

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA TP HỒ CHÍ MINH
TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA**

VŨ ĐÌNH THÀNH

GIÁO TRÌNH

**NGUYÊN LÝ THÔNG TIN
TƯƠNG TỰ - SỐ**

" (Tái bản lần thứ hai)

**NHÀ XUẤT BẢN ĐẠI HỌC QUỐC GIA
TP HỒ CHÍ MINH - 2012**

GT.03.TH(V)

DHAG.HGM-12

155-2012/CXB/150-08

TH.GT.286-12(0)

MỤC LỤC

Lời nói đầu 5

Chương 1. TỔNG QUÁT VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN 7

 1.1 Các yếu tố của một hệ thống thông tin 7

 1.2 Điều chế và mã hóa 12

Chương 2. TÍN HIỆU VÀ PHỔ 17

 2.1 Phổ tuyến tính và chuỗi Fourier 17

 2.2 Tích phân Fourier và phổ liên tục 22

 2.3 Khối lọc tín hiệu tuyến tính bất biến 25

 2.4 Hàm tương quan và mật độ phổ 27

 2.5 Biến ngẫu nhiên và hàm xác suất 31

 2.6 Giá trị thống kê 33

 2.7 Mô hình xác suất 36

 2.8 Tín hiệu ngẫu nhiên và nhiễu 39

 Bài tập chương 2. Tín hiệu và phổ 47

Chương 3. THÔNG TIN TƯƠNG TỰ 51

 3.1 Điều chế tuyến tính 51

 3.2 Điều chế hàm mũ 75

 3.3 Hệ thống thông tin tương tự 92

 Bài tập chương 3. Thông tin tương tự 106

Chương 4. XỬ LÝ TRUYỀN THÔNG TƯƠNG TỰ - SỐ 108

 4.1 Lấy mẫu tín hiệu có băng tần giới hạn 108

 4.2 Điều biến xung và ghép kênh thời gian 111

 4.3 Băng thông tín hiệu ghép kênh TDM 113

 4.4 Phổ của tín hiệu đã lấy mẫu 115

 4.5 Lượng tử hóa tín hiệu 122

4.6 Hệ thống điều chế xung mā (PCM)	124
4.7 Hệ thống ghép kēnh PCM	128
4.8 Điều chế xung mā vi sai (DPCM)	134
4.9 Điều chế Delta (ΔM)	136
Chương 5. THÔNG TIN SỐ.....	138
5.1 Điều chế dịch biên ASK.....	139
5.2 Điều chế dịch pha PSK	142
5.3 Điều chế dịch tần FSK.....	167
5.4 Điều biên trực pha QAM	177
5.5 Điều chế dịch pha tối thiểu MSK	181
5.6 Kỹ thuật điều chế OFDM	189
Bài tập chương 5. Thông tin số	218
Chương 6. KỸ THUẬT TRẢI PHỐ.....	220
6.1 Chuỗi tín hiệu nhị phân giả ngẫu nhiên (PRBS)	221
6.2 Kỹ thuật trải phổ bằng cách phân tán phổ trực tiếp.....	225
6.3 Kỹ thuật trải phổ bằng phương pháp nhảy tần số.....	239
6.4 Hệ thống thông tin MC-CDMA	244
Giải bài tập chương 2. TÍN HIỆU VÀ PHỐ.....	255
Giải bài tập chương 3. THÔNG TIN TƯƠNG TỰ.....	268
Giải bài tập chương 5: THÔNG TIN SỐ.....	272
Tài liệu tham khảo	277

Lời nói đầu

Trong những năm qua, kỹ thuật viễn thông đã có những bước tiến không ngừng với tốc độ cực nhanh. Nhiều kỹ thuật và công nghệ mới đã ra đời và sau đó nhanh chóng trở nên lạc hậu khi những kỹ thuật tiên bộ hơn, có nhiều ưu điểm hơn lại được phát minh ra ngay sau đó. Đơn cử ví dụ về hệ thống điện thoại di động GSM, được phát minh và sử dụng chỉ trong vòng một chục năm trở lại đây, nay lại trở nên nhanh chóng lạc hậu so với hệ thống di động CDMA số vừa có số kênh liên lạc lớn, chất lượng tốt hơn và kèm theo nhiều dịch vụ hấp dẫn người sử dụng...

Trong lĩnh vực đào tạo về điện tử viễn thông, song song với các nguyên lý thông tin tương tự hoặc số cổ điển đã được khai thác và nghiên cứu trong nhiều giáo trình kinh điển, các tài liệu kỹ thuật vẫn phải luôn luôn được cập nhật bởi các nguyên lý mới về điều chế và truyền số, chẳng hạn kỹ thuật QAM, OFDM, kỹ thuật trại phổ,... Giáo trình "**Nguyên lý thông tin tương tự - số**" được biên soạn nhằm mục đích cung cấp các kiến thức cơ sở về tín hiệu - phổ của các phương thức điều chế cổ điển (điều chế tương tự AM, FM, PM hoặc điều chế số ASK, FSK, PSK) và của các phương thức điều chế mới (điều chế và ghép kênh PCM, điều chế QAM, MSK...). Nội dung của giáo trình không nhằm phân tích kỹ thuật điều chế dưới quan điểm mạch điện và các thiết kế chi tiết, mà có định hướng tìm ra các mô hình toán học tổng quát cho các loại tín hiệu và phổ trước và sau điều chế, các ảnh hưởng của nhiều lên chất lượng thông tin, mối liên quan giữa xác suất thu sai tín hiệu với tỉ số tín hiệu/nhiều. Mô hình này có thể được sử dụng cho nhiều kiểu điều chế và giải điều chế khác nhau mà không làm thay đổi tính chất tổng quát của phương pháp.

Giáo trình có thể được sử dụng làm tài liệu học tập, giảng dạy chuyên ngành viễn thông hoặc làm tài liệu cơ sở cho các nghiên cứu chuyên sâu hơn. Giáo trình được xuất bản lần đầu tiên, có sự tham khảo từ nhiều nguồn tài liệu khác nhau, chắc chắn không tránh khỏi các thiếu sót. Tác giả luôn mong muốn tiếp nhận được những phản hồi từ các nhà chuyên môn, nhà nghiên cứu, từ các giảng viên và sinh viên, về nội dung và hình thức của giáo trình để có thể hiệu chỉnh hoàn thiện hơn trong các lần xuất bản sau.

Tác giả chân thành cảm ơn các thầy cô cán bộ giảng dạy Bộ môn Viễn Thông, Khoa Điện - Điện Tử, Trường Đại học Bách Khoa - ĐHQG TPHCM, đã trợ giúp nhiều tài liệu và đóng góp công sức cho việc hoàn thành giáo trình này.

Địa chỉ liên hệ: Bộ môn Viễn Thông, Khoa Điện - Điện Tử, Trường Đại học Bách Khoa - ĐHQG TPHCM, số 269 Lý Thường Kiệt Q.10, ĐT: 08.8657296, Email: vdthanh@hcmut.edu.vn.

**Tác giả
PGS-TS Vũ Đình Thành**

Chương 1

TỔNG QUÁT VỀ HỆ THỐNG THÔNG TIN

Hệ thống thông tin được định nghĩa là hệ thống chuyển tải tin tức từ nguồn phát tin đến nơi nhận tin ở một khoảng cách nào đó. Nếu khoảng cách thông tin này là lớn so với kích thước của thiết bị (cự ly thông tin xa), ta có một hệ thống viễn thông. Hệ thống thông tin có thể được thực hiện giữa một hay nhiều nguồn phát tin đồng thời đến một hay nhiều nơi nhận tin, do đó ta có kiểu thông tin một đường, đa đường, phương thức thông tin một chiều, hai chiều hoặc nhiều chiều. Môi trường thông tin có thể ở dạng hữu tuyến hoặc vô tuyến, chẳng hạn dùng dây truyền sóng, cable truyền tin hoặc sóng điện tử vô tuyến.

1.1 CÁC YẾU TỐ CỦA MỘT HỆ THỐNG THÔNG TIN

1- Tin tức và tín hiệu

Tin tức là yếu tố trung tâm của một hệ thống thông tin. Mục tiêu của hệ thống là chuyển tải và tái lập lại tin tức tại nơi nhận tin sao cho nội dung của tin tức là không đổi so với nơi phát hoặc có thể hiểu được, chấp nhận được.

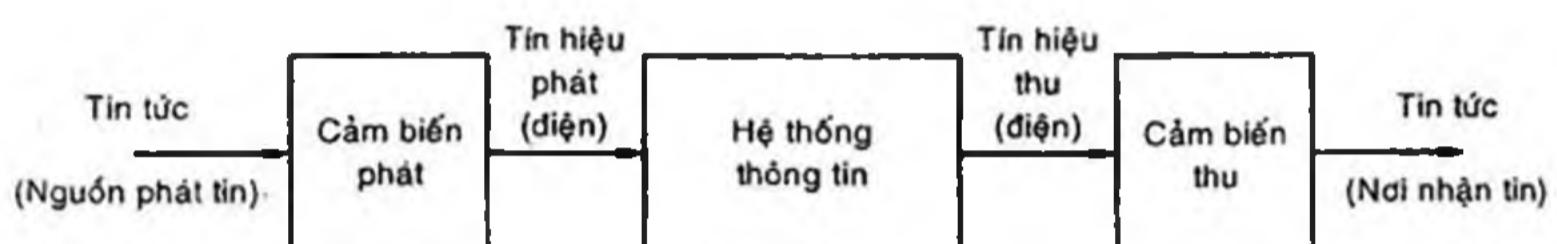
Tin tức xuất hiện ở nhiều dạng khác nhau, có thể được chia thành hai loại: dạng tương tự và dạng số.

Tin tức dạng tương tự được thể hiện bằng các đại lượng vật lý biến thiên liên tục và đều đặn theo thời gian, chẳng hạn tín hiệu âm thanh, hình ảnh, tín hiệu đo lường về nhiệt độ, áp suất,... Tiêu chí quan trọng của hệ thống thông tin tương tự là sự trung thực của tín hiệu tại nơi nhận tin so với nơi phát tin.

Tin tức dạng số được thể hiện dưới dạng một chuỗi các ký hiệu được chọn từ một tập hợp hữu hạn các ký hiệu rời rạc, chẳng hạn:

chuỗi các ký tự chữ hoặc số xuất hiện trên một văn bản, chuỗi các bit luận lý được đọc ra từ một file dữ liệu... Tiêu chí quan trọng của hệ thống thông tin số là độ chính xác của chuỗi ký tự nhận được (hoặc là tần số lỗi bit nhận được) tính trong một khoảng thời gian nhất định của quá trình thông tin.

Về mặt vật lý, tin tức xuất hiện dưới dạng các tín hiệu, thông thường là tín hiệu điện. Trong mô hình hệ thống thông tin ở hình 1.1, tin tức được chuyển đổi thành tín hiệu điện hoặc ngược lại nhờ các cảm biến phát và cảm biến thu.



Hình 1.1 Mô hình hệ thống thông tin

Như vậy đối với hệ thống thông tin, tín hiệu vật lý được chuyển tải đi là tín hiệu điện, được xử lý trên cơ sở các khối mạch điện tử. Các cảm biến phát và thu, mặc dù chỉ là phần tử chuyển đổi dạng thức vật lý của tin tức, nhưng ảnh hưởng rất lớn đến độ trung thực hoặc độ tin cậy của hệ thống thông tin. Việc khảo sát các đặc tính phi tuyến hoặc các giới hạn về dài động, dài tần số hoạt động,... của các cảm biến không nằm trong nội dung trình bày của môn học này.

2- Sơ đồ khái tổng quát của hệ thống thông tin



Hình 1.2 Sơ đồ khái tổng quát của hệ thống thông tin

Hình 1.2 giới thiệu một sơ đồ khái tổng quát của một hệ thống thông tin, trong đó các tín hiệu phát và thu lan truyền trong môi trường đều được xem là ở dưới dạng tín hiệu điện (các khối cảm biến)

phát và cảm biến thu như ở hình 1.1 được xem là thuộc về nguồn phát tin hoặc nơi nhận tin). Sơ đồ khái gồm ba phần chính:

- Khối phát có chức năng xử lý tín hiệu tin tức và cung cấp vào môi trường thông tin một tín hiệu có dạng thức phù hợp với đặc tính của môi trường, với điều kiện là nội dung của tin tức được truyền đi không thay đổi. Khối phát có thể gồm các phần mã hóa, điều chế và khuếch đại pha..

- Môi trường thông tin là một môi trường vật lý cụ thể, cho phép chuyển tải tín hiệu từ nơi phát đến nơi thu. Môi trường thông tin có thể dưới dạng hữu tuyến (dây dẫn điện song hành, dây cable tín hiệu, sợi quang,...) hoặc có thể dưới dạng vô tuyến (không gian tự do, chân không, môi trường chất lỏng,...). Môi trường thông tin có đặc tính gây suy hao công suất tín hiệu và gây trễ pha tín hiệu khi truyền tin. Cự ly thông tin càng lớn thì độ suy hao và trễ pha càng nhiều.

- Khối thu có chức năng thu nhận tín hiệu tin tức từ môi trường thông tin, tái tạo lại tin tức để cung cấp đến nơi nhận tin. Khối thu có thể gồm các phần khuếch đại tín hiệu điện (để bù trừ độ suy hao trên môi trường thông tin), giải điều chế và giải mã hóa (để khôi phục lại tin tức gốc ban đầu ở nơi phát), khôi chọn lọc kênh thông tin (để chọn lựa đúng tín hiệu từ nguồn tin mà ta muốn thu nhận, trong khi môi trường thông tin có thể được sử dụng truyền tin đồng thời cho nhiều nguồn tin khác nhau).

- Một loại tín hiệu phụ nhưng luôn luôn xuất hiện và tồn tại trong bất kỳ hệ thống thông tin nào được thể hiện bởi khối nhiễu, can nhiễu và các tác nhân gây méo dạng. Đây là các tín hiệu mà chúng ta không mong muốn nhận được tại nơi thu trong quá trình truyền tin. Chúng có thể xuất hiện trong môi trường thông tin dưới dạng nhiễu cộng hoặc nhiễu nhân. Do tính chất suy hao của môi trường thông tin, tín hiệu tin tức mà ta muốn truyền đi có thể bị suy hao công suất đến mức bị xen lẫn với các tín hiệu nhiễu trong môi trường hoặc tại nơi thu. Lúc này, quá trình thông tin là thất bại, nơi nhận tin không thể tái tạo lại tín tức từ nguồn phát tin nữa.

- Nhiều là các tín hiệu không mong muốn, xuất hiện một cách ngẫu nhiên trong môi trường thông tin hoặc từ các phần tử, linh kiện của thiết bị. Nhiều cộng có thể được loại bỏ hoặc giảm thiểu ảnh hưởng nhờ các bộ lọc tần số, các bộ xử lý ngưỡng tại nơi thu.

Đối với nhiều nhân, quá trình xử lý phức tạp hơn nhiều, thường phải sử dụng các thuật toán thử-và-sai (chẳng hạn, thuật toán logic mờ, mạng neural, chuỗi Markov,...)

- Cản nhiễu là nhiễu gây ra bởi các tác nhân chủ quan của con người, chẳng hạn, nhiễu do tín hiệu từ nguồn phát khác, nhiễu do nguồn cung cấp công suất, nhiễu do các thiết bị phụ trợ,... Cản nhiễu xuất hiện ở các dải tần số khác với dải tần số muôn thu, có thể được loại bỏ dễ dàng nhờ các phép lọc tần số thông thường. Tuy nhiên, cản nhiễu cùng dải tần rất khó được loại trừ, người ta phải dùng các phép mã hóa nguồn phù hợp.

- Tác nhân gây méo dạng tín hiệu thường xảy ra do các phần tử, linh kiện trong thiết bị không có đặc tính tuyến tính. Tuy nhiên, điểm khác biệt giữa tác nhân méo dạng này với nhiễu, cản nhiễu là sự méo dạng chỉ xảy ra khi có tín hiệu phát. Sự méo dạng có thể được khắc phục nhờ các bộ sửa dạng (*equalizer*) trong hệ thống thông tin.

Trong mô hình hệ thống thông tin ở hình 1.2, tin tức luôn được truyền đi theo một chiều duy nhất từ nguồn phát tin đến nơi nhận tin, ta có hệ thống thông tin đơn công (*simplex*). Ngược lại, hệ thống thông tin cho phép truyền tin tức theo hai chiều đồng thời (mỗi bên vừa là nguồn phát tin, vừa là nơi nhận tin) được gọi là hệ thống song công (*full-duplex*). Hệ thống cho phép thông tin hai chiều tuần tự nhau (tại một thời điểm, chỉ có một bên phát và một bên thu) gọi là hệ thống bán song công (*half-duplex*).

3- Các giới hạn đặc trưng của hệ thống thông tin

Đối với bất kỳ hệ thống thông tin nào, dù là hữu tuyến hoặc vô tuyến, dù có điều chế hay không điều chế, dù ở tần số thấp hay cao,... đều có hai giới hạn đặc trưng về điện: băng thông (*bandwidth*) và nhiễu (*noise*) trong hệ thống thông tin.

* **Băng thông** là đại lượng đo lường về tốc độ truyền tin. Đối với thông tin tương tự (*analog*), băng thông được thể hiện qua dải tần số của tín hiệu hoặc dải tần số của kênh. Đối với thông tin số (*digital*), băng thông được thể hiện qua tốc độ bit tối đa của chuỗi số được truyền đi. Bất kỳ hệ thống thông tin nào cũng bị giới hạn về băng thông khi truyền trong thời gian thực. Nếu dùng kênh thông tin có băng thông nhỏ để truyền tín hiệu có dải tần số rộng thì sẽ gây ra méo dạng tín hiệu tại nơi thu. Chẳng hạn, với tín hiệu âm thanh

thoại, băng thông kênh truyền chỉ cần khoảng $3kHz$ đến $4kHz$, trong khi để truyền tín hiệu video động, băng thông kênh truyền phải rộng từ $4MHz$ đến $6MHz$. Băng thông kênh truyền càng rộng thì tốc độ truyền tin càng cao, chất lượng truyền tin tức càng tốt nhưng lại gặp các vấn đề sau:

- Băng thông quá rộng sẽ làm hao phí dải tần số có sẵn của kênh truyền, do đó, số lượng luồng thông tin truyền đồng thời trên kênh sẽ giảm, và hiệu suất sử dụng kênh truyền thấp.

- Băng thông rộng kéo theo sự ảnh hưởng của nhiều môi trường và các can nhiễu từ kênh truyền lân cận lên kênh thông tin mong muốn. Do đó, trong thực tế, tín hiệu dài nên trước khi được đưa vào điều chế hoặc mã hóa, thường phải được lọc thông thấp hoặc lọc thông dài để giới hạn lại dải tần số của tín hiệu. Như vậy, ở nơi thu, ta cũng dùng các bộ lọc thông thấp hoặc thông dài để chọn lọc lấy riêng tín hiệu mong muốn (ở dải tần số định trước), tránh các can nhiễu từ kênh khác và giảm thiểu ảnh hưởng của nhiều nền môi trường.

- * Nhiều là ảnh hưởng cố hữu, tồn tại trong bất kỳ hệ thống thông tin thực tế nào. Bản thân vật liệu môi trường, các phần tử hoặc nguyên tử của vật liệu đều tạo các dao động ngẫu nhiên hỗn loạn sinh ra nhiễu, ta thường gọi là nhiễu nhiệt. Các nguồn can nhiễu từ các tác nhân do con người (các đài phát lân cận, các thiết bị khác đặt trong môi trường thông tin,...) cũng là nguồn nhiễu cho kênh thông tin.

Ảnh hưởng của nhiễu lên tín hiệu tin tức được đánh giá thông qua tỉ số tín hiệu trên nhiễu S/N , là đại lượng so sánh giữa công suất tín hiệu mong muốn với công suất nhiễu. Khi cự ly thông tin càng lớn, công suất tín hiệu tin tức càng bị suy giảm khi lan truyền trong môi trường thông tin, có thể giảm đến mức ngang bằng công suất nhiễu môi trường. Lúc này, tin tức bị lẫn với nền nhiễu và chúng ta không thể khôi phục lại thông tin bằng các phương pháp thông thường.

Giới hạn băng thông của kênh cho phép tăng tỉ số S/N , nghĩa là chất lượng thông tin của kênh tăng do băng thông bị hạn chế (nếu không gây méo dạng đến tín hiệu). Định lý Shannon xác định mối liên quan giữa băng thông B của kênh với tỉ số S/N thông qua một

hàng số thông số của kênh, gọi là thông lượng kênh C (*channel capacity*):

$$C = B \log\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (1.1)$$

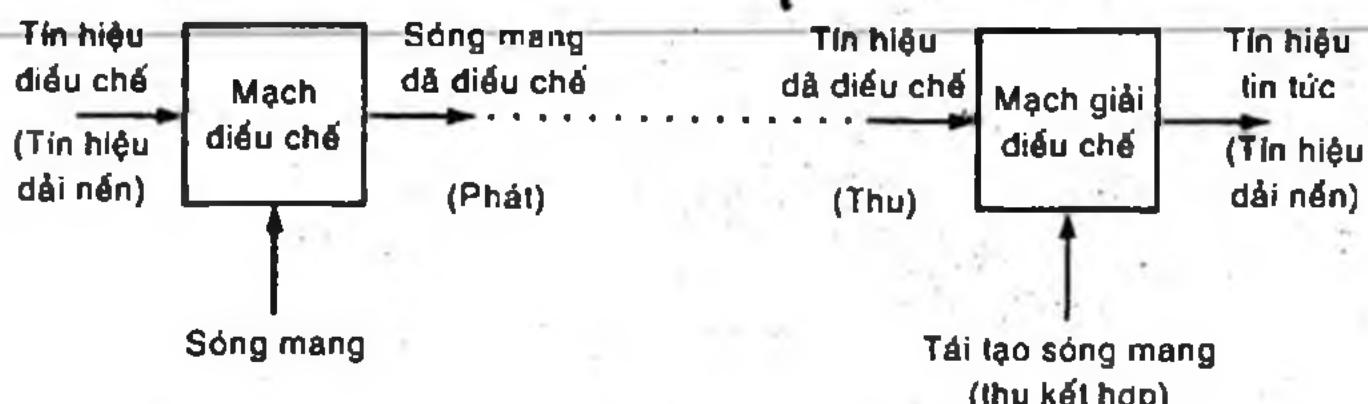
với C là hằng số, khi B tăng thì S/N giảm và ngược lại.

1.2 ĐIỀU CHẾ VÀ MÃ HÓA

Điều chế (*modulation*) và mã hóa (*coding*) là hai phương thức căn bản để nâng cao chất lượng và độ tin cậy của quá trình thông tin. Đây cũng là vấn đề chính của tài liệu này: phương thức xử lý, điều chế tín hiệu tương tự, tín hiệu số và các đánh giá về ưu nhược điểm của mỗi phương thức.

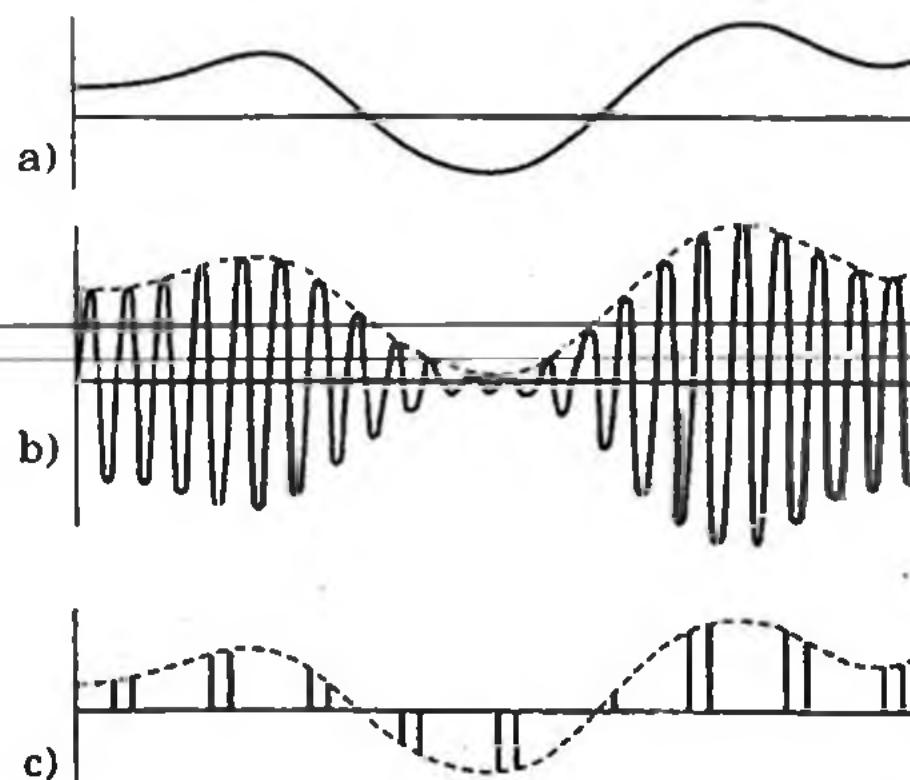
1- Nguyên lý điều chế

Trong quá trình điều chế, cần có một sóng mang (*carrier*) (thường là tín hiệu hình sin hoặc tín hiệu xung tần số cao) có tần số cố định và cao hơn nhiều lần so với tần số tín hiệu điều chế (*modulating signal*). Tín hiệu điều chế này có thể là tín hiệu gốc phát ra từ nguồn tín, hoặc có thể là tín hiệu đã được biến đổi từ tín hiệu gốc bởi các phép lọc, mã hóa, trộn kênh,... thường được xem là ở dải tần số thấp, do đó còn được gọi là tín hiệu dải nền (*baseband*).



**Hình 1.3 Mô hình khối điều chế (nơi phát)
và khối giải điều chế (nơi thu)**

Điều chế là thực hiện sự thay đổi thông số của sóng mang như biên độ, pha, tần số,... theo sự biến thiên của tín hiệu điều chế (H.1.3). Dạng sóng các loại tín hiệu và mối liên quan giữa chúng trong điều chế biên độ ở hình 1.4 là một ví dụ.



Hình 1.4 Dạng sóng tín hiệu điều chế, sóng mang sin và sóng mang xung sau khi điều chế biến độ

Quá trình điều chế phải là quá trình có thể đảo ngược được, có nghĩa là tồn tại quá trình khôi phục trở lại tín hiệu điều chế từ sóng mang đã điều chế, để được tín hiệu dải nền chứa thông tin. Ta gọi đó là quá trình giải điều chế (*demodulating*), có mô hình được vẽ ở hình 1.3. Có hai kiểu giải điều chế: giải điều chế kết hợp (*coherent*) và giải điều chế không kết hợp (*non-coherent*). Chi tiết về các phương pháp giải điều chế sẽ được trình bày ở các chương sau.

Quá trình điều chế và giải điều chế cũng gây ra sự dịch chuyển phổ tín hiệu trên thang tần số. Thông thường, khi tần số sóng mang lớn hơn nhiều lần so với tần số tín hiệu điều chế, quá trình điều chế sẽ dịch phổ tần lên cao và quá trình giải điều chế sẽ dịch phổ tần xuống thấp.

2- Các lợi điểm của điều chế

* *Điều chế cho phép tăng hiệu suất thông tin*: Nhờ đặc tính dịch chuyển phổ tần số lên cao, tín hiệu sóng mang đã điều chế dễ dàng được truyền đi xa hơn, các anten phát và thu có kích thước nhỏ hơn. Chẳng hạn, nếu sóng mang có tần số 100Hz thì anten phải có kích thước 300km (!) trong khi sóng mang ở tần số 100MHz , anten chỉ có kích thước dưới 1m .

* *Điều chế cho phép tăng băng thông thông tin*: Vì tần số sóng mang thường rất cao nên tín hiệu sóng mang đã điều chế có dải băng thông rộng hơn nhiều lần so với dải tần số của tín hiệu

hàng số thông số của kênh, gọi là thông lượng kênh C (*channel capacity*):

$$C = B \log\left(1 + \frac{S}{N}\right) \quad (1.1)$$

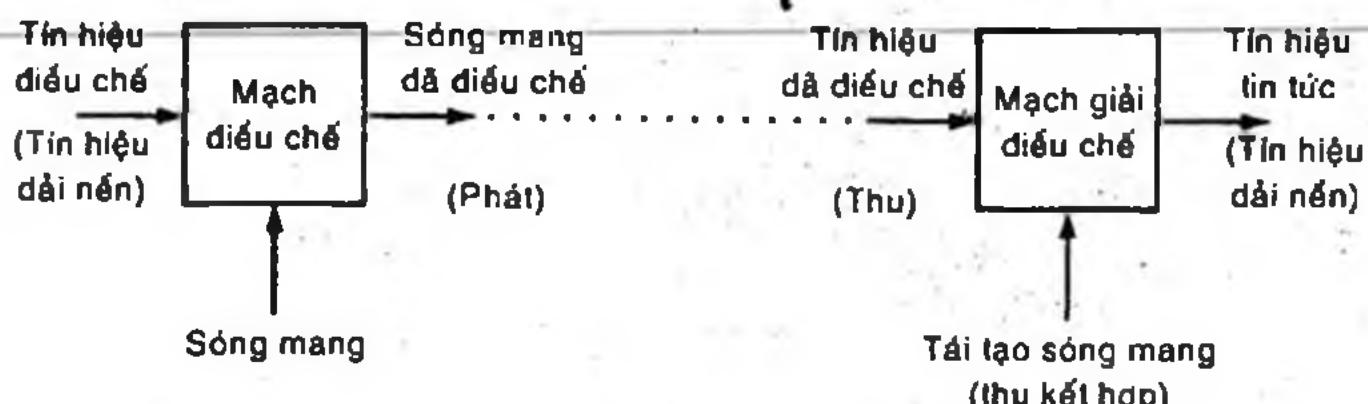
với C là hằng số, khi B tăng thì S/N giảm và ngược lại.

1.2 ĐIỀU CHẾ VÀ MÃ HÓA

Điều chế (*modulation*) và mã hóa (*coding*) là hai phương thức căn bản để nâng cao chất lượng và độ tin cậy của quá trình thông tin. Đây cũng là vấn đề chính của tài liệu này: phương thức xử lý, điều chế tín hiệu tương tự, tín hiệu số và các đánh giá về ưu nhược điểm của mỗi phương thức.

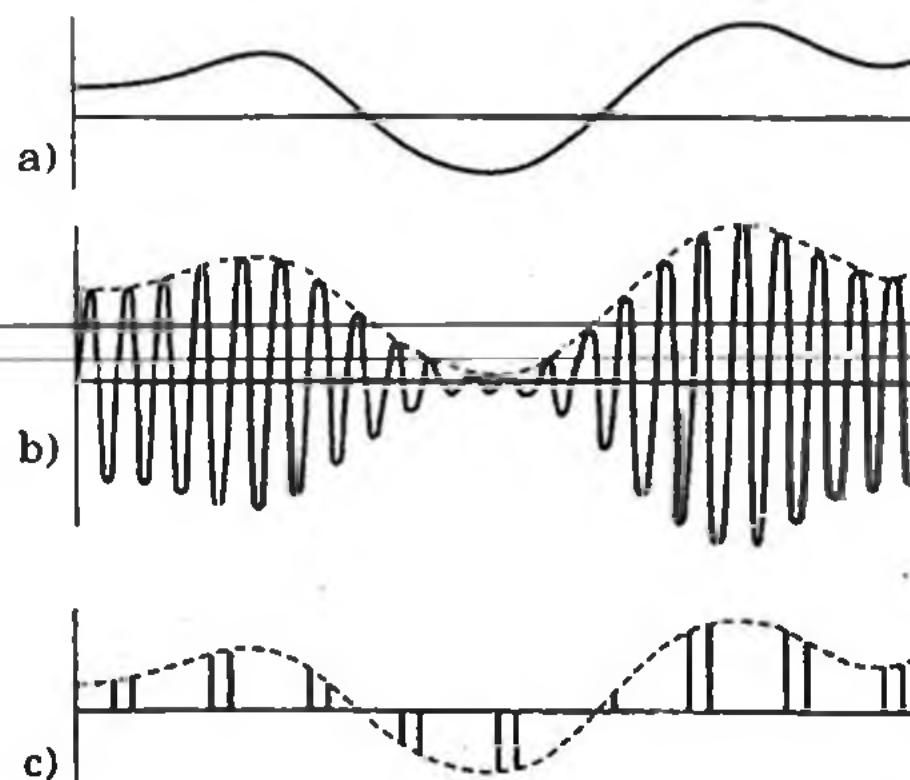
1- Nguyên lý điều chế

Trong quá trình điều chế, cần có một sóng mang (*carrier*) (thường là tín hiệu hình sin hoặc tín hiệu xung tần số cao) có tần số cố định và cao hơn nhiều lần so với tần số tín hiệu điều chế (*modulating signal*). Tín hiệu điều chế này có thể là tín hiệu gốc phát ra từ nguồn tín, hoặc có thể là tín hiệu đã được biến đổi từ tín hiệu gốc bởi các phép lọc, mã hóa, trộn kênh,... thường được xem là ở dải tần số thấp, do đó còn được gọi là tín hiệu dải nền (*baseband*).



**Hình 1.3 Mô hình khối điều chế (nơi phát)
và khối giải điều chế (nơi thu)**

Điều chế là thực hiện sự thay đổi thông số của sóng mang như biên độ, pha, tần số,... theo sự biến thiên của tín hiệu điều chế (H.1.3). Dạng sóng các loại tín hiệu và mối liên quan giữa chúng trong điều chế biên độ ở hình 1.4 là một ví dụ.



Hình 1.4 Dạng sóng tín hiệu điều chế, sóng mang sin và sóng mang xung sau khi điều chế biến độ

Quá trình điều chế phải là quá trình có thể đảo ngược được, có nghĩa là tồn tại quá trình khôi phục trở lại tín hiệu điều chế từ sóng mang đã điều chế, để được tín hiệu dải nền chứa thông tin. Ta gọi đó là quá trình giải điều chế (*demodulating*), có mô hình được vẽ ở hình 1.3. Có hai kiểu giải điều chế: giải điều chế kết hợp (*coherent*) và giải điều chế không kết hợp (*non-coherent*). Chi tiết về các phương pháp giải điều chế sẽ được trình bày ở các chương sau.

Quá trình điều chế và giải điều chế cũng gây ra sự dịch chuyển phổ tín hiệu trên thang tần số. Thông thường, khi tần số sóng mang lớn hơn nhiều lần so với tần số tín hiệu điều chế, quá trình điều chế sẽ dịch phổ tần lên cao và quá trình giải điều chế sẽ dịch phổ tần xuống thấp.

2- Các lợi điểm của điều chế

* *Điều chế cho phép tăng hiệu suất thông tin*: Nhờ đặc tính dịch chuyển phổ tần số lên cao, tín hiệu sóng mang đã điều chế dễ dàng được truyền đi xa hơn, các anten phát và thu có kích thước nhỏ hơn. Chẳng hạn, nếu sóng mang có tần số 100Hz thì anten phải có kích thước 300km (!) trong khi sóng mang ở tần số 100MHz , anten chỉ có kích thước dưới 1m .

* *Điều chế cho phép tăng băng thông thông tin*: Vì tần số sóng mang thường rất cao nên tín hiệu sóng mang đã điều chế có dải băng thông rộng hơn nhiều lần so với dải tần số của tín hiệu

điều chế, với cùng một hệ số chọn lọc $f_o/\Delta f$ mong muốn. Như vậy, một kênh thông tin ở dải tần số siêu cao (vài GHz) có thể truyền tải được nhiều kênh truyền hình đồng thời là tín hiệu dải nền có băng thông rộng nhất, thậm chí một kênh thông tin laser quang có thể truyền tải từ hàng nghìn đến hàng triệu kênh truyền hình.

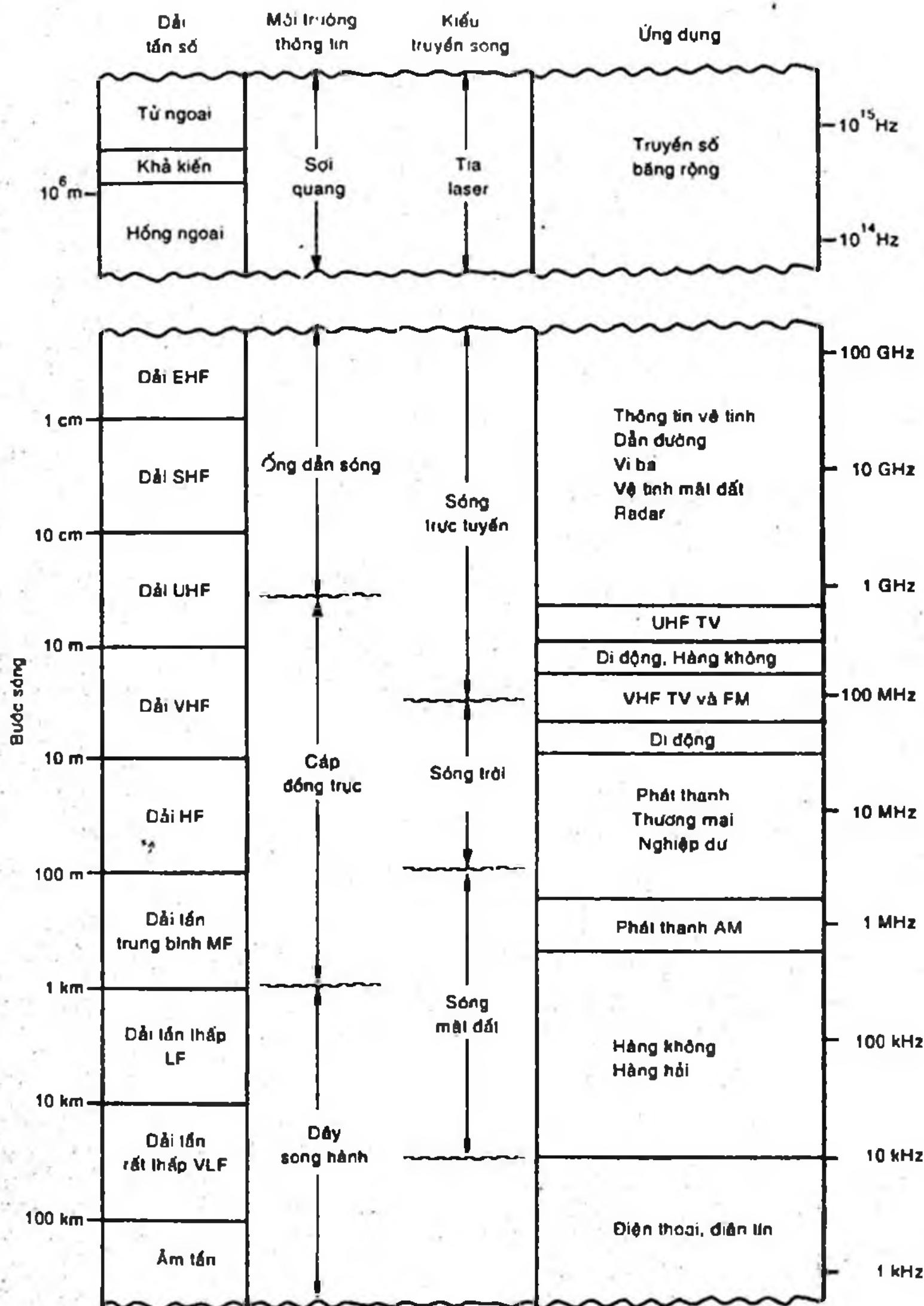
* *Điều chế cho phép giảm nhiễu và can nhiễu.* Để giảm ảnh hưởng của nhiễu hoặc can nhiễu lên tín hiệu tin tức, một khả năng đơn giản là tăng thật lớn công suất phát tín hiệu sao cho chúng có thể vượt qua được mức công suất nhiễu trong môi trường để truyền đến được nơi thu (với một tỉ số S/N chấp nhận được). Tuy nhiên, thực tế không cho phép tăng công suất phát lên quá lớn (do khả năng chịu đựng công suất của linh kiện thiết bị, do hiệu suất công suất dài phát quá thấp, do sự an toàn,...). Trong trường hợp này, điều chế sóng mang cho phép giảm thiểu ảnh hưởng của nhiễu mà không tăng công suất phát. Bù lại, tín hiệu đã điều chế cần một băng thông kênh truyền lớn hơn, như đã nói ở phần trên. Đây là sự tương矛盾 giữa độ rộng băng thông sử dụng với khả năng chống nhiễu của tín hiệu.

* *Điều chế cho phép gán tần số phát:* Trong cùng một môi trường truyền tin, các kênh thông tin có nội dung như nhau có thể sử dụng các dải tần số phát khác nhau. Điều chế, với chức năng tương đương như đổi tần số, cho phép xác định tần số phát cho mỗi kênh. Như vậy ở nơi thu, có thể tách biệt tín hiệu muốn thu trong số nhiều tín hiệu từ các dải phát khác nhau thông qua phép lọc tần số.

* *Điều chế cho phép thực hiện ghép kênh (multiplexing):* Ghép kênh được thực hiện khi ta muốn truyền đi nhiều tín hiệu tin tức khác nhau, từ nhiều nguồn phát tin khác nhau đến nhiều nơi nhận tin khác nhau, sử dụng cùng một môi trường truyền. Ghép kênh có thể dưới dạng ghép tần số (FDM: Frequency - Division Multiplexing) hoặc ghép kênh thời gian (TDM: Time - Division Multiplexing).

3- Các dải tần số thông tin

Hình 1.5 giới thiệu các phổ tần số hoặc phổ bước sóng hiện đang được sử dụng cho các hình thức thông tin khác nhau, từ vùng tần số thấp (diện thoại, điện tín) cho đến tần số cao (phát thanh, phát hình) và đến tần số siêu cao (thông tin vệ tinh, radar, truyền số liệu tốc độ cao,...). Đồng thời, hình 1.5 cũng liệt kê các môi trường vật lý khác nhau phù hợp với các dải tần số thông tin khác nhau.



Hình 1.5 Phân bố các phổ tần số (hoặc bước sóng) sử dụng trong thông tin

4- Mã hóa và các đặc điểm

Mã hóa (*coding*), được áp dụng cho các nguồn tin tức số, được biểu diễn bằng các ký hiệu rời rạc. Mã hóa gồm hai quá trình: quá trình mã hóa (*encoding*) chuyển đổi tin tức số từ nguồn tin thành một chuỗi các ký hiệu theo một quy luật nào đó; quá trình giải mã (*decoding*) chuyển đổi ngược lại từ các ký hiệu trở về tin tức số theo quy luật ngược với quy luật mã hóa. Thông thường, nguồn tin tức số dưới dạng nhị phân (bit 0 và bit 1) và ký hiệu mã hóa cũng dưới dạng nhị phân. Nói cách khác, mã hóa chuyển đổi từ chuỗi số nhị phân này thành ra một chuỗi số nhị phân khác.

Nếu nguồn tín hiệu có M mức rời rạc, thì mỗi trạng thái của nguồn có thể được mã hóa bằng K bits nhị phân sao cho:

$$K \geq \log_2 M \quad (1.2)$$

Vậy, nếu tốc độ xuất hiện các trạng thái của nguồn là r (r trạng thái xuất hiện trong một đơn vị thời gian), thì tốc độ bit nhị phân của mã là Kr ; nói cách khác, mã hóa cần một băng thông kênh truyền lớn gấp K lần băng thông cần thiết để truyền tín hiệu nguyên thủy ban đầu.

Mã hóa có các lợi điểm sau:

- Mã hóa, cụ thể là mã hóa nhị phân, cho phép xử lý tín hiệu ở các mức rời rạc (hai mức cao và thấp đối với nhị phân), do đó, mạch điện xử lý đơn giản hơn và độ tin cậy cao hơn.
- Mã hóa cho phép tăng khả năng chống nhiễu của tín hiệu. Tùy theo nguyên lý mã hóa ta có thể có các bộ mã phát hiện sai hoặc tự sửa sai khi có nhiễu trên kênh truyền làm sai lệch tin tức.
- Mã hóa cho phép nén số liệu phát ra từ nguồn, loại bỏ các trạng thái dư thừa, tăng hiệu suất truyền tin. Như vậy có thể truyền được nhiều kênh hơn trong cùng môi trường hoặc truyền tin với tốc độ cao hơn.
- Mã hóa có thể cho phép bảo mật thông tin (mật mã hóa).

TÍN HIỆU VÀ PHỔ

Các tín hiệu điện trong thực tế thường được quan sát và biểu diễn ở dạng thời gian, chẳng hạn điện áp hoặc dòng điện theo thời gian. Ngoài ra, tín hiệu điện còn có thể được biểu diễn ở dạng tần số, mà ta gọi là phổ của tín hiệu. Trong chương này, để khảo sát các đặc tính của tín hiệu biểu diễn ở miền tần số, phép phân tích chuỗi Fourier hoặc phép tích phân Fourier là các công cụ căn bản.

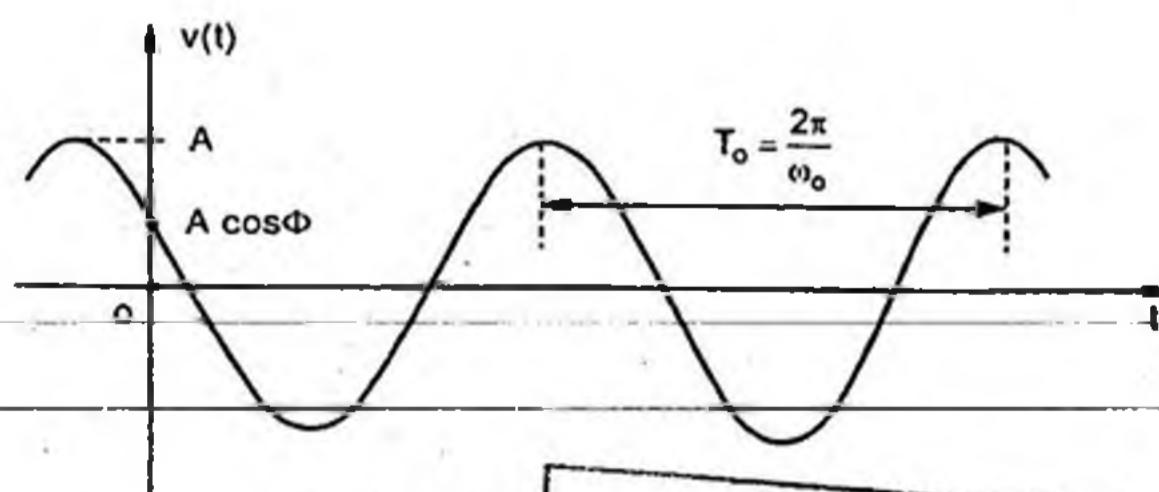
2.1 PHỔ TUYẾN TÍNH VÀ CHUỖI FOURIER

1- Vector pha và phổ tuyến tính

Xét một tín hiệu điện áp $v(t)$ là một hình sin thuần túy, biên độ A, tần số góc ω_0 và góc pha ban đầu Φ :

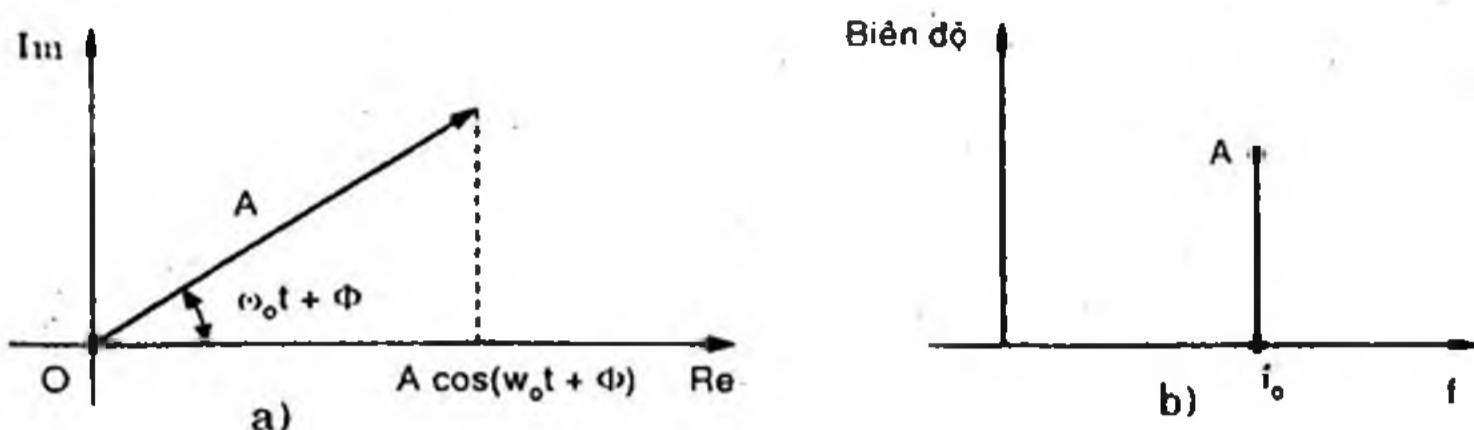
$$v(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi) \quad (2.1)$$

Tín hiệu $v(t)$ được vẽ ở hình 2.1.



THƯ VIỆN QUỐC GIA
VIỆT NAM

Hình 2.1 Tín hiệu hình sin thuần túy $v(t)$



Hình 2.2 a) *Giản đồ vector pha của tín hiệu hình sin*
b) *Phổ biên độ của tín hiệu hình sin*

Ta có thể biểu diễn tín hiệu $v(t)$ bằng một vector pha trong mặt phẳng phức (H.2.2a), trong đó:

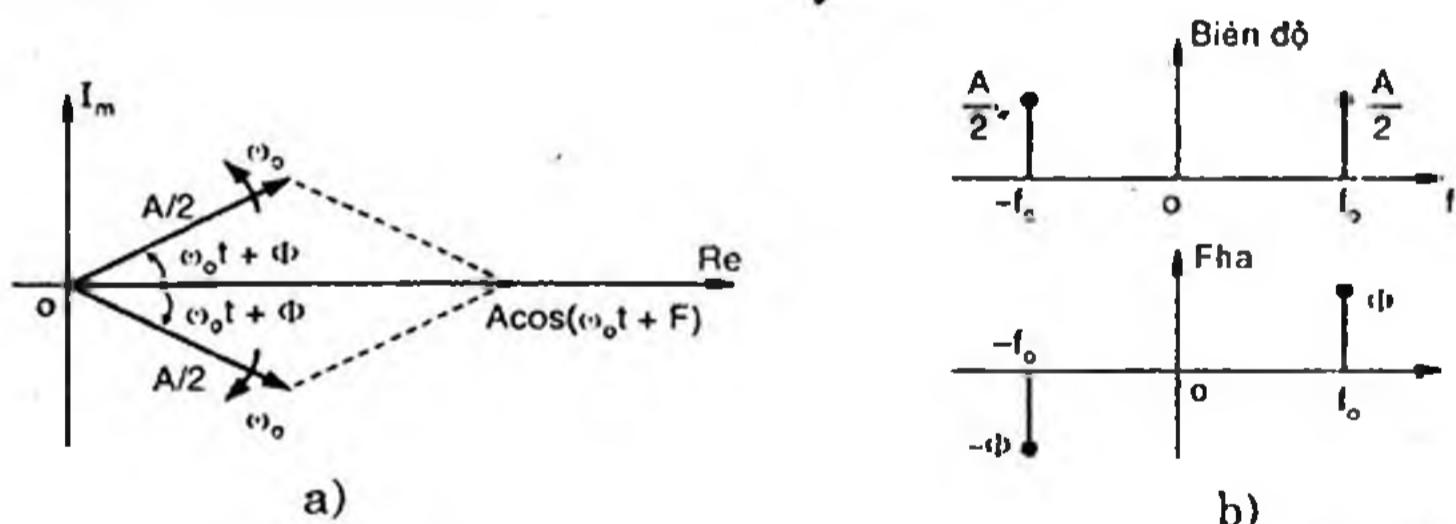
$$v(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi) = \operatorname{Re}[A e^{j\Phi} \cdot e^{j\omega_0 t}] \quad (2.2)$$

Vector pha được đặc trưng bằng số phức $A e^{j\Phi} \cdot e^{j\omega_0 t}$, vector có module A và quay quanh gốc tọa độ với vận tốc góc ω_0 và góc pha ban đầu Φ .

Tín hiệu $v(t)$ ở (2.1) còn có thể được biểu diễn dưới dạng một cặp vector pha liên hiệp phức:

$$v(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi) = \frac{A}{2} e^{j\Phi} \cdot e^{j\omega_0 t} + \frac{A}{2} e^{-j\Phi} \cdot e^{-j\omega_0 t} \quad (2.3)$$

Giản đồ vector pha và phổ biên độ, phổ pha của $v(t)$ được vẽ ở hình 2.3a và hình 2.3b.



Hình 2.3 a) *Vector pha liên hiệp phức;* b) *Phổ biên độ và phổ pha*

2- Tín hiệu tuần hoàn và công suất trung bình

Một tín hiệu $v(t)$ được gọi là tuần hoàn khi:

$$v(t \pm mT_o) = v(t) \quad \text{với } -\infty < t < +\infty \quad (2.4)$$

Trong đó m là một số nguyên và T_o là chu kỳ của $v(t)$.

Giá trị trung bình của một tín hiệu $v(t)$ bất kỳ được định nghĩa:

$$\langle v(t) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t) dt \quad (2.5)$$

Nếu $v(t)$ là tuần hoàn, giá trị trung bình trở thành:

$$\langle v(t) \rangle = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} v(t) dt = \frac{1}{T_o} \int_{t_1}^{t_1+T_o} v(t) dt \quad (2.6)$$

Nếu điện áp $v(t)$ tuần hoàn được đặt tên một điện trở chuẩn $R=1\Omega$, thì công suất trung bình của tín hiệu là:

$$P = \langle |v(t)|^2 \rangle = \frac{1}{T_o} \int_{t_1}^{t_1+T_o} |v(t)|^2 dt \quad (2.7)$$

Khi đó ta gọi $v(t)$ là tín hiệu công suất.

3- Chuỗi Fourier của tín hiệu tuần hoàn

Cho $v(t)$ là tín hiệu tuần hoàn chu kỳ T_o với tần số cơ bản $f_o = \frac{1}{T_o}$. Phân tích chuỗi Fourier của $v(t)$ là:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} C_n e^{j2\pi n f_o t}, n = \dots -2, -1, 0, 1, 2, \dots \quad (2.8)$$

trong đó hệ số C_n là số phức được tính bởi:

$$C_n = \frac{1}{T_o} \int_{t_1}^{t_1+T_o} v(t) \cdot e^{-j2\pi n f_o t} dt \quad (2.9)$$

Ta nói C_n là thành phần hài bậc n của $v(t)$, tương ứng với thành phần tần số $n f_o$. Các đại lượng $|C_n|$ biểu diễn phổ biên độ và $\arg C_n$ biểu diễn phổ pha theo tần số của $v(t)$.

Phổ Fourier của một tín hiệu thực $v(t)$ có các đặc tính sau:

- Các thành phần tần số đều là các hài tần của tần số cơ bản f_o .
- Thành phần phổ DC ($n=0$) tương trưng cho giá trị trung bình của tín hiệu $v(t)$. Thật vậy:

$$C_{n=0} = \frac{1}{T_o} \int_{t_1}^{t_1+T_o} v(t) \cdot e^{-j2\pi \times 0 \times f_o t} dt = \frac{1}{T_o} \int_{t_1}^{t_1+T_o} v(t) dt = \langle v(t) \rangle \quad (2.10)$$

- Nếu $v(t)$ là tín hiệu thực, các phô C_n có quan hệ:

$$C_{-n} = C_n^* = |C_n| e^{-j \arg C_n} \quad (2.11)$$

hay nói cách khác: $|C_{-n}| = |C_n|$ và $\arg C_{-n} = -\arg C_n$ (2.12)

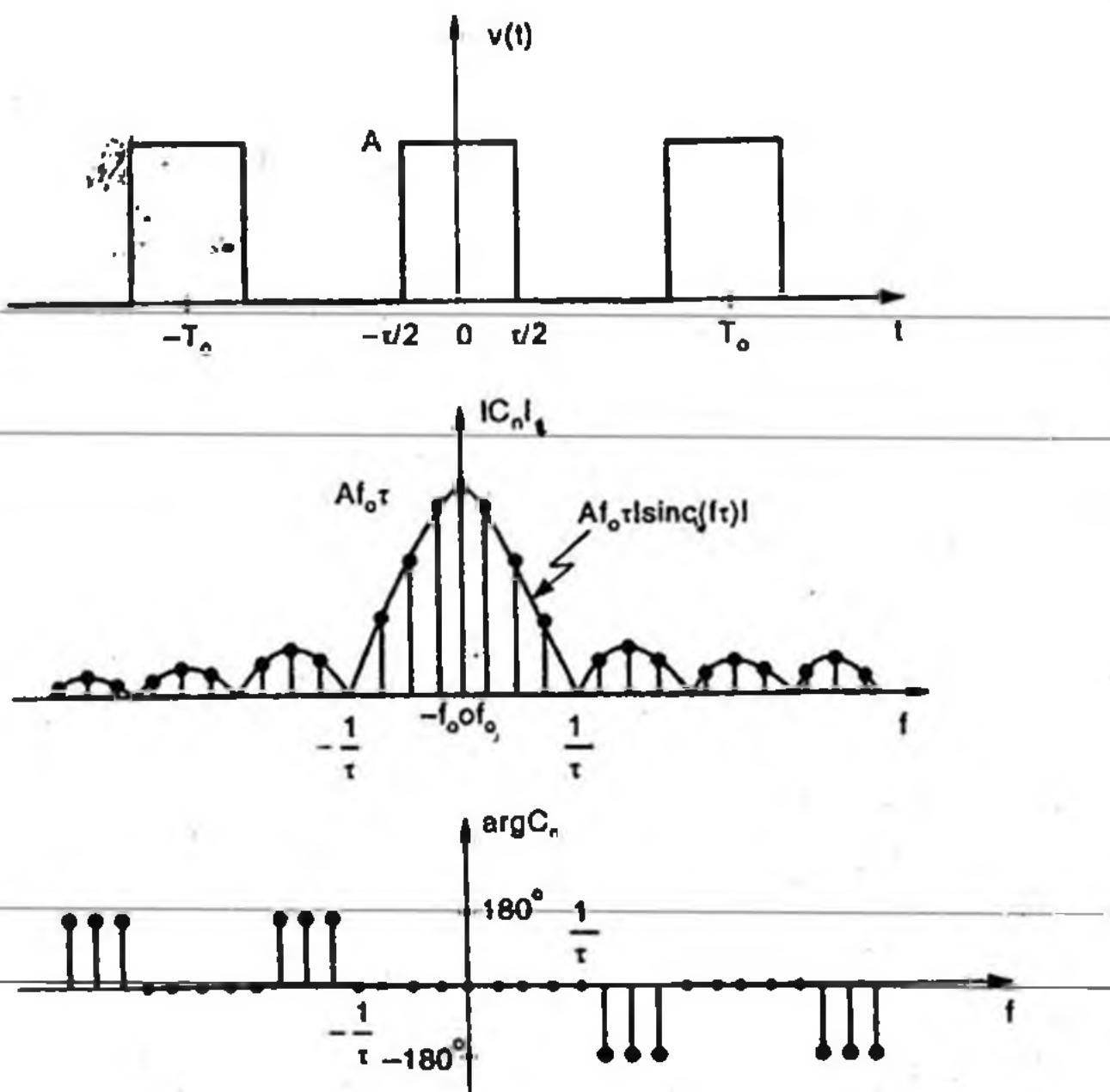
Do đó, phô biên độ là đối xứng qua gốc và phô pha là phản đối xứng qua gốc.

Kết hợp (2.12) với (2.8), ta có thể viết được:

$$v(t) = C_0 + \sum_{n=1}^{\infty} |2C_n| \cos(2\pi_n f_o t + \arg C_n) \quad (2.13)$$

Biểu thức (2.13) là dạng khai triển lượng giác của chuỗi Fourier của $v(t)$.

Ví dụ: Cho tín hiệu $v(t)$ là xung chữ nhật tuần hoàn chu kỳ T_o , độ rộng τ và biên độ xung A (hình vẽ).



Phô biên độ $|C_n|$ và phô pha $\arg C_n$ của $v(t)$ được vẽ như ở hình trên

Xét trong một chu kỳ T_o (từ $-\frac{T_o}{2}$ đến $\frac{T_o}{2}$), $v(t)$ có thể được viết:

$$v(t) = \begin{cases} A \text{ với } |t| < \frac{\tau}{2} \\ 0 \text{ với } |t| > \frac{\tau}{2} \end{cases}$$

Do đó các thành phần phổ C_n là:

$$\begin{aligned} C_n &= \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} v(t) \cdot e^{-j2\pi n f_o t} dt = \frac{1}{T_o} \int_{-\tau/2}^{\tau/2} A e^{-j2\pi n f_o t} dt \\ &= \frac{A}{T_o} \cdot \frac{\sin \pi n f_o \tau}{\pi n f_o} = \frac{A \tau}{T_o} \operatorname{sinc}(\pi n f_o \tau) \end{aligned}$$

4- Định lý Parseval

Định lý Parseval mô tả mối quan hệ giữa công suất trung bình P của một tín hiệu tuần hoàn $v(t)$ với các thành phần phổ C_n của nó:

Theo định nghĩa của công suất trung bình, ta có:

$$P = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} |v(t)|^2 dt = \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} v(t) \cdot v^*(t) dt \quad (2.14)$$

Giá trị $v^*(t)$ có thể được thay thế bằng chuỗi Fourier của nó:

$$v^*(t) = \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n e^{j2\pi n f_o t} \right]^* = \sum_{-T_o/2}^{T_o/2} C_n^* e^{-j2\pi n f_o t} \quad (2.15)$$

Thay (2.15) vào (2.14) ta có:

$$\begin{aligned} P &= \frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} v(t) \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n^* e^{-j2\pi n f_o t} \right] dt \\ &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\frac{1}{T_o} \int_{-T_o/2}^{T_o/2} v(t) \cdot e^{-j2\pi n f_o t} dt \right] \cdot C_n^* \end{aligned} \quad (2.16)$$

Thành phần trong ngoặc là hệ số C_n như đã định nghĩa ở (2.9).

Ta có định lý Parseval:

$$P = \sum_{n=-\infty}^{\infty} C_n \cdot C_n^* = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |C_n|^2 \quad (2.17)$$

Định lý Parseval diễn tả công suất trung bình P của một tín hiệu tuần hoàn là tổng các công suất trung bình của các thành phần phô của nó.

2.2 TÍCH PHÂN FOURIER VÀ PHỔ LIÊN TỤC

Nếu tín hiệu $v(t)$ là không tuần hoàn và có năng lượng hữu hạn (tín hiệu năng lượng), phổ tần số của nó có thể được tính bởi phép tích phân Fourier.

1- Biến đổi Fourier

Với tín hiệu không tuần hoàn có năng lượng hữu hạn ($v(t) \rightarrow 0$ khi $t \rightarrow \pm \infty$), thay vì xét công suất trung bình của tín hiệu, chúng ta thường xét đến năng lượng của tín hiệu. Lúc này, tín hiệu được gọi là tín hiệu năng lượng, có tổng năng lượng là:

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |v(t)|^2 dt \quad (2.18)$$

Tương tự như phép phân tích chuỗi Fourier cho tín hiệu tuần hoàn, ta có phép tích phân Fourier cho tín hiệu năng lượng. Biểu thức $v(t)$ có thể được viết:

$$v(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \left[\int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \right] \cdot e^{j2\pi f t} df \quad (2.19)$$

Do đó, ta có một cặp biến đổi Fourier như sau:

$$V(f) = F[v(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cdot e^{-j2\pi f t} dt \quad (2.20a)$$

$$v(t) = F^{-1}[V(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} V(f) \cdot e^{j2\pi f t} df \quad (2.20b)$$

Phổ Fourier $V(f)$ của $v(t)$ có các đặc tính sau:

- Phổ Fourier $V(f)$ là một hàm số phức của tần số, trong đó $|V(f)|$ diễn tả phổ biên độ và $\arg V(f)$ diễn tả phổ pha của $v(t)$.
 - Giá trị của $V(f)$ tại $f = 0$ chính là giá trị trung bình của $v(t)$.
- Thật vậy, căn cứ (2.20a), ta có:

$$V(0) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) dt \quad (2.21)$$

- Nếu $v(t)$ là hàm thực, từ (2.20a), ta có:

$$V(-f) = V^*(f)$$

hay nói cách khác: $|V(-f)| = |V(f)|$; $\arg V(-f) = -\arg V(f)$ (2.22)

Do đó, phô biên độ là đối xứng và phô pha là phản đối xứng qua gốc. Tính chất này gọi là tính chất đối xứng Hermite.

2- Tín hiệu đối xứng và tín hiệu nhân quả

Với tín hiệu đối xứng qua gốc O trên trục thời gian, các tích phân Fourier của nó có thể được tính toán đơn giản như sau:

Vì $e^{-j2\pi ft} = \cos wt - j \sin wt$, nên (2.20a) có thể được viết lại:

$$V(f) = V_e(f) + jV_o(f) \quad (2.23)$$

trong đó: $V_e(f) = \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \cos wt dt$ (2.24a)

$$V_o(f) = - \int_{-\infty}^{\infty} v(t) \sin wt dt \quad (2.24b)$$

là các thành phần chẵn (even) và lẻ (odd) của $V(f)$, với mọi hàm $v(t)$.

Nếu $v(t)$ là hàm thực, ta có:

$$V_e(f) = Re [V(f)] \text{ và } V_o(f) = Im [V(f)] \quad (2.25)$$

do đó: $V^*(f) = V_e(f) - jV_o(f) = V(-f)$ (2.26)

điều này phù hợp với (2.22) ở trên.

Hơn nữa, nếu $v(t)$ là đối xứng qua gốc thời gian, ta có hai trường hợp:

- Nếu $v(t)$ là đối xứng ($v(t) = v(-t)$):

$$V(f) = V_e(f) = 2 \int_0^{\infty} v(t) \cos wt dt \quad (2.27)$$

$$V_o(f) = 0$$

- Nếu $v(t)$ là phản đối xứng ($v(t) = -v(-t)$):

$$V(f) = V_o(f) = -j2 \int_0^{\infty} v(t) \sin wt dt \quad (2.28)$$

$$V_e(f) = 0$$

Do đó, tích phân Fourier $V(f)$ sẽ có dạng đơn giản hơn, như ở (2.27) và (2.28).

Tín hiệu $v(t)$ được gọi là nhân quả (*causal*) khi:

$$v(t) = 0 \text{ với } t < 0 \quad (2.29)$$

Lúc này, phép tích phân Fourier ở (2.20a) trở thành:

$$V(f) = \int_0^{\infty} v(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.30)$$

Một cách tổng quát hơn, phép biến đổi Laplace có thể được áp dụng cho một tín hiệu nhân quả, thay vì phép biến đổi Fourier:

$$\mathcal{L}[v(t)] = \int_0^{\infty} v(t) \cdot e^{-st} dt \quad (2.31)$$

với $s = \sigma + j2\pi f$ là miền biến phức.

3- Các đặc tính của phép biến đổi Fourier

a) Tính chất xếp chồng

Nếu $v(t) = a_1v_1(t) + a_2v_2(t)$; a_1, a_2 là hằng số
thì $F[v(t)] = a_1F[v_1(t)] + a_2F[v_2(t)]$

b) Tính chất dịch chuyển thời gian và thay đổi thang đo:

$$F[v(t - t_d)] = V(f) \cdot e^{-j2\pi ft_d} \quad (2.33)$$

$$F[v(\alpha t)] = \frac{1}{|\alpha|} \cdot V\left(\frac{f}{\alpha}\right) \text{ với } \alpha \neq 0 \quad (2.34)$$

c) Tính chất dịch chuyển tần số và hệ quả điều chế

$$F[v(t)e^{jw_c t}] = V(f - f_c) \text{ với } w_c = 2\pi f_c \quad (2.35)$$

Từ đó, suy ra hệ quả định lý điều chế như sau:

$$\begin{aligned} F[v(t) \cdot \cos(w_c t + \Phi)] &= F\left[v(t) \cdot \frac{e^{j(w_c t + \Phi)} + e^{-j(w_c t + \Phi)}}{2}\right] \\ &= \frac{e^{j\Phi}}{2} V(f - f_c) + \frac{e^{-j\Phi}}{2} V(f + f_c) \end{aligned} \quad (2.36)$$

d) Tính chất đạo hàm và tích phân

$$F\left[\frac{d^n}{dt^n} v(t)\right] = (j2\pi f)^n \cdot V(f) \quad (2.37)$$

$$F\left[\int_{-\infty}^t v(\lambda) d\lambda\right] = \frac{1}{j2\pi f} \cdot V(f) \quad (2.38)$$

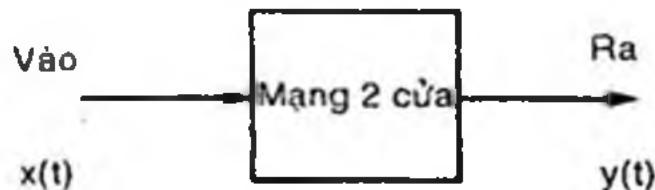
e) Phép nhân và phép tích chập

$$F[v(t) * w(t)] = V(f) \cdot W(f) \quad (2.39)$$

$$F[v(t) \cdot w(t)] = V(f) * W(f) \quad (2.40)$$

2.3 KHỐI LỌC TÍN HIỆU TUYẾN TÍNH BẤT BIẾN

1- Đáp ứng khối lọc tuyến tính bất biến



Hình 2.4 Mô hình mạng hai cửa

Một khối lọc tín hiệu bất kỳ được mô hình hóa bằng một mạng hai cửa với tín hiệu vào và ra lần lượt là $x(t)$ và $y(t)$, như được vẽ ở hình 2.4.

Đáp ứng ra $y(t)$ được coi là hàm của tín hiệu vào:

$$y(t) = F[x(t)] \quad (2.41)$$

Nếu khối lọc là tuyến tính, ta có tính chất chồng chập:

$$\text{Nếu } x(t) = \sum_k a_k x_k(t) \quad (2.42a)$$

$$\text{thì } y(t) = \sum_k a_k F[x_k(t)] \quad (2.42b)$$

Nếu khối lọc là bất biến theo thời gian, ta có:

$$F[x(t - t_d)] = y(t - t_d) \text{ với } t_d \text{ là thời gian trễ (một hằng số)} \quad (2.43)$$

Như vậy, nếu đặt xung Dirac $\delta(t)$ vào ngõ vào, thì tín hiệu ra là đáp ứng xung $h(t)$ của khối lọc:

$$h(t) = F[\delta(t)] \quad (2.44)$$

Vậy với khối lọc tuyến tính bất biến (LTI: Linear Time Invariant), ta có thể suy ra:

$$y(t) = h(t) * x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\lambda) x(t-\lambda) d\lambda \quad (2.45)$$

Từ đây, ta định nghĩa hàm truyền $H(f)$ của khối lọc:

$$H(f) = F[h(t)] \quad (2.46)$$

Quan hệ phổ vào - ra trở thành:

$$Y(f) = H(f) \cdot X(f) \quad (2.47)$$

Tương tự như (2.22), nếu đáp ứng xung $h(t)$ là hàm thực theo thời gian, ta cũng có các đặc tính:

$$|H(-f)| = |H(f)| \quad (2.48a)$$

$$\arg H(-f) = -\arg H(f) \quad (2.48b)$$

2- Méo dạng tín hiệu trong quá trình thông tin

Một quá trình thông tin không gây méo dạng tín hiệu khi tín hiệu thu được không có sự khác biệt về dạng sóng so với tín hiệu tại nơi phát. Chẳng hạn, nếu tín hiệu phát là $x(t)$ thì tín hiệu thu không méo là:

$$y(t) = K \cdot x(t - t_d) \quad (2.49)$$

với K và t_d là các hằng số.

Phổ của tín hiệu thu sẽ là:

$$Y(f) = F[y(t)] = K e^{-j\omega t_d} X(f) \quad (2.50)$$

Lúc này, hàm truyền của tuyến thông tin là:

$$H(f) = K e^{-j\omega t_d}$$

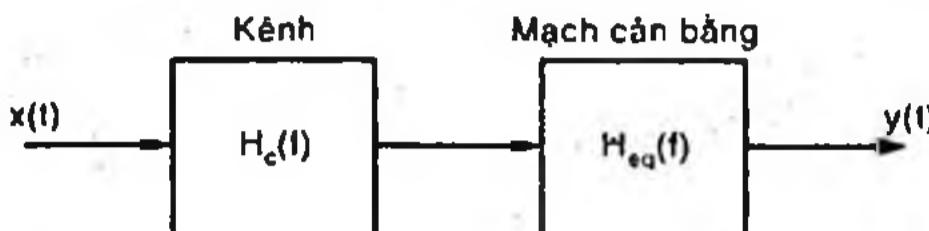
$$\text{hoặc } |H(f)| = K \text{ và } \arg H(f) = -2\pi t_d f \pm m 180^\circ \quad (2.51)$$

Méo dạng thông tin xảy ra ở các dạng sau:

Méo dạng tuyến tính gồm méo dạng biên độ ($|H(f)| \neq K$) và méo dạng pha: ($\arg H(f) \neq -2\pi t_d f \pm m 180^\circ$)

Méo dạng tuyến tính có thể được loại trừ nhờ các mạch cân bằng (*equalization networks*). Mô hình hệ thống gồm một mạch cân bằng có hàm truyền $H_{eq}(f)$ mắc nối tiếp với kênh có hàm truyền $H_e(f)$ như vẽ ở hình 2.5. Như vậy, để loại trừ méo dạng, hàm truyền $H_{eq}(f)$ của bộ cân bằng phải là:

$$H_{eq}(f) = \frac{Ke^{-j\omega t_d}}{H_c(f)} \quad (2.52)$$



Hình 2.5 Mạch cân bằng loại trừ méo dạng tuyến tính của kênh

* Méo dạng phi tuyến: Xảy ra khi hệ thống thông tin có chứa các phần tử phi tuyến mà đặc tính của chúng không thể mô tả thông qua một hàm truyền cố định trong miền tần số.

2.4 HÀM TƯƠNG QUAN VÀ MẶT ĐỘ PHỒ

1- Hàm tương quan của tín hiệu công suất

Cho một tín hiệu công suất, giá trị $v(t)$. Ta định nghĩa công suất trung bình của tín hiệu là:

$$P_v = \langle |v(t)|^2 \rangle = \langle v(t) \cdot v^*(t) \rangle \geq 0 \quad (2.53)$$

trong đó, phép toán $\langle \rangle$ là phép tính giá trị trung bình của tín hiệu trong một chu kỳ hoặc trong một khoảng thời gian nào đó.

Nếu ta có hai tín hiệu công suất bất kỳ $v(t)$ và $w(t)$, biểu thức $\langle v(t) \cdot w^*(t) \rangle$ được gọi là tích vô hướng của $v(t)$ và $w(t)$. Tích vô hướng này, có thể là một giá trị phức, diễn tả độ giống nhau của hai tín hiệu trên. Ta có bất đẳng thức Schwarz như sau:

$$|\langle v(t) \cdot w^*(t) \rangle|^2 \leq P_v \cdot P_w \quad (2.54)$$

trong đó P_v và P_w là công suất trung bình của tín hiệu $v(t)$ và $w(t)$.

Ta có thể thấy rằng, nếu $v(t) = a \cdot w(t)$, với a là hệ số tì lệ, thì $v(t)$ và $w(t)$ có độ giống nhau hoàn toàn, do đó, biểu thức $|\langle v(t) \cdot w^*(t) \rangle|^2$ đạt cực đại và bằng $P_v \cdot P_w$.

Ngoài ra, nếu có độ chênh lệch giữa $v(t)$ và $w(t)$ là:

$$z(t) = v(t) - w(t) \quad (2.55)$$

thì công suất của tín hiệu $z(t)$ là:

$$\begin{aligned}
 P_z &= \langle z(t).z^*(t) \rangle = \langle [v(t)-w(t)].[v^*(t)-w^*(t)] \rangle \\
 &= \langle v(t).v^*(t) \rangle + \langle w(t).w^*(t) \rangle - \langle v(t).w^*(t) \rangle - \langle v^*(t).w(t) \rangle \quad (2.56) \\
 &= P_v + P_w - 2\operatorname{Re}[\langle v(t).w^*(t) \rangle]
 \end{aligned}$$

Nếu $v(t)$ và $w(t)$ càng giống nhau, thì giá trị $\operatorname{Re}[\langle v(t).w^*(t) \rangle]$ càng lớn, do đó P_z càng nhỏ. Ngược lại, nếu $v(t)$ và $w(t)$ không hề liên quan gì, $\langle v(t).w^*(t) \rangle = 0$, thì: $P_z = P_v + P_w$.

Tổng quát hơn, từ khái niệm tích vô hướng của hai tín hiệu $v(t)$ và $w(t)$ đã giới thiệu ở trên, ta định nghĩa một hàm tương quan chéo (*crosscorrelation*) giữa chúng:

$$R_{vw}(\tau) = \langle v(t).w^*(t-\tau) \rangle = \langle v(t+\tau).w^*(t) \rangle \quad (2.57)$$

trong đó, phép $\langle \rangle$ cũng là phép lấy trung bình theo thời gian:

$$R_{vw}(\tau) = \langle v(t).w^*(t-\tau) \rangle = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v(t).w^*(t-\tau) dt \quad (2.58)$$

Rõ ràng, theo (2.57) hàm $R_{vw}(\tau)$ không phụ thuộc vào thời gian quan sát t , mà phụ thuộc vào độ chênh lệch thời gian τ giữa hai tín hiệu đang khảo sát là $v(t)$ và $w(t)$.

Khái niệm hàm tương quan chéo tổng quát hóa tính chất giống nhau của hai tín hiệu vì chúng diễn tả độ giống nhau ngay cả khi $v(t)$ và $w(t-\tau)$ lệch pha về thời gian. Điều này không được thể hiện nếu ta dùng khái niệm tích vô hướng.

Các đặc tính của hàm tương quan chéo:

$$|R_{vw}(\tau)|^2 \leq P_v.P_w \quad (2.59)$$

$$R_{vw}(\tau) = R_{wv}^*(-\tau) \quad (2.60)$$

Trường hợp đặc biệt của hàm tương quan chéo là hàm tự tương quan (*autocorrelation*), được định nghĩa:

$$R_v(\tau) = R_{vv}(\tau) = \langle v(t).v^*(t-\tau) \rangle = \langle v(t+\tau).v^*(t) \rangle \quad (2.61)$$

Các đặc tính của hàm tự tương quan:

$$R_v(0) = P_v \quad (2.62)$$

$$|R_v(\tau)| \leq R_v(0) \quad (2.63)$$

$$R_v(-\tau) = R_v^*(\tau) \quad (2.64)$$

Ta suy ra $R_v(\tau)$ có tính chất đối xứng Hermite, đạt giá trị cực đại khi $\tau=0$ (một tín hiệu tương quan với chính nó). Nếu $v(t)$ là tuần hoàn thì $R_v(\tau)$ cũng tuần hoàn theo τ với cùng một chu kỳ.

Ngoài ra, nếu ta định nghĩa tín hiệu hiệu số hoặc tổng số của hai tín hiệu $v(t)$ và $w(t)$:

$$z(t) = v(t) \pm w(t) \quad (2.65)$$

thì ta có: $R_z(\tau) = R_v(\tau) + R_w(\tau) \pm [R_{vw}(\tau) + R_{wv}(\tau)] \quad (2.66)$

Nếu $v(t)$ và $w(t)$ không tương quan với mọi giá trị τ :

$$R_{vw}(\tau) = R_{wv}(\tau) = 0$$

thì: $R_z(\tau) = R_v(\tau) + R_w(\tau) \quad (2.67)$

Nếu cho $\tau = 0$ thì ta có:

$$P_z = P_v + P_w \quad (2.68)$$

Nếu hai tín hiệu không tương quan thì ta có thể dùng nguyên lý xếp chồng (superposition) để tính toán về công suất.

Ví dụ: Giả sử có hai tín hiệu sin tuần hoàn có tần số lần lượt là w_v và w_w , biên độ c_v và c_w , được biểu diễn bởi các vector pha như sau:

$$v(t) = c_v e^{j\omega_v t} \quad \text{và} \quad w(t) = c_w e^{j\omega_w t}$$

Hàm tương quan chéo của hai tín hiệu trên là:

$$\begin{aligned} R_{vw}(\tau) &= \left\langle \left[c_v e^{j\omega_v t} \right] \cdot \left[c_w e^{j\omega_w (t-\tau)} \right]^* \right\rangle = c_v c_w^* e^{j\omega_w \tau} \left\langle e^{j\omega_v t} \cdot e^{-j\omega_w t} \right\rangle \\ &= c_v c_w^* e^{j\omega_w \tau} \cdot \lim_{T \rightarrow \infty} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j(\omega_v - \omega_w)t} dt \\ &= \begin{cases} 0 & \text{nếu } \omega_w \neq \omega_v \\ c_v c_w^* e^{j\omega_w \tau} & \text{nếu } \omega_w = \omega_v \end{cases} \end{aligned}$$

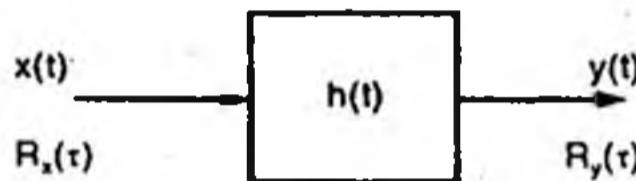
Vậy, nếu hai tín hiệu $v(t)$ và $w(t)$ có tần số khác nhau $w_v \neq w_w$, chúng không tương quan nhau ($R_{vw}(\tau) = 0$). Ngược lại, nếu $w_v = w_w$, hàm tương quan giữa chúng biến thiên tuần hoàn theo τ . Trường hợp đặc biệt, nếu $\tau = \frac{T}{4} = \frac{2\pi}{4w_v} = \frac{\pi}{2w_v}$ thì $\operatorname{Re}(e^{j\omega_v \tau}) = 0$, do đó $v(t)$ và

$w(t)$ cũng không tương quan, ví dụ như trường hợp một tín hiệu dạng sin và một tín hiệu dạng cos cùng tần số.

Từ đó ta suy ra hàm tự tương quan của một tín hiệu tuần hoàn $v(t) = c_v e^{j\omega_v t}$ là: $R_v(\tau) = |c_v|^2 e^{j\omega_v \tau}$

Do đó, với tín hiệu $z(t) = A \cos(\omega_o t + \Phi)$ thì hàm tự tương quan là: $R_z(\tau) = \frac{A^2}{2} \cos \omega_o \tau$. Vậy, $R_z(\tau)$ đạt cực đại khi $\tau = 0$ hoặc τ bằng một bội số nguyên lần chu kỳ T ; $R_z(\tau) = 0$ cho ta sự tương quan của hàm vuông pha nhau.

2- Hàm tương quan vào - ra



Hình 2.6 Mạng hai cửa và hàm truyền

Xét một mạng hai cửa có đáp ứng xung $h(t)$, (mạng có pha tuyến tính LTI) đáp ứng ngõ ra $y(t)$ với tín hiệu vào $x(t)$ là:

$$\begin{aligned} y(t) &:= h(t) * x(t) \\ &= \int_{-\infty}^t h(\lambda) x(t-\lambda) d\lambda \end{aligned} \quad (2.69)$$

Hàm tương quan chéo vào - ra được định nghĩa là:

$$\begin{aligned} R_{yx}(\tau) &= y(t) * x(t) \\ &= [h(t) * x(t)] * x(t) = h(t) * [x(t) * x(t)] \\ &= h(\tau) * R_{xx}(\tau) \end{aligned} \quad (2.70)$$

trong đó $R_{xx}(\tau)$, viết là $R_x(\tau)$, là hàm tự tương quan của tín hiệu vào $x(t)$.

Từ (2.70), ta cũng suy ra:

$$\begin{aligned} R_{yy}(\tau) &= R_y(\tau) = h * (-\tau) * R_{yx}(\tau) \\ \text{hay } R_y(\tau) &= h * (-\tau) * h(\tau) * R_x(\tau) \end{aligned} \quad (2.71)$$

3- Hàm mật độ phô

Hàm mật độ phô $G_v(f)$, ký hiệu SDF (Spectral Density Function) biểu diễn sự phân bố của công suất hay năng lượng của tín hiệu

trong miền tần số. Hàm mật độ phô $G_v(f)$ có hai đặc tính:

- Tích phân của $G_v(f)$ trên toàn miền tần số là công suất trung bình của tín hiệu công suất hoặc là năng lượng tổng của tín hiệu năng lượng:

$$\int_{-\infty}^{+\infty} G_v(f) df = R_v(0) \quad (2.72)$$

- Quan hệ của hàm mật độ phô vào và ra của mạng hai cửa là:

$$G_y(f) = |H(f)|^2 \cdot G_x(f) \quad (2.73)$$

Ta có thể xem như hàm mật độ phô $G_v(f)$ là công suất hoặc năng lượng của tín hiệu tính trên mỗi đơn vị tần số.

- Với tín hiệu năng lượng $v(t)$ có phô $V(f) = F[v(t)]$, hàm mật độ phô trở thành hàm mật độ phô năng lượng ESD (*Energy Spectral Density*):

$$Gv(f) = |V(f)|^2 \quad (2.74)$$

- Với tín hiệu công suất tuần hoàn $v(t)$ có phân tích chuỗi Fourier là:

$$v(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} c(nf_o) e^{j2\pi nf_o t} \quad (2.75)$$

thì hàm mật độ phô trở thành hàm mật độ phô công suất:

$$G_v(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |c(nf_o)|^2 \delta(f - nf_o) \quad (2.76)$$

2.5 BIẾN NGẪU NHIÊN VÀ HÀM XÁC SUẤT

1- Biến ngẫu nhiên rời rạc

Giả sử ta có một biến ngẫu nhiên X có giá trị rời rạc, biến thiên từ $-\infty$ đến $+\infty$. Ta định nghĩa hàm phân bố tích lũy CDF (*Cumulative Distributive Function*) $F_X(x)$ là xác suất để biến ngẫu nhiên X có giá trị nhỏ hơn một mức x nào đó:

$$F_X(x) = P(X \leq x) \quad \text{với } -\infty < x < +\infty \quad (2.77)$$

Đặc tính của hàm phân bố tích lũy $F_X(x)$:

$$0 \leq F_X(x) \leq 1$$

trong đó $F_X(-\infty) = 0$ và $F_X(+\infty) = 1$ (2.78)

Từ đây, ta suy ra một số đặc tính của hàm $F_X(x)$ như sau:

$$P(X > x) = 1 - F_X(x) \quad (2.79a)$$

$$P(a < X \leq b) = F_X(b) - F_X(a) \quad (2.79b)$$

$$F_X(x_i) - F_X(x_{i-1}) = P_X(x_i) \quad (2.79c)$$

2- Biến ngẫu nhiên liên tục và hàm mật độ xác suất

Với biến ngẫu nhiên X có giá trị biến thiên liên tục, ta cũng định nghĩa hàm phân bố tích lũy $F_X(x)$ giống như ở (2.77). Từ đó, ta định nghĩa hàm mật độ xác suất (PDF: Probability Density Function) như sau:

$$p_X(x) = \frac{dF_X(x)}{dx} \quad (2.80)$$

$$\text{hoặc ngược lại: } P(X \leq x) = F_X(x) = \int_{-\infty}^x p_X(\lambda) d\lambda \quad (2.81)$$

Ta cũng suy ra các đặc tính của hàm PDF $p_X(x)$ như sau:

$$p_X(x) \geq 0 \quad (2.82a)$$

$$\therefore \int_{-\infty}^{+\infty} p_X(x) dx = 1 \quad (2.82b)$$

$$P(a < X \leq b) = F_X(b) - F_X(a) = \int_a^b p_X(x) dx \quad (2.82c)$$

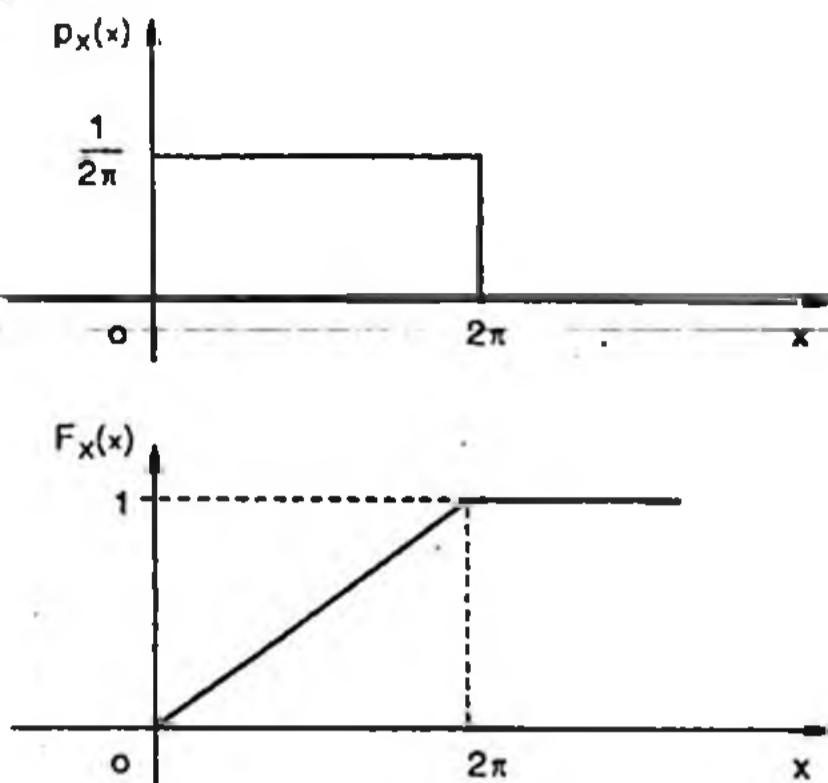
Ví dụ: Cho biến ngẫu nhiên X là một góc lượng giác θ có giá trị từ 0 đến 2π , có hàm mật độ xác suất phân-bố đều trên đoạn $[0, 2\pi]$ và bằng 0 tại các giá trị khác. Ta có:

$$p_X(x) = \frac{1}{2\pi} [u(x) - u(x - 2\pi)] = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} & \text{với } 0 \leq x < 2\pi \\ 0 & \text{với } x \text{ khác} \end{cases}$$

Hàm phân bố xác suất $F_X(x)$ trở thành:

$$F_X(x) = \begin{cases} 0 & \text{với } x < 0 \\ \frac{x}{2\pi} & \text{với } 0 \leq x < 2\pi \\ 1 & \text{với } x \geq 2\pi \end{cases}$$

Đồ thị giá trị của $p_X(x)$ và $F_X(x)$ theo x được vẽ ở hình dưới.



3- Phép đổi biến ngẫu nhiên

Cho biến ngẫu nhiên X có hàm mật độ xác suất $p_X(x)$ đã biết. Giả sử tồn tại phép biến đổi từ biến X sang biến Z bởi hàm biến đổi $Z = g(X)$ sao cho $g(X)$ là đồng biến, có tồn tại hàm biến đổi ngược $X = g^{-1}(z)$. Ta có thể chứng minh được hàm mật độ xác suất $p_Z(z)$ của biến Z được tính bởi:

$$p_Z(z) = p_X(x) \cdot \left| \frac{dx}{dz} \right| \quad (2.83)$$

Ví dụ: Từ biến ngẫu nhiên X ở ví dụ trước, nếu ta thực hiện phép biến đổi $Z = \frac{1}{2}X - \pi$, ta có thể tính hàm mật độ xác suất của biến Z :

$$p_Z(z) = p_X(x) \cdot \left| \frac{dx}{dz} \right| = p_X(x) \cdot 2 = \begin{cases} \frac{1}{\pi} & \text{với } -\pi < z \leq 0 \\ 0 & \text{với } z \text{ khác} \end{cases}$$

2.6 GIÁ TRỊ THỐNG KÊ

Cho biến ngẫu nhiên X có giá trị x và hàm mật độ xác suất $p_X(x)$. Ta có thể định nghĩa một số thống số đặc tính của X như giá trị trung bình, kỳ vọng, phương sai...

1- Giá trị trung bình và kỳ vọng

Giá trị trung bình m_x của biến ngẫu nhiên X là trung bình của các giá trị của x tính theo xác suất xảy ra. Đây cũng là giá trị mà

chúng ta dự kiến của biến X khi có biến cố xảy ra, do đó, ta còn gọi giá trị này là kỳ vọng $E(X)$ (*expectation*) của X .

Nếu X là biến ngẫu nhiên rời rạc có các giá trị lần lượt từ x_1 đến x_K ($i = 1, K$) với các xác suất xảy ra tương ứng là $p_X(x_i)$, giá trị trung bình hoặc kỳ vọng của X là:

$$m_x = E(X) = \sum_{i=1}^K x_i p_X(x_i) \quad (2.84)$$

Nếu X là biến ngẫu nhiên liên tục có hàm mật độ xác suất $p_X(x)$, giá trị trung bình hoặc kỳ vọng của X là:

$$m_x = E(X) = \int_{-\infty}^{+\infty} x p_X(x) dx \quad (2.85)$$

Tổng quát hơn, nếu $g(X)$ là một hàm của biến X , giá trị trung bình của $g(X)$ là:

$$E[g(X)] = \int_{-\infty}^{+\infty} g(x) p_X(x) dx \quad (2.86)$$

Đặc biệt, nếu $g(X) = X^n$ thì kỳ vọng $E[X^n] = \bar{x}^n$ được gọi là moment bậc n của X . Moment bậc 1 chính là giá trị trung bình $E[X] = \bar{x}$. Moment bậc 2 $E[X^2] = \bar{x}^2$ được gọi là giá trị trung bình phương của X .

Phép tính kỳ vọng hoặc trung bình là phép toán tuyến tính, nghĩa là nếu hàm $g(X)$ có dạng $g(X) = \alpha X + \beta$ thì giá trị kỳ vọng của $g(X)$ là:

$$E[g(X)] = E[\alpha X + \beta] = \alpha E(X) + \beta = \alpha \bar{x} + \beta \quad (2.87)$$

2- Độ lệch chuẩn và bất đẳng thức Chebyshev

Độ lệch chuẩn của biến ngẫu nhiên X , ký hiệu σ_x , diễn tả độ phân tán của giá trị của X chung quanh giá trị trung bình m_x . Bình phương độ lệch chuẩn là phương sai của X được tính bởi:

$$\begin{aligned} \sigma_x^2 &= E[(X - m_x)^2] = E[X^2 - 2m_x X + m_x^2] \\ &= E[X^2] - 2m_x E[X] + m_x^2 = \bar{x}^2 - m_x^2 \end{aligned} \quad (2.88)$$

Ý nghĩa của độ lệch chuẩn σ_x được diễn giải thông qua bất đẳng thức Chebyshev như sau:

$$P(|X - m_x| \geq k\sigma_x) \leq \frac{1}{k^2} \quad (2.89a)$$

$$\text{hoặc } P(|X - m_x| < k\sigma_x) > 1 - \frac{1}{k^2} \quad (2.89b)$$

trong đó k là một số thực dương bất kỳ.

Bất đẳng thức Chebyshev cho thấy rằng xác suất để biến ngẫu nhiên X mang giá trị nằm ngoài vùng $\pm k$ lần độ lệch chuẩn σ_x so với giá trị trung bình m_x , sẽ không lớn hơn giá trị $1/k^2$. Chẳng hạn, nếu $k = 2$ thì xác suất để $|X - m_x| > 2\sigma_x$ sẽ không lớn hơn $1/2^2 = 1/4 = 25\%$. Do đó, một biến ngẫu nhiên có độ lệch chuẩn σ_x càng nhỏ thì giá trị của biến càng tập trung chung quanh giá trị trung bình m_x .

3- Hàm đa biến ngẫu nhiên

Giả sử có một biến ngẫu nhiên là hàm $g(X, Y)$ của hai biến ngẫu nhiên X và Y , với hàm mật độ xác suất hai biến là $p_{XY}(x, y)$. Vậy giá trị trung bình của $g(X, Y)$ là:

$$E[g(X, Y)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, y) \cdot p_{XY}(x, y) dx dy \quad (2.90)$$

Nếu hai biến ngẫu nhiên X và Y là độc lập thống kê thì:

$$p_{XY}(x, y) = p_X(x) \cdot p_Y(y)$$

do đó (2.90) trở thành:

$$E[g(X, Y)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} g(x, y) p_X(x) \cdot p_Y(y) dx dy \quad (2.91)$$

Ngoài ra, nếu hàm $g(X, Y)$ có thể viết dưới dạng tích số các hàm riêng $g(X, Y) = g_1(X) \cdot g_2(Y)$, thì (2.91) được viết:

$$\begin{aligned} E[g(X, Y)] &= \int_{-\infty}^{+\infty} g_1(x) \cdot p_X(x) dx \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} g_2(y) \cdot p_Y(y) dy \\ &= E[g_1(X)] \cdot E[g_2(Y)] \end{aligned}$$

$$\text{hoặc } \bar{g} = \overline{\bar{g}_1 \cdot \bar{g}_2} \quad (2.92)$$

Nếu hàm $g(X, Y)$ có dạng tổng $g(X, Y) = g_1(X) + g_2(Y)$ (không cần X và Y độc lập thống kê) thì (2.90) có thể suy ra:

$$\begin{aligned} E[g(X, Y)] &= E[g_1(X)] + E[g_2(Y)] \\ \text{hoặc } \bar{g} &= \bar{g}_1 + \bar{g}_2 \end{aligned} \quad (2.93)$$

Lúc này, phuơng sai của hàm $g(X, Y)$ là:

$$\begin{aligned} \sigma_g^2 &= \bar{g}^2 - (\bar{g})^2 = (\bar{g}_1 + \bar{g}_2)^2 - (\bar{g}_1 + \bar{g}_2)^2 \\ &= [\bar{g}_1^2 - (\bar{g}_1)^2] + [\bar{g}_2^2 - (\bar{g}_2)^2] + 2(\bar{g}_1\bar{g}_2 - \bar{g}_1 \cdot \bar{g}_2) \end{aligned} \quad (2.94)$$

Nếu thêm điều kiện X và Y là độc lập thống kê, áp dụng (2.92) vào (2.94), ta có:

$$\sigma_g^2 = \sigma_{g1}^2 + \sigma_{g2}^2 \quad (2.95)$$

2.7 MÔ HÌNH XÁC SUẤT

Nhiều hiện tượng vật lý trong thực tế thường tuân theo các qui luật phân bố xác suất ngẫu nhiên. Với biến ngẫu nhiên rời rạc, ta thường gặp phân bố nhị thức hoặc phân bố Poisson; với biến ngẫu nhiên liên tục, ta có phân bố Gauss và phân bố Rayleigh.

1- Phân bố nhị thức

Xét một biến cố A xảy ra n lần, trong đó có biến ngẫu nhiên I là số lần biến cố A xảy ra, với I có giá trị từ 0 đến n (biến A không xảy ra cho đến biến A luôn luôn xảy ra). Chẳng hạn, trong viễn thông, ta xét một chuỗi số ngẫu nhiên chiều dài n và I là số bit lỗi trong số chuỗi n bits; $I = 0$ khi không có bit lỗi, $I = n$ khi tất cả các bit trong chuỗi số đều bị lỗi.

Gọi $P(A) = \alpha$ là xác suất xảy ra biến cố A . Vậy, trong n lần thử, xác suất để biến A xảy ra i lần là $\alpha^i \cdot (1-\alpha)^{n-i}$. Số trường hợp để biến A xảy ra i lần trong n lần thử sẽ là $C_n^i = \frac{n!}{i!(n-i)!}$. Do đó, xác suất tổng để A xảy ra i lần là một phân bố nhị thức có dạng sau:

$$P_I(i) = \frac{n!}{i!(n-i)!} \cdot \alpha^i \cdot (1-\alpha)^{n-i} \quad \text{với } i = 1, n \quad (2.96)$$

2. Phân bố Poisson

Hàm phân bố nhị thức là trực quan nhưng khó được áp dụng khi số lần thử n rất lớn và xác suất $P(A) = \alpha$ rất nhỏ. Trong trường hợp $n\alpha$ là hữu hạn (giá trị trung bình của số lần i xảy ra biến cố A là hữu hạn), ta có phân bố Poisson

$$P_I(i) = e^{-m} \cdot \frac{m^i}{i!} \quad (2.97)$$

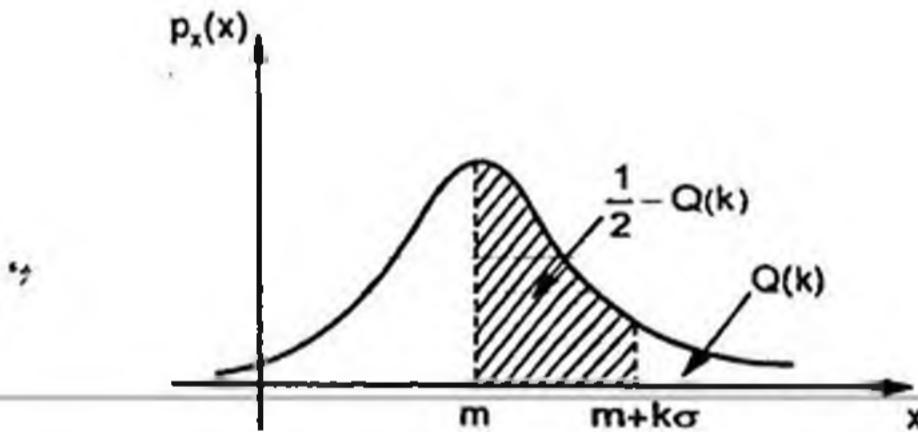
với $m = n\alpha$ là giá trị trung bình của số lần xảy ra biến cố A .

3. Phân bố Gauss

Phân bố Gauss có hàm mật độ xác suất (PDF) là:

$$p_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} \quad \text{với } -\infty < x < +\infty \quad (2.98)$$

trong đó m và σ^2 lần lượt là giá trị trung bình và phương sai của biến ngẫu nhiên X .



Hình 2.7 Hàm mật độ xác suất Gauss và ý nghĩa của hàm $Q(k)$

Đồ thị của hàm phân bố Gauss được vẽ ở hình 2.7, có dạng đối xứng qua điểm cực đại tại $x = m$. Ta có:

$$P(X \leq m) = P(X > m) = \frac{1}{2} \quad (2.99)$$

hay nói cách khác, biến X có thể nhận giá trị chung quanh giá trị trung bình m với xác suất như nhau.

Hàm phân bố Gauss còn được gọi là hàm phân bố chuẩn (normal) vì phần lớn các quá trình vật lý đều có giá trị thống kê tuân theo phân bố Gauss.

Ta xét xác suất khi giá trị X lớn hơn mức trung bình m cộng với k lần độ lệch chuẩn σ :

$$P(X > m + k\sigma) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{m+k\sigma}^{\infty} e^{-\frac{(x-m)^2}{2\sigma^2}} dx \quad (2.100)$$

Nếu ta định nghĩa hàm $Q(k)$ có dạng:

$$Q(k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_k^{\infty} e^{-\frac{\lambda^2}{2}} d\lambda \quad (2.101)$$

thì dùng phép thay biến số $\lambda = \frac{x-m}{\sigma}$, ta nhận thấy $Q(k) = P(X > m + k\sigma)$.

Giá trị $Q(k)$ biểu diễn vùng diện tích phía dưới hàm mật độ phân bố Gauss với $X > m + k\sigma$, như hình 2.7. Từ đó, ta cũng suy ra:

$$P(m < X \leq m + k\sigma) = \frac{1}{2} - Q(k)$$

(vùng gạch chéo trong hình 2.7)

Ta cũng rút ra

$$P(X > m + k\sigma) = P(X \leq m - k\sigma) = Q(k)$$

hoặc $P(|X - m| > k\sigma) = 2Q(k) \quad (2.102a)$

$$P(m \leq X \leq m + k\sigma) = P(m - k\sigma < X \leq m) = \frac{1}{2} - Q(b)$$

hoặc $P(|X - m| \leq k\sigma) = 1 - 2Q(b) \quad (2.102b)$

Bảng 2.1 So sánh giá trị xác suất lệch chuẩn của phân bố Gauss và bất đẳng thức Chebyshev

k	1 - 2 Q(k)	1 - 1/k ²
0,5	0,38	-
1,0	0,68	0,00
1,5	0,87	0,56
2,0	0,95	0,75
2,5	0,99	0,84

So sánh giá trị xác suất lệch chuẩn của phân bố Gauss được cho bởi (2.102a) và (2.102b) với bất đẳng thức Chebyshev cho bởi (2.89a) và (2.89b), giá trị thông kê được cho trong bảng 2.1. Chú ý rằng giá trị $1 - \frac{1}{k^2}$ của bất đẳng thức Chebyshev chỉ cho mức cực tiểu, trong khi phân bố Gauss cho giá trị đúng tại $|X - m| \leq k\sigma$.

2.7 TÍN HIỆU NGẪU NHIÊN VÀ NHIỀU

1. Quá trình ngẫu nhiên

Quá trình ngẫu nhiên là một quá trình vật lý xảy ra trong tự nhiên theo thời gian, chẳng hạn quá trình xảy ra các tín hiệu điện hoặc tín hiệu nhiễu theo thời gian. Tập (*ensemble*) các quá trình ngẫu nhiên của một tín hiệu vật lý là tập hợp các tín hiệu theo thời gian mà đại lượng vật lý đó có thể xảy ra. Trung bình trên tập (*ensemble average*) là giá trị trung bình của biến trên tập quá trình ngẫu nhiên tại một thời điểm nhất định (biến số thời gian t được giữ không đổi):

$$\overline{v(t)} = E[v(t)] = \int_{-\infty}^{+\infty} v \cdot p_V(v, t) dv \quad (2.103)$$

trong đó $p_V(v, t)$ là hàm mật độ xác suất của biến V tại thời điểm t.

Nếu quá trình ngẫu nhiên $v(t)$ có thể được biểu diễn là một hàm số của thời gian t và của giá trị x của biến ngẫu nhiên X có hàm mật độ xác suất $p_X(x)$:

$$v(t) = g(x, t) \quad (2.104)$$

thì trung bình trên tập trở thành:

$$\overline{v(t)} = E[g(x, t)] = \int_{-\infty}^{\infty} g(x, t) \cdot p_X(x) dx \quad (2.105)$$

Hàm tự tương quan của $v(t)$ tại thời điểm t_1 và t_2 là:

$$R_v(t_1, t_2) = E[g(x, t_1) \cdot g(x, t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty} g(x, t_1) \cdot g(x, t_2) \cdot p_X(x) dx \quad (2.106)$$

Tương tự, nếu quá trình ngẫu nhiên $v(t)$ được biểu diễn là hàm số của thời gian t và phụ thuộc hai biến ngẫu nhiên X, Y có hàm mật độ xác suất $p_{xy}(x, y)$ thì hàm tự tương quan của $v(t)$ tại t_1 và t_2 là:

$$R_v(t_1, t_2) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} g(x, y, t_1) \cdot g(x, y, t_2) \cdot p_{xy}(x, y) dx dy \quad (2.107)$$

Ví dụ: Cho một quá trình ngẫu nhiên có dạng hình sin: $v(t) = A \cos(\omega_0 t + \Phi)$ với biên độ A và tần số góc ω_0 là hằng số, Φ là biến ngẫu nhiên góc pha của tín hiệu. Quá trình ngẫu nhiên này tương ứng cho nhiều tín hiệu dao động sin từ nhiều nguồn khác

nhau có cùng biên độ và tần số nhưng độ lệch pha biến thiên ngẫu nhiên. Ta có thể viết: $v(t) = g(\Phi, t) = A \cos(w_o t + \Phi)$

Giả sử rằng biến ngẫu nhiên Φ có hàm mật độ xác suất là hằng số trong mỗi chu kỳ pha:

$$p_\Phi(\Phi) = \frac{1}{2\pi} \text{ với } 0 \leq \Phi \leq 2\pi$$

Xét một hàm ngẫu nhiên có dạng $\cos(\alpha + n\Phi)$ với α và n nguyên là hằng số. Với $n = 0$, trung bình trên tập là:

$$E[\cos \alpha] = \int_0^{2\pi} \cos \alpha \cdot p_\Phi(\Phi) d\Phi = \int_0^{2\pi} \cos \alpha \cdot \frac{1}{2\pi} d\Phi = \cos \alpha$$

Với $n \neq 0$, trung bình trên tập là:

$$E[\cos(\alpha + n\Phi)] = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \cos(\alpha + n\Phi) d\Phi = [\sin(\alpha + 2\pi n) - \sin \alpha] \cdot \frac{1}{2\pi n} = 0$$

Vậy, nếu ta đặt $\alpha = w_o t$, $n = 1$ thì với tín hiệu ngẫu nhiên $v(t) = A \cos(w_o t + \Phi)$ sẽ có trung bình trên tập:

$$\overline{v(t)} = E[g(\Phi, t)] = A \cdot E[\cos(w_o t + \Phi)] = 0$$

Hàm tự tương quan của $v(t)$ tại thời điểm t_1 và t_2 là:

$$\begin{aligned} R_v(t_1, t_2) &= A^2 \cdot E[\cos(w_o t_1 + \Phi) \cdot \cos(w_o t_2 + \Phi)] \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot E[\cos(w_o t_1 - w_o t_2) + \cos(w_o t_1 + w_o t_2 + 2\Phi)] \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot E[\cos(w_o t_1 - w_o t_2)] + \frac{A^2}{2} \cdot E[\cos(w_o t_1 + w_o t_2 + 2\Phi)] \\ &= \frac{A^2}{2} \cdot \cos w_o (t_1 - t_2) \end{aligned}$$

Vậy nếu xét tại cùng một thời điểm $t_1 = t_2 = t$, hàm tự tương quan trở thành:

$$R_v(t, t) = \overline{v^2(t)} = \frac{A^2}{2}$$

2- Quá trình dừng và quá trình ergodic

Quá trình ngẫu nhiên là quá trình dừng (stationary) khi các thông số đặc tính của quá trình không đổi theo thời gian. Nói cách khác, khi thay đổi gốc thời gian của hàm ngẫu nhiên thì trung bình

trên tập không đổi. Hệ quả của đặc tính dừng:

- Giá trị trung bình trên tập là hằng số: $E[v(t)] = \bar{v} = m_v$
- Hàm tự tương quan tại các thời điểm t_1 và t_2 chỉ phụ thuộc độ chênh lệch thời gian $\tau = t_1 - t_2$: $E[v(t_1).v(t_2)] = R_v(t_1 - t_2) = R_v(\tau)$, hay nói cách khác:

$$R_v(\tau) = E[v(t).v(t-\tau)] = E[v(t+\tau).v(t)] \quad (2.108)$$

Ta suy thêm các đặc tính sau:

$$R_v(0) = \bar{v}^2 \quad (2.109a)$$

$$|R_v(\tau)| \leq R_v(0) \quad (2.109b)$$

$$R_v(-\tau) = R_v(\tau) \quad (2.109c)$$

$$R_v(\tau \pm nT_o) = R_v(\tau) \text{ nếu } v(t) \text{ tuân hoàn chu kỳ } T_o. \quad (2.109d)$$

Quá trình ergodic là quá trình ngẫu nhiên trong đó trung bình trên tập (*ensemble average*) bằng trung bình theo thời gian (*time average*) của tín hiệu. Quá trình ergodic nhất thiết là quá trình dừng, nhưng ngược lại, quá trình dừng chưa chắc là quá trình ergodic.

3- Tín hiệu ngẫu nhiên

a) Công suất tín hiệu và trung bình thời gian

Gọi $v(t)$ là một tín hiệu ngẫu nhiên dừng (*stationary*), được xem là một phần tử của tập các quá trình ngẫu nhiên dừng $v(t,s)$

Công suất trung bình của tín hiệu trong khoảng thời gian T là:

$$P_T(s) = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v^2(t) dt = \langle v^2(t) \rangle \quad (2.110)$$

Trung bình trên tập của $P_T(s)$ được viết là $E[P_T(s)]$ (trên tập các quá trình ngẫu nhiên).

