tạp âm  $S/N$  thấp hơn so với tín hiệu tương tự.

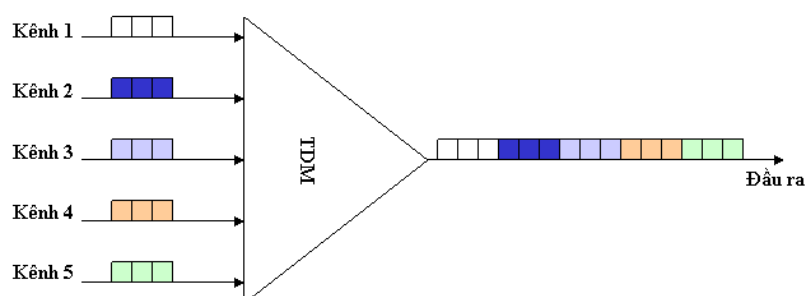
Ngoài chức năng biến đổi tương tự số, một khối CODEC còn cần phải có một số chức năng khác như mã hoá nguồn, mã hoá bảo mật và mã hoá chống lỗi.

- **Mã hoá nguồn:** là một quá trình loại bỏ các tín hiệu nhị phân (bit) không cần thiết và tối ưu hoá dòng bit từ tín hiệu đầu ra của bộ ADC, từ đó tăng hiệu quả sử dụng kênh truyền (bằng cách giảm độ rộng băng tần của tín hiệu truyền) và giảm tốc độ truyền của nguồn tin trên đường truyền. Quá trình giải mã nguồn diễn ra tại đầu thu.
- **Mã hoá bảo mật:** là quá trình mã hoá thông tin tại đầu phát nhằm đảm bảo chỉ có đầu thu tương ứng mới có khả năng tái tạo lại được tín hiệu. Như vậy, mã hoá bảo mật ngăn chặn các đầu thu không được phép giải mã được tín hiệu. Quá trình giải mã diễn ra tại đầu thu.
- **Mã hoá chống lỗi:** Trước khi gửi thông tin lên đường truyền, bộ CODEC có thể thêm một số bit thông tin vào nguồn tin (đã được mã hoá nguồn và mã hoá bảo mật) nhằm tăng độ tin cậy cho nguồn tin. Các bit chống lỗi cho phép khối giải mã chống lỗi bên thu phát hiện lỗi, và trong phạm vi có thể, tái tạo lại được thông tin khi có lỗi xuất hiện trong quá trình truyền tin.

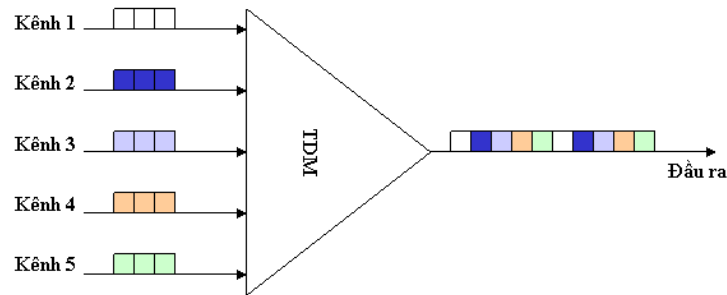
Trong chừng mực nào đó, mã hoá nguồn và mã hoá chống lỗi là hai quá trình ngược nhau. Mã hoá nguồn loại bỏ các bit trong nguồn tin, mã chống lỗi lại thêm một số bit khác vào nguồn tin. Tuy nhiên chúng ta cần phải hiểu rằng các thông tin thừa trong nguồn tin nguyên bản (chưa được mã hoá nguồn) thường không chứa các thông tin cho phép bên thu có thể phát hiện hoặc sửa được lỗi, do đó chúng là các thông tin không có ích. Trong khi đó các bit chống lỗi lại tăng độ tin cậy của thông tin được truyền.

### **Bộ ghép kênh**

Bộ ghép kênh trong thông tin số được sử dụng để ghép một vài kết nối logic số vào một kênh truyền vật lý duy nhất. Bộ ghép kênh sử dụng kỹ thuật ghép kênh theo thời gian TDM (Time Division Multiplexing). Kỹ thuật TDM chèn lần lượt từng từ mã (byte) hoặc chèn bit của các liên kết vào kênh truyền vật lý.



Hình 6 Chèn byte trong TDM



Hình 7 Chèn bit trong TDM

### Modem

MODEM là viết tắt tiếng Anh của từ Modulator/Demodulator hay còn gọi là bộ điều chế/giải điều chế.

Tại đầu phát, modem biến đổi (hay điều chế) dòng tín hiệu nhị phân với các mục đích sau:

- Để tín hiệu được truyền phù hợp với đặc tính vật lý của môi trường truyền dẫn (cáp đồng, cáp quang, cáp đồng trục .v.v.).
- Tín hiệu được truyền với một tốc độ cho trước.
- Tín hiệu được truyền trên một băng tần với độ rộng băng cho trước.
- Đảm bảo độ méo trên đường truyền trong phạm vi chấp nhận được.

Như vậy trong quá trình điều chế, modem có thể thay đổi mức điện áp của tín hiệu nhị phân, ngoài ra nó có thể sửa hình dạng và sử dụng bộ lọc để hạn chế băng tần của tín hiệu. Toàn bộ băng tần tín hiệu cũng có thể được dịch sang một tần số khác cho phù hợp với đặc tính kênh truyền.

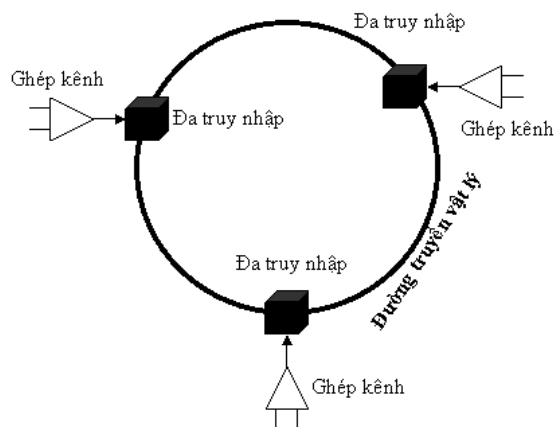
Tại đầu thu, khối giải điều chế biến đổi dạng sóng tín hiệu trên đường truyền về lại băng tần cơ bản. Khối cân bằng (equalisation) có nhiệm vụ sửa méo tín hiệu xảy ra trong quá trình truyền. Khối mạch dò (detection) chuyển đổi tín hiệu băng tần cơ bản đã được sửa lỗi thành dòng tín hiệu nhị phân.

### Đa truy nhập

Đa truy nhập cho phép nhiều nguồn thu/phát cùng sử dụng một kênh truyền vật lý chung (như cáp quang, đường truyền vệ tinh .v.v.). Yêu cầu đặt ra cho các cơ chế đa truy nhập:

- Sử dụng tài nguyên đường truyền (băng tần, tốc độ truyền) hiệu quả.
- Tài nguyên được chia sẻ đồng đều giữa các kênh truy nhập.

Chú ý rằng **đa truy nhập** và **ghép kênh** là hai khái niệm khác nhau. Các kết nối logic được ghép kênh bởi bộ multiplexer với tài nguyên đã được dành sẵn cho từng kênh logic. Mặt khác, bộ đa truy nhập lại giải quyết vấn đề tranh chấp và chia sẻ tài nguyên với các bộ đa truy nhập khác theo kiểu phân tán (Hình 8).



Hình 8 Ghép kênh và đa truy nhập

Phần còn lại của giáo trình này sẽ đi sâu vào từng phần trong sơ đồ khối vừa trình bày ở Hình 4.

## 2. Một số kiến thức chung về biến đổi Fourier

Chương này nhắc lại một số kiến thức về biến đổi Fourier.

### 2.1. Biến đổi Fourier

#### 2.1.1. Biến đổi Fourier một dạng sóng từ miền thời gian sang tần số

**Định nghĩa** – Biến đổi Fourier của một dạng sóng  $w(t)$ :

$$W(f) \equiv \mathfrak{F}[w(t)] \equiv \int_{-\infty}^{\infty} [w(t)e^{-j2\pi ft}] dt; \quad (P.T 4)$$

Trong đó  $W(f)$  là biến đổi Fourier của hàm  $w(t)$  trong miền tần số.  $W(f)$  là một hàm phức có dạng:

$$W(f) = X(f) + jY(f);$$

Hàm  $W(f)$  còn có thể được biểu diễn trong tọa độ cực:

$$W(f) = |W(f)|e^{j\theta(f)}; \quad (P.T 5)$$

Trong đó:

$$|W(f)| = \sqrt{X^2(f) + Y^2(f)};$$

$$\theta(f) = \arctg \left[ \frac{Y(f)}{X(f)} \right];$$

$|W(f)|$  được gọi là dạng pha biên độ của phổ hay đơn giản gọi là **phổ**.

#### 2.1.2. Biến đổi Fourier ngược

Một dạng sóng cũng có thể được biến đổi Fourier ngược từ miền tần số sang miền thời gian.

$$w(t) = \int_{-\infty}^{\infty} W(f)e^{j2\pi ft} df; \quad (P.T 6)$$

### 2.1.3. Một số tính chất của biến đổi Fourier

- Nếu  $w(t)$  là hàm thực:

$$W(-f) = W^*(f); w(t) \in \mathfrak{R} \forall t \quad (P.T 7)$$

Trong đó  $W^*(f)$  là hàm liên hợp của  $W(f)$ :

$$W(f) = X(f) + jY(f);$$

$$W^*(f) = X(f) - jY(f);$$

- Ngoài ra:

$$|W(-f)| = |W(f)|; w(t) \in \mathfrak{R} \forall t \quad (P.T 8)$$

Như vậy có thể kết luận hàm phổ  $|W(f)|$  là hàm chẵn, đối xứng qua trục tung.

### 2.1.4. Định nghĩa một số hàm hay sử dụng trong phân tích phổ

#### **Mật độ phổ năng lượng**

Mật độ phổ năng lượng viết tắt là ESD (Energy Spectral Density), được định nghĩa như sau:

$$\varepsilon(f) = |W(f)|^2 \text{ (J/Hz)} \quad (P.T 9)$$

ESD thể hiện sự phân bố công suất tín hiệu theo tần số.

#### **Mật độ phổ công suất**

Mật độ phổ công suất viết tắt là PSD (Power Spectral Density), được định nghĩa như sau:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} \varepsilon(f) df \text{ (J)} \quad (P.T 10)$$

PSD thể hiện công suất tổng cộng trong toàn bộ băng tần làm việc của tín hiệu.

#### **Hàm Delta Dirac**

Hàm Dirac  $\delta(x)$  được định nghĩa bởi:



$$\int_{-\infty}^{\infty} w(x)\delta(x)dx = w(0); \quad (P.T 11)$$

Trong đó  $w(x)$  là một hàm liên tục bất kỳ tại  $x=0$ ;  $x$  có thể là thời gian hoặc tần số.

Một định nghĩa khác cho hàm  $\delta(x)$ :

$$\begin{cases} \int_{-\infty}^{\infty} \delta(x)dx = 1 \\ \delta(x) = \begin{cases} \infty; x = 0 \\ 0; x \neq 0 \end{cases} \end{cases}; \quad (P.T 12)$$

Trong một số bài toán, việc sử dụng tích phân tương đương của hàm  $\delta(x)$  cũng rất hữu ích:

$$\delta(x) = \int_{-\infty}^{\infty} e^{\pm j2\pi xy} dy; \quad (P.T 13)$$

Do  $\delta(x)$  là hàm chẵn nên dấu “+” hoặc “-” được sử dụng tùy từng trường hợp.

### **Tích chập**

Tích chập  $w_3(t)$  của hai hàm  $w_1(t)$  và  $w_2(t)$ :

$$w_3(t) \equiv w_1(t) * w_2(t) = \int_{-\infty}^{\infty} w_1(\lambda)w_2(t - \lambda)d\lambda; (P.T 14)$$

Tích chập có một số tính chất sau:

$$f * g = g * f;$$

$$f * (g * h) = (f * g) * h;$$

$$f * (g + h) = f * g + f * h;$$

$$\frac{d}{dt}[v(t) * w(t)] = \frac{dv(t)}{dt} * w(t) = v(t) * \frac{dw(t)}{dt};$$

### 2.1.5. Một số định lý biến đổi Fourier

<b>t</b>	<b>f</b>
$a_1 w_1(t) + a_2 w_2(t)$	$a_1 W_1(f) + a_2 W_2(f)$
$w(t - T)$	$W(f) e^{-j2\pi f T}$
$w_1(t) * w_2(t)$	$W_1(f) W_2(f)$
$w_1(t) w_2(t)$	$W_1(f) * W_2(f)$
$\delta(t - t_0)$	$e^{-j2\pi f t_0}$
$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t - kT)$	$f_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f - n f_0)$

Bảng 3 Một số định lý biến đổi Fourier

## 2.2. Dạng phổ của một số tín hiệu thường gặp

### 2.2.1. Phổ của tín hiệu hình sin

Có tín hiệu hình sin với dạng sóng như sau:

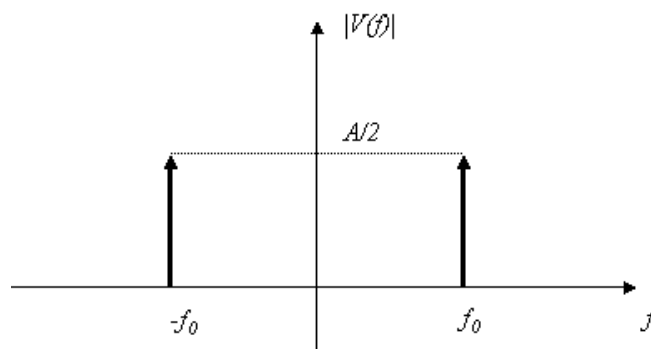
$$v(t) = A \sin \omega_0 t; \text{ với } \omega_0 = 2\pi f_0;$$

Sử dụng công thức biến đổi Fourier và hàm delta Dirac (P.T 4 và P.T 13):

$$V(f) = \frac{A}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f-f_0)t} dt - \frac{A}{2j} \int_{-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi(f+f_0)t} dt;$$

Như vậy:

$$|V(f)| = \frac{A}{2} \delta(f - f_0) + \frac{A}{2} \delta(f + f_0); \quad (P.T 15)$$



Hình 9 Phổ tín hiệu hình sin

Nhìn vào P.T 15, chúng ta có thể kết luận phổ của tín hiệu hình sin là phổ rời rạc gồm 2 vạch tại vị trí  $f_0$  và  $-f_0$ , với biên độ  $A/2$  (Hình 9).

## 2.2.2. Phổ xung chữ nhật

Tín hiệu xung chữ nhật (Hình 10) được biểu diễn bằng phương trình sau:

$$w(t) = \Pi\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1; |t| \leq \frac{T}{2} \\ 0; |t| > \frac{T}{2} \end{cases} \quad (P.T 16)$$

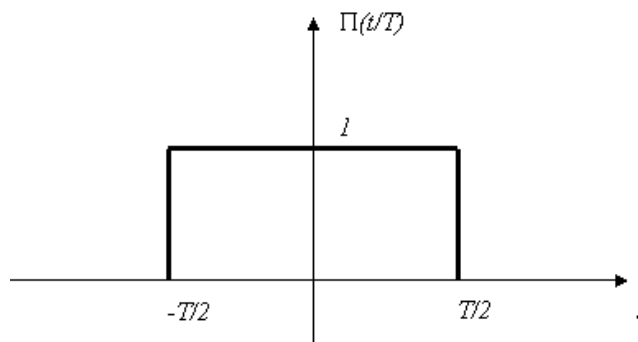
Biến đổi Fourier:

$$W(f) = T \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} = T \operatorname{sinc}(\pi f T); \quad (P.T 17)$$

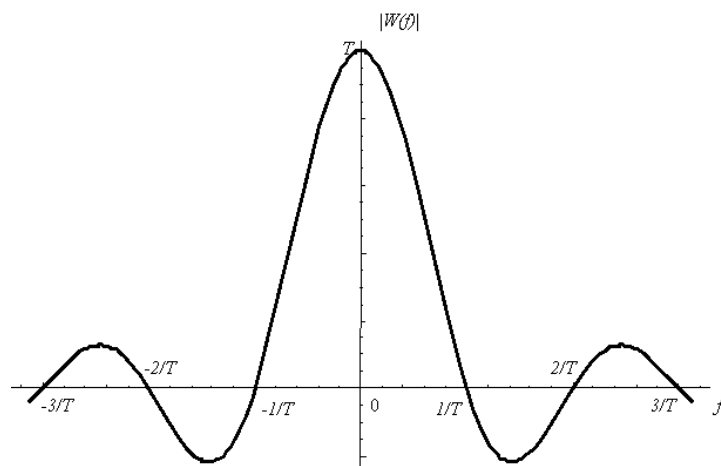
Trong đó: hàm  $\operatorname{sinc}(x)$  được định nghĩa:

$$\operatorname{sinc}(x) \equiv \begin{cases} 1; x = 0 \\ \frac{\sin(x)}{x}; x \neq 0 \end{cases} \quad (P.T 18)$$

Hàm  $\operatorname{sinc}(x)$  còn được gọi là hàm lấy mẫu (sampling function).



Hình 10 Tín hiệu xung chữ nhật



Hình 11 Phổ của xung chữ nhật

Dạng phổ của xung chữ nhật được minh họa trên Hình 11.

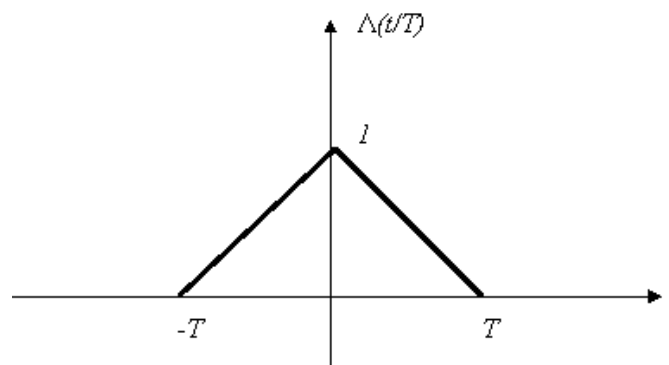
### 2.2.3. Phổ của xung tam giác

Tín hiệu xung tam giác được biểu diễn bởi phương trình:

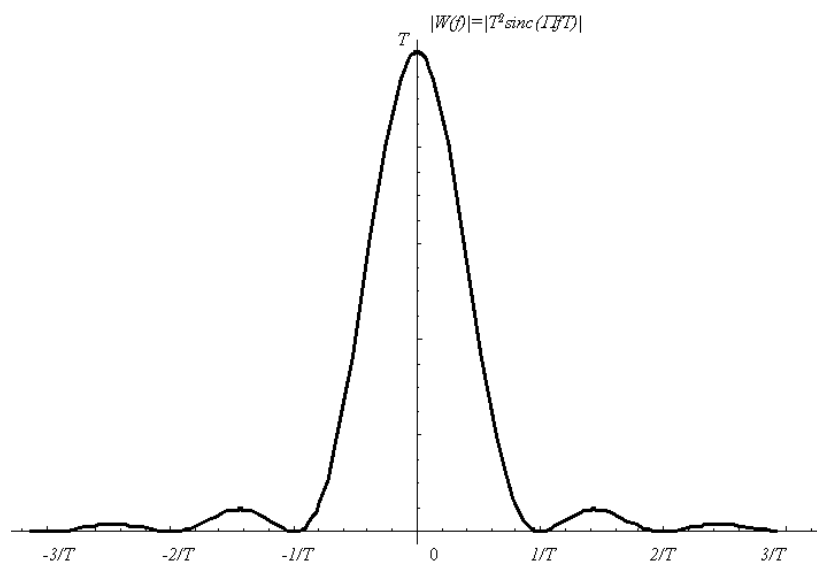
$$w(t) = \Lambda\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 - \frac{|t|}{T}; & |t| \leq T; \\ 0; & |t| > T \end{cases} \quad (P.T 19)$$

Biến đổi Fourier ta được:

$$W(f) = T \left[ \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T} \right]^2 = T \operatorname{sinc}^2(\pi f T); \quad (P.T 20)$$



Hình 12 Xung tam giác



Hình 13 Phổ của xung tam giác

## 2.3. Phổ của các dạng sóng tuần hoàn

### 2.3.1. Chuỗi Fourier phức

Chuỗi Fourier phức sử dụng hàm mũ phức được biểu diễn như sau:

$$\varphi_n(t) = e^{jn\omega_0 t}; \quad (P.T 21)$$

Trong đó  $n$  là số nguyên bất kỳ,  $\omega_0 = 2\pi/T_0$  với  $T_0=(b-a)$  là khoảng giá trị cần phân tích Fourier.

**Định lý** - Bất kỳ dạng sóng vật lý nào có năng lượng hữu hạn cũng có thể được biểu diễn trên khoảng  $a < t < a+T_0$  bằng chuỗi Fourier hàm mũ phức:

$$w(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t}; \quad (P.T 22)$$

Trong đó các hệ số Fourier phức  $c_n$  được xác định bởi:

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_a^{a+T_0} w(t) e^{-jn\omega_0 t} dt; \quad (P.T 23)$$

$$\text{với } \omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{2\pi}{T_0};$$

### 2.3.2. Phổ vạch của các dạng sóng tuần hoàn

**Định lý** - Nếu dạng sóng  $w(t)$  tuần hoàn với chu kỳ  $T_0$  thì phổ của dạng sóng là:

$$W(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n \delta(f - nf_0); \quad (P.T 24)$$

Trong đó:

$$f_0 = \frac{1}{T_0};$$

$$\omega_0 = 2\pi f_0;$$

$$c_n = \frac{1}{T_0} \int_a^{a+T_0} w(t) e^{-jn\omega_0 t} dt;$$

**Định lý** - Nếu  $w(t)$  là một hàm tuần hoàn với chu kỳ  $T_0$  và được biểu diễn bởi:

$$w(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} h(t - nT_0) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n e^{jn\omega_0 t}; \quad (P.T 25)$$

trong đó:

$$h(t) = \begin{cases} w(t); |t| < \frac{T_0}{2} \\ 0; |t| \geq \frac{T_0}{2} \end{cases}$$

thì các hệ số Fourier  $c_n$  là:

$$c_n = f_0 H(nf_0) \text{ (P.T 26) với } H(f) = \mathfrak{F}[h(t)]; f_0 = 1/T_0.$$

Từ hai định lý trên ta có kết luận: phổ của các tín hiệu tuần hoàn luôn là phổ rời rạc (phổ vạch).

### 2.3.3. Phổ của sóng vuông tuần hoàn

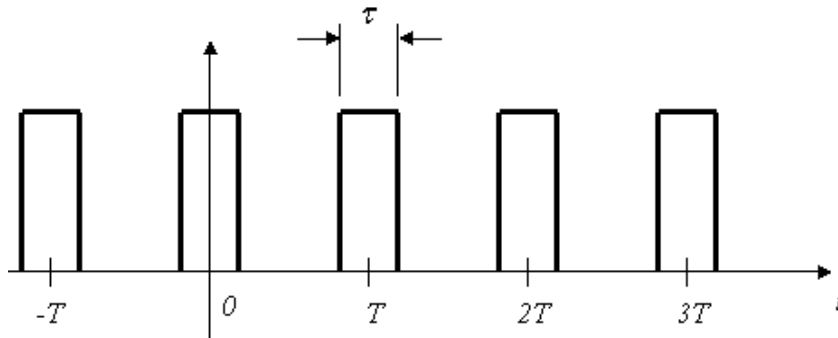
Hàm của sóng vuông (Hình 14) được biểu diễn như sau:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t-nT}{\tau}\right); \quad (\text{P.T 27})$$

$f(t)$  còn có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$f(t) = \Pi\left(\frac{t}{\tau}\right) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT); \quad (\text{P.T 28})$$

Trong đó  $\Pi(\cdot)$  là hàm xung vuông được định nghĩa ở P.T 16.



Hình 14. Dạng sóng vuông tuần hoàn

Có:

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta(t-kT_0) \xleftrightarrow{\mathfrak{F}} f_0 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(f-nf_0); \quad (\text{P.T 29})$$

Trong đó  $f_0 = 1/T_0$ ;

Như vậy:

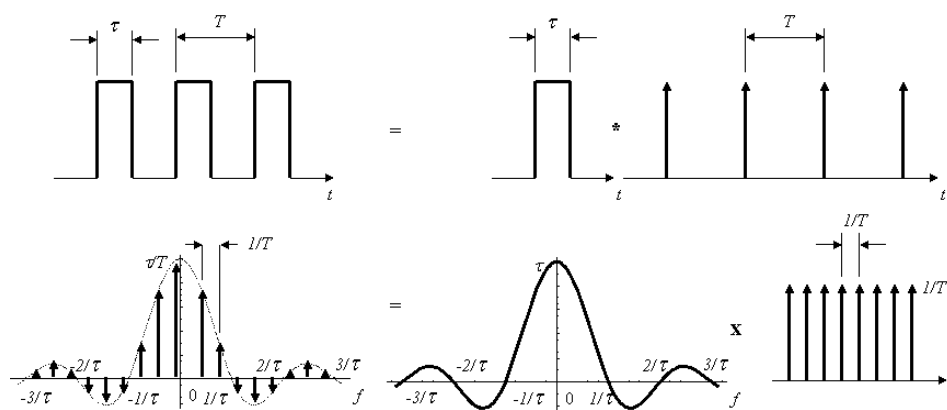
$$\mathfrak{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t-nT}{\tau}\right)\right\} = \mathfrak{F}\left\{\Pi\left(\frac{t}{\tau}\right)\right\} \mathfrak{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t-nT)\right\};$$

$$\Rightarrow \mathfrak{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t-nT}{\tau}\right)\right\} = \tau \operatorname{sinc}(f\tau) \cdot \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right);$$

Cuối cùng ta có:

$$\mathfrak{F}\left\{\sum_{n=-\infty}^{\infty} \Pi\left(\frac{t-nT}{\tau}\right)\right\} = \frac{\tau}{T} \operatorname{sinc}(f\tau) \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right); \quad (P.T 30)$$

Hình 15 biểu diễn dạng tín hiệu xung vuông tuần hoàn trong miền thời gian và miền tần số.

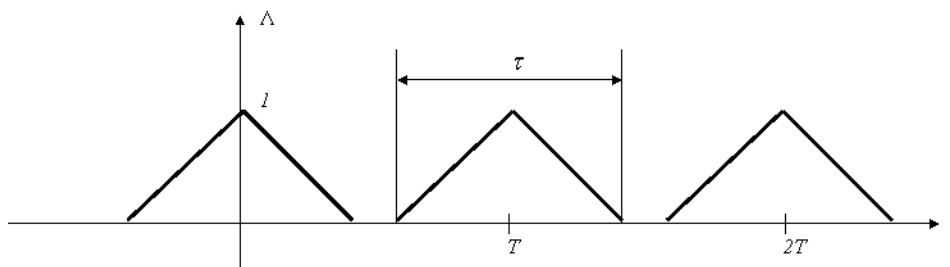


Hình 15 Dạng tín hiệu xung vuông tuần hoàn trong miền thời gian và miền tần số

## 2.4. Bài tập

- 1) Cho chuỗi xung tam giác tuần hoàn  $f(t)$  với chu kỳ là  $T$  và độ rộng xung là  $\tau$ . Hãy vẽ phổ của dạng sóng này. Trong đó:

$$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \Lambda\left(\frac{t-nT}{\tau}\right);$$



**Gợi ý:**

Với các hàm tuần hoàn  $f(t)$  có dạng:

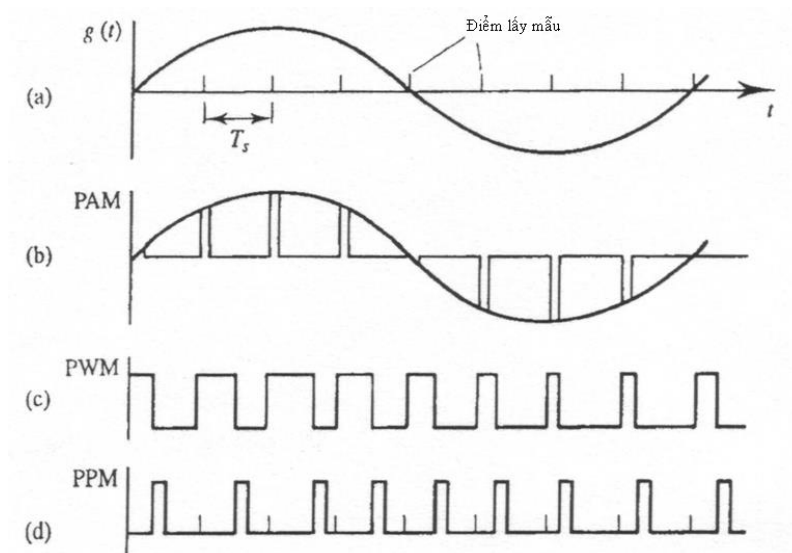
$f(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} f_0(t-nT)$ , trong đó  $f_0(t)$  là hàm số tính trong một chu kỳ  $(0, T)$  thì ta luôn có:

$$f(t) = f_0(t) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sigma(t-nT);$$

- 2) Vẽ phổ Fourier của dãy xung vuông tuần hoàn với biên độ là  $A$  (V) và độ rộng  $t=0,05s$ , chu kỳ  $T$  lần lượt là  $0,25s$ ;  $0,5s$  và  $1s$ . So sánh dạng phổ của các dãy xung đó.
- 3) Vẽ dạng phổ của các tín hiệu sau trong miền tần số, sau đó tìm dạng sóng tương ứng của chúng trong miền thời gian: (a)  $0,1\text{sinc}(3f)$ ; (b)  $\Lambda(f/2) + \Pi(f/4)$ ; (c)  $\Lambda(f-10) + \Lambda(f+10)$



## 3.1. Điều chế xung



Hình 16 Các phương pháp điều chế xung

Quá trình điều chế xung là quá trình trong đó biên độ, độ rộng hoặc vị trí của xung trong một chu kỳ lấy mẫu thay đổi phụ thuộc vào biên độ của tín hiệu đầu vào  $g(t)$ . Theo định luật Nyquist, tốc độ lấy mẫu trong quá trình điều chế xung phải ít nhất gấp đôi tần số lớn nhất của phổ tín hiệu đầu vào.

Hình 16 thể hiện các phương pháp điều chế xung khác nhau: (a) điều chế biên độ PAM (Pulse Amplitude Modulation), (b) Điều chế độ rộng PWM (Pulse Width Modulation), (c) Điều chế vị trí PPM (Pulse Position Modulation).

Do phương pháp điều chế PAM đưa ra các xung với biên độ thay đổi, phương pháp này thường yêu cầu tỷ số  $S/N$  cao hơn so với phương pháp PWM và PPM. Nguyên nhân là do nhiễu tác động vào đỉnh xung thường gây méo biên độ nhiều hơn là nhiễu tác động vào sườn xung, làm biến đổi độ rộng xung.

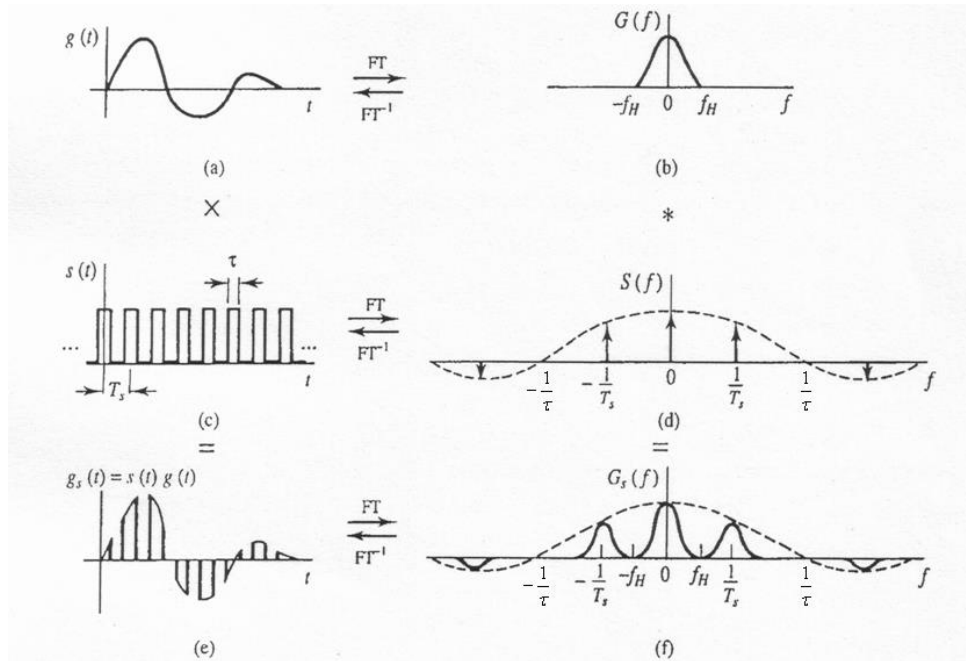
## 3.2. Quá trình lấy mẫu

Theo một chu kỳ nhất định cho trước, mạch lấy mẫu đọc tín hiệu tương tự (liên tục) ở đầu vào và đưa ra đầu ra các mẫu biên độ rời rạc của tín hiệu đó.

