

**HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG**

\*\*\*\*\*

**BÀI GIẢNG**  
**TRUYỀN THÔNG SỐ**

(Dùng cho sinh viên ngành Điện – Điện tử)

*Biên soạn:*

**Ngô Đức Thiện**

**Hà Thu Lan**

**Bùi Thị Dân**

**HÀ NỘI - 2014**

## LỜI MỞ ĐẦU

Trao đổi thông tin là một nhu cầu thiết yếu trong lịch sử phát triển của con người, nó là một phần quan trọng trong kết cấu của xã hội. Ngày nay, với sự phát triển của các thành tựu khoa học kỹ thuật, đã từng giờ làm thay đổi cuộc sống của con người, làm thay đổi thói quen của chúng ta như: học tập, làm việc, giao tiếp, buôn bán, xem phim, nghe nhạc,... Để có được các thành quả này phải kể đến sự phát triển của ngành công nghiệp điện tử số và trong đó đặc biệt quan trọng là lĩnh vực truyền thông số. Có thể nói trong hầu hết các thiết bị điện tử chúng ta dùng hiện nay đều có mặt của truyền thông số.

Quyển sách này bao gồm những vấn đề cơ bản nhất của một hệ thống truyền thông số nhằm mục đích phục vụ yêu cầu học tập và nghiên cứu của sinh viên Điện – Điện tử, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông.

Nội dung bài giảng bao gồm 5 chương với các nội dung:

Chương 1: Giới thiệu chung về hệ thống truyền thông số.

Chương 2: Lý thuyết tín hiệu và hệ thống.

Chương 3: Các kỹ thuật mã hóa dạng sóng

Chương 4: Các kỹ thuật ghép kênh và đa truy nhập

Chương 5: Các nguyên lý truyền dữ liệu số

Phần phụ lục: Một số hàm đặc biệt

Bài giảng “Truyền thông số” lần đầu tiên được biên soạn dựa trên đề cương môn học “Truyền thông số” của Học viện Công nghệ BCVT, do đó trong quá trình biên soạn, chắc chắn bài giảng này sẽ có nhiều thiếu sót. Nhóm tác giả rất mong nhận được các ý kiến đóng góp của bạn đọc.

Các ý kiến đóng góp xin gửi về:

Ngô Đức Thiện – Khoa Kỹ thuật Điện tử 1, Học viện Công nghệ BCVT.

Email: Thiennd@ptit.edu.vn

*Hà Nội, tháng 7 năm 2014*

Nhóm tác giả.

# MỤC LỤC

LỜI MỞ ĐẦU .....	1
MỤC LỤC .....	2
CÁC TỪ VIẾT TẮT .....	5
CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU VỀ TRUYỀN THÔNG SỐ .....	7
1.1. GIỚI THIỆU CHUNG .....	7
1.1.1. Hệ thống truyền thông .....	7
1.1.2. Tóm tắt lịch sử phát triển của truyền thông số .....	9
1.2. CÁC PHẦN TỬ CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ .....	11
1.3. CÁC KÊNH THÔNG TIN VÀ ĐẶC TÍNH CỦA KÊNH THÔNG TIN .....	15
1.3.1. Các kênh dây dẫn .....	15
1.3.2. Các kênh cáp quang .....	17
1.3.3. Các kênh vô tuyến .....	17
1.3.4. Các kênh truyền sóng âm dưới nước .....	20
1.3.5. Các kênh lưu trữ dữ liệu .....	21
1.3.6. Một số tác động của kênh truyền .....	21
1.4. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CHO CÁC KÊNH THÔNG TIN .....	22
1.4.1. Kênh nhiễu cộng .....	23
1.4.2. Kênh bộ lọc tuyến tính .....	23
1.4.3. Kênh lọc tuyến tính thay đổi theo thời gian .....	24
1.5. ƯU ĐIỂM CỦA TRUYỀN THÔNG SỐ .....	25
CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 1 .....	25
CHƯƠNG 2. LÝ THUYẾT TÍN HIỆU VÀ HỆ THỐNG .....	26
2.1. TÍN HIỆU VÀ BIỂU DIỄN TÍN HIỆU .....	26
2.1.1. Giới thiệu .....	26
2.1.2. Các tín hiệu tuần hoàn. ....	28
2.1.3. Mật độ phổ năng lượng và mật độ phổ công suất .....	29
2.1.4. Chuỗi trực giao biểu diễn cho tín hiệu và nhiễu .....	29
2.1.5. Các hàm tương quan .....	30
2.2. TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN VÀ NHIỄU .....	31
2.2.1. Bản chất ngẫu nhiên của tín hiệu và nhiễu .....	31
2.2.2. Định nghĩa và phân loại nhiễu .....	31

2.3. CÁC HỆ THỐNG TUYẾN TÍNH.....	33
2.3.1. Tính chất của các hệ thống tuyến tính.....	33
2.3.2. Mô tả trên miền thời gian của các hệ thống tuyến tính .....	35
2.3.3. Mô tả trên miền tần số.....	39
2.3.4. Tín hiệu ngẫu nhiên và các hệ thống tuyến tính .....	40
CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 2.....	42
CHƯƠNG 3. CÁC KỸ THUẬT MÃ HÓA DẠNG SÓNG.....	46
3.1. LÝ THUYẾT LẤY MẪU.....	46
3.2. ĐIỀU CHẾ XUNG MÃ (Pulse Code Modulation - PCM).....	46
3.2.2. Lượng tử hoá.....	51
3.2.3. Mã hóa.....	55
3.2.4. Bộ tạo lại .....	56
3.2.5. Giải mã:.....	56
3.2.6. Khôi phục tín hiệu.....	56
3.2.7. Một số đặc điểm của tín hiệu PCM.....	57
3.3. ĐIỀU CHẾ PCM VI SAI (DPCM).....	57
3.4. ĐIỀU CHẾ DELTA (DM).....	59
3.5. ĐIỀU CHẾ DELTA THÍCH NGHI (Adaptive DM - ADM) .....	62
3.6. NHIỀU KÊNH VÀ XÁC SUẤT LỖI.....	64
3.7. MÃ HÓA TIẾNG NÓI TỐC ĐỘ THẤP .....	67
3.7.1. Điều chế xung mã vi sai thích nghi (ADPCM).....	67
3.7.2. Mã hóa băng con thích nghi .....	70
CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 3.....	72
CHƯƠNG 4. KỸ THUẬT GHÉP KÊNH VÀ ĐA TRUY CẬP.....	76
4.1. GIỚI THIỆU .....	76
4.2. GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ FDM.....	76
4.3. GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN TDM .....	77
4.4. ĐA TRUY CẬP .....	78
4.4.1. Đa truy cập phân chia theo tần số FDMA.....	79
4.4.2. Đa truy cập phân chia theo thời gian TDMA.....	80
4.4.3. Đa truy cập phân chia theo mã CDMA .....	81
4.4.4. Đa truy cập phân chia theo không gian SDMA .....	82
CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 4.....	82
CHƯƠNG 5. CÁC NGUYÊN LÝ TRUYỀN DỮ LIỆU SỐ .....	83

5.1. MÃ ĐƯỜNG TRUYỀN.....	83
5.1.1. Khái niệm chung.....	83
5.1.2. Mã RZ và NRZ .....	85
5.1.3. Mã AMI (Alternate Mark Inversion).....	88
5.1.4. Mã HDB-3 (High-Density Bipolar).....	90
5.2. GIAO THOA KÝ HIỆU VÀ TIÊU CHUẨN NYQUIST ĐỂ KHÔNG CÓ ISI.....	92
5.2.1. Giao thoa kí hiệu (Intersymbol interference - ISI) .....	92
5.2.2. Tiêu chuẩn Nyquist.....	93
5.3. CÁC DẠNG ĐIỀU CHẾ SỐ .....	97
5.3.1. Giới thiệu .....	97
5.3.2. Điều chế pha số nhị phân- PSK.....	98
5.3.3. Điều chế tần số nhị phân FSK .....	101
5.3.4. Điều chế biên độ số ASK .....	104
5.4. THÔNG TIN M MỨC .....	106
5.4.1. Khái niệm về thông tin M mức.....	106
5.4.2. Điều chế pha số M mức (M-PSK).....	107
5.4.3. Điều chế biên độ vuông góc M mức (M-QAM).....	108
5.4.4. Điều chế tần số M mức (M-FSK).....	110
PHỤ LỤC I. MỘT SỐ HÀM ĐẶC BIỆT.....	113
TÀI LIỆU THAM KHẢO.....	116

## CÁC TỪ VIẾT TẮT

AC	Alternating Current	Dòng điện xoay chiều
A/D hoặc ADC	Analogue to Digital Converter	Bộ chuyển đổi tương tự - số.
AM	Amplitude Modulation	Điều chế biên độ
APK	Amplitude /Phase keying	Điều chế biên độ /pha
ASK	Amplitude Shift keying	Khóa dịch chuyển (điều chế) biên độ
ATM	Asynchronous Transfer Mode	Truyền không đồng bộ
BER	Bit Error Ratio /Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BFSK	Binary Frequency Shift Keying	Khóa dịch chuyển tần số nhị phân
BPSK	Binary Pha Shift Keying	Khóa dịch chuyển pha nhị phân
BRZ	Bipolar Return to Zero	Nhị phân trở về 0
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã
CIR	Carrier to Interference Ratio	Tỷ số sóng mang trên giao thoa
CNR	Carrier-to-Noise Ratio	Tỷ số sóng mang trên nhiễu
CMI	Coded Mark Inversion	Mã đảo dấu
CODEC	Coder /Decoder	Bộ mã hóa /Giải mã
CRC	Cyclic Redundancy Check	Mã cyclic kiểm tra dư
DAC	Digital to Analogue Converter	Bộ chuyển đổi số - tương tự
DC	Direct Current	Dòng điện một chiều
DFT	Discrete Fourier Transform	Biến đổi Fourier rời rạc
DM	Delta Modulation	Điều chế Delta
DPCM	Differential Pulse Code Modulation	Điều chế xung mã vi sai
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Khóa dịch pha vi sai
DSP	Digital Signal Processing	Xử lý tín hiệu số
FDM	Frequency Division Multiplex	Ghép kênh phân chia theo tần số
FDMA	Frequency Division Multiplex Access	Đa truy nhập phân chia theo tần số
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh
FIR	Finite Impulse Response	Đáp ứng xung hữu hạn
FM	Frequency Modulation	Điều tần
FSK	Frequency Shift Keying	Khóa dịch tần
FT	Fourier Transform	Biến đổi Fourier

HF	High Frequency	Tần số cao
IF	Intermediate Frequency	Trung tần
ISI	Inter-symbol Interference	Giao thoa ký tự
LAN	Local Area Network	Mạng nội bộ
LNA	Low Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LPF	Low Pass Filter	Bộ lọc thông thấp
MFSK	Multiple Frequency Shift Keying	Khóa dịch đa tần
MODEM	Modulation/ Demodulation	Bộ điều chế /giải điều chế
MPEG	Motion Picture Experts Group	Nhóm chuyên gia ảnh động
MPSK	M – symbol Phase Shift Keying	Khóa dịch pha M-ký tự
NRZ	Non-Return to Zero	Không trở về 0
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplex	Đa truy nhập phân chia theo tần số trực giao
OOK	On- Off Keying	Khóa On-off
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Điều chế biên độ xung
PLL	Phase Locked Loop	Vòng khóa pha
PM	Phase Modulation	Điều chế pha
PSK	Phase Shift Keying	Khóa dịch pha
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha cầu phương
RX	Receive	Thu
RZ	Return to Zero	Trở về 0
SNR	Signal –to – Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu
STR	Symbol Timing Recovery	Khôi phục thời gian ký hiệu
TX	Transmit	Phát
UHF	Ultra High Frequency	Tần số siêu cao
VHF	Very High Frequency	Tần số rất cao

# CHƯƠNG 1. GIỚI THIỆU VỀ TRUYỀN THÔNG SỐ

## 1.1. GIỚI THIỆU CHUNG

### 1.1.1. Hệ thống truyền thông

Truyền thông được định nghĩa là việc truyền hoặc thay đổi thông tin. Viễn thông (một khái niệm hẹp hơn) là việc truyền thông qua một khoảng cách xa hơn khoảng cách bình thường mà không có tác động nhân tạo. Các tác động này bao gồm điện, điện tử, quang học, truyền dẫn tín hiệu qua dây dẫn, cáp quang hoặc không gian tự do bằng sóng điện từ.

Cuộc sống hiện đại cần có nhu cầu truy nhập phương tiện truyền thông một cách tin cậy, kinh tế và hiệu quả. Chúng ta sử dụng các hệ thống truyền thông, đơn giản như mạng điện thoại chuyển mạch công cộng (PSTN), để kết nối mọi người trên thế giới. Điện thoại là một ví dụ về truyền thông điểm đến điểm và thường là truyền theo hai chiều. Một dạng truyền thông khác (chỉ truyền theo 1 chiều) đó là truyền hình và phát thanh quảng bá. Trong các hệ thống này thông tin được truyền từ một địa điểm nhưng có thể được thu ở rất nhiều điểm sử dụng các bộ thu độc lập nhau. Đây là ví dụ về truyền thông điểm đến nhiều điểm.

Các hệ thống truyền thông ngày nay đang được sử dụng rất rộng rãi. Ví dụ các hệ thống dẫn đường truyền tín hiệu giữa một máy phát và một máy thu để xác định vị trí của một xe tải, hoặc dẫn đường và điều khiển sự di chuyển của nó. Các hệ thống cảnh báo cho đường sắt cũng là một ví dụ đơn giản của các hệ thống truyền thông.

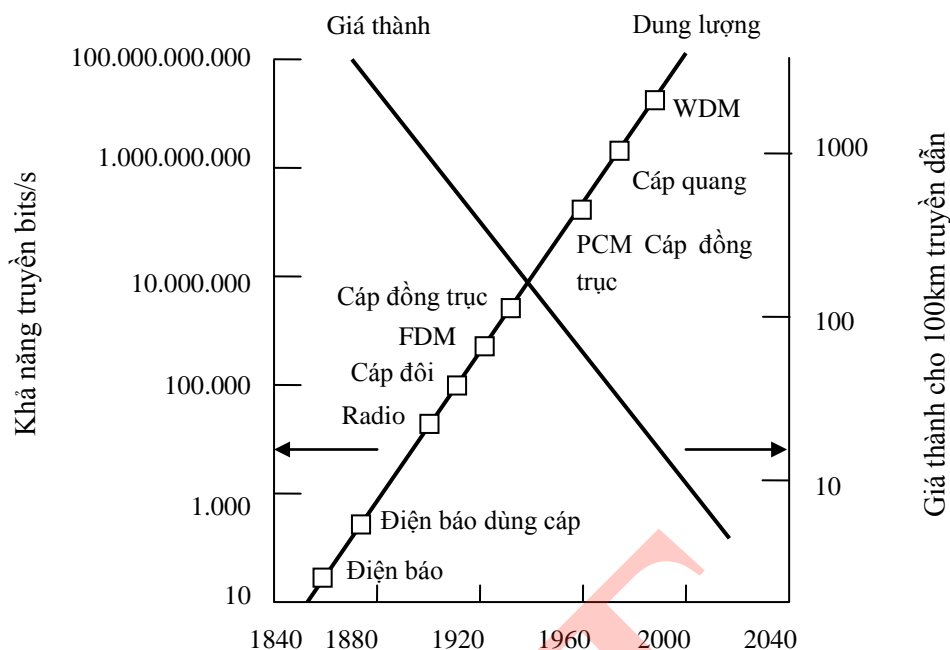
**Bảng 1.1. Các sự kiện quan trọng trong lịch sử phát triển của truyền thông điện tử**

Năm	Sự kiện	Người phát minh	Dạng thông tin
1837	Điện báo trên dây	Morse	Số
1875	Điện thoại được phát minh	Bell	Tương tự
1897	Chuyển mạch tự động từng bước	Strowger	
1901	Điện báo vô tuyến	Marconi	Số
1905	Điện thoại vô tuyến	Fessenden	Tương tự
1907	Phát thanh quảng bá đầu tiên	USA	Tương tự
1918	Máy thu vô tuyến đổi tần được phát minh	Armstrong	Tương tự
1928	Truyền hình được giới thiệu	Farnsworth	Tương tự
1928	Lý thuyết truyền tín hiệu điện báo	Nyquist	Số
1928	Truyền dẫn thông tin	Hartley	Số
1933	FM được giới thiệu	Armstrong	Tương tự
1934	Radar	Kuhnold	



1937	Đề xuất PCM	Reeves	Số
1939	Truyền hình quảng bá thương mại	BBC	Tương tự
1943	Bộ lọc tương thích	North	Số
1945	Vệ tinh địa tĩnh được đề xuất	Clarke	
1948	Lý thuyết thông tin	Shannon	
1955	Vô tuyến mặt đất	RCA	Tương tự
1960	Laser ra đời	Maiman	
1962	Thông tin vệ tinh được thiết lập	TELSTAR I	Tương tự
1963	Thông tin vệ tinh địa tĩnh	SYNCOM II	Tương tự
1966	Đề xuất cáp quang	Kao & Hockman	
1966	Chuyển mạch gói		Số
1970	Mạng dữ liệu kích thước trung bình	ARPA/TYMNET	Số
1970	LAN, WAN và MAN		Số
1971	Đề xuất khái niệm ISDN	CCITT	Số
1974	Khái niệm Internet	Cert & Kahn	Số
1978	Vô tuyến tổ ong		Tương tự
1978	Hệ thống GPS Navstar hoạt động	Global	Số
1980	Mô hình tham chiếu 7 lớp OSI	ISO	Số
1981	HDTV được giới thiệu	NHK, Nhật Bản	Số
1985	Truy nhập ISDN tốc độ cơ bản (UK)	BT	Số
1986	SONET/ SDH được giới thiệu	USA	Số
1991	Hệ thống tổ ong GSM	Châu Âu	Số
1993	Khái niệm PCN	Toàn cầu	Số
1994	Tiêu chuẩn IS-95 CDMA	Qualcom	Số

Nhu cầu gia tăng về các dịch vụ truyền thống (truyền thông thoại tương tự) đóng một vai trò quan trọng trong sự phát triển của công nghệ viễn thông. Sự phát triển này kết hợp với các tiến bộ của điện tử và máy tính, cho phép tạo cung cấp các dịch vụ truyền thông hoàn toàn mới (chủ yếu dựa trên công nghệ số). Hình 1-1 mô tả quá khứ và dự đoán tương lai phát triển của lưu lượng viễn thông.



Hình 1-1. Quá khứ và dự đoán tương lai phát triển của lưu lượng viễn thông

### 1.1.2. Tóm tắt lịch sử phát triển của truyền thông số

Có thể thấy rằng dạng thông tin điện ra đời sớm nhất đó là điện báo (telegraphy), đây chính là một dạng hệ thống thông tin số. Thông tin điện báo được Samuel Morse phát triển vào năm 1837, Morse đã chia mã nhị phân có độ dài thay đổi mà các ký tự alphabet tiếng Anh được biểu diễn bằng các dấu chấm và dấu gạch (các từ mã). Với mã này, các ký tự xuất hiện nhiều được biểu diễn bằng các từ mã ngắn, còn các ký tự xuất hiện ít sẽ được biểu diễn bằng các từ mã dài hơn.

Sau gần 40 năm, vào năm 1875, Emile Baudot đã sử dụng các từ mã nhị phân có độ dài cố định là 5 để biểu diễn các ký tự. Trong mã Baudot, các mã nhị phân có độ dài cố định và được phân cách bằng dấu chấm và dấu cách.

Mặc dù Morse được coi là người đầu tiên phát triển hệ thống truyền thông số (điện báo), nhưng có thể coi sự bắt đầu của hệ thống truyền thông số hiện đại như ngày này là sự nghiên cứu của Nyquist (1924), ông đã nghiên cứu đến vấn đề xác định tốc độ tín hiệu lớn nhất có thể truyền qua kênh điện báo với một băng tần cho trước mà không có giao thoa ký tự. Ông đã xây dựng được mô hình một hệ thống điện báo truyền dẫn tín hiệu dạng tổng quát như sau:

$$s(t) = \sum_n a_n g(t - nT) \quad (1.1)$$

Trong đó  $g(t)$  là dạng xung cơ bản và  $\{a_n\}$  là chuỗi dữ liệu nhị phân dạng  $\{\pm 1\}$  truyền dẫn với tốc độ  $1/T$  bits/s. Nyquist đã xác định được dạng xung tối ưu có băng tần giới hạn đến  $W$  Hz và tốc độ bit tối đa với điều kiện xung không gây giao thoa ký tự trong thời gian lấy mẫu  $k/T, k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ . Các nghiên cứu của ông cho thấy tốc độ xung tối đa là  $2W$  xung/s. Tốc độ này ngày nay gọi là tốc độ Nyquist. Ngoài ra, tốc độ xung này có thể tính

được bằng các xung  $g(t) = (\sin 2\pi Wt) / 2\pi Wt$ . Dạng xung này cho phép khôi phục dữ liệu mà không có nhiễu xuyên ký tự. Kết quả của Nyquist là đã cân bằng giữa lý thuyết lấy mẫu và các tín hiệu có băng tần hữu hạn (được Shannon công bố vào năm 1948). Định lý lấy mẫu phát biểu rằng một tín hiệu với băng tần  $W$  có thể khôi phục được từ các mẫu được lấy mẫu với tốc Nyquist  $2W$  mẫu/s, sử dụng công thức toán học sau:

$$s(t) = \sum_n s\left(\frac{n}{2W}\right) \frac{\sin[2\pi W(t - n/2W)]}{2\pi W(t - n/2W)} \quad (1.2)$$

Tiếp theo các nghiên cứu của Nyquist, Hartley (1928) đã công bố nghiên cứu về số lượng dữ liệu có thể truyền tin cậy qua kênh có băng tần hữu hạn khi sử dụng ghép các mức biên độ. Do có sự tác động của nhiễu và giao thoa, Hartley cho rằng một bộ thu có thể đánh giá tín hiệu biên độ tín hiệu thu được với một độ chính xác nào đó, gọi là  $A_\delta$ . Điều này giúp Hartley đưa ra kết luận là có thể xác định được tốc độ dữ liệu tối đa có thể truyền tin cậy qua một kênh có băng tần hữu hạn khi biên độ tín hiệu lớn nhất giới hạn đến  $A_{\max}$  (điều kiện công suất cố định) và biên độ thu là  $A_\delta$ .

Một phát triển quan trọng nữa trong truyền thông đó là các nghiên cứu của Wien (1942), ông đã quan tâm đến vấn đề đánh giá dạng tín hiệu mong muốn  $s(t)$  trong điều kiện nhiễu  $n(t)$ , dựa vào quan sát của tín hiệu thu được  $r(t) = s(t) + n(t)$ . Vấn đề này gặp phải trong quá trình giải điều chế, Wien xây dựng bộ lọc tuyến tính cho ra tín hiệu mong muốn  $s(t)$  với độ gần đúng trung bình bình phương tốt nhất. Bộ lọc này gọi là bộ lọc (Wien) tuyến tính tối ưu.

Tiếp theo các kết quả của Nyquist và Hartley, Shannon (1948) đã thiết lập các phương trình toán học cho truyền dẫn thông tin và tìm được các giới hạn cơ bản cho các hệ thống thông tin số. Các nghiên cứu đầu tiên của Shannon là thiết lập các công thức cơ bản về truyền dẫn thông tin tin cậy theo quan điểm thống kê, sử dụng các mô hình xác suất cho nguồn tin và các kênh thông tin. Dựa vào các công thức thống kê, Shannon sử dụng số đo logarithm cho nội dung thông tin của nguồn. Ông cũng đã biểu diễn sự ảnh hưởng của công suất phát, băng tần, nhiễu tác động trên kênh thành một tham số duy nhất, gọi là khả năng thông qua của kênh ( $C$ ). Ví dụ, trong trường hợp nhiễu Gaussian trắng cộng, một kênh băng tần hữu hạn lý tưởng có băng thông  $W$  thì khả năng thông qua  $C$  tính theo công thức:

$$C = W \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0} \right) \text{ bits/s} \quad (1.3)$$

Trong đó  $P$  là công suất phát trung bình và  $N_0$  là mật độ phổ công suất của nhiễu cộng. Một trong các định lý quan trọng nhất của Shannon đó là định lý thứ hai đối với kênh liên tục: Các nguồn tin rời rạc có thể được mã hóa và truyền theo kênh liên tục với xác suất sai bé tùy ý khi giải mã các tín hiệu nhận được, nếu khả năng phát của nguồn nhỏ hơn khả năng thông qua của kênh. Nếu khả năng phát của nguồn lớn hơn khả năng thông qua của kênh thì không thể thực hiện được mã hóa và giải mã với xác suất sai bé tùy ý được. Shannon đã thiết lập các giới hạn cơ bản về truyền tin và đặt nền móng cho một lĩnh vực mới đó là lý thuyết thông tin.

Tiếp theo các công bố của Shannon, Hamming (1950) đã đưa ra mã phát hiện sai và mã sửa sai để khắc phục các ảnh hưởng của nhiễu trên kênh. Rất nhiều mã mới và hiệu quả đã được tìm ra, nhiều trong số các mã đó vẫn được dùng cho đến ngày nay trong các hệ thống thông tin số.

Cùng với nhu cầu truyền dẫn thông tin tăng lên và sự phát triển của các mạch điện tích hợp phức tạp đã kéo theo sự phát triển của các hệ thống truyền thông số tin cậy và hiệu quả. Tuy nhiên các kết quả ban đầu của Shannon và sự tổng quát hóa các kết quả của ông về giới hạn truyền dẫn cực đại trên kênh truyền đều làm chuẩn cho bất kỳ các thiết kế hệ thống thông tin số. Các giới hạn lý thuyết của Shannon và các nghiên cứu khác về sự phát triển của lý thuyết thông tin đóng vai trò nền tảng trong việc tiếp tục phát triển và thiết kế các hệ thống truyền thông số ngày càng hiệu quả hơn.

Có rất nhiều các nghiên cứu mới tiếp theo sau Shannon, trong đó có một vài phát triển đáng quan tâm đó là:

- Các mã khối của Muller (1954), Reed (1954), Reed và Solomon (1960), Bose và Ray-Chaudhuri (1960), Goppa (1970, 1971).
- Mã chập của Forney (1966).
- Sự phát triển của giải mã hiệu quả BCH, thuật toán Berlekamp – Massey.
- Sự phát triển của mã xoắn và thuật toán giải mã của Wozencraft và Reiffen (1961), Fano (1963), Zigangirov (1966), Jelinek (1969), Forney (1970, 1972) và Viterbi (1967, 1971).
- Điều chế mã lưới của Ungerboeck (1982), Forney (1984), Wei (1987).
- Sự phát triển của các thuật toán mã hóa nguồn hiệu quả cho việc nén dữ liệu của Ziv và Lempel (1977, 1978) và Linde (1980).

## 1.2. CÁC PHẦN TỬ CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ

Khái niệm và phân loại hệ thống hệ thống thông tin

Những hệ thống thông tin (communication systems) cụ thể mà con người đã sử dụng và khai thác rất đa dạng và khi phân loại chúng, người ta có thể dựa trên nhiều cơ sở khác nhau. Ví dụ trên cơ sở năng lượng mang tin ta có thể phân loại thành:

- Hệ thống điện tín dùng năng lượng một chiều.
- Hệ thống thông tin vô tuyến điện dùng năng lượng sóng điện từ.
- Hệ thống thông tin quang năng.
- Hệ thống thông tin dùng sóng âm, siêu âm...

Trên cơ sở biểu hiện bên ngoài của thông tin ta có thể phân loại thành:

- Hệ thống truyền số liệu
- Hệ thống thông tin thoại
- Hệ thống truyền hình...

Căn cứ vào đặc điểm của tín hiệu đưa vào kênh ta có thể phân thành hai loại chính:

- Hệ thống tương tự
- Hệ thống số

Hình 1-22 là sơ đồ khối chức năng của một hệ thống thông tin tổng quát, gồm có ba khâu chính: nguồn tin (information source), kênh tin (channel) và nhận tin (information destination):



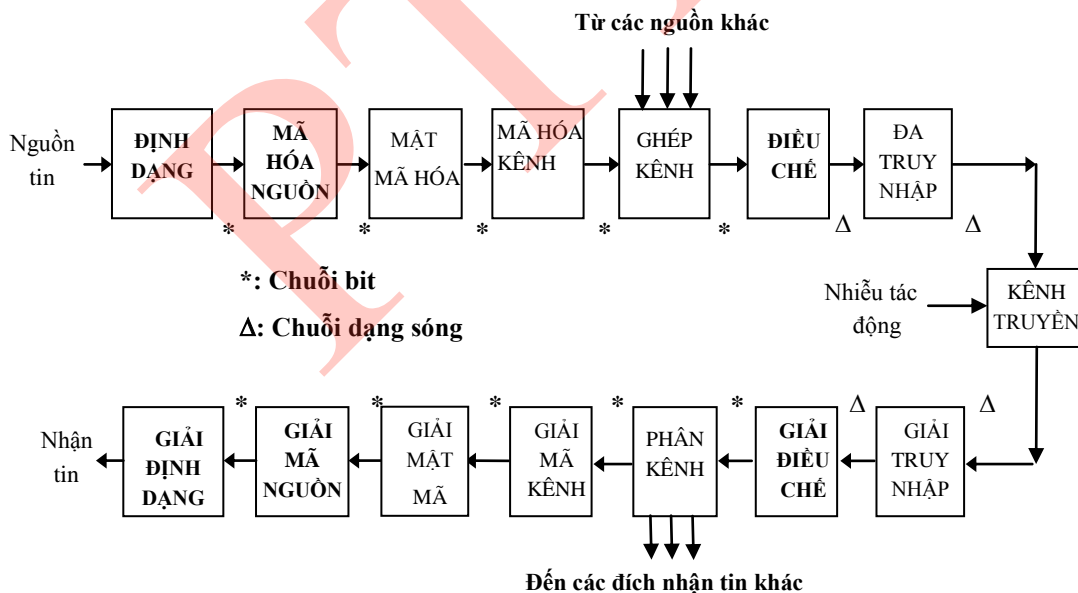
**Hình 1-2. Sơ đồ khối chức năng của một hệ thống thông tin tổng quát**

Nguồn tin là nơi sản sinh ra hay chứa các tin cần truyền đi, có thể là từ tự nhiên hoặc do con người tạo ra. Khi một đường truyền tin được thiết lập để truyền tin từ nguồn tin đến nhận tin, một dãy các tin của nguồn sẽ được truyền đi với một phân bố xác suất nào đó. Dãy này được gọi là một bản tin (message). Vậy có thể định nghĩa: nguồn tin là tập hợp các tin mà hệ thống thông tin dùng để lập các bản tin khác nhau để truyền đi. Số lượng các tin trong nguồn có thể hữu hạn hay vô hạn tương ứng với nguồn tin rời rạc hay liên tục.

Kênh tin là môi trường truyền thông tin. Để có thể truyền trong một môi trường vật lý xác định, thông tin phải được chuyển thành dạng tín hiệu thích hợp với môi trường truyền. Vậy kênh tin là nơi hình thành và truyền tín hiệu mang tin đồng thời ở đây cũng sản sinh ra các nhiễu (noise) làm sai lệch thông tin. Trong thực tế kênh tin có rất nhiều dạng khác nhau, ví dụ dây song hành, cáp đồng trục, ống dẫn sóng, cáp sợi quang, vô tuyến...

Nhận tin là cơ cấu khôi phục lại thông tin ban đầu từ tín hiệu lấy ở đầu ra của kênh tin.

Hình 1-3 mô tả sơ đồ chức năng của các phần tử cơ bản trong một hệ thống truyền thông số và hệ thống lưu trữ số.



**Hình 1-3. Sơ đồ khối của một hệ thống thông tin số**

Nguồn tín hiệu có thể là từ con người hoặc máy móc, máy tính số hoặc các nguồn dữ liệu. Nó có thể là tín hiệu tương tự, như tín hiệu audio hoặc video, hoặc tín hiệu số.

Hầu hết tín hiệu đưa vào hệ thống truyền thông số (tiếng nói, hình ảnh, âm thanh...) là tín hiệu tương tự.

Khối định dạng làm nhiệm vụ chuyển đổi tín hiệu từ tương tự sang chuỗi bit nhị phân, rồi tùy ứng dụng cụ thể mà biểu diễn các bit hay nhóm bit ở dạng thức thích hợp. Nếu tín hiệu đầu vào đã ở dạng tín hiệu số thì bộ biến đổi đầu vào sẽ thực hiện chuyển đổi cho phù hợp với định dạng của hệ thống. Việc chuyển đổi tương tự sang số trong hệ thống truyền thông số thường theo phương pháp điều xung mã PCM (Pulse Code Modulation).

Khối giải định dạng thực hiện công việc ngược lại, chuyển đổi tín hiệu từ số sang tương tự. Việc số hóa tín hiệu tương tự làm tăng băng thông truyền dẫn của tín hiệu nhưng cho phép bộ thu hoạt động ở tỷ số tín hiệu trên nhiễu thấp hơn. Đây là một ví dụ về sự mâu thuẫn giữa tài nguyên này (băng thông) so với tài nguyên khác (công suất truyền). Việc chuyển đổi tương tự/số và số/tương tự dùng kỹ thuật xử lý tín hiệu số giúp cho tín hiệu được mã hóa hiệu quả trước khi truyền đi và giải mã bên thu khi chúng bị ảnh hưởng bởi nhiễu, méo và giao thoa. Điều này khiến cho bộ thu phát phức tạp hơn nhưng cho phép truyền dẫn chính xác và ít có lỗi hơn.

Trong một hệ thống thông tin số, các bản tin từ nguồn được biến đổi thành chuỗi các bit nhị phân tuần tự. Lý tưởng thì chúng ta dùng số bit ít nhất để biểu diễn bản tin đầu vào. Ngoài ra phải có một phương pháp biểu diễn bản tin hiệu quả để nguồn tín hiệu sau biến đổi là ít nhất và không có phần dư thừa. Quá trình biến đổi hiệu quả các tín hiệu tương tự và tín hiệu số thành chuỗi bit nhị phân để loại bỏ các bit dư không cần thiết được gọi là mã hóa nguồn hay nén dữ liệu.

Bộ mã hóa nguồn thực hiện biến đổi nguồn tin thành chuỗi nhị phân (bits), được gọi là chuỗi thông tin. Nếu nguồn tin là tín hiệu tương tự thì nó bao gồm cả bộ chuyển đổi A/D. Việc nén dữ liệu thực hiện loại bỏ độ dư thừa các bit sử dụng để biểu diễn thông tin của nguồn, các bit này có thể lớn hơn số bit thực tế mà thông tin chứa đựng (ví dụ mã Huffman).

Khối mật mã hóa làm nhiệm vụ mật mã hóa bản tin gốc nhằm mục đích bảo mật tin tức.

Chuỗi bit thông tin sau đó được đưa qua khối mã hóa kênh. Khối mã hóa kênh sẽ chèn thêm (chèn có điều khiển) các bit thông tin dư thừa vào luồng thông tin theo cách nào đó. Các bit thông tin dư thừa này được sử dụng tại bộ thu để có thể sửa sai do nhiễu trên kênh truyền gây ra. Điều này là tăng độ tin cậy và tính trung thực của dữ liệu thu. Ví dụ, một dạng mã hóa đơn giản chỉ việc lặp lại mỗi bit  $m$  lần, trong đó  $m$  là một số nguyên dương nào đó. Dạng mã hóa phức tạp hơn đó là mỗi lần chọn  $k$  bit thông tin và ánh xạ chuỗi  $k$  bit thông tin này thành một chuỗi  $n$  bit duy nhất, chuỗi  $n$  bit này gọi là từ mã. Số lượng các bit chèn thêm theo cách mã hóa này được đo bởi tỷ số  $n/k$ . Nghịch đảo của tỷ số này  $k/n$  được gọi là tốc độ mã.

Khối ghép kênh cho nhiều tuyến thông tin có thể cùng chia sẻ một đường truyền vật lý chung. Trong truyền thông số thường dùng kiểu ghép kênh phân chia theo thời gian TDM, tức là sắp xếp các từ mã PCM nhánh vào trong một khung TDM. Số tín hiệu PCM nhánh ghép vào một khung TDM là  $N$ , thì tốc độ bit của tín hiệu ghép kênh sẽ gấp  $N$  lần tốc độ bit của tín hiệu PCM nhánh và băng thông yêu cầu sẽ tăng lên. Phía thu, khối phân kênh thực hiện phân chia dòng bit thu thành các tín hiệu PCM nhánh.

Chuỗi thông tin ở đầu ra bộ mã hóa kênh được đưa qua khối điều chế số (trong hệ thống lưu trữ dữ liệu thì đây là bộ ghi). Khối này có nhiệm vụ biến đổi tín hiệu phù hợp với kênh truyền. Hầu như tất cả các kênh thông tin trong thực tế đều truyền tín hiệu điện (các dạng



sóng), mục đích chính của bộ điều chế số là chuyển đổi chuỗi thông tin nhị phân thành các dạng sóng. Giả sử chuỗi thông tin đã mã hóa được truyền đi từng bit một với một tốc độ cố định  $R$  bits/s. Khối điều chế số sẽ chuyển đổi bit “0” thành dạng sóng  $s_0(t)$  và bit “1” thành dạng sóng  $s_1(t)$ . Theo cách này mỗi bit từ bộ mã hóa kênh được truyền đi độc lập. Cách điều chế này gọi là điều chế nhị phân. Ngoài ra, khối điều chế có thể truyền mỗi lần  $b$  bit thông tin bằng cách dùng  $M = 2^b$  dạng sóng riêng biệt  $s_i(t), i = 0, 1, \dots, M-1$ , mỗi dạng sóng cho mỗi  $2^b$  chuỗi  $b$  bit có thể. Cách điều chế này gọi là điều chế M mức ( $M > 2$ ). Chú ý rằng mỗi chuỗi  $b$  bit mới đi vào bộ điều chế sau mỗi khoảng  $b/R$  giây. Do đó, khi tốc độ bit của kênh là  $R$  mà cố định, thì tổng số thời gian để truyền 1 trong  $M$  dạng sóng tương ứng với chuỗi  $b$  bit bằng  $b$  lần chu kỳ thời gian trong hệ thống sử dụng điều chế nhị phân tương ứng. Như vậy khối điều chế có thể thay đổi dạng xung, dịch chuyển phổ tần số của tín hiệu đến một băng thông khác phù hợp. Đầu vào khối điều chế là tín hiệu băng gốc còn đầu ra là tín hiệu thông dải.

Khối đa truy cập cho phép nhiều đối tượng có thể truy nhập mạng thông tin để sử dụng hệ thống truyền dẫn theo nhu cầu.

Kênh thông tin là môi trường vật lý được sử dụng để truyền tín hiệu từ bộ phát đến bộ thu. Trong hệ thống truyền dẫn vô tuyến, kênh truyền có thể là môi trường không khí (không gian tự do). Trong khi đó, các kênh điện thoại sử dụng rất nhiều môi trường vật lý khác nhau, bao gồm các đường dây điện, cáp quang, và vô tuyến (ví dụ điện thoại di động, vi ba, thông tin vệ tinh). Dù môi trường vật lý dùng để truyền dẫn thông tin có thể nào, thì đều có chung một đặc điểm là tín hiệu truyền bị sai lệch một cách ngẫu nhiên theo các cơ chế khác nhau, ví dụ các nhiễu nhiệt gây ra bởi các thiết bị điện, các nhiễu do con người gây ra... nhiễu do sự đốt cháy nhiên liệu của ô tô, và nhiễu của khí quyển, v.v... sự phóng điện của các tia sét.

Tại phía thu khối giải điều chế số sẽ xử lý dạng sóng bị sai lệch khi đã truyền qua kênh và biến đổi các dạng sóng thành một chuỗi các bit biểu diễn các ký hiệu dữ liệu đã truyền (nhị phân hoặc M mức).

Chuỗi các bit này được đưa qua khối giải mã kênh, bộ giải mã kênh sẽ khai thác thông tin dư thừa do bộ mã hóa kênh chèn vào để sửa sai và tái tạo chuỗi thông tin trước mã hóa kênh.

Chỉ số chất lượng của bộ giải điều chế và bộ giải mã là tần suất xuất hiện lỗi ở chuỗi sau giải mã. Chính xác hơn, xác suất trung bình của một lỗi bit ở đầu ra bộ giải mã là số đo chất lượng của bộ giải điều chế và bộ giải mã. Nói chung, xác suất lỗi là một hàm phụ thuộc vào kiểu mã hóa, loại dạng sóng sử dụng truyền thông tin trên kênh, công suất của máy phát, các đặc tính của đường truyền... và phương pháp giải điều chế và giải mã.

Ở khâu cuối cùng khối giải mã nguồn sẽ nhận các chuỗi ở đầu ra khối giải mã kênh và căn cứ vào kiểu mã sử dụng trong khối mã hóa nguồn, nó sẽ thực hiện giải nén và cố gắng tái tạo các tín hiệu gốc ban đầu. Do các lỗi ở khối giải mã kênh và các méo dạng ở khối giải mã nguồn, nên tín hiệu tại đầu ra của bộ giải mã nguồn gần giống với tín hiệu gốc ban đầu. Sự sai khác giữa tín hiệu gốc và tín hiệu thu được là số đo sai lệch của hệ thống thông tin số.

### 1.3. CÁC KÊNH THÔNG TIN VÀ ĐẶC TÍNH CỦA KÊNH THÔNG TIN

Kênh thông tin cung cấp đường nối từ máy phát đến máy thu, nó có thể là loại có dây hoặc không dây. Kênh dây dẫn bao gồm các cáp xoắn đôi truyền dẫn tín hiệu điện, cáp đồng trục, hoặc cáp quang truyền dẫn thông tin trên các tia sáng đã được điều chế, hoặc một kênh dưới nước biển truyền âm thanh. Kênh vô tuyến là không gian tự do truyền thông tin dưới dạng bức xạ sóng điện từ bởi các anten. Một phương tiện khác có thể coi là kênh thông tin đó là các phương tiện lưu trữ dữ liệu, ví dụ băng từ, đĩa từ, hoặc đĩa quang.

Một vấn đề chung khi truyền dẫn tín hiệu qua kênh đó là có thêm nhiễu cộng thêm vào. Nói chung, các nhiễu cộng được tạo ra bởi các phần tử bên trong, như các điện trở, các linh kiện bán dẫn trong hệ thống thông tin. Đôi khi còn được gọi là nhiễu nhiệt. Các nguồn gây nhiễu và giao thoa khác có thể xuất hiện bên ngoài hệ thống, ví dụ giao thoa từ các người sử dụng khác trên kênh. Khi các nhiễu và giao thoa xảy ra cùng với băng tần của tín hiệu, ảnh hưởng của nó có thể giảm thiểu tối đa bằng phương pháp thiết kế phù hợp tín hiệu máy phát và bộ giải điều chế ở máy thu. Một vấn đề khác làm giảm tín hiệu trên kênh đó là suy hao tín hiệu, méo dạng và pha tín hiệu và méo đa đường.

Các ảnh hưởng của nhiễu có thể giảm thiểu tối đa bằng cách tăng công suất tín hiệu phát. Tuy nhiên, thiết bị và các điều kiện thực tế khác sẽ giới hạn mức công suất tín hiệu phát. Một giới hạn nữa là băng thông của kênh. Điều kiện băng thông là do các giới hạn vật lý cầu môi trường và các linh kiện điện tử sử dụng trong bộ phát và bộ thu. Dưới đây là các đặc tính quan trọng của một vài kênh thông tin.

#### 1.3.1. Các kênh dây dẫn

Truyền tín hiệu bằng dây dẫn có các ưu điểm như sau:

- Ít khi mất tuyến
- Năng lượng tín hiệu không bị mất mát nhiều và giao thoa giữa các hệ thống khác nhau ít khi nghiêm trọng và có thể bỏ qua.
- Các đặc điểm của đường truyền (suy hao và méo) thường ổn định và dễ dàng bù được.

Tuy nhiên, truyền tín hiệu bằng dây dẫn gặp các khuyết điểm như sau:

- Việc lắp đặt cáp ngầm hoặc cáp treo thường đắt tiền và cần phải có kế hoạch lâu dài.
- Thông tin quảng bá yêu cầu kết nối vật lý đến thuê bao phức tạp.
- Không thực hiện được thông tin di động.
- Không dễ cấu hình lại mạng.

Mức độ suy hao của đường truyền dây dẫn phụ thuộc vào vật liệu làm cáp, cấu tạo vật lý và tần số tín hiệu.

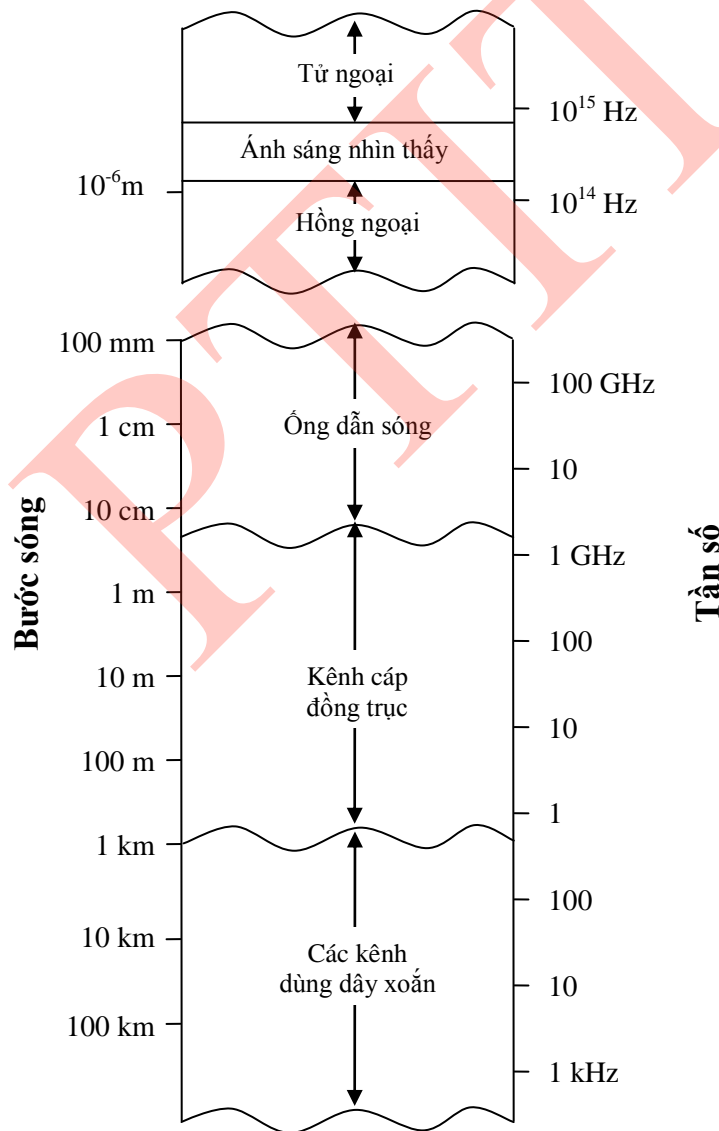
Mạng điện thoại sử dụng phổ biến các dây dẫn điện để truyền dẫn tín hiệu thoại, dữ liệu và tín hiệu video. Bảng 1.2 tóm tắt dải tần số danh định của mỗi loại đường truyền, độ suy hao và trễ lan truyền và khoảng cách bộ lặp tương ứng. Băng thông của các đường dây (để xác định tốc độ truyền dẫn thông tin cực đại) được xác định bởi đặc tính suy hao của nó. Các cáp xoắn đôi thường có tốc độ dữ liệu giới hạn khoảng 2 Mbit/s (mã đường truyền là PCM). Cáp đồng trục truyền được tín hiệu PCM với tốc độ 140 Mbit/s nhưng nó có thể truyền tốc độ



ký hiệu lớn hơn vài lần. Hình 1-4 mô tả dải tần số của các kênh dẫn sóng điện từ, bao gồm ống dẫn sóng và cáp sợi quang

**Bảng 1.2. Đặc tính danh định của một số kênh truyền bằng dây dẫn**

	Dải tần số	Suy hao điển hình	Trễ điển hình	Khoảng cách lặp
Dây trần	0 – 160 kHz	0,03dB/km tại 1kHz	3,5 $\mu$ s/km	40 km
Cáp xoắn đôi (cáp nhiều đôi)	0 – 1 MHz	0,7 dB/km tại 1 kHz	5 $\mu$ s/km	2 km
Cáp xoắn đôi (tải L)	0 – 3,5 kHz	0,2 dB/km tại 1 kHz	50 $\mu$ s/km	2 km
Cáp đồng trục	0 – 500 MHz	7 dB/km tại 10 MHz	4 $\mu$ s/km	1 – 9 km
Cáp quang	1610 – 810 nm	0,2 đến 0,5 dB/km	5 $\mu$ s/km	40 km



**Hình 1-4. Dải tần số cho các kênh dây dẫn**

Tín hiệu khi truyền qua các kênh này sẽ bị méo cả biên độ và pha và còn bị tác động của nhiễu cộng vào. Các kênh dùng dây xoắn đôi còn dễ bị nhiễu xuyên từ các kênh vật lý lân cận. Bởi vì các kênh dùng dây xoắn đôi đang được sử dụng nhiều trong truyền thông của các quốc gia và trên toàn thế giới, cho nên có rất nhiều nghiên cứu về tính chất và các đặc tính truyền dẫn và các phương pháp làm giảm méo biên độ méo pha tác động lên tín hiệu.