Vậy, công suất trung bình tổng quát của tín hiệu có thể viết lại:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} E[P_T(s)] = \lim_{T \rightarrow \infty} E \left[\frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} v^2(t) dt \right]$$

Thực hiện giao hoán giữa hai phép lấy trung bình theo thời gian (tích phân) và phép lấy trung bình trên tập (kỳ vọng E), ta có:

$$\bar{P} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} E[v^2(t)] dt = \langle E[v^2(t)] \rangle \quad (2.111)$$

Ta rút ra các quan hệ sau giữa trung bình thời gian và trung bình trên tập của một quá trình ngẫu nhiên ergodic là:

- Giá trị trung bình m_v bằng với thành phần DC $\langle v(t) \rangle$ của tín hiệu (trung bình trên tập bằng với trung bình thời gian).
- Bình phương giá trị trung bình m_v^2 bằng công suất DC $\langle v(t) \rangle^2$
- Trung bình bình phương $\bar{v^2}$ bằng công suất tổng cộng trung bình $\langle v^2(t) \rangle$.
- Phương sai trên tập σ_v^2 bằng công suất AC của tín hiệu
- Độ lệch chuẩn σ_v chính là thành phần hiệu dụng (RMS) của tín hiệu

b) Phổ công suất

Phổ công suất hoặc phổ mật độ công suất $G_v(f)$ (*power spectral density*) của một tín hiệu ngẫu nhiên dừng, $v(t)$, mô tả sự phân bố công suất của tín hiệu trên miền tần số. $G_v(f)$ có thể được suy ra từ hàm tự tương quan $R_v(\tau)$ nhờ phép biến đổi Fourier:

$$G_v(f) = F[R_v(\tau)] = \int_{-\infty}^{+\infty} R_v(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.112)$$

và phép biến đổi Fourier ngược cũng cho hàm tự tương quan

$$R_v(\tau) = F^{-1}[G_v(f)] = \int_{-\infty}^{+\infty} G_v(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (2.113)$$

Nếu tín hiệu ngẫu nhiên là hàm sin có pha bất kỳ, như đã giới thiệu trong ví dụ ở phần 2.7.1, hàm tự tương quan ở hai thời điểm t_1 và t_2 là:

$$R_v(t_1, t_2) = R_v(\tau) = \frac{A^2}{2} \cdot \cos \omega_o(t_1 - t_2) = \frac{A^2}{2} \cos 2\pi f_o \tau \quad (2.114)$$

do đó hàm mật độ công suất là:

$$G_v(f) = \frac{A^2}{4} \cdot \delta(f - f_o) + \frac{A^2}{4} \cdot \delta(f + f_o) \quad (2.115)$$

Ví dụ: Cho một tín hiệu sô ngẫu nhiên có điện thế ở hai mức 0 và A với xác suất bằng nhau như hình vẽ sau. Gọi μ là số lần trung bình chuyển đổi mức trong một đơn vị thời gian, thì hàm tự tương quan $R_v(\tau)$ có biểu thức:

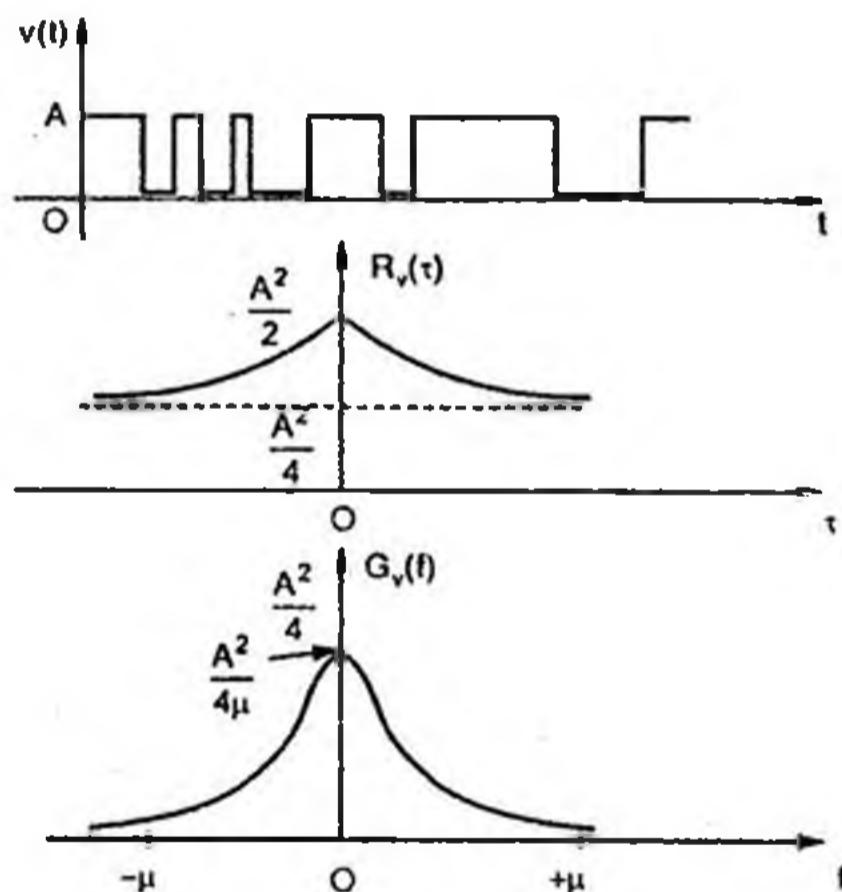
$$R_v(\tau) = \frac{A^2}{4} \left(e^{-2\mu|\tau|} + 1 \right) \quad (\text{đồ thị xem hình sau})$$

Các giá trị thống kê là:

$$\text{Trị trung bình: } m_v = \frac{A}{2}$$

$$\text{Công suất: } \bar{P} = \bar{v^2} = \frac{A^2}{2}$$

$$\text{Độ lệch chuẩn: } \sigma_v = \frac{A}{2}$$



Hàm mật độ công suất là biến đổi Fourier của $R_v(\tau)$:

$$G_v(f) = \frac{A^2}{4\mu \left[1 + \left(\frac{\pi f}{\mu} \right)^2 \right]} + \frac{A^2}{4} \delta(f)$$

Đồ thị phổ của hàm mật độ công suất được vẽ ở hình trên.

c) *Tính chất chống chéo công suất*

Giả sử một tín hiệu ngẫu nhiên $z(t)$ là tổ hợp của hai tín hiệu

ngẫu nhiên $v(t)$ và $w(t)$ khác, ta có:

$$z(\cdot) = v(t) \pm w(t) \quad (2.116)$$

trong đó $v(t)$ và $w(t)$ đều là tín hiệu dừng (stationary) và có hàm tương quan dừng ($R_{vw}(t_1, t_2) = R_{vw}(t_1 - t_2)$).

Ta có: $R_z(\tau) = R_v(\tau) + R_w(\tau) \pm [R_{vw}(\tau) + R_{ww}(\tau)]$

hoặc viết theo phổ công suất:

$$G_z(f) = G_v(f) + G_w(f) \pm [G_{vw}(f) + G_{ww}(f)] \quad (2.117)$$

Nếu $v(t)$ và $w(t)$ không tương quan và $m_v m_w = 0$ ta có:

$$R_{vw}(\tau) = R_{ww}(\tau) = 0 \quad (2.118)$$

do đó, (2.117) trở thành:

$$R_z(\tau) = R_v(\tau) + R_w(\tau)$$

hoặc $G_z(f) = G_v(f) + G_w(f)$

hoặc $\overline{z^2} = \overline{v^2} + \overline{w^2} \quad (2.119)$

Ta có tính chất chồng chập công suất của hai tín hiệu ngẫu nhiên không tương quan. Trong thực tế, các nguồn tín hiệu ngẫu nhiên thường là không tương quan, do đó ta có thể áp dụng tính chất chồng chập về công suất trung bình.

4- Nhiễu

Bất kỳ tín hiệu không mong muốn từ các nguồn khác nhau đến thiết bị thu đều được xem là nhiễu của tín hiệu. Nghiễu có thể được phân chia thành hai nhóm chính:

a) Nghiễu nhiệt (thermal noise)

Nghiễu nhiệt xuất hiện do các chuyển động ngẫu nhiên của các phần tử mang điện (electron hoặc lỗ) trong môi trường truyền dẫn. Nghiễu nhiệt là không thể tránh khỏi và tỉ lệ với năng lượng trung bình của phần tử tại nhiệt độ τ , có nghĩa là tỉ lệ với tích số $k\tau$ với $k = 1,37 \times 10^{-23}$ (J/K) là hằng số Boltzmann.

Chẳng hạn, một điện trở R tại nhiệt độ τ sẽ phát sinh điện thế nhiễu $v(t)$ có giá trị phân bố Gauss và phương sai là:

$$\overline{v^2} = \sigma_v^2 = \frac{2(\pi k\tau)^2}{3h} \cdot R \quad [V^2] \quad (2.120)$$

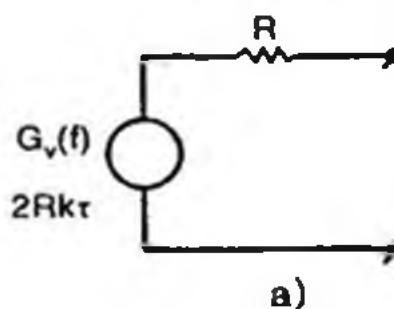
với: $k = 1,37 \times 10^{-23}$ [J/K] là hằng số Boltzmann

$h = 6,62 \times 10^{-34}$ [$J.s$] là hằng số Plank.

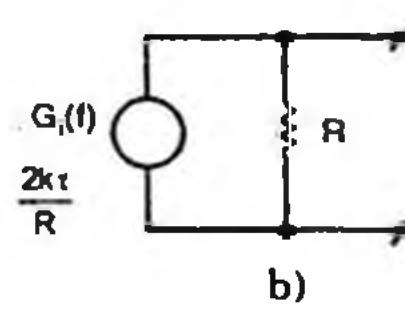
Mật độ phổ công suất của nhiễu nhiệt là một hằng số theo tần số, có giá trị là: $G_v(f) = 2Rk\tau$ [V²/Hz] (2.121)

Ta có thể biểu diễn điện trở R có nhiễu nhiệt tương đương một nguồn nhiễu Thevenin (H.2.8a), trong đó điện trở R được coi là lý tưởng không nhiễu và có cùng giá trị điện trở, nguồn điện thế có mật độ phổ công suất $G_v(f)$. Tương tự, ta cũng có thể biểu diễn nguồn nhiễu tương đương dạng Norton (H.2.8b) với nguồn dòng điện có mật độ phổ công suất:

$$G_i(f) = \frac{G_v(f)}{R^2} = \frac{2k\tau}{R} \quad (2.122)$$



a)



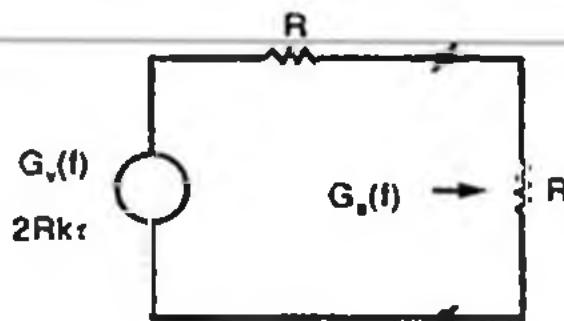
b)

Hình 2.8 Nguồn nhiễu nhiệt tương đương

a) Nguồn Thevenin; b) Nguồn Norton

Ngoài ra, khi nguồn nhiễu có tải phối hợp R thì mật độ phổ công suất nhiễu đặt trên tải là (H.2.9):

$$G_a(f) = \frac{G_v(f)}{4R} = \frac{k\tau}{2} \quad [W/Hz] \quad (2.123)$$

**Hình 2.9 Nguồn nhiễu nhiệt với tải phối hợp R**

Công suất này chỉ phụ thuộc nhiệt độ τ mà không phụ thuộc gì vào giá trị điện trở R .

b) Nhiễu trắng

Ngoài nhiễu nhiệt, trong thiết bị còn có nhiều nguồn nhiễu khác cũng có phân bố Gauss và mật độ phổ là hằng số trong một dải tần số rộng, ta gọi chung là nhiễu trắng.

Mật độ phổ công suất nhiễu trăng:

$$G(f) = \frac{1}{2}\eta \quad (2.124)$$

với: hệ số $\frac{1}{2}$ tương trưng cho nửa công suất ở vùng tần số dương và nửa công suất ở vùng tần số âm.

η - mật độ phổ công suất chỉ tương ứng với tần số dương.

Như vậy, nếu coi nhiễu nhiệt cũng là nhiễu trăng thì mật độ phổ công suất ứng với điện thế, dòng điện hoặc công suất cấp cho tải lần lượt là:

$$\eta_v = 4Rk\tau; \quad \eta_i = \frac{4k\tau}{R}; \quad \eta_a = k\tau \quad (2.125)$$

c) Bảng thông tin tương đương của nhiễu

Cho một nhiễu trăng phân bố Gauss có mật độ phổ công suất $G_x(f) = \eta/2$ đặt ở đầu vào $x(t)$ của một mạch lọc có hàm truyền $H(f)$. Tín hiệu nhiễu ở ngõ ra $y(t)$ cũng có phân bố Gauss có mật độ phổ công suất là:

$$G_y(f) = \frac{\eta}{2} |H(f)|^2 \quad (2.126)$$

và công suất nhiễu trung bình ở ngõ ra là:

$$\overline{y^2} = \frac{\eta}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} |H(f)|^2 df = \eta \int_0^{+\infty} |H(f)|^2 df \quad (2.127)$$

Ta nhận thấy rằng phân bố mật độ phổ công suất ở ngõ ra hoàn toàn giống như phổ tần số công suất của hàm truyền.

Đặt B_N là bảng thông tin tương đương của nhiễu ở ngõ ra, tính theo biểu thức:

$$B_N = \frac{1}{g} \int_0^{\infty} |H(f)|^2 df \quad (2.128)$$

với $g = |H(f)|_{\max}^2$ là hệ số công suất của hàm truyền ở tần số trung tâm của mạch lọc. Lúc này công suất nhiễu trung bình ở ngõ ra là:

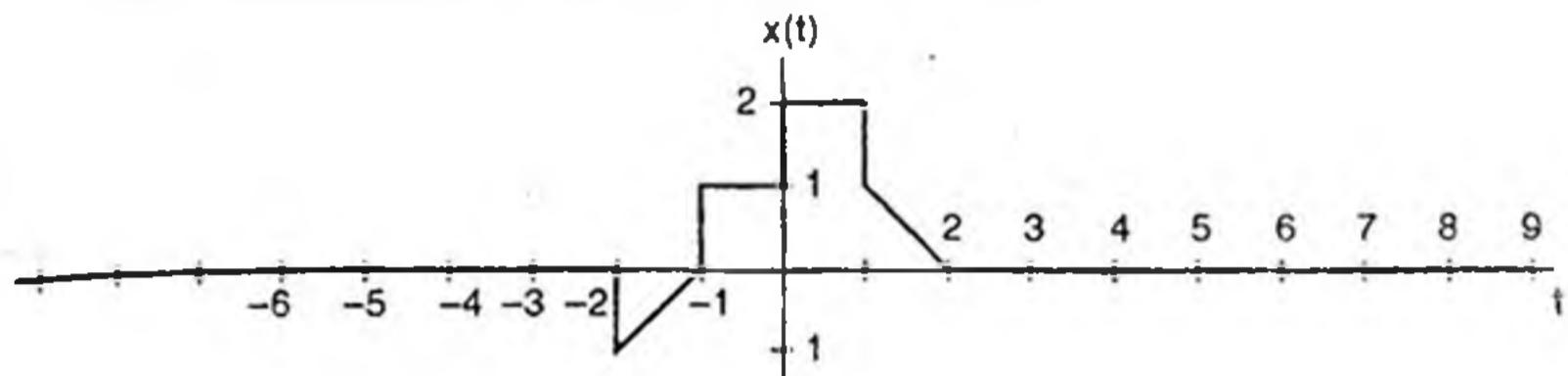
$$N = \overline{y^2} = g\eta B_N \quad (2.129)$$

$$\text{Độ lệch chuẩn: } \sigma_y = \sqrt{N} = \sqrt{g\eta B_N} \quad (2.130)$$

BÀI TẬP CHƯƠNG 2. TÍN HIỆU VÀ PHÔ

Bài tập 1:

Cho tín hiệu $x(t)$ có dạng sóng như hình vẽ.

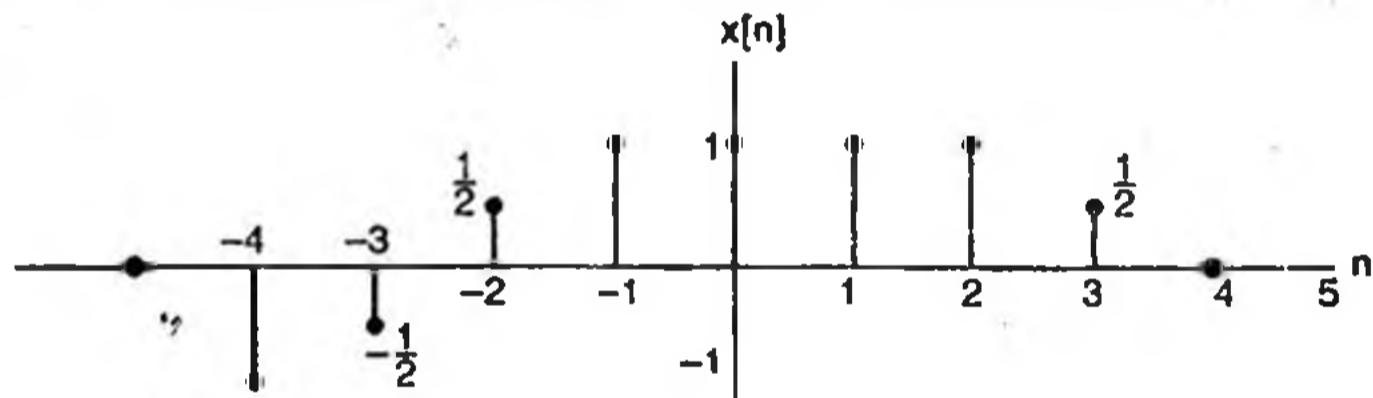


a/ Vẽ dạng sóng của tín hiệu $x(1-t/3)$.

b/ Vẽ dạng sóng của tín hiệu $x(t-2)[\delta(t-1/2) + u(3-t)]$.

Bài tập 2:

Cho tín hiệu rời rạc $x[n]$ có dạng sóng như hình vẽ.



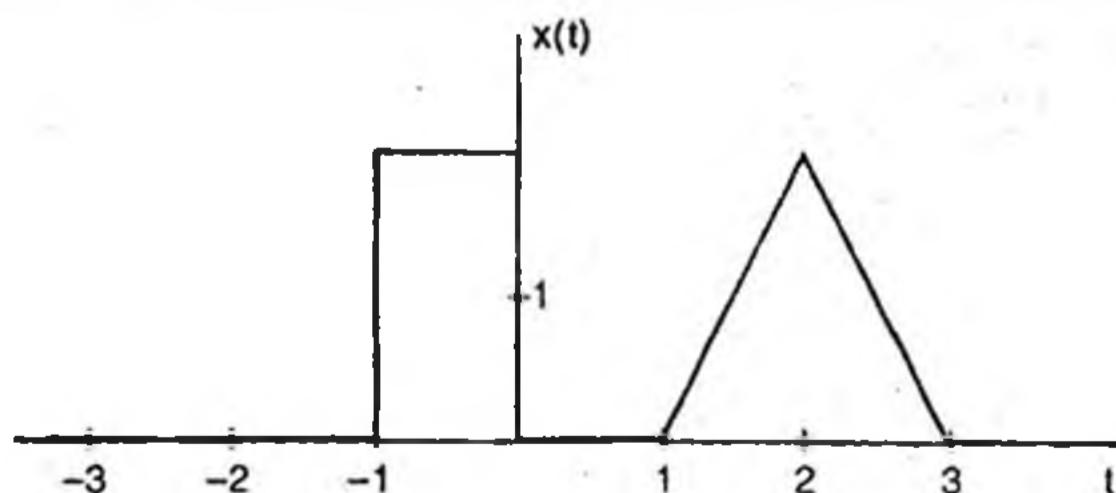
Vẽ các tín hiệu rời rạc sau:

a/ $x[2-n]$.

b/ $x[2n+1]$.

Bài tập 3:

Tìm thành phần chẵn và thành phần lẻ của tín hiệu $x(t)$ sau.



Bài tập 4:

Xét các đặc tính “có nhớ”, “bất biến theo thời gian”, “tuyến tính”, “nhân quả” và “ ổn định” của hệ thống nếu các đáp ứng ngoặt ra $y(t)$ hoặc $y[n]$ là các tín hiệu sau:

a/ $y(t) = x(t+3) - x(1-t)$

b/ $y[n] = (-1)^n x[n]$ với $x[n] \geq 0$

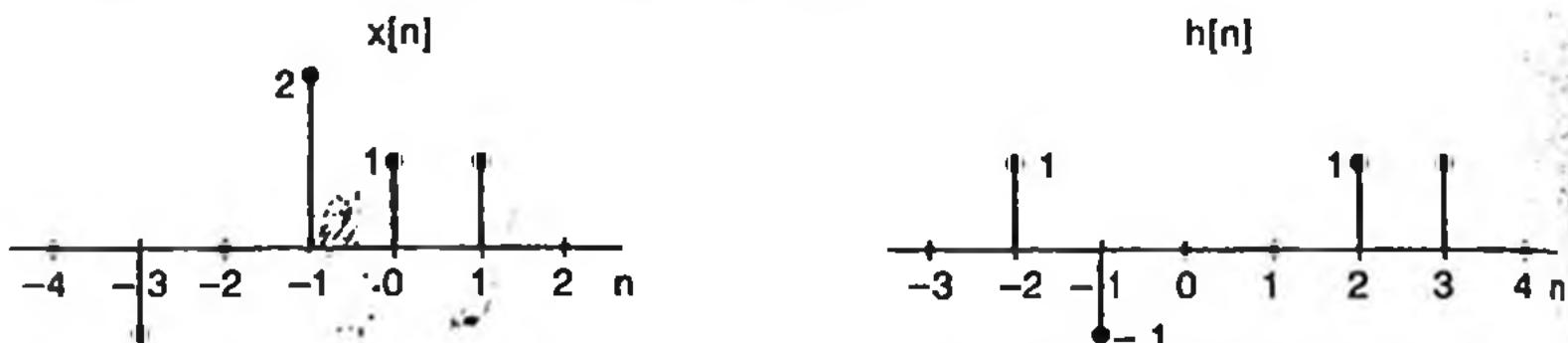
$2x[n]$ với $x[n] < 0$

c/ $y[n] = \sum_{k=n}^{\infty} x[k]$

Bài tập 5:

Tính các tích chập $y[n] = x[n]*h[n]$ của hai trường hợp:

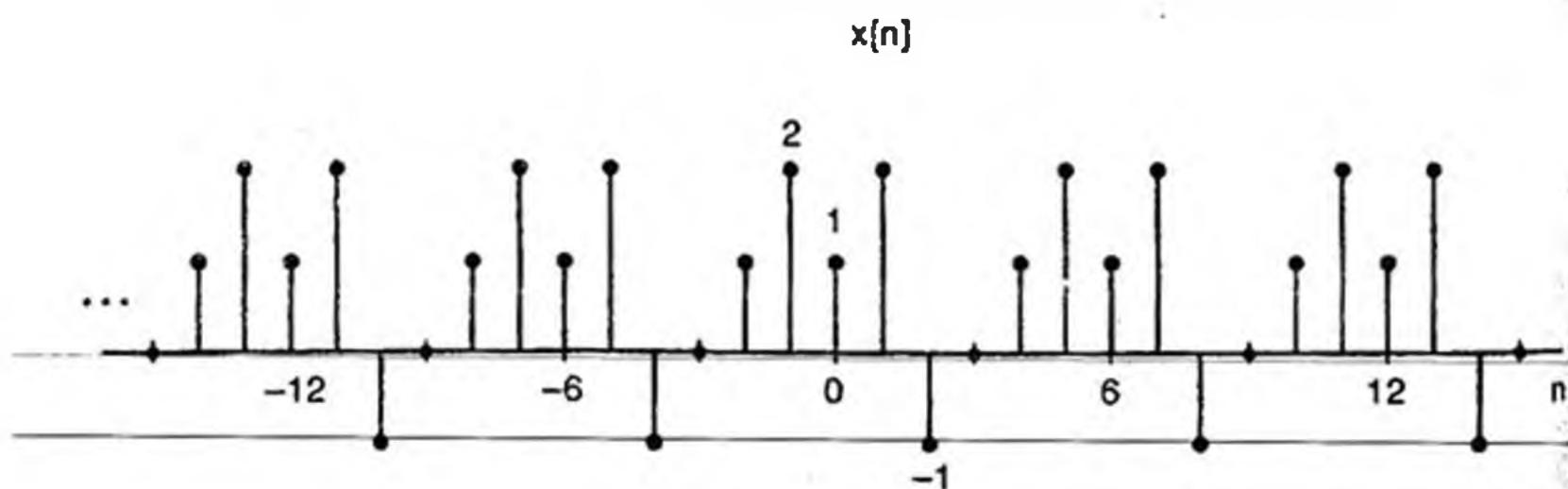
a/ $x[n]$ và $h[n]$ được vẽ ở hình sau.



b/ $x[n] = u[n+4] - u[n-1]$ và $h[n] = 2^n u[2-n]$.

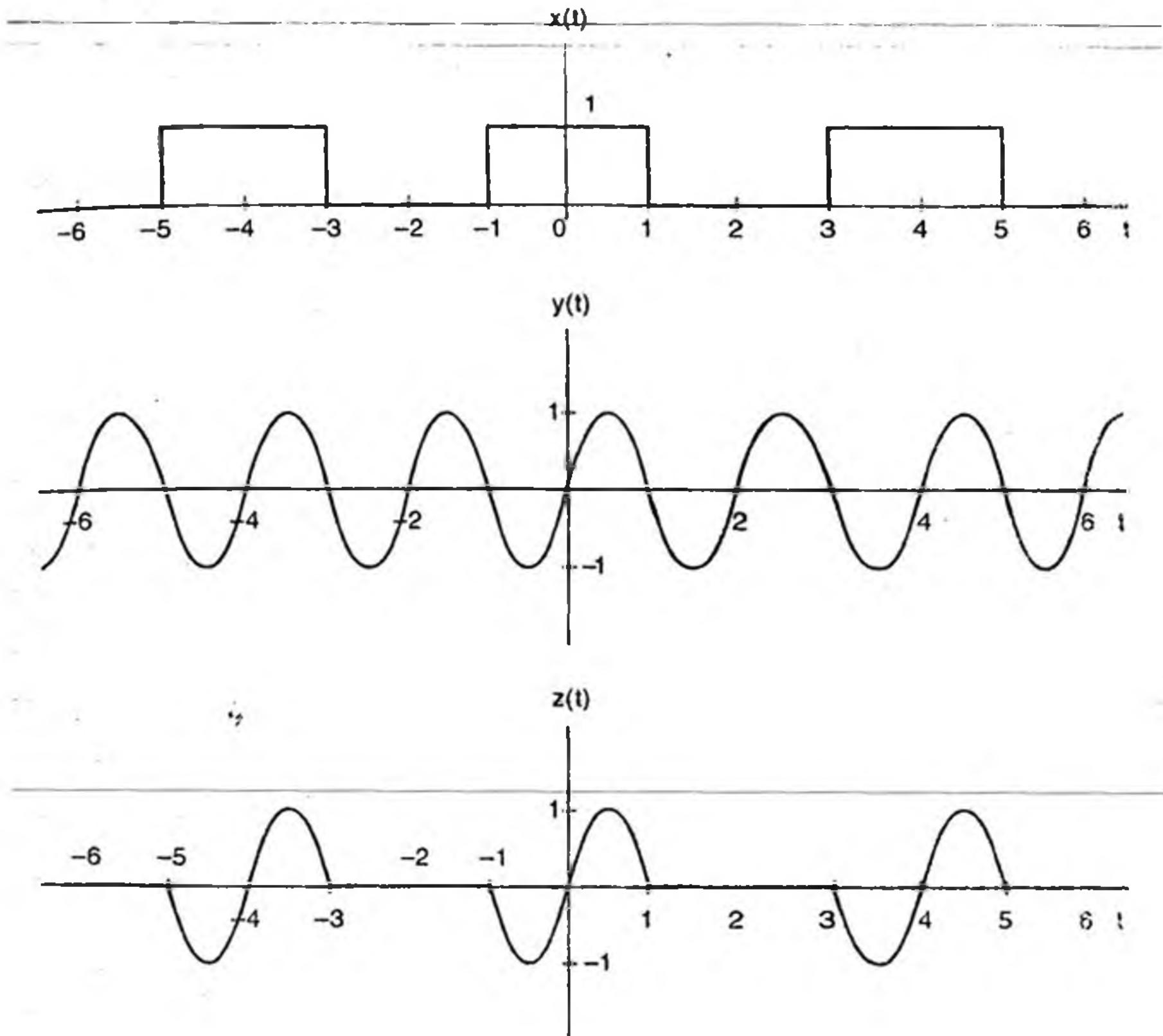
Bài tập 6:

Tính các hệ số Fourier của chuỗi tuần hoàn $x[n]$ được cho ở hình vẽ sau. Suy ra các thành phần biên độ và pha của mỗi hệ số.



Bài tập 7:

Xét các tín hiệu tuần hoàn và liên tục $x(t)$, $y(t)$ và $z(t)$ ở các hình sau:



a/ Xác định tần số cơ bản, chu kỳ và các hệ số chuỗi Fourier a_k của tín hiệu $x(t)$.

b/ Xác định tần số cơ bản, chu kỳ và các hệ số chuỗi Fourier b_k của tín hiệu $y(t)$.

c/ Xác định tần số cơ bản, chu kỳ của tín hiệu $z(t)$. Từ kết quả câu a/ và câu b/, xác định các hệ số chuỗi Fourier c_k của tín hiệu $z(t)$.

Bài tập 8:

Xét một hệ tuyến tính bất biến (LTI) và nhân quả có chuỗi tín hiệu vào $x[n]$ và chuỗi ra $y[n]$ liên quan nhau theo biểu thức sau:

$$y[n] - y[n-1]/4 = x[n] + 2x[n-4]$$

Tìm các hệ số chuỗi Fourier của tín hiệu ngõ ra $y[n]$ khi tín hiệu ngõ vào là:

$$x[n] = 2 + \sin(\pi n/4) - 2\cos(\pi n/2)$$

Bài tập 9:

Tìm các tín hiệu liên tục trong miền thời gian tương ứng với các hàm Fourier sau:

$$a/ X(j\omega) = j[\delta(\omega + 1) - \delta(\omega - 1)] - 3[\delta(\omega - \pi) + \delta(\omega + \pi)]$$

$$b/ X(j\omega) = 2\sin(2\omega - \pi/2)$$

Chương 3

THÔNG TIN TƯƠNG TỰ

Các tín hiệu vật lý trong tự nhiên phần lớn đều thuộc dạng tương tự (*analog*), có giá trị biến thiên liên tục theo thời gian, chẳng hạn tín hiệu âm thanh, hình ảnh, các đại lượng vật lý như nhiệt độ, áp suất,... Để có thể truyền đi các tín hiệu dưới dạng tương tự này, nhiều hình thức thông tin đã được nghiên cứu và phát triển ứng dụng trong nhiều thập niên vừa qua. Thông tin tương tự là dạng thức căn bản nhất bao gồm các vấn đề về khuếch đại, điều chế và giải điều chế tương tự, phân tích phổ tần số, lọc nhiễu,... Ngày nay, tuy kỹ thuật số đã và đang được triển khai ứng dụng trong mọi lĩnh vực, nhưng thông tin tương tự vẫn đóng một vai trò quan trọng trong hệ thống thông tin toàn cầu, nhất là ở các tuyến thông tin tần số siêu cao, nơi mà các vi mạch số bị giới hạn về mặt tần số. Ngoài ra, đặc tính phổ tần số hẹp, độ chọn lọc cao cũng là một ưu điểm của thông tin tương tự mà không đòi hỏi một cấu trúc mạch điện quá phức tạp.

3.1 ĐIỀU CHẾ TUYẾN TÍNH

Điều chế là quá trình làm biến đổi dạng tín hiệu sóng mang (*carrier*) tuân theo một đặc trưng nào đó của tín hiệu điều chế (*modulating signal*) hoặc của tin tức mà ta cần truyền đi. Mục tiêu chính của điều chế là tạo được một tín hiệu chứa nội dung tin tức nhưng có dạng thức phù hợp và có thể lan truyền được trong môi trường (tùy theo đặc tính vật lý của môi trường, dải tần số, khả năng chống nhiễu...)

Điều chế tuyến tính là phương thức đơn giản nhất của điều chế tương tự, trong đó phổ tín hiệu tin tức chỉ thuần túy dịch chuyển trên thang tần số mà không đổi dạng cấu trúc (chẳng hạn, điều chế

AM, DSB, SSB, VSB). Để xét phổ của tín hiệu đã điều chế, trước tiên chúng ta khảo sát loại tín hiệu dài băng và phép biến đổi của chúng.

1- Tín hiệu dải băng

Phản lén các tín hiệu sóng mang đã điều chế có phổ tần số được giới hạn trong một dải tần số nhất định, gọi là dải băng tần của tín hiệu.

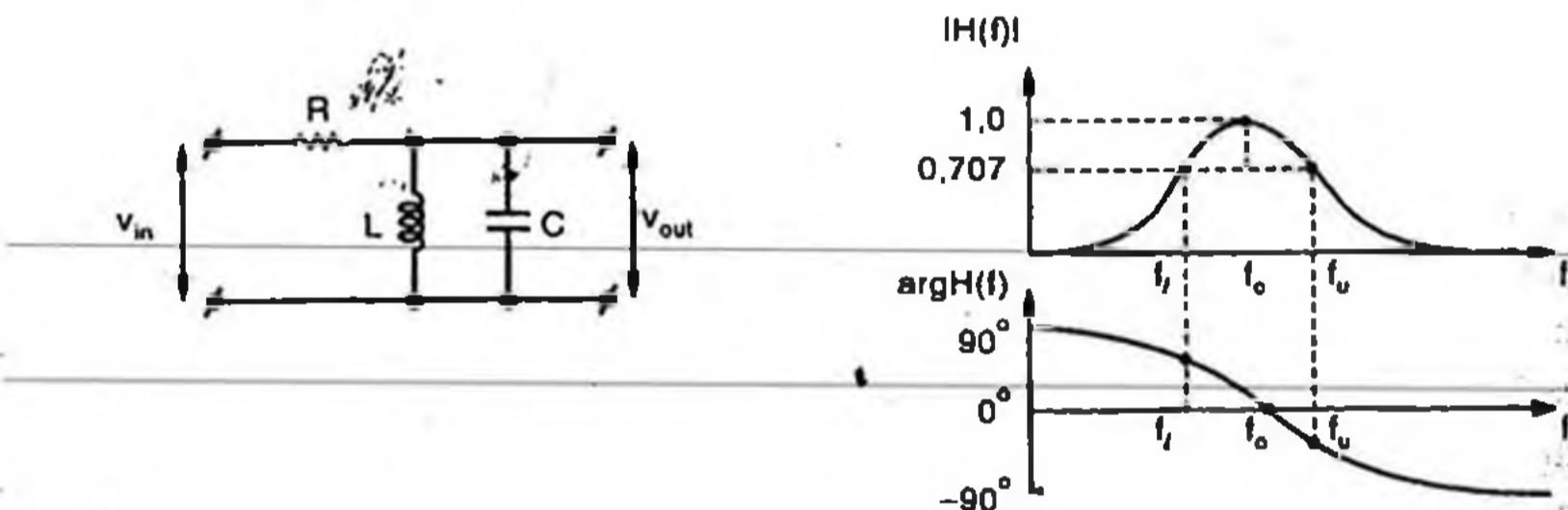
a) *Mạch lọc dài băng*

Mạch lọc cộng hưởng là dạng căn bản nhất của mạch lọc dải băng, được biểu diễn ở hình 3.1. Hàm truyền $H(f)$ của mạch là:

$$H(f) = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)} \quad (3.1)$$

trong đó: f_o - tần số cộng hưởng được xác định bởi: $f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$

Q - hệ số phẩm chất.



Hình 3.1 Mạch lọc công hưởng dài băng và đáp ứng tần số

Bảng thông số³ của mạch là khoảng cách từ tần số cắt thấp đến tần số cắt cao f_u :

$$B = f_u - f_l = \frac{f_o}{Q} \quad (3.2)$$

Thường thường, hệ số phẩm chất Q có giá trị từ 10 đến 100 nêu
bảng thông 3^{dB} thường chiếm khoảng từ 1% đến 10% của tần số
trung tâm (sóng mang).

Bảng 3.1 giới thiệu một số dải tần số căn bản và các dải băng tương ứng:

Bảng 3.1 Các dải tần số và dải băng

Dải tần số	Tần số sóng mang	Băng thông 3dB
Sóng dài	100 kHz	2 kHz
Sóng ngắn	5 MHz	100 kHz
VHF	100 MHz	2 MHz
Siêu cao tần	5 GHz	100 MHz
Sóng mm	100 GHz	2 GHz
Sóng quang	$5 \times 10^{14} \text{ Hz}$	10^{13} Hz

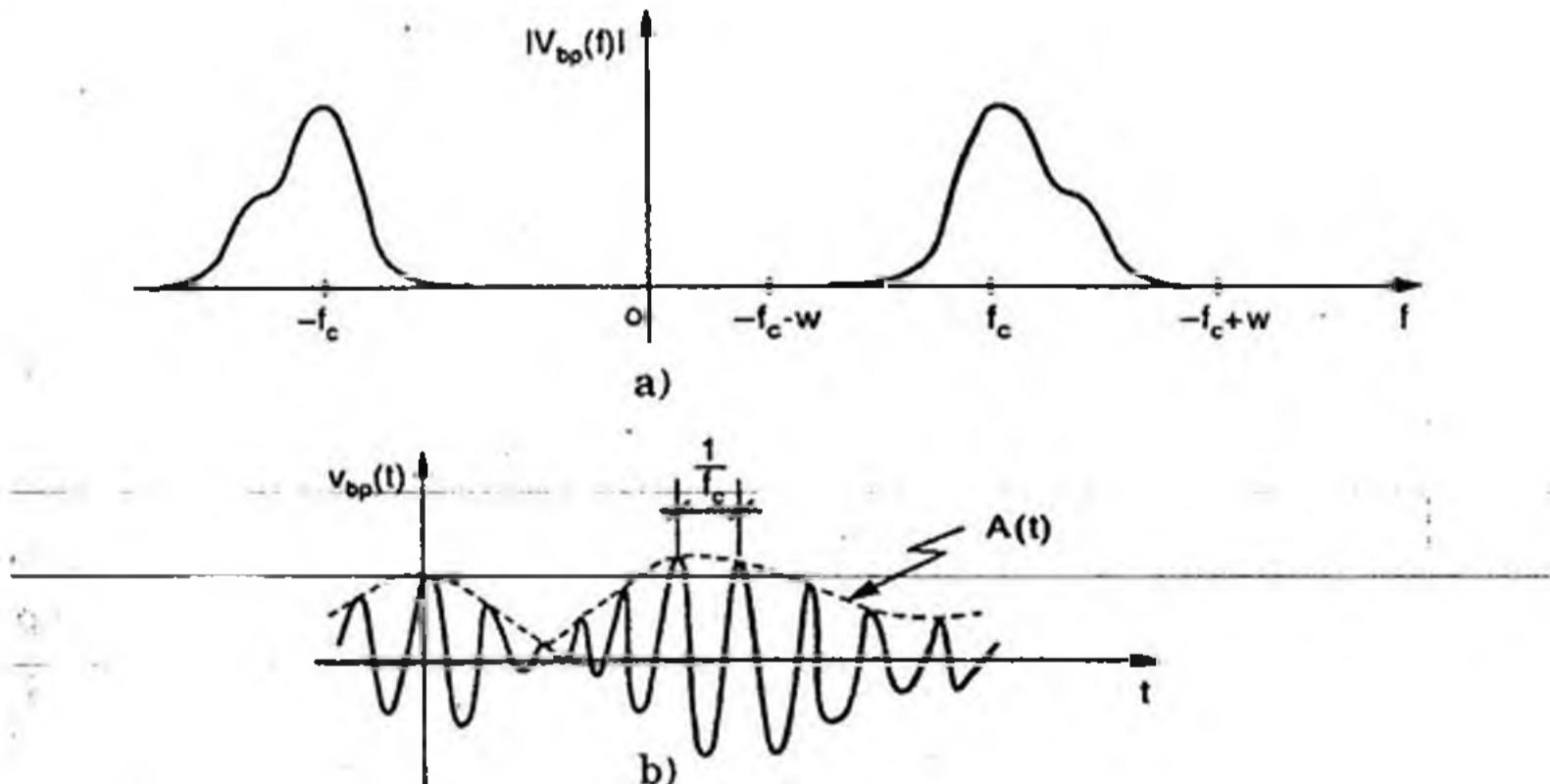
Ví dụ: Một tín hiệu xung rộng τ theo thời gian được xem tương đương có dải băng ở tần số thấp $B \geq 1/\tau$. Nếu dùng tín hiệu xung này để truyền trên sóng mang tần số f_c , muốn đạt hệ số phẩm chất dải băng là $Q > 10$, tần số sóng mang cần thiết là

$$f_c > QB \geq \frac{10}{\tau}$$

Chẳng hạn, một xung rộng 1μs có dải băng tương ứng là $B \geq 1MHz$ và cần một sóng mang $f_c \geq 10MHz$

b) Tín hiệu dải băng

Để phân tích đặc tính của một tín hiệu dải băng, phương pháp cơ bản là thực hiện phép biến đổi tương đương từ tín hiệu dải băng thành tín hiệu băng thấp (*bandpass-to-lowpass*) mà chúng ta đã biết cách phân tích ở chương 2.

**Hình 3.2 Dạng sóng và phổ tín hiệu dải băng**

Xét một tín hiệu năng lượng thực $v_{bp}(t)$ có phổ $V_{bp}(f)$ là dải băng được vẽ ở hình 3.2a và 3.2b. Với $v_{bp}(t)$ là tín hiệu thực, phổ $V_{bp}(f)$ có dạng đối xứng Hermite, do đó $|V_{bp}(f)|$ đối xứng qua gốc tọa độ.

Phổ của tín hiệu dải băng trong hình 3.2 được mô tả như sau:

$$V_{bp}(f) = 0 \begin{cases} |f| < f_c - W \\ |f| > f_c + W \end{cases} \quad (3.3)$$

Đây là tín hiệu dải băng có băng thông $2W$, tần số trung tâm f_c .

Trong miền thời gian, tín hiệu $v_{bp}(t)$ có thể được viết dưới dạng:

$$v_{bp}(t) = A(t) \cdot \cos[w_c t + \Phi(t)] \quad (3.4)$$

trong đó biên độ $A(t)$ và pha $\Phi(t)$ biến thiên theo thời gian

Biểu thức (3.4) được viết lại thành:

$$\begin{aligned} v_{bp}(t) &= A(t) \cos \Phi(t) \cdot \cos w_c t - A(t) \sin \Phi(t) \cdot \sin w_c t \\ &= v_i(t) \cdot \cos w_c t - v_q(t) \cdot \sin w_c t \end{aligned} \quad (3.5)$$

trong đó: $v_i(t) = A(t) \cos \Phi(t)$; $v_q(t) = A(t) \sin \Phi(t)$ (3.6)

Biểu thức (3.5) là một dạng biểu diễn khác của tín hiệu $v_{bp}(t)$, gọi là dạng sóng mang vuông pha (*quadrature - carrier*), để phân biệt với dạng biểu diễn module - argument ở (3.4). Các thành phần $v_i(t)$ và $v_q(t)$ được gọi là thành phần đồng pha (*in - phase*) và vuông pha (*quadrature*) của tín hiệu $v_{bp}(t)$.

Tương tự, từ (3.6) ta cũng suy ra quan hệ giữa $A(t)$ và $\Phi(t)$ với $v_i(t)$ và $v_q(t)$:

$$A(t) = \sqrt{v_i^2(t) + v_q^2(t)} \quad \text{và} \quad \Phi(t) = \arctg \frac{v_q(t)}{v_i(t)} \quad (3.7)$$

Từ (3.5), ta cũng suy ra biểu thức của phổ $V_{bp}(f)$:

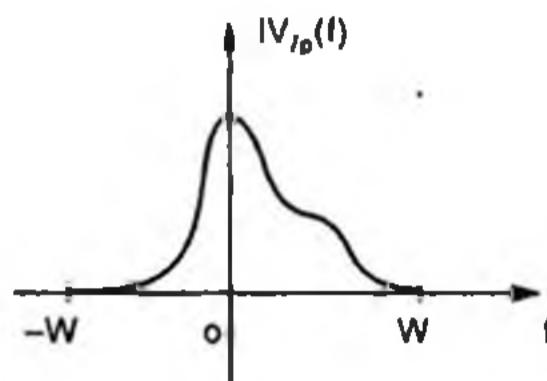
$$V_{bp}(f) = \frac{1}{2} [V_i(f - f_c) + V_i(f + f_c)] + \frac{j}{2} [V_q(f - f_c) - V_q(f + f_c)] \quad (3.8)$$

với $V_i(f)$ và $V_q(f)$ là ảnh Fourier của $v_i(t)$ và $v_q(t)$.

Từ (3.8) ta cũng nhận thấy rằng để $V_{bp}(f)$ là tín hiệu dải băng có phổ giới hạn bởi (3.3), các phổ $V_i(f)$ và $V_q(f)$ phải là tín hiệu băng tần:

$$V_i(f) = V_q(f) = 0 \quad \text{với} \quad |f| > W \quad (3.9)$$

Nói cách khác, tín hiệu dải băng $V_{bp}(f)$ tương đương hai thành phần tín hiệu băng thấp bị dịch tần lên vùng f_c , một thành phần đồng pha và một thành phần vuông pha.



Hình 3.3 Phổ của tín hiệu băng thấp tương đương

Ta định nghĩa một tín hiệu băng thấp có phổ tương đương như sau:

$$\begin{aligned} V_{lp}(f) &= \frac{1}{2}[V_i(f) + jV_q(f)] \\ &= V_{bp}(f + f_c) \cdot u(f + f_c) \end{aligned} \quad (3.10)$$

Phổ của $V_{lp}(f)$ được vẽ ở hình 3.3, là phần phổ dương của $V_{bp}(f)$ (H.3.2a) được dịch chuyển lùi về gốc tọa độ (tần số trung tâm = 0). Trong miền thời gian tín hiệu băng thấp tương đương $v_{lp}(t)$ có dạng:

$$v_{lp}(t) = F^{-1}[V_{lp}(f)] = \frac{1}{2}[v_i(t) + jv_q(t)] \quad (3.11)$$

Nhận thấy rằng, $v_{lp}(t)$ là một tín hiệu phức giả tưởng (không tồn tại trong thực tế), có phần thực là $\frac{1}{2}v_i(t)$ và phần ảo là $\frac{1}{2}v_q(t)$.

Ta cũng có thể biểu diễn $v_{lp}(t)$ ở (3.11) thành dạng hàm mũ phức

$$v_{lp}(t) = \frac{1}{2}A(t)e^{j\Phi(t)} \quad (3.12)$$

trong đó $v_{lp}(t)$ phụ thuộc vào biên độ $A(t)$ và pha $\Phi(t)$ của tín hiệu ban đầu.

Từ (3.4) và (3.12), có thể viết lại:

$$\begin{aligned} v_{bp}(t) &= \operatorname{Re}[A(t)e^{j(\omega_c t + \Phi(t))}] \\ &= 2\operatorname{Re}\left[\frac{1}{2}A(t)e^{j\omega_c t}e^{j\Phi(t)}\right] \\ &= 2\operatorname{Re}[v_{lp}(t)e^{j\omega_c t}] \end{aligned} \quad (3.13)$$

Biểu thức (3.13) là phép chuyển đổi từ băng thấp $v_{lp}(t)$ sang dải băng $v_{bp}(t)$ trong miền thời gian. Phép chuyển đổi tương đương trong miền tần số có thể được suy ra từ (3.8):

$$V_{bp}(f) = V_{lp}(f - f_c) + V_{lp}^*(-f - f_c) \quad (3.14)$$

Thành phần đầu trong (3.14) biểu diễn phần phổ dương của $V_{bp}(f)$ và thành phần sau biểu diễn phần phổ âm. Nếu chúng ta chỉ xét tín hiệu dải băng thực $v_{bp}(t)$, quan tâm đến phổ dương, ta có thể xem:

$$V_{bp}(f) = V_{lp}(f - f_c) \text{ với } f > 0 \quad (3.15)$$

c) Truyền tín hiệu qua mạch dải băng

Giả sử chúng ta có một tín hiệu vào dải băng $x_{bp}(t)$ được truyền qua một mạch có đáp ứng tần số $H_{bp}(f)$ cũng là dải băng, tín hiệu ở ngõ ra $y_{bp}(t)$ cũng sẽ là dải băng.

Quan hệ vào - ra trong dải băng như sau:

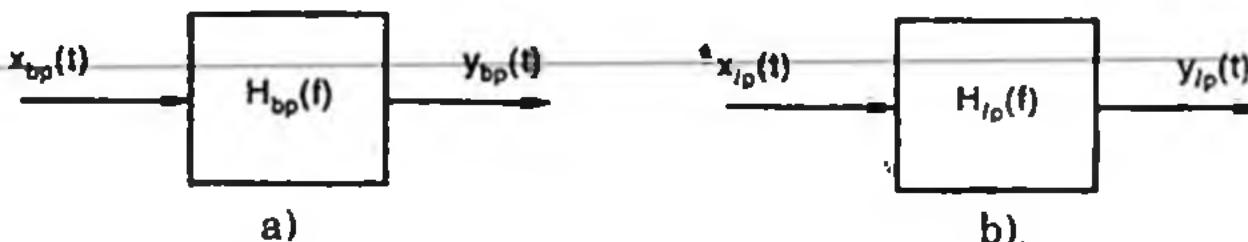
$$Y_{bp}(f) = H_{bp}(f) \cdot X_{bp}(f) \quad (3.16)$$

Tuy nhiên, dùng phép chuyển đổi tương đương từ dải băng về băng thấp, ta cũng có quan hệ tương tự:

$$Y_{lp}(f) = H_{lp}(f) \cdot X_{lp}(f) \quad (3.17)$$

$$\text{với } H_{lp}(f) = H_{bp}(f + f_c) \cdot u(f + f_c) \quad (3.18)$$

là phép chuyển đổi áp dụng cho hàm truyền.



Hình 3.4 Mô hình mạch dải băng và băng thấp

Các phương trình (3.17), (3.18) cho phép chúng ta có thể thay thế việc xét một mạch dải băng bằng việc xét một mạch băng thấp tương đương, như minh họa ở hình 3.4a và 3.4b. Kết quả nhận được ở ngõ ra của mạch băng thấp là $y_{lp}(t)$ có thể được chuyển đổi ngược lại để tìm $y_{bp}(t)$, theo các bước sau:

$$y_{lp}(t) = F^{-1}[Y_{lp}(f)] = F^{-1}[H_{lp}(f) \cdot X_{lp}(f)] \quad (3.19)$$

$$y_{bp}(t) = 2\operatorname{Re}[y_{lp}(t) \cdot e^{j\omega_c t}] \text{ (theo (3.13))} \quad (3.20)$$

Hoặc ta có thể tính được các thành phần $y_r(t)$ và $y_q(t)$ của $y_{bp}(t)$ từ tín hiệu $y_{lp}(t)$ căn cứ theo (3.11):

$$y_r(t) = 2\operatorname{Re}[y_{lp}(t)]; \quad y_q(t) = 2\operatorname{Im}[y_{lp}(t)] \quad (3.21)$$

Hoặc viết theo biểu thức biên độ $A_y(t)$ và pha $\Phi_y(t)$ của $y_{bp}(t)$;
căn cứ theo (3.7):

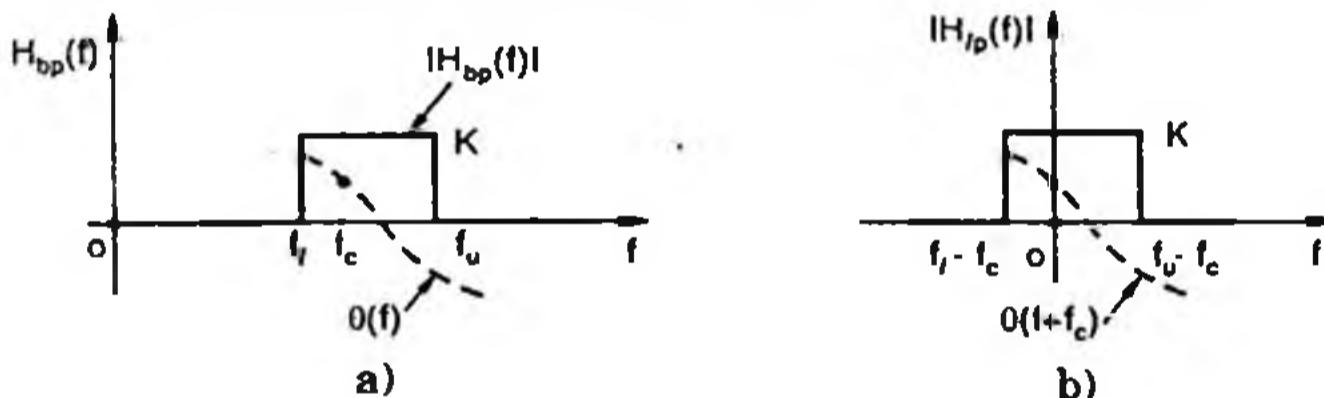
$$A_y(t) = 2|y_{lp}(t)|; \quad \Phi_y(t) = \arg[y_{lp}(t)] \quad (3.22)$$

Ví dụ: Xét một mạch dải băng với hàm truyền $H_{bp}(f)$ có biên độ không đổi nhưng pha $\theta(f)$ biến thiên phi tuyến theo tần số.

Ta có thể viết hàm truyền dạng:

$$H_{bp}(f) = K e^{j\theta(f)} \text{ với } f_l < |f| < f_u$$

Đồ thị biên độ và pha của $H_{bp}(f)$ được vẽ ở hình 3.5a.



“ **Hình 3.5 a) Hàm truyền dải băng $H_{bp}(f)$**
b) Hàm truyền băng thấp tương đương $H_{lp}(f)$ ”

Dùng phép biến đổi ở (3.10) ta có:

$$H_{lp}(f) = K e^{j\theta(f+f_c)} \cdot u(f+f_c) \text{ với } f_l - f_c < f < f_u - f_c$$

Đồ thị biên độ và pha của $H_{lp}(f)$ được vẽ ở hình 3.5b.

Nếu sự biến thiên của pha $\theta(f)$ là tương đối ít phi tuyến, ta có thể viết gần đúng:

$$\theta(f+f_c) \approx -2\pi(t_0 f_c + t_1 f)$$

với

$$t_0 = -\frac{\theta(f_c)}{2\pi f_c}; \quad t_1 = -\frac{1}{2\pi} \left. \frac{d\theta(f)}{df} \right|_{f=f_c}$$

Để hiểu rõ hơn về thông số t_0 và t_1 , ta giả sử tín hiệu đặt vào mạch dải băng là tín hiệu có góc pha bằng 0:

$$x_{bp}(t) = A_x(t) \cos \omega_c t$$

Vì góc pha ban đầu bằng 0 nên $x_{bp}(t)$ chỉ có thành phần $x_{i_{bp}}(t)$, còn $x_{q_{bp}}(t) = 0$

Theo (3.11) ta có:

$$x_{lp}(t) = \frac{1}{2}x_{i_{bp}}(t) = \frac{1}{2}A_x(t)$$

Ngõ ra của mạch tương đương băng thấp là:

$$\begin{aligned} Y_{lp}(f) &= K \cdot e^{j\alpha(f+f_c)} \cdot X_{lp}(f) \approx K \cdot e^{-j2\pi(t_0 f_c + t_1 f)} \cdot X_{lp}(f) \\ &\approx K \cdot e^{-jw_c t_0} \cdot [X_{lp}(f) \cdot e^{-j2\pi f t_1}] \end{aligned}$$

Biểu thức $X_{lp}(f) \cdot e^{-j2\pi f t_1}$ tương ứng với phép dịch chuyển theo thời gian của $x_{lp}(t)$ một đoạn t_1 , do đó:

$$y_{lp}(t) \approx K e^{-jw_c t_0} \cdot x_{lp}(t - t_1) = K e^{-jw_c t_0} \cdot \frac{1}{2} A_x(t - t_1)$$

Dùng (3.13) để chuyển đổi về tín hiệu dải băng:

$$y_{bp}(t) \approx K \cdot A_x(t - t_1) \cdot \cos w_c(t - t_0)$$

Ta nhận thấy, tín hiệu ngõ ra $y_{bp}(t)$ có:

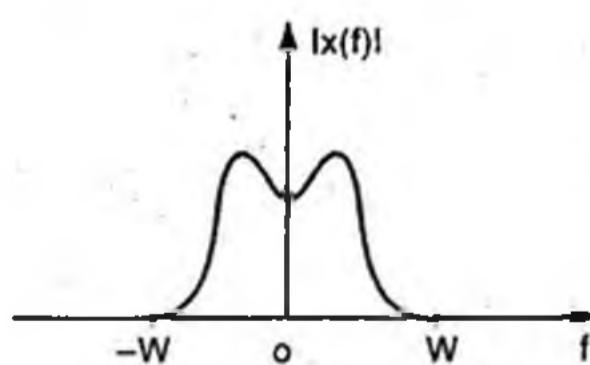
- Trễ pha của sóng mang theo thời gian một đoạn t_0 .
- Trễ pha của biên độ theo thời gian một đoạn t_1 , được gọi là trễ pha nhóm.

2- Điều chế biên độ song biên

Có hai phương pháp điều chế biên độ song biên: điều chế biên độ thông thường AM (*amplitude modulation*) và điều chế song biên triệt sóng mang DSB (*double side band*). Chúng ta sẽ lần lượt khảo sát đặc tính của chúng.

a) Quy ước về tín hiệu tin tức điều chế

Tín hiệu tin tức $x(t)$ được giả thiết có dải tần số giới hạn trong băng thông W , ngoài dải tần số trên, phổ của tin tức là không đáng kể. Một ví dụ về phổ tần số tín hiệu tin tức được vẽ ở hình 3.6.



Hình 3.6 Tín hiệu tin tức với dải tần W

Ta cũng giả thiết $x(t)$ được chuẩn hóa về biên độ, nghĩa là:

$$|x(t)| \leq 1 \quad (3.23)$$

Điều này dẫn đến giới hạn trên của công suất trung bình của tín hiệu tin tức:

$$S_x = \langle x^2(t) \rangle \leq 1 \quad (3.24)$$

Mặt khác, để đơn giản hóa quá trình phân tích, ta giả thiết tín hiệu tin tức $x(t)$ là một hình sin thuần túy có tần số w_m :

$$x(t) = A_m \cos w_m t$$

với: $A_m \leq 1, f_m < W$ (3.25)

hoặc $x(t)$ là một tổ hợp của nhiều thành phần hình sin:

$$x(t) = A_1 \cos w_1 t + A_2 \cos w_2 t + \dots \quad (3.26)$$

với $A_1 + A_2 + \dots \leq 1$ để thỏa mãn (3.23).

b) Điều chế AM

Trong điều chế AM, biên độ của sóng mang biến thiên đồng dạng với dạng sóng của tín hiệu tin tức. Nếu gọi A_c là biên độ ban đầu của sóng mang thì biên độ của sóng mang đã điều chế là:

$$A(t) = A_c [1 + \mu x(t)] \quad (3.27)$$

với $\mu = \frac{A_m}{A_c}$ là hệ số điều chế.

Biểu thức chung của tín hiệu AM là:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c [1 + \mu x(t)] \cos w_c t \\ &= A_c \cos w_c t + A_c \mu x(t) \cos w_c t \end{aligned} \quad (3.28)$$

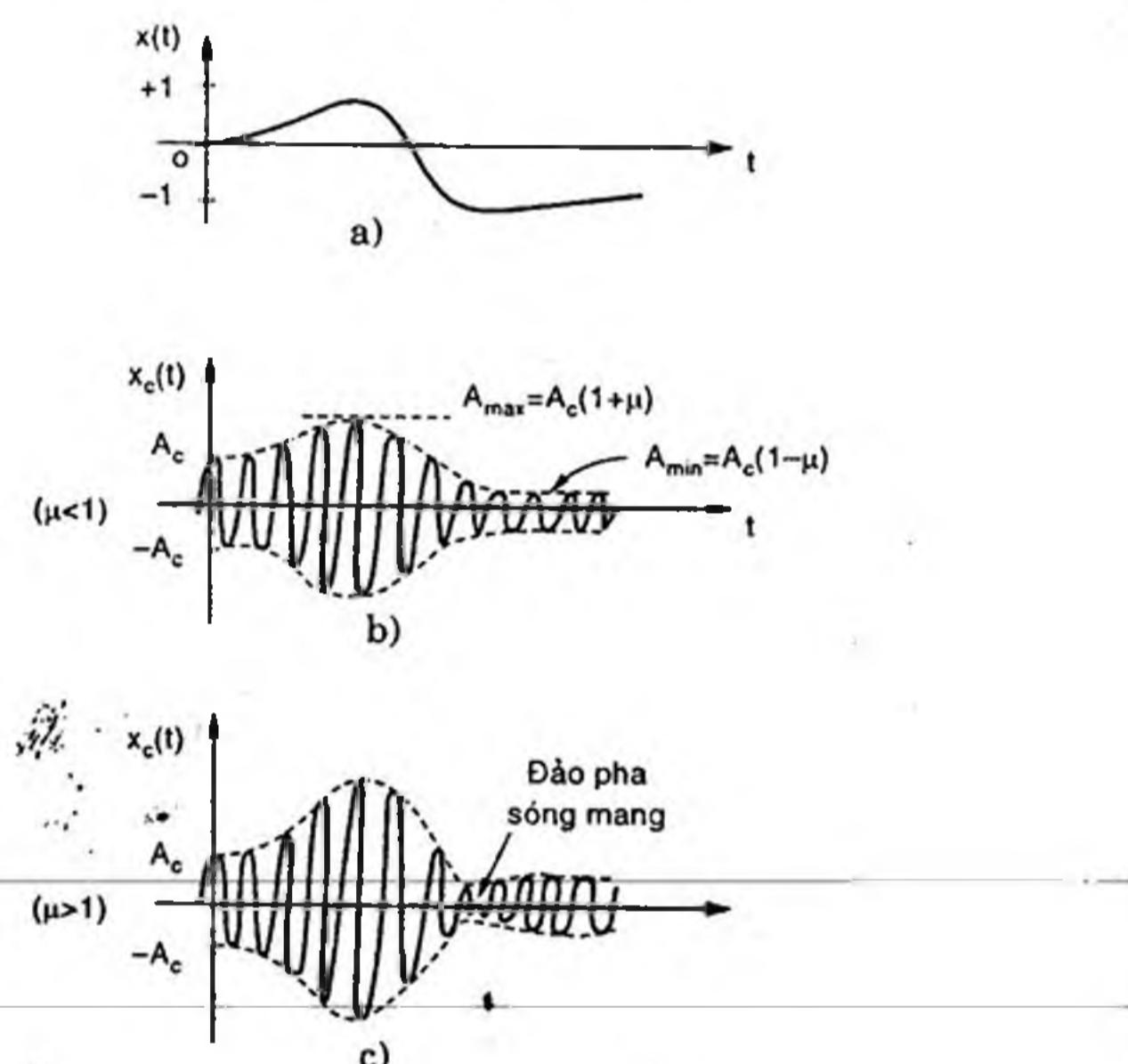
Ta thấy $x_c(t)$ chỉ có biên độ thay đổi mà pha không hề thay đổi ($\Phi = 0$), do đó; theo (3.5) và (3.6); ta có:

$$\begin{aligned} x_{ci}(t) &= A(t) \cos \Phi(t) = A(t) \\ x_{cq}(t) &= A(t) \sin \Phi(t) = 0 \end{aligned} \quad (3.29)$$

Khi $\mu < 1$, sự biến thiên biên độ sóng mang hoàn toàn đồng dạng với tín hiệu tin tức $x(t)$, nên ở nơi thu ta có thể dùng mạch tách sóng đường bao (*envelope detector*) để khôi phục lại tín tức. Ngoài ra, điều kiện $f_c \gg W$ (tần số sóng mang rất lớn so với tần số của tin tức) cho phép việc tách sóng biên độ được chính xác (H.3.7b)

Khi $\mu < 1$, biên độ sóng AM biến thiên giữa $A_{min}=0$ và $A_{max}=2A_c$.

Khi $\mu > 1$, xảy ra sự đảo pha sóng mang của tín hiệu AM (H.3.7c) khiến cho biên độ sóng mang bị triệt tiêu tại một thời điểm và quá trình tách sóng biên độ sẽ làm méo dạng tin tức.



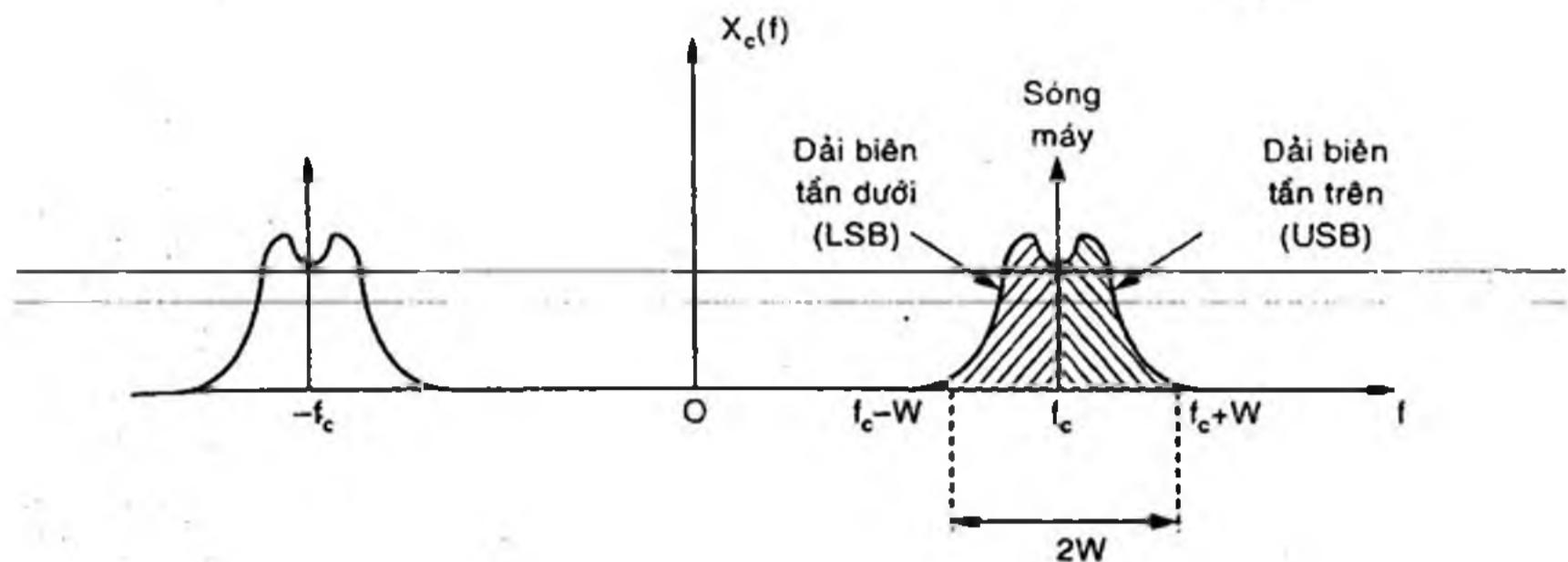
Hình 3.7 a) Tín hiệu tin tức; b) Tín hiệu AM với $\mu < 1$
c) Tín hiệu AM với $\mu > 1$

Biểu thức (3.28) viết trong miền tần số dương trở thành:

$$X_c(f) = \frac{1}{2}A_c \cdot \delta(f - f_c) + \frac{\mu}{2}A_c \cdot X(f - f_c) \quad f > 0 \quad (3.30)$$

trong đó, chỉ có thành phần phổ dương được kể đến và thành phần $X(f - f_c)$ chính là phổ của tin tức $X(f)$ bị dịch chuyển đến điểm tần số f_c (tương ứng với phép nhân giữa $x(t)$ với sóng mang $\cos\omega_c t$).

Phổ toàn bộ của $X_c(f)$ được vẽ ở hình 3.8



Hình 3.8 Phổ tin hiệu AM

Ta nhận thấy rằng phổ AM gồm một vạch sóng mang f_c và các dải biên tần trên và dưới (USB và LSB) chung quanh f_c . Đây là đặc tính của kiểu điều chế song biên. Băng thông của tín hiệu AM là:

$$B_T = 2W \quad (3.31)$$

Vậy, tín hiệu AM cần một băng thông gấp hai lần băng thông của tín tức $x(t)$.

Công suất trung bình của tín hiệu AM là:

$$\begin{aligned} S_T &= \langle x_c^2(t) \rangle = \left\langle [A_c \cos w_c t + A_c \mu x(t) \cdot \cos w_c t]^2 \right\rangle \\ &= \left\langle A_c^2 \cdot [1 + \mu x(t)]^2 \cdot \cos^2 w_c t \right\rangle \\ &= \left\langle A_c^2 [1 + \mu^2 x^2(t) + 2\mu x(t)] \cdot \frac{1 + \cos 2w_c t}{2} \right\rangle \\ &= \frac{A_c^2}{2} + \frac{\mu^2 A_c^2}{2} \langle x^2(t) \rangle + \mu A_c^2 \langle x(t) \rangle \end{aligned} \quad (3.32)$$

Mặt khác, nếu tín tức $x(t)$ có giá trị trung bình $\langle x(t) \rangle = 0$ và công suất chuẩn hóa là $S_x = \langle x^2(t) \rangle$, ta viết được:

$$S_T = \frac{1}{2} A_c^2 (1 + \mu^2 S_x) \quad (3.33)$$

Gọi công suất của sóng mang là:

$$P_c = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (3.34)$$

và công suất của mỗi dải biên là:

$$P_{sb} = \frac{1}{4} A_c^2 \mu^2 S_x = \frac{1}{2} \mu^2 S_x P_c \quad (3.35)$$

thì (3.33) viết lại thành:

$$S_T = P_c + 2P_{sb} \quad (3.36)$$

Ta nhận thấy rằng với $x(t)$ có dạng bất kỳ bị giới hạn bởi điều kiện $|x(t)| \leq 1$, thì $|\mu x(t)| \leq 1$ và $\mu^2 S_x \leq 1$, từ (3.35) suy ra: $P_{sb} \leq \frac{1}{2} P_c$

Kết hợp với (3.36), ta suy ra:

$$\begin{cases} P_c = S_T - 2P_{sb} \geq \frac{1}{2} S_T \\ P_{sb} \leq \frac{1}{4} S_T \end{cases} \quad (3.37)$$

Vậy, tối thiểu 50% công suất dài phát AM được dùng để phát công suất sóng mang mà không hề chứa thông tin nào về tín hiệu tín tức $x(t)$.

c) Điều chế DSB

Nhược điểm chính của điều chế AM là sự lãng phí công suất phát do sóng mang mà không chứa đựng thông tin. Một cải tiến là loại bỏ thành phần sóng mang trong tín hiệu điều chế, lúc này biểu thức tín hiệu điều chế (3.28) trở thành:

$$x_c(t) = A_c \cdot x(t) \cdot \cos \omega_c t \quad (3.38)$$

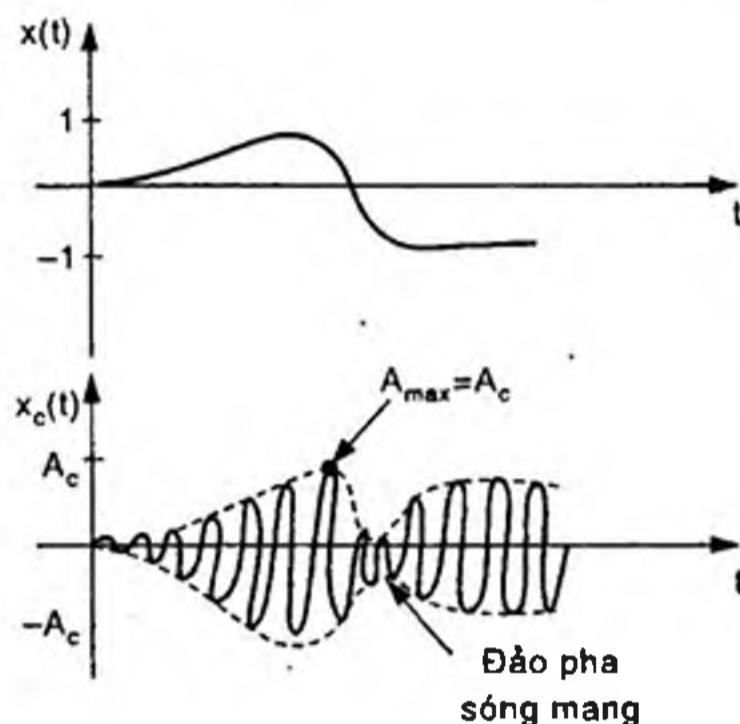
Phương pháp này gọi là điều chế song biên triệt sóng mang (DSB-SC: Double Side Band-Suppressed Carrier, hoặc viết tắt là DSB).

Phổ tần số của (3.38) trở thành (chỉ xét phổ dương):

$$X_c(f) = \frac{1}{2} A_c \cdot X(f - f_c) \text{ với } f > 0 \quad (3.39)$$

Dạng phổ DSB giống dạng phổ của tín hiệu AM ở hình 3.8, chỉ khác vạch phổ sóng mang ở tần số f_c bị loại bỏ. Băng thông của tín hiệu DSB không đổi so với băng thông tín hiệu AM và bằng $2W$ (xem hình 3.8).

Dạng sóng thời gian của tín hiệu DSB được vẽ ở hình 3.9, trong đó biên độ sóng mang biến thiên theo $|x(t)|$ chứ không phải theo $x(t)$ như đối với tín hiệu AM. Ngoài ra, còn chú ý rằng có sự đảo pha sóng mang khi $x(t)$ đi ngang qua điểm 0. Do đó, việc giải điều chế DSB không thể thực hiện bằng phép tách sóng đường bao thông thường.

**Hình 3.9 Dạng sóng tín hiệu DSB**

Công suất phát DSB chỉ bao gồm công suất tín hiệu ở hai dải biên:

$$S_T = 2P_{sb} = \frac{1}{2}A_c^2 \cdot S_x \quad (\text{theo (3.35) với } \mu = 1) \quad (3.40)$$

hoặc: $P_{sb} = \frac{1}{4}A_c^2 S_x$ (3.41)

Ngoài ra, còn nhận xét thêm như sau:

Nếu xét trên cơ sở công suất phát của đài là cố định, có mức công suất định, là A_{max}^2 , với từng kiểu điều chế AM và DSB, ta có:

- Với AM: $A_{max} = A_c [1 + \mu x(t)]_{\max} = 2A_c$

- Với DSB: $A_{max} = A_c [x(t)]_{\max} = A_c$

Ta suy ra: $\frac{P_{sb}}{A_{max}^2} = \begin{cases} S_x / 16 & \text{với AM (có } \mu = 1) \\ S_x / 4 & \text{với DSB} \end{cases}$ (3.42)

Vậy, với cùng một giới hạn và công suất đài phát (A_{max}^2), điều chế DSB cho phép công suất phát dải biên tăng gấp bốn lần so với công suất dải biên của AM.

Ví dụ: Xét một máy phát có mức công suất phát giới hạn là $S_T \leq 3kW$ và mức công suất định giới hạn là $A_{max}^2 \leq 8kW$. Ta lần lượt xét khả năng sử dụng máy phát này cho tín hiệu DSB và tín hiệu AM.

Giả sử tín hiệu tin tức là một hình sin biên độ chuẩn $A_m = 1$, do đó, công suất tin tức là:

$$S_x = \frac{1}{2}A_m^2 = \frac{1}{2}$$

Nếu dùng phương pháp điều chế DSB, công suất mỗi dải biên bị các giới hạn:

$$P_{sb} = \frac{1}{2}S_T \leq \frac{1}{2} \times 3 \text{ kW} = 1,5 \text{ kW}$$

$$P_{sb} = A_{\max}^2 \cdot \frac{S_x}{4} = \frac{1}{8}A_{\max}^2 \leq \frac{1}{8} \times 8 \text{ kW} = 1 \text{ kW} \text{ (theo (3.42))}$$

do đó, giới hạn chung là $P_{sb} \leq 1 \text{ kW}$

Nếu dùng phương pháp điều chế AM (với $\mu = 1$)

$$P_{sb} = \frac{1}{2}\mu^2 S_x P_c = \frac{1}{2} \times \frac{1}{2} \times P_c = \frac{P_c}{4} \text{ (theo 3.35))}$$

mặt khác: $S_T = P_c + 2P_{sb} = 6P_{sb} \Rightarrow P_{sb} = \frac{S_T}{6} \leq \frac{3 \text{ kW}}{6} = 0,5 \text{ kW}$

$$P_{sb} = A_{\max}^2 \cdot \frac{S_x}{16} = \frac{A_{\max}^2}{32} \leq \frac{8 \text{ kW}}{32} = 0,25 \text{ kW} \text{ (theo (3.42))}$$

do đó, giới hạn chung là $P_{sb} \leq 0,25 \text{ kW}$

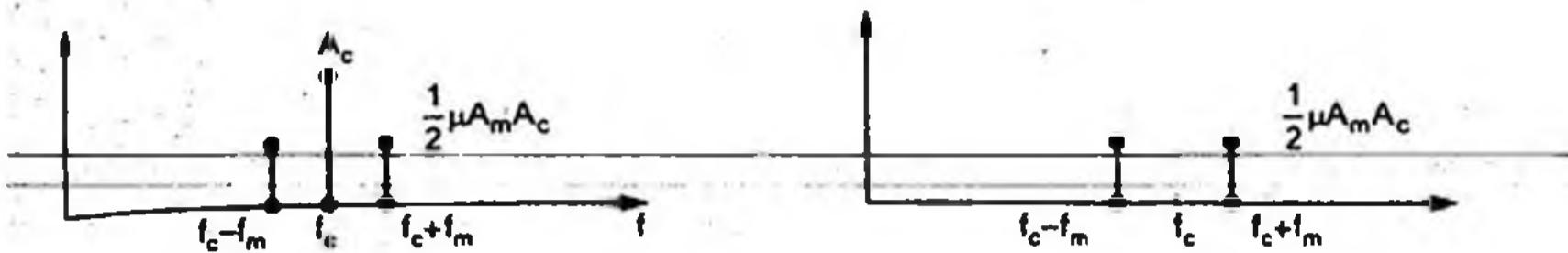
Vậy, điều chế AM chỉ cho phép phát 25% công suất tín hiệu tương đương so với điều chế DSB với cùng một dải phát có các giới hạn công suất như nhau.

* Trường hợp đặc biệt: Tín hiệu tin tức $x(t)$ là một tín hiệu sin thuần túy: $x(t) = A_m \cos w_m t$

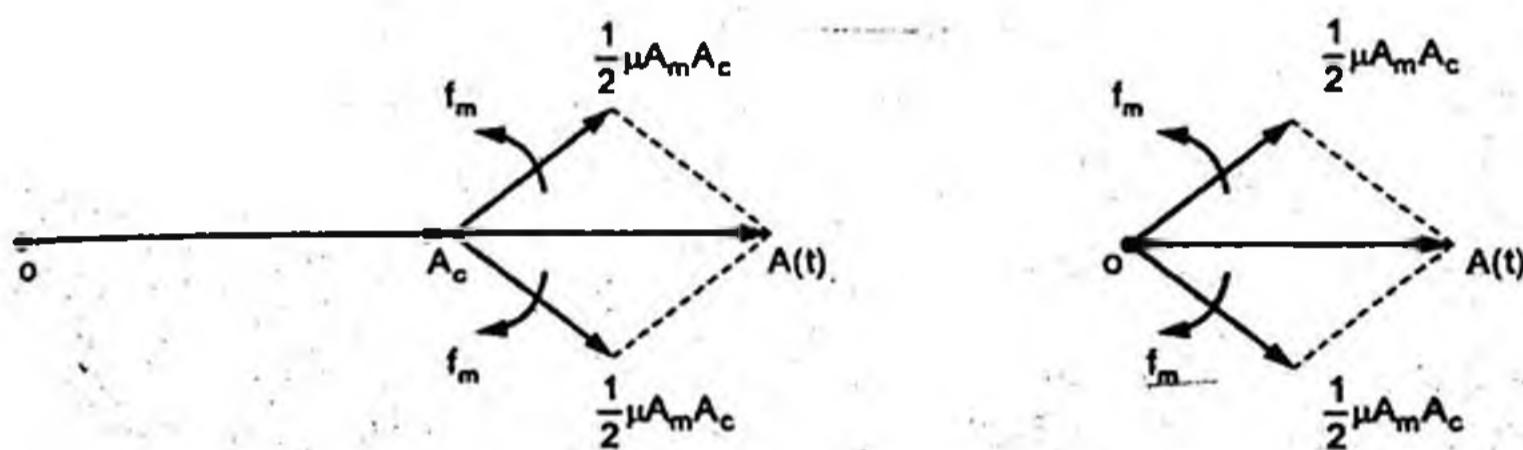
Lúc này, tín hiệu DSB là:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c A_m \cos w_m t \cos w_c t \\ &= \frac{A_c A_m}{2} \cos(w_c - w_m)t + \frac{A_c A_m}{2} \cos(w_c + w_m)t \end{aligned} \quad (3.43)$$

Nếu so với biểu thức $x_c(t)$ trong điều chế toàn sóng AM, ta nhận thấy thành phần phổ sóng mang thuần túy ở tần số w_c đã bị loại bỏ và do đó tín hiệu $x_c(t)$ chỉ có hai dải biên là hai vạch phổ ở tần số $w_c \pm w_m$.



Hình 3.10 Phổ của tín hiệu điều chế AM và DSB với tín hiệu tin tức đơn tần (sin thuần túy)



Hình 3.11 Giản đồ vector quay biểu diễn tín hiệu điều chế AM và DSB đơn tần

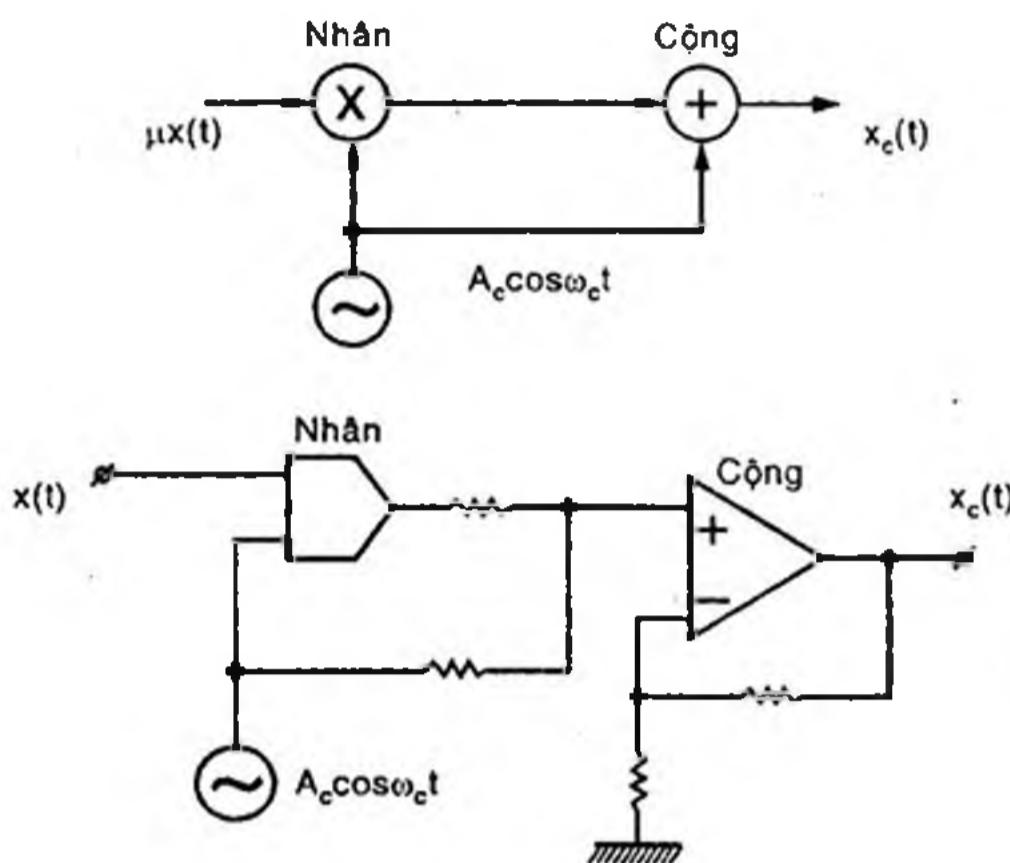
Phổ của tín hiệu điều chế AM và DSB với tín hiệu tin tức đơn tần được vẽ ở hình 3.10a và 3.10b. Tương tự, vì các tín hiệu đều là hình sin thuần túy, nên ta có thể biểu diễn $x_c(t)$ là tổng của các vector quay sóng mang và các dải biên, tương ứng với kiểu điều chế AM và DSB ở trong hình 3.11a và 3.11b.

d) Mạch điều chế song biên

Tín hiệu đã điều chế song biên (AM hoặc DSB) có phổ gồm các dải biên được sinh ra mà phổ của sóng mang hoặc tín hiệu tin tức ban đầu không có. Do đó, quá trình điều chế phải là một quá trình phi tuyến. Các mạch điều chế được phân chia thành các dạng sau:

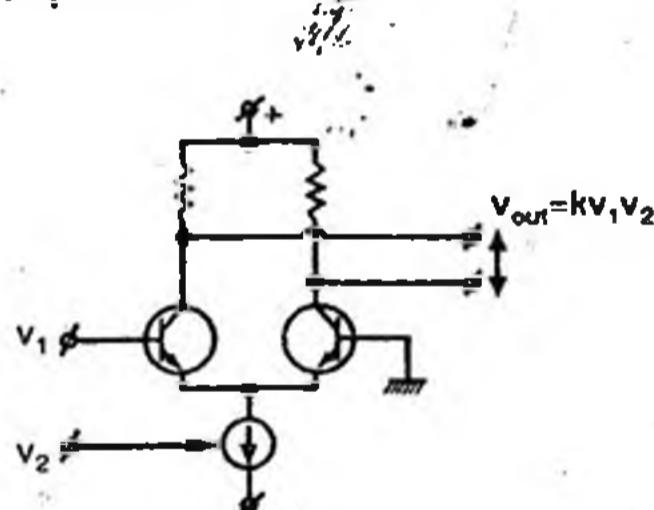
* Mạch điều chế nhân

Hình 3.12a và 3.12b là sơ đồ khối và sơ đồ mạch điện của mạch điều chế AM, thực hiện phép tính $x_c(t) = A_c \cos \omega_c t + \mu x(t) A_c \cos \omega_c t$, gồm các khối nhân và cộng. Với kiểu điều chế DSB, sơ đồ mạch cũng tương tự nhưng chỉ gồm khối nhân thuần túy $x_c(t) = x(t) \cdot A_c \cos \omega_c t$.

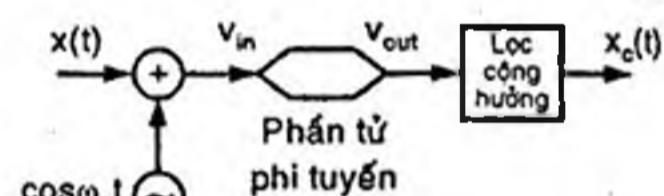


Hình 3.12 Sơ đồ khối và sơ đồ mạch điện của mạch điều chế AM

Một dạng khác của mạch điều chế nhân là phương pháp điều khiển độ hổ dãn của các phần tử tích cực, như mạch nhân dùng BJT được vẽ ở **Hình 3.13**.



Hình 3.13 Mạch nhân điều khiển độ hổ dãn



Hình 3.14 Sơ đồ khối và sơ đồ mạch điều chế bậc 2

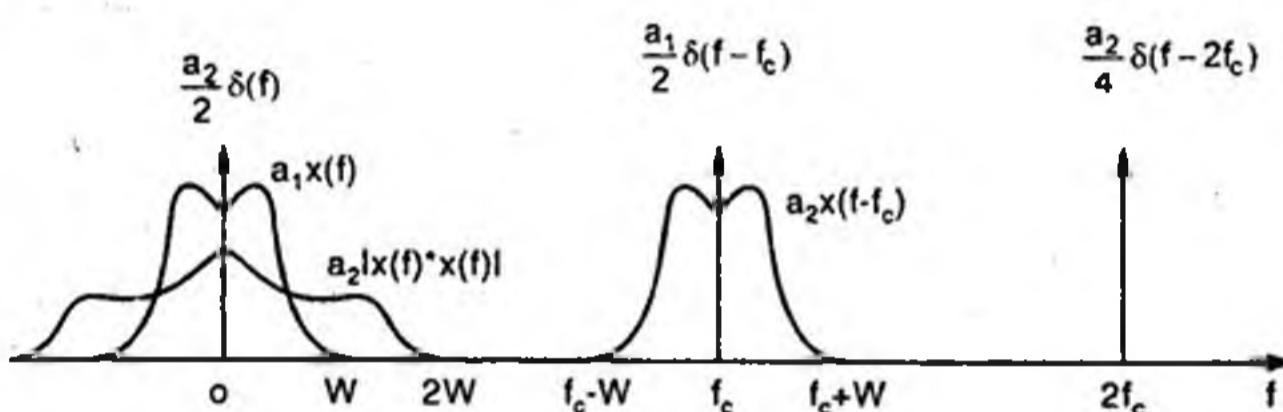
* Mạch bậc hai và điều chế cân bằng

Mạch điều chế bậc 2 dựa trên phần tử phi tuyến có quan hệ vào - ra bậc 2 như vẽ ở **Hình 3.14a** và **3.14b**. Giả sử phần tử phi tuyến có đặc tính sau: $v_{out} = a_1 v_{in} + a_2 v_{in}^2$ (3.44)

Nếu tín hiệu vào v_{in} là tổng của tín hiệu tin tức $x(t)$ với sóng mang tần số ω_c , $v_{in}(t) = x(t) + \cos \omega_c t$, ta có:

$$\begin{aligned}
 v_{out}(t) &= a_1(x(t) + \cos w_c t) + a_2(x(t) + \cos w_c t)^2 \\
 &= a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_2 \cos^2 w_c t + a_1 \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} x(t) \right] \cos w_c t
 \end{aligned} \tag{3.45}$$

Nếu ta đặt $A_c = a_1$, $\mu = \frac{2a_2}{a_1}$, thì số hạng sau cùng của (3.45) chính là tín hiệu điều chế AM.

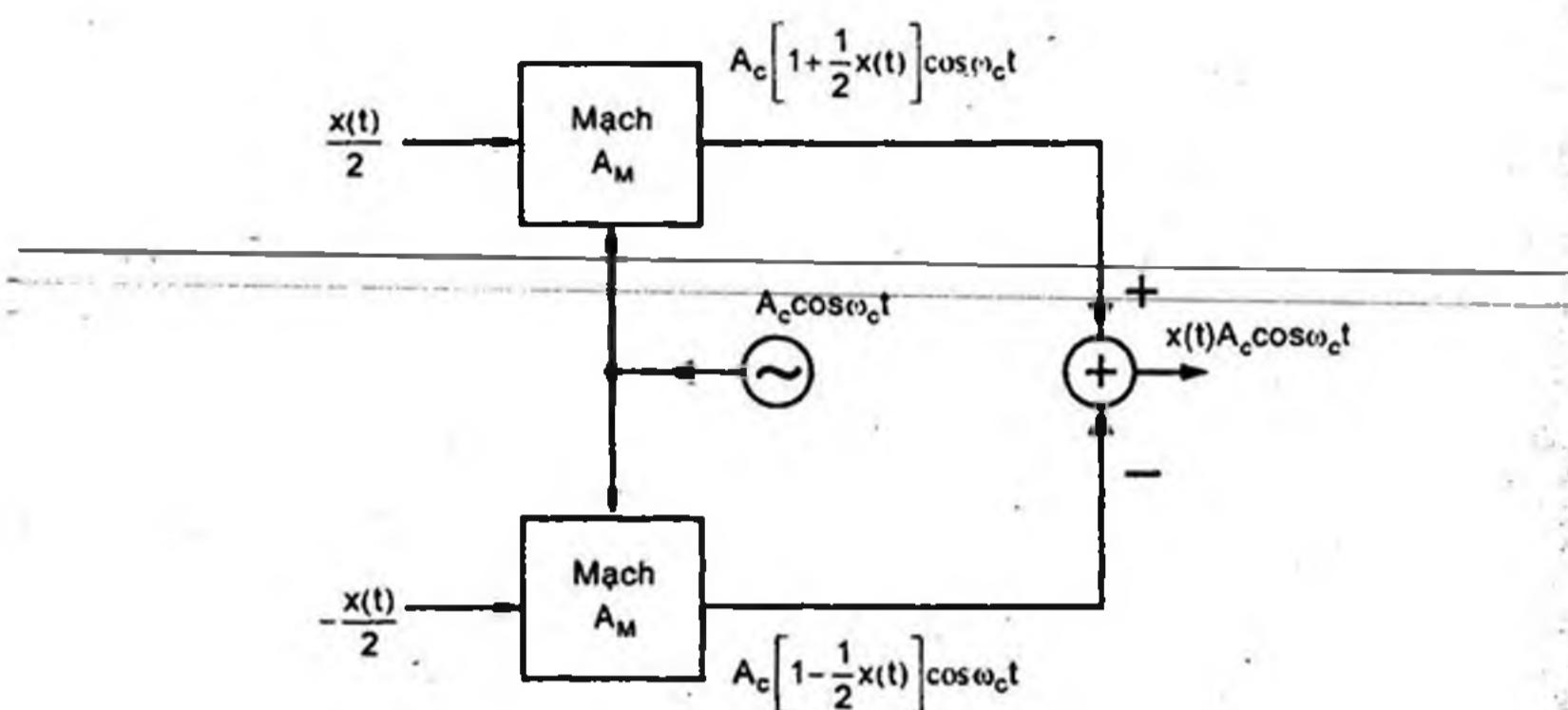


Hình 3.15 Phổ của tín hiệu $v_{out}(t)$, ngoài ra của phần tử phi tuyến bậc 2

Phổ của biểu thức $V_{out}(t)$ ở (3.45) được vẽ ở hình 3.15. Chú ý rằng số hạng $a_2 \cos^2 w_c t = \frac{a_2}{2} + \frac{a_2}{2} \cos 2\omega_c t$ được biểu diễn bằng hai vách ở tần số $f = 0$ và $f = 2f_c$; số hạng $a_2 x^2(t)$ có phổ là $a_2 X(f)^* X(f)$, do đó phổ có độ rộng dải tần $2W$. Chỉ có thành phần $a_1 \left[1 + \frac{2a_2}{a_1} x(t) \right] \cos w_c t$ có phổ $\frac{a_1}{2} \delta(f - f_c) + a_2 X(f - f_c)$ là tương ứng với tín hiệu điều chế AM, có thể được chọn lọc riêng ra nhờ một mạch lọc cộng hưởng dải thông có băng thông $2W$ tần số trung tâm f_c . Theo hình 3.15, để không xảy ra sự chồng phổ, ta phải chọn $f_c > 3W$.

Biểu thức tạo tín hiệu AM ở (3.45) sẽ trở thành biểu thức của tín hiệu DSB nếu ta đặt $a_1 = 0$. Trường hợp này, $v_{out} = a_2 v_{in}^2$, tương ứng với phần tử phi tuyến bậc 2 thuần túy.

Tuy nhiên, trong thực tế, không có phần tử phi tuyến nào là bậc 2 thuần túy, mà luôn tồn tại thành phần bậc 1 và bậc 3. Để tạo tín hiệu DSB và triệt tiêu các thành phần bậc 1 và bậc 3, ta dùng hai mạch AM ghép đối xứng, gọi là mạch điều chế cân bằng (*balanced modulator*), được vẽ ở hình 3.16.



Hình 3.16 Mạch điều chế cân bằng

Hai mạch điều chế AM hoàn toàn giống nhau, cùng có thành phần sóng mang $A_c \cos \omega_c t$. Tín hiệu tin tức $x(t)$ được đảo pha và đặt vào hai ngõ vào với pha ngược nhau, do đó, ngõ ra của mạch AM lần lượt là $A_c \left[1 + \frac{1}{2}x(t) \right] \cos \omega_c t$ và $A_c \left[1 - \frac{1}{2}x(t) \right] \cos \omega_c t$. Mạch cộng vi sai (tính hiệu số do đảo pha) cho phép triệt tiêu thành phần sóng mang, ngõ ra nhận được $x(t)A_c \cos \omega_c t$ là tín hiệu DSB.

Mạch điều chế cân bằng còn thực hiện chức năng của mạch nhân tín hiệu giữa $x(t)$ và $A_c \cos \omega_c t$.

Chú ý rằng, nếu $x(t)$ có chứa thành phần DC (tần số bằng 0), khi điều chế biên độ, thành phần này sẽ có tần số là f_c , nhưng chúng không bị triệt tiêu như đối với thành phần sóng mang.

3- Điều chế biên độ đơn biên

Các phương pháp điều chế biên độ song biên (AM và DSB) gây lãng phí công suất nguồn phát (phát sóng mang không chứa thông tin hoặc phát hai dải biên có lượng thông tin giống nhau (hai dải biên đối xứng)) và lãng phí về băng thông phát ($B_T = 2W$). Phương pháp điều chế biên độ đơn biên SSB (Single Side Band) và điều chế VSB (Vestigial Side Band) sẽ khắc phục các nhược điểm này.

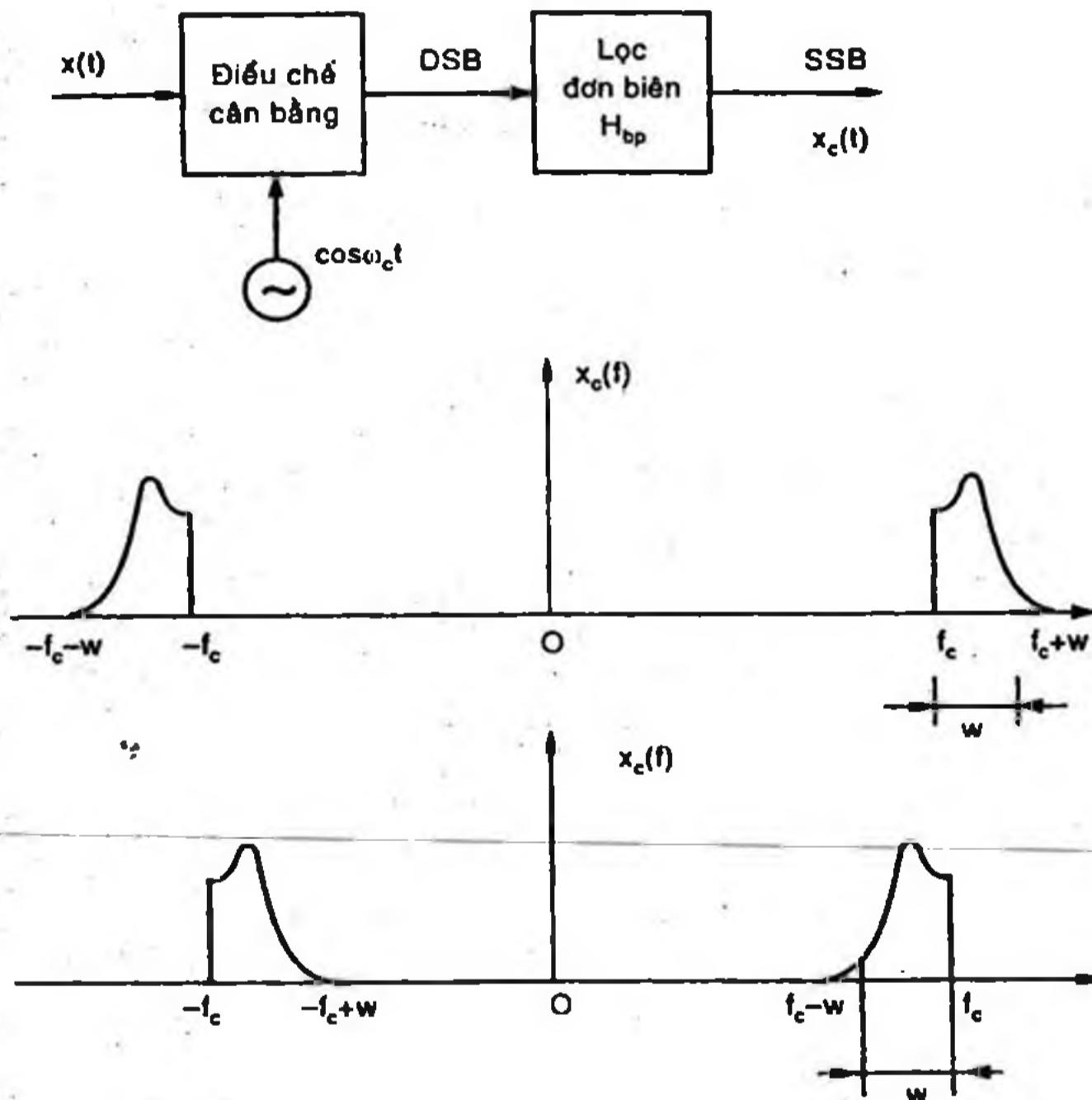
a) Điều chế SSB và phô

Sơ đồ khối của mạch điều chế SSB được vẽ ở hình 3.17a, trong đó, ta dùng một mạch điều chế cân bằng để tạo tín hiệu DSB, sau đó dùng lọc dải để loại bỏ một dải biên. Tùy theo dải biên được giữ lại

là dải biên trên hoặc dưới, ta có lần lượt các kiểu điều chế USSB (*Upper SSB*) hoặc LSSB (*Lower SSB*), như vẽ phô ở hình 3.17b hoặc 3.17c. Tín hiệu SSB sẽ có:

Băng thông: $B_T = W$

Công suất phát: $S_T = P_{sb} = \frac{1}{4} A_c^2 S_x$ (3.46)



Hình 3.17 Mạch điều chế SSB và các phô dải biên trên USSB và dải biên dưới LSSB

Mặc dù kết quả biểu diễn về phô của SSB trong miền tần số là trực quan, nhưng phép biểu diễn $x_c(t)$ của tín hiệu SSB trong miền thời gian lại không đơn giản chút nào.

Trường hợp $x(t)$ chỉ là một thành phần hình sin $x(t) = A_m \cos \omega_m t$ thì $x_c(t)$ là:

$$x_c(t) = \frac{1}{2} A_c A_m \cos(w_c \pm w_m)t \quad (3.47)$$

trong đó dấu + tương ứng USSB và dấu - tương ứng LSSB.

Trường hợp tổng quát, với $x(t)$ bất kỳ, ta phải dùng phép biến đổi tương đương từ tín hiệu DSB là tín hiệu dải băng $x_{bp}(t) = A_c x(t) \cdot \cos w_c t$ về tín hiệu băng thấp $x_{lp}(t)$, sau đó cho qua bộ lọc hạ thông $H_{lp}(f)$ để giữ lại một dải biên. Phép biến đổi ngược từ tín hiệu băng thấp $y_{lp}(t)$ về tín hiệu dải băng $y_{bp}(t)$ sẽ cho tín hiệu SSB mong muốn. Các bước biến đổi trên được thực hiện như sau:

Với $x_{bp}(t) = A_c x(t) \cdot \cos w_c t$, nếu so sánh với phép phân tích thành phần đồng pha $v_i(t)$ và thành phần vuông pha $v_q(t)$ ở (3.5) và (3.6), ta có:

$$v_i(t) = A_c x(t); \quad v_q(t) = 0 \quad (3.48)$$

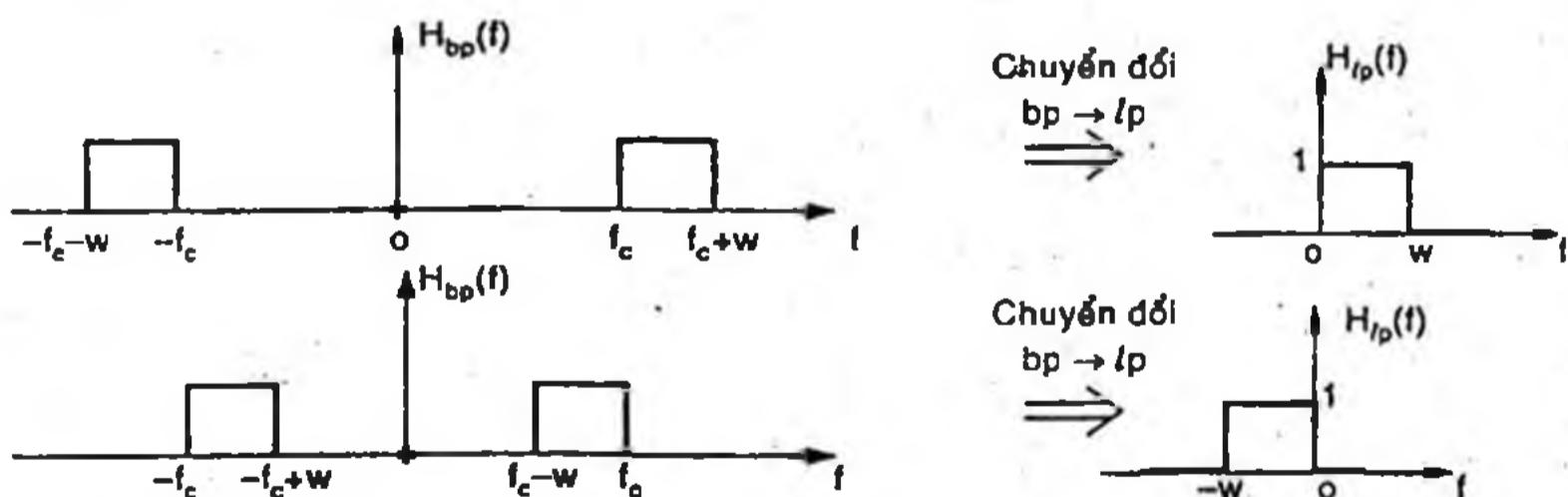
Do đó, theo (3.11) tín hiệu băng thấp tương đương là:

$$x_{lp}(t) = \frac{1}{2} A_c x(t) \quad \text{và} \quad X_{lp}(f) = \frac{1}{2} A_c X(f) \quad (3.49)$$

Xét quá trình chọn lọc biên dải (trên hoặc dưới) bằng một mạch lọc thông dải có hàm truyền băng dải là $H_{bp}(f)$ tại tần số f_c .

- Nếu chọn lọc dải băng trên (USSB) như ở hình 3.18a, phép chuyển đổi xuống băng thấp cho hàm truyền theo (3.10):

$$H_{lp}(f) = H_{bp}(f + f_c) \cdot u(f + f_c) = u(f) - u(f - w) \quad (3.50)$$



Hình 3.18 Lọc dải biên lý tưởng và phổ băng thấp tương đương cho kiểu điều chế USSB và LSSB

- Tương tự, nếu chọn lọc dải băng dưới (LSSB) như hình 3.18b, phép chuyển đổi xuống băng thấp cũng cho hàm truyền:

$$H_{lp}(f) = u(f + w) - u(f) \quad (3.51)$$

Kết hợp (3.50) và (3.51), hàm truyền băng thấp được viết lại:

$$H_{lp}(f) = \frac{1}{2}[1 \pm \operatorname{sgn} f] \quad \text{với } |f| \leq w \quad (3.52)$$

trong đó hàm $\operatorname{sgn} f$ là hàm dấu của f (khi $f > 0$, $\operatorname{sgn} f = +1$, khi $f < 0$, $\operatorname{sgn} f = -1$).

Đáp ứng ngõ ra của mạch băng thấp sau lọc dải biên là (từ (3.49) và (3.52)):

$$\begin{aligned} Y_{lp}(f) &= H_{lp}(f).X_{lp}(f) = \frac{1}{4}A_c(1 \pm \operatorname{sgn} f).X(f) \\ &= \frac{1}{4}A_c[X(f) \pm \operatorname{sgn} f.X(f)] \end{aligned} \quad (3.53)$$

Người ta chứng minh được rằng đáp ứng thời gian của (3.53) là:

$$y_{lp}(t) = \frac{1}{4}A_c[x(t) \pm j\hat{x}(t)] \quad (3.54)$$

trong đó $\hat{x}(t)$ là ảnh của phép biến đổi Hilbert của $x(t)$:

$$\hat{x}(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\lambda)}{t - \lambda} d\lambda \quad (3.55)$$

Phép chuyển đổi ngược lại từ băng thấp trở sang băng dải nhờ (3.13) sẽ cho tín hiệu SSB theo thời gian:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= y_{bp}(t) = 2\operatorname{Re}[y_{lp}(t)e^{jw_c t}] \\ &= \frac{1}{2}A_c[x(t)\cos w_c t \mp \hat{x}(t)\sin w_c t] \end{aligned} \quad (3.56)$$

Biểu thức (3.56) chính là tín hiệu điều chế SSB của một tín hiệu tin tức $x(t)$ bất kỳ với sóng mang tần số w_c .

Nếu phân tích $x_c(t)$ theo thành phần đồng pha và vuông pha như ở (3.5) ta sẽ có:

$$x_{ci}(t) = \frac{1}{2}A_c x(t); \quad x_{cq}(t) = \pm \frac{1}{2}A_c \hat{x}(t) \quad (3.57)$$

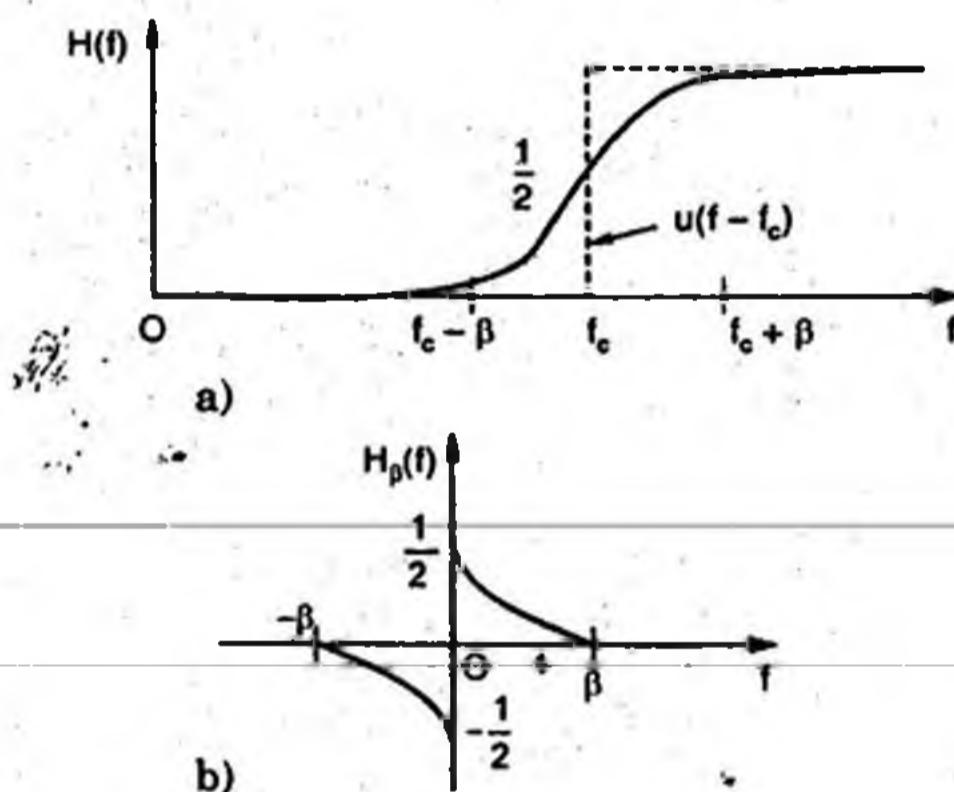
do đó, biên độ của $x_c(t)$ biến thiên theo dạng:

$$A(t) = \frac{1}{2}A_c \sqrt{x^2(t) + \hat{x}^2(t)} \quad (3.58)$$

Với tín hiệu tin tức $x(t)$ bất kỳ, việc tính $\dot{x}(t)$ từ (3.55) trở nên rất phức tạp, và do đó, tính $A(t)$ từ (3.58) là không khả thi. Người ta chỉ phân tích biên độ $A(t)$ của tín hiệu SSB trong các trường hợp đơn giản khi $x(t)$ là một hình sin hoặc một xung chữ nhật.

b) Điều chế VSB

Các tín hiệu tin tức $x(t)$ trong thực tế thường có thành phần DC và tần số thấp chiếm tỉ trọng lớn trong phổ $X(f)$. Chẳng hạn, tín hiệu video, tín hiệu fax, chuỗi số liệu,... đều có thành phần DC khác 0. Với kiểu điều chế SSB, các bộ lọc dải biên thường loại bỏ thành phần DC và tần số thấp; ngược lại, kiểu điều chế DSB đảm bảo giữ nguyên tần số thấp của tin tức nhưng bề rộng băng thông gấp đôi.



Hình 3.19 Đặc tính độ dốc của mạch lọc VSB

Phương pháp điều chế VSB (*Vestigial Side Band*) cho phép khắc phục các khó khăn trên. Tín hiệu VSB được chọn lọc từ tín hiệu DSB (hoặc AM), trong đó một dải biên được chọn hầu như hoàn toàn và một phần nhỏ của dải biên kia (thành phần DC và tần số thấp) được thêm vào. Độ dốc của mạch chọn lọc $H(f)$ được minh họa ở hình 3.19a, trong đó, độ lợi tại tần số cắt f_c là $1/2$. Ta có thể viết $H(f)$ dưới dạng sau:

$$H(f) = u(f - f_c) - H_\beta(f - f_c) \text{ với } f > 0 \quad (3.59)$$

trong đó $H_\beta(f)$ là hàm truyền được vẽ ở hình 3.19b, có các đặc tính sau:

$$H_\beta(-f) = -H_\beta(f) \text{ và } H_\beta(f) = 0 \text{ với } |f| > \beta \quad (3.60)$$

Sự biến thiên độ dốc của $H(f)$ xảy ra trong khoảng tần số 2β , nhưng vì $\beta \ll W$ nên có thể xem băng thông của tín hiệu VSB là:

$$B_T = W + \beta \approx W \quad (3.61)$$

Nhìn chung phổ của tín hiệu VSB gần giống như phổ của tín hiệu SSB, do đó, biểu thức thời gian của $x_c(t)$ cũng có dạng tương tự như (3.56):

$$x_c(t) = \frac{1}{2} A_c [x(t) \cos w_c t - x_q(t) \sin w_c t] \quad (3.62)$$

trong đó $x_q(t)$ là thành phần vuông pha, có biểu thức gần đúng:

$$x_q(t) = \hat{x}(t) + x_\beta(t) \quad (3.63)$$

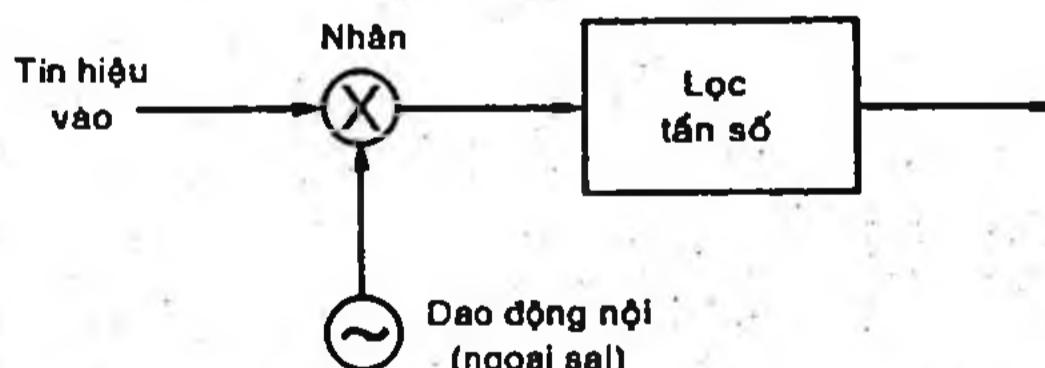
với $x_\beta(t) = j2 \int_{-\beta}^{\beta} H_\beta(f) \cdot X(f) \cdot e^{j\omega t} df$ (3.64)

Từ (3.62) và (3.63), ta nhận thấy:

- Nếu $\beta \ll W$, $x_\beta(t) \approx 0$ và biểu thức (3.62) trở thành (3.56), tín hiệu VSB trở thành SSB.
- Nếu β đủ lớn, $x_q(t) = \hat{x}(t) + x_\beta(t) \approx 0$, biểu thức (3.62) trở thành giống (3.38), tín hiệu VSB trở thành DSB.