Nói chung quá trình điều chế xung và quá trình lấy mẫu là giống nhau. Đặc biệt trong trường hợp độ rộng tín hiệu xung PAM rất hẹp. Tuy

nhân cần phải phân biệt hai quá trình lấy mẫu khác nhau là quá trình **lấy mẫu tự nhiên** (natural sampling) và **lấy mẫu đỉnh phẳng** (flat topped sampling).

### 3.2.1. Lấy mẫu tự nhiên và lấy mẫu đỉnh phẳng



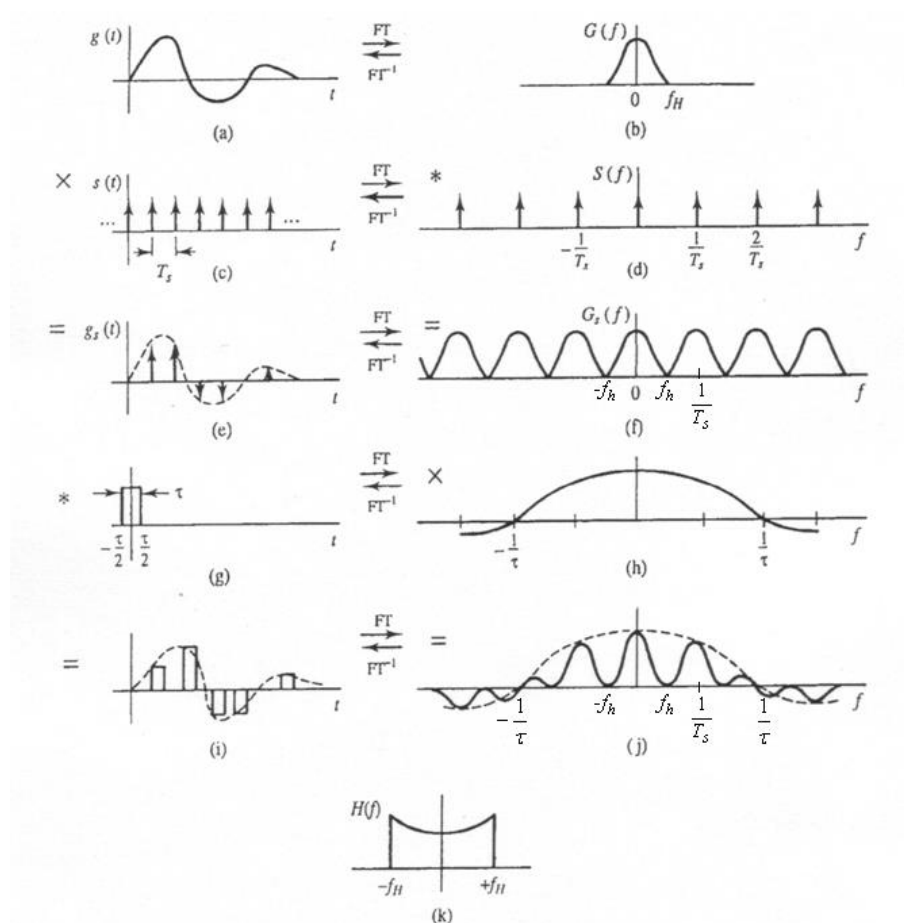
Hình 17 Miền tần số và thời gian trong quá trình lấy mẫu tự nhiên

Tín hiệu trong quá trình lấy mẫu tự nhiên (Hình 17 e) là tích của tín hiệu ở băng tần cơ bản (Hình 17 a) và xung mẫu chu kỳ  $T_s$  (Hình 17 c). Trong lấy mẫu tự nhiên, đỉnh của xung tín hiệu sau lấy mẫu vẫn có biên độ thay đổi, phụ thuộc vào biên độ của tín hiệu đầu vào (Hình 17 e). Phổ của tín hiệu mẫu  $s(t)$  có dạng rời rạc như ta đã khảo sát ở 2.3.3 (Hình 17 d) bao gồm các xung Dirac cách nhau một chu kỳ  $1/T_s$ . Do tích trong miền thời gian sẽ thành tích chập trong miền tần số, phổ của tín hiệu lấy mẫu sẽ là ảnh phổ cơ sở của tín hiệu đầu vào được di đi các khoảng bội số của  $1/T_s$  và với biên độ phổ bằng biên độ của phổ xung lấy mẫu (Hình 17 f).

Rõ ràng để khôi phục lại tín hiệu một cách trung thực (không méo) chúng ta chỉ cần thành phần phổ cơ bản từ  $-f_h$  đến  $f_h$  trong Hình 17 f. Trong trường hợp này ta cần một bộ lọc thông thấp, được gọi là **bộ lọc khôi phục** (reconstruction filter).

Mặt khác, trong quá trình lấy mẫu đã trình bày ở trên, nếu xung đầu ra được làm bằng ở đỉnh thì chúng ta sẽ được dạng xung PAM hoặc xung đỉnh phẳng đã trình bày ở phần trước (3.1). Trong miền thời gian, quá trình lấy mẫu đỉnh phẳng có thể được minh họa như sau (Hình 18 a, c, e, g, i): đầu tiên xung đầu vào (Hình 18 a) sẽ được nhân với chuỗi các xung Dirac (độ rộng rất bé) (Hình 18 c), ta có chuỗi xung Dirac với biên độ thay đổi (18 e), kết quả được tích chập với xung vuông có độ rộng  $\tau$ , đầu ra ta sẽ có các xung đỉnh bằng (Hình 18 i). Tương tự ở miền tần số, ta có phổ của tín hiệu đầu vào và ảnh của nó (Hình 18 f) sẽ được nhân với phổ có dạng  $\text{sinc}(\tau f)$  của xung vuông lấy mẫu (Hình

18 h). Phổ cơ bản của tín hiệu đầu vào sẽ được tái tạo lại bằng một bộ lọc thông thấp, tuy nhiên ta còn cần phải nhân tín hiệu với  $\frac{1}{\text{sinc}(\tau f)}$  trong khoảng  $-f_h$  đến  $f_h$  để cho biên độ phổ của tín hiệu đầu ra là chính xác, không bị méo (Hình 18 k). Chú ý là quá trình này - được gọi là quá trình cân bằng (equalisation) - chỉ áp dụng cho phương pháp lấy mẫu đỉnh phẳng.



Hình 18 Minh họa miền thời gian và tần số của xung PAM hoặc lấy mẫu đỉnh phẳng

### 3.2.2. Lấy mẫu bằng tần cơ sở và định lý Nyquist

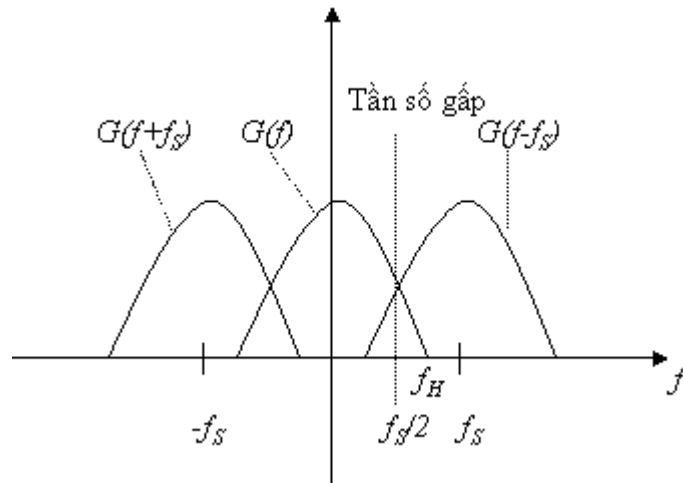
Phổ ảnh của tín hiệu sau khi lấy mẫu được phân bố đều với chu kỳ  $1/T_s$  (Hình 17f, 18j). Có thể nhận thấy tín hiệu có thể được khôi phục lại bằng cách sử dụng bộ lọc thông thấp với điều kiện các phổ ảnh đó không nằm chồng lên nhau, có nghĩa là:

$$f_s \geq 2f_H \quad ; \quad (\text{P.T 31})$$

Phương trình trên chính là định lý Nyquist, trong đó  $f_H$  là tần số phổ cực đại của tín hiệu,  $f_s$  là tần số lấy mẫu. Ngược lại, nếu tần số lấy mẫu không thỏa mãn P.T 31, thì phổ ảnh và phổ cơ sở của tín hiệu lấy mẫu sẽ bị chồng lên nhau, do đó sẽ không khôi phục lại được tín hiệu.

**Định lý Nyquist** - Nếu một tín hiệu có thành phần phổ không lớn hơn  $f_H$  thì tín hiệu đó có thể được mô tả bằng những xung rời rạc có chu kỳ không lớn hơn  $1/(2f_H)$ .

### 3.2.3. Nhiễu chồng phổ (aliasing)



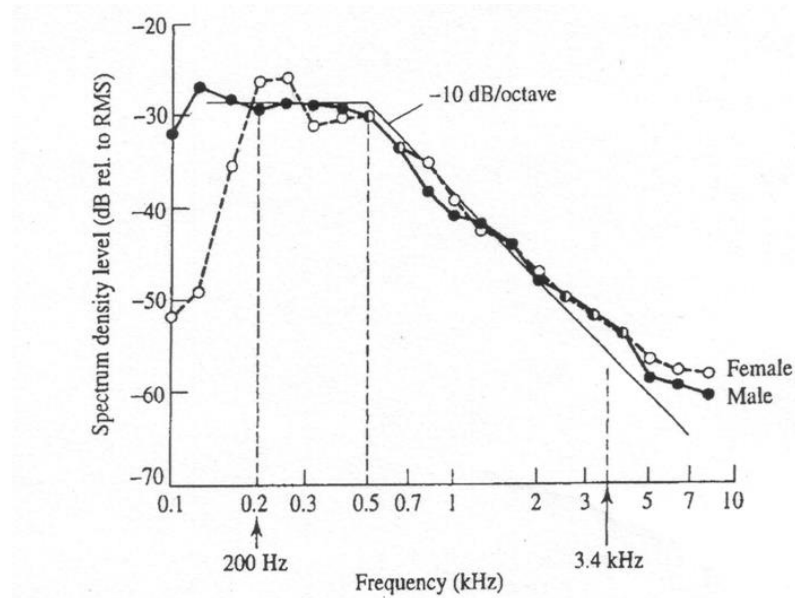
Hình 19 Nhiễu chồng phổ nảy sinh do định lý Nyquist không được thỏa mãn

Hình 19 trình bày nhiễu xảy ra do chồng phổ khi  $f_s < 2f_H$ . Kể cả khi sử dụng một bộ lọc thông thấp có tần số giới hạn trên  $f_H$  cũng không khôi phục lại được tín hiệu. Lúc này phải sử dụng bộ lọc thông thấp với tần số cắt  $f_s/2$ . Bộ lọc thông thấp này sẽ cắt các thành phần phổ bậc cao của tín hiệu đầu vào, tuy nhiên nói chung méo vẫn nhỏ hơn so với trường hợp bị chồng phổ.

### 3.2.4. Quá trình lấy mẫu trong thực tế, khôi phục tín hiệu và tỷ lệ S/N

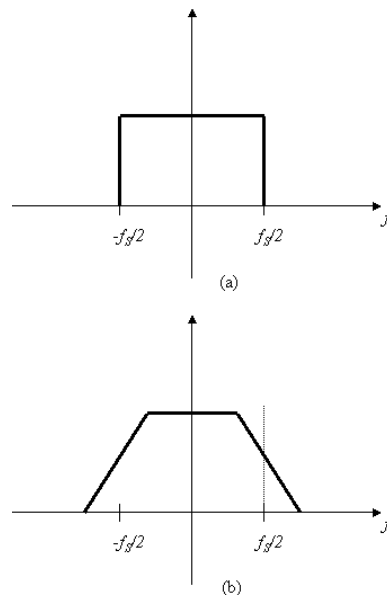
Khi xác định tần số lấy mẫu trong thực tế, cần phải chú ý một số điểm.

- Thứ nhất, do tín hiệu thường giới hạn theo thời gian nên phổ của nó là vô hạn, vì vậy tần số  $f_H$  thông thường là tần số lớn nhất mà phổ vẫn có biên độ đáng kể. Thí dụ trong trường hợp tiếng nói,  $f_H = 3,4\text{kHz}$  theo chuẩn châu Âu (Hình 20).



Hình 20 Đặc tính phổ tần số tiếng nói của đàn ông và phụ nữ

- Thứ hai, một bộ lọc thông thấp để khôi phục tín hiệu ở đầu thu với đặc tuyến hàm truyền đạt hình chữ nhật, sườn dốc đứng không có trong thực tế (Hình 21).



Hình 21(a) Hàm truyền đạt của bộ lọc khôi phục lý tưởng; (b) Hàm truyền đạt của bộ lọc khôi phục không lý tưởng (thí dụ lọc RC)

Như vậy điều kiện lấy mẫu của tín hiệu bằng tần cơ sở trong thực tế được biểu diễn như sau:

$$f_S \geq 2,2f_H; \quad (P.T 32)$$

Méo chồng phổ được định nghĩa là tỷ số giữa công suất phần tín hiệu không bị chồng phổ với công suất phần bị chồng phổ.

Trong trường hợp bộ lọc khôi phục tín hiệu là lý tưởng như Hình 21 a, ta có **tỷ số tín hiệu trên méo SDR** (Signal to Distortion Ratio) được tính như sau (xem Hình 19):

$$SDR = \frac{\int_0^{\frac{f_s}{2}} G(f) df}{\int_{\frac{f_s}{2}}^{\infty} G(f) df}; \quad (P.T 33)$$

Trong đó  $G(f)$  là hàm mật độ phổ công suất PSD của hàm sóng  $g(t)$ . Nếu bộ lọc khôi phục tín hiệu không lý tưởng và có hàm truyền đạt (hay còn gọi là đáp ứng tần số) được biểu thị bằng hàm  $H(f)$  thì P.T 33 sẽ được mở rộng thành:

$$SDR \approx \frac{\int_0^{\infty} G(f) |H(f)|^2 df}{\int_0^{\infty} G(f - f_s) |H(f)|^2 df}; \quad (P.T 34)$$

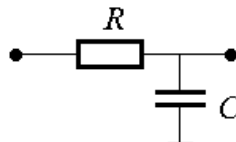
Trong đó  $|H(f)|$  là mô đun của hàm truyền đạt  $H(f)$ . Dấu xấp xỉ được sử dụng ở phương trình trên với ý nghĩa các phổ ảnh với tần số trung tâm từ  $2f_s$  trở lên được coi như bị triệt tiêu hoàn toàn bởi bộ lọc, do đó chỉ xét hàm phổ ảnh thứ nhất  $G(f-f_s)$  (xem Hình 19).

**Thí dụ:** bộ lọc thông thấp RC (Hình 22) có hàm đáp ứng tần số:

$$H(f) = \frac{1}{1 + j2\pi RCf};$$

Trong đó R, C là giá trị điện trở và điện dung của bộ lọc. Mô đun của hàm  $H(f)$  là:

$$|H(f)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (2\pi RC)^2 f^2}};$$



Hình 22 Bộ lọc thông thấp RC

Đáp ứng tần số của lọc RC có dạng như Hình 21 b.

### 3.2.5. Lấy mẫu thông dải

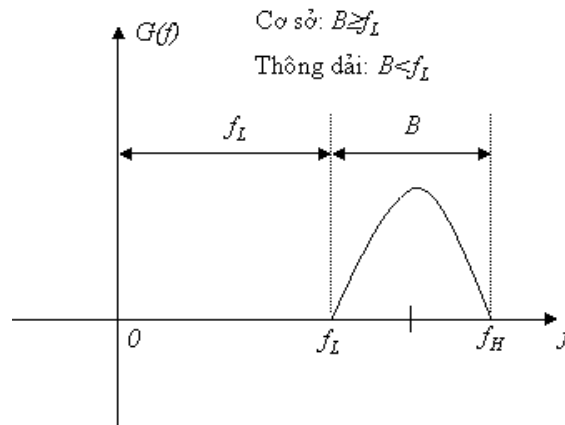
#### Tín hiệu băng tần cơ bản và tín hiệu băng tần thông dải

Tín hiệu băng tần cơ bản và tín hiệu băng tần thông dải được phân biệt bởi bất phương trình sau:

Tín hiệu băng tần cơ bản:  $B \geq f_L$  (Hz) (P.T 35)

Tín hiệu băng tần thông dải:  $B < f_L$  (Hz) (P.T 36)

Trong đó  $B$  là độ rộng băng tần của tín hiệu,  $f_L$  là thành phần tần số thấp nhất của phổ tín hiệu (Hình 23).



Hình 23 Tín hiệu thông dải và cơ sở

#### Lấy mẫu tín hiệu băng tần thông dải

Các mẫu tín hiệu vừa xét ở phần trước là các tín hiệu ở băng tần cơ sở. Trong thực tế, chúng ta còn cần phải lấy mẫu các tín hiệu có tần số

trung tâm  $f_c = \frac{f_H + f_L}{2}$  lớn gấp nhiều lần độ rộng băng tần của tín

hiệu. Về mặt nguyên tắc, có thể lấy mẫu các tín hiệu này theo định luật Nyquist với  $f_S \geq 2f_H$  tuy nhiên trong thực tế ta có thể lấy mẫu với tần số thấp hơn nhiều.

Khi lấy mẫu tín hiệu thông dải, tần số lấy mẫu sẽ có giới hạn trên và giới hạn dưới. Định lý lấy mẫu tín hiệu thông dải được phát biểu như sau:

**Định lý Nyquist tổng quát** - Một tín hiệu thông dải với phổ không lớn hơn  $f_H$  Hz và không nhỏ hơn  $f_L$  Hz có thể được biểu diễn bằng các xung rời rạc với chu kỳ lấy mẫu  $T_S = \frac{1}{f_S}$  thoả mãn điều kiện:

$$2B\left(\frac{Q}{n}\right) \leq f_S \leq 2B\left(\frac{Q-1}{n-1}\right); \quad (P.T 37)$$

trong đó  $B = f_H - f_L$ ,  $Q = \frac{f_H}{B}$ ,  $n$  là số nguyên dương thoả mãn  $n \leq Q$ .

Xét P.T 37 chúng ta có:

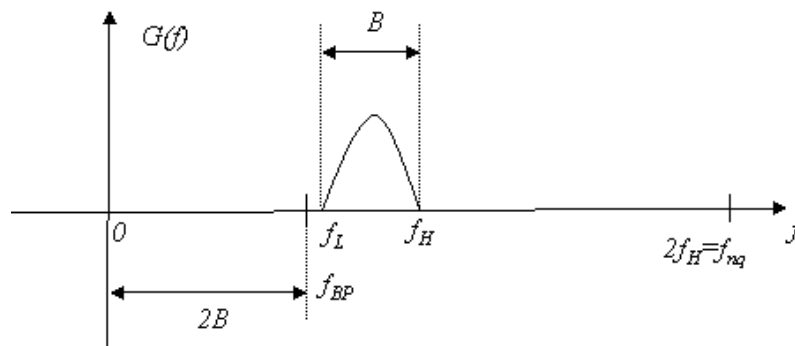
- Nếu:  $Q = \frac{f_H}{B}$  là số nguyên, do  $n \leq Q$  ta có thể chọn  $n=Q$ . Trong trường hợp này có  $f_S=2B$ .
- Nếu:  $Q$  không phải là số nguyên, có thể chọn  $n=\text{int}(Q)$ , có nghĩa là giá trị nguyên gần  $Q$  nhất. Với giá trị  $n$  càng bé thì tần số lấy mẫu sẽ càng lớn một cách không cần thiết.
- Nếu:  $Q < 2$  tức là  $f_H < 2B$  và  $f_L < B$ . Lúc này điều kiện  $n \leq Q$  tương đương với  $n=1$ . Do đó:

$$2BQ \leq f_S \leq \infty;$$

$$\text{do } Q = \frac{f_H}{B}:$$

$$2f_H \leq f_S \leq \infty;$$

Đây chính là định luật Nyquist cho băng tần cơ sở.



Hình 24 So sánh lấy mẫu theo tín hiệu thông dải và theo Nyquist

Hình 24 so sánh tần số lấy mẫu tín hiệu thông dải và tần số lấy mẫu theo định lý Nyquist cho băng tần cơ sở. Trong đó  $f_{BP}$  là tần số lấy mẫu thông dải,  $f_{nq}$  là tần số lấy mẫu theo P.T 31.

### 3.3. Quá trình lượng tử hoá

#### 3.3.1. Lượng tử hoá xung PAM

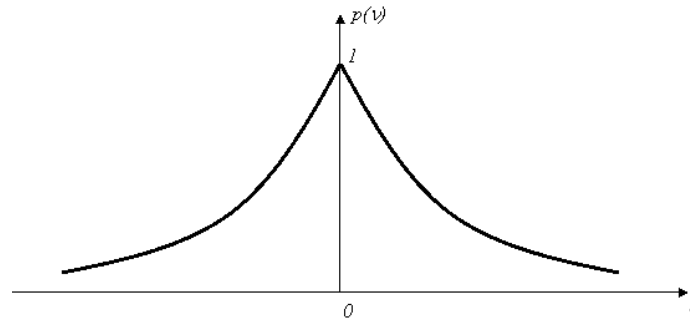
Sau bước lấy mẫu, về mặt thời gian, tín hiệu liên tục đã trở thành các xung mẫu rời rạc. Tuy nhiên về mặt biên độ, các xung PAM vẫn có tính chất liên tục, nghĩa là hàm mật độ xác suất của biên độ của xung PAM vẫn phân bố liên tục trong một khoảng cho phép nào đó. Trong Hình



25,  $p(\nu)$  là hàm mật độ xác suất PDF (Probability Density Function) của biên độ xung PAM trước lượng tử hoá, nghĩa là:

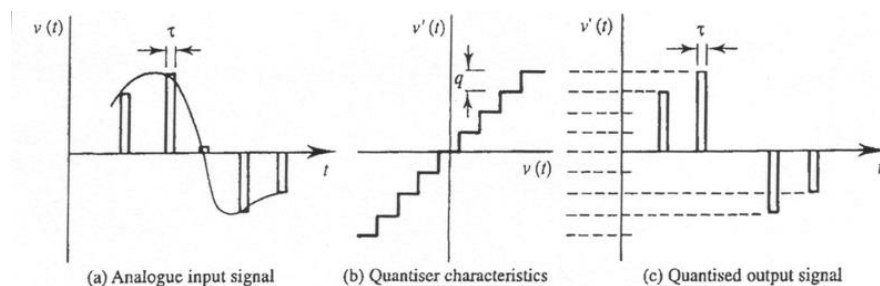
$$p(\nu) \equiv p(\nu \geq \nu_0); \quad (P.T 38)$$

là hàm liên tục đối với các giá trị của  $\nu$ .

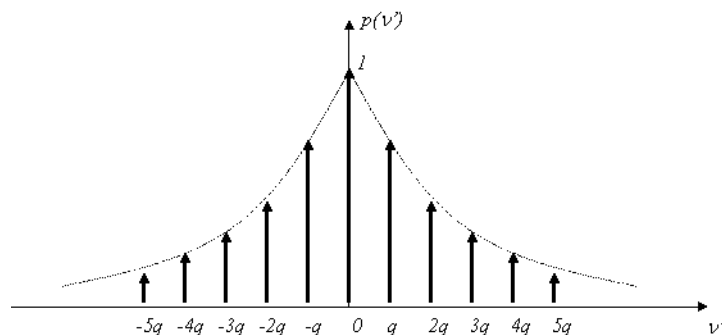


Hình 25 Hàm mật độ xác suất của xung PAM với biên độ liên tục

Trong quá trình lượng tử hoá, xung PAM (Hình 26 a) được làm tròn và quy vào một mức biên độ trong một tập hợp các mức biên độ cho trước (Hình 26 b). Lúc này xung đã được lượng tử hoá không còn là tương tự mà là số và có dạng như Hình 26 c. Các mức biên độ chênh lệch nhau một lượng là  $q$  và được gọi là **mức lượng tử hoá**. Hàm mật độ xác suất của tín hiệu cũng chuyển thành dạng rời rạc như Hình 27.



Hình 26 Quá trình lượng tử hoá tín hiệu PAM



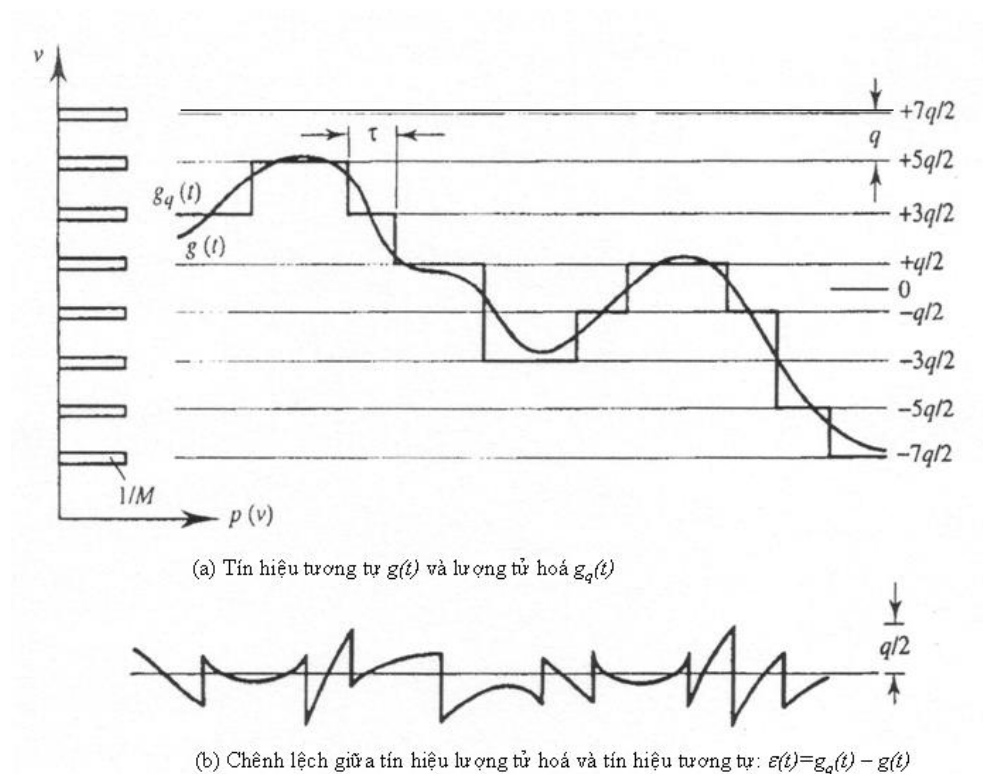
Hình 27 Hàm mật độ xác suất của tín hiệu sau lượng tử hoá

### 3.3.2. Tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử hoá

Lượng tử hoá là một bước cơ bản trong quá trình điều chế xung mã PCM, tuy nhiên bản thân nó cũng làm giảm chất lượng của tín hiệu.

Từ Hình 26 có thể dễ dàng nhận thấy tín hiệu sau lượng tử hoá không còn thể hiện một cách chính xác biên độ của tín hiệu đầu vào như xung tương tự mà chỉ là dạng xấp xỉ của tín hiệu đó. Hình 28 cho thấy tín hiệu lượng tử hoá là tổng của hai thành phần là tín hiệu tương tự đầu vào và phần sai số  $\varepsilon_q(t)=g_q(t)-g(t)$  giữa tín hiệu lượng tử hoá và tín hiệu tương tự.  $\varepsilon_q(t)$  là tín hiệu ngẫu nhiên và có thể coi là một dạng tạp âm -  $\varepsilon_q(t)$  được gọi là **tạp âm lượng tử hoá**. Từ đó ta có **tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử hoá**  $SN_qR$  (Signal to Quantisation Noise Ratio) tính theo công suất:

$$SN_qR \equiv \frac{v^2}{\varepsilon_q^2};$$



Hình 28 Sai số lượng tử hoá phát sinh tạp âm  $\varepsilon_q(t)=g_q(t)-g(t)$

Nếu ta có  $M$  mức lượng tử hoá, mỗi mức lượng tử hoá có độ rộng là  $q$  (xem Hình 28), ngoài ra giả thiết rằng:

- Quá trình lượng tử hoá là tuyến tính, có nghĩa là các mức lượng tử hoá đều có độ rộng không đổi là  $q$ .
- Hàm mật độ xác suất PDF của biên độ tín hiệu đối xứng qua trục tung (mức 0V) như trên Hình 27.
- Xác suất biên độ của xung rơi vào mức lượng tử hoá nào đó là bằng nhau, tức là  $1/M$ .

Lúc đó tỷ số tín hiệu *trung bình* trên tạp âm lượng tử hoá *trung bình* được tính như sau:

$$SN_q R = \frac{\overline{v^2}}{\varepsilon_q^2}; \quad (P.T 39)$$

Trong đó  $\overline{v^2}$  là bình phương trung bình của biên độ tín hiệu đầu vào,  $\varepsilon_q^2$  là bình phương trung bình của tạp âm lượng tử hoá. Nếu ký hiệu  $p(x)$  là hàm mật độ xác suất của  $x$  thì hàm bình phương trung bình được tính:

$$\overline{x^2} = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p(x) dx; \quad (P.T 40)$$

Trong P.T 39, có:

$$\overline{v^2} = \frac{M^2 - 1}{12} q^2 \quad (V^2); \quad (P.T 41)$$

$$\varepsilon_q^2 = \frac{q^2}{12} \quad (V^2); \quad (P.T 42)$$

Suy ra:

$$SN_q R = \frac{\overline{v^2}}{\varepsilon_q^2} = M^2 - 1; \quad (P.T 43)$$

Nếu  $M$  đủ lớn ta có:

$$SN_q R \approx M^2; \quad (P.T 44)$$

Do tín hiệu có biên độ cực đại là:  $\frac{Mq}{2}$  (Hình 28 a) nên ta có thể tính tỷ số tín hiệu đỉnh trên tạp âm lượng tử hoá trung bình:

$$(SN_q R)_{peak} = \frac{v_{peak}^2}{\varepsilon_q^2} = \frac{(Mq/2)^2}{\varepsilon_q^2} = 3M^2; \quad (P.T 45)$$

Do:

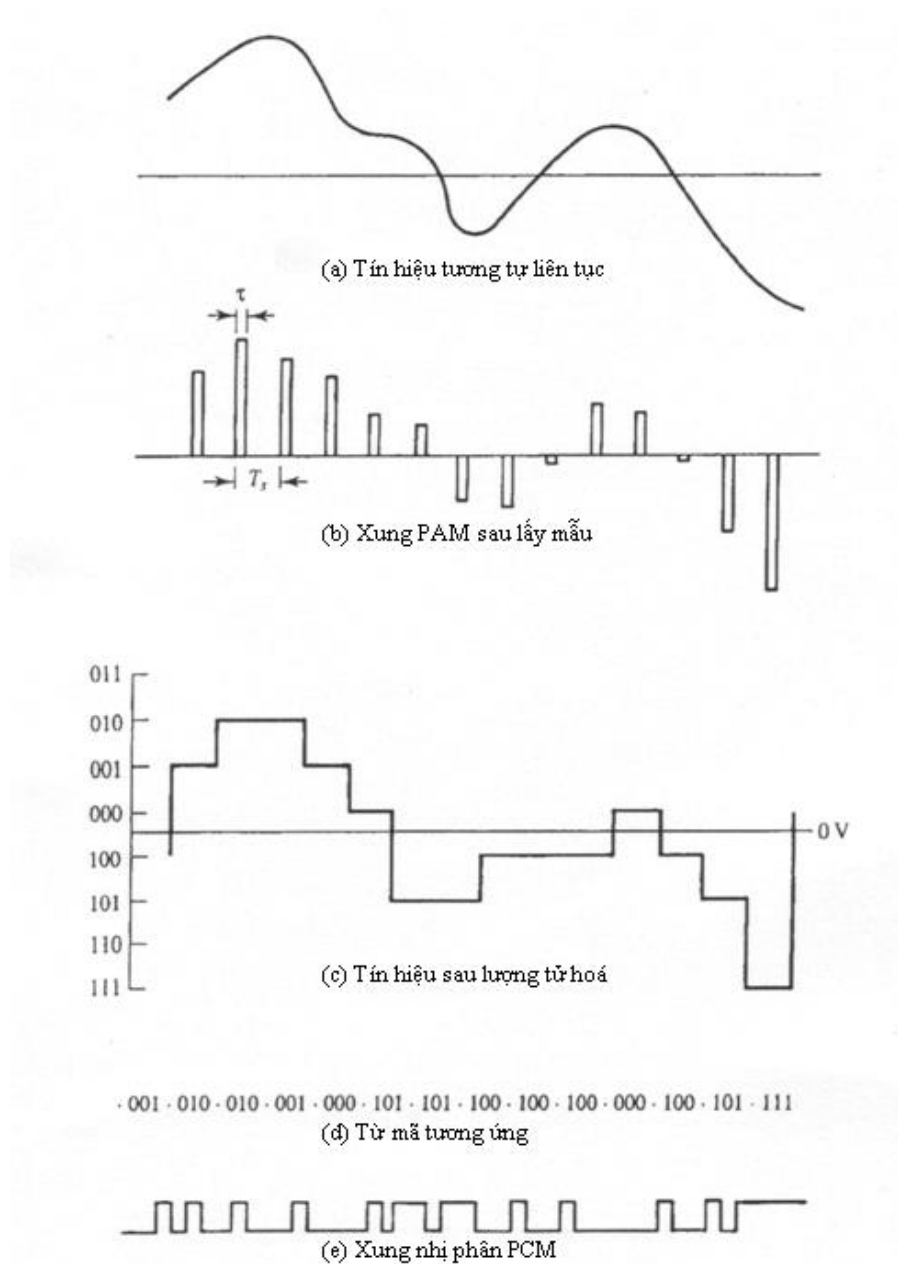
$$\left( \frac{S}{N} \right)_{dB} \equiv 10 \log \left[ \frac{P_{th}}{P_{ta}} \right] = 10 \log \left[ \frac{s^2(t)}{n^2(t)} \right];$$

Nếu tính theo dB ta có:

$$SN_q R = 20 \log_{10} M \text{ (dB);} \quad (P.T 46)$$

$$(SN_q R)_{peak} = 4,8 + SN_q R \text{ (dB);} \quad (P.T 47)$$

### 3.4. Điều chế xung mã – PCM



Hình 29 Mối quan hệ giữa xung PAM, lượng tử hoá và tín hiệu PCM

Sau khi xung PAM đã được lượng tử hoá, người ta không truyền trực tiếp xung lượng tử hoá đi mà truyền các từ mã biểu thị biên độ của

xung được truyền. Quá trình biến đổi từ biên độ thành từ mã được gọi là quá trình điều chế xung mã hay PCM.