### 1.3.2. Các kênh cáp quang

Cáp sợi quang có băng thông lớn gấp vài lần so với cáp đồng trục. Cáp quang đã được phát triển từ 10 năm trước nó cho phép truyền tín hiệu với suy hao nhỏ, các linh kiện quang có độ tin cậy cao đã được phát triển để tạo tín hiệu và tách thông tin. Các tiến bộ về công nghệ đã được triển khai nhanh chóng trong các thông tin quang, cả ở nội địa cũng như trên toàn cầu. Cáp quang có tiềm năng băng thông rất lớn nhưng bị hạn chế bởi các nhân tố như đặc tính phổ của nguồn sáng và ảnh hưởng của phân tán. Tuy nhiên, tốc độ truyền PCM của cáp quang có thể đạt tới Gbit/s. Sự phát triển của cáp quang đã cho phép các công ty điện thoại đáp ứng được số lượng thuê bao lớn với các dịch vụ viễn thông khác nhau như thoại, dữ liệu, fax và video...

Các bộ phát hay bộ điều chế trong một hệ thống thông tin quang là các nguồn sáng, bao gồm điốt phát quang (LED) hoặc Laser. Thông tin được truyền đi bằng cách thay đổi (điều chế) cường độ của nguồn sáng theo tín hiệu của bản tin. Sóng ánh sáng sẽ lan truyền qua sợi quang và định kỳ được khuếch đại lặp trên đường truyền để bù lại sự suy giảm tín hiệu. Tại bộ thu, photodiode cho ra tín hiệu điện thay đổi theo cường độ ánh sáng từ sợi quang tác động vào. Các nguồn nhiễu trong các kênh sợi quang từ photodiode và các bộ khuếch đại điện tử.

Các kênh cáp sợi quang sẽ thay thế hầu hết các kênh dẫn điện trong các mạng điện thoại trong tương lai.

### 1.3.3. Các kênh vô tuyến

Ưu điểm của truyền dẫn vô tuyến:

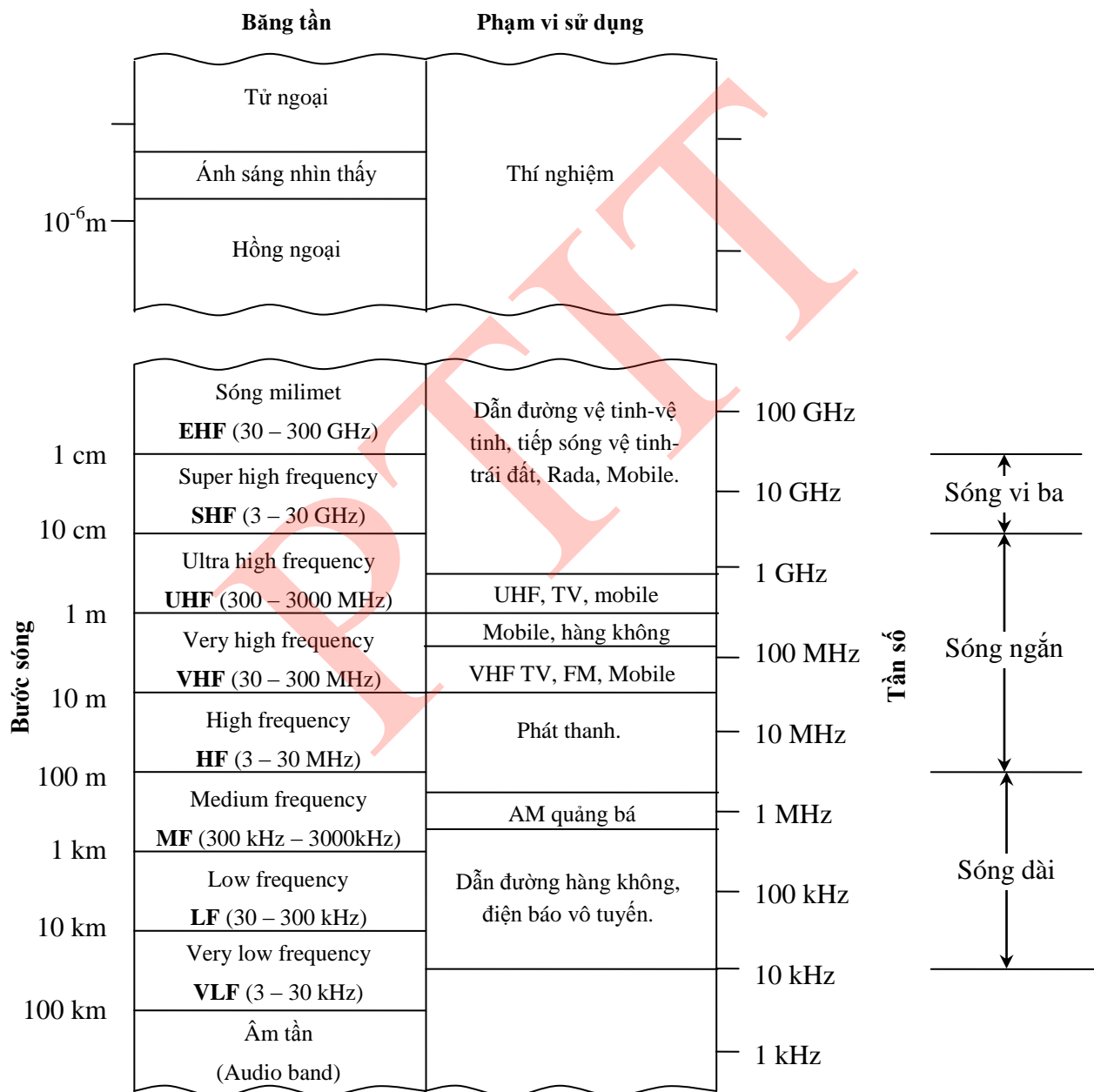
- Rẻ và dễ thực hiện
- Dễ thông tin quảng bá
- Dễ thông tin di động
- Dễ dàng và nhanh chóng cấu hình lại mạng, thêm bớt nút mạng.

Nhược điểm của truyền dẫn vô tuyến:

- Năng lượng tín hiệu bị mất mát nhiều trong quá trình truyền
- Giao thoa giữa các hệ thống khác nhau là một vấn đề nghiêm trọng
- Các đặc điểm của đường truyền thường thay đổi không đoán được, do đó khó đảm bảo chất lượng thông tin.
- Phải lập kế hoạch phân bổ tần số cẩn thận cho các hệ thống khác nhau

Trong các hệ thống thông tin vô tuyến, năng lượng của trường điện từ được đưa vào và lan truyền trong không gian nhờ bức xạ của một anten. Kích thước vật lý và cấu hình của anten phụ thuộc vào tần số công tác. Để có hiệu suất bức xạ năng lượng điện từ, anten phải có chiều dài lớn hơn  $1/10$  bước sóng. Ví dụ, một trạm phát vô tuyến của băng tần AM, với tần số  $f_c = 1\text{MHz}$  (tương ứng bước sóng  $\lambda = c / f_c = 300\text{m}$ ), anten cần có chiều ít nhất là 30m.

Hình 1-5 mô tả các băng tần của dải phổ điện từ. Các kiểu truyền sóng điện từ trong không khí và trong không gian tự do có thể phân chia thành 3 kiểu: sóng đất, sóng trời và sóng truyền trong tầm nhìn thẳng (line of sight – LOS). Ở băng tần VLF (Very Low Frequency) và audio (âm tần), ứng với bước sóng lớn hơn 10km, trái đất và tầng điện ly làm thành một đường truyền sóng điện từ. Trong các dải tần số này, tín hiệu thông tin truyền xung quanh quả đất. Vì đặc điểm này, các băng tần này được sử dụng chính trong hệ thống dẫn đường từ bờ đến các tàu bè trên toàn thế giới. Băng thông của các băng tần này rất nhỏ (thường từ 1÷10% của tần số trung tâm), do đó thông tin truyền qua các kênh này thường có tốc độ thấp và hiếm được dùng cho truyền dẫn số. Loại nhiễu tác động lớn nhất với các tần số này đó là hoạt động của sấm sét xung quanh trái đất, đặc biệt là ở các miền nhiệt đới. Giao thoa giữa các người dùng trong dải tần số này.

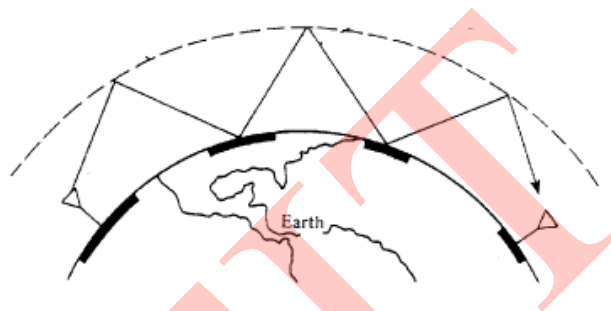


**Hình 1-5. Dải tần số cho các kênh sóng điện từ vô tuyến**

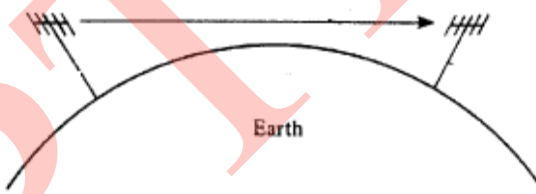
Truyền lan sóng đất (như trong Hình 1-6) là kiểu truyền của các tần số trong băng sóng trung bình MF (300 – 3000 kHz). Băng sóng này hay dùng cho hệ thống phát thanh quảng bá AM và phát thanh hàng hải. Trong phát thanh quảng bá AM, sự lan truyền của sóng đất có thể đạt đến 150 km. Các nhiễu của khí quyển, nhiễu nhân tạo và nhiễu nhiệt từ các linh kiện của máy thu là các nguồn nhiễu chính tác động đến tín hiệu truyền dẫn ở băng tần MF.



**Hình 1-6. Sự lan truyền sóng đất**



**Hình 1-7. Sự lan truyền sóng trời**



**Hình 1-8. Sự lan truyền theo tầm nhìn thẳng**

Sự lan truyền của sóng trời (như trong Hình 1-7) là nhờ sự phản xạ sóng điện từ của tầng điện ly cách bề mặt trái đất từ 50 km đến 400 km. Trong thời gian ban ngày, do sự đốt nóng của mặt trời ở lớp dưới của khí quyển làm thay đổi cấu trúc của lớp dưới với độ cao thấp hơn 120 km. Các lớp này có tính chất hấp thụ các tần số nhỏ hơn 2 MHz, do đó nó làm ảnh hưởng đến việc truyền dẫn phát thanh AM bằng sóng trời. Tuy nhiên, vào ban đêm, mật độ điện tử các lớp dưới của tầng điện ly giảm đi rất mạnh và sự hấp thụ tần số cũng giảm đi rất nhiều. Các trạm phát AM có thể phát sóng với cự ly từ 140 đến 400 km trên bề mặt trái đất.

Một tác động đến việc truyền sóng trời khi sử dụng dải sóng HF đó là đa đường. Nhiễu đa đường xảy ra khi tín hiệu phát đến phía thu đi qua nhiều đường truyền sóng với độ trễ khác nhau. Điều này tác động đến giao thoa trong các hệ thống thông tin số. Ngoài ra, các thành phần tín hiệu khi đi qua nhiều đường khác nhau có thể bị mất và hiện tượng này gọi là fading (signal fading). Các nhiễu tác động ở băng tần HF bao gồm nhiễu khí quyển và nhiễu nhiệt.

Truyền sóng trời tầng điện ly sẽ không tồn tại với tần số trên 30 Mhz, đây là tần số cuối cùng của dải HF. Tuy nhiên, có thể có sóng tán xạ lan truyền ở tầng điện ly của những tần số

trong khoảng 30 – 60MHz, nhờ có sự tán xạ từ các tầng điện ly thấp. Có thể truyền dẫn thông tin với khoảng cách vài trăm dặm khi sử dụng hiện tượng tán xạ ở tầng đối lưu với dải tần số 40 – 300MHz. Tán xạ tín hiệu ở tầng đối lưu là do các hạt trong khí quyển ở độ cao dưới 10 dặm. Thông thường, tán xạ tầng đối lưu và tán xạ tầng điện ly sẽ gây tiêu hao năng lượng lớn cho nên phải sử dụng máy phát có công suất lớn và các anten có kích thước lớn.

Tín hiệu với tần số lớn hơn 30MHz có thể truyền xuyên qua tầng điện ly với suy hao nhỏ và được dùng trong thông tin vệ tinh và các thông tin ngoài trái đất. Do đó ở dải tần số VHF phương thức truyền sóng chính là truyền theo tầm nhìn thẳng (line-of-sight: LOS). Với các hệ thống thông tin mặt đất, phương thức truyền này có nghĩa các anten phát và anten thu phải đặt trong tầm nhìn thẳng và không có (hoặc ít) vật cản. Vì lý do này, các trạm phát sóng trong dải VHF và UHF thường lắp đặt các anten ở các tòa nhà hoặc tháp cao để có được diện tích bao phủ rộng.

Thông thường, diện tích bao phủ của phương thức truyền theo tầm nhìn thẳng bị giới hạn bởi bán kính cong của trái đất, khoảng cách bức xạ theo chiều ngang xấp xỉ bằng  $d = \sqrt{15h}$  km (giả sử không có vật cản vật lý như các quả đồi). Ví dụ, một anten TV lắp trên một tháp cao 300m thì có vùng bao phủ khoảng 67km.

Các nhiễu làm hạn chế hoạt động của hệ thống thông tin ở băng tần VHF và UHF là nhiễu nhiệt ở các đầu cuối bộ thu và các nhiễu từ vũ trụ tác động lên anten. Với tần số ở băng tần SHF trên 10GHz, các điều kiện khí quyển đóng một vai trò rất quan trọng với việc truyền tín hiệu. Ví dụ, ở tần số 10GHz, độ suy hao bắt đầu từ 0,003dB/km khi có mưa nhỏ và tăng đến 0,3dB khi có mưa to. Ở tần số 100GHz, khi mưa nhỏ thì suy hao là 0,1dB/km và khi mưa to là 6dB/km. Do đó với dải tần số này, mưa to sẽ gây ra suy giảm tín hiệu rất nhiều và có thể làm hệ thống thông tin ngừng hoạt động.

Với băng tần EHF, dải hồng ngoại và ánh sáng nhìn thấy, có thể được dùng trong thông tin quang LOS trong không gian tự do. Ngày nay các dải tần số này dùng trong các hệ thống thông tin thực nghiệm, như các đường truyền vệ tinh - vệ tinh.

#### 1.3.4. Các kênh truyền sóng âm dưới nước

Trong vòng vài thập kỷ trước, các hoạt động thám hiểm biển phát triển mạnh. Đi đôi với sự phát triển này cần có nhu cầu truyền dữ liệu từ các cảm biến đặt dưới nước lên trên mặt nước. Và từ đây có thể truyền dữ liệu qua vệ tinh về trung tâm thu thập thông tin.

Các sóng điện từ không thể truyền đi xa trong môi trường dưới nước, trừ các tần số cực thấp. Tuy nhiên việc truyền dẫn các tín hiệu ở tần số thấp như vậy gây tốn kém vì cần đến các máy phát kích thước lớn và công suất mạnh. Độ suy giảm của sóng điện từ trong nước có thể được đo bằng độ thâm nhập, đó là khoảng cách mà một tín hiệu bị suy giảm đi  $1/e$  lần. Với nước biển, độ thâm nhập  $\delta = 250/\sqrt{f}$ , trong đó  $f$  đo bằng Hz và  $\delta$  đo bằng m. Ví dụ, với tần số 10 kHz, độ thâm nhập bằng 2,5m. Trái lại, các tín hiệu sóng âm có thể truyền với khoảng cách hàng 10km thậm chí hàng trăm km.

Tính chất của kênh sóng âm dưới nước là kênh đa đường do tín hiệu phản xạ từ bề mặt và từ đáy biển. Do sóng di chuyển, các thành phần tín hiệu đa đường chịu trễ truyền lan thay đổi theo thời gian và nó là fading tín hiệu. Có sự phụ thuộc giữa tần số và suy hao, thông thường nó tỷ lệ với căn bậc hai của tần số. Vận tốc của âm thanh thông thường là 1500m/s,

nhưng giá trị thực tế có thể lớn hơn hoặc nhỏ hơn giá trị danh định tùy thuộc vào độ sâu của nước.

Các nhiễu âm thanh bên ngoài gây ra bởi tôm, cá và các loài động vật khác. Ở gần các bến cảng các nhiễu âm thanh do con người gây ra cũng cộng thêm vào nhiễu ngoài. Với môi trường như thế, có thể thiết kế và lắp đặt các hệ thống thông tin âm thanh dưới nước tin cậy và hiệu quả cao để truyền dẫn tín hiệu số đi một khoảng cách xa.

### 1.3.5. Các kênh lưu trữ dữ liệu

Hệ thống lưu trữ và khôi phục thông tin đóng một vai trò quan trọng trong công việc xử lý tín hiệu ngày nay. Băng từ, bao gồm audio và video số, các đĩa từ sử dụng để lưu trữ số lượng lớn dữ liệu thông tin, các đĩa quang sử dụng cho lưu trữ dữ liệu máy tính, và các đĩa CD đây là các ví dụ của hệ thống lưu trữ dữ liệu và có thể coi là các kênh lưu trữ. Quá trình lưu dữ liệu lên các băng từ, đĩa từ hay đĩa quang tương đương với quá trình phát tín hiệu qua điện thoại hay kênh vô tuyến. Quá trình đọc lại dữ liệu và xử lý tín hiệu trong hệ thống lưu trữ để khôi phục thông tin tương đương với chức năng của máy thu hoặc hệ thống thông tin vô tuyến để khôi phục tín hiệu phát.

Nhiều cộng tạo ra bởi các linh kiện điện tử và giao thoa từ các rãnh ghi dữ liệu lân cận tác động đến việc khôi phục dữ liệu của hệ thống, cũng giống như với hệ thống điện thoại và hệ thống thông tin vô tuyến.

Số lượng dữ liệu có thể lưu trữ bị giới hạn bởi kích thước của đĩa hoặc băng và mật độ (số bit lưu trữ trên một inch vuông) có thể đạt được bởi các đầu đọc và hệ thống điện tử. Ví dụ, hệ thống lưu trữ băng từ có thể đạt mật độ  $10^9$  bit trên một inch vuông. (các sản phẩm lưu trữ băng từ thương mại hiện tại có mật độ thấp hơn). Tốc độ ghi dữ liệu lên đĩa hoặc băng và tốc độ đọc dữ liệu cũng bị giới hạn kết cấu cơ khí và các hệ thống điện trong một hệ thống lưu trữ thông tin.

Bộ mã hóa kênh và điều chế là bộ phận thiết yếu của hệ thống lưu trữ số quang hoặc từ. Trong quá trình đọc dữ liệu, tín hiệu được giải điều chế và các bit dư thừa được bộ mã hóa kênh thêm vào được sử dụng để sửa sai tín hiệu đọc.

### 1.3.6. Một số tác động của kênh truyền

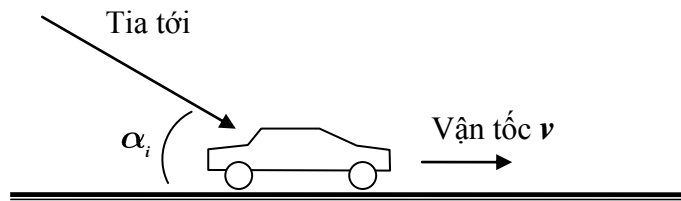
Đối với các hệ thống truyền dẫn số, kênh truyền trong các hệ thống thông tin di động là kênh truyền có đặc tính phức tạp nhất. Nguyên nhân là do sự thay đổi ngẫu nhiên của kênh theo thời gian do sự di chuyển của các máy cầm tay (còn gọi là các trạm di động MS: Mobile Station). Sự di động của các trạm di động so với các trạm gốc BS (Base Station) gây ra các tác động đáng kể đó là: pha đỉnh đa đường, hiệu ứng Doppler, hiện tượng trải trễ do sự truyền sóng theo nhiều đường gây bởi sự phản xạ, tán xạ và nhiễu xạ của sóng vô tuyến tại các vật cản. Các tác động nói trên đều mang tính ngẫu nhiên.

Hiệu ứng Doppler là sự thay đổi tần số của tín hiệu thu được so với tín hiệu đã được phát đi gây ra bởi chuyển động tương đối giữa máy phát và máy thu trong quá trình truyền sóng. Giả sử một sóng mang không bị điều chế có tần số  $f_c$ , được phát tới một máy thu đang di chuyển với vận tốc  $v$ . Tại máy thu, tần số của tín hiệu nhận được theo tia sóng thứ  $i$  sẽ là:

$$f = f_c + f_m \cos \alpha_i \quad (1.4)$$

$\alpha_i$  : góc tới của tia sóng so với hướng chuyển động của máy thu.

$f_m$  : lượng dịch tần Doppler  $f_m = \frac{v \cdot f_c}{c}$  ( $c$ : vận tốc ánh sáng).

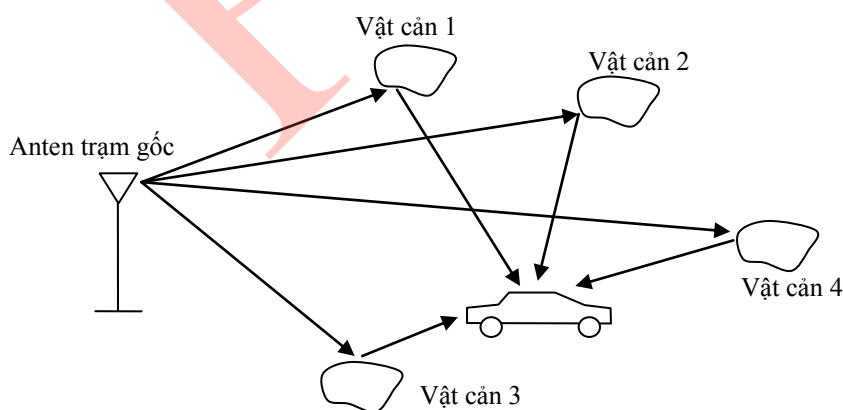


**Hình 1-9. Mô tả hiện tượng Doppler**

Chỉ trong các trường hợp  $v = 0$  (máy thu đứng yên so với máy phát) hoặc  $\cos \alpha_i = 0$  (máy thu chuyển động vuông góc với góc tới của tín hiệu) thì tần số tín hiệu thu mới không bị thay đổi so với tần số tín hiệu phát.

Hiệu ứng Doppler xảy ra mạnh nhất trong trường hợp  $\cos \alpha_i = \pm 1$  khi máy thu di động theo phương của tia sóng tới.

Giả sử một trạm cố định phát một sóng mang không bị điều chế, trạm thu di động sẽ thu được không chỉ một thành phần sóng mang đã phát mà là tổ hợp các tia sóng do tín hiệu bị phản xạ, tán xạ, nhiễu xạ bởi các vật cản trong vùng truyền sóng trước khi tới máy thu. Thực tế, trong hầu hết các môi trường, mỗi tia sóng thu được tại máy thu di động đều chịu những thay đổi về pha, thời gian giữ chậm, biên độ cũng như lượng dịch tần Doppler. Do đó, tín hiệu mà trạm di động thu được có thể khác với sóng mang đã phát. Trong trường hợp nghiêm trọng, tổng vectơ của các tín hiệu tới theo nhiều tia có thể giảm tới một giá trị rất thấp. Hiện tượng này được gọi là fading đa đường. Trường hợp xảy ra fading sâu tín hiệu thu được có thể giảm tới không, tỷ số SNR (dB) nhỏ hơn không. Khi đó đầu ra máy thu hoàn toàn phụ thuộc vào tập nhiễu của kênh.



**Hình 1-10. Mô tả hiện tượng Phading**

## 1.4. MÔ HÌNH TOÁN HỌC CHO CÁC KÊNH THÔNG TIN

Khi thiết kế các hệ thống truyền thông dùng để truyền dẫn thông tin qua kênh truyền vật lý, rất thuận lợi nếu dùng các mô hình toán học để biểu diễn hầu hết các đặc tính quan trọng



của môi trường truyền dẫn. Sau đó, mô hình toán học cho kênh được sử dụng để thiết kế bộ mã hóa kênh và bộ điều chế ở máy phát và bộ giải điều chế và giải mã kênh ở máy thu.

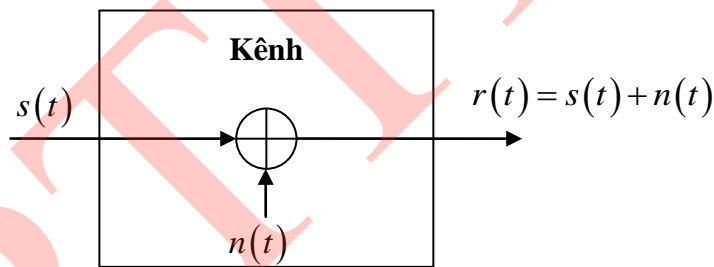
#### 1.4.1. Kênh nhiễu cộng

Mô hình đơn giản nhất cho một kênh thông tin là mô hình kênh nhiễu cộng, như mô tả trong Hình 1-11. Trong mô hình này tín hiệu phát  $s(t)$  bị sai lệch bởi nhiễu ngẫu nhiên cộng thêm vào  $n(t)$ . Về mặt vật lý, quá trình nhiễu cộng xảy ra từ các linh kiện điện tử và các bộ khuếch đại ở máy thu, hoặc nhiễu trên đường truyền (trong trường hợp đường truyền vô tuyến).

Nếu nhiễu do các linh kiện điện tử và các bộ khuếch đại ở máy thu thì coi đây là nhiễu nhiệt. Kiểu nhiễu này là quá trình nhiễu Gaussian. Do đó mô hình toán học cho kênh thường được gọi là kênh nhiễu Gaussian cộng. Bởi vì mô hình kênh này được áp dụng rộng rãi cho các kênh thông tin vật lý và mô hình toán dễ sử dụng nên đây là mô hình kênh được dùng nhiều trong việc thiết kế và phân tích hệ thống thông tin. Sự suy hao của kênh được gán vào mô hình. Khi tín hiệu truyền qua kênh và bị suy hao, tín hiệu thu sẽ là:

$$r(t) = \alpha s(t) + n(t) \quad (1.5)$$

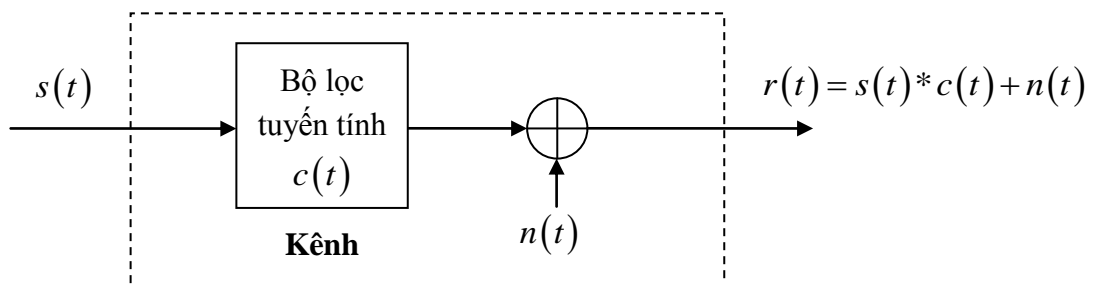
Trong đó  $\alpha$  là hệ số suy hao.



Hình 1-11. Kênh nhiễu cộng

#### 1.4.2. Kênh bộ lọc tuyến tính

Trong một vài kênh vật lý, ví dụ các kênh điện thoại dây dẫn, thường dùng các bộ lọc để đảm bảo các tín hiệu phát không vượt quá giới hạn băng thông và tránh giao thoa với kênh khác. Các kênh này có mô hình toán học là các kênh bộ lọc tuyến tính với nhiễu cộng (như mô tả trong Hình 1-12).



Hình 1-12. Kênh bộ lọc tuyến tính với nhiễu cộng



Do đó, nếu đầu vào là  $s(t)$ , đầu ra của kênh là tín hiệu

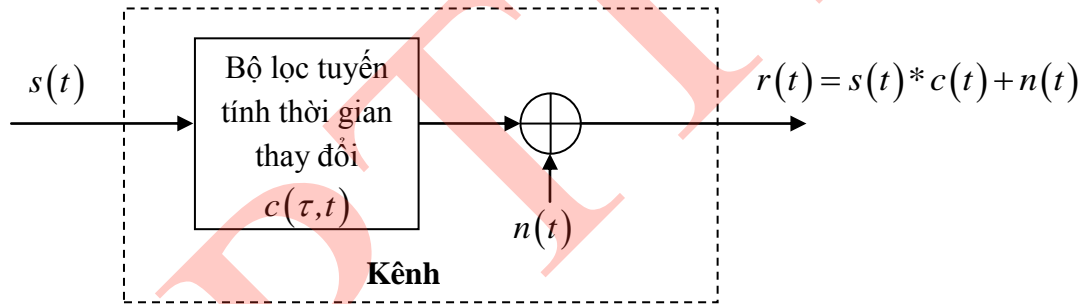
$$r(t) = s(t) * c(t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1.6)$$

Trong đó  $c(t)$  là đáp ứng xung của bộ lọc tuyến tính và  $(*)$  là ký hiệu tích chập.

#### 1.4.3. Kênh lọc tuyến tính thay đổi theo thời gian

Các kênh vật lý ví dụ các kênh âm thanh dưới nước và các kênh vô tuyến tầng điện ly có tín hiệu lan truyền thay đổi theo thời gian và chúng có thể được mô hình hóa bằng các bộ lọc tuyến tính thay đổi theo thời gian. Các bộ lọc tuyến tính này có đáp ứng xung là  $c(\tau, t)$ , trong đó  $c(\tau, t)$  là đáp ứng của kênh tại thời điểm  $t$  với tác động đầu vào tại thời điểm  $t - \tau$ . Vì vậy  $\tau$  đặc trưng cho khoảng thời gian thay đổi. Kênh bộ lọc tuyến tính có thời gian thay đổi với nhiễu cộng được mô tả trong Hình 1-13. Với tín hiệu vào là  $s(t)$ , tín hiệu đầu ra của kênh sẽ là:

$$r(t) = s(t) * c(\tau, t) + n(t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (1.7)$$



**Hình 1-13. Kênh bộ lọc tuyến tính thời gian thay đổi với nhiễu cộng**

Mô hình tốt cho truyền dẫn tín hiệu đa đường qua các kênh vật lý, ví dụ tầng điện ly (với tần số dưới 30MHz) và các kênh vô tuyến trong mạng di động tổ ong, là trường hợp đặc biệt của công thức (1.7) trong đó đáp ứng xung theo thời gian là:

$$c(\tau, t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) \delta(\tau - \tau_k) \quad (1.8)$$

Trong đó  $\{a_k(t)\}$  là hệ số suy giảm phụ thuộc thời gian cho  $L$  đường truyền dẫn và  $\{\tau_k\}$  tương ứng với thời gian trễ. Nếu thay công thức (1.8) vào công thức (1.7), tín hiệu thu sẽ có dạng:

$$r(t) = \sum_{k=1}^L a_k(t) s(t - \tau_k) + n(t) \quad (1.9)$$

Tín hiệu thu sẽ bao gồm  $L$  thành phần đa đường, trong đó mỗi thành phần bị suy hao với hệ số  $\{a_k(t)\}$  và trễ đi  $\{\tau_k\}$ .

Ba mô hình toán học ở trên đóng vai trò quan trọng với các kênh vật lý trong thực tế. Ba mô hình kênh này được sử dụng để phân tích và thiết kế các hệ thống thông tin.

## 1.5. ƯU ĐIỂM CỦA TRUYỀN THÔNG SỐ

Qua xem xét các khối chức năng trong hệ thống truyền thông số ở trên, rõ ràng là hệ thống truyền thông số phức tạp hơn so với hệ thống thông tin tương tự. Tuy nhiên, thông tin số ngày càng được ưa chuộng hơn trong các hệ thống thông tin hiện đại và tương lai sẽ thay thế dần các hệ thống thông tin tương tự hiện đang tồn tại. Có thể kể ra một vài lý do của điều này như sau:

- Tăng khả năng cho truyền số liệu.
- Tăng mức độ tích hợp, mức độ tinh vi và tin cậy của điện tử số trong việc xử lý tín hiệu, kết hợp với giảm giá thành.
- Thuận lợi cho nén số liệu.
- Có khả năng mã hóa kênh để giảm ảnh hưởng của nhiễu và giao thoa.
- Dễ cân đối các mâu thuẫn về băng thông, công suất và thời gian truyền để tối ưu hoá việc sử dụng các tài nguyên hạn chế này.
- Gia tăng việc sử dụng các mạch tích hợp.
- Giúp cho chuẩn hóa tín hiệu bất kể kiểu, nguồn gốc, dịch vụ.. .
- Là cơ sở để hình thành mạng tích hợp đa dịch vụ ISDN.

Trong truyền thông số chỉ sử dụng một số hữu hạn các dạng sóng khác biệt để truyền tin do đó ưu điểm nổi bật là khả năng chống nhiễu tốt trên đường truyền nhưng cần phải số hóa bản tin nguồn. Quá trình số hóa bản tin nguồn gặp phải sai số lượng tử, nhưng ta cũng biết sai số này có thể kiểm soát được. Ngoài ra hệ thống thông tin số thường phức tạp hơn một hệ thống tương tự tương đương và yêu cầu độ chính xác cao.

## CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 1

**Câu hỏi 1.1:** Hãy vẽ và nêu các khối cơ bản của hệ thống truyền thông số.

**Câu hỏi 1.2:** Hãy nêu các ưu điểm của hệ thống truyền thông số.

**Câu hỏi 1.3:** Hãy nêu các đặc tính của các kênh thông tin

**Câu hỏi 1.4 :** Hãy nêu một số tác động của kênh truyền

**Câu hỏi 1.5:** Hãy nêu các mô hình toán học của các kênh thông tin

## CHƯƠNG 2. LÝ THUYẾT TÍN HIỆU VÀ HỆ THỐNG

Lý thuyết tín hiệu và hệ thống gồm các kiến thức về định nghĩa, mô tả các tín hiệu, và đáp ứng của các hệ thống. Trong kỹ thuật điện các nghiên cứu về tín hiệu tập trung vào phần viễn thông, trong khi đó các nghiên cứu về hệ thống thường gắn với vấn đề điều khiển. Tuy nhiên, các kỹ thuật điều khiển phải liên quan đến tín hiệu ở các đầu vào đầu ra của hệ thống, và các kỹ thuật truyền thông phải gắn với hệ thống bao gồm truyền dẫn, thu và quá trình xử lý tín hiệu. Một vấn đề quan trọng trong các hệ thống truyền thông đó là thông tin phải được xử lý rất nhiều lần qua nhiều khâu khác nhau (ví dụ các bộ lọc, các bộ điều chế, khuếch đại và bù) trước khi đến đích cuối cùng. Cho nên phải nắm được các ảnh hưởng của các khâu với tác động của nhiễu, để đảm bảo tín hiệu khi truyền qua vẫn có thể dùng để khôi phục thông tin mà không có lỗi.

Tín hiệu có thể phân chia thành nhiều loại khác nhau, ví dụ tín hiệu ngẫu nhiên và tín hiệu xác định, tín hiệu rời rạc theo thời gian và tín hiệu liên tục theo thời gian, tín hiệu có biên độ rời rạc và tín hiệu có biên độ liên tục, tín hiệu thông thấp và tín hiệu thông dải, năng lượng hữu hạn và năng lượng vô hạn, công suất trung bình hữu hạn và công suất trung bình vô hạn.v.v...

### 2.1. TÍN HIỆU VÀ BIỂU DIỄN TÍN HIỆU

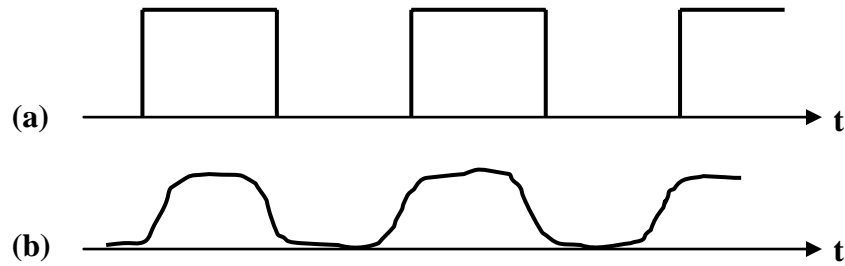
#### 2.1.1. Giới thiệu

Tín hiệu và các dạng sóng là phần cốt lõi của truyền thông. Tín hiệu được định nghĩa là sự biểu hiện vật lý của tin tức. Đó là một đại lượng vật lý biến thiên theo thời gian, không gian hay các biến độc lập khác. Một dạng sóng được định nghĩa là “hình dạng của một sóng hoặc một dao động có được bằng cách thể hiện các giá trị của đại lượng thay đổi theo thời gian”. Dạng sóng chính là sự biểu diễn tín hiệu trong miền thời gian. Tuy nhiên, một dạng sóng có thể thể hiện thông tin bằng cách thay đổi một hoặc nhiều tham số tuân theo sự thay đổi của tín hiệu.

Tín hiệu vật lý là tín hiệu có thể thực hiện được về mặt vật lý. Tín hiệu vật lý thỏa mãn các yêu cầu:

- Giá trị hữu hạn, xác định trong một khoảng thời gian hữu hạn
- Phổ hữu hạn, xác định trong một dải tần số hữu hạn
- Hàm liên tục theo thời gian
- Hàm thực
- Có tính nhân quả, tức biên độ bằng 0 với thời gian  $t < 0$

Ngược với tín hiệu vật lý là tín hiệu toán học. Tín hiệu toán học chỉ có ý nghĩa lý thuyết và hoàn toàn không thể thực hiện được về mặt vật lý.



**Hình 2-1. a) Tín hiệu xung vuông toán học, b) Tín hiệu xung vuông vật lý**

Sự dao động của dòng điện và điện áp có thể coi là kiểu có chu kỳ (tuần hoàn) hoặc không có chu kỳ. Một tín hiệu tuần hoàn sẽ không thay đổi nếu bị dịch đi một khoảng thời gian thích hợp. Một tín hiệu không có chu kỳ sẽ không có tính chất này. Khái niệm tín hiệu tuần hoàn gắn liền với dạng sóng. Trong chương này các nguyên lý sẽ liên quan đến các tín hiệu tuần hoàn và một dạng tín hiệu không có chu kỳ đó là tín hiệu không tuần hoàn. Một tín hiệu không tuần hoàn là tín hiệu chỉ xác định tại một khoảng thời gian nhất định. Điều này không có nghĩa nó phải bằng 0 ở ngoài khoảng thời gian xác định, nhưng nó sẽ tiến tới 0 khi thời gian tiến đến  $\pm\infty$ . Ví dụ sự suy giảm của tín hiệu hàm mũ (một phía) chính là một tín hiệu không tuần hoàn, nó xác định tại thời điểm bắt đầu và sẽ tiến đến 0 khi  $t \rightarrow \infty$ .

Nếu biết được các thông số của tín hiệu (biên độ, hình dạng và pha của tín hiệu tuần hoàn, biên độ hình dạng và thời điểm của tín hiệu không tuần hoàn), thì tín hiệu được gọi là tín hiệu xác định. Điều đó có nghĩa khi có nhiều tác động thì bất kỳ giá trị tiếp theo nào của tín hiệu đều xác định được. Các tín hiệu không xác định (ngẫu nhiên) được phân tích theo lý thuyết xác suất.

### **Các đại lượng đặc trưng của tín hiệu**

Độ dài là thời gian tồn tại của tín hiệu từ lúc bắt đầu xuất hiện tín hiệu cho đến khi kết thúc. Đại lượng này quy định khoảng thời gian bận của hệ thống truyền tin trong việc truyền đi tin tức chứa trong tín hiệu.

**Trị trung bình** của một tín hiệu được xác định:

$$\overline{g(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g(t) dt \quad (2.1)$$

Nếu tín hiệu tuần hoàn thì trị trung bình được xác định:

$$\overline{g(t)} = \frac{1}{T} \int_{-T/2+a}^{T/2+a} g(t) dt \quad (2.2)$$

Với  $a$  là hằng số tùy ý có thể bằng 0

Nếu tín hiệu vật lý thì trị trung bình được tính như sau:

$$\overline{g(t)} = \frac{1}{t_2 - t_1} \int_{t_1}^{t_2} g(t) dt \quad (2.3)$$

Với  $t_2 - t_1 = T$  là độ dài của tín hiệu.

**Thành phần một chiều DC** của tín hiệu là thành phần không đổi theo thời gian. Tổng quát một tín hiệu có thể được phân tích thành tổng của hai thành phần, đó là thành phần một chiều và thành phần không đổi theo thời gian có trị trung bình bằng 0 gọi là thành phần xoay chiều. Như vậy có thể thấy rằng thành phần một chiều chính là trị trung bình của tín hiệu.

**Năng lượng chuẩn hóa** của tín hiệu được xác định:

$$E = \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} g^2(t) dt \quad (2.4)$$

Tín hiệu năng lượng là tín hiệu có năng lượng hữu hạn khác 0.

**Công suất chuẩn hóa trung bình** của tín hiệu là:

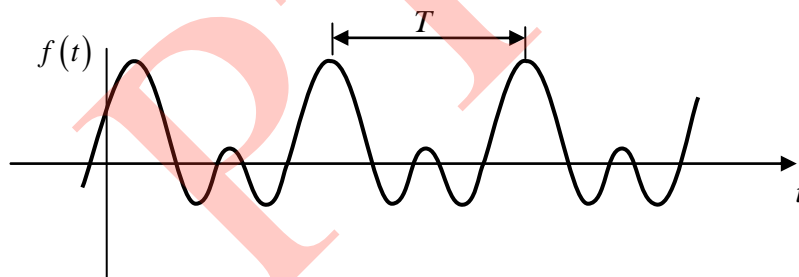
$$P = \overline{g^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g^2(t) dt \quad (2.5)$$

Tín hiệu công suất là tín hiệu có công suất hữu hạn khác 0 và có năng lượng vô hạn. Các tín hiệu tuần hoàn còn được gọi là tín hiệu công suất. Như vậy không có tín hiệu nào vừa là tín hiệu năng lượng lại vừa là tín hiệu công suất.

**Trị hiệu dụng rms** của tín hiệu được xác định bằng căn bậc hai của công suất chuẩn hóa trung bình:

$$G_{rms} = \sqrt{P} = \sqrt{\overline{g^2(t)}}$$

### 2.1.2. Các tín hiệu tuần hoàn.



**Hình 2-2. Một dạng sóng tín hiệu tuần hoàn**

Một tín hiệu có chu kỳ là một tín hiệu có thuộc tính:

$$g(t) = g(t \pm nT) \quad (2.6)$$

Trong đó  $n$  là một số nguyên và  $T$  là chu kỳ lặp lại (hay chu kỳ) của tín hiệu như Hình 2-2. Một định nghĩa khác tín hiệu tuần hoàn là tín hiệu không có thời điểm bắt đầu và thời điểm kết thúc. Công suất chuẩn hóa trung bình ( $P$ ) qua một chu kỳ thời gian  $T$  là:

$$P = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} |g(t)|^2 dt \quad (\text{V}^2) \quad (2.7)$$

Trong đó tích phân là năng lượng chuẩn hóa trong một chu kỳ. Rõ ràng đây là một giá trị hữu hạn. Năng lượng tổng ( $E$ ) của tín hiệu tuần hoàn được định nghĩa là:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |g(t)|^2 dt = \infty \quad (V^2s) \quad (2.8)$$

Vì lý do này mà các tín hiệu tuần hoàn còn được gọi là tín hiệu công suất. Và được gọi là tín hiệu tuần hoàn thực sự. Việc tạo ra tín hiệu tuần hoàn gần với tín hiệu lý tưởng cũng khá dễ dàng.

### 2.1.3. Mật độ phổ năng lượng và mật độ phổ công suất

$$\text{Định lý Parseval} \quad \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(t).g_2^*(t)dt = \int_{-\infty}^{+\infty} G_1(f).G_2^*(f)df \quad (2.9)$$

Nếu  $g_1(t) = g_2(t) = g(t)$  biểu thức trên trở thành định lý năng lượng Rayleigh

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} |g(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{+\infty} |G(f)|^2 df \quad (2.10)$$

**Mật độ phổ năng lượng** ESD (energy spectral density) của dạng sóng năng lượng được xác định:

$$ESD = \zeta(f) = |G(f)|^2 \quad (J/Hz) \quad (2.11)$$

Trong đó  $g(t) \xleftrightarrow{F} G(f)$  (là cặp biến đổi Fourier)

Từ định lý Parseval, ta thấy năng lượng chuẩn hóa tổng được xác định từ ESD là:

$$E = \int_{-\infty}^{+\infty} \zeta(f)df \quad (2.12)$$

**Mật độ phổ công suất** PSD (power spectral density) hay được dùng hơn ESD vì các dạng sóng công suất được sử dụng nhiều trong truyền thông.

Công suất chuẩn hóa trung bình được xác định:

$$p = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g^2(t)dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} G^2(f)df = \int_{-\infty}^{+\infty} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|G(f)|^2}{T} df \quad (2.13)$$

**Mật độ phổ công suất** PSD được xác định cho các dạng sóng công suất:

$$PSD = P_G(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{|G(f)|^2}{T} \quad (2.14)$$

Như vậy có mối liên hệ:

$$P = \int_{-\infty}^{+\infty} P_G(f)df \quad (2.15)$$

### 2.1.4. Chuỗi trực giao biểu diễn cho tín hiệu và nhiễu

**Các hàm trực giao:**

Các hàm  $\varphi_n(t)$  và  $\varphi_m(t)$  gọi là trực giao nếu trong khoảng  $a < t < b$  thỏa mãn.

$$\int_a^b \varphi_n(t) \varphi_m^*(t) dt = 0 (\forall n \neq m) \quad (2.16)$$

Tổng quát hơn, tập hợp các hàm  $\{\varphi_n(t)\}$  là trực giao nếu:

$$\int_a^b \varphi_n(t) \varphi_m^*(t) dt = \begin{cases} 0 (n \neq m) \\ K_n (n = m) \end{cases} = K_n \delta_{nm} \quad (2.17)$$

Với  $\delta_{nm} = \begin{cases} 0 & (n \neq m) \\ 1 & (n = m) \end{cases}$  gọi là hàm delta Kronecker

Nếu hằng số  $K_n=1$  thì  $\varphi_n(t)$  gọi là các hàm trực giao chuẩn hóa.

### Chuỗi trực giao:

Giả sử  $g(t)$  biểu diễn cho một vài dạng sóng (có thể tín hiệu, nhiễu hoặc tín hiệu-nhiều kết hợp) trong khoảng  $a < t < b$ , thì nó có thể được biểu diễn thành chuỗi trực giao  $g(t)$  có thể biểu diễn trong khoảng  $(a, b)$  nhờ chuỗi:

$$g(t) = \sum_n a_n \varphi_n(t) \quad (2.18)$$

Với các hệ số trực giao là:  $a_n = \frac{1}{K_n} \int_a^b g(t) \varphi_n^*(t) dt$  với  $n$  giá trị nguyên

### 2.1.5. Các hàm tương quan

Tương quan của một dạng sóng  $g_1(t)$  với dạng sóng  $g_2(t)$  tạo ra dạng sóng  $g_3(t)$  là:

$$g_3(t) = g_1(t) * g_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(\lambda) \cdot g_2(t - \lambda) d\lambda \quad (2.19)$$

Với  $g_1(t) * g_2(t)$  là phép tính tích chập, còn được gọi là “tương quan chéo”.