4- Đổi tần và tách sóng

a) Đổi tần



Hình 3.20: Sơ đồ khối mạch đổi tần

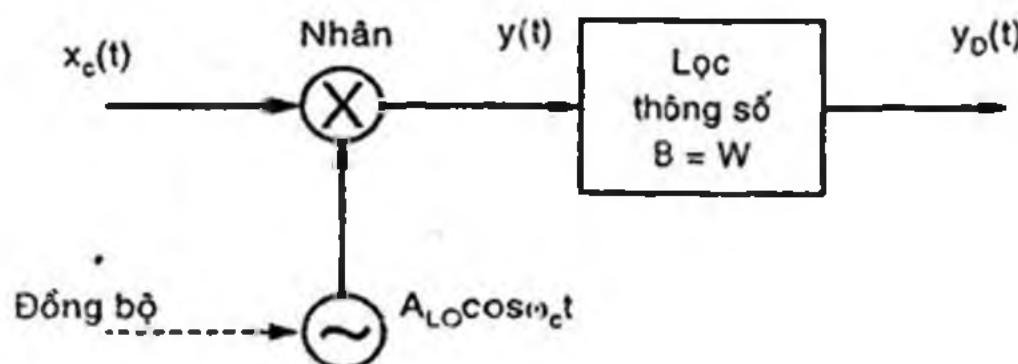
Phản tử căn bản của mạch đổi tần là khối nhân tín hiệu. Chẳng hạn, tín hiệu vào là dạng DSB có biểu thức $x(t) \cos w_1 t$, được nhân với tín hiệu dao động nội $\cos w_2 t$, như ở hình 3.20. Kết quả của phép nhân là:

$$x(t) \cdot \cos w_1 t \cdot \cos w_2 t = \frac{x(t)}{2} \cos(w_1 + w_2)t + \frac{x(t)}{2} \cos(w_1 - w_2)t \quad (3.65)$$

Nếu $f_1 \neq f_2$, mạch nhân sẽ tạo ra thành phần tần số tổng và hiệu. Mạch lọc tần số cho phép chọn lựa thành phần tần số mong muốn, ta có mạch đổi tần lên (*up-converter*) hoặc mạch đổi tần xuống (*down-converter*).

Phương pháp đổi tần trên được gọi là phương pháp ngoại sai (*heterodyne*).

b) Tách sóng đồng bộ (*Synchronous Detection*)



Hình 3.21 Sơ đồ khái mạch tách sóng đồng bộ

Mạch tách sóng tuyến tính cũng gồm một mạch nhân, như ở hình 3.21. Tín hiệu thu (đã điều chế) được nhân với tín hiệu dao động nội, sau đó được lọc thông thấp với băng thông bằng dải tần số W của tín hiệu tin tức. Khi tín hiệu dao động nội được đồng bộ hoàn toàn về tần số và về pha với sóng mang, ta có mạch tách sóng đồng bộ.

Một cách tổng quát, ta có thể cbi biểu thức của tín hiệu đã điều chế là:

$$x_c(t) = [K_c + K_\mu x(t)] \cos w_c t - K_\mu x_q(t) \sin w_c t \quad (3.66)$$

trong đó, ta coi:

$K_c = 0$ cho điều chế triệt sóng mang (DSB hoặc SSB)

$x_q(t) = 0$ cho điều chế song biên (AM hoặc DSB)

Tín hiệu sau mạch nhân là:

$$y(t) = x_c(t) \cdot A_{LO} \cos w_c t$$

$$= \frac{A_{LO}}{2} \{ K_c + K_\mu x(t) + [K_c + K_\mu x(t)] \cos 2w_c t - K_\mu x_q(t) \sin 2w_c t \} \quad (3.67)$$

Mạch lọc thông thấp có $B = W$ sẽ loại bỏ các thành phần tần số $2w_c$, ta nhận được:

$$y_D(t) = K_D [K_c + K_\mu x(t)] \quad (3.68)$$

trong đó K_D là hệ số tách sóng (độ lợi tách sóng).

Thành phần DC của (3.68) là $K_D K_C$ có thể bị loại trừ nhờ các điện dung liên lạc hoặc biến thế ghép, ta nhận được thành phần $K_D K_c x(t)$ hoàn toàn đồng dạng với tín hiệu tin tức $x(t)$.

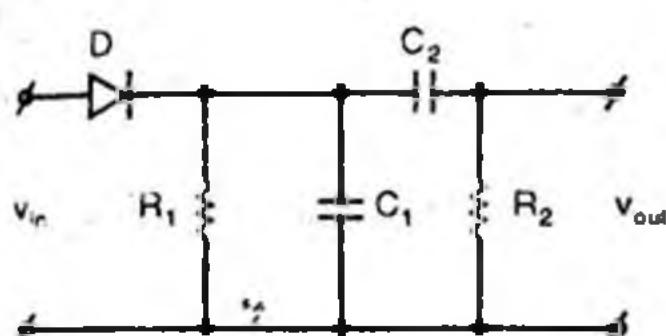
c) Tách sóng đường bao (envelop detection)

Mạch tách sóng đường bao được sử dụng thường xuyên cho giải điều chế AM, vì cấu trúc mạch rất đơn giản, như ở hình 3.22.

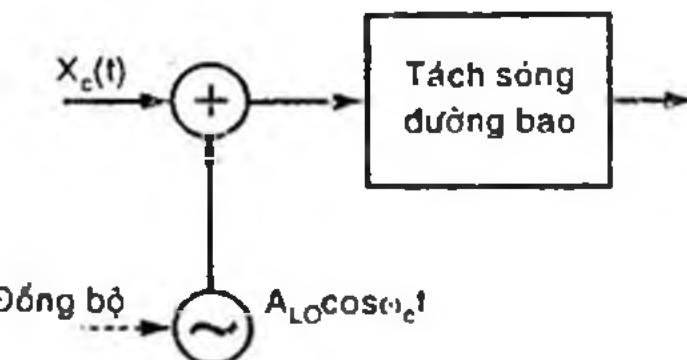
Điều kiện của mạch tách sóng là:

$$W \ll \frac{1}{R_1 C_1} \ll f_c \quad (3.69)$$

Với các kiểu điều chế triệt sóng mang (DSB hoặc SSB), ta phải dùng mạch tạo sóng mang để tái tạo biên độ tín hiệu, sau đó mới dùng mạch tách sóng đường bao, như ở hình 3.23. Phương pháp này cần sự đồng bộ giữa tín hiệu dao động nội với sóng mang.



Hình 3.22 Mạch tách sóng đường bao



Hình 3.23 Mạch tách sóng cho kiểu điều chế triệt sóng mang

3.2 ĐIỀU CHẾ HÀM MŨ

Điều chế tuyến tính đã giới thiệu ở phần trên có các đặc trưng cơ bản như sau:

- Phổ của tín hiệu đã điều chế đồng dạng với phổ của tín hiệu tin tức và chỉ thuần túy là sự dịch chuyển tần số của phổ.
- Băng thông phổ tín hiệu điều chế không lớn hơn hai lần băng thông phổ tín hiệu tin tức.
- Chất lượng tín hiệu đã điều chế (tỉ số S/N tại nơi thu) không cải thiện hơn so với chất lượng tín hiệu khi truyền dài nền. Nếu môi trường có nhiễu, phương pháp duy nhất nâng cao S/N là tăng công

sự phát.

Ngược với điều chế tuyến tính, điều chế hàm mū là một quá trình phi tuyến, có các đặc trưng:

- Phổ tín hiệu đã điều chế không cùng dạng với phổ của tin tức

- Băng thông phổ tín hiệu điều chế lớn hơn nhiều lần băng thông tin tức.

- Chất lượng tín hiệu (tỉ số S/N) được cải thiện mà không cần tăng công suất phát. Ta nói điều chế hàm mū tạo sự tương nhượng giữa băng thông và công suất phát trong quá trình nâng cao chất lượng thông tin.

1- Điều chế tần số và điều chế pha (FM và PM)

a) Tin hiệu PM và FM

Xét một tín hiệu liên tục hình sin có biên độ cố định A_c và pha biến thiên theo thời gian $\Phi(t)$:

$$x_c(t) = A_c \cos[w_c t + \Phi(t)] \quad (3.70)$$

trong đó góc pha tức thời là: $\theta_c(t) = w_c t + \Phi(t)$ (3.71)

Ta có thể biểu diễn $x_c(t)$ dưới dạng:

$$x_c(t) = A_c \cos \theta_c(t) = A_c \cdot \operatorname{Re}[e^{j\theta_c(t)}] \quad (3.72)$$

Nếu góc pha $\theta_c(t)$ có hàm chứa tín hiệu tin tức $x(t)$, tín hiệu $x_c(t)$ là tín hiệu điều chế góc hoặc điều chế hàm mū.

* Điều chế pha PM (*Phase Modulation*) được định nghĩa khi góc pha tức thời $\Phi(t)$ biến thiên tỉ lệ với tín hiệu tin tức $x(t)$:

$$\Phi(t) = \Phi_\Delta x(t) \text{ với } \Phi_\Delta \leq 180^\circ \quad (3.73)$$

do đó $x_c(t) = A_c \cos[w_c t + \Phi_\Delta x(t)]$ (3.74)

Trong (3.74), số hạng Φ_Δ là độ dịch pha cực đại (chú ý rằng tín hiệu tin tức $x(t)$ phải được chuẩn hóa về biên độ $|x(t)| \leq 1$). Giới hạn $\Phi_\Delta \leq 180^\circ$ ở (3.73) để tránh sự sai nhầm về góc pha tín hiệu khi lượng biến thiên vượt quá 180° . Hỗn số Φ_Δ được gọi là hỗn số điều chế pha (*phase modulation index*) hoặc độ dịch pha (*phase deviation*)

Tần số tức thời của điều chế pha là (từ 3.71):

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\theta_c(t)}{dt} = f_c + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = f_c + \frac{1}{2\pi} \Phi_\Delta \cdot \frac{dx(t)}{dt} \quad (3.75)$$

* Điều chế tần số FM (*Frequency Modulation*) được định nghĩa khi tần số tức thời $f(t)$ biến thiên tỉ lệ với tin tức $x(t)$:

$$f(t) = f_c + f_\Delta x(t) \quad \text{với } f_\Delta < f_c \quad (3.76)$$

Hệ số f_Δ được gọi là độ dịch tần số (*frequency deviation*). Giới hạn $f_\Delta < f_c$ nhằm đảm bảo $f(t) > 0$; thông thường $f_\Delta \ll f_c$, do đó $x_c(t)$ là tín hiệu băng dài.

Độ dịch pha tức thời của tín hiệu điều chế tần số là:

$$\Phi(t) = 2\pi f_\Delta \cdot \int_0^t x(\lambda) d\lambda \quad (3.77)$$

do đó, biểu thức của tín hiệu điều chế tần số là:

$$x_c(t) = A_c \cos \left[w_c t + 2\pi f_\Delta \int_0^t x(\lambda) d\lambda \right] \quad (3.78)$$

Chú ý rằng để (3.78) hợp lý về mặt toán học, tín hiệu tin tức $x(t)$ phải không chứa thành phần DC. Trường hợp có thành phần DC, sẽ có một độ dịch tần số cố định của sóng mang và bằng $f_\Delta \langle x(t) \rangle$.

Ta nhận thấy tín hiệu PM và FM đều có pha và tần số biến thiên theo thời gian, có cùng bản chất giống nhau. Do đó, trong thực tế, rất khó phân biệt tín hiệu nào là PM, tín hiệu nào là FM. Vì biên độ tín hiệu PM hoặc FM là hằng số nên công suất phát trung bình là:

$$S_T = \frac{1}{2} A_c^2 \quad (3.79)$$

b) Điều chế PM và FM bằng hép

Biểu thức tổng quát (3.70) có thể được viết lại như sau:

$$x_c(t) = x_{ci}(t) \cdot \cos \omega_c t - x_{cq}(t) \cdot \sin \omega_c t \quad (3.80)$$

với: $x_{ci}(t) = A_c \cos \Phi(t) = A_c \left[1 - \frac{1}{2!} \Phi^2(t) + \dots \right]$

$$x_{cq}(t) = A_c \sin \Phi(t) = A_c \left[\Phi(t) - \frac{1}{3!} \Phi^3(t) + \dots \right]$$

Với điều chế bằng hép, ta giả thiết rằng:

$$|\Phi(t)| \ll 1^{rad} \quad (3.81)$$

do đó $x_{ci}(t) \approx A_c$ và $x_{cq}(t) \approx A_c\Phi(t)$ (3.82)

Vậy: $x_c(t) \approx A_c \cdot \cos \omega_c t - A_c \Phi(t) \cdot \sin \omega_c t$ (3.83)

Biến đổi Fourier của (3.83) cho:

$$X_c(f) = \frac{1}{2}A_c \cdot \delta(f - f_c) + \frac{j}{2}A_c\Phi(f - f_c) \quad (3.84)$$

với: $\Phi(f) = F[\Phi(t)] = \begin{cases} \Phi_\Delta \cdot X(f) & \text{với PM} \\ -j f_\Delta \cdot \frac{X(f)}{f} & \text{với FM} \end{cases}$ (3.85)

Chú ý rằng biểu thức (3.85) chính là ảnh Fourier của (3.73) và (3.77) tương ứng với điều chế PM và FM.

Nếu tín hiệu tin tức $x(t)$ có băng thông $W \ll f_c$, tín hiệu điều chế $x_c(t)$ sẽ có băng thông $2W$. Điều này chỉ đúng khi điều kiện (3.81) và (3.82) được thỏa mãn, đây là trường hợp điều chế dải hẹp PM và FM (NBPM: *Narrow - Band Phase Modulation* hoặc NBFM: *Narrow - Band Frequency Modulation*). Trong trường hợp tổng quát, khi $|\Phi(t)|$ đủ lớn, các thành phần bậc cao của $\Phi(t)$ trong (3.80) là đáng kể, thì băng thông của $x_c(t)$ tăng nhanh.

c) Tín hiệu tin tức đơn tần

Giả sử tín hiệu tin tức $x(t)$ là một hình sin tần số f_m , biên độ A_m . Để chuẩn hóa dạng biểu diễn của tín hiệu FM hoặc PM, ta giả sử biểu thức của $x(t)$ có dạng lần lượt như sau:

$$x(t) = \begin{cases} A_m \sin \omega_m t & \text{cho PM} \\ A_m \cos \omega_m t & \text{cho FM} \end{cases} \quad (3.86)$$

do đó, theo (3.73) và (3.77), ta có thể viết:

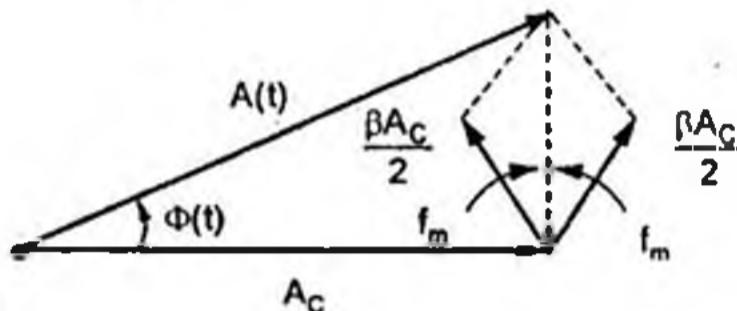
$$\Phi(t) = \beta \cdot \sin \omega_m t \quad (3.87)$$

trong đó: $\beta = \begin{cases} \Phi_\Delta \cdot A_m & \text{cho PM} \\ \frac{f_\Delta}{f_m} \cdot A_m & \text{cho FM} \end{cases}$ (3.88)

Thông số β ở (3.88) là chỉ số điều chế (*modulation index*) cho PM hoặc FM, biểu diễn độ dịch pha cực đại của $\Phi(t)$ và tỉ lệ với biên độ tin tức A_m . Tuy nhiên, với điều chế FM, β còn tỉ lệ nghịch với tần số của tin tức f_m .

Với điều chế bằng hép, điều kiện (3.81) được diễn giải thành $\beta \ll 1$, do đó (3.83) được viết lại:

$$\begin{aligned} x_c(t) &\approx A_c \cos w_c t - A_c \beta \sin w_m t \cdot \sin w_c t \\ &\approx A_c \cos w_c t - \frac{A_c \beta}{2} \cos(w_c - w_m)t + \frac{A_c \beta}{2} \cos(w_c + w_m)t \end{aligned} \quad (3.89)$$



Hình 3.24 Giản đồ vector pha của tín hiệu điều chế bằng hép

Biểu thức (3.89) là tổng của ba thành phần sóng hình sin, được biểu diễn bằng ba vector quay trong giản đồ hình 3.24. Chú ý rằng vì dấu của số hạng thứ hai trong (3.89) là âm, nên hai thành phần sau cũng sẽ tạo nên vector quay vuông pha với sóng mang, do đó, biểu thức sóng tổng có biên độ $A(t)$ biến thiên và góc pha $\Phi(t)$ cũng biến thiên theo vector quay.

Với $x(t)$ tuần hoàn có biên độ bất kỳ, điều kiện điều chế bằng hép ở (3.81) không thỏa mãn, (3.80) được viết đầy đủ lại như sau:

$$\begin{aligned} x_c(t) &= A_c [\cos \Phi(t) \cdot \cos w_c t - \sin \Phi(t) \cdot \sin w_c t] \\ &= A_c [\cos(\beta \sin w_m t) \cdot \cos w_c t - \sin(\beta \sin w_m t) \cdot \sin w_c t] \end{aligned} \quad (3.90)$$

với $\Phi(t)$ vẫn là góc pha biến thiên tuần hoàn theo (3.87).

Áp dụng phép khai triển điều hòa của hai số hạng trong (3.90), ta có:

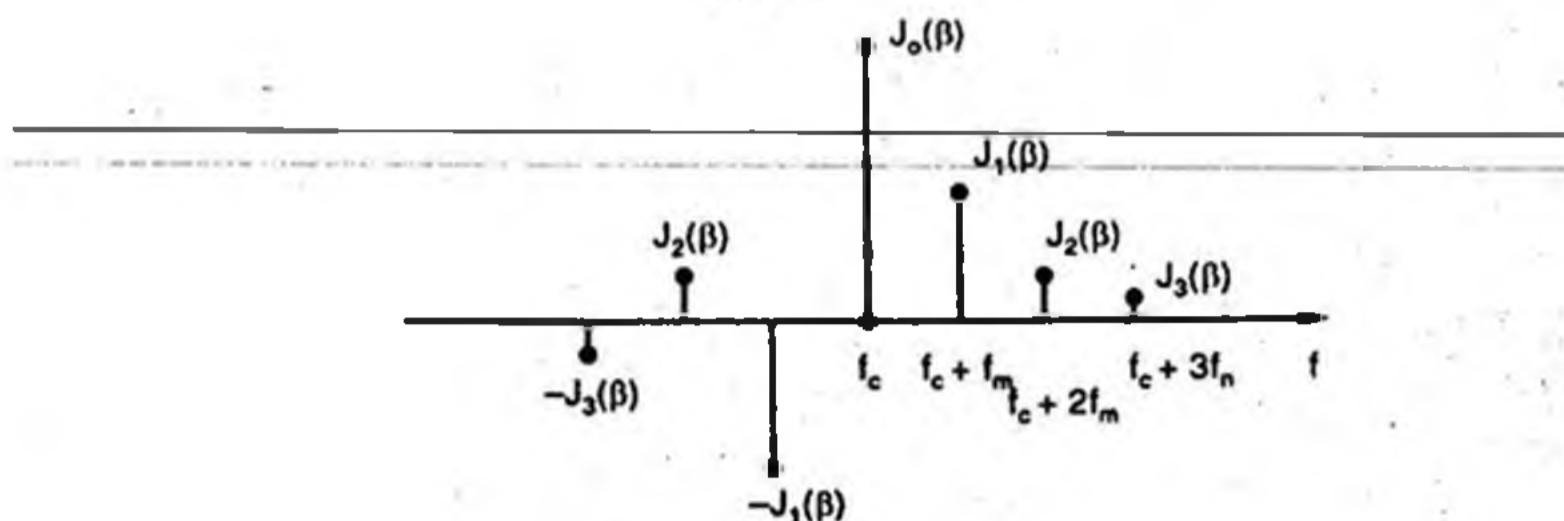
$$\begin{cases} \cos(\beta \sin w_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n \text{ chẵn}}^{\infty} 2J_n(\beta) \cos nw_m t \\ \sin(\beta \sin w_m t) = \sum_{n \text{ lẻ}}^{\infty} 2J_n(\beta) \sin nw_m t \end{cases} \quad (3.91)$$

với n dương, và: $J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta \sin \lambda - n\lambda)} d\lambda$ (3.92)

Biểu thức $J_n(\beta)$ là hàm Bessel loại 1, bậc n , của đối số β .

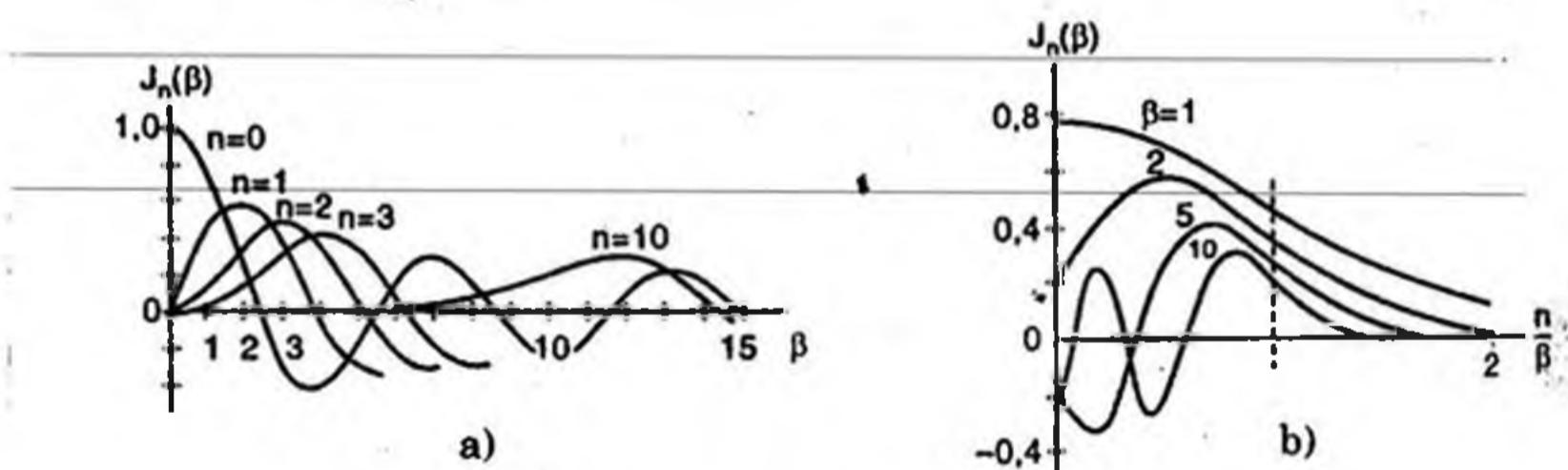
Thay (3.91) vào (3.90) và chú ý đặc tính của hàm Bessel $J_{-n}(\beta) = (-1)^2 J_n(\beta)$, ta có biểu thức rút gọn của $x_c(t)$:

$$x_c(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_c + nw_m)t \quad (3.93)$$



Hình 3.25 Phân bố các vạch phổ FM khi tín hiệu tin tức là tuần hoàn

Phổ tần số của $x_c(t)$ được vẽ ở hình 3.25. Ta nhận thấy phổ gồm một sóng mang tần số f_c và vô số các vạch dải biên ở tần số $f_c \pm nf_m$. Các vạch dải biên luôn cách nhau khoảng f_m , các dải biên thấp có giá trị biên độ âm dương xen kẽ, tuy nhiên về độ lớn luôn luôn tỉ lệ với hàm Bessel $J_n(\beta)$. Đồ thị của hàm Bessel theo β hoặc n/β được cho ở hình 3.26a và 3.26b.



Hình 3.26 Hàm Bessel theo β hoặc theo n/β

Ta nhận thấy các đặc điểm sau của hàm Bessel $J_n(\beta)$:

- Với $n = 0$, tần số của sóng chính là tần số sóng mang f_c . Lúc này, giá trị của $J_n(\beta)$ vẫn biến thiên theo β (chỉ số điều chế), có nghĩa là biên độ sóng mang trong tín hiệu điều chế FM biến thiên theo tin tức. Điều này trái ngược với kiểu điều chế tuyến tính, sóng mang không phụ thuộc vào tin tức.

- Số lượng các vạch phổ dài biên có biên độ đáng kể cũng phụ thuộc vào β . Khi $\beta \ll 1$, chỉ có hai thành phần $J_0(\beta)$ và $J_1(\beta)$ là đủ lớn (xem hình 3.26a), do đó chỉ có hai vạch phổ ở mỗi dài biên. Khi $\beta \gg 1$, xuất hiện nhiều vạch phổ dài biên, do đó phổ FM hoàn toàn khác phổ điều chế tuyến tính.

- Giá trị β càng lớn sẽ kéo theo băng thông càng lớn (độ lệch tần số càng nhiều).

d) Tín hiệu tin tức đa tần

Trường hợp tín hiệu tin tức $x(t)$ gồm nhiều thành phần tần số hình sin không tương quan nhau ở các hài tần, ta có tín hiệu tin tức đa tần. Xét trường hợp tín hiệu tin tức chỉ có hai thành phần tần số f_1 và f_2 . Lúc này, biểu thức (3.89) có thể được viết lại:

$$x_c(t) = A_c [(\cos \alpha_1 \cos \alpha_2 - \sin \alpha_1 \cdot \sin \alpha_2) \cos w_c t - (\sin \alpha_1 \cos \alpha_2 + \cos \alpha_1 \sin \alpha_2) \sin w_c t] \quad (3.94)$$

trong đó: $\alpha_1 = \beta_1 \sin w_1 t$, $\beta_1 = \frac{A_1}{f_1} \cdot f_\Delta$; $\alpha_2 = \beta_2 \sin w_2 t$, $\beta_2 = \frac{A_2}{f_2} \cdot f_\Delta$

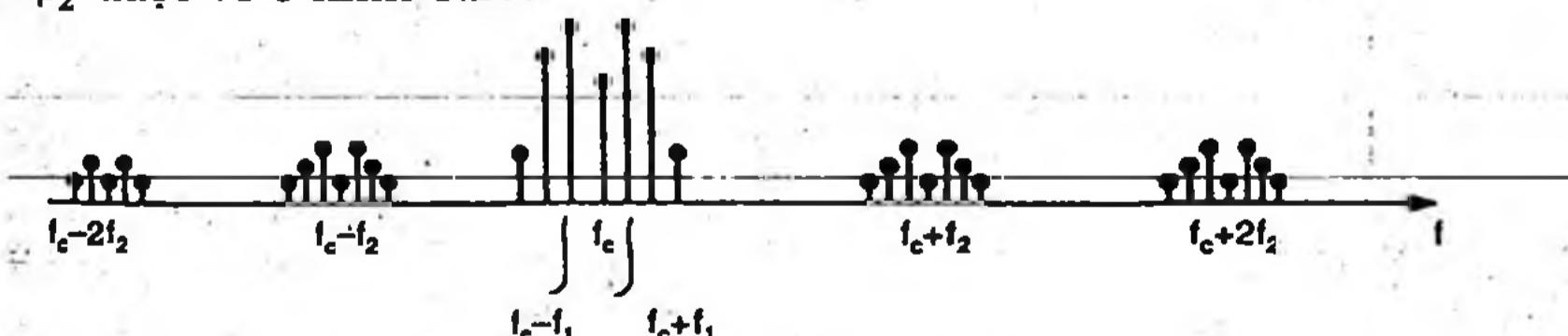
Khai triển theo hàm Bessel biểu thức (3.94), cuối cùng ta nhận được:

$$x_c(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{m=-\infty}^{\infty} J_n(\beta_1) \cdot J_m(\beta_2) \cdot \cos(w_c + nw_1 + mw_2)t \quad (3.95)$$

Biểu thức (3.95) cho thấy phổ của tín hiệu FM với tín tức gồm 2 tần số f_1 và f_2 (tin tức lưỡng tần) có thể được xem bao gồm bốn nhóm tần số:

- Tần số sóng mang có biên độ $A_c J_0(\beta_1) \cdot J_0(\beta_2)$.
- Các dài biên có tần số $f_c \pm nf_1$, chỉ phụ thuộc tần số tin tức f_1 .
- Các dài biên có tần số $f_c \pm mf_2$, chỉ phụ thuộc tần số tin tức f_2 .
- Các dài biên có tần số $f_c \pm nf_1 \pm mf_2$

Một ví dụ về phổ FM của tín hiệu tin tức lưỡng tần với $f_1 \ll f_2$ và $\beta_1 > \beta_2$ được vẽ ở hình 3.27.



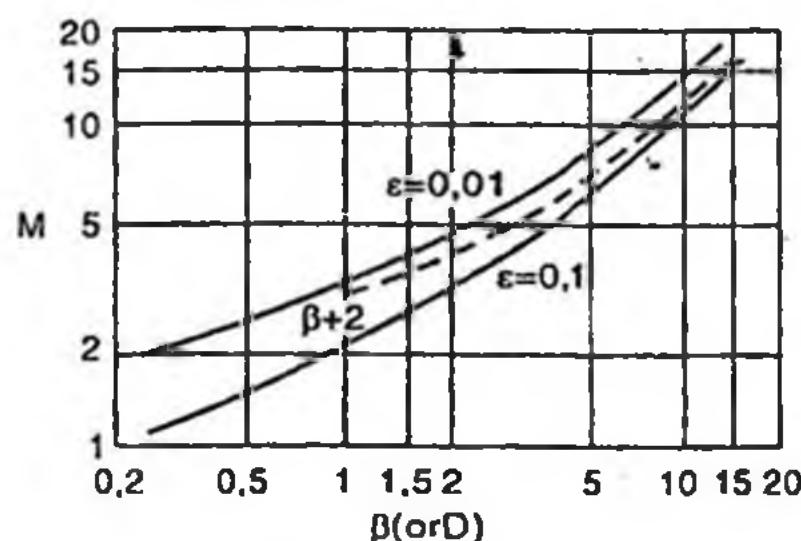
Hình 3.27 Phổ của tín hiệu FM với tín hiệu tin tức lưỡng tần có $f_1 \ll f_2$ và $\beta_1 > \beta_2$

2- Băng thông kênh truyền tín hiệu FM

Về lý thuyết, băng thông của tín hiệu FM thuần túy là rộng vô hạn. Tuy nhiên, trong thực tế, tín hiệu FM chỉ cần một băng thông hữu hạn của kênh truyền vì các thành phần tần số hài bậc cao có biên độ rất nhỏ và có thể được bỏ qua. Điều này sẽ có thể gây méo dạng tín hiệu. Vấn đề đặt ra là độ rộng băng thông kênh truyền cần thiết là bao nhiêu để độ méo dạng có thể chấp nhận được?

Quan sát ở đồ thị hình 3.26b, ta nhận thấy rằng $J_n(\beta)$ giảm nhanh khi $|n/\beta| > 1$, nhất là cho trường hợp $\beta \gg 1$. Với β lớn, ta có thể xem như $|J_n(\beta)|$ là đáng kể khi $|n| \leq \beta = \frac{A_m}{f_m} \cdot f_\Delta$. Do đó, các vạch phổ có ý nghĩa sẽ nằm trong khoảng $f_c \pm n f_m \leq f_c \pm \beta f_m = f_c \pm A_m f_\Delta$. Với β nhỏ, các thành phần $J_{n \neq 0}(\beta)$ là rất nhỏ so với $J_0(\beta)$, do đó ta chỉ cần tính đến một thành phần phổ chung quanh sóng mang f_c , nói cách khác dải phổ có ý nghĩa là $f_c \pm f_m$.

Để khảo sát một cách định lượng hơn nữa, ta xét các vạch phổ chung quanh, sao cho $|J_n(\beta)| > \epsilon$ với ϵ là một mức ngưỡng định trước, từ 0,01 đến 0,1. Theo điều kiện này, sẽ có M vạch phổ cho mỗi dải biên thỏa mãn, với M là một hàm số của β . Giá trị của $M(\beta)$ được cho sẵn ở trong hình 3.28.



Hình 3.28

Lúc này, băng thông của tín hiệu là:

$$B = 2M(\beta) \cdot f_m \quad \text{với } M(\beta) \geq 1 \quad (3.96)$$

Băng thông của kênh truyền tín hiệu FM, ký hiệu B_T , phải đảm bảo truyền đầy đủ các thành phần của băng thông tín hiệu FM trong

điều kiện xấu nhất (biên độ tin tức cực đại $A_m = 1$; tần số tin tức ở mức cực đại của dải tần tin tức $f_m = W$).

Lúc này, theo hình 3.28, có thể xem gần đúng:

$$M(\beta) \approx \beta + 2 \quad (3.97)$$

do đó, băng thông kênh truyền là:

$$B_T = B_{\max} \approx [2(\beta + 2)f_m]_{\max} = 2[A_m f_\Delta + 2f_m]_{\max} = 2(f_\Delta + 2W) \quad (3.98)$$

trong đó $\beta = \frac{A_m}{f_m} \cdot f_\Delta$ từ (3.88).

Nếu ta định nghĩa một đại lượng mới D , gọi là hệ số dịch tần (*deviation ratio*):

$$D = \frac{f_\Delta}{W} \quad (3.99)$$

thì, căn cứ theo (3.98), ta có công thức gần đúng theo luật Carson:

$$B_T \approx 2(f_\Delta + 2W) = 2(D + 2)W \text{ với } D > 2 \quad (3.100)$$

Chú ý rằng hệ số dịch tần D định nghĩa ở (3.99) chính là hệ số điều chế β trong điều kiện xấu nhất (biên độ tin tức cực đại $A_m = 1$, tần số tin tức cực đại $f_m = W$).

3- Mạch điều chế và giải điều chế FM và PM

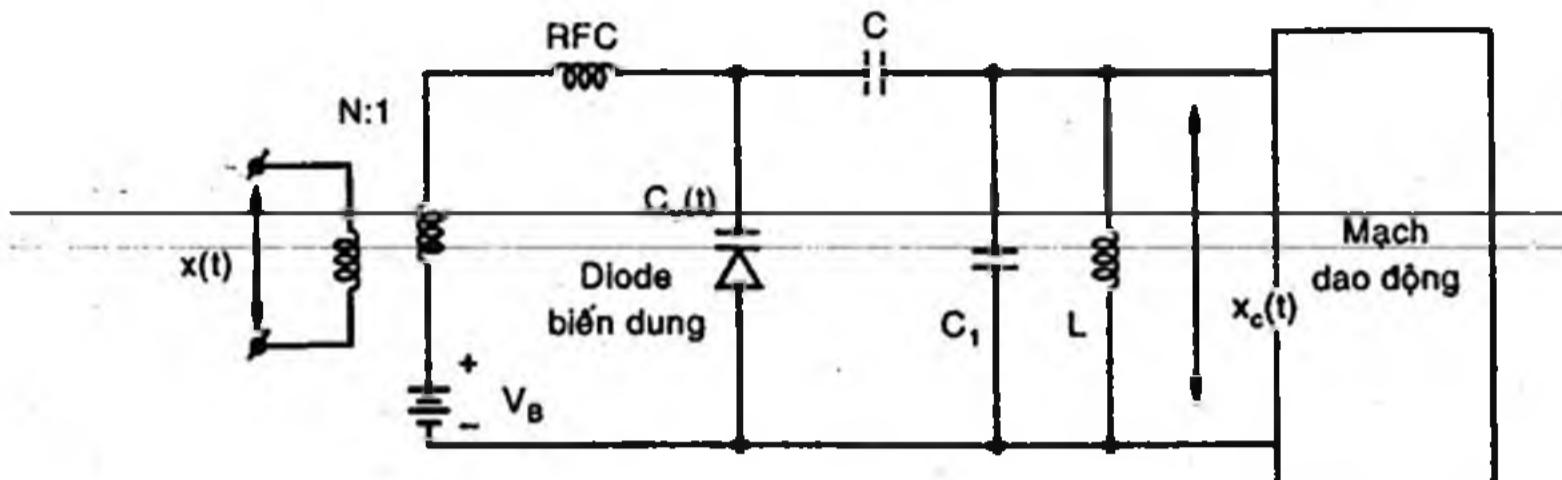
Trong khi thiết kế mạch điều chế FM và PM, yêu cầu đặt ra là giá trị tần số hoặc góc pha tức thời phải biến thiên tuyến tính theo dạng sóng của tin tức. Điều này trong thực tế khó được đảm bảo trên một dải động rộng.

Ngoài ra, với điều chế FM hoặc PM, yêu cầu biên độ sóng mang là cố định sẽ cho phép hạn chế công suất phát hoặc tránh quá áp dài phát. Điều này không đặt ra yêu cầu quá chặt chẽ về độ tuyến tính theo biên độ của phần tử điều chế. Đây là một ưu điểm lớn, hơn hẳn các yêu cầu khắc nghiệt của kiểu điều chế tuyến tính. Do đó, khi thiết kế các trạm lắp cho tuyến thông tin đường dài, ta thường sử dụng phương pháp điều chế FM hoặc PM mà không dùng kiểu điều chế biên độ.

a) Mạch điều chế FM trực tiếp

Mạch điều chế FM trực tiếp dùng một bộ dao động VCO có tần số dao động phụ thuộc điện áp điều khiển bên ngoài. Mạch dùng một phần tử diode biến dung (*varactor*) cùng với mạch cộng hưởng LC,

như vẽ ở hình 3.29.



Hình 3.29 Mạch dao động VCO dùng diode biến dung

Giả sử điện dung của varactor biến thiên có dạng:

$$C(t) = C_o - Cx(t) \quad (3.101)$$

trong đó C_o là điện dung tĩnh ban đầu của mạch (gồm C_1 mắc song song với điện dung tĩnh của varactor).

Nếu $C.x(t)$ tương đối nhỏ, tín hiệu điều chế FM sẽ có dạng sau:

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos \theta_c(t) \quad (3.102)$$

trong đó $\frac{d\theta_c(t)}{dt} = \frac{1}{\sqrt{L.C(t)}} = \frac{1}{\sqrt{LC_o}} \left[1 - \frac{C}{C_o} x(t) \right]^{-1/2} \quad (3.103)$

Đặt $w_c = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}$ và giả sử $\frac{C}{C_o} x(t) \ll 1$, (3.103) suy ra:

$$\frac{d\theta_c(t)}{dt} \approx w_c \left[1 + \frac{C}{2C_o} x(t) \right] \quad (3.104)$$

hay $\theta_c(t) \approx 2\pi f_c t + 2\pi \frac{C}{2C_o} f_c \int x(\lambda) d\lambda \quad (3.105)$

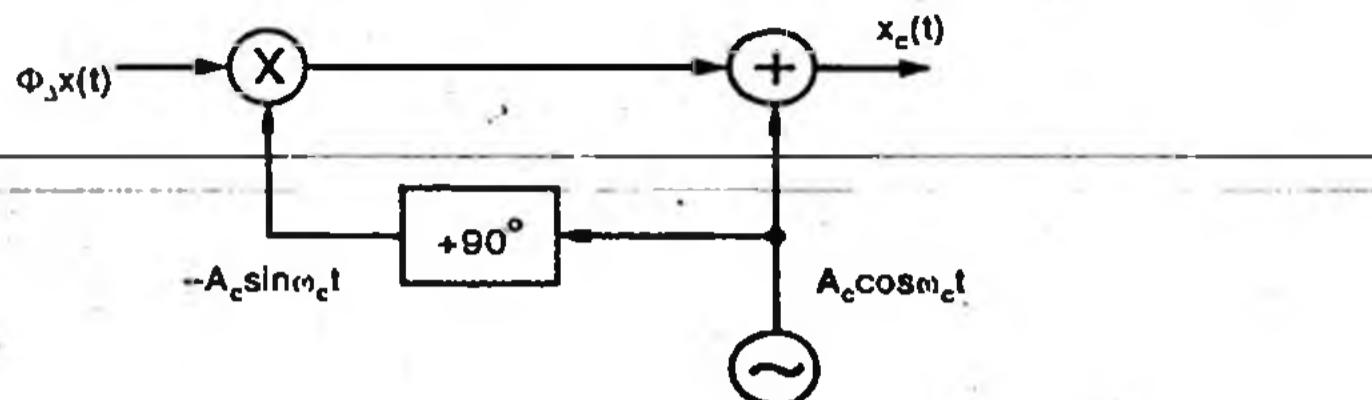
Độ dịch tần số là: $f_\Delta = \frac{C}{2C_o} f_c \quad (3.106)$

b) Mạch điều chế PM và điều chế FM gián tiếp

Phương pháp điều chế PM ít được sử dụng trong thực tế, nhưng kiểu mạch điều chế PM lại thường được dùng như một khối hỗ trợ nhì các đặc điểm sau:

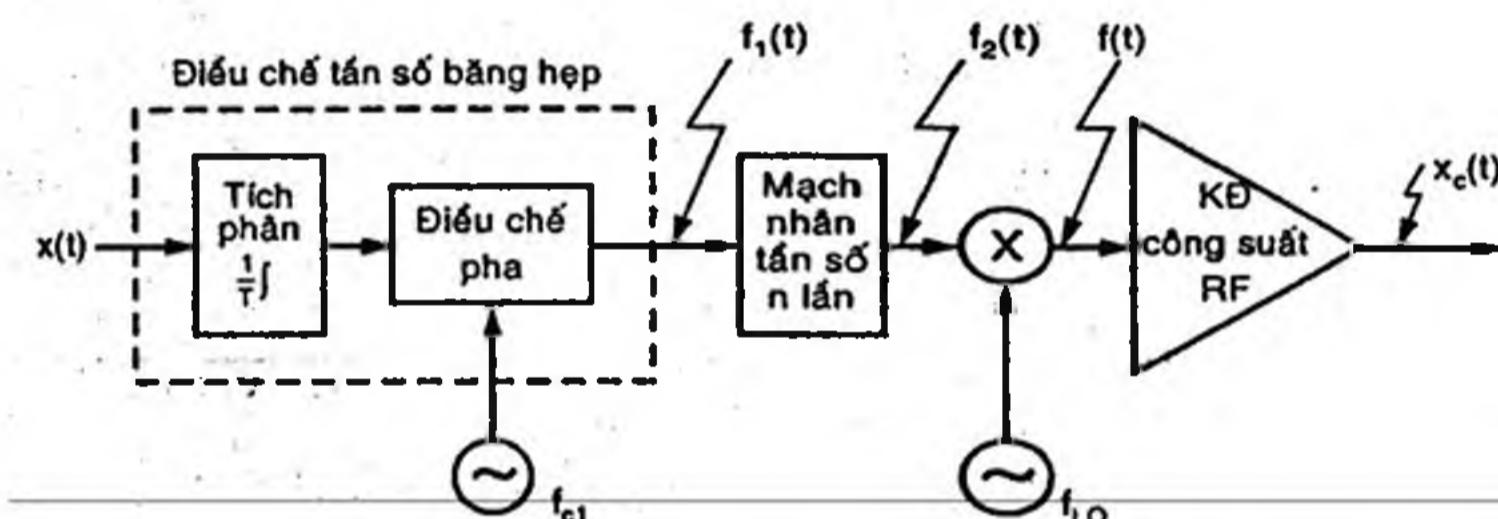
- Việc thi công, do đặc mạch tương đối đơn giản.
- Sóng mang thường được tạo ra nhờ mạch dao động thạch anh có sự ổn định tần số.

- Sử dụng kết hợp giữa mạch điều chế PM với mạch tích phân tín hiệu tin tức sẽ cho tín hiệu tương đương điều chế FM



Hình 3.30 Mạch điều chế pha PM bằng hép

Với điều chế PM bằng hép theo (3.83), tín hiệu đã điều chế $x_c(t)$ có dạng $x_c(t) \approx A_c \cos \omega_c t - A_c \Phi_\Delta x(t) \sin \omega_c t$. Ta có thể thực hiện mạch điều chế như sơ đồ khối hình 3.30. Mạch điều chế pha PM này có thể được sử dụng tạo mạch điều chế tần số FM kiểu gián tiếp.



Hình 3.31 Mạch phát FM điều chế gián tiếp

Hình 3.31 giới thiệu mạch phát sóng FM điều chế tần số kiểu gián tiếp, trong đó khôi điều chế pha như ở hình 3.30. Tần số tức thời được tính bởi:

$$f_1(t) = f_{c_1} + \frac{\Phi_\Delta}{2\pi T} x(t) \quad (3.107)$$

Hệ số dịch tần ban đầu sẽ là $\frac{\Phi_\Delta}{2\pi T}$, sau mạch nhân tần số n lần sẽ cho tần số:

$$f_x(t) = n f_1(t) = n f_{c_1} + f_\Delta x(t)$$

với $f_\Delta = n \left(\frac{\Phi_\Delta}{2\pi T} \right)$ (3.108)

* c) *Mạch giải điều chế tần số*

Mạch giải điều chế tần số cung cấp một tín hiệu ở ngõ ra biến thiên tỉ lệ tuyến tính với tần số tức thời của tín hiệu ngõ vào. Có bốn loại mạch giải điều chế tần số mà chúng ta sẽ khảo sát lần lượt sau đây:

* *Mạch chuyển đổi từ FM thành AM (FM - to - AM conversion)*

Bất kỳ một phần tử hoặc mạch điện nào thực hiện phép đạo hàm theo thời gian của tín hiệu vào đều có chức năng chuyển đổi từ FM thành AM. Giả sử tín hiệu vào là FM có dạng:

$$x_c(t) = A_c \cdot \cos \theta_c(t)$$

với $d\theta_c(t)/dt = 2\pi [f_c + f_\Delta x(t)]$ (3.109)

Như vậy, phép lấy đạo hàm theo thời gian của $x_c(t)$ sẽ là:

$$\begin{aligned} \frac{dx_c(t)}{dt} &= -A_c \cdot \frac{d\theta_c(t)}{dt} \cdot \sin \theta_c(t) \\ &= 2\pi A_c [f_c + f_\Delta x(t)] \sin [\theta_c(t) \pm 180^\circ] \end{aligned} \quad (3.110)$$

Biểu thức (3.110) là một tín hiệu hình sin có biên độ biến thiên tỉ lệ với $x(t)$. Ta có thể thực hiện tách sóng đường bao để khôi phục lại $x(t)$.

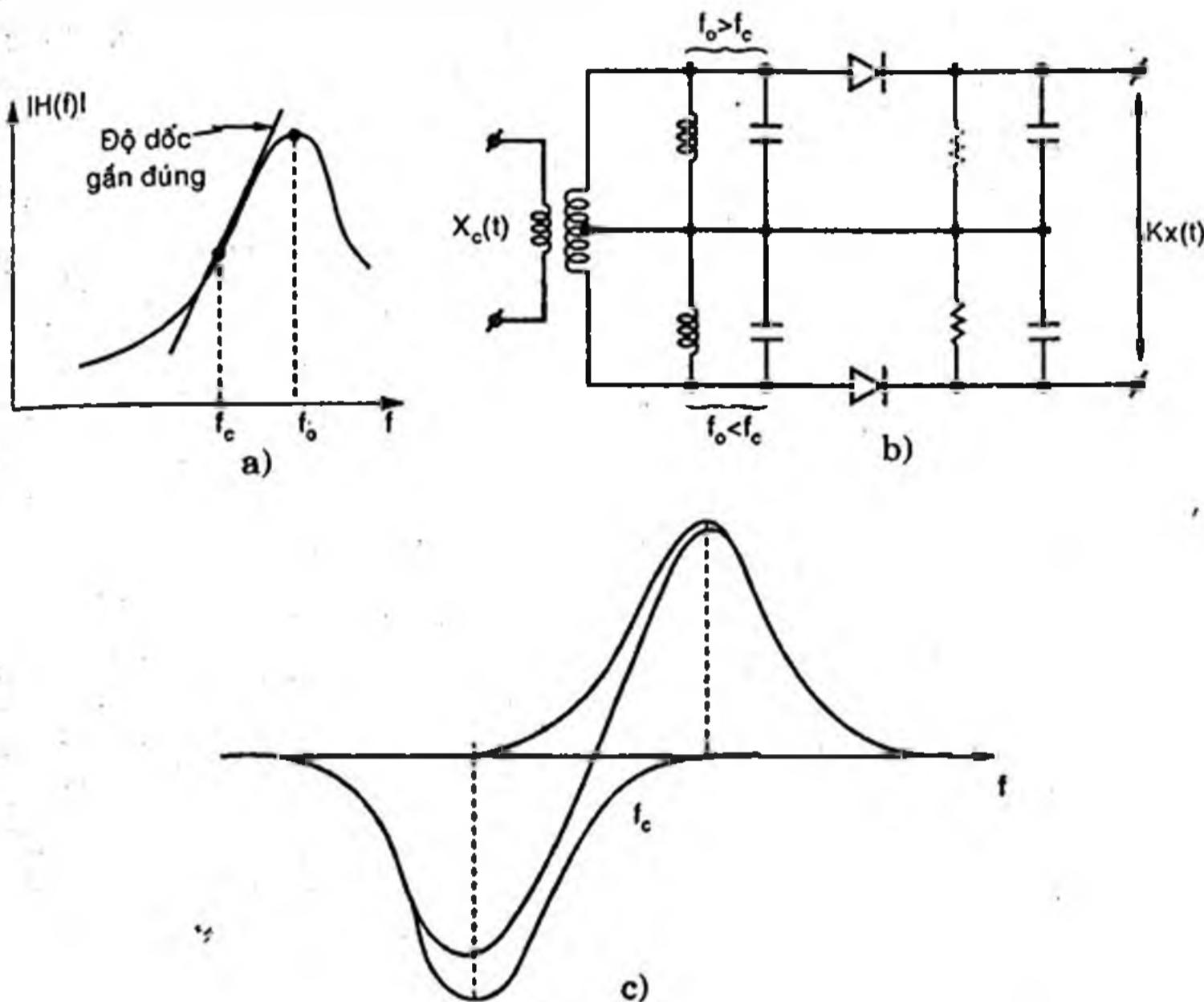


Hình 3.32 Mạch tách sóng FM dùng phương pháp chuyển đổi từ FM thành AM

Sơ đồ khối mạch tách sóng này được vẽ ở hình 3.32. Khối đạo hàm theo thời gian có thể được thực hiện bởi hàm truyền $|H(f)| = 2\pi f$. Một ví dụ là một mạch cộng hưởng lệch $f_0 \neq f_c$ có đáp tuyến $|H(f)|$ được vẽ ở hình 3.33a. Tín hiệu FM khi qua mạch sẽ cho tín hiệu AM, được phát sinh bởi độ dốc của đáp tuyến tần số, do đó, ta gọi đây là mạch tách sóng một độ dốc.

Một dạng cải tiến khác là mạch tách sóng phân biệt cân bằng, như vẽ ở hình 3.33b. Hai mạch cộng hưởng trên và dưới có tần số cộng hưởng lớn hơn và nhỏ hơn f_c . Kết quả, mạch cân bằng sẽ cho đặc tuyến V-F có dạng tuyến tính hơn và đổi xứng qua mức 0, được vẽ ở hình 3.33c.

Vì là mạch cân bằng nên không cần có khâu loại bỏ DC như trước, và độ tuyến tính của đặc tuyến V-F tăng lên nhiều, dải động của tín hiệu FM cũng tăng gấp đôi.



*Hình 3.33 a) Tách sóng một độ dốc
 b) Tách sóng phân biệt cân bằng; c) Đặc tuyến V-F*

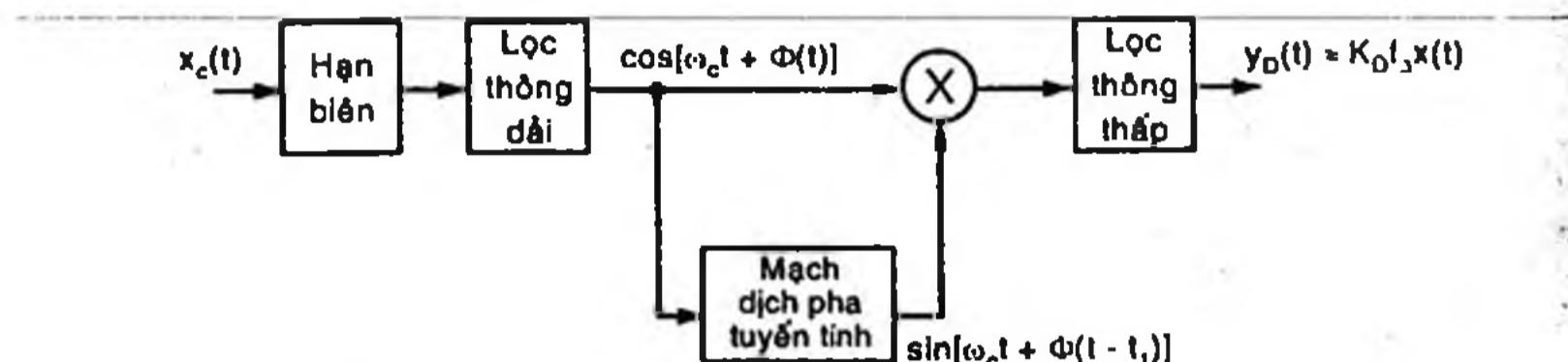
* Mạch tách sóng FM phân biệt (Phase - shift discrimination)

Mạch tách sóng phân biệt gồm mạch điện có đáp ứng pha tuyến tính (không phải đáp ứng biên độ tuyến tính như mạch tách sóng độ dốc ở phần trên). Nếu tín hiệu điều chế FM có góc pha là $\Phi(t)$ sao cho $\frac{d\Phi(t)}{dt} = 2\pi f_{\Delta} x(t)$ thì ta có gần đúng:

$$\Phi(t) - \Phi(t - t_1) \approx t_1 \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} = 2\pi f_{\Delta} t_1 \cdot x(t) \quad (3.111)$$

Việc thực hiện trễ pha khoảng thời gian t_1 có thể dùng đường dây trễ hoặc mạch dịch pha tuyến tính.

Hình 3.34 mô tả sơ đồ khối của mạch tách sóng phân biệt. Phản tử dịch pha tuyến tính có chức năng tạo độ trễ pha t_1 (trễ pha nhóm/group delay) và đồng thời, tạo độ lệch pha 90° trên sóng mang, do đó biểu thức ở ngoặc là $\cos[w_c t - 90^\circ + \Phi(t - t_1)] = \sin[w_c t + \Phi(t - t_1)]$.



Hình 3.34 Mạng tách sóng phân biệt

Kết quả của phép nhân giữa $\cos[w_c t + \Phi(t - t_1)]$ với $\sin[w_c t + \Phi(t - t_1)]$ được lọc thông thấp (loại bỏ thành phần bậc cao) sẽ cho tín hiệu ra tỉ lệ với:

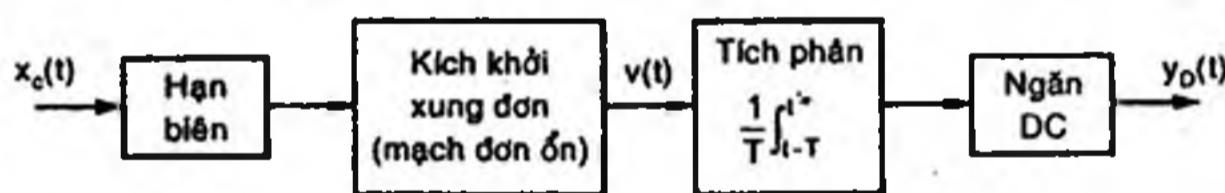
$$\sin[\Phi(t) - \Phi(t - t_1)] \approx \Phi(t) - \Phi(t - t_1) \quad (3.112)$$

So sánh (3.112) với (3.111), ta suy ra tín hiệu ra là:

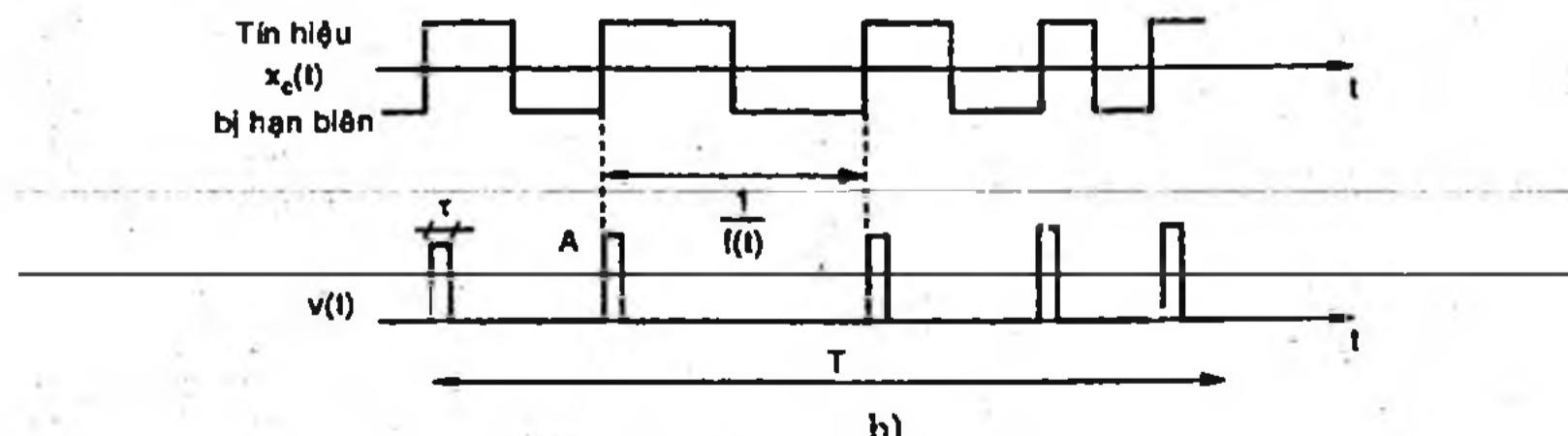
$$y_D(t) \approx K_D f_A x(t) \quad (3.113)$$

Các mạch tách sóng Foster-Seely và mạch tách sóng tỉ lệ là các dạng của kiểu tách sóng phân biệt này.

* *Mạch tách sóng qua điểm không (Zero - crossing detector)*



a)



b)

Hình 3.35 a) Sơ đồ khối mạch tách sóng điểm không
b) Dạng sóng ở ngoặc ra các khối

Hình 3.35a là sơ đồ khối mạch tách sóng điêm không, trong đó, tín hiệu FM là $x_c(t)$ được xén thành các xung vuông. Chúng được dùng để kích khởi một mạch đơn ổn để tạo ra các xung đơn ổn biên độ A cố định, độ rộng τ cố định, nhưng chỉ xuất hiện tại các thời điểm xung vuông hạn biên đi qua điểm 0.

Kết quả, xung đơn ổn xuất hiện với chu kỳ thay đổi theo tần số $x_c(t)$, có nghĩa là chu kỳ $1/f(t)$ (xem hình 3.35b). Nếu ta quan sát trong thời gian T sao cho $W \ll 1/T \ll f_c$, ta sẽ nhận được số xung đơn ổn là $n_T \approx T.f(t)$. Tín hiệu $v(t)$ này là dạng đơn cực, được cho qua mạch tích phân trong thời gian T :

$$\frac{1}{T} \int_{t-T}^t v(\lambda) d\lambda = \frac{1}{T} n_T A \tau \approx A t f(t) \quad (3.114)$$

Tín hiệu (3.114) qua mạch ngăn DC sẽ cho tín hiệu $y_D(t) \approx K_D f_A x(t)$.

* Mạch tách sóng dùng vòng khóa pha (PLL: Phase - Locked Loop)

Đây là loại mạch tách sóng FM hoặc PM đa năng, được sử dụng khá rộng rãi cùng với công nghệ chế tạo vi mạch hiện đại. Vì nội dung này liên quan đến hệ thống vòng khóa pha, nên phần mạch tách sóng dùng PLL sẽ được trình bày ở phần sau (chương 3, phần 3.3.3).

4. Nhiều tương tác trong thu FM và PM

Nhiều tương tác ở thiết bị thu xảy ra khi một anten thu nhận đồng thời nhiều tín hiệu ở các tần số lân cận, hoặc do hiệu ứng fading đường truyền, hoặc do ghép tín hiệu từ các kênh lân cận trên cáp đường truyền. Các hiệu ứng này có thể làm sai lệch tin tức sau mạch giải điều chế.

a) Nhiều tương tác dạng hình sin

Giả sử tín hiệu cần thu có sóng mang ở tần số f_c , nhiều tương tác xảy ra tại tần số $f_c + f_i$, góc pha Φ_i . Ta viết biểu thức tín hiệu thu tổng là:

$$v(t) = A_c \cos \omega_c t + A_i \cos [(w_c + w_i)t + \Phi_i] \quad (3.115)$$

trong đó, số hạng thứ nhất là sóng mang (chưa điều chế) mà ta muốn thu nhận, số hạng thứ hai là nhiễu tương tác.

Biểu thức (3.115) có thể viết lại dưới dạng biên độ và góc pha như sau:

$$v(t) = A_v(t) \cos[w_c t + \Phi_v(t)] \quad (3.116)$$

với: $A_v(t) = A_c \sqrt{1 + \rho^2 + 2\rho \cos \theta_i(t)}$

$$\Phi_v(t) = \arctg \frac{\rho \sin \theta_i(t)}{1 + \rho \cos \theta_i(t)} \quad (3.117)$$

$$\rho = \frac{A_i}{A_c}; \quad \theta_i(t) = w_i t + \Phi_i$$

Cách biểu diễn (3.116) được suy ra từ phép biểu diễn vector quay của sóng mang và nhiễu tương tác.

Nếu $\rho \ll 1$ (đây là trường hợp thường xuất hiện khi biên độ nhiễu A_i nhỏ hơn nhiều biên độ tín hiệu sóng mang muốn thu A_c), (3.117) được tính gần đúng

$$\begin{aligned} A_v(t) &\approx A_c [1 + \rho \cos(w_i t + \Phi_i)] \\ \Phi_v(t) &\approx \rho \sin(w_i t + \Phi_i) \end{aligned} \quad (3.118)$$

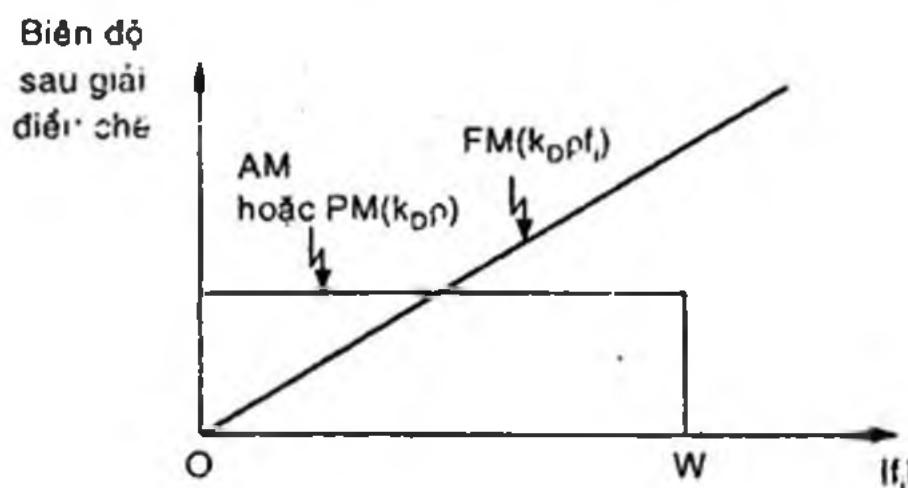
Ta có thể xem $v(t) = A_v(t) \cdot \cos[w_c t + \Phi_v(t)]$ lúc này là tín hiệu được điều chế tin tức đơn tần f_i :

- Điều chế AM do $A_v(t)$ biến thiên, hệ số điều chế $\mu = \rho$
- Điều chế FM hoặc PM do $\Phi_v(t)$ biến thiên, hệ số điều chế $\beta = \rho$.

Khi đặt $v(t)$ vào mạch giải điều chế tại nơi thu, tín hiệu sau giải điều chế là:

$$y_D(t) = \begin{cases} K_D(1 + \rho \cos w_i t) & \text{với AM} \\ K_D \rho \sin w_i t & \text{với PM} \\ K_D \rho f_i \cos w_i t & \text{với FM} \end{cases} \quad (3.119)$$

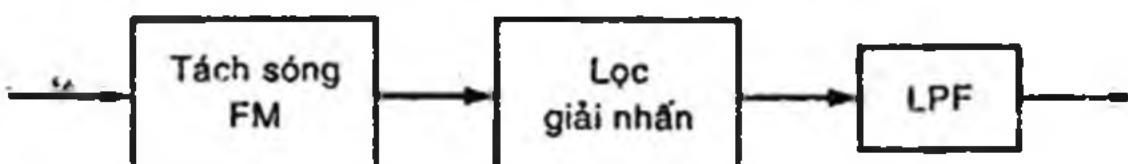
Hình 3.36 biểu diễn sự biến thiên của biên độ tín hiệu nhiễu tương tác theo f_i , xuất hiện tại ngõ ra của bộ giải điều chế, được suy ra từ (3.119). Ta nhận thấy với điều chế AM hoặc PM, biên độ nhiễu tương tác là $K_D \rho$ hằng số; ngược lại với FM, biên độ nhiễu $K_D \rho f_i$ tăng tỉ lệ với tần số f_i , có nghĩa là chịu ảnh hưởng càng tăng với càng nhiều kênh tần số lân cận của f_c .



Hình 3.36 Sự biến thiên của biên độ nhiễu tương tác theo tần số tại ngõ ra bộ giải điều chế

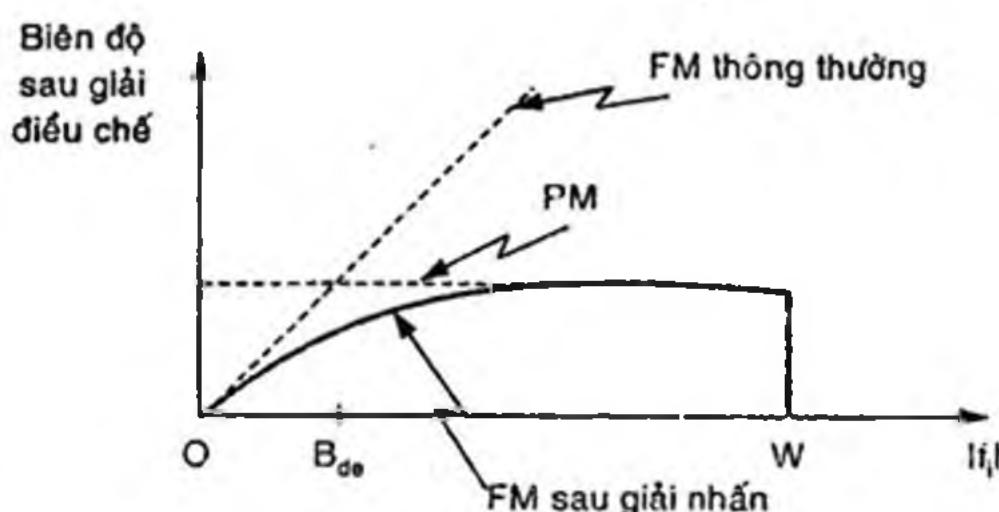
b) *Lọc giải nhấn (deemphasis) và tiền nhấn (preemphasis)*

Với điều chế FM, nhiễu tương tác ảnh hưởng mạnh khi tần số sai biệt f_i càng lớn. Để cải thiện chất lượng tín hiệu thu, giảm nhiễu tương tác, một bộ lọc giải nhấn được đặt ngay sau phần giải điều chế. Bộ lọc này làm suy giảm các tín hiệu ở tần số cao hơn mức B_{de} (với $B_{de} < W$). Ngoài ra, sau bộ lọc giải nhấn, cũng cần một bộ lọc thông thấp (LPF) tần số cắt W , để loại bỏ hết các thành phần nhiễu cao tần khác. Sơ đồ khối bộ giải điều chế FM được vẽ ở hình 3.37.



Hình 3.37 Bộ giải điều chế FM

Như vậy, bộ lọc giải nhấn cũng có tác dụng làm suy giảm tần số cao của tín hiệu muốn thu sau khi giải điều chế, có đặc tuyến tần số như vẽ ở hình 3.38. Điều này sẽ làm méo dạng tín hiệu tin tức mà ta muốn thu.



Hình 3.38 Đáp ứng biên độ của tín hiệu thu sau giải điều chế

Để khắc phục, ta phải dùng một bộ lọc tần số tiền nhấn đặt tại nơi phát trước khi đưa tín hiệu tin tức vào bộ điều chế. Đáp tuyến tần số của bộ lọc tiền nhấn phải bù trừ với đáp tuyến tần số bộ lọc giải nhấn, do đó, ta phải có:

$$H_{pe}(f) = \frac{1}{H_{de}(f)} \quad \text{với } |f| \leq W \quad (3.120)$$

Biểu thức hàm truyền của bộ lọc giải nhấn thường có dạng:

$$H_{de}(f) = \left[1 + j \left(\frac{f}{B_{de}} \right) \right]^{-1} \approx \begin{cases} 1 & \text{với } |f| \ll B_{de} \\ \frac{B_{de}}{jf} & \text{với } |f| \gg B_{de} \end{cases} \quad (3.121)$$

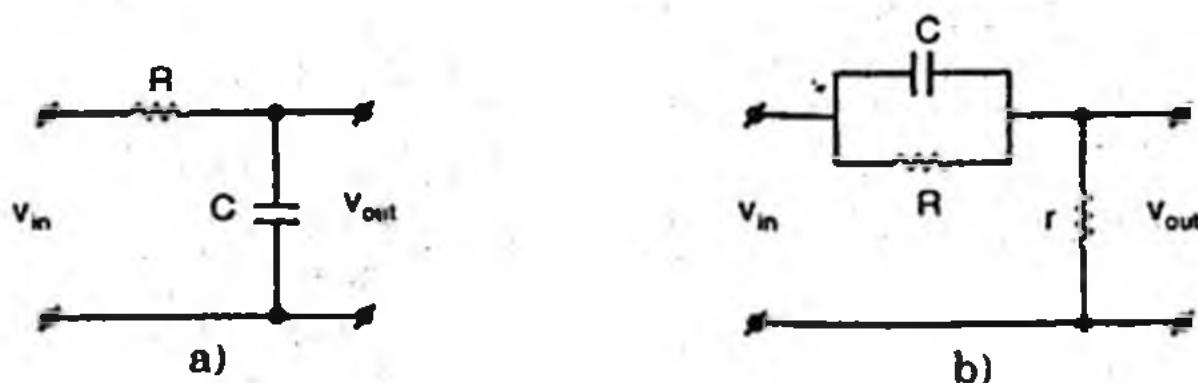
trong đó, tần số cắt B_{de} thường rất nhỏ hơn dải tần số W của tin tức. Khi tần số nhiễu f_i đủ lớn, tích số $|H_{de}(f)| \cdot |f_i| \approx B_{de}$ (hàng số), do đó không gây nhiễu tương tác cho kênh muốn thu.

Hàm truyền bộ lọc tiền nhấn được suy ra từ (3.120) và (3.121):

$$H_{pe}(f) = \left[1 + j \left(\frac{f}{B_{de}} \right) \right] \approx \begin{cases} 1 & \text{với } |f| \ll B_{de} \\ \frac{jf}{B_{de}} & \text{với } |f| \gg B_{de} \end{cases} \quad (3.122)$$

Do đó, tại nơi phát, khi tần số tín hiệu đủ lớn hơn B_{de} , bộ lọc tiền nhấn có tác dụng như một mạch vi phân.

Sơ đồ mạch điện bộ lọc giải nhấn và bộ lọc tiền nhấn được vẽ ở hình 3.39a và 3.39b.



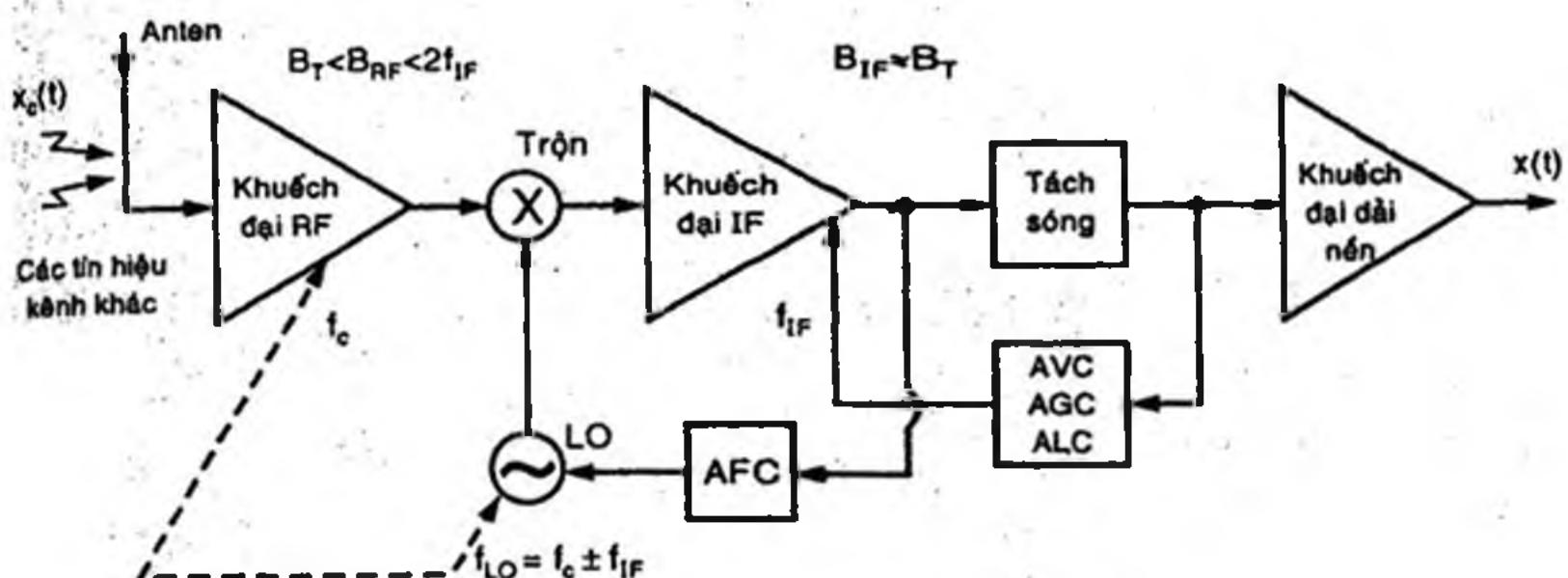
Hình 3.39 Bộ lọc giải nhấn (a) và bộ lọc tiền nhấn (b)

3.3 HỆ THỐNG THÔNG TIN TƯƠNG TỰ

1. Mạch thu tương tự

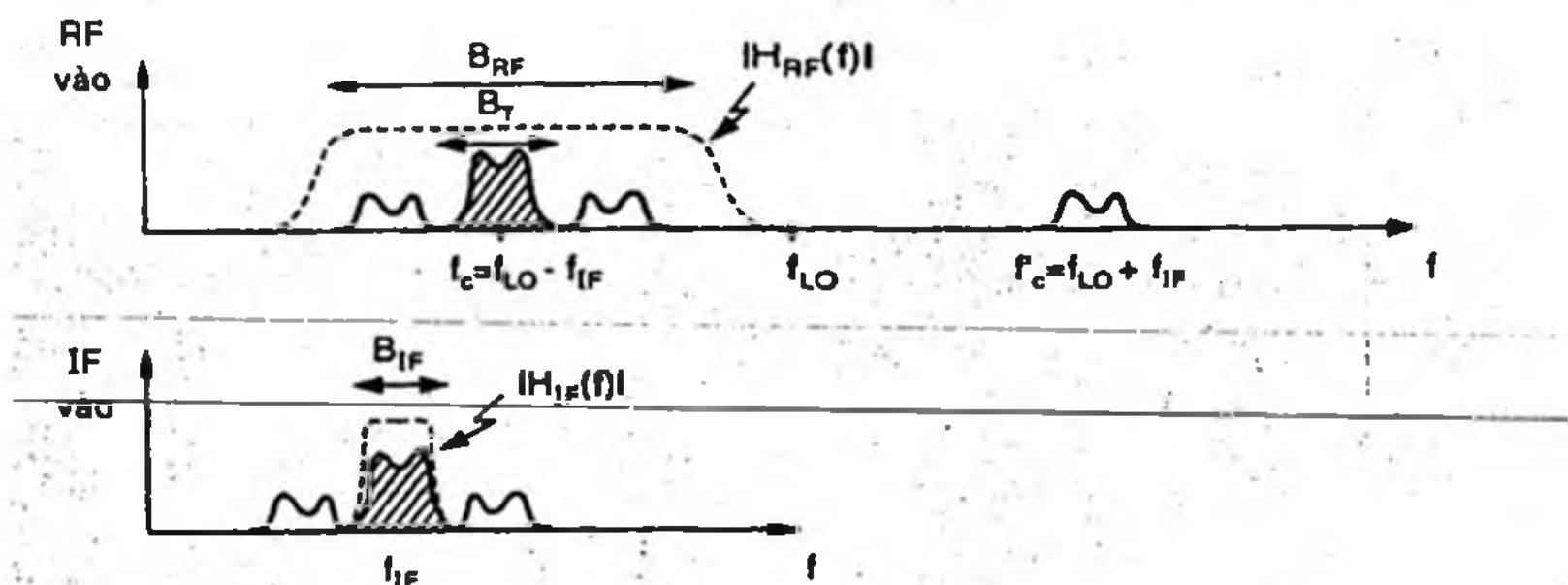
Ngoài chức năng giải điều chế tín hiệu thu, mạch thu tương tự còn phải đảm bảo ba chức năng sau:

- Chọn lọc tần số muốn thu.
- Loại bỏ các tần số các kênh khác không muốn thu.
- Khuếch đại tín hiệu thu (để bù trừ độ suy hao khi truyền trong môi trường)
- Tuy nhiên, một mạch thu và khuếch đại thông thường không thể đáp ứng tất cả các yêu cầu trên. Mạch thu ngoại sai (*superheterodyne receiver*), với sơ đồ mạch được vẽ ở hình 3.40, có thể giải quyết được các vấn đề này.



Hình 3.40 Sơ đồ mạch thu ngoại sai

Tín hiệu của kênh muốn thu $x_c(t)$ được chọn lọc và khuếch đại bởi khối RF (*radio - frequency*) tại tần số f_c . Bộ khuếch đại RF này thường có băng thông B_{RF} tương đối rộng và có thể thu nhận luôn các kênh lân cận của tín hiệu $x_c(t)$, như được vẽ ở đáp tuyến tần số $H_{RF}(f)$ (hình 3.41a).



Hình 3.41 Dải tần số RF và tần số IF

Tín hiệu $x_c(t)$ ở tần số f_c sau đó được chuyển về tần số trung tần $F_{IF} < f_c$ bằng một bộ trộn tần với tần số dao động nội f_{LO} thỏa mãn điều kiện sau:

$$f_{LO} = f_c + f_{IF} \quad \text{hoặc} \quad f_{LO} = f_c - f_{IF}$$

hoặc một cách tổng quát hơn:

$$|f_c - f_{LO}| = f_{IF} \quad (3.123)$$

Phương thức trên được gọi là kiểu thu ngoại sai (*superheterodyne receiver*).

Tín hiệu trung tần f_{IF} được khuếch đại trung tần và chọn lọc bởi bộ lọc có băng thông $B_{IF} \approx B_T$ (H.3.41b), do đó có thể loại bỏ được can nhiễu của các kênh lân cận so với $x_c(t)$. Ngoài ra, vì tần số trung tần F_{IF} là cố định cho mọi kênh thu, băng thông B_{IF} cũng cố định, nên ta có thể thiết kế bộ khuếch đại trung tần ổn định với hệ số khuếch đại đủ lớn và điều đó quyết định chủ yếu đến độ lợi của toàn bộ mạch thu.

Sau tầng khuếch đại trung tần, tín hiệu thu sẽ được tách sóng và khuếch đại dải nền.

Ngoài ra, từ hình 3.41a, ta còn nhận thấy nếu tần số trung tần f_{IF} được xác định từ (3.123) thì ngoài tín hiệu muôn thu tần số f_c , ta còn một tín hiệu kênh khác tần số f'_c thỏa mãn điều kiện:

$$f'_c = f_c + 2f_{IF} = f_{LO} + f_{IF} \quad (3.124)$$

thì kênh f'_c này có thể được trộn với f_{LO} để tạo thành f_{IF} .

Như vậy, f'_c sẽ gây nhiễu cho kênh muôn thu f_c , được gọi là tần số ảnh (*image frequency*) của kênh f_c . Bộ chọn lọc RF có băng thông B_{RF} thỏa mãn điều kiện: $B_T < B_{RF} < 2f_{IF}$

sẽ cho phép loại bỏ các tần số ảnh f'_c này (xem hình 3.41a)

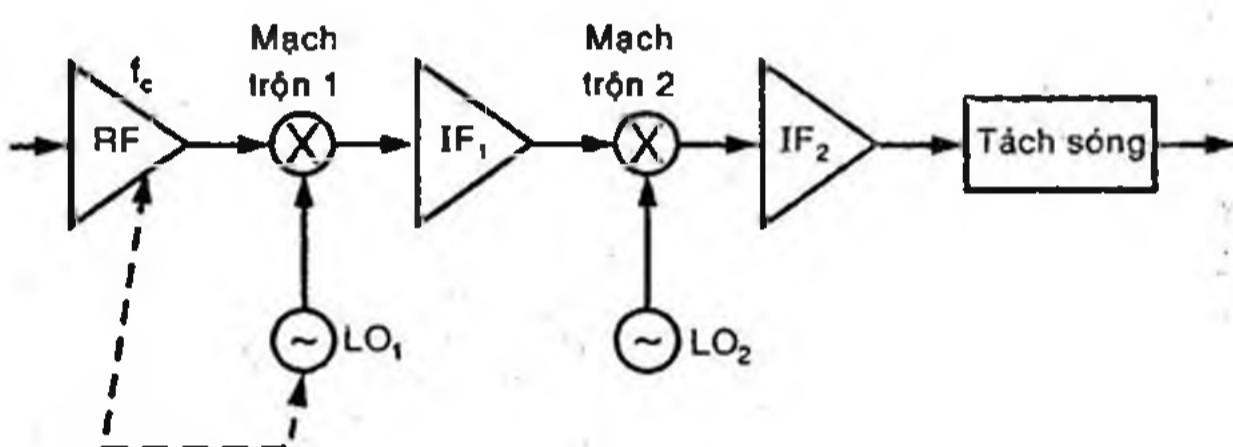
Phương pháp thu ngoại sai có các ưu điểm sau:

- Các phần mạch từ khuếch đại trung tần trở về sau có cấu trúc và đặc tính không thay đổi khi ta thay đổi tần số muôn thu f_c .
- Tần số trung tần f_{IF} khác tần số thu f_c , nên không tạo ra các đường hồi tiếp ký sinh từ mạch khuếch đại trung tần phía sau lên mạch thu RF phía trước.
- Đặc tính khuếch đại và chọn lọc của toàn máy thu phụ thuộc chính vào phần khuếch đại trung tần. Các tầng khuếch đại trung tần có thông số được giữ không đổi cho mọi tần số thu f_c .

Thông thường, ta chọn $f_{LO} > f_c$ vì khi f_c biến thiên trong dải tần số khá rộng, ta luôn luôn có thể thiết kế được mạch dao động nội f_{LO} có tần số biến thiên một cách tuyến tính trên cùng một khoảng.

Mạch AVC (hoặc AGC, ALC) (*automatic volume (gain, level) control*) tạo tín hiệu hồi tiếp từ ngõ ra sau tách sóng đến tầng khuếch đại IF; Mục tiêu để điều chỉnh độ lợi của máy thu tùy theo cường độ tín hiệu thu được (mạnh yếu khác nhau).

Mạch AFC (*automatic frequency control*) tạo hồi tiếp từ khuếch đại IF về bộ dao động ngoại sai f_{LO} , mục tiêu để tự động điều chỉnh tần số f_{LO} không bị sai lệch trong quá trình hoạt động của mạch.



Hình 3.42 Mạch thu đổi tần kép

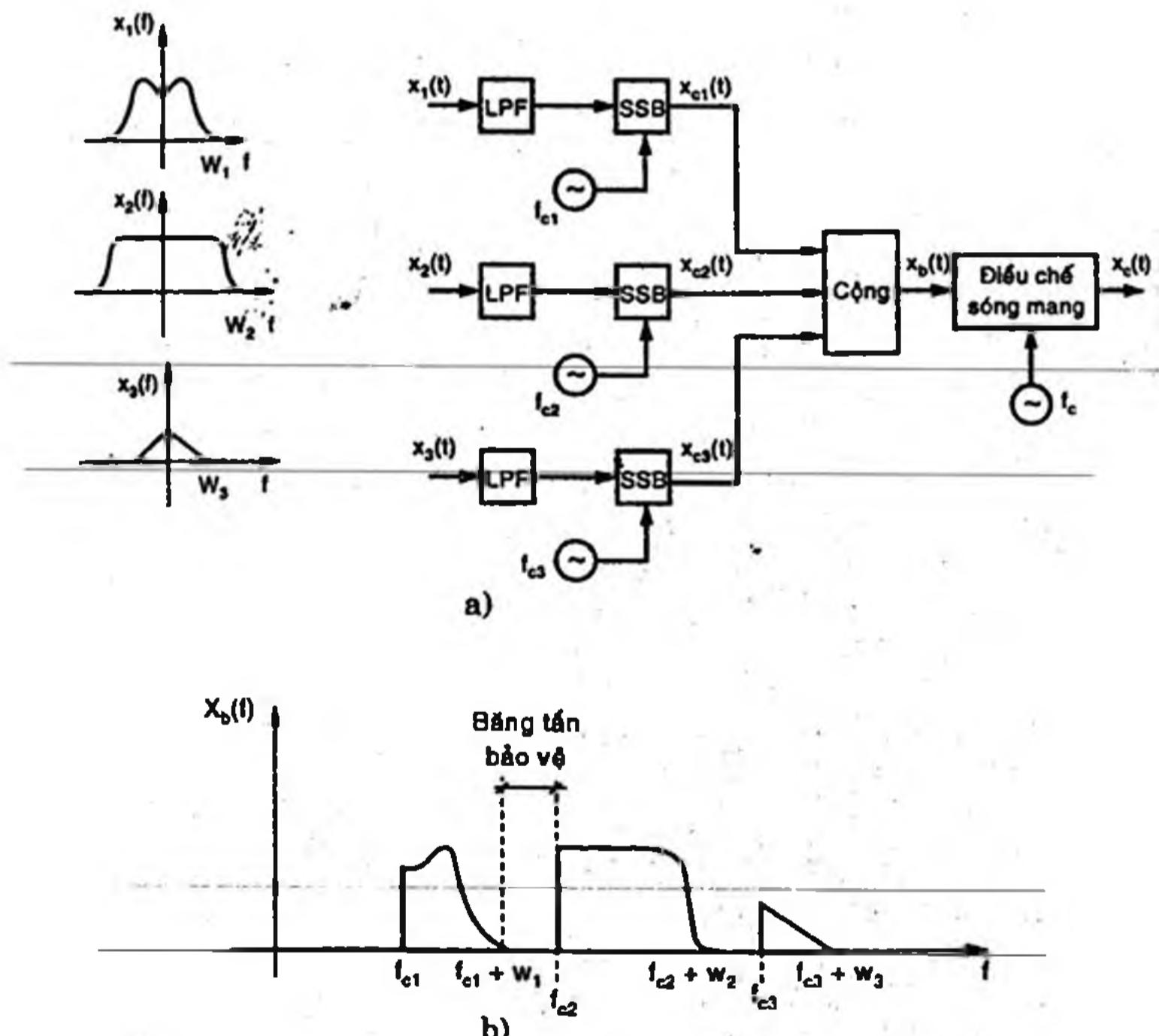
Ngoài phương pháp thu đổi tần đơn đã giới thiệu trong hình 3.41, trong một số thiết bị thu kỹ thuật cao, người ta còn dùng mạch thu đổi tần kép, như ở hình 3.42. Mạch dùng hai bộ trộn tần tạo ra hai tần số trung tần IF_1 và IF_2 . Thông thường, tần số trung tần IF_2 là thấp và cố định và mạch khuếch đại có băng thông hẹp (mục đích để loại bỏ hoàn toàn các kênh lân cận), như diễn giải ở hình 3.41b. Tần số trung tần IF_1 có thể điều chỉnh được (mục đích để loại bỏ hoàn toàn các tần số ảnh).

2- Ghép kênh theo tần số

Ghép kênh (*multiplexing*) là quá trình ghép nhiều luồng tín hiệu tin tức được chuyển tải theo cùng một hướng và sử dụng chung một môi trường truyền tin. Có nhiều kiểu ghép kênh khác nhau. Ở phần này, ta chỉ đề cập đến kiểu ghép kênh theo tần số (FDM: *Frequency Division Multiplexing*).

a) Hệ thống FDM

Sơ đồ khái quát một hệ thống ghép kênh FDM được vẽ ở hình 3.43a, trong đó các tín hiệu tin tức của nhiều kênh (trong hình vẽ gồm 3 kênh) được đưa qua bộ lọc thông thấp (LPF: Low Pass Filter) và điều chế SSB bởi các sóng mang con riêng biệt (*subcarrier*) $f_{c1}, f_{c2}, f_{c3}, \dots$. Các tín hiệu đã điều chế riêng trên từng kênh sẽ được cộng với nhau tạo thành tín hiệu dải nền (*baseband signal*) $x_b(t)$ có phổ tần số $x_b(f)$ được vẽ ở hình 3.43b. Ta nhận thấy do đặc tính của điều chế SSB, mỗi sóng mang con chỉ mang phổ của một dải biến tần (trong hình 3.43b là dải biến tần trên) để đảm bảo với băng thông hữu hạn của tín hiệu dải nền, số kênh được ghép FDM có thể là lớn nhất.



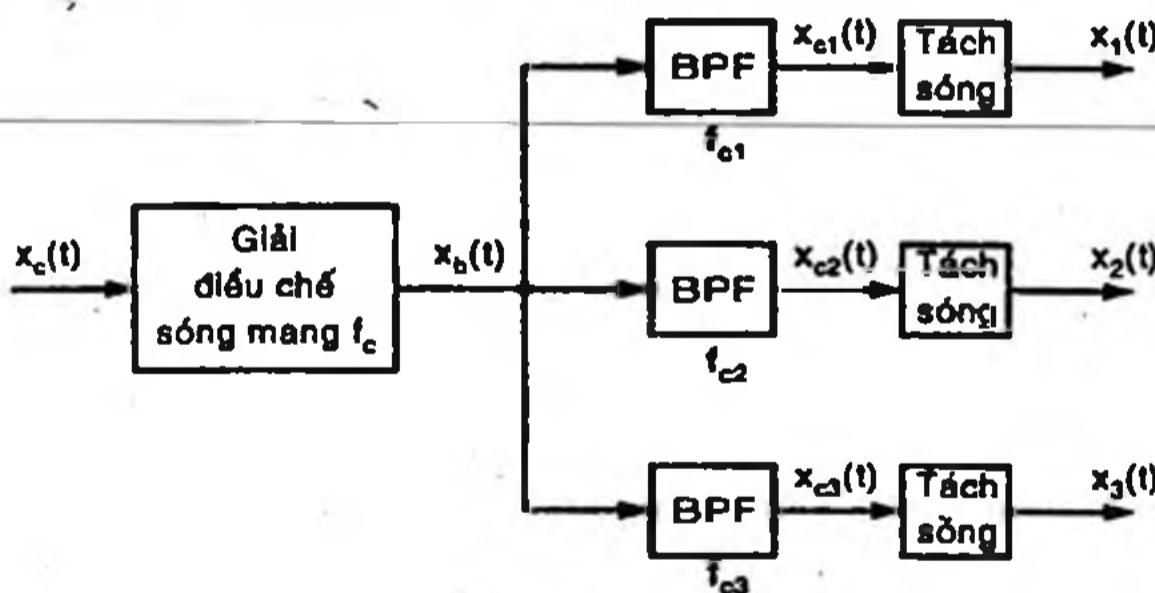
Hình 3.43 a) Sơ đồ khái mạch FDM ghép ba kênh
b) Phổ tần số dải nền FDM

Tín hiệu dải nền $x_b(t)$ lại được điều chế lần nữa (sau đó) bởi sóng mang f_c , tạo thành tín hiệu ghép kênh đã điều chế $x_c(t)$ ở ngõ ra.

Ở nơi thu, sơ đồ khối bộ tách kênh FDM được vẽ ở hình 3.44. Sau khói giải điều chế sóng mang f_c , tín hiệu dải nền $x_b(t)$ lại được tách kênh FDM bởi các bộ lọc thông dải (BPF: Band Pass Filter), có chức năng chọn lọc ở các tần số sóng mang con $f_{c_1}, f_{c_2}, f_{c_3}$. Sau khi tách kênh, chúng lần lượt được tách sóng từng kênh riêng để nhận được tín hiệu tin tức của mỗi kênh $x_1(t)$, $x_2(t)$ và $x_3(t)$.

Vấn đề quan trọng quyết định đến chất lượng bộ ghép tách kênh FDM là nhiễu xuyên kinh (crosstalk) xảy ra giữa các kênh tín hiệu tin tức sau tách kênh. Có hai loại nhiễu xuyên kinh:

- Do đặc tính phi tuyến của hệ thống, một tín hiệu tin tức của kênh này có thể tạo điều chế ký sinh trên sóng mang con của kênh khác.
- Do đặc tính lọc không lý tưởng của các bộ lọc thông dải BPF tại mạch tách kênh FDM, các tín hiệu tin tức có thể xuyên kinh với nhau. Để khắc phục nhược điểm này, ở phổ dải nền FDM cần có băng tần bảo vệ (guard band) giữa các kênh kề nhau, như vẽ ở hình 3.43b. Do đó, trong thực tế, dải băng tần của mỗi kênh phải là băng thông kênh W , cộng với băng tần bảo vệ.



Hình 3.44 Mạch tách kênh FDM

Các kênh ghép FDM thường được cấu trúc thành nhiều cấp ghép, tạo thành các phả hệ FDM (*FDM hierarchy*). Chẳng hạn, phả hệ FDM của hệ thống AT&T cho nhóm các kênh thoại được miêu tả ở bảng 3.2.

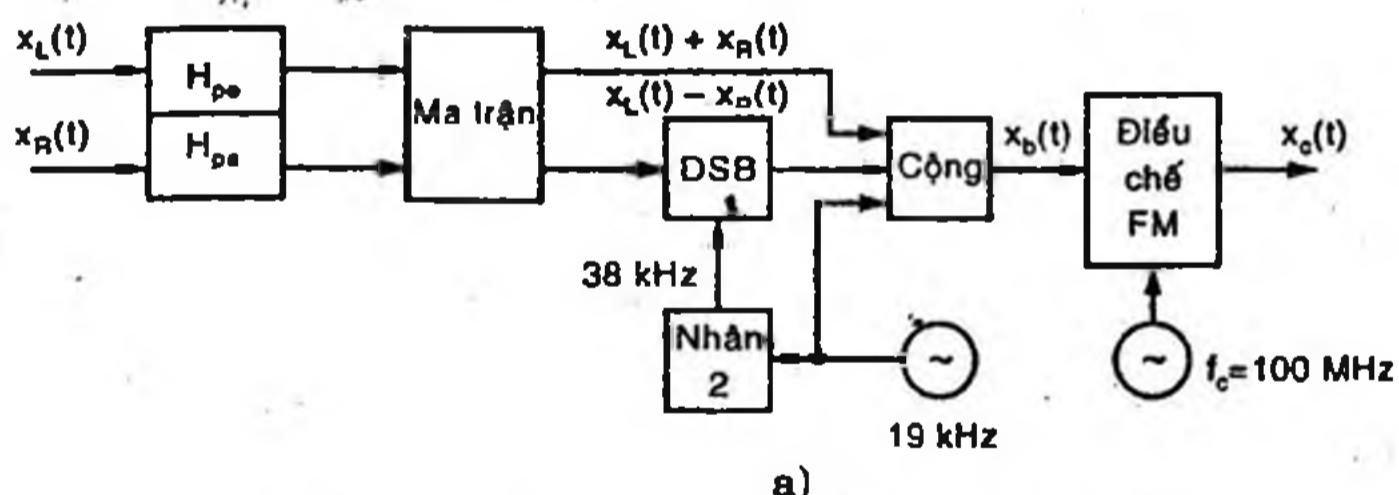
Bảng 3.2 Phản ứng FDM nhóm các kênh thoại của hệ thống AT&T

Cấp nhóm	Dải tần số	Băng thông	Số kênh thoại
Group	60 + 108 kHz	48 kHz	12
Supergroup	312 + 552 kHz	240 kHz	60
Mastergroup	564 + 3084 kHz	2,52 MHz	600
Jumbogroup	0,5 + 17,5 MHz	17 MHz	3600

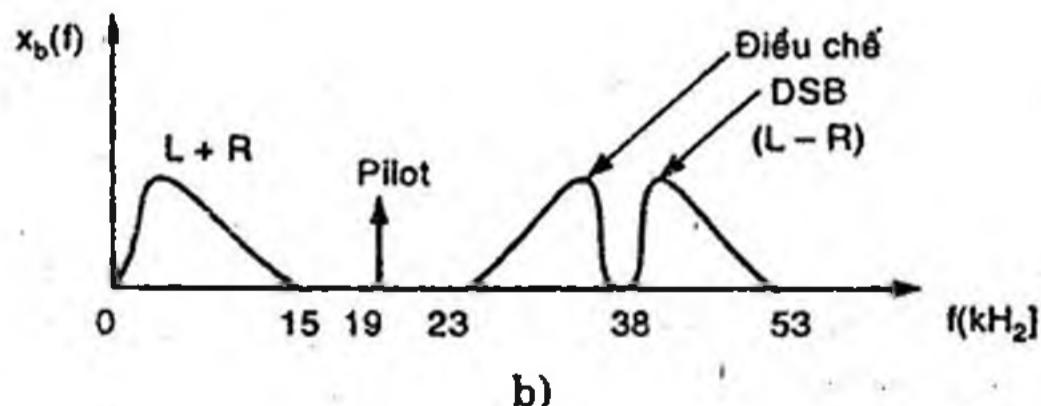
b) Ghép kênh FM stéréo

Sơ đồ khái bô ghép kênh FM stéréo được vẽ ở hình 3.45a, tạo tín hiệu dải nền FM stéréo trước khi được dùng để điều chế FM sóng mang f_c . Tín hiệu âm thanh đầu vào là dạng lặp thẻ (stéréo) gồm micro trái L (left) và micro phải R (right). Hai tín hiệu này được lọc tiền nhấn bởi các bộ H_{pe} và sau đó qua ma trận cộng trừ để tạo $x_L(t) + x_R(t)$ và $x_L(t) - x_R(t)$. Tín hiệu tổng $x_L(t) + x_R(t)$ được điều chế FM bình thường để máy thu FM mono vẫn có thể thu nhận được.

Tín hiệu hiệu số $x_L(t) - x_R(t)$ được dùng để điều chế DSB một sóng mang 38kHz được tạo ra do mạch nhân đôi tần số từ dao động chuẩn 19kHz.



a)

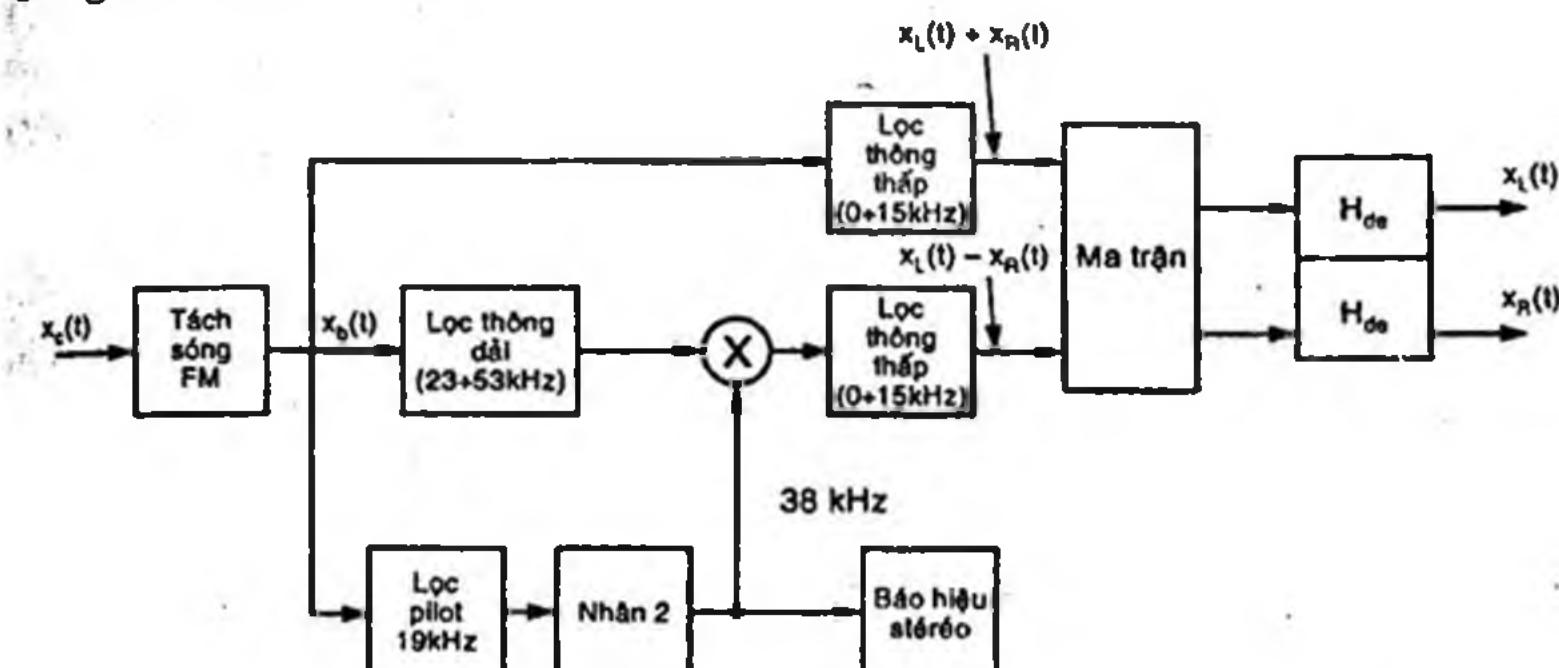


b)

Hình 3.45 a) Sơ đồ mạch ghép FM stéréo
b) Phổ tín hiệu dải nền ghép kênh FM

Kiểu điều chế DSB được dùng để đảm bảo độ trung thực của tín hiệu phát, nhất là các thành phần tần số thấp của dải âm tần vẫn được giữ nguyên dù tần số sóng mang đã bị loại bỏ (xem lại phần 'điều chế DSB'). Ngoài ra, một phần của tín hiệu dao động 19kHz cũng được ghép vào tín hiệu dải nền, dùng làm tín hiệu pilot, phục vụ cho việc tách sóng đồng bộ tại máy thu.

Như vậy, ba thành phần tín hiệu: $x_L(t) + x_R(t)$; $x_L(t) - x_R(t)$ điều chế DSB và pilot 19kHz được ghép chung thành tín hiệu dải nền $x_b(t)$, có phổ như hình 3.45b. Tín hiệu $x_b(t)$ được dùng để điều chế FM sóng mang f_c .



Hình 3.46 Sơ đồ khối mạch tách sóng FM stéréo

Ở máy thu, mạch tách sóng FM stéréo có sơ đồ khối được vẽ ở hình 3.46.

3- Vòng khóa pha (PLL)

Vòng khóa pha (PLL: Phase - Lock Loop) là phần tử quan trọng của hệ thống thu tương tự. Vòng khóa pha được dùng trong các mạch điều chế, giải điều chế, mạch tổng hợp tần số, mạch nhân tần số và một số mạch xử lý khác.

a) Đặc tính khóa pha

Mục tiêu chính của mạch khóa pha là tạo sự đồng bộ giữa góc pha tức thời (về pha và về tần số) của mạch dao động VCO với góc pha của tín hiệu bên ngoài. Phần tử cơ bản của mạch khóa pha là mạch so pha (*phase comparision*).

Hình 3.47a trình bày mạch so pha tương tự, các tín hiệu vào lần lượt là tín hiệu thu $x_c(t) = A_c \cos \theta_c(t)$ và tín hiệu dao động $v(t) = A_v \cos \theta_v(t)$.

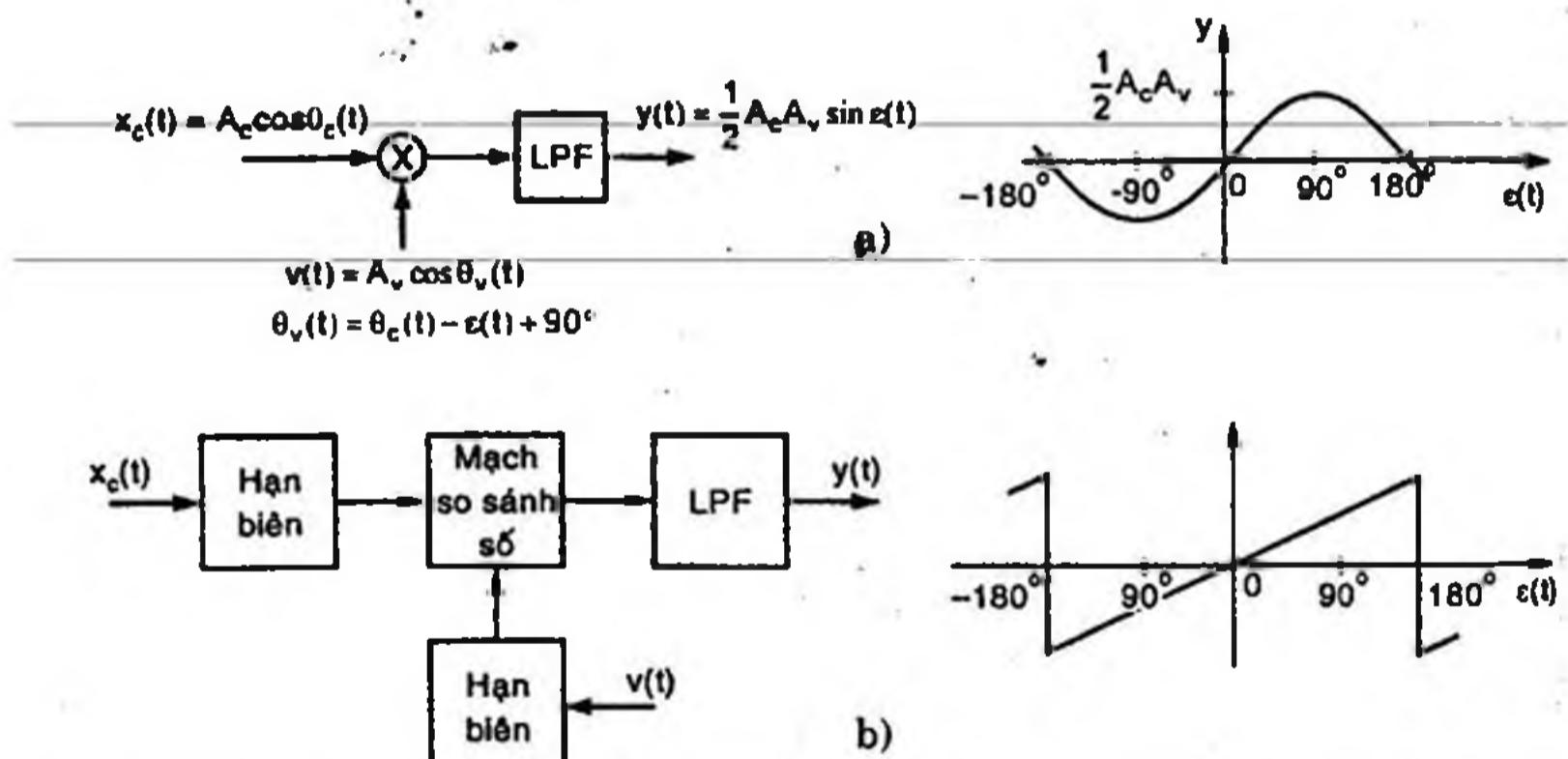
$$\text{Nếu ta đặt: } \theta_v(t) = \theta_c(t) - \varepsilon(t) + 90^\circ \quad (3.126)$$

thì tín hiệu $y(t)$ sau mạch nhân và lọc thông thấp (LPF) (giả sử mạch LPF chỉ chọn lọc thành phần tần số hiệu số mà loại bỏ thành phần tần số tổng) sẽ có dạng:

$$\begin{aligned} y(t) &= \frac{1}{2} A_c A_v \cos[\theta_c(t) - \theta_v(t)] \\ &= \frac{1}{2} A_c A_v \cos[\varepsilon(t) - 90^\circ] = \frac{1}{2} A_c A_v \sin \varepsilon(t) \end{aligned} \quad (3.127)$$

Ta gọi $\varepsilon(t)$ là sai số pha, đồ thị biến thiên của tín hiệu ra $y(t)$ theo $\varepsilon(t)$ được vẽ ở hình 3.47a.

Khi thu tín hiệu $x_c(t)$ bất kỳ, việc $(y(t))$ phụ thuộc A_c làm cho biên độ của $y(t)$ biến thiên không mong muốn, nhất là với thu điều biến. Một giải pháp thực tế là dùng các mạch hạn biên và so pha số (H.3.47b), có thể đạt độ chính xác khá cao.



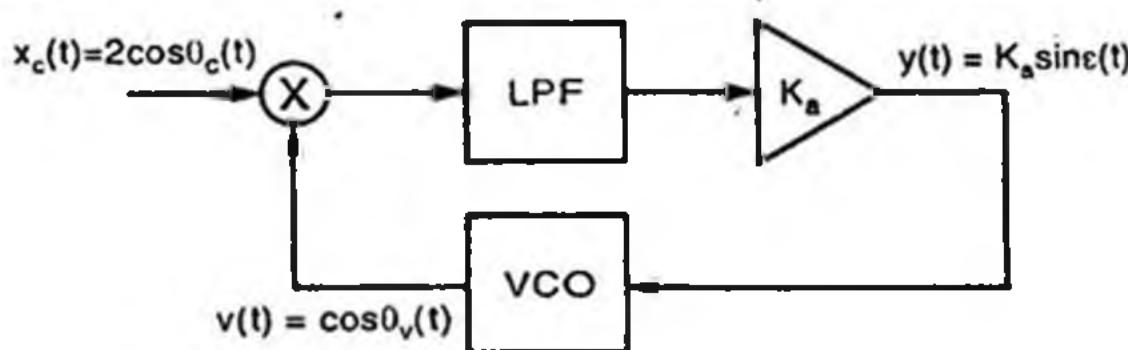
Hình 3.47 a) Mạch so pha tương tự và sự biến thiên của ngõ ra $y(t)$ theo độ lệch pha $\varepsilon(t)$

b) Mạch so pha số và sự biến thiên của ngõ ra $y(t)$ theo độ lệch pha $\varepsilon(t)$

Từ mạch so pha trên, ta xét mạch vòng khóa pha ở hình 3.48. Giả sử tín hiệu thu $x_c(t)$ có biên độ $A_c = 2$ và góc pha tức thời là:

$$\theta_c(t) = w_c t + \Phi(t)$$

với $w_c = 2\pi f_c$ (3.128)



Hình 3.48 Mạch vòng khóa pha PLL

Ta cũng giả sử rằng tín hiệu dao động VCO có biên độ $A_v = 1$ và hệ số khuếch đại của vòng khóa pha là K_a , vậy tín hiệu ra $y(t)$ sẽ là:

$$y(t) = K_a \sin \varepsilon(t) \quad (3.129)$$

Gọi Δf là độ sai biệt tần số giữa tần số thu f_c với tần số dao động f_v của VCO ($f_v = f_c - \Delta f$), ta có thể tính góc pha tức thời của dao động VCO là:

$$\theta_v(t) = 2\pi(f_c - \Delta f)t + \Phi_v(t) + 90^\circ \quad (3.130)$$

trong đó $\Phi_v(t) = 2\pi K_v \int_0^t y(\lambda) d\lambda$ (3.131)

với K_v là hằng số độ dịch tần số.

Do đó, sai số pha $\varepsilon(t)$ sẽ là:

$$\varepsilon(t) = \theta_c(t) - \theta_v(t) + 90^\circ = 2\pi\Delta f t + \Phi(t) - \Phi_v(t) \quad (3.132)$$

Lấy đạo hàm theo t cả hai vế của (3.132) và dùng (3.131):

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = 2\pi\Delta f + \frac{d\Phi(t)}{dt} - 2\pi K_v y(t) \quad (3.133)$$

Kết hợp (3.133) với (3.129), ta có:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} + 2\pi K_a \sin \varepsilon(t) = 2\pi\Delta f + \frac{d\Phi(t)}{dt} \quad (3.134)$$

với $K = K_v \cdot K_a$ được gọi là độ lợi vòng, có đơn vị [Hz].