Thí dụ, nếu có 8 mức lượng tử hoá thì các mức này có thể được mã hoá bởi 3 bit nhị phân. Các bit nhị phân thông thường được biểu diễn bởi hai mức điện áp (thí dụ là 0V và 5V). Hình 29 thể hiện mối quan hệ giữa PAM, tín hiệu lượng tử hoá và tín hiệu PCM ở đầu ra bộ ADC.

Nhược điểm của tín hiệu PCM là nó làm tăng độ rộng băng tần cần thiết để truyền chuỗi tín hiệu. Rõ ràng nếu truyền tín hiệu PAM thì chỉ cần truyền một xung trong khoảng thời gian  $T_s$  (Hình 29 b, c), tuy nhiên để truyền tín hiệu PCM thì trong khoảng thời gian  $T_s$  cần phải truyền 3 xung (Hình 29 e). Ưu điểm của tín hiệu PCM so với PAM đã được lượng tử hoá là khả năng chống nhiễu và tạp âm cao hơn, do các mức tín hiệu (0, 1 hoặc +, 0, -) có độ phân biệt cao hơn.

### 3.4.1. $SN_qR$ của phương pháp PCM tuyến tính

Ở đây ta chỉ xét tỷ số tín hiệu trên tạp âm của phương pháp lượng tử hoá tuyến tính.

Giả sử số mức lượng tử hoá là  $M$ , số bit yêu cầu trong một từ mã là:  $n = \log_2 M$ . Do đó tỷ số tín hiệu đỉnh trên tạp âm (theo P.T 45) được tính như sau:

$$(SN_qR)_{peak} = 3M^2 = 3(2^n)^2; \quad (P.T 48)$$

Gọi  $\alpha$  là tỷ số công suất tín hiệu đỉnh trên công suất tín hiệu trung bình:

$$\alpha = \frac{v_{peak}^2}{v^2};$$

ta có:

$$SN_qR = \frac{(SN_qR)_{peak}}{\alpha} = \frac{3(2^n)^2}{\alpha}; \quad (P.T 49)$$

Nếu tính theo dB ta có:

$$(SN_qR)_{dB} = 4,8 + 6n - \alpha_{dB} \text{ (dB)}; \quad (P.T 50)$$

### 3.4.2. $SNR$ sau giải mã PCM tại đầu thu

Tại đầu thu, nếu không có lỗi xuất hiện trên đường truyền thì tỷ số tín hiệu trên tạp âm  $SNR$  của tín hiệu sau khi giải mã PCM sẽ chính là tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử hoá theo P.T 48-50. Tuy nhiên trong

quá trình truyền, nếu trên đường truyền hoặc tại đầu thu xuất hiện nhiễu thì có khả năng sự thay đổi biên độ xung trong một từ mã nào đó sẽ đủ lớn để hệ thống khôi phục nhầm tín hiệu (từ 1 thành 0 hoặc ngược lại). Hệ quả là lỗi này sẽ ảnh hưởng tới tỷ số SNR tại đầu thu, mức độ ảnh hưởng phụ thuộc vào vị trí của bit lỗi trong từ mã:

- Nếu bit bị lỗi là bit ít quan trọng nhất (LSB) thì sai số sẽ là một mức lượng tử hoá.
- Nếu bit bị lỗi là bit quan trọng nhất (MSB) thì sai số sẽ là  $2^{n-1}$  mức lượng tử hoá.

Trước khi tính toán ảnh hưởng của nhiễu lên tỷ số  $SNR$  sau giải mã, ta giả thiết rằng:

- Xác suất để 2 bit lỗi trở lên cùng xảy ra trong một từ mã là không đáng kể.
- Giả thiết xác suất xuất hiện lỗi tại các bit trong một từ mã là bằng nhau và bằng  $P_e$ .

Gọi  $\varepsilon_n$  là độ sai số khi bit  $n$  bị lỗi ( $n$  càng lớn thì bit ở vị trí càng quan trọng):

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= q \\ \varepsilon_2 &= 2q \\ &\dots \\ \varepsilon_n &= 2^{n-1}q \end{aligned} \quad (P.T 51)$$

Trong đó  $q$  là biên độ của một mức lượng tử hoá. Từ P.T 51, có bình phương trung bình của sai số trong  $n$  mức lượng tử hoá  $\overline{\varepsilon_{de}^2}$  được tính như sau ( $de$  – decoding error):

$$\begin{aligned} \overline{\varepsilon_{de}^2} &= P_e \sum_{k=1}^n \varepsilon_k^2 = P_e [q^2 + (2q)^2 + (4q)^2 + \dots + (2^{n-1}q)^2]; \\ \overline{\varepsilon_{de}^2} &= P_e \frac{q^2(4^n - 1)}{3} \quad (V^2); \end{aligned} \quad (P.T 52)$$

Như vậy tỷ số tín hiệu trên tạp âm tổng cộng (tạp âm lượng tử hoá tại đầu phát và tạp âm lỗi bit tại đầu thu) được tính như sau:

$$SNR = \frac{\overline{v^2}}{\overline{\varepsilon_q^2} + \overline{\varepsilon_{de}^2}}; \quad (P.T 53)$$

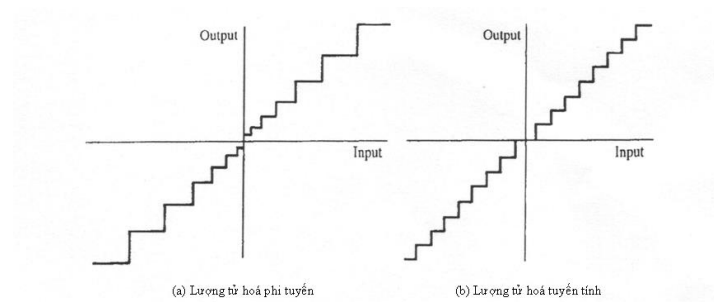
Áp dụng P.T 41, 42, 43, 53 ta có:

$$SNR = \frac{M^2 - 1}{1 + 4(M^2 - 1)P_e} = \frac{SN_q R}{1 + 4SN_q R \times P_e}; \quad (P.T 54)$$

**Kết luận:** Sau khi đã được mã hoá PCM, biên độ xung nhị phân của tín hiệu không còn mang thông tin như xung PAM, do đó tín hiệu này tạo điều kiện cho các bộ khôi phục tín hiệu (regenerator) nằm trên đường truyền có thể khử nhiễu tích tụ và tái tạo lại dạng tín hiệu tại mỗi liên kết (xem Hình 1).

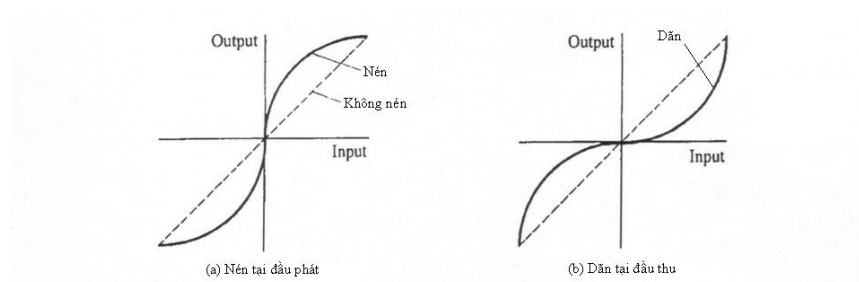
### 3.4.3. Mã hoá PCM phi tuyến

Trong phương pháp mã hoá tuyến tính, người ta giả thiết rằng xác suất biên độ xung PAM rơi vào một mức lượng tử hoá nào đó là bằng nhau. Trong thực tế giả thiết này không đúng.



Hình 30 Mã hoá PCM tuyến tính và phi tuyến

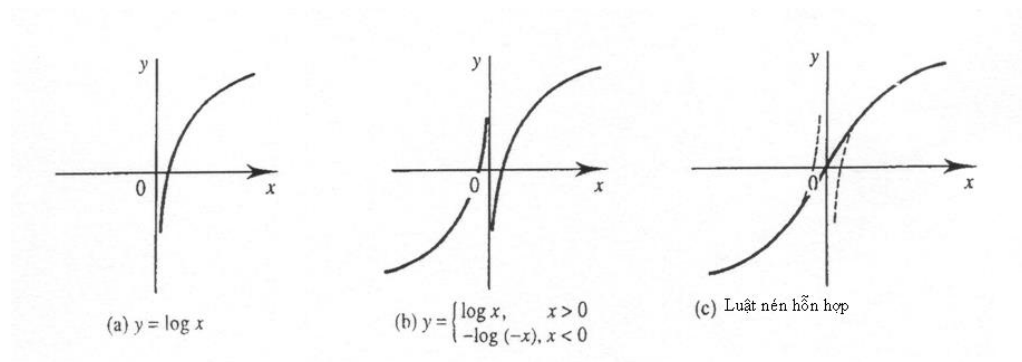
Trong trường hợp hàm PDF của biên độ tín hiệu lấy mẫu phân bố không đồng đều và có tính chất không đổi theo thời gian, ta có thể thấy rằng để cải thiện tỷ số  $SN_q R$ , mức biên độ nào có xác suất xảy ra lớn nhất cần có tập âm lượng tử hoá bé nhất. Một phương pháp để thực hiện mục tiêu đó là **mã hoá PCM phi tuyến** (companded PCM). Nếu xác suất tín hiệu có biên độ bé hay xảy ra, xác suất tín hiệu có biên độ lớn ít xảy ra thì cần phải thiết kế hệ thống sao mức lượng tử hoá bé có biên độ lượng tử hoá  $q$  bé, mức lượng tử hoá lớn có biên độ lượng tử hoá  $q$  lớn (Hình 30). Ngoài phương pháp mã hoá PCM phi tuyến, ta cũng có thể nén tín hiệu trước khi mã hoá tuyến tính, tại đầu thu sẽ diễn ra qua trình dẫn tín hiệu sau khi giải mã PCM (Hình 31).



Hình 31 Nén và dẫn nén

Thông thường đặc tính của đường nén tín hiệu tuân theo hàm logarit. (Hình 32 a) Thông thường tín hiệu đầu vào lấy cả giá trị âm và dương,

do đó đường đặc tính nén cần phải là một hàm lẻ (Hình 32 b). Hơn nữa đặc tính này cần phải là hàm liên tục đi qua gốc toạ độ, do đó đoạn đặc tuyến gần điểm 0 sẽ được thay thế bằng một đường thẳng (Hình 32 c).



Hình 32 Quá trình xây dựng hàm nén trong companded PCM

Đặc tuyến nén được sử dụng ở châu Âu tuân theo luật A, hay còn gọi là **A-law** được thể hiện bằng hàm  $F(x)$ :

$$F(x) = \begin{cases} \operatorname{sgn}(x) \frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln A}; & 1/A < |x| < 1 \\ \operatorname{sgn}(x) \frac{A|x|}{1 + \ln A}; & 0 < |x| < 1/A \end{cases} \quad (P.T 55)$$

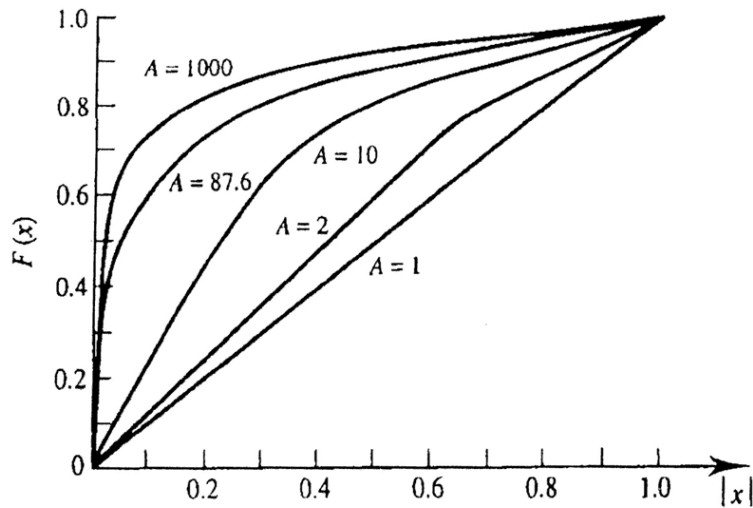
Trong đó:  $\operatorname{sgn}(x)$  được gọi là hàm signum, được biểu diễn:

$$\operatorname{sgn}(x) = \begin{cases} 1; & x > 0 \\ -1; & x < 0 \end{cases}; \quad (P.T 56)$$

$|x| = |v/v_{peak}|$  là giá trị biên độ chuẩn hoá đầu vào.

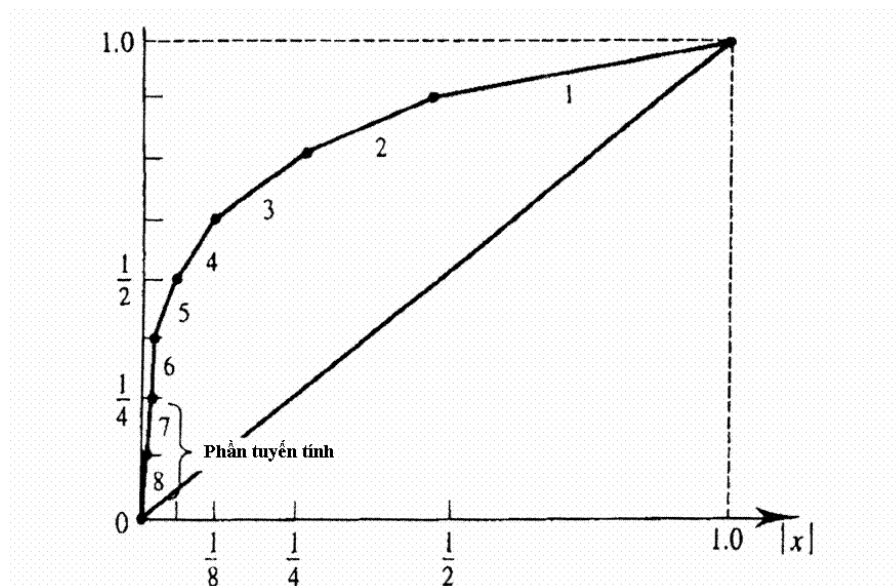
$A$  là một hằng số định nghĩa độ cong của hàm logarit. Với  $A=1$  đặc tuyến là tuyến tính. Giá trị thông thường của  $A$  là  $A=87,6$  tương ứng với tỷ số  $SNqR$  tăng thêm được 24dB cho tín hiệu biên độ thấp ( $|x| < 1/A$ ) và 38dB cho tín hiệu biên độ lớn ( $|x| > 1/A$ ). Có thể nhận thấy phần trên của P.T 54 có dạng logarit, phần dưới là dạng tuyến tính (Hình 33). Trong A-law, tín hiệu PCM 11bit tuyến tính (2048 mức) được nén xuống còn 8bit phi tuyến (256 mức). Do đó tín hiệu thoại 3,6kHz với tần số lấy mẫu 8kHz (theo Nyquist) sẽ có tốc độ 64kbit/s thay vì 88kbit/s.





Hình 33 Đặc tính của hàm A-law với các hệ số A khác nhau

Thông thường P.T 55 của hàm A-law được tính xấp xỉ bằng 16 hàm tuyến tính tương đương với 16 segment như trên Hình 34. Trong mẫu 8bit PCM, 1 bit sẽ thể hiện cực (dương hoặc âm), 3 bit định vị segment và 4 bit thể hiện vị trí của biên độ tín hiệu trên segment đó.



Hình 34 Trị tuyệt đối của hàm A-law xấp xỉ

Tại Nhật bản và Mỹ, luật nén logarit tương tự như ở châu Âu cũng được sử dụng, tuy nhiên với một vài khác biệt. Phương trình sau đây thể hiện luật nén  **$\mu$ -law** của Mỹ và Nhật:

$$F(x) = \text{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}; 0 \leq |x| \leq 1; \quad (P.T 57)$$

A-law và  $\mu$ -law đã được ITU-T quy định trong chuẩn G.711 là chuẩn mã hoá cho tín hiệu thoại số.

### 3.5. Các kỹ thuật giảm băng truyền tín hiệu thoại

#### 3.5.1. Mối liên hệ giữa tốc độ và độ rộng băng tần của tín hiệu số

**Định lý Shannon** – Với một kênh truyền dẫn có băng tần nhất định, người ta chỉ có thể truyền được một dòng thông tin có tốc độ giới hạn bởi công thức:

$$C = 2W \log_2 M \text{ (bit/s);} \quad (P.T 58)$$

Trong đó  $C$  là dung lượng tối đa của kênh truyền dẫn, được tính bằng baud/s,  $W$  (Hz) là độ rộng băng tần của kênh truyền đó và  $M$  là số mức điều chế của tín hiệu. Nếu truyền tín hiệu nhị phân:  $M=2$ , từ đó ta có:

$$C = 2W \text{ (bit/s);} \quad (P.T 59)$$

Như vậy tốc độ giới hạn của tín hiệu nhị phân lớn gấp đôi băng tần của kênh truyền. Nếu tính đến tác động của nhiễu, tốc độ tối đa của một kênh truyền tín hiệu nhị phân được tính theo công thức **Shannon-Hartley**:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N}\right) \text{ (bit/s);} \quad (P.T 60)$$

Do độ rộng băng tần của tất cả các đường truyền dẫn vật lý đều giới hạn nên tốc độ truyền tín hiệu cũng có giới hạn. Vì vậy băng tần của kênh truyền là một tài nguyên cần phải sử dụng một cách hợp lý và hiệu quả. Do đó cần phải nghiên cứu và phát triển các kỹ thuật để giảm tốc độ truyền dẫn của các kênh liên lạc.

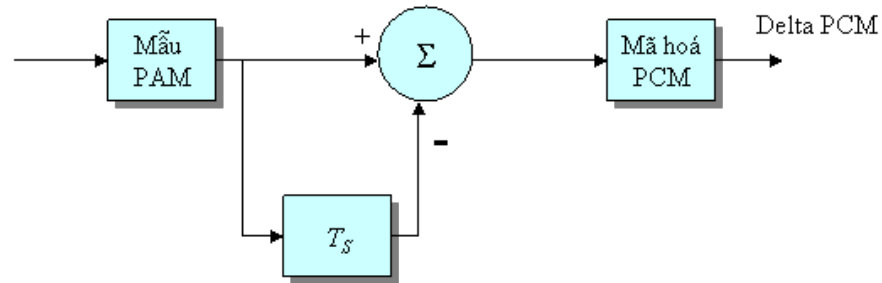
#### 3.5.2. Kỹ thuật Delta PCM

Một phương pháp làm giảm tốc độ truyền của tín hiệu thoại là chỉ truyền sự chênh lệch giữa hai tín hiệu PCM liên tiếp nhau chứ không truyền cả một mẫu PCM như trong phương pháp mã hoá PCM truyền thống. Kỹ thuật đơn giản nhất của phương pháp truyền chênh lệch này là kỹ thuật **delta PCM**.

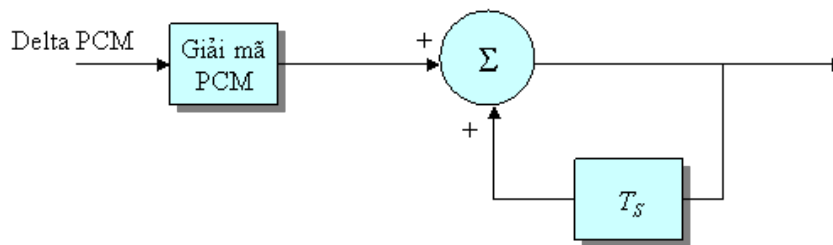
Thực tế chỉ ra cho thấy tín hiệu thoại có tính chất phụ thuộc lẫn nhau, có nghĩa là biên độ của các mẫu tín hiệu liên tiếp thường thay đổi một cách từ từ. Vì vậy hiệu số của biên độ giữa hai mẫu liên tiếp nhau nói chung là bé hơn bản thân biên độ của từng mẫu, do đó số ký tự cần thiết trong một từ mã trong phương pháp delta PCM sẽ bé hơn số ký

tự trong một từ mã của phương pháp PCM. Phương pháp delta PCM có các ưu nhược điểm như sau:

- Ưu điểm: do số kỹ tự trong một từ mã ít hơn nên tốc độ truyền của dòng tín hiệu giảm, tiết kiệm được băng truyền.
- Nhược điểm: Tính chất của tín hiệu thoại như đã nêu ở trên chỉ có ý nghĩa thống kê. Trong các trường hợp cụ thể, khi biên độ tín hiệu thay đổi thất thường thì tín hiệu delta PCM có sai số lớn hơn phương pháp mã hoá PCM truyền thống.



(a) Mã hoá delta PCM tại đầu phát



(b) Giải mã delta PCM tại đầu thu

Hình 35 Mã hoá và giải mã delta PCM

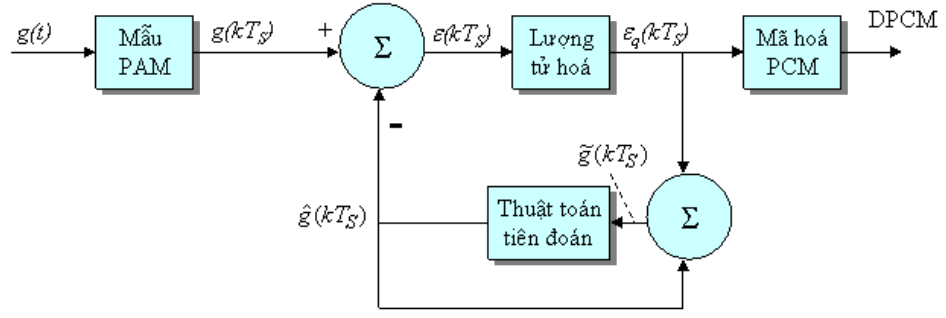
Hình 35 trình bày sơ đồ khối bộ mã hoá và giải mã delta PCM. Điểm khác biệt ở bộ mã hoá delta PCM là có thêm một bộ trừ hai mẫu liên tiếp nhau. Khối mã hoá và giải mã PCM hoàn toàn giống như kỹ thuật PCM.

### 3.5.3. Kỹ thuật PCM vi phân – Differential PCM (DPCM)

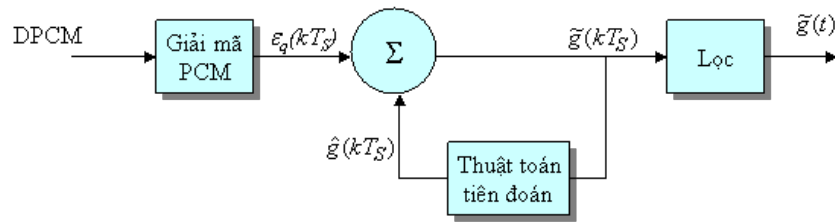
Trong phần trên, sự phụ thuộc lẫn nhau giữa các mẫu tín hiệu gần nhau đã được đề cập đến. Không chỉ trong tín hiệu thoại, các ảnh tự nhiên cũng có tính chất này. Thí dụ, nếu một điểm ảnh trong một bức ảnh là màu đen thì xác suất các điểm ảnh lân cận là màu đen là khá lớn. Như vậy các tín hiệu ngẫu nhiên, tốc độ lấy mẫu, sự phụ thuộc lẫn nhau giữa các mẫu đó có mối liên quan chặt chẽ với nhau. Dựa trên lập luận này có thể thấy rằng giá trị của một tín hiệu sẽ xảy ra có thể tiên đoán được dựa trên các giá trị đã thu được trong quá khứ.

Phương pháp DPCM sử dụng một thuật toán để tiên đoán giá trị của mẫu tín hiệu sẽ xảy ra dựa vào giá trị các mẫu nó vừa thu được. Sau đó mẫu được tiên đoán sẽ được so sánh với giá trị thực tế của mẫu

đó. Sau cùng DPCM chỉ truyền đi phần chênh lệch giữa giá trị thực tế và giá trị được tiên đoán.

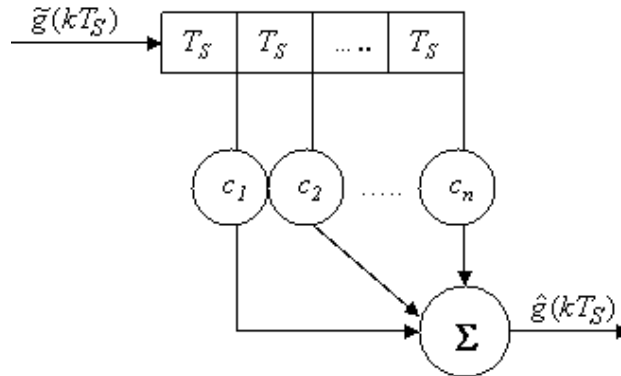


(a) Mã hoá DPCM



(b) Giải mã DPCM

Hình 36 Mã hoá và giải mã DPCM



Hình 37 Một thuật toán tiên đoán được sử dụng trong DPCM

Hình 36 biểu diễn phương pháp mã hoá và giải mã DPCM. Gọi:  $g(t)$  là tín hiệu tương tự đầu vào bộ mã hoá;  $g(kT_S)$  là tín hiệu sau lấy mẫu;  $\hat{g}(kT_S)$  là giá trị tiên đoán cho mẫu  $T_S$  tại thời điểm  $(k-1)T_S$ ;  $\varepsilon(kT_S)$  là phần chênh lệch giữa mẫu xung PAM và giá trị tiên đoán;  $\varepsilon_q(kT_S)$  là độ chênh lệch đó sau khi được lượng tử hoá;  $\tilde{g}(kT_S)$  là giá trị xấp xỉ của  $g(kT_S)$ . Ta có:

$$\varepsilon(kT_S) = g(kT_S) - \hat{g}(kT_S);$$

$$\tilde{g}(kT_S) = \hat{g}(kT_S) + \varepsilon_q(kT_S);$$

Hình 37 là một phương pháp tiên đoán mẫu tiếp theo dựa trên các mẫu vừa xảy ra. Có thể tính  $\hat{g}(kT_S)$  như sau:

$$\hat{g}(kT_S) = c_1 \tilde{g}[(k-1)T_S] + c_2 \tilde{g}[(k-2)T_S] + \dots + c_n \tilde{g}[(k-n)T_S]; (P.T 61)$$

Trong đó  $c_i$  là các hệ số thoả mãn điều kiện:

$$\begin{cases} c_i > 0 \\ \sum_{i=1}^n c_i = 1 \end{cases}; \quad (P.T 62)$$

Thông thường ta còn có điều kiện:

$$c_n > c_{n-1} > \dots > c_1; \quad (P.T 63)$$

Như vậy  $c_i$  là các trọng số để tính giá trị  $\hat{g}(kT_S)$  từ các giá trị  $\tilde{g}[(k-i)T_S]$ , với  $i$  càng gần 0 thì ảnh hưởng của mẫu  $(k-i)$  đến  $\hat{g}(kT_S)$  càng lớn.

### 3.5.4. Kỹ thuật DPCM tự thích ứng – Adaptive DPCM (ADPCM)

ADPCM là kỹ thuật dựa trên nguyên tắc của DPCM nhưng tinh vi và phức tạp hơn. Trong phương pháp này các hệ số  $c_i$  không cố định như trong DPCM mà sẽ liên tục thay đổi để tự thích ứng với tính chất thống kê của tín hiệu.

ADPCM được ITU-T đưa vào chuẩn G.721 như một phương pháp để giảm băng truyền của tín hiệu. Bộ mã hoá PCM trong ADPCM sử dụng 15 mức lượng tử hoá, tương đương với một từ mã 4 bit để truyền tín hiệu chênh lệch. Bộ mã hoá ADPCM theo chuẩn G.721 nhận tín hiệu PCM phi tuyến 64 kbit/s và chuyển tín hiệu đó thành ADPCM 32 kbit/s.

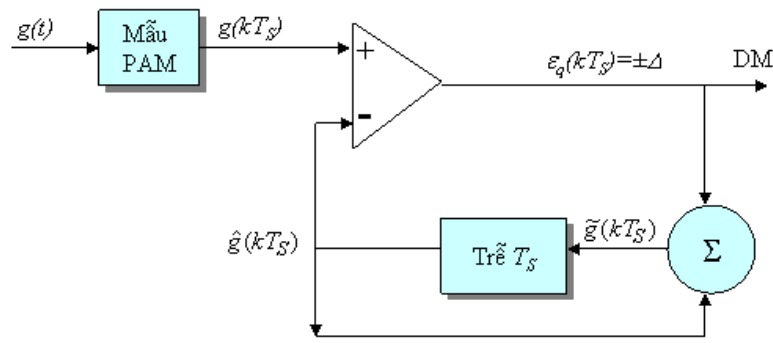
Ưu điểm của ADPCM so với PCM phi tuyến là tốc độ truyền bé hơn, do đó với đường PCM chuẩn 2,048 Mbit/s người ta có thể truyền 64 kênh ADPCM, gấp đôi so với truyền PCM phi tuyến. Chất lượng tín hiệu của ADPCM chỉ giảm chút ít so với PCM phi tuyến.

Nhược điểm của phương pháp ADPCM là, do các hệ số  $c_i$  thay đổi theo thời gian, do đó phải có sự đồng bộ của bên thu và bên phát về thời điểm và giá trị thay đổi của hệ số  $c_i$ . Vì vậy ngoài tín hiệu thoại, còn phải truyền cả hệ số  $c_i$  từ đầu phát đến đầu thu.

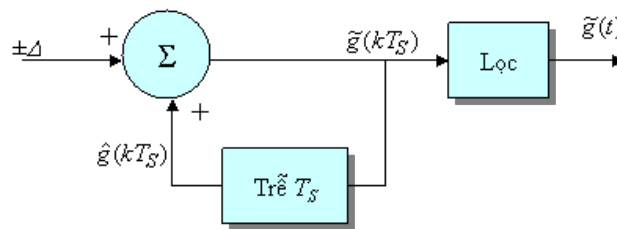
Ngoài G.721, ITU-T còn đưa ra chuẩn G.726 và G.727 cho các luồng ADPCM với vận tốc từ 16 – 40 kbit/s.

### 3.5.5. Điều chế Delta – Delta Modulation (DM)

Trong phương pháp DPCM, nếu số mức lượng tử hoá  $M=2$ , tức là một từ mã chỉ chiếm đúng 1 bit thì ta có phương pháp điều chế delta (DM). Trong trường hợp này, có thể coi mẫu được tiên đoán bằng mẫu vừa xảy ra, có nghĩa là  $\hat{g}(kT_S) = \tilde{g}[(k-1)T_S]$  với sai số  $\varepsilon_q(kT_S) = \pm \Delta$ ; Ở đây  $\pm \Delta$  là độ chênh lệch giữa hai mẫu liên tiếp và được mã hoá bằng giá trị 0 hoặc 1. Hình 38 là sơ đồ khối của bộ mã hoá và giải mã DM. Bộ cộng trong DPCM được thay thế bằng bộ so sánh, bộ tiên đoán được thay thế bằng một khối trễ với thời gian trễ  $T_S$ .