Hàm tương quan chéo đo sự giống nhau giữa  $g_1(t)$  và  $g_2(t)$  và thời gian được dịch đi trong  $g_2(t)$ .

Giá trị của  $g_3(t)$  không những phụ thuộc vào sự giống nhau của tín hiệu mà còn phụ thuộc vào biên độ của chúng.

Nếu  $g(t) = g_1(t) = g_2(t)$  ta có khái niệm hàm tự tương quan.

Hàm tự tương quan của một dạng sóng thực là:

$$R_g(\tau) = \langle g(t) g(t + \tau) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} g(t) g(t + \tau) dt \quad (2.20)$$

Như vậy ta thấy PSD và hàm tương quan là một cặp biến đổi Fourier

$$R_g(\tau) \xleftrightarrow{F} P_g(f) \quad (2.21)$$

Biểu thức trên chính là định lý Wiener-Khintchine

Do đó công suất chuẩn hóa trung bình có thể được tính theo biểu thức:

$$P = \langle g^2(t) \rangle = G_{rms}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} P_g(f) df = R_g(0) \quad (2.22)$$

## 2.2. TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN VÀ NHIỄU

### 2.2.1. Bản chất ngẫu nhiên của tín hiệu và nhiễu

Các tín hiệu tuần hoàn và tín hiệu không tuần hoàn là các tín hiệu xác định. Các tín hiệu này có thể được dự đoán hoàn toàn khi thu tín hiệu. Tính chất không dự đoán được hay ngẫu nhiên là bản chất của các tín hiệu mang thông tin. (Định nghĩa và ước lượng quá trình ngẫu nhiên là một vấn đề được quan tâm nhiều).

Như đã biết tín hiệu là biểu hiện vật lý của tin (trong vô tuyến điện dạng vật lý cuối cùng của tin là sóng điện từ). Quá trình vật lý mang tin diễn ra theo thời gian, do đó về mặt toán học cách biểu diễn trực tiếp nhất cho tín hiệu là viết biểu thức của nó theo thời gian hay vẽ đồ thị thời gian của nó.

Trong lý thuyết cổ điển, dù tín hiệu tuần hoàn hoặc không tuần hoàn nhưng ta đều coi là đã biết trước và biểu diễn nó bằng một hàm tiền định của thời gian. Đó là quan niệm xác định về tín hiệu (tín hiệu tiền định). Tuy vậy, quan niệm này không phù hợp với thực tế. Thật vậy, tín hiệu tiền định không thể dùng vào việc truyền tin tức được. Với cách tín hiệu là biểu hiện vật lý của tin, nếu ta hoàn toàn biết trước nó thì về mặt thông tin việc nhận tín hiệu đó không có ý nghĩa gì. Nhưng nếu ta hoàn toàn không biết gì về tín hiệu truyền đi, thì ta không thể thực hiện nhận tin được. Bởi vì khi đó không có cái gì làm căn cứ để phân biệt tín hiệu với những cái không phải nó, đặc biệt là với các nhiễu. Như vậy, quan niệm hợp lý nhất là phải kể đến các đặc tính thống kê của tín hiệu, tức là coi tín hiệu là một quá trình ngẫu nhiên. Chúng ta sẽ gọi các tín hiệu xét theo quan điểm thống kê này là các tín hiệu ngẫu nhiên.

### 2.2.2. Định nghĩa và phân loại nhiễu

Trong quá trình truyền tin, tín hiệu luôn luôn bị nhiễu yếu tố ngẫu nhiên tác động vào, làm mất mát một phần hoặc thậm chí có thể mất hoàn toàn thông tin chứa trong nó. Những yếu tố ngẫu nhiên đó rất đa dạng, chúng có thể là những thay đổi ngẫu nhiên của các hằng số vật lý của môi trường truyền qua, hoặc những loại trường điện từ cảm ứng trong công nghiệp, y học... Trong vô tuyến điện, người ta gọi tất cả các yếu tố ngẫu nhiên ấy là các can nhiễu (tất nhiên là đối với hệ thống truyền tin ta xét) có ảnh hưởng xấu đến việc thu tin. Nguồn nhiễu có thể ở ngoài hoặc trong hệ thống. Nếu nhiễu xác định thì việc chống nó không có khó khăn gì về mặt nguyên tắc. Ví dụ người ta có các biện pháp chống ồn do dòng xoay chiều gây ra trong các bộ khuếch đại âm tần, người ta biết rõ những cách chống nhiễu lẫn nhau giữa các điện đài vô tuyến điện cùng làm việc mà chúng có phổ trùng nhau... Các loại nhiễu này không đáng ngại.

*Chú ý:* Cần phân biệt nhiễu với sự méo gây ra bởi đặc tính tần số và đặc tính thời gian của các thiết bị, kênh truyền... (méo tuyến tính và méo phi tuyến). Về nguyên tắc ta có thể khắc phục được chúng bằng cách hiệu chỉnh.

Nhiều đáng lo ngại nhất vẫn là các nhiễu ngẫu nhiên. Cho đến nay, việc chống nhiễu ngẫu nhiên vẫn gặp những khó khăn lớn cả về mặt lý thuyết và thực tiễn kỹ thuật. Do đó, trong tài liệu này chỉ đề cập đến một dạng nào đó (thường xét là nhiễu cộng, chuẩn) của nhiễu ngẫu nhiên.

Việc chia thành các loại nhiễu khác nhau có thể làm theo các dấu hiệu sau:



1. Theo bề rộng phổ của nhiễu: có nhiễu dải rộng (phổ rộng như phổ ánh sáng trắng gọi là tạp âm trắng), nhiễu dải hẹp (gọi là tạp âm màu).

2. Theo quy luật biến thiên thời gian của nhiễu: có nhiễu rời rạc và nhiễu liên tục.

3. Theo phương thức mà nhiễu tác động lên tín hiệu: có nhiễu cộng và nhiễu nhân.

4. Theo cách bức xạ của nhiễu: có nhiễu thụ động và nhiễu tích cực.

Nhiễu thụ động là các tia phản xạ từ các mục tiêu giả hoặc địa vật cản trở về trạm phát đang xét khi các tia sóng của nó đập vào chúng. Nhiễu tích cực (chủ động) do một nguồn bức xạ năng lượng (các trạm phát hoặc các hệ thống lân cận).

5. Theo nguồn gốc phát sinh: có nhiễu công nghiệp, nhiễu khí quyển, nhiễu vũ trụ...

Trong tài liệu này chỉ đề cập đến phương thức tác động của nhiễu lên tín hiệu, tức là chỉ nói đến nhiễu nhân hoặc nhiễu cộng.

Về mặt toán học, tác động của nhiễu cộng lên tín hiệu được biểu diễn bởi các phương trình sau:

$$u(t) = s(t) + n(t) \quad (2.23)$$

$s(t)$  là tín hiệu gửi đi.

$u(t)$  là tín hiệu thu được.

$n(t)$  là nhiễu cộng.

Còn nhiễu nhân được biểu diễn như sau:

$$u(t) = \mu(t)s(t) \quad (2.24)$$

$\mu(t)$ : nhiễu nhân, là một quá trình ngẫu nhiên. Hiện tượng gây nên nhiễu nhân gọi là pha đing (fading).

Tổng quát, khi tín hiệu chịu tác động đồng thời của nhiễu cộng và nhiễu nhân thì:

$$u(t) = \mu(t)s(t) + n(t) \quad (2.25)$$

Ở đây, ta coi hệ số truyền của kênh bằng đơn vị và bỏ qua thời gian giữ chậm tín hiệu của kênh truyền. Nếu để đến thời gian giữ chậm  $\tau$  của kênh truyền thì (2.25) có dạng:

$$u(t) = \mu(t)s(t - \tau) + n(t) \quad (2.26)$$

Dưới đây ta xét một số nhiễu cụ thể

### Các loại nhiễu tạp

Môi trường truyền dẫn có các tác động làm suy giảm, méo tín hiệu, hơn nữa trong hệ thống luôn có các tín hiệu không mong muốn can thiệp vào quá trình truyền dẫn và xử lý tín hiệu. Các tín hiệu không mong muốn này được gọi là tạp âm và can nhiễu. Can nhiễu dùng để chỉ các tín hiệu lạ ảnh hưởng từ bên ngoài hệ thống còn tạp âm chỉ các quá trình tồn tại cố hữu trong hệ thống.

Tạp âm quan trọng nhất là tạp âm nhiệt, nó tạo ra do sự chuyển động của electron trong vật dẫn. Nó tồn tại trong mọi thiết bị điện tử và môi trường truyền, là một hàm của nhiệt độ. Tạp âm nhiệt được quy thành một nguồn tạp âm cộng tính tại đầu vào máy thu. Tạp âm này

luôn được coi như là một tạp âm cộng trắng, chuẩn, kỳ vọng bằng không (AWGN: Additive White Gaussian Noise) tức là tạp âm có mật độ phổ công suất bằng phẳng trên toàn bộ trục tần số và có biên độ tạp âm tuân theo phân bố chuẩn (phân bố Gauss).

Tạp âm nhiệt trong dải thông 1Hz được xác định:

$$N_0 = KT \quad (2.27)$$

Với  $N_0$ : mật độ công suất tạp âm, wats/herts  
 $K = 1,3803.10^{-23} \text{J/}^\circ\text{K}$ , hằng số Boltzman  
 $T$ : nhiệt độ Kelvin

Tạp âm nhiệt không phụ thuộc vào tần số, do đó tạp âm nhiệt trong toàn dải thông  $W$  (Hz) là:  $N = K.T.W$

Can nhiễu thường được mô tả như tác động của kênh truyền. Can nhiễu đối với các hệ thống truyền dẫn có thể phát sinh từ nhiều nguồn khác nhau như nhiễu vũ trụ, nhiễu công nghiệp, nhiễu từ kênh sử dụng cùng tần số, nhiễu từ các kênh lân cận, từ các hệ thống truyền dẫn khác. Ngoài ra, do các thiết bị không hoàn hảo nên còn một số nhiễu khác tác động làm giảm chất lượng đường truyền dẫn như các hài của nguồn nuôi, điều chế tương hỗ.... Trong đó, can nhiễu từ các kênh lân cận, can nhiễu từ các kênh cùng tần số và điều chế tương hỗ là các loại can nhiễu quan trọng nhất.

Nhiều do điều chế tương hỗ sinh ra tại các phần tử phi tuyến trong máy phát, máy thu, trong hệ thống truyền. Khi các tín hiệu có tần số khác nhau truyền chung trên một môi trường truyền sẽ sinh ra nhiễu do điều chế tương hỗ. Chẳng hạn, việc trộn hai tín hiệu gốc có tần số  $f_1$  và  $f_2$  sẽ sinh ra các sản phẩm nhiễu tương hỗ  $nf_1 \pm nf_2$ , sẽ gây nhiễu cho những tín hiệu có tần số gần các thành phần này.

Ngoài ra, còn có nhiễu sinh ra do sự ghép nối không mong muốn giữa các đường tín hiệu khác nhau, như ghép điện từ giữa các cặp đường dây song hành kề cạnh, giữa các đôi cáp cùng trong một ruột cáp nhiều lõi, giữa các cặp anten viba.... Việc hạn chế tác động của các loại can nhiễu nói trên có thể thực hiện được bằng cách sử dụng tổng hợp nhiều biện pháp. Chẳng hạn, can nhiễu vũ trụ, can nhiễu từ các hệ thống khác hoặc từ các kênh lân cận có thể hạn chế được nhờ sử dụng các mạch lọc. Các nhiễu gây ra do thiết bị cũng có thể hạn chế được nhờ lọc hoặc các biện pháp tuyến tính hóa các phần tử phi tuyến.

## 2.3. CÁC HỆ THỐNG TUYẾN TÍNH

### 2.3.1. Tính chất của các hệ thống tuyến tính

Trong các hệ thống truyền thông số các phần tử tương tác (ví dụ như các bộ khuếch đại, bộ trộn, bộ tách sóng...) bản thân chúng là các hệ thống con được tạo bởi các linh kiện như các điện trở, tụ điện, transistor. Do đó cần thiết phải nắm được cấu tạo và hoạt động của các hệ thống để phân tích các thiết bị truyền thông điện tử.

Các hệ thống tuyến tính tạo thành lớp hệ thống (có giới hạn). Thiết bị truyền thông điện tử phần lớn được tạo từ việc ghép nối các hệ thống tuyến tính con.

Hình 2-3 là đáp ứng vào/ra của một hệ thống được mô tả bằng phương trình toán học là một đường thẳng:

$$y(t) = mx(t) + C \quad (2.28)$$

Hệ thống này không tuyến tính khi  $C \neq 0$ . Định nghĩa một hệ thống tuyến tính như sau:

Một hệ thống tuyến tính nếu đáp ứng của nó với tổng bất kỳ hai đầu vào nào thì bằng tổng các đáp ứng của nó với mỗi đầu vào riêng rẽ.

Tính chất này chính là nguyên lý xếp chồng do đáp ứng của các đầu vào được xếp chồng tại đầu ra. Nếu  $x_i(t)$  là các đầu vào hệ thống và  $y_i(t)$  là các đầu ra tương ứng, thì tính chất xếp chồng có thể được biểu diễn dưới dạng toán học như sau:

$$y(t) = \sum_i y_i(t) \quad (2.29)$$

Khi:

$$x(t) = \sum_i x_i(t) \quad (2.30)$$

Một tính chất của sự tuyến tính đó là phép tỷ lệ, được định nghĩa như sau:

$$y(t) = my_1(t)$$

Khi:

$$x(t) = mx_1(t)$$

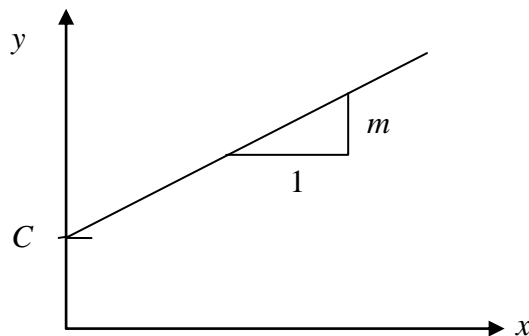
Hệ thống mô tả như trong Hình 2-3 và phương trình (2.28) sẽ có tính chất này nếu  $C = 0$  và trong trường hợp đặc biệt này nó tuyến tính. Tuy nhiên với  $C \neq 0$  hệ thống sẽ không có tính chất tỷ lệ và sẽ không tuyến tính. Các phương trình (2.29) và (2.30) là điều kiện cần và đủ cho để một hệ thống tuyến tính không có nhớ, nghĩa là đầu ra tại một thời điểm chỉ phụ thuộc vào đầu vào tại thời điểm đó.

Một tính chất nữa của các hệ thống đó là bất biến theo thời gian. Có nghĩa là đầu ra của một hệ thống không phụ thuộc khi nào có tác động ở đầu vào.

$$y(t) = y_1(t - T) \quad (2.31)$$

Khi:

$$x(t) = x_1(t - T) \quad (2.32)$$



Hình 2-3. Đáp ứng vào/ra của một hệ thống không tuyến tính.

Phần lớn các hệ thống con thỏa mãn các phương trình từ (2.29) đến (2.32) và chúng được gọi là các hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian.

Có thể định nghĩa hệ thống tuyến tính bất biến theo thời gian bằng một công thức sau:

$$\text{Nếu } y_1(t) = S\{x_1(t)\} \text{ và } y_2(t) = S\{x_2(t)\} \quad (2.33)$$

$$\text{thì } S\{ax_1(t-T) + bx_2(t-T)\} = ay_1(t-T) + by_2(t-T) \quad (2.34)$$

Trong đó  $S\{\}$  là hàm của hệ thống.

### 2.3.2. Mô tả trên miền thời gian của các hệ thống tuyến tính

Giống như tín hiệu các hệ thống có thể được mô tả trên miền thời gian và miền tần số. Trong phần này sẽ trình bày các mô tả trên miền thời gian và mối quan hệ giữa các hệ thống tuyến tính và các phương trình tuyến tính.

#### Các phương trình vi phân tuyến tính

Bất cứ hệ thống nào cũng có thể biểu diễn bằng 1 phương trình vi phân tuyến tính có dạng sau:

$$a_0 y + a_1 \frac{dy}{dt} + a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + \dots + a_{N-1} \frac{d^{N-1} y}{dt^{N-1}} = b_0 x + b_1 \frac{dy}{dt} + b_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + \dots + b_{M-1} \frac{d^{M-1} y}{dt^{M-1}} \quad (2.35)$$

Nếu các hệ số  $a_i$  và  $b_i$  là hằng số thì hệ thống bất biến theo thời gian. Đáp ứng của hệ thống này với một đầu vào có thể định nghĩa theo 2 thành phần. Một thành phần là đáp ứng tự do, với đầu ra  $y_{\text{tự do}}$ , khi đầu vào (hay hàm tác động) là  $x(t) = 0$ . (Do  $x(t) = 0$  với mọi  $t$  nên tất cả các vi phân  $d^n x(t)/dt^n$  đều bằng 0). Do đó đáp ứng tự do là nghiệm của phương trình thuần nhất:

$$a_0 y + a_1 \frac{dy}{dt} + a_2 \frac{d^2 y}{dt^2} + \dots + a_{N-1} \frac{d^{N-1} y}{dt^{N-1}} = 0 \quad (2.36)$$

Tùy thuộc vào giá trị đầu ra và các vi phân của nó tại  $t = 0$ , tức là:

$$y(0), \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0}, \left. \frac{d^2 y}{dt^2} \right|_{t=0}, \dots, \left. \frac{d^{N-1} y}{dt^{N-1}} \right|_{t=0}$$

Các giá trị này gọi là các điều kiện đầu. Thành phần thứ hai là đáp ứng cưỡng bức, với đầu ra là  $y_{cb}(t)$  khi có đầu vào  $x(t)$  tác động nhưng các điều kiện đầu được đặt bằng 0, nó là nghiệm của phương trình (2.35) khi

$$y(0) = \left. \frac{dy}{dt} \right|_{t=0} = \left. \frac{d^2 y}{dt^2} \right|_{t=0} = \dots = \left. \frac{d^{N-1} y}{dt^{N-1}} \right|_{t=0} = 0 \quad (2.37)$$

Đáp ứng tổng của hệ thống là tổng của đáp ứng tự do và đáp ứng cưỡng bức.

$$y(t) = y_{\text{tự do}}(t) + y_{cb}(t) \quad (2.38)$$

Một cách phân tích đáp ứng của một hệ thống tuyến tính đó là theo các đáp ứng trạng thái ổn định và đáp ứng không tuần hoàn. Đáp ứng trạng thái ổn định là thành phần của  $y(t)$

không thay đổi khi  $t \rightarrow \infty$ . Đáp ứng không tuần hoàn là thành phần của của  $y(t)$  suy giảm khi  $t \rightarrow \infty$ .

$$y(t) = y_{\text{ổn định}}(t) + y_{\text{quá độ}}(t) \quad (2.39)$$

### Các tín hiệu rời rạc và đại số ma trận

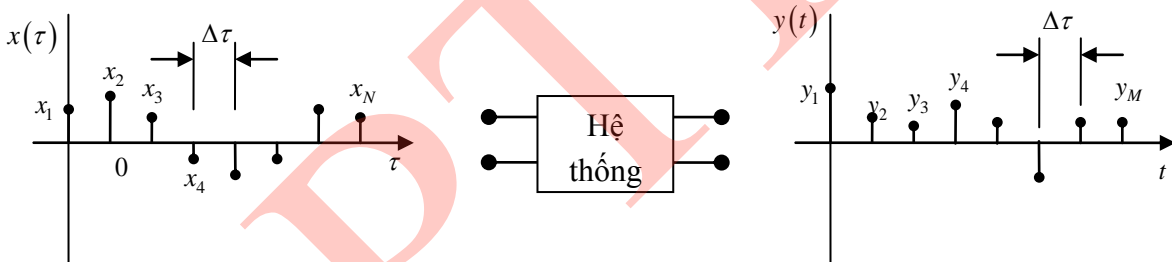
Xét một hệ thống tuyến tính với các đầu vào (các mẫu) rời rạc  $x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$  và các đầu ra  $y_1, y_2, y_3, \dots, y_M$ , như Hình 2-4. Mỗi đầu ra là tổng trọng số của tất cả các đầu vào.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} G_{11} & G_{12} & \dots & \dots & G_{1N} \\ G_{21} & G_{22} & \dots & \dots & G_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ G_{M1} & G_{M2} & \dots & \dots & G_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} \quad (2.40)$$

Hay:

$$y_i = \sum_{j=1}^N G_{ij} x_j \quad (2.41)$$

(Nếu hệ thống là hệ thống vật lý hoạt động thời gian thực thì  $G_{ij} = 0$  với mọi giá trị của  $x_j$  xảy ra sau  $y_i$ ).



Hình 2-4. Các hệ thống tuyến tính với đầu vào và đầu ra rời rạc

### Tín hiệu liên tục, đáp ứng xung

Nếu đầu vào và đầu ra của một phương trình rời rạc được thay thế tương đương liên tục, tức là:

$$y_i \rightarrow y(t)$$

$$x_j \rightarrow x(\tau)$$

Thì tổng rời rạc được thay thế bằng tích phân liên tục:

$$y(t) = \int_0^{N\Delta\tau} G(t, \tau) x(\tau) d\tau \quad (2.42)$$

Các giới hạn của tích phân giả sử  $x_1$  lấy từ  $\tau = 0$  đến  $N$  mẫu đầu vào cách nhau  $\Delta\tau$  giây. Với các hệ thống hoạt động thời gian thực, rõ ràng rằng các giá trị đầu vào tiếp theo

không tác động đến đầu ra hiện tại, hoặc đầu ra quá khứ. Cho nên cận trên của tích phân trong phương trình (2.42) có thể thay bằng  $t$ :

$$y(t) = \int_0^t G(t, \tau) x(\tau) d\tau \quad (2.43)$$

Ngoài ra, nếu các đầu vào được bắt đầu tại một thời điểm tùy ý trước đó thì:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t G(t, \tau) x(\tau) d\tau \quad (2.44)$$

Các hệ thống được mô tả bằng các phương trình (2.43) và (2.44) được gọi là nhân quả, vì chỉ các giá trị đầu vào hiện tại và quá khứ mới tác động đến đầu ra. Các phương trình (2.42) và (2.44) là các biến đổi tích phân (của  $x(\tau)$ ) với  $G(t, \tau)$  hàm chuyển đổi. Thay thế đầu vào hệ thống bằng một xung đơn vị,  $\delta(\tau)$  ta có:

$$h(t) = \int_{-\infty}^t G(t, \tau) \delta(\tau) d\tau \quad (2.45)$$

(Ký hiệu  $h(t)$  thường được sử dụng là đáp ứng xung của hệ thống). Nếu xung được tác động tại thời điểm  $\tau = T$  thì đầu ra của một hệ thống bất biến theo thời gian sẽ là:

$$h(t-T) = \int_{-\infty}^t G(t, \tau) \delta(\tau-T) d\tau \quad (2.46)$$

Mẫu  $\delta(\tau-T)$  trong tích phân có nghĩa  $G(t, T)$  coi là đáp ứng của một xung tác động tại thời điểm  $\tau = T$ , tức là:

$$h(t-T) = G(t, T) \quad (2.47)$$

Thay  $T$  bằng  $\tau$  trong phương trình (2.47) và thay vào phương trình (2.44) ta được:

$$y(t) = \int_{-\infty}^t h(t-\tau) x(\tau) d\tau \quad (2.48)$$

Nếu hệ thống không nhân quả thì phương trình (2.48) được viết lại như sau:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) x(\tau) d\tau \quad (2.49)$$

Các phương trình (2.48) và (2.49) là tích chập, hay xếp chồng. Đầu ra của một hệ thống tuyến tính bất biến là tích chập của đầu vào hệ thống và đáp ứng xung của nó, tức là:

$$y(t) = x(t) * h(t) \quad (2.50)$$

Chú ý tính chất tích lũy của tích chập ở 2 biểu thức (2.49) và (2.50) có thể viết như sau:

$$y(t) = x(t) * h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau) x(t-\tau) d\tau \quad (2.51)$$

Các phương trình (2.48) và (2.51) phù hợp với định nghĩa đáp ứng xung.

$$y(t) = h(t) * \delta(t) = h(t) \quad (2.52)$$

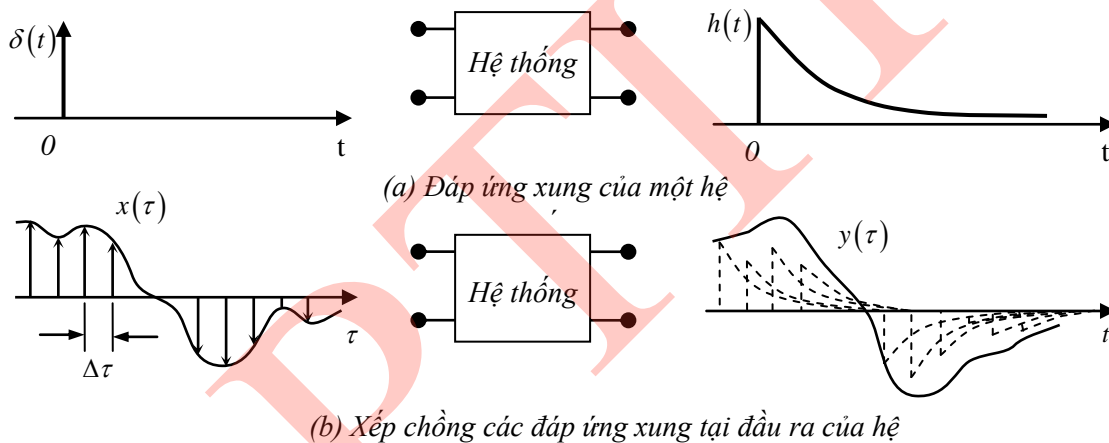
### Biểu diễn vật lý của tích chập $y(t) = x(t) * h(t)$

Tín hiệu vào  $x(t)$  có thể được coi là tập hợp của các xung sát nhau, mỗi xung có độ lớn tương ứng với giá trị của  $x(t)$  tại thời điểm xảy ra xung. Đầu ra sẽ là tổng (xếp chồng) của các đáp ứng với tất cả các xung. Như mô tả trong Hình 2-5. Có thể phân tách  $x(t)$  thành tập các hàm xung (trực giao). Mỗi hàm xung tác động lên hệ thống cho đáp ứng xung (trọng số, khoảng thời gian dịch) và tập tất cả các đáp ứng xung sau đó được cộng lại để có đáp ứng của hệ thống với toàn bộ tín hiệu vào. Biểu thức (2.48) được viết lại như sau:

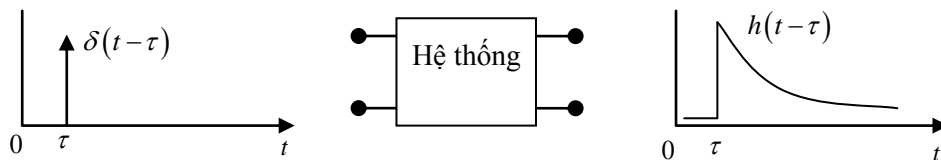
$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) [x(\tau) d\tau] \quad (2.53)$$

Trong đó  $[x(\tau) d\tau]$  là trọng số của xung xảy ra ở đầu vào tại thời điểm  $\tau$  và  $h(t-\tau)$  là giá trị ‘vi phân’ mà  $[x(\tau) d\tau]$  suy giảm tại đầu ra sau thời gian  $t$  (tức là  $t-\tau$  giây sau khi xung xuất hiện ở đầu vào). Với các hệ thống nhân quả cận trên của biểu thức (2.53) thay bằng  $t$  tương ứng với điều kiện (xem Hình 2-6):

$$h(t-\tau) = 0, \text{ với } t < \tau \quad (2.54)$$



**Hình 2-5. Phân tách đầu vào thành các hàm xung (trực giao) và dạng đầu ra là tổng các đáp ứng xung.**

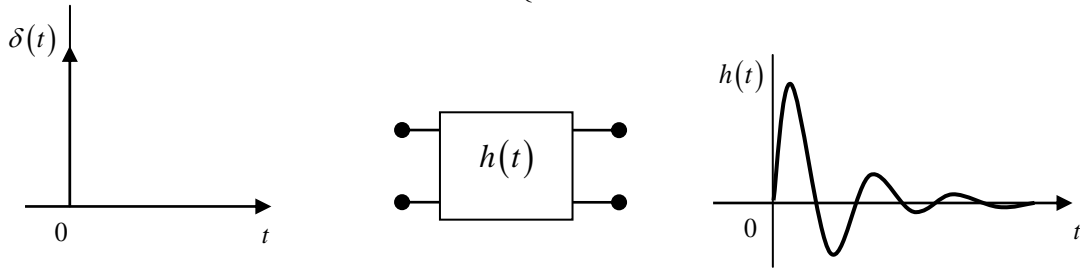


**Hình 2-6. Đáp ứng xung nhân quả của hệ thống băng tần góc**

### Đáp ứng nhảy bậc

Xét đáp ứng xung hệ thống như trong Hình 2-7. Nếu một xung nhảy bậc  $u(t)$  tác động vào hệ thống với:

$$u(t) = \begin{cases} 1, & t > 0 \\ 0,5, & t = 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (2.55)$$



**Hình 2-7. Đáp ứng xung nhân quả của hệ thống thông dải.**

Thì đầu ra của hệ thống (đáp ứng nhảy bậc) sẽ là:

$$q(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)u(t-\tau)d\tau \quad (2.56)$$

Đồ thị mô tả tích phân trong phương trình (2.56) như trong Hình 2-8. Do  $u(t-\tau) = 0$  với  $\tau > t$  và  $h(\tau) = 0$  với  $\tau < 0$ , phương trình (2.56) viết lại như sau:

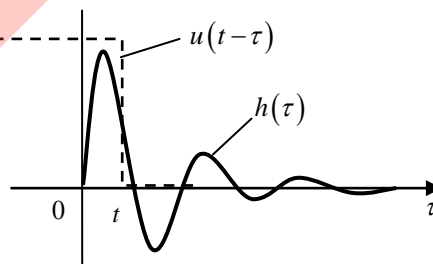
$$q(t) = \int_0^t h(\tau)u(t-\tau)d\tau \quad (2.57)$$

Ngoài ra, trong khoảng  $0 < \tau < t$ ,  $u(t-\tau) = 1$ , tức là:

$$q(t) = \int_0^t h(\tau)d\tau \quad (2.58)$$

Đáp ứng nhảy bậc là tích phân của đáp ứng xung. Và đương nhiên đáp ứng xung là vi phân của đáp ứng nhảy bậc:

$$h(t) = \frac{d}{dt}q(t) \quad (2.59)$$



**Hình 2-8. Các phần tử của tích phân trong phương trình (2.56).**

### 2.3.3. Mô tả trên miền tần số

Trong miền thời gian đầu ra của một hệ thống tuyến tính bất biến là tích chập của đầu vào và đáp ứng xung của nó, tức là:

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (2.60)$$



Việc mô tả ở miền tần số cũng tương tự bằng cách dùng chuyển đổi Fourier hai phía phương trình (2.60) và sử dụng định lý tích chập:

$$\begin{aligned}\text{FT}\{y(t)\} &= \text{FT}\{h(t) * x(t)\} \\ &= \text{FT}\{h(t)\} \text{FT}\{x(t)\}\end{aligned}\quad (2.61)$$

$$\text{Tức là: } Y(f) = H(f) X(f) \quad (2.62)$$

Trong phương trình (2.62),  $Y(f)$  là phổ điện áp ra,  $X(f)$  là phổ điện áp vào và  $H(f)$  là đáp ứng tần số của hệ thống. Cả 3 đại lượng này thường là số phức và có thể vẽ theo biên độ và pha hoặc phần thực phần ảo. Tại một tần số  $f_0$  cụ thể, đáp ứng tần số là một số phức cho biết hệ số khuếch đại điện áp (hoặc suy hao) và độ lệch pha của tín hiệu hình sin ở đầu ra với tần số  $f_0$ , so với đầu vào.

Với đầu vào là hình sin,  $x(t) = \cos[2\pi f_0 t + \phi(f_0)]$ , đầu ra là:

$$y(t) = A(f_0) \cos[2\pi f_0 t + \phi(f_0)] \quad (2.63)$$

Quan hệ trực tiếp của biến đổi Fourier giữa  $H(f)$  và  $h(t)$  là các đáp ứng tần số của hệ thống với các đáp ứng xung phần thực có tính chất đối xứng Hermitian.

$$\text{Re}\{H(f)\} = \text{Re}\{H(-f)\} \quad (2.64)$$

$$\text{Im}\{H(f)\} = -\text{Im}\{H(-f)\} \quad (2.65)$$

Trong đó: Re/Im là phần thực và phần ảo. Tương tự ta có:

$$H(f) = H(-f) \quad (2.66)$$

$$\phi(f) = -\phi(-f) \quad (2.67)$$

#### 2.3.4. Tín hiệu ngẫu nhiên và các hệ thống tuyến tính

Đầu ra của hệ thống tuyến tính với một tín hiệu cho trước được xác định bởi:

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (2.68)$$

$$\text{Hoặc: } Y(f) = H(f) X(f) \quad (2.69)$$

Các tín hiệu ngẫu nhiên không thể mô tả bằng các hàm xác định trên miền thời gian cũng như miền tần số. Trong thực tế hai tính chất của tín hiệu và nhiễu thường được quan tâm đến là hàm phổ công suất và hàm mật độ xác suất.

Cách trực tiếp để có quan hệ giữa mật độ phổ công suất đầu vào và đầu ra của một hệ thống tuyến tính là lấy bình phương biên độ phương trình (2.69), tức là:

$$|Y(f)|^2 = |H(f) X(f)|^2 = |H(f)|^2 |X(f)|^2 \quad (2.70)$$

Do  $|Y(f)|^2$  và  $|X(f)|^2$  là các mật độ phổ công suất nên ta có:

$$G_y(f) = |H(f)|^2 G_x(f) \quad (\text{V}^2/\text{Hz}) \quad (2.71)$$

Nếu đầu vào hệ thống là tín hiệu năng lượng thì mật độ phổ công suất được thay thế bằng mật độ phổ năng lượng:

$$E_y(f) = |H(f)|^2 G_x(f) \quad (\text{V}^2\text{s/Hz}) \quad (2.72)$$

Dùng phép biến đổi Fourier ngược phương trình (2.70) ta có mô tả tương đương ở miền thời gian:

$$\text{FT}^{-1}\{Y(f)Y^*(f)\} = \text{FT}^{-1}\{H(f)H^*(f)\} * \text{FT}^{-1}\{X(f)X^*(f)\} \quad (2.73)$$

Sử dụng định lý Wiener-Kintchine:

$$R_{yy}(\tau) = R_{hh}(\tau) * R_{xx}(\tau) \quad (2.74)$$

Trong đó  $R$  là hàm tương quan và các chỉ số kép ở dưới là hàm tự tương quan. Thông thường người ta hay sử dụng biểu diễn ở miền tần số vì rất thuận tiện cho tính toán.

## CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 2

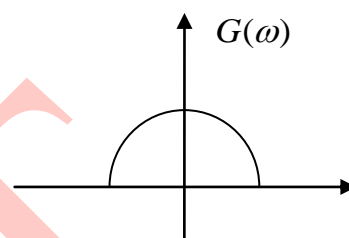
**Câu hỏi 2.1:** Hãy nêu điều kiện trực giao của các hàm  $\varphi_n(t)$  và  $\varphi_m(t)$ .

**Câu hỏi 2.2:** Chứng minh rằng các hàm  $\varphi_1(t) = \Pi(t)$  và  $\varphi_1(t) = \sin(2\pi t)$  là các hàm trực giao trong khoảng  $-0,5 < t < 0,5$

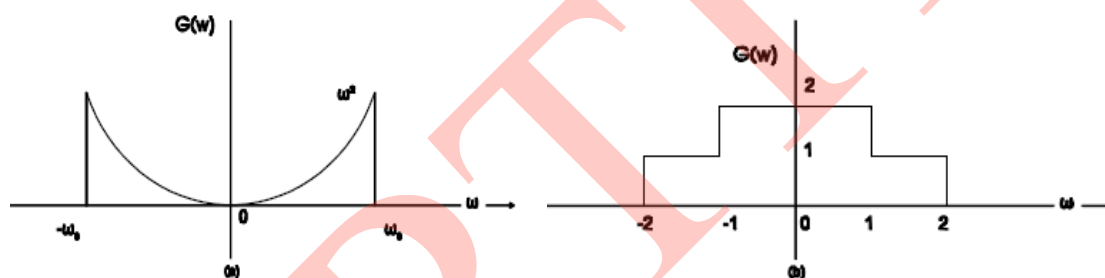
**Câu hỏi 2.3:** Chứng minh rằng các hàm mũ phức  $\{e^{jn\omega_0 t}\}$  là các hàm trực giao trong khoảng  $a < t < b$  với  $b = a + T_0$ ,  $T_0 = 1/f_0$ ,  $\omega_0 = 2\pi f_0$ , n nguyên.

**Câu hỏi 2.4:** Cho  $g(t)$  có  $F[g(t)] = G(\omega)$  có dạng như hình vẽ

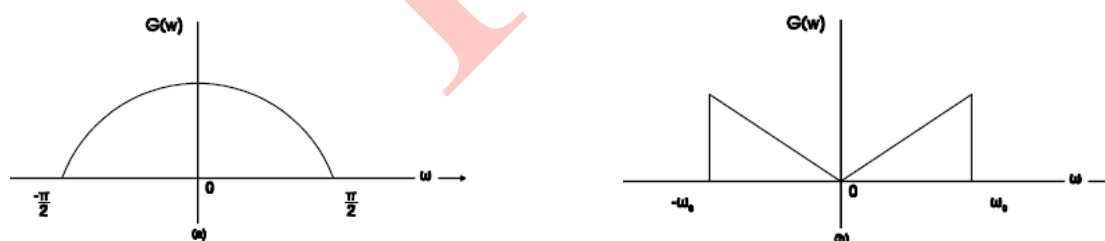
Hãy tìm  $F[g(t).e^{-j\omega_0 t}]$ ,  $F[g(t).\cos(\omega_0 t)]$ . Nhận xét ?



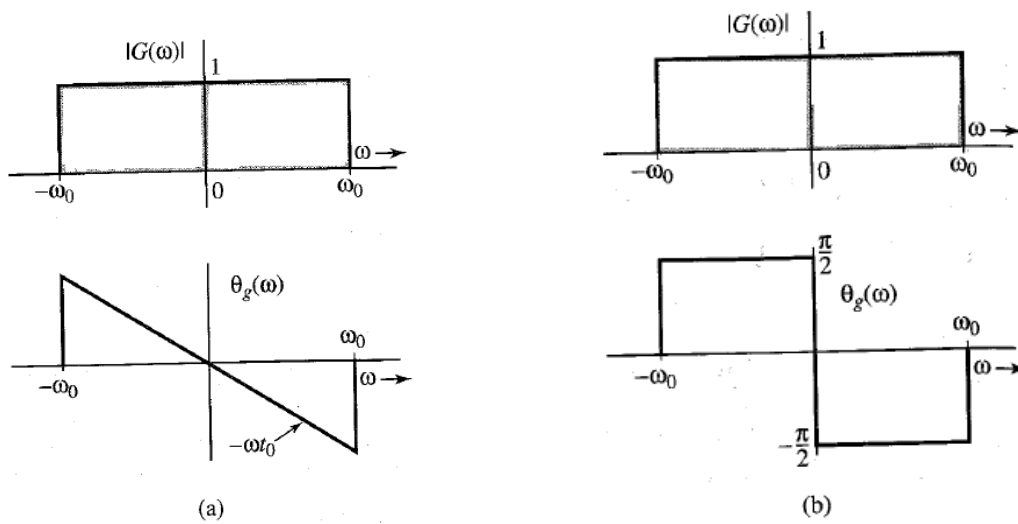
**Câu hỏi 2.5:** Cho  $g(t)$  có  $F[g(t)] = G(\omega)$  có dạng như hình vẽ, hãy xác định  $g(t)$



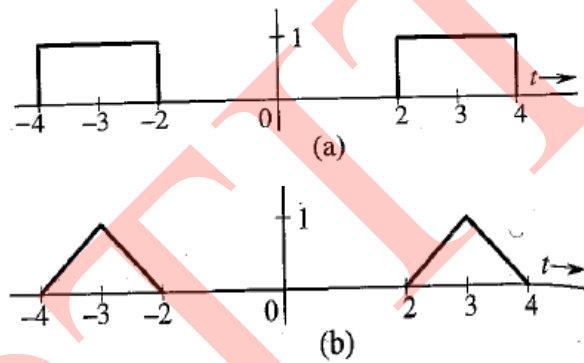
**Câu hỏi 2.6:** Cho  $g(t)$  có  $F[g(t)] = G(\omega)$  có dạng như hình vẽ, hãy xác định  $g(t)$



**Câu hỏi 2.7:** Cho  $g(t)$  có  $F[g(t)] = G(\omega)$  có dạng như hình vẽ, hãy xác định  $g(t)$

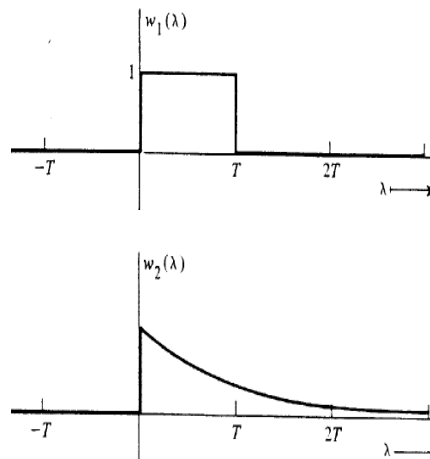


**Câu hỏi 2.8:** Cho các dạng sóng như hình vẽ, hãy xác định biến đổi Fourier của các dạng sóng đó

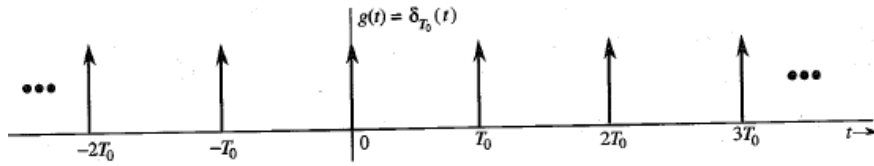


**Câu hỏi 2.9:** Hãy tìm hàm tương quan của hai hàm sau  $w_1(t) = \Pi\left(\frac{t - \frac{1}{2}T}{T}\right)$  và

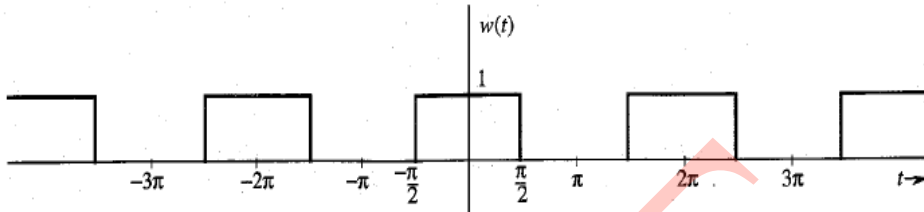
$$w_2(t) = e^{-t/T} u(t)$$



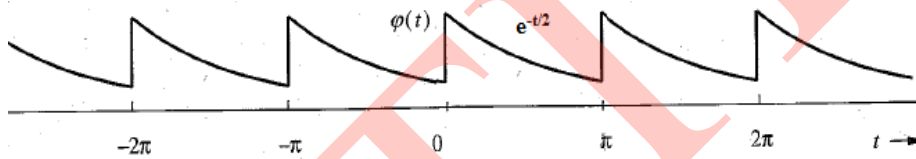
**Câu hỏi 2.10:** Cho dãy xung tuần hoàn như hình vẽ, hãy tìm các dạng chuỗi Fourier của  $g(t)$  và vẽ phổ tương ứng.



**Câu hỏi 2.11:** Cho dãy xung vuông tuần hoàn như hình vẽ, hãy tìm các dạng chuỗi Fourier của  $w(t)$  và vẽ phổ biên độ, phổ pha của nó.



**Câu hỏi 2.12:** Cho tín hiệu dạng hàm mũ tuần hoàn như hình vẽ, hãy tìm các dạng chuỗi Fourier của  $g(t)$  và vẽ phổ biên độ, phổ pha của nó.

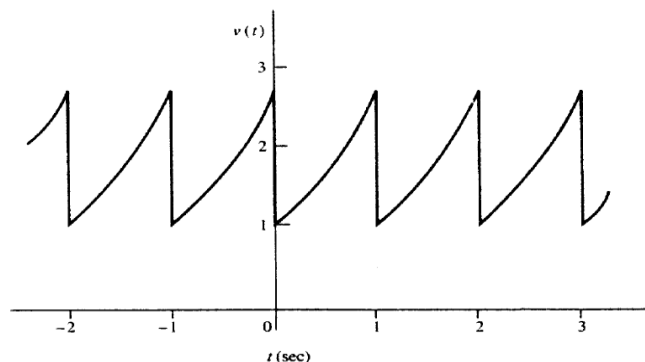


**Câu hỏi 2.13:** Cho tín hiệu  $v(t) = A \sin(\omega_0 t)$

1. Hãy xác định các đặc trưng của tín hiệu  $V_{dc}$ ,  $V_{rms}$
2. Hãy xác định và vẽ phổ biên độ, phổ pha của tín hiệu
3. Hãy xác định mật độ phổ công suất PSD và hàm tự tương quan

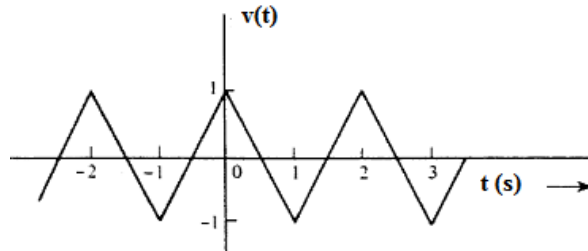
**Câu hỏi 2.14:** Cho tín hiệu điện áp tuần hoàn  $v(t)$  như hình vẽ. Trong khoảng  $0 < t < 1$ ,  $v(t)$  được mô tả  $v(t) = e^t$

1. Hãy xác định các đặc trưng của tín hiệu  $V_{dc}$ ,  $V_{rms}$
2. Tìm chuỗi Fourier phức và mật độ phổ công suất PSD



**Câu hỏi 2.15:** Giả sử  $v(t)$  là dạng sóng tam giác như hình vẽ. Hãy :

1. Xác định chuỗi Fourier phức của  $v(t)$
2. Xác định công suất chuẩn hóa trung bình
3. Tìm và vẽ phổ điện áp
4. Xác định và vẽ mật độ phổ công suất PSD

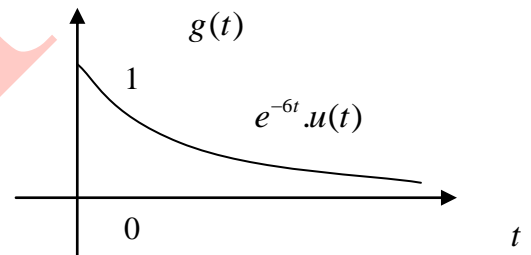


**Câu hỏi 2.16:** Tín hiệu  $x(t) = e^{-400\pi t} u(t)$  cho qua bộ lọc thông thấp có hàm truyền

$$5. H(f) = \begin{cases} 1 & |f| \leq B \\ 0 & |f| > B \end{cases}$$

Xác định giá trị  $B$  để bộ lọc cho qua một nửa năng lượng của  $x(t)$

**Câu hỏi 2.17:** Cho tín hiệu  $g(t)$  như hình vẽ.



1. Xác định và vẽ phổ biên độ, phổ pha của  $g(t)$
2. Hãy xác định hàm tự tương quan và mật độ phổ năng lượng của tín hiệu
3. Hãy xác định độ rộng dải tần cần thiết  $W$  (rad/s) của tín hiệu  $g(t) = e^{-6t} u(t)$  để năng lượng chứa trong dải tần là 90% năng lượng của tín hiệu

## CHƯƠNG 3. CÁC KỸ THUẬT MÃ HÓA DẠNG SỐ

### 3.1. LÝ THUYẾT LẤY MẪU

Các tín hiệu tương tự được biến đổi sang dạng số qua quá trình lấy mẫu và lượng tử hóa. Tốc độ lấy mẫu phải đủ lớn để tín hiệu tương tự có thể được phục hồi chính xác từ các giá trị mẫu. Định lý lấy mẫu là cơ sở để xác định tốc độ lấy mẫu chính xác với một tín hiệu đã cho.