Phương trình (3.134) là phương trình động cơ bản của vòng khóa pha. Góc pha ban đầu $\Phi(t)$ được giả sử là hằng số $\Phi(t) = \Phi_0$, do đó $\frac{d\Phi(t)}{dt} = 0$, (3.134) trở thành:

$$\frac{1}{2\pi K} \cdot \frac{d\epsilon(t)}{dt} + \sin \epsilon(t) = \frac{\Delta f}{K} \text{ với } t \geq 0 \quad (3.135)$$

Vòng khóa pha ở trạng thái khóa (đồng bộ) khi $\epsilon(t)$ có giá trị xác lập (steady state): $\epsilon(t) = \epsilon_{ss}$, và do đó $\frac{d\epsilon(t)}{dt} = 0$, ta nhận được từ (3.135):

$$\epsilon_{ss} = \arcsin \frac{\Delta f}{K} \quad (3.136a)$$

$$y_{ss} = K_a \sin \epsilon_{ss} = \frac{\Delta f}{K_c} \quad (3.136b)$$

$$v_{ss}(t) = \cos(w_c t + \Phi_0 - \epsilon_{ss} + 90^\circ) \quad (3.136c)$$

Ở trạng thái này, tín hiệu dao động VCO là $v_{ss}(t)$ cũng ở trạng thái xác lập và đồng bộ với tín hiệu thu $x_c(t)$.

Điều kiện đảm bảo đồng bộ là: $K \geq |\Delta f|$ (3.137)

Sai số pha ϵ_{ss} sẽ rất nhỏ khi $K \gg |\Delta f|$, lúc đó (3.135) sẽ trở thành:

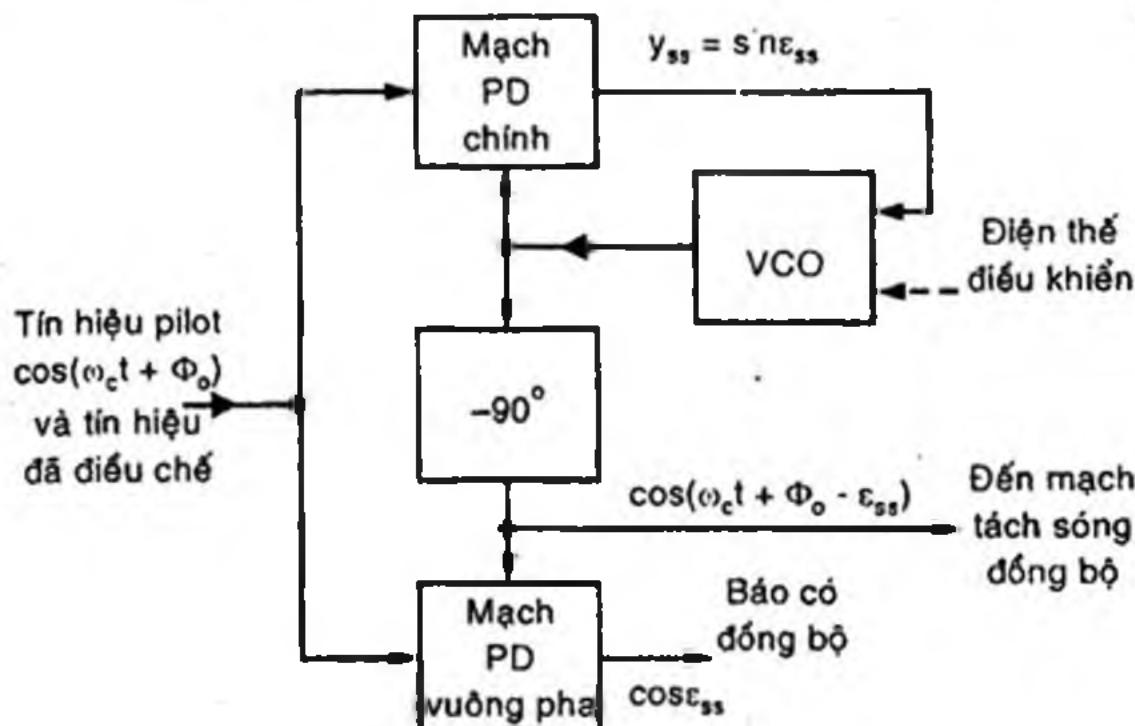
$$\frac{1}{2\pi K} \cdot \frac{d\epsilon(t)}{dt} + \epsilon(t) \approx 0 \quad (3.138)$$

và có nghiệm là: $\epsilon(t) = \epsilon(t_0) \cdot e^{-\frac{1}{2\pi K}(t-t_0)}$ ($t \geq t_0$) (3.139)

b) Các ứng dụng của vòng khóa pha

* Mạch trích lọc tín hiệu pilot

Nguyên tắc vòng khóa pha được áp dụng cho mạch trích lọc tín hiệu pilot từ tín hiệu thu hỗn hợp, như ở hình 3.49. Ta sử dụng hai mạch tách pha phân biệt (PD: Phase Discriminator) một mạch PD chính và một mạch PD vuông pha. Vậy, theo (3.136c), ngõ ra của VCO sẽ là $\cos(w_c t + \Phi_0 - \epsilon_{ss} + 90^\circ)$ và sau khi qua mạch -90° sẽ cho tín hiệu $\cos(w_c t + \Phi_0 - \epsilon_{ss})$, được sử dụng cho mạch tách sóng đồng bộ phía sau. Ngoài ra, ta còn có thể điều khiển thêm tần số VCO bằng một điện thế điều khiển từ bên ngoài và khi đã có đồng bộ trong mạch, tín hiệu $\cos \epsilon_{ss} \rightarrow 1$, được dùng để báo hiệu có đồng bộ.

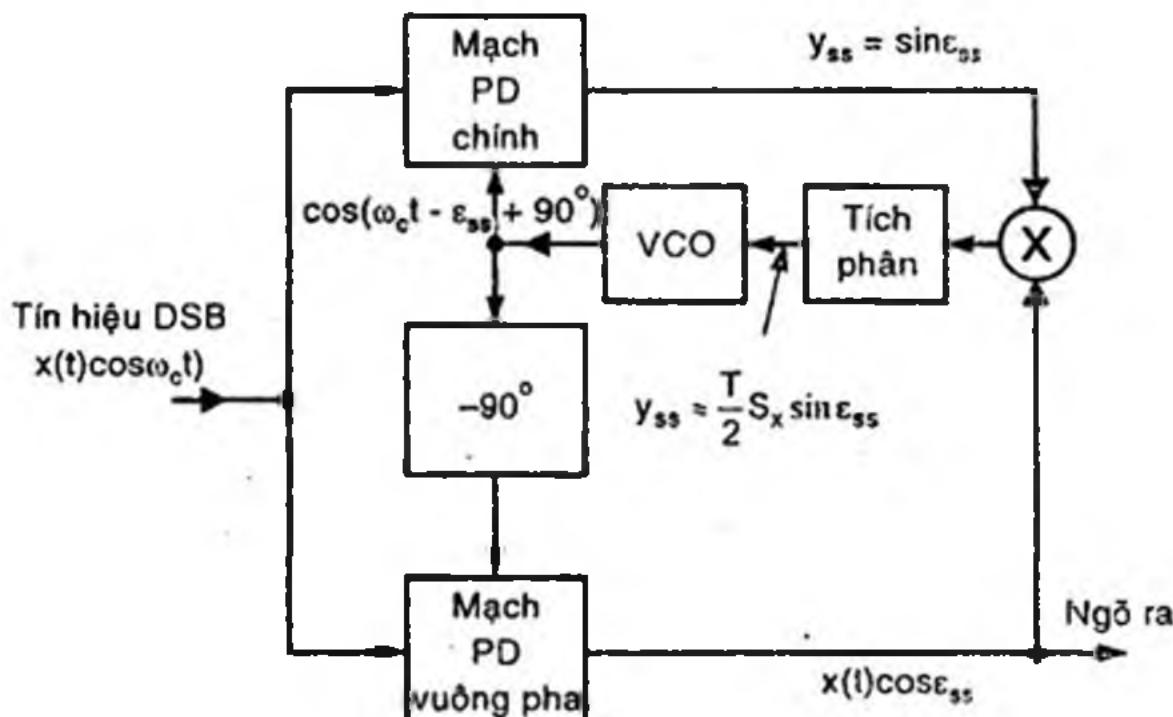
**Hình 3.49 Mạch trích lọc tín hiệu pilot**

* Mạch tách sóng đồng bộ DSB

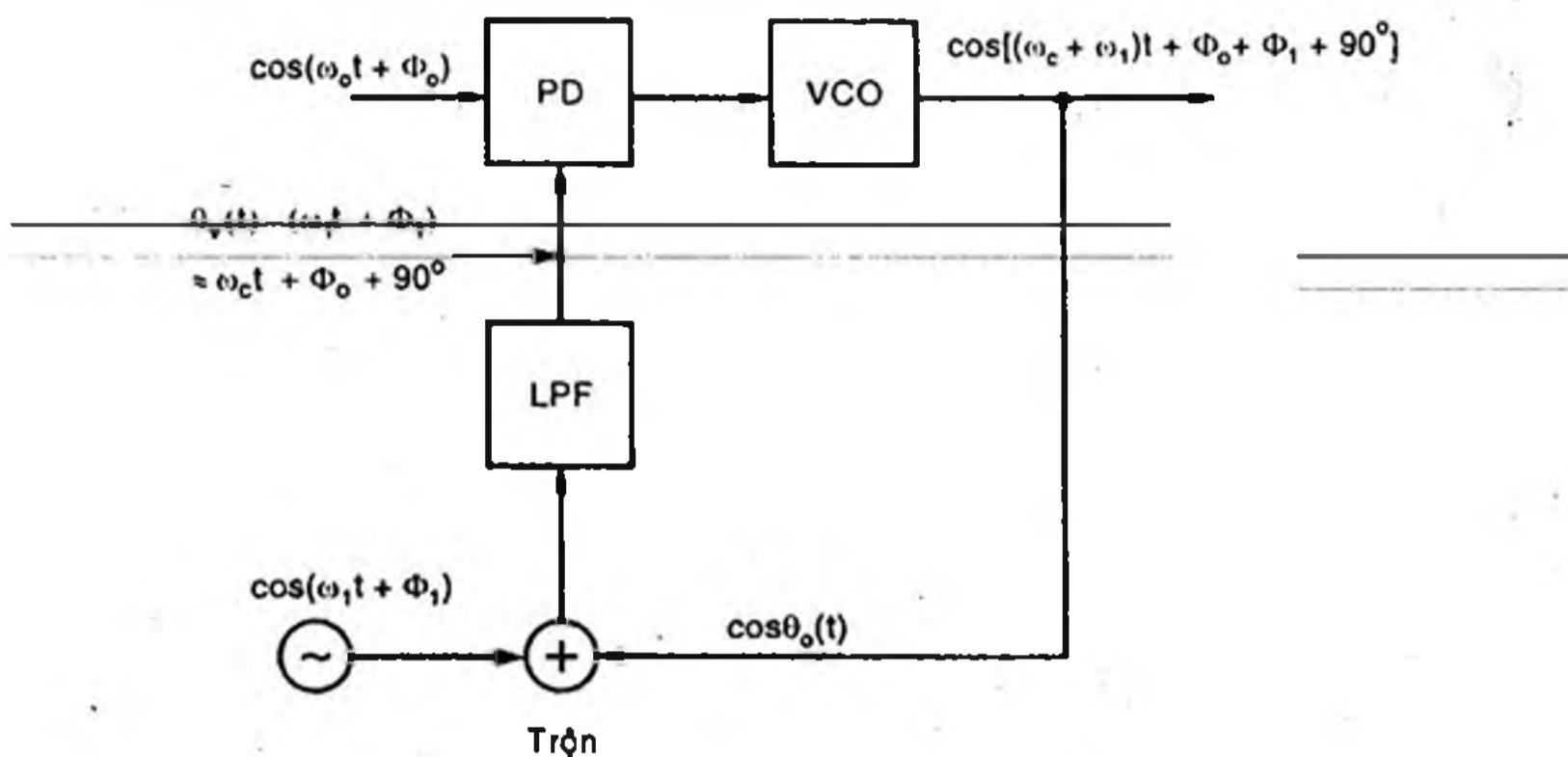
Với tín hiệu DSB không có sóng mang (không có tín hiệu pilot), ta dùng mạch tách sóng Costas PLL ở hình 3.50. Tín hiệu DSB là $x(t).\cos\omega_c t$ được đặt vào hai mạch PD cho ngõ ra lần lượt là $x(t).\sin\epsilon_{ss}$ và $x(t).\cos\epsilon_{ss}$. Mạch nhân và tích phân trong một chu kỳ sẽ cho:

$$y_{ss} \approx T \langle x^2(t) \rangle \sin \epsilon_{ss} \cos \epsilon_{ss} = \frac{T}{2} S_x \sin 2\epsilon_{ss} \quad (3.140)$$

Một khi có sự đồng bộ của vòng khóa pha, $\epsilon_{ss} \rightarrow 0$, do đó, ngõ ra $x(t).\cos\epsilon_{ss}$ sẽ tiến đến giá trị $x(t)$ là tín hiệu tin tức.

**Hình 3.50 Mạch Costas PLL cho tách sóng đồng bộ DSB**

* Mạch bù tần số (frequency - offset)



Hình 3.51 Mạch bù tần số dùng PLL

Mạch bù tần số có sơ đồ khôi hình 3.51, có chức năng dịch chuyển tần số ngõ vào đến một tần số mới nhờ bộ dao động phụ có tần số f_1 . Như vậy, nếu độ lệch tần số Δf của bộ VCO là rất nhỏ, thì tần số ở ngõ ra của VCO là:

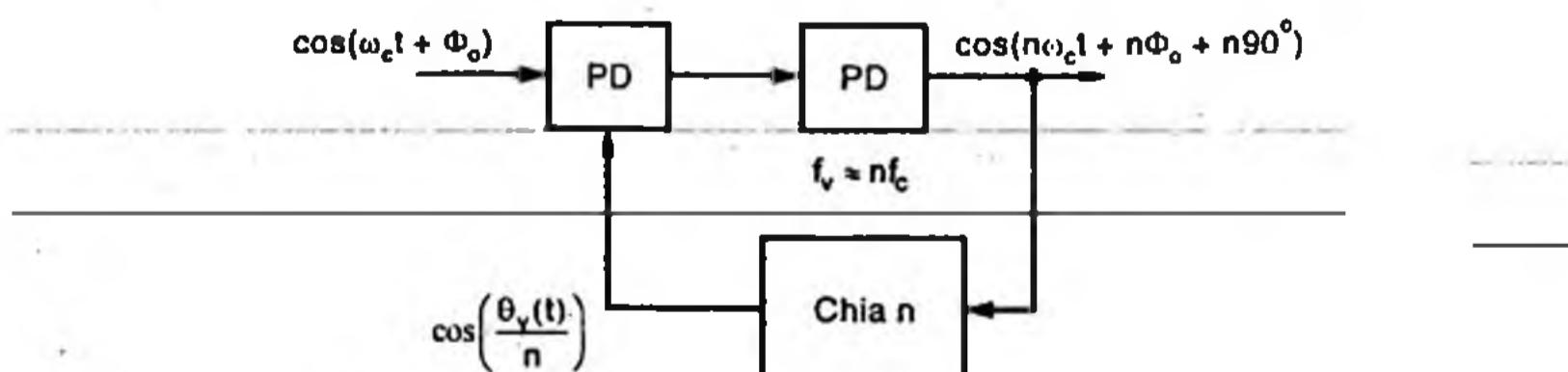
$$\tilde{f}_v = (f_c + f_1) - \Delta f \approx f_c + f_1 \quad (3.141)$$

Góc pha của VCO sẽ là:

$$\theta_v(t) = (\omega_c + \omega_1) + \Phi_0 + \Phi_1 + 90^\circ \quad (3.142)$$

Khi tín hiệu VCO được hồi tiếp về và trộn với dao động phụ, qua bộ lọc thông thấp LPF, sẽ cho tín hiệu cùng tần số f_c với tín hiệu vào, do đó mạch PD sẽ cho góc lệch pha $S_{ss} \approx 0$

* Mạch nhân tần số (frequency multiplier)



Hình 3.52 Mạch nhân tần số dùng FLL

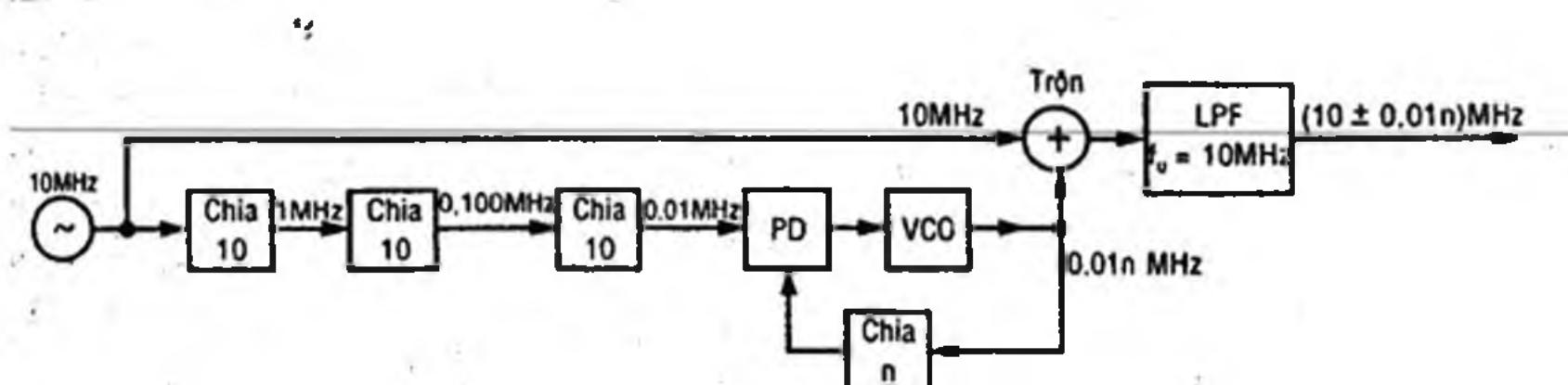
Ta có thể áp dụng nguyên lý PLL để nhân tần số của một tín hiệu vào từ giá trị f_c lên gấp n lần ở ngõ ra. Sơ đồ khối của mạch được vẽ ở hình 3.52.

Tín hiệu dao động VCO (giả sử ở tần số nf_c , góc pha $\theta_v(t)$) được chia tần số xuống n lần (nhờ các bộ đếm kỹ thuật số), sau đó được kiểm so pha với tín hiệu vào tần số f_c , nhờ bộ PD. Nếu tần số ngõ ra là nf_c , sẽ tạo sự cân bằng tần số (và về pha) cho bộ PD, do đó duy trì bộ VCO hoạt động ở tần số nf_c như ban đầu. Nếu tần số ngõ ra khác nf_c , khâu hồi tiếp của PLL sẽ tự động điều chỉnh tần số ra đến giá trị nf_c .

Bộ chia n có thể được thiết kế để thay đổi hệ số chia n dễ dàng, nhờ vậy ta có thể tạo ra mạch phát với khả năng phát ở nhiều bội tần của f_c .

* Mạch tổng hợp tần số (frequency synthesizer)

Mạch tổng hợp tần số ở hình 3.53 cho phép tạo một tín hiệu ra tần số điều chỉnh được chung quanh tần số dao động chuẩn (dùng thạch anh). Trong ví dụ trên, tần số dao động chuẩn là 10MHz, tín hiệu ở ngõ ra có tần số $(10 \pm 0,01n)$ MHz, tùy thuộc vào hệ số chia n của bộ chia đặt trong vòng PLL.



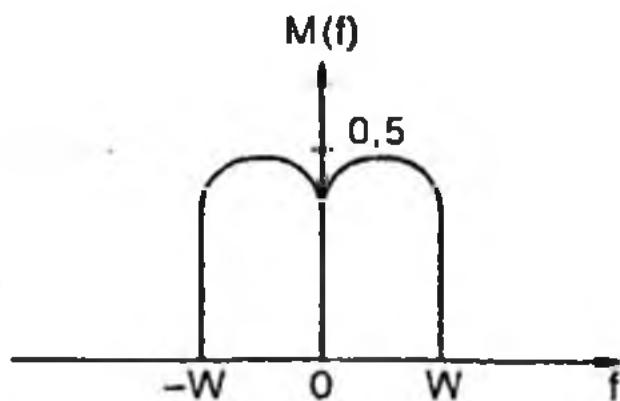
Hình 3.53 Mạch tổng hợp tần số điều chỉnh được xung quanh 10MHz

BÀI TẬP CHƯƠNG 3. THÔNG TIN TƯƠNG TỰ

Bài tập 1:

Cho một mạch điều chế có quan hệ vào - ra là $y(t) = x(t) + 0,5x^2(t)$, trong đó, $x(t)$ là tín hiệu đặt ở ngõ vào và $y(t)$ là tín hiệu nhận được ở ngõ ra.

Nếu $x(t)$ là tổng của tín hiệu điều chế $m(t)$ có phổ là $M(f)$ (được vẽ ở hình dưới) với sóng mang $c(t) = \cos(2\pi f_c t)$, tìm biểu thức của $y(t)$, tính và vẽ phổ $Y(f)$.



Bài tập 2:

Một bộ điều chế nhân $u(t) = m(t) c(t)$ có tín hiệu điều chế $m(t) = 2\cos(2\pi 2000t) + 5\cos(2\pi 3000t)$ và sóng mang $c(t) = 100 \cos(2\pi f_c t)$.

Tìm và vẽ phổ của tín hiệu đã điều chế $u(t)$ khi $f_c = 50000$.

Bài tập 3:

Một bộ điều chế AM toàn sóng có tín hiệu đã điều chế $u(t) = [1+m(t)]c(t)$, trong đó tín hiệu điều chế chuẩn hóa là $m(t) = 0.1\cos(2\pi 1500t) + 0.5\cos(2\pi 3000t)$, sóng mang là $c(t) = 20\cos(2\pi 10000t)$.

a/ Tìm và vẽ phổ $U(f)$.

b/ Tính công suất phổ của tín hiệu $u^2(t)$.

c/ Tìm giá trị nhỏ nhất của $m(t)$ (biên độ điều chế biến thiên ít nhất) và thời điểm t_0 tương ứng.

d/ Giả sử điện trở phát là đơn vị. Tính công suất hai dải biên P_{DSB} và công suất tổng của tín hiệu phát.

Bài tập 4:

Một tín hiệu dải nền $m(t) = \cos(2\pi 1000t) + 2\sin(2\pi 1000t)$ được dùng để điều chế đơn biên dải thấp LSSB một sóng mang $c(t) = 100 \cos(2\pi f_c t)$.

a/ Tìm ảnh $\underline{m}(t)$ của tín hiệu $m(t)$ qua phép biến đổi Hilbert.

b/ Tìm biểu thức $u_{LSSB}(t)$ của tín hiệu đơn biên LSSB.

c/ Tìm phổ $U_{LSSB}(f)$.

Bài tập 5:

Một tín hiệu dải nền $x(t) = 10 \operatorname{sinc}(400t) = 10 \sin(400t)/400t$ được dùng để điều chế FM một sóng mang $c(t) = A \cos(2\pi f_c t)$.

a/ Tìm phổ $X(f)$ của tín hiệu dải nền. Nếu ta muốn có chỉ số điều chế $\beta = 6$, tính độ dịch tần số f_a . Viết biểu thức của tín hiệu đã điều chế $u(t)$.

b/ Tìm khoảng dịch tần số cực đại của $u(t)$.

c/ Tìm công suất của $u(t)$.

d/ Tính băng thông hiệu dụng của tín hiệu đã điều chế $u(t)$ theo công thức Carlson:

$$B \approx 2(\beta + 2) W$$

XỬ LÝ TRUYỀN THÔNG TƯƠNG TỰ - SỐ

Ở các chương trước, chúng ta đã đề cập đến các đặc tính căn bản của một tín hiệu dưới dạng là một đại lượng tương tự (*analog*), trong đó, giá trị của tín hiệu là một hàm ngẫu nhiên biến thiên liên tục theo thời gian. Bên cạnh đó, ảnh hưởng của nhiễu lên tin tức cũng được xét đến thông qua hệ số SNR, một hệ số cho phép đánh giá một cách định lượng chất lượng của một kênh thông tin hoặc của một tín hiệu tin tức thu nhận được. Hệ thống thông tin tương tự như trên cho phép truyền thông trực tiếp các tín hiệu vật lý trong thực tế (chẳng hạn, hình ảnh, âm thanh, nhiệt độ, áp suất,... là các đại lượng tương tự có giá trị biến thiên liên tục theo thời gian). Tuy nhiên, chúng gặp phải một số khó khăn hoặc nhược điểm trong truyền thông như vấn đề ghép kênh trên băng tần hẹp, vấn đề xử lý nâng cao SNR của hệ thống, vấn đề phát triển thêm các loại hình dịch vụ trong thông tin...

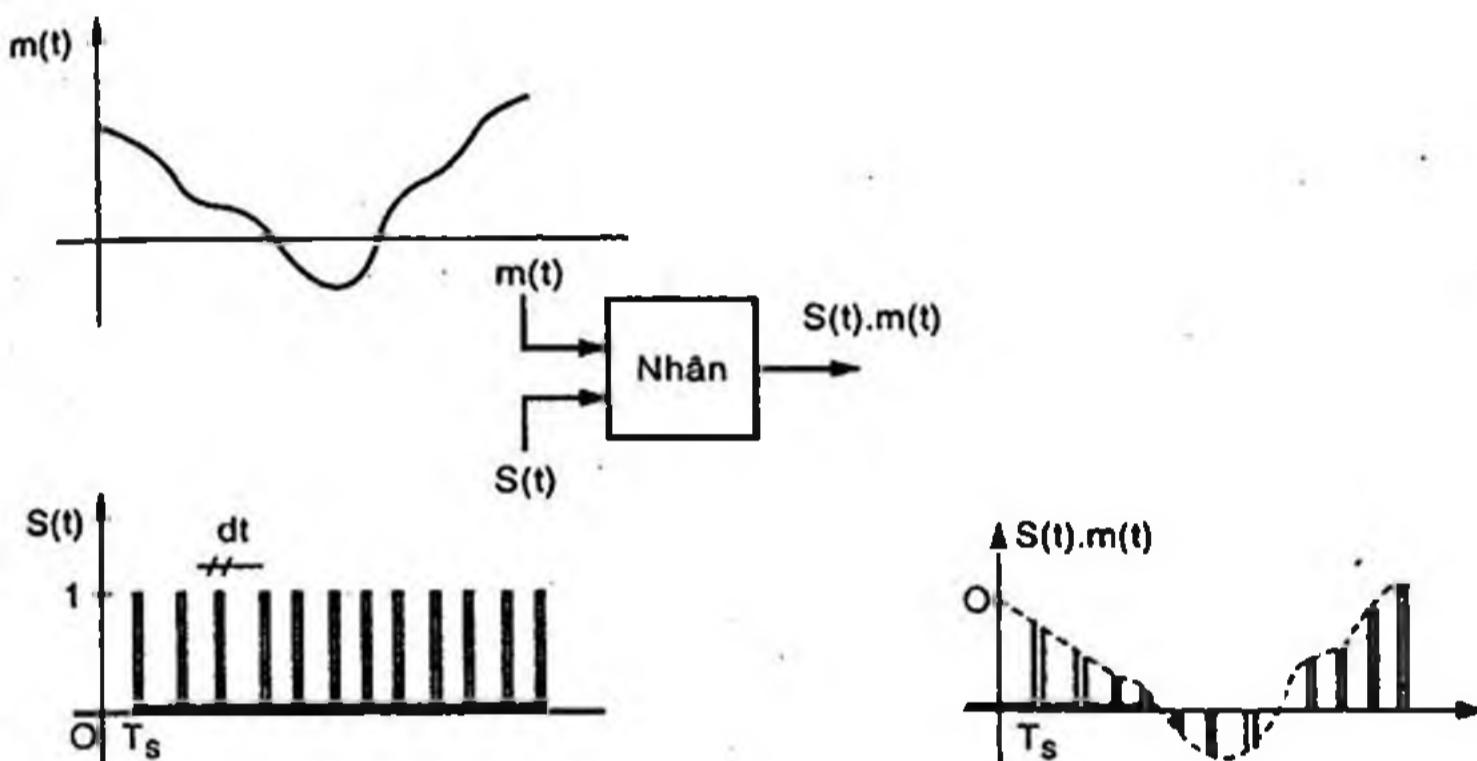
Một hệ thống thông tin số, được giới thiệu ở chương này và các chương sau, có thể giải quyết được một số khó khăn trên. Cách thức và các đặc điểm của thông tin số sẽ được đề cập lần lượt trong các đề mục sau, nhưng bước xử lý đầu tiên là phải chuyển đổi tín hiệu từ dạng tương tự thành dạng số. Đây là khâu xử lý truyền thông căn bản, bao gồm các công việc lấy mẫu tín hiệu, lượng tử hóa, số hóa tín hiệu ở nơi phát và việc thu nhận, tái lượng tử hóa và lọc tần số ở nơi thu.

4.1 LẤY MẪU TÍN HIỆU CÓ BĂNG TẦN GIỚI HẠN

Định lý lấy mẫu căn bản trong thông tin:

Gọi $m(t)$ là tín hiệu tương tự có băng thông bị giới hạn ở thành

phân tần số cao nhất là f_M , có dạng sóng thời gian ở hình 4.1a. Dùng một xung lấy mẫu $S(t)$ ở hình 4.1b, có biên độ bằng 1 và chu kỳ lấy mẫu T_s , để điều khiển một mạch nhân (thực chất là một khóa điện tử đóng mở cho phép tín hiệu $m(t)$ được truyền hoặc không được truyền đến ngoài ra) có ngõ vào là $m(t)$ và $S(t)$, ta sẽ nhận được tín hiệu đã lấy mẫu $S(t).m(t)$, ở hình 4.1c.



Hình 4.1 Tín hiệu $m(t)$ được lấy mẫu bởi xung $S(t)$ trên mạch nhân

Theo định lý lấy mẫu, chu kỳ mẫu T_s phải thỏa mãn bất đẳng thức:

$$T_s \leq \frac{1}{2f_M} \quad (4.1a)$$

hoặc tần số lấy mẫu $f_s = 1/T_s$ phải thỏa mãn:

$$f_s \geq 2f_M \quad (4.1b)$$

Như vậy, ở ngoài ra, ta nhận được lần lượt các mẫu $m(nT_s)$ với n là các số nguyên. Tín hiệu tương tự $m(t)$ ở ngoài vào hoàn toàn có thể được tái lập từ các mẫu này. Thật vậy, nếu xung lấy mẫu $S(t)$ có chu kỳ T_s và độ rộng xung dt , thì $S(t)$ có thể được phân tích thành chuỗi Fourier như sau:

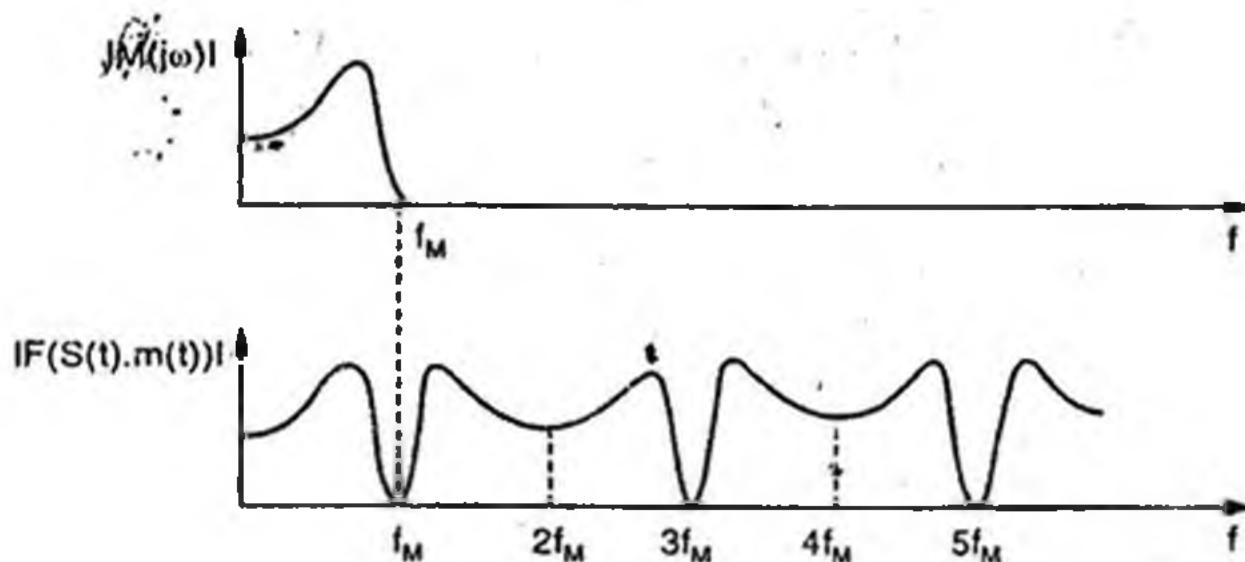
$$S(t) = \frac{dt}{T_s} + \frac{2dt}{T_s} \left(\cos 2\pi \frac{t}{T_s} + \cos 2 \times 2\pi \frac{t}{T_s} + \dots \right) \quad (4.2)$$

trong đó $T_s \leq \frac{1}{2f_M}$ như (4.1a).

Nếu xét trường hợp $T_s = \frac{1}{2f_M}$, thì tín hiệu ngõ ra $S(t).m(t)$ có thể viết dưới dạng:

$$S(t) \times m(t) = \frac{dt}{T_s} m(t) + \frac{2dt}{T_s} (m(t) \cdot \cos 2\pi(2f_M)t + m(t) \cdot \cos 2\pi(4f_M)t + \dots) \quad (4.3)$$

Số hạng đầu tiên của (4.3) là thành phần tỉ lệ trực tiếp với tín hiệu tin tức $m(t)$, trong khi các số hạng thứ hai, thứ ba, ... lần lượt là thành phần điều chế song biên triệt sóng mang DSB-SC (xem chương 3) của $m(t)$ tương ứng với các tần số sóng mang là $2f_M, 4f_M, \dots$. Hình 4.2 biểu diễn phổ biến độ - tần số của tín hiệu tin tức $m(t)$ (có phai giới hạn dưới f_M) và phổ biến độ - tần số của tín hiệu đã lấy mẫu ở (4.3). Ta nhận thấy các thành phần điều chế DSB-SC ở $2f_M, 4f_M, \dots$ trong (4.3) đều tương ứng với cặp dải biên trên và dưới chung quanh sóng mang $2f_M, 4f_M, \dots$. Cụ thể, với sóng mang $2f_M$, dải phổ tương ứng trải dài từ tần số $2f_M - f_M = f_M$ đến tần số $2f_M + f_M = 3f_M$.

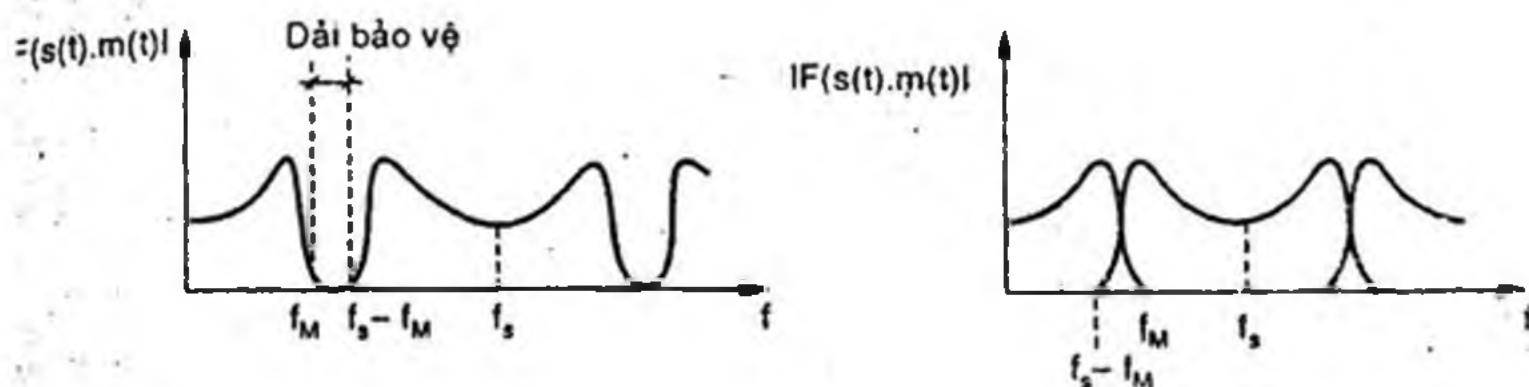


Hình 4.2 Phổ biến độ của tín hiệu tin tức $m(t)$ và phổ biến độ của tín hiệu đã lấy mẫu $S(t).m(t)$

Nếu ta cho tín hiệu đã lấy mẫu $S(t).m(t)$ đi qua một mạch lọc thông thấp có đáp tuyến tần số lý tưởng với tần số cắt f_M , ta sẽ nhận được dải phổ nền ban đầu, nghĩa là nhận được tín hiệu tin tức $m(t)$ ban đầu.

Hình 4.3a biểu diễn phổ của tín hiệu đã lấy mẫu $S(t).m(t)$ trong trường hợp $f_s > 2f_M$, do đó sẽ có dải tần số phân cách giữa dải nền của $m(t)$ có phổ cực đại tại f_M với thành phần tần số dưới $f_s - f_M$ (dải biên dưới của tín hiệu DSB-SC tại tần số lấy mẫu f_s). Ta gọi dải tần s

này là dải bảo vệ (*guard band*). Chẳng hạn, nếu tín hiệu âm thanh có phổ giới hạn ở $f_M = 3,4\text{kHz}$ thì với tần số lấy mẫu $f_s = 8\text{kHz}$, ta có dải bảo vệ $(f_s - f_M) - f_M = f_s - 2f_M = 8\text{ kHz} - 2 \times 3,4\text{ kHz} = 1,2\text{ kHz}$.



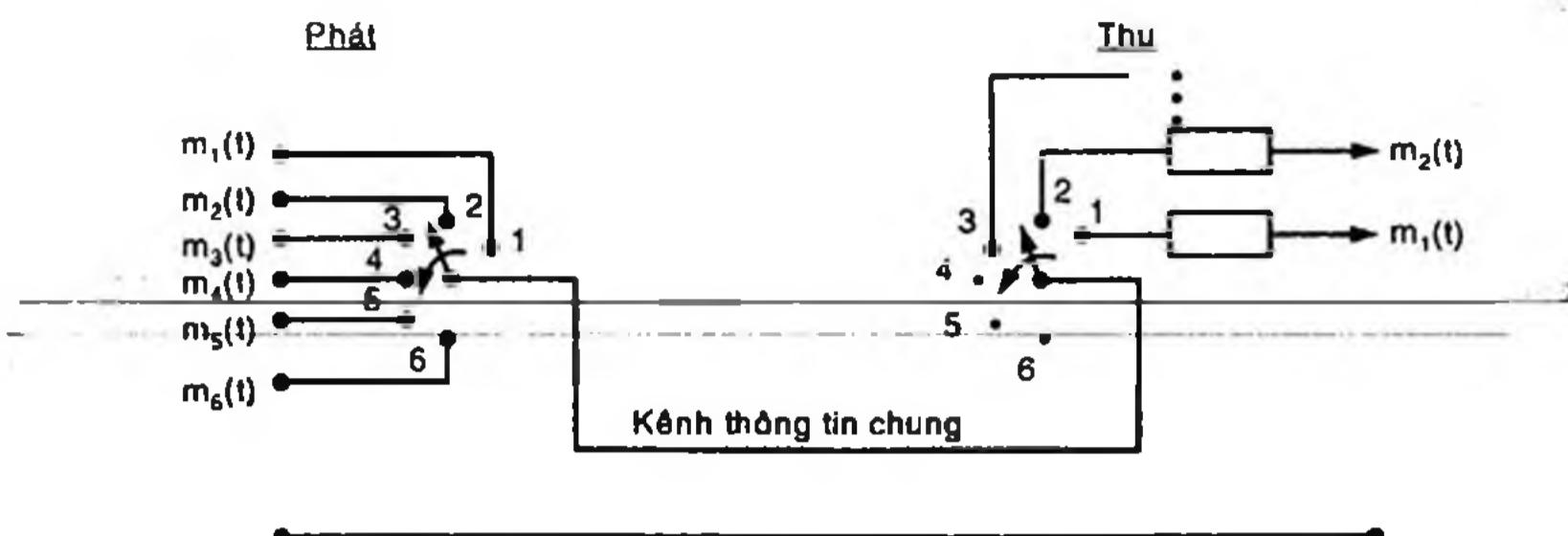
Hình 4.3 a) Phổ tín hiệu đã lấy mẫu với $f_s > 2f_M$
b) Phổ tín hiệu đã lấy mẫu với $f_s < 2f_M$

Dải bảo vệ càng rộng (nghĩa là f_s càng lớn hơn nhiều so với $2f_M$) thì việc dùng mạch lọc thông thấp có tần số cắt $f_s/2$ để chọn lọc dải tần số nền của $m(t)$ và loại bỏ các dải tần số DSB-SC bậc cao sẽ được thực hiện càng dễ dàng ở nơi thu, do không yêu cầu độ dốc quá cao của mạch lọc. Tuy nhiên, f_s quá lớn sẽ làm tăng băng thông cần thiết để truyền tải tín hiệu đã lấy mẫu. Tần số tối thiểu cho phép của f_s là $f_s = 2f_M$ được gọi là tần số Nyquist.

Hình 4.3b biểu diễn phổ của tín hiệu đã lấy mẫu trong trường hợp không thỏa mãn định lý lấy mẫu: $f_s < 2f_M$ (tần số lấy mẫu thấp hơn tần số Nyquist). Lúc này, sẽ xảy ra sự chồng phổ của dải nền với dải biên dưới của DSB-SC ở sóng mang f_s , và ở nơi thu, không có một mạch lọc tần số nào có thể tách riêng dải tần số tín hiệu tin tức ban đầu. Ta có tin tức méo dạng do chồng phổ (*aliasing of undersampling*).

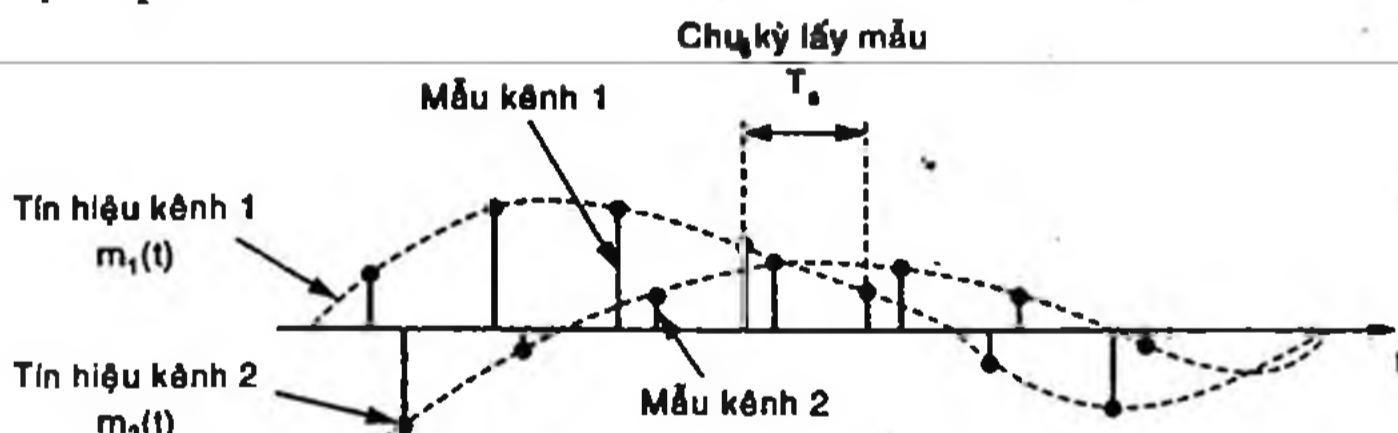
4.2 ĐIỀU BIÊN XUNG VÀ GHÉP KÊNH THỜI GIAN

Quá trình lấy mẫu tín hiệu tương tự, như trình bày ở hình 4.1, được xem tương đương như một khóa đóng mở cho phép tín hiệu tương tự được lấy mẫu tại các thời điểm xảy ra xung lấy mẫu. Nếu ta xem xung lấy mẫu như là các xung sóng mang có biên độ cố định thì quá trình lấy mẫu sẽ cho các xung có biên độ biến thiên theo tín hiệu tương tự. Đây cũng chính là quá trình điều biến xung (PAM: *Pulse - Amplitude Modulation*).



Hình 4.4 Nguyên lý lấy mẫu và ghép kênh giữa nơi phát và nơi thu

Bước xử lý tiếp theo là việc ghép nhiều luồng tín hiệu độc lập với nhau thành một tín hiệu chung để có thể truyền trên một kênh chung, nhờ vậy, tăng hiệu suất truyền tin trên kênh. Sơ đồ khái niệm thống lấy mẫu và ghép kênh chung được trình bày ở hình 4.4. Giả sử ta có sáu luồng tín hiệu tương tự có băng thông đều có giới hạn như nhau, được đặt tên lần lượt là $m_1(t)$, $m_2(t)$, ..., $m_6(t)$. Dùng một bộ tiếp điểm xoay tròn sáu vị trí với tốc độ xoay cố định (H.4.4), sẽ cho phép lấy mẫu tuần tự mỗi luồng tín hiệu (lấy mẫu đồng thời tạo các tiếp điểm với tín hiệu tương tự lần lượt theo thời gian). Vì băng thông mỗi kênh tương tự bị giới hạn như nhau (cùng tần số cực đại f_M), nên chúng có cùng tần số lấy mẫu $f_s \geq 2f_M$. Đây chính là tần số xoay tròn của bộ tiếp điểm.



Hình 4.5 Ghép kênh xung theo thời gian TDM

Như vậy, ở kênh thông tin chung, ta nhận được tuần tự các mẫu (các xung điều biến PAM) của các kênh tín hiệu tương tự, ghép thử tự theo thời gian, như minh họa ở hình 4.5 đối với hai kênh $m_1(t)$ và $m_2(t)$. Ta gọi phương thức ghép kênh này là ghép kênh xung theo thời gian (TDM: Time Division Multiplexing). Số lượng kênh ghép TDM có thể được tăng lên tùy ý, miễn là thời gian quay một vòng trở lại mẫu của kênh ban đầu phải bằng chính chu kỳ lấy mẫu T_s của

mỗi kênh. Chu kỳ này phải đủ nhỏ để thỏa mãn định lý lấy mẫu.

Tín hiệu ghép kênh xung theo thời gian truyền trên kênh thông tin chung có thể được tiếp nhận tại nơi thu và tách kênh TDM, nhằm trả các mẫu về các kênh tương ứng. Điều này có thể được thực hiện bởi một bộ tiếp điểm xoay tròn hoạt động đồng bộ với bộ tiếp điểm xoay tròn tại nơi phát (xem hình 4.4), có nghĩa là cùng vị trí kênh, cùng tốc độ xoay tròn,... Như vậy, các mẫu riêng biệt của các kênh tại nơi phát sẽ lần lượt được trả về các kênh tương ứng tại nơi thu. Bộ chuyển đổi tại nơi thu cho phép khôi phục tín hiệu tương tự giống như ở nơi phát. Chi tiết về tín hiệu lấy mẫu và tín hiệu được khôi phục sẽ được giới thiệu ở các phần sau.

Tín hiệu lấy mẫu và ghép kênh có thể được truyền trực tiếp từ nơi phát đến nơi thu (ví dụ qua đường cable), ta có hệ thống TDM-PAM; hoặc có thể được dùng để điều chế biên độ hoặc tần số một sóng mang tần số cao trước khi được phát đi, ta có hệ thống PAM-AM hoặc PAM-FM.

4.3 BĂNG THÔNG TÍN HIỆU GHÉP KÊNH TDM

Giả sử chúng ta có N tín hiệu độc lập $m_1(t)$, $m_2(t)$, ..., $m_N(t)$, mỗi tín hiệu đều có dải tần giới hạn ở f_M . Nếu N tín hiệu này được lấy mẫu cùng với tần số lấy mẫu $f_s = 2f_M$, sau đó được ghép kênh TDM, băng thông kênh truyền tín hiệu hồn hợp sẽ không cần lớn hơn Nf_M .

Thật vậy, trong khoảng thời gian một chu kỳ lấy mẫu $T_s = 1/2f_M$, nghĩa là giữa hai mẫu liên tiếp của một tín hiệu, sẽ xuất hiện $N-1$ mẫu của các tín hiệu còn lại, được phân bố cách đều nhau khoảng thời gian $1/(2f_M \cdot N)$.

Về nguyên tắc, nếu băng thông kênh truyền là vô hạn, các mẫu trên của N kênh sẽ được truyền từ nơi phát đến nơi thu và được tách kênh TDM, khôi phục chính xác N kênh tín hiệu ban đầu. Nếu băng thông kênh truyền bị giới hạn, nghĩa là tương ứng với sự trễ pha tín hiệu và méo dạng thời gian của các mẫu tại nơi thu, do đó có thể gây ra sự chồng mẫu tín hiệu của kênh này lên kênh khác. Ta gọi đó là sự xuyêng kênh (crosstalk) giữa các kênh.

Xét một kênh truyền chung có băng thông giới hạn, tương tự như một mạch lọc thông thấp lý tưởng, tần số cắt $w_c = 2\pi f_c$, độ lợi 1.

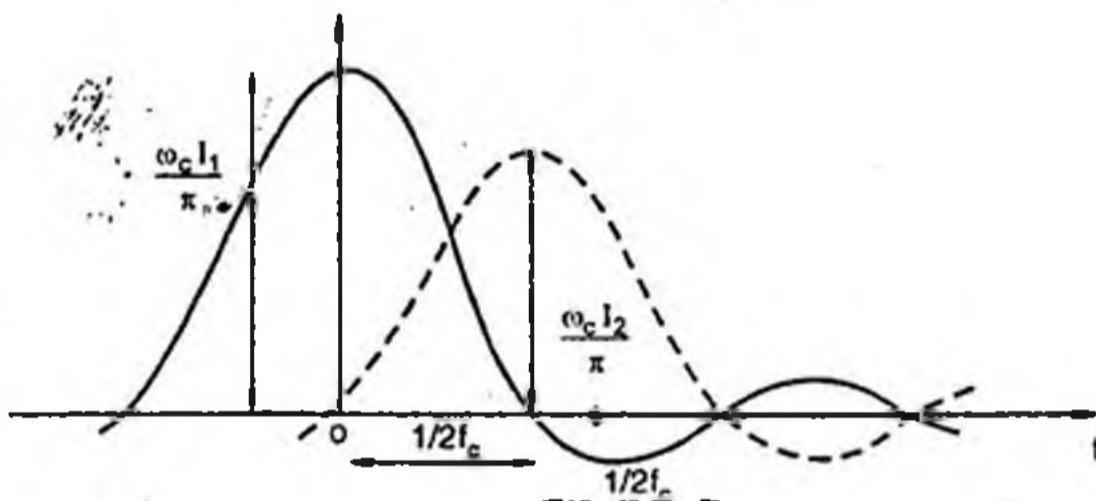
Với một mẫu của kênh 1, giả sử là một xung chữ nhật, xuất hiện tại thời điểm $t=0$ tại đầu vào kênh truyền, thì tại đầu thu của kênh ta nhận được đáp ứng thời gian là đường liền nét ở hình 4.6, có hàm thời gian là:

$$S_{R_1}(t) = \frac{I_1 w_c}{\pi} \cdot \frac{\sin w_c t}{w_c t} \quad (4.4)$$

Đáp ứng có dạng hàm $\sin X/X$, đạt cực đại $I_1 w_c / \pi$ tại $t = 0$ và đi qua điểm 0 tại thời điểm $t = 1/2f_c$.

Tương tự, với mẫu kênh 2, nếu xuất hiện tại thời điểm $t = 1/2f_c$, sẽ có đáp ứng thời gian tại đầu thu của kênh là đường chấm chấm ở hình 4.6, có hàm thời gian là:

$$S_{R_2}(t) = \frac{I_2 w_c}{\pi} \cdot \frac{\sin w_c(t - \frac{1}{2f_c})}{w_c(t - \frac{1}{2f_c})} \quad (4.5)$$



Hình 4.6 Đáp ứng thời gian của mạch lọc thông thấp lý tưởng có tần số cắt f_c đối với mẫu tại thời điểm $t = 0$ (đường liền nét) và mẫu tại thời điểm $t = 1/2f_c$

Theo hình 4.6, ta nhận thấy mẫu của kênh 2 xảy ra tại thời điểm $1/2f_c$ chính là thời điểm mà đáp ứng tín hiệu kênh 1 vừa triệt tiêu. Tương tự, mẫu của kênh thứ k cũng sẽ xảy ra tại thời điểm $k/2f_c$, chính là các thời điểm mà đáp ứng thời gian của kênh 1 đều triệt tiêu (do là hàm dạng $\sin X/X$). Như vậy, mẫu của các kênh còn lại không tạo nhiễu xuyên kênh lên kênh 1.

Nói cách khác, nếu kênh truyền thông chung có băng thông giới hạn ở tần số cắt f_c sao cho f_c thỏa mãn quan hệ $\Delta T = 1/2f_c$, với ΔT là

khoảng cách các mẫu liên tiếp của tín hiệu ghép kênh, thì quá trình tách kênh và tái tạo tín hiệu từng kênh riêng sẽ không gây nhiễu - uyên kênh.

Mặt khác, ta cũng biết rằng:

$$\Delta T = \frac{1}{2f_M \cdot N} \quad (4.6)$$

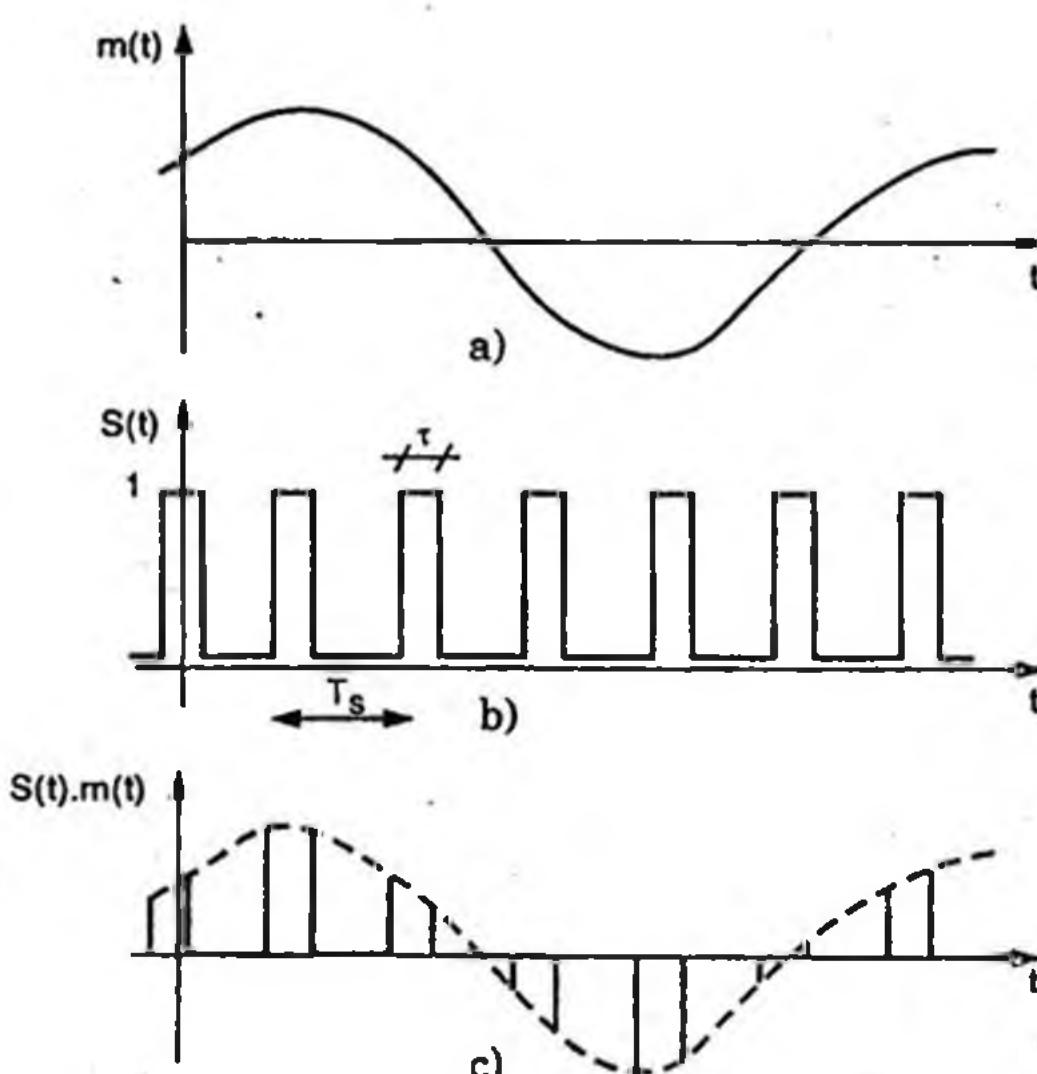
Do đó, tần số cắt f_c của băng thông kênh truyền chung là:

$$f_c = f_M \cdot N \quad (4.7)$$

Băng thông này cũng lớn gấp N lần băng thông f_M của mỗi kênh riêng biệt. Điều này cũng tương ứng với hệ thống ghép kênh tần số (FDM: Frequency Division Multiplexing), trong đó băng thông ghép chung FDM lớn gấp N lần băng thông mỗi kênh riêng.

4.4 PHỔ CỦA TÍN HIỆU ĐÃ LẤY MẪU

1- Lấy mẫu với xung độ rộng τ



Hình 4.7 a) Tín hiệu dải nền $m(t)$; b) Xung lấy mẫu với độ rộng τ

c) Tín hiệu đã lấy mẫu

Dùng một xung lấy mẫu $S(t)$ tuần hoàn, có biên độ đơn vị, chu kỳ lấy mẫu T_s , độ rộng xung lấy mẫu τ , để lấy mẫu một tín hiệu dải nền $m(t)$ bằng một mạch nhân thuần túy. Ta nhận được tín hiệu đã lấy mẫu là $S(t) \cdot m(t)$. Các dạng sóng của $m(t)$, $S(t)$ và $S(t) \cdot m(t)$ lần lượt được biểu diễn ở hình 4.7a, b, c.

Xung lấy mẫu $S(t)$ ở hình 4.7b có thể được phân tích thành chuỗi Fourier như sau:

$$S(t) = \frac{\tau}{T_s} + \frac{2\tau}{T_s} \left(C_1 \cos 2\pi \frac{t}{T_s} + C_2 \cos 2 \times 2\pi \frac{t}{T_s} + \dots \right) \quad (4.8)$$

Với các hệ số C_n như sau:

$$C_n = \frac{\sin\left(\frac{n\pi\tau}{T_s}\right)}{\frac{n\pi\tau}{T_s}} \quad (4.9)$$

Như vậy, tín hiệu đã lấy mẫu $S(t) \cdot m(t)$ chính là phép nhân của (4.8) với tín hiệu dải nền $m(t)$:

$$S(t) \cdot m(t) = \frac{\tau}{T_s} m(t) + \frac{2\tau}{T_s} [m(t) \cdot C_1 \cos 2\pi(2f_M)t + m(t) \cdot C_2 \cos 2\pi(4f_M)t + \dots] \quad (4.10)$$

trong đó, chúng ta đã giả thiết rằng tần số lấy mẫu $f_s = 1/T_s$ bằng đúng tần số Nyquist $f_s = 2f_M$ với f_M là băng thông của tín hiệu dải nền.

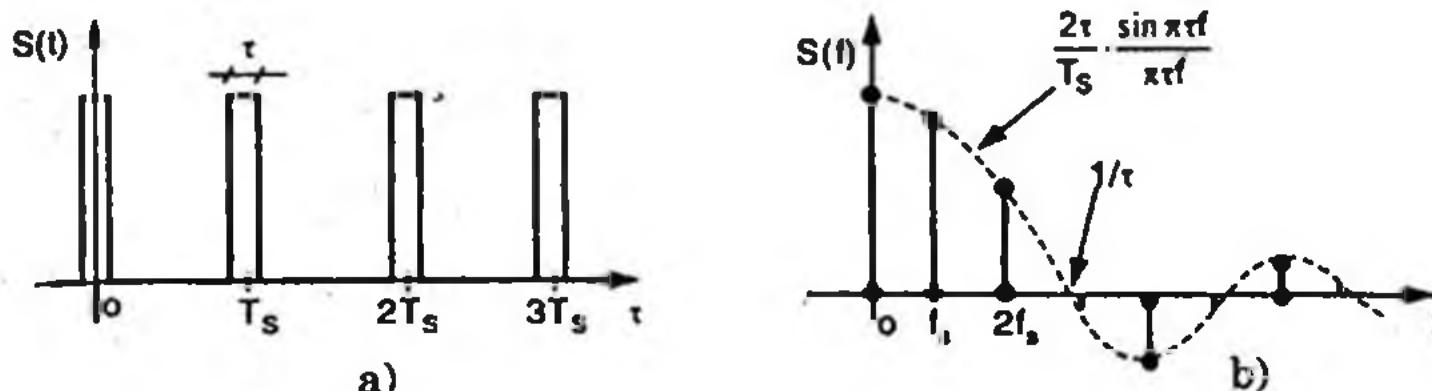
Từ tín hiệu đã lấy mẫu ở (4.10), để khôi phục lại tín hiệu dải nền $m(t)$, chúng ta chỉ cần thực hiện phép lọc thông thấp với tần số cắt bằng băng thông của dải nền f_M , lúc đó tín hiệu khôi phục được là:

$$s_o(t) = \frac{\tau}{T_s} m(t) \quad (4.11)$$

Ta nhận thấy $s_o(t)$ tỉ lệ với τ . Vậy, để tăng biên độ của $s_o(t)$ tại nơi thu, có nghĩa là tăng tín hiệu thu và lấn áp nhiễu, ta phải tăng độ rộng xung lấy mẫu τ . Độ rộng τ có thể được tăng đến giá trị tối đa là bằng chu kỳ lấy mẫu T_s chia cho N kênh được ghép ($\tau = T_s/N$). Tuy nhiên, điều này sẽ làm xảy sinh nhiều xuyên kẽm (crosstalk) giữa các kênh lân cận trong N kênh. Do đó, trong thực tế, cần phải có một thời gian nghỉ ngắn cách giữa các mẫu liên tiếp, gọi là thời gian bảo vệ (guard time) giữa các mẫu.

2- Phổ của tín hiệu đã lấy mẫu

Với xung lấy mẫu $S(t)$ là xung tuần hoàn theo thời gian, chu kỳ T_s , và độ rộng xung τ (H.4.8a), phổ Fourier của xung này là hàm $S(f)$ theo tần số, có dạng các vạch phổ phân bố cách đều nhau khoảng tần số $f_s = 1/T_s$, và biên độ biến thiên theo hàm $\sin \pi f / \pi f$, như được trình bày ở hình 4.8b.



Hình 4.8 a) Xung lấy mẫu chu kỳ T_s , độ rộng τ
b) Phổ của xung lấy mẫu

Vậy, nếu tín hiệu dải nền $m(t)$ có phổ tần số là $M(f)$, thì tín hiệu đã lấy mẫu theo thời gian chính là $S(t) \cdot m(t)$. Như vậy, phổ của tín hiệu đã lấy mẫu sẽ là:

$$F[S(t) \cdot m(t)] = S(f) * M(f) \quad (4.12)$$

trong đó phép nhân * chính là phép nhân tích chập giữa phổ $S(f)$ của xung lấy mẫu với phổ $M(f)$ của tín hiệu dải nền.

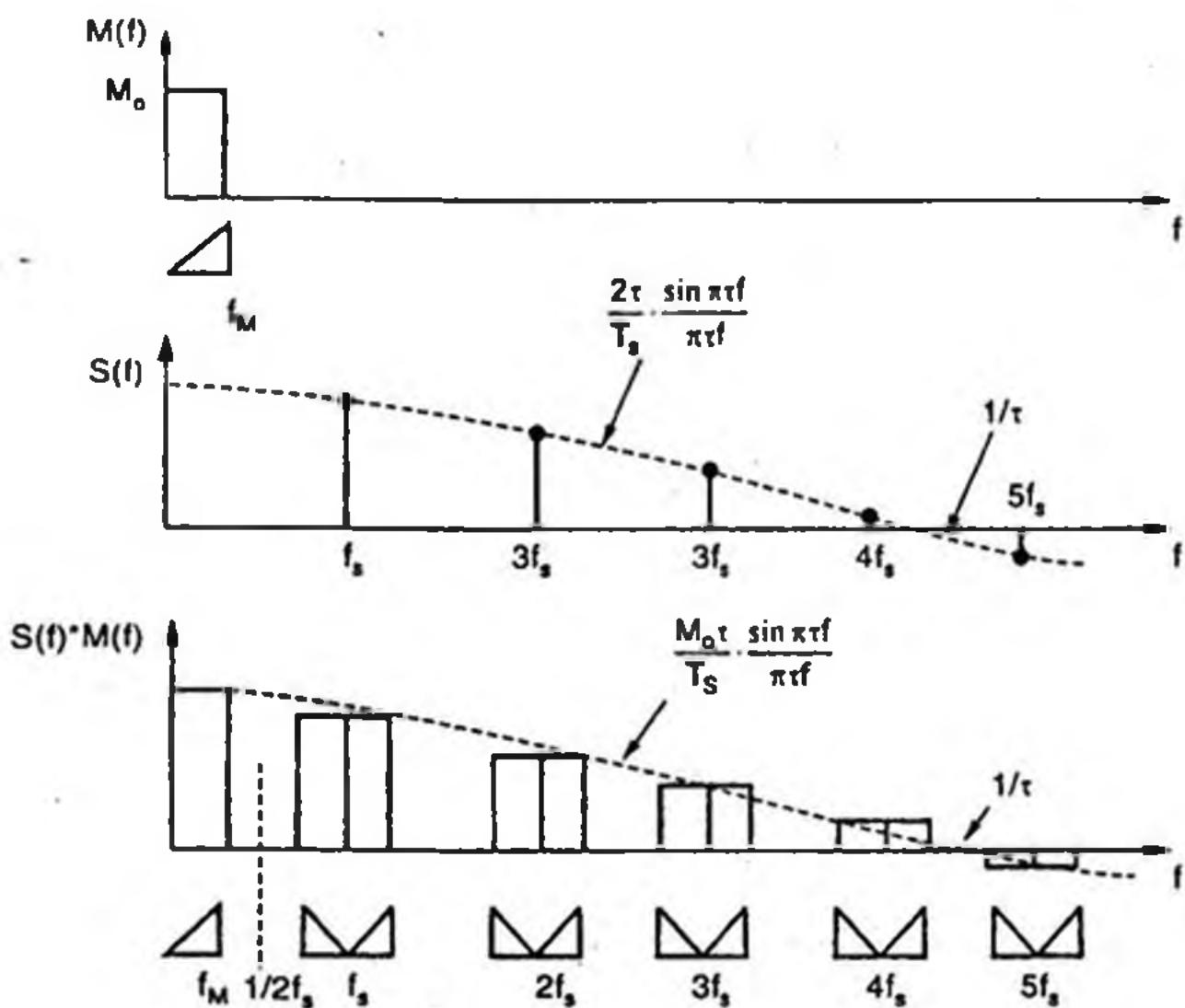
Biểu thức phổ có thể viết:

$$F[S(t) \cdot m(t)] = \frac{2\tau}{T_s} \cdot \frac{\sin(w\tau/2)}{w\tau/2} * M(jw) \quad (4.13)$$

Hình 4.9 minh họa phổ của tín hiệu dải nền $M(f)$ (được xem như có phổ phân bố đều trong dải tần số từ 0 đến f_M), phổ của xung lấy mẫu $S(f)$ (các vạch phổ có biên độ biến thiên theo hàm $\sin \pi f / \pi f$) và phổ tần số của tín hiệu đã lấy mẫu $S(f) * M(f)$ (là tích chập của $S(f)$ và $M(f)$).

Ta nhận thấy các đặc điểm sau:

* Với phổ $M(f)$ có dải tần giới hạn $(0, f_M)$, ta dùng một ký hiệu hình tam giác để đánh dấu phần tần số thấp và tần số cao của phổ $M(f)$, tương ứng với đỉnh hình tam giác cao dần.



Hình 4.9 Phổ tần số của tín hiệu đã lấy mẫu chính là tích chập của phổ $M(f)$ của tín hiệu dải nền với phổ $S(f)$ của xung lấy mẫu

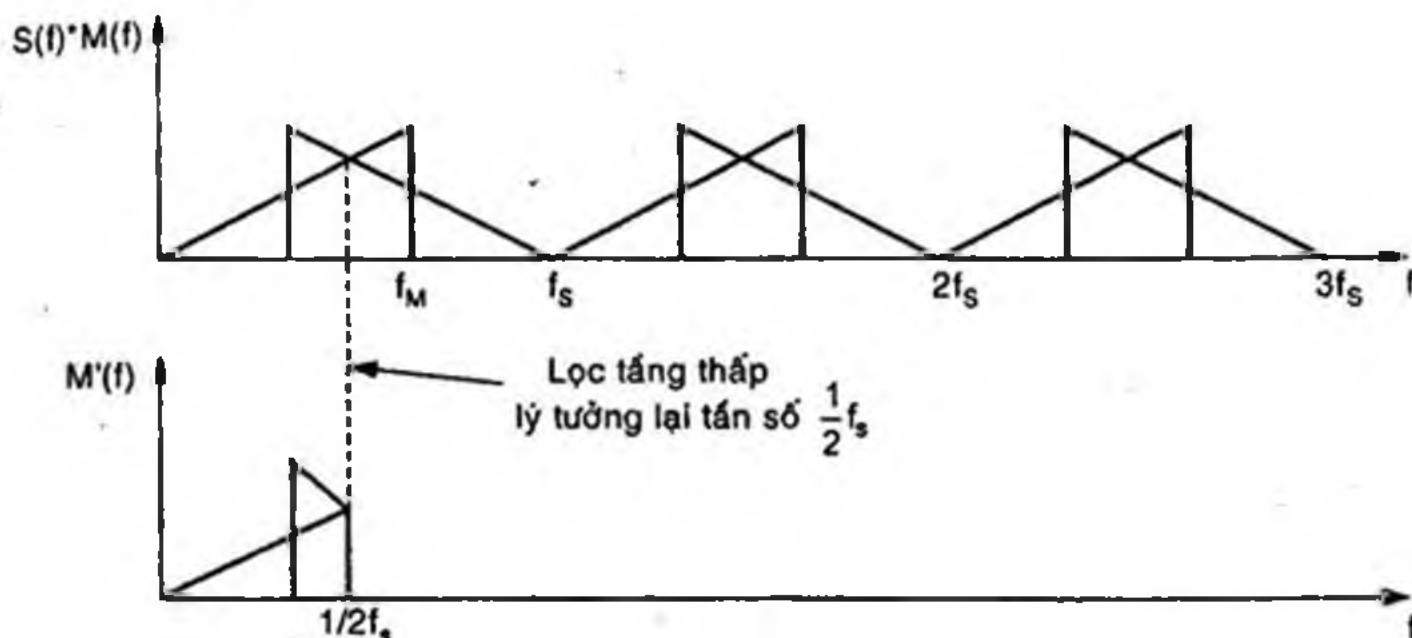
* Biên độ phổ xung lấy mẫu $S(f)$ biến thiên theo hàm $\sin \pi f / \pi f$, tạo giao điểm đầu tiên với trục hoành tại tần số $f = 1/\tau$, với τ là độ rộng xung lấy mẫu. Nếu độ rộng xung lấy mẫu τ càng bé thì biên độ các vạch phổ biến càng ít (đb $1/\tau$ càng lớn); ngược lại nếu τ càng lớn thì thành phần vạch tần số cao có biên độ suy giảm càng nhanh hơn theo tần số.

* Phép tính chập giữa $M(f)$ và $S(f)$ sẽ cho phổ tín hiệu đã lấy mẫu gồm nhiều cặp dải phổ tín hiệu dải nền, phân bố hai bên của mỗi vạch phổ xung lấy mẫu. Chú ý rằng trong mỗi cặp dải phổ, có một dải phổ dương (phân bố tần số dải nền tăng dần, như theo chiều hình tam giác) và một dải phổ âm (phân bố tần số dải nền giảm dần).

* Nếu $f_s > 2f_M$ (tần số lấy mẫu lớn hơn hai lần tần số cực đại của dải nền, thỏa mãn định lý lấy mẫu Nyquist), thì các dải phổ biến trên và biến dưới của các vạch phổ xung lấy mẫu sẽ không chồng lấn lên nhau (xem hình 4.9). Điều này tạo khả năng cho phép tách riêng từng dải phổ dải nền riêng biệt trong quá trình khôi phục tín hiệu

dải nền hoặc quá trình tách - ghép kênh theo tần số. Nếu f_s lớn hơn $2f_M$ càng nhiều thì quá trình xử lý trên càng thuận lợi.

Trường hợp $f_s < 2f_M$ (không thỏa mãn điều kiện tần số của định lý lấy mẫu Nyquist), sẽ xuất hiện sự chồng lấn phổ (*aliasing*) giữa các dải biên trên và dưới, được biểu trưng bằng các hình tam giác chồng lấn nhau, như ở hình 4.10.



Hình 4.10 Sự chồng lấn phổ do $f_s < 2f_M$ và kết quả khôi phục tín hiệu dải nền sau khi lọc thông thấp ở tần số $1/2f_s$.

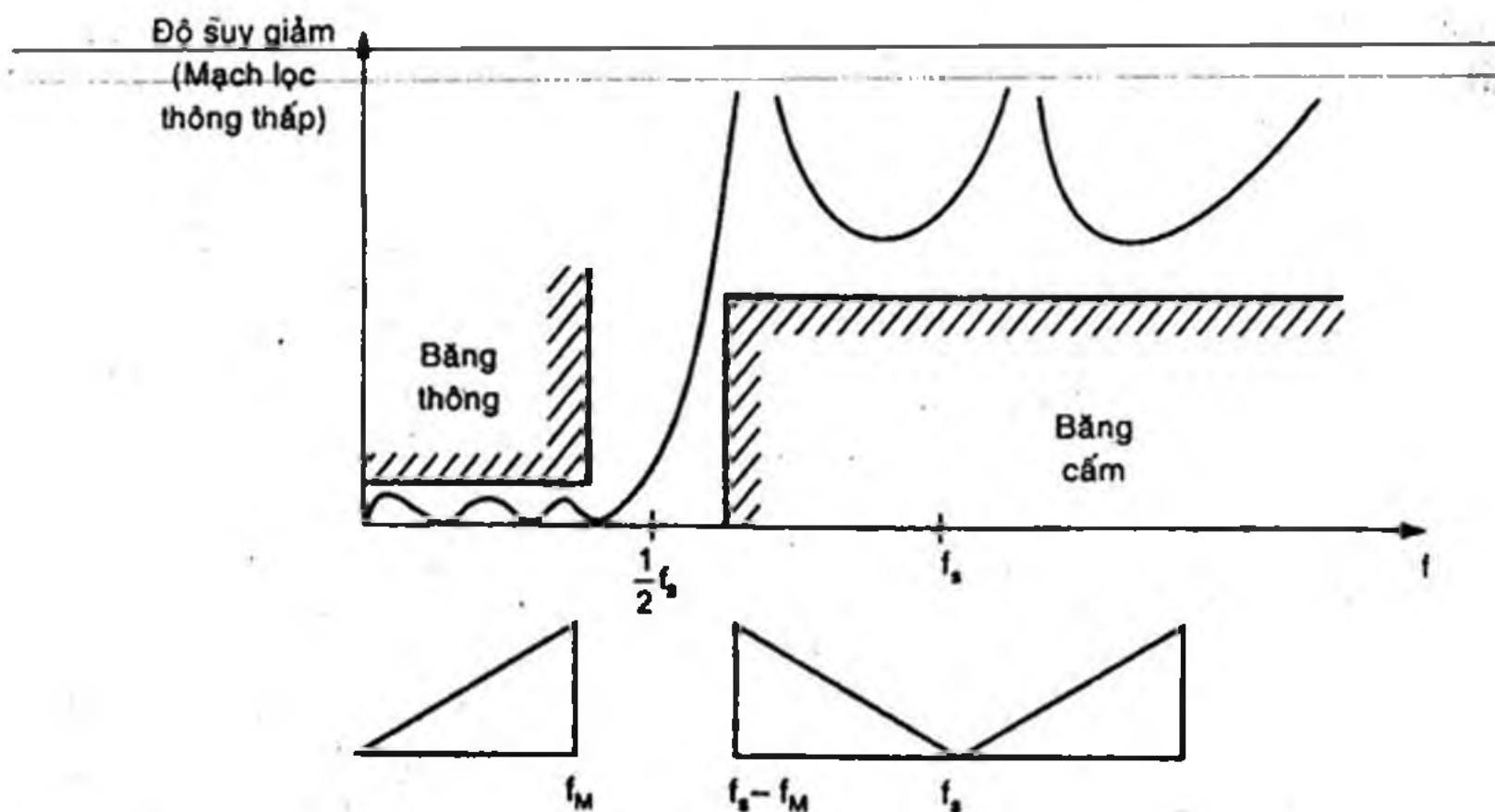
Như vậy, ở nơi thu, người ta dùng một bộ lọc thông thấp lý tưởng có tần số cắt $1/2f_s$. Nếu $f_s > 2f_M$, có thể khôi phục được phổ của dải nền từ phổ tín hiệu đã lấy mẫu. Ngược lại, nếu $f_s < 2f_M$, quá trình lọc thông thấp tại $1/2f_s$ sẽ cho phổ $M'(f)$ bị méo dạng so với $M(f)$. Ta gọi đây là méo dạng do chồng phổ (*aliasing distortion*).

Hình 4.11 diễn tả đặc tuyến suy giảm theo tần số của bộ lọc thông thấp cần thiết để khôi phục tín hiệu dải nền từ tín hiệu đã lấy mẫu. Độ suy giảm là rất thấp và có độ gợn tối thiểu tại vùng băng thông tần số thấp, suy giảm tăng nhanh khi tần số lớn hơn tần số cắt $1/2f_s$, do đó tạo bằng cẩm đối với các dải biên cao hơn. Kết quả ta khôi phục dải nền $(0, f_M)$.

Ví dụ: Với tín hiệu thoại có $f_M = 3,4\text{kHz}$, tần số lấy mẫu $f_s = 8\text{kHz}$ cho phép tạo mạch lọc thông thấp có tần số cắt $1/2f_s = 4\text{kHz} > f_M = 3,4\text{kHz}$.

Nếu f_s càng lớn hơn $2f_M$, khoảng cách từ tần số f_M đến $f_s - f_M$ (H.4.11) càng lớn, do đó, bộ lọc thông thấp càng dễ được thực hiện với độ chọn lọc cao (loại bỏ càng nhiều các dải biên tần số cao). Tuy nhiên, điều này khiến f_s lớn, do đó, tốc độ xử lý tín hiệu ứng với mỗi mẫu phải nhanh hơn.

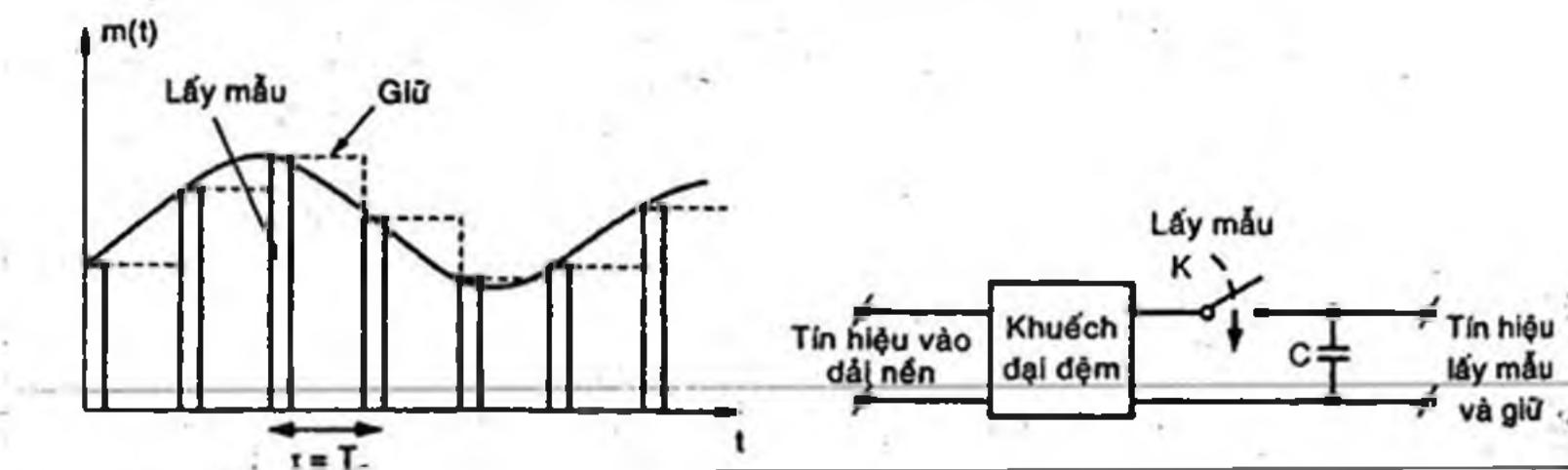
Ngược lại, nếu f_s càng thấp (nhưng vẫn thỏa mãn $f_s > 2f_M$), đòi hỏi bộ lọc thông thấp phải có độ chọn lọc rất cao (đặc tuyến tần số rất dốc ngoài dải thông), điều này khó được thỏa mãn trong thực tế.



Hình 4.11 Đặc tuyến tần số của bộ lọc thông thấp để khôi phục tín hiệu dải nền

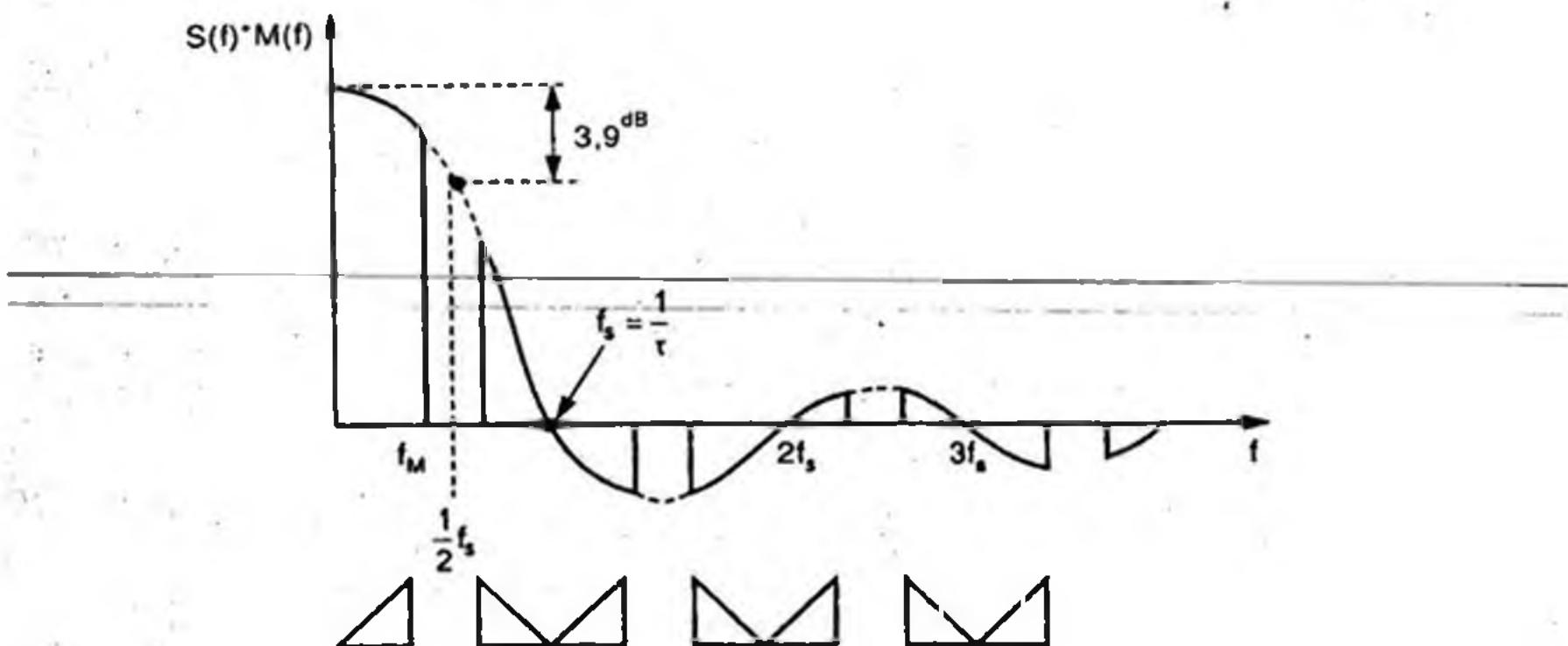
3- Lấy mẫu và giữ (Sample and Hold)

Quá trình lấy mẫu và giữ cho phép tín hiệu $m(t)$, sau khi được lấy mẫu tuần tự với chu kỳ lấy mẫu T_s , được giữ ở mức điện thế tín hiệu mẫu cố định cho đến khi xảy ra lần lấy mẫu kế tiếp. Dạng sóng tín hiệu lấy mẫu và giữ được vẽ ở hình 4.12.



Hình 4.12 Tín hiệu dải nền $m(t)$ được lấy mẫu và giữ

Hình 4.13 Nguyên tắc lấy mẫu và giữ



Hình 4.14 Phổ của tín hiệu lấy mẫu và giữ

Nguyên tắc mạch điện thực hiện lấy mẫu và giữ được giới thiệu ở hình 4.13, trong đó, ta dùng một điện dung C để giữ cố định mức điện thế mẫu giữa các lần lấy mẫu liên tiếp.

Lúc này, biểu thức phổ ở (4.13) có thể được viết lại, trong điều kiện độ rộng xung lấy mẫu τ được kéo dài đến hết mỗi chu kỳ lấy mẫu T_s ($\tau = T_s$):

$$F(S(t) \cdot m(t)) = \frac{2\sin(wT_s/2)}{wT_s/2} * M(jw) \quad (4.14)$$

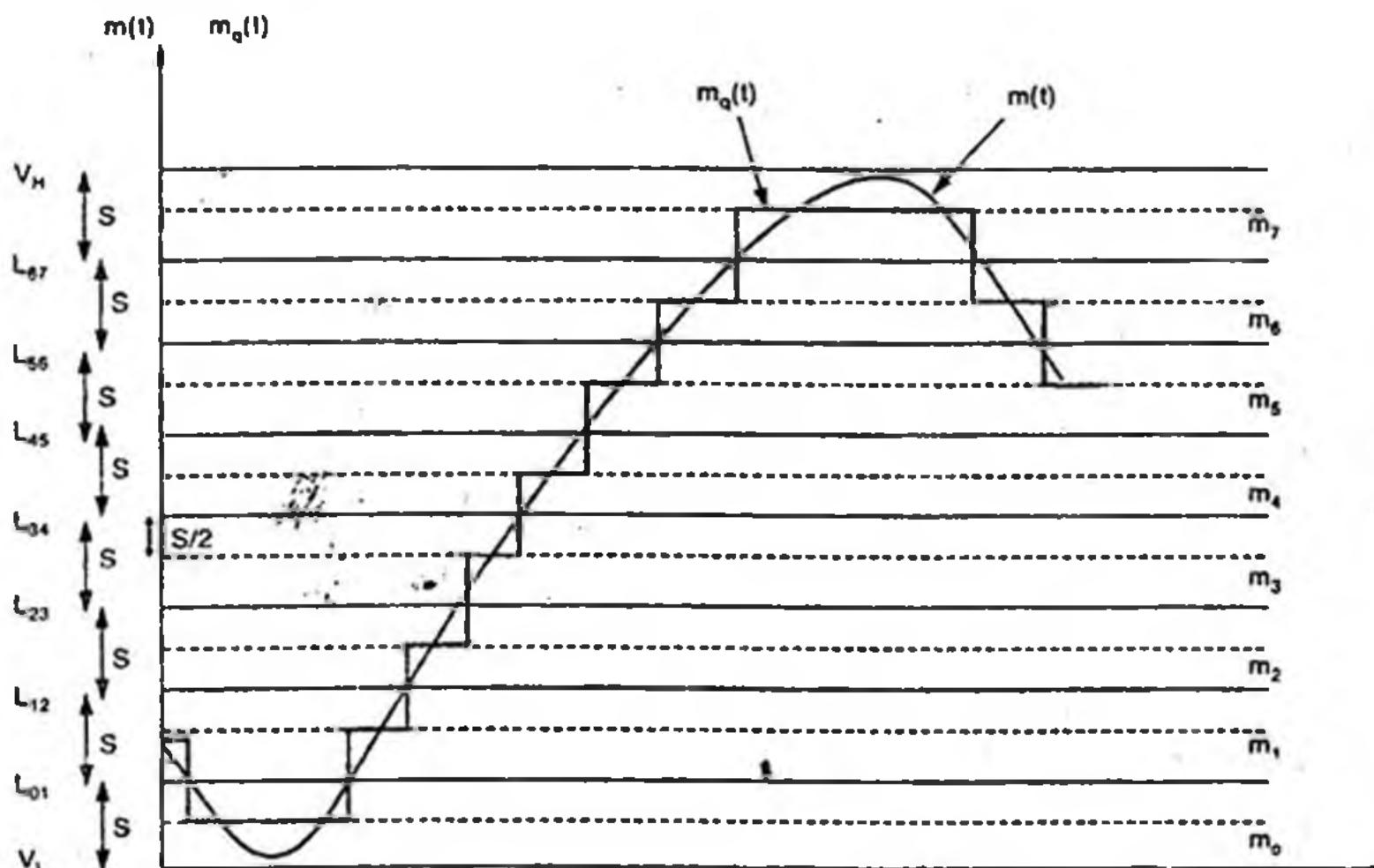
Đồ thị phổ của tín hiệu đã lấy mẫu và giữ được suy ra từ đồ thị hình 4.9, với $\tau = T_s$, hay $1/\tau = f_s$, như vẽ ở hình 4.14. Ta nhận thấy, biên độ các dải phổ biến chung quanh các tần số $f_s, 2f_s, 3f_s, \dots$ cũng biến thiên theo hàm $\sin \frac{(wT_s/2)}{wT_s/2}$. Quá trình xử lý tín hiệu lấy mẫu và giữ có các đặc điểm sau:

* Dải phổ của thành phần tín hiệu dải nền trong dải phổ chung (từ 0 đến f_M) là không bằng phẳng, do đó tạo sự méo dạng của tín hiệu dải nền khôi phục được. Độ méo dạng cực đại tuân theo qui luật biến thiên của hàm $\sin \frac{(wT_s/2)}{wT_s/2}$ từ tần số 0 đến tần số cắt $1/2f_s$, với

độ suy giảm được tính là $20 \log_{10} \pi/2 = 3,9 \text{dB}$. Để khắc phục sự méo dạng này, ở nơi thu, ta dùng một mạch lọc tần số sửa dạng đáp tuyến theo hướng ngược lại.

* Hàm $\sin \frac{(wT_s/2)}{wT_s/2}$ suy giảm rất nhanh ở tần số cao, do đó các dải phổ biên của dải nền chung quanh các vạch phổ $f_s, 2f_s, 3f_s, \dots$ có biên độ giảm nhanh. Điều này tạo thuận lợi cho việc thiết kế các mạch lọc thông thấp để khôi phục dải nền ở nơi thu: Độ dốc mạch lọc không cần phải lớn lắm mà vẫn đảm bảo độ suy giảm của tín hiệu ngoài bằng thông đối với tín hiệu dải nền.

4.5 LƯỢNG TỬ HÓA TÍN HIỆU

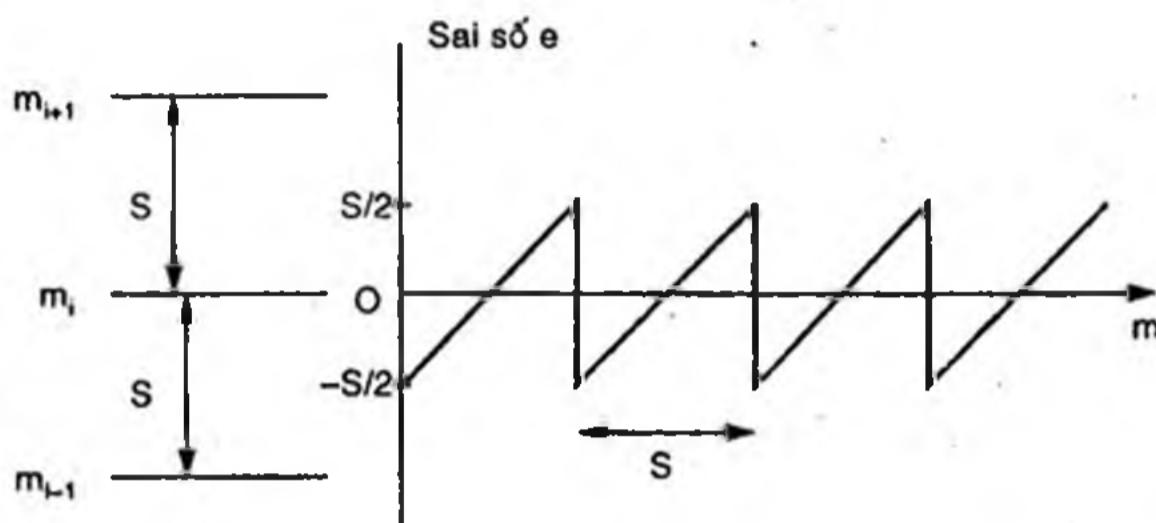


Hình 4.15 Các mức lượng tử với tín hiệu dải nền $m(t)$

Lượng tử hóa tín hiệu dải nền $m(t)$ là thực hiện phép gần đúng, thay thế $m(t)$ bằng một tín hiệu $m_q(t)$ có các giá trị rời rạc ở các mức lượng tử.

Xét tín hiệu dải nền $m(t)$ có biên độ biến thiên từ V_L đến V_H , được chia thành M khoảng lượng tử bằng nhau, mỗi khoảng được gọi là bước lượng tử, có giá trị là $S = (V_H - V_L)/M$. Tín hiệu $m(t)$ biến thiên liên tục, được thay thế gần đúng bằng tín hiệu $m_q(t)$ rời rạc (giả sử có 8 mức lượng tử), như vẽ ở hình 4.15. Các khoảng được tương trưng bằng các mức $m_0, m_1, m_2, \dots, m_7$, được chọn nằm ở giữa của mỗi bước lượng tử. Khoảng cách từ mức m_i đến các khoảng lượng

tử trên và dưới là $S/2$. Nếu giá trị của $m_i(t)$ cách mức m_i gần nhất một khoảng nhỏ hơn $S/2$, nó sẽ được thay thế bằng giá trị m_i , (xem hình 4.15). Như vậy, giữa $m_i(t)$ và $m_i(t)$ có sự sai biệt, gọi là sai số lượng tử e . Giá trị của sai số lượng tử không vượt quá $S/2$.



Hình 4.16 Sai số lượng tử e phụ thuộc giá trị của tín hiệu dài nền $m(t)$ và bước lượng tử S

Hình 4.16 biểu diễn sự biến thiên của sai số lượng tử $e = m_i(t) - m_i$ ở mức lượng tử thứ i bất kỳ, tăng theo $m(t)$ trong khoảng từ mức $-S/2$ đến mức $+S/2$ chung quanh mức m_i .

Xem $m(t)$ như là biến số m của hàm mật độ xác suất $f(m)$. Như vậy, $f(m)dm$ là xác suất để $m(t)$ có giá trị nằm ở trong khoảng từ $m - dm/2$ đến $m + dm/2$. Ta có thể tính được trung bình bình phương của sai số lượng tử là:

$$\overline{e^2} = \int_{m_1 - \frac{S}{2}}^{m_1 + \frac{S}{2}} f(m) \cdot (m - m_1)^2 dm + \int_{m_2 - \frac{S}{2}}^{m_2 + \frac{S}{2}} f(m) \cdot (m - m_2)^2 dm + \dots \quad (4.15)$$

Trong các tích phân ở (4.15), ta giả thiết rằng số mức lượng tử M là đủ lớn và bước lượng tử S là đủ bé, do đó, có thể coi như hàm mật độ $f(m)$ là hằng số trong mỗi khoảng lượng tử: $f(m) = f^{(1)}$ trong khoảng lượng tử chung quanh mức m_1 , $f(m) = f^{(2)}$ trong khoảng lượng tử chung quanh m_2 , ... Như vậy, các tích phân ở (4.15) trở thành:

$$\overline{e^2} = [f^{(1)} + f^{(2)} + \dots] \cdot \int_{-\frac{S}{2}}^{\frac{S}{2}} x^2 dx = [f^{(1)} + f^{(2)} + \dots] \cdot \frac{S^3}{12} = [f^{(1)} \cdot S + f^{(2)} \cdot S + \dots] \cdot \frac{S^2}{12} \quad (4.16)$$

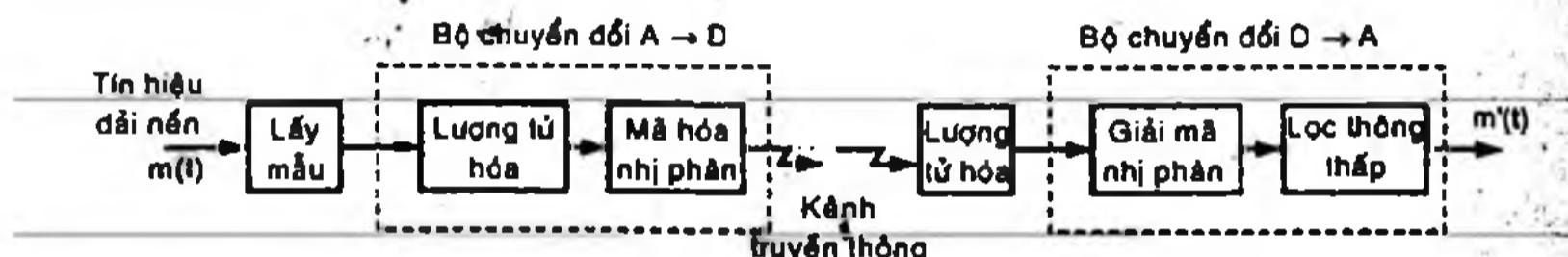
Nhận thấy rằng $\overline{e^2} \cdot S$ là xác suất để m có giá trị rơi vào vùng lượng tử chung quanh mức m_i , do đó tổng các xác suất này trong suốt dải động của $m(t)$ sẽ bằng 1. Cuối cùng, ta có:

$$\overline{e^2} = \frac{S^2}{12} \quad (4.17)$$

Như vậy, công suất nhiễu lượng tử tỉ lệ với bình phương của bước lượng tử, như trình bày ở (4.17).

4.6 HỆ THỐNG ĐIỀU CHẾ XUNG MÃ (PCM)

Tín hiệu dải nền, sau khi đã được lấy mẫu và lượng tử hóa như đã trình bày ở các phần trên, có thể được dùng để ghép kênh trực tiếp trong miền thời gian hoặc được chuyển đổi thành chuỗi các bit số. Thông thường, hệ thống số đếm nhị phân (cơ số 2) được sử dụng cho phép chuyển đổi này. Ta có kiểu điều chế xung mã (PCM: Pulse Code Modulation). Như vậy, nếu số mức lượng tử M của phép lượng tử hóa thỏa mãn điều kiện $M = 2^N$ thì mỗi mẫu lượng tử của tín hiệu dải nền có thể được chuyển đổi tương đương với N bits nhị phân của bộ mã PCM.



Hình 4.17 Hệ thống thông tin điều chế xung mã PCM

Sơ đồ khối của một hệ thống thông tin điều chế xung mã được trình bày ở hình 4.17. Tín hiệu tương tự dải nền $m(t)$, sau khi được lấy mẫu, sẽ được lượng tử hóa ở M mức lượng tử và chuyển đổi thành N bits nhị phân tương ứng mỗi mẫu. Quá trình này là quá trình chuyển đổi tương tự → số ($A \rightarrow D$). Tín hiệu số được truyền trên kênh truyền thông và chịu ảnh hưởng của các tín hiệu nhiễu của môi trường. Sau khi được thu nhận, tín hiệu này lại được lượng tử hóa một lần nữa tại nơi thu, nhằm mục đích loại bỏ các ảnh hưởng nhiễu của kênh truyền thông. Nếu biên độ nhiễu không vượt qua giá trị $S/2$ (S là bước lượng tử), thì quá trình tái lượng tử hóa ở nơi thu sẽ triệt hoàn toàn nhiễu môi trường. Tín hiệu sau tái lượng tử hóa sẽ được giải mã nhị phân và lọc thông thấp để tái tạo tín hiệu dải nền $m'(t)$.

Quá trình này là quá trình chuyển đổi số → tương tự ($D \rightarrow A$). Tín hiệu dải nền được tái tạo $m'(t)$ sẽ hoàn toàn giống tín hiệu dải nền ban đầu $m(t)$, nếu nhiễu lượng tử thấp và nhiễu của kênh truyền thông không làm sai lệch các bit thông tin trong quá trình truyền.

I- Chất lượng tín hiệu đã lượng tử hóa

Chất lượng tín hiệu đã lượng tử hóa được đánh giá trên thông số S/N_Q , trong đó S là công suất tín hiệu dải nền và N_Q là công suất nhiễu lượng tử.

Xét một tín hiệu dải nền $m(t)$ có dải động biến thiên từ mức $V_L = -V$ đến mức $V_H = +V$, được lượng tử hóa thành M mức cách đều nhau bởi bước lượng tử S . Ta cũng giả sử rằng xác suất phân bố giá trị của $m(t)$ trong khoảng $\pm V$ là đều nhau, nói cách khác, hàm mật độ xác suất của $m(t)$ là $1/2V$.

Công suất trung bình của tín hiệu dải nền $m(t)$ tại đầu vào của kênh truyền thông là:

$$S_i = \overline{m^2(t)} = \int_{-V}^{+V} m^2(t) \cdot \frac{1}{2V} dm = \frac{V^2}{3} \quad (4.18)$$

Theo (4.17), công suất nhiễu lượng tử là:

$$N_Q = \frac{S^2}{12} \quad (4.19)$$

với M mức lượng tử cách đều nhau bởi bước lượng tử S (sao cho $MS = 2V$), ta có:

$$V = \frac{MS}{2} \quad (4.20)$$

Do đó, ta tính được:

$$\frac{S_i}{N_Q} = M^2 \quad (4.21)$$

Vậy, chất lượng tín hiệu đã lượng tử hóa (tỉ số tín hiệu/nhiễu lượng tử) tỉ lệ với bình phương của số mức lượng tử M . Với cùng một dải động, nếu số mức lượng tử M càng lớn (tương ứng với số bits càng lớn), thì chất lượng tín hiệu càng được cải thiện.

Ngoài ra, nếu ta giả sử rằng quá trình khôi phục tín hiệu dải nền ở nơi thu (sau khi tái lượng tử, chuyển đổi $D \rightarrow A$) không làm sai lệch nhiễu tín hiệu dải nền, thì có thể coi công suất tín hiệu thu được

S_o bằng công suất tín hiệu phát S_i . Do đó, tại nơi thu, ta cũng có:

$$\frac{S_o}{N_Q} \approx M^2 \quad (4.22)$$

Nếu ta dùng N bits nhị phân để mã hóa M mức lượng tử ($M = 2^N$), thay vào (4.22), ta có:

$$\frac{S_o}{N_Q} = 2^{2N} \quad (4.23)$$

hay viết dưới dạng dB:

$$\left[\frac{S_o}{N_Q} \right]_{dB} = 10 \log_{10} \left[\frac{S_o}{N_Q} \right] = 10 \log_{10} 2^{2N} = 6N_{[dB]} \quad (4.24)$$

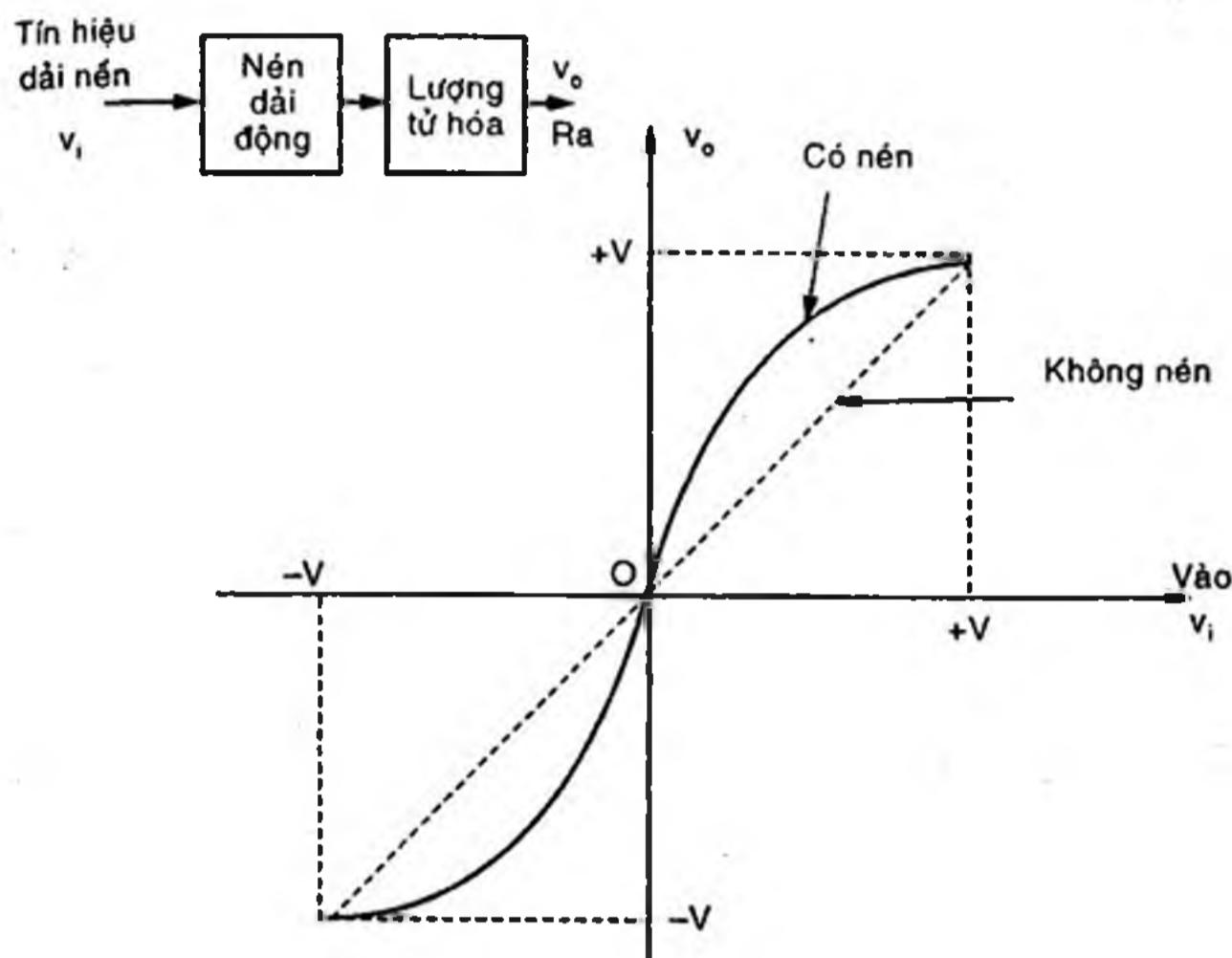
Với $N = 8$ bits (mã hóa mỗi mẫu lượng tử bằng 8 bits nhị phân), tỉ số tín hiệu/nhiều lượng tử nơi thu là 48^{dB} .

Từ (4.24), ta cũng suy ra rằng cứ tăng thêm 1 bit nhị phân cho chuỗi mã (N tăng thêm 1 đơn vị) thì tỉ số S_o/N_Q tăng thêm 6^{dB} . Tán nỗi đó là qui luật $6\text{dB}/bit$ trong quá trình lượng tử hóa.

Tuy nhiên, điều cần chú ý là công thức (4.24) được áp dụng cho trường hợp tín hiệu $m(t)$ biến thiên với xác suất đều trong toàn bộ dải động $\pm V$, do đó công suất tín hiệu S_i hoặc S_o là lớn nhất. Ngược lại, nếu $m(t)$ biến thiên trong dải động nhỏ hơn, S_i hoặc S_o giảm và S_o/N_Q sẽ giảm nếu ta vẫn giữ nguyên số mức lượng tử M và bước lượng tử S . Cứ mỗi khoảng giảm 1^{dB} dải động của $m(t)$ sẽ kéo theo độ giảm 1^{dB} của tỉ số S_o/N_Q . Do đó, nếu đặt yêu cầu tại nơi thu có tỉ số S_o/N_Q không nhỏ hơn mức 30^{dB} chặng hạn, thì dải động của $m(t)$ không được giảm thấp hơn mức ban đầu một khoảng tối đa $48^{\text{dB}} - 30^{\text{dB}} = 18^{\text{dB}}$.

2- Quy luật nén và dãn dải động

Từ các phân tích ở phần trên, ta nhận xét rằng khi dải động của $m(t)$ giảm, sẽ làm cho chất lượng tín hiệu (tỉ số S_o/N_Q) giảm. Để tăng cường chất lượng trong trường hợp này, ta dùng một bộ nén dải động (*compression*) đặt trước bộ lượng tử hóa, có đặc tuyến vào - ra được vẽ ở hình 4.18. Với v_i có biên độ nhỏ, biên độ ra v_o được tăng cường, trong khi với biên độ v_i lớn, biên độ v_o sẽ bị nén lại. Như vậy, vùng biên độ v_i nhỏ sẽ tương ứng với vùng lượng tử hóa chi tiết hơn (bước lượng tử nhỏ hơn), do đó làm tăng được tỉ số S_o/N_Q .



Hình 4.18 Đặc tuyến vào - ra của bộ nén dài động

Đặc tuyến vào - ra ở hình 4.18 tuân theo một trong hai qui luật nén sau:

* **Quy luật μ :**

Quan hệ vào - ra được định nghĩa bởi hàm số sau:

$$y = \pm \frac{\log(1 + \mu|x|)}{\log(1 + \mu)} \quad (4.25)$$

trong đó: dấu + tương ứng x dương và dấu - tương ứng x âm.

với $x = v_i/V$ và $y = v_o/V$, v_i và v_o là tín hiệu ngõ vào và ngõ ra của bộ nén dài động, có dải động tối đa từ mức $-V$ đến mức $+V$.

Thông số μ xác định độ nén, thông thường μ được chọn bằng 255.

* **Quy luật A:**

Quan hệ vào - ra được định nghĩa bởi hàm số sau:

$$\begin{cases} y = \pm \frac{A|x|}{1 + \log A} & \text{với } |x| \leq \frac{1}{A} \\ y = \pm \frac{1 + \log A|x|}{1 + \log A} & \text{với } \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1 \end{cases} \quad (4.26)$$

trong đó: dấu + tương ứng với x dương và dấu - tương ứng với x âm.

$x = v_i/V$ và $y = v_o/V$, với v_i và v_o là tín hiệu ngõ vào và ra của bộ nén dải động, có dải động tối đa từ mức $-V$ đến mức $+V$.

Thông số A xác định độ nén, thông thường A được chọn bằng 87,6.

Qui luật μ thường được sử dụng tại Mỹ, Canada và Nhật, trong khi qui luật A được sử dụng tại các nước châu Âu.

Việc đặt thêm bộ nén dải động (compressor) trước khi đưa tín hiệu dải nén vào bộ lượng tử hóa đều (như ở hình 4.18), sẽ gây méo dạng phi tuyến của tín hiệu dải nén tại nơi thu. Để khắc phục, phải dùng thêm bộ dãn dải động (expander) đặt ngay sau bộ tái tạo tín hiệu dải nén, có đặc tuyến vào - ra biến thiên ngược lại với đặc tuyến vào - ra của bộ nén.

Quá trình nén và dãn này được gọi là quá trình "companding".

Ngoài ra, trong thực tế, người ta còn kết hợp đặc tính nén-dãn dải động với quá trình chuyển đổi $A \Leftrightarrow D$ của tín hiệu, bằng cách thực hiện chuyển đổi $A \Leftrightarrow D$ phi tuyến tuân theo qui luật μ hoặc qui luật A đã định trước.

4.7 HỆ THỐNG GHÉP KÊNH PCM

Ghép kênh (multiplexing) là quá trình ghép nhiều tín hiệu từ các kênh khác nhau thành một tín hiệu chung để có thể truyền trên một môi trường truyền thông chung. Quá trình ghép kênh được thực hiện ở nơi phát và được tách kênh (demultiplexing) ở nơi thu.

Đối với tín hiệu PCM, mỗi kênh tín hiệu dải nén đều được lấy mẫu, lượng tử hóa và chuyển đổi thành chuỗi số nhị phân phát đi tuần tự theo thời gian. Ghép kênh PCM là thực hiện ghép tuần tự các nhóm bits của các kênh theo thời gian để tạo thành một luồng dữ liệu chung, kèm theo các bộ mã đồng bộ và báo hiệu. Có hai hệ thống ghép kênh PCM đang được sử dụng: Hệ ghép kênh cơ sở T1 (1.544Mbps) do các nước Mỹ, Nhật sử dụng và hệ ghép kênh cơ sở E1 (2Mbps) do các nước Châu Âu sử dụng.

1- Hệ ghép kênh cơ sở T1

Số kênh thoại ghép: 24 kênh/khung

Băng thông mỗi kênh thoại: $3,3\text{kHz}$

Tần số lấy mẫu: 8kHz

Tần số Nyquist: $2 \times 3,3 = 6,6\text{kHz}$

Sử dụng các qui luật nén dãn dải động (*companding*), mã hóa, ghép và tách kênh cho 24 kênh thoại.