(a) Mã hoá DM



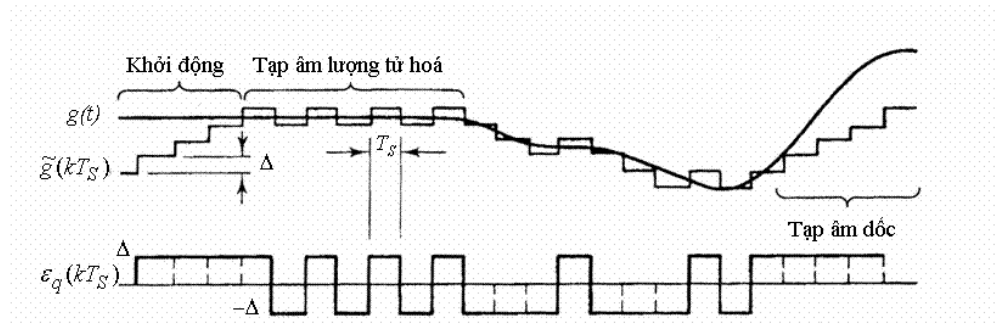
(b) Giải mã DM

Hình 38 Mã hoá và giải mã DM

Hình 39 biểu diễn dạng tương tự sóng đầu vào và dạng sóng sau điều chế delta. Có hai loại tạp âm ảnh hưởng đến chất lượng của tín hiệu DM:

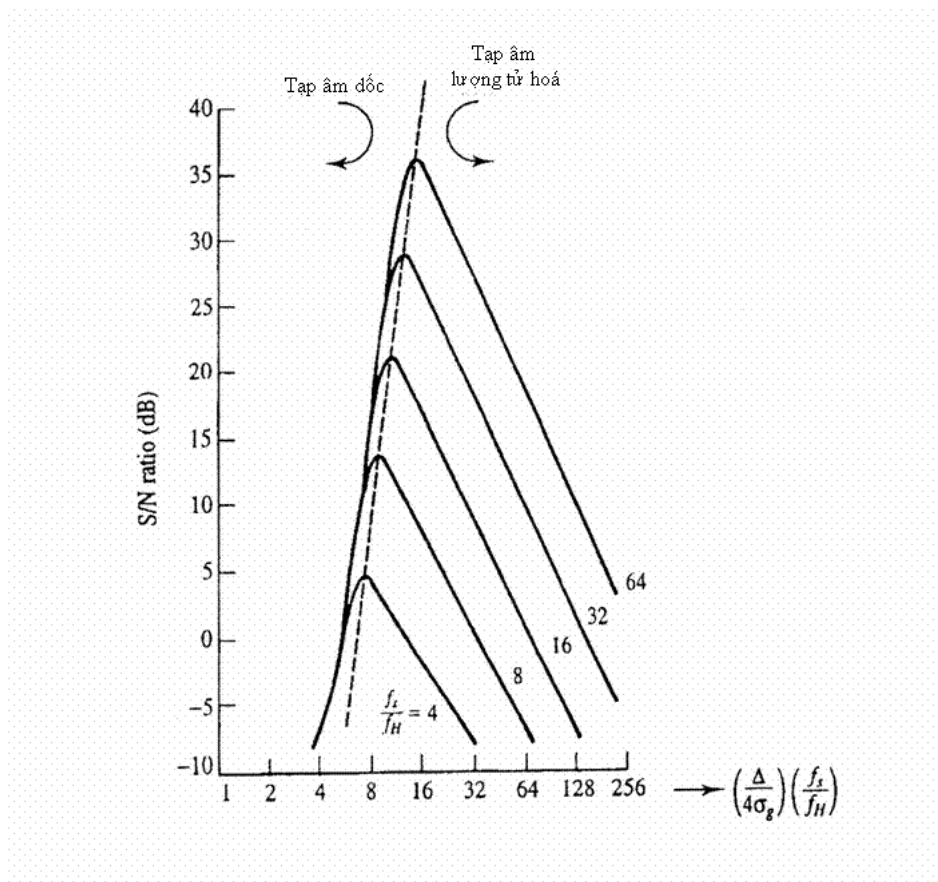
- **Tạp âm dốc** (slope overload noise): Khi tín hiệu  $g(t)$  thay đổi quá nhanh làm cho  $\tilde{g}(kT_S)$  không thể biểu diễn sự thay đổi này một cách chính xác. Tạp âm dốc nảy sinh do độ chênh lệch giữa hai mẫu liên tiếp  $\Delta$  không đủ lớn hoặc do tần số lấy mẫu  $f_S = \frac{1}{T_S}$  không đủ lớn.
- **Tạp âm lượng tử hoá** (quantization noise): Nảy sinh do quá trình lượng tử hoá tín hiệu với biên độ thay đổi ít hơn  $\Delta$  (Thí dụ khi  $g(t)$  là hằng số trong một khoảng thời gian nào đó). Muốn giảm tạp âm lượng tử hoá thì phải giảm  $\Delta$ .

Ta có thể nhận thấy điều kiện để giảm tạp âm dốc và tạp âm lượng tử hoá mâu thuẫn với nhau, muốn giảm tạp âm dốc thì phải tăng  $\Delta$ , muốn giảm tạp âm lượng tử hoá thì phải giảm  $\Delta$ . Mặt khác, nếu muốn giảm tạp âm dốc bằng cách tăng tần số lấy mẫu  $f_S$  lên lớn hơn tiêu chuẩn Nyquist thì điều này sẽ mâu thuẫn mục đích làm giảm tốc độ truyền, đặc biệt khi tần số lấy mẫu quá lớn. Do đó ta phải chọn giá trị  $\Delta$  cũng như tần số  $f_S$  thích hợp để thoả mãn điều kiện về chất lượng cũng như tốc độ truyền.



Hình 39 Dạng sóng DM và tập âm lượng tử hoá, tập âm dốc

Việc tính toán tỷ số SNR cho phương pháp DM tương đối phức tạp. Ở đây chúng ta chỉ tính SNR cho tín hiệu ngẫu nhiên với hàm PDF của biên độ là hàm Gauss, có nghĩa là biên độ tín hiệu phân bố đều xung quanh một giá trị trung bình. Ngoài ra giả thiết rằng tín hiệu này có phổ phân bố đều trong khoảng  $0 - f_H$  Hz.



Hình 40 SNR với các giá trị  $\Delta$  và tỷ số  $f_s / f_H$  khác nhau

- Tỷ số tín hiệu trên tập âm dốc được tính:

$$\frac{S}{Nov} = \frac{\sigma_g^2}{\sigma_{ov}^2} = 1,2 \left( \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta}{4\sigma_g} \frac{f_s}{f_H} \right)^2 e^{1,5 \left( \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta}{4\sigma_g} \frac{f_s}{f_H} \right)^2}; \quad (P.T 64)$$

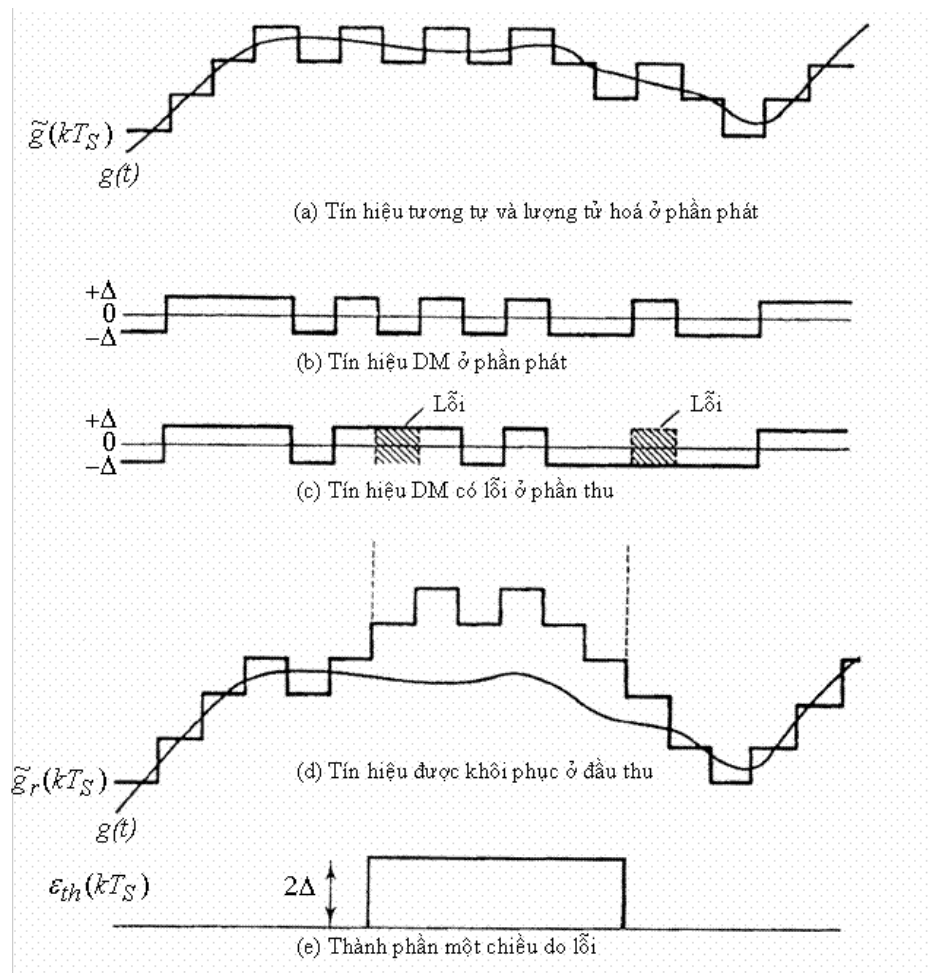
trong đó  $N_{ov} = \sigma_{ov}^2$  là bình phương trung bình của tạp âm dốc,  $\sigma_g$  là độ lệch chuẩn của biên độ tín hiệu so với biên độ trung bình;  $f_S$  là tần số lấy mẫu.

■ Tỷ số tín hiệu trên tạp âm lượng tử hoá được tính:

$$\frac{S}{N_q} = \frac{\sigma_g^2}{N_q} = 1,5 \left( \frac{4\sigma_g}{\Delta} \right)^2 \frac{f_S}{f_H}; \quad (P.T 65)$$

Từ P.T 64 và P.T 65 ta có thể tính được tỷ số tín hiệu trên tạp âm của phương pháp DM:

$$SNR = \frac{S}{N_{ov} + N_q} = \frac{1}{(S/N_{ov})^{-1} + (S/N_q)^{-1}}; \quad (P.T 66)$$



Hình 41 Sự xuất hiện thành phần một chiều ở đầu thu do lỗi

Hình 40 biểu diễn giá trị SNR với các bước lượng tử hoá chuẩn hoá  $\Delta/4\sigma_g$  và tần số lấy mẫu chuẩn hoá  $f_S/f_H$  khác nhau. Có thể thấy rằng phía bên trái của đồ thị là phần tạp âm dốc chiếm ưu thế, phía



bên phải là phần tạp âm lượng tử hoá chiếm ưu thế. Giá trị  $\Delta/4\sigma_g$  tương ứng với đỉnh của đường cong là giá trị tối ưu để đạt SNR cực đại.

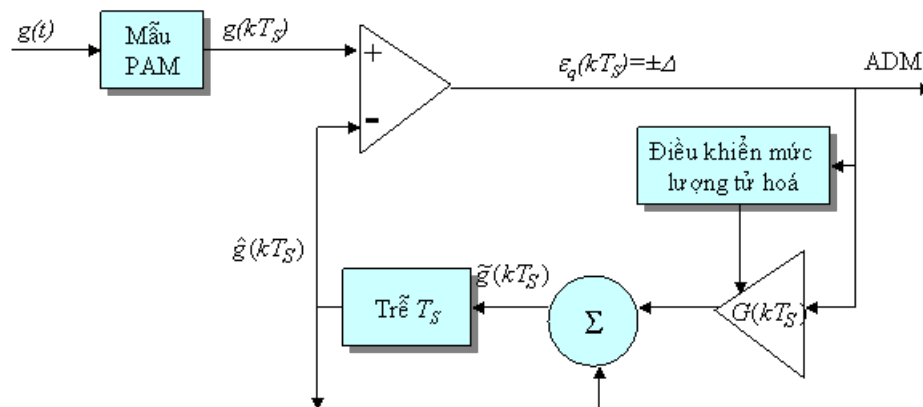
Trong trường hợp tỷ số SNR không đủ lớn, sẽ xảy ra trường hợp bên thu nhận nhầm tín hiệu ( $+\Delta$  thành  $-\Delta$  hoặc ngược lại), điều này sẽ dẫn tới thành phần một chiều với biên độ  $2\Delta$  được cộng vào tín hiệu ở đầu thu (Hình 41). Như vậy sau khi lỗi xảy ra, tín hiệu tại đầu thu vẫn có dạng như tại đầu phát tuy nhiên được cộng thêm với một lượng không đổi  $2\Delta$ . Hiện tượng này kéo dài cho đến khi một lỗi bit khác xảy ra, lúc này hoặc biên độ dòng một chiều sẽ bị khử hay bị cộng thêm một lượng sai số  $2\Delta$  nữa. Nếu đặc tuyến bộ lọc khôi phục tín hiệu tại đầu thu có giá trị 0 tại 0 Hz thì nhiễu một chiều sẽ bị khử.

### 3.5.6. Điều chế Delta tự thích ứng – Adaptive Delta Modulation (ADM)

Như đã đề cập trong phương pháp DM, để tăng tỷ số SNR cần phải giảm tỷ số tín hiệu trên tạp âm dốc và lượng tử hoá. Tức là cần phải tăng tần số lấy mẫu lên nhiều lần so với tần số Nyquist và giảm giá trị  $\Delta$ . Tuy nhiên nếu vậy mục tiêu tiết kiệm băng truyền sẽ bị vi phạm.

Trong kỹ thuật ADM, người ta sử dụng một phương pháp khác, đó là thay đổi giá trị của mức lượng tử hoá  $\Delta$  dựa vào tín hiệu sự thay đổi tín hiệu  $\varepsilon_q(kT_S)$  tại đầu vào bộ thu:

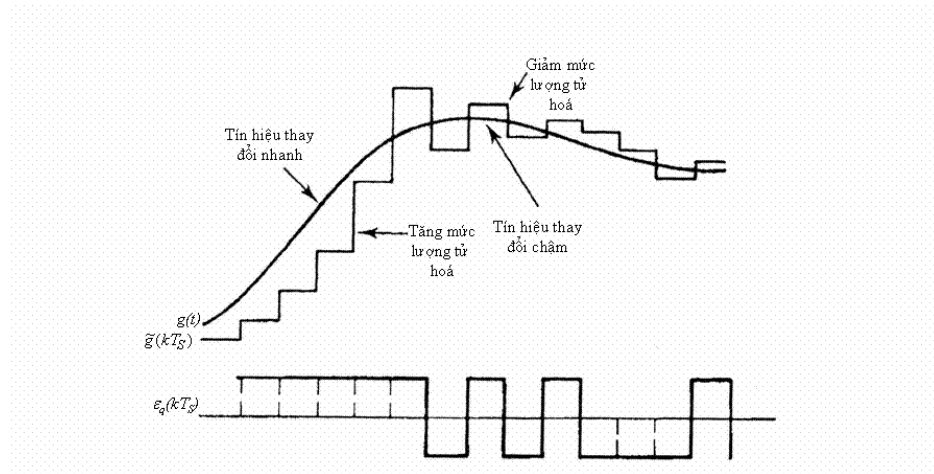
- Khi nhiễu lượng tử hoá chiếm ưu thế ( $\varepsilon_q(kT_S)$  liên tục thay đổi) thì giá trị mức lượng tử hoá sẽ nhỏ.
- Khi nhiễu dốc chiếm ưu thế ( $\varepsilon_q(kT_S)$  giữ nguyên giá trị 0 hoặc 1 trong một khoảng thời gian) thì giá trị mức lượng tử hoá được tăng lên.



Hình 42 Mã hoá ADM

Sơ đồ khối bộ mã hoá ADM được trình bày trên Hình 42. Khối điều khiển và khối khuếch đại  $G(kT_S)$  điều khiển giá trị của mức lượng tử hoá  $G(kT_S)$  dựa vào tham số đầu vào  $\varepsilon_q(kT_S) = \pm\Delta$  với  $\Delta$  là **hằng số**. Biên độ  $G(kT_S)$  thay đổi và dựa vào sự thay đổi của  $\varepsilon_q(kT_S)$ .

Nếu  $\varepsilon_q(kT_S) = \Delta$  trong một vài chu kỳ lấy mẫu tức là sự thay đổi của  $\tilde{g}(kT_S)$  không bắt kịp với sự thay đổi của  $g(t)$ , lúc này cần phải tăng giá trị  $G(kT_S)$ . Ngược lại, nếu giá trị  $\varepsilon_q(kT_S)$  thay đổi trong vài chu kỳ lấy mẫu, nghĩa là giá trị  $g(t)$  thay đổi chậm,  $G(kT_S)$  cần phải nhỏ để giảm nhiều lượng tử hoá.



Hình 43 Dạng sóng ADM với bước lượng tử hoá thay đổi

Một thuật toán thích ứng đơn giản có thể được biểu diễn như sau:

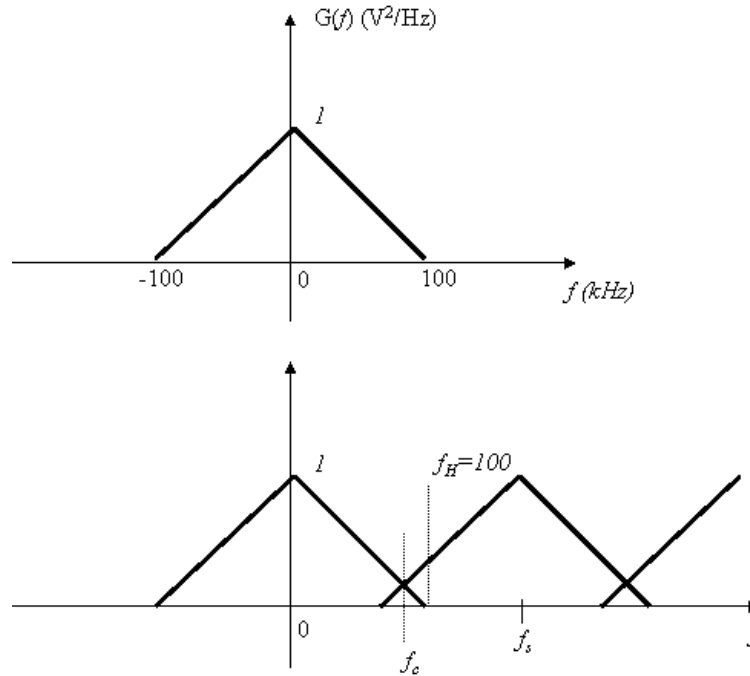
$$G(kT_S) = \begin{cases} G[(k-1)T_S]C, & \varepsilon_q(kT_S) = \varepsilon_q[(k-1)T_S] \\ G[(k-1)T_S]/C, & \varepsilon_q(kT_S) = -\varepsilon_q[(k-1)T_S] \end{cases}; \quad (P.T 67)$$

Với  $C$  là một hằng số,  $C > 1$ .

Chất lượng của ADM so với DM tốt hơn, với tỷ số  $SNR_{ADM}$  lớn hơn  $SNR_{DM}$  từ 8dB đến 14dB. Ngoài ra do  $\Delta$  vẫn là hằng số, sự thay đổi  $G(kT_S)$  được điều khiển bằng thuật toán tại bên phát và bên thu nên không cần có sự đồng bộ giữa bên phát và bên thu về giá trị của mức lượng tử hoá (như trong phương pháp ADPCM). Tốc độ truyền thông thường của ADM là 32 kbit/s và có khả năng xuống chỉ còn 16 kbit/s trong một vài trường hợp.

### 3.6. Bài tập

- 1) Giả thiết tín hiệu  $g(t)$  có dạng phổ  $G(f)$  như trên hình vẽ.
  - Hãy tìm tần số cắt  $f_C$  và tần số lấy mẫu  $f_S$  nếu  $f_S$  bằng 90% giá trị tần số lấy mẫu chuẩn theo định lý Nyquist.
  - Tính tỷ số SDR trong trường hợp:
    - Bộ lọc khôi phục là lý tưởng
    - Bộ lọc thông thấp RC có đáp ứng tần số 3dB tại  $f_S/2$ .



- 2) Tín hiệu  $g(t)$  có phổ rộng 1,0 kHz và tần số trung tâm  $f_C=10\text{kHz}$ . Hãy tìm tần số lấy mẫu để  $G(f)$  không bị chồng phổ. Sai số tối đa cho phép của tần số lấy mẫu là bao nhiêu?
- 3) Một hệ thống thông tin số truyền tín hiệu thoại sử dụng phương pháp mã hoá PCM tuyến tính. Hệ thống này sử dụng bộ lọc lý tưởng có tần số cắt 3,4 kHz để chống nhiễu chồng phổ. Tính tốc độ truyền của dòng bit PCM này để tỷ số  $SN_qR$  thỏa mãn điều kiện  $SN_qR \geq 50\text{dB}$ , biết rằng trong tín hiệu thoại  $v_{peak}^2 / \overline{v^2} = 10$ ;

Chú ý: nên sử dụng công thức  $f_s \geq 2,2f_H$ ;

- 4) Tìm tỷ số  $SNR$  sau giải mã tại đầu thu của tín hiệu trong bài tập 3, với giả thiết cứ  $10^6$  bit truyền sẽ có 1 bit lỗi.
- 5) Giả sử tín hiệu số trong bài tập 3 được truyền theo dạng nhị phân qua một kênh truyền dẫn có băng tần cho phép từ 0-1,1MHz, đường truyền không có nhiễu. Có thể có tối đa bao nhiêu kênh thoại được truyền trên đường truyền này? Trong trường hợp sử dụng phương pháp mã hoá PCM phi tuyến với từ mã 8bit, tốc độ lấy mẫu 8kHz thì có tối đa bao nhiêu kênh?

# 4. Truyền tín hiệu trên băng tần cơ bản và mã đường truyền

## 4.1. Một số công cụ toán học cần thiết

### 4.1.1. RMS (Root Mean Square)

Hàm RMS hay còn được gọi là hàm lệch chuẩn (standard deviation) được định nghĩa như sau:

- Đối với biến rời rạc:

$$R(x) = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n x_i^2}{n}}; \quad (P.T 68)$$

Trong đó  $x_i$  là biến ngẫu nhiên rời rạc

- Đối với biến liên tục:

$$R(x) = \sqrt{\frac{\int p(x)x^2 dx}{\int p(x) dx}}; \quad (P.T 69)$$

Trong đó  $x$  là biến ngẫu nhiên liên tục,  $p(x)$  là hàm PDF của  $x$ .

Hàm RMS đặc trưng giá trị trung bình bình phương của tín hiệu.

### 4.1.2. Kỳ vọng (Expectation)

Kỳ vọng  $E\{f(x)\}$  của hàm  $f(x)$  được tính như sau:

- Nếu  $f(x)$  rời rạc:

$$E\{f(x)\} = \sum_x f(x)p(x); \quad (P.T 70)$$

- Nếu  $f(x)$  liên tục:

$$E\{f(x)\} = \int f(x)p(x)dx; \quad (P.T 71)$$

Kỳ vọng thể hiện giá trị trung bình của  $f(x)$ .  $E\{f(x)\}$  còn được ký hiệu là  $\mu$ .

### 4.1.3. Sự biến thiên (Variance)

Sự biến thiên  $\sigma$  được tính như sau:

- Nếu  $\sigma$  rời rạc:

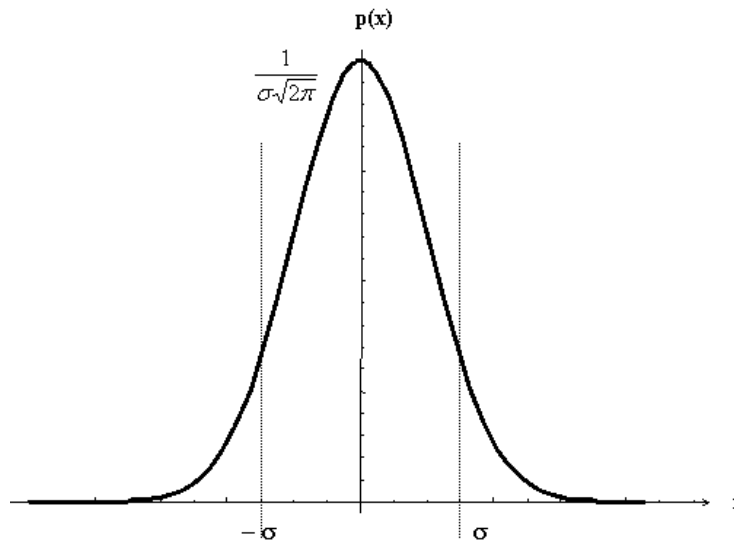
$$\sigma = \sqrt{\sum_{i=1}^n p(x_i)(x_i - \mu)^2}; \quad (P.T 72)$$

■ Nếu  $\sigma$  liên tục:

$$\sigma = \sqrt{\int p(x)(x - \mu)^2 dx}; \quad (P.T 73)$$

Trong đó  $p(x)$  là hàm PDF của biến  $x$ ,  $\mu$  là kỳ vọng của  $x$ . Sự biến thiên đặc trưng cho độ lệch của biến  $x$  quanh một giá trị kỳ vọng  $\mu$ .

#### 4.1.4. Phân bố Gauss (Gaussian Distribution)



Hình 44 Phân bố Gauss

Phân bố Gauss có dạng:

$$p(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}}; \quad (P.T 74)$$

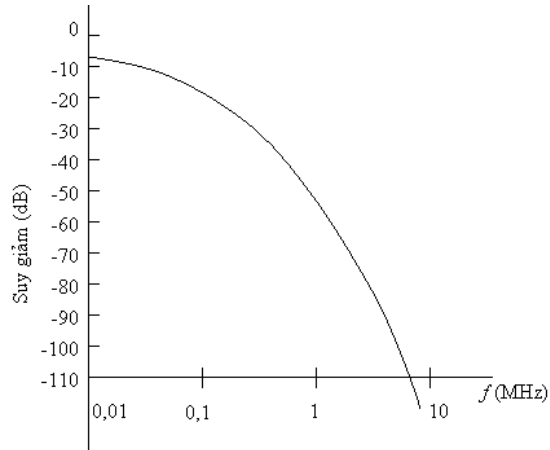
Trong đó  $p(x)$  là hàm phân phối xác suất (pdf – probability distribution function) của biến  $x$ ,  $\mu$  là kỳ vọng và  $\sigma$  là sự biến thiên. Hình 44 thể hiện phân bố Gauss với  $\mu=0$ . Phân bố Gauss rất hay được sử dụng trong thực tế.

## 4.2. Các vấn đề khi truyền tín hiệu trên băng tần cơ bản

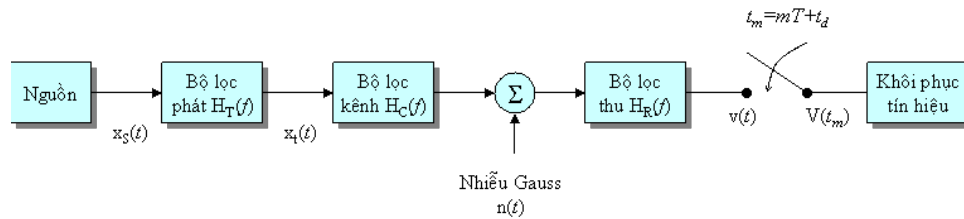
### 4.2.1. Mô hình kênh truyền và hệ thống thu phát

Trong thực tế, các xung vuông của tín hiệu nhị phân sẽ bị biến dạng khi truyền qua hệ thống thu phát và kênh truyền hữu tuyến hoặc vô tuyến, tức là chúng không còn giữ được hình dạng lý tưởng như lúc ban đầu. Đó là do dải thông tần số của phần thu, phát và nhất là kênh truyền không phải là vô hạn. Đặc biệt là đặc tính tần số của kênh truyền có ảnh hưởng lớn đến chất lượng của tín hiệu tại đầu thu. Hình 45 minh họa đáp ứng tần số của đường cáp đồng dài 2km. Thông

thường trên các đường truyền dẫn, tần số càng cao thì suy giảm càng lớn. Do đó người ta thường biểu diễn đáp ứng tần số của hệ thống thu, phát và kênh truyền bằng các bộ lọc thông thấp.



Hình 45 Đáp ứng tần số của cáp đồng 2km



Hình 46 Mô hình kênh truyền và hệ thống thu phát

Hình 46 mô tả một hệ thống thông tin số, với các khối ảnh hưởng đến chất lượng truyền của tín hiệu. Hệ thống này bao gồm:

- Khối nguồn phát thông tin phát ra các tín hiệu nhị phân  $x_S(t)$  với biên độ  $a_k = 0,1$ .
- Phần phát được mô hình hoá bằng một bộ lọc thông thấp với đáp ứng tần số  $H_T(f)$ .
- Kênh truyền có đáp ứng tần số  $H_C(f)$ , ngoài ra tín hiệu truyền qua kênh còn bị ảnh hưởng bởi nhiễu Gauss (xem 4.1.4) được thể hiện bằng hàm  $n(t)$ .
- Phần thu có đáp ứng tần số là  $H_R(f)$ .

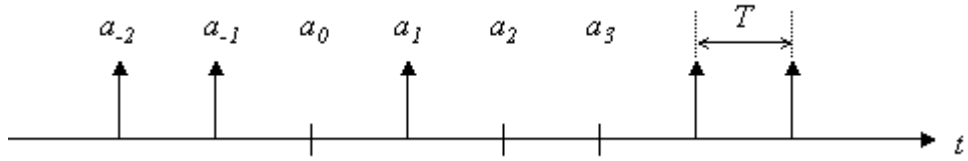
#### 4.2.2. Hiện tượng ISI (Intersymbol Interference)

Để đơn giản hoá, coi như nguồn phát ra tín hiệu nhị phân  $x_S(t)$  với dạng xung diract, biên độ là 0 hoặc 1 như Hình 47. Có thể biểu diễn chuỗi tín hiệu này như sau:

$$x_S(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kT); \quad (P.T 75)$$

Sau khi qua bộ lọc phát với đáp ứng tần số được biểu diễn trong miền thời gian:  $h_T(t) = \mathfrak{T}^{-1}[H_T(f)]$ , tín hiệu sẽ có dạng:

$$x_t(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \delta(t - kT) * h_T(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h_T(t - kT); \quad (P.T 76)$$



Hình 47 Tín hiệu phát ra từ nguồn

Sau khi truyền qua kênh truyền, tín hiệu bị lọc bởi bộ lọc kênh, ngoài ra còn bị biến dạng do nhiễu Gauss:

$$y(t) = x_t(t) * h_C(t) + n(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k h_T(t - kT) * h_C(t) + n(t); (P.T 77)$$

Trong đó  $h_C(t) = \mathfrak{F}^{-1}[H_C(f)]$ ;

Do đó tín hiệu đầu ra của bộ lọc thu  $v(t)$  sẽ có dạng:

$$v(t) = y(t) * h_R(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A a_k p_r(t - t_d - kT) + n_0(t); \quad (P.T 78)$$

Trong đó  $A$  là hệ số chuẩn hoá sao cho  $p_r(0)=1$ ;  $n_0(t)$  là nhiễu nhận được tại đầu thu;  $p_r(t-t_d)$  là dạng xung thu được sau bộ lọc thu, bị trễ đi một khoảng  $t_d$  do lọc.

$$h_R(t) = \mathfrak{F}^{-1}[H_R(f)];$$

$$n_0(t) = n(t) * h_R(t); \quad (P.T 79)$$

$$A p_r(t - t_d) = h_T(t) * h_C(t) * h_R(t); \quad (P.T 80)$$

Giá trị cực đại của  $p_r(t-t_d)$  là tại  $t-t_d$ . Do đó phải chọn thời gian lấy mẫu  $t_m$  sao cho xác suất nhận được giá trị thực của tín hiệu là lớn nhất, tức là:

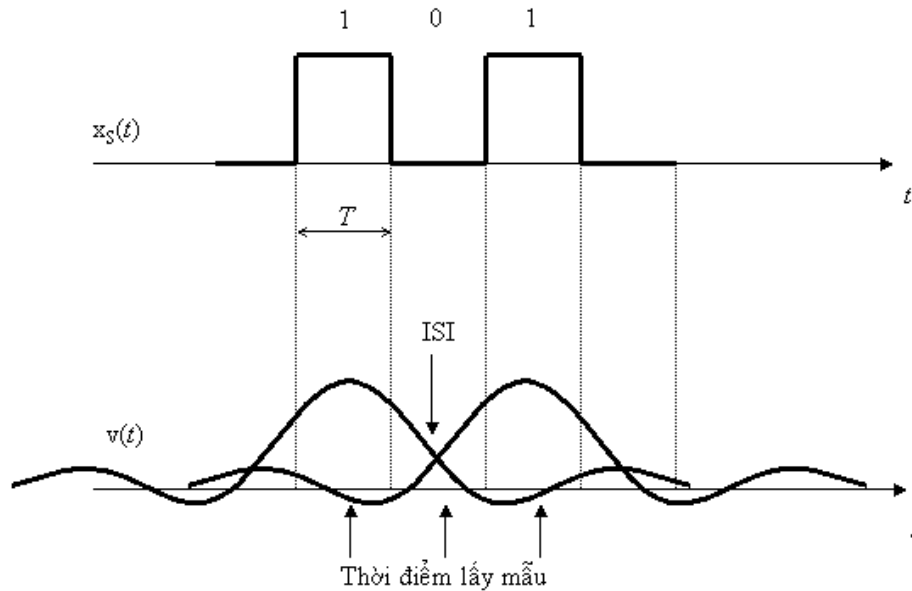
$$t_m = mT + t_d; \quad (P.T 81)$$

Như vậy các mẫu khi lấy mẫu tại đỉnh xung có giá trị được tính như sau tại thời điểm  $t_m$ :

$$V_m = v(t_m) = A a_m p_r(0) + \sum_{k=-\infty; k \neq m}^{\infty} A a_k p_r[(m-k)T] + N_m; \quad (P.T 82)$$

Với  $m = \dots, -2, -1, 0, 1, 2, \dots$

$$N_m = n_0(t_m) = n(t) * h_R(t) |_{t=t_m}; \quad (P.T 83)$$



Hình 48 Hiện tượng ISI

Theo phương trình 82, có thể thấy rằng giá trị lấy mẫu tại đầu thu tại thời điểm  $t_m$  bao gồm:

- Giá trị biên độ xung thứ  $m$   $a_m$ .
- Biên độ  $N_m$  của nhiễu Gauss là giá trị biên độ không mong đợi.
- Biên độ của các xung thứ  $k$ , với  $k \neq m$ . Đây cũng là giá trị biên độ không mong đợi do nó có thể làm sai lệch giá trị lấy mẫu tại thời điểm  $V_m$ .