Định lý lấy mẫu được phát biểu như sau:

Một tín hiệu  $x(t)$  liên tục có phổ hữu hạn với tần số  $f_{\max}$  hoàn toàn được xác định bởi các giá trị lấy mẫu của chúng với tần số lấy mẫu  $f_s \geq 2f_{\max}$

Tín hiệu  $x(t)$  được phục hồi hoàn toàn chính xác nếu cho tín hiệu lấy mẫu của nó qua một bộ lọc thông thấp lý tưởng có dải thông B với

$$f_{\max} \leq B \leq f_s - f_{\max} \quad (3.1)$$

Theo phát biểu này tổng các giá trị lấy mẫu là:

$$N = \frac{T}{T_s} + 1 = 2f_{\max} T + 1 \quad (3.2)$$

Với T là khoảng thời gian tồn tại của tín hiệu  $x(t)$ .

Tần số  $f_s = 2f_{\max}$  được gọi là tần số Nyquist.

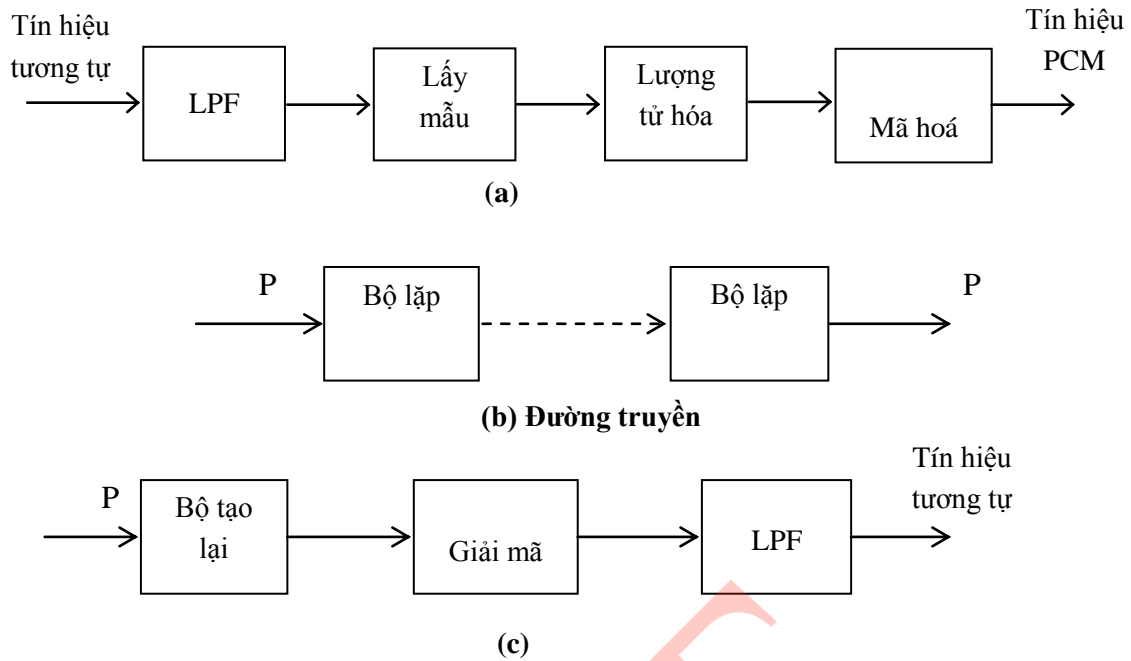
### 3.2. ĐIỀU CHẾ XUNG MÃ (Pulse Code Modulation - PCM)

Đối với tín hiệu tương tự đã được lấy mẫu, thì bước tiếp theo trong quá trình truyền số của nó là tạo ra dạng biểu diễn số của tín hiệu. PCM chính là một trong những phương pháp thực hiện điều này. Nó là phương pháp đầu tiên được phát triển để mã hóa số các dạng sóng. Và ngày nay điều chế xung mã được sử dụng rộng rãi trong hầu hết các hệ thống mã hóa số.

Hình 3-1 biểu diễn các phần tử cơ bản của một hệ thống PCM rộng băng nhau, biên độ xung bằng giá trị của tín hiệu tương tự tại thời điểm lấy mẫu. Dãy xung rời rạc đó còn được gọi là tín hiệu điều chế biên độ xung PAM (Pulse Amplitude Modulation). Nếu tín hiệu PAM có tần số đủ lớn tức khoảng cách giữa các xung cạnh nhau đủ nhỏ thì có thể khôi phục lại tín hiệu tương tự ban đầu từ tín hiệu PAM. Định lý lấy mẫu đưa ra giới hạn dưới của tần số đó là  $f_s \geq 2f_{\max}$

Trường hợp tín hiệu tương tự là tín hiệu thông dải có phổ từ  $f_L$  đến  $f_H$  thì tần số lấy mẫu được chọn:  $\frac{2}{n}f_H \leq f_s \leq \frac{2}{n-1}f_L$  trong đó  $n = \text{int}\left(\frac{f_H}{f_H - f_L}\right)$ . Ví dụ để lấy mẫu tín hiệu thoại tương tự có phổ từ 0,3-3,4kHz thì theo định lý lấy mẫu xác định được  $n=1$ , tức  $f_s \geq 6,8\text{kHz}$ . Thực tế CCITT quy định  $f_s = 8\text{kHz}$





**Hình 3-1. Sơ đồ khối hệ thống PCM**

### Lấy mẫu tự nhiên

Lấy mẫu tự nhiên là việc tạo ra tín hiệu PAM có đỉnh bằng phẳng như Hình 3-1, trong đó lấy mẫu tự nhiên là quá trình nhân tín hiệu tương tự với dãy xung lấy mẫu  $p_T(t)$ . Dãy xung lấy mẫu  $p_T(t)$  là dãy xung vuông tuần hoàn với chu kỳ  $T=1/f_s$ , độ rộng xung  $\tau$ , chiều cao xung  $h = 1$ .

Khai triển Fourier cho dãy xung lấy mẫu:

$$p_T(t) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \tau \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T}}{k\pi \frac{\tau}{T}} e^{-jk\pi \frac{\tau}{T} t} \quad (3.3)$$

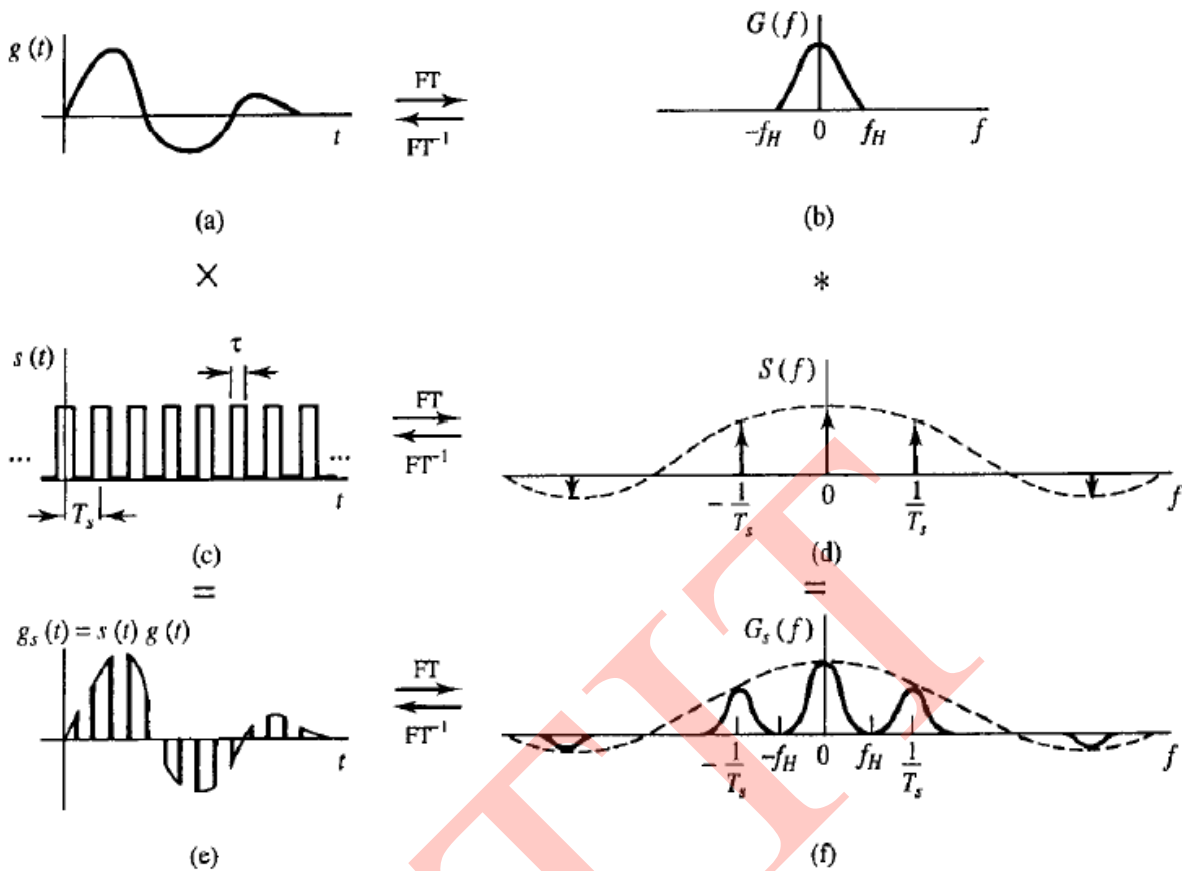
Tín hiệu lấy mẫu có dạng:  $f_s = f(t) \cdot p_T(t)$

Mật độ phổ của tín hiệu lấy mẫu là:

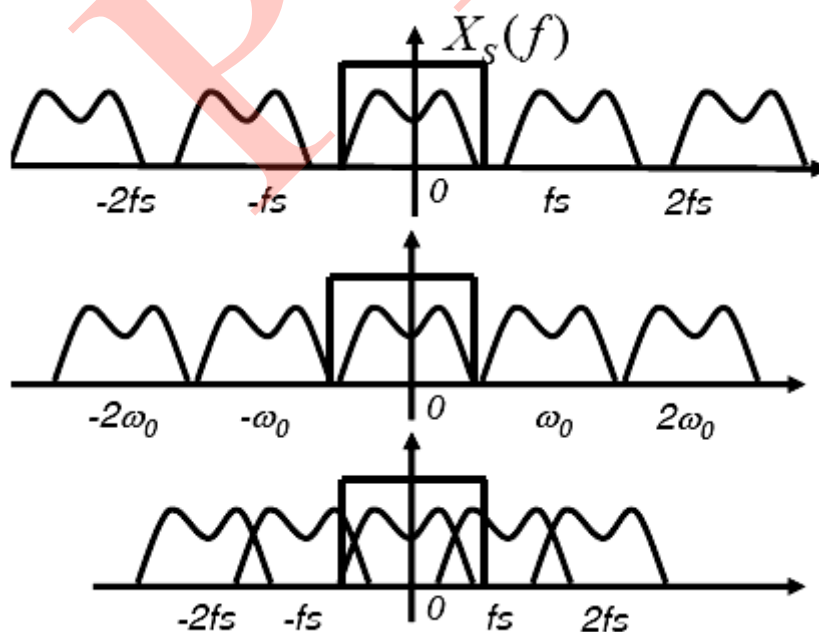
$$F_s(\omega) = \frac{1}{2\pi} F(\omega) * P(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{\tau}{T} \frac{\sin k\pi \frac{\tau}{T}}{k\pi \frac{\tau}{T}} F\left(\omega - k \frac{2\pi}{T}\right) \quad (3.4)$$

Hình 3-2 mô tả tín hiệu tương tự, dãy xung lấy mẫu, tín hiệu lấy mẫu và phổ của chúng. Ta thấy đỉnh của tín hiệu lấy mẫu bám theo sự biến thiên của tín hiệu tương tự. Hình 3.2 a, c, e lần lượt là đồ thị của tín hiệu tương tự, dãy xung lấy mẫu và tín hiệu lấy mẫu. Ví dụ tín hiệu tương tự là tín hiệu thông thấp với phổ có dạng như hình 3.2b. Dãy xung lấy mẫu tuần hoàn nên phổ của dãy xung lấy mẫu ở hình 3.2d là phổ rời rạc, bao gồm các xung Dirac cách đều nhau  $1/T$ . Dãy xung lấy mẫu là dãy xung vuông tuần hoàn nên đường bao của các xung Dirac là phổ của một xung vuông đơn dạng  $(\sin x)/x$ . Theo tính chất của phép biến đổi Fourier thì phép nhân trong miền thời gian tương đương với phép chập trong miền tần số nên phổ của tín hiệu lấy mẫu như hình vẽ. Phổ của tín hiệu lấy mẫu bao gồm vô số phiên bản phổ của tín hiệu

tương tự nằm cách nhau  $2\pi/T$ . Nếu tần số lấy mẫu không thỏa mãn định lý lấy mẫu  $f_s \geq 2f_{max}$  thì xảy ra hiện tượng các phiên bản phổ chồng lấn lên nhau. Người ta gọi đây là hiện tượng chồng phổ (aliasing).

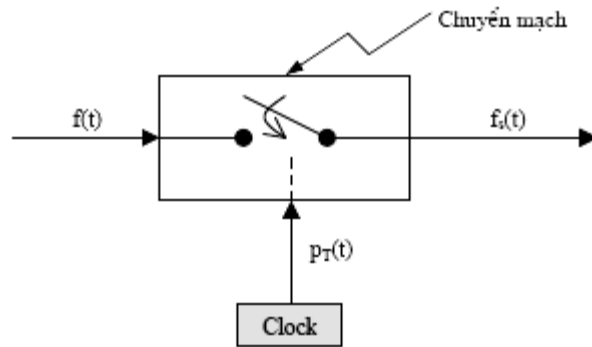


Hình 3-2. Tín hiệu lấy mẫu tự nhiên và phổ



Hình 3-3. Các trường hợp lấy mẫu

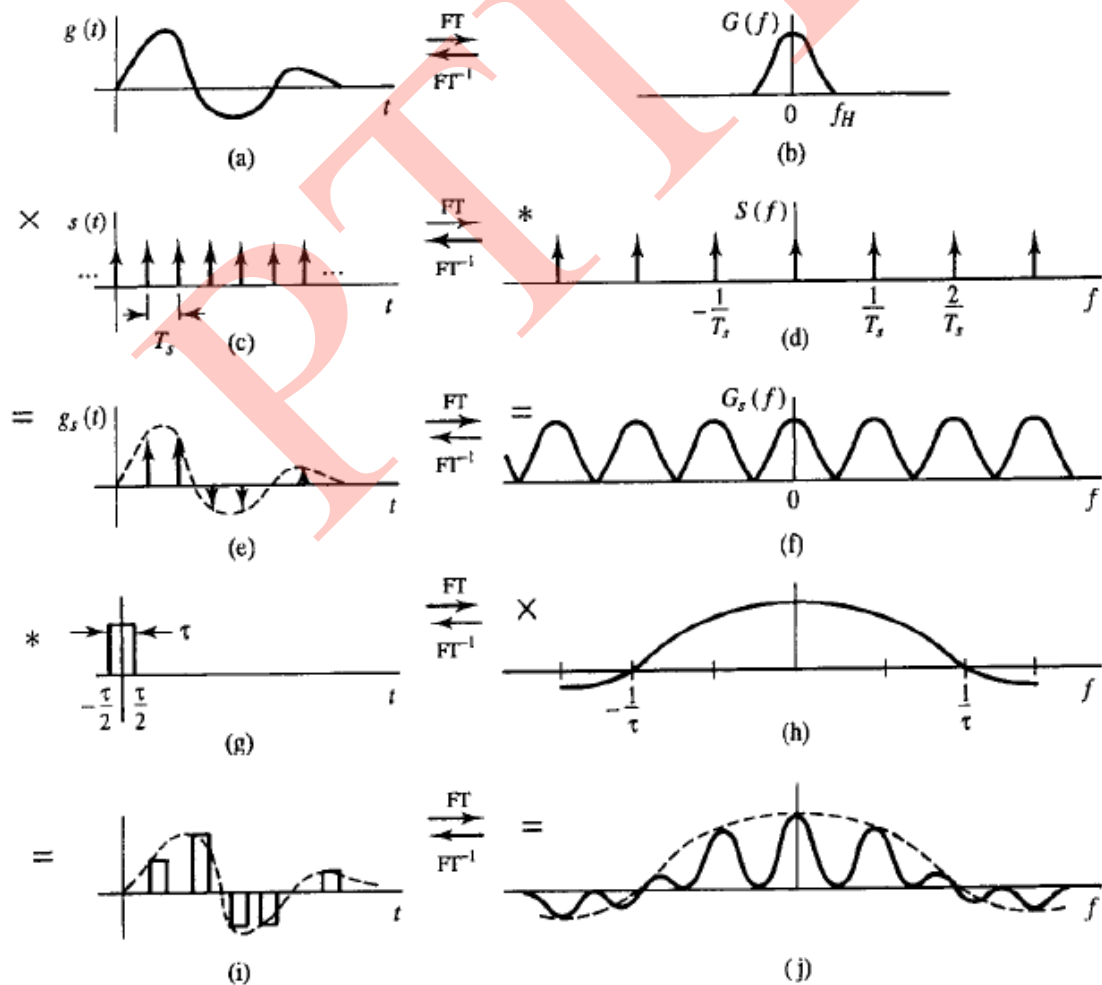
Việc thực hiện lấy mẫu tự nhiên khá dễ dàng, chỉ cần một chuyển mạch hai đầu vào một đầu ra tương tự như chỉ ra trong Hình 3-4. Chẳng hạn loại chuyển mạch 4016 có sẵn trong phần cứng của CMOS.



Hình 3-4. Mạch tạo tín hiệu PAM lấy mẫu tự nhiên

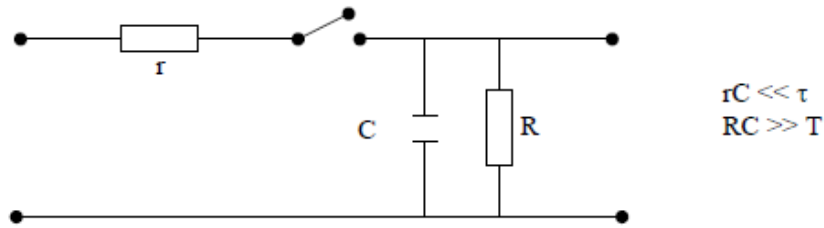
### Lấy mẫu tức thời

Ngoài cách lấy mẫu tự nhiên, người ta còn có thể tạo ra tín hiệu flat-top PAM. Việc lấy mẫu kiểu này còn được gọi là lấy mẫu tức thời, giá trị của tín hiệu flat-top PAM bằng với giá trị của tín hiệu tương tự ở ngay thời điểm lấy mẫu và giữ nguyên như vậy trong suốt thời gian bằng độ rộng xung lấy mẫu.



Hình 3-5. Tín hiệu lấy mẫu tức thời và phổ

Để tạo ra tín hiệu flat-top PAM, sử dụng bộ lấy mẫu và giữ mẫu (sampler & holder) như trong Hình 3-6.



**Hình 3-6. Mạch lấy mẫu và giữ mẫu**

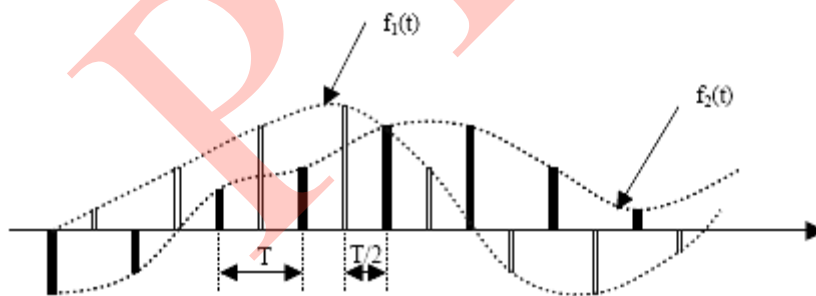
Vào thời điểm lấy mẫu, khóa đóng lại. Tụ C được nạp rất nhanh do  $rC$  rất nhỏ. Tụ C nạp đến điện áp bằng với giá trị điện áp của tín hiệu tương tự vào. Quá trình này chính là lấy mẫu. Sau đó khóa mở ra. Do  $RC$  rất lớn nên điện áp trên tụ C gần như không thay đổi. Đây là giai đoạn giữ mẫu.

Trong thực tế người ta rất quan tâm đến kiểu lấy mẫu tức thời. Lý do là chúng ta không cần dùng hình dạng của xung để chứa thông tin truyền đi và để tạo ra dạng xung chữ nhật. Thông tin ở đây chỉ chứa trong biên độ của xung ngay tại thời điểm lấy mẫu.

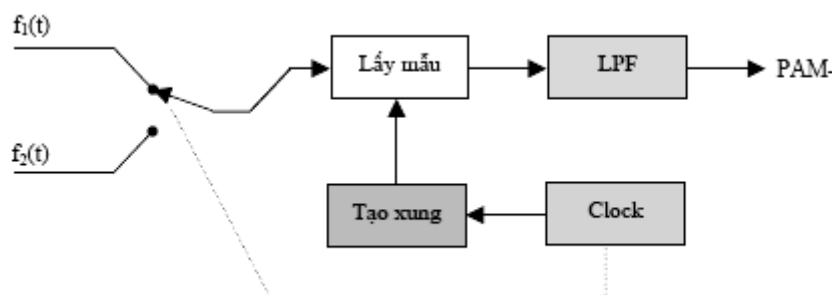
### Kết hợp lấy mẫu với ghép kênh phân chia theo thời gian TDM

Như đã trình bày, tỷ số  $\tau/T_s$  rất nhỏ tức là khoảng cách giữa hai xung PAM cạnh nhau rất lớn. Người ta lợi dụng khoảng cách lớn này để ghép vào và truyền đi các xung PAM khác của các tín hiệu từ các kênh khác. Phương pháp này gọi là ghép kênh phân chia theo thời gian TDM.

Hình 3-7 thực hiện ghép kênh phân thời gian cho hai tín hiệu PAM là  $f_1(t)$  và  $f_2(t)$ . Khoảng cách giữa hai xung PAM cạnh nhau trong dòng tín hiệu ghép kênh không còn là  $T$  nữa mà là  $T/2$ .



**Hình 3-7. Ghép kênh theo thời gian cho hai tín hiệu PAM**



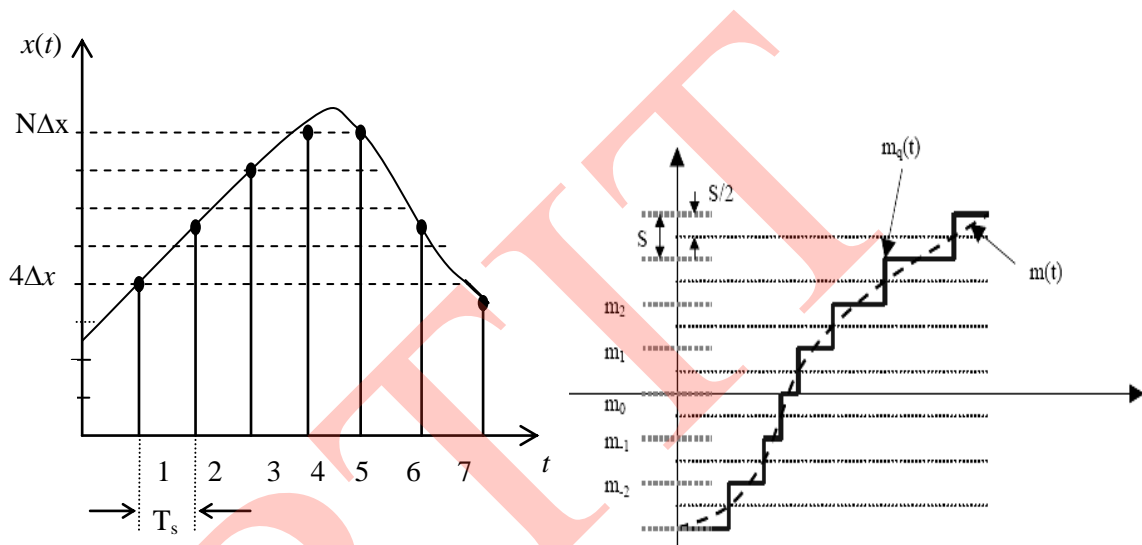
**Hình 3-8. Sơ đồ thực hiện ghép kênh theo thời gian cho hai tín hiệu PAM**

Việc truyền tín hiệu lấy mẫu tự nhiên hay flat-top PAM qua kênh thông tin yêu cầu một băng thông rất rộng so với tín hiệu tương tự ban đầu vì độ rộng xung quá hẹp. Khả năng chống nhiễu của tín hiệu PAM không được cải thiện so với truyền trực tiếp tín hiệu tương tự. Điều này dẫn đến PAM không thích hợp cho truyền dẫn qua khoảng cách xa. Khi truyền đi xa, phải chuyển đổi PAM sang dạng số.

### 3.2.2. Lượng tử hoá

Hạn chế của hệ thống truyền tin qua khoảng cách xa là sự tích lũy nhiễu, sự suy giảm chất lượng gia tăng theo khoảng cách. Vấn đề này có thể giảm bớt bằng cách thực hiện lượng tử hóa. Đó là sự xấp xỉ hóa các giá trị của mẫu tương tự bằng cách sử dụng số mức hữu hạn  $N$ .

Sau khi lượng tử hoá, tín hiệu rời rạc cả về biên độ và thời gian được gọi là tín hiệu lượng tử hoá.



**Hình 3-9. Minh họa cho lượng tử hóa đều**

Giả sử có tín hiệu  $x(t)$  liên tục, trong thông tin xung muốn truyền tín hiệu  $x(t)$  ta chỉ truyền đi những giá trị rời rạc của nó, lấy ở những thời điểm  $nT_s$  là  $x(nT_s)$ , trong đó  $T_s$  được quy định bởi định lý lấy mẫu.

Nếu trực tiếp phát đi các xung có biên độ tỷ lệ với  $x(nT_s)$  thì đó là điều biên xung thông thường.

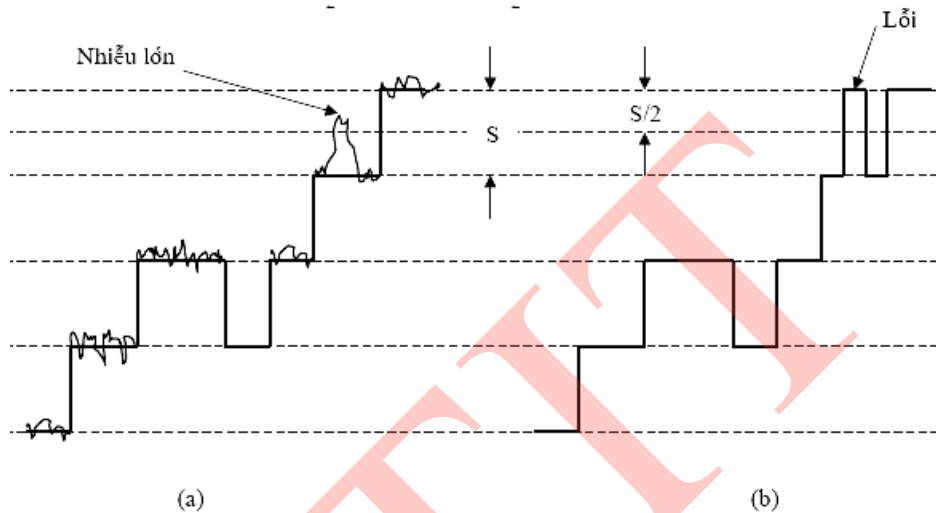
Trên đồ thị của hàm  $x(t)$  ta chia trục tung thành những khoảng  $\Delta x = S$ , từ 0 đến  $N$  ( $N$  là số nguyên dương). Các khoảng  $\Delta x$  có thể bằng nhau hoặc khác nhau, để đơn giản ta sẽ chia các khoảng  $\Delta x$  đều nhau. Như vậy chúng ta có thể biểu diễn các trị số  $x(nT_s)$  bằng các số từ  $0 \rightarrow N$  tại các thời điểm  $nT_s$ .

Nếu bây giờ chúng ta không phát đi các xung có biên độ tỷ lệ trực tiếp với  $x(nT_s)$ , mà trước hết chúng ta tiến hành qui tròn các số đó thành các số nguyên  $x_n$  gần với nó nhất, nghĩa là thay thế các số đó bằng các số nguyên theo qui luật:

$$x_{n-1} + \frac{1}{2}\Delta x < x_n < x_{n+1} - \frac{1}{2}\Delta x \quad (3.5)$$

Như vậy chúng ta đã thay thế việc phát đi các giá trị rời rạc  $x(nT_s)$  bởi các số nguyên qui tròn  $x_n$ , quá trình này được gọi là quá trình lượng tử hoá và việc phát đi các xung có biên độ tỷ lệ với các số nguyên  $x_n$  gọi là điều biên xung lượng tử hoá. Do đó bây giờ việc truyền đi tín tức liên tục  $x(t)$  được thay thế bằng sự truyền đi tập hợp các số nguyên.

Khoảng  $\Delta x$  chia trên trục tung được gọi là bước lượng tử hoá, nó có thể bằng nhau trên suốt trục tung, gọi là quá trình lượng tử hoá đều, nó cũng có thể biến thiên theo qui luật nào đó. Toàn bộ các bước lượng tử hoá từ  $0 \rightarrow N$  gọi là thang lượng tử hoá.



**Hình 3-10. a) Minh họa cho tín hiệu lượng tử hóa với nhiễu cộng;  
b) Tín hiệu sau tái lượng tử hóa**

\* Mục đích của lượng tử hoá:

- Để thực hiện điều xung mã: sử dụng tập hợp các số nguyên để ký hiệu tín tức gọi là mã hoá tín tức.
- Lượng tử hoá có tác dụng tăng tính chống nhiễu.

Giả sử ta phát đi tín hiệu  $x(t)$  và thu được tín hiệu  $y(t)$ . Nếu thu là lý tưởng thì  $y(t) = x(t)$ .

Nhưng do có tác động của nhiễu, nên ta có:

$$y(t) = x(t) + \xi(t) \quad (3.6)$$

Nếu ta thực hiện lượng tử hoá thì tín hiệu phát đi sẽ là tập các  $x_n$ . Giả thiết cường độ lớn nhất của nhiễu là  $\xi_{max}$ , ta chọn bước lượng tử hoá :

$$\frac{\Delta x}{2} > \xi_{max} \quad (3.7)$$

Từ (3.4) và (3.5) ta có tín hiệu thu được là:

$$x_n - \frac{1}{2}\Delta x < x_n - \xi_{\max} \leq y_n \leq x_n + \xi_{\max} < x_n + \frac{1}{2}\Delta x \quad (3.8)$$

- Do tín hiệu phát đi là tập các số nguyên  $x_n$ , nên tín hiệu thu được  $y_n$  không bị lẫn với các mẫu gần với  $x_n$ . Tức là cho phép khử được nhiễu ngẫu nhiên.
- Tuy nhiên khi lượng tử hoá lại xuất hiện một vấn đề khác, đó là sai số xuất hiện trong quá trình qui tròn các giá trị  $x(nT_s)$ , gọi là sai số lượng tử hoá. Nhưng nhiễu lượng tử hoá khác với nhiễu ngẫu nhiên ở chỗ chúng ta có thể biết qui luật của nó, do đó có thể khắc phục được, chẳng hạn như sử dụng phương pháp lượng tử hoá không đều.
- Một ưu điểm nữa của lượng tử hóa là khắc phục được sự tích lũy nhiễu trong thông tin đường dài. Người ta đặt các trạm chuyển tiếp suốt dọc hệ thống thông tin đường dài, các trạm này thu tín hiệu của trạm trước, lượng tử hóa và phát tiếp đi, bằng cách này người ta loại bỏ được nhiễu tích lũy.
- Giả sử tín hiệu lượng tử hóa được truyền đến một trạm lặp, chịu ảnh hưởng của nhiễu nên bị méo như vẽ trong Hình 3-10a. Cho tín hiệu này đi vào bộ lượng tử hóa một lần nữa gọi là tái lượng tử hóa (requantizer), đầu ra lúc này được chỉ ra trên Hình 3-10b. Quan sát trên hình ta thấy rõ ràng là lỗi chỉ xuất hiện nếu biên độ nhiễu vượt quá một nửa kích thước bước và nhiễu sẽ hoàn toàn bị loại bỏ nếu biên độ ở dưới một nửa kích thước bước. Vậy bằng cách tăng kích thước bước ta có thể giảm bớt sự tích lũy nhiễu. Tuy nhiên tăng kích thước bước thì sẽ dẫn đến tăng sai khác giữa tín hiệu gốc và tín hiệu lượng tử hóa. Sai khác này gọi là nhiễu lượng tử hóa (quantizing noise). Ta có thể tính được công suất trung bình của nhiễu lượng tử hóa  $P_q = \frac{S^2}{12}$ . Rõ ràng là nhiễu lượng tử hóa sẽ tăng khi kích thước bước tăng và ngược lại.

### Lượng tử hóa không đều

Từ công thức xác định  $P_q$  ta thấy công suất trung bình của nhiễu lượng tử hóa phụ thuộc vào kích thước bước  $S$ . Nếu kích thước bước không thay đổi thì tỷ số S/N sẽ nhỏ đối với tín hiệu có biên độ nhỏ và lớn đối với tín hiệu có biên độ lớn. Để đạt được tỷ số S/N đồng đều mà không làm tăng số mức lượng tử hóa thì tiến hành lượng tử hóa không đều với kích thước bước lượng tử hóa thay đổi: kích thước bước nhỏ đối với tín hiệu có biên độ nhỏ và ngược lại. Sự thay đổi kích thước bước rất hữu hiệu đối với tín hiệu thoại, là tín hiệu có 50% thời gian tồn tại với biên độ nhỏ chỉ bằng 1/4 giá trị hiệu dụng. Hình 3-11 là một ví dụ về thay đổi kích thước bước. Để thực hiện lượng tử hóa không đều, trước hết cho tín hiệu tương tự đi qua một bộ khuếch đại nén phi tuyến gọi là bộ nén (compressor), rồi vào bộ mã hóa PCM sử dụng lượng tử hóa đều. Gọi tín hiệu vào bộ nén là  $s_1(t)$ , tín hiệu ra bộ nén là  $s_2(t)$ , quan hệ giữa  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  được Smith tìm ra vào năm 1957 như sau:

$$|s_2(t)| = \frac{\ln(1 + \mu |s_1(t)|)}{\ln(1 + \mu)} \quad (3.9)$$

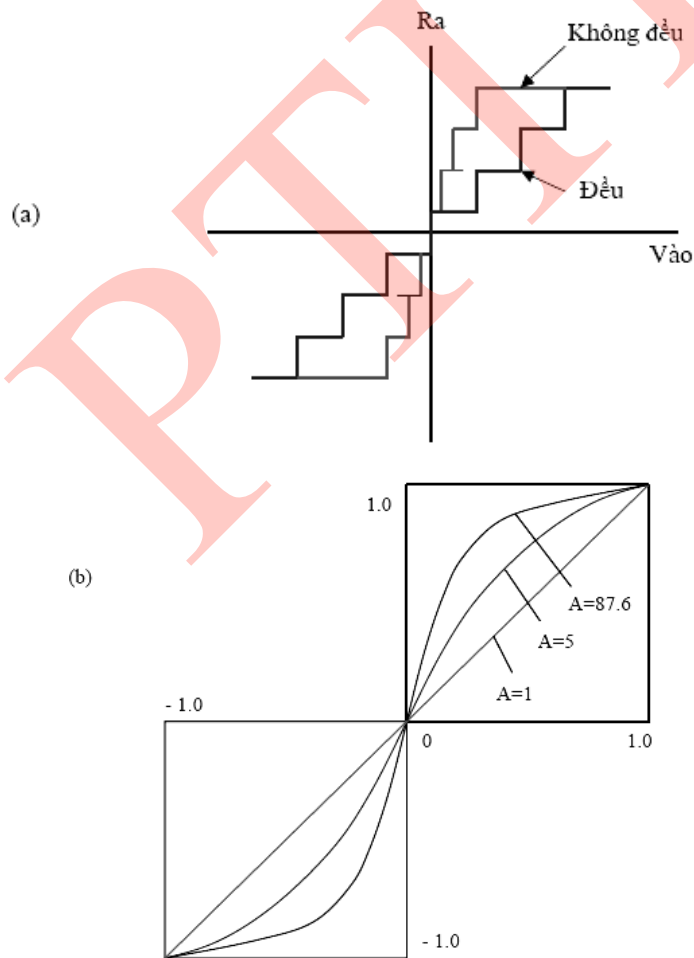
Ở đây giá trị đỉnh của  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  là  $\pm 1$ ,  $\mu$  là hằng số dương. Phương pháp nén như thế này gọi là nén luật  $\mu$ . Mạng điện thoại ở một số nước như Hoa Kỳ, Canada, Nhật sử dụng nén luật với  $\mu = 255$ .

Một luật nén khác gọi là luật A, sử dụng chủ yếu ở châu Âu, do Cattermole tìm ra năm 1969:

$$|s_2(t)| = \begin{cases} \frac{A|s_1(t)|}{1 + \ln A} & 0 \leq |s_1(t)| \leq \frac{1}{A} \\ \frac{1 + \ln(A|s_1(t)|)}{1 + \ln A} & \frac{1}{A} < |s_1(t)| \leq 1 \end{cases} \quad (3.10)$$

Với  $A = 87.6$ , Dunlop và Smith đã chứng minh rằng: so với lượng tử hóa đều thì tỷ số (S/N) tăng được 24 dB khi  $|x| < 1/A$  và tăng 38 dB khi  $|x| > 1/A$ . Với luật  $\mu$ , tỷ số (S/N) tăng hơn một chút so với luật A.

Cả luật nén A và  $\mu$  đều có quan hệ vào-ra là quan hệ loga. Do vậy, đặc tuyến nén luật A và  $\mu$  đều có dạng gần giống nhau. Đó là đặc tuyến dạng loga.



**Hình 3-11. Đặc tuyến nén – giãn: a) Đặc tuyến lượng tử hóa M=8 (b) Đặc tuyến luật A**



Ngược với quá trình nén bên phát, bên thu thực hiện quá trình giải nén hay còn gọi là giãn nhờ bộ giãn (expander). Đặc tuyến giãn là đảo ngược của đặc tuyến nén. Như vậy, đặc tuyến giãn là đặc tuyến đối loga. Sự kết hợp giữa bộ nén và bộ giãn gọi chung là bộ nén - giãn (compandor).

Để quá trình nén - giãn không làm ảnh hưởng đến chất lượng của tín hiệu khôi phục thì đây phải là một quá trình tuyến tính, nghĩa là tổng hai đặc tuyến nén và giãn phải là một đường thẳng. Điều này được thực hiện trong thực tế bằng cách xấp xỉ tuyến tính hóa từng đoạn. Cả hai luật A và  $\mu$  đều áp dụng phương pháp này.

### 3.2.3. Mã hóa

Được thực hiện sau bước lượng tử hóa. Đó là quá trình chuyển các giá trị mẫu đã được lượng tử hóa sang biểu diễn dưới dạng tập hợp các ký hiệu.

Chúng ta đã biết cách biểu diễn một số bất kỳ trong hệ đếm cơ số 10. Tương tự, một số bất kỳ  $N$  có thể biểu diễn trong hệ đếm cơ số  $m$  như sau:

$$N = am^0 + bm^1 + \dots$$

trong đó  $a, b, c \dots$  là các kí hiệu biểu diễn các con số trong hệ đếm  $m$  (từ 0 đến  $m-1$ ).

Như vậy số  $N$  được biểu thị bằng  $n$  con số thì:

$$m^{n-1} < N < m^n$$

Ví dụ mức lớn nhất mà  $x(t)$  đạt được trong thang lượng tử hóa là  $L$  và để mã hóa nó theo cơ số 2 (mã nhị phân) thì cần phải dùng  $v$  con số sao cho:

$$2^{v-1} \leq L < 2^v \quad (3.11)$$

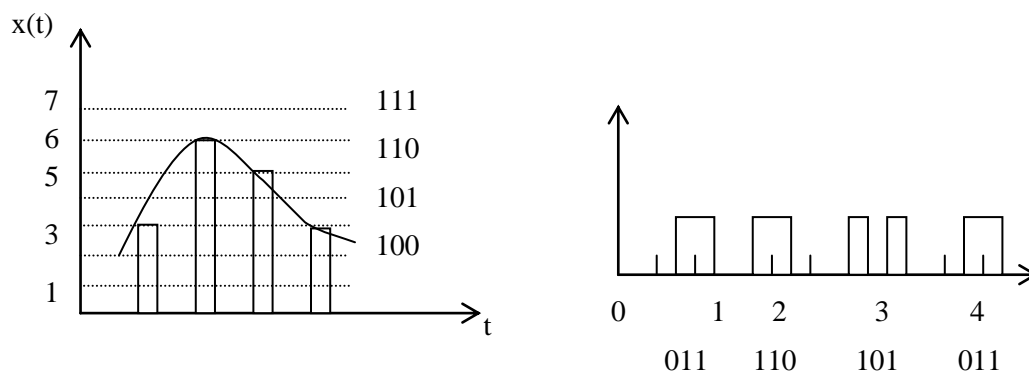
hay

$$\log_2 L < v \leq \log_2 L + 1 \quad (3.12)$$

do đó mỗi tổ hợp mã ở đây sẽ gồm  $v$  kí hiệu (các kí hiệu 0 và 1) và mỗi kí hiệu sẽ kéo dài khoảng  $T_s/v$ .

Xét ví dụ : Tạo tín hiệu PCM (lượng tử hoá đều).

Tín hiệu  $x(t)$  được lượng tử hoá thành 8 mức  $L = 8$  (Hình 3-12)



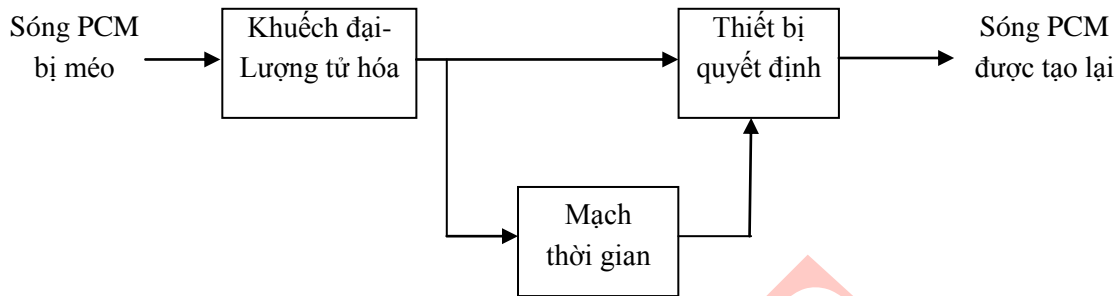
Hình 3-12. Minh họa lượng tử hóa 8 mức

Vậy để mã hoá một mẫu cần 3 bits

$$L = 2^v = 8 \rightarrow v = 3$$

#### 3.2.4. Bộ tạo lại

Đặc điểm quan trọng nhất của các hệ thống PCM là khả năng điều khiển được ảnh hưởng của méo và nhiễu trong quá trình truyền tín hiệu PCM. Điều này được thực hiện bằng cách phục hồi lại dạng sóng PCM thông qua chuỗi các bộ tạo lại.



Hình 3-13. Sơ đồ khối bộ lặp

Trên Hình 3-13 mô tả ba chức năng cơ bản của bộ lặp: lượng tử hóa, định thời và quyết định.

- Bộ lượng tử hóa sửa dạng xung thu được, có tác dụng bù méo biên độ và pha do tác động của kênh truyền.
- Mạch thời gian đưa ra dãy xung tuần hoàn để lấy mẫu các xung đã được lượng tử hóa tại các thời điểm mà tỷ số S/N là cực đại.
- Thiết bị quyết định sẽ cho phép khi biên độ của xung đã được lượng tử hóa cộng với nhiễu vượt quá mức điện áp đã xác định trước (tại thời điểm được xác định bởi mạch thời gian). Như vậy khi thiết bị quyết định cho phép, thì một xung mới “sạch” được phát chuyển tiếp.

Theo cách này thì sự tích lũy méo và nhiễu trong bộ lặp được loại bỏ.

#### 3.2.5. Giải mã:

Các xung được làm “sạch” được nhóm lại thành các từ mã và được giải mã thành tín hiệu PAM.

#### 3.2.6. Khôi phục tín hiệu

Thuật toán cuối cùng của bộ thu là biến đổi thành tín hiệu tương tự. Tín hiệu ra của bộ giải mã được cho qua bộ lọc LPF, có tần số cắt bằng bề rộng phổ của tín hiệu gốc.

Nếu tần số lấy mẫu thỏa định lý lấy mẫu thì từ tín hiệu PAM, ta có thể khôi phục được tín hiệu gốc ban đầu nhờ một bộ lọc thông thấp tần số cắt  $f_m$ . Tín hiệu khôi phục càng giống với tín hiệu ban đầu nếu tỷ số  $\tau/T_s$  cực nhỏ. Bộ lọc thông thấp này được gọi là lọc khôi phục.

Nếu tần số lấy mẫu không thỏa định lý lấy mẫu thì do ảnh hưởng của hiện tượng chồng phổ (aliasing), không thể khôi phục tín hiệu ban đầu. Do đó để chống ảnh hưởng của chồng

phổ, người ta đặt ngay trước bộ lấy mẫu một bộ lọc thông thấp để loại bỏ các thành phần tần số lớn hơn  $f_s/2$ .

### 3.2.7. Một số đặc điểm của tín hiệu PCM

- Một ưu điểm nổi bật của PCM so với các phương pháp điều chế tương tự khác là cho phép truyền tín hiệu tương tự như tín hiệu số.
- Điều xung mã là loại tín hiệu có tính chống nhiễu cao so với các loại tín hiệu khác.
- Nếu chọn bước lượng tử hóa nhỏ thì đạt được mức độ chính xác cao, nhưng bước lượng tử hóa quá nhỏ sẽ làm giảm ưu điểm về tính chống nhiễu.
- Nếu bước lượng tử hóa nhỏ sẽ làm tăng độ rộng của kênh thông tin.
- Trong điều chế xung mã. Nếu ta sử dụng  $n$  bit nhị phân để biểu diễn các mẫu lượng tử hoá, thì số mức lượng tử hoá sẽ là:

$$N = 2^n \quad \text{hay} \quad n = \log_2 N \quad (3.13)$$

Nếu tín hiệu lấy mẫu  $x(t)$  có phổ giới hạn là  $f_{\max}$ , thì độ rộng yêu cầu tối thiểu của kênh truyền  $B_T$  là:

$$B_T = nf_{\max} \quad (\text{Hz}) \quad (3.14)$$

Băng thông (bandwidth) là một tài nguyên thông tin quý giá và có hạn. Tất cả các đường truyền vật lý đều chỉ cho truyền tín hiệu qua trong một dải hữu hạn của tần số. Vì vậy cần phải có biện pháp sử dụng băng thông hiệu quả, nghĩa là làm sao truyền được nhiều kênh thông tin nhất với một băng thông sẵn có. Điều này tương đương với tìm phương pháp giảm băng thông của tín hiệu truyền trên kênh.

Như đã phân tích, ta thấy: trong một hệ thống PCM thông thường, các mẫu rời rạc của tín hiệu vào được mã hóa một cách độc lập với nhau. Hệ thống PCM thông thường có khả năng mã hóa những tín hiệu bất kỳ có phổ không vượt quá một nửa tần số lấy mẫu. Song trong thực tế, các tín hiệu thông tin như tiếng nói, hình ảnh, âm thanh... có sự tương quan (correlation) đáng kể giữa các mẫu cạnh nhau. Sự tương quan này làm cho tín hiệu có độ dư (redundancy). Để tiết kiệm băng thông truyền dẫn, có thể thực hiện các kỹ thuật số hóa khác hiệu quả hơn PCM. Các kỹ thuật này quan tâm đến sự tương quan của tín hiệu, sử dụng độ dư để làm giảm tốc độ bit, tức là giảm băng thông như: PCM delta, DPCM, DPCM thích nghi, điều chế delta DM và điều chế delta thích nghi ADM.