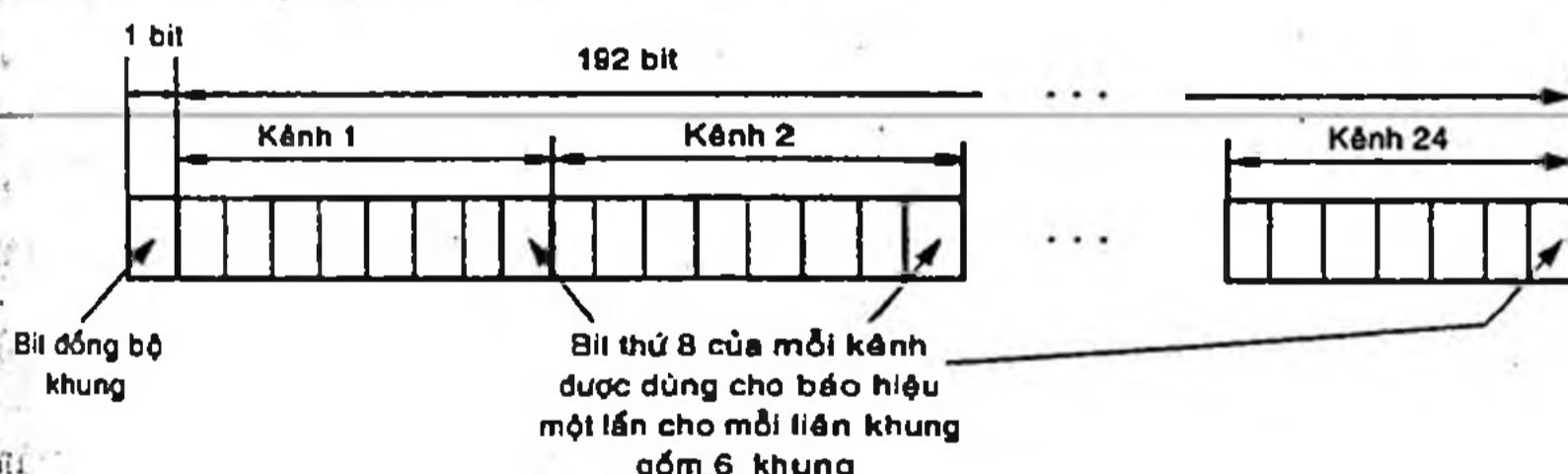
* Số bit/khung (*bits/frame*)

Mỗi mẫu được mã hóa thành 8 bits số.

Số kênh trong khung là 24, do đó, số bits cho mỗi khung là 192 bits.

* Đồng bộ khung:

Tín hiệu đồng bộ khung là các bits cố định được quy ước trước giữa nơi phát và nơi thu, được ghép kèm thêm vào chuỗi bits của 24 kênh trong khung, mục đích giúp cho nơi thu xác định đúng vị trí đầu khung và cuối khung, nhằm tách kênh (từ 24 kênh) được chính xác. Để tạo tín hiệu đồng bộ, ta ghép thêm 1 bit cho mỗi khung (192 bits), thành 193 bits/khung (xem hình 4.19).



Hình 4.19 Cấu trúc ghép kênh thời gian của một khung hệ ghép kênh T1

12 khung liên tiếp chứa 12 bits đồng bộ khung sẽ tạo thành từ mã đồng bộ 110111001000. Từ mã này sẽ được tuần tự phát lặp lại cứ mỗi 12 khung. Ở nơi thu, thiết bị thu có khả năng nhận dạng từ mã đồng bộ trên để xác định vị trí khung trước khi tách kênh.

* *Tốc độ bit:*

Tần số lấy mẫu là cố định $8kHz$, do đó chu kỳ mỗi khung là $1/8000 = 125\mu s$. Mỗi khung có 193 bits, do đó, tốc độ bit của hệ cơ sở T1 là:

$$f_b(T1) = \frac{193}{125} Mbits/s = 1,544 Mbits/s \quad (4.27)$$

Từ mã đồng bộ khung 12 bits, được phát trong mỗi 12 khung, do đó, chu kỳ xảy ra một từ mã khung là $125\mu s \times 12\text{khung} = 1,5ms$. Nói cách khác, tốc độ phát từ mã khung là $\frac{1}{1,5ms} = 667$ từ mã đồng bộ/s.

* *Báo hiệu (signalling)*

Các bits báo hiệu của hệ cơ sở T1 được dùng để mang các thông tin về thời điểm bắt đầu cuộc gọi, thời điểm kết thúc cuộc gọi, số máy gọi và bị gọi, cách mã hóa,... Đây là các thông tin cần thiết cho nơi thu nhận dạng, phân biệt đặc tính của mỗi kênh, phục vụ quá trình tách kênh và giải mã được chính xác.

Trong hệ cơ sở T1, các tín hiệu báo hiệu không được truyền riêng biệt, mà được truyền xen kẽ với các bit của kênh thoại, theo quy tắc như sau: Cứ sau mỗi 5 khung liên tiếp truyền các kênh thoại thông thường, thì ở khung thứ 6, ta chỉ dùng 7 bits trọng số lớn để chuyển kênh thoại, còn 1 bit LSB của mỗi kênh của khung thứ 6 sẽ được dùng truyền các bit báo hiệu (xem hình 4.19).

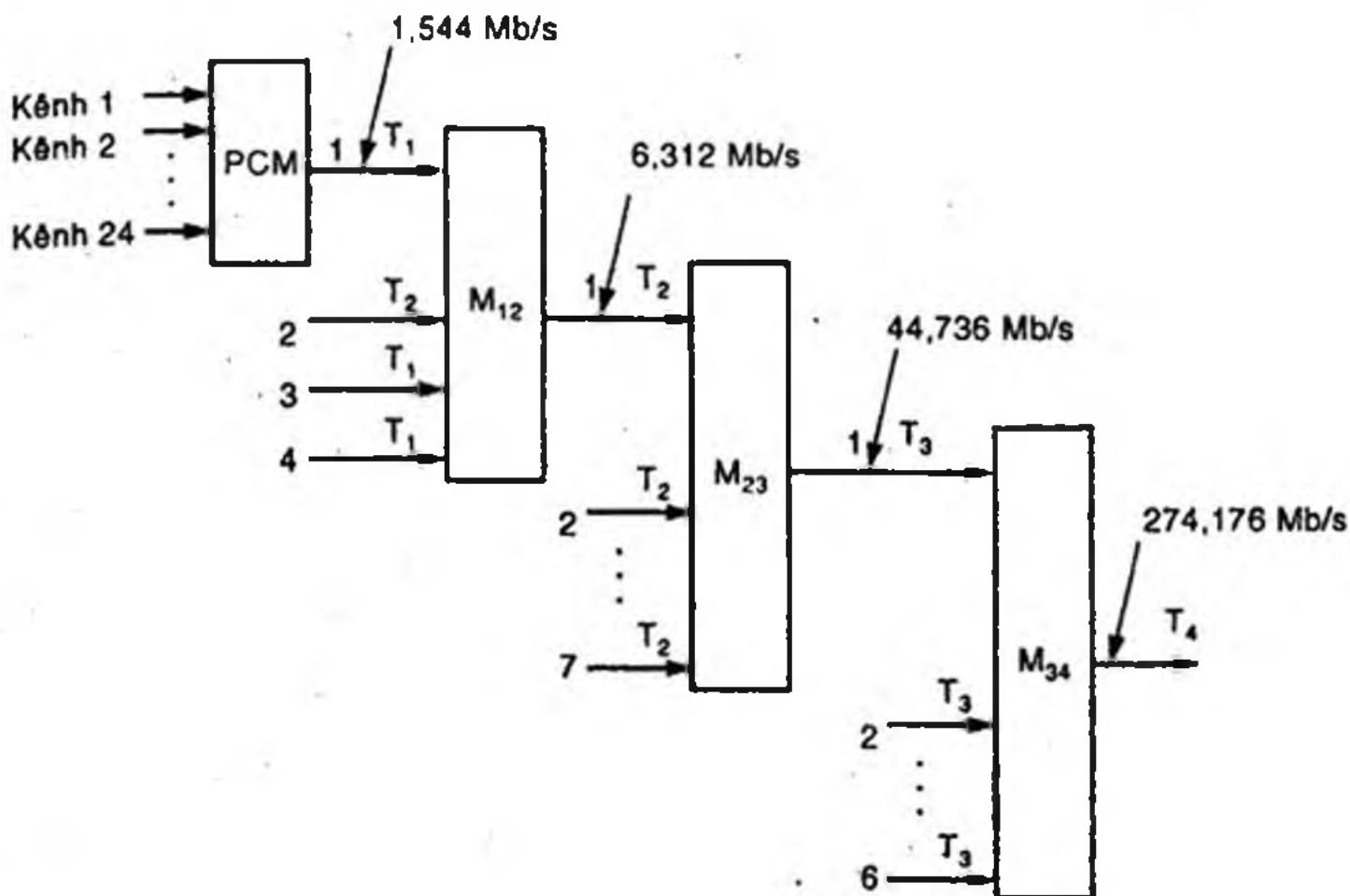
Như vậy, có tất cả 24 bits báo hiệu tạo thành 1 từ báo hiệu sau mỗi 6 khung. Vì tần số khung là $8kHz$ nên tần số của từ báo hiệu là:

$$f_b(T1)_{báo hiệu} = \frac{8kHz}{6} = 1,333 kHz \quad (4.28)$$

Việc thay thế bit LSB của mỗi kênh bằng các bit báo hiệu nhằm giảm thiểu ảnh hưởng sai số đến tín hiệu thoại của các kênh. Phương pháp này còn được gọi là báo hiệu đoạt bit, hoặc báo hiệu kênh chung (*channel - associated signalling*).

* *Hệ ghép kênh bậc cao*

Hệ ghép kênh cơ sở T1 được ghép thành các hệ bậc cao T2, T3, T4, có cấu trúc phả hệ được trình bày ở hình 4.20.



Hình 4.20 Phản ứng của các hệ ghép kênh T1, T2, T3, T4

- Bộ ghép M₁₂ ghép 4 hệ T₁, thêm vào 17 bits cho đồng bộ và lặp đày, do đó, số bits trong mỗi khung T₂ là:

$$193 \times 4 + 17 = 789 \text{ bits/khung T}_2$$

do đó, tốc độ bit T₂ là:

$$f_b(T_2) = 789 \text{ bits/khung} \times 8 \text{ kHz} = 6,312 \text{ Mb/s} \quad (4.29)$$

- Bộ ghép M₂₃ ghép 7 hệ T₂, thêm vào 69 bits cho đồng bộ và lặp đày, do đó, số bit trong mỗi khung T₃ là:

$$789 \times 7 + 69 = 5592 \text{ bits/khung T}_3$$

do đó, tốc độ bit T₃ là:

$$f_b(T_3) = 5592 \text{ bits/khung T}_3 \times 8 \text{ kHz} = 44,736 \text{ Mb/s} \quad (4.30)$$

- Bộ ghép M₃₄ ghép 6 hệ T₃, thêm vào 720 bits cho đồng bộ và lặp đày, do đó, số bit trong mỗi khung T₄ là:

$$5592 \times 6 + 720 = 34272 \text{ bits/khung T}_4$$

do đó, tốc độ bit T₄ là:

$$f_b(T_4) = 34272 \text{ bits/khung T}_4 \times 8 \text{ kHz} = 274,176 \text{ Mb/s} \quad (4.31)$$

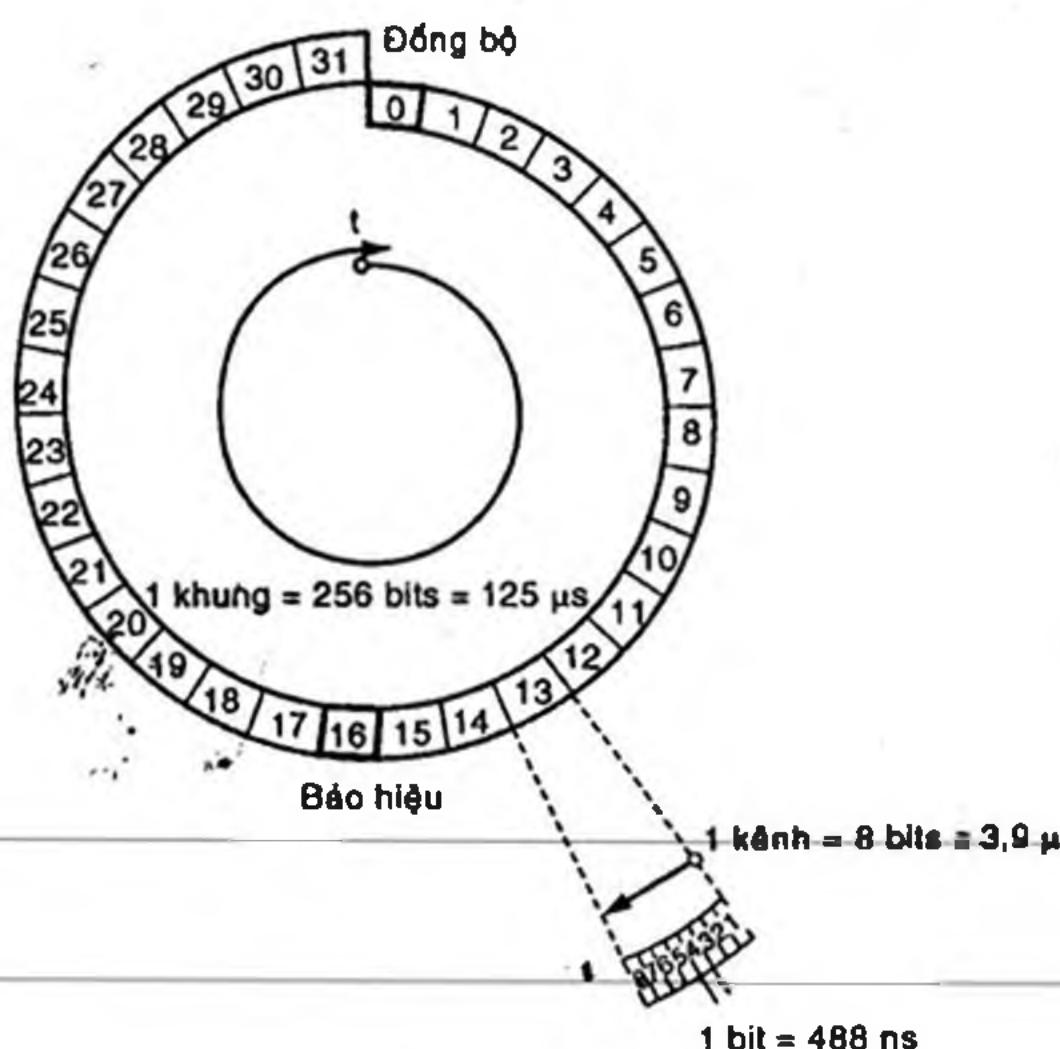
2- Hệ ghép kênh cơ sở E1

Số kênh ghép trong mỗi khung: 30 kênh thoại + 1 kênh đồng bộ + 1 kênh báo hiệu

Băng thông mỗi kênh thoại: $3,1\text{kHz}$ (từ 300Hz đến 3400Hz)

Tần số lấy mẫu: 8kHz

Tần số Nyquist: $2 \times 3,4\text{kHz} = 6,8\text{kHz}$



Hình 4.21 Cấu trúc mỗi khung E1

Cấu trúc mỗi khung E1 được vẽ ở hình 4.21, trong đó, mỗi khung được chia thành 32 khe thời gian (*time slot*), mỗi khe 8 bits.

Khe số 0 được dùng để chứa tín hiệu đồng bộ khung, đánh dấu điểm bắt đầu của một khung.

Khe số 16 được dùng để chứa các bit báo hiệu cho các kênh thoại.

Các khe còn lại chứa các mảng 8 bits của 30 kênh thoại.

* Số bit/khung (*bit/frame*)

Mỗi khung có 32 khe thời gian, mỗi khe 8 bits. Do đó, số bit cho mỗi khung là 256 bits.

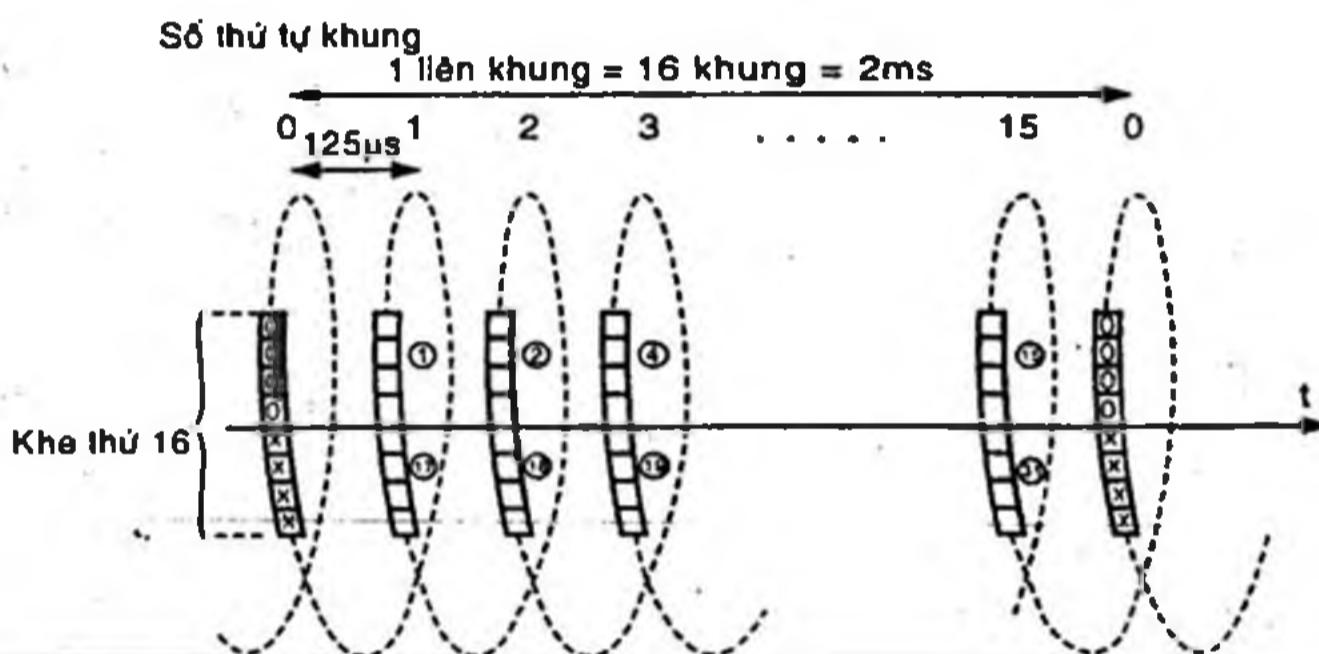
* *Tốc độ bit*

Thời gian của mỗi khung phải bằng chu kỳ lấy mẫu $125\mu s$ của mỗi kênh thoại. Do đó, tốc độ bit của khung E1 là:

$$f_b(E1) = \frac{256}{125} \text{ Mbits/s} = 2,048 \text{ Mbits/s, gọi tắt là } 2 \text{ Mb/s} \quad (4.32)$$

* *Báo hiệu (signalling)*

Khe thời gian số 16 của mỗi khung E1 gồm 8 bits, được dành cho các bit báo hiệu. Byte 16 này được chia thành hai phần 4 bits, mỗi phần mang các thông tin báo hiệu cho mỗi kênh thoại trong 30 kênh thoại. Như vậy, phải cần đến 15 khung E1 liên tiếp để truyền hết các báo hiệu cho 30 kênh thoại.



Hình 4.22 Cấu trúc đa khung (16 khung)

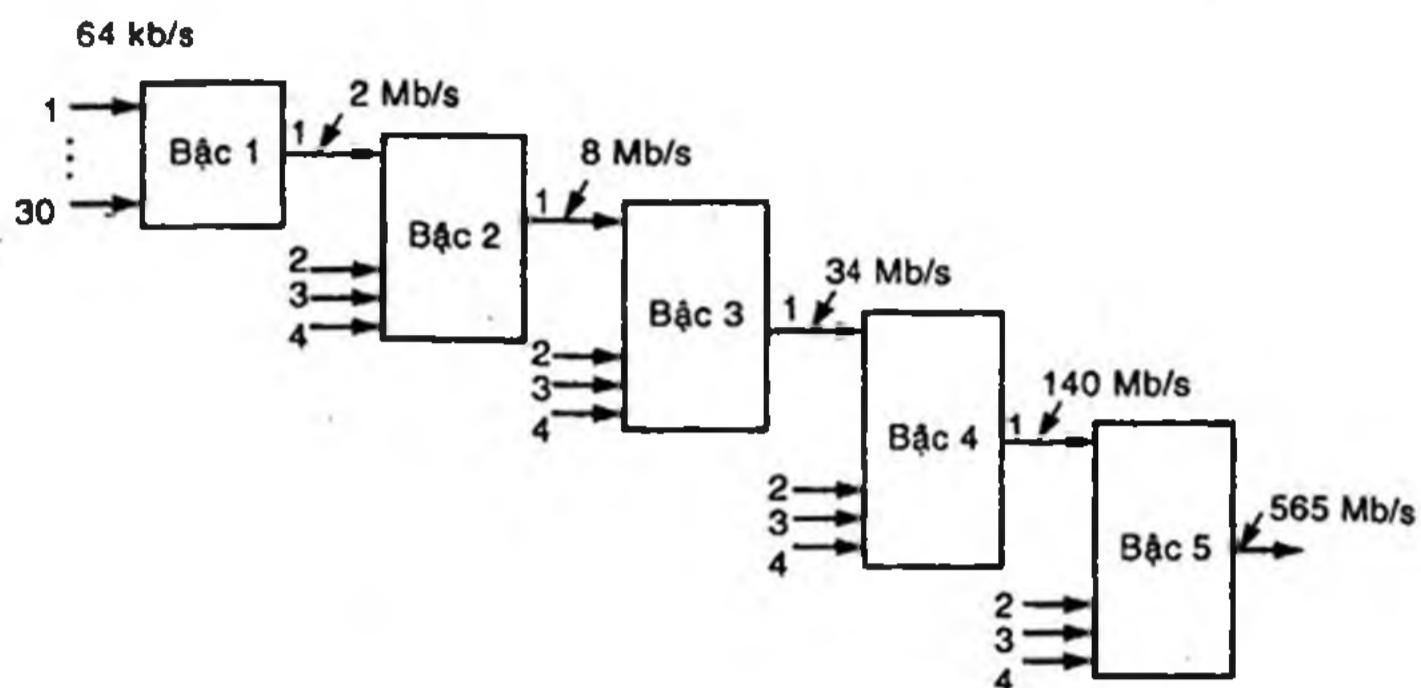
Hình 4.22 giới thiệu một cấu trúc đa khung gồm 16 khung liên tiếp được phân chia như sau: khe 16 của khung số 0 dành cho 8 bits đồng bộ đa khung (*multiframe*), các khe 16 của khung từ số 1 đến số 15 dành cho các bits báo hiệu của 30 kênh thoại, được phân bổ lần lượt theo từng cặp thứ tự 1 - 17, 2 - 28, 3 - 19, ..., 15 - 31.

Thời gian của mỗi đa khung:

$$125\mu s \times 16 \text{ khung} = 2ms \quad (4.33)$$

* *Hệ ghép kênh bậc cao*

Hình 4.23 giới thiệu cấu trúc của phả hệ ghép kênh bậc cao E1, E2, E3, E4 và E5. Số kênh thoại, tốc độ bit của mỗi bậc được cho trong bảng 4.1.



Hình 4.23 Phản ứng của các hệ ghép kênh E1, E2, E3, E4 và E5

Bảng 4.1: Đặc tính của các hệ ghép kênh bậc cao

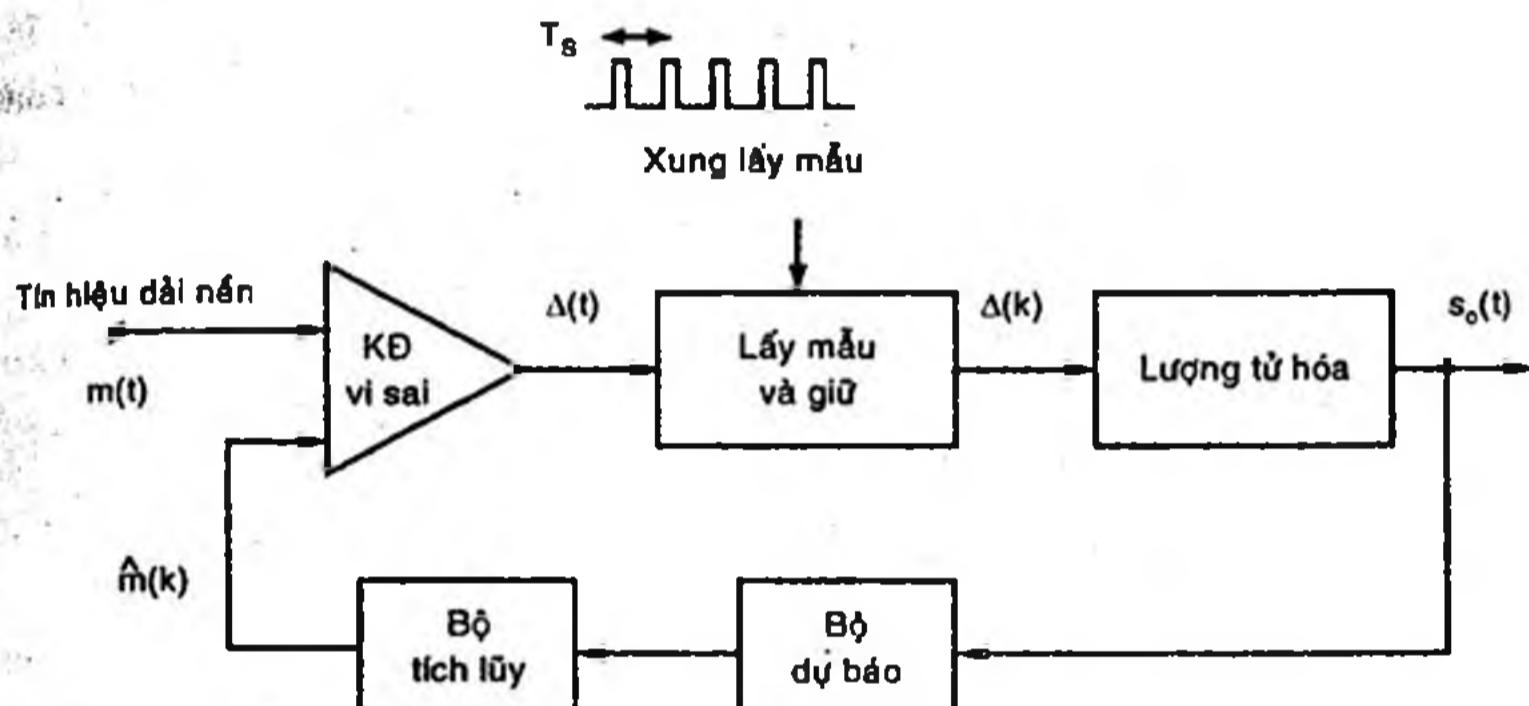
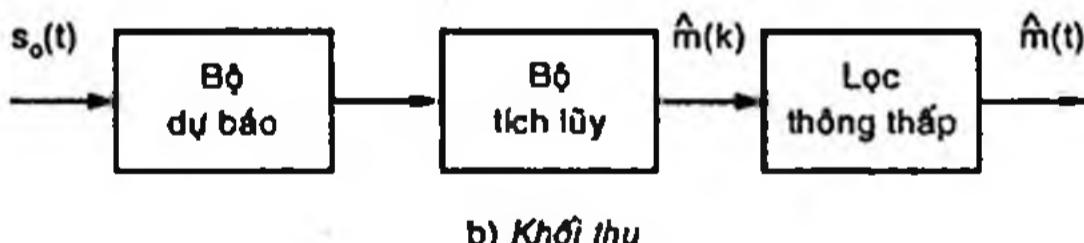
Bậc	Số kênh thoại số (mỗi kênh 64 kb/s)	Số bit truyền đi trong một chu kỳ lấy mẫu ($T_s = 125 \mu s$)	Tốc độ bit D [Mbit/s]	Viết tắt về tốc độ bit
1 (Châu Âu)	30	256	2.048	2
1 (USA)	24	193	1.544	1.5
2	120	1056	8.448	8
3	480	4296	34.368	34
4	1920	17408	139.264	140
5	7680	70624	564.992	565

4.8 ĐIỀU CHẾ XUNG MÃ VI SAI (DPCM)

Trong phương pháp điều chế xung mã PCM, mỗi mẫu tín hiệu dải nền $m(t)$ được mã hóa thành 8 bits số. Trong trường hợp $m(t)$ biến thiên rất chậm hoặc biên độ biến thiên rất ít theo thời gian, thì các mẫu liên tiếp của $m(t)$ không khác nhau nhiều, do đó, các chuỗi bit số tương ứng với các mẫu liên tiếp sẽ là gần giống nhau. Điều này dẫn đến hiệu suất truyền tin thấp và là một sự lãng phí số bit tin tức phải truyền đi.

Một biện pháp khắc phục là chỉ truyền phần sai biệt giữa tín hiệu $m(t)$ tại thời điểm k so với tín hiệu $m(t)$ tại thời điểm ngay

trước đó $k-1$, nghĩa là chỉ mã hóa và truyền đại lượng $m(k) - m(k-1)$. Như vậy, với mã hóa PCM thông thường để mã hóa tín hiệu có dải động từ V_L đến V_H với bước lượng tử S , ta dùng 8 bits số tương ứng với $2^8 = 256$ mức lượng tử. Tuy nhiên, nếu dùng phương pháp mã hóa lượng sai biệt, ta chỉ cần dùng 4 mức lượng tử ($\pm 0,5S$ và $\pm 1,5S$), nghĩa là chỉ cần dùng 2 bits số cho mỗi mẫu liên tiếp. Do đó, số bit thông tin cần được truyền đi sẽ giảm nhiều mà nội dung tin tức vẫn không đổi. Ta gọi đây là phương pháp điều chế xung mã vị sai (DPCM: Differential Pulse - Code Modulation).

a) *Khối phát*b) *Khối thu***Hình 4.24** Sơ đồ khói mạch phát và mạch thu của bộ điều chế DPCM

Sơ đồ khói mạch điều chế phát và giải điều chế thu của hệ thống DPCM được vẽ ở hình 4.24.

Bộ tích lũy có tín hiệu ngõ ra tăng hoặc giảm dần tùy theo độ sai biệt dương hoặc âm giữa tín hiệu dải nền $m(t)$ so với tín hiệu tích lũy đến điểm k là $\hat{m}(k)$. Bộ lấy mẫu & giữ và lượng tử hóa chỉ thực hiện chuyển đổi trên độ sai biệt $\Delta(t)$, do đó, chuỗi số $s_o(t)$ là tối thiểu.

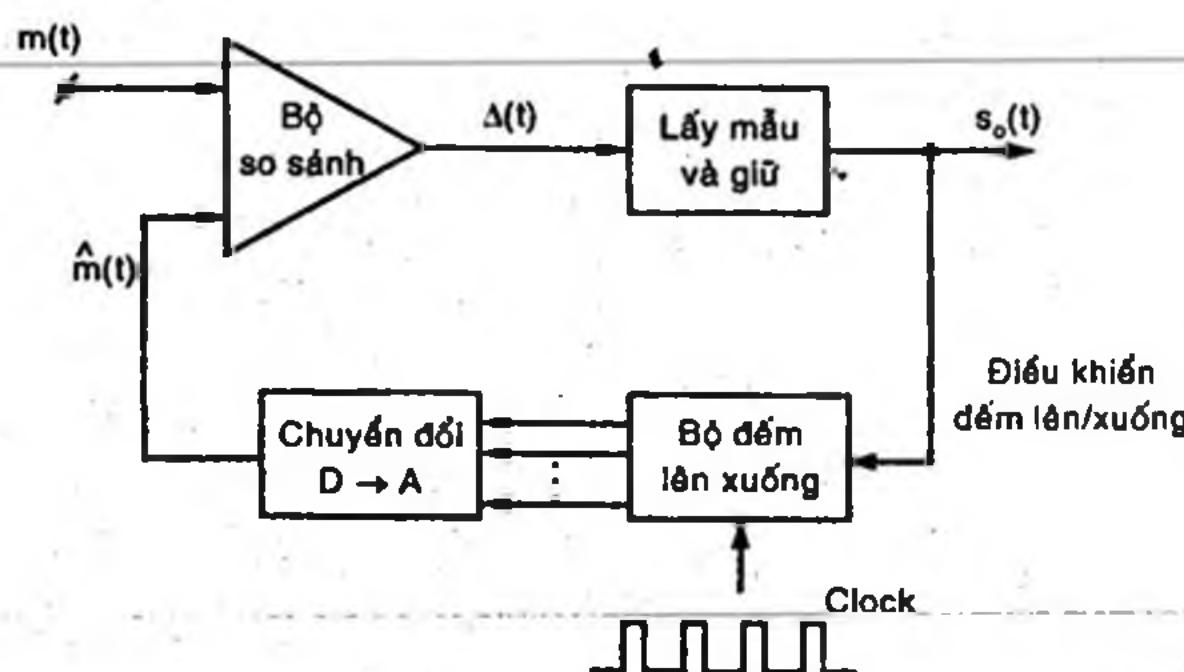
Như vậy, khi $m(t)$ tăng hoặc giảm theo thời gian, tín hiệu xấp xỉ $\hat{m}(k)$ hoặc $\hat{m}(t)$ sẽ biến thiên chạy theo sao cho độ sai biệt $\Delta(t)$ là tối thiểu.

Một nhược điểm của phương pháp điều chế DPCM là khi $m(t)$ tăng hoặc giảm với tốc độ nhanh, tín hiệu xấp xỉ $\hat{m}(k)$ hoặc $\hat{m}(t)$ không biến thiên theo kịp, do đó tạo sự méo dạng tín hiệu thu. Ta có thể khắc phục nhược điểm trên bằng cách tăng tần số lấy mẫu lớn hơn gấp nhiều lần tần số Nyquist, để tránh các sự đột biến của $m(t)$ giữa các mẫu liên tiếp. Tuy nhiên, nếu số lượng mẫu quá nhiều thì dù mỗi mẫu được mã hóa DPCM bởi số lượng bit ít hơn PCM, tốc độ bit chung vẫn tăng lên, do đó không phát huy được ưu điểm của DPCM so với PCM.

Một giải pháp cải tiến là dùng bộ dự báo, như vẽ ở hình 4.24. Bộ dự báo với các giải thuật thích hợp, có thể thay đổi các bước tăng hoặc giảm của bộ tích lũy căn cứ theo tốc độ biến thiên của các mẫu trước đó.

4.9 ĐIỀU CHẾ DELTA (ΔM)

Điều chế delta chính là điều chế DPCM với quá trình mã hóa độ sai biệt giữa hai mẫu liên tiếp chỉ bằng 1 bit nhị phân.

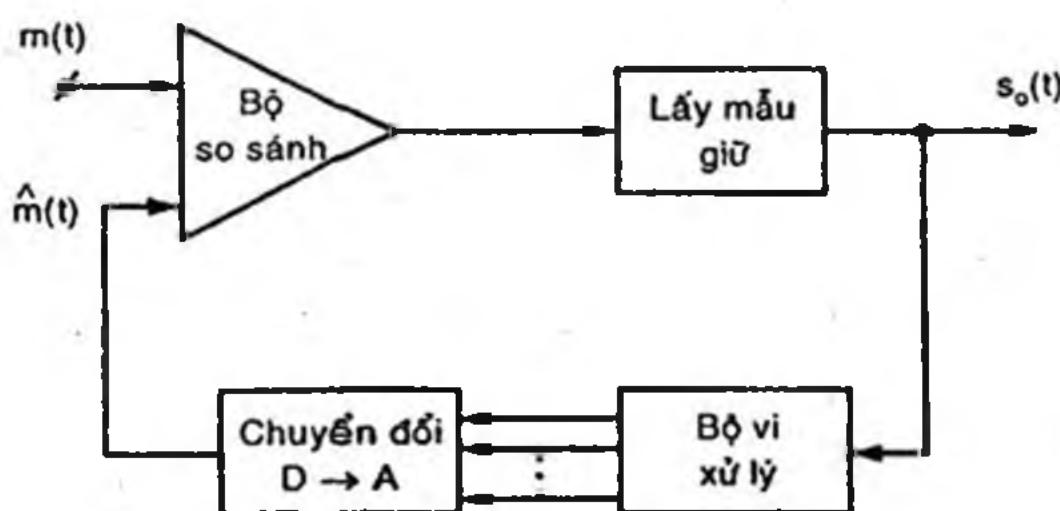


Hình 4.25 Sơ đồ khối bộ điều chế delta

Trong sơ đồ khối hình 4.25, ta dùng bộ so sánh độ sai biệt giữa $m(t)$ với $\hat{m}(t)$, tín hiệu ngõ ra $\Delta(t)$ sẽ ở một trong hai mức V_0 và V_1 , được coi như 1 bit ngõ ra.

Tín hiệu này cũng được dùng để điều khiển quá trình đếm lên hoặc xuống của bộ đếm, do đó, có tác dụng làm tăng hoặc giảm giá trị của $m(t)$.

Nhược điểm chính của phương pháp điều chế delta là khi $m(t)$ biến thiên nhanh theo thời gian hoặc $m(t)$ tăng đột biến từ mức 0, thì $m(t)$ không biến thiên theo kịp, tạo sai số quá độ dốc (slope - overload error).



Hình 4.26 Sơ đồ khối bộ điều chế delta thích nghi

Để khắc phục nhược điểm trên, ta dùng bộ điều chế delta thích nghi (*adaptive delta modulation*), như vẽ ở hình 4.26. Bộ vi xử lý có nhiệm vụ tạo ra các bước nhảy lớn hoặc nhỏ đặt vào bộ chuyển đổi $D \rightarrow A$ để tạo ra các bước lượng tử S có độ lớn thay đổi được. Do đó, chỉ cần một nhịp xung clock mà $m(t)$ có thể biến đổi nhanh theo kịp tốc độ biến thiên của $m(t)$.

THÔNG TIN SỐ

Ở các chương trước, chúng ta đã khảo sát phương thức thông tin tương tự, các đặc tính phổ và nhiễu của chúng, nguyên lý chuyển đổi một tín hiệu tương tự thành một tín hiệu số. Ở chương này, các nguyên lý thông tin được khảo sát từ điểm khởi đầu là các tín hiệu luận lý (tín hiệu số) có nhiều mức điện thế (với tín hiệu nhị phân, có hai mức thấp và cao), phương thức điều chế và giải điều chế số để chuyển đổi chúng thành các tín hiệu sóng mang băng hẹp (*narrow-band signal*), có thể được truyền trên các kênh có băng thông hạn chế. Tín hiệu băng hẹp được xem là tín hiệu có dải băng tần rất hẹp so với tần số sóng mang cơ bản của nó.

Trong chương này, chúng ta chỉ khảo sát chủ yếu các tín hiệu số nhị phân (có hai mức luận lý, mức thấp và mức cao).

Với khâu điều chế số ở nơi phát, chuỗi số nhị phân có thể được dùng để làm biến thiên một cách riêng biệt hoặc kết hợp các thông số về biên độ, pha, tần số của sóng mang,... Ta lần lượt có các kiểu điều chế sau:

- Điều chế dịch biên ASK (*Amplitude Shift Keying*)
- Điều chế dịch pha PSK (*Phase Shift Keying*)
- Điều chế dịch tần FSK (*Frequency Shift Keying*)
- Điều biên trực pha QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*)
- Điều chế dịch pha tối thiểu MSK (*Minimum Shift Keying*)

Với khâu giải điều chế số, chúng ta có các kiểu giải điều chế (tách sóng) như sau:

- Giải điều chế kết hợp hoặc đồng bộ (*coherent or synchronous detection*)

- Giải điều chế không kết hợp hoặc kiểu hình bao (*non-coherent or envelop detection*)

Chúng ta sẽ lần lượt xét từng kiểu điều chế số và các đặc tính của nó.

5.1 ĐIỀU CHẾ DỊCH BIÊN ASK

Trong điều chế số dịch biên ASK, biên độ của một sóng mang hình sin tần số cao sẽ bị biến thiên theo mức luận lý (mức logic) của chuỗi tín hiệu số. Một cách tổng quát, chuỗi tín hiệu số sẽ có m mức luận lý khác nhau, nhưng phần lớn các thiết bị số đều chỉ dùng hai mức luận lý (nhị phân), do đó ta có thể gọi phương pháp điều chế này là điều chế dịch biên nhị phân BASK (*Binary ASK*).

1- Biểu thức của tín hiệu ASK

Biểu thức tổng quát có dạng:

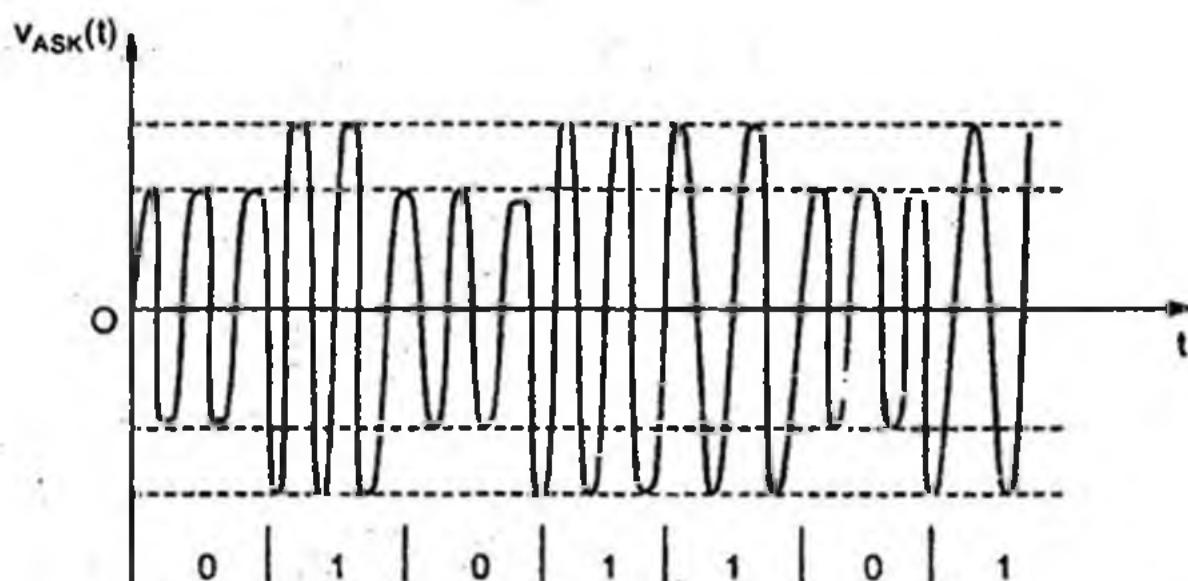
$$v_{ASK}(t) = [A_o + \Delta A \cdot d(t)] \cdot \cos(\omega_o t + \Phi) \quad (5.1)$$

Trong đó: A_o và ω_o là biên độ và tần số của sóng mang

$d(t) = \pm 1$ tùy theo mức luận lý của chuỗi số là cao hoặc thấp
 $\Delta A \leq A_o$ là độ dịch biên độ.

Như vậy, biên độ của sóng mang sẽ lần lượt dịch chuyển từ mức này sang mức khác theo chuỗi số, ta có điều chế dịch biên. Tần số và pha của sóng mang không thay đổi.

Dạng sóng theo thời gian của tín hiệu điều chế số dịch biên nhị phân ASK được vẽ ở hình 5.1.



Hình 5.1 Dạng sóng của tín hiệu điều chế số ASK

Trường hợp đặc biệt, nếu $\Delta A = A_o$ thì ta có hai mức biên độ $2A_o$ ứng với $d(t) = +1$ và mức 0 ứng với $d(t) = -1$. Lúc này dạng sóng $v_{ASK}(t)$ có dạng biên độ "tắt - mở", ta gọi đó là kiểu điều chế OOK (*On-Off Key*).

2- Phổ của tín hiệu ASK

Biểu thức (5.1) có thể được viết lại dưới dạng:

$$v_{ASK}(t) = A_o \cos(\omega_o t + \Phi) + \Delta A \cdot d(t) \cdot \cos(\omega_o t + \Phi) \quad (5.2)$$

trong đó: Thành phần đầu là sóng mang sin thuần túy, có phổ vạch tại $\pm f_o$.

Thành phần sau là sóng sin có pha đảo dấu liên tiếp tùy theo $d(t) = \pm 1$.

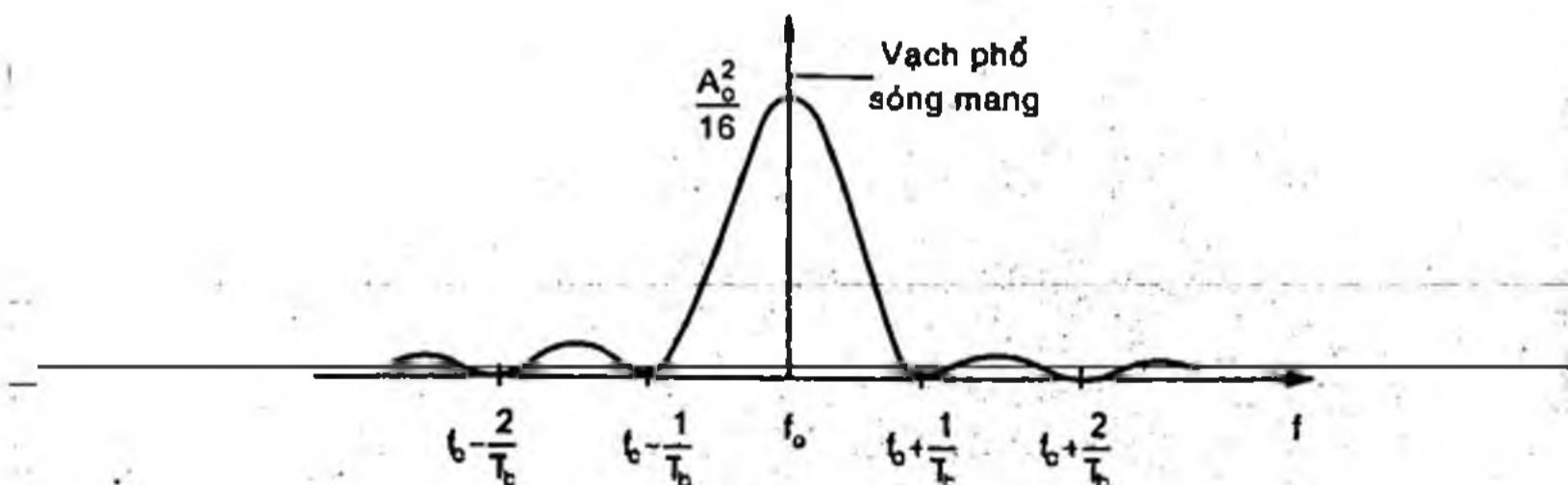
Với $\Delta A = A_o$, mật độ phổ công suất của (5.2) là:

$$PSD_{ASK} = \frac{A_o^2}{16} \left[\delta(f - f_o) + \delta(f + f_o) + \frac{\sin^2 \pi T_b (f - f_o)}{\pi^2 T_b (f - f_o)} + \frac{\sin^2 \pi T_b (f + f_o)}{\pi^2 T_b (f + f_o)} \right] \quad (5.3)$$

với $T_b = \frac{2\pi}{\omega_o}$ là chu kỳ bit của chuỗi số, được coi là một bội số nguyên lần của chu kỳ sóng mang.

Khi cho tín hiệu trên đi qua mạch lọc thông dải tại tần số f_o , mật độ phổ công suất là:

$$PSD_{ASK} = \frac{A_o^2}{16} \left[\delta(f + f_o) + \frac{\sin^2 \pi T_b (f + f_o)}{\pi^2 T_b (f + f_o)} \right] \quad (5.4)$$



Hình 5.2 Phổ mật độ công suất của tín hiệu điều chế ASK nhị phân

Phổ mật độ (5.4) được vẽ ở hình 5.2, trong đó gồm một vạch phổ sóng mang tại tần số f_o và các dải phổ bên.

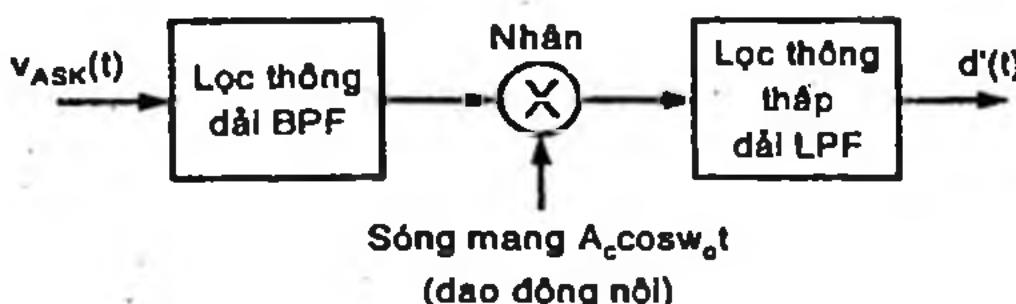
Ta nhận thấy rằng năng lượng các dải phổ bên chủ yếu tập trung quanh vùng $f_o \pm 1/T_b$, hay nói cách khác, dải tần số của tín hiệu ASK gần đúng là:

$$B \approx \frac{2}{T_b} = 2f_b \quad (5.5)$$

với f_b là tốc độ bit của chuỗi số.

3- Giải điều chế ASK kiểu kết hợp

Trong phương pháp giải điều chế ASK kiểu kết hợp (*coherent ASK detection*), tần số của sóng mang tái tạo tại máy thu được đồng bộ với tần số tại nơi phát. Mô hình mạch giải điều chế này được vẽ ở hình 5.3.



Hình 5.3 Mô hình mạch giải điều chế ASK kiểu kết hợp

Với giải điều chế kết hợp, tần số và pha của sóng dao động nội $A_c \cos \omega_o t$ là trùng với tần số và pha của sóng mang nơi phát. Với chuỗi số phát là nhị phân (0 hoặc 1), sóng mang lần lượt sẽ là: $s_0 = A_o \cos \omega_o t$ và $s_1 = A_1 \cos \omega_o t$. Nếu ta xem sóng dao động nội là hiệu số của hai sóng mang nhị phân:

$$A_c \cos \omega_o t = A_1 \cos \omega_o t - A_o \cos \omega_o t = (A_1 - A_o) \cos \omega_o t \quad (5.6)$$

thì phép nhân của mô hình ở hình 5.3 sẽ cho các tín hiệu sau:

$$u_1 = A_1 \cos \omega_o t \times A_c \cos \omega_o t = A_1 (A_1 - A_o) \cos^2 \omega_o t \quad (5.7a)$$

$$u_o = A_o \cos \omega_o t \times A_c \cos \omega_o t = A_o (A_1 - A_o) \cos^2 \omega_o t \quad (5.7b)$$

Qua mạch lọc thông thấp LPF, tín hiệu số $d'(t)$ sẽ có các mức điện thế lần lượt là $\frac{A_1(A_1 - A_o)}{2}$ và $\frac{A_o(A_1 - A_o)}{2}$, tương ứng với mức 1 và mức 0. Hiệu số điện thế giữa 2 mức là:

$$\Delta = \frac{A_1(A_1 - A_o)}{2} - \frac{A_o(A_1 - A_o)}{2} = \frac{(A_1 - A_o)^2}{2} \quad (5.8)$$

Giả sử có nguồn nhiễu Gauss có phương sai σ^2 , tác động đến sóng mang ở thiết bị thu, xác suất giải điều chế sai là:

$$P_e = P(1).P(0/1) + P(0).P(1/0) \quad (5.9)$$

Với hiệu điện thế giữa mức 0 và mức 1 là Δ , xác suất sai sẽ là:

$$P_e = P(1).P(n < -\Delta/2) + P(0).P(n > \Delta/2) \quad (5.10)$$

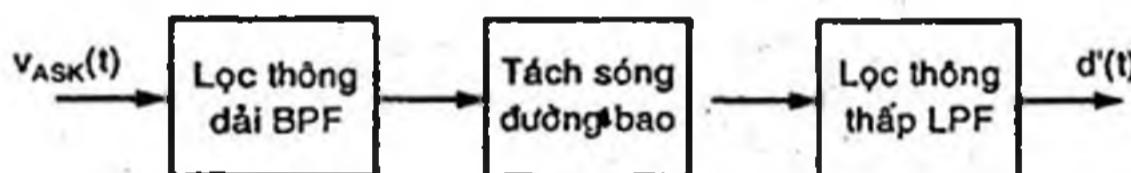
với n là công suất nhiễu.

Với phân bố Gauss của nhiễu và xác suất xảy ra bit 0 và 1 bằng nhau, biểu thức (5.10) được tính là:

$$P_e = P(n > \Delta/2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \cdot \int_{\Delta/2}^{\infty} exp(-n^2/2\sigma^2)dn = \frac{1}{2}erfc\left[\frac{\Delta}{2\sqrt{2}\sigma}\right] \quad (5.11)$$

4- Giải điều chế ASK kiểu không kết hợp

Giải điều chế ASK kiểu không kết hợp (*non-coherent ASK detection*) sử dụng mạch tách sóng đường bao và lọc thông thấp LPF để khôi phục chuỗi số $d'(t)$ mà không cần tạo sóng dao động nội, như được vẽ ở hình 5.4.



Hình 5.4 Mô hình mạch giải điều chế ASK kiểu không kết hợp

Xác suất giải điều chế bị sai nhầm được tính bởi:

$$P_e > \frac{1}{2} \cdot exp\left[-\frac{A_c^2}{8\sigma^2}\right] \text{ với } A_c \gg \sigma \quad (5.12)$$

5.2 ĐIỀU CHẾ DỊCH PHA PSK

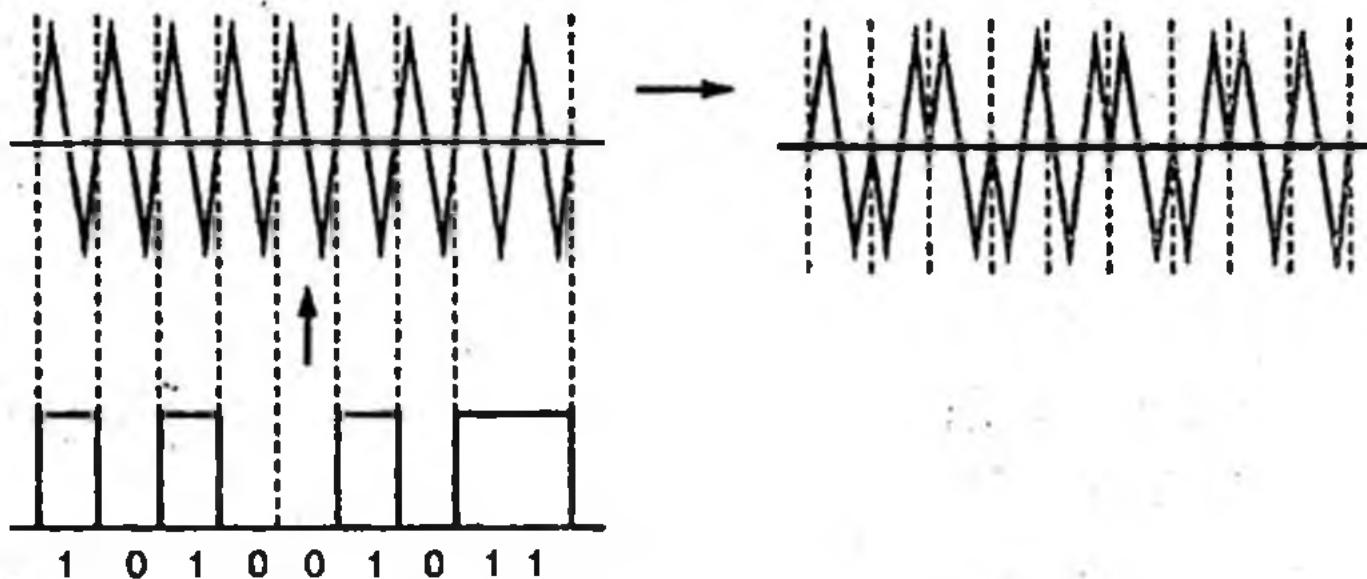
Trong điều chế số dịch pha PSK, pha của sóng mang hình sin tần số cao sẽ biến thiên theo mức logic 0 hoặc 1 của chuỗi số. Với phương thức truyền từng bit nhị phân một, ta thường chọn hai trạng thái pha ngược nhau (dịch pha 180°) của sóng mang sin tương ứng với 0 và 1, do đó ta có kiểu điều chế số 2-PSK hay BPSK (*binary phase shift keying*), còn được gọi là điều chế dịch pha hai trạng thái.

Ngược lại, nếu phương thức truyền là từng tổ hợp 2 bits một (được gọi là các ký hiệu hai bits), ta phải dùng bốn trạng thái pha cách nhau 90° (dịch pha 90°) tương ứng với bốn trường hợp của 2 bits nhị phân, do đó ta có kiểu điều chế số 4-PSK hay QPSK (*quaternary phase shift keying*), gọi là điều chế dịch pha bốn trạng thái.

Một cách tổng quát, với phương thức truyền mỗi lần một tổ hợp gồm N bits nhị phân, cần phải có $M = 2^N$ trạng thái pha khác nhau của sóng mang cách nhau $360^\circ/M$. Ta có kiểu điều chế số M-ary PSK, gọi là điều chế dịch pha M trạng thái.

1. Điều chế BPSK

Pha của sóng mang hình sin được thay đổi dịch chuyển lần lượt 180° tùy theo mức luân lý 0 hoặc 1 của chuỗi số, như được vẽ minh họa ở hình 5.5. Ta có thể coi biểu thức sóng mang ở hai trường hợp này lần lượt là $A \cos \omega_o t$ và $A \cos(\omega_o t + 180^\circ) = -A \cos \omega_o t$.



Hình 5.5 Dạng sóng tín hiệu điều chế BPSK

a) Biểu thức của BPSK

Một cách tổng quát, ta có thể viết biểu thức BPSK dưới dạng sau:

$$v_{BPSK}(t) = A \cdot d(t) \cdot \cos(\omega_o t + \Phi) \quad (5.13)$$

trong đó A là biên độ; ω_o là tần số và Φ là góc pha ban đầu của sóng mang; $d(t)$ là luồng bit nhị phân cần truyền, với qui ước $d(t) = +1$ nếu bit nhị phân có mức luân lý 1 và $d(t) = -1$ nếu bit có mức luân lý 0.

Thông thường, để đơn giản hóa biểu thức và không làm mất tính tổng quát, ta chọn $\Phi = 0$. Ngoài ra, ta có thể xem mối liên quan giữa biên độ A của sóng mang với công suất phát của sóng mang P_S là:

$$A = \sqrt{2P_S} \quad (5.14)$$

Do đó, (5.13) trở thành:

$$v_{BPSK}(t) = \sqrt{2P_S} \cdot d(t) \cdot \cos(\omega_o t) \quad (5.15)$$

Nếu luồng bit nhị phân $d(t)$ có tốc độ bit là f_b , hay có chu kỳ bit là $T_b = 1/f_b$, như vậy năng lượng phát của sóng mang cho mỗi bit chuyển tải là: $E_b = P_S \cdot T_b$ (5.16)

b) Giản đồ vector của BPSK

Để có thể biểu diễn tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ thành giản đồ vector, trước tiên ta xét vector đơn vị trực chuẩn của hệ thống.

Một cách tổng quát, một tín hiệu $v(t)$ bất kỳ tuần hoàn chu kỳ T có thể được phân tích thành chuỗi Fourier dưới dạng sau:

$$v(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left[A_n \cos \frac{n2\pi}{T} t + B_n \sin \frac{n2\pi}{T} t \right] \quad (5.17)$$

Nếu ta chọn các hàm:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \frac{n2\pi}{T} t \quad (5.18a)$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \frac{n2\pi}{T} t \quad (5.18b)$$

làm các hàm cơ sở trực giao của (5.17), thì do tính chuẩn hóa về biên độ, ta có:

$$u_1(t) * u_1(t - \tau) = 1 \quad (5.19a)$$

$$u_2(t) * u_2(t - \tau) = 1 \quad (5.19b)$$

$$u_1(t) * u_2(t - \tau) = 0 \quad (5.19c)$$

Ta gọi các hàm (5.18) là các hàm cơ sở trực chuẩn.

Tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ (5.15) có thể được xem như gồm hai tín hiệu riêng biệt:

$$s_1(t) = \sqrt{2P_S} \cdot \cos \omega_o t \quad (5.20a)$$

$$s_2(t) = -\sqrt{2P_S} \cdot \cos \omega_o t \quad (5.20b)$$

Theo (5.18), ta chọn các hàm trực chuẩn là:

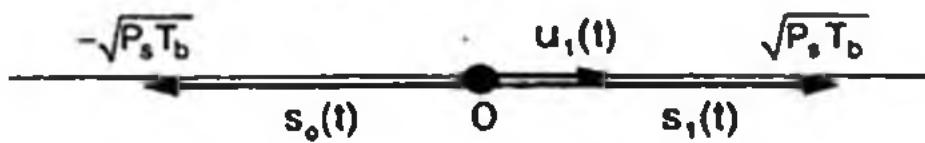
$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos \omega_o t = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos \frac{n2\pi}{T_b} t \quad (5.21a)$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin \omega_o t = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \sin \frac{n2\pi}{T_b} t \quad (5.21b)$$

thì (5.20) có thể được viết theo hàm cơ sở trực chuẩn:

$$s_1(t) = \sqrt{P_s T_b} \cdot u_1(t) \quad (5.22a)$$

$$s_o(t) = -\sqrt{P_s T_b} \cdot u_1(t) \quad (5.22b)$$



Hình 5.6 Giản đồ vector pha của hai thành phần của $v_{BPSK}(t)$

Ta có thể biểu diễn hai trạng thái $s_1(t)$ và $s_o(t)$ thành hai vector pha đối nhau và có biên độ $\sqrt{P_s T_b}$, như vẽ ở giản đồ hình 5.6.

Lúc này khoảng cách giữa hai trạng thái này là:

$$d = s_1(t) - s_o(t) = 2\sqrt{P_s T_b} = 2\sqrt{E_b} \quad (5.23)$$

với E_b là năng lượng bit của sóng mang, được tính bởi (5.16).

Khoảng cách d giữa hai trạng thái của sóng mang được tính ở (5.23), đặc trưng cho khả năng phân biệt giữa trạng thái này với trạng thái khác, do đó, ảnh hưởng đến sự quyết định mức logic của chuỗi số nhận được. Điều này đặc biệt quan trọng khi tín hiệu sóng mang đã điều chế $v_{BPSK}(t)$ được truyền trong môi trường bị tác động bởi suy hao và nhiễu, do đó, khoảng cách d ảnh hưởng đến khả năng thu sai nhầm tin tức.

Từ (5.23), ta nhận thấy khi năng lượng bit E_b càng lớn (nghĩa là công suất phát sóng mang càng lớn hoặc tốc độ phát bit càng thấp), khoảng cách d càng lớn, có nghĩa là xác suất thu sai càng nhỏ.

c) Phổ tần số của BPSK

Từ (5.15), ta có thể xem như $v_{BPSK}(t)$ là tích số của tín hiệu xung $\sqrt{P_s} d(t)$ với sóng mang $\sqrt{2} \cos \omega_o t$. Do đó, nếu gọi $G(f)$ là hàm mật độ phổ công suất của $\sqrt{P_s} d(t)$ và $G_{BPSK}(f)$ là hàm mật độ phổ công suất của $v_{BPSK}(t)$, thì theo (2.36) ở chương 2, ta có quan hệ:

$$G_{BPSK}(f) = \frac{1}{2} [G(f - f_o) + G(f + f_o)] \quad (5.24)$$

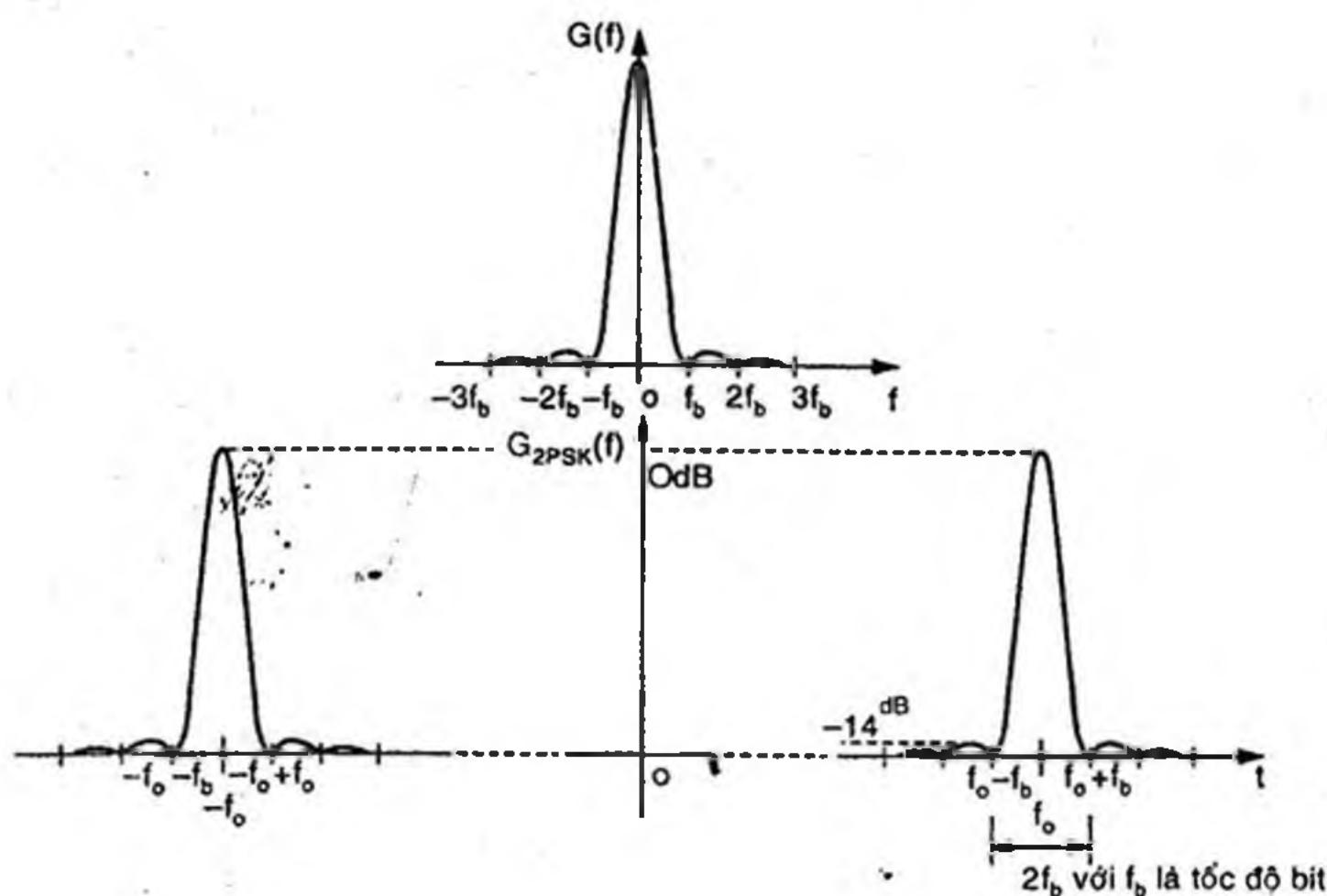
Vì $\sqrt{P_S} \cdot d(t)$ là tín hiệu xung nên hàm mật độ phổ công suất là:

$$G(f) = P_S T_b \left(\frac{\sin \pi f T_b}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (5.25)$$

và do đó, hàm mật độ phổ công suất của $v_{BPSK}(t)$ là:

$$G_{BPSK}(f) = \frac{P_S T_b}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_o) T_b}{\pi(f - f_o) T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f + f_o) T_b}{\pi(f + f_o) T_b} \right)^2 \right] \quad (5.26)$$

trong đó T_b là chu kỳ bit.



Hình 5.7 Phổ tần số của tín hiệu $v_{BPSK}(t)$

Hình 5.7 biểu diễn phổ tần số của hàm mật độ công suất của $G(f)$ và $G_{BPSK}(f)$. Ta nhận thấy nếu $d(t)$ là xung chữ nhật thì phổ của nó, và do đó phổ của $v_{BPSK}(t)$, trải rộng về hai phía đến vô tận chung quanh tần số mang $\pm f_o$. Trong thực tế, hơn 90% công suất tín hiệu tập trung trong búp phổ chính (từ $f_o - f_b$ đến $f_o + f_b$) (do đó, có thể xem dải tần phổ của BPSK là $B = 2f_b$). Thiết bị thu chỉ cần thu được búp phổ chính là có thể giải điều chế được tín hiệu. Tuy nhiên, các búp phổ phụ, nhất là búp thứ nhất và thứ hai ở cả hai dải bên, vẫn có thể gây ảnh hưởng đến các kênh tần số lân cận của sóng mang. Để khắc phục ảnh hưởng này, ta có thể dùng phương pháp lọc

để làm suy giảm các thành phần tần số cao của $d(t)$ (tín hiệu xung) trước khi đưa vào điều chế, để triệt bỏ các búp phụ bậc cao. Tuy nhiên, điều này lại khiến dạng sóng thời gian của $d(t)$ bị nén thành phần tần số cao, các bit sẽ bị trải rộng về thời gian và do đó có thể gây nhiễu giao thoa ký hiệu ISI (Inter Symbol Interference) ở nơi phát. Lúc này ở phía nơi thu, cần dùng các bộ cân bằng tín hiệu (equalizer), có chức năng tương tự như một bộ lọc tần số, để sửa sang phổ tần số của tín hiệu thu được.

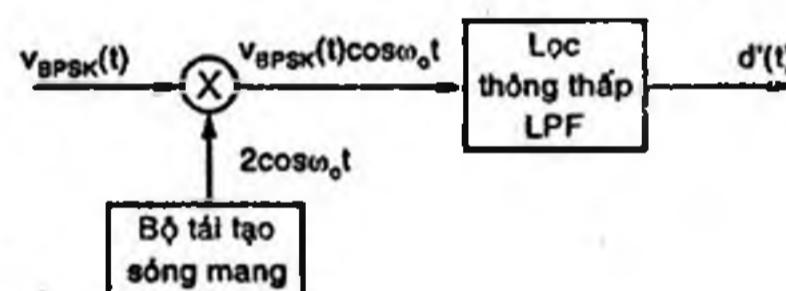
d) Các mạch điều chế và giải điều chế BPSK

Mạch điều chế BPSK dựa trên nguyên tắc mạch nhân giữa một sóng mang $A \cos \omega_0 t$ với chuỗi số $d(t)$ đặc trưng cho tín hiệu nhị phân ($d(t) = \pm 1$), như được biểu diễn ở hình 5.8. Để giảm thiểu ảnh hưởng phi tuyến của phép nhân, nhất là đối với quan hệ nhân bậc chẵn, ta còn có thể dùng mạch điều chế cân bằng với hai mạch nhân dùng hai sóng mang đảo pha và một mạch trừ kết quả. Cấu trúc này hoàn toàn giống mạch điều chế song biên triệt sóng mang đã trình bày ở chương 3.



Hình 5.8

Mạch điều chế BPSK



Hình 5.9

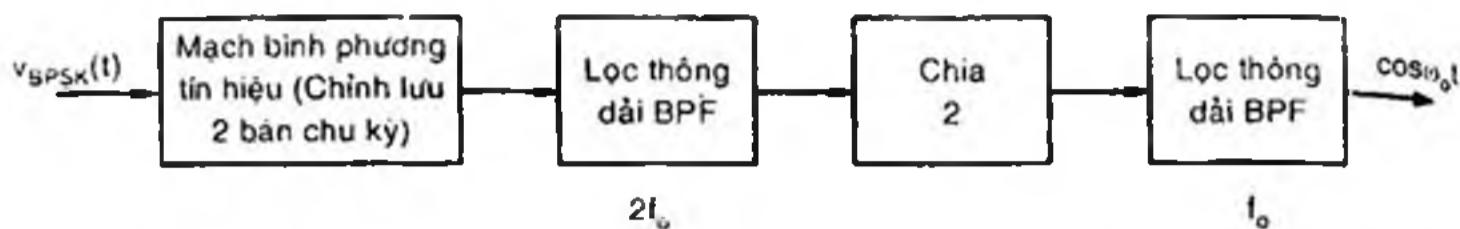
Mạch giải điều chế BPSK

Mạch giải điều chế BPSK cũng dựa trên nguyên tắc mạch nhân giữa tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ với sóng mang được tái tạo $\cos \omega_0 t$, có tần số và pha đồng bộ với sóng mang gốc, như được trình bày ở hình 5.9. Nếu tín hiệu từ bộ tái tạo sóng mang là $2\cos \omega_0 t$, thì ngõ ra mạch nhân sẽ cho:

$$\begin{aligned} v_{BPSK}(t) \cdot 2\cos \omega_0 t &= [A \cdot d(t) \cdot \cos \omega_0 t] \cdot 2\cos \omega_0 t \\ &= Ad(t) + Ad(t) \cdot \cos(2\omega_0 t) \end{aligned} \quad (5.27)$$

Tín hiệu này được đưa qua mạch lọc thông thấp LPF, thành phần tần số cao $2\omega_0$ sẽ bị triệt tiêu, do đó, tín hiệu tái tạo sẽ là:

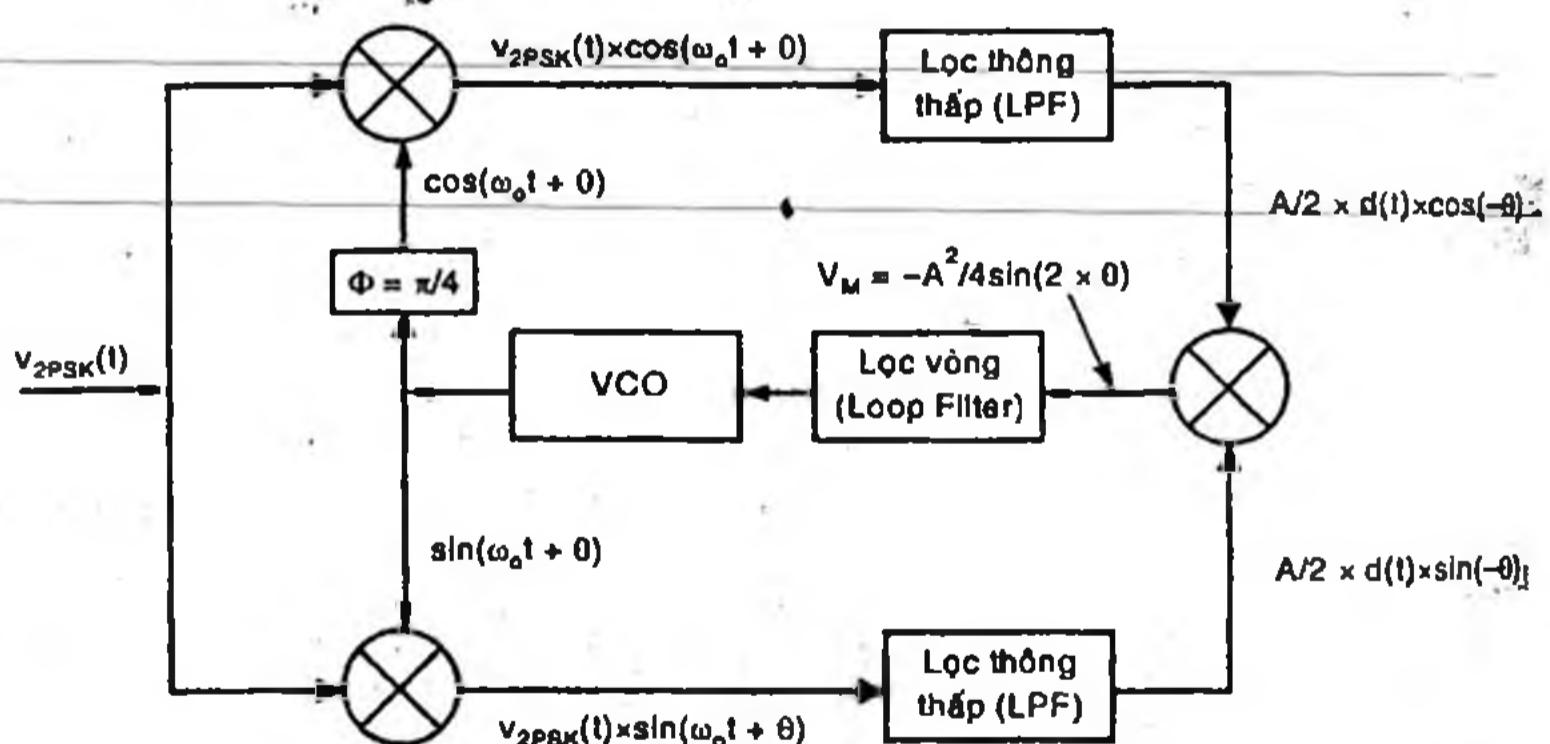
$$d'(t) = Ad(t) \quad (5.28)$$



Hình 5.10 Cấu trúc mạch tái tạo sóng mang dùng phép tăng bậc lũy thừa

Để có thể tái tạo sóng mang tần số ω_o tại nơi thu, một phương pháp thông dụng là dùng phép tăng bậc lũy thừa, thường là phép bình phương tín hiệu, như được trình bày ở hình 5.10. Tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ sẽ được bình phương và do đó, không còn bị đảo pha theo $d(t)$ và tần số cơ bản trở thành $2f_o$. Sau khi qua bộ lọc tần số $2f_o$ để triệt các hì tần khác, tín hiệu này được đưa qua mạch chia đôi tần số và bộ lọc tần số f_o , nhờ vậy, ta nhận được sóng mang tái tạo $\cos\omega_o t$, được trích từ tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ thu được.

Nhược điểm của mạch tái tạo sóng mang ở hình 5.10 là sóng mang tái tạo được có thể lệch pha 0° hoặc 180° đối với sóng mang gốc, tùy theo trạng thái ban đầu của bộ chia đôi tần số. Do đó, tín hiệu sau khi giải điều chế có thể có giá trị $d'(t)$ hoặc $-d'(t)$.



Hình 5.11 Mạch tái tạo sóng mang bằng vòng Costas

Hình 5.11 giới thiệu một kỹ thuật tái tạo sóng mang khác, vòng Costas. Trong vòng Costas, mạch VCO có tần số trung tâm sẽ chịu tác động hiệu chỉnh của điện áp $V_m = -A^2/4\sin 2\theta$ để lạt đổi trạng thái góc lệch pha θ giữa sóng mang tái tạo với sóng mang gốc.

bằng 0° . Tuy nhiên, lưu ý rằng mạch vòng Costas cũng có thể tạo độ lệch $\theta = 180^\circ$ (tức $2\theta = 360^\circ$), cũng giữ cho vòng ở trạng thái cân bằng. Do đó, sóng mang tái tạo cũng có thể ngược pha với sóng mang gốc.

e) Ảnh hưởng của nhiễu

Như đã được đề cập đến ở chương 2, ảnh hưởng của nhiễu trong hệ thống thông tin là rất phức tạp, bao gồm hai dạng chính: nhiễu cộng (*additive*) và nhiễu nhân (*fading*). Nhiễu cộng xảy ra khi tín hiệu nhiễu được cộng trực tiếp với tín hiệu có ích, gây méo dạng và sai lệch thông tin. Khi không có tín hiệu thông tin (có ích), vẫn tồn tại nhiễu cộng. Nhiễu nhân xảy ra khi tín hiệu nhiễu được nhân với tín hiệu có ích. Tín hiệu thông tin càng lớn, nhiễu càng mạnh. Không có tín hiệu thông tin, sẽ không có nhiễu. Điều này thường xảy ra với các hệ thống phi tuyến mạnh.

Trong phạm vi của chương này, chúng ta chỉ xét một loại nhiễu cộng điển hình là nhiễu trắng (*white noise*) có phân bố Gauss (hàm mật độ nhiễu có dạng hàm Gauss), có trị trung bình bằng 0 và có độ lệch chuẩn là σ (xem phần 2.7, chương 2). Nhiễu trắng xuất hiện trên mọi tần số với mật độ phổ công suất như nhau. Nhiễu trắng thường xuất hiện cộng với tín hiệu có ích nên gọi tắt là AWGN (*Additive White Gaussian Noise*).

Gọi $n(t)$ là nhiễu trắng Gauss kể trên. Vì trị trung bình của $n(t)$ bằng 0, nên theo (2.98), hàm mật độ xác suất (PDF) là:

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}} \quad (5.29)$$

Xác suất để nhiễu $n(t)$ thấp hơn giá trị x là:

$$P(n(t) \leq x) = \int_{-\infty}^x p(n)dn \quad (5.30a)$$

và xác suất để nhiễu $n(t)$ lớn hơn giá trị x là:

$$P(n(t) \geq x) = \int_x^{+\infty} p(n)dn \quad (5.30b)$$

Giả sử ở nơi thu, ta tái tạo được tin tức $d'(t) = A.d(t)$ (theo 5.28), khi có nhiễu cộng $n(t)$, tin tức nhận được sẽ là:

$$d'(t) = A.d(t) + n(t) \quad (5.31)$$

trong đó $d(t) = \pm 1$ tương ứng cho mức logic 1 và 0.

Để xác định mức logic tại nơi thu, $d'(t)$ phải được so sánh với mức 0 làm ngưỡng quyết định: nếu $d'(t) > 0$, ta xác định bit thu được là mức logic 1 và ngược lại, nếu $d'(t) < 0$, bit thu được là mức logic 0.

Giả sử bit 0 đã được phát đi ở nơi phát ($d(t) = -1$), điều kiện để thu đúng là:

$$d'(t) = -A + n(t) \leq 0 \quad (5.32)$$

Như vậy, xác suất thu sai sẽ là:

$$\begin{aligned} P_e &= P[(-A + n(t)) > 0] = P[n(t) > A] \\ &= \int_A^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{n^2}{2\sigma^2}} dn \end{aligned} \quad (5.33)$$

Đặt $u = \frac{n}{\sqrt{2\sigma^2}}$, ta viết lại:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{A/\sigma\sqrt{2}}^{\infty} e^{-u^2} du = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (5.34)$$

với hàm $\operatorname{erfc}(x)$ là hàm phần bù sai số, được định nghĩa:

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt. \quad (5.35)$$

Hàm $\operatorname{erfc}(x)$ thường được cho dưới dạng bảng để tiện tính toán, như trình bày ở bảng 5.1.

Bảng 5.1 Các giá trị tiêu biểu của hàm $\operatorname{erfc}(x)$

x	$\operatorname{erfc}(x)$	x	$\operatorname{erfc}(x)$	x	$\operatorname{erfc}(x)$	x	$\operatorname{erfc}(x)$
0,0	1,000	1,0	0,157	2,0	4,38 e-3	3,0	2,2 e-5
0,2	0,777	1,2	8,97 e-2	2,2	1,86 e-3	3,3	3,06 e-6
0,4	0,572	1,4	4,77 e-2	2,4	6,9 e-4	3,7	1,67 e-7
0,6	0,396	1,6	2,37 e-2	2,6	2,4 e-4	4,0	1,54 e-8
0,8	0,258	1,8	1,09 e-2	2,8	7,5 e-5	5,0	1,54 e-12

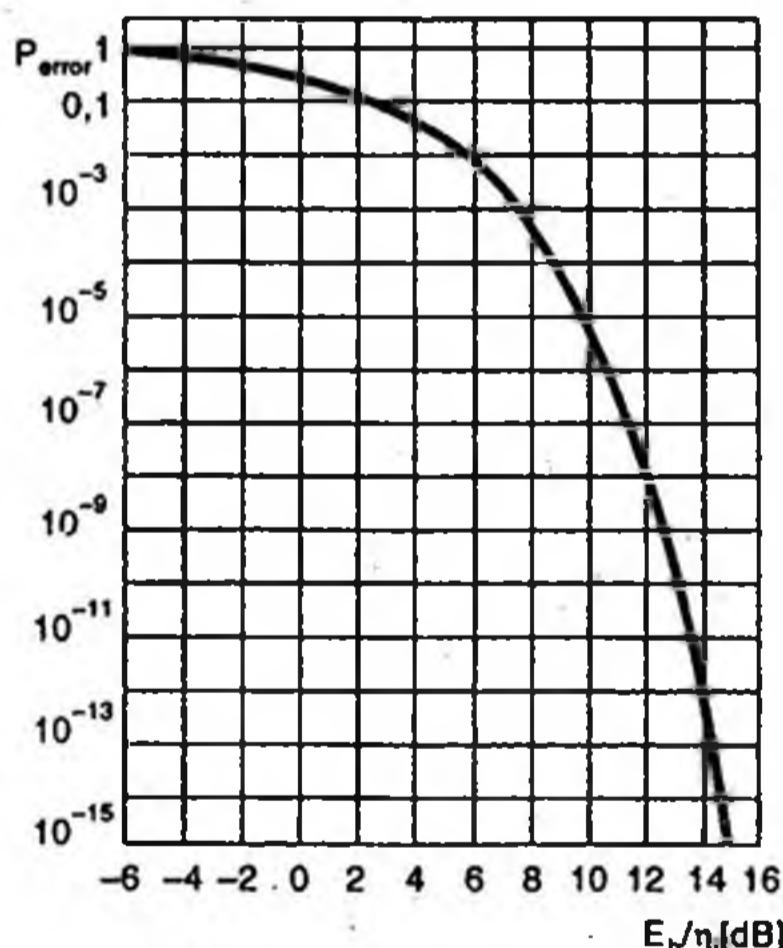
Khi x có giá trị lớn, có thể tính gần đúng $\operatorname{erfc}(x) \approx e^{-x^2}/(x\sqrt{\pi})$

Biểu thức (5.34) là xác suất thu sai khi nơi phát bit 0 và có nhiễu với phương sai σ^2 (độ lệch chuẩn σ). Trường hợp nơi phát bit 1, do tính chất đối xứng của hàm Gauss, ta cũng có xác suất thu sai tương tự. Do đó, với chuỗi dữ liệu có xác suất bit 0 và bit 1 bằng nhau thì xác suất thu sai luôn luôn được tính bằng công thức (5.34).

Mặt khác, nếu nhiễu có công suất là N_o , thì nó liên quan đến độ lệch chuẩn σ theo công thức $N_o = \sigma^2$, nếu công suất tín hiệu thu ở đầu vào là C_i , thì nó liên quan đến biên độ A của tín hiệu thu là $C_i = A^2/2$. Do đó, công thức (5.34) được viết trở lại thành:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{C_i}{N_o}} \right) \quad (5.36)$$

Hơn nữa, nếu chu kỳ bit của chuỗi số liệu là T_b và dải băng tần cơ bản tương ứng (sau khi đã qua bộ lọc dải nền) có tần số cắt là f_b thì ta có thể xem gần đúng $f_b = 1/T_b$.



Hình 5.12 Sự biến thiên của P_e theo E_b/η của hệ thống điều chế BPSK

Với nhiễu nền công suất N_o được lọc qua bộ lọc thông dải tần số cắt f_b thì mật độ phổ công suất nhiễu là:

$$\eta = \frac{N_o}{f_b} = N_o \cdot T_b \quad (5.37)$$

Với công suất tín hiệu đầu vào là C_i , chu kỳ bit chuỗi số là T_b thì năng lượng mỗi bit của tín hiệu là:

$$E_b = C_i \cdot T_b \quad (5.38)$$

Thay (5.37) và (5.38) vào (5.36), ta có xác suất thu sai là:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{\eta}} \right) \quad (5.39)$$

Đồ thị sự biến thiên của xác suất thu sai P_e so với tỉ số năng lượng bit/mật độ nhiễu E_b/η (tính bằng dB) được vẽ ở hình 5.12. Ta nhận thấy khi E_b/η tăng, thì áp suất thu sai P_e giảm nhanh.

2- Điều chế QPSK

Điều chế số QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), còn gọi là điều chế 4-PSK, là quá trình điều chế pha của sóng mang hình sin với bốn giá trị khác nhau và vuông góc với nhau, tùy thuộc vào chuỗi bit số liệu điều chế.

a) Biểu thức của QPSK

Trong điều chế số QPSK, luồng số liệu $d(t)$ sẽ được truyền đi lần lượt từng bộ gồm 2 bits liên tiếp, mỗi bộ được gọi là một ký hiệu (symbol) vì nó tương ứng với một trạng thái pha của sóng mang. Với từng ký hiệu 2 bits nhị phân, chúng ta có bốn trạng thái pha khác nhau của sóng mang, được gọi lần lượt là $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$ và $s_4(t)$.

Nếu ta gọi $b_e(t)$ và $b_o(t)$ lần lượt là bit chẵn và bit lẻ trong mỗi ký hiệu 2-bits, biểu thức của tín hiệu QPSK có thể được viết dưới dạng:

$$v_{QPSK}(t) = \sqrt{2}A \cdot \cos[\omega_o t + \varphi(t)] \quad (5.40)$$

trong đó góc pha $\varphi(t)$ của sóng mang có giá trị được định nghĩa trong bảng 5.2.

Bảng 5.2 Giá trị góc pha $\varphi(t)$ của sóng mang tương ứng với mỗi ký hiệu 2-bits

$b_e(t)$	$b_o(t)$	$\varphi(t)$
1	1	$\pi/4$
1	0	$3\pi/4$
0	0	$5\pi/4$ hay $-3\pi/4$
0	1	$7\pi/4$ hay $-\pi/4$

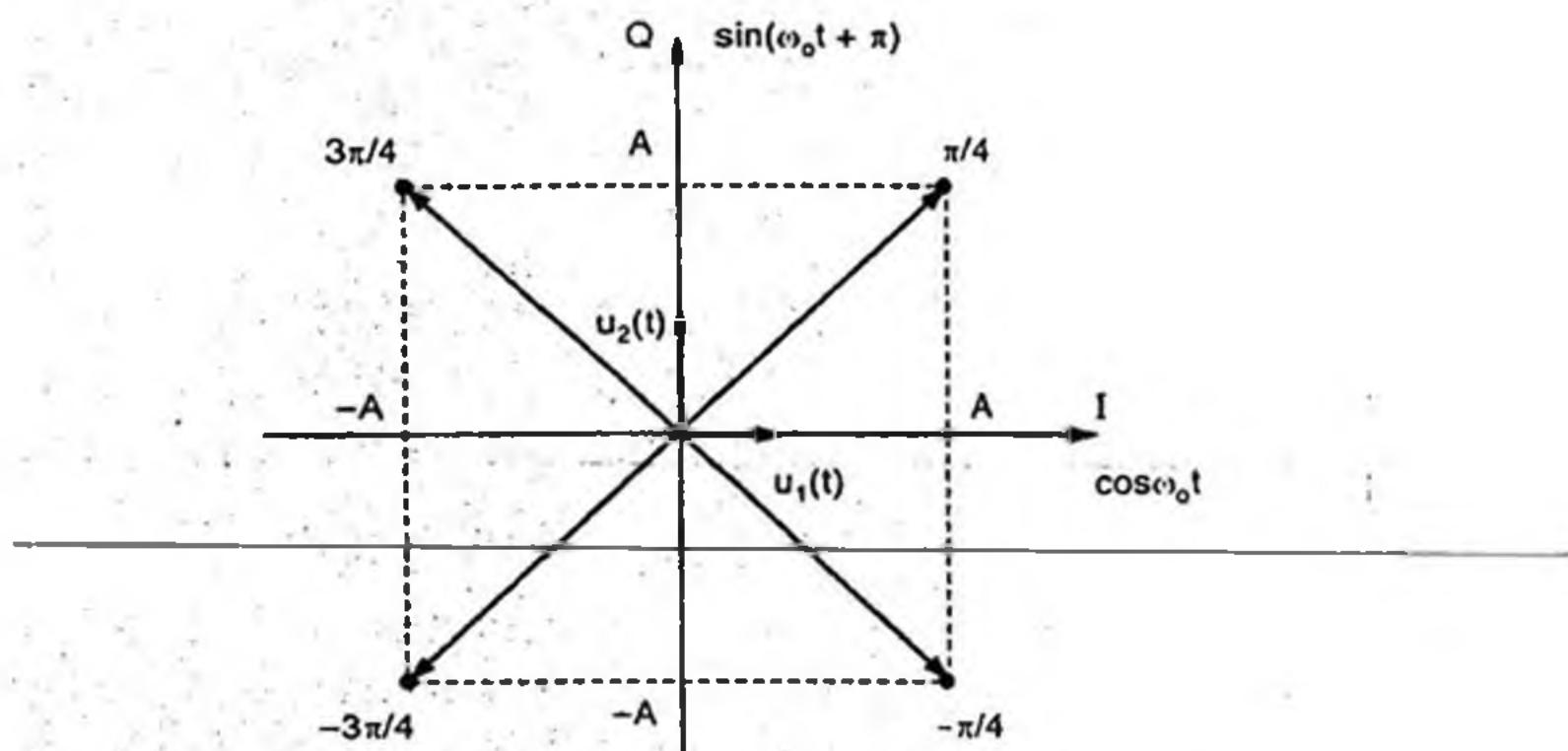
Lúc này, biên độ $\sqrt{2}A$ và tần số ω_o của sóng mang là cố định, chỉ có góc pha $\varphi(t)$ thay đổi theo chuỗi bit.

b) Giải đố vector của QPSK

Từ biểu thức QPSK ở (5.40) và bảng trạng thái pha 5.2, ta có thể vẽ được sự phân bố các vector pha của các trạng thái sóng mang QPSK ở hình 5.13. Chú ý rằng giá trị các góc pha lần lượt là $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4$ (hoặc $-3\pi/4$) và $7\pi/4$ (hoặc $-\pi/4$). Nếu ta xem hai trục tọa độ lần lượt là trục I (có góc pha $\cos\omega_o t$, trùng với pha sóng mang chuẩn) và trục Q (có góc pha $\sin(\omega_o t + \pi)$, vuông pha với sóng mang chuẩn), thì biểu thức (5.4a) có thể được viết lại dưới dạng:

$$v_{QPSK}(t) = Ab_e(t)\cos\omega_o t + Ab_o(t)\sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.41)$$

trong đó $b_e(t)$ và $b_o(t)$ là bit chẵn và bit lẻ của chuỗi số.



Như vậy, theo (5.41), ta có thể phân tích tín hiệu QPSK bất kỳ thành một thành phần đồng pha với sóng mang (thành phần I) và một thành phần vuông pha với sóng mang (thành phần Q).

Gọi P_S là công suất tín hiệu phát, thì P_S liên quan đến biên độ sóng A là $P_S = A^2$ (đo từng nhóm 2-bits điều chế), do đó, (5.41) được viết lại:

$$v_{QPSK}(t) = \sqrt{P_S} \cdot b_e(t) \cdot \cos \omega_o t + \sqrt{P_S} \cdot b_o(t) \cdot \sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.42)$$

Ta định nghĩa hai sóng mang đơn vị trực chuẩn như sau:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_S}} \cos \omega_o t = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \cos \omega_o t \quad (5.43a)$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_S}} \sin(\omega_o t + \pi) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.43b)$$

trong đó: $T_S = 2T_b$ là chu kỳ mỗi ký hiệu (symbol) gồm hai chu kỳ bit.

$u_1(t)$ và $u_2(t)$ là trực giao và có công suất bằng 1.

Vậy, ta có thể biểu diễn (5.42) theo (5.43a) và (5.43b) ở từng trường hợp ký hiệu như sau:

$$\begin{aligned} s_1(t) &= s_{11}(t) = \sqrt{P_S T_b} \cdot u_1(t) + \sqrt{P_S T_b} \cdot u_2(t) \\ &= \sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_1(t) + \sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_2(t) \end{aligned} \quad (5.44a)$$

$$\begin{aligned} s_2(t) &= s_{10}(t) = \sqrt{P_S T_b} \cdot u_1(t) - \sqrt{P_S T_b} \cdot u_2(t) \\ &= \sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_1(t) - \sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_2(t) \end{aligned} \quad (5.44b)$$

$$\begin{aligned} s_3(t) &= s_{00}(t) = -\sqrt{P_S T_b} \cdot u_1(t) - \sqrt{P_S T_b} \cdot u_2(t) \\ &= -\sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_1(t) - \sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_2(t) \end{aligned} \quad (5.44c)$$

$$\begin{aligned} s_4(t) &= s_{01}(t) = -\sqrt{P_S T_b} \cdot u_1(t) + \sqrt{P_S T_b} \cdot u_2(t) \\ &= -\sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_1(t) + \sqrt{\frac{P_S T_S}{2}} \cdot u_2(t) \end{aligned} \quad (5.44d)$$

trong đó, ta đã áp dụng $d(t) = +1$ tương ứng bit 1 và $d(t) = -1$ tương ứng bit 0.

Các điểm trạng thái pha của $s_1(t), s_2(t), s_3(t)$ và $s_4(t)$ được vẽ tương ứng ở hình 5.13. Ta có thể suy ra khoảng cách gần nhất giữa hai điểm trạng thái pha bất kỳ là:

$$\begin{aligned} d &= |s_1(t) - s_2(t)| = |s_2(t) - s_3(t)| = |s_3(t) - s_4(t)| = |s_4(t) - s_1(t)| \\ &= 2\sqrt{P_S T_b} \end{aligned} \quad (5.45)$$

Công thức này cho kết quả giống công thức tính khoảng cách mã của BPSK, biểu thị ở (5.22). Tuy nhiên, về mặt ý nghĩa, chúng có khác nhau. Với điều chế QPSK, nếu ta gọi E_s là năng lượng của mỗi ký hiệu 2-bits, ta có thể viết:

$$E_s = P_S T_s = P_S \cdot 2T_b = 2E_b \quad (5.46)$$

Thay (5.46) vào (5.45), ta có:

$$d = 2\sqrt{P_S T_b} = 2\sqrt{E_b} = \sqrt{2E_s} \quad (5.47)$$

So sánh (5.47) với (5.23), ta nhận thấy: Nếu công suất tín hiệu sóng mang và tốc độ bit là bằng nhau, thì BPSK và QPSK có khoảng cách mã bằng nhau (do đó, xác suất thu sai bằng nhau). Ngược lại, với cùng công suất phát, nhưng tốc độ bit QPSK gấp đôi tốc độ bit BPSK (nghĩa là tốc độ phát ký hiệu 2-bits của QPSK bằng tốc độ bit của BPSK), thì khoảng cách mã của QPSK sẽ nhỏ hơn $\sqrt{2}$ lần so với khoảng cách mã của BPSK, do đó, xác suất thu sai sẽ tăng lên.

c) Phổ của tín hiệu QPSK

Từ biểu thức $v_{QPSK}(t)$ của tín hiệu QPSK ở (5.41), ta có thể xem rằng tín hiệu QPSK là tổ hợp tuyến tính của hai tín hiệu điều chế BPSK, thành phần thứ nhất $A b_e(t) \cos \omega_o t$ (thành phần I) là thành phần đồng pha với sóng mang $\cos \omega_o t$ tương ứng với các bit chẵn và thành phần thứ hai $A b_o(t) \sin(\omega_o t + \pi)$ (thành phần Q) là thành phần vuông pha với sóng mang tương ứng với các bit lẻ. Chú ý rằng nếu công suất tín hiệu tổng là P_S thì biên độ của mỗi thành phần sẽ là $A = \sqrt{P_S}$ (không phải là $A = \sqrt{2P_S}$) vì P_S là tổng của hai công suất thành phần I và Q.

Giả sử rằng tốc độ bit của các bit chẵn $b_e(t)$ và bit lẻ $b_o(t)$ đều là f_b , thì so với tốc độ ký hiệu 2-bits f_s thì ta có:

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{f_b}{2} = \frac{1}{2T_b} \quad (5.48)$$

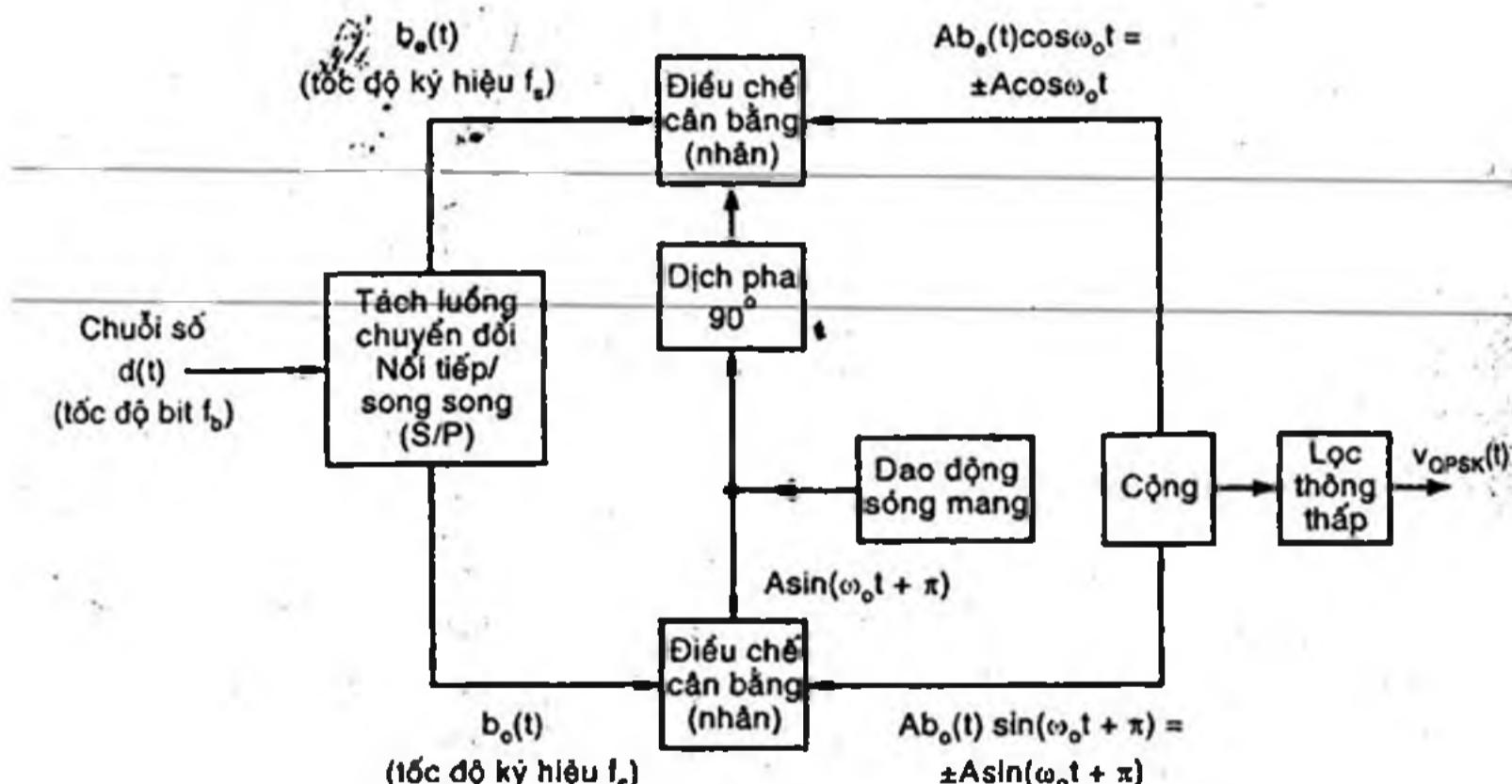
Phổ mật độ công suất của $v_{QPSK}(t)$ là tổ hợp của phổ mật độ công suất của hai tín hiệu thành phần BPSK, ta có thể suy ra từ $G_{BPSK}(f)$ được cho ở (5.26):

$$\begin{aligned} G_{QPSK}(f) &= 2 \times \frac{P_S T_b}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_o)T_S}{\pi(f - f_o)T_S} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f + f_o)T_S}{\pi(f + f_o)T_S} \right)^2 \right] \\ &= \frac{P_S T_S}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_o)T_S}{\pi(f - f_o)T_S} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f + f_o)T_S}{\pi(f + f_o)T_S} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (5.49)$$

trong đó, chú ý rằng hệ số 2 ban đầu tương ứng trung cho tổng của hai phổ thành phần và $T_b = T_S/2$.

Nếu so sánh giữa (5.49) với (5.26), ta nhận thấy phổ của QPSK có dạng tương tự phổ của BPSK nhưng do $f_S = f_b/2$ nên dải phổ tần của QPSK hẹp hơn gấp hai lần dải phổ tần của BPSK tương ứng với cùng một tốc độ bit truyền.

d) Mạch điều chế và giải điều chế QPSK



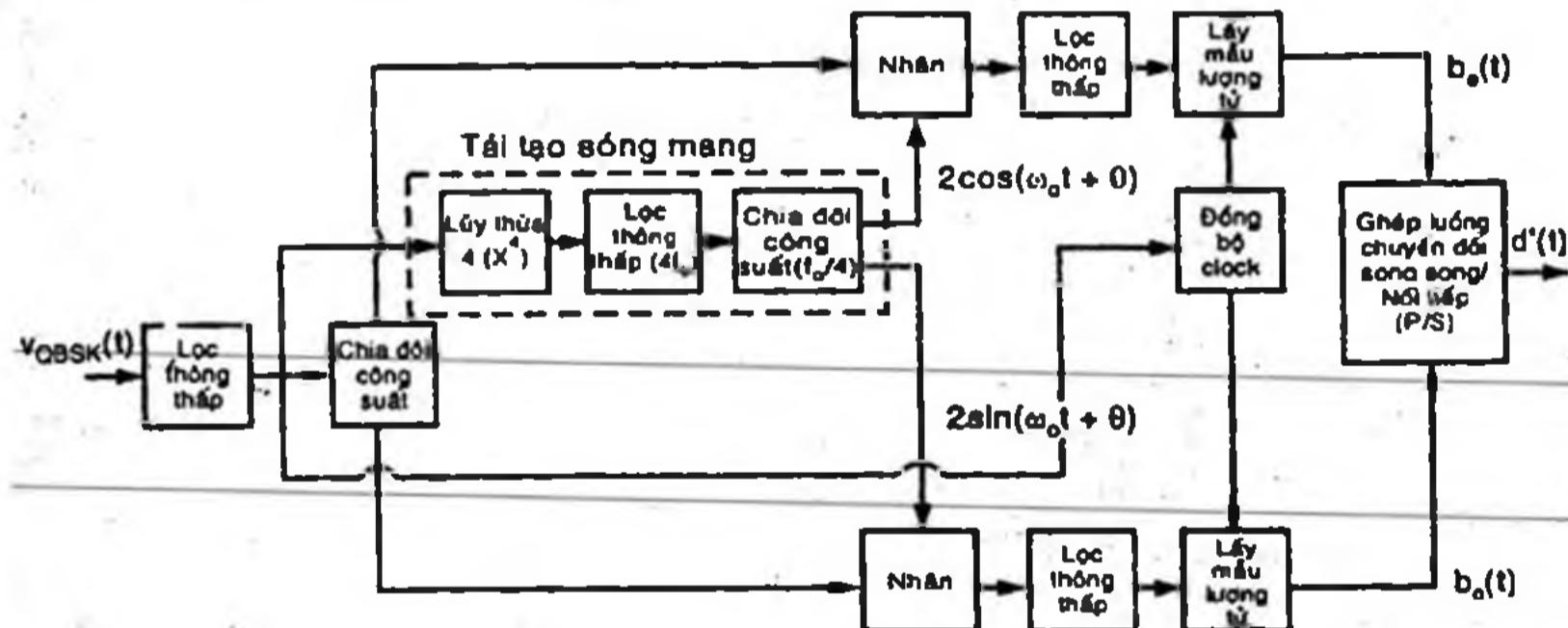
Hình 5.14 Sơ đồ khái mạch điều chế QPSK

Hình 5.14 giới thiệu sơ đồ khái của mạch điều chế QPSK. Chuỗi số liệu đầu vào $d(t)$ có 2 mức luận lý $d(t) = \pm 1$ tương ứng luận lý 1 và 0, được đặt vào bộ chuyển đổi nối tiếp / song song (S/P) để tạo thành hai luồng bit chẵn $b_e(t)$ và bit lẻ $b_o(t)$. Một dao động sóng mang được đặt vào khái dịch pha 90° tạo thành hai sóng $A \cos \omega_0 t$ và

$A \sin(\omega_o t + \pi)$. Bộ nhân (điều chế cân bằng) và cộng cho phép tạo tín hiệu $v_{QPSK}(t)$ có biểu thức như ở (5.41). Bộ lọc thông thấp ở ngõ ra có chức năng loại bỏ các hàm cao tần của sóng mang.

Hình 5.15 giới thiệu sơ đồ khối mạch giải điều chế QPSK. Tín hiệu ngõ vào $v_{QPSK}(t)$ được lọc thông thấp để hạn chế dải tần và triệt bỏ các hàm tần bậc cao, sau đó được đặt vào mạch chia đôi công suất để tạo hai tín hiệu có biên độ cân bằng để đưa đến hai mạch tách sóng vuông pha.

Khối tái tạo sóng mang, gồm phần tăng bậc lũy thừa bậc 4 của tín hiệu nhận được, sau đó lọc thông thấp và chia 4 lần tần số, có thể tạo được tần số sóng mang mà không có sựず di pha θ đáng kể do quá trình điều chế. Việc tái tạo sóng mang cũng có thể được thực hiện theo nguyên lý vòng Costas, như đã trình bày ở hình 5.11, tuy nhiên cấu trúc khá phức tạp.



Hình 5.15 Sơ đồ khối mạch giải điều chế QPSK

Giả sử tín hiệu $v_{QPSK}(t)$ nhận được vẫn có dạng hai thành phần sóng mang như ở (5.41), qua mạch chia đôi công suất, mỗi vế có tín hiệu là:

$$\frac{v_{QPSK}(t)}{2} = \frac{A}{2} b_e(t) \cdot \cos \omega_o t + \frac{A}{2} b_o(t) \cdot \sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.50)$$

Với sóng mang tái tạo được có hai pha $2\cos(\omega_o t + \theta)$ và $2\sin(\omega_o t + \theta)$, ta nhận được các tín hiệu sau mạch nhân:

* Với thành phần sóng mang $2\cos(\omega_o t + \theta)$:

$$\begin{aligned} & \frac{A}{2} b_e(t) \cdot \cos \omega_o t \cdot 2\cos(\omega_o t + \theta) + \frac{A}{2} b_o(t) \sin(\omega_o t + \pi) \cdot 2\cos(\omega_o t + \theta) \\ &= \frac{A}{2} b_e(t) \cdot \cos \frac{\theta}{2} + \frac{A}{2} b_e(t) \cdot \cos(2\omega_o t + \theta) + \frac{A}{2} b_o(t) \sin(\pi - \theta) + \frac{A}{2} b_o(t) \sin(2\omega_o t + \pi + \theta) \end{aligned} \quad (5.51)$$

Qua bộ lọc thông thấp (loại bỏ các hài bậc hai $2\omega_o$) và giả sử độ di pha θ không đáng kể ($\theta \approx 0$), ta có tín hiệu ngõ ra còn lại là $\frac{A}{2} b_e(t)$.

* Với thành phần sóng mang $2\sin(\omega_o t + \theta)$:

$$\begin{aligned} & \frac{A}{2} b_e(t) \cos \omega_o t \cdot 2\sin(\omega_o t + \theta) + \frac{A}{2} b_o(t) \sin(\omega_o t + \pi) \cdot 2\sin(\omega_o t + \theta) \\ &= \frac{A}{2} b_e(t) \cdot \sin \theta + \frac{A}{2} b_e(t) \cos(2\omega_o t + \theta) - \frac{A}{2} b_o(t) \cos(\pi - \theta) + \frac{A}{2} b_o(t) \cos(2\omega_o t + \pi + \theta) \end{aligned} \quad (5.52)$$

Qua bộ lọc thông thấp (loại bỏ các hài bậc hai $2\omega_o$) và giả sử rằng độ di pha θ không đáng kể ($\theta \approx 0$), ta thu được tín hiệu ngõ ra là $\frac{A}{2} b_o(t)$.

Như vậy, các tín hiệu ngõ ra ở các vế tách sóng chính là các chuỗi bit chẵn $b_e(t)$ và chuỗi bit lẻ $b_o(t)$, được lấy mẫu - lượng tử một lần nữa và sau đó, chuyển đổi từ dạng song song thành nối tiếp (2-bits) để tái tạo chuỗi số liệu $d'(t)$ ban đầu.

Khởi động bộ clock để đồng bộ hóa việc lấy mẫu - lượng tử theo nhịp của chuỗi số phát.

Độ chính xác của phép giải điều chế QPSK kể trên phụ thuộc rất nhiều vào độ di pha θ của sóng mang tái tạo được so với sóng mang gốc.

2. Ảnh hưởng của nhiễu

Từ giản đồ vector QPSK ở hình 5.13, ta nhận thấy việc thu sai sê xảy ra khi nhiễu làm cho vector tín hiệu từ góc phần tư này nhảy sang góc phần tư khác trong hệ tọa độ (I, Q).

Ta có thể phân tích tín hiệu nhiễu $n(t)$ bất kỳ thành hai thành phần $n_1(t)$ và $n_2(t)$ lần lượt theo phương của trục I và trục Q. Do có thể xem hệ điều chế QPSK như tổ hợp của hai hệ điều chế BPSK

theo hai phương I và Q trực giao với nhau, ta có thể áp dụng kết quả tính toán xác suất thu sai của điều chế BPSK cho ở (5.34) cho mỗi trường.

Với phương I, xác suất thu sai là xác suất để nhiễu $n_1(t)$ lớn hơn tần số sóng mang A:

$$P_I = P(n_1(t) \geq A) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sigma\sqrt{2}}\right) \quad (5.53)$$

Vậy, xác suất thu sai P_e theo cả hai phương là:

$$\begin{aligned} P_e &= P_I + P_Q = P[(n_1(t) \geq A)U(n_2(t) \geq A)] = 2P_I \\ &= \operatorname{erfc}\left(\frac{A}{\sigma\sqrt{2}}\right) = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{A^2/2}{N_o}}\right) \end{aligned} \quad (5.54)$$

Trong đó $\sigma^2 = N_o$ là công suất nhiễu, liên quan đến băng thông bởi:

$$N_o = B.\eta$$

$\frac{A^2}{2}$ là công suất của tín hiệu sóng mang ở mỗi thành phần I hoặc Q), do đó, công suất tín hiệu QPSK là $C_i = P_S = A^2$

Thay vào (5.54), ta có thể viết lại:

$$P_e = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{C_i}{2B\eta}}\right) \quad (5.55)$$

Do sóng mang QPSK dùng một lượng năng lượng $E_S = P_S \cdot T_S = C_i \cdot 2T_b$ để truyền một ký hiệu, ta có thể viết lại xác suất thu sai P_e là:

$$P_e = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{4}\left(\frac{E_S}{\eta}\right)\left(\frac{f_b}{B}\right)}\right) \quad (5.56)$$

với $f_b = 1/T_b$ là tốc độ bit của chuỗi số.