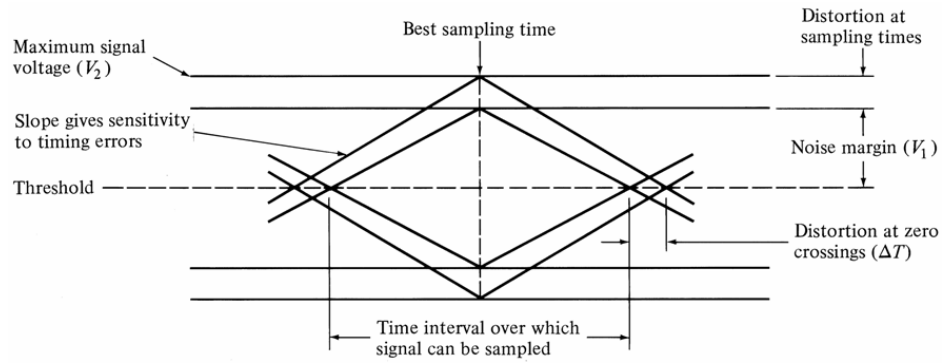
Hiện tượng biên độ của các xung thứ  $k$  ảnh hưởng đến quá trình lấy mẫu xung thứ  $m$  được gọi là hiện tượng **giao thoa giữa các ký tự** hay hiện tượng **ISI** (Intersymbol Interference).

Về mặt ý nghĩa vật lý, do ảnh hưởng của các bộ lọc như trên Hình 46, đặc biệt là bộ lọc kênh, hình dạng xung vuông bị biến đổi thành một đường hình chuông, với phần gốc bị kéo dài dài hơn độ dài  $T$  của ký tự và chồng sang các ký tự kề với nó (Hình 48).

#### 4.2.3. Đồ thị mắt (eye diagram)

Đồ thị mắt là một công cụ trực quan hữu hiệu để khảo sát các vấn đề của một hệ thống truyền số liệu. Để xem đồ thị mắt người ta sử dụng ô-xy-lô với chu kỳ hiển thị đúng bằng độ dài  $T$  của ký tự. Các ký tự thu được đều được hiển thị chồng lên màn hình ô-xy-lô, thành dạng hình mắt. Phần mở của đồ thị mắt chính là miền trong đó quá trình lấy mẫu có thể được thực hiện một cách chính xác.





Hình 49 Dạng đồ thị mắt

#### 4.2.4. Sửa dạng xung và quá trình lọc kênh Nyquist

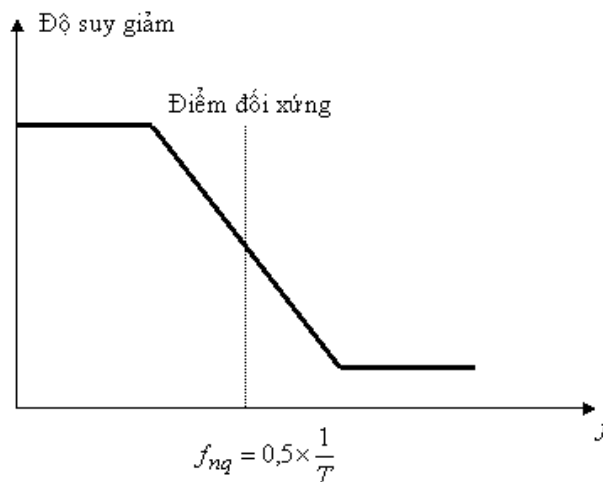
Để lấy mẫu đúng tín hiệu tại thời điểm lấy mẫu  $t_m$ , theo P.T 82, ta thấy rằng cần phải làm sao cho biên độ ISI tại thời điểm lấy mẫu bằng 0, tức là:

$$p_r(nT) = \begin{cases} 1; n = 0 \\ 0; n \neq 0 \end{cases} \quad (P.T 84)$$

Mục tiêu trên có thể đạt được nếu ta lắp một bộ lọc bù tần số (hay còn gọi là lọc cân bằng) tại đầu phát hoặc đầu thu sao cho đáp ứng tần số của toàn hệ thống tuân theo **đáp ứng tần số Nyquist**. Thông thường bộ lọc cân bằng được áp dụng tại đầu phát.

**Đáp ứng tần số Nyquist** có hàm truyền sao cho ranh giới giữa dải thông và phần suy giảm nằm đối xứng qua giá trị:

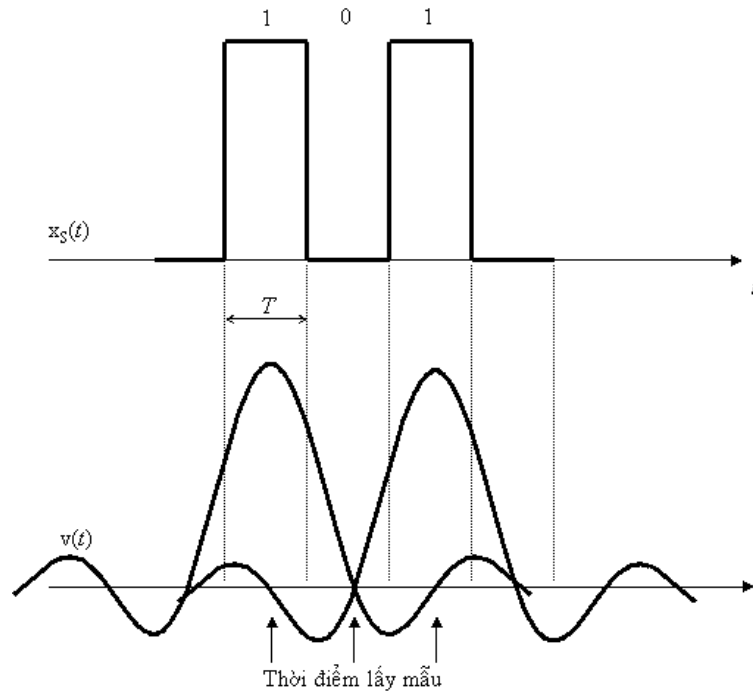
$$f_{nq} = 0,5 \times \frac{1}{T}; \text{ Trong đó } T \text{ là độ rộng một ký tự.}$$



Hình 50 Hàm truyền của bộ lọc Nyquist

Như vậy mục đích của việc sửa dạng xung (Pulse Shaping) là để đáp ứng tần số của toàn hệ thống tuân theo đáp ứng của bộ lọc Nyquist

như Hình 50. Chú ý rằng nếu đáp ứng tần số của toàn bộ hệ thống thoả mãn tiêu chuẩn Nyquist thì hình dạng của xung vuông vẫn bị kéo dãn ra. Tuy nhiên tại các thời điểm lấy mẫu  $t_m = mT + t_d$ , biên độ ISI bằng 0 (như minh hoạ Hình 51), tức là nó thoả mãn P.T 84. Như vậy có thể thấy rằng để biên độ ISI bằng 0 thì thời điểm lấy mẫu yêu cầu phải rất chính xác.



Hình 51 Dạng sóng tín hiệu thoả mãn đáp ứng tần số Nyquist

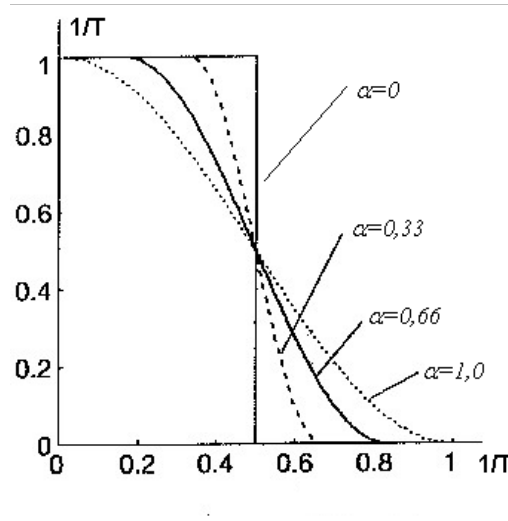
#### 4.2.5. Bộ lọc cos nâng (raised cosine filter)

Đáp ứng tần số Nyquist được ứng dụng trong thực tế bởi bộ lọc cos nâng. Bộ lọc này có đáp ứng tần số ở miền biến đổi từ dải thông sang phần suy giảm có dạng đường cos (Hình 52). Đáp ứng tần số này được biểu diễn như sau:

$$H_{\text{raised-cosine}}(f) = \begin{cases} T; 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[ \frac{\pi T}{\alpha} \left( |f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\}; \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0; \frac{1+\alpha}{2T} \leq |f| \end{cases}$$

;(P.T 85)

Trong đó  $\alpha$  là hệ số cắt. Hình 52 biểu diễn đáp ứng tần số của bộ lọc cos nâng ở trong miền tần số với các giá trị  $\alpha$  khác nhau,  $\alpha=0$  tương ứng với đáp ứng tần số của bộ lọc lý tưởng;  $T$  là độ rộng của một ký tự.



Hình 52 Đáp ứng tần số của bộ lọc cos nâng

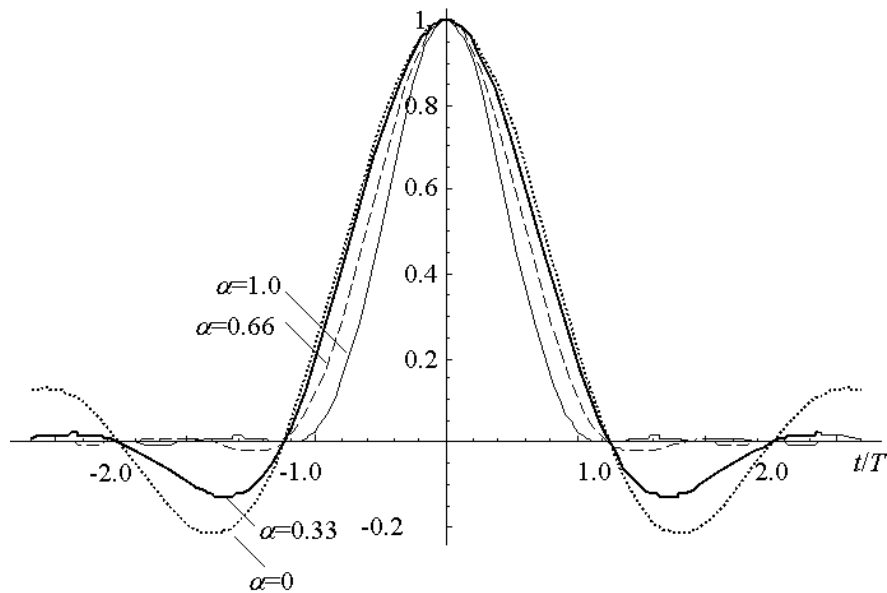
Trong miền thời gian, bộ lọc cos nâng có dạng:

$$h(t) = \frac{\text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \cos\left(\frac{\pi \alpha t}{T}\right)}{1 - \frac{4\alpha^2 t^2}{T^2}}; \quad (P.T 86)$$

Hình 53 là dạng của hàm  $h(t)$  với các giá trị  $\alpha$  khác nhau. Có nhận xét rằng đồ thị của hàm này cắt trục hoành tại những chu kỳ  $mT, m \in \mathbb{Z}$ , do đó nếu chọn thời điểm lấy mẫu thích hợp thì ISI sẽ bằng 0.

Dải tần số của tín hiệu  $B$  của tín hiệu sau khi cho đi qua bộ lọc cos nâng sẽ là:

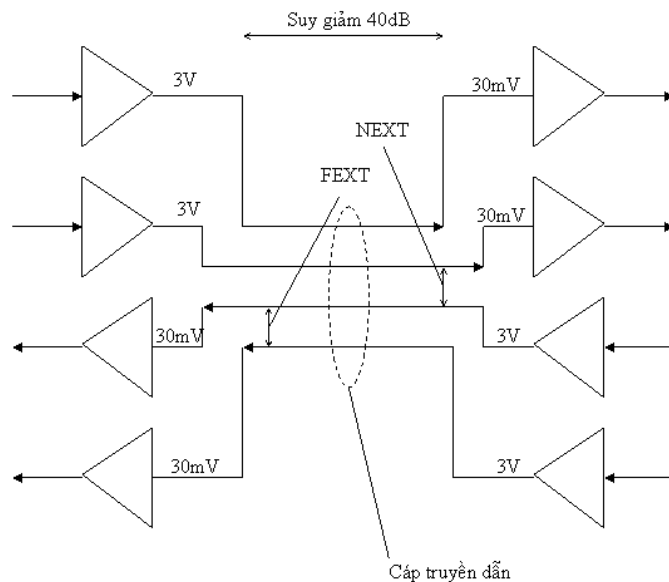
$$B = 0,5 \times \frac{1}{T} (1 + \alpha); \quad (P.T 87)$$



Hình 53 Hàm truyền đạt của đặc tuyến cos nâng trong miền thời gian.

#### 4.2.6. Nhiễu xuyên âm (cross talk)

Nhiễu xuyên âm xảy ra khi truyền tín hiệu theo hai hướng ngược nhau trong một bó cáp có nhiều sợi đơn lẻ, trong trường hợp này tín hiệu của sợi này sẽ gây nhiễu lên tín hiệu của các sợi khác và ngược lại. Có hai loại nhiễu xuyên âm là nhiễu xuyên âm đầu gần (near end crosstalk - NEXT) và nhiễu xuyên âm đầu xa (far end crosstalk - FEXT).



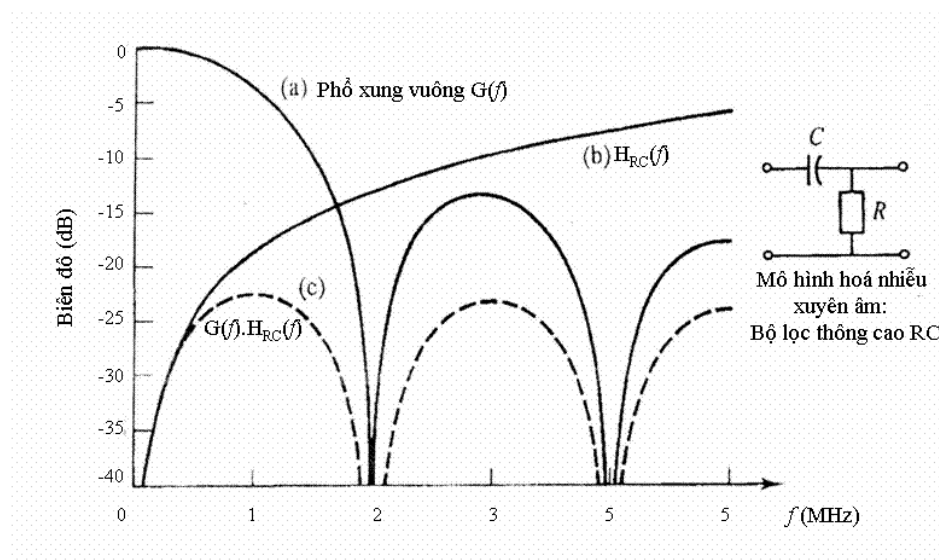
Hình 54 Nhiễu xuyên âm đầu gần và đầu xa

- Nhiễu xuyên âm đầu gần xuất hiện do tín hiệu với biên độ lớn ở đầu ra gây nhiễu vào tín hiệu với biên độ nhỏ ở đầu vào (do suy giảm qua đường truyền - với suy giảm trên đường truyền 40dB, tín hiệu 3V ở đầu phát chỉ còn biên độ là 30mV ở đầu thu). Như vậy

NEXT là nhiễu do các tín hiệu với chiều truyền khác nhau ảnh hưởng lên nhau, nó chỉ xảy ra gần các thiết bị đầu cuối

- Nhiễu xuyên âm đầu xa xảy ra do nhiễu của một tín hiệu ở đầu ra ảnh hưởng lên các tín hiệu ở đầu ra khác. FEXT là nhiễu nảy sinh do các tín hiệu cùng chiều truyền dẫn ảnh hưởng lên nhau, nó xảy ra trên toàn bộ kênh truyền.

Hình 54 thể hiện nhiễu xuyên âm đầu gần và đầu xa. Do bản chất của NEXT và FEXT là nhiễu điện dung ký sinh, có thể mô hình hoá nhiễu này bằng một bộ lọc thông cao RC. Do tín hiệu nhị phân có phổ ở dạng hàm sinc(x), méo tín hiệu do ảnh hưởng của nhiễu xuyên âm của NEXT sẽ có dạng như Hình 55. Do vậy để giảm ảnh hưởng của ISI và nhiễu xuyên âm, cần phải sử dụng các bộ lọc bù cân bằng là bù của ISI và nhiễu xuyên âm.



Hình 55 Phổ của NEXT

### 4.3. Ảnh hưởng của nhiễu và ISI lên chất lượng tín hiệu

#### 4.3.1. Khôi phục tín hiệu tại đầu thu

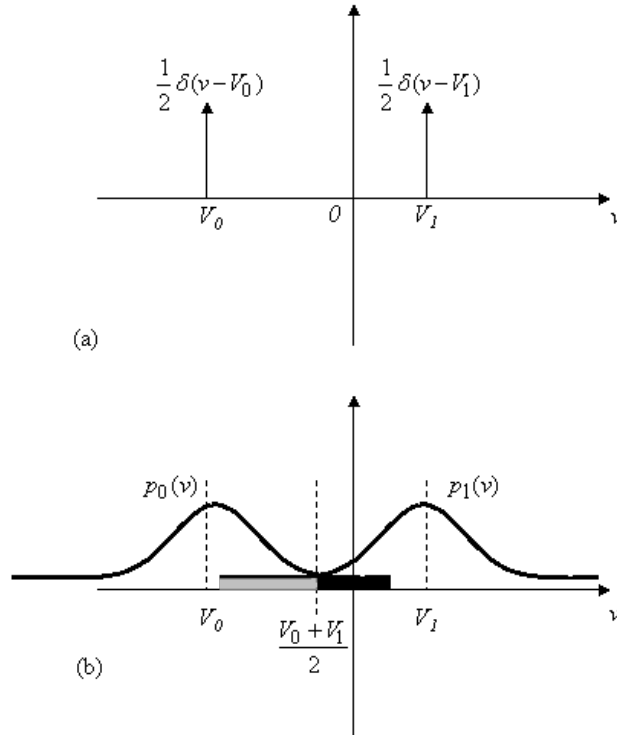
Việc khôi phục tín hiệu tại đầu thu bao gồm hai quá trình:

- Lấy mẫu tín hiệu vừa thu được ở đầu vào bộ thu.
- So sánh mẫu tín hiệu đó với một mức biên độ chuẩn để quyết định xem tín hiệu nhận được thuộc về mức chuẩn nào. Trong trường hợp tín hiệu truyền trên đường truyền là tín hiệu nhị phân, 0V sẽ tương ứng với mức "0", 3V tương ứng với mức "1".

Phải chọn thời điểm lấy mẫu một ký tự sao cho xác suất nhận được giá trị đúng là lớn nhất, vì vậy thông thường chọn thời điểm lấy mẫu vào chính giữa ký tự. Phương pháp lấy mẫu này được gọi là phương pháp “central point detection”. Quá trình khôi phục tín hiệu được gọi là “decision process”

Như phần trên đã nói, các yếu tố ảnh hưởng đến việc nhận nhầm tín hiệu là hiện tượng ISI và nhiễu. Nhiễu xuất hiện trên đường truyền thường được coi như có phân bố theo hàm Gauss.

#### 4.3.2. Tính toán lỗi đường truyền cho tín hiệu hai mức



Hình 56 Hàm phân bố xác suất (pdf): (a) Tín hiệu nhị phân; (b) Tín hiệu và nhiễu

Hình 56(a) minh họa hàm phân bố xác suất pdf của tín hiệu nhị phân trong trường hợp lý tưởng. Trong trường hợp này, hàm pdf là rời rạc và tập trung tại hai giá trị  $V_0$  và  $V_1$  tương ứng với giá trị “0” và “1”. Hình 56(b) thể hiện hàm pdf của tín hiệu và nhiễu. Do tác động của nhiễu, pdf lúc này có dạng là hai hàm Gauss có giá trị kỳ vọng là  $V_0$  và  $V_1$  (và chính là tích chập của Hình 56a và hàm Gauss).

Giả sử mức ngưỡng giữa hai giá trị “0” và “1” được lấy là  $\frac{V_0 + V_1}{2}$ , như vậy xác suất để bit “1” nhận được là bit lỗi (thực tế là “0”) là:

$$P_{e1} = \int_{\frac{V_0 + V_1}{2}}^{\infty} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(v - V_0)^2}{2\sigma^2}} dv; \quad (P.T 88)$$

Nếu định nghĩa hàm **error function** như sau:

$$\operatorname{erfc}(z) \equiv \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_z^{\infty} e^{-x^2} dx; \quad (P.T 89)$$

Định nghĩa hàm  $\operatorname{erf}(x)$  được định nghĩa:

$$\operatorname{erfc}(z) \equiv 1 - \operatorname{erf}(z); \quad (P.T 90)$$

P.T 88 trở thành:

$$P_{e1} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{V_1 - V_0}{2\sigma\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{V_1 - V_0}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \right]; \quad (P.T 91)$$

Cũng tương tự như vậy:

$$P_{e0} = \int_{-\infty}^{(V_0 + V_1)/2} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(v - V_1)^2}{2\sigma^2}} dv = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{V_1 - V_0}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \right]; \quad (P.T 92)$$

Như vậy nếu gọi  $\Delta V = V_1 - V_0$ , ta có:

$$P_e = \frac{1}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf}\left(\frac{\Delta V}{2\sigma\sqrt{2}}\right) \right]; \quad (P.T 93)$$

Do  $\sigma$  thể hiện độ lệch trung bình của tín hiệu so với một giá trị trung bình (kỳ vọng) nên nó thể hiện méo trung bình của tín hiệu do đó:

$$N = \sigma^2.$$

Trong trường hợp mã NRZ đơn cực (Hình 57a), tín hiệu đỉnh chính là hiệu số của  $V_1$  và  $V_0$ , ta có:

$$S_{peak} = \Delta V^2; \text{ vì vậy:}$$

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{peak} = \frac{\Delta V^2}{\sigma^2}; \quad (P.T 94)$$

Từ P.T 93 và P.T 94 ta có:

$$P_e = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf}\left[ \frac{1}{2\sqrt{2}} \left(\frac{S}{N}\right)_{peak}^{\frac{1}{2}} \right] \right\} \quad (P.T 95)$$

Mặt khác:  $S = \Delta V^2/2 = S_{peak}/2$ ; do đó:

$$P_{NRZuni} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{S}{N} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \right\}; \quad (P.T 96)$$



(a) NRZ đơn cực



(b) NRZ lưỡng cực

Hình 57 Mã NRZ

Đối với mã NRZ lưỡng cực (Hình 57b):  $S = S_{peak} = \left( \frac{\Delta V}{2} \right)^2$  nên:

$$P_{NRZpo} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \left( \frac{S}{N} \right)^{\frac{1}{2}} \right] \right\}; \quad (P.T 97)$$

#### 4.3.3. Tính toán lỗi đường truyền cho tín hiệu nhiều mức

Hình 58 thể hiện dạng của một mã đường truyền nhiều mức. Giả sử tín hiệu đường truyền có  $M$  mức, mỗi mức cách nhau một khoảng  $\Delta V$  thì phân bố xác suất biên độ của tín hiệu và nhiễu sẽ có dạng như Hình 59. Trong trường hợp mã đường truyền có nhiều mức,  $(M-2)$  mức biên độ ở giữa có xác suất gặp lỗi  $P_{e-i}$  lớn gấp đôi mức biên độ cực đại và cực tiểu  $P_{e-o}$  do chúng có thể quá lớn hoặc quá bé và chuyển nhầm sang các mức biên độ kề với chúng. Bởi vậy ta có:



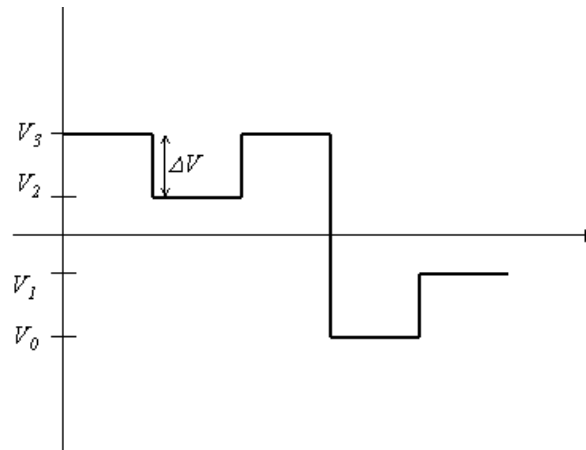
$$P_{e-i} = 2P_e; \quad (P.T 98)$$

$$P_{e-o} = P_e; \quad (P.T 99)$$

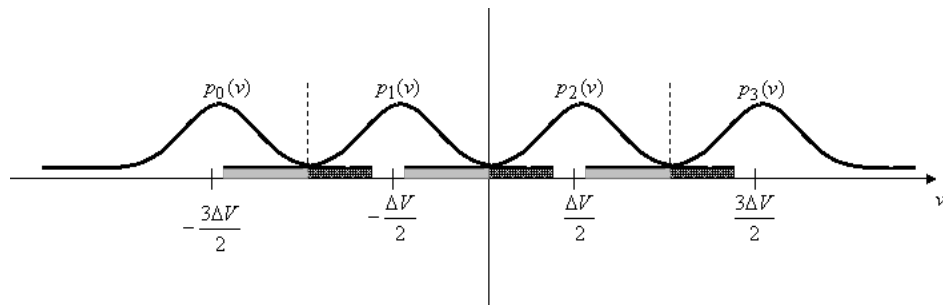
Bởi vậy xác suất gặp lỗi trung bình là:

$$P_{eM} = \frac{M-2}{M} 2P_e + \frac{2}{M} P_e = \frac{2(M-1)}{M} P_e; \quad (P.T 100)$$

$$P_{eM} = \frac{M-1}{M} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{\Delta V}{2\sqrt{2}\sigma} \right) \right]; \quad (P.T 101)$$



Hình 58 Dạng tín hiệu nhiều mức

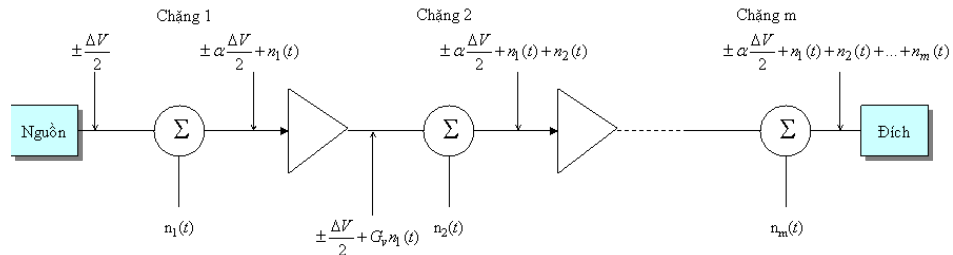


Hình 59 Hàm phân bố xác suất của tín hiệu nhiều mức và nhiễu

#### 4.3.4. Lỗi tích lũy khi truyền tín hiệu qua nhiều chặng

Nói chung khi truyền tín hiệu qua đường truyền, suy hao là không thể tránh khỏi. Ngoài ra như chúng ta đã biết còn có nhiều ảnh hưởng lên chất lượng của tín hiệu. Đối với những đường truyền với khoảng cách lớn, suy giảm sẽ làm cho khả năng khôi phục tín hiệu ở đầu thu giảm sút đáng kể. Trong những trường hợp này, cần phải chia đường truyền thành nhiều **chặng** (hop), sau mỗi chặng sẽ có một **trạm lặp** (repeater) để khuếch đại và khôi phục tín hiệu. Các trạm lặp được chia làm hai loại:

- **Trạm lặp khuếch đại** (amplifier repeater): đối với trạm lặp khuếch đại, tín hiệu sẽ được khuếch đại sau khi đi qua mỗi chặng.
- **Trạm lặp khôi phục** (regenerative repeater): loại trạm lặp này áp dụng quá trình khôi phục tín hiệu (decision process) trong thông tin số để tái thiết lập dạng xung của tín hiệu.



Hình 60 Đường truyền nhiều chặng sử dụng trạm lặp khuếch đại

ISI và nhiễu sẽ có tác động tiêu cực đến quá trình khôi phục tín hiệu ở các trạm lặp. Hình 60 minh họa đường truyền sử dụng trạm lặp khuếch đại. Nếu đường truyền này được dùng để truyền mã nhị phân với 2 mức  $\pm \frac{\Delta V}{2}$  và giả sử hệ số suy giảm của các chặng là  $\alpha$  ( $\alpha < 1$ )

thì tín hiệu tại đầu vào của trạm lặp đầu tiên sẽ là  $\pm \alpha \Delta V/2 + n_1(t)$ , với  $n_1(t)$  là nhiễu Gauss tại chặng 1. Trong một hệ thống truyền dẫn được thiết kế tối ưu, hệ số khuếch đại  $G_v$  của trạm lặp được thiết kế đủ để bù lại suy giảm, tức là:  $G_v = 1/\alpha$ . Như vậy biên độ tín hiệu tại đầu ra được phục hồi tuy nhiên nhiễu tại chặng 1 cũng bị khuếch đại lên  $1/\alpha$  lần:  $\pm \frac{\Delta V}{2} + G_v n_1(t)$ . Do suy giảm ở chặng thứ 2, tín hiệu thu được ở

đầu vào trạm lặp thứ 2 là:  $\pm \alpha \frac{\Delta V}{2}$  và nhiễu tổng cộng là:  $n_1(t) + n_2(t)$ .

Sau  $m$  chặng tín hiệu ở đầu vào khối thu là:  $\pm \alpha \frac{\Delta V}{2} + n_1(t) + n_2(t) + \dots + n_m(t)$ .

Ta thấy rằng đối với trạm lặp khuếch đại, nhiễu là tổng các nhiễu của từng chặng. Theo 4.3.2, nếu nhiễu có hàm pdf phân phối theo hàm Gauss thì nhiễu một chặng  $i$  bất kỳ được tính theo:

$$N_i = \sigma^2; \quad (P.T 102)$$

Nhiễu tổng cộng trên  $m$  chặng sẽ là:

$$N = \sum_{i=1}^m N_i = m\sigma^2; \quad (P.T 103)$$

Trong đó  $\sigma$  là sự biến thiên. Đối với mã NRZ lưỡng cực ta có:

$$S = \Delta V^2/2 = S_{peak}/2; \quad (P.T 104)$$

Bởi vậy tỷ số tín hiệu trên tạp âm sau  $m$  chặng sẽ là:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{m-hop} = \frac{\Delta V^2}{2m\sigma^2}; \quad (P.T 105)$$

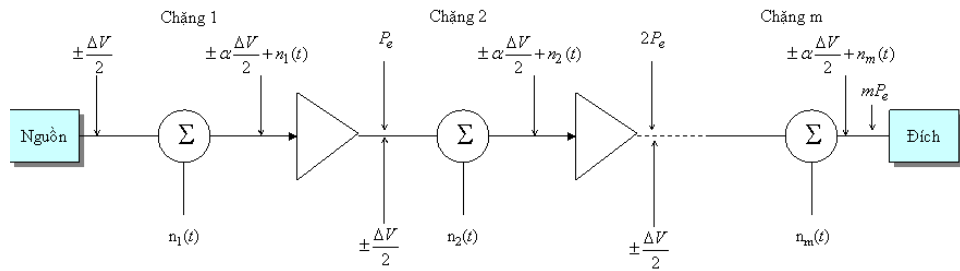
Căn cứ vào P.T 97:

$$P_{amplifier} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left[ \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\frac{S}{N}\right)_{m-hop}^{\frac{1}{2}} \right] \right\};$$

Do đó ta có:

$$P_{amplifier} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{\Delta V}{2\sigma\sqrt{m}} \right) \right\}; \quad (P.T 106)$$

Mặt khác khảo sát hệ thống truyền dẫn dùng trạm lặp khôi phục (Hình 61):



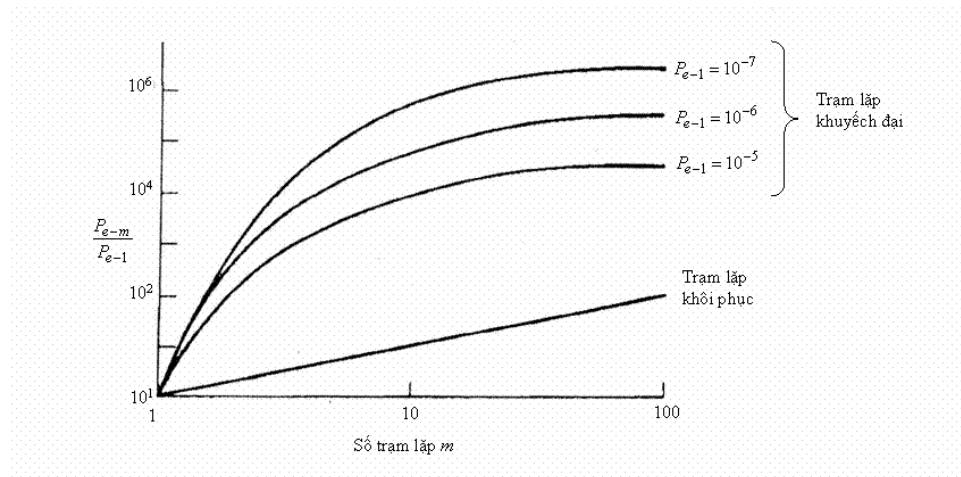
Hình 61 Đường truyền nhiều chặng sử dụng trạm lặp khôi phục

Trạm lặp khôi phục sử dụng quá trình khôi phục tín hiệu để chọn thời điểm lấy mẫu và quyết định giá trị vừa lấy mẫu có giá trị “0” hay “1”. Do đó nhiều được loại khỏi dòng bit, ở đầu ra tín hiệu lại được khôi phục với dạng xung lý tưởng, tuy nhiên với một xác suất lỗi  $P_e$  tại một chặng nào đó như tính toán trong phần 4.3.2 và 4.3.3. Như vậy trong trường hợp này nhiễu Gauss sẽ không bị tích lũy qua các chặng như sử dụng trạm lặp khuếch đại.