### 3.3. ĐIỀU CHẾ PCM VI SAI (DPCM)

Đối với tín hiệu tương tự, người ta có thể đoán trước được giá trị mẫu nào đó nếu biết các giá trị lấy mẫu trước đó.

Trong phần này ta xét một dạng sơ đồ điều chế khác, nghĩa là thay vì phát đi các giá trị lấy mẫu như ở PCM, ta sẽ phát đi sự khác nhau của hai giá trị mẫu lân cận.

Tức là nếu  $x(nT_s)$  là mẫu thứ  $n$  thì thay vì phát đi  $x(nT_s)$  ta sẽ phát đi giá trị  $e(nT_s) = x(nT_s) - x(nT_s - T_s)$

Phía thu nếu biết  $e(nT_s)$  và giá trị lấy mẫu trước đó  $x(nT_s - T_s)$ , thì ta hoàn toàn có thể xác định được  $x(nT_s)$ .

Thường giá trị  $e(nT_s)$  nhỏ hơn khá nhiều so với  $x(nT_s)$ . Nên nếu với cùng một số bước lượng tử hoá như nhau, thì với trường hợp  $e(nT_s)$  giá trị của bước lượng tử hoá  $\Delta x$  sẽ giảm nhiều so với trường hợp PCM. Do đó ta giảm được công suất ồn lượng tử hoá, tức là với độ rộng kênh cho trước thì tỷ số  $S/N$  sẽ tăng.

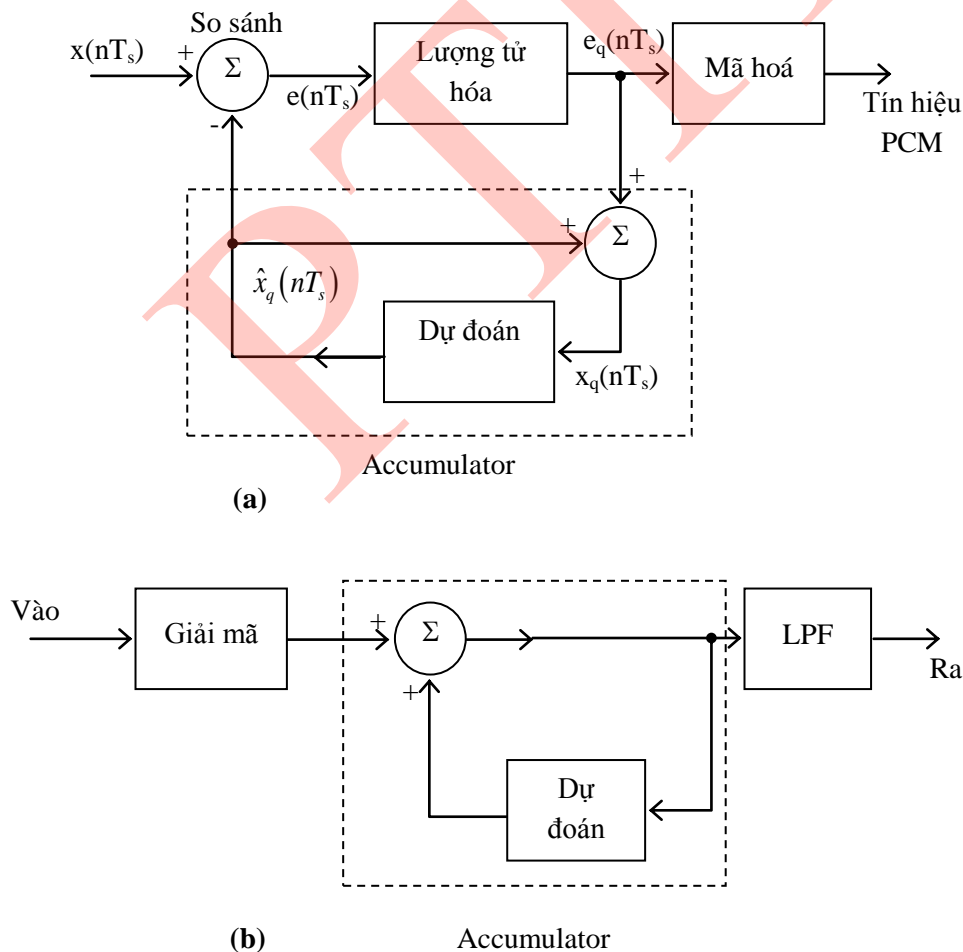
Ta có thể thực hiện sơ đồ này theo cách ước lượng giá trị mẫu thứ  $k$  từ các mẫu trước đó, như sau:

Gọi  $\hat{x}(nT_s)$  là giá trị ước lượng của  $x(nT_s)$ , thì giá trị phát đi là sai số:

$$e(nT_s) = x(nT_s) - \hat{x}(nT_s).$$

Như vậy ở phía thu giá trị  $x(nT_s)$  được xác định từ  $e(nT_s)$  và  $\hat{x}(nT_s)$ . Nếu phép dự đoán chính xác thì  $\hat{x}(nT_s) \approx x(nT_s)$ , nghĩa là sai số ước đoán sẽ nhỏ, thậm chí còn nhỏ hơn cả sai số giữa các mẫu lân cận. Vì vậy phương pháp PCM này được gọi là phương pháp điều chế xung mã vi sai (Differential Pulse Code Modulation - DPCM).

Quá trình điều chế DPCM được thực hiện theo sơ đồ Hình 3-14.



Hình 3-14. (a) Bộ phát DPCM; (b) Bộ thu DPCM

Nguyên lý:

Trong điều chế DPCM tín hiệu phát đi là sai khác  $e(nT_s)$  của  $x(nT_s)$  và giá trị dự đoán của nó.

- Phía phát: nếu gọi  $x(nT_s)$  và  $\hat{x}(nT_s)$  là tín hiệu vào ra bộ dự đoán, thì:

$$e(nT_s) = x(nT_s) - \hat{x}(nT_s) \quad (3.15)$$

Giá trị này được lượng tử hóa:

$$e_q(nT_s) = e(nT_s) + q(nT_s) \quad (3.16)$$

Với  $q(nT_s)$  là sai số lượng tử hóa.

Qua nhánh hồi tiếp của bộ dự đoán, ta có tín hiệu vào của bộ dự đoán là:

$$\begin{aligned} x_q(nT_s) &= \hat{x}_q(nT_s) + e_q(nT_s) \\ &= x(nT_s) - e(nT_s) + e_q(nT_s) \end{aligned} \quad (3.17)$$

$$x_q(nT_s) = x(nT_s) + q(nT_s) \quad (3.18)$$

Từ biểu thức (3.17) ta thấy rằng  $x_q(nT_s)$  chính là giá trị lượng tử hóa của tín hiệu vào  $x(nT_s)$ .

- Phía thu: cũng tương tự như một phần của phía phát (nhánh hồi tiếp). Tín hiệu nhận được sau bộ giải mã là  $e_q(nT_s)$ . Tín hiệu ra bộ dự đoán là  $x_q(nT_s)$ , nên tín hiệu ra bộ thu sẽ là:

$$x_q(nT_s) = x(nT_s) + q(nT_s) \quad (3.19)$$

Như vậy ở đầu ra bộ thu ta nhận được giá trị lượng tử hóa của tín hiệu  $x(nT_s)$ .

\* Xét tỷ số S/N:

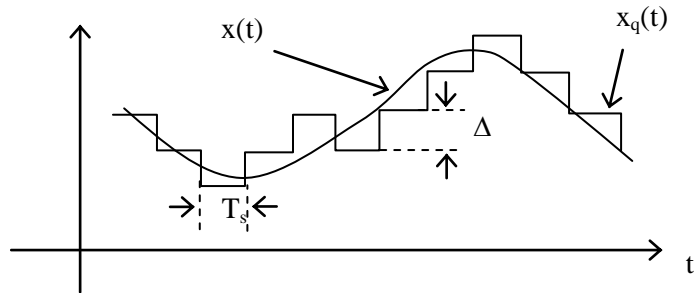
Nếu gọi  $x_{\max}$  và  $e_{\max}$  là biên độ cực đại của  $x(t)$  và  $e(t)$  tương ứng và N là số bước lượng tử hóa trong cả hai trường hợp, thì kích thước bước lượng tử hóa trong DPCM sẽ giảm so với trường hợp PCM là  $e_{\max} / x_{\max}$ . Do đó ồn lượng tử hóa trong DPCM sẽ giảm so với trường hợp PCM là  $(x_{\max} / e_{\max})^2$  hay nói cách khác tỷ số S/N tăng là  $(x_{\max} / e_{\max})^2$

### 3.4. ĐIỀU CHẾ DELTA (DM)

Sự tương quan giữa các mẫu sử dụng trong DPCM sẽ được khai thác sâu hơn trong điều chế Delta (DM) với oversampling tín hiệu cơ sở (nghĩa là tốc độ lấy mẫu cao hơn nhiều tốc độ Nyquist), nhằm tăng tính tương quan giữa các mẫu lân cận của tín hiệu. Điều này cho phép sử dụng các phương pháp lượng tử hóa đơn giản để phục hồi lại tín hiệu mã hóa. Phần cứng của cả bộ điều chế và giải điều chế DM đều đơn giản. Chính ưu điểm này làm cho kỹ thuật điều chế DM trở nên hấp dẫn.

DM sử dụng nguyên lý xấp xỉ bậc thang, Hình 3-15.

DM đưa ra dạng xấp xỉ bậc thang của tín hiệu gốc. Sự khác nhau giữa tín hiệu vào và dạng xấp xỉ được lượng tử hóa thành 2 mức  $\pm\Delta$ , ứng với sự khác nhau dương và âm tương ứng.



**Hình 3-15. Mô tả điều chế DM**

Nếu gọi  $x(t)$  là tín hiệu vào,  $x_q(t)$  là dạng xấp xỉ bậc thang của nó,  $T_s$  là chu kỳ lấy mẫu;  $e(nT_s)$  là sai số dự đoán của sai khác giữa giá trị mẫu tức thời  $x(nT_s)$  và giá trị xấp xỉ gần nhất của nó  $\hat{x}(nT_s) = x_q(nT_s - T_s)$ ; và  $e_q(nT_s)$  là giá trị lượng tử hoá của  $e(nT_s)$ . Thì nguyên lý cơ bản của DM được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} e(nT_s) &= x_q(nT_s) - \hat{x}(nT_s) \\ &= x_q(nT_s) - x_q(nT_s - T_s) \end{aligned} \quad (3.20)$$

$$\begin{aligned} x_q(nT_s) &= x_q(nT_s - T_s) + e_q(nT_s) \\ x_q(nT_s) &= x_q(nT_s - 2T_s) + e_q(nT_s) + e_q(nT_s - T_s) \end{aligned} \quad (3.21)$$

Một cách tương tự và coi điều kiện đầu  $x_q(0) = 0$ , thì:

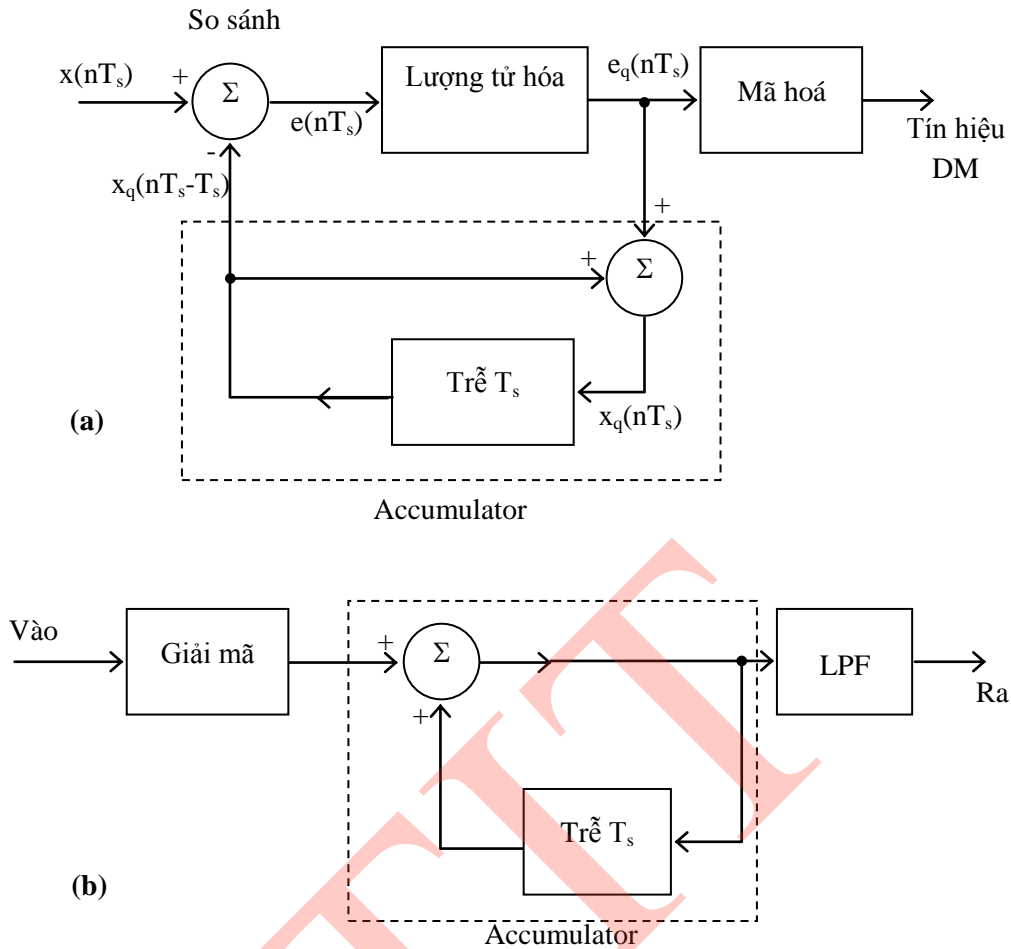
$$x_q(nT_s) = \sum_{k=0}^n e_q(k) \quad (3.22)$$

Và

$$e_q(nT_s) = \Delta \operatorname{sgn}[e(nT_s)] \quad (3.23)$$

Nguyên lý hoạt động:

Tín hiệu sau khi được lấy mẫu  $x(nT_s)$  được đưa đến bộ so sánh, ở đây nó được so sánh với giá trị dự đoán (giá trị gần đúng của nó sau khi cho qua bộ trễ với thời gian trễ  $T_s$ ) và sai số  $e(nT_s)$  được lượng tử hóa bởi 2 mức  $\pm\Delta$  tùy thuộc vào dấu của sai số  $e(nT_s)$ . Nếu tín hiệu vào  $x(nT_s)$  lớn hơn giá trị dự đoán  $x_q(nT_s - T_s)$  hay là  $e(nT_s) > 0$  thì lấy giá trị  $+\Delta$  và ngược lại sẽ lấy giá trị  $-\Delta$ . Tín hiệu ra của bộ lượng tử hóa  $e(nT_s)$  sẽ được mã hóa thành tín hiệu nhị phân ở bộ mã hóa (dãy xung nhị phân), cuối cùng ta nhận tín hiệu DM mong muốn.



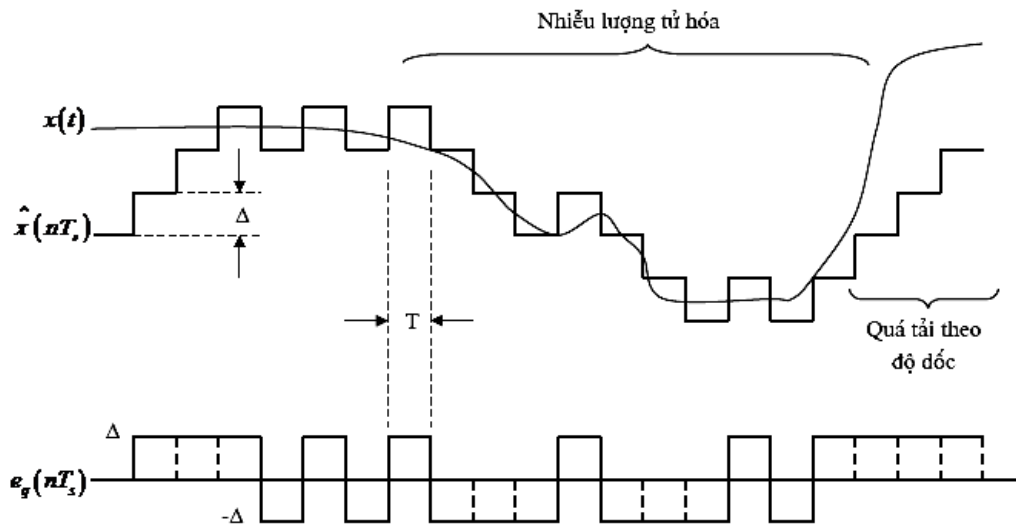
**Hình 3-16. (a) Bộ phát DM; (b) Bộ thu DM**

Ở phía thu (Hình 3-16b) tín hiệu nhị phân được cho qua bộ giải mã và tín hiệu  $x_q(nT_s)$  ở đầu ra bộ giải mã được đưa đến bộ tích phân (quá trình tương tự như ở phía phát), bộ lọc thông thấp để hạn chế băng tần.

Nhận xét:

- Với DM thì tốc độ truyền tin bằng chính tốc độ lấy mẫu  $f_s = 1/T_s$ .
- Ưu điểm chính của điều chế Delta là tính đơn giản của nó.
- Sơ đồ khối bộ điều chế DM bao gồm bộ so sánh, lượng tử hóa và accumulator. Như vậy DM không yêu cầu bộ biến đổi A/D, mà chỉ là một bộ so sánh. Vì vậy để thực hiện điều chế Delta yêu cầu phần cứng đơn giản hơn nhiều so với PCM.
- Ngoài ra trong DM mỗi mẫu  $x(nT_s)$  được mã hóa bằng một xung đơn có biên độ  $+\Delta$  hoặc  $-\Delta$ . Và tín hiệu DM có thể biểu diễn dưới dạng nhị phân hoặc là "one bit per sample", tức là dùng 1 bit nhị phân để mã hóa cho một xung lấy mẫu. Nên DM còn được gọi là điều chế PCM 1 bit - "one bit PCM".
- Độ rộng kênh truyền yêu cầu là:

$$B \geq \frac{f_s}{2} \quad (3.24)$$



**Hình 3-17. Dạng sóng của tín hiệu DM và minh họa các loại nhiễu**

\* Méo lượng tử hóa trong DM: trong điều chế DM có 2 loại lỗi lượng tử hóa:

- Méo quá dốc (*slope overload*)
- Méo *granular* (hạt); tương tự như méo lượng tử hóa trong PCM.

*Granular noise* xảy ra do kích thước bước  $\Delta$  quá lớn so với độ dốc lân cận của  $x(t)$ , do vậy xấp xỉ bậc thang  $x_q(t)$  xoay quanh những phần phẳng của  $x(t)$ . Hiện tượng này cũng như méo lượng tử hóa.

Ngược với méo *granular*, méo quá dốc xảy ra do kích thước bước  $\Delta$  quá nhỏ so với xấp xỉ bậc thang trong vùng dốc của  $x(t)$ . Vì vậy để cho dãy  $x_q(nT_s)$  tăng nhanh như  $x(nT_s)$  ở vùng dốc cực đại của  $x(t)$  cần thỏa mãn điều kiện:

$$\frac{\Delta}{T_s} \geq \max \left| \frac{dx(t)}{dt} \right| \quad (3.25)$$

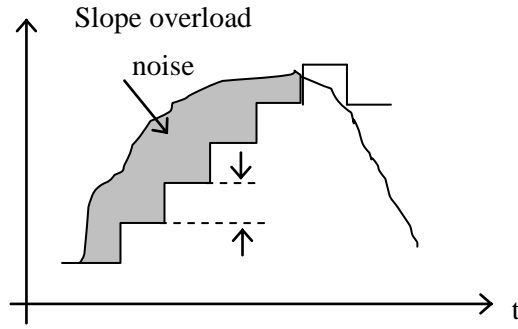
Chính vì thế cần phải lựa chọn kích thước bước  $\Delta$  sao cho dung hòa được hai vấn đề trên, tức là tối thiểu hóa giá trị bình phương trung bình của lỗi lượng tử hóa. Để đáp ứng được yêu cầu này người ta thực hiện một phương thức thay đổi kích thước bước  $\Delta$  theo tín hiệu. Sau đây chúng ta sẽ nghiên cứu sơ đồ điều chế này.

### 3.5. ĐIỀU CHẾ DELTA THÍCH NGHI (Adaptive DM - ADM)

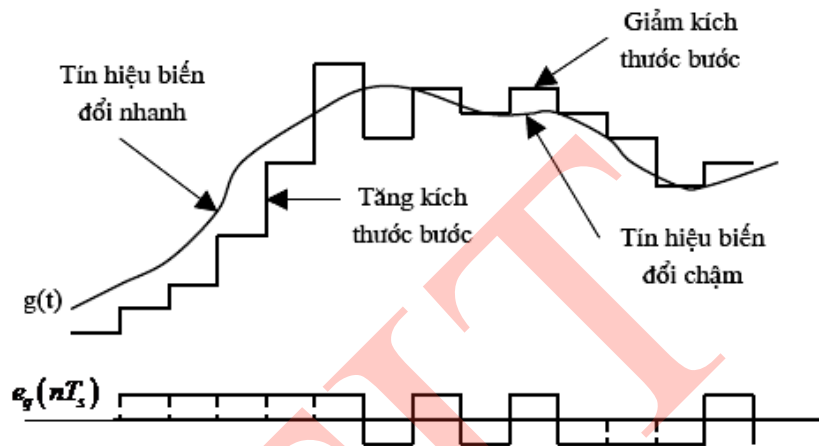
Điều chế Delta thích nghi (ADM) được thiết kế để đáp ứng yêu cầu biến đổi kích thước bước  $\Delta$ , do đó giảm được hiệu ứng *slope overload*, nhưng không làm tăng méo *granular*. Nhưng điều này phải trả giá là làm tăng độ phức tạp của phần cứng.

Quan sát trên Hình 3-18 ta thấy rằng hiện tượng méo *slope overload* sẽ xuất hiện ở  $e_q(nT_s)$  như một dãy xung có cùng cực, nhưng khi  $x_q(t)$  bám theo  $x(t)$  thì cực của xung đổi chiều. Quy luật này cho phép chúng ta sử dụng để biến đổi kích thước bước  $\Delta$  sao cho thích hợp với đặc tính của tín hiệu.





Hình 3-18. Mô tả méo lượng tử hoá trong ADM



Hình 3-19. Dạng sóng tín hiệu ADM minh họa kích thước bước thay đổi

Trên Hình 3-20 là sơ đồ khối bộ tạo ADM, trong đó sử dụng vòng hồi tiếp để điều chỉnh kích thước bước  $\Delta$ .

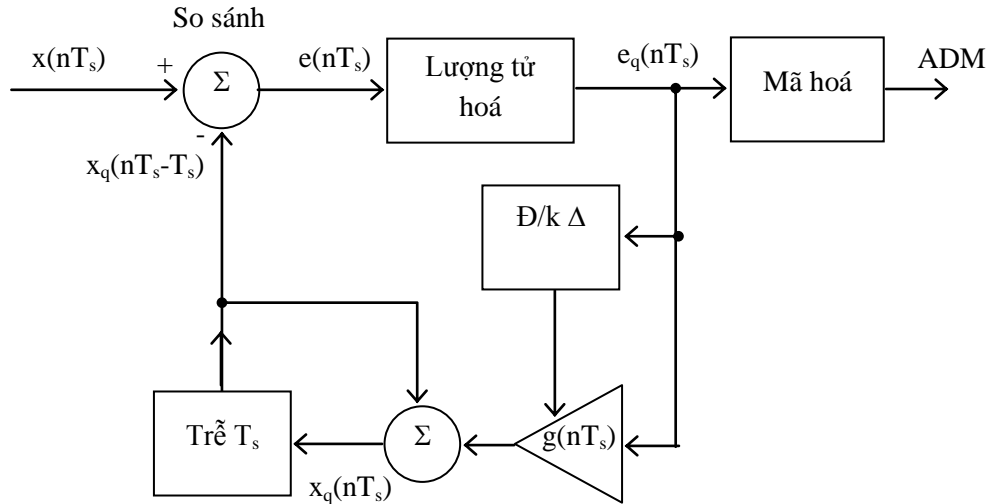
Sự hiệu chỉnh kích thước bước  $\Delta$  được thực hiện trong vòng hồi tiếp như sau:

$$x_q(nT_s) = x_q(nT_s - T_s) + g(nT_s)e_q(nT_s) \quad (3.26)$$

Bộ điều khiển kích thước bước  $\Delta$  làm việc theo nguyên tắc sau:

$$g(nT_s) = \begin{cases} g(nT_s - T_s) \cdot K; & e_q(nT_s) = e_q(nT_s - T_s) \\ g(nT_s - T_s) / K; & e_q(nT_s) \neq e_q(nT_s - T_s) \end{cases} \quad (3.27)$$

Với  $K$  là hằng số:  $1 < K < 2$ .



**Hình 3-20. Hệ thống ADM**

Như vậy điều chế Delta thích nghi không những khắc phục được nhược điểm về méo trong điều chế Delta, mà nó còn đạt được tỷ số S/N tốt hơn so với điều chế Delta. Ngoài ra còn có các dạng sơ đồ điều chế khác, mà trong đó sự hiệu chỉnh kích thước bước  $\Delta$  là liên tục.

### 3.6. NHIỄU KÊNH VÀ XÁC SUẤT LỖI

Chất lượng của hệ thống PCM bị ảnh hưởng bởi hai nguồn nhiễu chính:

- Nhiễu kênh
- Ổn lượng tử hóa

Hai nguồn nhiễu này tuy độc lập nhau, nhưng chúng xuất hiện đồng thời khi hệ thống hoạt động. Ổn lượng tử hóa chúng ta đã đề cập đến ở phần trên. Trong phần này chúng ta sẽ xem xét đến ảnh hưởng của nhiễu kênh.

Do tác động của nhiễu kênh, nó có thể gây lỗi cho dạng sóng PCM ở đầu ra bộ thu. Để đánh giá độ trung thực của truyền tin trong các hệ thống PCM người ta sử dụng tham số xác suất lỗi, đó là xác suất thu sai kí hiệu ở phía thu.

Xét tín hiệu PCM mã hóa nhị phân  $s(t)$ , khi sử dụng dạng xung NRZ. Khi phát đi kí hiệu 1, thì:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{E_{max}}{T_b}} \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.28)$$

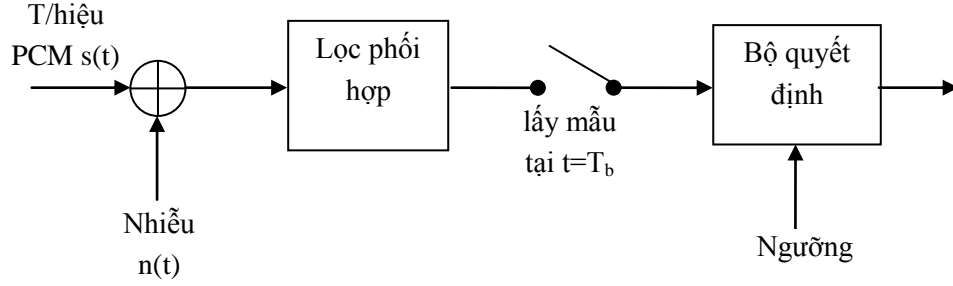
Và khi phát đi kí hiệu 0:

$$s_2(t) = 0 \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.29)$$

trong đó  $E_{max}$  là năng lượng tín hiệu cực đại và  $T_b$  là độ rộng của xung bit. Như vậy tín hiệu ở phía thu khi có tác động của nhiễu cộng trắng Gaussian  $n(t)$ :

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.30)$$

Hình 3-21 biểu diễn sơ đồ khối bộ thu tín hiệu PCM mã hóa nhị phân



Hình 3-21. Bộ thu tín hiệu PCM mã hóa nhị phân

Để tính xác suất lỗi ở phía thu chúng ta sử dụng phương pháp biểu diễn không gian tín hiệu. Nếu gọi tín hiệu trực chuẩn là  $\varphi_1(t)$ :

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.31)$$

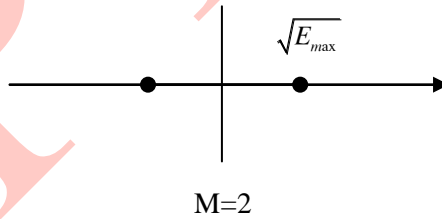
thì:

$$s_1(t) = \sqrt{E_{\max}} \varphi_1(t) \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (3.32)$$

Tính các tọa độ:

$$s_{11} = \int_0^{T_b} s_1(t) \varphi_1(t) dt = \sqrt{E_{\max}} \quad (3.33)$$

$$s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) \varphi_1(t) dt = 0 \quad (3.34)$$



Hình 3-22. Không gian tín hiệu cho tín hiệu PCM

Giả thiết rằng các kí hiệu 0 và 1 là đẳng xác suất. Nên ngưỡng sẽ được đặt là  $\sqrt{E_{\max}}/2$ , và không gian tín hiệu được chia thành 2 vùng  $Z_1$  và  $Z_2$ . Như vậy nguyên tắc quyết định đơn giản sẽ là: tín hiệu phát đi là  $s_1(t)$  nếu điểm thu trong  $Z_1$  và là  $s_2(t)$  nếu điểm thu trong  $Z_2$ . Do đó có thể có 2 quyết định sai xảy ra ở phía thu: do tác động của nhiễu  $n(t)$  nên khi phát đi kí hiệu không thì điểm thu rơi vào  $Z_1$  và ngược lại.

Tọa độ tín hiệu thu  $x(t)$  là:

$$x_1 = \int_0^{T_b} x(t) \varphi_1(t) dt \quad (3.35)$$

Vì  $x_1$  là giá trị mẫu của biến ngẫu nhiên phân bố Gaussian  $X_1$ . Nên khi phát đi kí hiệu 0 thì trị trung bình của  $X_1$  bằng 0 và phát kí hiệu 1 thì trị trung bình của  $X_1$  bằng  $\sqrt{E_{\max}}$ .

Tính xác suất lỗi cho trường hợp 1 (phát 0, quyết định 1).

$$Z_1 : \frac{\sqrt{E_{\max}}}{2} < x_1 < \infty$$

Hàm mật độ xác suất có điều kiện được xác định:

$$f_{x_1}(x_1|0) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{x_1^2}{N_0}\right) \quad (3.36)$$

Gọi  $P_e(0)$  là xác suất lỗi có điều kiện của trường hợp quyết định là 1, khi gửi kí hiệu 0, thì:

$$\begin{aligned} P_e(0) &= \int_{\sqrt{E_{\max}}/2}^{\infty} f_{x_1}(x_1|0) dx_1 \\ &= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_{\sqrt{E_{\max}}/2}^{\infty} \exp\left(-\frac{x_1^2}{N_0}\right) dx_1 \end{aligned} \quad (3.37)$$

Đặt :

$$z = \frac{x_1}{\sqrt{N_0}} \quad \text{và} \quad \text{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} \exp(-z^2) dz \quad (3.38)$$

thì:

$$P_e(0) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{E_{\max}}{N_0}}\right) \quad (3.39)$$

Tương tự ta có thể tính xác suất lỗi cho trường hợp 2 (phát 1, quyết định 0).

$$Z_2 : \infty < x_1 < \frac{\sqrt{E_{\max}}}{2}$$

Và

$$P_e(1) = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{E_{\max}}{N_0}}\right) \quad (3.40)$$

Xác suất lỗi trung bình ở phía thu là:

$$P_e = p_0 P_e(0) + p_1 P_e(1) \quad (3.41)$$

trong đó  $p_0, p_1$  là xác suất phát các kí hiệu 0 và 1 tương ứng. Do vậy:

$$P_e = \frac{1}{2} \text{erfc}\left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{E_{\max}}{N_0}}\right) \quad (3.42)$$

Nếu gọi công suất cực đại của tín hiệu là  $P_{\max}$  thì:  $E_{\max} = P_{\max} \cdot T_b$ . Do đó ta có:

$$\frac{E_{\max}}{N_0} = \frac{P_{\max}}{N_0 / T_b} \quad (3.43)$$

Từ các biểu thức trên có thể thấy rằng, xác suất lỗi trung bình ở máy thu PCM phụ thuộc vào tỷ số năng lượng tín hiệu cực đại trên mật độ phổ công suất nhiễu. Khi tỷ số này tăng thì  $P_e$  giảm rất nhanh.

### 3.7. MÃ HÓA TIẾNG NÓI TỐC ĐỘ THẤP

Khi sử dụng điều chế xung mã PCM ở tốc độ 64kb/s tiêu chuẩn thì thường đòi hỏi độ rộng kênh truyền lớn. Trong một số trường hợp người ta thực hiện giảm tốc độ bit mã hóa tín hiệu tiếng nói thấp hơn 64kb/s, để có thể truyền các tín hiệu này trên kênh có dung lượng thấp mà vẫn đảm bảo chất lượng cho tín hiệu phục hồi. Nhưng ngược lại nó sẽ tăng tăng tính phức tạp của sơ đồ mã hóa, tức là tăng giá thành của sản phẩm.

Để mã hóa tiếng nói với tốc độ bit thấp, bộ mã hóa dạng sóng được cấu thành dựa trên đặc tính thống kê của dạng sóng tiếng nói và các tính chất của hệ thống thính giác của con người. Với 2 mục tiêu:

- Giảm độ dư thừa của tín hiệu tiếng nói.
- Xác định số bit cần để mã hóa các phần còn lại của tín hiệu tiếng nói một cách hiệu quả trên quan điểm giác quan

#### 3.7.1. Điều chế xung mã vi sai thích nghi (ADPCM)

Để giảm từ 8 bits (tiêu chuẩn trong PCM) xuống 4 bits cho mỗi mẫu, người ta sử dụng tổ hợp cả lượng tử hóa thích nghi và dự đoán thích nghi trong sơ đồ mã hóa số để đạt được chất lượng tốt trong dải rộng, và được gọi là điều chế xung mã vi sai thích nghi.

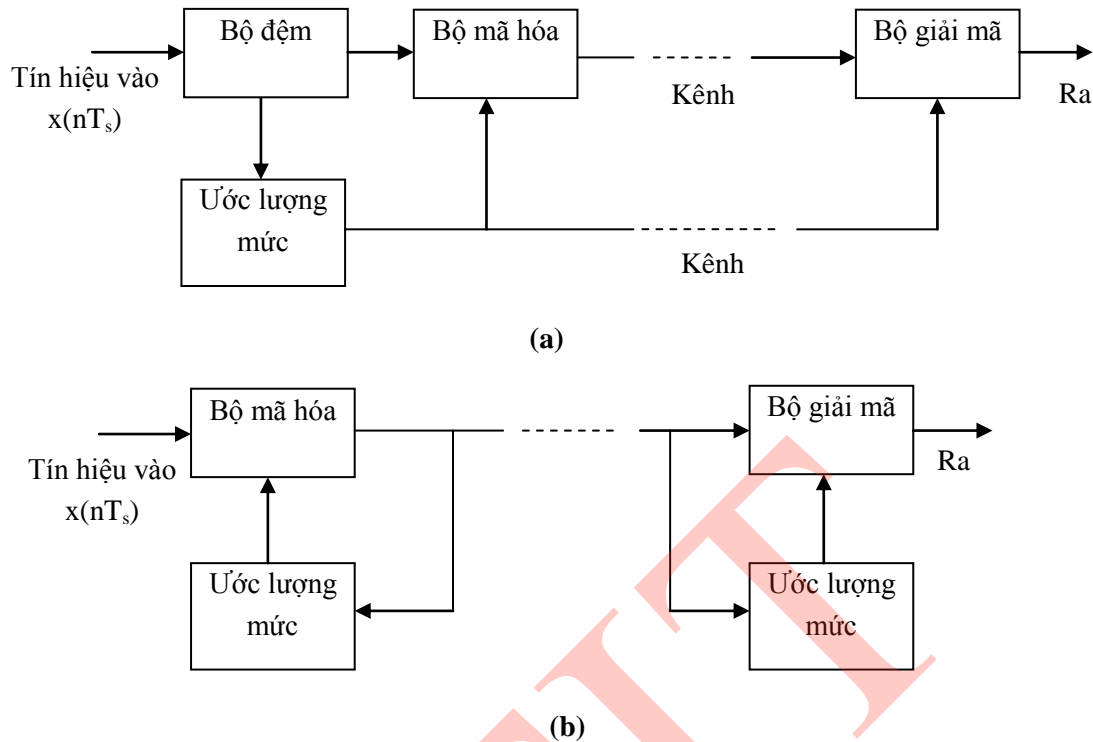
Trong bộ lượng tử hóa thích nghi, kích thước bước lượng tử hóa  $\Delta(nT_s)$  biến đổi theo thời gian. Tức là tại một thời điểm xác định  $n$  thì bộ lượng tử hóa thích nghi có đặc tính truyền đạt không đổi, nghĩa là kích thước bước lượng tử  $\Delta(nT_s)$  thay đổi như thế nào để thích nghi với sai phương  $\sigma_x^2$  của tín hiệu vào:

$$\Delta(nT_s) = \varphi \cdot \hat{\sigma}_x(nT_s) \quad (3.44)$$

trong đó  $\varphi$  là hằng số và  $\hat{\sigma}_x(nT_s)$  là giá trị ước lượng của  $\sigma_x(nT_s)$ . Với tín hiệu vào không dừng, thì  $\sigma_x(nT_s)$  biến đổi theo thời gian. Ở biểu thức (3.44) ta có thể tính ước lượng  $\hat{\sigma}_x(nT_s)$  theo một trong 2 cách sau:

- Các mẫu tín hiệu vào chưa lượng tử hóa được dùng để tính ước lượng tiến của  $\sigma_x(nT_s)$  (Hình 3-23a)
- Các mẫu ra của bộ lượng tử hóa được dùng để tính ước lượng lùi của  $\sigma_x(nT_s)$  (Hình 3-23b)

Và tương ứng chúng ta có các sơ đồ lượng tử hóa thích nghi với ước lượng tiên (AQF) và sơ đồ lượng tử hóa thích nghi với ước lượng lùi (AQB) trên Hình 3-23.



**Hình 3-23. Lượng tử hóa thích nghi. (a) AQF. (b) AQB**

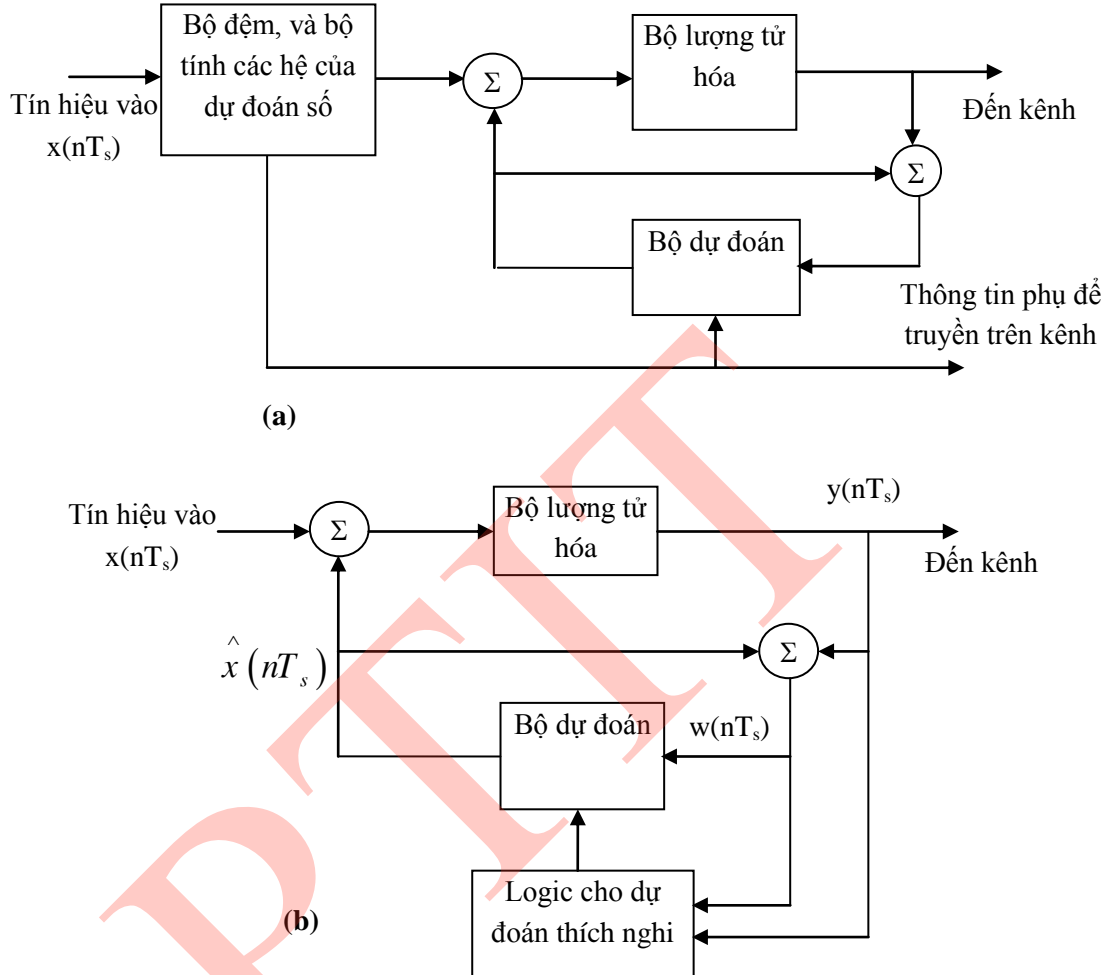
Trong sơ đồ AQF, đầu tiên các mẫu tín hiệu vào chưa lượng tử hóa được huấn luyện. Các mẫu này được loại bỏ sau khi nhận được giá trị ước lượng  $\hat{\sigma}_x(nT_s)$ , giá trị này không phụ thuộc vào ồn lượng tử hóa. Nên kích thước bước  $\Delta(nT_s)$  nhận được trong sơ đồ AQF chính xác hơn trong sơ đồ AQB. Tuy nhiên, trong sơ đồ AQF lại yêu cầu truyền thông tin mức (khoảng 5-6 bits/ mẫu kích thước bước) để điều khiển bộ giải mã. Điều này làm tăng gánh nặng cho hệ thống. Ngoài ra cũng xuất hiện trễ khi mã hóa trong sơ đồ AQF. Tất cả các vấn đề về truyền mức, trễ và huấn luyện trong sơ đồ AQF có thể tránh được trong sơ đồ AQB. Vì thế trong thực tế sơ đồ AQB được ứng dụng nhiều hơn AQF.

Vì các tín hiệu tiếng nói là tín hiệu không dừng, nên sử dụng dự đoán thích nghi trong ADPCM là thích hợp. Hàm tự tương quan và mật độ phổ công suất của các tín hiệu tiếng nói là các hàm biến đổi theo thời gian, do vậy các bộ dự đoán này cũng biến đổi theo thời gian. Tương tự như lượng tử hóa thích nghi, cũng có 2 sơ đồ thực hiện dự đoán thích nghi (Hình 3-24):

- Dự đoán thích nghi với ước lượng tiên (APF), trong đó các mẫu tín hiệu vào chưa lượng tử hóa được dùng để ước lượng các hệ số của bộ dự đoán.
- Dự đoán thích nghi với ước lượng lùi (APB), trong đó các mẫu ra của bộ lượng tử hóa và lỗi dự đoán được dùng để ước lượng các hệ số của bộ dự đoán.

Trong sơ đồ APF, N mẫu tín hiệu vào được đưa vào bộ đệm và được loại bỏ sau khi tính M hệ số của bộ dự đoán. Giá trị M được chọn sao cho dung hòa giữa hệ số khuếch đại của bộ

dự đoán và thông tin thêm. Tương tự việc chọn khoảng thời gian huấn luyện  $N$  cũng liên quan tới tốc độ mà ở đó đặc tính thống kê của tín hiệu vào thay đổi và tốc độ mà ở đó thông tin về các hệ số dự đoán phải được cập nhật và truyền đến bộ thu. Ví dụ đối với tín hiệu tiếng nói thì chọn  $N = 16\text{ms}$ , với tốc độ lấy mẫu là  $8\text{KHz}$  và  $M=10$ . Tuy nhiên APF cũng có các nhược điểm như AQF, và nó được khắc phục trong sơ đồ APB.



**Hình 3-24. Dự đoán thích nghi. (a) APF. (b) APB**

Trong sơ đồ APB, các hệ số dự đoán được ước lượng dựa trên dữ liệu lượng tử hóa và truyền đi, chúng được cập nhật thường xuyên.

Theo sơ đồ Hình 3-24b, ta có:

$$w(nT_s) = \hat{x}(nT_s) + y(nT_s) \quad (3.45)$$

hay

$$y(nT_s) = w(nT_s) - \hat{x}(nT_s) \quad (3.46)$$

trong đó  $\hat{x}(nT_s)$  là giá trị dự đoán của mẫu vào  $x(nT_s)$ ,  $w(nT_s)$  là giá trị mẫu vào bộ dự đoán, nên  $y(nT_s)$  được coi như giá trị lỗi dự đoán.

### 3.7.2. Mã hóa băng con thích nghi

Cả PCM và ADPCM đều là các bộ mã hóa trong miền thời gian. Trong phần này ta nghiên cứu bộ mã hóa trong miền tần số, trong đó tín hiệu tiếng nói được chia thành một số băng con và được mã hóa riêng rẽ. Bộ mã hóa có mã hóa tín hiệu tiếng nói với tốc độ 16kb/s với chất lượng tiêu chuẩn (ở tốc độ PCM chuẩn 64kb/s). Để đạt được điều này, cần khai thác tính chất gần tuần hoàn âm hữu thanh và đặc tính của hệ thống thính giác.

Tính tuần hoàn của tiếng nói thể hiện ở chỗ người nói với tần số pitch đặc trưng. Tính tuần hoàn cho phép dự đoán pitch, do đó làm giảm lỗi dự đoán. Vì thế số bits cho một mẫu cũng giảm nhiều mà không giảm nghiêm trọng chất lượng tiếng nói.

Số bit cho mỗi mẫu có thể được giảm hơn nữa khi sử dụng hiện tượng “mặt nạ” ồn khi thu. Đó là vì tai người không nghe thấy ồn trong dải tần số đã cho nếu mức ồn nhỏ hơn tín hiệu 15dB. Điều có nghĩa là lỗi mã hóa tương đối lớn có thể được chấp nhận ở gần các formant và tốc độ mã hóa được giảm tương ứng.

Các tần số formant là các tần số cộng hưởng của hệ thống phát âm. Các formant phụ thuộc vào dạng và chiều của hệ thống phát âm.

Trong mã hóa băng con thích nghi (ASBC), dạng ồn được thực hiện bởi việc ấn định bit thích nghi. Nghĩa là số bit dùng để mã hóa mỗi băng con được thay đổi động và được chia sẻ với những băng khác, để cho độ chính xác của mã hóa luôn được đặt ở chỗ cần thiết trong vùng tần số của tín hiệu.