Năng lượng để truyền mỗi bit là $E_b = P_S \cdot T_b = C_i T_b = E_S/2$ nên (5.56) được viết lại:

$$P_e = \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2}\left(\frac{E_b}{\eta}\right)\left(\frac{f_b}{B}\right)}\right) \quad (5.57)$$

Vì dải phổ tần QPSK hẹp gấp đôi so với dải phổ tần BPSK (nhận xét ở phần trên) nên dải tần thiết bị thu là $B = f_b/2$, do đó (5.57) trở thành:

$$P_e = erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{n}}\right) \quad (5.58)$$

So sánh với (5.39), ta thấy xác suất thu sai của QPSK lớn gấp đôi xác suất thu sai của BPSK với cùng năng lượng bit và công suất nhiễu.

3- Điều chế số dịch pha M trạng thái (M-ary PSK)

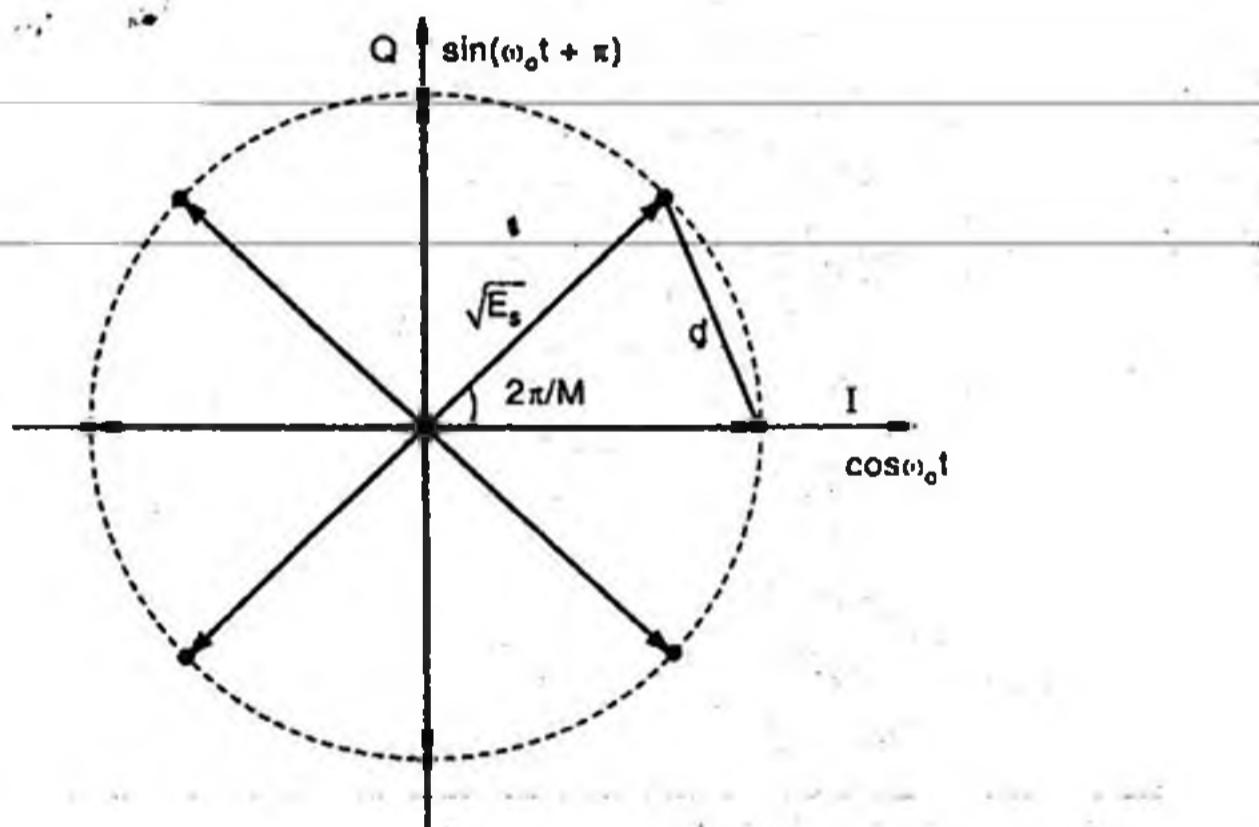
Như đã giới thiệu ở phần đầu, điều chế số dịch pha có thể được mở rộng thành M trạng thái pha khác nhau của sóng mang thành M tín hiệu khác nhau $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)\}$, trong đó M là số nhị phân N -bits ($M = 2^N$). Tín hiệu điều chế số dịch pha M trạng thái có thể được viết dưới dạng:

$$v_M(t) = \sqrt{2P_S} \cos(\omega_0 t + \Phi_m) \text{ với } m = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (5.59)$$

trong đó góc pha Φ_m có dạng:

$$\Phi_m = (2m+1) \frac{\pi}{M} \quad (5.60)$$

Giản đồ vector của điều chế dịch pha và trạng thái được vẽ ở hình 5.16.



Hình 5.16 Giản đồ vector của M-ary PSK (trường hợp 8-PSK)

Từ (5.59), ta suy ra công suất tín hiệu $v_M(t)$ là P_S , do đó, năng lượng sóng mang cho mỗi ký hiệu N-bits là:

$$E_S = P_S \cdot T_S = P_S \cdot N T_b \quad (5.61)$$

do đó, độ lớn của mỗi pha trong không gian tín hiệu là $\sqrt{E_S} = \sqrt{P_S \cdot T_S}$.

Từ hình 5.16, ta có thể tính được khoảng cách d giữa hai trạng thái pha gần nhất là:

$$d = 2\sqrt{E_S} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) = 2\sqrt{N E_b} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2^N}\right) \quad (5.62)$$

trong đó: $E_b = P_S \cdot T_b = \frac{E_S}{N}$ là năng lượng sóng mang cho mỗi bit.

Biểu thức (5.59) có thể được viết lại dưới dạng:

$$v_M(t) = \sqrt{2P_S} \cos\Phi_m \cdot \cos\omega_o t + \sqrt{2P_S} \sin\Phi_m \cdot \sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.63)$$

như vậy, ta đã phân tích $v_M(t)$ thành ra thành phần đồng pha I (có sóng mang là $\cos\omega_o t$) và thành phần vuông pha Q (có sóng mang $\sin(\omega_o t + \pi)$).

$$\text{Đặt: } p_e = \sqrt{2P_S} \cdot \cos\Phi_m \quad (5.64a)$$

$$p_o = \sqrt{2P_S} \cdot \sin\Phi_m \quad (5.64b)$$

thì (5.63) trở thành:

$$v_M(t) = p_e \cos\omega_o t + p_o \sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.65)$$

Do trạng thái pha Φ_m ($m = 0, 1, \dots, M - 1$) của mỗi ký hiệu (tương ứng với N bit nhị phân) là một giá trị ngẫu nhiên có phân bố đều, nên các đại lượng p_e và p_o ở (5.64) cũng là các đại lượng ngẫu nhiên. Lý thuyết phổ của đại lượng ngẫu nhiên cho phép tính mật độ phổ công suất của p_e và p_o là:

$$G_e(f) = 2P_S T_S \cdot \overline{\cos^2 \Phi_m} \cdot \left[\frac{\sin(\pi f T_S)}{\pi f T_S} \right]^2 \quad (5.66a)$$

$$G_o(f) = 2P_S T_S \cdot \overline{\sin^2 \Phi_m} \cdot \left[\frac{\sin(\pi f T_S)}{\pi f T_S} \right]^2 \quad (5.66b)$$

Do Φ_m có phân bố đều nên ta có:

$$\overline{\cos^2 \Phi_m} = \overline{\sin^2 \Phi_m} = \frac{1}{2} \quad (5.67)$$

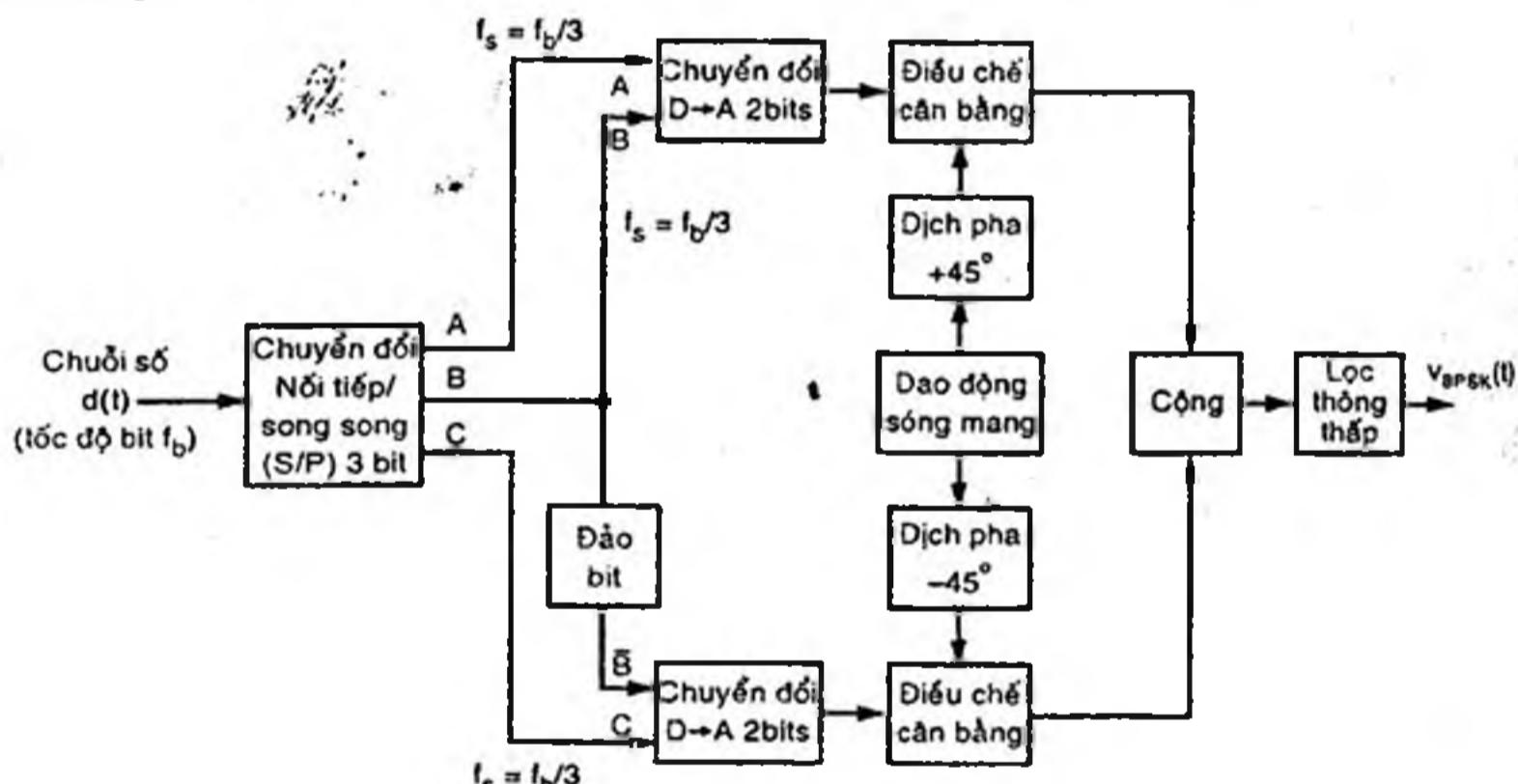
thì (5.66) trở thành:

$$G_e(f) = G_o(f) = P_S T_S \cdot \left[\frac{\sin(\pi f T_S)}{\pi f T_S} \right]^2 \quad (5.68)$$

Trong (5.65), do p_c và p_o lần lượt được nhân với các sóng mang tần số f_o , nên phổ của $v_M(t)$ ở (5.65) được tạo thành từ (5.68) dịch chuyển đến các điểm có giá trị trung tâm là f_o và $-f_o$. Do đó, biểu thức mật độ phổ công suất của M-ary PSK cũng có dạng giống hệt như biểu thức (5.49), chỉ khác một điểm là $T_S = NT_b$, tức là độ rộng dải phổ sẽ hẹp hơn độ rộng dải phổ của BPSK là N lần. Nói cách khác, độ rộng dải tần B của $v_M(t)$ vẫn là độ rộng dải tần của p_c hoặc p_o (có tần số xuất hiện mỗi ký hiệu là f_S):

$$B = 2f_S = 2\frac{f_b}{N} \quad (5.69)$$

Vậy, với tốc độ bit f_b cố định, sử dụng càng nhiều trạng thái pha (M tăng, do đó N tăng), độ rộng dải tần B của điều chế pha M trạng thái sẽ càng giảm, nhưng khi đó khoảng cách d giữa các trạng thái pha gần nhau nhất sẽ càng giảm và do đó, xác suất thu sai P_e sẽ tăng.



Hình 5.17 Sơ đồ khối mạch điều chế 8-PSK

Sơ đồ khối của mạch điều chế số 8-PSK được vẽ ở hình 5.17. Chuỗi bit số ngõ vào $d(t)$ có tốc độ bit f_b được đặt vào mạch chuyển đổi nối tiếp/song song (S/P) 3-bits (thực chất là một thanh ghi dịch 3-bits), cung cấp ở ngõ ra 3 bits A, B, C. Các cặp bits AB và BC được đặt vào hai bộ chuyển đổi $D \rightarrow A$ 2 bits, mỗi bộ cung cấp ở ngõ ra một trong bốn mức điện thế phụ thuộc vào bốn trạng thái 00, 01,

10, 11 của mỗi cặp bits. Hai sóng mang có độ dịch pha $\pm 45^\circ$ so với sóng mang chuẩn được điều chế cân bằng bởi các mức điện thế ngõ ra bộ $D \rightarrow A$, sau đó được cộng tín hiệu và lọc thông thấp loại bỏ hài bậc cao. Tín hiệu ngõ ra chính là sóng $v_{8-PSK}(t)$ của điều chế 8-PSK.

4- Tính xác suất thu sai của điều chế dịch pha PSK theo khoảng cách tín hiệu

Ở các phần trên, chúng ta đã xét nguyên lý điều chế dịch pha PSK hai trạng thái, bốn trạng thái và M trạng thái, đồng thời tính xác suất thu sai P_e phụ thuộc vào công suất phát P_S và năng lượng nhiễu N_o (hoặc phụ thuộc vào năng lượng bit E_b và mật độ công suất nhiễu η). Ở phần này, ta sẽ xét xác suất thu sai P_e phụ thuộc khoảng cách d giữa các trạng thái kề nhau trong không gian tín hiệu của từng loại điều chế PSK khác nhau.

a) Trường hợp điều chế BPSK

Không gian tín hiệu BPSK được vẽ ở hình 5.6 với vector đơn vị $u_1(t)$ định nghĩa ở (5.21a), tọa độ của hai trạng thái $s_1(t)$ và $s_o(t)$ được cho ở (5.22). Khoảng cách d giữa hai trạng thái được viết lại từ (5.23) như sau:

$$d = s_1(t) - s_o(t) = 2\sqrt{P_S T_b} = 2\sqrt{E_b} \quad (5.70)$$

với: P_S - công suất phát tín hiệu; T_b - chu kỳ bit

E_b - năng lượng bit.

Giả sử nhiễu $n(t)$ là nhiễu cộng có phân bố Gauss (AWGN: *Additive White Gaussian Noise*) được mô tả theo vector đơn vị $u_1(t)$ như sau:

$$n(t) = n_o u_1(t) = n_o \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos \omega_o t \quad (5.71)$$

trong đó, n_o là biến ngẫu nhiên có phân bố Gauss, phương sai $\sigma^2 = \eta/2$, được cho ở (5.29). Xác suất thu sai là xác suất để nhận trạng thái này và giải điều chế thành trạng thái kia, có nghĩa là nhiễu cộng $n(t)$ có biên độ lớn hơn $d/2$ (ngưỡng quyết định nhận trạng thái này hay trạng thái kia được chọn nằm giữa khoảng cách d của hai trạng thái). Vậy, xác suất thu sai của mỗi trạng thái, cũng là xác suất thu sai P_e của điều chế BPSK, được tính bởi:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{d/2}^{\infty} e^{-\frac{n_o^2}{2\sigma^2}} dn_o = \frac{1}{\sqrt{\pi\eta}} \int_{\sqrt{P_S T_b/\eta}}^{\infty} e^{-\frac{n_o^2}{\eta}} dn_o \quad (5.72)$$

với $\sigma^2 = \eta/2$. Đổi biến $y^2 = \frac{n_o^2}{\eta}$, ta có:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\sqrt{P_S T_b/\eta}}^{\infty} e^{-y^2} dy = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{P_S T_b}{\eta}}\right) = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{d^2}{4\eta}}\right) \quad (5.73)$$

trong đó $d = 2\sqrt{P_S T_b} = 2\sqrt{E_b}$, do đó, ta có thể tìm thấy lại (5.39):

$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{\eta}}\right) \quad (5.74)$$

b) Trường hợp điều chế QPSK

Trong không gian tín hiệu QPSK, các vector đơn vị:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \cos \omega_o t \quad \text{và} \quad u_2(t) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \sin(\omega_o t + \pi)$$

được vẽ ở hình 5.13, khoảng cách d giữa hai trạng thái kề nhau bất kỳ được cho ở (5.47) như sau:

$$d = 2\sqrt{P_S T_b} = 2\sqrt{E_b} = \sqrt{2E_S} \text{ với } E_S = 2E_b \quad (5.75)$$

Tín hiệu nhiễu $n(t)$ bất kỳ tác động lên tín hiệu có ích, có thể được mô tả trong không gian tín hiệu dựa trên hai thành phần vector đơn vị (thành phần I và Q) như sau:

$$n(t) = n_1 \cdot u_1(t) + n_2 \cdot u_2(t) \quad (5.76)$$

trong đó n_1 và n_2 là hai biến ngẫu nhiên độc lập, phân bố Gauss trên hai phương I và Q và có phương sai bằng nhau:

$$\sigma_1^2 = \sigma_2^2 = \eta/2 \quad (5.77)$$

Giả sử ta đang xét một trạng thái QPSK ở góc phần tư thứ nhất của không gian tín hiệu (xem hình 5.13). Nhiễu $n(t)$ có tác dụng cộng vào biên độ tín hiệu (nhiễu cộng AWGN) và làm sai lệch vị trí điểm trạng thái này. Xác suất thu đúng trạng thái chính là xác suất để nhiễu $n(t)$ không làm di chuyển trạng thái lệch khỏi góc phần tư thứ nhất (nếu di chuyển trạng thái dịch chuyển đến góc phần tư nào, thì tín hiệu được qui về trạng thái QPSK tương ứng với góc phần tư đó), nó cách khác, đó là xác suất để $n_1 > -d/2$ và $n_2 > -d/2$, trong đó $d/2$ là

hoảng cách từ điểm trạng thái ban đầu đến các trục tọa độ I và Q.

Ta có xác suất thu đúng tương ứng với trạng thái thứ nhất là:

$$P_e \left(\frac{c}{s_1} \right) = P \left[\left(n_1 > -\frac{d}{2} \right) \cap \left(n_2 > -\frac{d}{2} \right) \right] \quad (5.78)$$

Với n_1 và n_2 có phân bố Gauss với mật độ xác suất η , ta có:

$$\begin{aligned} P \left(\frac{c}{s_1} \right) &= \left[\frac{1}{\sqrt{\pi\eta}} \int_{-d/2}^{\infty} e^{-\frac{n_1^2}{\eta}} dn_1 \right] \left[\frac{1}{\sqrt{\pi\eta}} \int_{-d/2}^{\infty} e^{-\frac{n_2^2}{\eta}} dn_2 \right] \\ &= \left[\frac{1}{\sqrt{\pi\eta}} \int_{-d/2}^{\infty} e^{-\frac{n_1^2}{\eta}} dn_1 \right]^2 \end{aligned} \quad (5.79)$$

Vì n_1 có trị trung bình bằng 0 nên tích phân trong (5.79) có thể viết lại:

$$\begin{aligned} \int_{-d/2}^{\infty} e^{-\frac{n_1^2}{\eta}} dn_1 &= 1 - \int_{-\infty}^{-d/2} e^{-\frac{n_1^2}{\eta}} dn_1 = 1 - \int_{d/2}^{\infty} e^{-\frac{n_1^2}{\eta}} dn_1 \\ &= 1 - \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{(d/2)^2}{\eta}} = 1 - \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{P_s T_b}{\eta}} \end{aligned} \quad (5.80)$$

với $d = 2\sqrt{P_s T_b}$. Vậy, (5.79) được viết lại:

$$P \left(\frac{c}{s_1} \right) = \left[1 - \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{P_s T_b}{\eta}} \right]^2 \quad (5.81)$$

Xác suất thu sai $P \left(\frac{e}{s_1} \right)$ của trạng thái thứ nhất là:

$$P \left(\frac{e}{s_1} \right) = 1 - P \left(\frac{c}{s_1} \right) = 1 - \left[1 - \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{P_s T_b}{\eta}} \right]^2 \quad (5.82)$$

Nếu bốn trạng thái của QPSK s_1, s_2, s_3 và s_4 đều xảy ra với xác suất đều nhau, xác suất thu sai chung P_e của hệ thống cũng chính là xác suất thu sai ứng với mỗi trạng thái. Ta có thể viết:

$$P_e = 1 - \left[1 - \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{P_s T_b}{\eta}} \right]^2 = 1 - \left[1 - \frac{1}{2} erfc \sqrt{\frac{d^2}{4\eta}} \right]^2 \quad (5.83)$$

với $\frac{d^2}{4\eta} \gg 1$, ta có thể xem gần đúng:

$$\operatorname{erfc}\sqrt{\frac{d^2}{4\eta}} \ll 1 \quad (5.84)$$

do đó $P_e \approx 1 - \left[1 - 2 \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{d^2}{4\eta}} \right) \right] = \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{d^2}{4\eta}}$ (5.85)

Thay quan hệ $d = 2\sqrt{P_s T_b} = 2\sqrt{E_b}$ vào (5.85), ta tìm thấy lại xác suất thu sai tính ở (5.58):

$$P_e = \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{\eta}} \right) \quad (5.86)$$

So sánh giữa xác suất thu sai của BPSK ở (5.74) với xác suất thu sai của QPSK ở (5.86), ta nhận thấy với cùng một năng lượng bit E_b và mật độ công suất nhiễu theo một phương η là như nhau, xác suất thu sai của QPSK cao gấp đôi xác suất thu sai của BPSK. Điều này có thể được lý giải rằng đối với BPSK, chỉ có thành phần nhiễu trên phương của vector đơn vị $u_1(t)$ gây ra thu sai, trong khi đối với QPSK hai thành phần nhiễu n_1 và n_2 trên cả hai phương của vector đơn vị $u_1(t)$ và $u_2(t)$ đều có thể gây ra thu sai.

c) Trường hợp điều chế pha bậc M (M -ary PSK)

Với điều chế số bậc $M = 2^N$, khoảng cách giữa hai trạng thái pha kề nhau được tính ở (5.62) và viết lại như sau:

$$d = 2\sqrt{NE_b} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2^N}\right) \quad (5.87)$$

Với $M = 2^N$ khá lớn, (5.87) có thể tính gần đúng:

$$d \approx 2\sqrt{NE_b} \cdot \frac{\pi}{2^N} = \sqrt{4NE_b \left(\frac{\pi}{2^N}\right)^2} \quad (5.88)$$

Thực hiện tương tự phép tính xác suất thu sai P_e theo khoảng cách d , ta nhận được biểu thức tương tự như (5.85), sau đó, thay thế d tính ở (5.88) vào, ta có:

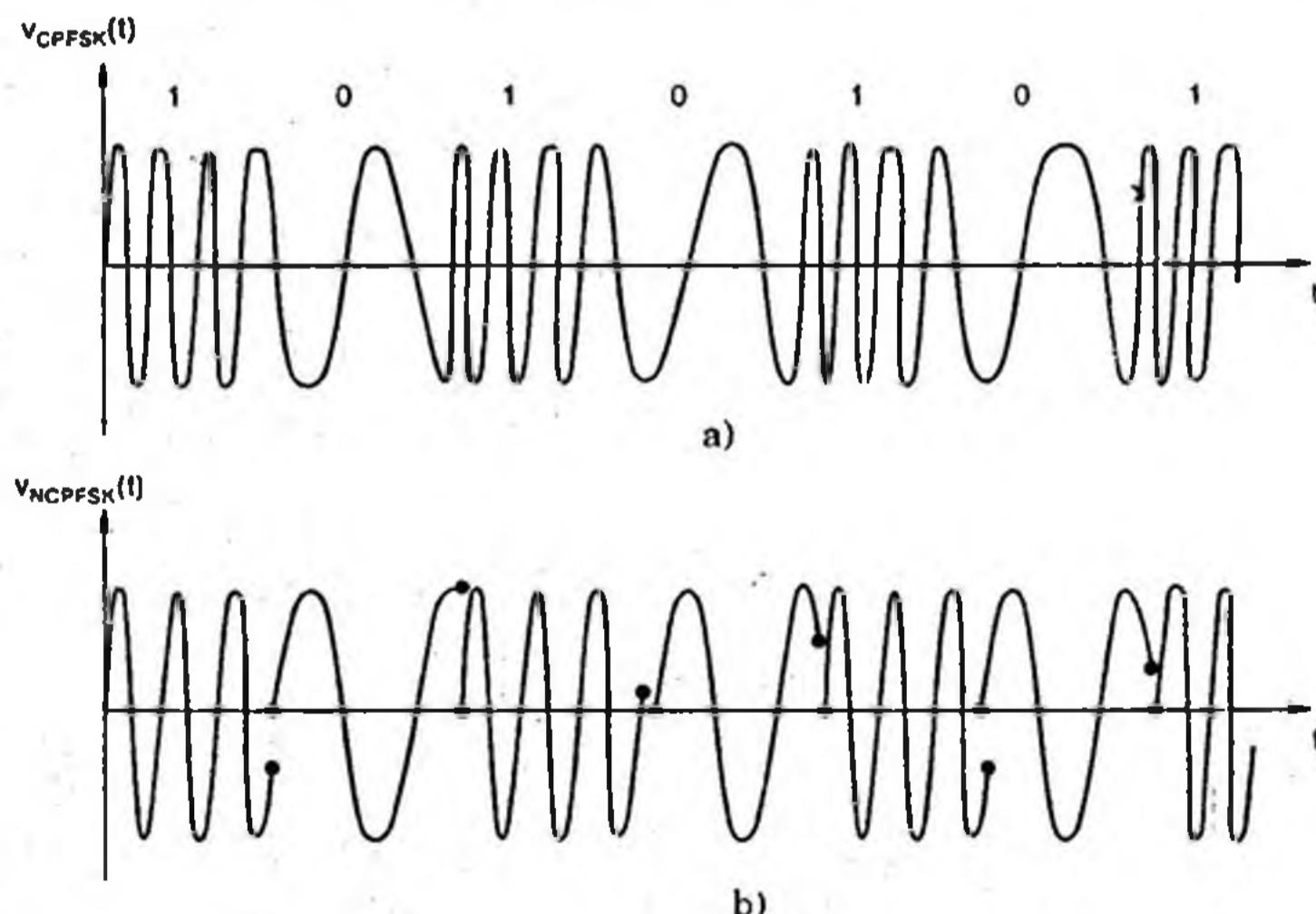
$$P_e \approx \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{\pi^2 NE_b}{\eta 2^{2N}}} \quad (5.89)$$

5.3 ĐIỀU CHẾ DỊCH TẦN FSK

Trong điều chế số dịch tần FSK (*Frequency Shift Keying*), chuỗi số dữ liệu nhị phân được dùng để thay đổi dịch chuyển tần số của sóng mang hình sin; nói cách khác, nội dung thông tin được chứa đựng trong tần số khác nhau của sóng mang. Với phương thức truyền từng bit nhị phân một, ta có hai tần số sóng mang, được gọi là điều chế dịch tần nhị phân BFSK (*Binary FSK*); ngược lại, với phương thức truyền mỗi N bits nhị phân một, ta có $M = 2^N$ trạng thái tần số khác nhau của sóng mang, ta có điều chế dịch tần bậc M (M -ary FSK).

1- Điều chế BFSK

Tần số ω của sóng mang lần lượt dịch chuyển giữa hai giá trị ω_H hoặc ω_L tương ứng với bit nhị phân là 1 hoặc 0. Dạng sóng $v_{FSK}(t)$ theo thời gian được vẽ ở hình 5.18a và 5.18b, tương ứng các bit 1 và 0 xuất hiện tuần tự. Ta có dạng sóng dịch tần pha liên tục $v_{CPFSK}(t)$ ở hình 5.18a (*Continuous Phase FSK*) và dạng sóng dịch tần pha không liên tục $v_{NCPFSK}(t)$ ở hình 5.18b (*Non Continuous Phase FSK*).



Hình 5.18 a) Điều chế dịch tần pha liên tục $v_{CPFSK}(t)$

b) Điều chế dịch tần pha không liên tục $v_{NCPFSK}(t)$

a) Biểu thức của BFSK

Giả sử hai tần số sóng mang được chọn ω_H và ω_L tương ứng với chuỗi bit $b(t)$ như sau:

- $\omega = \omega_H$ khi $b(t) = \text{Logic 1}$ (hoặc $d(t) = +1$)

- $\omega = \omega_L$ khi $b(t) = \text{Logic 0}$ (hoặc $d(t) = -1$)

Biểu thức của BFSK có thể được viết dưới dạng:

$$v_{BFSK}(t) = \sqrt{2P_S} \cdot \cos[\omega_o + d(t) \cdot \Delta\omega]t \quad (5.90)$$

trong đó

$$\omega_o = \frac{\omega_H + \omega_L}{2} \text{ và } \Delta\omega = \frac{\omega_H - \omega_L}{2} \quad (5.91)$$

Biểu thức $v_{BFSK}(t)$ có thể được viết dưới dạng khác như sau:

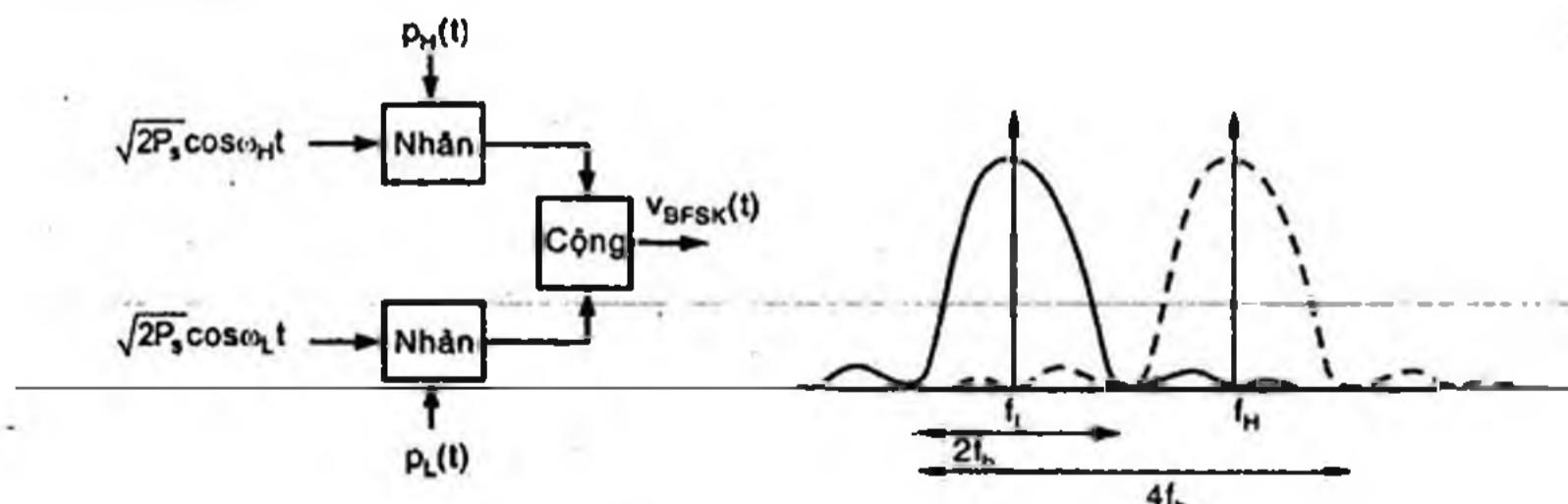
$$v_{BFSK}(t) = \sqrt{2P_S} \cdot p_H(t) \cdot \cos\omega_H t + \sqrt{2P_S} \cdot p_L(t) \cdot \cos\omega_L t \quad (5.92)$$

Bảng 5.3 Giá trị của hàm $p_H(t)$ và $p_L(t)$ tương ứng với các trạng thái nhị phân ($d(t) = \pm 1$)

$d(t)$	$p_H(t)$	$p_L(t)$
+1	+1	0
-1	0	+1

trong đó, hàm $p_H(t)$ và $p_L(t)$ có giá trị được cho trong bảng 5.3. Với giá trị của $p_H(t)$ và $p_L(t)$ là +1 hoặc 0, biểu thức $v_{BFSK}(t)$ có thể được xem như tổng của hai thành phần sóng điều chế ASK (hay nói chính xác hơn là sóng OOK) ở hai tần số khác nhau ω_H và ω_L .

Từ đó, có thể suy ra sơ đồ khối của khối điều chế BFSK như vẽ ở hình 5.19.



Hình 5.19
Sơ đồ khối điều chế BFSK

Hình 5.20
Phổ của tín hiệu BFSK

b) Phổ của tín hiệu BFSK

Từ nhận xét ở (5.92) rằng tín hiệu BFSK được xem là tổng của hai tín hiệu ASK có sóng mang ω_H và ω_L , ta suy ra phổ của BFSK là tổng hợp của hai phổ ASK, trong đó mỗi phổ ASK có dạng được vẽ ở hình 5.2. Kết quả, ta có phổ BFSK được vẽ ở hình 5.20.

Nếu chọn ω_H và ω_L quá gần nhau, sẽ xảy ra chồng lấn giữa hai vùng phổ; nếu chọn ω_H và ω_L quá xa sẽ lỏng phế dài tần số. Phương pháp thực hiện là chọn ω_H và ω_L sao cho các búp phổ chính có chung điểm cắt, như được vẽ trong hình 5.20. Khi đó, từ bề rộng phổ ASK được cho trong (5.5), ta suy ra bề rộng phổ của BFSK là:

$$B \approx 4f_b = \frac{4}{T_b} \quad (5.93)$$

c) Tín hiệu BFSK trong không gian tín hiệu

* Tín hiệu BFSK trực giao và không trực giao

Từ biểu thức (5.92), ta có thể xem $v_{BFSK}(t)$ gồm hai thành phần, mỗi thành phần nằm trên phương của các vector đơn vị như sau:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos \omega_H t \quad (5.94a)$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos \omega_L t \quad (5.94b)$$

trong đó, T_b có thể là một khoảng thời gian bất kỳ, nhưng để thuận tiện cho việc khảo sát, người ta thường chọn T_b là chu kỳ bit của luồng số liệu.

Chú ý rằng, các vector đơn vị $u_1(t)$ và $u_2(t)$ có độ dài là đơn vị, chứ chưa phải là hai vector trực giao với nhau. Tùy theo các giá trị chọn lựa của ω_H và ω_L mà $u_1(t)$ và $u_2(t)$ có thể trực giao với nhau hay không, do đó, ta có thể có BFSK trực giao và BFSK không trực giao.

Để có BFSK trực giao, nghĩa là $u_1(t)$ và $u_2(t)$ trực giao nhau trên các khoảng chu kỳ bit T_b , ta phải chọn ω_H và ω_L là các bội số nguyên lần của tốc độ bit $f_b = 1/T_b$:

$$\omega_H = 2\pi n \cdot \frac{1}{T_b} = 2\pi n f_b \Rightarrow f_H = n f_b \quad (5.95a)$$

$$\omega_L = 2\pi m \cdot \frac{1}{T_b} = 2\pi m f_b \Rightarrow f_L = m f_b \quad (5.95b)$$

Trường hợp ω_H và ω_L không thỏa mãn (5.95), ta có BFSK không trực giao.

* Khoảng cách tín hiệu của BFSK trực giao

Gọi hai trạng thái tín hiệu tương ứng với hai tần số sóng mang ω_H và ω_L lần lượt là $s_H(t)$ và $s_L(t)$. Với BFSK trực giao có các vector đơn vị $u_1(t)$ và $u_2(t)$ trực giao, ta có thể viết:

$$s_H(t) = \sqrt{P_s T_b} \cdot u_1(t) \quad (5.96a)$$

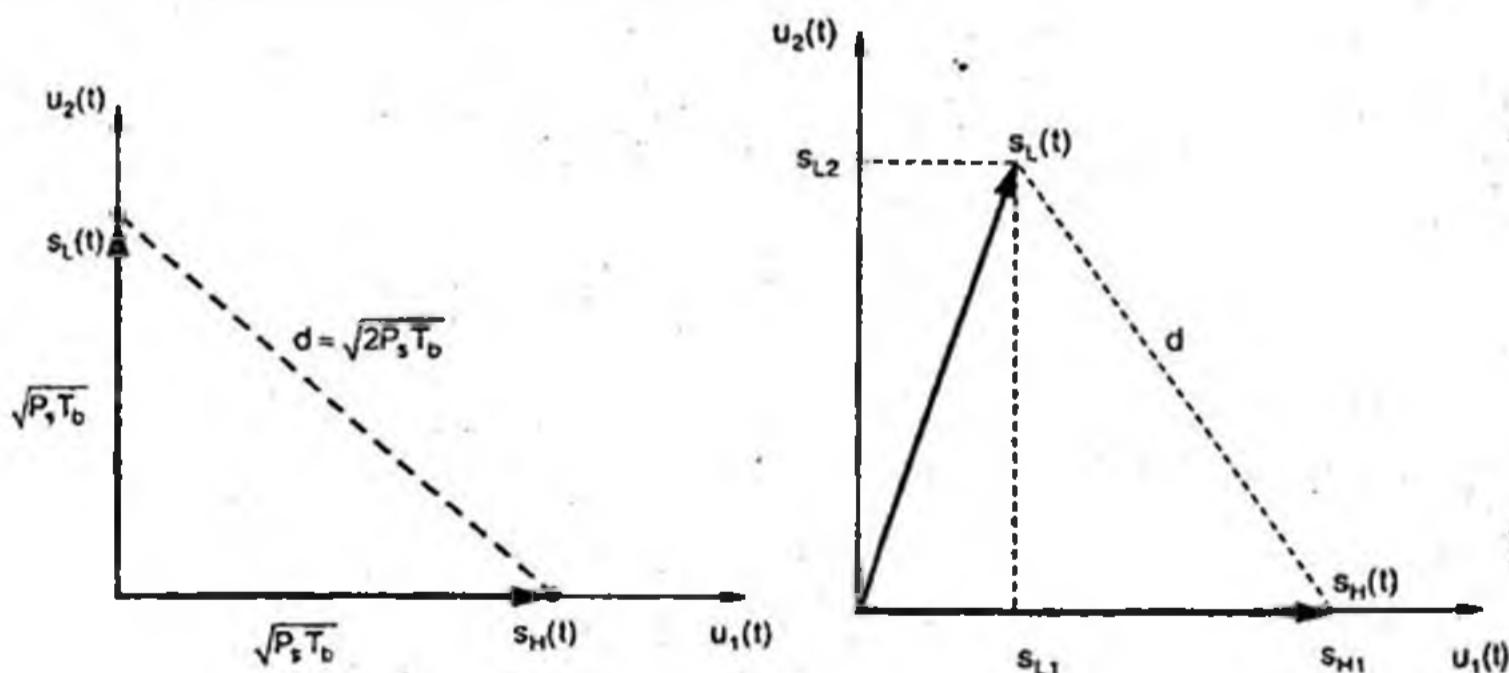
$$s_L(t) = \sqrt{P_s T_b} \cdot u_2(t) \quad (5.96b)$$

Phân bố vị trí $s_H(t)$ và $s_L(t)$ trong không gian tín hiệu được vẽ ở hình 5.21.

Khoảng cách tín hiệu của BFSK trực giao là:

$$d = \sqrt{2P_s T_b} = \sqrt{2E_b} \quad (5.97)$$

So sánh với khoảng cách tín hiệu của BPSK (diều chế dịch pha nhị phân) được cho ở (5.23), trong đó hai trạng thái là đối cực với nhau ($d = 2\sqrt{P_s T_b} = 2\sqrt{E_b}$), ta nhận thấy với BFSK trực giao, khoảng cách tín hiệu là nhỏ hơn $\sqrt{2}$ lần.



Hình 5.21 Khoảng cách tín hiệu
của BFSK trực giao

Hình 5.22 Khoảng cách tín hiệu
của BFSK không trực giao

* Khoảng cách tín hiệu của BFSK không trực giao

Các tín hiệu $s_H(t)$ và $s_L(t)$ của BFSK không trực giao cũng được biểu diễn trong cùng hệ không gian tín hiệu của hai vector đơn vị trực giao $u_1(t)$ và $u_2(t)$, như được biểu diễn trong hình 5.22.

Khi đó, $s_H(t)$ và $s_L(t)$ sẽ có hai thành phần tọa độ là (s_{H_1}, s_{H_2}) và (s_{L_1}, s_{L_2}) . Nếu ta chọn hệ trục tọa độ sao cho $u_1(t)$ cùng trục với $s_H(t)$ như trong hình 5.22, ta sẽ có $s_{H_2} = 0$. Vậy, ta có:

$$s_H(t) = \sqrt{2P_S} \cdot \cos \omega_H t = s_{H_1} u_1(t) \quad (5.98a)$$

$$\text{và } s_L(t) = \sqrt{2P_S} \cdot \cos \omega_L t = s_{L_1} u_1(t) + s_{L_2} u_2(t) \quad (5.98b)$$

Tuy nhiên, điều quan trọng cần chú ý là với BFSK không trực giao (các tần số sóng mang ω_H và ω_L không có quan hệ là bội tần của $\omega_b = 2\pi f_b$), do đó các vector đơn vị $u_1(t)$ và $u_2(t)$ không thể được tính đơn giản như ở (5.94), mà để xác định hàm $u_1(t)$, $u_2(t)$ và các hệ số $s_{H_1}, s_{L_1}, s_{L_2}$, ta phải áp dụng qui trình Gram-Schmitt (xem phụ lục chương 5). Các bước thực hiện như sau:

Bình phương hai vế của (5.98a) và lấy tích phân hai vế trong miền $[0, T_b]$, ta có:

$$\int_0^{T_b} s_H^2(t) dt = 2P_S \int_0^{T_b} \cos^2 \omega_H t dt = s_{H_1}^2 \cdot \int_0^{T_b} u_1^2(t) dt \quad (5.99)$$

Do $u_1(t)$ là vector đơn vị nên: $\int_0^{T_b} u_1^2(t) dt = 1$, ta có thể viết:

$$s_{H_1}^2 = 2P_S \int_0^{T_b} \cos^2 \omega_H t dt = E_b \left[1 + \frac{\sin 2\omega_H T_b}{2\omega_H T_b} \right] \quad (5.100)$$

trong đó E_b là năng lượng bit ($E_b = P_S \cdot T_b$).

Khi biết được s_{H_1} từ (5.100), ta suy ra từ (5.98a):

$$u_1(t) = \frac{\sqrt{2P_S}}{s_{H_1}} \cdot \cos \omega_H t \quad (5.101)$$

Nhân hai vế của (5.98b) cho vector đơn vị $u_1(t)$ ở (5.101), sau đó lấy tích phân hai vế trong miền $[0, T_b]$, ta nhận được:

$$\int_0^{T_b} s_L(t) \cdot u_1(t) dt = \sqrt{2P_S} \int_0^{T_b} u_1(t) \cdot \cos \omega_L t dt = s_{L_1} \int_0^{T_b} u_1^2(t) dt + s_{L_2} \int_0^{T_b} u_1(t) \cdot u_2(t) dt$$

(5.102)

Mặt khác, vì $u_1(t)$ và $u_2(t)$ đều là các vector đơn vị trực giao nên ta có:

$$\int_0^{T_b} u_1^2(t) dt = 1 \text{ và } \int_0^{T_b} u_1(t) \cdot u_2(t) dt = 0$$

(5.103)

Do đó, từ (5.102), ta suy ra:

$$s_{L_1} = \sqrt{2P_S} \int_0^{T_b} u_1(t) \cdot \cos \omega_L t dt$$

(5.104)

Thay $u_1(t)$ từ (5.101) vào (5.104), ta có:

$$s_{L_1} = \frac{E_b}{s_{H_1}} \left[\frac{\sin(\omega_H - \omega_L) T_b}{(\omega_H - \omega_L) T_b} + \frac{\sin(\omega_H + \omega_L) T_b}{(\omega_H + \omega_L) T_b} \right]$$

(5.105)

trong đó $\omega_H \neq \omega_L$ và chúng đều không là bội tần của $f_b = 1/T_b$.

Ta cũng bình phương hai vế của (5.98b), sau đó lấy tích phâr trên miền $[0, T_b]$:

$$\begin{aligned} \int_0^{T_b} s_L^2(t) dt &= 2P_S \int_0^{T_b} \cos^2 \omega_L t dt = \int_0^{T_b} s_{L_1}^2 u_1^2(t) dt + \int_0^{T_b} s_{L_2}^2 u_2^2(t) dt \\ &\quad + 2 \int_0^{T_b} s_{L_1} s_{L_2} u_1(t) \cdot u_2(t) dt \end{aligned}$$

(5.106)

Tuy nhiên, vì $u_1(t)$ và $u_2(t)$ là trực chuẩn, nên (5.106) cho:

$$s_{L_1}^2 + s_{L_2}^2 = 2P_S \int_0^{T_b} \cos^2 \omega_L t dt = E_b \left[1 + \frac{\sin 2\omega_L T_b}{2\omega_L T_b} \right]$$

(5.107)

Để tính khoảng cách d giữa hai tín hiệu $s_H(t)$ và $s_L(t)$ của BFSK không trực giao, từ hình 5.22, ta suy ra:

$$d^2 = (s_{H_1} - s_{L_1})^2 + s_{L_2}^2 = s_{H_1}^2 + s_{L_1}^2 + s_{L_2}^2 - 2s_{H_1}s_{L_1}$$

(5.108)

Thay thế trị số của $s_{H_1}^2$ từ (5.100), $s_{L_1}^2 + s_{L_2}^2$ từ (5.107) và $s_{H_1}s_{L_1}$ từ (5.105) vào (5.108), ta suy ra:

$$\begin{aligned} d^2 &= E_b \left[1 + \frac{\sin 2\omega_H T_b}{2\omega_H T_b} \right] + E_b \left[1 + \frac{\sin 2\omega_L T_b}{2\omega_L T_b} \right] \\ &\quad - 2E_b \left[\frac{\sin(\omega_H - \omega_L)T_b}{(\omega_H - \omega_L)T_b} + \frac{\sin(\omega_H + \omega_L)T_b}{(\omega_H + \omega_L)T_b} \right] \end{aligned} \quad (5.109)$$

Giả sử gần đúng rằng: $f_H \gg f_b = 1/T_b$, do đó $\omega_H T_b \gg 1$
 $f_L \gg f_b = 1/T_b$, do đó $\omega_L T_b \gg 1$
 $(f_H - f_L) \ll (f_H + f_L)$

ta sẽ có gần đúng: $\left| \frac{\sin 2\omega_H T_b}{2\omega_H T_b} \right| \ll 1$, $\left| \frac{\sin 2\omega_L T_b}{2\omega_L T_b} \right| \ll 1$
và $\left| \frac{\sin(\omega_H + \omega_L)T_b}{(\omega_H + \omega_L)T_b} \right| \ll \left| \frac{\sin(\omega_H - \omega_L)T_b}{(\omega_H - \omega_L)T_b} \right|$ (5.110)

Lúc này, (5.109) có thể viết gần đúng bằng:

$$d^2 \approx 2E_b \left[1 - \frac{\sin(\omega_H - \omega_L)T_b}{(\omega_H - \omega_L)T_b} \right] \quad (5.111)$$

Ta nhận thấy từ (5.111) như sau:

* Nếu $(\omega_H - \omega_L)T_b = 2\pi(m-n)f_b \cdot T_b = 2\pi(m-n)$, nghĩa là quan hệ giữa ω_H và ω_L là bội số của tốc độ bit f_b , ta có $\frac{\sin(\omega_H - \omega_L)T_b}{(\omega_H - \omega_L)T_b} = 0$, biểu thức d ở (5.111) trở thành $d = \sqrt{2E_b}$, ta có lại (5.97) của khoảng cách tín hiệu BFSK trực giao.

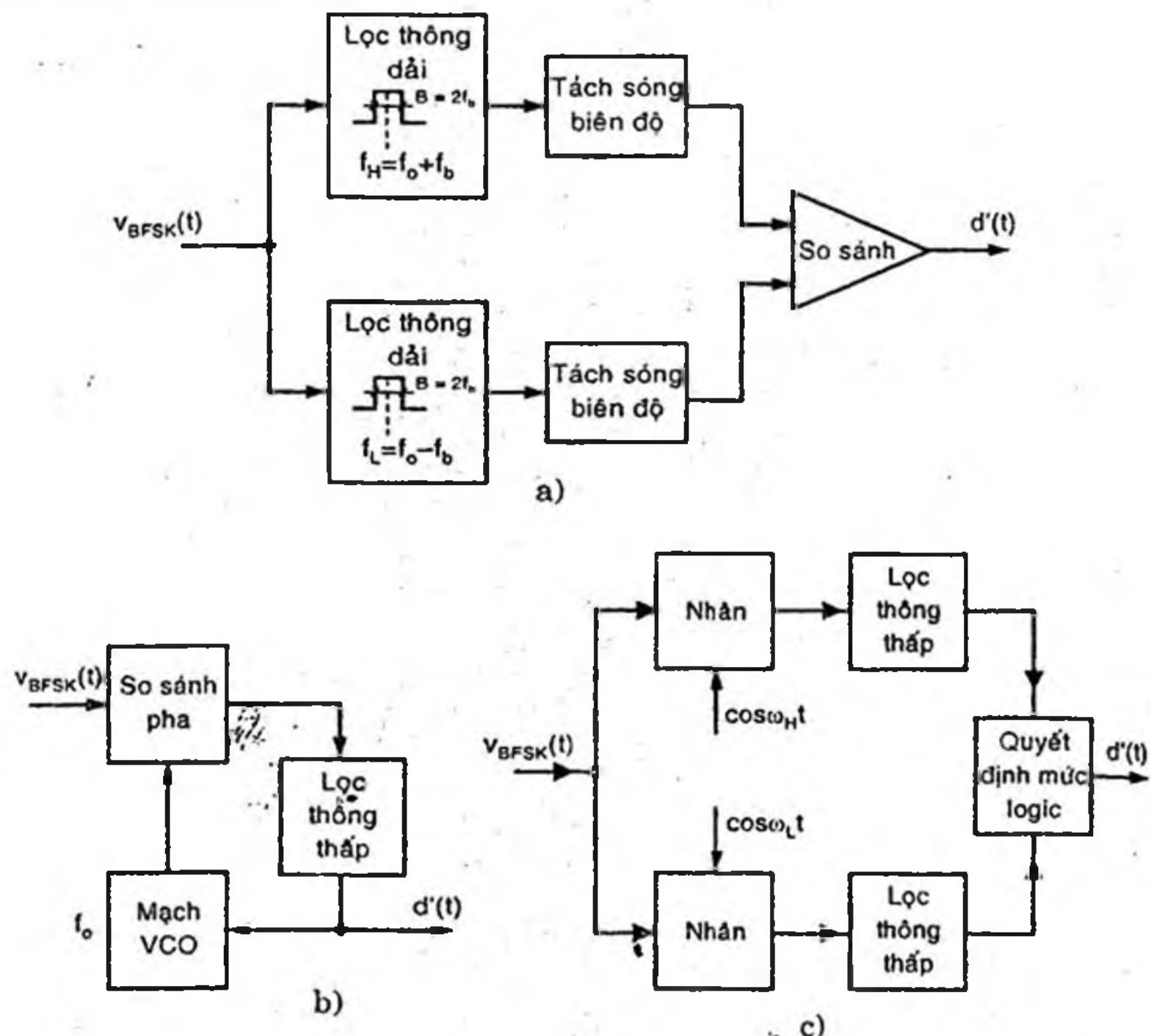
* Nếu $(\omega_H - \omega_L)T_b = 3\pi/2$, hàm $\frac{\sin(\omega_H - \omega_L)T_b}{(\omega_H - \omega_L)T_b}$ có giá trị âm nhiều nhất, do đó, (5.111) sẽ cho d đạt giá trị cực đại:

$$d_{\max} = \sqrt{2E_b \left(1 + \frac{2}{3\pi} \right)} \approx \sqrt{2.4E_b} \quad (5.112)$$

d) Giải điều chế tín hiệu BFSK

Tín hiệu $v_{BFSK}(t)$ về bản chất được xem như tín hiệu điều chế tần số nên có thể dùng các phương pháp giải điều tần (chẳng hạn, dùng lõng khóa PLL); mặt khác, về hình thức, như đã trình bày ở (5.92), $v_{BFSK}(t)$ có thể được xem như tổng hợp của hai tín hiệu ASK ở hai tần số mang ω_H và ω_L khác nhau, do đó, có thể dùng các phương pháp tách sóng biên độ hoặc tách sóng nhân kết hợp để giải điều chế.

Hình 5.23a,b,c giới thiệu sơ đồ khối của các mạch giải điều chế BFSK kiểu kết hợp và không kết hợp (tách sóng biên độ) và kiểu dùng vòng khóa pha.



Hình 5.23 a) Sơ đồ khói bô giải điều chế BFSK kiểu không kết hợp (non-coherent)

b) Sơ đồ khói bô giải điều chế BFSK dùng vòng khóa pha

c) Sơ đồ khói bô giải điều chế BFSK kiểu kết hợp (coherent)

e) Ảnh hưởng của nhiễu

Khi có nhiễu cộng AWGN có mật độ phổ công suất η tác động vào tín hiệu $v_{BFSK}(t)$, ta cũng dùng phương pháp tính xác suất thu sai P_e dựa trên khoảng cách d của hai trạng thái tín hiệu. Ta cũng nhận được kết quả tương tự như đối với kiểu điều chế BPSK cho ở (5.73):

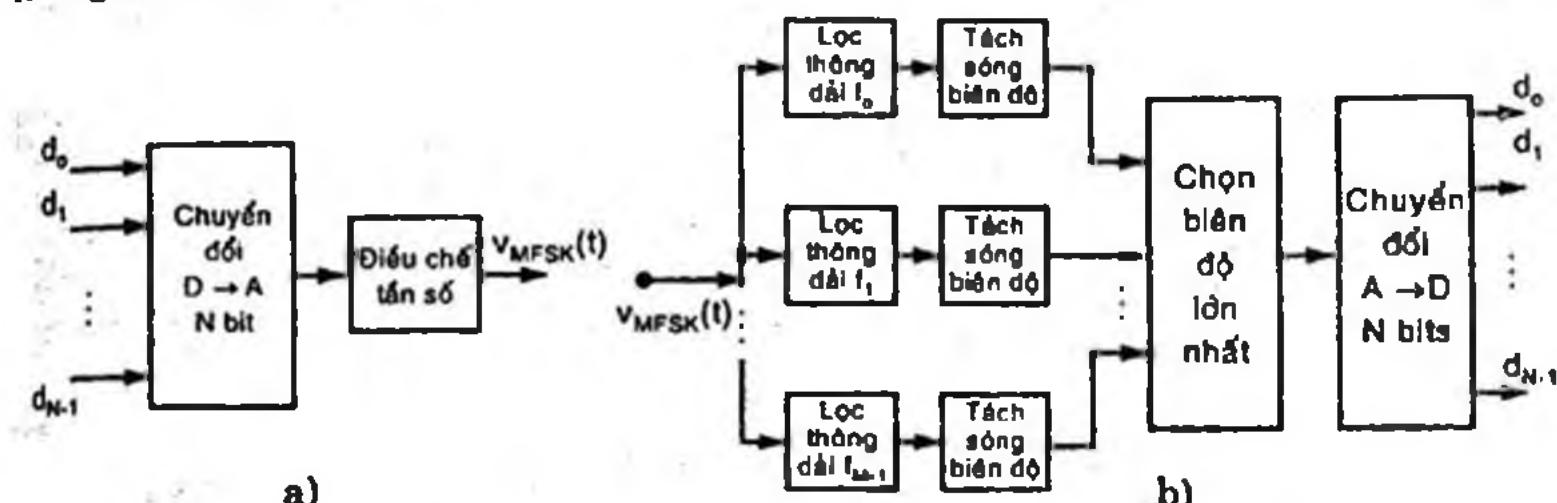
$$P_e = \frac{1}{2} erfc \left(\sqrt{\frac{d^2}{4\eta}} \right) \quad (5.113)$$

Với BFSK trực giao, thay thế giá trị d ở (5.97) vào (5.113), ta có:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{P_s T_b}{2\eta}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2\eta}}\right) \quad (5.114)$$

2. Điều chế dịch tần bậc M (M -ary FSK)

Trong điều chế dịch tần bậc M , ta dùng $M = 2^N$ tần số sóng mang, đặc trưng cho M trạng thái tương ứng với N bit nhị phân của luồng số liệu.



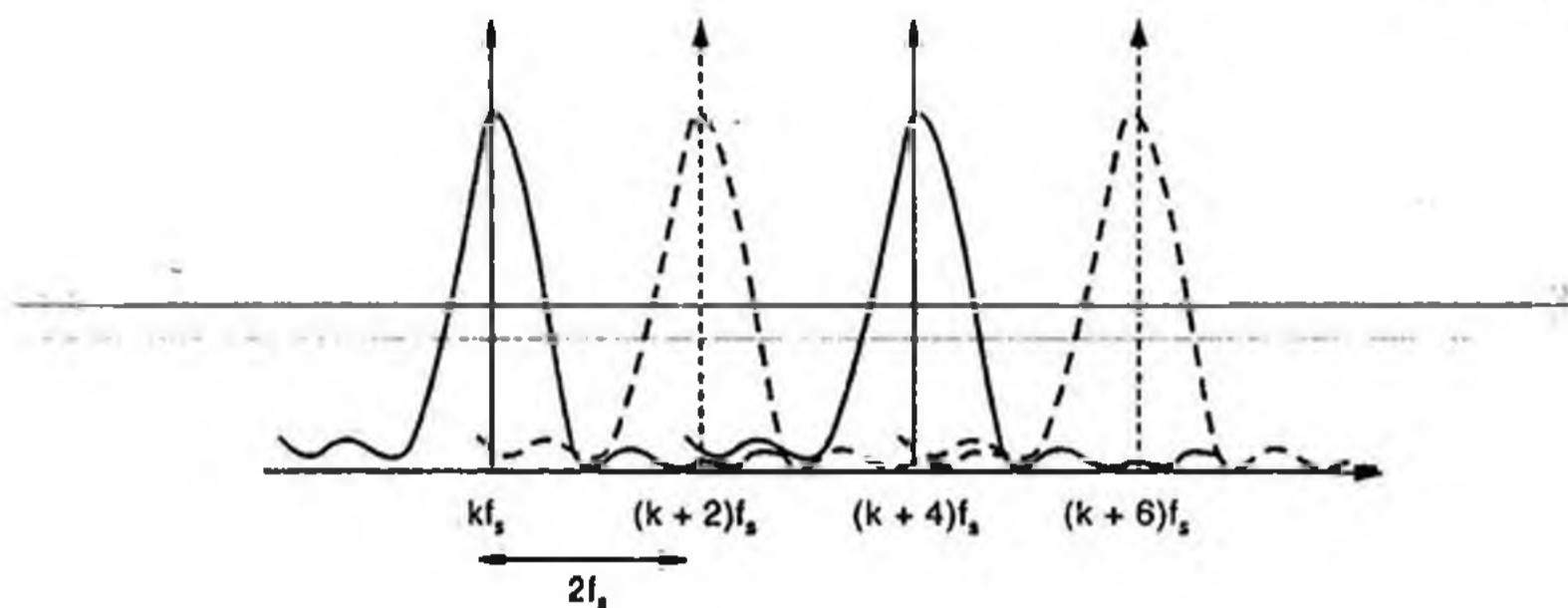
Hình 5.24 a) Khối điều chế M -ary FSK

b) Khối giải điều chế M -ary FSK dùng M bộ lọc thông dài

Hình 5.24a giới thiệu khối điều chế M -ary FSK, trong đó N bit số liệu nhị phân được chuyển đổi $D \rightarrow A$ thành các mức điện thế điều khiển tần số bộ dao động sóng mang, do đó ta nhận được tín hiệu $v_{MFSK}(t)$ ở $M = 2^N$ tần số khác nhau.

Hình 5.24b giới thiệu khối giải điều chế M -ary FSK, trong đó dùng $M = 2^N$ bộ lọc thông dài ở M tần số khác nhau của $v_{MFSK}(t)$, mỗi bộ có dài thông $2f_s$ (f_s là tần số phát của mỗi ký hiệu số M mức). Tín hiệu ở ngõ ra mỗi bộ lọc được tách sóng biên độ, chọn lựa thành phần biên độ lớn nhất để đưa vào bộ chuyển đổi $A \rightarrow D$, ta nhận được N bits số liệu tương ứng với N số liệu tại nơi phát.

Để đạt được điều kiện trực giao của M tần số sóng mang, chúng phải được chọn cách nhau các khoảng $2f_s = 2f_b/N$ và phải là các bội số nguyên lần của f_s . Trong điều kiện này, phổ tần số của tín hiệu $v_{MFSK}(t)$ được xem là tổng hợp của M tín hiệu điều chế ASK riêng biệt ở các tần số tương ứng là $2kf_s$, như được vẽ ở hình 5.25. Chú ý rằng để các tần số là trực giao với nhau, các điểm triệt tiêu của hàm mật độ công suất của hai sóng mang kề nhau phải trùng nhau, do đó, khoảng cách tần số giữa hai sóng mang kề nhau phải là $2f_s$.



Hình 5.25 Phổ tần số của tín hiệu $v_{MFSK}(t)$

Dải tần số của $v_{MFSK}(t)$ là:

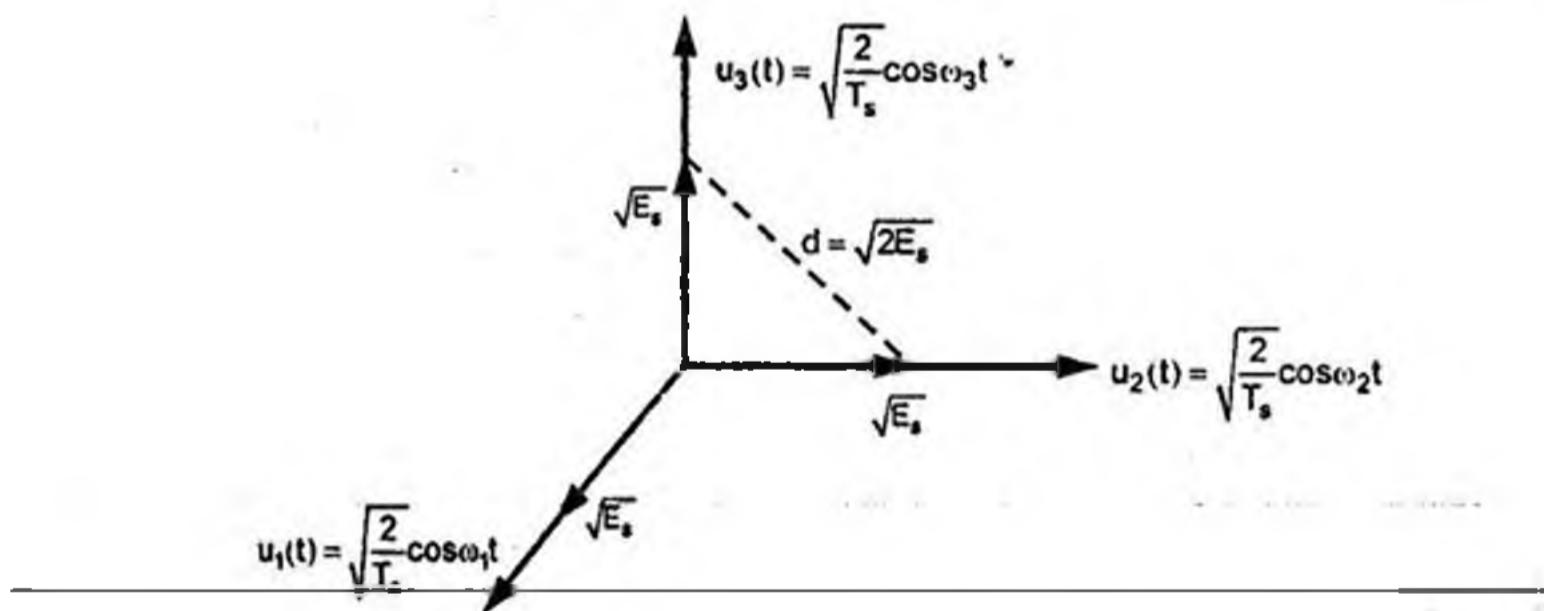
$$B_{MFSK} = 2Mf_S = 2^{N+1} \cdot \frac{f_b}{N} \quad (5.115)$$

Với M-ary FSK trực giao, các trạng thái tín hiệu phải được biểu diễn trong không gian M chiều. Chẳng hạn với điều chế 3-FSK ($M = 3$), chúng ta vẽ không gian tín hiệu 3 chiều ở hình 5.26, các vector trạng thái đều có module là $\sqrt{E_s}$, với E_s là năng lượng ký hiệu của mỗi N bits.

$$E_s = NE_b \quad (5.116)$$

Ta có thể suy ra khoảng cách d giữa hai trạng thái kế nhau là:

$$d = \sqrt{2E_s} = \sqrt{2NE_b} \quad (5.117)$$



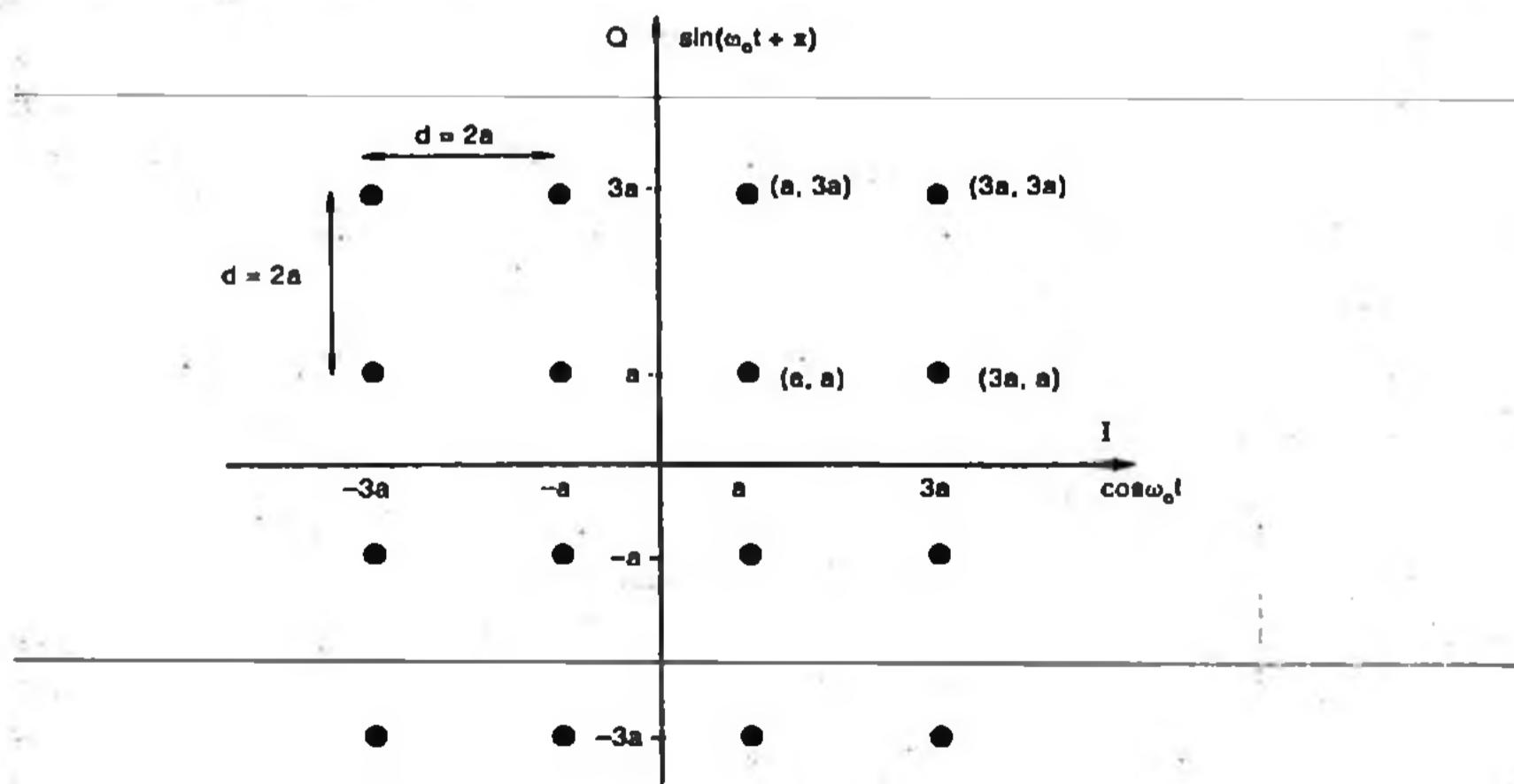
Hình 5.26 Khoảng cách tín hiệu của hai trạng thái trong điều chế 3-FSK

5.4 ĐIỀU BIÊN TRỰC PHA QAM

Điều biên trực pha QAM (*Quadrature Amplitude Modulation*) hay còn gọi là điều chế QASK (*Quadrature Amplitude Shift Keying*) là sự kết hợp giữa điều pha và điều biên của sóng mang đối với chuỗi số.

Trong phương pháp điều chế M-ary PSK, để tăng hiệu suất sử dụng băng tần với cùng một tốc độ bits f_b , ta cần phải tăng bậc điều chế pha, có nghĩa là tăng $M = 2^N$. Tuy nhiên, theo (5.88) và (5.89), khi tăng M (và tăng N), khoảng cách d giữa các trạng thái kế nhau sẽ giảm và xác suất thu sai P_e sẽ tăng lên. Để khắc phục khó khăn này, ta dùng phương pháp điều chế QAM thay cho kiểu điều chế M-ary PSK khi truyền dữ liệu trên cùng một dải băng tần với tốc độ bits không đổi.

Trong phần này, để thuận tiện cho việc minh họa, ta sẽ khảo sát một dạng QAM tiêu biểu là tín hiệu 16-QAM, trong đó 16 trạng thái của tín hiệu $v_{QAM}(t)$ được dùng để biểu thị 16 trạng thái của 4 bits số nhị phân. Như vậy, với 16-QAM, mỗi ký hiệu hoặc mỗi trạng thái được truyền đi sẽ tương ứng với một chuỗi số liệu dài 4-bits. Các trạng thái tín hiệu của 16-QAM trong không gian tín hiệu được vẽ ở hình 5.27. Hai trục tọa độ I và Q biểu thị trạng thái đồng pha và vuông pha của các sóng mang $\cos\omega_0 t$ và $\sin(\omega_0 t + \pi)$.



Hình 5.27 Các điểm trạng thái pha của tín hiệu 16-QAM

Các điểm trạng thái QAM không phân bố đều trên các vòng tròn như trong điều chế M-ary PSK, mà phân bố cách đều nhau trong mặt phẳng tọa độ vuông. Khoảng cách d giữa hai điểm kế nhau là $2a$.

1. Biểu thức của tín hiệu 16-QAM

Với các trạng thái tín hiệu khác nhau ở hình 5.27, ta thấy rằng năng lượng chuẩn hóa của mỗi ký hiệu E_S là bình phương khoảng cách từ gốc tọa độ đến vị trí của điểm trạng thái tương ứng. Như vậy, nếu xác suất xuất hiện các trạng thái tín hiệu trong 16 trạng thái trên là bằng nhau (nghĩa là xác suất xuất hiện các trường hợp khác nhau của tổ hợp 4-bits là bằng nhau), ta có thể tính được năng lượng trung bình chuẩn hóa của mỗi trạng thái là:

$$E_S = \frac{1}{16} [4(a^2 + a^2) + 4(9a^2 + a^2) + 4(a^2 + 9a^2) + 4(9a^2 + 9a^2)] = 10a^2 \quad (5.118)$$

Ta suy ra, khoảng cách d giữa hai trạng thái kế nhau là:

$$d = 2a = 2\sqrt{0.1E_S} \quad (5.119)$$

Do mỗi ký hiệu tương ứng 4-bits nhị phân, do đó $E_S = 4E_b$, vậy:

$$d = 2\sqrt{0.4E_b} \quad (5.120)$$

Khoảng cách d phụ thuộc năng lượng bit E_b . Khi năng lượng bit E_b càng tăng (tương ứng công suất phát tăng hoặc tốc độ bit giảm), khoảng cách d sẽ tăng và do đó xác suất thu sai P_e sẽ giảm.

Từ hình 5.27, ta có thể viết biểu thức của 16-QAM như sau:

$$v_{QAM}(t) = k_1 \cdot a \cdot u_1(t) + k_2 \cdot a \cdot u_2(t) \quad (5.121)$$

trong đó: $u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_S}} \cos \omega_o t$ (5.122a)

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_S}} \sin(\omega_o t + \pi) \quad (5.122b)$$

là các vector đơn vị trực chuẩn tương ứng với thành phần I và Q; k_1 và k_2 có thể nhận các giá trị lần lượt là ± 1 và ± 3 .

Kết hợp (5.119) và (5.121), ta có thể viết lại:

$$\begin{aligned} v_{QAM}(t) &= k_1 \sqrt{0.2 \frac{E_S}{T_S}} \cos \omega_o t + k_2 \sqrt{0.2 \frac{E_S}{T_S}} \sin(\omega_o t + \pi) \\ &= k_1 \sqrt{0.2 P_S} \cos \omega_o t + k_2 \sqrt{0.2 P_S} \sin(\omega_o t + \pi) \end{aligned} \quad (5.123)$$

với $P_S = E_S/T_S$ là công suất tín hiệu.

2- Phổ của tín hiệu QAM

Do biểu thức của $v_{QAM}(t)$ ở (5.123) hoàn toàn đồng dạng với biểu thức $v_M(t)$ của M-ary PSK ở (5.63), ta có thể phân tích hoàn toàn tương tự như trường hợp của điều chế M-ary PSK (chỉ khác rằng trong trường hợp QAM, các hệ số k_1 và k_2 là các biến ngẫu nhiên bốn trạng thái), ta suy ra biểu thức mật độ phổ công suất của QAM là:

$$G_{QAM}(f) = \frac{P_S T_S}{2} \left[\left(\frac{\sin \pi(f - f_o) T_S}{\pi(f - f_o) T_S} \right)^2 + \left(\frac{\sin \pi(f + f_o) T_S}{\pi(f + f_o) T_S} \right)^2 \right] \quad (5.124)$$

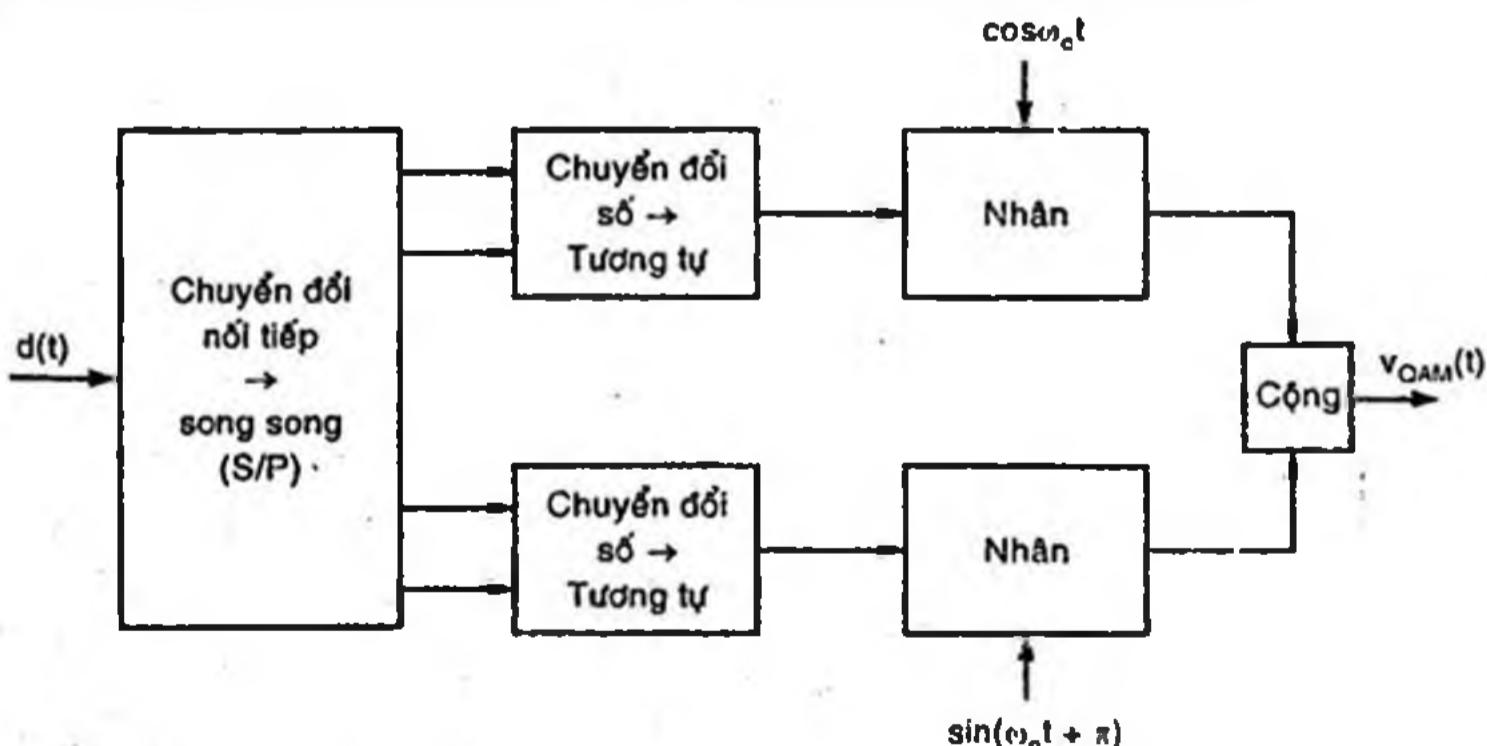
trong đó $T_S = N T_b = 4 T_b$ (với 16-QAM).

Độ rộng phổ tần cũng suy ra tương tự (5.69):

$$B = 2 \frac{f_b}{N} \quad (5.125)$$

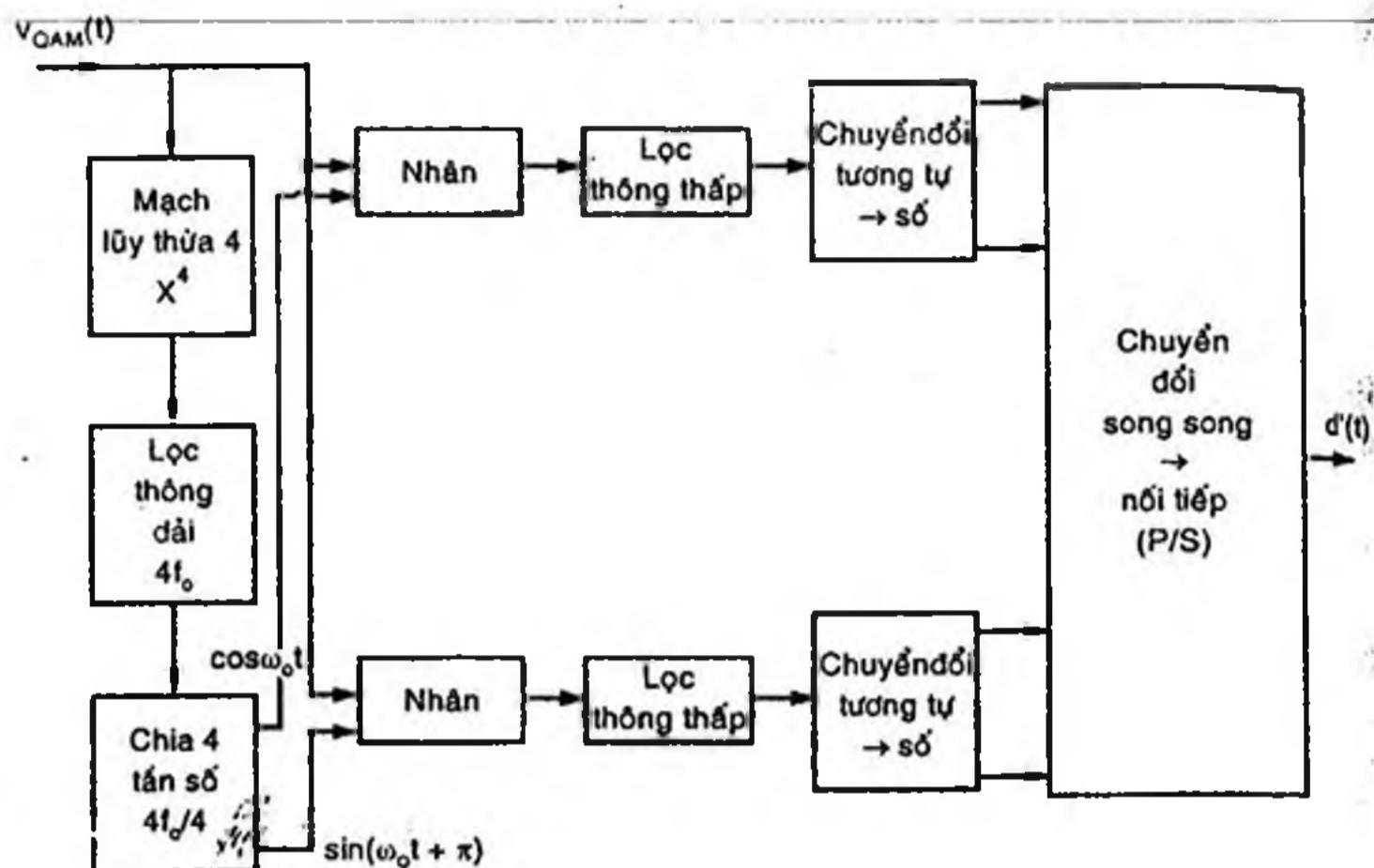
3- Mạch điều chế và giải điều chế 16-QAM

Hình 5.28 giới thiệu sơ đồ khối mạch điều chế 16-QAM (mỗi trạng thái tương ứng 4-bits). Khối chuyển đổi nối tiếp/song song (S/P) có chức năng thu nhận và ghi dịch mỗi 4 bits liên tiếp của chuỗi số, sau đó xuất song song đến hai bộ chuyển đổi $D \rightarrow A$.



Hình 5.28 Sơ đồ khối mạch điều chế 16-QAM

Các mức điện thế ở ngõ ra (tương ứng với bốn trạng thái khác nhau của mỗi hệ số k_1 và k_2 trong (5.121)) sẽ được nhân với hai sóng mang vuông pha $\cos\omega_o t$ và $\sin(\omega_o t + \pi)$, sau đó tổng hợp lại thành $v_{QAM}(t)$ như biểu thức (5.121).



Hình 5.29 Sơ đồ khối mạch giải điều chế 16-QAM

Hình 5.29 giới thiệu sơ đồ khối mạch giải điều chế 16-QAM. Từ tín hiệu $v_{QAM}(t)$ có biểu thức (5.123) được truyền đến nơi thu, ta có thể tái lập hai sóng mang vuông pha $\cos\omega_o t$ và $\sin(\omega_o t + \pi)$ bằng cách dùng các bộ lũy thừa bậc 4, bộ thông dài $4f_o$ và chia 4 tần số. Thật vậy, lũy thừa bậc 4 của $v_{QAM}(t)$ ở (5.123) sẽ cho:

$$v_{QAM}^4(t) = 0,04P_S^2(k_1 \cos\omega_o t + k_2 \sin(\omega_o t + \pi))^4 \quad (5.126)$$

Cho $v_{QAM}^4(t)$ qua mạch lọc thông dài có tần số trung tâm là $4f_o$, ta còn lại:

$$0,04P_S^2 \left(\frac{k_1^4 + k_2^4 - 6k_1k_2}{8} \right) \cos 4\omega_o t + 0,04P_S^2 \frac{k_1k_2(k_1^2 - k_2^2)}{2} \cdot \sin 4\omega_o t \quad (5.127)$$

Giá trị trung bình của (5.127) theo thời gian sẽ cho $\overline{k_1^2} - \overline{k_2^2} = 0$ (do xác suất xảy ra các trạng thái của k_1 và k_2 đều giống nhau), do đó chỉ còn tồn tại thành phần số hạng của hàm $\cos 4\omega_o t$.

Bộ chia 4 tần số cho phép ta nhận được hai tín hiệu vuông pha $\cos(\omega_0 t)$ và $\sin(\omega_0 t + \pi)$ ở cùng tần số ω_0 với sóng mang tại nơi phát.

Các khối nhân, lọc thông thấp, chuyển đổi $A \rightarrow D$ và chuyển đổi $D \rightarrow A$ song/nối tiếp là các bước ngược lại của các bước trong khâu điều chế. Kết quả, ta nhận được chuỗi số $d'(t)$ tại ngõ ra.

5 ĐIỀU CHẾ DỊCH PHA TỐI THIỂU MSK

Trong các phương pháp điều chế số đã xét ở các phần trên (ASK, FSK, PSK, QAM), các thông số của sóng mang (biên độ, tần số hoặc pha) luôn luôn biến thiên đột biến tại các thời điểm xảy ra đổi trạng thái của chuỗi bits số (xem hình 5.1, 5.5 và 5.18). Điều này sẽ gây ra các vạch phổ phụ ngoài ý muốn ở vùng phổ lân cận của dải tần số sóng mang, tuy không gây trở ngại gì cho việc truyền tín hiệu số ở kênh đang xét nhưng lại có thể gây nhiễu cho các kênh số lân cận. Chẳng hạn, nhiễu xuyên kênh của hệ thống QPSK thường khá mạnh, khiến Ủy Ban Thông Tin Liên Bang Mỹ FCC (*Federal Communication Committee*) và Ủy Ban Tư Vấn Phát Sóng Quốc Tế CCIR (*Comité Consultatif International en Radiodiffusion*) phải qui định buộc sử dụng các bộ lọc dải tần tại tần số sóng mang để loại bỏ hết các nhiễu và cả các búp phổ phụ (*side lobes*).

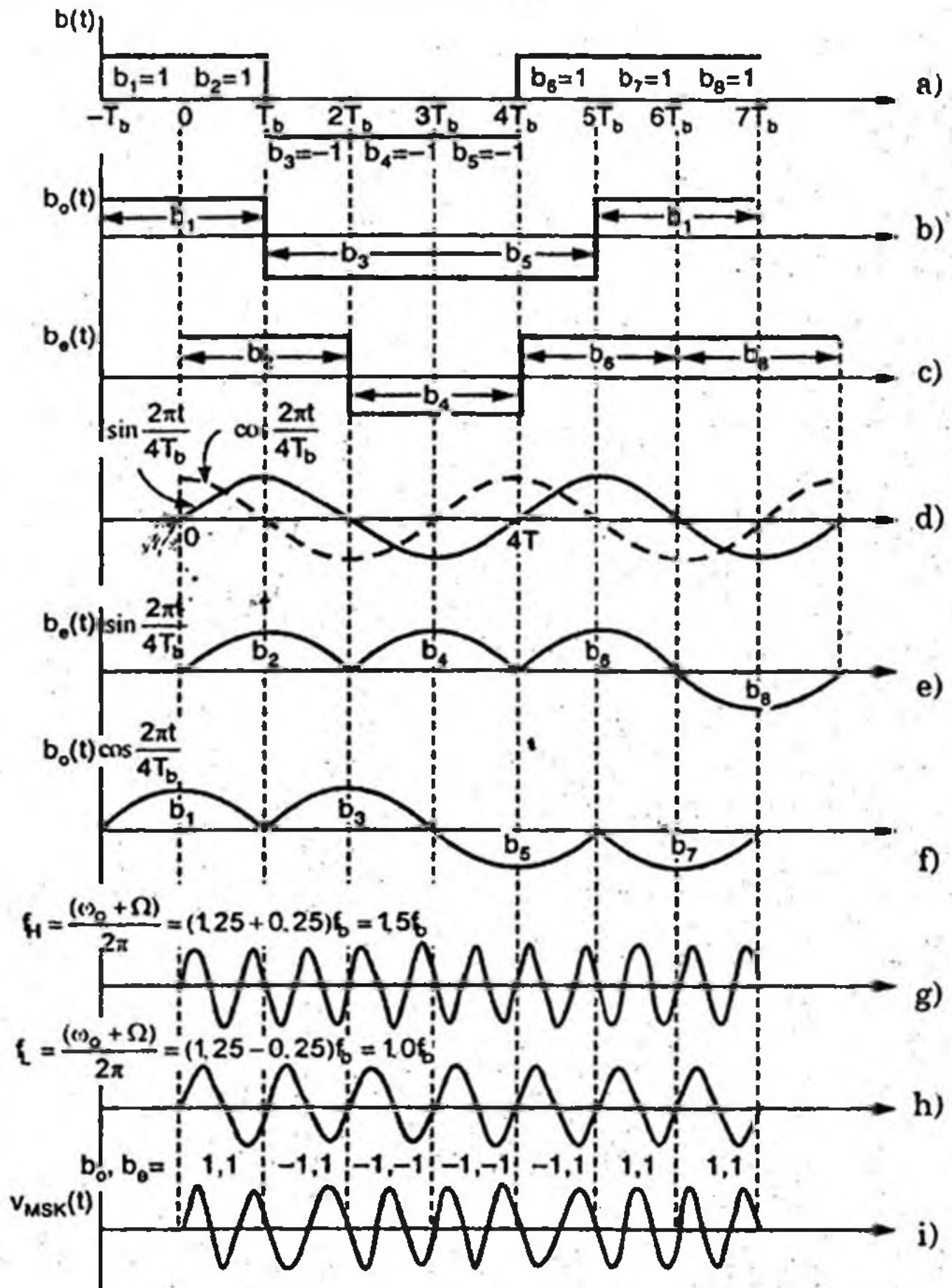
Để khắc phục nhược điểm trên, kỹ thuật điều chế dịch pha tối thiểu (MSK: *Minimum Shift Keying*) được sử dụng, mục đích làm cho các phổ ngoài vùng có ích suy giảm rất nhanh và không gây ảnh hưởng đến các kênh lân cận. Kỹ thuật MSK có thể được xem như một cải tiến của kỹ thuật QPSK, trong đó sự đột biến về pha, và trên thực tế sẽ dẫn đến đột biến về biên độ của sóng mang, sẽ được loại bỏ. Hai sự khác biệt chính giữa MSK và QPSK là:

- Trong QPSK, tín hiệu ở băng tần gốc là tín hiệu xung (các mức luận lý), trong khi ở MSK, tín hiệu ở băng tần gốc là các tín hiệu liên tục, được thực hiện bằng cách nhân tín hiệu xung với một tín hiệu điều hòa tần số thấp Ω . Điều này làm cho búp phổ chính (main lobe) của MSK ở băng tần gốc sẽ rộng hơn 1,5 lần so với búp phổ của QPSK, nhưng các búp phổ phụ (side lobe) của MSK sẽ bị suy

giảm rất nhanh, do đó không gây nhiễu kênh lân cận hoặc giúp phép lọc dải tần được dễ dàng hơn.

- Pha sóng mang của MSK là liên tục, giúp tránh được các nhiễu liên ký tự khi tín hiệu được khuếch đại phi tuyến.

1- Biểu thức và dạng sóng của MSK



Hình 5.30 Các dạng sóng tín hiệu trong điều chế MSK

Hình 5.30 giới thiệu dạng sóng các bits số, các tín hiệu tần số lặp Ω , các dạng tín hiệu băng tần gốc và tín hiệu MSK. Gọi chuỗi bits số xuất hiện là $b(t)$ (H.5.30a), có thể được phân chia thành chuỗi bits lẻ $b_o(t)$ và chuỗi bits chẵn $b_e(t)$ (H.5.30b, c) có chu kỳ bit $T_s = 2T_b$. Hai tín hiệu điều hòa tần số thấp vuông pha $\sin(2\pi t/4T_b)$ và $\cos(2\pi t/4T_b)$ có chu kỳ $4T_b$ (H.5.30d) được khởi tạo và lần lượt nhân với chuỗi bit chẵn $b_e(t)$ và lẻ $b_o(t)$, ta sẽ có các tín hiệu băng tần gốc $b_e(t)\sin\left(\frac{2\pi t}{4T_b}\right)$ và $b_o(t)\cos\left(\frac{2\pi t}{4T_b}\right)$ ở hình 5.30e, f. Các tín hiệu băng tần gốc này được dùng để điều chế hai sóng mang vuông pha $\cos\omega_o t$ và $\sin\omega_o t$, kết quả ta có tín hiệu $v_{MSK}(t)$ có biểu thức:

$$\begin{aligned} v_{MSK}(t) &= \sqrt{2P_S} \left[b_e(t) \cdot \sin 2\pi \left(\frac{t}{4T_b} \right) \right] \cos \omega_o t + \\ &\quad + \sqrt{2P_S} \left[b_o(t) \cdot \cos 2\pi \left(\frac{t}{4T_b} \right) \right] \sin \omega_o t \end{aligned} \quad (5.127)$$

Áp dụng phép biến đổi lượng giác, ta có thể viết (5.127) thành:

$$\begin{aligned} v_{MSK}(t) &= \sqrt{2P_S} \left[\frac{b_o(t) + b_e(t)}{2} \right] \sin(\omega_o + \Omega)t + \\ &\quad + \sqrt{2P_S} \left[\frac{b_o(t) - b_e(t)}{2} \right] \sin(\omega_o - \Omega)t \end{aligned} \quad (5.128)$$

trong đó $\Omega = \frac{2\pi}{4T_b} = 2\pi \left(\frac{f_b}{4} \right)$ (5.129)

Nếu ta đặt:

$$C_H(t) = \frac{b_o(t) + b_e(t)}{2} \quad (5.130a)$$

$$C_L(t) = \frac{b_o(t) - b_e(t)}{2} \quad (5.130b)$$

$$\omega_H = \omega_o + \Omega \quad (5.130c)$$

$$\omega_L = \omega_o - \Omega \quad (5.130d)$$

thì (5.128) được viết lại:

$$v_{MSK}(t) = \sqrt{2P_S} C_H(t) \sin \omega_H t + \sqrt{2P_S} C_L(t) \sin \omega_L t \quad (5.131)$$

Chú ý rằng $b_o(t)$ và $b_e(t)$ là các mức logic nhị phân có giá trị 1, do đó, theo (5.130), ta có thể thiết lập bảng giá trị của $C_H(t)$ và

$C_L(t)$, như được vẽ ở bảng 5.3.

Bảng 5.3 Các giá trị của $C_H(t)$ và $C_L(t)$

$b_o(t)$	$b_e(t)$	$C_H(t)$	$C_L(t)$
+ 1	+ 1	+ 1	0
+ 1	- 1	0	+ 1
- 1	+ 1	0	- 1
- 1	- 1	- 1	0

Ta nhận thấy rằng:

- Nếu $b_o = b_e$ thì $C_L = 0$ và $C_H = b_o = \pm 1$
- Nếu $b_o = -b_e$ thì $C_H = 0$ và $C_L = b_o = \pm 1$

Như vậy, tùy theo các giá trị logic của $b_o(t)$ và $b_e(t)$ mà C_H và C_L thay đổi dấu, do đó, không chỉ có tần số của sóng mang ω_H và ω_L thay đổi mà cả pha của sóng mang cũng được dùng để chuyển tải tin tức. Nhờ đặc tính này mà MSK còn được gọi là FSK nhanh (*fast FSK*).

Các tần số ω_H và ω_L được chọn sao cho hai thành phần tín hiệu trong (5.131) là trực giao với nhau trong các khoảng thời gian T_b , nói cách khác, ta phải có:

$$\int_0^{T_b} \sin \omega_H t \cdot \sin \omega_L t dt = 0 \quad (5.132)$$

Phương trình (5.132) được thỏa mãn khi các tần số ω_H và ω_L là:

$$\omega_H - \omega_L = \frac{n\pi}{T_b} \quad (5.133a)$$

$$\omega_H + \omega_L = \frac{m\pi}{T_b} \quad (5.133b)$$

với m và n là các số nguyên dương.

Mặt khác từ (5.129) và (5.130c), (5.130d), ta suy ra:

$$\omega_H = \omega_o + \frac{2\pi f_b}{4} \quad (5.134a)$$

$$\omega_L = \omega_o - \frac{2\pi f_b}{4} \quad (5.134b)$$

Kết hợp (5.133) và (5.134), ta suy ra các tần số được chọn như sau:

$$\omega_o = k \frac{2\pi f_b}{4} \quad (5.135a)$$

$$\omega_H = (k+1) \frac{2\pi f_b}{4} \quad (5.135b)$$

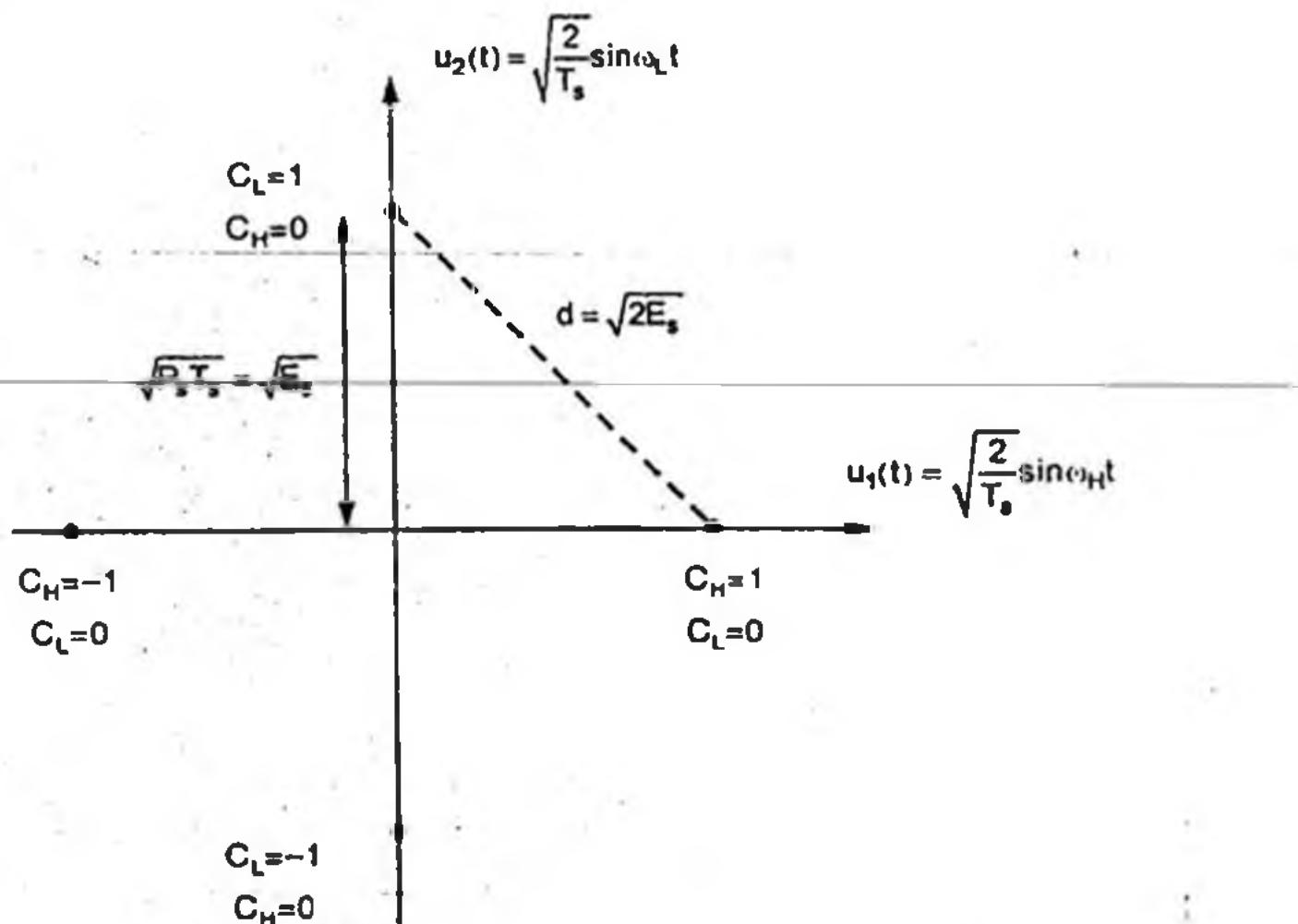
$$\omega_L = (k-1) \frac{2\pi f_b}{4} \quad (5.135c)$$

3. Giải đồ vector của MSK

Giải đồ vector trạng thái MSK trong không gian tín hiệu được vẽ ở hình 5.31. Các vector đơn vị của không gian được chọn lần lượt là:

$$u_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \omega_H t \quad (5.136a)$$

$$u_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin \omega_L t \quad (5.136b)$$



Hình 5.31 Giải đồ vector MSK trong không gian tín hiệu

So sánh biểu thức của BFSK ở (5.92) với biểu thức của MSK ở (5.131), ta nhận thấy chúng đồng dạng với nhau; điểm khác biệt duy nhất là đối với BFSK, các giá trị p_H và p_L ở các mức 0 và 1 tương

ứng với bits nhị phân $d(t)$, trong khi đối với MSK, các giá trị $C_H(t)$ và $C_L(t)$ có các mức 0, +1 và -1, tùy theo cặp bits $b_e b_o$. Điều này có nghĩa rằng tín hiệu MSK có thể được xem như sự mở rộng của tín hiệu BFSK, trong đó không những tần số sóng mang thay đổi (giữa ω_H và ω_L) mà pha của sóng mang cũng được dùng để chuyển tải tin tức. Do đó, không gian tín hiệu MSK ở hình 5.31 tương tự như không gian tín hiệu BFSK ở hình 5.21, nhưng có thêm các điểm trạng thái ở phía âm của các trục.

Vì các vector đơn vị $u_1(t)$ và $u_2(t)$ có biên độ $\sqrt{2/T_S}$ nên các thành phần của $v_{MSK}(t)$ trong (5.131) có biên độ $\sqrt{2P_S}$ được biểu diễn bằng vector có độ dài $\sqrt{P_S T_S} = \sqrt{E_S}$.

Như vậy, khoảng cách giữa hai trạng thái tín hiệu gần nhất là:

$$d = \sqrt{2E_S} = \sqrt{4E_b} \text{ với } E_S = 2E_b \quad (5.137)$$

3- Phổ của tín hiệu MSK

Từ biểu thức (5.127), ta có thể viết lại như sau:

$$v_{MSK}(t) = p_e(t) \cdot \cos \omega_o t + p_o(t) \cdot \sin \omega_o t \quad (5.138)$$

trong đó: $p_e(t) = \sqrt{2P_S} b_e(t) \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} f_b t\right) \quad (5.139a)$

$$p_o(t) = \sqrt{2P_S} b_o(t) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{2} f_b t\right) \quad (5.139b)$$

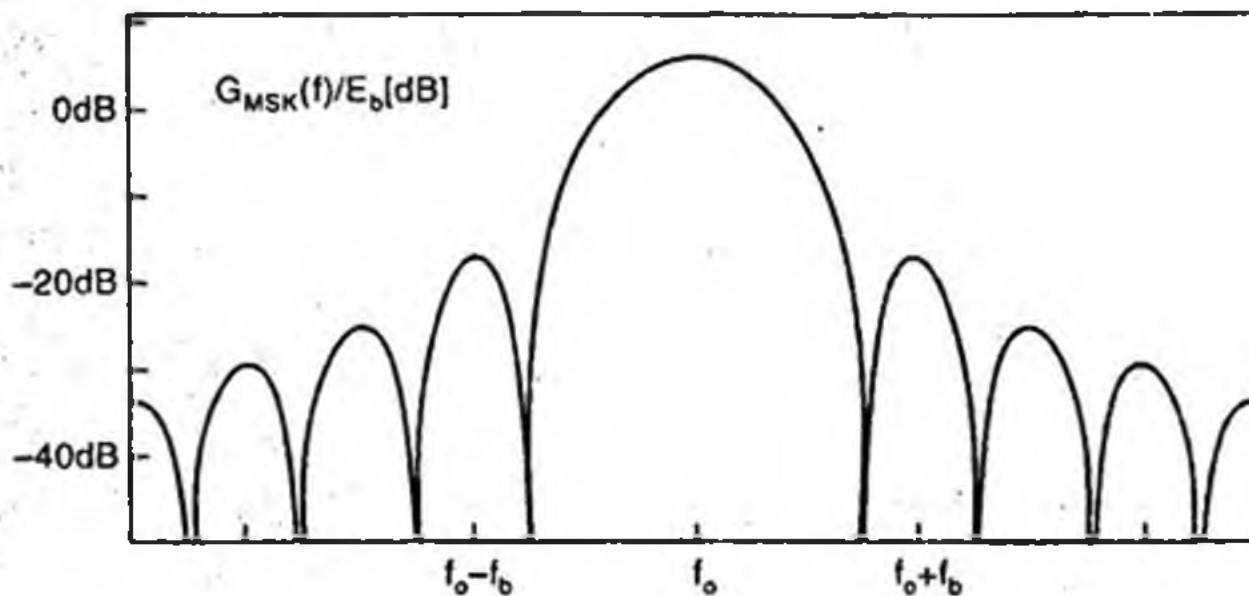
Ta nhận thấy $p_e(t)$ và $p_o(t)$ lại là tích số của các chuỗi bits số $b_e(t)$ và $b_o(t)$ với các thành phần điều hòa tần số thấp $\frac{2\pi f_b}{4} = \frac{\pi f_b}{2}$, ta có thể suy ra hàm mật độ phổ công suất của $p_e(t)$ và $p_o(t)$ có dạng:

$$G_p(f) = \frac{32P_S/T_b}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi f/f_b}{1 - \left(\frac{4f}{f_b} \right)^2} \right]^2 \quad (5.140)$$

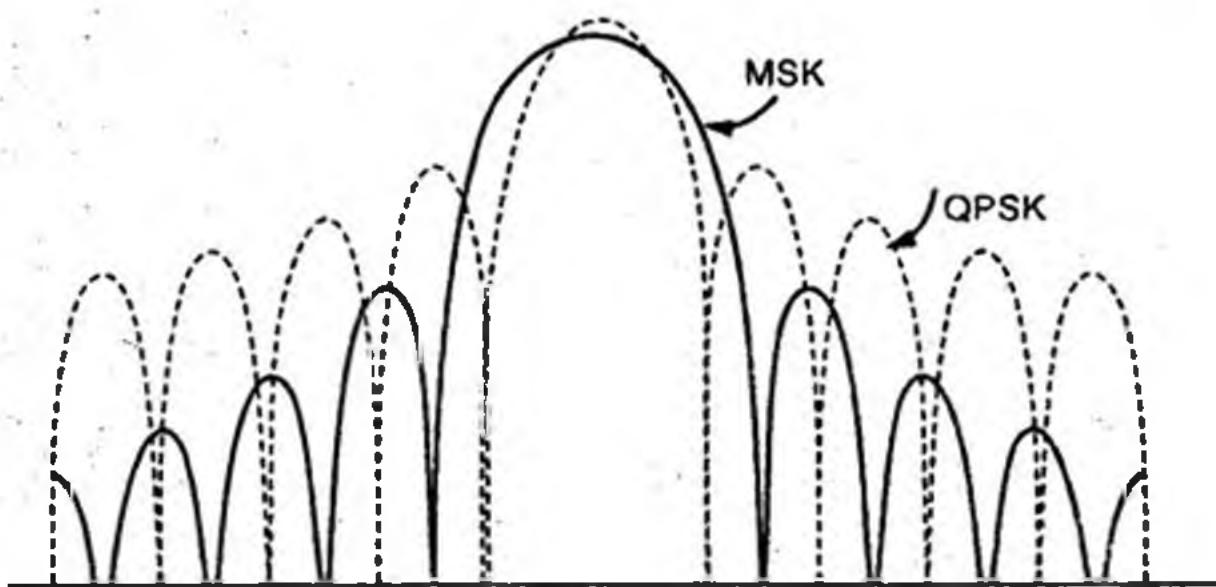
Theo (5.138), ta suy ra hàm mật độ phổ công suất MSK là:

$$G_{MSK}(f) = \frac{8P_S/T_b}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi(f - f_o)/f_b}{1 - \left(\frac{4(f - f_o)}{f_b} \right)^2} \right]^2 + \frac{8P_S/T_b}{\pi^2} \left[\frac{\cos 2\pi(f + f_o)/f_b}{1 - \left(\frac{4(f + f_o)}{f_b} \right)^2} \right]^2 \quad (5.141)$$

Đồ thị hàm mật độ phổ công suất của MSK được vẽ ở hình 5.32. Ta nhận thấy búp phổ chính của MSK có độ rộng khoảng $1.5f_b$.



Hình 5.32 Phổ mật độ công suất của MSK



Hình 5.33 So sánh phổ của MSK với phổ của QPSK.

Hình 5.33 cho phép so sánh hàm mật độ phổ công suất của MSK với hàm mật độ phổ công suất của QPSK (với cùng một năng lượng bit E_b). Búp phổ chính của MSK có độ rộng $1.5f_b$ thay vì $1.0f_b$ như đối với QPSK, tuy nhiên các búp phổ phụ của MSK suy giảm rất nhanh. Nếu đổi với QPSK, tốc độ suy giảm khoảng $1/f^2$ thì đổi với MSK, tốc độ suy giảm khoảng $1/f^4$. Do đó, đổi với MSK, 99% công suất tín hiệu được tập trung trong dải tần $1.2f_b$ trong khi đổi với QPSK, độ tập trung công suất này là trong khoảng $8f_b$.

4- Đặc tính pha liên tục của MSK

Bảng 5.4 Các giá trị pha của $v_{MSK}(t)$ theo $b_o(t)$ và $b_c(t)$

$b_o(t)$	$b_c(t)$	$v_{MSK}(t)/\sqrt{2P_s}$
+1	+1	$\sin(\omega_0 + \Omega)t$
+1	-1	$\sin(\omega_0 - \Omega)t$
-1	+1	$-\sin(\omega_0 - \Omega)t$
-1	-1	$-\sin(\omega_0 + \Omega)t$

Từ (5.128), ta có thể viết ra các giá trị pha trạng thái của $v_{MSK}(t)$ phụ thuộc vào các giá trị $b_o(t)$ và $b_c(t)$ như được cho trong bảng 5.4. Ta nhận xét rằng: pha của $v_{MSK}(t)$ phụ thuộc vào dấu của $b_o(t)$, còn dấu của Ω (ảnh hưởng đến tần số sóng mang là ω_H hoặc ω_L) phụ thuộc vào dấu của tích số $b_o(t).b_c(t)$. Nói cách khác, ta có thể viết lại (5.128) thành dạng khác như sau:

$$v_{MSK}(t) = b_c(t).\sqrt{2P_s}.\sin[\omega_0 + b_o(t).b_c(t).\Omega]t \quad (5.142)$$

trong đó, dấu của hàm sin chính là dấu của $b_o(t)$.

Pha của hàm sin là:

$$\Phi(t) = [\omega_0 + b_o(t).b_c(t).\Omega]t \quad (5.143)$$

Tùy thuộc vào dấu của tích số $b_o(t).b_c(t)$ mà pha $\Phi(t)$ có giá trị như sau:

$$\Phi_+(t) = [\omega_0 + \Omega]t \text{ nếu } b_o(t).b_c(t) = +1 \quad (5.144a)$$

$$\Phi_-(t) = [\omega_0 - \Omega]t \text{ nếu } b_o(t).b_c(t) = -1 \quad (5.144b)$$

Khi tích số $b_o(t).b_c(t)$ đảo dấu, $\Phi(t)$ sẽ chuyển từ giá trị $\Phi_+(t)$ sang $\Phi_-(t)$ hoặc ngược lại. Sự đổi dấu của $b_o(t).b_c(t)$ chỉ xảy ra khi có một bits (chẵn hoặc lẻ) đổi trạng thái, nghĩa là xảy ra tại các thời điểm kết thúc chu kỳ bits, $t = kT_b$ với k là số nguyên. Như vậy, độ chênh lệch pha giữa $\Phi_+(t)$ và $\Phi_-(t)$ tại các thời điểm này là:

$$\begin{aligned} \Delta\Phi &= \Phi_+(t) - \Phi_-(t) \\ &= [\omega_0 + \Omega]t - [\omega_0 - \Omega]t \\ &= [\omega_0 + \Omega]kT_b - [\omega_0 - \Omega]kT_b \\ &= 2\Omega kT_b \end{aligned} \quad (5.145)$$

Mặt khác, theo (5.129) thì $\Omega = 2\pi f_b/4 = \pi/2T_b$, do đó, (5.145) thành:

$$\Delta\Phi = k\pi \quad (5.146)$$

Độ chênh lệch pha $\Delta\Phi$ phụ thuộc vào thời điểm $t = kT_b$, sẽ là π hoặc 2π tùy theo k chẵn hay lẻ.

- Tại các thời điểm tương ứng k chẵn ($k = 2i$), chỉ có các bit trong luồng bits chẵn $b_o(t)$, có thể thay đổi trạng thái (các bits lẻ $b_e(t)$ không đổi), khi đó lượng biến thiên pha $\Delta\Phi$ là:

$$\Delta\Phi = 2i\pi \quad (5.147)$$

Như vậy, dấu của hàm sin trong (5.142) không đổi (do $b_o(t)$ không đổi), trong khi độ chênh lệch pha là $\Delta\Phi = 2i\pi$, do đó $v_{MSK}(t)$ không bị đột biến về pha.