Giả sử rằng xác suất để một ký tự chịu lỗi hơn 1 lần qua  $m$  chặng được bỏ qua và  $mP_e \ll 1$  ta có:

$$P_{regenerator} = mP_e = \frac{m}{2} \left[ 1 - \operatorname{erf} \left( \frac{\Delta V}{2\sigma\sqrt{2}} \right) \right]; \quad (P.T 107)$$

Hình 62 thể hiện lỗi xảy ra sau  $m$  chặng đối với trạm lặp khuếch đại và trạm lặp khôi phục. Rõ ràng trạm lặp khôi phục có xác suất lỗi thấp hơn so với trạm lặp khuếch đại.



Hình 62 Lỗi xảy ra tại trạm lặp khuếch đại và trạm lặp khôi phục

## 4.4. Mã đường truyền

### 4.4.1. Giới thiệu chung về mã đường truyền

Như trên đã khảo sát, khi truyền tín hiệu qua đường truyền, do tác dụng của nhiễu và ISI, tín hiệu truyền qua hệ thống thông tin số sẽ bị giảm chất lượng một cách đáng kể. Vì vậy mọi hệ thống truyền dẫn sử dụng cáp đều phải thỏa mãn một số điều kiện để chất lượng tín hiệu nằm trong phạm vi chấp nhận được. Những điều kiện đó là:

- Tránh truyền thành phần một chiều trên đường dây do trong hệ thống truyền dẫn tồn tại các thành phần như tụ điện hoặc biến áp, các thành phần này lại ngăn cản không cho thành phần một chiều đi qua. Mặt khác, do mức điện áp một chiều so với “đất” ở đầu thu và đầu phát chưa chắc đã như nhau, nên truyền thành phần một chiều thì tín hiệu khôi phục tại đầu thu sẽ bị biến dạng. Ngoài ra thành phần một chiều không mang thông tin có ích mà truyền nó lại tốn năng lượng.
- Tránh truyền các thành phần tần số thấp, vì các thành phần này rất nhạy cảm với méo khi truyền qua kênh truyền.
- Tránh truyền các thành phần có tần số cao, do các thành phần tần số cao bị suy giảm nhiều hơn trên kênh truyền, mặt khác nhiễu xuyên âm tại tần số cao cũng lớn hơn.
- Phải có phương pháp đồng bộ giữa đầu thu và đầu phát (quan trọng trong quá trình khôi phục tín hiệu) bằng cách truyền theo cả tín hiệu đồng bộ trong dòng thông tin.

Bên cạnh đó, qua khảo sát có thể thấy rằng mã nhị phân thông thường (NRZ đơn cực) có một số nhược điểm như sau:

- Không truyền theo tín hiệu đồng bộ, gây mất đồng bộ trong trường hợp một loạt các bit “0” hoặc “1” được truyền liên tiếp.
- Phổ của mã này có cả thành phần một chiều.

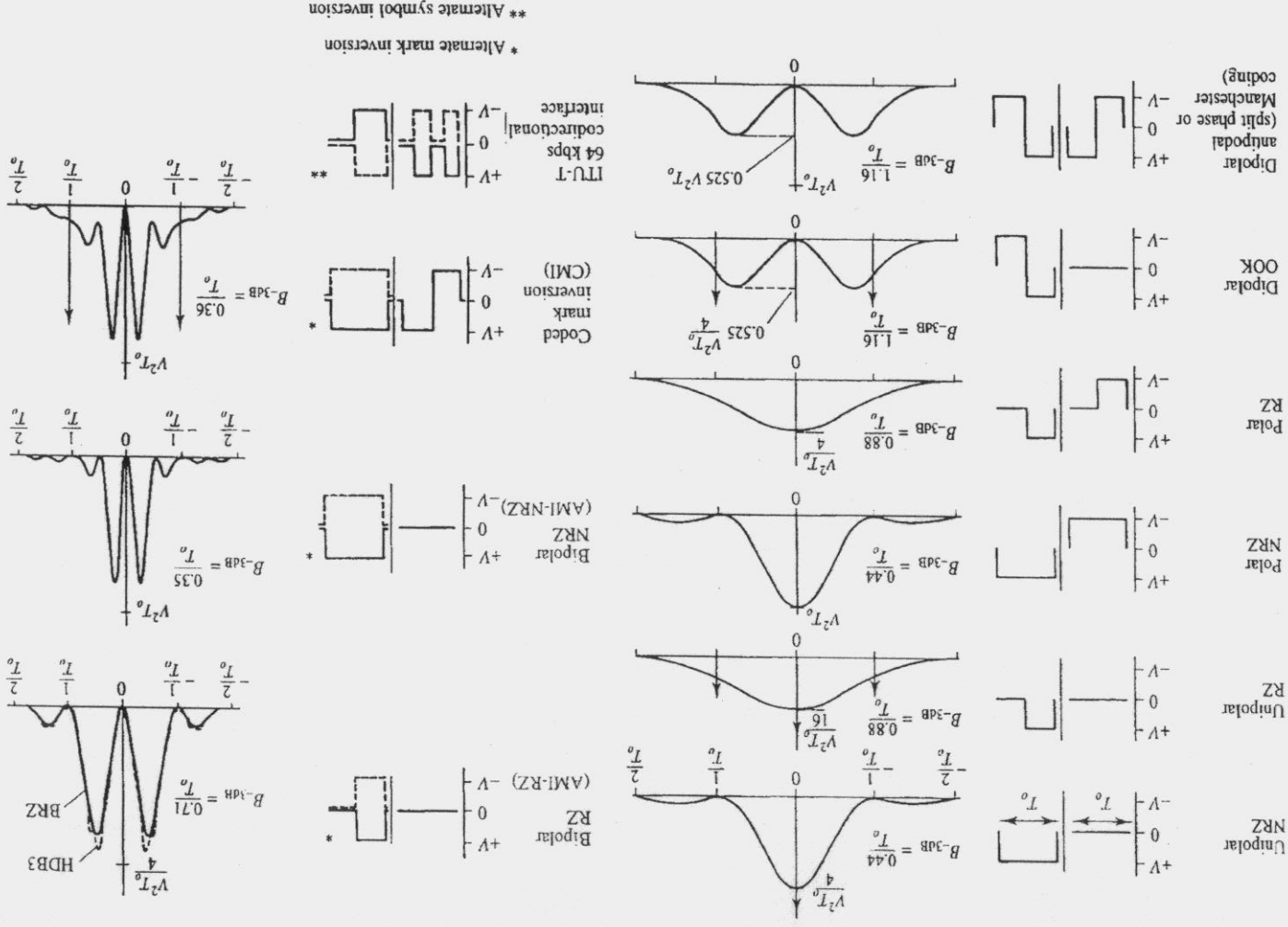
Vì vậy trước khi truyền tín hiệu nhị phân lên đường truyền, người ta phải sử dụng các loại mã đường dây khác nhau nhằm thỏa mãn các điều kiện trên. Các loại mã đường dây này được phân loại dựa theo các đặc điểm sau:

- Có hay không thành phần một chiều.
- Mật độ phổ công suất, đặc biệt tại thành phần phổ tại 0Hz.
- Độ rộng băng tần.
- Chất lượng tín hiệu truyền thể hiện qua tỷ số BER.
- Khả năng khôi phục lại tín hiệu đồng hồ tại đầu thu từ tín hiệu thu được.
- Có hay không các cơ chế tìm và sửa lỗi.

Bảng 4 đưa ra đặc tính một số mã đường truyền cơ bản.

Mã	Khả năng tách thông tin đồng bộ	Khả năng phát hiện lỗi	Công suất truyền tương đối		Băng tần cơ sở	Khử thành phần một chiều
			Trung bình	Đỉnh		
Unipolar NRZ	Khó	Không	2	4	$f_0$	Không
Unipolar RZ	Đơn giản	Không	1	4	$2f_0$	Không
Polar NRZ	Khó	Không	1	1	$f_0$	Không
Polar RZ	Chỉnh lưu	Không	0,5	1	$2f_0$	Không
Dipolar – OOK	Đơn giản	Không	2	4	$2f_0$	Có
Dipolar – Manchester	Khó	Không	1	1	$2f_0$	Có
Bipolar RZ	Chỉnh lưu	Có	1	4	$f_0$	Có
Bipolar NRZ	Khó	Có	2	4	$f_0/2$	Có
HDB3	Chỉnh lưu	Có	1	4	$f_0$	Có
CMI	Đơn giản	Có	tuỳ	tuỳ	$2f_0$	Có

Bảng 4 Đặc tính của một số mã đường truyền thông dụng



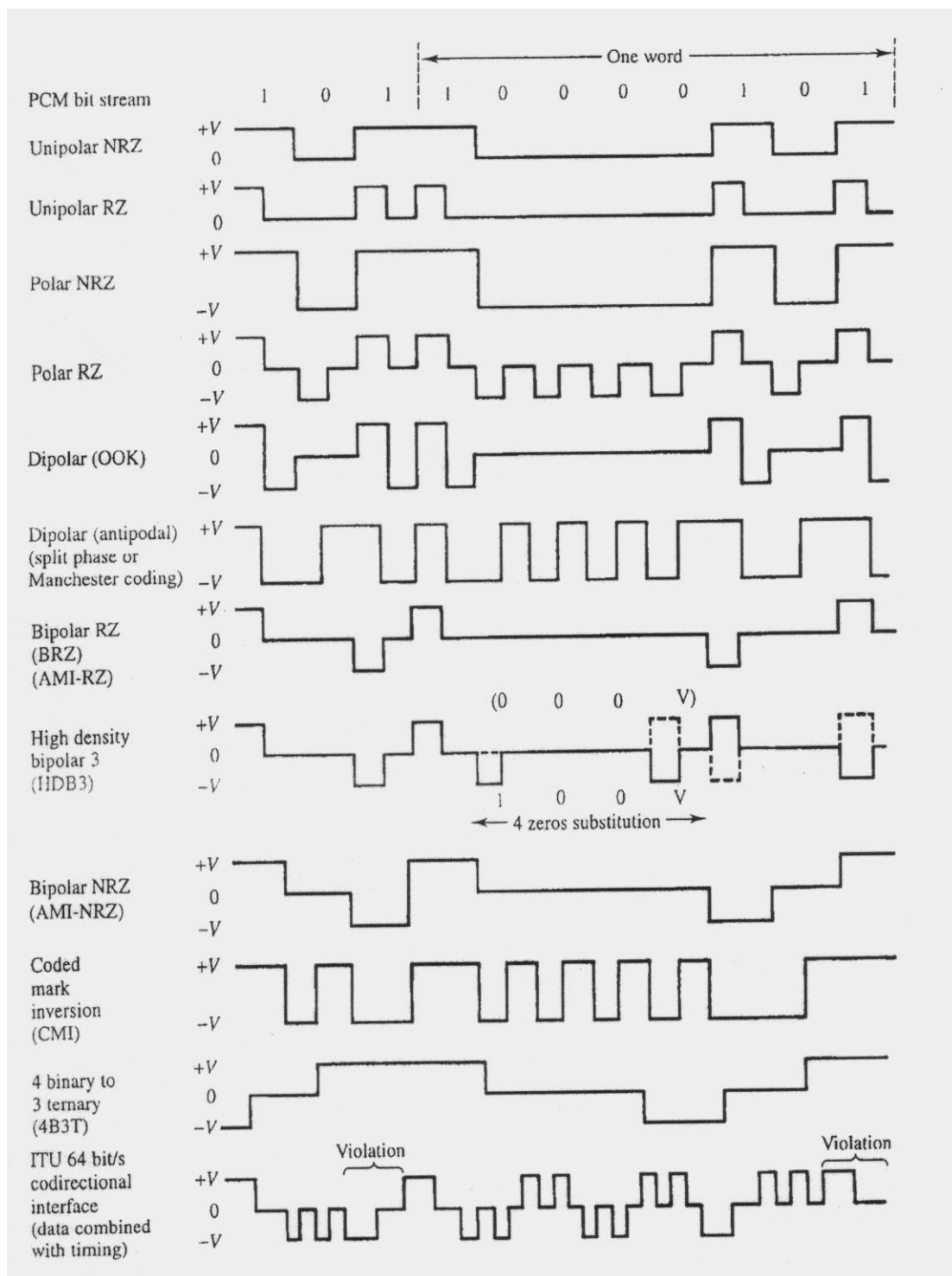
Hình 63 Đặc tính phổ công suất của một số mã đường dây

Hình 63 thể hiện dạng phổ và dạng xung của các mã đường dây thông

dụng, trong đó  $T_0 = \frac{1}{f_0}$  là độ rộng của một ký tự. Hình 64 thể hiện

dạng sóng của các loại mã đường dây đó tương ứng với một chuỗi tín hiệu PCM. Sau khi mã hoá đường truyền, các tín hiệu đầu ra có thể cho qua bộ lọc sửa dạng xung để giới hạn dạng phổ của chúng và

giảm thiểu tác động của ISI. Bộ lọc sửa dạng xung đã được trình bày trong 4.2.4 và 4.2.5.



Hình 64 Dạng sóng của các mã đường dây tương ứng với tín hiệu PCM

Đối với các dạng xung vuông phía tay trái của Hình 63, hàm mật độ phổ công suất có thể được tính theo công thức:

$$G(f) = p(1-p)f_0|F_1(f) - F_0(f)|^2 + f_0^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} |pF_1(nf_0) + (1-p)F_0(nf_0)|^2 \delta(f - nf_0);$$

Trong đó  $p$  là xác suất của ký tự “1”,  $F_i(f)$  là phổ biên độ của ký tự “1” hoặc “0”,  $f_0 = \frac{1}{T_0}$  là tốc độ ký tự (symbol rate).

#### 4.4.2. Các mã đường truyền đơn cực (unipolar)

Các loại mã đường truyền đơn cực là loại mã mã ký tự nhị phân được biểu diễn bởi sự có mặt của một xung vuông tương ứng với giá trị “1” và sự không có mặt của xung vuông tương ứng với giá trị “0”.

Có hai dạng mã đường dây cơ bản là mã **NRZ đơn cực** (unipolar non-return to zero) và mã **RZ đơn cực** (unipolar return to zero) (xem Hình 64).

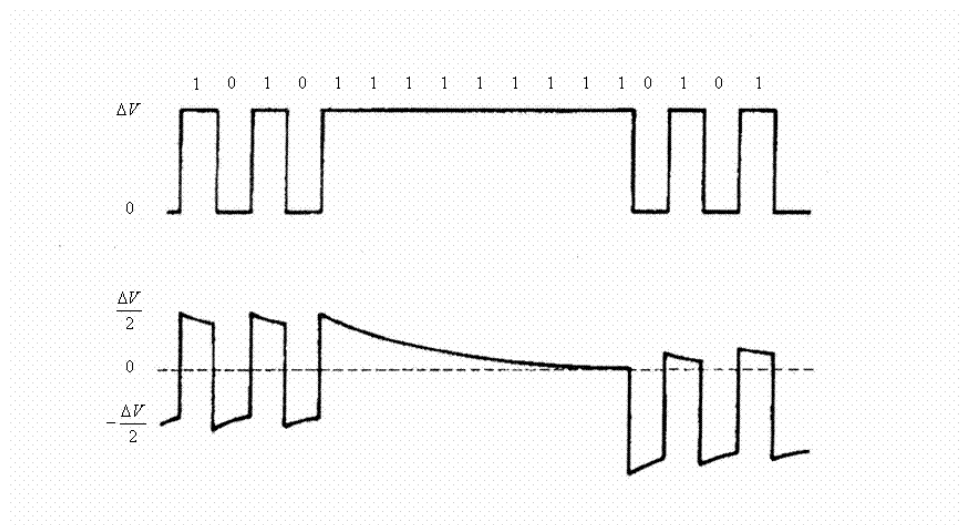
- NRZ có một số đặc điểm sau:
  - Độ rộng xung đúng bằng một chu kỳ mã  $T_0$ .
  - Hàm mật độ phổ công suất có dạng:  $[\sin x / x]^2$ , với  $x = \pi T_0 f$ .
  - Độ rộng băng tần:  $B_{-3dB} = \frac{0,44}{T_0}$ ;
- RZ có các đặc điểm sau:
  - Độ rộng xung  $\tau$  nhỏ hơn chu kỳ mã  $T_0$ , thông thường là 50% của  $T_0$ .
  - Hàm mật độ phổ công suất cũng có dạng  $[\sin x / x]^2$  với  $x = \pi T_0 f$ .
  - Độ rộng băng tần:  $B_{-3dB} = \frac{0,88}{T_0}$ , gấp đôi NRZ.



Ngoài ra cả hai mã NRZ và RZ đều có giá trị thành phần một chiều khác 0 ( $\frac{V^2 T_0}{4}$  với NRZ và  $\frac{V^2 T_0}{16}$  với RZ). Vì vậy khi truyền mã RZ và NRZ qua các trạm lặp có tụ điện hoặc biến áp, sau một chu kỳ dài, thành phần một chiều này sẽ bị khử và tín hiệu đơn cực thực chất sẽ bị biến thành tín hiệu lưỡng cực. Mặt khác đối với mã NRZ, nếu xét trong một chu kỳ thời gian ngắn, do biến áp và tụ điện tạo thành các bộ lọc thông cao nên nếu các bit “1” được truyền liên tục thì dòng một chiều và thành phần tần số thấp bị khử, làm cho dòng tín hiệu “1” có dạng đường cong suy giảm theo hàm mũ.

Như vậy có thể thấy việc truyền tín hiệu một chiều trên đường truyền sẽ làm thay đổi dạng tín hiệu một cách đáng kể.

Mã đường truyền đơn cực sử dụng công suất truyền trung bình và đỉnh bằng 2 và 4 lần so với các công suất tương ứng của mã NRZ lưỡng cực.



Hình 65 Méo tín hiệu NRZ đơn cực do thành phần tần số thấp bị khử

Ưu điểm của RZ đơn cực so với NRZ đơn cực là giảm thành phần một chiều, mặt khác nó làm giảm tác dụng suy giảm theo hàm mũ khi truyền các ký tự “1” liên tiếp. Ngoài ra RZ còn có thành phần phổ tại

$$f = \frac{1}{T_0}.$$

#### 4.4.3. Mã lưỡng cực (polar)

Cũng tương tự như mã đơn cực, có hai loại mã lưỡng cực là mã **NRZ lưỡng cực** (polar NRZ) và mã **RZ lưỡng cực** (polar RZ). Trong mã lưỡng cực, ký tự “1” có biên độ là  $V$ , ký tự “0” có biên độ là  $-V$  (xem hình Hình 63 và Hình 64).

Mã lưỡng cực có đặc tính phổ tương tự như mã đơn cực. Chúng cũng có độ rộng băng tần và chịu hiệu ứng suy giảm theo hàm mũ như mã đơn cực. Tuy nhiên mã RZ lưỡng cực không có vạch phổ tại  $f = \frac{1}{T_0}$ .

#### 4.4.4. Mã dipolar

Mục đích của mã dipolar là hàm mật độ phổ công suất bằng 0 tại tần số  $f=0\text{Hz}$ , tức là nó triệt tiêu được tín hiệu một chiều truyền trên đường truyền. Có hai loại mã dipolar là **Dipolar OOK** (On-Off Keying) và **Dipolar đối cực** (antipodal Dipolar). Mã Dipolar đối cực còn được gọi là mã Manchester.

Đặc điểm chung của mã Dipolar là một chu kỳ mã được chia làm hai phần, mỗi nửa chu kỳ mã được chiếm bởi một xung dương và một xung âm, do đó trong toàn bộ chu kỳ mã, thành phần một chiều bằng 0. Mã Dipolar OOK có phổ vạch tại tần số  $f = 1/T_0$  còn Manchester thì không.

Một điểm đáng chú ý của mã Manchester là dù số liệu là bit “0” hay “1”, trong thành phần 1 bit bao giờ cũng có sự thay đổi mức tín hiệu, điều này tạo điều kiện cho việc khôi phục tín hiệu đồng bộ tại đầu thu. Tuy nhiên một trong những nhược điểm của Manchester là nó yêu cầu độ rộng băng tần:  $B_{-3dB} = \frac{1,16}{T_0}$  lớn so với Dipolar OOK ( $B_{-3dB} = \frac{0,88}{T_0}$ ) và

các loại mã khác. Mã Manchester được sử dụng cho mạng Ethernet LAN.

#### 4.4.5. Mã Bipolar-RZ và Bipolar-NRZ

Mã bipolar sử dụng 3 mức điện áp (+V, 0, -V) để mã hoá các bit nhị phân “0” và “1”. Bit “0” được biểu diễn bằng mức điện áp 0, bit “1” được biểu diễn luân phiên bởi +V và -V. Việc này đảm bảo khử được thành phần một chiều trong phổ tín hiệu, mặt khác hiện tượng mức một chiều suy giảm theo hàm mũ khi truyền các bit “1” liên tục cũng được loại trừ.

Có hai loại mã bipolar là:

- **Bipolar RZ**, hay còn được gọi là AMI-RZ (AMI – Alternate Mark Inversion) có độ rộng băng tần:  $B_{-3dB} = \frac{0,71}{T_0}$ .
- **Bipolar NRZ**, còn được gọi là AMI-NRZ có độ rộng băng tần:  $B_{-3dB} = \frac{0,35}{T_0}$ .

#### 4.4.6. Quá trình đồng bộ xung và mã HDBn

Như đã biết, việc đồng bộ giữa đầu phát và bên nhận tín hiệu (thiết bị đầu cuối hoặc trạm lặp) được thực hiện để đảm bảo việc lấy mẫu trong quá trình khôi phục tín hiệu được thực hiện đúng thời điểm. Đối với các mã đường truyền đã có thành phần phổ ở  $f_0 = 1/T_0$  (như RZ đơn

cực hoặc Dipolar OOK) thì chỉ cần tách tín hiệu đồng bộ với tần số  $f_0$  bằng cách sử dụng bộ lọc hoặc vòng khoá pha (PLL). Một số loại mã đường truyền khác không có phổ ở  $f_0 = 1/T_0$  thì có thể cho qua chỉnh lưu để sửa dạng phổ, sau đó lại dùng các phương pháp ở trên để tách tín hiệu đồng bộ. Thí dụ trong mã Bipolar RZ đã trình bày ở trên, có thể thấy rằng mật độ phổ công suất tại  $f_0$  bằng 0. Nếu cho dòng tín hiệu Bipolar RZ đi qua chỉnh lưu thì nó sẽ biến thành mã RZ đơn cực và có dạng phổ với thành phần phổ tại  $f_0$ .

Tuy nhiên trong thực tế, vấn đề đồng bộ sẽ xảy ra khi một loạt các bit “0” được truyền liên tiếp. Lúc này do không có sự thay đổi mức tín hiệu một cách liên tục nên đồng bộ sẽ bị mất do vòng khoá pha không còn nhận biết được pha của tín hiệu. Mã HDBn được sử dụng để tránh hiện tượng này.

Mã **HDBn** được phát triển từ mã Bipolar RZ. Trong loại mã này, nếu số ký tự “0” liên tiếp vượt quá  $n$  thì nhóm ký tự “0” này sẽ được thay thế bằng một mã đặc biệt.

Mã HDBn hay được sử dụng nhất là **HDB3** tương ứng với  $n=3$ . Theo khuyến nghị G.703 của ITU-T, mã HDB3 được sử dụng cho các đường PCM 34Mbit/s và 2,8Mbit/s. Trong HDB3, dòng 4 ký tự “0” liên tiếp được thay thế bằng 000V hoặc 100V, trong đó V là ký tự “1”, được chọn sao cho mức điện áp V vi phạm quy luật âm dương luân phiên của Bipolar RZ. Sự vi phạm này cho phép bên thu nhận biết được nhóm ký tự đặc biệt này (xem Hình 64). Bảng 5 thể hiện quy luật mã hoá của mã HDB3.

Phổ của mã HDB3 hầu như tương tự với phổ của Bipolar RZ. HDB3 còn được gọi là B4ZS (Bipolar Signalling with Four-zeros Substitution).

Xung cuối cùng	Số xung từ lần thay thế trước	
	Chẵn	Lẻ
Âm	000-	+00+
Dương	000+	-00-

Bảng 5 Quy luật mã hoá của HDB3

#### 4.4.7. Mã CMI (coded mark inversion)

Mã CMI thực chất là một loại NRZ lưỡng cực. Nó sử dụng cả hai mức âm và dương trong một chu kỳ mã (mỗi mức chiếm 50% chu kỳ mã) để thể hiện ký tự „0“, ký tự „1“ sẽ mang giá trị âm hoặc dương luân phiên nhau, với độ rộng của xung bằng một chu kỳ mã.

Trong khuyến nghị G.703 của ITU-T, CMI được sử dụng cho đường PCM ghép kênh 140Mbit/s.

Ngoài ra ITU-T còn sử dụng một loại mã CMI đã thay đổi cho đường truyền PCM 64kbit/s hai chiều. Trong mã ITU-T 64kbit/s, cực của các ký tự „0“ và „1“ được thay đổi luân phiên. Ngoài ra, cứ sau 8 bit thì luật luân phiên này lại bị vi phạm để phân biệt ranh giới của các từ mã PCM.

#### 4.4.8. Mã nBmT

Mã **nBmT** là mã đường truyền trong đó  $n$  ký tự nhị phân sẽ được thay thế bằng  $m$  ký tự ba mức (B – binary, T – tenary). Bằng cách tăng số mức của ký tự mã đường dây, mã này cho phép giảm độ rộng băng tần. Bảng 6 thể hiện mã **4B3T** với  $n=4$ ,  $m=3$ . 6 tổ hợp mã đầu tiên trong Bảng 6 đã cân bằng năng lượng, do đó giá trị của chúng không thay đổi, 10 tổ hợp mã tiếp theo có giá trị năng lượng chưa cân bằng, vì vậy ứng với mỗi tổ hợp mã nhị phân lại có hai tổ hợp mã 4B3T khác nhau, được sử dụng luân phiên để dòng một chiều trung bình bằng 0.

Do vậy mã 4B3T không có thành phần phổ tại 0Hz.

Tín hiệu nhị phân	Mã 4B3T	
	Từ mã trước có năng lượng âm	Từ mã trước có năng lượng dương
0000	+0-	+0-
0001	-+0	-+0
0010	0-+	0-+
0011	+ -0	+ -0
0100	0+-	0+-
0101	-0+	-0+
0110	00+	00-
0111	0+0	0-0
1000	+00	-00
1001	++-	-- +
1010	+ -+	-+-
1011	-++	+--
1100	0++	0 --
1101	+0+	-0-
1110	++0	-- 0
1111	+++	-- -

Bảng 6 Mã 4B3T

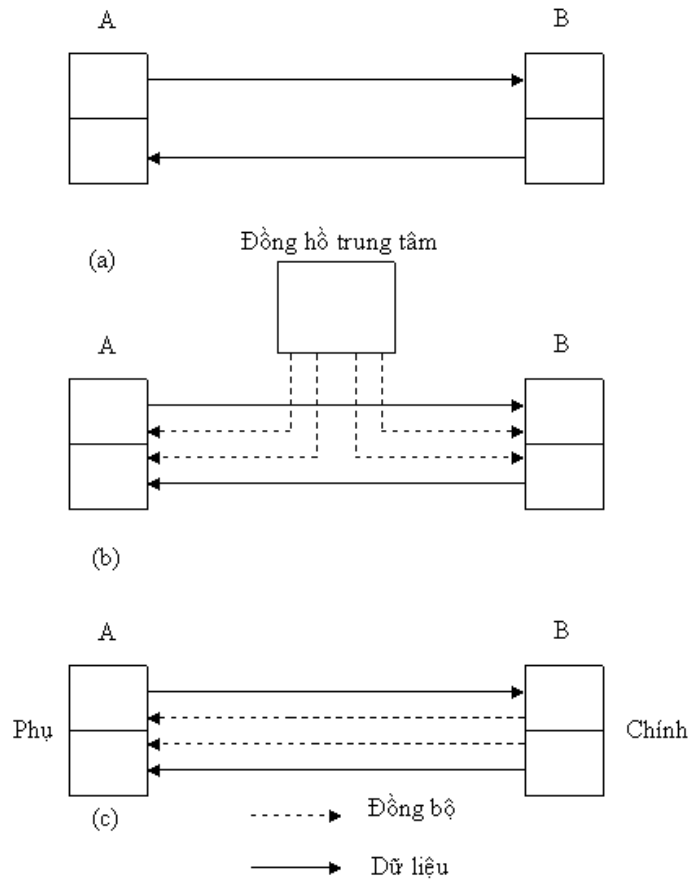
#### 4.5. Các phương pháp truyền và tách thông tin đồng bộ

##### 4.5.1. Truyền đồng bộ trong thoại số

Theo tiêu chuẩn châu Âu, 30 kênh thoại số được truyền chung 2 kênh báo hiệu và kiểm tra thành một đường PCM 32 kênh, mỗi kênh thoại số có tần số lấy mẫu 8kHz, với từ mã dài 8bit, 32 kênh 64kbit/s sẽ tạo thành đường ghép kênh 2.048kbit/s và được gọi là đường PCM32. Đường PCM32 là đường truyền dẫn tiêu chuẩn trong mọi hệ thống

thoại số theo chuẩn châu Âu. Ở Mỹ và Nhật, đường truyền tiêu chuẩn có dung lượng 1,5Mbit/s bao gồm 24 kênh thoại 64kbit/s.

Đường PCM32 lại được ghép kênh lên các tốc độ chuẩn cao hơn như 8, 34 và 140Mbit/s. Các đường 2, 8, 34Mbit/s sử dụng mã đường truyền HDB3, đường 140Mbit/s sử dụng mã CMI.