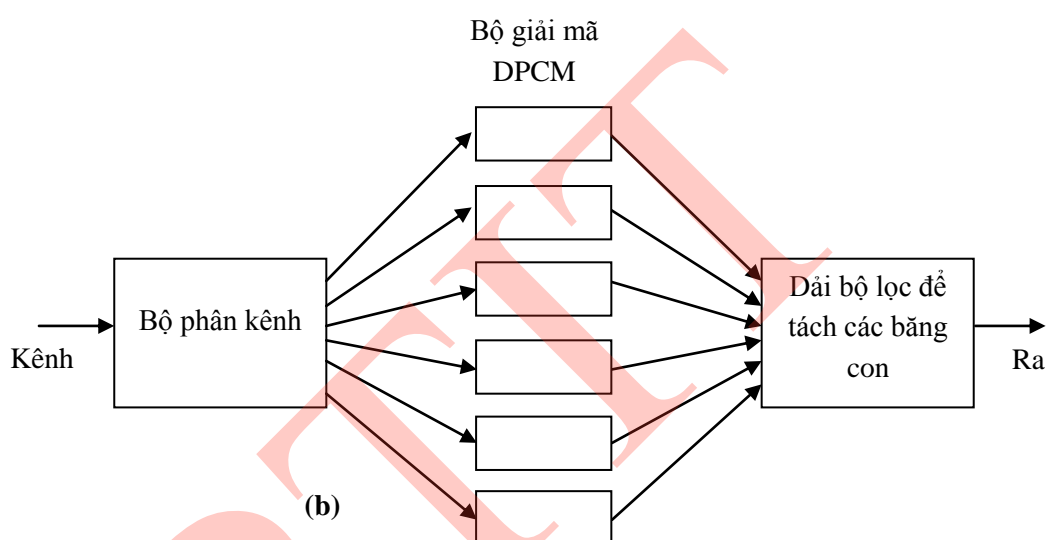
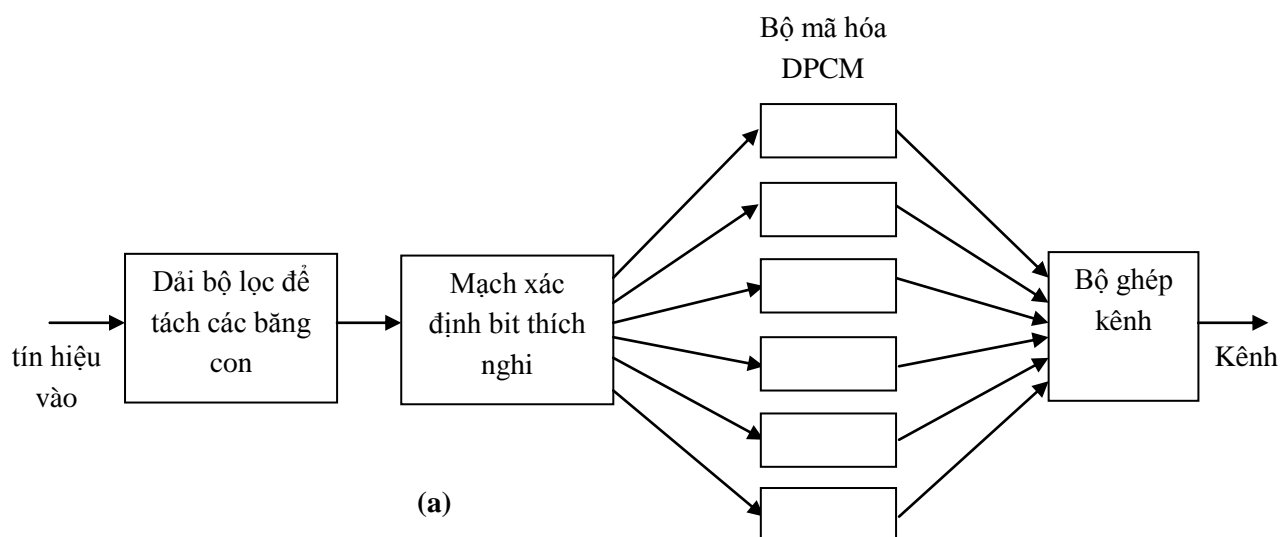
Theo sơ đồ ASBC thì sử dụng các bộ lọc BP để chia dải tiếng nói thành một số các băng liên tiếp (thường 4 đến 8), đầu ra các bộ lọc được dịch tần và lấy mẫu với tốc độ cao hơn tốc độ Nyquist, và mã hóa ADPCM với bộ dự đoán cố định. Thông tin ấn định bit được phát đến bộ thu để giải mã các tín hiệu băng con một cách riêng rẽ và dịch tần về vùng tần số gốc ban đầu. Ta có:

$$N \cdot f_s = (MN) \left( \frac{f_s}{M} \right) \quad (3.47)$$

trong đó  $f_s$  là tốc độ lấy mẫu tín hiệu vào,  $N$  số bit trung bình để mã hóa, và  $M$  số các băng con có độ rộng bằng nhau. Tốc độ lấy mẫu trong mỗi băng con là  $f_s/M$ .

Sơ đồ ASBC thay đổi việc ấn định các bits một cách động cho các băng con khác nhau theo thành phần tần số của tín hiệu vào, do vậy nó điều khiển được dạng phổ của ồn lượng tử. Đặc biệt là nhiều mức biểu diễn hơn được dùng cho các băng tần thấp hơn, nơi mà các thông tin pitch và formant được lưu giữ. Tuy nhiên, nếu năng lượng tần số cao trội hơn trong tín hiệu vào thì sơ đồ tự động ấn định nhiều mức biểu diễn hơn đối với các thành phần tần số cao. Cũng cần lưu ý ồn lượng tử hóa của băng con nào sẽ được giữ trong băng đó.





**Hình 3-25. Sơ đồ mã hóa băng con thích nghi. (a) Bộ phát. (b) Bộ thu**

## CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 3

**Câu hỏi 3.1:** Hãy nêu và phân tích hai phương pháp lấy mẫu tự nhiên và lấy mẫu tức thời.

**Câu hỏi 3.2:** Hãy nêu khái niệm của lượng tử hóa. Lượng tử hóa tuyến tính và lượng tử hóa phi tuyến ?

**Câu hỏi 3.3:** Hãy vẽ sơ đồ và nêu nguyên tắc hoạt động của kỹ thuật số hóa giảm băng thông PCM vi sai (DPCM).

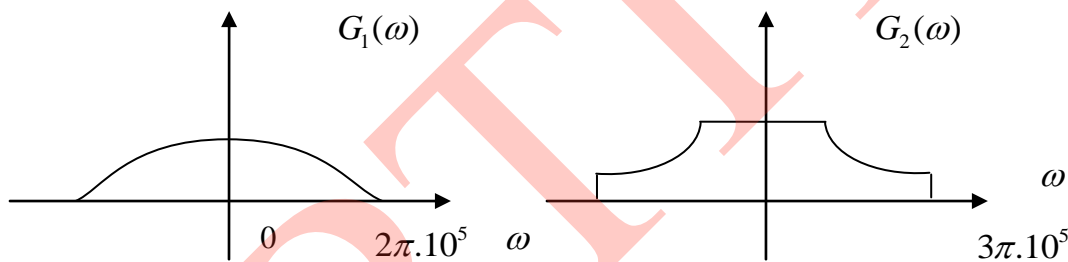
**Câu hỏi 3.4:** Hãy vẽ sơ đồ bộ điều chế Delta (DM) và trình bày nguyên lý làm việc.

**Câu hỏi 3.5:** Hãy vẽ sơ đồ kỹ thuật số hóa giảm băng thông PCM delta và trình bày nguyên lý làm việc của PCM delta.

**Câu hỏi 3.6:** Hãy nêu các dạng méo trong sơ đồ điều chế Delta và biện pháp khắc phục. Tại sao sơ đồ điều chế Delta chỉ cần 1 bit để mã hóa một mẫu ?

**Câu hỏi 3.7:** Hãy nêu một số đặc điểm về băng thông, tốc độ bit, ảnh hưởng của nhiễu lên tín hiệu PCM

**Câu hỏi 3.8:** Hãy xác định tốc độ lấy mẫu và khoảng cách Nyquist của các tín hiệu  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$ ,  $g_1^2(t)$ ,  $g_1(t).g_2(t)$



**Câu hỏi 3.9:** Cho tín hiệu âm thanh có dải tần 20 kHz. Tín hiệu này được điều chế xung mã. Nếu tín hiệu được lấy mẫu với tần số lớn hơn 10% tần số Nyquist. Tín hiệu được lượng tử hóa đều thành 512 mức. Hãy tính số bit cần thiết để mã hóa mỗi mẫu và xác định tốc độ truyền tín hiệu.

**Câu hỏi 3.10:** Cho tín hiệu  $x(t) = \cos(2\pi \cdot 10^3 t)$  được lấy mẫu và lượng tử hóa đều.

1. Hãy tính số bit cần thiết để tỷ số  $S/N_q = 45\text{dB}$
2. Tốc độ truyền tín hiệu là bao nhiêu nếu tín hiệu được lấy mẫu với tần số bằng 2 lần tần số Nyquist

**Câu hỏi 3.11:** Cho tín hiệu được lấy mẫu với tốc độ lớn hơn 20% tốc độ Nyquist. Độ rộng băng giới hạn của tín hiệu là 1 kHz. Lỗi lượng tử hóa lớn nhất trong các biên độ mẫu là 0,2% biên độ đỉnh của tín hiệu. Mẫu lượng tử hóa được mã hóa nhị phân. Hãy xác định băng thông nhỏ nhất của kênh để truyền dẫn tín hiệu nhị phân đã mã hóa.

**Câu hỏi 3.12:** Hình vẽ dưới đây thể hiện cho tín hiệu PCM với các mức biên độ +1 Volt và -1 Volt được sử dụng để biểu diễn tương ứng cho các ký tự nhị phân 1 và 0. Từ mã sử dụng gồm 3 bit. Hãy tìm mẫu của tín hiệu tương tự từ tín hiệu PCM thu được.



**Câu hỏi 3.17:** Hãy lập tín hiệu điều xung mã PCM cho tín hiệu sau :

$$x(t) = \sin(p.10^4 t) + 2\sin(6p.10^3 t) + 5\sin(2p.10^3 t)$$

Với bước lượng tử hóa  $\Delta x = 0,05$

**Câu hỏi 3.18:** Cho tín hiệu  $x(t) = (\text{sinc}(5pt))^2$  được lấy mẫu sử dụng dãy xung khoảng cách đều, tại các tốc độ 5Hz, 10Hz, 20Hz. Trong mỗi trường hợp của tốc độ lấy mẫu, hãy :

1. Vẽ tín hiệu và phổ của tín hiệu đã được lấy mẫu
2. Giải thích xem có thể khôi phục được tín hiệu  $g(t)$  từ tín hiệu đã được lấy mẫu không ?

**Câu hỏi 3.19:** Cho một hệ thống PCM sử dụng lượng tử hóa đều và mã hóa nhị phân 7 bit. Tốc độ bit của hệ thống là  $50.10^6$  b/s.

1. Xác định độ rộng băng lớn nhất của bản tin để đảm bảo tiêu chuẩn hoạt động của hệ thống
2. Xác định tỷ số  $S/N_q$  nếu tín hiệu vào là  $\sin(2\pi.10^6 t)$

**Câu hỏi 3.20:** Cho tín hiệu tuần hoàn  $x(t)$  có chu kỳ bằng 2 và trên khoảng  $[0,2]$  được xác định :

$$x(t) = \begin{cases} t & 0 \leq t < 1 \\ -t + 2 & 1 \leq t < 2 \end{cases}$$

1. Hãy tạo một bộ lượng tử hóa PCM đều 8 mức cho tín hiệu này, vẽ đồ thị tín hiệu gốc và tín hiệu đã lượng tử hóa trên cùng một hệ trục
2. Xác định tỷ số  $S/N_q$

**Câu hỏi 3.21:** Cho tín hiệu sin với biên độ 3,25Volt, được lượng tử hóa đều với đầu ra tại các giá trị  $0, \pm 1, \pm 2, \pm 3 \text{ Volt}$  . Hãy vẽ dạng sóng thu được ở đầu ra của bộ lượng tử hóa theo mỗi chu kỳ đầy đủ của tín hiệu vào.

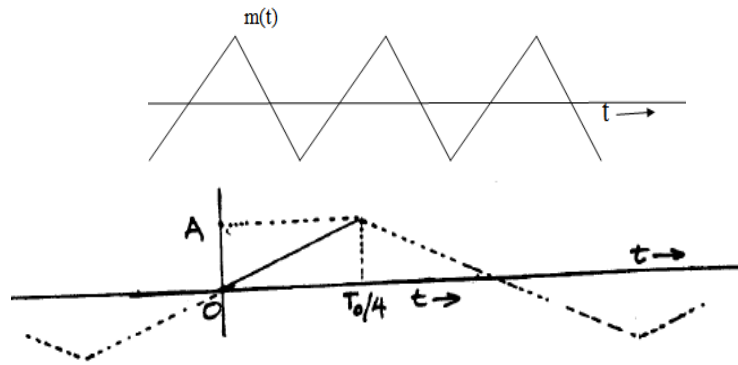
**Câu hỏi 3.22:** Cho tín hiệu  $m(t) = 6\sin(2\pi t) \text{ Volt}$  được truyền đi sử dụng hệ thống PCM nhị phân 4 bit, lượng tử hóa đều với kích thước bước là 1Volt. Hãy vẽ dạng sóng PCM thu được theo một chu kỳ đầy đủ của tín hiệu vào. Giả sử tốc độ lấy mẫu là 4 mẫu/giây, với các mẫu lấy tại  $t = \pm \frac{1}{8}, \pm \frac{3}{8}, \pm \frac{5}{8} \dots (s)$

**Câu hỏi 3.23:** Một tín hiệu bản tin  $m(t)$  được số hóa bằng PCM nhị phân lượng tử hóa đều. Nếu tỷ số công suất tín hiệu trên sai số lượng tử hóa SNR yêu cầu nhỏ nhất là 47dB .

1. Hãy xác định giá trị số mức lượng tử hóa  $L$  nhỏ nhất, giả sử  $m(t)$  là dạng sóng sin.
2. Xác định SNR ứng với giá trị  $L$  nhỏ nhất đó

**Câu hỏi 3.24:** Một tín hiệu bản tin  $m(t)$  được số hóa bằng PCM nhị phân lượng tử hóa đều. Nếu tỷ số công suất tín hiệu trên sai số lượng tử hóa SNR yêu cầu nhỏ nhất là 47dB .

1. Hãy xác định giá trị số mức lượng tử hóa  $L$  nhỏ nhất, giả sử  $m(t)$  là dạng sóng hình vẽ.
2. Xác định SNR ứng với giá trị  $L$  nhỏ nhất đó



**Câu hỏi 3.25:** Cho 3 dạng sóng tương tự  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$ ,  $g_3(t)$ , mỗi tín hiệu có băng tần 2kHz. Các tín hiệu được lấy mẫu rồi ghép kênh phân chia theo thời gian TDM, lượng tử hóa và mã hóa nhị phân. Biết lỗi biên độ lượng tử hóa nhỏ hơn 1% biên độ đỉnh. Hãy :

1. Vẽ sơ đồ khối tổng quát mô tả hệ thống TDM-PCM trên
2. Xác định số mức lượng tử hóa  $L$  nhỏ nhất
3. Xác định tốc độ  $R(\text{b/s})$  của tín hiệu TDM-PCM ở đầu ra ADC nếu tốc độ lấy mẫu lớn hơn 25% tốc độ Nyquist.

**Câu hỏi 3.26:** Hai dạng sóng tương tự  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$  có băng tần giới hạn tương ứng là 2kHz và 4kHz. Hai tín hiệu này được gửi đi bằng hệ thống ghép kênh theo thời gian TDM-PAM.

1. Xác định tần số lấy mẫu nhỏ nhất của mỗi tín hiệu và vẽ sơ đồ mô tả tổng quát cho hệ thống TDM-PAM này.
2. Hãy vẽ dạng sóng  $g_1(t)$ ,  $g_2(t)$  và dạng sóng TDM-PAM tương ứng.

## CHƯƠNG 4. KỸ THUẬT GHÉP KÊNH VÀ ĐA TRUY CẬP

### 4.1. GIỚI THIỆU

Trong nhiều ứng dụng thông tin, các tín hiệu mang tin khác nhau phải được truyền đi trên một kênh vật lý chung. Kênh này có thể là một cáp đơn, một sợi quang hay trong trường hợp vô tuyến là khoảng không tự do giữa hai antenna. Kỹ thuật chia sẻ kênh vật lý chung này được gọi là ghép kênh. Để có thể tách lại được các tín hiệu sau khi ghép kênh, các tín hiệu đó phải đủ phân biệt được với nhau theo một cách nào đó, thường gọi là trực giao nhau. Hai phương pháp ghép kênh chính là ghép kênh phân chia theo tần số FDM và ghép kênh phân chia theo thời gian TDM.

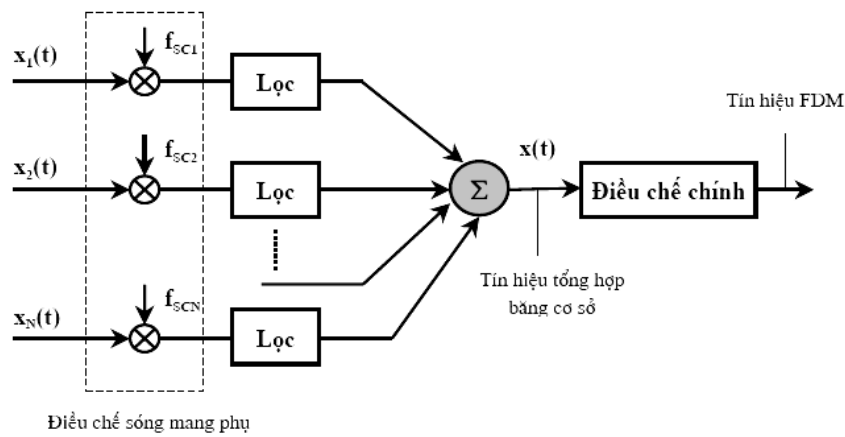
Một kỹ thuật khác tương tự như ghép kênh là kỹ thuật đa truy cập, cho phép nhiều cặp thu - phát cùng chia sẻ một đường truyền dẫn chung. Vấn đề thiết yếu của đa truy cập chính là chia sẻ tài nguyên hạn chế một cách hiệu quả và hợp lý. Các kỹ thuật đa truy cập phổ biến là đa truy cập phân chia theo tần số FDMA, đa truy cập phân chia theo thời gian TDMA và đa truy cập phân chia theo mã CDMA.

### 4.2. GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ FDM

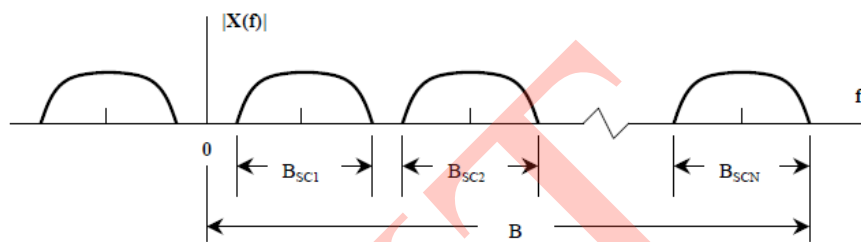
FDM là kỹ thuật ghép kênh truyền thống đối với thoại và các ứng dụng quảng bá. FDM thực hiện truyền đồng thời các tín hiệu khác nhau qua cùng một kênh băng rộng bằng cách sử dụng các sóng mang tần số khác nhau. Sự trực giao giữa các tín hiệu ở đây chính là trực giao về tần số. Phổ của các tín hiệu này không bị chồng lên nhau. Do các tín hiệu này lệch tần với nhau nên bằng các bộ lọc bên thu, ta có thể tách riêng các tín hiệu ra.

Hình 4-1 là sơ đồ khối của bộ ghép kênh FDM bên phát. Trước tiên,  $N$  tín hiệu khác nhau được điều chế với  $N$  sóng mang phụ có tần số khác nhau, rồi cộng tất cả các sóng mang phụ đã điều chế lại, tạo thành tín hiệu tổng hợp băng cơ sở. Có thể sau đó tín hiệu tổng hợp này được điều chế với một sóng mang chính, hình thành tín hiệu FDM để truyền qua kênh băng rộng. Kiểu điều chế dùng trong điều chế sóng mang phụ và điều chế sóng mang chính có thể khác nhau. Tất cả các kiểu điều chế đều có thể dùng được, ví dụ như AM, DSB, SSB, PM, FM ... Hình 4-2 là phổ của tín hiệu FDM, bao gồm tất cả các tín hiệu điều chế không bị chồng phổ, nếu không thì xuyên âm giữa các tín hiệu sẽ xuất hiện tại đầu ra của bộ thu.

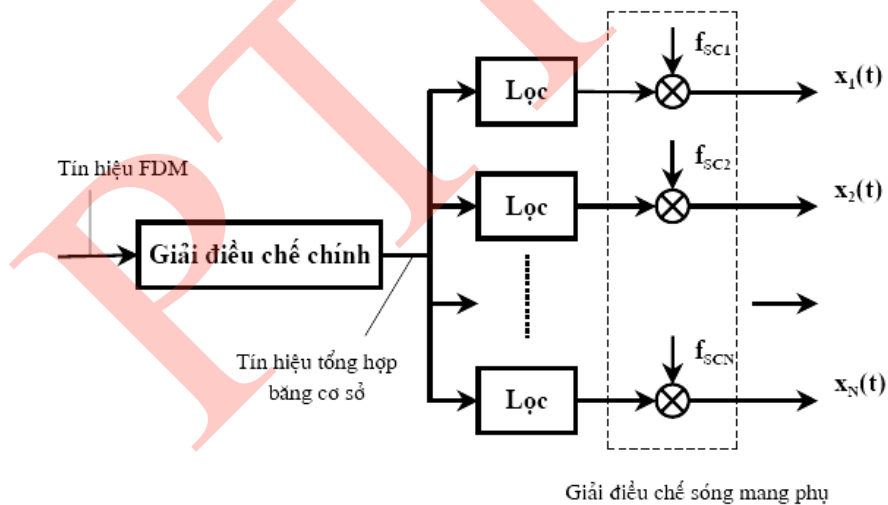
Bên thu, tín hiệu FDM trước hết được giải điều chế để tạo lại tín hiệu tổng hợp băng cơ sở, sau đó qua các bộ lọc để phân chia các sóng mang phụ ra. Cuối cùng, các sóng mang phụ được giải điều chế để tạo lại các tín hiệu ban đầu. Hình 4-3 là sơ đồ bộ tách kênh FDM bên thu.



Hình 4-1. Bộ phát FDM



Hình 4-2. Phổ của tín hiệu tổng hợp băng cơ sở



Hình 4-3. Bộ thu FDM

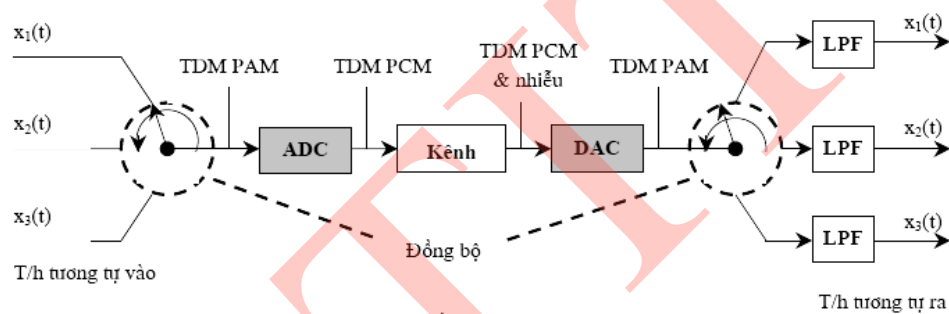
### 4.3. GHÉP KÊNH PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN TDM

TDM là kỹ thuật ghép kênh cho cả tín hiệu tương tự và số. Tuy nhiên về nguyên tắc, tín hiệu tương tự phải được số hóa trước khi ghép. Cũng có thể thực hiện lấy mẫu kết hợp với ghép kênh TDM như đã trình bày trong chương 3. TDM thực hiện truyền các tín hiệu khác nhau qua cùng một kênh băng rộng với cùng tần số nhưng vào các thời điểm khác nhau. Sự trực giao giữa các tín hiệu ở đây chính là trực giao về thời gian.

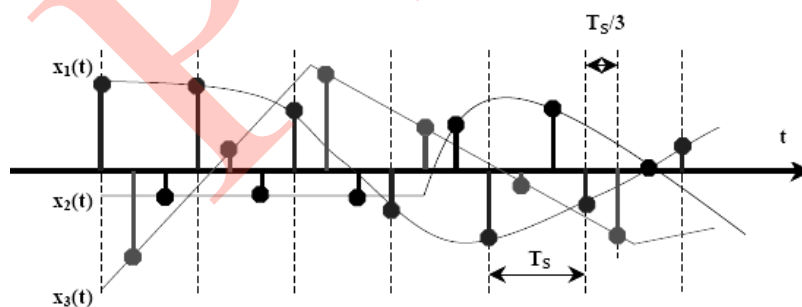
Trong khối ghép kênh bên phát, thời gian được phân thành các khe thời gian, ấn định mỗi khe cho một dòng số đến từ một kênh khác nhau theo cách xoay vòng. Việc tách kênh được thực hiện bên thu bằng cách chuyển mạch tín hiệu thu vào các thời điểm thích hợp. Khác với FDM, trong hệ thống TDM, yêu cầu tất cả các bộ phát và thu phải tuân theo một đồng hồ chung.

Để minh họa cho nguyên lý ghép và tách kênh TDM, ta xét ví dụ đơn giản là ghép TDM cho 3 tín hiệu tương tự  $x_1(t)$ ,  $x_2(t)$  và  $x_3(t)$ , sau đó truyền qua hệ thống PCM như Hình 4-4.

Bộ lấy mẫu kết hợp với ghép kênh có thể xem như một bộ chuyển mạch 3 đầu vào, lần lượt lấy mẫu các tín hiệu tương tự trong 3 kênh. Như vậy đầu ra của bộ lấy mẫu chính là dãy xung PAM được lấy mẫu lần lượt từ ba tín hiệu tương tự vào. Tần số lấy mẫu được xác định theo định lý lấy mẫu như trường hợp không ghép kênh. Gọi tần số lấy mẫu là  $f_s$ , chu kỳ lấy mẫu là  $T_s = 1/f_s$ , khoảng cách giữa hai xung PAM cạnh nhau trong dãy xung TDM-PAM là  $T_s/3$ . Bộ chuyển mạch bên thu phải đồng bộ hoàn toàn với bộ chuyển mạch bên phát để các xung PAM xuất hiện chính xác trong kênh tương ứng. Hình 4-5 minh họa dạng sóng tín hiệu tương tự vào và dãy xung TDM-PAM cho hệ thống ghép 3 kênh.



**Hình 4-4. Hệ thống TDM - PCM 3 kênh**



**Hình 4-5. Minh họa dạng sóng tín hiệu tương tự vào và tín hiệu TDM-PAM của hệ thống TDM-PCM 3 kênh**

#### 4.4. ĐA TRUY CẬP

Đa truy cập là kỹ thuật cho phép nhiều cặp thu-phát cùng chia sẻ một kênh vật lý chung. Ý tưởng sử dụng một kênh chung cho phép nhiều bộ phát phát tin đồng thời thực ra đã có từ thời của Thomas Edison 1873. Hệ thống đa truy cập lúc đó chính là hệ thống điện báo,

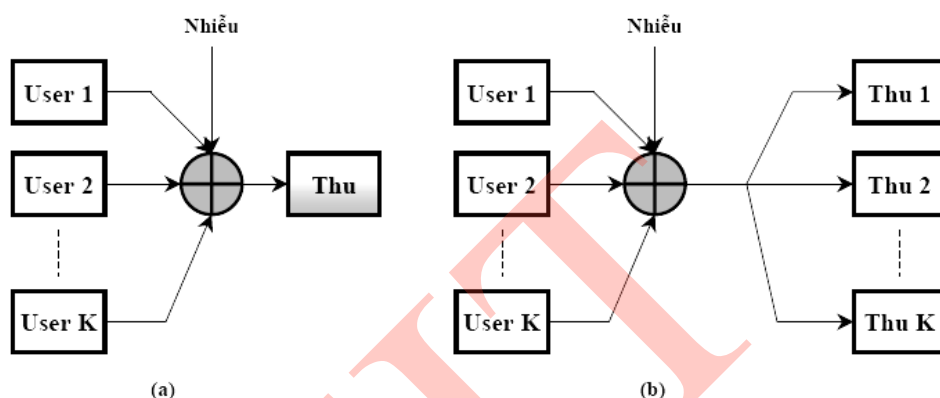


cho phép truyền hai bản tin điện báo qua cùng dây đến cùng hướng, trong đó một bản tin được gửi bằng cách thay đổi cực tính và bản tin kia được gửi bằng cách thay đổi trị tuyệt đối.

Ngày nay, đa truy cập được ứng dụng rộng rãi trong nhiều hệ thống thông tin. Ví dụ nhiều thuê bao truy cập đến cùng trạm gốc trong hệ thống thông tin di động, hoặc là nhiều trạm mặt đất liên lạc đến cùng vệ tinh trong hệ thống thông tin vệ tinh.

Đôi khi rất dễ lẫn lộn giữa thuật ngữ "ghép kênh" và "đa truy cập". Đa truy cập muốn nói đến trường hợp các nguồn tin không được sắp đặt lại với nhau và hoạt động độc lập với nhau. Nguồn tin thường được gọi là user.

Hình 4-6 trình bày mô hình hệ thống thông tin đa truy cập với hai trường hợp là một bộ thu và nhiều bộ thu.



**Hình 4-6. Mô hình hệ thống đa truy cập (a) Hệ thống một bộ thu (b) Hệ thống nhiều bộ thu**

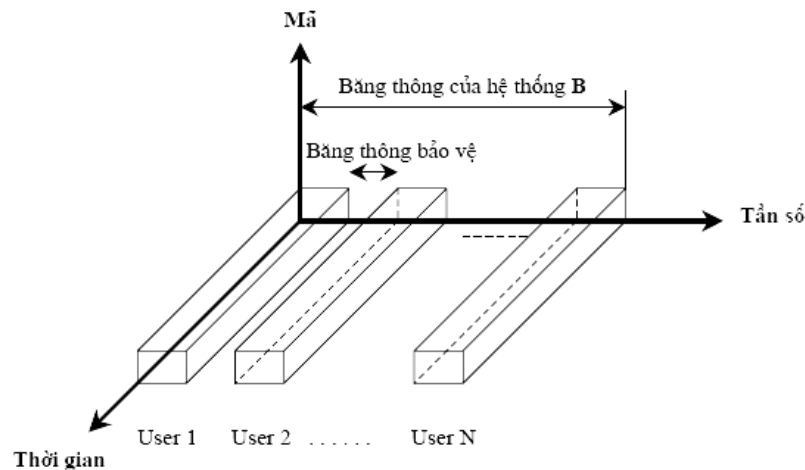
Như đã giới thiệu ở đầu chương, các phương pháp đa truy cập được chia thành ba loại chính. Đó là đa truy cập phân chia theo tần số FDMA, đa truy cập phân chia theo thời gian TDMA và đa truy cập phân chia theo mã CDMA. Các phương pháp cơ bản này có thể kết hợp với nhau để tạo thành một phương pháp đa truy cập mới. Nguyên tắc cơ bản của tất cả các phương pháp đa truy cập dựa vào việc phân chia tài nguyên thông tin hữu hạn cho các user khác nhau một cách hợp lý và hiệu quả.

#### 4.4.1. Đa truy cập phân chia theo tần số FDMA

Trong phương pháp đa truy cập này, độ rộng băng thông cấp phát cho hệ thống là  $B$  Hz được chia thành  $n$  băng con, mỗi băng con có độ rộng băng là  $B/n$  Hz được ấn định cho mỗi user. Tất cả các user này phát tín hiệu cùng lúc, tín hiệu được mã hóa cùng cách. Có thể minh họa nguyên lý FDMA như Hình 4-7. Hình hộp chữ nhật trong không gian 3 chiều mã- thời gian- tần số biểu diễn cho tài nguyên phân chia cho mỗi user. Bề rộng của hình hộp thể hiện độ rộng của băng con dành cho một user, bề dài thể hiện thời gian hoạt động của user, bề cao thể hiện cho mã sử dụng.

Trong hệ thống FDMA, các user phát liên tục các sóng mang đồng thời trên các tần số khác nhau. Cần đảm bảo khoảng cách đủ lớn giữa từng kênh bị sóng mang chiếm để đề phòng các bộ lọc không hoàn hảo sẽ gây ra nhiễu giao thoa kênh lân cận. Khoảng tần số này được gọi là băng bảo vệ. Bộ thu phân loại tín hiệu FDMA bằng cách lọc ra sóng mang riêng tương ứng với user. Việc lọc sẽ được thực hiện dễ dàng hơn khi băng bảo vệ rộng. Tuy nhiên, việc sử dụng băng bảo vệ rộng sẽ dẫn đến giảm hiệu suất sử dụng băng thông của hệ thống. Vì vậy

cần phải dung hòa giữa kỹ thuật và tiết kiệm băng thông. Để đảm bảo FDMA hoạt động tốt, cần phải phân chia và quy hoạch tần số thống nhất.



**Hình 4-7. Nguyên lý FDMA**

Trong thực tế, FDMA được ứng dụng trong các hệ thống điện thoại không dây, hệ thống thông tin vệ tinh...

Về mặt kết cấu, FDMA có nhược điểm là mỗi sóng mang chỉ truyền được một kênh lưu lượng, vì vậy nếu hệ thống cần  $N$  kênh lưu lượng thì phải cần  $N$  sóng mang.

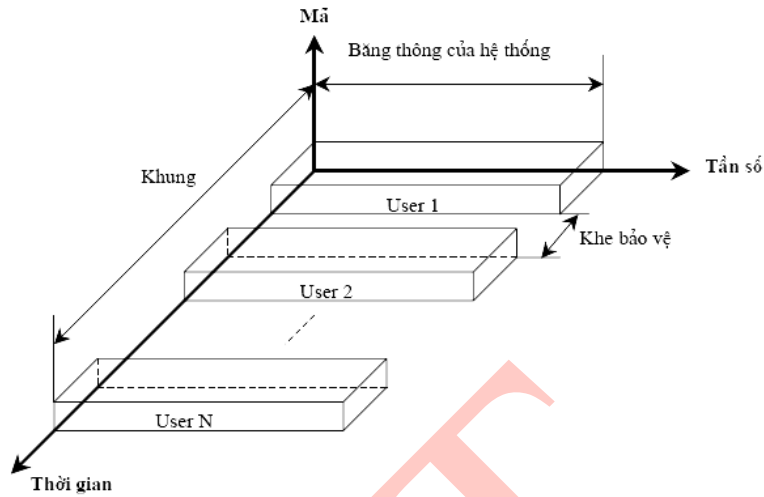
#### **4.4.2. Đa truy cập phân chia theo thời gian TDMA**

Hình 4-8 minh họa nguyên lý của TDMA. Để biểu diễn tài nguyên của mỗi kênh, ta cũng dùng hình hộp chữ nhật tương tự như trong FDMA. Tuy nhiên, ở đây bề rộng của hình hộp thể hiện khe thời gian dành cho một user, bề dài thể hiện băng thông toàn bộ của hệ thống, bề cao thể hiện cho mã sử dụng. Như vậy, trong phương pháp đa truy cập này, tín hiệu của mỗi user chỉ được phát theo cụm (burst) rời rạc chứ không liên tục. Các cụm tuần tự được sắp xếp lại thành một cấu trúc thời gian dài hơn gọi là khung (frame). Tất cả các user trong hệ thống TDMA phải phát theo cấu trúc khung này. Mỗi sóng mang mang một cụm sẽ chiếm toàn bộ băng thông cấp phát cho hệ thống.

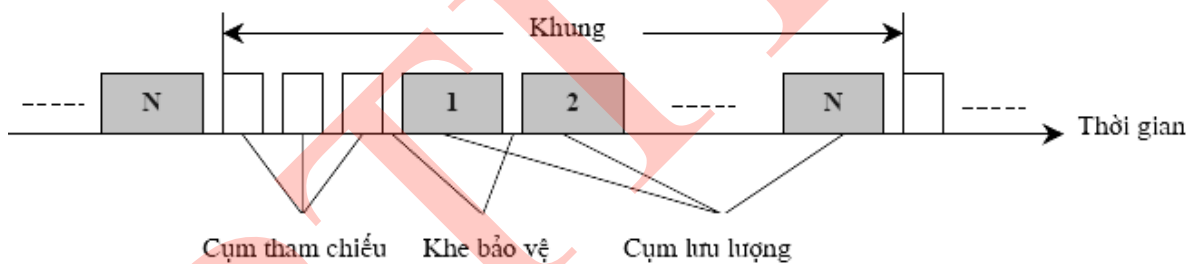
Phần thu sẽ điều khiển mở cổng cho cụm cần thu trong khe thời gian dành cho máy thu phù hợp. Qua đây ta thấy khác với FDMA, ở TDMA, đồng bộ là vấn đề quan trọng. Đồng bộ cho phép ta xác định đúng vị trí của cụm cần lấy ra ở máy thu hay cụm cần phát đi ở máy phát tương ứng. Một vấn đề quan trọng nữa là ở trong cụm, ngoài thông tin của user còn cần nhiều thông tin bổ sung như: thông tin để khôi phục sóng mang, để đồng bộ bit, để cho phép máy thu xác định được điểm bắt đầu cụm... Ngoài ra, bên thu cần phát hiện chính xác thời điểm bắt đầu của một khung, do vậy, trong một khung, thường đầu khung là các cụm tham chiếu rồi mới đến các cụm lưu lượng như Hình 4-9. Để đồng bộ tốt, giữa các cụm cần có khoảng thời gian trống để tránh cho các cụm khởi chồng lấn lên nhau. Khoảng thời gian này gọi là khoảng bảo vệ.

Ngoài vấn đề đồng bộ, so với FDMA, thiết bị trong hệ thống TDMA phức tạp hơn khi cần dung lượng cao. Hơn nữa, do đòi hỏi xử lý số tín hiệu phức tạp nên xảy ra trễ lớn.

Ưu điểm nổi bật của TDMA so với FDMA là tiết kiệm tần số hơn. Tuy nhiên, nếu dùng một cặp tần số cho một cặp thu-phát thì sẽ không đủ đảm bảo dung lượng của mạng. Vì vậy, TDMA thường được sử dụng kết hợp với FDMA cho các mạng đòi hỏi dung lượng cao. Một ứng dụng phổ biến là kết hợp FDMA/ TDMA trong hệ thống thông tin di động toàn cầu GSM (Global System Mobile)



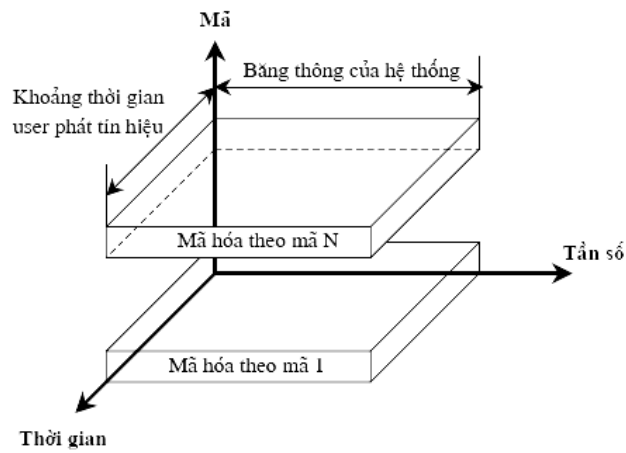
**Hình 4-8. Nguyên lý TDMA**



**Hình 4-9. Cấu trúc khung TDMA**

#### 4.4.3. Đa truy cập phân chia theo mã CDMA

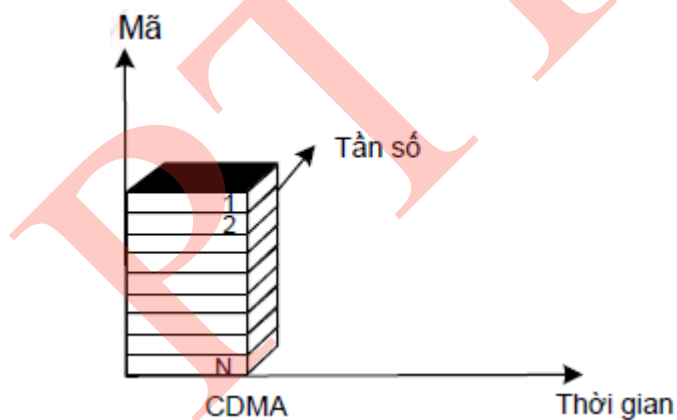
CDMA là phương thức đa truy cập mới, cho phép nhiều user phát tin đồng thời và sử dụng toàn bộ băng thông của kênh chung. Tuy nhiên, tín hiệu từ mỗi user được mã hóa theo một cách riêng sao cho bộ thu có thể tách riêng các tín hiệu đó ra dù chúng trùng nhau về thời gian và tần số. Hình 4-10 minh họa nguyên lý của CDMA. Như FDMA và TDMA, ta cũng dùng hình hộp chữ nhật để biểu diễn tài nguyên dành cho mỗi user. Các hình hộp chữ nhật này có cùng bề dài và bề rộng, tượng trưng cho các tín hiệu trong các user chiếm toàn bộ băng rộng của hệ thống và được phát đi cùng lúc. Bề cao của các hình hộp này tượng trưng cho loại mã sử dụng, mỗi user được mã hóa theo một cách riêng.



Hình 4-10. Nguyên lý CDMA

#### 4.4.4. Đa truy cập phân chia theo không gian SDMA

Tần số vô tuyến là một nguồn tài nguyên tự nhiên, cần phải sử dụng nó sao cho hiệu quả nhất. Cùng một tần số nhưng được sử dụng ở các khu vực khác nhau, đó là đa truy cập phân chia theo không gian SDMA. SDMA được dùng trong hệ thống thông tin di động. Các trạm phát chuẩn chỉ được cấp phát một vài tần số. Cũng tần số vừa được cấp phát đó có thể được cấp lại ở một khu vực khác, với điều kiện là có khoảng cách phù hợp giữa hai khu vực đó để tránh giao thoa. Khoảng cách tối thiểu này được gọi là khoảng cách dùng lại (reuse distance).



Hình 4-11. Nguyên lý SDMA

## CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 4

**Câu hỏi 4.1:** Hãy nêu khái niệm ghép kênh phân chia theo tần số FDM

**Câu hỏi 4.2:** Hãy nêu khái niệm ghép kênh phân chia theo thời gian TDM

**Câu hỏi 4.3:** Hãy nêu khái niệm đa truy cập phân chia theo tần số FDMA

**Câu hỏi 4.4:** Hãy nêu khái niệm đa truy cập phân chia theo thời gian TDMA

**Câu hỏi 4.5:** Hãy nêu khái niệm đa truy cập phân chia theo mã CDMA

**Câu hỏi 4.6:** Hãy nêu khái niệm đa truy cập phân chia theo không gian SDMA

## CHƯƠNG 5. CÁC NGUYÊN LÝ TRUYỀN DỮ LIỆU SỐ

Chương này đề cập đến các vấn đề truyền dữ liệu số trên kênh. Do vậy các tín tức ban đầu là ở dạng số. Chúng ta bắt đầu với trường hợp nhị phân, tức là dữ liệu chỉ bao gồm 2 kí hiệu 0 và 1. Chúng ta sẽ ấn định các xung riêng biệt cho mỗi kí hiệu. Dãy xung này được phát trên kênh truyền. Ở phía thu chúng được tách sóng và biến đổi trở về dạng dữ liệu nhị phân.

### 5.1. MÃ ĐƯỜNG TRUYỀN

#### 5.1.1. Khái niệm chung

Do những ưu điểm của thông tin số, nên ngày nay thông tin số đang nhanh chóng thế chỗ cho các hệ thống thông tin tương tự. Trong các hệ thống thông tin số, tín hiệu được truyền trên kênh là tín hiệu số, nó có thể là tín hiệu ra của các nguồn số như máy tính hoặc là tín hiệu tương tự được số hoá. Đối với các hệ thống thông tin số thì một trong các mối quan tâm của các nhà thiết kế là dải thông tối thiểu có thể đạt được của kênh truyền, vấn đề chọn dạng xung để tối thiểu hoá độ rộng băng tần và tối thiểu hoá méo dạng xung. Vì mục đích đó mà người ta thực hiện mã hoá dữ liệu truyền trên kênh. Quá trình này được gọi là mã hoá đường truyền hay là mã đường truyền

Có hai loại mã đường chính là RZ và NRZ. Với mã - RZ, dạng sóng trở về mức điện áp tham chiếu (thường là 0V) trong một nửa ô bit. Mã NRZ thì không như vậy, tức là không quay trở về mức điện áp tham chiếu.

Trong mỗi loại, mã đường lại được phân loại tiếp dựa theo nguyên tắc được dùng để ấn định các mức điện áp để biểu diễn. Theo đó, có các loại mã đường phổ biến là: Unipolar NRZ và Unipolar RZ, Polar NRZ và Polar RZ, Bipolar NRZ và Bipolar RZ. Ngoài ra, RZ còn các loại như Manchester, HDB3, NRZ còn có loại AMI...

#### Các yếu tố cần xem xét khi chọn mã đường

Việc lựa chọn loại mã đường nào cho phù hợp phải được dựa vào một hoặc nhiều các yếu tố dưới đây:

- *Thành phần một chiều DC*: Đối với các đường truyền kết nối AC như dùng tụ điện, biến áp..., nếu trong thành phần của mã đường có chứa thành phần DC thì thành phần này sẽ bị ngăn lại gây méo tín hiệu thu. Hơn nữa, nếu truyền qua đường truyền bằng kim loại, thành phần DC sẽ làm nóng dây khiến cho suy hao tăng lên.
- *Băng thông*: Băng thông của mã đường càng nhỏ càng tốt, vì sẽ giúp tiết kiệm được băng thông.
- *Tỷ lệ lỗi bit BER (Bit Error Rate)*: BER được định nghĩa là số bit thu bị lỗi trên tổng số bit truyền đi trong một đơn vị thời gian. Rõ ràng BER càng nhỏ càng tốt.
- *Tính trong suốt (transparency)*: Đó là đặc tính một ký tự, một bit, một nhóm bit nào đó có thể truyền đi và nhận lại được. Nếu mã không có tính trong suốt thì có khả năng một nhóm bit hay một ký tự nào đó bị chặn lại tại một trạm thu trên

đường truyền và không đến được đích cuối cùng, hoặc có thể một dòng bit nào đó bị mất tín hiệu đồng hồ.

- *Khả năng dễ dàng khôi phục đồng hồ:* Một ưu điểm nổi bật của thông tin số so với thông tin tương tự là khả năng khôi phục tín hiệu tại các trạm lặp trên đường truyền, làm cho chất lượng tín hiệu số không bị suy giảm theo khoảng cách. Hai công việc chính của trạm lặp là khuếch đại biên độ của tín hiệu và khôi phục tín hiệu đồng hồ ở tại tốc độ bit để tín hiệu đến trạm lặp có thể được lấy mẫu vào thời điểm thích hợp.
- *Khả năng tự phát hiện lỗi:* Ở đây hiệu khả năng tự phát hiện lỗi là căn cứ vào quy luật mã hóa để phát hiện lỗi chứ không phải đưa thêm độ dư vào mã.
- *Đơn giản trong việc thực hiện mã hoá và giải mã.*

❖ **Tốc độ truyền tin:** là tốc độ truyền thông tin từ một nơi này đến một nơi khác và được đo bằng bits/s.

Ví dụ có một từ mã gồm 6 bit: 1 0 1 0 0 1

được truyền trong thời gian là 6ms. Vậy ta có:

$$R_b = \frac{6 \text{ bits}}{6ms} = 100 \text{ bits/s} = 1 \text{ Kbps} \quad (5.1)$$

❖ **Tốc độ tín hiệu (tốc độ baud):** là tốc độ thay đổi mức tín hiệu trên kênh truyền, được đo bằng đơn vị baud.

Ví dụ ta có một tín hiệu nhị phân 1 0 1 0 0 1 (Hình 5-1a).

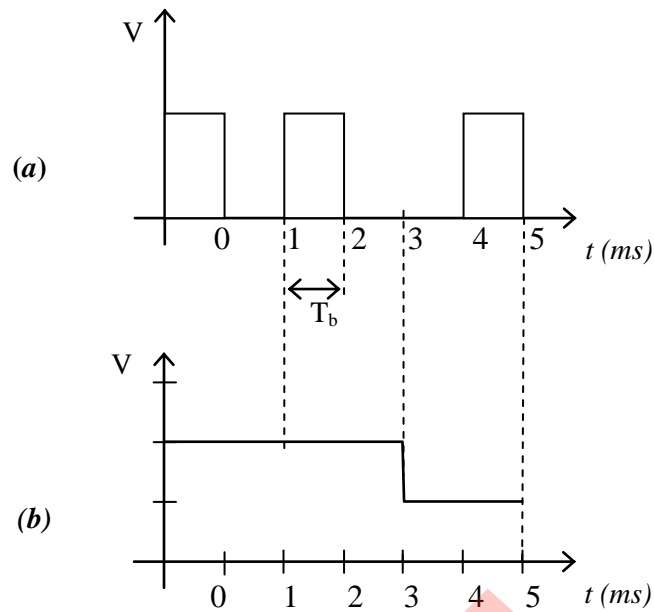
Trên hình 5.1a ta thấy rằng chỉ có một mức (0 hoặc 1) trong 1ms. Tốc độ truyền tin là  $R_b = 1\text{Kbps}$  và tốc độ tín hiệu  $R_B = 1000 \text{ kí hiệu/s} = 1\text{Kbaud}$ . Vậy đối với một hệ nhị phân thuần túy thì tốc độ truyền tin bằng tốc độ tín hiệu.