- Tại các thời điểm tương ứng k lẻ ($k = 2i + 1$), các bit trong luồng bit lẻ $b_o(t)$ có thể đổi trạng thái (các bit chẵn $b_e(t)$ không đổi), khi đó lượng biến thiên pha $\Delta\Phi$ là:

$$\Delta\Phi = (2i + 1)\pi \quad (5.148)$$

Như vậy, dấu của hàm sin trong (5.142) đổi (do $b_o(t)$ đổi trạng thái), trong khi độ chênh lệch pha là $\Delta\Phi = (2i + 1)\pi$, do đó $v_{MSK}(t)$ trong (5.142) cũng không bị đột biến về pha.

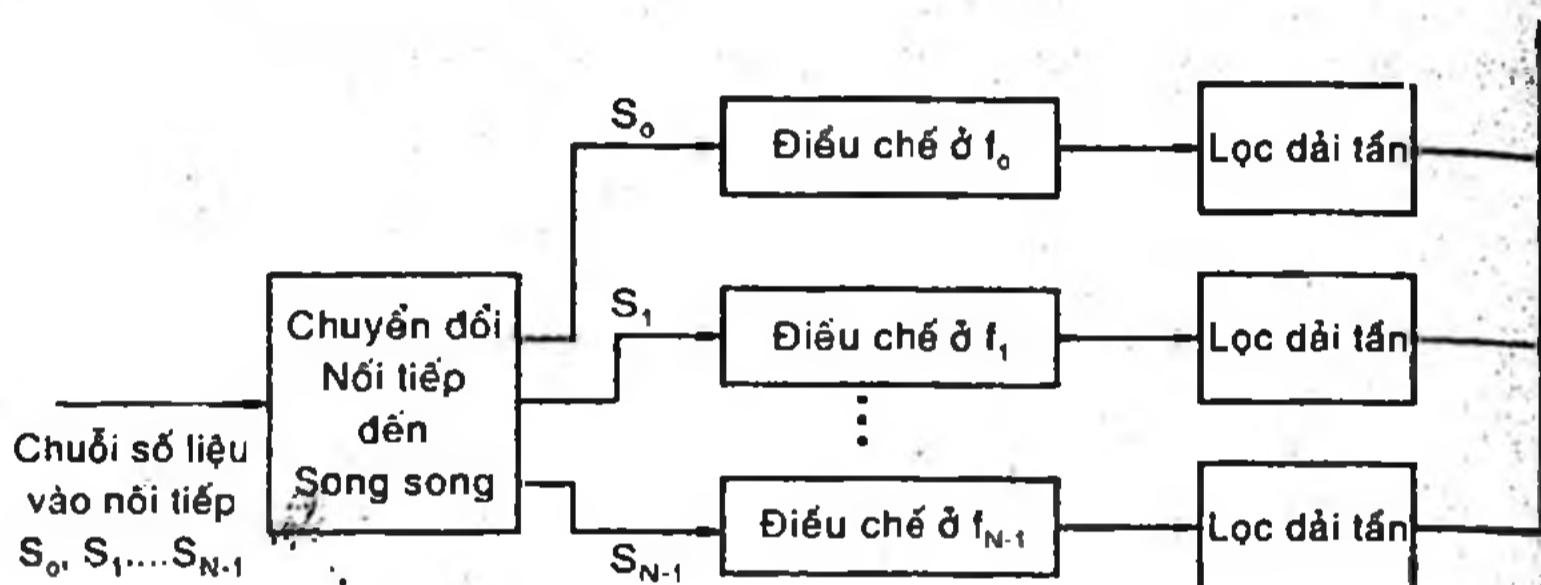
Tóm lại, $v_{MSK}(t)$ hoàn toàn không bị đột biến về pha trong mọi khả năng biến thiên trạng thái của $b_o(t)$ và $b_e(t)$.

5.6 KỸ THUẬT ĐIỀU CHẾ OFDM

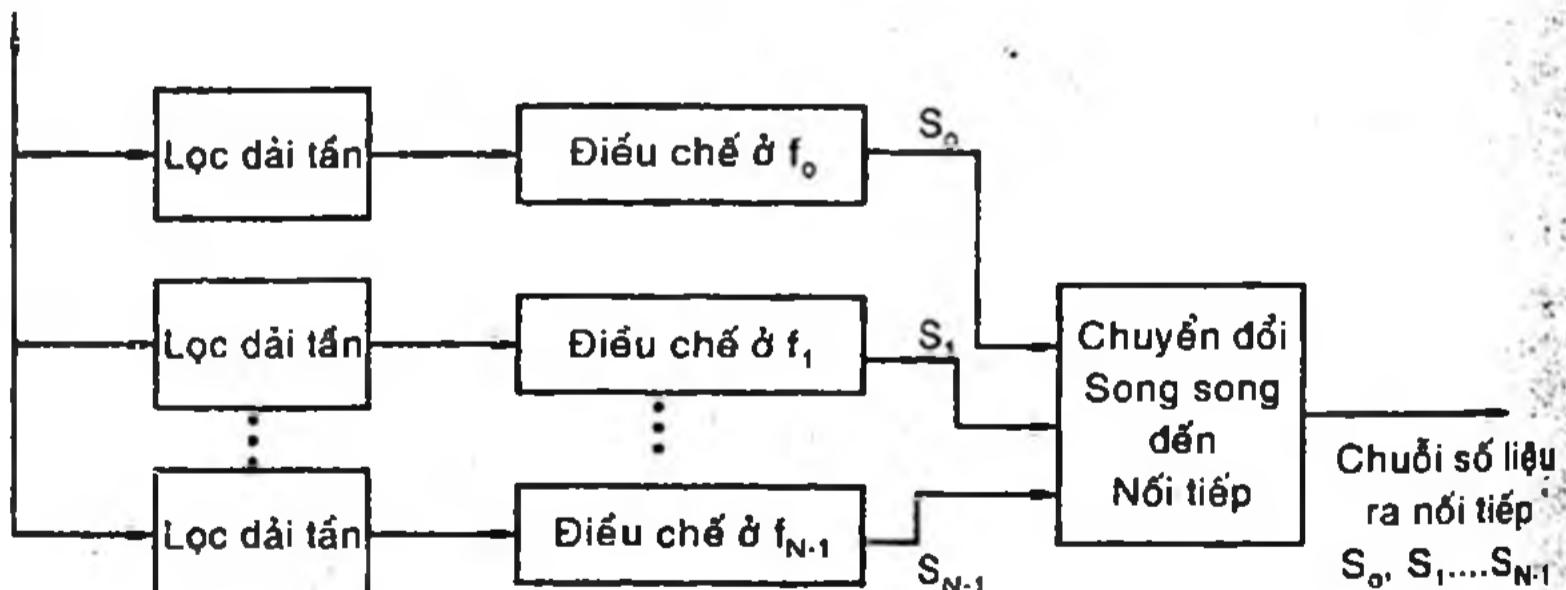
Kỹ thuật điều chế OFDM (*Orthogonal Frequency Division Multiplexing*) được sử dụng trong môi trường truyền sóng vô tuyến có tính phản xạ đa đường (có thể là nhân tố chính gây méo dạng tín hiệu đối với môi trường thông thường). Kỹ thuật OFDM đã bắt đầu được đề xuất từ những năm 60 của thế kỷ trước, nhưng chỉ mới được phát triển ứng dụng gần đây trong lĩnh vực quân sự và nhất là được chấp thuận thành tiêu chuẩn phát thanh và phát hình số ở Âu Châu (DAB: *Digital Audio Broadcasting* và DVB: *Digital Video Broadcasting*).

5.6.1 Giới thiệu cấu trúc OFDM

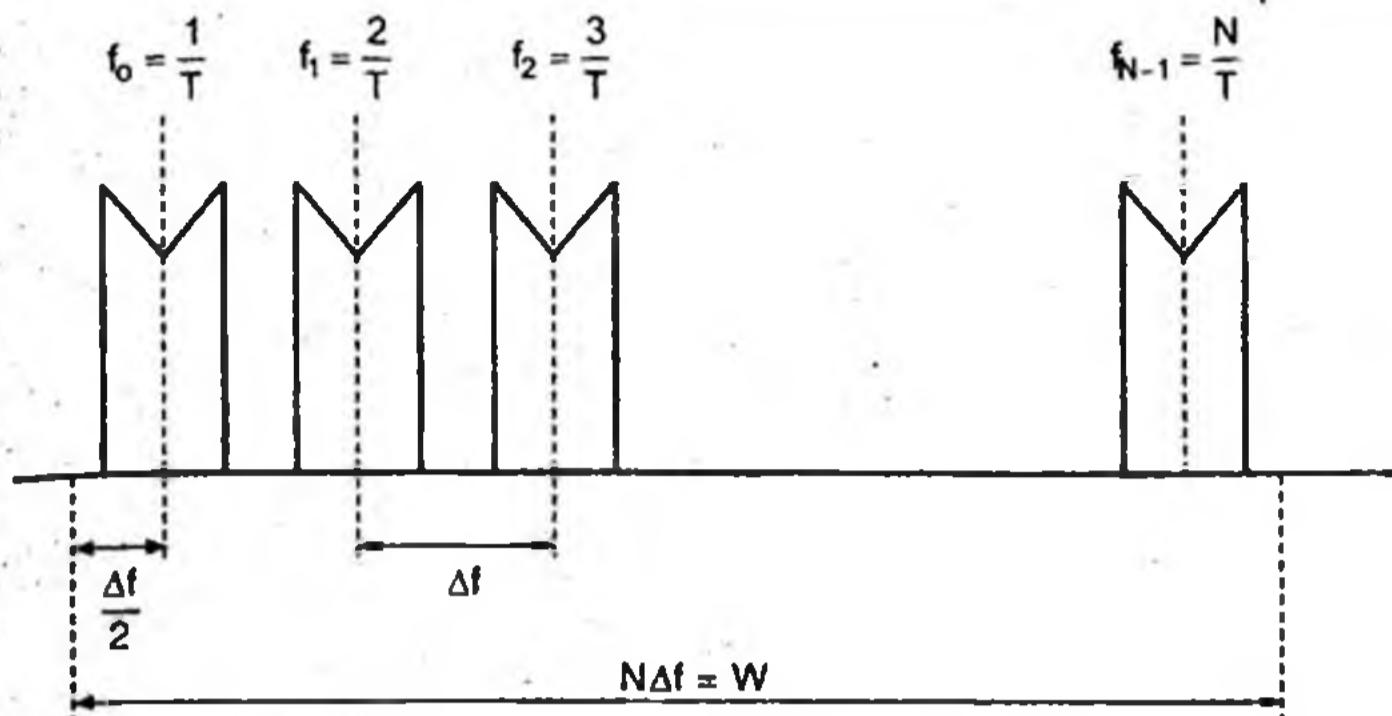
Nguyên lý điều chế OFDM căn bản được giới thiệu trong sơ đồ khái hình 5.34. Chuỗi số liệu vào nối tiếp S_0, S_1, \dots, S_{N-1} , được chuyển đổi thành N luồng số liệu song song. Mỗi kênh số liệu được điều chế bởi một sóng mang có tần số khác nhau. Như vậy, với N kênh, ta có N tần số sóng mang con f_0, f_1, \dots, f_{N-1} , được phân bố đều trên thang tần số như ở hình 5.35. Khoảng cách giữa hai sóng mang con lân cận là Δf thì toàn bộ dải thông cho N sóng mang con là $W = N \cdot \Delta f$.



Hình 5.34a Cấu trúc khái phát OFDM căn bản



Hình 5.34b Cấu trúc khái thu OFDM căn bản



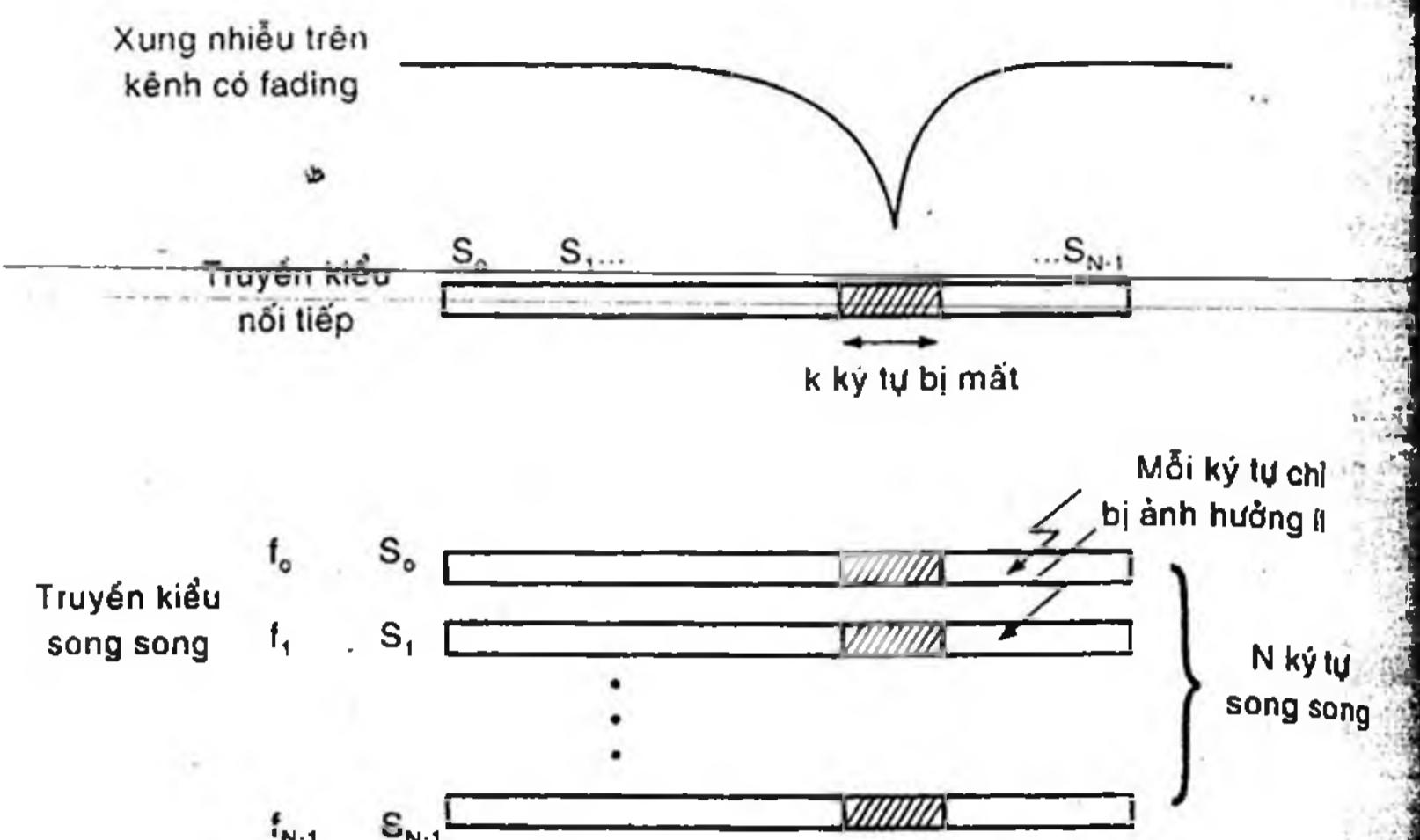
Hình 5.35 Phân bố tần số của N sóng mang con

Tín hiệu điều chế từ N sóng mang con này được ghép chung tạo thành một tín hiệu OFDM. Tại nơi thu, tín hiệu OFDM được chọn lọc dải tần để tách thành N sóng mang con riêng biệt, sau đó được giải điều chế lần lượt ở các tần số f_0, f_1, \dots, f_{N-1} . Luồng số liệu S_0, S_1, \dots, S_{N-1} được chuyển đổi từ song song thành nối tiếp tạo thành chuỗi số liệu ngõ ra.

Do cơ cấu chuyển đổi từ chuỗi số liệu nối tiếp thành luồng số liệu song song của OFDM mà mỗi ký tự S_i ($i = \overline{0, N-1}$) được điều chế và truyền đi trên kênh trong một khoảng thời gian bằng N lần chu kỳ ký tự ở đầu vào. Lúc này, nếu xảy ra hiệu ứng fading trên kênh truyền, tồn tại dưới dạng xung nhiễu kéo dài trong khoảng thời gian k ký tự ($k < N$) sẽ làm sai lệch tín hiệu trong khoảng thời gian này.

Với phương thức truyền nối tiếp (minh họa ở hình 5.36), toàn bộ k ký tự của chuỗi số liệu sẽ bị hư hại trong khi với phương thức truyền song song, xung nhiễu này chỉ ảnh hưởng đến một phần nhỏ của mỗi ký tự OFDM, do đó có thể được hiệu chỉnh dễ dàng. Đây là một ưu điểm nổi bật của kỹ thuật điều chế OFDM.

Một lợi điểm nữa của OFDM là nhờ chu kỳ ký tự được kéo dài gấp N lần, độ trễ trễ của kênh lúc này chỉ chiếm một phần nhỏ của chu kỳ ký tự, do đó, giảm nhiễu liên ký tự ISI (InterSymbol Interference) so với phương thức truyền nối tiếp cổ điển.



Hình 5.36 Ảnh hưởng của kênh truyền có fading trên kiểu truyền nối tiếp và song song

Điểm bất lợi chính của kỹ thuật OFDM là độ phức tạp của hệ thống (dùng N bộ điều chế và lọc dải tần tại nơi phát, N bộ giải điều chế và lọc dải tần ở nơi thu). Nhược điểm này có thể được giảm thiểu bằng cách dùng các bộ biến đổi thuận nghịch DFT hoặc FFT, trong đó các sóng mang con của OFDM là các tín hiệu dạng hàm sin và hàm cos của những tần số hài của các hàm cơ bản của DFT. Nguyên lý này sẽ được triển khai ở phần sau.

5.6.2 Nguyên lý tạo tín hiệu OFDM

Mỗi sóng mang con là sóng hình sin có thể được biểu diễn dưới dạng lũy thừa như sau:

$$\phi_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{\sqrt{T_S}} e^{j2\pi \frac{W}{N} k T_S} & t \in [0, T_S] \\ 0 & t \notin [0, T_S] \end{cases} \quad (5.149)$$

trong đó, T_S là chu kỳ ký tự của chuỗi số liệu sau khi được chuyển đổi từ dạng nối tiếp thành dạng song song, có giá trị bằng N lần chu kỳ ký tự T của chuỗi số liệu ngõ vào ($T_S = NT$), W là dải băng tần các sóng mang con ở hình 5.35.

Tần số của các sóng mang con hơn kém nhau một khoảng $= W/N \text{ Hz}$. Mỗi sóng mang con được nhân với một giá trị phức lấy từ dữ liệu đầu vào, chỉ số dời n ($n=0, N-1$) tương ứng với chỉ số của sóng mang con và m là chỉ số của toàn bộ ký hiệu OFDM theo thời gian. Trong trường hợp thực hiện truyền tín hiệu liên tục, m là số nguyên và $m \in (-\infty, \infty)$. Tín hiệu cuối cùng được truyền đi qua kênh có biểu thức theo thời gian như sau:

$$s_m(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,m} \phi_n(t - mT) \quad (5.150)$$

Như vậy, chuỗi vô hạn các ký hiệu OFDM có thể được biểu diễn:

$$s(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} s_m(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} x_{n,m} \phi_n(t - mT) \quad (5.151)$$

Do $\phi_n(t)$ là một xung vuông được điều chế tại tần số sóng mang $W/N \text{ (Hz)}$, nên kỹ thuật OFDM thường được coi như là có N sóng mang, trên mỗi sóng mang tín hiệu được truyền đi với tốc độ thấp hơn gấp N lần $R_{\text{OFDM}} = R_s/N$. Tốc độ của mỗi kênh con là tốc độ truyền của các ký hiệu OFDM.

Như đã trình bày ở phần trên, nguyên lý căn bản của điều chế OFDM là sử dụng N dải tần số sóng mang con để điều chế N ký tự số liệu. Tuy nhiên, để tránh can nhiễu từ các dải băng tần lân cận nhau, một dải tần bảo vệ (*guard-band*) phải được đặt thêm vào xen kẽ giữa các dải tần sóng mang con. Điều này làm giảm hiệu suất sử dụng băng tần của hệ thống. Để khắc phục nhược điểm này, các tần số sóng mang con phải là trực giao (*orthogonal*) với nhau và chúng phải được tách sóng liên kết (*coherent detection*) tại nơi thu. Lúc này, mặc dù các dải tần sóng mang con có thể chồng lấp lên nhau nhưng thông tin vẫn được khôi phục chính xác tại nơi thu. Do đó, hiệu suất sử dụng băng tần vẫn được đảm bảo.

5.6.3 Sóng mang con trực giao

Hai hàm $f(t)$ và $g(t)$ được gọi là trực giao (*orthogonal*) với nhau trên đoạn $[t_0, t_1]$, nếu:

$$\int_{t_0}^{t_1} f(t)g(t)dt = 0 \quad (5.152)$$

Nếu $f(t)$ và $g(t)$ là hai hàm phức, tính chất trên được định nghĩa là:

$$\int_0^1 f(t)g^*(t)dt = \int_0^1 f^*(t)g(t)dt = 0 \quad (5.153)$$

trong đó $f^*(t)$ là liên hợp phức của $f(t)$.

Từ định nghĩa có thể chứng minh rằng: Tập hợp các hàm $(\cos n\omega_0 t, \sin m\omega_0 t)$ trực giao từng đôi một trên các đoạn: $t_0 \leq t \leq t_0 + k2\pi/\omega_0$ với m, n nguyên dương $\neq 0$, $m \neq n$, nghĩa là:

$$\int_{t_0}^{t_0 + k2\pi/\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \cos(m\omega_0 t) dt = 0 \quad (5.154)$$

$$\int_{t_0}^{t_0 + k2\pi/\omega_0} \cos(n\omega_0 t) \sin(m\omega_0 t) dt = 0 \quad (5.155)$$

$$\int_{t_0}^{t_0 + k2\pi/\omega_0} \sin(n\omega_0 t) \sin(m\omega_0 t) dt = 0 \quad (5.156)$$

Điều này có nghĩa là chúng ta có thể dùng tập hợp trên như một hệ hàm vector cơ sở trực giao.

5.6.4 Biểu diễn toán học tín hiệu OFDM

Về mặt toán học, mỗi sóng mang con có thể được biểu diễn như là một "sóng phức"

$$S_c(t) = A_c(t)e^{j[\omega_c t + \varphi_c(t)]} \quad (5.157)$$

trong đó $A_c(t)$ và $\varphi_c(t)$ là biên độ và pha tương ứng của sóng mang con, phụ thuộc vào ký tự tương ứng của số liệu.

Với hệ thống OFDM có N sóng mang con, $s_c(t)$ có thể được biểu diễn bởi:

$$s_c(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t)e^{j[\omega_n t + \varphi_n(t)]} = 0 \quad (5.158)$$

trong đó: $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$

Nếu biên độ $A_n(t)$ và pha $\varphi_n(t)$ của mỗi sóng mang con không biến đổi trong suốt chu kỳ ký tự, ta có thể viết:

$$\varphi_n(t) \Rightarrow \varphi_n$$

$$A_n(t) \Rightarrow A_n$$

Tổng hợp các sóng mang con được lấy mẫu với tần số lấy mẫu bằng $1/T$ (T là chu kỳ ký tự của chuỗi số liệu ngõ vào), thì tín hiệu nhận được sẽ được biểu thị như sau:

$$s_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j((\omega_0 + n\Delta\omega)kT + \phi_n)} \quad (5.159)$$

Trong một chu kỳ ký tự OFDM của N luồng số liệu song song là T_s , ta lần lượt lấy N mẫu, ta có $T_s = NT$.

Không mất tính tổng quát, trong phương trình trên, ta đặt: $\omega_0 = 0$, thì tín hiệu lấy mẫu trở thành:

$$s_s(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\phi_n} e^{j(n\Delta\omega)kT} \quad (5.160)$$

Nếu ta xem tổng N mẫu như trên là tổng các mẫu của N thành phần tần số hài bậc cao, thực hiện phép biến đổi Fourier ngược, ta sẽ có một tín hiệu tương ứng trong miền thời gian:

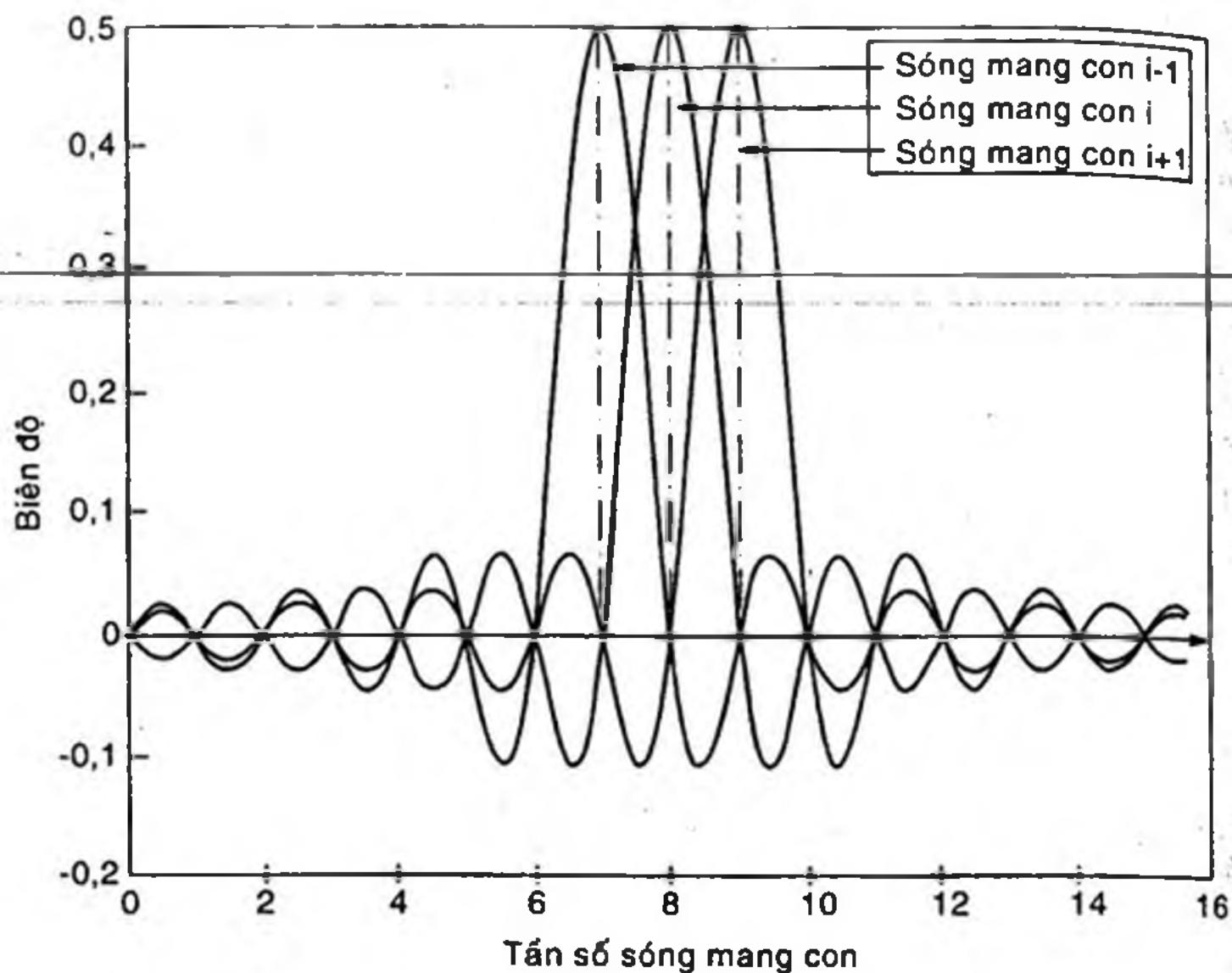
$$g(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} G\left(\frac{n}{NT}\right) e^{j2\pi nk/N} \quad (5.161)$$

Đây chính là tín hiệu tổng hợp OFDM được truyền đi trong môi trường thông tin.

Điều kiện cần cho tính trực giao giữa các sóng mang con là khoảng cách tần số Δf giữa các sóng mang con lân cận phải bằng nghịch đảo chu kỳ ký tự T_s :

$$\Delta f = \frac{1}{NT} = \frac{1}{T_s} \quad (5.162)$$

Do tính chất mỗi sóng mang con được điều chế trong khoảng $[0, T_s]$ và bằng 0 ở ngoài khoảng trên (điều chế dạng xung vuông), phổ tần số của mỗi sóng mang con có dạng hàm $\sin X/X$. Dạng phổ tần số của N sóng mang con là tổng hợp trên thang tần số của từng phổ hàm $\sin X/X$ như nêu trên. Hình 5.37 là một ví dụ về sự ghép chồng của 3 sóng mang con tạo thành phổ của tín hiệu OFDM.



Hình 5.37 Phổ của tín hiệu OFDM với ba sóng mang

5.6.5 Sử dụng FFT và IFFT trong OFDM

Phương pháp điều chế OFDM đa sóng mang con có điểm bất lợi là mỗi sóng mang cần có một khối phát sóng sin, một bộ điều chế và giải điều chế của riêng nó. Điều này là không khả thi khi số sóng mang con rất lớn trong hệ thống. Nhằm giải quyết vấn đề này, giải thuật IDFT/DFT (*Inverse Discrete Fourier Transform/Discrete Fourier Transform*) được sử dụng, có vai trò như hàng loạt bộ điều chế và giải điều chế. Ngoài ra, nếu dùng giải thuật IFFT/FFT (*Inverse Fast Fourier Transform/Fast Fourier Transform*) ta có thể làm giảm độ phức tạp của hệ thống đi rất nhiều.

a) DFT/IDFT

DFT của một chuỗi N -diểm $\{x(n)\}$, $0 \leq n \leq N-1$ được tính như sau:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)W_N^{kn}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5.163)$$

Ở đây $X(k)$ ký hiệu mẫu phổ rời rạc thứ k và W_N được định nghĩa là:

$$W_N = e^{-j \frac{2\pi}{N}} \quad (5.164)$$

Tương ứng với tác động xoay pha tín hiệu một đơn vị pha $2\pi/N$.

3. Hệ số xoay pha W_N^{kn} tương ứng với mẫu thứ n của tín hiệu trong miền thời gian và mẫu thứ k trong miền tần số có thể được viết như sau:

$$W_N^{kn} = e^{-j \frac{2\pi}{N} kn} \quad (5.165)$$

IDFT của một chuỗi N -diểm $\{X(k)\}$, $0 \leq k \leq N-1$ được định nghĩa một cách đơn giản như sau:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) W_N^{-kn}, \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (5.166)$$

Chuỗi $\{x(n)\}$ chứa N mẫu trong miền thời gian và chuỗi $\{X(k)\}$ chứa N mẫu trong miền tần số. Các điểm mẫu trong miền tần số xảy ra tại N tần số $w_k = 2\pi k/N$, $k = 0, 1, \dots, N-1$. Với các điểm mẫu này, $X(k)$ biểu diễn duy nhất chuỗi $\{x(n)\}$ trong miền tần số.

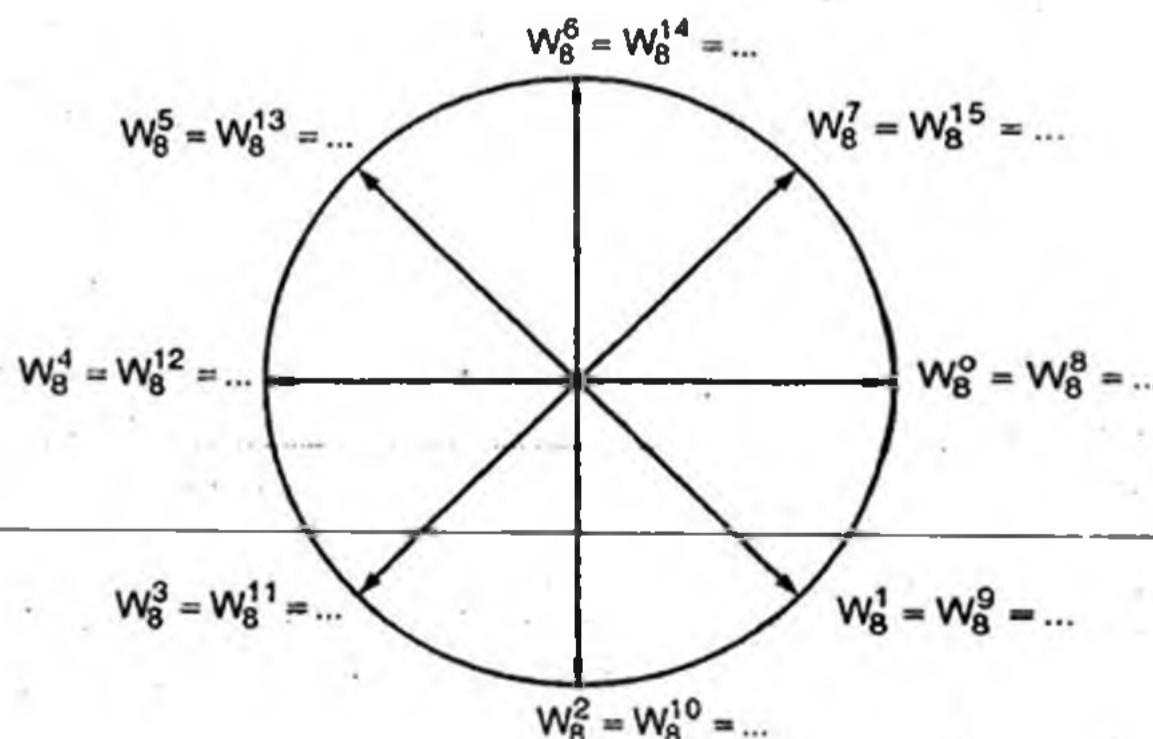
Một số tính chất quan trọng của DFT:

* W_N^{kn} là tuần hoàn với chu kỳ N , tức là:

$$W_N^{(n+mN)(k+lN)} = W_N^{nk}, \quad m, l = 0, \pm 1, \dots \quad (5.167)$$

* Hệ số xoay là đối xứng ngược vì:

$$W_N^{k+N/2} = -W_N^k \quad (5.168)$$



Hình 5.38 Các đặc tính của hệ số xoay

Những tính chất này có thể được biểu diễn hình học trên vòng tròn đơn vị (hình 5.38) cho trường hợp $N = 8$, trong đó hệ số W_N^{kn} được biểu diễn như một vector.

Khi $\{x(n)\}$ là một chuỗi số giá trị thực, đầu ra DFT của nó ~~đã~~ xứng. DFT của một chuỗi giá trị thực có tính chất sau:

$$\begin{aligned} X(0) &= X^*(0) \\ X(N-k) &= X^*(k), \quad k = 1, \dots, n-1 \end{aligned} \tag{5.169}$$

Do tính duy nhất của DFT, biến đổi ngược cũng có giá trị thực, nghĩa là nếu phương trình (5.160) và (5.161) là thực, thì IDFT của $\{X(k)\}$ tạo ra một chuỗi thực. Tính chất này có thể được khai thác để tạo ra tín hiệu thực.

Phương trình (5.169) cho thấy rằng khi $\{x(n)\}$ là một chuỗi phức, phép tính toán trực tiếp DFT N -diagram cần đến $(N-1)^2$ phép nhân phức và $N(N-1)^2$ phép cộng phức, hay nói cách khác, độ phức tạp tính toán có bậc N^2 , ký hiệu $O(N^2)$. Đối với các giá trị lớn của N , công việc tính toán trực tiếp DFT là rất nhiều và không thể thực hiện về phẳng ~~cứng~~ cứng. Chính lúc này FFT tỏ ra rất lợi ích trong việc tính toán DFT.

b) FFT/IFFT

Giải thuật FFT là giải thuật được sử dụng phổ biến trong xử lý số tín hiệu nhờ khả năng tính toán DFT hiệu quả. FFT/IFFT là một trong những cấu hình quan trọng nhất trong hệ thống truyền thông OFDM.

Bộ giải thuật FFT bao gồm nhiều phương pháp khác nhau để giảm thời gian yêu cầu để tính toán DFT. Ý tưởng cơ bản của giải thuật FFT là chia chuỗi gốc thành các chuỗi con ngắn hơn trong miền thời gian hay miền tần số, sau đó thực hiện DFT trên mỗi chuỗi con. Quá trình phân nhỏ tiếp tục cho đến khi đạt được số mẫu yêu cầu để có thể thực hiện DFT một cách đơn giản và dễ dàng. Có nhiều cơ sở chia được sử dụng trong quá trình phân nhỏ. Trong số nhiều giải thuật FFT, phương pháp chia nhỏ theo cơ số 2 trong miền thời gian hoặc miền tần số là phương pháp cơ bản nhất.

Trong giải thuật chia nhỏ theo cơ số 2, chiều dài của chuỗi dữ liệu, $\{x(n)\}$, $n = 0, 1, \dots, N-1$, phải là lũy thừa của 2, nghĩa là $N = 2^p$, với p là số nguyên dương. Ta định nghĩa hai chuỗi con $(N/2)$ -diagram $x_1(n)$ và $x_2(n)$ là các chuỗi các giá trị ứng với các chỉ số chẵn và lẻ

của $x(n)$, nghĩa là:

$$x_1(n) = x(2n), \quad n = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (5.170)$$

$$x_2(n) = x(2n + 1), \quad n = 0, 1, \dots, N/2 - 1 \quad (5.171)$$

Khi đó DFT N -điểm trong phương trình (2.27) có thể được biểu diễn như sau:

$$\begin{aligned} X(k) &= \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{kn} \\ &= \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n) W_N^{2kn} + \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x(2n+1) W_N^{k(2n+1)} \end{aligned} \quad (5.172)$$

Vì $W_N^2 = [e^{j(2\pi/N)}]^2 = e^{j2\pi/(N/2)} = W_{N/2}$, phương trình trên có thể được đơn giản thành:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x_1(n) W_{N/2}^{kn} + W_N^k \sum_{n=0}^{(N/2)-1} x_2(n) W_{N/2}^{kn} \quad (5.173)$$

Hoặc:

$$X(k) = X_1(k) + W_N^k X_2(k) \quad (5.174)$$

trong đó $X_1(k)$ và $X_2(k)$ là biến đổi DFT $(N/2)$ -điểm của các chuỗi $x_1(n)$ và $x_2(n)$ tương ứng.

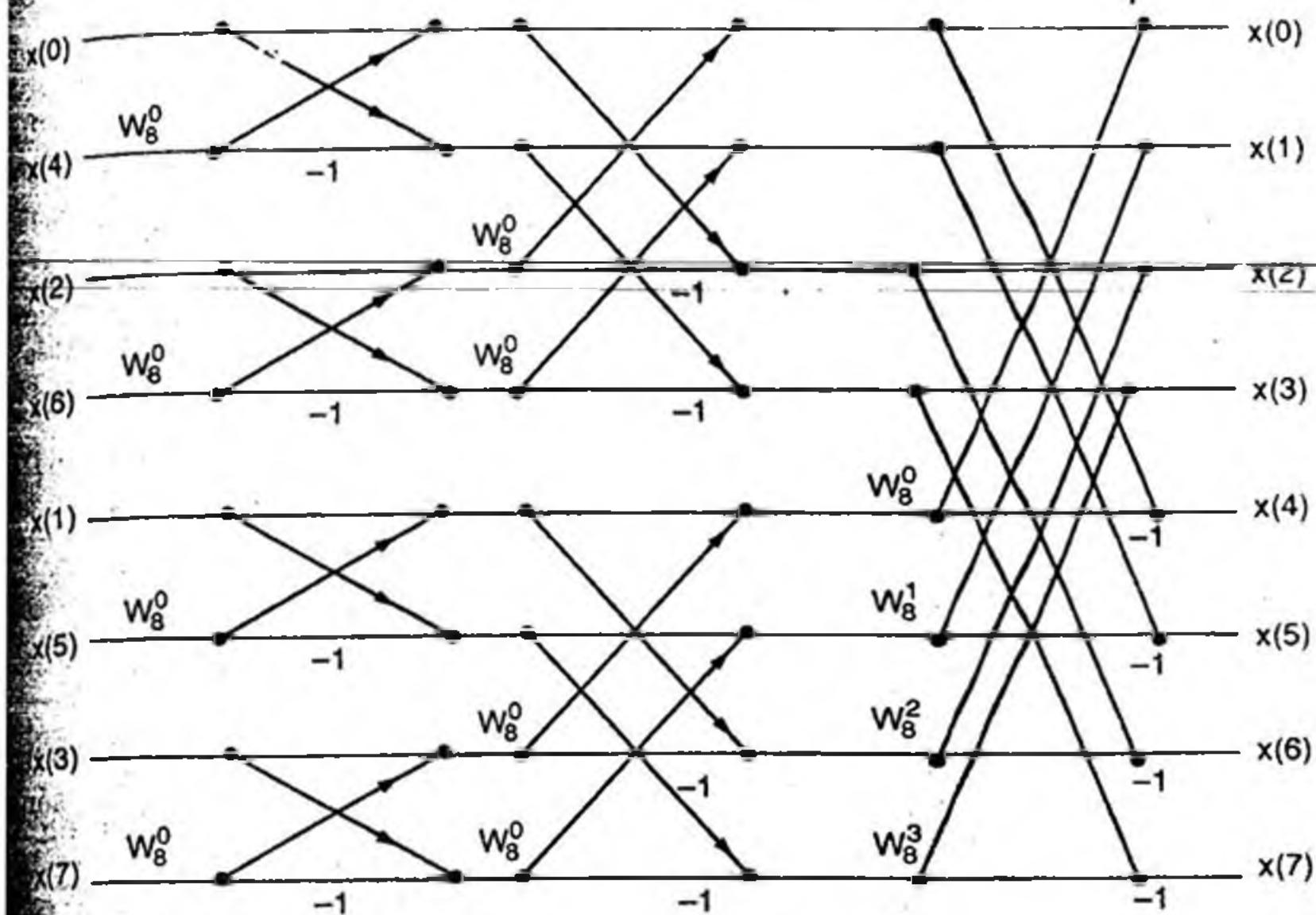
Do đó DFT N -điểm $X(k)$ có thể được phân tách thành 2 DFT $(N/2)$ -điểm $X_1(k)$ và $X_2(k)$, $0 \leq k \leq (N/2) - 1$. Nếu DFT $(N/2)$ -điểm được tính toán trực tiếp, mỗi DFT $(N/2)$ -điểm cần đến $(N/2)^2$ phép toán nhân, cộng với $(N/2)$ phép toán nhân với W_N^k , khi đó tổng số phép toán nhân phức yêu cầu để tính $X_1(k)$ và $X_2(k)$ là $2(N/2)^2 + (N/2) = (N^2/2) + (N/2)$. Điều này đã làm giảm số phép toán nhân từ N^2 khi tính trực tiếp $X(k)$ xuống $(N^2/2) + (N/2)$. Trong trường hợp N lớn có thể tiết kiệm đến gần 50% công việc tính toán. Tương tự, quá trình tính toán DFT $N/2$ -điểm từ chuỗi chẵn và lẻ của DFT $(N/4)$ -điểm có thể được lặp lại theo quá trình trên cho đến khi đạt đến tầng tính toán DFT 2-điểm cuối cùng. Do đó, số tầng tính toán DFT N -điểm cơ số 2 là $p = \log_2 N$. Tổng số phép toán nhân phức được giảm từ $(N-1)^2$ xuống $(N/2)\log_2 N$. Đối với DFT 64-điểm, số phép nhân phức được giảm từ 3969 đến 192, tức giảm khoảng 20 lần. Đối với DFT 128 điểm, số phép toán nhân giảm từ 16129 đến 448, giảm khoảng 36 lần. Khi giá trị của N tăng lên, tốc độ giảm phép toán nhân phức

sẽ tăng hơn nữa. Thực tế có thể thấy rằng nhân với các hệ số xoay $W_N^0, W_N^{N/4}, W_N^{N/2}, W_N^{3N/4}$ tương đương với nhân cho 1, -j, -1 và j. Chúng là các phép cộng, trừ phức hay phép giao hoán giữa phần thực và phần ảo. Điều này có thể được sử dụng để giảm công việc tính toán hơn nữa.

Bảng 5.5 Bit ngược cho chuỗi vào FFT 8-diểm

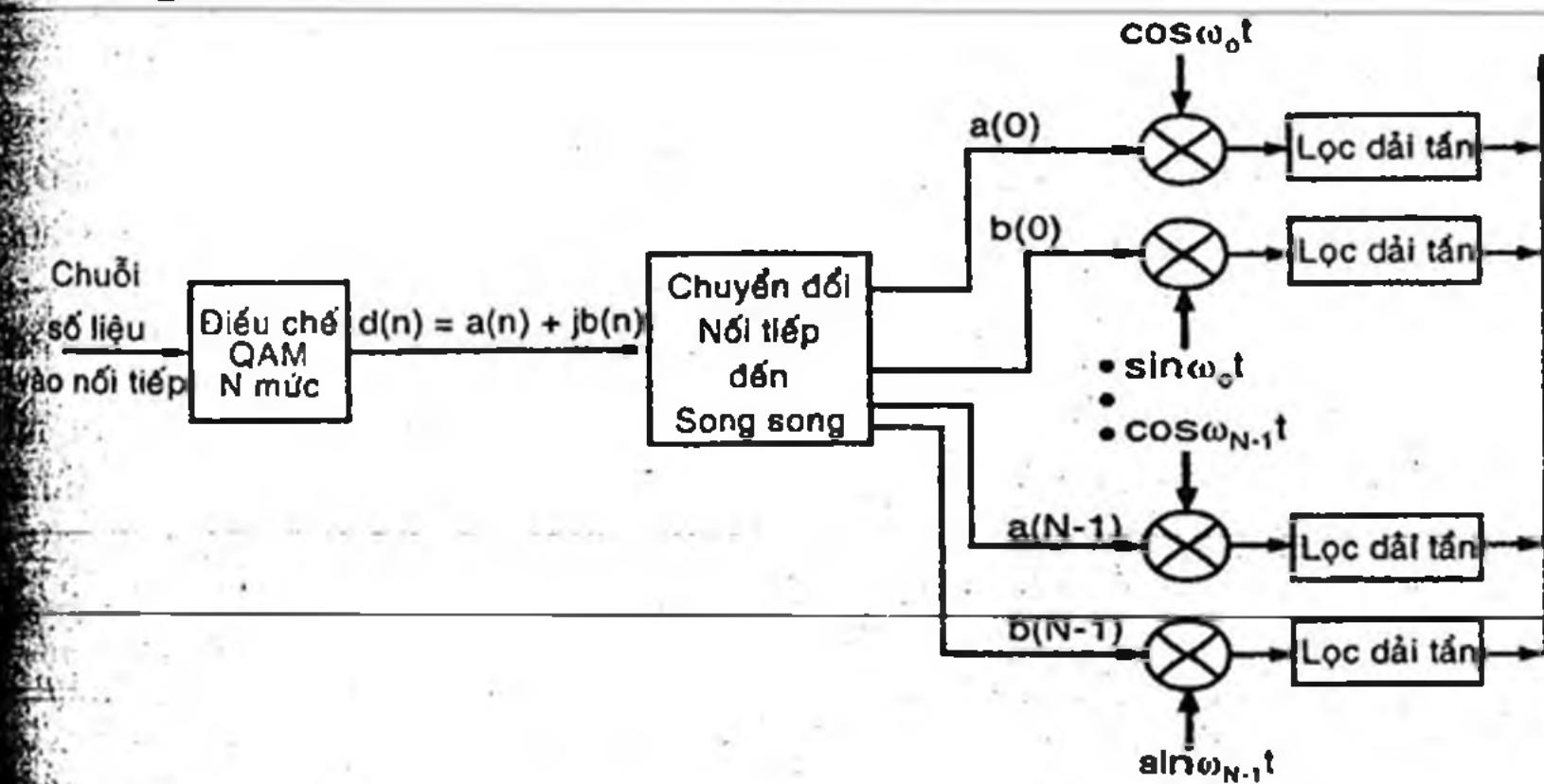
Chỉ số	Bit khởi đầu	Bit ngược	Chỉ số bit ngược
0	000	000	0
1	001	100	4
2	010	010	2
3	011	110	6
4	100	001	1
5	101	101	5
6	110	011	3
7	111	111	7

Quá trình chia nhỏ theo thời gian FFT 8-diểm theo cơ số 2 được minh họa trong hình 5.39, bao gồm 3 tầng. Từ hình vẽ, ta cũng nhận thấy rằng để cho chuỗi đầu ra được xếp ở dạng chỉ số thông thường tăng dần, chuỗi vào phải được sắp xếp theo thứ tự chỉ số theo bit ngược (*bit-reversal*). Qui tắc được định nghĩa như sau: nếu một dãy p bits biểu diễn chỉ số thông thường của chuỗi vào, thì sau khi đảo ngược thứ tự các bit, dãy bit kết quả sẽ biểu diễn chỉ số của chuỗi bit vào cần thiết để đảm bảo chuỗi đầu ra có chỉ số tăng dần. Đối với FFT 8-diểm, qui tắc được chỉ ra trong bảng 5.5, chỉ số vào được sắp xếp là $x(0), x(4), x(2), x(6), x(1), x(5), x(3), x(7)$. Qui tắc này cũng được mở rộng cho các N lớn hơn, chỉ số vào cũng được tính toán dễ dàng theo qui tắc bit ngược. Một cách khác, khi đó dãy p bits chỉ số vào được sắp xếp theo thứ tự tăng dần thông thường, và một bộ đổi thứ tự được sử dụng để chuyển đổi dãy sắp xếp theo bit ngược trở lại để có sắp xếp chỉ số thông thường ở đầu ra.

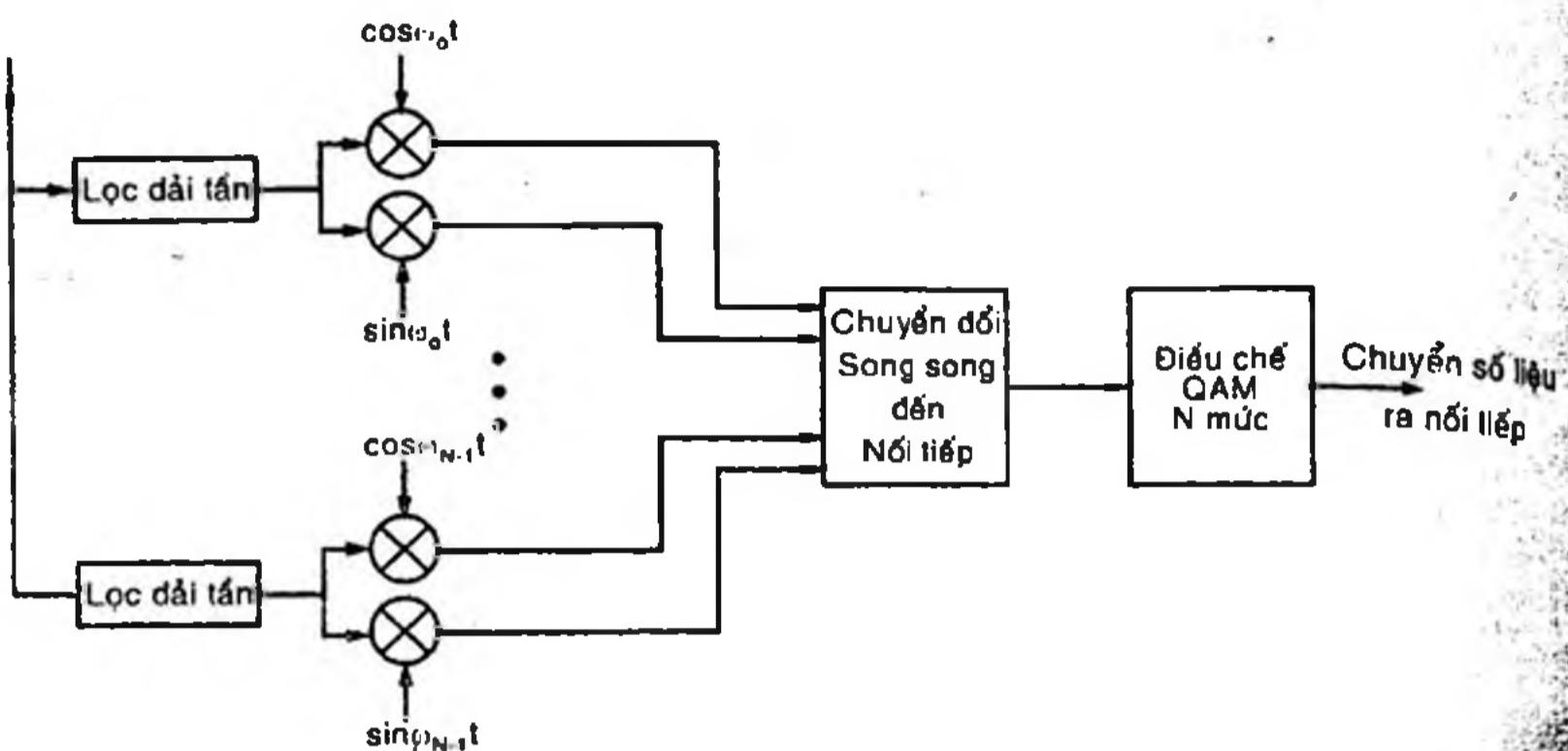


Hình 5.39 Chia theo thời gian của IFFT 8-diểm

5.6 Nguyên lý kết hợp QAM-OFDM



Hình 5.40a Sơ đồ khối QAM-OFDM phát



Hình 5.40b Sơ đồ khái niệm QAM-OFDM thu

Một hướng phát triển của nguyên lý OFDM là sự kết hợp giữa điều biến trực pha QAM (xem mục 5.4) và hệ thống phát đa sóng mang trực giao OFDM, được biểu diễn ở hình 5.40a.

Trong sơ đồ khái niệm phát ở hình 5.40a, chuỗi số liệu vào nối tiếp được điều chế QAM N mức (N -QAM) để có được N ký tự QAM sắp xếp liên tiếp theo thời gian, cách đều nhau các khoảng $\Delta t = \frac{1}{f_s}$ với f_s là tốc

độ lấy mẫu ký tự. Tại thời điểm ký tự thứ n (với $n = 0, N = 1$), mỗi ký tự QAM là một đại lượng phức $d(n) = a(n) + jb(n)$, tương ứng cho một thành phần đồng pha $a(n)$ và một thành phần vuông pha $b(n)$.

Mỗi nhóm N ký tự QAM này được đưa vào bộ chuyển đổi nối tiếp thành song song ta nhận được các chuỗi đồng pha $a(0), a(1), \dots, a(N-1)$ và chuỗi vuông pha $b(0), b(1), \dots, b(N-1)$. Mỗi cặp chuỗi $a(n), b(n)$ này được dùng để điều chế cân bằng cặp sóng mang trực giao $\cos \omega_n t$ và $\sin \omega_n t$. Ta nhận thấy rằng để đảm bảo đồng bộ về thời gian trong suốt chiều dài chuỗi số liệu, chu kỳ mỗi ký tự của mỗi sóng mang con khi được xử lý song song phải dài gấp N lần chu kỳ ký tự chuỗi số đầu vào ($T = N \cdot \Delta t$), nghĩa là tốc độ bit nhỏ hơn gấp N lần tốc độ bit đầu vào. Lúc này, tần số của mỗi sóng mang con $\omega_n = 2\pi n f_s$ chỉ cần cách đều nhau một khoảng là $\omega_o = \frac{2\pi}{T}$, với T là

chu kỳ ký tự của mỗi sóng mang con. Điều này giải thích việc giảm nhõ dài bằng tần của tín hiệu QAM-OFDM.

Mỗi cặp sóng mang con trực giao sau khi điều biến là $a(n)\cos\omega_n t$ và $b(n)\sin\omega_n t$, chúng được lọc dải tần và cộng lại thành mỗi ký tự QAM tại cao tần:

$$X_n(t) = a(n)\cos\omega_n t + b_n \sin\omega_n t = \gamma(n)\cos(\omega_n t + \psi_n) \quad (5.175)$$

với hàm biên độ: $\gamma(n) = \sqrt{a^2(n) + b^2(n)}$

hàm pha: $\Psi_n = \arctg(b(n)/a(n))$ (5.176)

với $n = 0, 1, \dots, N-1$

Tín hiệu RF phát tại anten là tổng hợp của N sóng mang con $X_n(t)$:

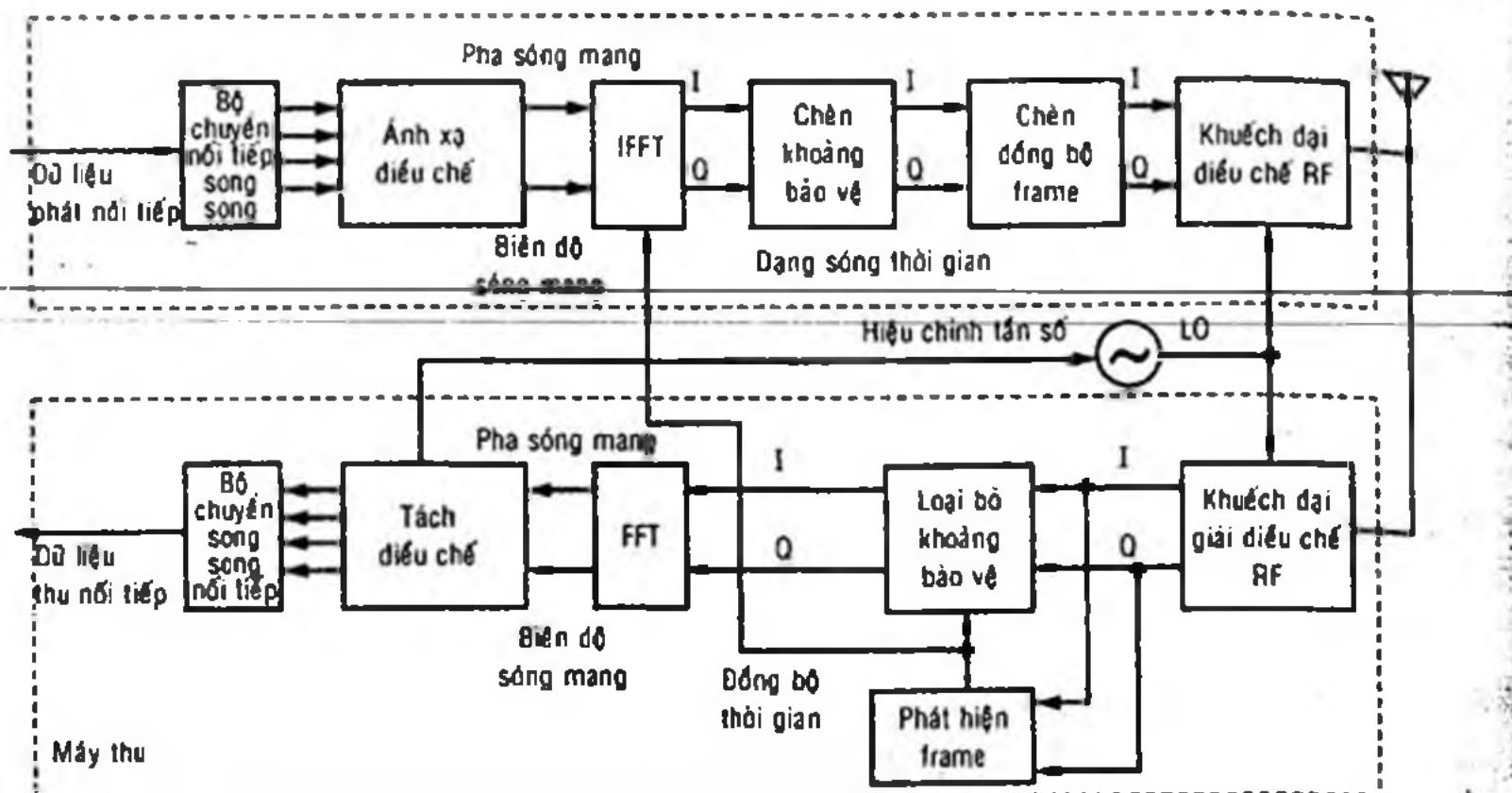
$$D(t) = \sum_{n=0}^{N-1} X_n(t) \quad (5.177)$$

Sau khi truyền qua một trường vô tuyến, tín hiệu $D(t)$ được tiếp nhận tại anten thu, tách thành N sóng mang con nhờ N bộ lọc dải tần (H 5.40b). Dùng các bộ giải điều chế kết hợp tại mỗi sóng mang con, ta nhận được các chuỗi $a(n)$ và $b(n)$, sau đó tái tạo chuỗi số liệu nguyên thủy nhờ các bộ chuyển đổi song song thành nối tiếp và giải điều chế QAM.

Lợi điểm chính của phương pháp điều chế QAM-OFDM là khả năng tận dụng dải băng tần rất hẹp của mỗi sóng mang con khi truyền trong môi trường băng tần nhỏ. Nhờ vậy, các điều kiện fading phẳng cho băng tần hẹp sẽ ít ảnh hưởng đến tín hiệu hơn. Trong thực tế, ngoài điều chế QAM, có thể sử dụng nhiều kiểu điều chế khác kết hợp với OFDM, tuy nhiên, QAM tỏ ra ưu việt nhờ khả năng tận dụng băng thông của nó.

5.6.7 Sơ đồ khái quát của hệ thống OFDM

Dữ liệu vào nối tiếp được điều chế và chuyển đổi nối tiếp - song song ở ngõ vào. Dữ liệu tương ứng với mỗi ký hiệu OFDM phụ thuộc vào phương pháp điều chế và số sóng mang con. Trong hệ thống OFDM thích nghi, phương thức điều chế có thể thay đổi, do đó số bits trên một sóng mang con cũng thay đổi.

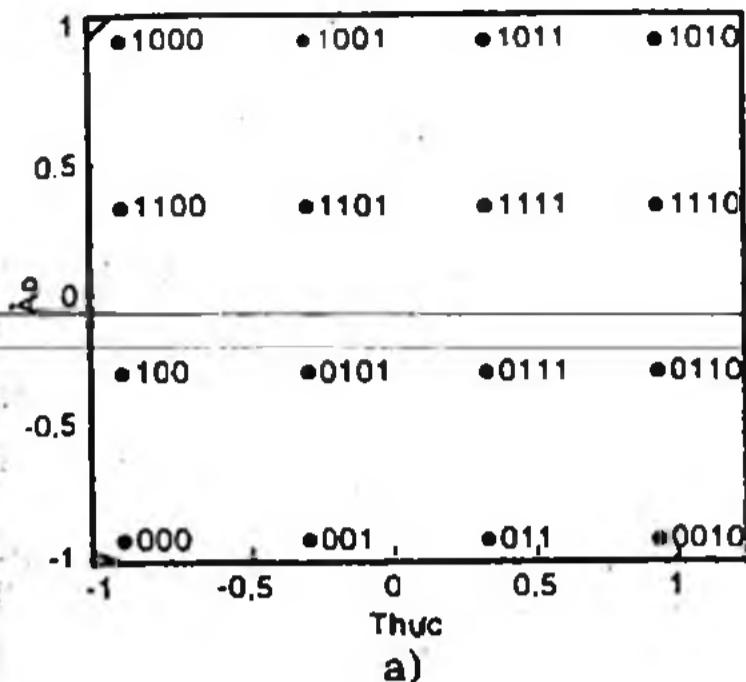
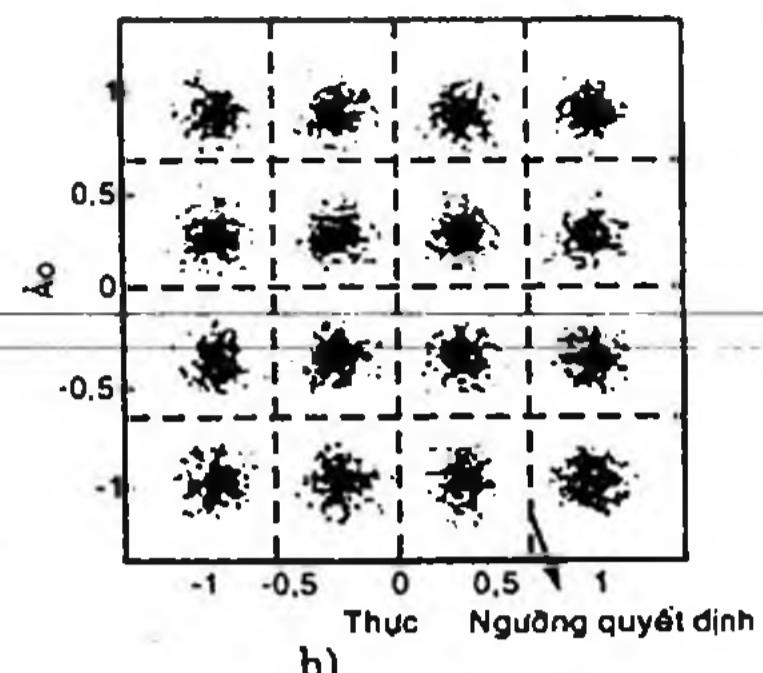


Hình 5.41 Sơ đồ khái niệm của hệ thống OFDM

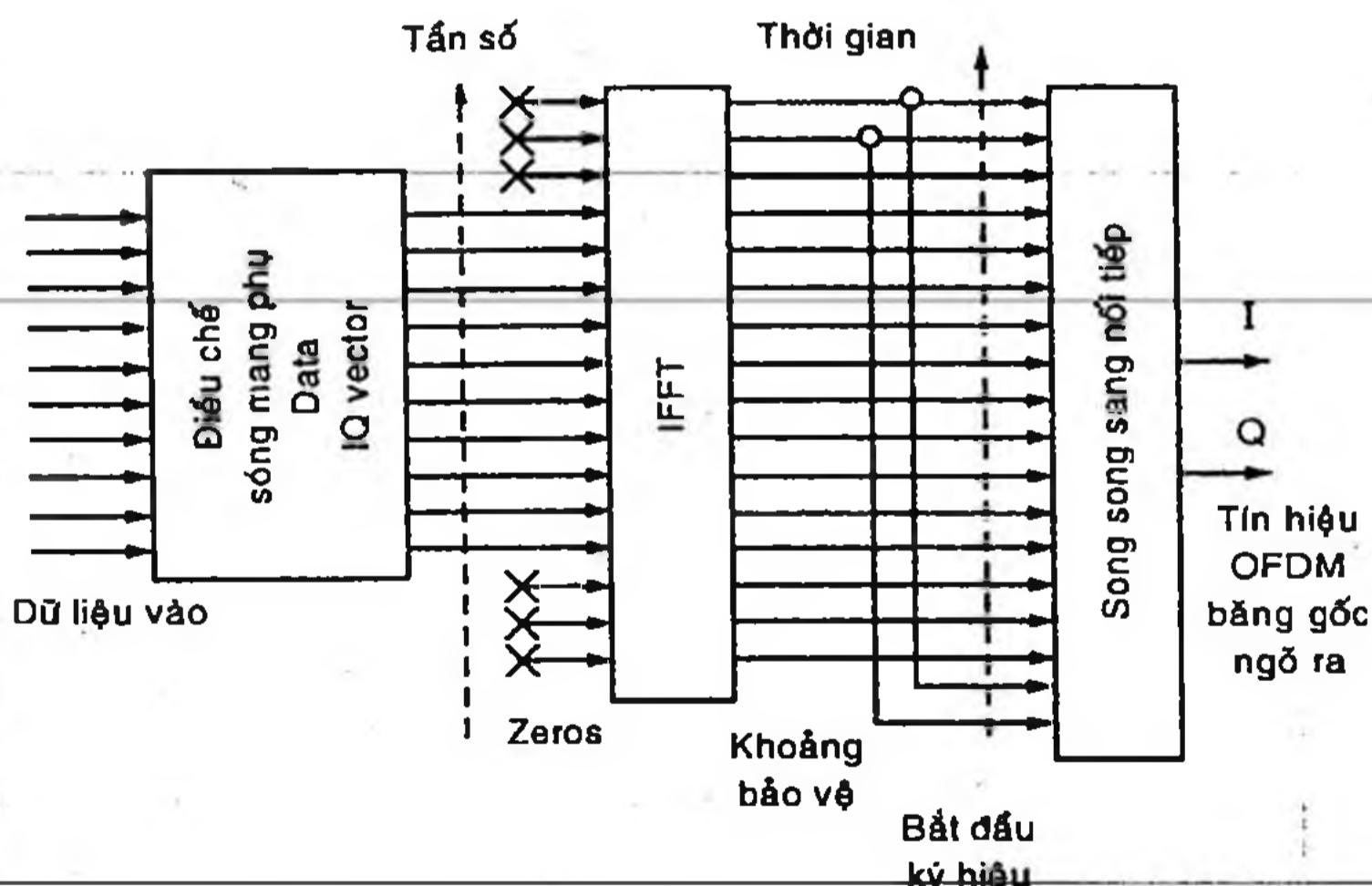
a) Điều chế sóng mang con

Phương thức điều chế QAM là phương thức căn bản và thông dụng để thực hiện điều chế các sóng mang con. Pha và biên độ của mỗi sóng mang con được ánh xạ tương ứng với mỗi ký tự dữ liệu, được biểu diễn thành các vector IQ gồm một thành phần đồng pha I (*In Phase*) và một thành phần vuông pha Q (*Quadrature Phase*). Biểu đồ chòm sao (giản đồ $I-Q$) của tín hiệu điều chế 16-QAM ở nơi phát được vẽ ở hình 5.42, trong đó, trục thực tương ứng với thành phần I và trục ảo tương ứng với thành phần Q .

Do ảnh hưởng của nhiều môi trường truyền, các điểm IQ thu được bị sai lệch so với điểm gốc, tùy thuộc vào biên độ nhiễu. Do đó, giản đồ $I-Q$ bị nhòe, như vẽ ở hình 5.43 (nhiều $SNR = 18dB$ đối với 16-QAM). Máy thu sẽ xác định giá trị điểm IQ bằng cách tìm điểm IQ gốc nào nằm gần với điểm IQ thu được nhất, thông qua việc xác định ngưỡng quyết định. Lỗi ký tự sẽ phát sinh nếu nhiễu vượt quá $1/2$ khoảng cách giữa 2 điểm IQ kế cận.

**Hình 5.42***Điều chế 16-QAM ở nơi phát***Hình 5.43***Giản đồ 16-QAM ở nơi thu*

b) *Chuyển đổi từ miền tần số sang miền thời gian dùng biến đổi IDFT hoặc IFFT*

**Hình 5.44 Sơ đồ khối tầng IFFT**

Mỗi sóng mang con sẽ có pha và biên độ phụ thuộc vào ký tự điều chế, các sóng mang con không được sử dụng sẽ được gán trị zero. Kết hợp các tín hiệu này, ta được tín hiệu OFDM trong miền tần số. Khôi biến đổi IDFT (hoặc IFFT) sẽ chuyển tín hiệu này sang miền thời gian để có thể phát đi. Sơ đồ khối của bộ IDFT được minh họa ở hình 5.44. Trước khi thực hiện IDFT, mỗi mẫu rời rạc trong miền tần số được tương ứng với một sóng mang con. Đa số các sóng mang con đều được điều chế bởi các dữ liệu. Các sóng mang con ở phía ngoài không được điều chế sẽ được gán biên độ là 0. Các sóng mang con zero này tạo ra dải tần dự trữ so với tần số Nyquist, đồng thời cho phép các sai số khi thực hiện các bộ lọc khôi phục chống alias dạng tương tự.

c) Chèn khoảng dự trữ

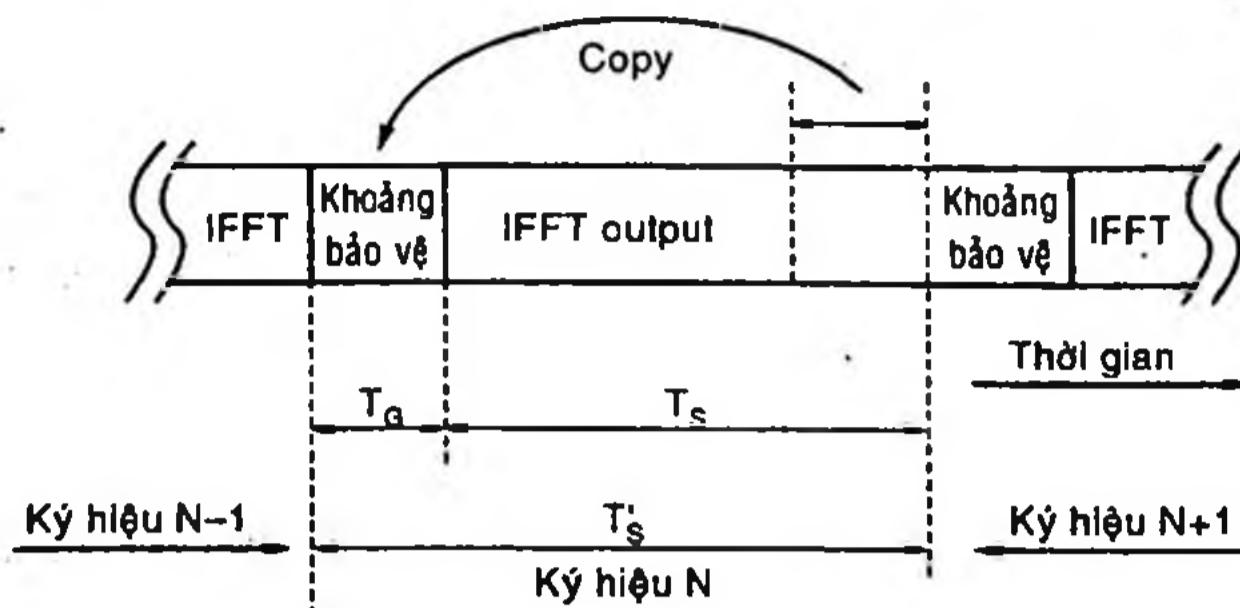
Với môi trường truyền tán sắc (*dispersive channel*), khả năng nhiễu liên ký tự ISI (*InterSymbol Interference*) sẽ tăng nhanh nếu khoảng thời gian T_s tính ở (5.149) của một ký tự OFDM là lớn khi so sánh với khoảng thời gian đáp ứng xung của kênh truyền τ_{\max} . Để loại bỏ hiện tượng ISI, và do đó bảo toàn tính chất trực giao giữa các tín hiệu trên các sóng mang con, nghĩa là đồng thời tránh được hiện tượng giao thoa sóng mang ICI (*InterCarrier Interference*), ta chèn thêm vào giữa các ký tự OFDM kế cận một khoảng dự trữ (gọi là *CP – cyclic prefix*) hay còn gọi là khoảng bảo vệ (*guard band*) có thời gian:

$$T_g \geq \tau_{\max} \quad (5.178)$$

Khoảng dự trữ này được mở rộng trên mỗi ký tự OFDM, như vậy thời gian của ký tự OFDM trở thành:

$$T'_s = T_g + T_s \quad (5.179)$$

Biểu đồ thời gian của mỗi ký tự OFDM sau khi được chèn khoảng dự trữ được vẽ ở hình 5.45. Thông thường, người ta sử dụng đoạn cuối của chuỗi IFFT sao chép lại vào đoạn đầu để tăng thêm thời gian của một ký tự.



Hình 5.45 Chèn khoảng dự trữ vào ký tự OFDM

d) Điều chế RF

Tín hiệu sau bộ điều chế OFDM (gồm các khối ánh xạ điều chế, IFFT, chèn khoảng dự trữ, đóng bộ,...) là tín hiệu rời rạc trong miền thời gian và là tín hiệu dải nền (*baseband*). Tín hiệu này phải được chuyển thành tín hiệu tương tự và được đổi tần lên tần số RF để bắt đầu nhờ các bộ điều chế RF hoặc đổi tần RF.

e) Máy thu OFDM

Tại thiết bị thu, tín hiệu OFDM được đưa vào bộ khuếch đại RF và đổi tần xuống, ta nhận được tín hiệu là tích chập của tín hiệu OFDM tại nơi phát $x(t)$ với đáp ứng xung $h(\tau, t)$ của kênh truyền cùng với tín hiệu nhiễu môi trường $n(t)$:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t - \tau).h(\tau, t)d\tau + n(t) \quad (5.180)$$

Tín hiệu $y(t)$ được đưa qua bộ chuyển đổi tương tự – số, ở ngõ ra là chuỗi y_v , với $v = -L_g, \dots, 0, \dots, N-1$. Vì L_g mẫu đầu tiên của chuỗi y_v chứa các thành phần nhiễu ISI nên các mẫu này sẽ được loại bỏ trước khi thực hiện giải điều chế đa sóng mang. Phần còn lại (không có ISI) gồm các mẫu ứng với $v = 0, \dots, N-1$ của y_v , được giải điều chế bằng quá trình OFDM ngược, trong đó sử dụng biến đổi DFT (hoặc FFT). Ở ngõ ra của bộ DFT là chuỗi giải điều chế R_n , $n = 0, \dots, N-1$ bao gồm N giá trị phức:

$$R_n = \sum_{v=0}^{N-1} y_v e^{-j2\pi nv/N}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (5.181)$$

Vì nhiềuICI có thể được khử bỏ nếu sử dụng khoảng dự trữ, mỗi kênh con có thể được khảo sát riêng biệt. Hơn nữa, nếu giả sử fading trên mỗi kênh con là phẳng và ISI được loại bỏ hoàn toàn, thì ký tự nhận được R_n trong miền tần số có thể được biểu diễn dưới dạng:

$$R_n = H_n S_n + N_n, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (5.182)$$

trong đó H_n là hệ số fading phẳng và N_n biểu thị nhiễu của kênh phụ thứ n . Hệ số fading phẳng H_n là phiên bản rời rạc của hàm truyền đạt của kênh truyền $H(f,t)$ được lấy mẫu trong miền thời gian với tốc độ $1/T_s$ (T_s là chu kỳ ký tự OFDM) và trong miền tần số với khoảng cách giữa các mẫu là khoảng cách giữa các sóng mang con:

$$H_{n,i} = H(nF_s, iT_s) = \sum_{p=0}^{N_p-1} a_p e^{j(2\pi(f_{D,p}iT_s - nF_s\tau_p) + \varphi_p)} = a_{n,i} e^{j\varphi_{n,i}} \quad (5.183)$$

trong đó $a_p, f_{D,p}, \tau_p, \varphi_p$ lần lượt là suy hao, tần số Doppler, thời gian trễ, độ lệch pha tương ứng với đường dẫn thứ p trong số N_p đường dẫn từ máy phát đến máy thu.

Variance của nhiễu được tính bởi:

$$\sigma^2 = E\{|N_n|^2\} \quad (5.184)$$

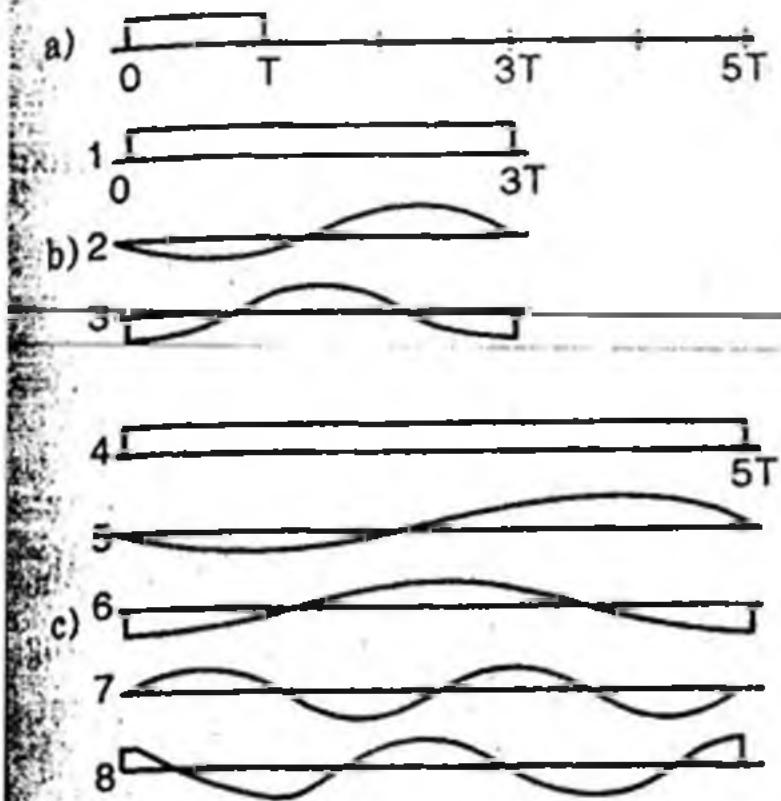
5.6.8 Hiệu suất băng tần của OFDM

Trong điều chế OFDM, mỗi ký tự truyền đi được dùng để điều chế một sóng mang con trong bộ các sóng mang trực giao. Các sóng mang con này được sắp xếp xen kẽ và phủ lấp lênh nhau trong dải băng tần của kênh truyền.

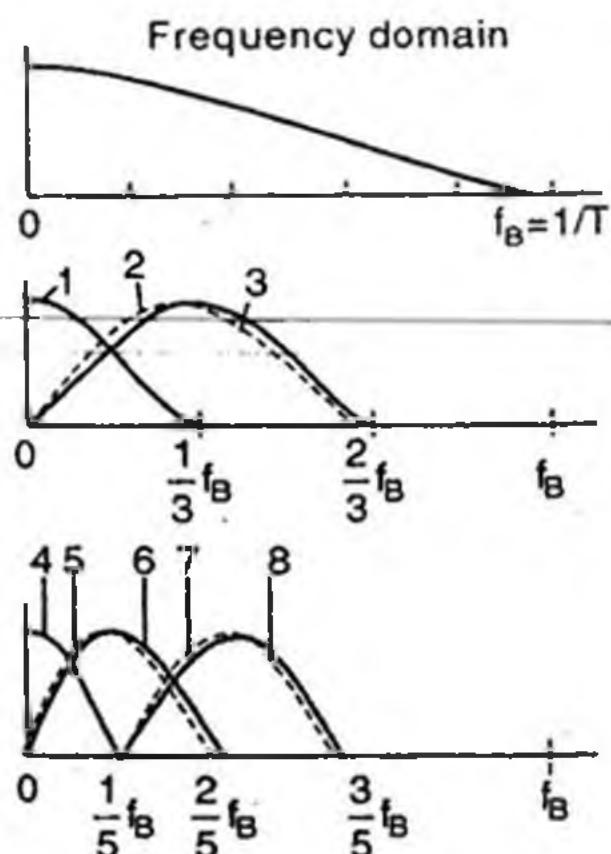
Các ví dụ minh họa về việc sử dụng nhiều sóng mang con trong cùng dải băng tần kênh truyền được vẽ ở hình 5.46, trong đó, hình 5.46a), b) và c), lần lượt tương ứng với trường hợp dùng 1, 3 hoặc 5 sóng mang con. Với một sóng mang con (tín hiệu sóng mang là một xung cửa sổ độ rộng T) dành cho 1 ký tự, phổ tần sóng mang được vẽ

ở hình 5.47a, có dạng hàm $\frac{\sin X}{X}$ với điểm cắt tại $f_B = \frac{1}{T}$, ta có thể

xem như băng tần cần thiết của kênh truyền cho một sóng mang con là $f_B = \frac{1}{T}$, do đó hiệu suất sử dụng băng tần là 1Baud/Hz.



Hình 5.46a, b, c Các dạng sóng mang cho trường hợp 1, 3, 5 sóng mang con



Hình 5.47a, b, c Phổ tần của các sóng mang tương ứng với trường hợp 1, 3, 5 sóng mang con

Với ba sóng mang con (tín hiệu sóng mang gồm 1 xung cửa sổ độ rộng $T_s = 3T$ hai sóng sin vuông pha tần số $\frac{1}{3T} = \frac{f_B}{3}$), phổ tần được vẽ ở hình 5.47b. Ta nhận thấy các dải phổ sóng mang con chiếm khoảng dải tần đến $\frac{2}{3}f_B$, với hiệu suất sử dụng băng tần là 1.5 Baud/Hz .

Với năm sóng mang con (tín hiệu sóng mang gồm 1 xung cửa sổ độ rộng $T_s = 5T$ hai sóng sin vuông pha tần số $\frac{1}{5T} = \frac{f_B}{5}$ và hai sóng sin vuông pha tần số $\frac{2}{5T} = \frac{2f_B}{5}$), phổ tần được vẽ ở hình 5.47c. Ta cũng thấy rằng các dải phổ sóng mang sẽ chiếm khoảng dải tần đến $\frac{3}{5}f_B$, với hiệu suất sử dụng băng tần là 1.67 Baud/Hz .

Một cách tổng quát, với hệ thống OFDM dùng $(2M + 1)$ sóng mang con (gồm 1 xung cửa sổ độ rộng $(2M + 1)T$ và M sóng mang sin, M sóng mang cos), dải băng tần cần thiết cho các sóng mang con là:

$$B = \frac{M+1}{2M+1} \cdot \frac{1}{T} \quad (5.185)$$

và hiệu suất băng tần là:

$$\eta = \frac{M+1}{2M+1} \cdot \text{Baud/Hz} \quad (5.186)$$

Khi $M \rightarrow \infty$, hiệu suất băng tần là $\lim_{M \rightarrow \infty} \eta = 2 \text{Baud/Hz}$

5.6.9 Ưu nhược điểm của hệ thống OFDM

Ưu điểm của hệ thống OFDM:

- Sử dụng phổ tần của kênh truyền một cách hiệu quả do các phổ tần số sóng mang con xen kín và chồng lấp lên nhau. Khi số sóng mang con đủ lớn, phổ tần có dạng gần giống một cửa sổ chữ nhật, hiệu suất băng tần đạt đến 2Baud/Hz (xem (5.186)).

- Loại bỏ nhiễu giữa các ký tự (ISI) và nhiễu giữa các khung (IFI) nhờ sử dụng cyclic prefix trong các khoảng chèn và lặp lại ký tự..

- Giải quyết hiệu quả các ảnh hưởng của fading phẳng đa đường nhờ tốc độ ký tự OFDM là thấp, kháng nhiễu băng hẹp rất tốt, bởi vì nhiễu này chỉ ảnh hưởng đến một tỉ lệ nhỏ các sóng mang con.

- Thực hiện hệ thống OFDM một cách đơn giản trong miền số bằng cách dùng giải thuật FFT và IFFT. Máy thu đơn giản do không cần bộ phận khử ISI và ICI nếu khoảng dự trữ đủ lớn.

Nhược điểm của hệ thống OFDM:

- Tỉ số công suất đỉnh/trung bình (PAPR: Peak-to-Average Power Ratio) tương đối lớn (do có sự chồng chập của một số lớn các tín hiệu sóng mang con phát đồng thời trên cùng một dải tần số, dẫn đến mật độ công suất với phân bố Rayleigh có sự biến động lớn). Do đó, các bộ phát OFDM đòi hỏi bộ khuếch đại công suất với dải động lớn nhưng hiệu suất sử dụng không cao.

- Mất mát hiệu suất phổ do chèn khoảng dự trữ.

- Phải có sự đồng bộ chính xác về tần số và thời gian, đặc biệt là tần số.

- Nhạy với hiệu ứng trái phổ Doppler hơn so với hệ thống đơn sóng mang.

- Nhiều pha (do sự không phối hợp giữa các bộ dao động ở máy phát và máy thu) có thể ảnh hưởng nhiều đến chất lượng hệ thống.

5.6.10 Biện pháp khắc phục các nhược điểm của hệ thống OFDM

a) Tỉ số Công suất đỉnh/Công suất trung bình PAPR.

PAPR trong hệ thống OFDM là khá cao do sự chồng chập của một số lớn các tín hiệu sóng mang con, dẫn đến mật độ công suất với phân bố Rayleigh có sự biến động lớn. Khi N tín hiệu được cộng lại cùng pha sẽ tạo ra công suất đỉnh lớn gấp N lần công suất trung bình.

Với tín hiệu rời rạc theo thời gian, ký tự OFDM thứ m là x_m có PAPR được định nghĩa là tỉ số công suất của một sóng sin có biên độ bằng với giá trị cực đại của đường bao tín hiệu so với công suất trung bình:

$$PAPR_m = \max |x_m(n)|^2 / E \{ |x_m(n)|^2 \} \quad n = 0, N-1 \quad (5.187)$$

Khi PAPR có giá trị lớn, các bộ khuếch đại công suất của các bộ phát OFDM cần dải thông rộng để hoạt động, do đó hiệu suất sử dụng thấp vì phải dành dự trữ công suất trong hệ thống để tránh nhiễu phi tuyến. Nhiễu phi tuyến này có khả năng gây méo dạng tín hiệu và nhiễu liên điều chế (intermodulation noise), kéo theo công suất ngoài băng không mong muốn và BER cao hơn. Ngoài ra, bộ chuyển đổi tương tự - số cũng cần phải có dải động rộng, các thông số đặc tính phức tạp hơn. Tối thiểu hóa PAPR sẽ cho phép tăng công suất phát trung bình của hệ thống, cải thiện được BER tại nơi thu.

Các phương pháp giảm thiểu PAPR:

- *Ngẫu nhiên hóa ký tự (symbol scrambling):*

Kỹ thuật ngẫu nhiên hóa này không nhằm mục tiêu sửa lỗi truyền tin hoặc nén tín hiệu như các kỹ thuật mã hóa thông thường, mà trong đó, mỗi ký tự OFDM ở ngõ vào được giả ngẫu nhiên (scrambled) bởi một chuỗi giả ngẫu nhiên nào đó. Tín hiệu ngõ ra có PAPR nhỏ nhất sẽ được truyền đi.

Với các chuỗi giả ngẫu nhiên được sử dụng là độc lập với nhau, các tín hiệu OFDM được tạo ra sẽ độc lập với nhau. Vì vậy, nếu PAPR của một ký tự OFDM có khả năng vượt qua một ngưỡng nào đó với xác suất p ($p < 1$) khi chưa giả ngẫu nhiên thì xác suất này sẽ giảm thành p_k , nếu ta sử dụng k mã giả ngẫu nhiên.

Kỹ thuật ngẫu nhiên hóa ký tự không đảm bảo cung cấp một giá trị PAPR nhỏ hơn một mức nào đó định trước, nhưng nó làm giảm xác suất của một PAPR lớn xảy ra trong hệ thống.

- *Clipping và peak windowing:*

Clipping là kỹ thuật cắt xén tín hiệu. Biên độ đỉnh sẽ bị hạn chế ở một giá trị cực đại nào đó khi ta nhân tín hiệu với một hàm cửa sổ chữ nhật xác định trước. Tuy nhiên, việc này làm méo biến dạng tín hiệu, tăng BER, gây ra hiện tượng bức xạ ngoài dải do méo phi tuyến đối với tín hiệu OFDM.

Để làm giảm méo phi tuyến do clipping, kỹ thuật peak windowing được sử dụng. Thay vì nhân tín hiệu với cửa sổ chữ nhật, ta nhân tín hiệu với cửa sổ không chữ nhật có dạng phù hợp để cho phổ tần tốt, giảm thành phần bức xạ ngoài dải.

- *Triệt đỉnh (peak cancellation):*

Clipping và peak windowing làm méo phi tuyến tín hiệu nên tạo ra một lượng bức xạ ngoài dải. Dùng kỹ thuật triệt đỉnh tuyến tính (thay vì nhân tín hiệu với một hàm window, ta sẽ thực hiện phép trừ) có thể giúp tránh được hiện tượng này. Bằng cách lựa chọn các hàm tham chiếu thích hợp (có độ rộng phô gần giống với tín hiệu OFDM), việc giảm công suất đỉnh sẽ không gây nhiễu ngoài dải. Hàm triệt đỉnh hình sin thường được sử dụng.

b) *Ước lượng kênh*

Một kênh vô tuyến băng rộng thường có đặc tính chọn lọc theo tần số và biến động thông số theo thời gian. Hệ thống truyền thông di động dùng OFDM cũng mang đầy đủ các đặc tính này, trong đó các hàm truyền đạt kênh tương ứng với các sóng mang con khác nhau là khác nhau ở cả miền tần số lẫn thời gian. Vì vậy, ước lượng kênh phải có khả năng ước lượng biên độ và pha luôn luôn thay đổi theo thời gian của tất cả các sóng mang con.

Phương pháp thông dụng cho ước lượng kênh là sử dụng tín hiệu pilot. Khi so sánh tín hiệu thu được tại nơi thu với tín hiệu pilot nguyên thủy, ta sẽ biết được ảnh hưởng của kênh truyền đến tín hiệu phát. Khi lựa chọn tín hiệu pilot, phải đảm bảo yêu cầu chọn nhiễu, hạn chế tổn hao về năng lượng và ảnh hưởng đến băng thông của toàn bộ hệ thống. Trong OFDM, yêu cầu khoảng cách thời gian giữa 2 ký hiệu pilot liên tiếp khi ước lượng độ dịch tần Doppler là:

$$N_T \leq 1/2f_D T's \quad (5.188)$$

trong đó, $T's$ là chu kỳ ký tự OFDM và f_D là độ dịch tần Doppler.

Ngoài ra, để đảm bảo định lý lấy mẫu Nyquist, yêu cầu khoảng cách trong miền tần số phải là:

$$N_F \leq 1/T_{max} \quad (5.189)$$

trong đó, T_{max} là trải trễ tối đa trong miền tần số.

c) Kỹ thuật đồng bộ

Đồng bộ thu tại thiết bị thu OFDM bao gồm 2 quá trình:

- Giảm nhiễu pha:* Xác định vị trí thời điểm đầu của mỗi ký tự, thời điểm lấy mẫu tối ưu, để giảm thiểu ảnh hưởng của các hiện tượng xuyên nhiễu giữa các ký tự ISI và giữa các sóng mang con (ICI).

- Giảm nhiễu dịch tần:* Ước lượng và khắc phục hiện tượng dịch tần (frequency offset) của tín hiệu thu so với tín hiệu phát, do sự dịch tần luôn luôn gây ra ICI.

Hệ thống OFDM dễ bị ảnh hưởng bởi nhiễu pha và nhiễu dịch tần hơn các hệ thống đơn sóng mang khác nên ngoài các kỹ thuật đồng bộ nêu trên, người ta còn dùng thêm các bộ mã tiền tố vòng (cyclic prefix) hoặc các ký tự huấn luyện OFDM đã quy định trước giữa nơi phát và nơi thu để đảm bảo sự đồng bộ về tần số và về thời gian của các ký tự.

- Đồng bộ thời gian ký tự: Xác định thời điểm ký tự bắt đầu.

Phản thời khoảng chèn TCP ở phần đầu của một ký tự OFDM là hoàn toàn giống với phần cuối của ký tự đó. Tương quan giữa chúng đạt giá trị cực đại khi sự lệch pha trong mỗi thời khoảng ký tự là nhỏ nhất, do đó kỹ thuật này cho phép đạt được sự đồng bộ thời gian ký tự khá tốt.

- Đồng bộ tần số lấy mẫu.

Tần số lấy mẫu ở phía phát và phía thu có thể không hoàn toàn đồng nhau, gây ra xoay pha, nhiễu ICI. Phương pháp khắc phục là sử dụng các mạch dao động VCO, có thể điều khiển tần số bằng các thuật toán xử lý tương tự hoặc xử lý số trên miền đồng bộ.

- Đồng bộ tần số sóng mang.

Tất cả các sóng mang con của hệ thống OFDM sẽ là trực giao một cách lý tưởng nếu tần số của chúng bằng một số nguyên lần tần

số lấy mẫu trong FFT. Khi có sự dịch tần, số chu kỳ của mỗi sóng mang con không còn là một số nguyên nữa, do đó gây ra ICI sau khi thực hiện FFT.

5.6.11 Các ứng dụng của hệ thống OFDM

a) Hệ thống phát thanh số quảng bá (DAB: Digital Audio Broadcasting)

Hệ thống phát thanh số DAB là ứng dụng thương mại đầu tiên của kỹ thuật OFDM. DAB bắt đầu được chú ý từ năm 1987, là sự kế tiếp của hệ thống phát thanh quảng bá dạng tương tự dựa trên AM và FM. DAB có khả năng cung cấp âm thanh số chất lượng cao và các dịch vụ thông tin hiệu quả cao. OFDM được sử dụng trong DAB với cự ly truyền khá lớn, do khả năng chịu được fading đa đường và giảm thiểu nhiễu ISI.

b) Hệ thống truyền hình số quảng bá (DVB-T: Digital Video Broadcasting Terrestrial)

Hệ thống truyền hình số quảng bá bắt đầu được nghiên cứu từ năm 1984, và các chuẩn ứng dụng được phát triển năm 1993. DVB dựa trên chuẩn MREG-2, chuyển tải theo phương thức điểm – đa điểm tín hiệu âm thanh và video số dưới dạng nén. DVB có thể cung cấp môi trường truyền linh động cho âm thanh, video và các dịch vụ dữ liệu.

c) Dịch vụ số tích hợp quảng bá mặt đất (ISDB-T Integrated Services Digital Broadcasting-Terrestrial)

Dịch vụ số tích hợp quảng bá mặt đất đã được chuẩn hóa từ năm 2000 cho cả truyền thanh và truyền hình. ISDB-T (chỉ riêng Nhật Bản) sử dụng phương pháp chèn tín hiệu pilot để hỗ trợ việc thu di động. Tín hiệu pilot có thể được phát liên tục trên sóng mang con với tần số cao nhất hoặc được phát phân tán, trong đó các ký tự pilot được chèn vào một số sóng mang con và một vài mẫu thời gian nào đó.

Một ứng dụng khác của OFDM vừa được phát triển trong những năm gần đây là trong mạng WLAN (Wireless Local Area Network). Các chuẩn 802.11 do IEEE đề xuất gồm 6 kỹ thuật điều chế và các giao thức, bao hàm các kỹ thuật trai phổ nhảy tần và trực tiếp ở các tần số khác nhau.

Phụ lục chương 5

QUI TRÌNH GRAM-SCHMITT

Qui trình Gram-Schmitt là qui trình cho phép thiết lập hàm trực chuẩn (*Orthonormal*) $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$ tương ứng với bộ các tín hiệu $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$ bất kỳ.

Giả sử các tín hiệu $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$ có thể được khai triển thành tổ hợp tuyến tính của các hàm trực chuẩn $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$.
nào đó, ta có thể viết:

$$s_1(t) = s_{11}u_1(t) + s_{12}u_2(t) + \dots + s_{1N}u_N(t) \quad (5P.1a)$$

$$s_2(t) = s_{21}u_1(t) + s_{22}u_2(t) + \dots + s_{2N}u_N(t) \quad (5P.1b)$$

⋮

$$s_N(t) = s_{N1}u_1(t) + s_{N2}u_2(t) + \dots + s_{NN}u_N(t) \quad (5P.1N)$$

trong đó, các hàm trực chuẩn $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$ và các hệ số s_{ij} là các hệ số cần phải tìm.

Các hàm trực chuẩn $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$ phải thỏa mãn điều kiện:

$$\int_T u_j(t) \cdot u_k(t) dt = \begin{cases} 1 & \text{nếu } j = k \\ 0 & \text{nếu } j \neq k \end{cases} \quad (5P.2)$$

Qui trình Gram-Schmitt gồm các bước như sau:

Bước 1: Với một số bậc tự do trong định nghĩa các hàm trực chuẩn, ta có quyền chọn các hệ số s_{1i} trong phương trình (5P.1a) đều bằng 0, ngoại trừ hệ số s_{11} (nghĩa là ta chọn vector đơn vị $u_1(t)$ cùng phương với tín hiệu $s_1(t)$):

$$s_1(t) = s_{11}u_1(t) \quad (5P.3)$$

Vì $u_1(t)$ là vector đơn vị, hệ số s_{11} có thể được suy ra từ (5P.3):

$$s_{11} = \left[\int_T s_1^2(t) dt \right]^{1/2} \quad (5P.4)$$

với T là miền lấy tích phân được chọn trước từ miền giá trị của $s_1(t)$.

Khi đã biết s_{11} , ta suy ra vector đơn vị $u_1(t)$:

$$u_1(t) = \frac{s_1(t)}{s_{11}} \quad (5P.5)$$

Bước 2: Với số bậc tự do còn lại của định nghĩa hàm trực chuẩn, ta có quyền chọn các hệ số s_{2i} trong phương trình (5P.1b) đều bằng 0, ngoại trừ hệ số s_{21} và s_{22} , ta có.

$$s_2(t) = s_{21} \cdot u_1(t) + s_{22} \cdot u_2(t) \quad (5P.6)$$

Nhân (5P.6) với $u_1(t)$ và lấy tích phân hai vế trên miền T , chú ý rằng $u_2(t)$ cũng là vector đơn vị và trực chuẩn với $u_1(t)$ (nghĩa là $\int_T u_1(t) \cdot u_2(t) dt = 0$ theo (5P.2)), ta có thể suy ra:

$$s_{21} = \int_T s_2(t) \cdot u_1(t) dt \quad (5P.7)$$

Biết được s_{21} , ta tính s_{22} theo quá trình sau:

$$\text{Từ (5P.6), ta suy ra: } s_2(t) - s_{21} \cdot u_1(t) = s_{22} \cdot u_2(t) \quad (5P.8)$$

Bình phương hai vế (5P.8) và lấy tích phân trong miền T :

$$\int_T [s_2(t) - s_{21} \cdot u_1(t)]^2 dt = s_{22}^2 \int_T u_2^2(t) dt = s_{22}^2 \quad (5P.9)$$

do $u_2(t)$ là vector đơn vị. Ta có:

$$s_{22} = \left\{ \int_T [s_2(t) - s_{21} \cdot u_1(t)]^2 dt \right\}^{1/2} \quad (5P.10)$$

Khi đã biết s_{21} và s_{22} , ta suy ra $u_2(t)$ từ (5P.6):

$$u_2(t) = \frac{1}{s_{22}} [s_2(t) - s_{21} \cdot u_1(t)] = \frac{1}{s_{22}} \left[s_2(t) - \frac{s_{21}}{s_{22}} \cdot s_1(t) \right] \quad (5P.11)$$

Bước 3: Tương tự như bước 2, ta có thể cho các hệ số s_{3i} trong (5P.1c) đều bằng 0, ngoại trừ hệ số s_{31}, s_{32} và s_{33} , ta có:

$$s_3(t) = s_{31} \cdot u_1(t) + s_{32} \cdot u_2(t) + s_{33} \cdot u_3(t) \quad (5P.12)$$

Các hệ số s_{31}, s_{32} và s_{33} được suy ra tương tự:

$$s_{31} = \int_T s_3(t) \cdot u_1(t) dt \quad (5P.13)$$

$$s_{32} = \int_T s_3(t) \cdot u_2(t) dt \quad (5P.14)$$

$$s_{33} = \left\{ \int_T [s_3(t) - s_{31} \cdot u_1(t) - s_{32} \cdot u_2(t)]^2 dt \right\}^{1/2} \quad (5P.15)$$

Và hàm đơn vị $u_3(t)$ là:

$$u_3(t) = \frac{s_3(t) - s_{31} \cdot u_1(t) - s_{32} \cdot u_2(t)}{s_{33}} \quad (5P.16)$$

Bước 4: Lặp lại tuần tự các bước trên cho các phương trình còn lại của (5P.1), chúng ta sẽ lần lượt tìm được các hàm đơn vị trực chuẩn $u_1(t), u_2(t), \dots, u_N(t)$ và các hệ số s_{ij} cần thiết để thiết lập bộ triển khai của các hàm $s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)$ bất kỳ.

BÀI TẬP CHƯƠNG 5. THÔNG TIN SỐ

Bài tập 1:

Một bộ điều chế số BFSK có năng lượng bit E_b , chu kỳ bit T , tần số sóng mang lần lượt là f_c và $f_c + \Delta f$.

- a/ Tìm hàm tương quan của hai sóng mang đơn vị.
- b/ Tính giá trị của Δf sao cho hàm tương quan này đạt giá trị cực tiểu.

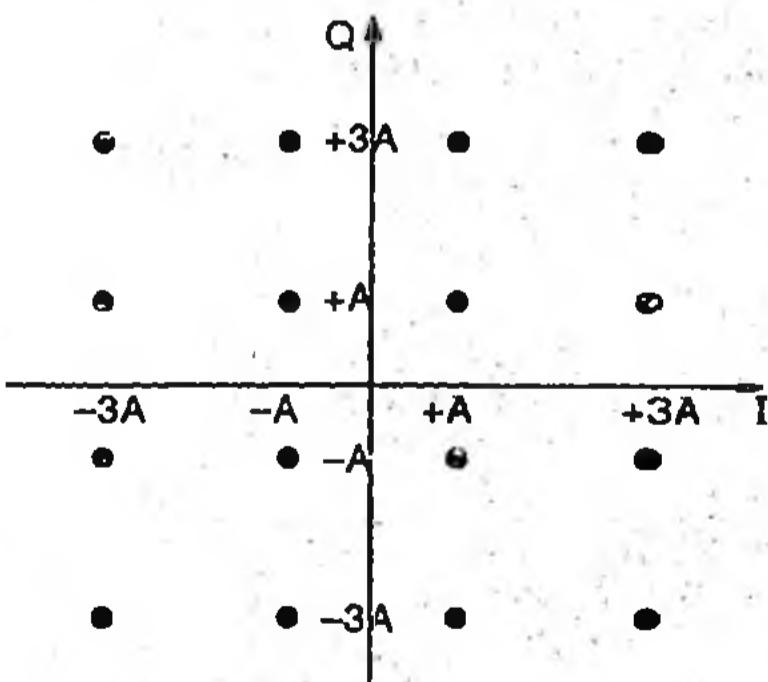
Bài tập 2:

Một hệ thống điều chế 16-QAM chuẩn (vuông) có giản đồ chòm sao được vẽ ở hình 2a.

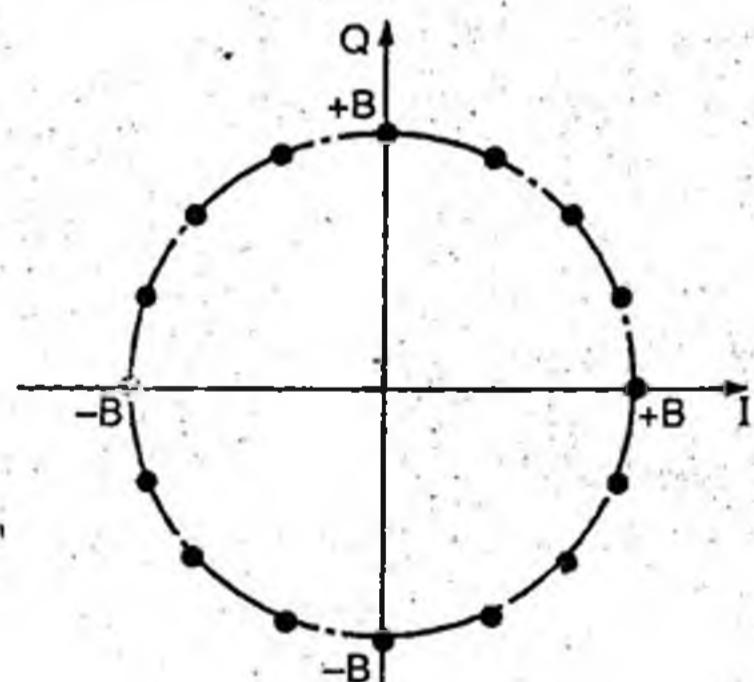
a/ Giả sử xác suất các trạng thái là luôn luôn bằng nhau, tính công suất trung bình của mỗi trạng thái (mỗi ký tự) được phát ra trên điện trở tải chuẩn là 1 ohm. Tính công suất phát đỉnh và biên độ phát đỉnh. Tính khoảng cách tối thiểu giữa 2 trạng thái lân cận.

b/ So sánh giản đồ chòm sao 16-QAM chuẩn với giản đồ chòm sao 16-PSK (phân bố tròn đều) như vẽ ở hình 2b: So sánh về công suất phát trung bình, công suất phát đỉnh, biên độ phát đỉnh và khoảng cách tối thiểu giữa 2 trạng thái lân cận.

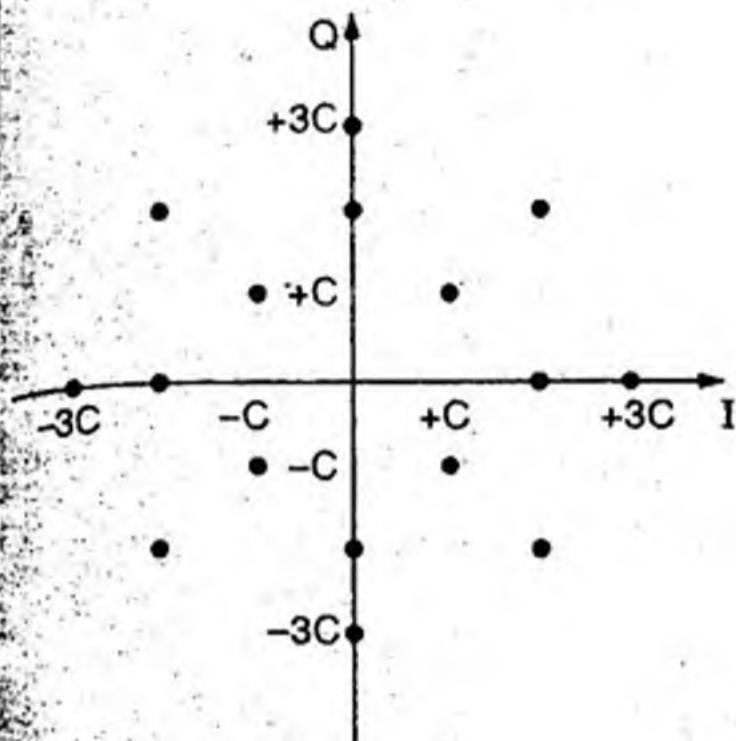
- c/ Lặp lại câu b/: So sánh với giản đồ chòm sao ở hình 2c.
- d/ Lặp lại câu b/: So sánh với giản đồ chòm sao ở hình 2d.



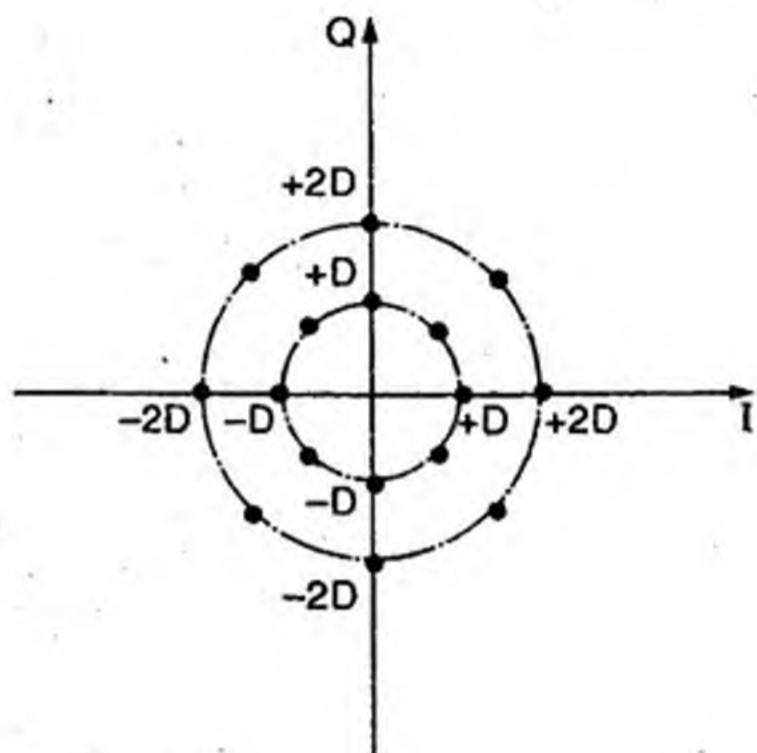
Hình 2a



Hình 2b



Hình 2c



Hình 2d

Bài tập 3:

a/ So sánh điều chế QPSK (4-PSK) với 8-PSK: Để có tỉ số SNR trong cả hai kiểu điều chế là bằng nhau, tìm độ gia tăng công suất phát cần thiết ΔP_{dB} của 8-PSK so với 4-PSK.

b/ Tổng quát hóa bài toán: So sánh điều chế 2^m -PSK với 2^n -PSK, tính độ chênh lệch công suất phát cần thiết để tỉ số SNR trong cả hai kiểu điều chế đều giống nhau.

Bài tập 4:

Xét bộ điều chế M-ary PAM, trong đó M trạng thái là đẳng xác suất và biên độ của sóng mang có giá trị lần lượt là A_1, A_2, \dots, A_M .

a/ Tính công suất phát trung bình P_S cho mỗi trạng thái (giả sử trên điện trở chuẩn là 1 Ohm).

b/ Giả sử ta hiệu chỉnh biên độ sóng mang một lượng a cho mỗi trạng thái phát của bộ điều chế, có nghĩa là tạo các biên độ sóng mang có giá trị mới lần lượt là B_1, B_2, \dots, B_M , với $B_k = A_k - a$, $k=1, M$. Tìm giá trị của a sao cho công suất phát trung bình P_S cho mỗi trạng thái là cực tiểu.