Hình 66 Đồng bộ dòng tín hiệu 64kbit/s

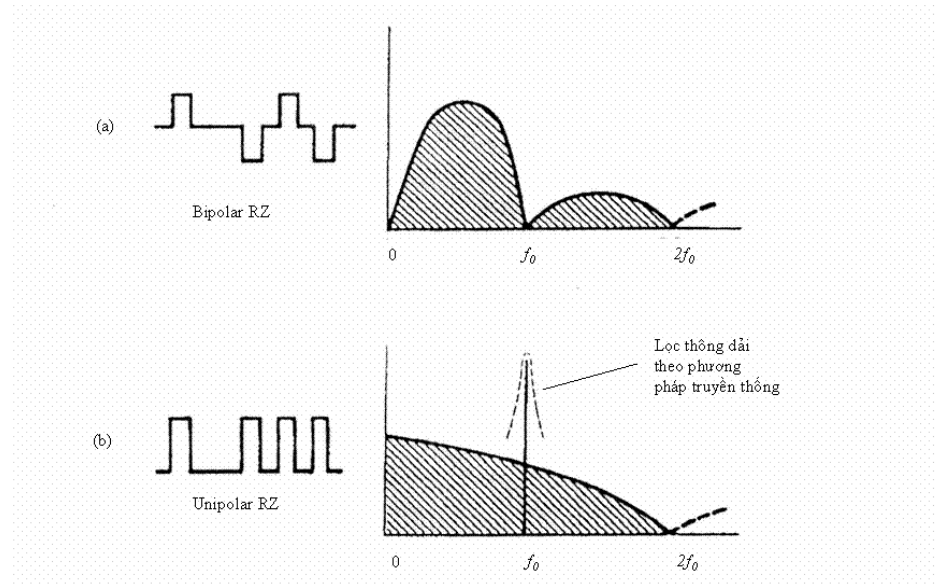
Đối với kênh thoại chuẩn 64kbit/s có 3 loại giao diện vật lý tương ứng với 3 phương pháp truyền thông tin đồng bộ:

- **Giao diện đồng hướng** (codirectional interface): Với mỗi hướng truyền dẫn có một đường truyền vật lý, mã đường dây được sử dụng ở đây là mã CMI đã thay đổi theo quy định của ITU. Trong phương pháp này tín hiệu đồng bộ được mã hoá đồng thời với số liệu. Để làm được điều này, mỗi bit được chia làm 4 phần (độ rộng mỗi bit là 3,9μs) (xem Hình 63 và Hình 64), bit "1" được mã hoá bằng mã NRZ đơn cực 1100, bit "0" được mã hoá bằng NRZ đơn cực 1010. Sau đó 4 bit này lại được đảo cực luân phiên. Sau một byte thì sự đảo cực này bị vi phạm để đánh dấu kết thúc byte đó (Hình 66a).
- **Giao diện đồng hồ trung tâm** (centralized clock interface): với giao diện này, dữ liệu theo mỗi chiều được truyền bằng các đường riêng, ngoài ra còn có một đồng hồ trung tâm truyền tín hiệu đồng bộ cho cả phần phát và phần thu. Có hai nguồn đồng bộ được truyền: nguồn 64kHz để đồng bộ bit và 8kHz để đồng bộ byte.

Đường dữ liệu sử dụng mã AMI NRZ, tín hiệu đồng bộ sử dụng mã AMI RZ (Hình 66b).

- **Giao diện ngược hướng** (contradirectional interface): Có hai đường truyền cho mỗi hướng, một cho dòng PCM 64kbit/s và một cho tín hiệu đồng bộ. Kênh dữ liệu sử dụng AMI NRZ, tín hiệu đồng bộ sử dụng AMI RZ (Hình 66c).

#### 4.5.2. Khôi phục tín hiệu đồng bộ



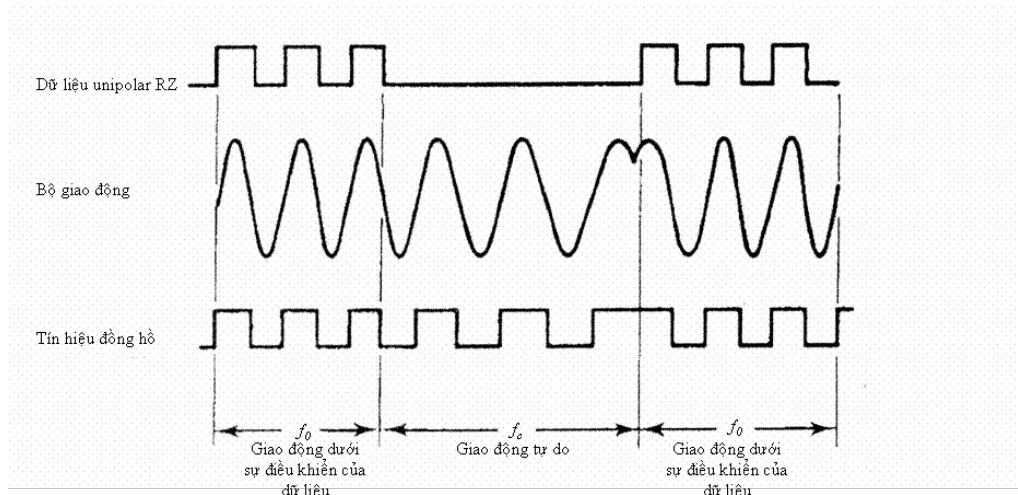
Hình 67 Khôi phục đồng hồ bằng phương pháp chỉnh lưu

Sau đây chúng ta chỉ khảo sát quá trình khôi phục đồng bộ cho phần đồng bộ đi kèm với dữ liệu.

Để có thể khôi phục được dữ liệu một cách chính xác tại đầu thu, bên thu và bên phát phải đồng bộ về cả tần số và pha để quá trình lấy mẫu tín hiệu ở bên thu diễn ra tại thời điểm tối ưu.

Quá trình khôi phục tín hiệu đồng hồ có thể thông qua lọc và chỉnh lưu. Hình 67 minh họa quá trình khôi phục tín hiệu bằng chỉnh lưu. Mã bipolar RZ tại đầu vào có dạng phổ như Hình 67a, tại thành phần tần số  $f_0$  phổ biên độ bằng 0. Sau khi đi qua chỉnh lưu, hàm mật độ phổ sẽ có một vạch tại thành phần  $f_0$ , có thể sử dụng một bộ lọc thông dải để lấy thành phần tần số  $f_0$  ra khỏi phổ tín hiệu.

Một phương pháp nữa để tách đồng bộ ra khỏi tín hiệu thu được là dùng mạch cộng hưởng (Hình 68). Trong phương pháp này cứ mỗi lần tín hiệu vượt qua điểm 0 thì tín hiệu đó được sử dụng để kích bộ giao động cộng hưởng. Bộ giao động cộng hưởng giao động tự do với tần số  $f_c$ . Nếu có tín hiệu kích với tần số  $f_0$  thì bộ giao động sẽ giao động cùng tần số và pha với tần số kích.



Hình 68 Khôi phục tín hiệu đồng hồ dùng bộ giao động cộng hưởng

#### 4.6. Bài tập

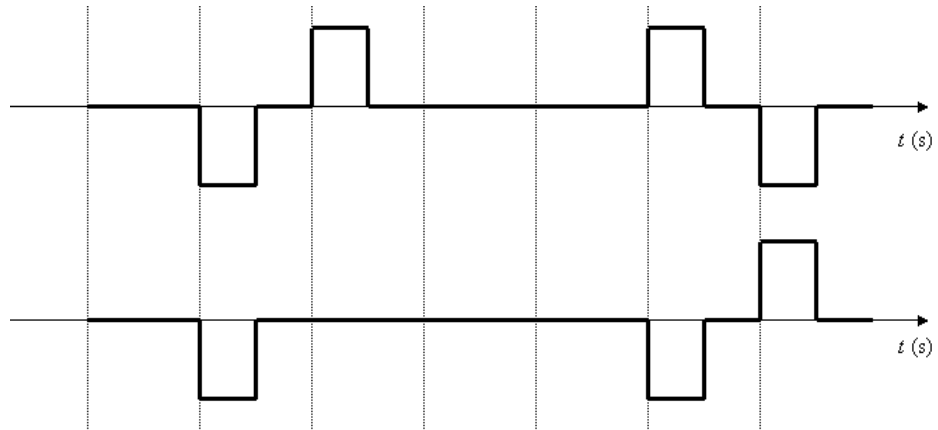
- 1) Tín hiệu băng tần cơ bản với 4 mức biên độ có độ rộng một ký tự là  $100\mu\text{s}$ .
  - Hãy tính độ rộng băng tần tối thiểu để truyền tín hiệu trên, với giả thiết bộ lọc cos nâng được dùng với hệ số  $\alpha=0,3$ .
  - Để truyền 1 triệu bit cần bao nhiêu thời gian?
  - Nếu muốn truyền số bit trên với một nửa thời gian thì cần mã hoá bao nhiêu mức, giả thiết độ rộng băng tần để truyền không thay đổi.
- 2) Cho tín hiệu băng tần cơ bản với 4 mức biên độ sử dụng mã NRZ lưỡng cực (polar NRZ). Tín hiệu này được truyền trên đường truyền với độ suy giảm 15dB. Tại đầu thu, công suất nhiễu tại đầu vào là  $10\mu\text{W}$  và trở kháng đầu vào là  $50\Omega$ . Bên phát phải có công suất phát tín hiệu trung bình tối thiểu là bao nhiêu để xác suất lỗi ký tự  $P_{eM} = 10^{-4}$ .

#### Gợi ý:

Chú ý rằng  $\sigma$  chính là điện áp của tạp âm tại đầu vào.

- 3) Mã NRZ lưỡng cực (polar NRZ) dưới dạng nhị phân, xung vuông được truyền trên đường truyền dài 15 chặng. Biết rằng tỷ số SNR tại đầu vào trạm lặp tại mỗi chặng đo được là 12dB. Hãy tính xác suất bit lỗi  $P_e$  trong các trường hợp:
  - Sử dụng trạm lặp khuếch đại.
  - Sử dụng trạm lặp khôi phục.
  - So sánh kết quả thu được.
- 4) Cho dãy tín hiệu nhị phân như sau: 100100001011, hãy vẽ dạng các tín hiệu sau:

- Mã đường truyền NRZ đơn cực, RZ đơn cực.
  - Mã đường truyền NRZ lưỡng cực, RZ lưỡng cực.
  - Dipolar OOK và Dipolar đối cực (antipodal Dipolar).
  - AMI-RZ và AMI-NRZ.
  - HDB3.
  - 4B3T
- 5) Cho các đoạn mã HDB3 như sau, hãy tìm dãy tín hiệu nhị phân tương ứng:





# 5. Kỹ thuật ghép kênh

## 5.1. Tổng quan

Trong các hệ thống thông tin số, một vấn đề nảy sinh khi truyền thông tin qua đường truyền là nhiều thiết bị đầu cuối hoặc người sử dụng phải được sử dụng chung kênh truyền tại cùng một thời điểm.

Tài nguyên này có thể là dung lượng truyền trong một đường truyền cáp quang, có thể là phổ tần số trong hệ thống thông tin di động .v.v. Như vậy phải có một thủ tục nào đó quy định các thiết bị đầu cuối chia sẻ tài nguyên đó như thế nào. Có hai kỹ thuật hay được sử dụng trong việc chia sẻ tài nguyên:

- **Kỹ thuật ghép kênh** (multiplexing)
- **Kỹ thuật đa truy nhập kênh** (multiple access)

Kỹ thuật ghép kênh được sử dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin số vô tuyến và hữu tuyến, trong khi kỹ thuật đa truy nhập được sử dụng nhiều trong mạng LAN và trong một số hệ thống thông tin số vô tuyến.

Chương này chủ yếu tập trung vào kỹ thuật ghép kênh.

## 5.2. Kỹ thuật ghép kênh theo tần số

### 5.2.1. Nguyên lý chung

Kỹ thuật ghép kênh theo tần số còn được gọi là **FDMA** (Frequency Division Multiple Access). Kỹ thuật FDMA được sử dụng trong các hệ thống điện thoại thế hệ cũ, ngày nay nó được sử dụng trong hệ thống thông tin vô tuyến.

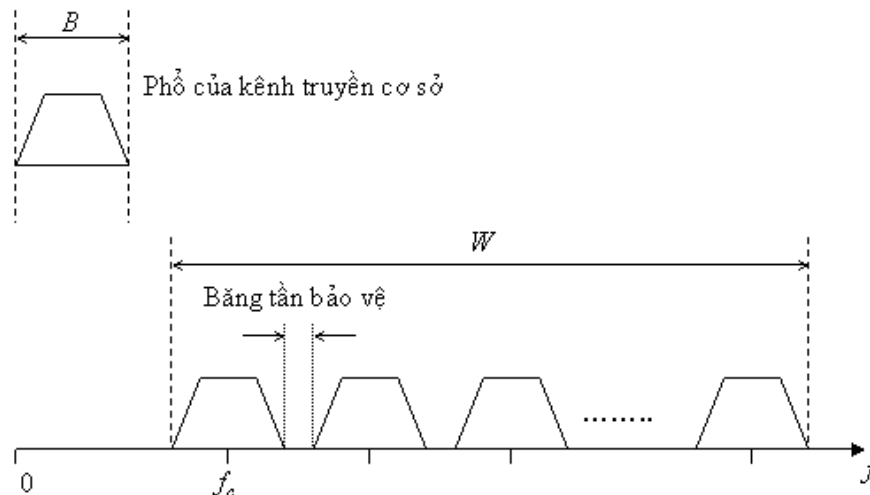
Kỹ thuật ghép kênh theo tần số chia sẻ băng tần của kênh truyền thành nhiều băng tần nhỏ cho nhiều người sử dụng.

Nếu một kênh truyền có độ rộng băng tần là  $W\text{Hz}$ , mỗi người sử dụng kênh truyền có dòng thông tin với độ rộng là  $B\text{Hz}$  thì số người sử dụng có thể chia sẻ kênh truyền là:

$$n = \text{int}\left(\frac{W}{B}\right); \quad (P.T 108)$$

Trong FDMA, mỗi kênh thông tin sẽ được điều chế với một sóng mang có tần số riêng biệt tương ứng với “**khe tần số**” của kênh đó. Như

vậy hiệu quả của quá trình truyền sử dụng FDMA phụ thuộc vào chất lượng của bộ lọc thông dải (thí dụ như bộ lọc cose nâng đã trình bày ở 4.2.5). Thông thường để tránh nhiễu giao thoa giữa hai kênh thông tin kề nhau, giữa hai băng tần của hai kênh thông tin có một khoảng trống tần số được gọi là **băng tần bảo vệ** (guard band).



Hình 69 Nguyên tắc ghép kênh theo tần số

## 5.2.2. Một số hiệu ứng trong thông tin di động

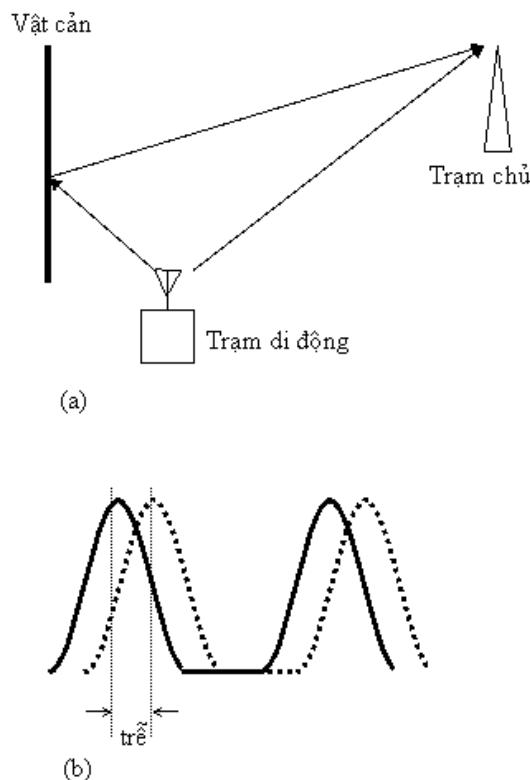
Ghép kênh được sử dụng rộng rãi trong thông tin di động, tuy nhiên do đặc tính không ổn định của kênh truyền trong thông tin di động, có một số vấn đề cần phải xét đến khi sử dụng các phương pháp ghép kênh. Các hiệu ứng đó là:

- **Hiệu ứng xa – gần** (near – far effect): Một trong những hiệu ứng có ảnh hưởng rất lớn đến chất lượng thông tin là hiệu ứng xa – gần. Một người sử dụng thu phát tín hiệu ở gần trạm gốc (base station) sẽ có cường độ sóng mạnh gấp nhiều lần những người sử dụng ở xa. Do hiện tượng này, độ chênh lệch của tín hiệu thu được ở trạm gốc có thể lên đến 100dB, dẫn đến việc tín hiệu có biên độ yếu bị át bởi tín hiệu có biên độ lớn.
- **Nhiều băng hẹp** (narrowband interference): Là nhiễu xảy ra trên một dải tần số nhất định và không dàn trải trên toàn bộ dải tần như nhiễu trắng (tức nhiễu Gauss). Nhiễu băng hẹp thường xảy ra do các nguồn phát tín hiệu ảnh hưởng lên nhau.
- **Hiệu ứng Doppler**: Hiệu ứng Doppler là hiệu ứng tần số bị xô dịch đi một khoảng  $\Delta f$  do người sử dụng di chuyển so với trạm gốc. Độ dịch tần này được tính như sau:

$$\Delta f = \frac{vf \cos(\theta)}{c}; \quad (P.T 109)$$

Trong đó  $v$  là tốc độ di chuyển (m/s),  $f$  là tần số của tín hiệu (Hz),  $c$  là vận tốc ánh sáng và  $\theta$  là góc tới tương đối giữa người di chuyển và trạm gốc.

- **Hiệu ứng đa đường** (multi-path): Trong thông tin di động, trạm gốc và máy di động liên lạc với nhau thông qua đường truyền không khí (air interface), hiện tượng đa đường là hiện tượng khi tín hiệu được truyền theo các đường khác nhau (trực tiếp và gián tiếp) (Hình 70a), do các đường truyền có khoảng thời gian truyền dẫn khác nhau nên tại đầu thu có sự giao thoa giữa các tín hiệu truyền theo các đường này, dẫn đến hiện tượng giao thoa giữa các ký tự ISI (Hình 70b).



Hình 70 Hiệu ứng đa đường và ISI đa đường

### 5.2.3. FDMA trong thông tin di động

Để khắc phục các hiệu ứng vừa kể trên, có thể áp dụng một số kỹ thuật trong FDMA.

Để giảm tác dụng của hiệu ứng gần – xa, các kỹ thuật điều khiển công suất phát (power control) thường được áp dụng. Chú ý rằng điều khiển công suất không chỉ được áp dụng trong FDMA mà còn được áp dụng trong các kỹ thuật ghép kênh khác. Một trong các phương pháp điều khiển công suất là trạm gốc liên tục giám sát cường độ tín hiệu nó thu được từ các thiết bị di động trong phạm vi trạm gốc quản lý, sau đó trạm gốc sẽ phát lệnh cho các trạm di động tăng hoặc giảm công suất phát sao cho cường độ tín hiệu thu được tại trạm gốc bằng nhau.

Theo hiệu ứng Doppler, có khả năng phổ của các kênh thông tin sẽ bị chồng vào nhau do dịch tần, vì vậy để tránh hiệu ứng này trong FDMA

cần phải có các băng tần bảo vệ để ngăn cách các kênh thông tin kề nhau.

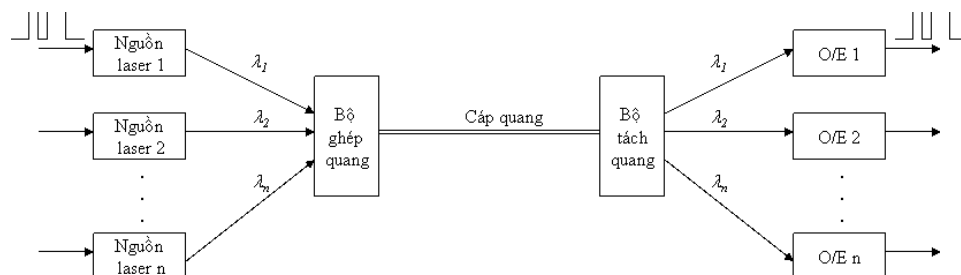
Cuối cùng, trong hiệu ứng đa đường, có thể thấy rằng ISI càng lớn khi độ rộng xung càng hẹp, tức là phổ tín hiệu càng rộng. FDMA cho phép giảm thiểu hiện tượng này bằng phương pháp điều chế nhiều mức, do đó có thể tăng độ rộng xung của từng ký tự.

#### 5.2.4. Ưu nhược điểm của FDMA

- Ưu điểm: Như đã đề cập ở trên, so với phương pháp ghép kênh theo thời gian, FDMA cho phép giảm ISI bằng cách giảm băng tần của tín hiệu truyền.
- Nhược điểm: FDMA không có khả năng mềm dẻo khi ghép kênh các tín hiệu có độ rộng băng tần khác nhau vào các khe tần số (khe tần số có độ rộng cố định cũng có nghĩa là tín hiệu ghép kênh có tốc độ cố định). Mặt khác, yêu cầu sự ổn định tần số của bộ giao động điều chế (cùng với sự sai lệch tần số do hiệu ứng Doppler) làm cho giá thành của thiết bị tương đối đắt, nhất là trong trường hợp băng tần bảo vệ hẹp.

#### 5.2.5. Ghép kênh trong thông tin quang

Trong thông tin quang, người ta sử dụng phương pháp ghép các sóng ánh sáng có bước sóng khác nhau và cùng truyền lên một đường truyền cáp quang. Phương pháp này được gọi là **Wavelength Division Multiplexing (WDM)**.



Hình 71 Wavelength Division Multiplexing

Cho đến gần đây, việc ghép và tách các sóng mang trong dải tần ánh sáng vẫn tương đối khó khăn, tuy nhiên kỹ thuật hiện nay cho phép điều chế các kênh tín hiệu điện thành sóng ánh sáng với các bước sóng  $\lambda_i$  khác nhau và cùng truyền trên một đường cáp quang. Mỗi kênh truyền trên từng bước sóng có thể có tốc độ lên đến 10Gbit/s. Như vậy WDM cho phép truyền hàng trăm Gbit/s với hai hướng ngược nhau trên cùng một đường cáp quang.

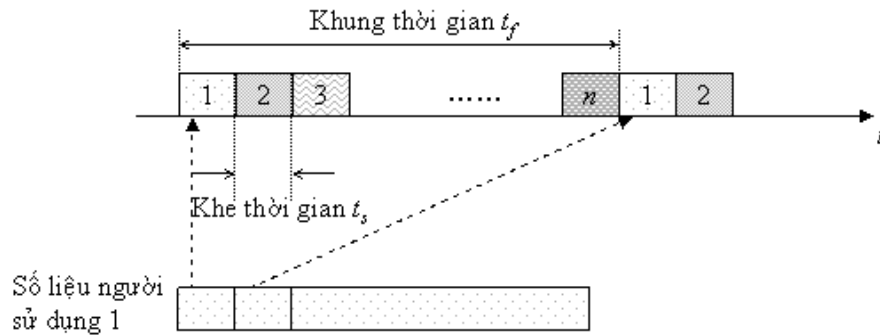
### 5.3. Kỹ thuật ghép kênh theo thời gian

#### 5.3.1. Nguyên lý chung

Phương pháp ghép kênh theo thời gian còn được gọi là **TDMA** (Time Division Multiple Access). Trong phương pháp này, mỗi dòng thông tin

của người sử dụng được chia sẻ một khoảng thời gian nhất định để truyền thông tin. Như vậy nếu kênh truyền dẫn có dung lượng là  $C$  (bit/s), dòng thông tin của người sử dụng có tốc độ là  $r$  (bit/s) thì số người sử dụng tối đa của một kênh truyền TDMA là:

$$n = \text{int}\left(\frac{C}{r}\right); \quad (P.T 110)$$



Hình 72 Nguyên lý ghép kênh theo thời gian

Như vậy trong TDMA, tại cùng một băng tần mỗi người sử dụng được chia một **khe thời gian** (time slot) trong một **khung thời gian** để truyền một phần thông tin của mình.

Hình 72 trình bày nguyên lý của TDMA. Số liệu của mỗi người sử dụng được truyền trong một khe trong một khung thời gian, hết khung thời gian đó, thứ tự truyền cho mỗi người sử dụng lại được lặp lại.

Thông thường có hai phương pháp ghép kênh thời gian là:

- Ghép bit: mỗi khe thời gian chỉ truyền một bit.
- Ghép byte: mỗi khe thời gian là 1 byte thông tin. Giả sử tốc độ truyền của mỗi nguồn tin là  $r$  (bit/s), như vậy độ rộng của một khung thời gian  $t_f$  và độ rộng bit  $t_s$  là:

$$t_f = \frac{8}{r} \text{ và } t_s = \frac{8}{C}; \text{ Th\ddot{a}i dụ với đường truyền PCM 32 kênh với tốc độ } 2,048\text{Mbit/s, } t_f=125\text{ms và } t_s=3,9\mu\text{s}.$$

### 5.3.2. TDMA trong thông tin di động

Trong thông tin di động, do hiệu ứng gần – xa nên trễ truyền từ các trạm di động đến trạm gốc khác nhau, do đó để tránh hiện tượng này cần phải có một khoảng **thời gian bảo vệ** (guard time) giữa hai khe thời gian.

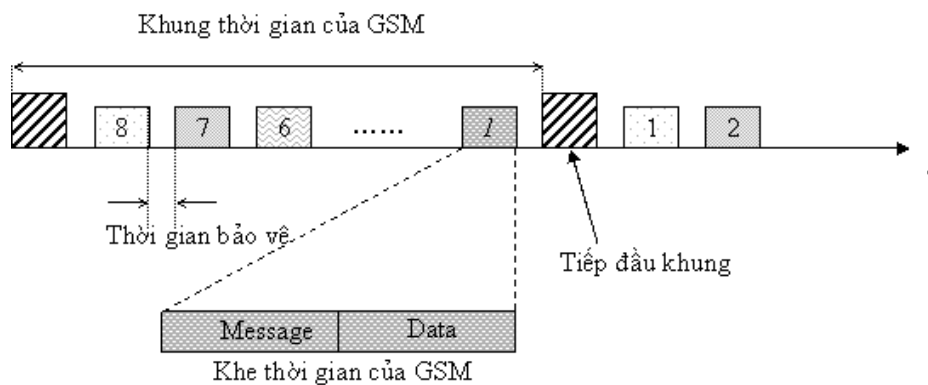
Mặt khác cường độ sóng cũng thay đổi do hiện tượng gần – xa, tuy nhiên trong TDMA, hiện tượng này không ảnh hưởng nhiều đến việc thu tín hiệu do các kênh thông tin không phát một cách đồng thời. Tuy

nhân phần thu phải thích ứng rất nhanh với việc thay đổi cường độ tín hiệu giữa các khe thời gian. Để giảm hiệu ứng gần – xa cũng có thể sử dụng kỹ thuật điều khiển công suất phát.

### 5.3.3. Thí dụ về cấu trúc khung thời gian trong hệ thống GSM

Trong một số hệ thống GSM, thiết bị cầm tay tự động ghi lại trễ  $t_d$  khi nó nhận thông tin từ trạm gốc (đường xuống), sau đó nó tự động phát số liệu trên đường lên trước một khoảng là  $t_d$  để bù với trễ đó. Ngoài ra, mỗi máy cầm tay đều phải thu đồng hồ đồng bộ từ trạm chủ, nhờ đó trạm cầm tay xác định được vị trí khe thời gian của mình, đồng thời giảm thiểu khoảng thời gian bảo vệ.

Hình 73 thể hiện cấu trúc khung thời gian của hệ thống GSM. Một khung thời gian có thể phục vụ cho 8 người sử dụng. Giữa các khe thời gian là khoảng thời gian bảo vệ. Mỗi khe thời gian của người sử dụng được chia làm hai phần cho tiếng nói và số liệu, tốc độ tổng cộng cho mỗi người sử dụng là 270kbit/s.



Hình 73 Cấu trúc khung thời gian của hệ thống GSM

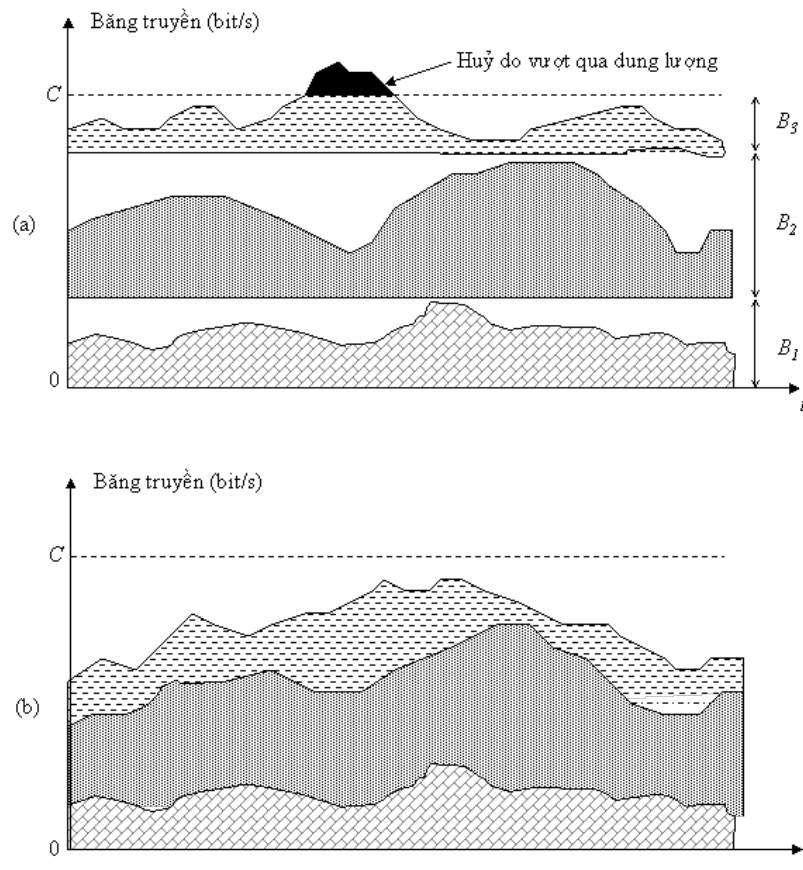
### 5.3.4. Ưu nhược điểm của TDMA

- Ưu điểm: TDMA mềm dẻo hơn FDMA trong việc chia sẻ băng truyền cho người sử dụng. Việc này thực hiện bằng cách có thể phân phối nhiều khe thời gian trong một khung thời gian cho cùng một người sử dụng. Mặt khác TDMA yêu cầu cấu hình thiết bị đơn giản hơn FDMA (thí dụ chỉ cần một bộ khuếch đại công suất cho tất cả các kênh thông tin).
- Nhược điểm: Một trong những nhược điểm chính của TDMA trong hệ thống thông tin di động là cần phải đồng bộ thời gian thu – phát giữa trạm gốc và tất cả các thiết bị di động. Mặt khác, TDMA yêu cầu tốc độ truyền (ký tự) lớn hơn khá nhiều so với FDMA, do vậy băng tần yêu cầu lớn hơn, độ rộng một ký tự hẹp hơn vì vậy ảnh hưởng của ISI có thể lớn hơn.

### 5.3.5. Ghép kênh thống kê

Tuy việc ghép kênh trong TDMA đã mềm dẻo hơn so với FDMA, nhưng trong các hệ thống TDMA truyền thống, khi một kênh thông tin không có số liệu truyền đi thì khe thời gian vẫn được giành sẵn cho

kênh đó dẫn đến phí phạm khe thời gian. Trong các hệ thống chuyển mạch kênh sử dụng cho các ứng dụng thông thường như truyền tín hiệu thoại, do tốc độ của một cuộc nói là cố định nên việc phân bổ băng truyền được thực hiện tương đối đơn giản. Tuy nhiên trong các ứng dụng multimedia, do tốc độ truyền của các dòng dữ liệu khác nhau nên cần phải phân chia tài nguyên băng truyền tùy theo từng ứng dụng cụ thể. Tuy việc chia sẻ băng truyền của TDMA đã mềm dẻo hơn so với FDMA, nhưng có thể nhận thấy băng truyền chia sẻ cho một cuộc nói chỉ có thể là bội số của tốc độ truyền cơ bản (tương ứng với độ rộng của một khe thời gian trong một khung thời gian). Điều này cho thấy việc sử dụng kênh truyền trong TDMA thông thường vẫn chưa hiệu quả. Hình 74a minh họa việc ghép kênh cho 3 cuộc nói với băng truyền cố định tương ứng là  $B_1$ ,  $B_2$  và  $B_3$ . Có thể thấy rằng sẽ xảy ra trường hợp khi băng truyền cuộc nói 1 và 2 vẫn thừa (khe thời gian trống) thì cuộc nói thứ 3 phải hủy số liệu do không đủ băng truyền.



Hình 74 Ghép kênh với băng truyền cố định và ghép kênh thống kê

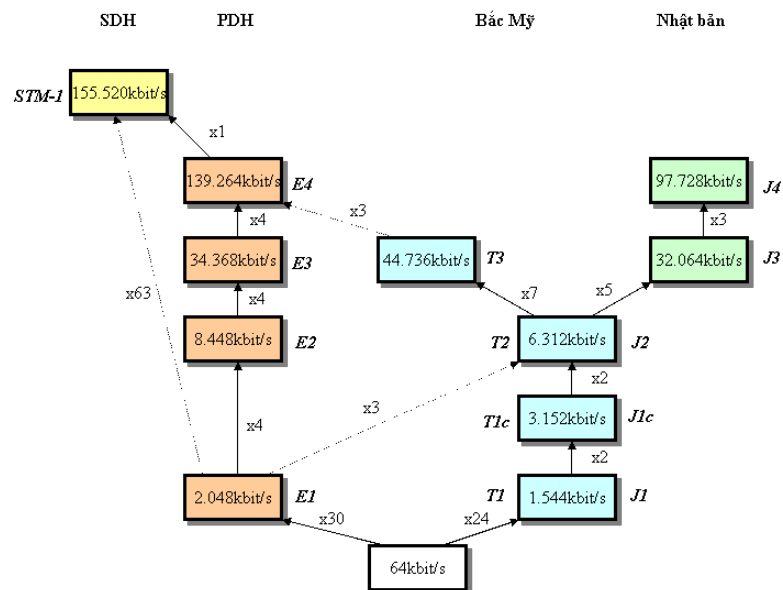
Vấn đề này có thể được khắc phục bằng phương pháp **ghép kênh thống kê** (statistical multiplexing). Ghép kênh thống kê hiện nay được sử dụng rất nhiều trong các hệ thống chuyển mạch thế hệ mới như ATM (Asynchronous Transfer Mode), các bộ định tuyến IP .v.v. Trong phương pháp ghép kênh thống kê, các cuộc nói không được phân bổ tài nguyên băng truyền một cách cố định. Các cuộc nói, trước khi được thiết lập, thay vì đưa ra giá trị băng truyền cực đại mà nó yêu cầu, sẽ báo cho nút mạng giá trị băng truyền cực tiểu hoặc trung bình và các

đặc điểm lưu lượng mang tính chất thống kê của cuộc nối đó. Nút mạng sẽ chỉ cung cấp băng truyền trung bình hoặc cực tiểu cho cuộc nối, số khe thời gian còn lại sẽ được phân phối cho cuộc nối nào có nhu cầu (Hình 74b). Phương pháp ghép kênh thống kê cho phép tiết kiệm băng truyền hơn so với phương pháp ghép kênh với băng truyền cố định.