Nếu xét một hệ  $M = 4$  mức, các mức này được qui ước như bảng 5.1. Thực hiện tách dãy nhị phân thành các nhóm gồm 2 bit, như vậy để truyền một tin tức nhị phân thì trong hệ này chúng ta sẽ truyền đi bốn mức 0V, 1V, 2V, 3V. Như chỉ ra trên Hình 5-1b để truyền tín hiệu nhị phân 1 0 1 0 0 1, trong hệ này ta cần truyền đi các mức 2V, 2V, 1V và nếu thời gian truyền chúng là 3ms thì tốc độ tín hiệu là:

$$R_B = 3 \text{ kí hiệu} / 3ms = 1\text{Kbaud}$$

**Bảng 5.1.**

Cặp nhị phân	00	01	10	11
Điện áp đường truyền (V)	0	1	2	3



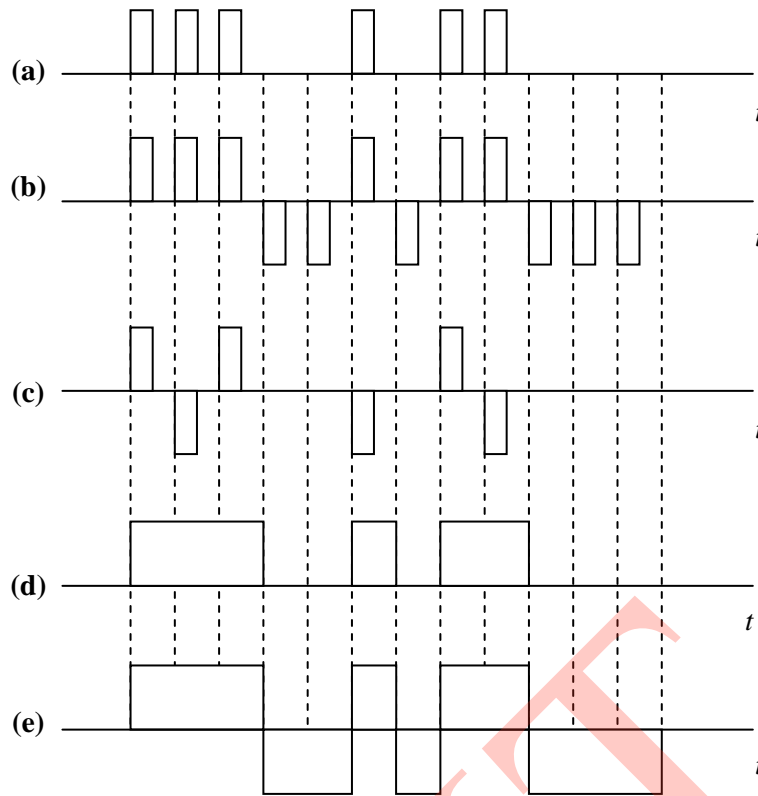
**Hình 5-1. Tốc độ bit và tốc độ baud**

### 5.1.2. Mã RZ và NRZ

#### a) Mã NRZ (Nonreturn-to-zero)

Trong thực tế ngoài những tín hiệu số được biến đổi từ các nguồn tương tự, còn có những tín hiệu đến từ các nguồn rời rạc. Việc sử dụng những dạng sóng thích hợp để biểu diễn các dãy dữ liệu số là một trong những phương pháp hạn chế méo trên đường truyền. Trên hình 5.2 biểu diễn một số dạng sóng khác nhau để biểu diễn dãy tín hiệu nhị phân. Trong trường hợp nhị phân thì mã đường truyền đơn giản nhất là mã đơn cực. Ví dụ ta có một dãy xung  $p(t)$ , ở đây kí hiệu "1" biểu diễn cho trường hợp xung  $p(t)$  được truyền và "0" ứng với trường hợp không có xung truyền (hình 5.2a), gọi là mã chuyển mạch. Một dạng mã đường truyền khác cũng được sử dụng là mã cực, với kí hiệu "1" ứng với xung  $p(t)$  và "0" ứng với  $-p(t)$  (hình 5.2b).

Đối với tín hiệu nhị phân được biểu diễn bởi các dạng như hình 5.2d,e, ta thấy rằng độ rộng xung chính bằng thời gian tồn tại của một kí hiệu (bit) hay là biên độ xung không trở về không (bằng hằng số) trước khi xung tiếp theo bắt đầu. Vì vậy mã đường truyền này được gọi là mã *nonreturn-to-zero* (NRZ). Mã đường truyền NRZ cũng có các dạng đơn cực và lưỡng cực tương ứng (hình 5.2d,e tương ứng).



**Hình 5-2. Một số dạng mã đường truyền**

▪ **Mật độ phổ công suất:**

Nói chung ta có thể biểu diễn các dạng tín hiệu trên như các hàm lấy mẫu của một quá trình ngẫu nhiên  $X(t)$ , được định nghĩa như sau:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t - kT_b) \quad (5.2)$$

với  $p(t)$  là dạng xung cơ bản, các hệ số  $a_k$  phụ thuộc vào dữ liệu vào và dạng xung,  $x(t)$  là dạng sóng của quá trình ngẫu nhiên  $X(t)$ , và  $T_b$  là độ rộng xung.

- **Dạng mã cực:** ở đây chúng ta không chứng minh quá trình tính toán phổ của các loại mã đường truyền, mà chỉ dẫn ra công thức tính cuối cùng.

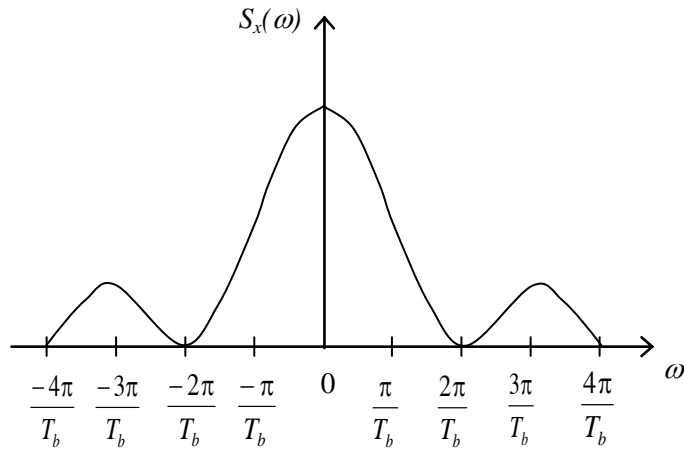
Mật độ phổ công suất của dạng mã cực là:

$$S_x(\omega) = T_b \sin^2 \left( \frac{\omega T_b}{2} \right) \quad (5.3)$$

Đồ thị hàm mật phổ công suất  $S_x(\omega)$  được biểu diễn trên Hình 5-3.

Từ đồ thị phổ công suất ta thấy rằng hầu hết công suất của mã NRZ lưỡng cực nằm tập trung ở búp sóng chính.





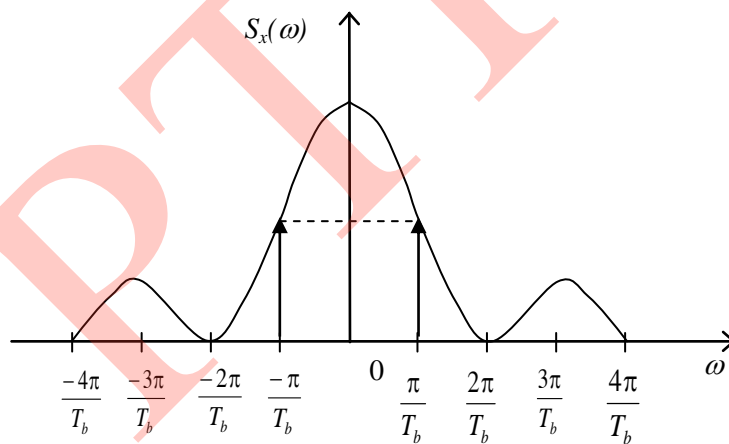
**Hình 5-3. Mật độ phổ công suất của tín hiệu lưỡng cực**

▪ **Dạng mã đơn cực:**

Mật độ phổ công suất của mã đường truyền đơn cực được tính như sau:

$$S_x(\omega) = \frac{T_b}{4} \sin^2\left(\frac{\omega T_b}{2}\right) \left[ 1 + \frac{2\pi}{T_b} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \delta\left(\omega - \frac{2\pi k}{T_b}\right) \right] \quad (5.4)$$

Trên hình 4.4 biểu diễn đồ thị mật độ phổ công suất  $S_x(\omega)$  của dạng mã đơn cực.

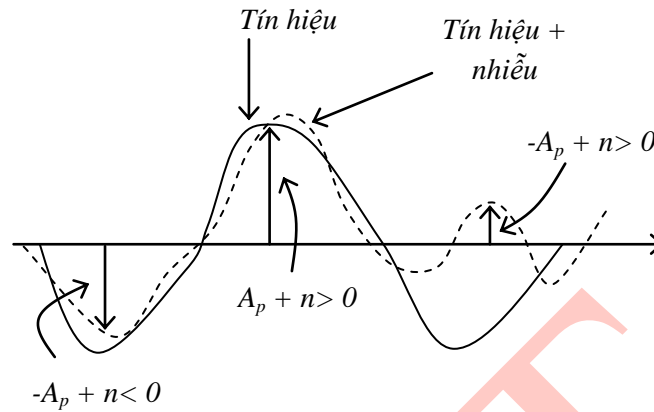


**Hình 5-4. Mật độ phổ công suất của tín hiệu đơn cực**

**Nhận xét:**

- Mã đường truyền NRZ nói chung (gồm cả mã đơn cực và lưỡng cực) có ưu điểm là đạt được hiệu quả về mặt độ rộng dải thông. Nhưng nó lại không có khả năng đồng bộ.
- Dạng mã đơn cực dễ thực hiện. Nhưng lại có nhược điểm là chứa thành phần một chiều, nên làm tăng công suất vô ích. Khả năng chống nhiễu kém hơn so với loại mã lưỡng cực (với cùng một công suất phát).
- Dạng mã đơn cực có nhược điểm là không có khả năng phát hiện và sửa lỗi và có mật độ phổ công suất khác không tại  $\omega = 0$ .

- Dạng mã đơn cực có tất cả các nhược điểm của mã lưỡng cực, và cũng như mã lưỡng cực loại mã này cũng có tính "không rõ ràng". Như trên hình 5.5, ta thấy rằng tín hiệu đến đầu vào bộ tách sóng gồm tín hiệu + nhiễu. Do tính đối xứng nên khả năng phát hiện lỗi là bằng không. Biên độ ( $A + n$ ) lúc đó sẽ rất nhỏ thậm chí có thể bằng 0, và như vậy bit được nhận biết trong trường hợp này sẽ bị sai.



**Hình 5-5. Tín hiệu và nhiễu của mã lưỡng cực**

#### **b) Mã RZ (Return-to-zero)**

Dữ liệu được truyền dưới dạng xung như hình 5.1.2a,b,c gọi mã đường truyền *Return-to-zero (RZ)*. Bởi vì đường truyền trở về không giữa các xung, hoặc nói cách khác là độ rộng xung của loại mã này chỉ chiếm một phần khoảng thời gian tồn tại của một kí tự (1bit). Như vậy có nghĩa là bit "0" ứng với trạng thái đường truyền không có xung và bit "1" ứng với trạng thái truyền xung với độ rộng  $50\%T_b$ .

Mã RZ có đặc điểm là có tần số chuyển trạng thái cao hơn so mã NRZ và tăng độ rộng dải tần của kênh so với mã NRZ. Ngoài ra mã RZ còn có nhược điểm là phổ có chứa thành phần một chiều.

#### **5.1.3. Mã AMI (Alternate Mark Inversion).**

Một dạng mã đường truyền khá phổ dụng khác trong PCM là loại mã NRZ đổi dấu luân phiên hay người ta còn gọi là mã đổi dấu luân phiên AMI.

Ví dụ ta có tín hiệu nhị phân 1 0 1 0 0 1 1 0, được mã hoá dưới dạng mã AMI (hình 5.6).

Dạng mã này được cấu trúc như sau: bit 0 được truyền ứng với trạng thái không có xung  $p(t)$  (nếu giả thiết  $p(t)$  là dãy xung phát đi) và bit "1" ứng với xung  $p(t)$  hoặc  $-p(t)$ , điều này phụ thuộc vào xung  $-p(t)$  hoặc  $p(t)$  được phát đi ngay trước đó. Như vậy mã AMI sử dụng 3 trạng thái  $[p(t), 0 \text{ \& } -p(t)]$ , tức là các xung phát đi sẽ luân phiên đảo dấu. Do đó thành phần một chiều trong mật độ phổ công suất sẽ bằng không.

Tương tự như trên ta tính được mật độ phổ công suất PSD của mã AMI theo công thức sau:

$$S_x(\omega) = \frac{|P(\omega)|^2}{T_b} \left( R_0 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} R_k \cos k\omega T_b \right) \quad (5.5)$$

Trong đó:  $P(\omega)$  là biến đổi Fourier của  $p(t)$ .

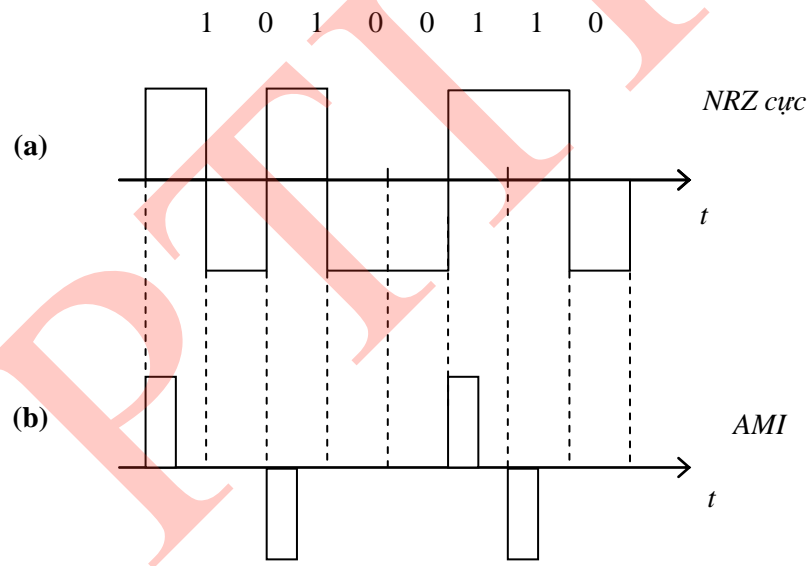
$R_n$  là hàm tự tương quan của dãy xung  $p(t)$ .

Nếu ta chuẩn hoá biên độ của xung lưỡng cực là 1, 0, -1, và nếu số các bit "0" và "1" là bằng nhau trong dãy tín hiệu nhị phân phát đi thì ta tính được :

$$\begin{cases} R_0 = \frac{1}{2} \\ R_1 = -\frac{1}{4} \\ R_k = 0; \quad k > 1 \end{cases}$$

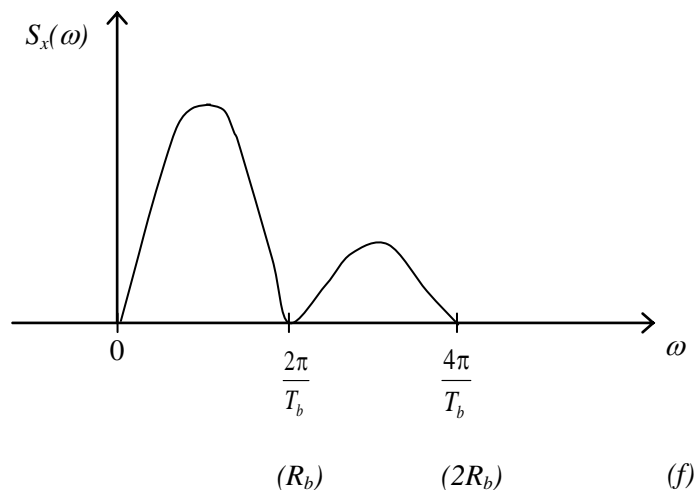
Vậy:

$$S_x = \frac{|P(\omega)|^2}{T_b} \sin^2 \left( \frac{\omega T_b}{2} \right) \quad (5.6)$$



**Hình 5-6. Dạng mã AMI**

Từ biểu thức (5.6) và đồ thị phổ của mã AMI ta thấy rằng mật độ phổ công suất của tín hiệu AMI có thành phần một chiều bằng không, độ rộng băng tần là  $R_b \text{Hz}$  ( $R_b = 1/T_b$ ) và nó không phụ thuộc vào dạng xung là RZ hay NRZ.



**Hình 5-7. Mật độ phổ công suất của AMI**

Nhân xét:

- ❖ Dạng mã AMI có các ưu điểm sau:
  - Phổ của nó có thành phần một chiều bằng không.
  - Độ rộng dải thông của kênh không lớn hơn mức bình thường.
  - Có khả năng phát hiện lỗi đơn. Tức là nếu có một lỗi đơn xuất hiện, nó sẽ làm sai lệch nguyên tắc đảo dấu luân phiên, do đó nó dễ dàng bị phát hiện (mặc dù không được sửa).
- ❖ Nhược điểm:
  - Tín hiệu đảo dấu luân phiên yêu cầu công suất phát lớn gấp đôi so với tín hiệu cực.
  - Mã AMI cũng có tính không rõ ràng (khả năng xuất hiện những chuỗi dài các bit "0").

Sơ đồ mã này ngày nay thường được ứng dụng trong các hệ thống điện thoại thuê bao số. Xu hướng phát triển gần đây của công nghệ, thì các bộ tạo mã AMI với phần cứng đơn giản được dự kiến sử dụng trong các phương pháp truyền dẫn TCM (ghép kênh nén thời gian).

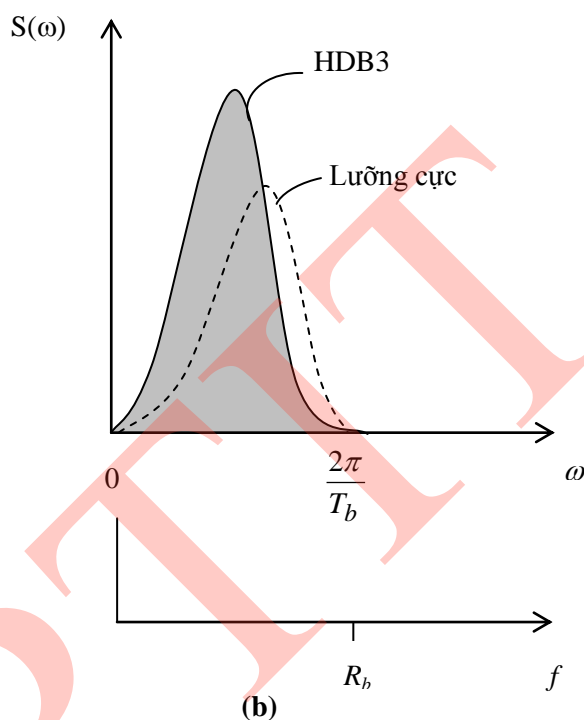
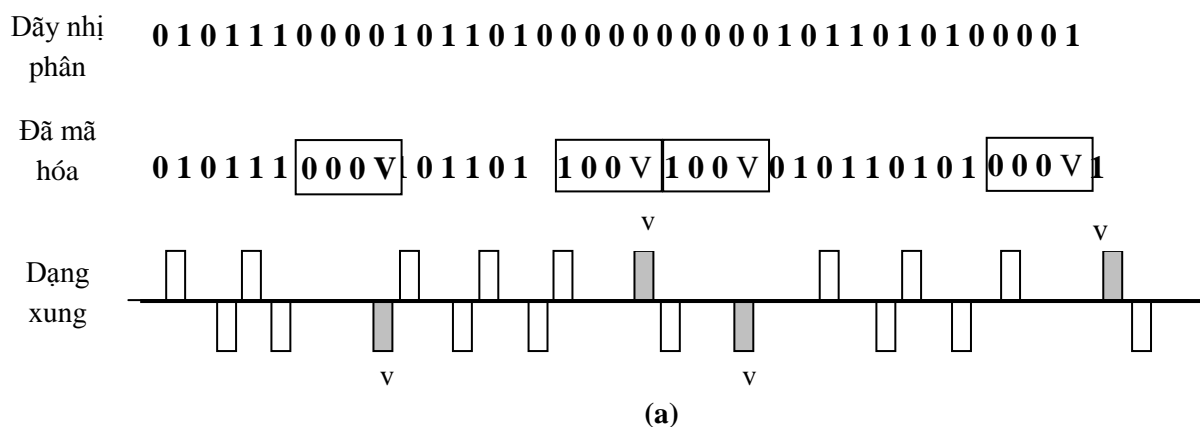
Trong thực tế có một số sơ đồ khác cho phép khắc phục một vài nhược điểm trên. Sau đây chúng ta sẽ đề cập tới các sơ đồ như HDBN, BNZS,...

#### **5.1.4. Mã HDB-3 (High-Density Bipolar)**

Sơ đồ này cho phép khắc phục nhược điểm không rõ ràng của mã AMI, bằng cách thêm xung vào từ mã nếu số các bit "0" liên tiếp vượt quá N. Mã này được gọi là mã lưỡng cực mật độ cao - *high density bipolar (HDBN)*, với N là các số nguyên dương 1, 2, 3,...

Trong số các mã HDBN thì quan trọng nhất là mã HDB3.

Ví dụ xét một tín hiệu nhị phân như trên hình 5.8.



**Hình 5-8. Tín hiệu HDB3 và PSD của nó**

Dãy tín hiệu nhị phân và dãy nhị phân đã được mã hoá theo kiểu mã HDB3 được trình bày trên hình 5.8a.

Quan sát ví dụ này ta thấy rằng  $N=3$ , các dãy 4 bit "0" liên tiếp được thay thế bằng một dãy khác "0 0 0 V" hoặc "1 0 0 V". Các bit  $V=1$  và luôn vi phạm quy tắc đảo dấu luân phiên. Các bit "0" đầu tiên được giữ nguyên hoặc thay thế bằng bit "1" tùy thuộc vào các bit "1" đứng trước.

Đồ thị mật độ phổ của tín hiệu HDB3 được biểu diễn trên hình 5.8b.

Từ đó ta có thể rút ra nguyên tắc tạo mã HDBN như sau.

Nguyên lý tạo mã HDBN:

Nếu trong một từ mã có  $N+1$  bit "0" liên tiếp, thì dãy  $N+1$  bit "0" này sẽ được thay thế một dãy  $N+1$  chữ số nhị phân đặc biệt. Dãy này gồm một vài bit "1", bit "1" này sẽ không tuân theo quy tắc luân phiên theo một cách nào đó để có thể dễ dàng nhận biết được dãy thay thế.

Đối với trường hợp HDB3 (N = 3), có nghĩa là nếu có 4 bit "0" liên tiếp thì chúng sẽ được thay thế bằng một dãy số nhị phân đặc biệt khác. Trong trường hợp này các dãy thay thế được sử dụng là : " 0 0 0 V" và "B 0 0 V". Ở đây chọn V = 1 và luôn vi phạm quy tắc đảo dấu luân phiên, còn B = 1 và tuân theo quy tắc luân phiên.

Các bit "0" được thay thế bằng dãy " 0 0 0 V" hoặc dãy "B 0 0 V" theo nguyên tắc sau:

1. Khi có một số chẵn các bit "1" tiếp theo sau dãy thay thế cuối cùng, thì người ta sử dụng dãy "B 0 0 V" để thay thế.
2. Khi số các bit "1" là lẻ tiếp theo sau dãy thay thế cuối, thì dãy " 000V" được dùng để thay thế.

Chú ý rằng trong dãy "B 0 0 V" cả B và V đều được mã hoá với cùng một xung.

Nguyên tắc thay thế này được minh hoạ rõ trong ví dụ 4.

Như vậy là do cách chọn các dãy " 0 0 0 V" và "B 0 0 V" như trên nên đảm bảo các xung V liên tiếp sẽ đảo dấu luân phiên. Do vậy việc thay thế đã không làm mất đi tính chất của mã HDBN, là mật độ phổ của nó có thành phần một chiều bằng không.

#### Nhận xét:

Với cách thay thế này mã lưỡng cực mật độ cao HDB3 không bị mất đi những ưu điểm của loại mã đường truyền lưỡng cực, nhưng nó lại có khả năng khắc phục nhược điểm về tính không rõ ràng của mã lưỡng cực.

Mã này đã được ITU - T (Telecommunication Standardization Sector of ITU - ban tiêu chuẩn hoá viễn thông của tổ chức ITU) đề nghị làm giao diện giữa các mối liên lạc ghép kênh CEPT1.

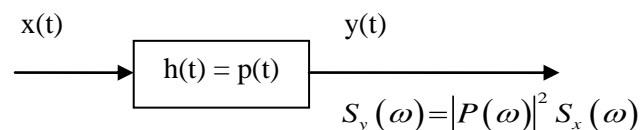
Ngoài ra còn có loại mã BNZS tương tự như mã HDBN cũng thường được sử dụng. Với loại mã này thì dãy N bit "0" liên tiếp được thay thế bằng các dãy có chứa bit "1" vi phạm quy tắc luân phiên.

Nếu N = 8, thì ta có mã B8ZS. Như vậy dãy 8 bit "0" được thay thế bằng dãy có chứa các bit "0 & 1", trong đó có 2 vi phạm luật luân phiên. mã này thường dùng trong tín hiệu DS1.

Tương tự N = 6, ta có B6ZS thường dùng trong DS2, ...

## 5.2. GIAO THOA KÝ HIỆU VÀ TIÊU CHUẨN NYQUIST ĐỂ KHÔNG CÓ ISI

### 5.2.1. Giao thoa kí hiệu (Intersymbol interference - ISI)



**Hình 5-9.**

$S_y(\omega)$  là mật độ phổ công suất (PSD) của tín hiệu số  $y(t)$  và  $P(\omega)$  là phổ của xung  $p(t)$ .

Ta biết rằng có thể điều khiển được PSD  $S_y(\omega)$  qua việc chọn mã đường truyền,  $S_y(\omega)$  chịu ảnh hưởng trực tiếp và khá mạnh vào dạng xung  $p(t)$ , vì nó chứa thành phần  $|P(\omega)|^2$ . Trong phần này chúng ta sẽ xem xét sự ảnh hưởng của chúng như thế nào.

Nếu chúng ta chọn  $p(t)$  là xung chữ nhật, thì trong trường hợp này  $S_y(\omega)$  có độ rộng vô hạn, do  $P(\omega)$  có độ rộng vô hạn. Nhưng thực chất thì  $S_y(\omega)$  có độ rộng là hữu hạn. Ví dụ với tín hiệu lưỡng cực thì hầu hết công suất của nó nằm trong khoảng  $(0 - R_b)$  Hz, chỉ có một phần nhỏ nằm khoảng  $f > R_b$ . Như vậy khi tín hiệu được truyền trên kênh có dải tần hữu hạn ( $R_b$  Hz) phần lớn phổ của nó được truyền đi, chỉ có một phần nhỏ bị nén lại. Chính sự méo phổ dẫn đến làm dẫn độ rộng xung, nó sẽ gây ra sự giao thoa với các xung lân cận. Hiện tượng này gọi là giao thoa kí hiệu (ISI), mà nó có thể gây lỗi khi tách xung ở phía thu.

Thường kênh truyền có băng thông là hữu hạn và chúng ta cần tách biên độ xung chính xác. Đây chính là vấn đề cần giải quyết về ISI. Giả thiết xét xung có độ rộng hữu hạn, nên phổ của nó là vô hạn và sẽ bị nén một phần khi truyền qua kênh có băng thông hữu hạn. Điều này gây méo xung, do đó gây ra hiện tượng ISI. Nhưng nếu không có ISI tại thời điểm quyết định, thì vẫn có thể tách biên độ xung chính xác cho dù có hiện tượng chồng lấp xung.

Để loại trừ ISI, Nyquist đưa ra các tiêu chuẩn định dạng xung.

### 5.2.2. Tiêu chuẩn Nyquist

Để loại bỏ ISI Nyquist đưa ra các tiêu chuẩn định dạng xung.

- ❖ Trong phương pháp này, Nyquist đã đạt được điều kiện không có ISI bằng cách chọn dạng xung thỏa mãn :

$$p(t) = \begin{cases} 1; & t = 0 \\ 0; & t = \pm nT_b \left( T_b = \frac{1}{R_b} \right) \end{cases} \quad (5.7)$$

Xung thỏa mãn tiêu chuẩn này sẽ không gây ra ISI tại trung tâm của các xung còn lại (Hình 5.10).

Nếu truyền tín hiệu với tốc độ  $R_b$  bit/s thì yêu cầu độ rộng tối thiểu là  $R_b/2$  Hz. Xung thỏa mãn tiêu chuẩn (4.7) và có bề rộng phổ  $B=R_b/2$  Hz là xung có dạng hàm sinc:

$$p(t) = \text{sinc}(\pi R_b t) = \begin{cases} 1; & t = 0 \\ 0; & t = \pm nT_b \left( T_b = \frac{1}{R_b} \right) \end{cases} \quad (5.8)$$

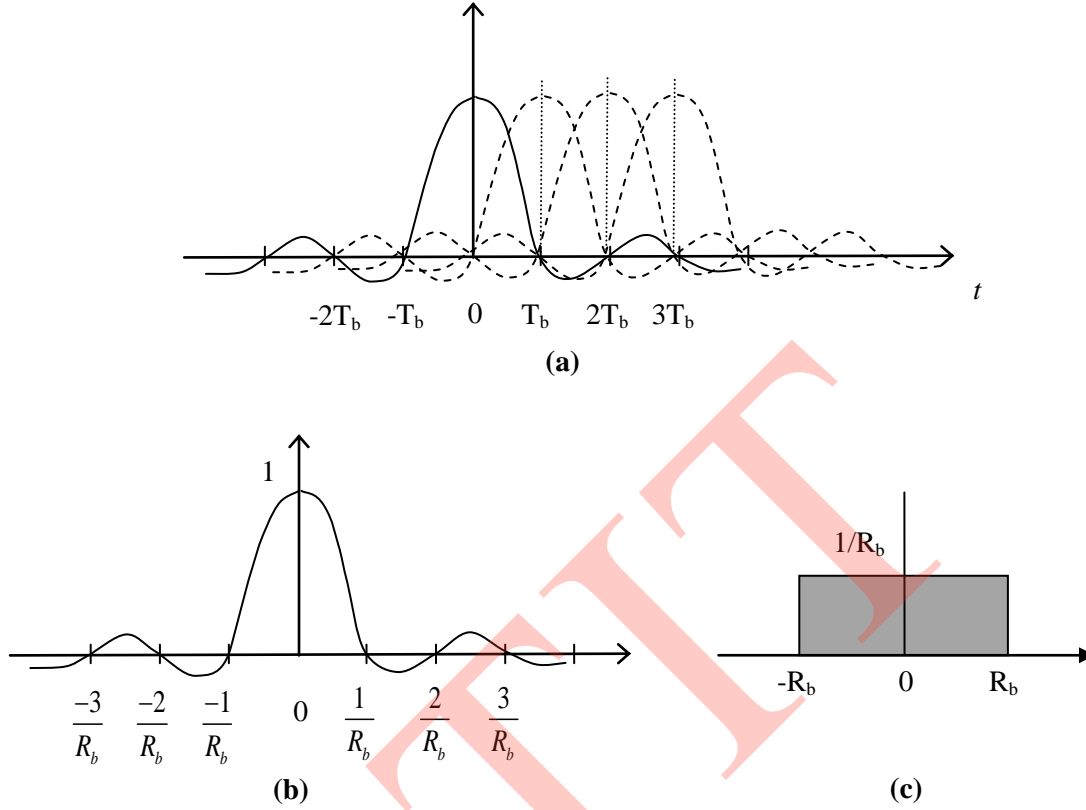
Do vậy phổ của nó là:

$$P(\omega) = \frac{1}{R_b} \text{rect}\left(\frac{\omega}{2\pi R_b}\right) \quad (5.9)$$

Nhưng đáng tiếc là không tạo được xung này trong thực tế. Thậm chí nếu chúng ta tạo được xung này, thì cũng có một nhược điểm là suy giảm quá chậm (với tốc độ  $1/t$ ). Điều này gây ra một số vấn đề trở ngại khác: nếu tốc độ  $R_b$  bit/s chỉ lệch một chút thì biên độ xung sẽ khác không tại trung tâm của các xung khác, giao thoa tích lũy đối với các xung còn lại là

$\Sigma(1/n)$ . Một điều tương tự cũng có thể xảy ra, nếu coi bộ phát lý tưởng, nhưng tốc độ lấy mẫu ở bộ thu bị lệch một chút. Do vậy sơ đồ này là không hiện thực.

Nếu chọn xung thỏa mãn (4.7) và có độ suy giảm nhanh hơn  $1/t$  thì sẽ khắc phục được các vấn đề trên. Và Nyquist chỉ ra rằng sẽ đạt được điều này, nếu xung thỏa mãn (4.7) và có bề rộng phổ  $kR_b/2$  với  $1 \leq k \leq 2$ .



**Hình 5-10. Xung có độ rộng phổ min, thỏa mãn tiêu chuẩn Nyquist và phổ của nó**

Chứng minh:

$P(\omega)$  là phổ của xung  $p(t)$  (Hình 5.11a). Nếu lấy mẫu xung  $p(t)$  bằng cách nhân nó với dãy xung đơn vị  $\delta_{T_b}(t)$ , thì:

$$\bar{p}(t) = p(t)\delta_{T_b}(t) = \delta(t) \quad (5.10)$$

Ta biết rằng phổ của tín hiệu lấy mẫu  $\bar{p}(t)$  chính là phổ của xung  $p(t)$  lặp lại với những khoảng  $\omega_b$ . Do đó biến đổi Fourier cả hai vế biểu thức (4.10) ta có:

$$\frac{1}{T_b} \sum_{n=-\infty}^{\infty} P(\omega - n\omega_b) = 1 \quad \omega_b = \frac{2\pi}{T_b} = 2\pi R_b \quad (5.11)$$

Hay

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} P(\omega - n\omega_b) = T_b \quad (5.12)$$

Đây là điều phải chứng minh (hình 5.11b).

Hơn nữa, khi xét trong khoảng  $0 < \omega < \omega_b$ , thì:



$$P(\omega) + P(\omega - \omega_b) = T_b \quad 0 < \omega < \omega_b \quad (5.13)$$

Đặt  $\omega = x + \omega_b / 2$ , thì:

$$P\left(x + \frac{\omega_b}{2}\right) + P\left(x - \frac{\omega_b}{2}\right) = T_b \quad |x| < \frac{\omega_b}{2} \quad (5.14)$$

$$P\left(\frac{\omega_b}{2} + x\right) + P^*\left(\frac{\omega_b}{2} - x\right) = T_b \quad |x| < \frac{\omega_b}{2} \quad (5.15)$$

và

$$\left|P\left(x + \frac{\omega_b}{2}\right)\right| + \left|P\left(x - \frac{\omega_b}{2}\right)\right| = T_b \quad |x| < \frac{\omega_b}{2} \quad (5.16)$$

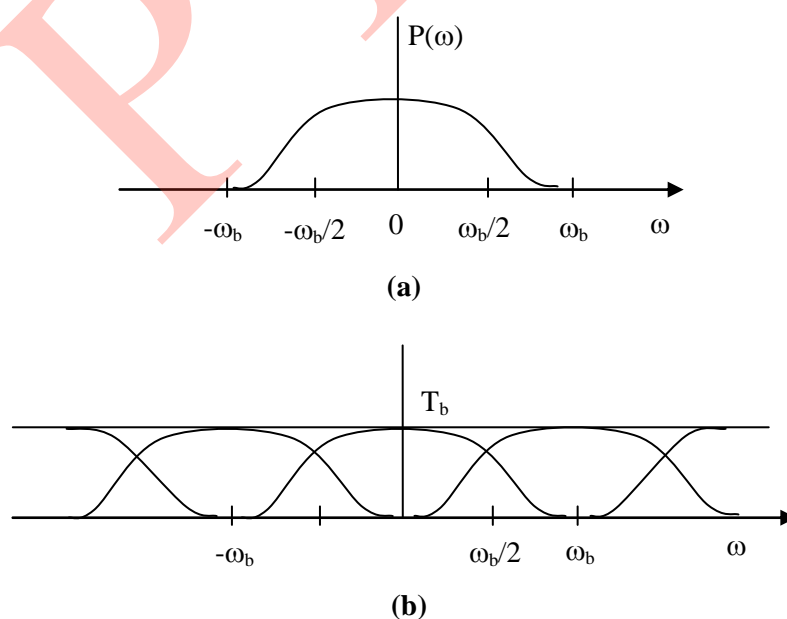
Bề rộng của phổ  $p(t)$  là  $(\omega_b/2) + \omega_x$ , trong đó  $\omega_x$  là bề rộng vượt quá mức tối thiểu, ta có:

$$\begin{aligned} r &= \frac{\text{excess bandwidth}}{\text{min bandwidth}} \\ &= \frac{\omega_x}{\omega_b / 2} \\ &= \frac{2\omega_x}{\omega_b} \end{aligned} \quad (5.17)$$

Vì  $\omega_x$  gần bằng  $\omega_b/2$  với  $0 \leq r \leq 1$ , nên bề rộng phổ  $P(\omega)$  bằng:

$$B_T = \frac{R_b}{2} + \frac{rR_b}{2} = \frac{(1+r)R_b}{2} \quad (5.18)$$

trong đó hằng số  $r$  được gọi là *roll-off factor*



**Hình 5-11.**

❖ *Phương pháp ISI điều khiển được:*

Xung tiêu chuẩn Nyquist có bề rộng phổ hơi lớn hơn độ rộng tối thiểu. Nếu chúng ta muốn giảm tiếp bề rộng phổ, thì bằng cách nào đó phải dẫn độ rộng xung. Khi dẫn độ rộng xung có thể sẽ dẫn đến hiện tượng giao thoa ISI với các xung lân cận. Nhưng với trường hợp truyền tín hiệu nhị phân, thì hiện tượng ISI này có thể chấp nhận được, vì có thể có ít mẫu bị giao thoa.

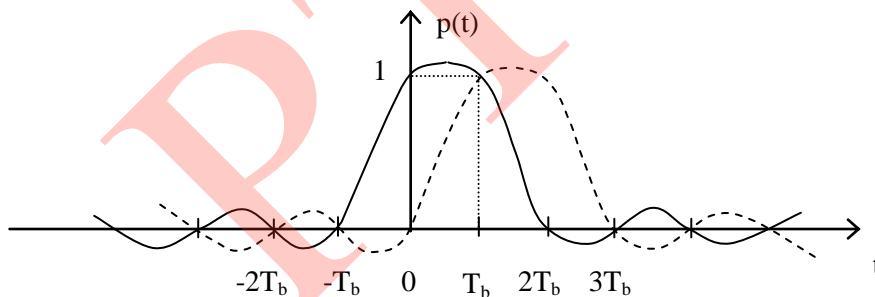
Xét một xung được định nghĩa như sau (hình 5.12):

$$p(nT_b) = \begin{cases} 1 & n = 0, 1 \\ 0 & n \neq \end{cases} \quad (5.19)$$

Chúng ta sử dụng dạng xung lưỡng cực, tức là tín hiệu phát đi là 1 tương ứng với xung  $p(t)$  và 0 với xung  $-p(t)$ . Tín hiệu thu được lấy mẫu tại thời điểm  $t = nT_b$ , và xung  $p(t)$  có giá trị 0 tại  $\forall n$  trừ tại  $n=0$  và 1, thời điểm mà giá trị của nó là 1 (hình 5.12). Rõ ràng là xung như vậy sẽ không gây ra ISI, ngoại trừ với xung liền kề. Vì thế chúng ta chỉ cần quan tâm đến hiện tượng ISI với xung liền kề.

Xét 2 xung liền kề tại  $t = 0$  và  $t = T_b$  tương ứng. Nếu 2 xung này là dương, thì giá trị mẫu của tín hiệu nhận được tại  $t = T_b$  sẽ là 2. Nếu chúng là âm thì giá trị mẫu sẽ là -2. Và nếu chúng ngược cực thì giá trị mẫu sẽ là 0. Điều này cho phép đưa ra quyết định chính xác tại thời điểm lấy mẫu. Nguyên tắc quyết định như sau:

Nếu giá trị mẫu là dương, thì bit hiện tại là 1 và bit trước đó cũng là 1. Nếu giá trị mẫu là âm, thì bit hiện tại là 0 và bit trước đó cũng là 0. Nếu giá trị mẫu là 0, thì bit hiện tại là bù của bit trước đó.



**Hình 5-12. Thông tin khi sử dụng xung nhị phân đôi**

Trên hình 5.11 trình bày dãy các bit phát đi và các giá trị mẫu của tín hiệu thu  $x(t)$  không bị tác động của nhiễu kênh truyền và quyết định của bộ tách sóng.

Ví dụ này cũng chỉ ra đặc điểm lỗi tách sóng của sơ đồ này. Kiểm tra các mẫu của  $x(t)$  ta thấy rằng : luôn có một số chẵn các mẫu giá trị 0 giữa 2 mẫu 1 có cùng cực và số lẻ mẫu giá trị 0 giữa 2 mẫu 1 ngược cực. Như vậy giá trị mẫu thứ 2 của  $x(t)$  là 2 và mẫu giá trị 1 tiếp theo là 2. Giữa các mẫu giá trị 1 cùng cực này có 1 số chẵn các mẫu giá trị 0 (2). Nếu 1 trong các giá trị mẫu này được tách sóng sai, thì quy tắc này bị vi phạm và lỗi sẽ bị phát hiện. Xung  $p(t)$  bằng 0 tại  $-T_b$  và  $2T_b$ , nên độ rộng xung lớn hơn 50% xung tiêu chuẩn Nyquist. Đó là do việc giảm bề rộng phổ gây ra. Phương pháp Nyquist thứ này được gọi là sơ đồ ISI điều khiển

được hay còn gọi là sơ đồ tương quan. Và xung thỏa mãn tiêu chuẩn (5.19) được gọi là xung nhị phân kép.

Ví dụ: Xung nhị phân kép

Nếu hạn chế bề rộng phổ của xung là  $R_b/2$ , thì chỉ xung  $p(t)$  sau mới thỏa mãn (5.19) cho xung nhị phân kép

$$p(t) = \frac{\sin(\pi R_b t)}{\pi R_b t (1 - R_b t)} \quad (5.20)$$

Phổ của  $p(t)$  là:

$$P(\omega) = \frac{2}{R_b} \cos\left(\frac{\omega}{2R_b}\right) \text{rect}\left(\frac{\omega}{2\pi R_b}\right) e^{-j\frac{\omega}{2R_b}} \quad (5.21)$$

Dãy phát đi	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
Các mẫu của $x(t)$	1	2	0	0	2	0	-2	-2	0	0	0	2	2
Dãy quyết định	1	1	0	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1

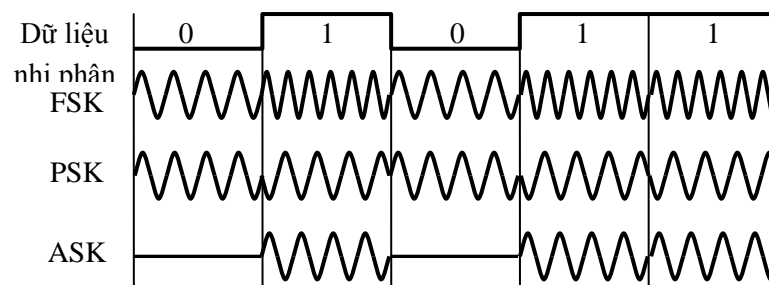
**Hình 5-13. Các bit phát đi và các mẫu thu có ISI điều khiển được**

Biểu thức (5.20) chỉ ra rằng xung này suy giảm nhanh với thời gian  $1/t^2$ . Nhưng xung này không nhân quả và có độ rộng không hữu hạn, nên không thực hiện được. Tuy nhiên nếu nó suy giảm nhanh, thì có thể lấy xấp xỉ.

## 5.3. CÁC DẠNG ĐIỀU CHẾ SỐ

### 5.3.1. Giới thiệu

Trong các hệ thống số băng tần cơ sở, các tín hiệu số có thể được truyền trực tiếp mà không cần phải thực hiện bất kỳ phép dịch tần của tín hiệu. Vì thường năng lượng của các tín hiệu băng tần cơ sở tập trung chủ yếu ở vùng tần số thấp, nên chúng chỉ thích hợp truyền trên các môi trường truyền như cáp đôi, cáp đồng trục hoặc cáp quang. Tuy nhiên các tín hiệu này lại không thể truyền được trên các kênh vô tuyến hay vệ tinh. Do đó để có thể truyền các tín hiệu băng tần cơ sở trên kênh radio hay vệ tinh, thì cần phải dịch chuyển phổ của các tín hiệu này lên miền tần số cao hơn, bằng cách điều chế cao tần hình sin các tín hiệu này. Tức là biên độ, tần số hoặc pha của sóng mang thay đổi theo dữ liệu vào. Vì thế có ba dạng điều chế cơ bản đối với truyền dữ liệu số là ASK, FSK và PSK (hình 5.14).



### Hình 5-14. Các dạng sóng của điều chế FSK, PSK và ASK

Trong thực tế thì các tín hiệu FSK và PSK được sử dụng rộng rãi hơn ASK. Mỗi một sơ đồ đều đưa ra một hệ thống cân bằng các yếu tố khác nhau như nguồn thông tin ban đầu, công suất phát và băng thông của kênh truyền, để có được sự kết hợp tốt nhất. Việc lựa chọn các sơ đồ điều chế phải làm sao đảm bảo được các yêu cầu sau:

1. Tốc độ truyền dữ liệu là cực đại
2. Xác suất lỗi kí hiệu là tối thiểu
3. Công suất phát là nhỏ nhất
4. Độ rộng kênh truyền là tối thiểu
5. Khả năng chống giao thoa các tín hiệu là lớn nhất
6. Mạch phải đơn giản nhất

Một vài yêu cầu trên có mâu thuẫn với nhau, như yêu cầu 1, 2 mâu thuẫn với 3, 4. Do vậy chỉ có thể lựa chọn phương pháp nào thỏa mãn được nhiều yêu cầu nhất có thể.

#### 5.3.2. Điều chế pha số nhị phân- PSK

Trong hệ thống PSK nhị phân liên kết, các tín hiệu  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  biểu diễn các bit nhị phân 1 và 0 tương ứng và được định nghĩa như sau:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t) \quad (5.22)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t) \quad (5.23)$$

trong đó:  $0 \leq t \leq T_b$ ,

$E_b$  là năng lượng của tín hiệu phát đi cho 1 bit

Tần số sóng mang  $f_0$  chọn bằng  $n_0/T_b$ ,  $n_0$  là số nguyên

Như vậy cặp sóng sin này chỉ khác pha nhau là  $180^\circ$ . Với trường hợp PSK chỉ có một tín hiệu cơ sở  $\varphi_1(t)$ :

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.24)$$

Các tín hiệu  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  được viết lại như sau:

$$s_1(t) = \sqrt{E_b} \varphi_1(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.25)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{E_b} \varphi_1(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.26)$$

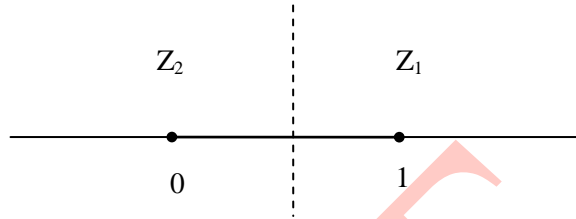
Do đó hệ thống PSK nhị phân được biểu diễn trong không gian tín hiệu một chiều (hình 5.15), với các tọa độ :

$$s_{11} = \int_0^{T_b} s_1(t) \varphi_1(t) dt$$

$$= \sqrt{E_b}$$
(5.27)

$$s_{21} = \int_0^{T_b} s_2(t) \varphi_1(t) dt$$

$$= -\sqrt{E_b}$$
(5.28)



**Hình 4-12. Sơ đồ không gian tín hiệu của hệ PSK nhị phân**

Chia không gian tín hiệu thành 2 vùng như hình 5.15:

- Tập các điểm gần với điểm biểu diễn kí hiệu 1 –  $Z_1$
- Tập các điểm gần với điểm biểu diễn kí hiệu 0 –  $Z_2$

Nguyên tắc quyết định được thực hiện như sau: nếu điểm tín hiệu thu rơi vào vùng  $Z_1$  thì xác định tín hiệu phát đi là  $s_1(t)$  – kí hiệu 1, và coi là  $s_2(t)$  – kí hiệu 0 nếu điểm tín hiệu thu rơi vào vùng  $Z_2$ . Do tác động của nhiễu có thể xảy ra 2 quyết định sai là: tín hiệu  $s_1(t)$  phát đi nhưng điểm tín hiệu thu lại rơi vào vùng  $Z_2$  và ngược lại. Trong trường hợp này xác suất lỗi được xác định như sau:

Vùng quyết định  $Z_1$ :  $Z_1$   $0 < x_1 < 1$

với

$$x_1 = \int_0^{T_b} x(t) \varphi_1(t) dt$$
(5.29)

trong đó  $x(t)$  là tín hiệu thu được.

Hàm mật độ xác suất có điều kiện khi bit 0 được phát đi là:

$$f_{X_1}(x_1 | 0) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[ -\frac{1}{N_0} (x_1 - s_{21})^2 \right]$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp \left[ -\frac{1}{N_0} (x_1 + \sqrt{E_b})^2 \right]$$
(5.30)

Xác suất có điều kiện của quyết định là bit 1, khi phát đi bit 0 là:

$$P_e(0) = \int_0^\infty f_{X_1}(x_1 | 0) dx_1$$

$$= \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \int_0^\infty \exp \left[ -\frac{1}{N_0} (x_1 + \sqrt{E_b})^2 \right] dx_1$$
(5.31)

$$\text{Đặt} \quad z = \frac{1}{\sqrt{N_0}}(x_1 + \sqrt{E_b}) \quad (5.32)$$

thay (5.32) vào (5.31) ta có:

$$\begin{aligned} P_e(0) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-z^2) dz \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \end{aligned} \quad (5.33)$$

trong đó  $\operatorname{erfc}\left(\sqrt{E_b / N_0}\right)$  là hàm bù lỗi.

Tương tự ta xác định được xác suất có điều kiện của quyết định là bit 0, khi phát bit 1 là:

$$P_e(1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.34)$$

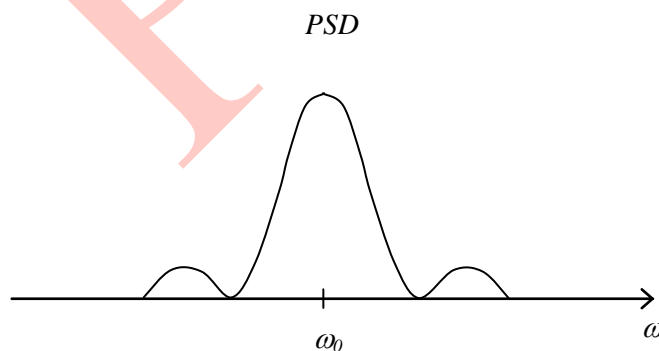
Do đó xác suất lỗi bit trung bình (hay còn gọi là tốc độ lỗi bit của PSK nhị phân) là:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (5.35)$$

Từ biểu thức (5.35) thấy rằng khi tăng năng lượng  $E_b$  của tín hiệu phát, thì xác suất lỗi trung bình sẽ giảm tương ứng với hàm mật độ phổ công suất nhiễu xác định.

#### ❖ Phổ tín hiệu điều chế PSK:

Điều chế là sự dịch chuyển phổ của tín hiệu. Ta có thể coi tín hiệu điều chế PSK là  $p(t)\cos(\omega_0 t)$ , trong đó  $p(t)$  là xung lưỡng cực. Nên mật độ phổ PSD của tín hiệu PSK cũng giống như PSD của tín hiệu lưỡng cực (hình 5.3) nhưng bị dịch đi  $\pm\omega_0$  và không có thành phần một chiều (hình 5.15)

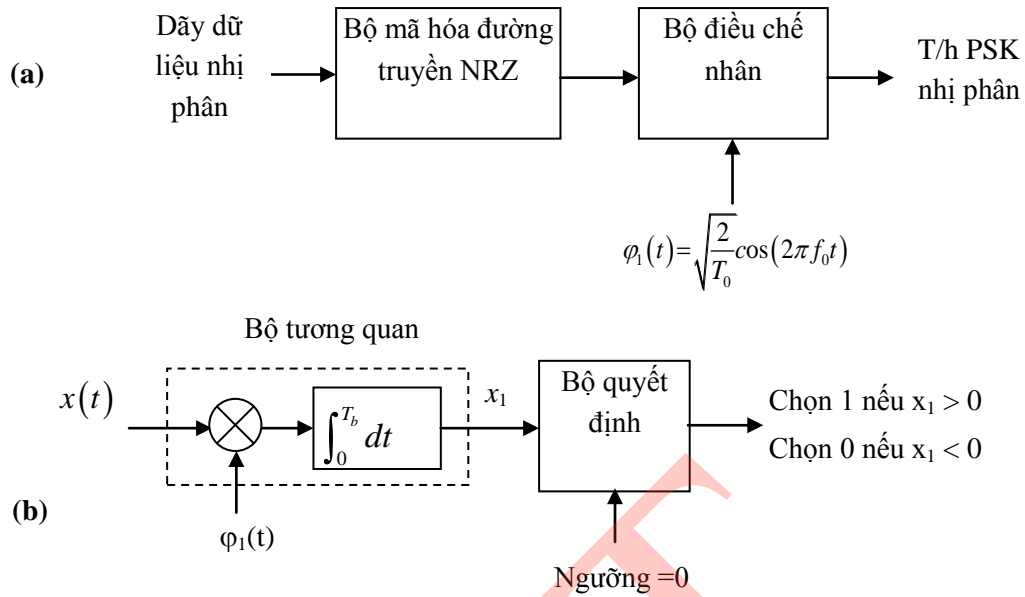


**Hình 5-15. PSD của tín hiệu PSK**

#### ❖ Tạo và tách sóng tín hiệu PSK nhị phân

Như trên đã phân tích dạng sóng PSK được biểu diễn bởi biểu thức  $p(t)\cos(\omega_0 t)$ , trong đó  $p(t)$  là xung lưỡng cực có biên độ là  $\sqrt{E_0}$  và  $-\sqrt{E_0}$  tương ứng.  $p(t)$  được hình thành qua bộ mã hóa đường truyền NRZ dãy dữ liệu nhị phân vào. Sơ đồ bộ phát PSK nhị phân được biểu diễn trên hình 5.16a.

Để tách sóng dãy nhị phân gốc, ta đưa tín hiệu PSK có tác động của nhiễu  $x(t)$  vào bộ tương quan. Tín hiệu ra của bộ tương quan  $x_1$  được đưa đến bộ quyết định, để so sánh với ngưỡng 0 như hình 5.16b.



**Hình 5-16. Sơ đồ khối bộ phát (a) và bộ thu (b) PSK nhị phân**

### 5.3.3. Điều chế tần số nhị phân FSK

Tín hiệu FSK nhị phân có thể xem như tổng của 2 tín hiệu ASK xen kẽ, chúng được điều chế với hai sóng mang có tần số khác nhau. Cặp sóng sin được biểu diễn như sau:

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & t \neq \end{cases} \quad (5.36)$$

trong đó:  $i = 1, 2$

$E_b$  là năng lượng tín hiệu phát của 1 bit

tần số sóng mang:

$$f_i = \frac{n_c + i}{T_b}; \quad i = 1, 2 \quad (5.37)$$

$s_1(t)$  biểu diễn bit 1 và  $s_2(t)$  biểu diễn bit 0. Từ (4.36) ta thấy rằng  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  là các tín hiệu trực giao. Do đó bộ tín hiệu trực chuẩn là:

$$\varphi_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) & 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & t \neq \end{cases} \quad (5.36)$$

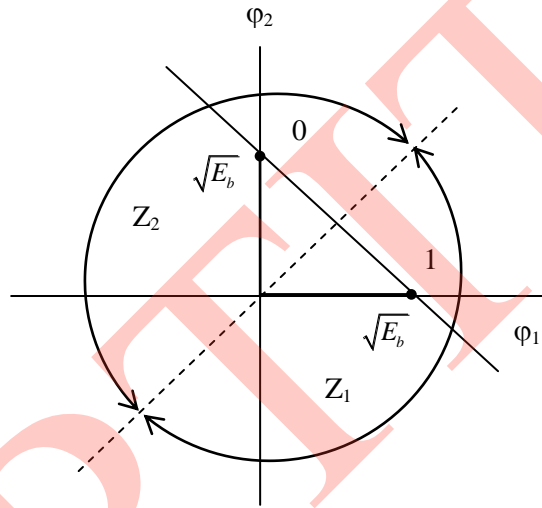
Nên ta có các hệ số  $s_{ij}$ :

$$\begin{aligned}
s_{ij} &= \int_0^{T_b} s_i(t) \varphi_j(t) dt \\
&= \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_i t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_j t) \\
&= \begin{cases} \sqrt{E_b} & i = j \\ 0 & i \neq j \end{cases}
\end{aligned} \tag{5.37}$$

Do vậy hệ thống FSK nhị phân được đặc trưng bởi không gian tín hiệu 2 chiều, với 2 điểm tín hiệu được xác định bởi các vector tín hiệu sau (hình 5.18):

$$s_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{E_b} \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5.38}$$

$$s_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{E_b} \end{bmatrix} \tag{5.39}$$



**Hình 5-17. Sơ đồ không gian tín hiệu của hệ thống FSK nhị phân**

Vector  $\mathbf{x}$  biểu diễn tín hiệu thu  $x(t)$  có 2 phần tử  $x_1, x_2$  được xác định như sau:

$$x_1 = \int_0^{T_b} x(t) \varphi_1(t) dt \tag{5.40}$$

$$x_2 = \int_0^{T_b} x(t) \varphi_2(t) dt \tag{5.41}$$

Khi tính đến ảnh hưởng của nhiễu trắng Gaussian  $n(t)$ , thì

$$x(t) = s_1(t) + n(t)$$

hoặc

$$x(t) = s_2(t) + n(t)$$

tùy thuộc vào bit phát đi là 1 hay 0.

Nguyên tắc quyết định được thực hiện theo cách sau: chúng ta chia không gian tín hiệu thành 2 vùng  $Z_1$  và  $Z_2$  như hình 5.18. Bộ thu sẽ quyết định là bit 1, nếu  $x_1 > x_2$  (tức là vector  $\mathbf{x} \in Z_1$ ), và ngược lại là bit 0, nếu  $x_1 < x_2$  (tức là vector  $\mathbf{x} \in Z_2$ ).



Tương tự, ta xác định được xác suất lỗi có điều kiện khi phát đi bit 0 là:

$$P_e(0) = P(l > 0 | \text{phát đi bit 0}) \quad (5.42)$$

$$\begin{aligned} P_e(0) &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{E_b/2N_0}}^{\infty} \exp(-z^2) dz \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \end{aligned} \quad (5.43)$$

trong đó:  $z = \frac{l + \sqrt{E_b}}{\sqrt{2N_0}}$

$$l = x_1 - x_2$$

Và xác suất lỗi có điều kiện khi phát đi bit 1 là:

$$P_e(1) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \quad (5.44)$$

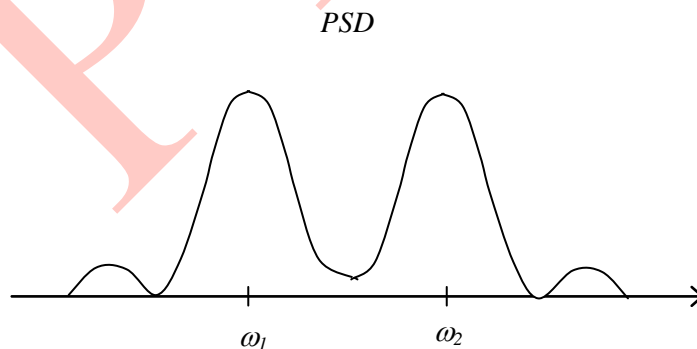
Vậy xác suất lỗi trung bình hay còn gọi là tốc độ lỗi bit của FSK nhị phân là:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \quad (5.45)$$

Như vậy để hệ thống FSK nhị phân có cùng tốc độ lỗi bit như PSK, thì hệ thống FSK nhị phân cần tăng gấp đôi tỷ số  $E_b/N_0$ .

❖ *Phổ tín hiệu điều chế FSK*

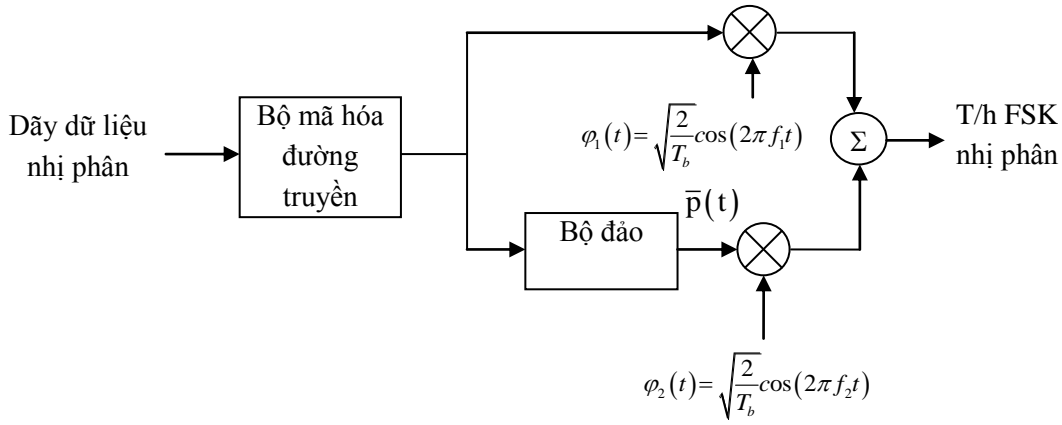
Do tín hiệu FSK có thể coi như tổng của 2 tín hiệu ASK xen kẽ, được điều chế với 2 tần số sóng mang  $f_1$  và  $f_2$ . Vì thế phổ của tín hiệu FSK là tổng phổ của tín hiệu ASK tại  $f_1$  và  $f_2$ , và không có thành phần một chiều



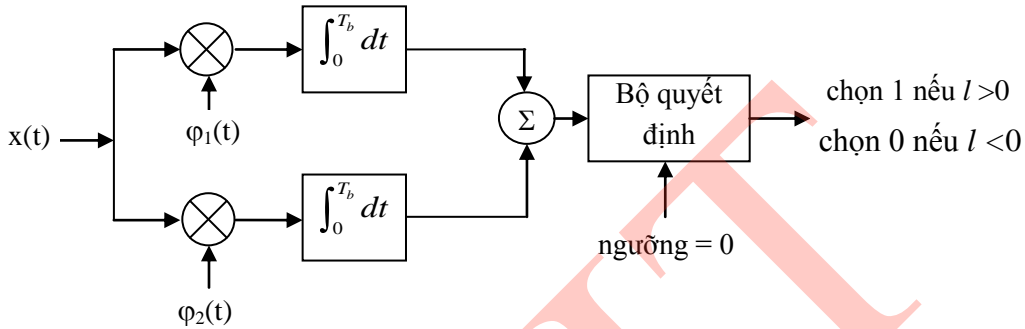
**Hình 5-18. PSD của tín hiệu PSK**

❖ *Tạo và tách sóng tín hiệu FSK nhị phân*

Sơ đồ bộ điều chế tín hiệu FSK nhị phân được biểu diễn trên hình 5.19a. Dãy dữ liệu vào được đưa vào bộ mã hóa đường truyền đơn cực, ở đầu ra bit 1 ứng với mức  $\sqrt{E_b}$  V và bit 0 ứng với mức 0V. Ở phía phát 2 bộ tạo dao động phải đồng bộ để đảm bảo các hàm  $\varphi_1(t)$  và  $\varphi_2(t)$  là trực giao.



(a)



(b)

**Hình 5-19. Sơ đồ khối bộ phát (a) và bộ thu (b) tín hiệu FSK nhị phân**

Do tín hiệu thu  $x(t)$  chịu tác động của nhiễu, nên để tách sóng tín hiệu FSK nhị phân ta sử dụng 2 bộ tương quan. Đầu ra của các bộ tương quan được đưa đến bộ cộng để lấy ra giá trị  $l$  để so sánh với ngưỡng.

#### 5.3.4. Điều chế biên độ số ASK

Nếu biên độ sóng mang tỷ lệ với tín hiệu cơ sở  $p(t)$  - là xung đơn cực, thì ta có dạng  $p(t)\cos(2\pi f_0 t)$ , gọi là tín hiệu điều chế biên độ số (ASK). Do vậy, trong hệ thống ASK ký hiệu các tín hiệu  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  biểu diễn các bit nhị phân 1 và 0 tương ứng và được định nghĩa như sau:

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t) \quad (5.46)$$

$$s_2(t) = 0 \quad (5.47)$$

trong đó:  $0 \leq t \leq T_b$ ,

Tín hiệu cơ sở là:

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \cos(2\pi f_0 t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.48)$$

Các tín hiệu  $s_1(t)$ ,  $s_2(t)$  được viết lại như sau:

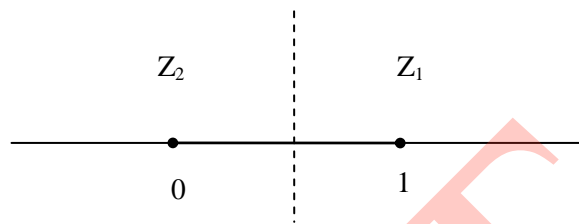
$$s_1(t) = \sqrt{E_1} \varphi_1(t) \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.49)$$

$$s_2(t) = 0 \quad 0 \leq t < T_b \quad (5.50)$$

Do đó hệ thống ASK nhị phân được biểu diễn trong không gian tín hiệu một chiều (hình 5.20), với các tọa độ :

$$\begin{aligned} s_{11} &= \int_0^{T_b} s_1(t) \varphi_1(t) dt \\ &= \sqrt{E_1} \end{aligned} \quad (5.51)$$

$$s_{21} = 0 \quad (5.52)$$



**Hình 5-20. Sơ đồ không gian tín hiệu của hệ ASK nhị phân**

Tương tự như trên ta tính được tốc độ lỗi bit của ASK nhị phân là:

$$\begin{aligned} P_e &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_1}{4N_0}} \right) \\ &= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_b}{2N_0}} \right) \end{aligned} \quad (5.53)$$

trong đó:  $E_b$  là năng lượng của 1bit

$E_1$  à năng lượng của bit 1

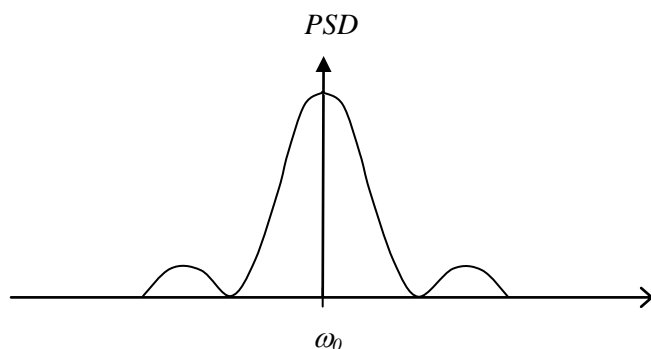
❖ *Phổ tín hiệu tín hiệu điều chế ASK nhị phân*

Phổ tín hiệu điều biên số chính là phổ của  $p(t)$  dịch chuyển đi  $\pm \omega_0$  và có thành phần một chiều tại  $\omega_0$  (hình 5.21).

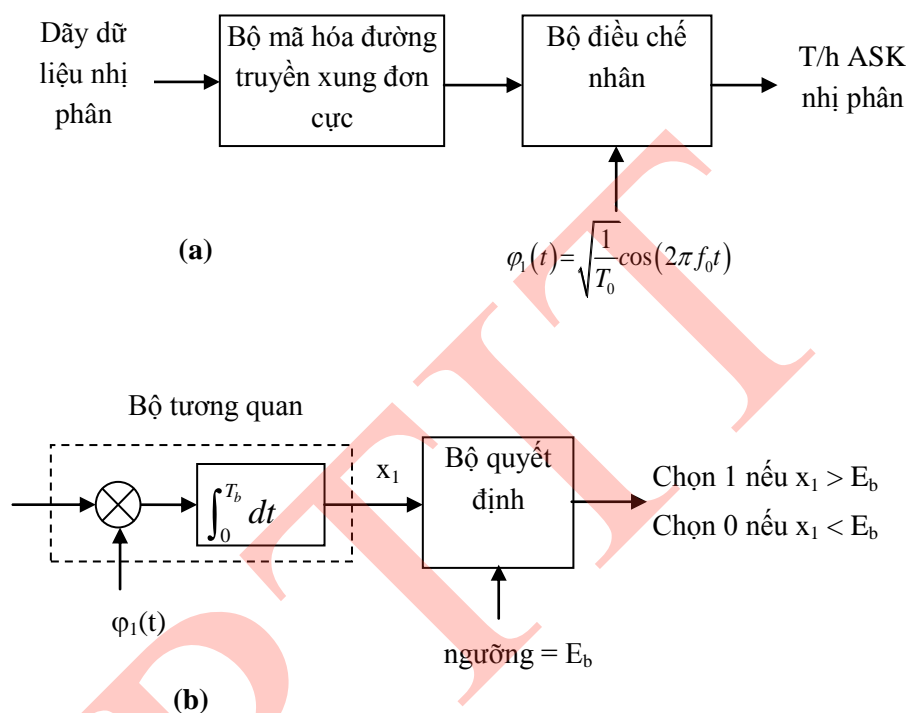
❖ *Tạo và tách sóng tín hiệu ASK nhị phân*

Như trên đã phân tích dạng sóng ASK được biểu diễn bởi biểu thức  $p(t)\cos(\omega_0 t)$ , trong đó  $p(t)$  là xung đơn cực.  $p(t)$  được hình thành qua bộ mã hóa xung đơn cực đầy đủ liệu nhị phân vào. Sơ đồ bộ phát ASK nhị phân được biểu diễn trên hình 5.22a.

Để tách sóng dây nhị phân gốc, ta đưa tín hiệu ASK có tác động của nhiễu  $x(t)$  vào bộ tương quan. Tín hiệu ra của bộ tương quan  $x_1$  được đưa đến bộ quyết định, để so sánh với ngưỡng  $E_b$  như hình 5.22b.



**Hình 5-21. PSD của tín hiệu ASK**



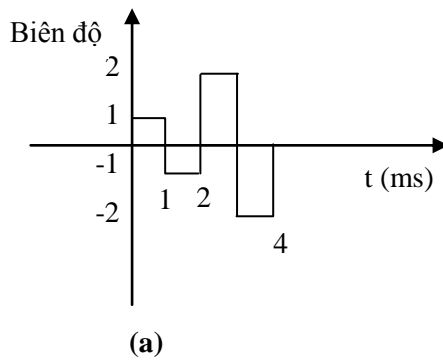
**Hình 5-22. Sơ đồ khối bộ phát (a) và bộ thu (b) ASK nhị phân**

## 5.4. THÔNG TIN M MỨC

### 5.4.1. Khái niệm về thông tin M mức

Trong thông tin số người ta chỉ sử dụng một số hữu hạn các kí hiệu. Chẳng hạn trong trường hợp nhị phân người ta chỉ sử dụng 2 kí hiệu. Nhưng cũng có thể biến đổi dãy tin thành các khối tin  $k = \log_2 M$  bit nhị phân và sử dụng 1 trong  $M = 2^k$  kí hiệu này để truyền thông tin. Như vậy mỗi một kí hiệu này sẽ mang lượng thông tin tương đương với  $k$  bit nhị phân. Các hệ thông tin này được gọi là thông tin M mức. Trong trường hợp này chúng ta có thể phải tăng công suất phát hoặc độ rộng băng thông của kênh để đảm bảo có được cùng một mức chỉ tiêu chất lượng.

Ví dụ: xét hệ thống M mức với  $M = 4$  như hình 5.23



1V	11
-1V	01
2V	10
-2V	00

(b)

**Hình 5-23.**

Tín hiệu xung này có 4 mức điện áp khác nhau. Ở đây ta sử dụng 4 kí hiệu để truyền tin. Mã hóa 4 mức biên độ bằng các bit nhị phân ( $k = \log_2 M$ ), với  $M = 4$  thì  $k = 2$ , như vậy 1 khối tin bằng 2 bit nhị phân (hình 5.24b). Do đó để truyền một dãy  $n$  bit dữ liệu ta chỉ cần truyền  $n/2$  xung 4- trị. Nghĩa là 1 kí hiệu 4-trị có thể truyền thông tin của 2 bit nhị phân, tức là tăng tốc độ truyền tin, ngược lại phải trả giá về công suất phát hoặc băng thông.

Khi các tín hiệu này được tạo ra bằng cách thay đổi biên độ, pha hoặc tần số của sóng mang thành  $M$  mức khác nhau, thì chúng ta có các sơ đồ điều chế số M-ASK, M-PSK và M-FSK tương ứng.

#### 5.4.2. Điều chế pha số $M$ mức (M-PSK)

Trong hệ thống PSK  $M$  mức thì pha của sóng mang có thể là một trong  $M$  giá trị khác nhau :

$$\theta_i = 2\pi i/M \quad \text{với } i = 0, 1, 2, \dots, M-1$$

Do vậy các tín hiệu phát đi được biểu diễn dưới dạng:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_0 t + \frac{2\pi i}{M}\right) \quad i = 0, 1, \dots, M-1 \quad (5.54)$$

trong đó:  $E$  là năng lượng của mỗi kí hiệu

$T = nT_b$  là độ rộng của 1 kí hiệu

Như vậy pha của xung lân cận khác nhau  $2\pi/M$ . Nên khi có tác động của nhiễu, nếu một xung nào đó bị lệch quá  $\pi/M$  thì sẽ gây ra lỗi.

Tín hiệu M-PSK được biểu diễn trong không gian tín hiệu 2 chiều như trên hình 5.24

Xác suất lỗi kí hiệu trong thu tín hiệu M-PSK là:

$$P_e = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad M \geq 4 \quad (5.55)$$

Bộ thu tối ưu tín hiệu M-PSK được biểu diễn trên hình 5.25. Trong đó yêu cầu tần số và pha sóng mang của bộ thu phải đồng bộ chính xác với phía phát.

Độ rộng băng thông của kênh truyền được yêu cầu để truyền tín hiệu M-PSK là:

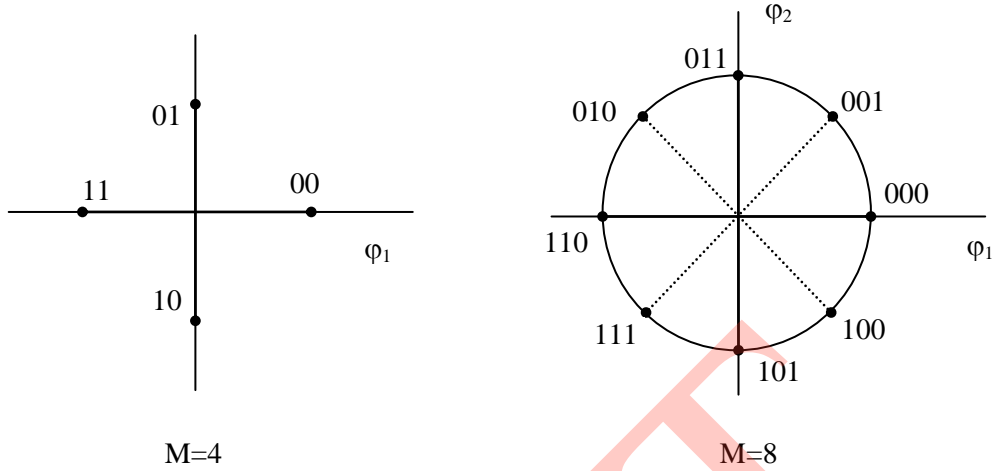
$$B = \frac{2}{T} \quad (5.56)$$

hay

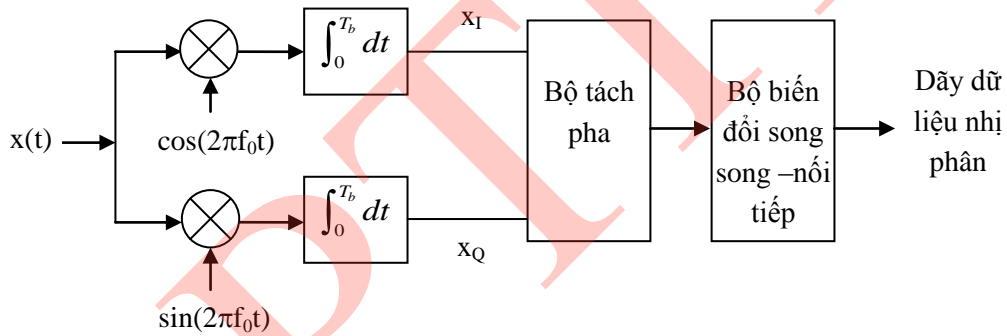
$$B = \frac{2R_b}{\log_2 M} \quad (5.57)$$

Do đó hiệu suất sử dụng băng thông của kênh truyền tín hiệu M-PSK là:

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{\log_2 M}{2} \quad (5.58)$$



**Hình 5-24. Sơ đồ không gian tín hiệu của tín hiệu M-PSK**



**Hình 5-25. Sơ đồ khối bộ thu tín hiệu M-PSK**

#### 5.4.3. Điều chế biên độ vuông góc M mức (M-QAM)

Điều chế biên độ vuông góc M mức là tổ hợp của tín hiệu điều chế M-ASK và M-PSK. Tín hiệu M-QAM được định nghĩa như sau:

$$\begin{aligned} s_i(t) &= \sqrt{\frac{2E_0}{T}} [a_i \cos(2\pi f_0 t) + b_i \sin(2\pi f_0 t)] \\ &= \sqrt{\frac{2E_0}{T}} r_i \cos(2\pi f_0 t + \theta_i) \quad i = 1, 2, \dots, M \end{aligned} \quad (5.59)$$

trong đó:  $E_0$  là năng lượng của tín hiệu với biên độ nhỏ nhất

$$r_i = \sqrt{a_i^2 + b_i^2} \quad (5.60)$$

$$\theta_i = -\arctan \frac{b_i}{a_i} \quad (5.61)$$

Với M-ASK thì  $\theta_i = 0$  với  $\forall i$ , chỉ  $r_i$  là khác nhau

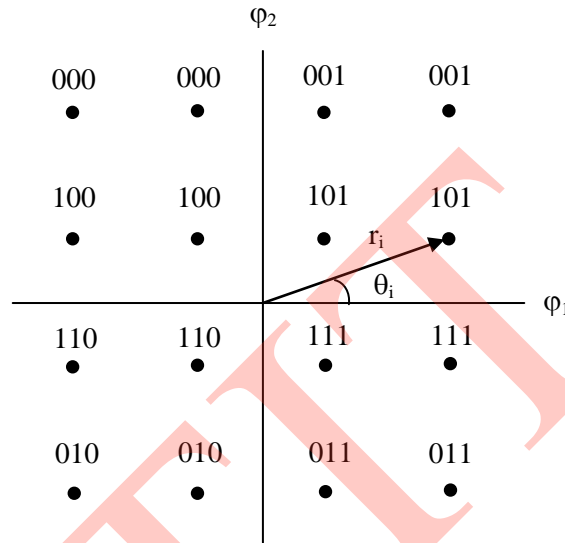
Với M-PSK thì  $r_i = 0$  với  $\forall i$ , chỉ  $\theta_i$  là khác nhau

Các tín hiệu cơ sở:

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_0 t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.62)$$

$$\varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_0 t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.63)$$

Bộ tín hiệu như vậy được biểu diễn trong không gian tín hiệu như hình 5.26



**Hình 5-26. Tín hiệu M-QAM với M = 16**

Xác suất lỗi ký hiệu trong thông tin M-QAM là:

$$P_e \approx 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \right) \quad (5.64)$$

hay

$$P_e \approx 2 \left( 1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \text{erfc} \left( \sqrt{\frac{3E_v}{2(M-1)N_0}} \right) \quad (5.65)$$

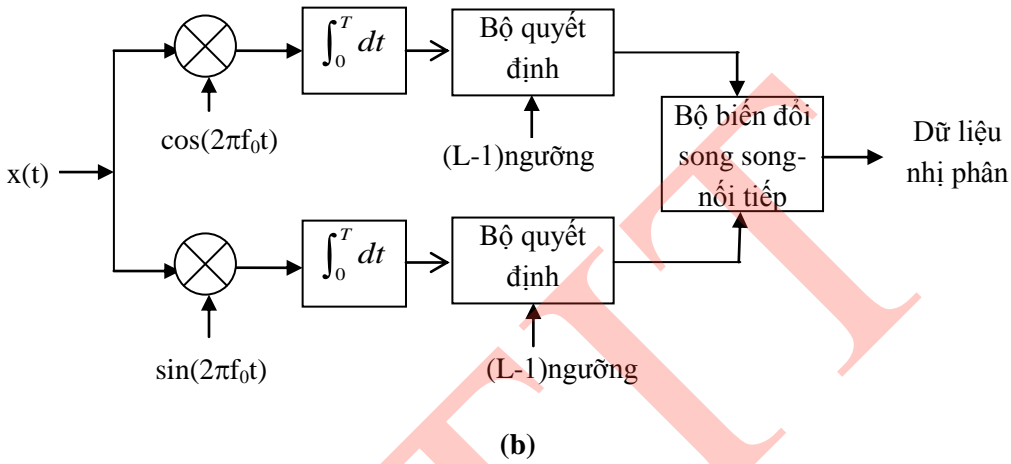
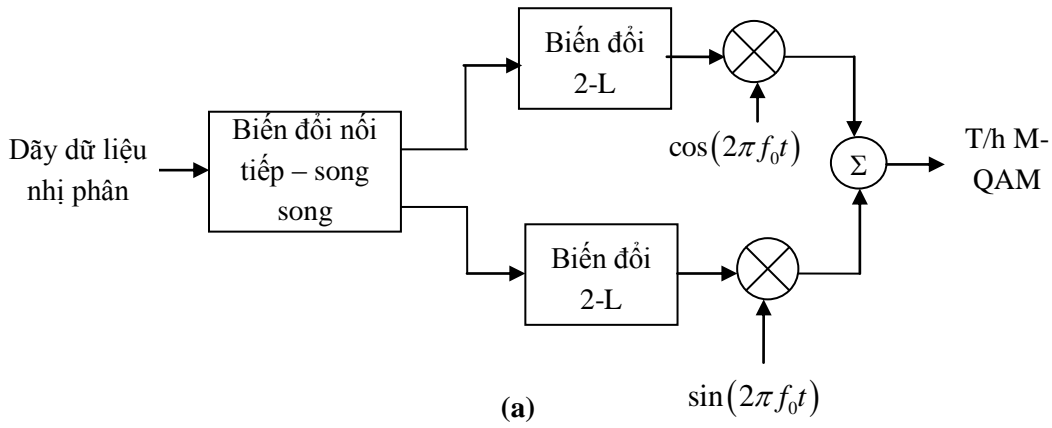
trong đó  $E_v$  là giá trị trung bình năng lượng phát

$$E_v = \frac{2(M-1)E_0}{3} \quad (5.66)$$

Sơ đồ khối hệ thống M-QAM được biểu diễn trên hình 5.27

Bộ biến đổi nối tiếp – song song: từ dãy nhị phân có tốc độ bit  $R_b$  tạo ra 2 dãy nhị phân song song có tốc độ bit  $R_b/2$ .

Bộ biến đổi 2-L mức: tạo tín hiệu có L mức.



**Hình 5-27. Sơ đồ khối bộ phát (a) và bộ thu (b) tín hiệu M-QAM**

#### 5.4.4. Điều chế tần số M mức (M-FSK)

Trong hệ thống điều chế tần số M mức (M-FSK), các tín hiệu phát được định nghĩa như sau:

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[\frac{\pi}{T}(n_c + i)t\right] \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.67)$$

trong đó:  $i = 1, 2, \dots, M$

$f_0 = n_c/2T$  tần số sóng mang

$E$  và  $T$  là năng lượng và độ rộng của tín hiệu phát

- Xác suất lỗi kí hiệu khi tách sóng không liên kết tín hiệu M-FSK là:

$$P_e = \sum_{k=1}^{M-1} \frac{(-1)^{k+1}}{k+1} \frac{(M-1)!}{(M-1-k)!k!} \exp\left(-\frac{kE}{(k+1)N_0}\right) \quad (5.68)$$

Bộ thu tối ưu tín hiệu M-FSK là sự mở rộng của bộ thu tín hiệu FSK nhị phân.

- Hiệu suất băng thông của kênh truyền :

Độ rộng băng thông của kênh truyền được yêu cầu để phát tín hiệu M-FSK là:

$$B = \frac{M}{2T} \quad (5.69)$$



hay

$$B = \frac{R_b M}{2 \log_2 M} \quad (5.70)$$

Do đó hiệu suất sử dụng băng thông của kênh truyền của tín hiệu M-FSK là:

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{2 \log_2 M}{M} \quad (5.71)$$

PTEH

## CÂU HỎI CUỐI CHƯƠNG 5

**Câu hỏi 5.1:** Nêu các yếu tố cần xem xét khi chọn loại mã đường.

**Câu hỏi 5.2:** Hãy so sánh đặc điểm của các loại mã đường truyền Bipolar so với Unipolar và Polar.

**Câu hỏi 5.3.:** Hãy so sánh đặc điểm của các loại mã đường truyền Manchester và HDB3.

**Câu hỏi 5.4:** Hãy tạo và vẽ đồ thị thời gian của mã đường truyền Unipolar RZ, Polar RZ, AMI, CMI cho chuỗi tín hiệu nhị phân sau :

1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1

**Câu hỏi 5.5:** Hãy tạo và vẽ đồ thị thời gian của mã đường truyền Manchester, CMI, AMI cho chuỗi tín hiệu nhị phân sau :

1 0 1 1 0 0 0 0 1 0 1 0 0 1 1

**Câu hỏi 5.6:** Hãy tạo và vẽ đồ thị thời gian của mã đường truyền HDB-3 cho chuỗi tín hiệu nhị phân sau (biết độ rộng xung bằng 50% khe thời gian của 1bit) :

0 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 0 0 0 0 1 1

**Câu hỏi 5.7:** Hãy nêu nguyên tắc, sơ đồ khối, vẽ dạng xung ứng với chuỗi dữ liệu sau của dạng điều chế BASK, BFSK, BPSK : 1 0 1 0 0 1 0 1 1 0

**Câu hỏi 5.8:** Hãy nêu nguyên tắc, sơ đồ khối, không gian tín hiệu của dạng điều chế 8PSK, 4QAM.

**Câu hỏi 5.9:**

1. Hãy nêu khái niệm về hiện tượng ISI.
2. Truyền dữ liệu nhị phân sử dụng xung nhị phân kép, các giá trị mẫu thu được là :

1 2 0 0 0 -2 0 0 -2 0 2 0 0 -2 0 2 2 0 -2

- a. Hãy giải thích nếu có lỗi quyết định
- b. Có thể đoán được chuỗi bit đã truyền không ? Hãy chỉ ra các chuỗi đúng có thể, giả sử có nhiều hơn một lỗi quyết định.

**Câu hỏi 5.10:** Truyền dữ liệu nhị phân sử dụng xung nhị phân kép, các giá trị mẫu thu được là :

1 2 0 -2 -2 0 0 -2 0 2 0 0 2 0 0 0 -2

- a. Hãy giải thích xem có lỗi quyết định không ?
- b. Nếu không có lỗi quyết định, hãy xác định chuỗi bit thu được.

## PHỤ LỤC I. MỘT SỐ HÀM ĐẶC BIỆT

[ ] tích vô hướng

$\langle \rangle$  trung bình thời gian

\* Tích chập

$a^*$  Liên hợp phức của  $a$

### I. Một số tín hiệu cơ bản

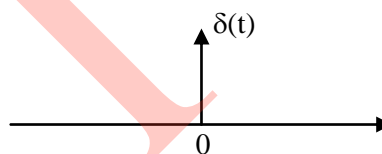
#### • Tín hiệu (delta) Dirac

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t) \delta(t) dt = s(0)$$

với  $s(t)$  là hàm liên tục tại  $t = 0$ . Ngoài ra còn có định nghĩa khác:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \delta(t) dt = 1$$

$$\text{và } \delta(t) = \begin{cases} \infty, & t = 0 \\ 0, & t \neq 0 \end{cases}$$



Một số tính chất của tín hiệu Dirac:

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t) \delta(t - t_0) dt = s(t_0)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} s(t + t_0) \delta(t) dt = s(t_0)$$

$$A\delta(-t) = A\delta(t)$$

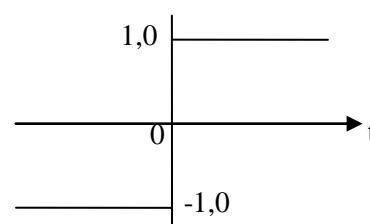
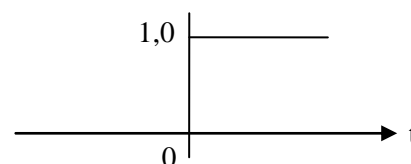
$$A\delta(t) = 0, \text{ khi } t \neq 0$$

$$A\delta(t - t_0) + B\delta(t - t_0) = (A+B)\delta(t - t_0)$$

#### • Tín hiệu bước nhảy đơn vị

$$u(t) = \begin{cases} 1,0, & t > 0 \\ 1/2, & t = 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$

$$\text{sgn}(t) = \begin{cases} 1,0, & t > 0 \\ 0, & t = 0 \\ -1,0, & t < 0 \end{cases}$$

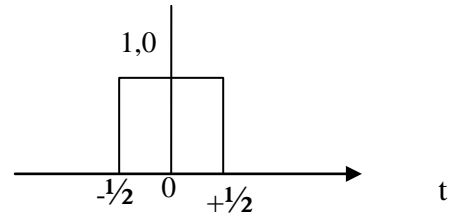


Mối quan hệ giữa tín hiệu Dirac và tín hiệu bước nhảy đơn vị:

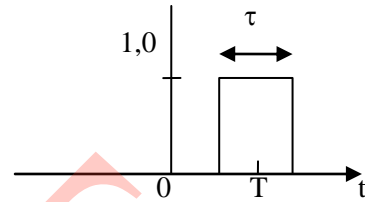
$$\int_{-\infty}^t \delta(\lambda) d\lambda = u(t) \quad \text{Và} \quad \frac{du(t)}{dt} = \delta(t)$$

• **Tín hiệu chữ nhật:**

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & |t| < 0,5 \\ 1/2 & t = 0,5 \\ 0 & |t| > 0,5 \end{cases}$$

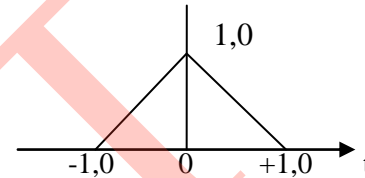


$$\Pi\left(\frac{t-T}{\tau}\right) = \begin{cases} 1, & |t-T| < \tau/2 \\ 1/2 & |t-T| = \tau/2 \\ 0 & |t-T| > \tau/2 \end{cases}$$

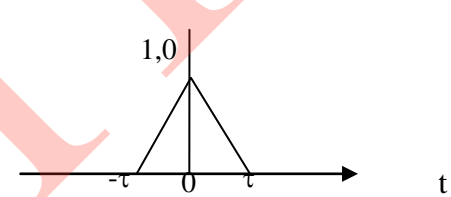


• **Tín hiệu tam giác**

$$\Lambda(t) = \begin{cases} 1-|t|, & |t| \leq 1,0 \\ 0, & |t| > 1,0 \end{cases}$$

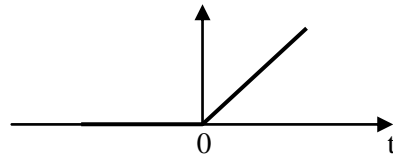


$$\Lambda\left(\frac{t}{\tau}\right) = \begin{cases} 1-\frac{|t|}{\tau}, & |t| \leq \tau \\ 0, & |t| > \tau \end{cases}$$



• **Tín hiệu dốc đơn vị (unit ramp):**

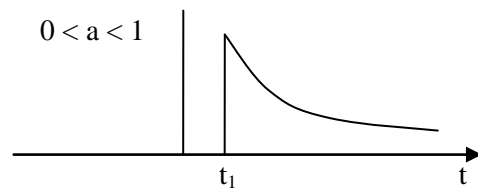
$$r(t) = \begin{cases} t, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases}$$



• **Tín hiệu hàm mũ:**

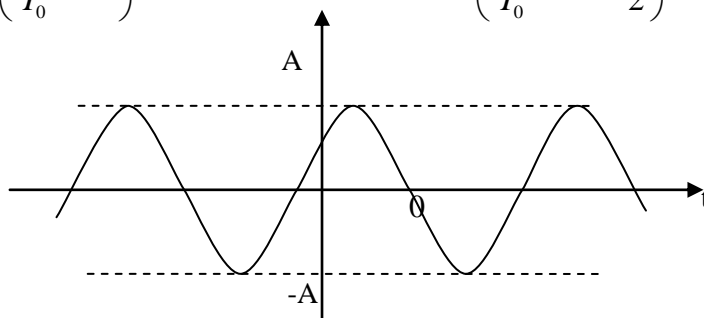
$$x(t) = \begin{cases} Ae^{-at}, & t > t_1 \\ 0, & t < t_1 \end{cases}$$

(a có thể là số thực hay phức)



• **Tín hiệu sin (tín hiệu điều hòa)**

$$x(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \theta\right) = A \cos(2\pi f_0 t + \theta) = A \sin\left(\frac{2\pi}{T_0}t + \theta + \frac{\pi}{2}\right)$$



Ở đây  $A$  là biên độ,  $f_0 = 1 / T_0$  là tần số chỉ số lần lặp lại tín hiệu trong 1 đơn vị thời gian,  $\theta$  là pha chỉ sai khác về góc giữa tín hiệu  $x(t)$  và tín hiệu tham chiếu có pha là 0.

Tập các tín hiệu sin có chung tần số được mô tả bởi tần số đó, biên độ và pha của mỗi tín hiệu. Ta có thể biểu diễn biên độ và pha của mỗi tín hiệu dưới dạng phức gọi là phasor.

Sử dụng công thức Euler

$$e^{j\beta} = \cos\beta + j\sin\beta$$

Ta có thể viết lại biểu thức của tín hiệu sin như sau:

$$x(t) = \operatorname{Re}\left[Ae^{j(2\pi f_0 t + \theta)}\right] \equiv \operatorname{Re}\left[x_p(t)\right] \Rightarrow x_p(t) = \left[Ae^{j\theta}\right]e^{j2\pi f_0 t} \equiv Xe^{j2\pi f_0 t}$$

Ở đây  $X$  là số phức, biên độ và pha của  $X$  là biên độ và pha của tín hiệu sin. Do đó ta nói  $X$  đặc trưng cho tín hiệu sin ngoại trừ tần số. Ta nói  $X$  là biểu diễn phasor của tín hiệu sin:

$$X = Ae^{j\theta}$$

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

- [1]. Ian Glover, *Digital Communications*, Prentice Hall, 1998.
- [2]. John G. Proakis, *Digital communications*, McGRAW-HILL, 5<sup>th</sup> Edition, 1995.
- [3]. Simon Haykin, *Communication Systems*, John Wiley and Sons, 4<sup>th</sup> Edition, 2004.
- [4]. Wayne Tomasi, *Advanced electronic communication systems*, Prentice Hall, 5<sup>th</sup> Edition, 2001.
- [5]. Leon W. Couch, *Digital and Analog Communication Systems*, sixth Edition, 2004.
- [6]. Nguyễn Bình, *Giáo trình Lý thuyết thông tin*, NXB Bưu điện 2007.
- [7]. Nguyễn Quốc Bình, *Kỹ thuật truyền dẫn số*, NXB Quân đội 2001.