#### 5.4. Ghép kênh PCM

Phương pháp ghép kênh theo thời gian TDMA là phương pháp được sử dụng nhiều nhất trong các hệ thống thông tin số hiện nay, đặc biệt là trong hệ thống điện thoại số.

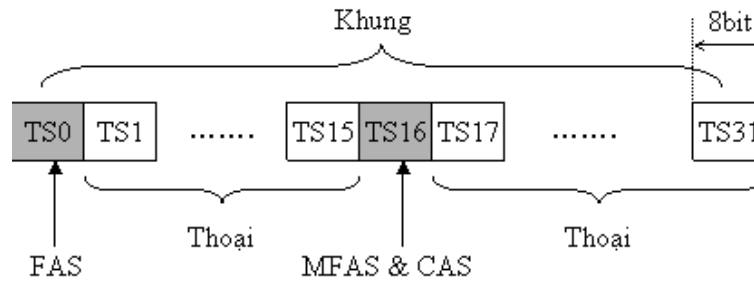
Trong điện thoại số, mỗi kênh thoại có tốc độ truyền cơ bản là 64kbit/s được mã hoá theo luật  $A$  hoặc  $\mu$  và tuân theo một số giao diện chuẩn (xem 3.4.3, 4.5.1). Một số kênh thoại số lại được ghép kênh TDMA thành các đường PCM tốc độ cơ bản, các kênh ghép ở tốc độ cao hơn sẽ là bội số nguyên lần của kênh thoại cơ bản này.



Hình 75 Cấu trúc phân lớp các chuẩn tốc độ tại Bắc Mỹ, Nhật và châu Âu

Theo chuẩn của Bắc Mỹ và Nhật bản, kênh PCM cơ bản có tốc độ truyền 1,5Mbit/s cho 24 kênh thoại. Mặt khác kênh PCM cơ bản của châu Âu lại có tốc độ truyền 2,048Mbit/s cho 32 kênh 64kbit/s. Sau đây chúng ta chỉ xét đường PCM cơ bản theo chuẩn châu Âu. Kênh này còn có tên là đường **E1**. Hình 75 thể hiện cấu trúc ghép kênh từ luồng PCM cơ bản lên các luồng tốc độ cao hơn.





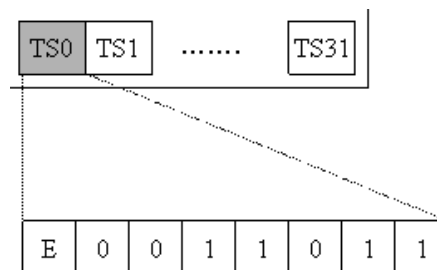
Hình 76 Cấu trúc khung của đường PCM 2Mbit/s

Đường E1 có một số đặc điểm như sau:

- Mã đường truyền: sử dụng trong chuẩn E1 là mã HDB3.
- Nguyên lý ghép kênh và tạo khung:

Để các thiết bị đầu cuối nhận kênh E1 có thể đồng bộ, nhận dạng các khe thời gian và tách các kênh 64kbit/s cũng như để truyền thêm các thông tin báo hiệu và điều khiển, đường E1 phải có cấu trúc **khung** (frame) và **đa khung** (multi-frame). Để tạo khung và đa khung, E1 sử dụng các tín hiệu liên kết khung **FAS** (Frame Alignment Signal) và tín hiệu liên kết đa khung **MFAS** (Multi-Frame Alignment Signal). Trong đó:

- Mỗi khung của E1 gồm 32 khe thời gian tương ứng với 125ms, mỗi khe có độ rộng 8bit, trong đó có 30 khe thời gian được dùng để truyền tín hiệu thoại được đánh số từ kênh 1 đến kênh 30 và hai khe thời gian để mang tín hiệu điều khiển (Hình 76).
- Khe thời gian từ 1 – 15 tương ứng với kênh thoại 1 – 15, khe thời gian 17 – 31 tương ứng với kênh thoại từ 16 – 30.
- Khe thời gian 0 được sử dụng để truyền FAS. Hình 77 minh họa cấu trúc khe thời gian số 0 (TS0). Khe thời gian 0 gồm có bit E phát hiện lỗi và thông tin liên kết khung FAS 0011011. FAS có chức năng đồng bộ khung.



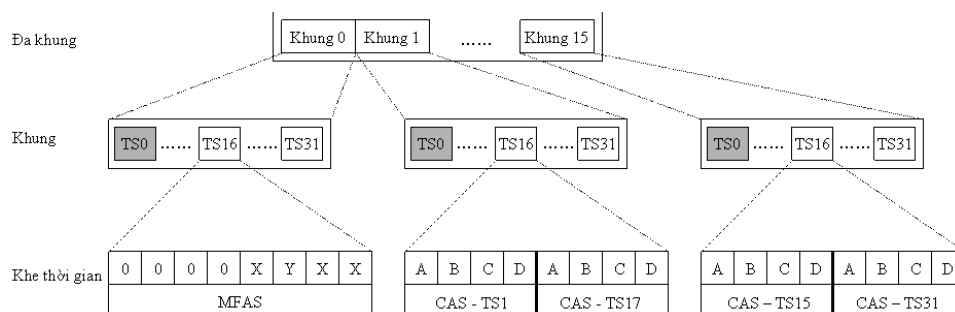
E – Bit phát hiện lỗi CRC-4

FAS = 0011011

Hình 77 Khe thời gian 0 mang tín hiệu liên kết khung

- Đa khung được lập từ 16 khung tương ứng với độ dài 2s (Hình 78). Khe thời gian thứ 16 (TS16) của mỗi khung được dùng để truyền tín hiệu báo hiệu **CAS** (Channel Associated Signaling) và MFAS. Cụ thể là khe thời gian thứ 16 (TS16) của khung 0 được

sử dụng để truyền tín hiệu liên kết đa khung MFAS. Ở đây X là các bit dự trữ, Y là bit cảnh báo từ xa, nó có giá trị “1” khi mất đồng bộ đa khung. Một khác khe thời gian thứ 16 của các khung từ 1 – 15 được sử dụng để truyền tín hiệu báo hiệu CAS, mỗi khe thời gian truyền tín hiệu báo hiệu cho 2 kênh thoại, mỗi kênh sử dụng 4 bit báo hiệu (A/B/C/D bit). Hình 78 minh họa cấu trúc đa khung.



Hình 78 Cấu trúc đa khung

## 5.5. Kỹ thuật ghép kênh theo mã

### 5.5.1. Nguyên lý chung

Kỹ thuật ghép kênh theo mã còn được gọi là **CDMA** (Code Division Multiple Access). Ban đầu các hệ thống CDMA hay được sử dụng trong quân sự do tính bảo mật cao cũng như chất lượng thông tin được truyền đi khá tốt. Hiện nay, CDMA được sử dụng chủ yếu trong thông tin di động.

Nguyên lý chung nhất của tất cả các hệ thống CDMA là tín hiệu cần truyền đi được trải phổ sao cho tín hiệu sau điều chế có phổ rộng hơn nhiều so với tín hiệu ban đầu. Có hai phương pháp ghép kênh theo mã là:

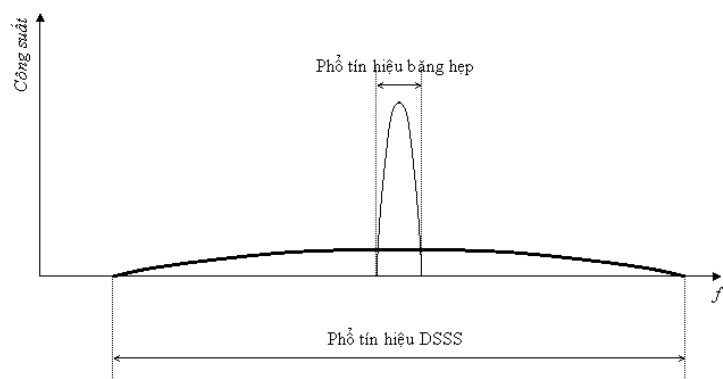
- Phương pháp **trải phổ trực tiếp** (Direct-Sequence Spread Spectrum – DSSS).
- Phương pháp **trải phổ nhảy tần** (Frequency Hopping Spread Spectrum – FHSS).

Do phổ của tín hiệu cần truyền được trải rộng ra nên nhiễu thường chỉ có tác động vào một miền tần số nào đó trên toàn bộ phổ của tín hiệu.

Một đặc điểm đáng chú ý của kỹ thuật ghép kênh theo mã là tín hiệu của nhiều người sử dụng có thể gửi đi trên cùng một băng tần tại cùng một thời điểm bằng cách sử dụng các từ mã khác nhau.

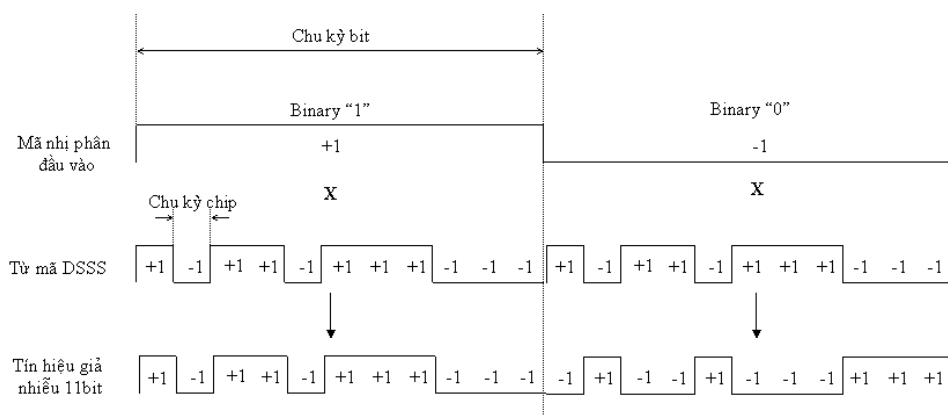
Sau đây ta sẽ xem xét của hai phương pháp trải phổ trên.

## 5.5.2. Phương pháp trải phổ trực tiếp – DSSS



Hình 79 Tín hiệu trước và sau trải phổ DSSS

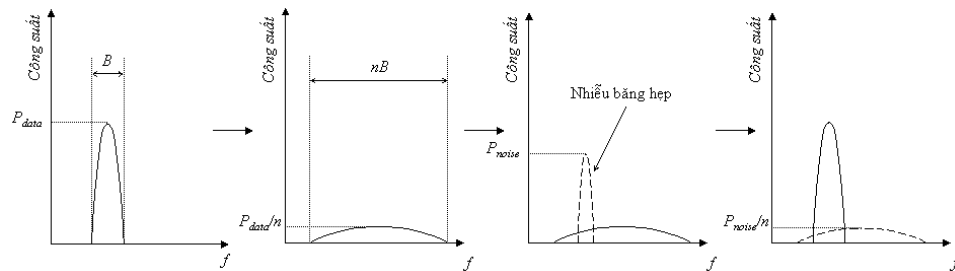
Trong phương pháp trải phổ trực tiếp, phổ của tín hiệu đầu vào sẽ được trải rộng đều trên miền tần số, đồng thời công suất trên một đơn vị tần số sẽ giảm xuống so với tín hiệu băng hẹp trước khi trải phổ (Hình 79). Tín hiệu được trải phổ theo phương pháp DSSS cho phép nhiều người sử dụng cùng dùng chung một băng tần. Ngoài bên thu chính thức, đối với các bộ thu khác tín hiệu trải phổ được coi như tín hiệu nhiễu băng rộng với công suất nhỏ và có thể được loại bỏ một cách dễ dàng.



Hình 80 Mã hoá DSSS sử dụng từ mã 11bit giả nhiễu

Để trải phổ theo phương pháp trực tiếp DSSS, tín hiệu băng hẹp sẽ được nhân với một từ mã có tốc độ bit lớn hơn gấp nhiều lần tốc độ tín hiệu (Hình 80). Từ mã này được gọi là **từ mã giả nhiễu** (pseudonoise code). Sở dĩ được gọi như vậy là do độ rộng bit của nó khá nhỏ, dẫn đến độ rộng phổ lớn và có dạng gần như nhiễu trắng. Chỉ có bên phát và bên thu mới nắm được từ mã này. Mỗi bit trong từ mã giả nhiễu được gọi là **chip**. Hình 80 minh hoạ quá trình trải phổ sử dụng từ mã dài 11bit. Mỗi từ mã giả nhiễu sẽ có độ dài đúng bằng một bit số liệu. Do đó đối với từ mã có độ dài  $n$ , phổ của tín hiệu sau trải phổ sẽ có độ rộng gấp  $n$  lần và được gọi là **tín hiệu giả nhiễu**. Với từ mã càng dài thì khả năng khôi phục tín hiệu ở đầu thu càng lớn, tuy nhiên phổ của tín hiệu DSSS sẽ càng rộng. Để khôi phục tín hiệu nhị

phân ban đầu, tín hiệu thu được sẽ được nhân với chính mã giả nhiễu. Tuy nhiên, để khôi phục lại chính xác tín hiệu nhị phân thì tín hiệu thu được và mã giả nhiễu phải được đồng bộ về pha. Như vậy một chức năng quan trọng của hệ thống DSSS là chức năng đồng bộ.

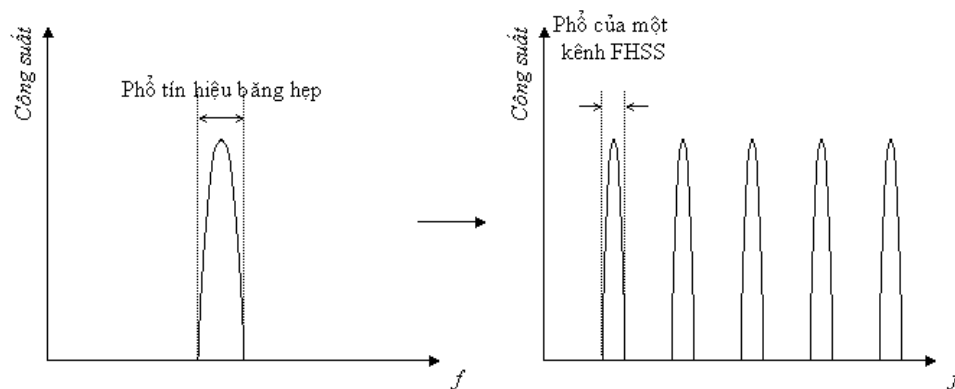


Hình 81 Nhiều băng hẹp trong DSSS

Một trong những ưu điểm của trải phổ là tỷ số  $SNR$ . Trong thông tin di động, ảnh hưởng của nhiễu băng hẹp là một yếu tố làm giảm chất lượng tín hiệu. Trong DSSS, nhiễu băng hẹp có thể được dễ dàng loại bỏ ở đầu thu. Việc này được thực hiện trong quá trình giải mã, nhiễu băng hẹp khi được nhân với từ mã giả nhiễu sẽ có biên độ giảm đi  $n$  lần đồng thời phổ của nó cũng sẽ được trải rộng ra  $n$  lần (Hình 81).

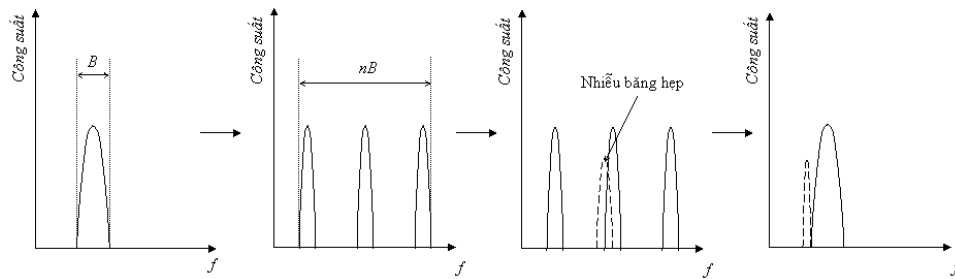
DSSS được sử dụng trong mạng LAN không dây (Wireless LAN) theo chuẩn 802.11b, ở đây từ mã được sử dụng dài 11bit.

### 5.5.3. Phương pháp trải phổ nhảy tần – FHSS



Hình 82 Tín hiệu trước và sau trải phổ FHSS

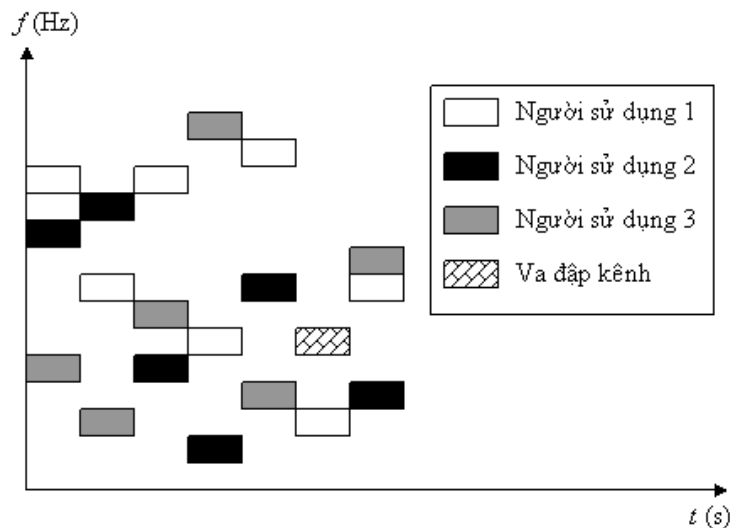
FHSS trải phổ bằng cách truyền tín hiệu trên một kênh truyền băng hẹp trong một khoảng thời gian ngắn sau đó nhảy sang một kênh truyền băng hẹp khác, quá trình này diễn ra liên tục với thứ tự các tần số nhảy đã được định nghĩa sẵn. Thứ tự này chỉ bên thu và bên phát biết trước. Do FHSS sử dụng các kênh truyền băng hẹp một cách ngẫu nhiên, nó có tỷ số  $SNR$  khá lớn. Đối với những đầu thu khác, tín hiệu FHSS được coi như các nhiễu xung băng hẹp trong một chu kỳ ngắn (Hình 83).



Hình 83 Nhiễu băng hẹp trong FHSS

Trong FHSS, bên thu và bên phát cũng cần phải đồng bộ với nhau sao cho chúng cùng nhảy tới một kênh truyền tại cùng một thời điểm. Cũng tương tự như vậy, khoảng thời gian dừng tại mỗi kênh truyền cũng phải được định nghĩa sẵn. Thí dụ trong mạng WLAN 2,4GHz, có 75 kênh tần số được sử dụng với khoảng thời gian dừng tại mỗi kênh là 400ms, như vậy thời gian nhảy tần tổng cộng sẽ là 30s. Để đảm bảo rằng các kênh tần số được sử dụng đồng đều, trong bảng thứ tự nhảy tần cần có tất cả các kênh tần số từ 1 – 75. Như vậy tốc độ nhảy tần trong WLAN 2,4GHz là 2,5hop/s (75/30).

Hình 84 thể hiện phương pháp chia sẻ kênh truyền của FHSS. Nhiều người sử dụng cùng chia sẻ số kênh tần số cho trước. Tuy nhiên mỗi người sử dụng sẽ có một thứ tự khác nhau khi truy nhập vào các kênh tần số. Khi tại một thời điểm có hai người sử dụng cùng dùng một kênh tần số thì sẽ xảy ra hiện tượng va đập (collision). Nếu số kênh tần số lớn thì xác suất xảy ra va đập sẽ bé.



Hình 84 Phương pháp truy nhập kênh trong FHSS

Tỷ số giữa tốc độ nhảy tần và tốc độ truyền số liệu (được tính bằng gói/s) cũng là một thông số quan trọng. Dựa vào tỷ số này mà người ta chia FHSS thành hai loại:

- **Nhảy tần nhanh** (fast frequency hopping): Khi tần số nhảy tần lớn hơn tốc độ truyền số liệu (packet/s).

- **Nhảy tần chậm** (slow frequency hopping): Khi tần số nhảy tần nhỏ hơn tốc độ truyền số liệu.

Đối với nhảy tần chậm trong nhiều trường hợp, ảnh hưởng của nhiễu băng hẹp cũng như va đập kênh sẽ dẫn đến mất một loạt các gói liên tiếp. Tuy nhiên phương pháp này dễ thực hiện.

Nhảy tần nhanh sẽ khắc phục được hiện tượng mất các gói liên tiếp, tuy nhiên phương pháp này khá phức tạp trong việc đồng bộ giữa bên phát và bên thu.

## 5.6. Bài tập

- 1) WLAN hoạt động ở tần số 2,4GHz sử dụng phương pháp FHSS với 75 kênh tần số. Chu kỳ lặp lại của các kênh tần số là 30s. Tốc độ truyền số liệu là 2Mbit/s. Biết rằng độ dài tối đa của một gói Ethernet WLAN là 1.518 byte. Hãy cho biết:
  - Tại một kênh tần số có tối thiểu bao nhiêu gói được truyền đi?
  - Phương pháp nhảy tần ở đây là nhảy tần nhanh hay nhảy tần chậm?
- 2) Cho tín hiệu thoại với dải tần từ 0 – 4kHz. Giả sử 12 tín hiệu thoại được ghép kênh theo kiểu FDMA và TDMA. Trước khi được ghép kênh TDMA, giả sử các kênh thoại đã được mã hoá PCM phi tuyến với tần số lấy mẫu 8kHz, độ dài từ mã 8 bit.
  - Hãy tính độ rộng  $T_s$  của một bit tín hiệu PCM.
  - Hãy tính độ rộng băng tần cần thiết trong hai trường hợp trên, giả thiết: (a) trong hệ thống ghép kênh TDMA có sử dụng bộ lọc cos nâng với hệ số  $\alpha=0,3$  để hạn chế băng tần của tín hiệu truyền đi; (b) Trong hệ thống ghép kênh FDMA có sử dụng băng tần bảo vệ giữa hai kênh thoại kề nhau là  $B_{guard}=0,5\text{kHz}$ .
  - Có kết luận gì từ kết quả tính toán?
- 3) Trong hệ thống ghép kênh PCM32, tín hiệu báo hiệu CAS cho khe thời gian thứ 5 và thứ 20 nằm ở vị trí nào (khung và khe thời gian số mấy trong đa khung)?

# 6. Phụ lục

## 6.1. Giá trị hàm erf dưới dạng bảng

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-y^2} dy$$

$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$
0.00	0.000000	0.40	0.428392	0.80	0.742101	1.20	0.910314
0.01	0.011283	0.41	0.437969	0.81	0.748003	1.21	0.912956
0.02	0.022565	0.42	0.447468	0.82	0.753811	1.22	0.915534
0.03	0.033841	0.43	0.456887	0.83	0.759524	1.23	0.918050
0.04	0.045111	0.44	0.466225	0.84	0.765143	1.24	0.920505
0.05	0.056372	0.45	0.475482	0.85	0.770668	1.25	0.922900
0.06	0.067622	0.46	0.484655	0.86	0.776100	1.26	0.925236
0.07	0.078858	0.47	0.493745	0.87	0.781440	1.27	0.927514
0.08	0.090078	0.48	0.502750	0.88	0.786687	1.28	0.929734
0.09	0.101282	0.49	0.511668	0.89	0.791843	1.29	0.931899
0.10	0.112463	0.50	0.520500	0.90	0.796908	1.30	0.934008
0.11	0.123623	0.51	0.529244	0.91	0.801883	1.31	0.936063
0.12	0.134758	0.52	0.537899	0.92	0.806768	1.32	0.938065
0.13	0.145867	0.53	0.546464	0.93	0.811564	1.33	0.940015
0.14	0.156947	0.54	0.554939	0.94	0.816271	1.34	0.941914
0.15	0.167996	0.55	0.563323	0.95	0.820891	1.35	0.943762
0.16	0.179012	0.56	0.571616	0.96	0.825424	1.36	0.945561
0.17	0.189992	0.57	0.579816	0.97	0.829870	1.37	0.947312
0.18	0.200936	0.58	0.587923	0.98	0.834232	1.38	0.949016
0.19	0.211840	0.59	0.595936	0.99	0.838508	1.39	0.950673
0.20	0.222703	0.60	0.603856	1.00	0.842701	1.40	0.952285
0.21	0.233522	0.61	0.611681	1.01	0.846810	1.41	0.953852
0.22	0.244296	0.62	0.619411	1.02	0.850838	1.42	0.955376
0.23	0.255023	0.63	0.627046	1.03	0.854784	1.43	0.956857
0.24	0.265700	0.64	0.634586	1.04	0.858650	1.44	0.958297
0.25	0.276326	0.65	0.642029	1.05	0.862436	1.45	0.959695
0.26	0.286900	0.66	0.649377	1.06	0.866144	1.46	0.961054
0.27	0.297418	0.67	0.656628	1.07	0.869773	1.47	0.962373
0.28	0.307880	0.68	0.663782	1.08	0.873326	1.48	0.963654
0.29	0.318283	0.69	0.670840	1.09	0.876803	1.49	0.964898
0.30	0.328627	0.70	0.677801	1.10	0.880205	1.50	0.966105
0.31	0.338908	0.71	0.684666	1.11	0.883533	1.51	0.967277
0.32	0.349126	0.72	0.691433	1.12	0.886788	1.52	0.968413
0.33	0.359279	0.73	0.698104	1.13	0.889971	1.53	0.969516
0.34	0.369365	0.74	0.704678	1.14	0.893082	1.54	0.970586
0.35	0.379382	0.75	0.711156	1.15	0.896124	1.55	0.971623
0.36	0.389330	0.76	0.717537	1.16	0.899096	1.56	0.972628
0.37	0.399206	0.77	0.723822	1.17	0.902000	1.57	0.973603
0.38	0.409009	0.78	0.730010	1.18	0.904837	1.58	0.974547
0.39	0.418739	0.79	0.736103	1.19	0.907608	1.59	0.975462

$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$
1.60	0.976348	2.10	0.997021	2.60	0.999764	3.10	0.99998835
1.61	0.977207	2.11	0.997155	2.61	0.999777	3.11	0.99998908
1.62	0.978038	2.12	0.997284	2.62	0.999789	3.12	0.99998977
1.63	0.978843	2.13	0.997407	2.63	0.999800	3.13	0.99999042
1.64	0.979622	2.14	0.997525	2.64	0.999811	3.14	0.99999103
1.65	0.980376	2.15	0.997639	2.65	0.999822	3.15	0.99999160
1.66	0.981105	2.16	0.997747	2.66	0.999831	3.16	0.99999214
1.67	0.981810	2.17	0.997851	2.67	0.999841	3.17	0.99999264
1.68	0.982493	2.18	0.997951	2.68	0.999849	3.18	0.99999311
1.69	0.983153	2.19	0.998046	2.69	0.999858	3.19	0.99999356
1.70	0.983790	2.20	0.998137	2.70	0.999866	3.20	0.99999397
1.71	0.984407	2.21	0.998224	2.71	0.999873	3.21	0.99999436
1.72	0.985003	2.22	0.998308	2.72	0.999880	3.22	0.99999473
1.73	0.985578	2.23	0.998388	2.73	0.999887	3.23	0.99999507
1.74	0.986135	2.24	0.998464	2.74	0.999893	3.24	0.99999540
1.75	0.986672	2.25	0.998537	2.75	0.999899	3.25	0.99999570
1.76	0.987190	2.26	0.998607	2.76	0.999905	3.26	0.99999598
1.77	0.987691	2.27	0.998674	2.77	0.999910	3.27	0.99999624
1.78	0.988174	2.28	0.998738	2.78	0.999916	3.28	0.99999649
1.79	0.988641	2.29	0.998799	2.79	0.999920	3.29	0.99999672
1.80	0.989091	2.30	0.998857	2.80	0.999925	3.30	0.99999694
1.81	0.989525	2.31	0.998912	2.81	0.999929	3.31	0.99999715
1.82	0.989943	2.32	0.998966	2.82	0.999933	3.32	0.99999734
1.83	0.990347	2.33	0.999016	2.83	0.999937	3.33	0.99999751
1.84	0.990736	2.34	0.999065	2.84	0.999941	3.34	0.99999768
1.85	0.991111	2.35	0.999111	2.85	0.999944	3.35	0.999997838
1.86	0.991472	2.36	0.999155	2.86	0.999948	3.36	0.999997983
1.87	0.991821	2.37	0.999197	2.87	0.999951	3.37	0.999998120
1.88	0.992156	2.38	0.999237	2.88	0.999954	3.38	0.999998247
1.89	0.992479	2.39	0.999275	2.89	0.999956	3.39	0.999998367
1.90	0.992790	2.40	0.999311	2.90	0.999959	3.40	0.999998478
1.91	0.993090	2.41	0.999346	2.91	0.999961	3.41	0.999998582
1.92	0.993378	2.42	0.999379	2.92	0.999964	3.42	0.999998679
1.93	0.993656	2.43	0.999411	2.93	0.999966	3.43	0.999998770
1.94	0.993923	2.44	0.999441	2.94	0.999968	3.44	0.999998855
1.95	0.994179	2.45	0.999469	2.95	0.999970	3.45	0.999998934
1.96	0.994426	2.46	0.999497	2.96	0.999972	3.46	0.999999008
1.97	0.994664	2.47	0.999523	2.97	0.999973	3.47	0.999999077
1.98	0.994892	2.48	0.999547	2.98	0.999975	3.48	0.999999141
1.99	0.995111	2.49	0.999571	2.99	0.999977	3.49	0.999999201
2.00	0.995322	2.50	0.999593	3.00	0.99997791	3.50	0.999999257
2.01	0.995525	2.51	0.999614	3.01	0.99997926	3.51	0.999999309
2.02	0.995719	2.52	0.999635	3.02	0.99998053	3.52	0.999999358
2.03	0.995906	2.53	0.999654	3.03	0.99998173	3.53	0.999999403
2.04	0.996086	2.54	0.999672	3.04	0.99998286	3.54	0.999999445
2.05	0.996258	2.55	0.999689	3.05	0.99998392	3.55	0.999999485
2.06	0.996423	2.56	0.999706	3.06	0.99998492	3.56	0.999999521
2.07	0.996582	2.57	0.999722	3.07	0.99998586	3.57	0.999999555
2.08	0.996734	2.58	0.999736	3.08	0.99998674	3.58	0.999999587
2.09	0.996880	2.59	0.999751	3.09	0.99998757	3.59	0.999999617



$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$	$x$	$\operatorname{erf} x$
3.60	0.999999644	3.70	0.999999833	3.80	0.999999923	3.90	0.999999965
3.61	0.999999670	3.71	0.999999845	3.81	0.999999929	3.91	0.999999968
3.62	0.999999694	3.72	0.999999857	3.82	0.999999934	3.92	0.999999970
3.63	0.999999716	3.73	0.999999867	3.83	0.999999939	3.93	0.999999973
3.64	0.999999736	3.74	0.999999877	3.84	0.999999944	3.94	0.999999975
3.65	0.999999756	3.75	0.999999886	3.85	0.999999948	3.95	0.999999977
3.66	0.999999773	3.76	0.999999895	3.86	0.999999952	3.96	0.999999979
3.67	0.999999790	3.77	0.999999903	3.87	0.999999956	3.97	0.999999980
3.68	0.999999805	3.78	0.999999910	3.88	0.999999959	3.98	0.999999982
3.69	0.999999820	3.79	0.999999917	3.89	0.999999962	3.99	0.999999983

Với giá trị  $x$  lớn hơn 4.0 thì hàm  $\operatorname{erf}(x)$  được tính xấp xỉ theo công thức:

$$\operatorname{erf}(x) \approx 1 - \frac{e^{-x^2}}{\sqrt{\pi}x}$$

$x$	$\operatorname{erfc} x$
4.0	$1.59 \times 10^{-8}$
4.1	$6.89 \times 10^{-9}$
4.2	$2.93 \times 10^{-9}$
4.3	$1.22 \times 10^{-9}$
4.4	$5.01 \times 10^{-10}$
4.5	$2.01 \times 10^{-10}$
4.6	$7.92 \times 10^{-11}$
4.7	$3.06 \times 10^{-11}$
4.8	$1.16 \times 10^{-11}$
4.9	$4.30 \times 10^{-12}$