KỸ THUẬT TRẢI PHỔ

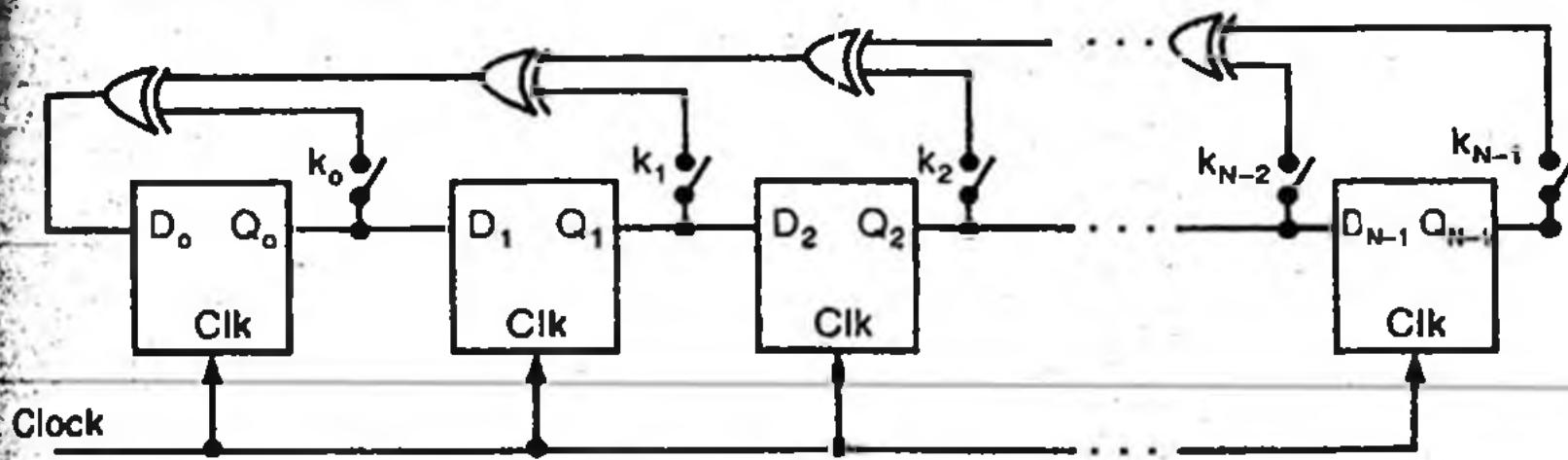
Kỹ thuật trải phổ đối với tín hiệu đã được điều chế ở một dải băng tần hẹp nào đó là phép thực hiện điều chế lần nữa đối với tín hiệu này, sao cho phổ của tín hiệu mới được trải rộng trên thang tần số và do đó, công suất hiệu dụng trên mỗi đơn vị tần số phát sẽ giảm đi đáng kể. Chẳng hạn, ta có thể thực hiện trải phổ đối với sóng AM để phát với băng tần rộng hơn mà công suất hiệu dụng giảm. Kết quả là tín hiệu trải phổ không gây ảnh hưởng gì đến tín hiệu AM của các đài phát khác (vì công suất tín hiệu trải phổ rất thấp) và ngược lại, tín hiệu AM của các đài phát khác cũng không ảnh hưởng đến tín hiệu trải phổ (do dải tần số AM rất hẹp so với dải tần số trải phổ). Ví dụ, một đài phát AM công suất phát P_S , dải tần 10kHz , được trải phổ rộng đến 1MHz nhưng công suất phát P_S không đổi. Như vậy, trong khoảng dải tần AM là 10 kHz , công suất của tín hiệu đã trải phổ là $P_S \times 10\text{kHz}/1\text{MHz} = P_S/100$. Như vậy mức công suất của tín hiệu đã trải phổ thấp hơn công suất phát AM của các đài khác một lượng $20dB$, đảm bảo không ảnh hưởng đến nhau.

Để hiểu được nguyên lý trải phổ, phần đầu tiên phải xét đến cách tạo chuỗi tín hiệu nhị phân giả ngẫu nhiên và các đặc tính của nó, sau đó, sẽ xét đến các nguyên lý trải phổ trực tiếp (DS-SS) và trải phổ nhảy tần (FH).

6.1 CHUỖI TÍN HIỆU NHỊ PHÂN GIẢ NGẦU NHIÊN (PRBS)

Chuỗi tín hiệu nhị phân giả ngẫu nhiên PRBS (*Pseudo Random Binary Sequence*) là một loại tín hiệu số được sử dụng rộng rãi trong kỹ thuật tin học và viễn thông. Nếu trước đây chuỗi PRBS chỉ xuất hiện trong các bài toán ngẫu nhiên thì nay chuỗi PRBS được dùng nhiều trong các hệ thống viễn thông CDMA hoặc trong thông tin đa truy cập (*Multi-User Detection*).

Chuỗi PRBS là chuỗi tín hiệu nhị phân trong đó các giá trị 0 hay 1 xuất hiện một cách có vẻ như ngẫu nhiên theo thời gian, không tuân theo một qui luật lặp đi lặp lại. Tuy nhiên, trong thực tế, một chuỗi ngẫu nhiên hoàn toàn không bao giờ thực hiện được, mà PRBS cũng là một chuỗi tín hiệu nhị phân tuần hoàn nhưng có chu kỳ lặp lại rất lớn nên không được cho biết trước qui luật của nó, người quan sát sẽ rất khó nhận biết được qui luật. Do đó, ta gọi đó là chuỗi giả ngẫu nhiên.



Hình 6.1 Sơ đồ mạch tạo chuỗi giả ngẫu nhiên

Chuỗi PRBS có thể được tạo ra từ mạch chuỗi gồm N D - FFs ghép liên tiếp nhau, như vẽ ở hình 6.1. Các mạch D - FFs tạo thành thanh ghi dịch, có đầu vào là tín hiệu hồi tiếp được tạo ra từ phép cộng Ex-OR các tín hiệu lấy từ đầu ra của các D - FFs (nghĩa là thực hiện phép kiểm tra chẵn lẻ của các bit 1 ở N ngõ ra của D - FFs). Tùy theo các vị trí đóng hoặc mở của các khóa $K_0, K_1, K_2, \dots, K_{N-1}$ mà ta sẽ có các tín hiệu được hồi tiếp về khác nhau. Nói cách khác, tín hiệu D_0 sẽ là tổ hợp Ex-OR của một số ngõ ra Q_0, Q_1, \dots, Q_{N-1} , tùy theo tổ hợp này mà mạch sẽ tạo ở ngõ ra chuỗi giả ngẫu nhiên có qui luật biến đổi riêng. Trong mọi trường hợp, qui luật này đều có

chu kỳ dài ngắn khác nhau. Để chuỗi càng gần với tính ngẫu nhiên, chu kỳ lặp này phải càng lớn càng tốt, tuy nhiên không thể lớn hơn 2^N xung clock của hệ thống.

1- Chiều dài chu kỳ của chuỗi

Khi chọn các tín hiệu hồi tiếp phù hợp (trạng thái đóng mở các khóa K_0, K_1, \dots, K_{N-1} phù hợp), thì chuỗi giả ngẫu nhiên mà mạch tạo ra sẽ có chiều dài chu kỳ của chuỗi là cực đại và đạt đến:

$$L = 2^N - 1 \quad (6.1)$$

trong đó 2^N là số trạng thái tối đa của N D-FFs, và loại bỏ bớt một trạng thái $Q_0 Q_1 \dots Q_{N-1} = 00\dots 0$ vì nếu xuất hiện trạng thái này thì tín hiệu hồi tiếp sẽ bằng không và do đó các trạng thái từ đó về sau đều bằng $00\dots 0$.

Bảng 6.1 cho phép xác định các hàm hồi tiếp tạo tín hiệu vào D_0 sao cho chu kỳ chuỗi có chiều dài cực đại được cho ở (6.1).

Bảng 6.1 Bảng các hàm hồi tiếp cho phép chu kỳ chuỗi có chiều dài cực đại

N	D_0 for $L = 2^N - 1$	N	D_0 for $L = 2^N - 1$
1	Q_0	8	$Q_1 \oplus Q_2 \oplus Q_3 \oplus Q_7$
2	$Q_0 \oplus Q_1$	9	$Q_4 \oplus Q_8$
3	$Q_1 \oplus Q_2$	10	$Q_6 \oplus Q_9$
4	$Q_2 \oplus Q_3$	11	$Q_8 \oplus Q_{10}$
5	$Q_2 \oplus Q_4$	12	$Q_1 \oplus Q_9 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11}$
6	$Q_4 \oplus Q_5$	13	$Q_0 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11} \oplus Q_{12}$
7	$Q_5 \oplus Q_6$	14	$Q_1 \oplus Q_{11} \oplus Q_{12} \oplus Q_{13}$
		15	$Q_{13} \oplus Q_{14}$

2- Đặc tính của chuỗi giả ngẫu nhiên

* Số bit 1 trong một chu kỳ chuỗi là 2^{N-1} và số bit 0 trong một chu kỳ chuỗi là $2^{N-1}-1$ (tổng chiều dài của chu kỳ là $L = 2^N-1$). Ta suy ra xác suất xuất hiện bit 1 hoặc bit 0 trong chuỗi ngẫu nhiên là xấp xỉ bằng nhau, nếu N đủ lớn.

* Nếu trượt một cửa sổ có độ rộng N bit dọc theo chuỗi cho đến hết một chu kỳ L , thì mọi tổ hợp có thể có của một số nhị phân N bits đều xuất hiện một và chỉ một lần, ngoại trừ tổ hợp $Q_0 Q_1 \dots Q_{N-1} = 00\dots 0$ sẽ không xuất hiện.

* Nếu $g(i)$ là một chuỗi PRBS, $g(i+j)$ là chuỗi PRBS giống với $g(i)$ nhưng bị dịch đi một khoảng thời gian bằng j xung clock, thì:

$$g(i) \oplus g(i+j) = g(i+k) \text{ với } k \neq 0 \text{ và } k \neq j \quad (6.2)$$

trong đó: \oplus là phép toán Ex-OR của hai chuỗi

$g(i+k)$ cũng là chuỗi PRBS giống với $g(i)$ nhưng bị dịch đi một khoảng thời gian bằng k xung clock.

Tương tự, nếu $g(i)$ có dạng mã NRZ và có giá trị ± 1 tương ứng với mức luận lý 1 hoặc 0, thì ta có:

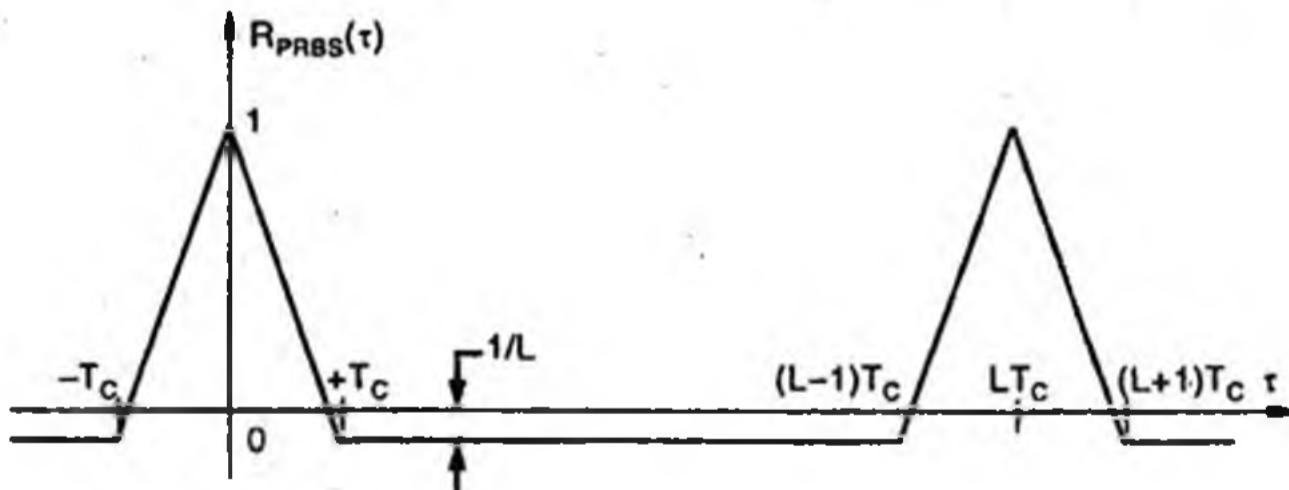
$$g(i) \cdot g(i+j) = -g(i+k) \text{ với } k \neq 0 \text{ và } k \neq j \quad (6.3)$$

* Tích của hai chuỗi PRBS bất kỳ không tương quan với nhau, cũng là một chuỗi giả ngẫu nhiên khác.

* Hàm tự tương quan (*Autocorrelation*) của chuỗi PRBS có giá trị là:

$$R_{PRBS}(\tau) = E\{g(t) \cdot g(t+\tau)\} \quad (6.4)$$

Dạng của hàm tự tương quan biến thiên theo τ được vẽ ở hình 6.2, trong đó T_C là chu kỳ chip (*chip-clock*) của tần số xung clock f_C đặt vào mạch tạo PRBS.



Hình 6.2 Đồ thị hàm tự tương quan của chuỗi PRBS

Từ (6.3) và (6.4), ta suy ra:

$$R_{PRBS}(\tau) = E\{g(t) \cdot g(t+\tau)\} = E\{-g(t+\tau_k)\} \quad (6.5)$$

do đó $R_{PRBS}(\tau)$ là giá trị trung bình của một chuỗi PRBS khác, được viết là $-g(t+\tau_k)$, có giá trị bằng $-1/L$, như vẽ ở hình 6.2.

Chu kỳ biến thiên của $R_{PRBS}(\tau)$ cũng chính là chu kỳ của chuỗi $g(i)$, là $L T_C$.

Ngoài ra, ta còn nhận xét thêm từ hình 6.2 như sau:

Nếu $1/L \rightarrow 0$, thì $L T_c \rightarrow \infty$ (chu kỳ của chuỗi PRBS là vô cùng), lúc này hàm $R_{PRBS}(\tau)$ sẽ trở thành hàm tự tương quan của một chuỗi ngẫu nhiên thực sự. Ngoài ra, nếu có thêm điều kiện $T_c \rightarrow 0$, thì $R_{PRBS}(\tau)$ sẽ trở thành hàm tự tương quan của một tín hiệu nhiễu có $R(\tau) = 0$ với $\forall \tau \neq 0$. Vì vậy, tín hiệu giả ngẫu nhiên PRBS còn được gọi là tín hiệu giả nhiễu PN (Pseudo Noise).

* Mật độ phổ công suất của PRBS có dạng phổ vạch, các vạch cách nhau đoạn $\delta_f = f_c/L$.

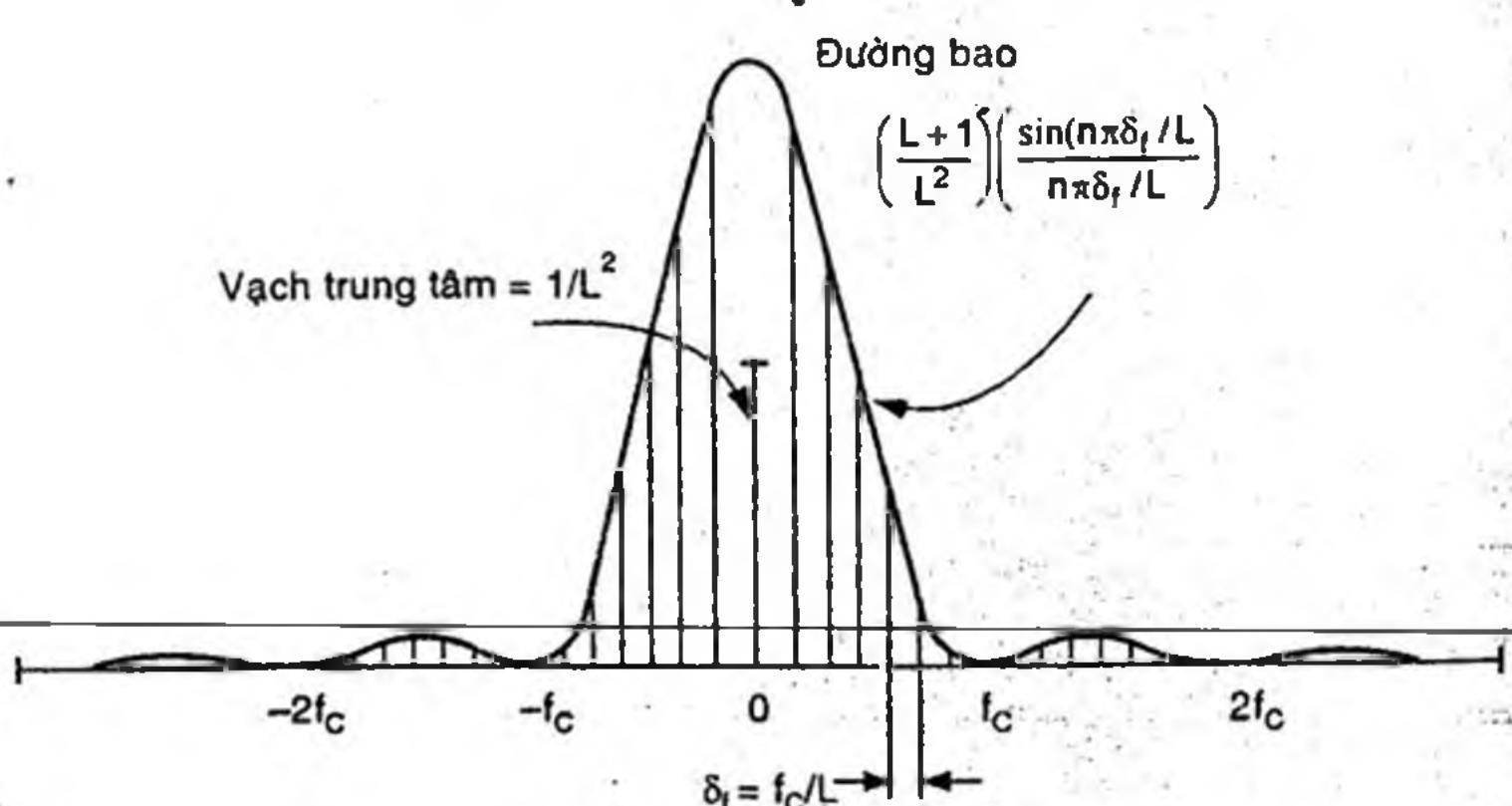
$$G_{PRBS}(f) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} r_n \cdot \delta(f - n\delta_f) \quad (6.6)$$

trong đó: $\delta(f)$ là hàm xung Dirac theo f

r_n có giá trị:

$$r_n = \begin{cases} 1/L^2 & \text{nếu } n = 0 \\ \left(\frac{L+1}{L^2}\right) \cdot \left(\frac{\sin\left(\frac{n\pi}{L}\right)}{\frac{n\pi}{L}}\right)^2 & \text{nếu } n \neq 0 \end{cases} \quad (6.7)$$

Biểu đồ hàm mật độ phổ công suất của PRBS được vẽ ở hình 6.3.



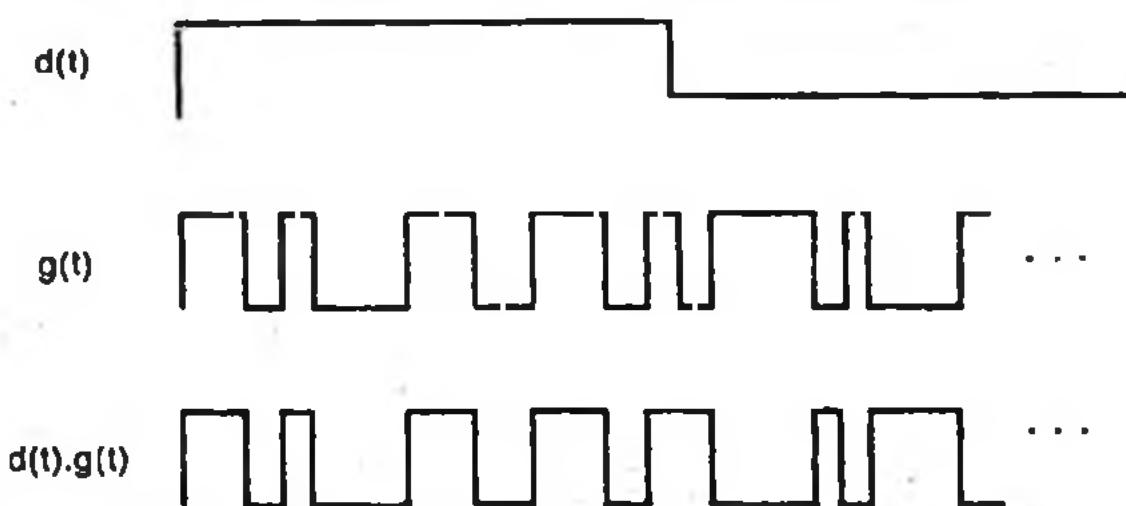
Hình 6.3 Hàm mật độ phổ công suất của PRBS

2 KỸ THUẬT TRẢI PHỐ BẰNG CÁCH PHÂN TÁN PHỐ TRỰC TIẾP

Kỹ thuật trải phổ bằng cách phân tán phổ trực tiếp, hay còn gọi kỹ thuật trải phổ trực tiếp với chuỗi DS-SS (*Direct Sequence Spread Spectrum*), là kỹ thuật mới bắt đầu phát triển trong những năm gần đây, dùng trong các hệ thống di động CDMA, trong hệ thống mã hóa tín hiệu hoặc trong hệ thống thông tin đa truy cập (*multiple Access*)..

1- Nguyên lý căn bản

Gọi chuỗi số cần truyền đi là $d(t)$, có dạng NRZ với $d(t) = \pm 1$, có tốc độ bit f_b , tương tự như các dạng thông tin cần truyền đi trong các phép điều chế số để cấp ở chương 5. Ở đây, thay vì dùng $d(t)$ để điều chế sóng mang hình sin, ta thực hiện phép nhân với chuỗi giả ngẫu nhiên PRBS $g(t)$ có tốc độ bit f_c , với $f_c \gg f_b$. Như vậy, chuỗi $d(t).g(t)$ sẽ có giá trị bằng $g(t)$ nếu $d(t) = +1$ và có giá trị bằng $-g(t)$ nếu $d(t) = -1$. Dạng sóng tiêu biểu theo thời gian của $d(t)$, $g(t)$ và tích số $d(t).g(t)$ được vẽ ở hình 6.4. Vì tốc độ bit f_c của chuỗi PRBS rất lớn hơn tốc độ bit f_b của chuỗi dữ liệu nên khi thực hiện phép nhân $d(t).g(t)$, kết quả là tín hiệu $d(t)$ sẽ bị chia nhỏ ra với tần số rất cao. Do đó, ta gọi là tốc độ chip, để phân biệt với tốc độ bit f_b của dữ liệu.



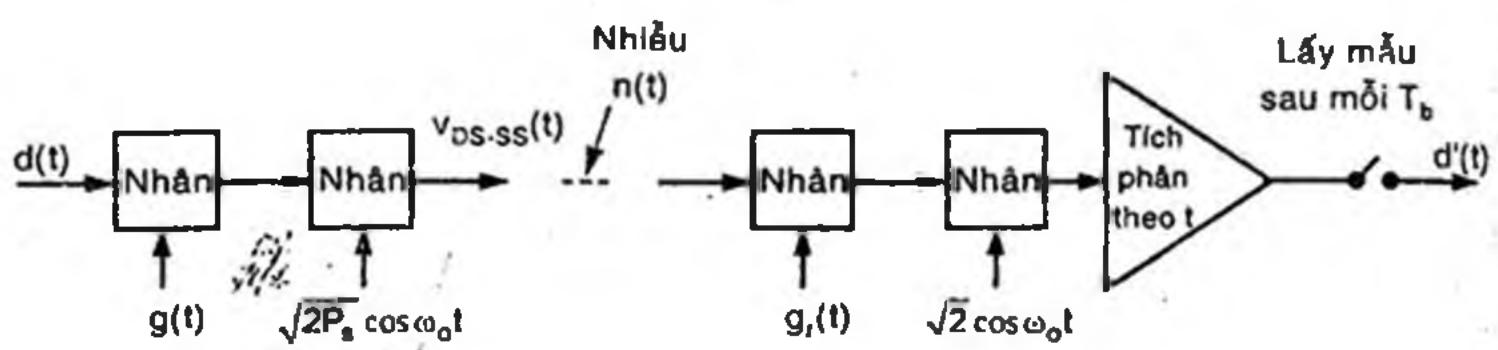
Hình 6.4 Dạng sóng của chuỗi số $d(t)$, chuỗi PRBS $g(t)$ và chuỗi tích số $D(T).g(t)$

Chuỗi tích số $d(t).g(t)$ sau đó được dùng để điều chế số BPSK hoặc QPSK như các phương pháp cổ điển. Thông thường, ta hay dùng kiểu điều chế BPSK, tín hiệu đã điều chế sẽ có biểu thức:

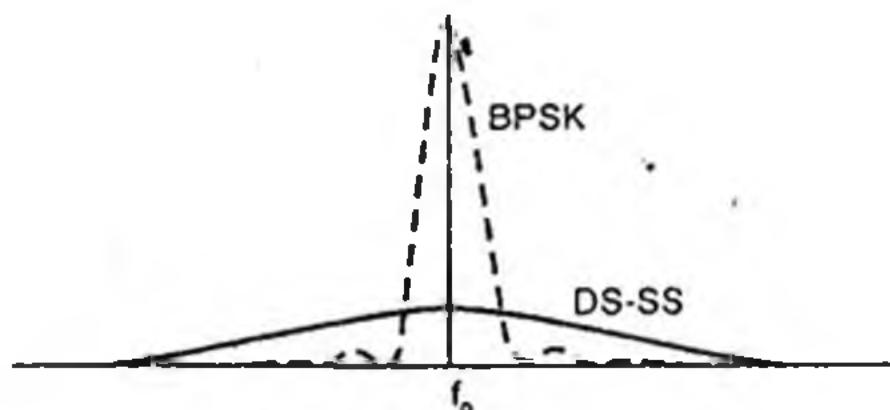
$$v_{DS-SS}(t) = \sqrt{2P_S} d(t) \cdot g(t) \cdot \cos \omega_0 t \quad (6.8)$$

trong đó: P_S là công suất phát, ω_0 là tần số của sóng mang.

Nếu so sánh (6.8) với biểu thức của BPSK ($v_{BPSK}(t) = \sqrt{2P_S} \cdot d(t) \cos \omega_0 t$), ta nhận thấy, với cùng một công suất phát P_S , chuỗi số $d(t) \cdot g(t)$ có tốc độ chip f_c sẽ chiếm dải phổ tần rộng hơn rất nhiều so với tín hiệu $v_{BPSK}(t)$ có tốc độ bit f_b (vì $f_c \gg f_b$). do đó, mật độ phổ công suất của tín hiệu trai phổ $v_{DSSS}(t)$ sẽ thấp hơn rất nhiều so với mật độ phổ công suất của $v_{BPSK}(t)$. Nếu f_c đủ lớn, mật độ phổ công suất này sẽ rất thấp và xen lẫn với mức nhiễu nền, do đó, các hệ thống thu và giải điều chế thông thường không thể khôi phục được chuỗi số tin tức. Ta gọi đây là kỹ thuật trai phổ phân tán phổ trực tiếp.



Hình 6.5 Sơ đồ khôi điều chế DS-SS và khôi giải điều chế DS-SS



Hình 6.6 So sánh phổ của DS-SS với phổ của BPSK

Hình 6.5 mô tả khôi điều chế và giải điều chế DS-SS. Khôi điều chế thực hiện đầy đủ các phép nhân $d(t)$ với chuỗi PRBS $g(t)$, sau đó điều chế BPSK, như đã nói ở phần trên. Khôi giải điều chế thực hiện phép nhân tín hiệu $v_{DS-SS}(t)$ với chuỗi $g_r(t)$ là chuỗi giả ngẫu nhiên tái tạo được ở máy thu. Về nguyên tắc, máy thu phải tái tạo $g_r(t)$ biến thiên cùng qui luật và đồng pha với chuỗi PRBS $g(t)$ trong tín hiệu đến từ máy phát. Qui trình tái tạo và hiệu chỉnh pha cho $g_r(t)$

sẽ được trình bày ở phần sau.

Sau khi nhân với $g_r(t)$, ta có tín hiệu:

$$v_{DS-SS}(t) \cdot g_r(t) = [\sqrt{2P_S}d(t) \cdot g(t) \cdot \cos\omega_0 t] \cdot g_r(t) \quad (6.9)$$

Nếu $g_r(t)$ được đồng bộ pha hoàn toàn với $g(t)$, có nghĩa là $g_r(t) = g(t)$ và chú ý rằng $g(t) = \pm 1$, ta có:

$$v_{DS-SS}(t) \cdot g_r(t) = \sqrt{2P_S} \cdot g^2(t) \cdot d(t) \cdot \cos\omega_0 t = \sqrt{2P_S} \cdot d(t) \cdot \cos\omega_0 t \quad (6.10)$$

Biểu thức (6.10) hoàn toàn tương tự như một tín hiệu $v_{BPSK}(t)$, sau đó có thể được giải điều chế bằng phép nhân với sóng mang $\sqrt{2}\cos\omega_0 t$ và lọc thông thấp thông qua bộ tích phân, lấy mẫu theo nhịp của tốc độ bit f_b để khôi phục lại chuỗi số tin tức $d'(t)$.

2- Ảnh hưởng của nhiễu

Trong hệ thống DS-SS, có thể kể đến ba loại nhiễu căn bản sau:

- **Nhiễu nhiệt.**

- Nhiễu từ các hệ thống thông tin thường khác, có tần số trùng với dải tần của tín hiệu DS-SS. Ở phần này, ta chỉ xét đến loại nhiễu đơn tần, là một tín hiệu sóng mang không điều chế có tần số nằm trong băng tần của DS-SS.

- Can nhiễu giữa các hệ thống DS-SS sử dụng chung dải tần nhưng có các chuỗi PRBS khác nhau. Đây là trường hợp xảy ra khi ứng dụng kỹ thuật DS-SS trong đa truy cập phân chia theo mã CDMA.

a) *Nhiễu nhiệt*

Trong hệ thống DS-SS, chuỗi số tín hiệu $d(t)$ sau quá trình hai lần nhân với chuỗi PRBS $g(t)$ (và chú ý rằng $g^2(t) = 1$) sẽ không bị thay đổi đặc tính của tin tức. Mặt khác, nhiễu $n(t)$ xuất hiện trong môi trường truyền tin, như ở hình 6.5, khi đến nơi thu, sẽ bị nhân với chuỗi PRBS $g_r(t)$. Điều này làm $n(t)$ bị "chế nhỏ" ra và đặc tính của $n(t)$ sẽ thay đổi ngẫu nhiên theo giá trị của $g_r(t) = \pm 1$. Do đó, ta có thể suy ra rằng công suất nhiễu sẽ không ảnh hưởng đến phân bố mật độ phổ công suất của tín hiệu tin tức. Nhiễu nhiệt chỉ tác động lên hệ thống giống như tác động lên hệ thống thu phát BPSK, và ta có xác suất thu sai giống như dùng cho tín hiệu BPSK:

$$P_e = \frac{1}{2} erfc\left(\sqrt{\frac{E_b}{\eta}}\right) \quad (6.11)$$

trong đó: E_b - năng lượng bit của tín hiệu tin tức ($E_b = P_S \cdot T_b$)

η - mật độ phổ công suất của nhiễu.

b) Nhiễu đơn tần

Nhiễu đơn tần (*single-tone interference*) được xem là một sóng mang không điều chế công suất P_j , có tần số nằm trùng trong dải tần số DS-SS. Ở phần này, ta xét trường hợp xấu nhất xảy ra khi tần số của nhiễu đơn tần trùng với tần số sóng mang ω_o , biểu thức của tín hiệu nhiễu đơn tần được viết như sau:

$$v_{ns}(t) = \sqrt{2P_j} \cdot \cos(\omega_o t + 0) \quad (6.12)$$

Như vậy, tín hiệu $v_{DS-SS}(t)$ bị nhiễu đơn tần, khi đến máy thu là:

$$v_I(t) = \sqrt{2P_S} \cdot d(t) \cdot g(t) \cdot \cos \omega_o t + \sqrt{2P_j} \cos(\omega_o t + 0) \quad (6.13)$$

Sau khi được nhân với chuỗi $g_r(t) = g(t)$ và với sóng mang $\sqrt{2} \cos \omega_o t$, tín hiệu $v_I(t)$ ở (6.13) trở thành:

$$\begin{aligned} v_I(t) \cdot g(t) \cdot \sqrt{2} \cos \omega_o t &= \sqrt{2P_S} \cdot d(t) \cdot \sqrt{2} \cos^2 \omega_o t + \sqrt{2P_j} \cdot g(t) \cdot \sqrt{2} \cos(\omega_o t + 0) \cdot \cos \omega_o t \\ &= \sqrt{P_S} (1 + \cos 2\omega_o t) d(t) + \sqrt{P_j} \cdot g(t) (1 + \cos 2\omega_o t) \cdot \cos 0 - \\ &\quad - \sqrt{P_j} \cdot g(t) \cdot \sin 2\omega_o t \cdot \sin 0 \end{aligned} \quad (6.14)$$

Như trong hầu hết các phương pháp điều chế số khác, tần số sóng mang f_o thường được chọn là một bội số nguyên lần của tốc độ bit f_b , khi đó các số hạng có chứa thành phần $\cos 2\omega_o t$ và $\sin 2\omega_o t$ sẽ bị triệt tiêu khi qua mạch tích phân và lấy mẫu theo chu kỳ $T_b = 1/f_b$, kết quả ta có điện áp ngõ ra là:

$$v_o(t) = \sqrt{P_S} \cdot d(t) + \sqrt{P_j} \cdot g(t) \cdot \cos 0 \quad (6.15)$$

trong đó θ là góc lệch pha giữa sóng mang nhiễu đơn tần và sóng mang của tín hiệu DS-SS từ nơi phát. Do giữa hai tín hiệu này không hề có một đồng bộ nào (kênh nhiễu đơn tần không có tương quan gì đến chuỗi tin tức), nên ta có thể xem θ như là một biến ngẫu nhiên có phân bố đều. Mật độ phổ công suất của thành phần nhiễu trong (6.15) là:

$$G_j(f) = \frac{P_j \overline{\cos^2 \theta}}{2f_c} \cdot \left(\frac{\sin(\pi f/f_c)}{\pi f/f_c} \right)^2 \quad (6.16)$$

Do θ là một biến ngẫu nhiên có phân bố đều nên $\overline{\cos^2 \theta} = 1/2$, ~~nhưng khác~~ vì ta chỉ quan tâm đến $G_j(f)$ trong vùng tần số $|f| \leq f_b$ trong khi đối với tín hiệu DS-SS thì $f_b \ll f_c$ nên có thể xem $\frac{\sin(\pi f/f_c)}{\pi f/f_c} \approx 1$. Do đó, (6.16) trở thành:

$$G_j(f) \approx \frac{P_j \overline{\cos^2 \theta}}{2f_c} = \frac{P_j}{4f_c} \text{ với } |f| \leq f_b \quad (6.17)$$

So sánh với công thức (6.11) tính xác suất thu sai khi mật độ công suất nhiễu là $\eta/2$ cho toàn thang tần số (hoặc mật độ η tính cho tần số dương), ta nhận thấy mật độ phổ công suất nhiễu đơn tần $G_j(f)$ ở (6.17) cũng có vai trò tương tự. Ta có thể áp dụng (6.11) để tính xác suất thu sai cho nhiễu đơn tần, bằng cách thay thế $\eta/2$ bằng $G_j(f)$, kết quả ta có:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b 2f_c}{P_j}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \frac{P_s}{P_j} \cdot \frac{f_c}{f_b}} \right) \quad (6.18)$$

Với cùng một tỉ số S/N là P_s/P_j không đổi, P_e sẽ giảm khi f_c/f_b tăng. Nói cách khác, nếu tốc độ chip f_c càng lớn hơn f_b (phổ tín hiệu càng được trải rộng), thì xác suất thu sai càng giảm. Tỉ số f_c/f_b được gọi là độ lợi xử lý (processing gain) G_p của hệ thống DS-SS:

$$G_p = \frac{f_c}{f_b} \quad (6.19)$$

Ngược lại, với cùng một độ lợi xử lý $G_p = f_c/f_b$ không đổi, xác suất thu sai P_e ở (6.18) sẽ giảm khi tỉ số P_s/P_j càng tăng. Nếu ta xem P_j là công suất nhiễu đang chèn ép tín hiệu trải phổ, từ (6.18), ~~ta~~ có thể định nghĩa một đại lượng công suất chèn ép hiệu dụng $P_{j,eff}$ (effective jamming power) như sau:

$$P_{j,eff} = \frac{P_j}{2(f_c/f_b)} \quad (6.20)$$

Lúc đó, biểu thức (6.18) được viết lại thành:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{P_{j,eff}}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_S}{P_j} \cdot 2G_P} \right) \quad (6.21)$$

c) *Nhiều từ các kênh DS-SS khác có cùng tần số sóng mang*

Kỹ thuật DS-SS cho phép trải phổ nhiều tín hiệu khác nhau sử dụng chung một dải phổ tần thông tin, điểm khác biệt chỉ là các chuỗi PRBS cho mỗi nguồn phát tin là khác nhau. Ở nơi thu, khả năng chọn lọc phân biệt một tín hiệu DS-SS này so với rất nhiều tín hiệu DS-SS thu được đồng thời cũng dựa vào chuỗi PRBS tương ứng. Tuy nhiên, sự hiện diện của các tín hiệu DS-SS của các kênh khác cũng có thể gây ra sai số cho tín hiệu muốn thu.

Giả sử có k máy phát DS-SS đồng thời hoạt động trên cùng một tần số sóng mang ω_o với cùng công suất phát P_S , tín hiệu tổng hợp thu được là:

$$v(t) = \sum_{i=1}^k \sqrt{2P_S} d_i(t) \cdot g_i(t) \cdot \cos(\omega_o t + \theta_i) \quad (6.22)$$

trong đó: $d_i(t)$ - chuỗi số tin tức của nguồn tin thứ i ($i = \overline{1, k}$)

$g_i(t)$ - chuỗi PRBS cho kênh thứ i

θ_i - góc pha của sóng mang sử dụng cho kênh thứ i .

Xét một kênh DS-SS tiêu biểu mà ta muốn truyền tin tức đi, chẳng hạn kênh số 1, trong khi các kênh khác ($i = \overline{2, k}$) đều là tác nhân gây nhiễu. Khi muốn thu tín hiệu kênh 1, máy thu phải tái tạo chuỗi PRBS $g_1(t)$ và tín hiệu sóng mang $\sqrt{2} \cos(\omega_o t + \theta_1)$. Các tín hiệu này lần lượt được nhân với $v(t)$ ở (6.22), theo đúng qui trình giải điều chế ở hình 6.5, ta thu nhận được tín hiệu ở ngoặc ra mạch tích phân và lấy mẫu như sau:

$$\begin{aligned} v_{01}(t) &= \sum_{i=1}^k \sqrt{P_S} \cdot d_i(t) \cdot g_i(t) \cdot g_1(t) \cdot \cos(\theta_i - \theta_1) \\ &= \sqrt{P_S} \cdot d_1(t) + \sum_{i=2}^k \sqrt{P_S} \cdot d_i(t) \cdot g_i(t) \cdot g_1(t) \cdot \cos(\theta_i - \theta_1) \end{aligned} \quad (6.23)$$

$$\text{Đặt: } g_{1i}(t) = g_i(t) \cdot g_1(t) \quad (6.24)$$

Vì $g_i(t)$ và $g_1(t)$ đều là các chuỗi PRBS (giả sử chúng có cùng tốc độ chip f_c), nên $g_{1i}(t)$ cũng là một chuỗi PRBS có cùng tốc độ chip f_c .

Tương tự, đặt: $\theta_{1i} = \theta_i - \theta_1$ (6.25)

thì do θ_i và θ_1 cùng là các biến ngẫu nhiên nên θ_{1i} cũng là một biến ngẫu nhiên.

Kết quả, (6.23) viết lại thành:

$$v_{01}(t) = \sqrt{P_S} \cdot d_1(t) + \sum_{i=2}^k \sqrt{P_S} \cdot d_i(t) \cdot g_{1i}(t) \cdot \cos \theta_{1i} \quad (6.26)$$

So sánh (6.26) với (6.15) (trường hợp nhiễu đơn tần), ta nhận thấy chúng hoàn toàn tương tự nhau, chỉ khác rằng công suất nhiễu đơn tần P_j trong (6.15) được thay bằng công suất phát P_S của các kênh DS-SS khác; rằng thay vì một tín hiệu nhiễu đơn tần trong (6.15) ta lại có $(k-1)$ tín hiệu nhiễu từ kênh $i = 2$ đến kênh $i = k$. Do đó, ta có thể suy ra mật độ phổ công suất của $(k-1)$ tín hiệu nhiễu là gấp $(k-1)$ lần mật độ phổ công suất mỗi kênh riêng rẽ được cho từ (6.17):

$$G_k(f) \approx (k-1) \cdot \frac{P_S}{4f_c} \quad (6.27)$$

Thay $\eta/2$ trong (6.11) bằng $G_k(f)$ ở (6.27), ta thu được xác suất thu sai trong trường hợp này là:

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \left(\frac{1}{k-1} \right) \cdot \left(\frac{f_c}{f_b} \right)} \right) \quad (6.28)$$

Vậy, để xác suất thu sai P_e giảm, cần phải thiết kế hệ thống sao cho:

$$G_P = \frac{f_c}{f_b} \gg \frac{k-1}{2} \quad (6.29)$$

Trong phân tích trên, chúng ta đã giả thiết rằng công suất tín hiệu phát từ các máy phát DS-SS đến máy thu là như nhau và bằng P_S . Tuy nhiên, trong thực tế, khi điều này không thỏa mãn, thì có thể xảy ra khả năng công suất tín hiệu của kênh DS-SS cần thu lại rất thấp hơn công suất tín hiệu nhiễu từ các kênh DS-SS khác. Lúc này, xác suất thu sai P_e sẽ tăng mạnh. Đây là vấn đề gần xa (*near-far problem*) của kỹ thuật trai phổ DS-SS.

3- Đồng bộ chuỗi giả ngẫu nhiên tại nơi thu

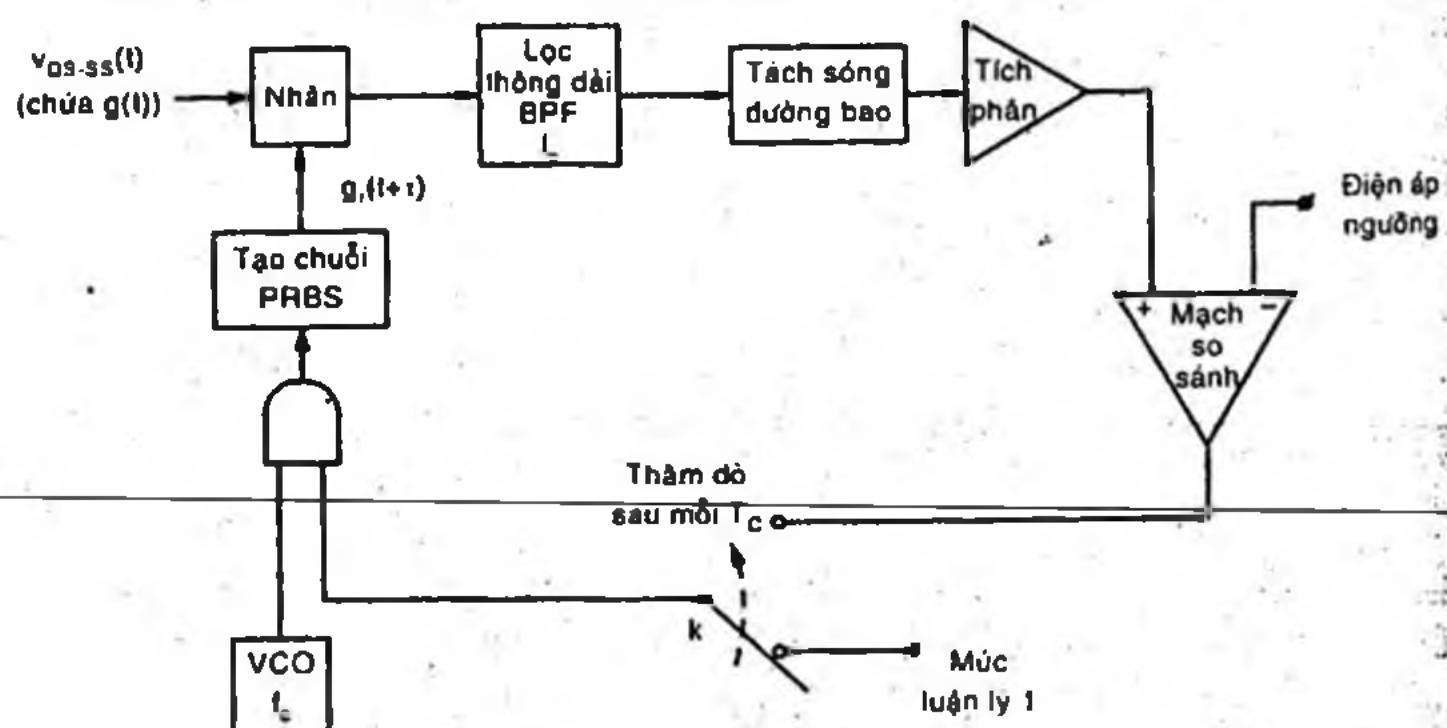
Với các hệ thống thu phát thông thường, bộ thu tương quan đòi hỏi sự tái tạo và đồng bộ pha tín hiệu sóng mang ở nơi thu so với nơi phát, mục đích nhằm chuyển đổi phổ tần số trực tiếp từ vùng tần số cao xuống vùng phổ dài nền.

Đối với hệ thống DS-SS, một khối đồng bộ khác cần phải có là khối tái tạo và đồng bộ chuỗi giả ngẫu nhiên $g_r(t)$ tại nơi thu.

Để tạo được chuỗi $g_r(t)$ đồng dạng và đồng bộ về thời gian với chuỗi $g(t)$ tại nơi phát, ta cần biết qui luật sinh và tốc độ của $g(t)$, sau đó, nơi thu sẽ tự tạo chuỗi $g_r(t + \tau)$ và tiến hành hiệu chỉnh pha để khoảng lệch thời gian τ sẽ dần dần tự triệt tiêu. Quá trình hiệu chỉnh để triệt tiêu τ được thực hiện theo hai bước: Bước đồng bộ thô (hay đồng bộ sơ bộ) và bước đồng bộ tinh (hay tinh chỉnh đồng bộ). Qui trình đồng bộ thô sẽ cho phép giảm khoảng lệch thời gian xuống đến giá trị $\pm T_c/2$ và sau bước đồng bộ tinh, độ lệch τ sẽ bị triệt tiêu.

a) Đồng bộ thô (đồng bộ sơ bộ) chuỗi $g(t)$

Hình 6.7 trình bày nguyên lý đồng bộ thô (coarse synchronization) của chuỗi $g_r(t + \tau)$ tại nơi thu so với chuỗi $g(t)$ tại nơi phát, được chứa trong tín hiệu trai phổ $v_{DS-SS}(t)$ mà máy thu nhận được. Mạch VCO tạo dao động ở tốc độ chip f_c , qua cổng AND để làm xung clock cho mạch tạo chuỗi PRBS. Qui luật tạo chuỗi $g(t)$ tại nơi phát phải được biết trước và khối tạo chuỗi PRBS phải được xác lập trước ở qui luật này.



Hình 6.7 Sơ đồ khối mạch đồng bộ thô chuỗi $g_r(t + \tau)$

Giả sử chuỗi tái tạo $g_r(t + \tau)$ tạo khoảng chênh lệch thời gian τ bất kỳ so với chuỗi $g(t)$. Căn cứ vào hàm tự tương quan của các chuỗi PRBS đã được giới thiệu ở hình 6.2, ta nhận thấy nếu τ khá lớn, giá trị của hàm tự tương quan là rất thấp, nhưng nếu τ giảm đến mức sao cho $|\tau| \leq T_c$, trị của hàm sẽ tăng nhanh và đạt cực đại khi $\tau = 0$, nếu $|\tau| \leq T_c/2$ trị của hàm sẽ vượt qua một giá trị ngưỡng nào đó.

Chuỗi tái tạo $g_r(t + \tau)$ sẽ được nhân với $v_{DS-SS}(t)$, qua mạch lọc thông dải BPF chọn lọc tần số sóng mang ω_o , mạch tách sóng đường bao và mạch tích phân, tạo một tín hiệu tỉ lệ với độ lệch thời gian τ giữa hai chuỗi. Nói cách khác, tín hiệu này đo lường sự tương quan giữa chuỗi $g_r(t + \tau)$ và chuỗi $g(t)$. Mạch so sánh làm nhiệm vụ so sánh độ lớn của tín hiệu này với một điện áp ngưỡng chọn trước, nghĩa là sẽ phát hiện khi nào hàm tương quan đủ lớn hơn mức ngưỡng (chuỗi $g_r(t + \tau)$ gần đồng bộ với chuỗi $g(t)$), do đó sẽ hiệu chỉnh pha của chuỗi $g_r(t + \tau)$ phù hợp. Tuy nhiên, để kết quả đo chính xác, quá trình đo tương quan giữa $g_r(t + \tau)$ và $g(t)$ thường được thực hiện trong khoảng thời gian khá dài, lớn nT_c (gấp n lần chu kỳ chip T_c), đủ để mạch tích phân lấy trung bình kết quả so sánh giữa hai chuỗi. Giá trị n thường được chọn theo thực nghiệm, n càng lớn thì việc đo tương quan càng chính xác, nhưng thời gian đo dài khiến kéo dài thời gian đồng bộ.

Trong quá trình đồng bộ, chuyển mạch khóa K trên hình 6.7 thường xuyên được nối với mức logic 1, cho phép cổng AND mở và xung clock tần số f_c được đưa đến mạch tạo chuỗi PRBS. Sau mỗi thời gian nT_c , chuyển mạch khóa K sẽ đảo vị trí để nối với đầu ra của mạch so sánh. Sau thời gian một chu kỳ chip T_c , khóa K lại trở về vị trí ban đầu.

Khi khóa K chuyển đến vị trí mạch so sánh, sẽ xảy một trong hai khả năng sau:

- * Nếu thời gian τ lớn (độ lệch pha giữa hai chuỗi lớn) sao cho $|\tau| \geq T_c/2$, điện áp đo trị tương quan sẽ nhỏ hơn điện áp ngưỡng, đầu ra của mạch so sánh ở mức logic 0. Khi đó, cổng AND sẽ đóng trong một chu kỳ T_c , tín hiệu VCO không được đưa đến mạch tạo chuỗi PRBS. Do đó, chuỗi tái tạo $g_r(t + \tau)$ sẽ bị dừng lại trong một nhịp,

nghĩa là chuỗi $g_r(t + \tau)$ bị dịch lùi đi một nhịp, nhờ vậy, giảm độ lệch thời gian τ một chu kỳ chip T_c .

* Nếu thời gian τ nhỏ (độ lệch pha giữa hai chuỗi ít) sao cho $|\tau| \leq T_c/2$, điện áp đo trị tương quan vượt qua mức điện áp ngưỡng, đầu ra của mạch so sánh ở mức logic 1. Khi đó, dù chuyển mạch khóa K ở vị trí nào thì mức logic 1 vẫn được đặt vào, mở cổng AND cho phép tín hiệu VCO tiếp tục đưa đến mạch tạo chuỗi PRBS. Như vậy, chuỗi $g_r(t + \tau)$ sẽ được phát ra liên tục không bị dừng lại.

Sau khi thực hiện tuần tự các bước đồng bộ thô kể trên, chuỗi $g_r(t + \tau)$ sẽ được tạo ra đều đặn với $|\tau| \leq T_c/2$, hệ thống sẽ chuyển sang chế độ đồng bộ tinh (tinh chỉnh đồng bộ) để hiệu chỉnh tiếp tục pha của chuỗi $g_r(t + \tau)$ cho đến khi $\tau \rightarrow 0$.

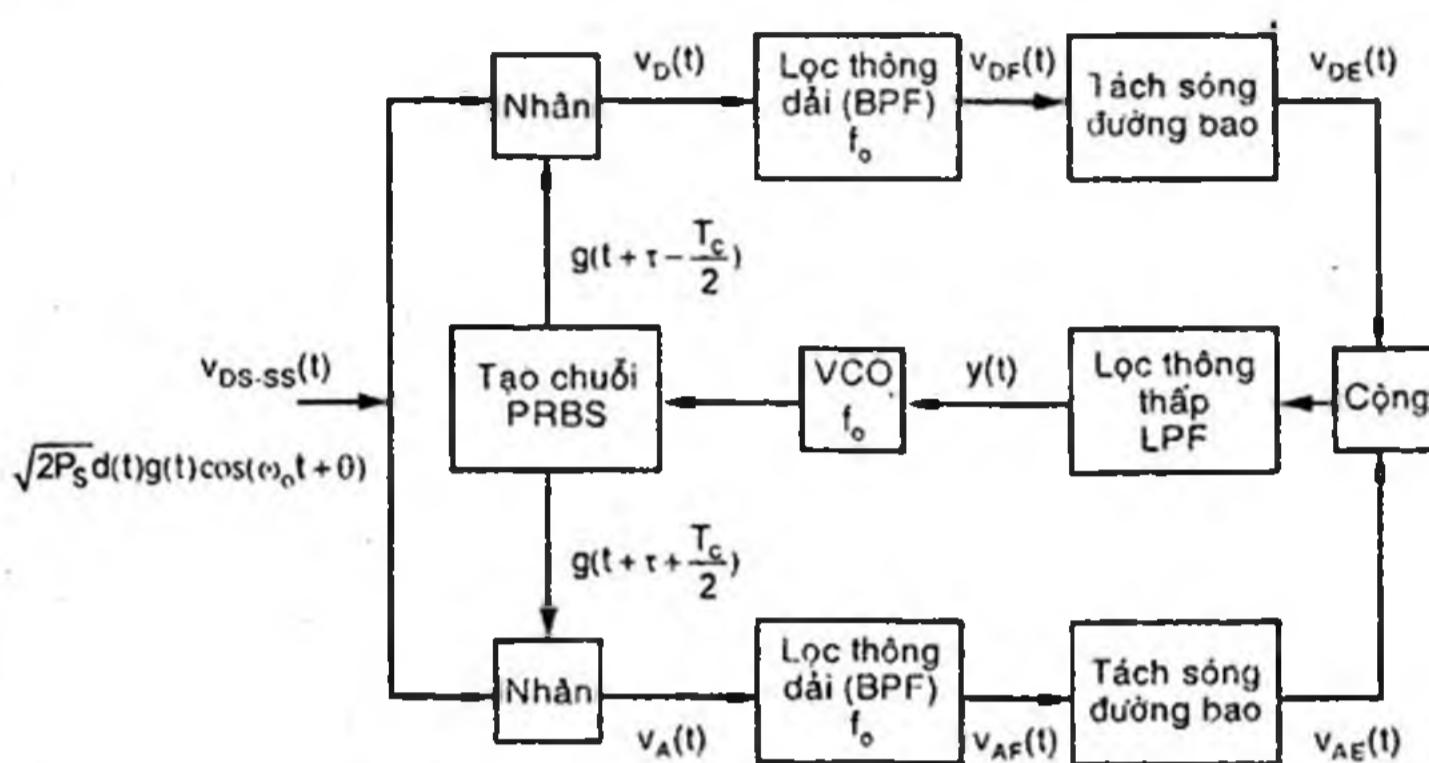
Chú ý rằng trong quá trình đồng bộ thô trên, việc chọn mức điện áp ngưỡng tại bộ so sánh trong hình 6.7 là quan trọng và quyết định đến hoạt động của mạch đồng bộ. Thời gian cần thiết để đạt chế độ đồng bộ thô là ngắn hoặc dài tùy thuộc vào vị trí tương đối ban đầu giữa $g(t)$ và $g_r(t + \tau)$. Trong trường hợp xấu nhất, thời gian đồng bộ có thể kéo dài đến $n(L - 1)T_c$, với L là độ dài của chuỗi PRBS.

b) Đồng bộ tinh (tinh chỉnh đồng bộ) chuỗi $g(t)$

Hình 6.8 giới thiệu sơ đồ khối của mạch đồng bộ tinh (fine synchronization) chuỗi PRBS $g_r(t + \tau)$ so với chuỗi PRBS $g(t)$. Ta có thể xem mạch hình 6.8 gồm hai mạch đo tương quan: mạch thứ nhất phía trên đo tương quan giữa $g(t)$ và $g_r(t + \tau - T_c/2)$ và mạch thứ hai phía dưới đo tương quan giữa $g(t)$ và $g_r(t + \tau + T_c/2)$. Tín hiệu đầu vào là tín hiệu trai phò $v_{DS-SS}(t)$ có biểu thức ở (6.8). Sau khi nó được nhân với các chuỗi $g_r(t + \tau - T_c/2)$ và $g_r(t + \tau + T_c/2)$ phát ra từ mạch tạo chuỗi PRBS đã được chỉnh đồng bộ thô, ta nhận được các tín hiệu $v_D(t)$ và $v_A(t)$ ở hai nhánh lần lượt là:

$$v_D(t) = \sqrt{2P_S}d(t).g(t).g_r\left(t + \tau - \frac{T_c}{2}\right)\cos(\omega_0 t + 0) \quad (6.30a)$$

$$v_A(t) = \sqrt{2P_S}d(t).g(t).g_r\left(t + \tau + \frac{T_c}{2}\right)\cos(\omega_0 t + 0) \quad (6.30b)$$



Hình 6.8 Mạch đồng bộ tinh của chuỗi $g_r(t + \tau)$

Các mạch lọc thông dải (BPF) được điều chỉnh tại tần số trung tâm f_o và có băng thông $B = 2f_b$. Băng thông này rất nhỏ hơn băng thông của tín hiệu trải phổ (do $f_c \gg f_b$), nên tín hiệu ở ngoài ra của các mạch lọc thông dải là $v_{DF}(t)$ và $v_{AF}(t)$ sẽ tỉ lệ với giá trị trung bình của tích số $g(t) \cdot g_r(t + \tau \pm T_c/2)$, ta có:

$$v_{DF}(t) = \sqrt{2P_S}d(t) \left[g(t) \cdot g_r\left(t + \tau - \frac{T_c}{2}\right) \right] \cos(\omega_o t + 0) \quad (6.31a)$$

$$v_{AF}(t) = \sqrt{2P_S}d(t) \left[g(t) \cdot g_r\left(t + \tau + \frac{T_c}{2}\right) \right] \cos(\omega_o t + 0) \quad (6.31b)$$

Chú ý rằng giá trị trung bình của tích số $g(t) \cdot g_r\left(t + \tau \pm \frac{T_c}{2}\right)$ chính là hàm tự tương quan của chuỗi PRBS $g(t)$ (giả sử rằng $g_r(t) \equiv g(t)$):

$$R_g\left(\tau \pm \frac{T_c}{2}\right) = \overline{g(t) \cdot g\left(t + \tau \pm \frac{T_c}{2}\right)} \quad (6.32)$$

Các bộ tách sóng đường bao loại bỏ các thành phần biến thiên theo t , chỉ giữ lại thành phần trung bình, nên các tín hiệu ở đầu ra bộ tách sóng đường bao là:

$$v_{DE}(t) = \left| R_g\left(\tau - \frac{T_c}{2}\right) \right| \quad (6.33a)$$

$$v_{AE}(t) = \left| R_g\left(\tau + \frac{T_c}{2}\right) \right| \quad (6.33b)$$

là f_1 , vừa cách khoảng tần số tạo ra bởi bộ tổng hợp tần số một khoảng f_1), đầu ra bộ so sánh lên mức luận lý 1, mở cổng AND và cho phép xung clock đến mạch tạo mã giả ngẫu nhiên. Lúc này, mạch tạo mã giả ngẫu nhiên sẽ bắt đầu qui trình thay đổi tần số sóng mang nhờ bộ tổng hợp tần số, theo cùng một qui luật như ở phía máy phát. Do đó, mạch đồng bộ sơ bộ bắt đầu bám theo tần số của máy phát.

b) Tinh chỉnh đồng bộ (đồng bộ tinh)

Hình 6.15 mô tả khối mạch tinh chỉnh đồng bộ FH-SS. Nếu tín hiệu dao động nội có tần số tổng hợp thay đổi sớm pha hơn so với tín hiệu đến $v_i(t)$, v_g sẽ có trị trung bình nhỏ hơn 0, do đó làm giảm tần số của bộ VCO và làm giảm mức sớm pha. Ngược lại, nếu tín hiệu dao động nội thay đổi chậm pha hơn tín hiệu đến, quá trình xảy ra ngược lại và kết quả là mạch hình 6.15 có khả năng làm giảm độ lệch pha τ đến giá trị 0.



Hình 6.15 Mạch tinh chỉnh đồng bộ cho máy thu FH-SS

5. Ảnh hưởng của nhiễu lên tín hiệu FH-SS

Do $f_H \ll f_b$, nên tác động của nhiễu lên tín hiệu FH-SS sẽ tương tự với tác động của nhiễu lên tín hiệu BFSK, có thể thấy rằng ảnh hưởng mạnh nhất là nhiễu đơn tần, có tần số trùng với một sóng mang f_j nào đó của tín hiệu FH-SS. Lúc này, những bits truyền trong thời gian có tần số sóng mang là f_j sẽ bị thu sai, gây hiện tượng lỗi chùm (error burst), nghĩa là có hàng loạt bit liên tiếp bị sai. Để khắc phục hiện tượng này, cần sử dụng kết hợp với các mã sửa sai, ví dụ như mã Reeds-Salomon, hoặc dùng phương pháp đảo khôi để biến lỗi chùm thành lỗi rác.

trong đó: $\Delta\omega$ thường được chọn bằng $2\pi f_b$

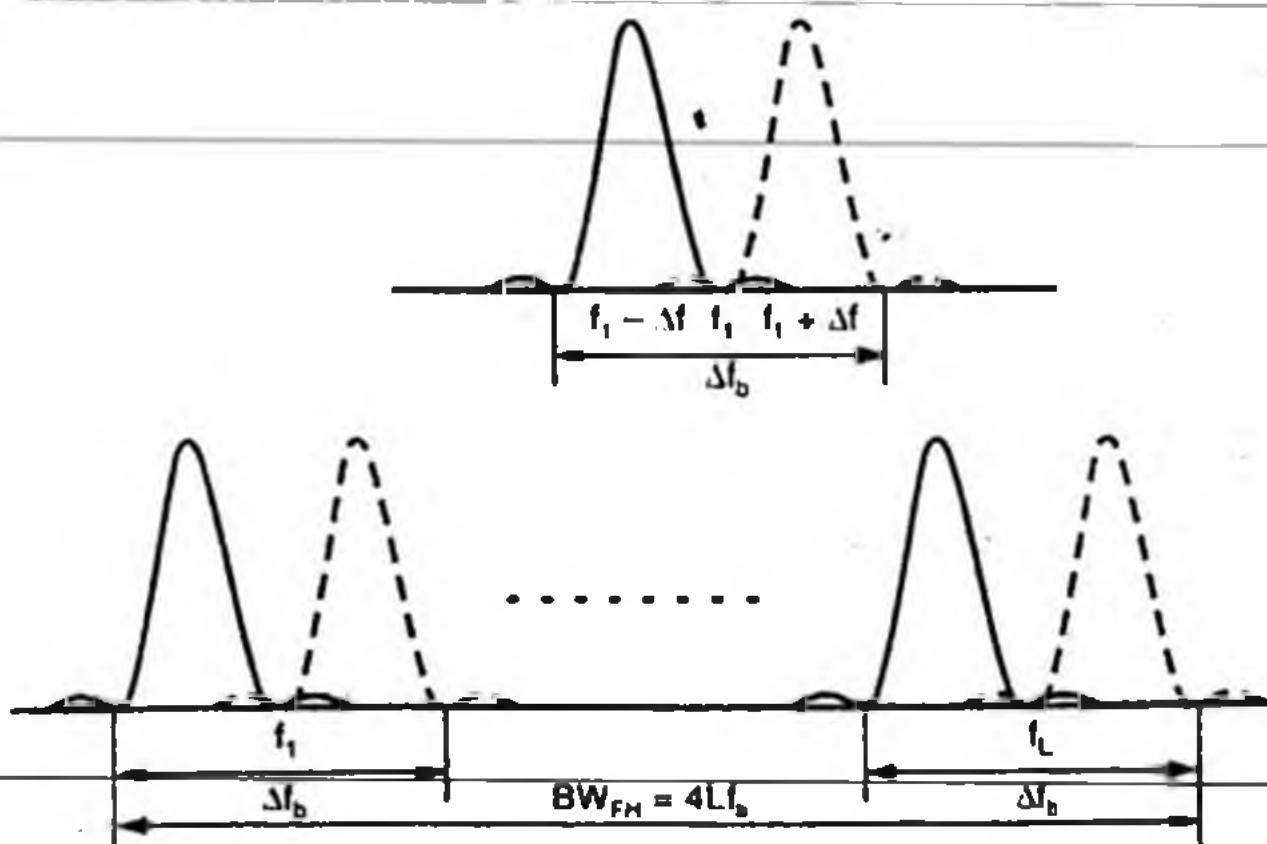
ω_i - tần số thứ i trong L tần số sóng mang được dùng
(tương ứng với $L = 2^N - 1$ trạng thái của các từ mã
chiều dài N).

Như vậy, tần số sóng mang của FH-SS là ω_i sẽ thay đổi với tốc
độ nhảy tần f_H (ω_i thay đổi sau mỗi thời gian $T_H = 1/f_H$). Ta thường
chọn $f_H \ll f_b$, nghĩa là sau mỗi lần nhảy sang tần số ω_i mới, máy
phát sẽ phát liên tiếp một số bit (tốc độ bit f_b) trước khi tiếp tục
nhảy sang một tần số sóng mang khác.

2- Phổ của tín hiệu FH-SS

Do $f_H \ll f_b$, nên f_b sẽ có tính quyết định đến phổ của tín hiệu
FH-SS. Phổ này có thể được xem như sự xếp chồng của các phổ của
nhiều tín hiệu BFSK, như được vẽ ở hình 6.11. Vì dải tần số của mỗi
tín hiệu BFSK là $4f_b$, nên với tín hiệu FH-SS dùng L trạng thái
nhảy tần, phổ tần của tín hiệu FH-SS sẽ trải rộng đến:

$$\text{BW}_{FH} = 4L \cdot f_b \quad (6.43)$$



Hình 6.11 Phổ của tín hiệu FH-SS

ra $v_o = R_s(D)$ đạt giá trị cực đại. Vậy, thời gian sóng lan truyền từ radar đến vật thể và phản xạ về radar chính là $D = T_1 + T_2 = 2T_1$.

Cự ly d của vật thể được suy ra:

$$d = \frac{1}{2}cD \quad (6.39)$$

với $c = 3 \times 10^8 \text{ m/s}$ là vận tốc lan truyền của sóng điện từ.

b) Ứng dụng kỹ thuật DS-SS trong CDMA

Kỹ thuật DS-SS cho phép nhiều máy phát (giả sử cùng công suất phát P_s) cùng hoạt động trên một dải tần (không truy cập theo tần số như FDMA) và không cần phân chia thời gian với nhau (không truy cập theo thời gian như TDMA) mà các máy thu vẫn tách riêng được tín hiệu cần thu. Thực vậy, nếu có hai máy phát I và II dùng hai chuỗi PRBS là $g_1(t)$ và $g_2(t)$ khác nhau và không tương quan với nhau, nếu một máy thu muốn thu tín hiệu từ máy phát I dùng chuỗi $g_1(t)$, máy thu đó sẽ tái tạo chuỗi $g_1(t)$ để nhân với tín hiệu tổng hợp thu được từ hai máy phát trên. Tín hiệu nhân sẽ có dạng:

$$\begin{aligned} [v_{DS-SS}(t) + v_{DS-SS}^{(2)}(t)] \cdot g_1(t) &= \\ &= [\sqrt{2P_s} d_1(t) \cdot g_1(t) \cos \omega_o t + \sqrt{2P_s} d_2(t) \cdot g_2(t) \cos \omega_o t] \cdot g_1(t) \\ &= \sqrt{2P_s} \cdot d_1(t) \cdot \cos \omega_o t + \sqrt{2P_s} \cdot d_2(t) \cdot g_1(t) \cdot g_2(t) \cdot \cos \omega_o t \end{aligned} \quad (6.40)$$

Số hạng thứ hai của (6.40) vẫn có dạng của một tín hiệu trai phô vì $g_1(t)$ không tương quan với $g_2(t)$ nên tích $g_1(t) \cdot g_2(t)$ cũng sẽ là một chuỗi PRBS. Do đó, biên độ của số hạng thứ hai này rất thấp so với số hạng thứ nhất, được xem như một loại nhiễu đã trai phô xuất hiện ở đầu vào máy thu. Lúc này, máy thu vẫn có thể tách riêng được chuỗi số liệu $d_1(t)$ từ số hạng thứ nhất.

Kỹ thuật thu-phát trên không dựa trên sự phân biệt về tần số hoặc theo thời gian, mà dựa trên sự phân biệt bởi bộ mã khác nhau của các nguồn tin. Ta gọi đây là nguyên lý đa truy cập phân chia theo mã (CDMA: *Coded Division Multiple Access*).

c) Ứng dụng kỹ thuật DS-SS trong bảo mật thông tin

Trong bảo mật thông tin, tin tức từ máy phát phát ra có thể được nhiều máy thu thu nhận đồng thời, nhưng chỉ có một máy thu đích có thể nhận dạng được nội dung tin tức, trong khi các máy thu khác (tạm gọi là máy thu đối phương) không thể nhận dạng được tin tức dù tín hiệu thu được rất mạnh.

Kỹ thuật trải phổ DS-SS có thể được ứng dụng trong bảo mật thông tin. Từ phổ tần của tín hiệu trải phổ hình 6.6, ta nhận thấy rằng tín hiệu trải phổ vẫn có thể được thu nhận ngay cả khi có mức công suất thấp hơn nền nhiễu (với điều kiện nhiễu không tương quan với tín hiệu). Như vậy, các máy thu đối phương sẽ khó có thể phát hiện được sự tồn tại của tin tức đang được truyền đi trên nền nhiễu nên khó có thể giám sát được quá trình truyền. Trong trường hợp, máy thu đối phương phát hiện được sự tồn tại của tín hiệu trải phổ, để thu nhận được tin tức, máy thu phải biết được qui luật của chuỗi PRBS $g(t)$ đang được dùng. Nếu chuỗi $g(t)$ có độ dài $L T_c$ đủ lớn thì việc khám phá ra qui luật của $g(t)$ là vô cùng khó khăn, nếu không muốn nói là không khả thi. Lúc này, tin tức vẫn được truyền từ máy phát đến máy thu đích trong điều kiện bảo mật thông tin hoàn toàn.

6.3 KỸ THUẬT TRẢI PHỔ BẰNG PHƯƠNG PHÁP NHẢY TẦN SỐ

Kỹ thuật trải phổ bằng phương pháp nhảy tần số FH-SS (*Frequency Hopping Spread Spectrum*) là kỹ thuật điều chế tương ứng với dạng điều chế FM hoặc FSK, trong khi kỹ thuật trải phổ trực tiếp DS-SS tương ứng với dạng điều chế AM hoặc PSK. Với chuỗi số tin tức nhị phân, kỹ thuật FH-SS được phát triển dựa trên BFSK, có tần số sóng mang thay đổi liên tục theo một qui luật giả ngẫu nhiên. Bộ mã giả ngẫu nhiên này được trích ra từ chuỗi giả ngẫu nhiên PRBS $g(t)$ với chiều dài từ mã là chiều dài N của chuỗi có $L = 2^N - 1$ trạng thái, dùng để điều khiển một bộ tổng hợp tần số sóng mang, do đó, ta nhận được các sóng mang nhảy tần.

1- Biểu thức của FH-SS

Giả sử ta có một tín hiệu BFSK có biểu thức như sau:

$$s(t) = \sqrt{2P_S} \cdot \cos(\omega_0 t + d(t) \cdot \Omega t + \theta) \quad (6.41)$$

Trong đó: $d(t)$ - chuỗi số cần truyền đi

Ω - bước dịch tần tương ứng với điều chế BFSK.

Thực hiện điều chế trải phổ nhảy tần FH-SS trên $s(t)$, biểu thức trên trở thành:

$$\begin{aligned} v_{FH-SS}(t) &= \sqrt{2P_S} \cdot \cos(\omega_i t + d(t) \cdot \Omega t + \theta) \\ &= \sqrt{2P_S} \cdot \cos[(\omega_i + d(t) \cdot \Delta\omega)t + \theta] \end{aligned} \quad (6.42)$$

trong đó: $\Delta\omega$ thường được chọn bằng $2\pi f_b$

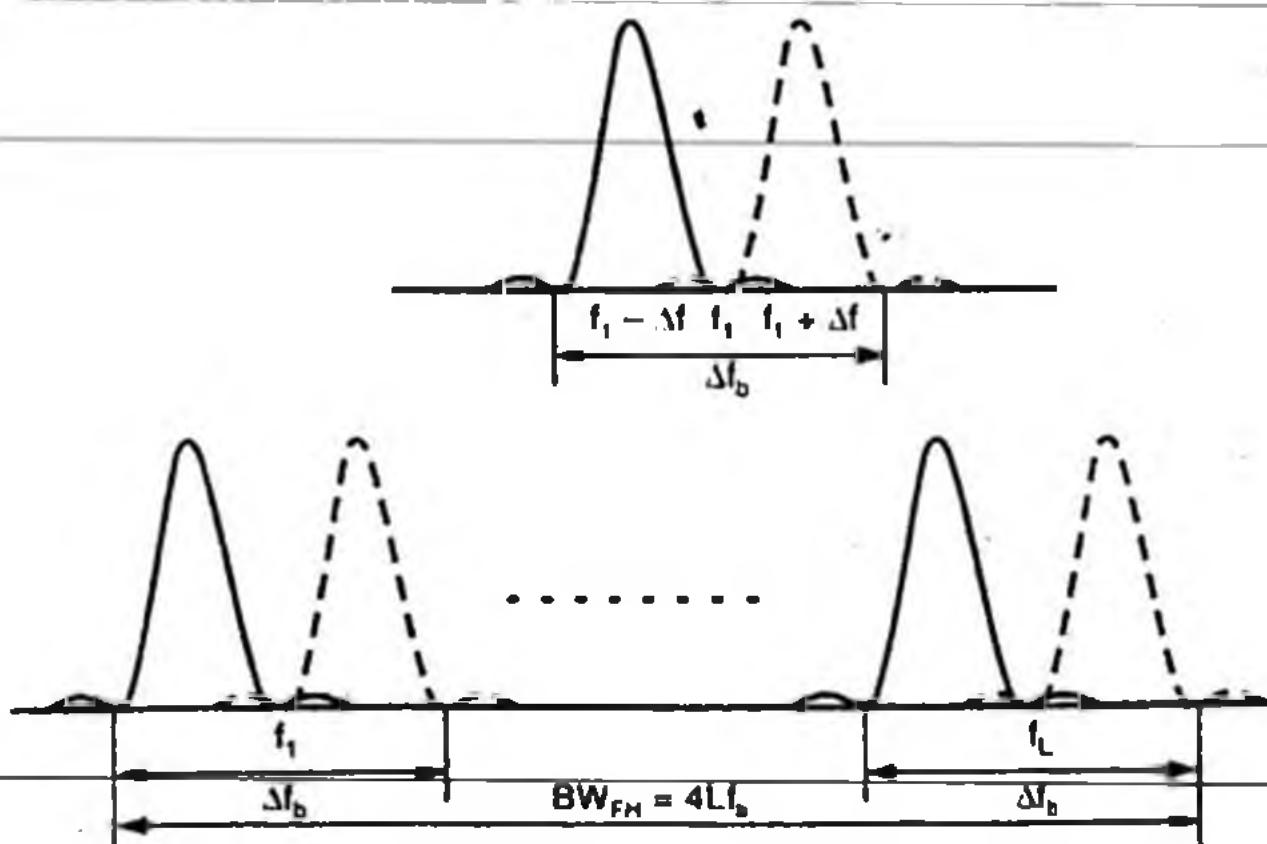
ω_i - tần số thứ i trong L tần số sóng mang được dùng (tương ứng với $L = 2^N - 1$ trạng thái của các từ mã chiều dài N).

Như vậy, tần số sóng mang của FH-SS là ω_i sẽ thay đổi với tốc độ nhảy tần f_H (ω_i thay đổi sau mỗi thời gian $T_H = 1/f_H$). Ta thường chọn $f_H \ll f_b$, nghĩa là sau mỗi lần nhảy sang tần số ω_i mới, máy phát sẽ phát liên tiếp một số bit (tốc độ bit f_b) trước khi tiếp tục nhảy sang một tần số sóng mang khác.

2- Phổ của tín hiệu FH-SS

Do $f_H \ll f_b$, nên f_b sẽ có tính quyết định đến phổ của tín hiệu FH-SS. Phổ này có thể được xem như sự xếp chồng của các phổ của nhiều tín hiệu BFSK, như được vẽ ở hình 6.11. Vì dải tần số của mỗi tín hiệu BFSK là $4f_b$, nên với tín hiệu FH-SS dùng L trạng thái nhảy tần, phổ tần của tín hiệu FH-SS sẽ trải rộng đến:

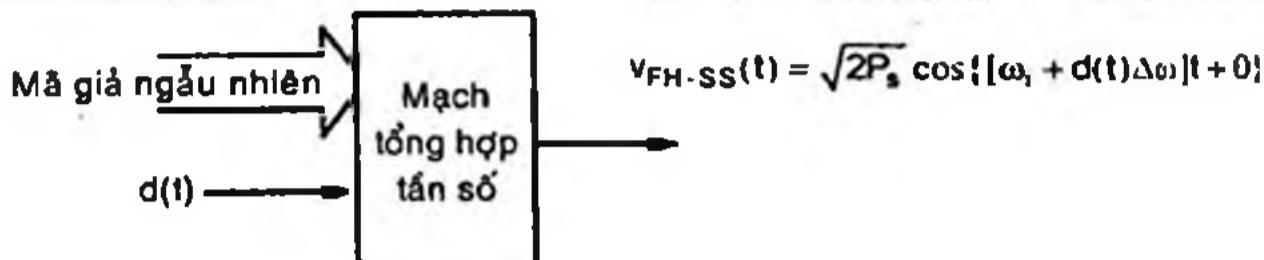
$$\text{BW}_{FH} = 4L \cdot f_b \quad (6.43)$$



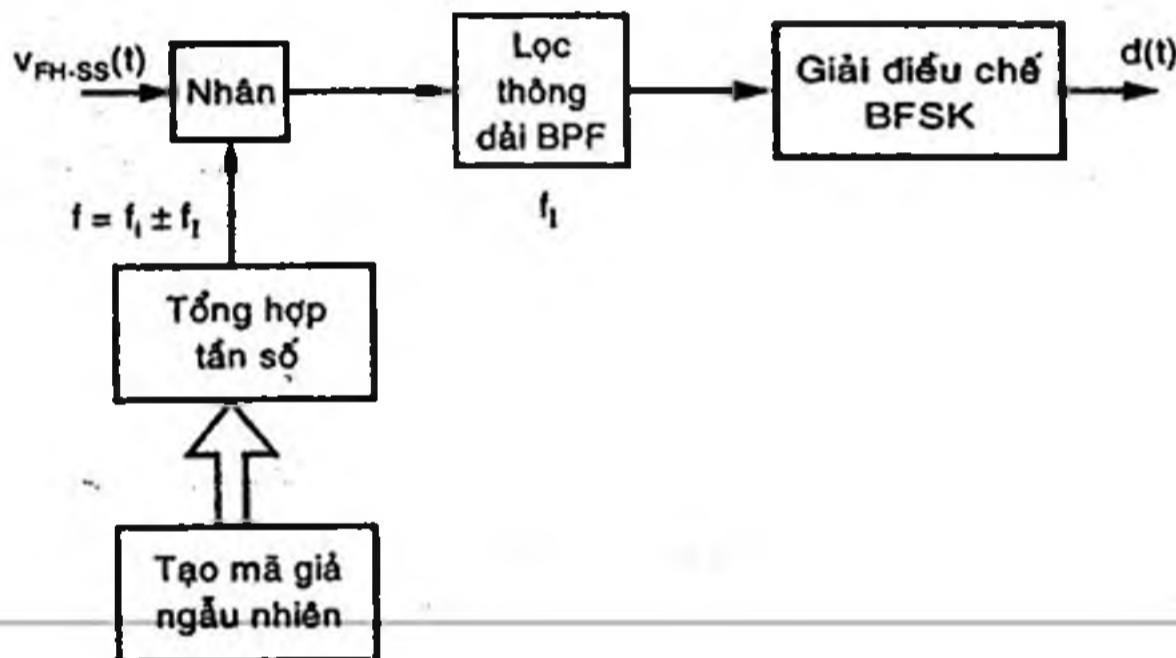
Hình 6.11 Phổ của tín hiệu FH-SS

3- Mạch phát và thu tín hiệu FH-SS

Hình 6.12 giới thiệu mạch tạo tín hiệu FH-SS bằng cách dùng mạch tổng hợp tần số được điều khiển bởi $N+1$ bit, trong đó bao gồm N bits của từ mã giả ngẫu nhiên và một bits số $d(t)$ của tin tức cần truyền đi.



Hình 6.12 Mạch tạo tín hiệu FH-SS



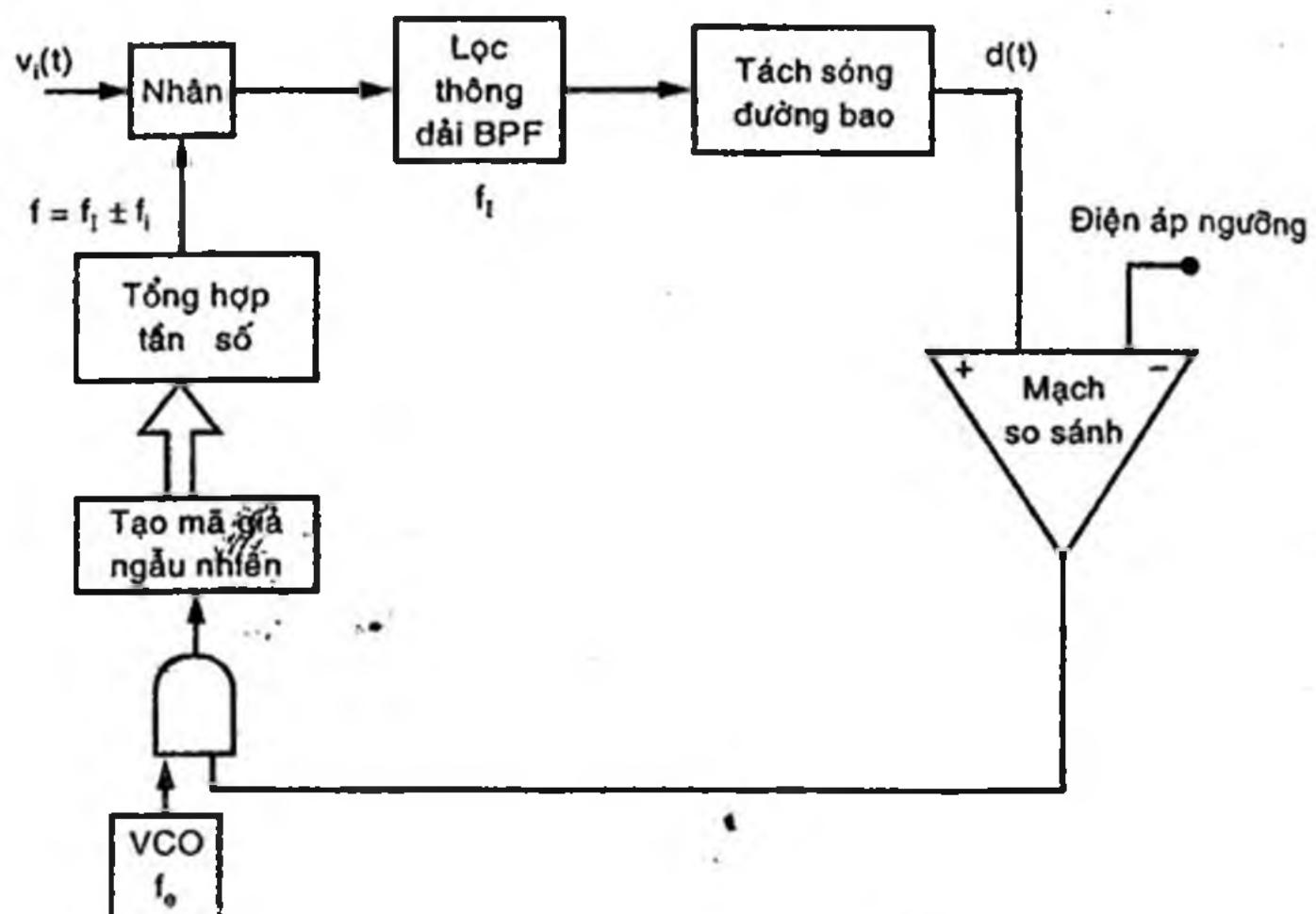
Hình 6.13 Mạch thu tín hiệu FH-SS

Hình 6.13 giới thiệu mạch thu FH-SS, trong đó sóng mang f_i sẽ được đổi sang tần số trung tần f_i , cố định bằng cách trộn với tín hiệu dao động nội có tần số thay đổi theo qui luật ngẫu nhiên giống như của sóng mang phát (đồng bộ chuỗi PRBS $g_r(t)$ với chuỗi $g(t)$ ở nơi phát), nhưng luôn luôn cách khoảng với tần số sóng mang phát một khoảng cố định f_i . Sau phần đổi tần, sóng mang có tần số cố định f_i được chọn lọc thông dải và đưa đến bộ giải điều chế BFSK thông thường. Quá trình giải điều chế tương đối đơn giản. Điểm đặc biệt quyết định đến chất lượng giải điều chế FH-SS là việc tái tạo chuỗi PRBS và đồng bộ với chuỗi PRBS ở máy phát.

4. Đồng bộ chuỗi giả mã ngẫu nhiên trong máy thu FH-SS

Tương tự quá trình đồng bộ khi thu tín hiệu DS-SS, quá trình đồng bộ mā giả ngẫu nhiên trong máy thu FH-SS cũng được chia thành hai bước: đồng bộ sơ bộ (đồng bộ thô) và tinh chỉnh đồng bộ (đồng bộ tinh). Trong bước thứ nhất, mạch đồng bộ sẽ đưa mức lệch pha τ giữa hai chuỗi xuống nhỏ hơn mức $\pm T_c/2$, và trong bước thứ hai, độ lệch τ sẽ được tinh chỉnh giảm đến mức 0.

a) Đồng bộ sơ bộ (đồng bộ thô)



Hình 6.14 Mạch đồng bộ sơ bộ cho máy thu FH-SS

Quá trình đồng bộ thô được thực hiện như trong hình 6.14, mạch tạo mā giả ngẫu nhiên sẽ xuất ra một mā thứ i nào đó và không thay đổi giá trị do cổng AND khóa không cho xung clock đến mạch tạo mā giả ngẫu nhiên. Khi đó, ở đầu ra của mạch tổng hợp tần số sẽ duy trì một tần số ($f_i + f_I$) tương ứng. Giả sử tín hiệu vào $v_i(t)$ có tần số sóng mang thay đổi liên tục. Khi tần số sóng mang là f_i , mạch nhân trộn tần số sẽ cho tín hiệu tần số là f_I đi qua được bộ lọc thông dải, do đó, mức điện áp ở ngõ ra của bộ tách sóng đường bao sẽ tăng. Nếu giá trị điện áp ngưỡng được chọn hợp lý, mạch so sánh sẽ phát hiện trạng thái này (trạng thái mà tần số vào

là f_1 , vừa cách khoảng tần số tạo ra bởi bộ tổng hợp tần số một khoảng f_1), đầu ra bộ so sánh lên mức luận lý 1, mở cổng AND và cho phép xung clock đến mạch tạo mã giả ngẫu nhiên. Lúc này, mạch tạo mã giả ngẫu nhiên sẽ bắt đầu qui trình thay đổi tần số sóng mang nhờ bộ tổng hợp tần số, theo cùng một qui luật như ở phía máy phát. Do đó, mạch đồng bộ sơ bộ bắt đầu bám theo tần số của máy phát.

b) Tinh chỉnh đồng bộ (đồng bộ tinh)

Hình 6.15 mô tả khối mạch tinh chỉnh đồng bộ FH-SS. Nếu tín hiệu dao động nội có tần số tổng hợp thay đổi sớm pha hơn so với tín hiệu đến $v_i(t)$, v_g sẽ có trị trung bình nhỏ hơn 0, do đó làm giảm tần số của bộ VCO và làm giảm mức sớm pha. Ngược lại, nếu tín hiệu dao động nội thay đổi chậm pha hơn tín hiệu đến, quá trình xảy ra ngược lại và kết quả là mạch hình 6.15 có khả năng làm giảm độ lệch pha τ đến giá trị 0.



Hình 6.15 Mạch tinh chỉnh đồng bộ cho máy thu FH-SS

5. Ảnh hưởng của nhiễu lên tín hiệu FH-SS

Do $f_H \ll f_b$, nên tác động của nhiễu lên tín hiệu FH-SS sẽ tương tự với tác động của nhiễu lên tín hiệu BFSK, có thể thấy rằng ảnh hưởng mạnh nhất là nhiễu đơn tần, có tần số trùng với một sóng mang f_j nào đó của tín hiệu FH-SS. Lúc này, những bits truyền trong thời gian có tần số sóng mang là f_j sẽ bị thu sai, gây hiện tượng lỗi chùm (error burst), nghĩa là có hàng loạt bit liên tiếp bị sai. Để khắc phục hiện tượng này, cần sử dụng kết hợp với các mã sửa sai, ví dụ như mã Reeds-Salomon, hoặc dùng phương pháp đảo khôi để biến lỗi chùm thành lỗi rác.

6.4 HỆ THỐNG THÔNG TIN MC-CDMA

Mục tiêu quan trọng của hệ thống thông tin di động thế hệ thứ tư là giải quyết vấn đề nhiễu liên ký tự ISI trong hệ thống CDMA, ~~trong khi vẫn đảm bảo tốc độ truyền bit cao trên môi trường truyền~~ băng thông hẹp. Để đạt được mục tiêu này, hai phương pháp điều chế và truyền thông được kết hợp với nhau: Điều chế OFDM và kỹ thuật trai phổ CDMA. Trong khi CDMA đã được biết đến và khai thác từ nhiều năm qua, OFDM còn tương đối mới mẻ và tỏ ra có tiềm năng thay thế các hệ thống DS-CDMA hoặc FH-CDMA. Điều chế OFDM có khả năng giảm thiểu nhiễu fading đa đường khi truyền với hiệu suất cao trên dải băng tần hẹp, được chấp nhận bởi các chuẩn IEEE 802.11a và IEEE 802.16.

Hệ thống thông tin di động thế hệ thứ tư (4G) kết hợp OFDM và CDMA thành hệ thống OFDM-CDMA (hay còn gọi là MC-CDMA).

MC-CDMA thừa kế tất cả các đặc điểm của CDMA: Tính bền vững với nhiễu chọn lọc tần số và sử dụng băng thông một cách hiệu quả. Bên cạnh đó, nó có thể cho phép N users phát đồng thời trong môi trường có fading đa đường tán sắc với BER thấp.

Do MC-CDMA là một dạng của OFDM, nó có khả năng làm tăng khoảng ký tự (symbol) để chống lại trễ trai, tận dụng mô hình phân tập tần số và cho phép giảm độ phức tạp của các bộ cân bằng đường truyền do mỗi sóng mang phụ bị ảnh hưởng bởi fading phẳng độc lập. Ngoài ra, việc kết hợp OFDM với DS-CDMA tạo ra ưu điểm chính là làm giảm tốc độ ký tự trên mỗi sóng mang con, do đó khoảng ký tự dài hơn và cho phép thực hiện giả đồng bộ dễ dàng hơn.

6.4.1 Giới thiệu

Các hệ thống thông tin băng hẹp có khả năng chống nhiễu giao thoa liên ký tự ISI vì khoảng ký tự rộng hơn khoảng trễ của kênh truyền. Tuy nhiên, chất lượng của tín hiệu băng hẹp lại bị sụt giảm mạnh bởi các fading phẳng không mong muốn.

Để chống lại fading phẳng này, hệ thống đa truy cập phân chia theo mã (CDMA) sử dụng kỹ thuật trai phổ trực tiếp: DS-CDMA (DS: Direct Sequence) ra đời nhằm làm cho băng thông của tín hiệu rộng hơn nhiều so với băng thông của kênh truyền. Do đó, xác suất toàn

bộ tín hiệu bị mất trong kênh truyền có fading mạnh sẽ nhỏ hơn. Hơn nữa, kỹ thuật này có khả năng bị ảnh hưởng nhiều liên chip (inter-chip) do tác động trại phổ của chuỗi ký tự phát.

Trong những năm gần đây, kỹ thuật điều chế đa sóng mang OFDM được sử dụng rộng rãi trong các ứng dụng vô tuyến cũng như hữu tuyến nhằm khắc phục những hạn chế của việc truyền tín hiệu băng hẹp và băng rộng. Nhóm ký tự trong hệ thống OFDM sẽ được phát song song trên các sóng mang con khác nhau. So với các kỹ thuật điều chế khác, các ký tự OFDM có khoảng chu kỳ dài hơn N lần tương ứng với băng thông hẹp hơn. Vì vậy, trong kênh truyền fading có tính chọn lọc tần số, các ký tự được xem như chỉ chịu ảnh hưởng của một fading phẳng. Bên cạnh đó, các sóng mang con này có các búp phụ chồng lấp lên nhau làm tăng hiệu quả sử dụng băng thông. Ưu điểm của hệ thống là tính bền vững đối với fading đa đường, khả năng triệt nhiễu băng hẹp, hệ thống ít phức tạp vì điều chế đa sóng mang được thực hiện dễ dàng nhờ giải thuật IFFT và việc cân bằng kênh truyền được thực hiện trong miền tần số.

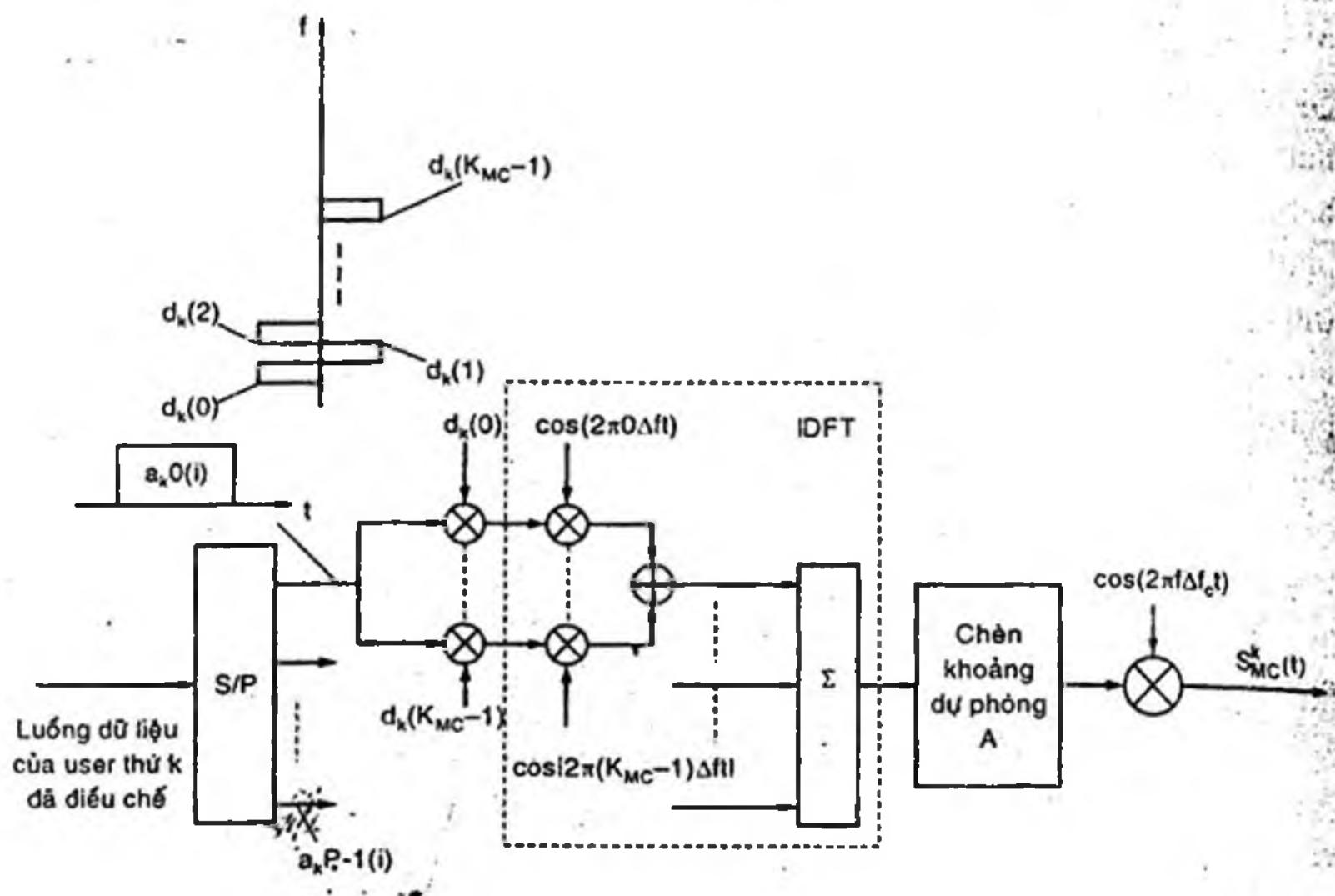
Từ năm 1993, hệ thống thông tin MC-CDMA ra đời dựa trên việc kết hợp kỹ thuật CDMA và OFDM. Hệ thống đã nhanh chóng thu hút được nhiều sự quan tâm và được xem như một trong những hệ thống thông tin thế hệ mới đầy hứa hẹn với khả năng cung cấp tốc độ truyền cao, khả năng đa truy cập và tiết kiệm băng thông. Dữ liệu của mỗi người sử dụng (user) được chuyển thành nhiều nhánh song song, trên mỗi nhánh, dữ liệu lại được phát đồng thời trên nhiều sóng mang con băng hẹp, mỗi sóng mang con được mã hóa bằng giá trị +1 hoặc -1. Các giá trị +1 hay -1 này của chuỗi nhận được từ mã trại phổ gán cho mỗi người sử dụng. Như vậy, so với DS-CDMA thực hiện nhân chập tín hiệu trong miền thời gian, thì MC-CDMA cũng áp dụng cùng chuỗi trại phổ nhưng thực hiện nhân chập tín hiệu trong miền tần số.

6.4.2 Hệ thống MC-CDMA

a) Máy phát MC-CDMA

Máy phát MC-CDMA thực hiện trại dữ liệu trên đa sóng mang băng chuỗi trại phổ tương tự trong hệ thống DS-CDMA (xem phần 6.2). Sơ đồ máy phát MC-CDMA cho user thứ k được vẽ trên hình 6.16 (tài liệu “Adaptive modulation based MC-CDMA systems for 4G-

"wireless consumer applications", S. Chatterjee et al., IEEE Trans on Consumer Electronics, Vol. 49, No. 4, Nov. 2003).



Nguyên tắc chung của máy phát MC-CDMA là trải tín hiệu băng gốc của user thứ k trong miền tần số bằng một mã trãi cho trước (tương tự như thực hiện trãi phổ trong DS-CDMA). Tuy nhiên, điểm khác biệt là mỗi phần của ký tự tương ứng với một chip của mã trãi được điều chế bằng một sóng mang con khác nhau, bằng cách chuyển đổi luồng dữ liệu từ nối tiếp sang song song và thực hiện điều chế đồng thời bởi các sóng mang con riêng biệt. Điều này cho phép giảm tốc độ bit của mỗi sóng mang.

Với môi trường truyền có fading chọn lọc theo tần số (tán sắc tần số), việc giảm tốc độ bit này cho phép giảm thiểu ảnh hưởng của fading, đồng thời giảm nhiễu liên ký tự ISI.

Các bước điều chế MC-CDMA trong hình 6.16 là như sau:

- Chuỗi dữ liệu ngõ vào có tốc độ bit là $1/T$, được điều chế BPSK, tạo ra các ký tự phức a_k , tương ứng với tín hiệu của user thứ k .
- Luồng thông tin a_k này được chuyển thành P chuỗi dữ liệu song

ong $(a_{k,0}(i), a_{k,1}(i), \dots, a_{k,P-1}(i))$, trong đó chỉ số i ký hiệu cho khối tự thứ i (mỗi khối gồm P ký tự).

- Mỗi ngõ ra của bộ biến đổi nối tiếp/song song được nhân với mã trải phổ của user thứ k ($d_k(0), d_k(1), \dots, d_k(K_{MC}-1)$) có chiều dài K_{MC} để tạo ra tất cả $N = P \times K_{MC}$ ký tự mới. Mỗi ký tự mới này có dạng tương tự như một ký tự trong hệ thống OFDM, được nhân với một sóng mang con có tần số khác nhau. Như vậy, hệ thống cần đến $N = P \times K_{MC}$ sóng mang con. Ví dụ xét nhánh song song thứ 0 trong hình 6.16, mỗi ký tự OFDM bây giờ là tổng của các sóng mang con được điều chế bởi các đại lượng $S_{i,k} = a_{k,0}(i) \cdot d_k(m)$ với $m = 0, 1, \dots, K_{MC}-1$.

- Do sự tương tự giữa các ký tự trên mỗi nhánh con của hệ thống MC-CDMA và hệ thống OFDM, nên việc điều chế đa sóng mang tại băng tần gốc có thể được thực hiện bằng phép biến đổi nghịch IDFT hoặc IFFT. Sau đó, tín hiệu OFDM từ P nhánh được tổng lại với nhau.

- Khoảng dự phòng Δ (guard interval) được chèn vào dưới dạng tiền tố vòng (cyclic prefix) giữa các symbol để tránh ISI do fading đa đường

- Sau cùng, tín hiệu được đổi tần lên RF và phát trên kênh truyền.

Biểu thức dạng phức theo thời gian của tín hiệu phát băng gốc:

$$s_{MC}^k(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} a_{k,p}(i) d_k(m) p_S(t - iT_S) e^{j2\pi(Pm+p)\sqrt{t-iT_S}} \quad (6.44)$$

$$T_S' = PT_S \quad (6.45)$$

$$\Delta f' = 1 / (T_S' - \Delta) \quad (6.46)$$

trong đó: T_S' - khoảng ký tự trên mỗi sóng mang con, bằng P lần chu kỳ ký tự T_S của chuỗi số liệu vào (do đã chuyển đổi P bits từ dạng nối tiếp thành song song)

$\Delta f'$ - khoảng cách tần số tối thiểu giữa các sóng mang con lân cận

$p_S(t)$ - xung vuông được định nghĩa như sau:

$$p_S(t) = \begin{cases} 1 & , (-\Delta \leq t \leq T_S' - \Delta) \\ 0 & , \text{nơi khác} \end{cases} \quad (6.47)$$

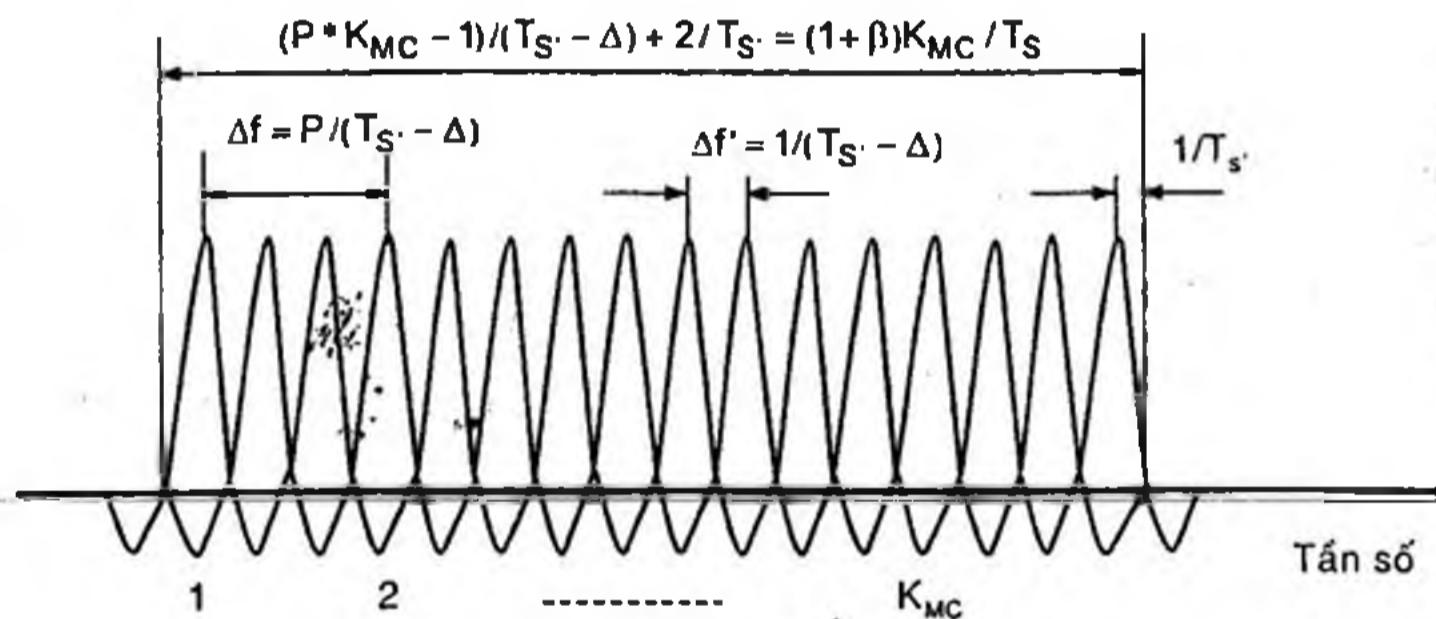
được xem là xung cửa sổ đối với mỗi ký tự $T's$ của mỗi sóng mang con.

So với cấu trúc của hệ thống MC-CDMA ở hình 6.16 (gồm P luồng ký tự song song, mỗi ký tự được điều chế bởi K_{MC} sóng mang con khác nhau), ta thấy rằng:

- Khoảng cách tần số giữa hai sóng mang con của 2 ký tự song song kề nhau là $\Delta f'$, được tính bởi (6.46).

- Phân bố tần số giữa hai sóng mang con của cùng một ký tự là sự lặp lại tuần hoàn của P luồng ký tự song song, do đó khoảng cách tần số là:

$$\Delta f = P \Delta f' = P / (T's - \Delta) \quad (6.48)$$



Hình 6.17 Phổ của tín hiệu MC-CDMA

Bảng thông của tín hiệu phát được biểu diễn ở hình 6.17, có thể được tính gần đúng như sau, trong đó đã bỏ qua các dài tần số biên của bảng thông và sử dụng các mối quan hệ (6.45) và (6.46) trong phép tính gần đúng:

$$\begin{aligned}
 B_{MC} &= (P \cdot K_{MC} - 1) / (T's - \Delta) + 2 / T's \\
 &= P \cdot K_{MC} / (P \cdot T_s - \Delta) \\
 &= K_{MC} / (T_s (1 - \Delta / P \cdot T_s)) \\
 &= K_{MC} (1 + \Delta / P \cdot T_s) / T_s \\
 &= (1 + \beta) K_{MC} / T_s
 \end{aligned} \quad (6.49)$$

trong đó, β là hệ số mở rộng bảng thông do việc chèn khoảng dự phòng dùng các ký tự.

$$\beta = \Delta / P \cdot T_s \quad \text{với } 0 \leq \beta \leq 1 \quad (6.50)$$

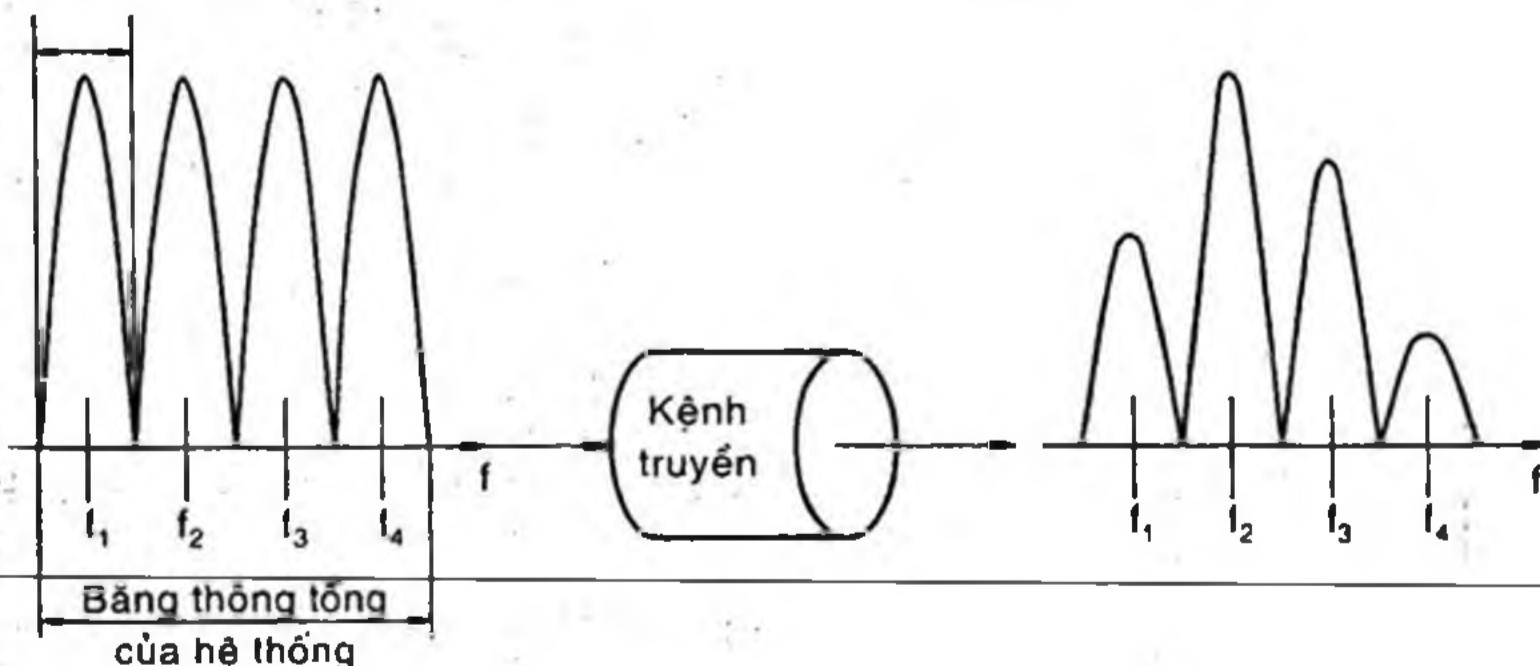
Nhận xét về kỹ thuật MC-CDMA:

- ♦ Quá trình trải phổ tín hiệu không được thực hiện trực tiếp trong miền thời gian như đối với DS-CDMA, mà thông qua việc điều chế nhiều sóng mang con bởi cùng một chuỗi số liệu. Nhờ vậy, có khả năng chống fading chọn lọc theo tần số của môi trường truyền.
- ♦ Nhờ việc chuyển đổi luồng dữ liệu vào từ dạng nối tiếp thành P luồng dạng song song, chu kỳ ký tự $T's$ của mỗi sóng mang con lớn gấp P lần chu kỳ ký tự của luồng số liệu ban đầu, hay nói cách khác tốc độ bit nhỏ hơn gấp P lần. Kết quả là giảm được tốc độ truyền bit trên mỗi sóng mang con, do đó giảm thiểu nhiễu ISI khi truyền trên kênh có băng thông hẹp.

b) Kênh truyền MC-CDMA

Kênh truyền fading Rayleigh chọn lọc tần số (*dispersive Rayleigh fading*) là kênh truyền điển hình trong hệ thống MC-CDMA băng rộng. Giả sử ta xét một tín hiệu băng rộng, được cấu thành bởi nhiều nhóm băng tần hẹp, như được vẽ ở hình 6.18.

Với mỗi tín hiệu băng hẹp, khi truyền qua kênh, nó chỉ chịu tác động của fading phẳng (không có tính chọn lọc theo tần số). Như vậy, độ suy hao (hoặc độ lợi) ở mỗi dải tần hẹp sẽ là một hằng số. Tuy nhiên, do fading, độ suy hao này là khác nhau từ dải tần này đến dải tần kia của kênh truyền. Kết quả là độ suy hao chung của kênh cũng biến thiên theo tần số, hay còn gọi là có tính chọn lọc theo tần số (tán sắc tần số).



Hình 6.18 Ảnh hưởng của kênh truyền fading có tính chọn lọc tần số lên từng băng tần hẹp

Trong thực tế, băng thông B_c của kênh truyền là đủ lớn hơn băng thông Δf của mỗi sóng mang con, nhưng nhỏ hơn tổng phổ tần của toàn bộ N sóng mang con, do đó ta vẫn xem kênh truyền như một hệ thống fading có chọn lọc tần số.

$$\Delta f \ll B_c < B_{MC} \quad (6.51)$$

Lúc này, kênh truyền có thể được xem như là một tập hợp của nhiều kênh truyền phụ băng hẹp. Mỗi kênh truyền phụ thứ i này có đáp ứng xung dạng như sau:

$$h_i = \alpha_i e^{j\phi_i} \quad (6.52)$$

trong đó: α_i và ϕ_i lần lượt là đáp ứng biên độ và pha của kênh truyền fading phẳng trên kênh truyền phụ thứ i hay sóng mang thứ i ;

hệ số fading pha ϕ_i là biến ngẫu nhiên có phân bố đều qua đoạn $[0, 2\pi]$;

hệ số fading biên độ α_i cũng là biến ngẫu nhiên, có phân bố Rayleigh đối với môi trường không gian tự do, hoặc có phân bố Rician đối với môi trường không gian hẹp (nơi mà quỹ đạo thẳng LOS (light-of-sight) là thành phần chính của các luồng sóng fading).

Như vậy, trong hệ thống MC-CDMA, N sóng mang con chiếm toàn băng thông B_{MC} , nhưng mỗi sóng mang con chỉ chịu tác động của fading không có tính chọn lọc tần số. Hệ số tương quan giữa fading của sóng mang con thứ i và thứ j là:

$$\rho_{i,j} = \frac{1}{1 + \left[(f_i - f_j) / B_c \right]^2} \quad (6.53)$$

với f_i, f_j là tần số sóng mang phụ thứ i và thứ j .

c) Máy thu MC-CDMA

Khi hệ thống MC-CDMA có K users đang truy cập (K nguồn tín hiệu MC-CDMA được phát từ các MS là các users), tín hiệu nhận được tại trạm BS là tổng của K sóng MC-CDMA, có dạng:

$$r_{MC}(t) = \sum_{k=0}^{K-1} \int_{-\infty}^{+\infty} s_{MC}^k(t - \tau) h^k(t; \tau) d\tau + n(t)$$

$$= \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} \sum_{k=0}^{K-1} h_{m,p}^k a_{k,p}(i) d_m^k p_S(t - iT_S) e^{j2\pi(Pm+p)\Delta f t} + n(t) \quad (6.54)$$

Trong đó: $h^k(t; \tau)$ là đáp ứng xung của kênh truyền ứng với user thứ k t và τ là thời gian và độ trễ.

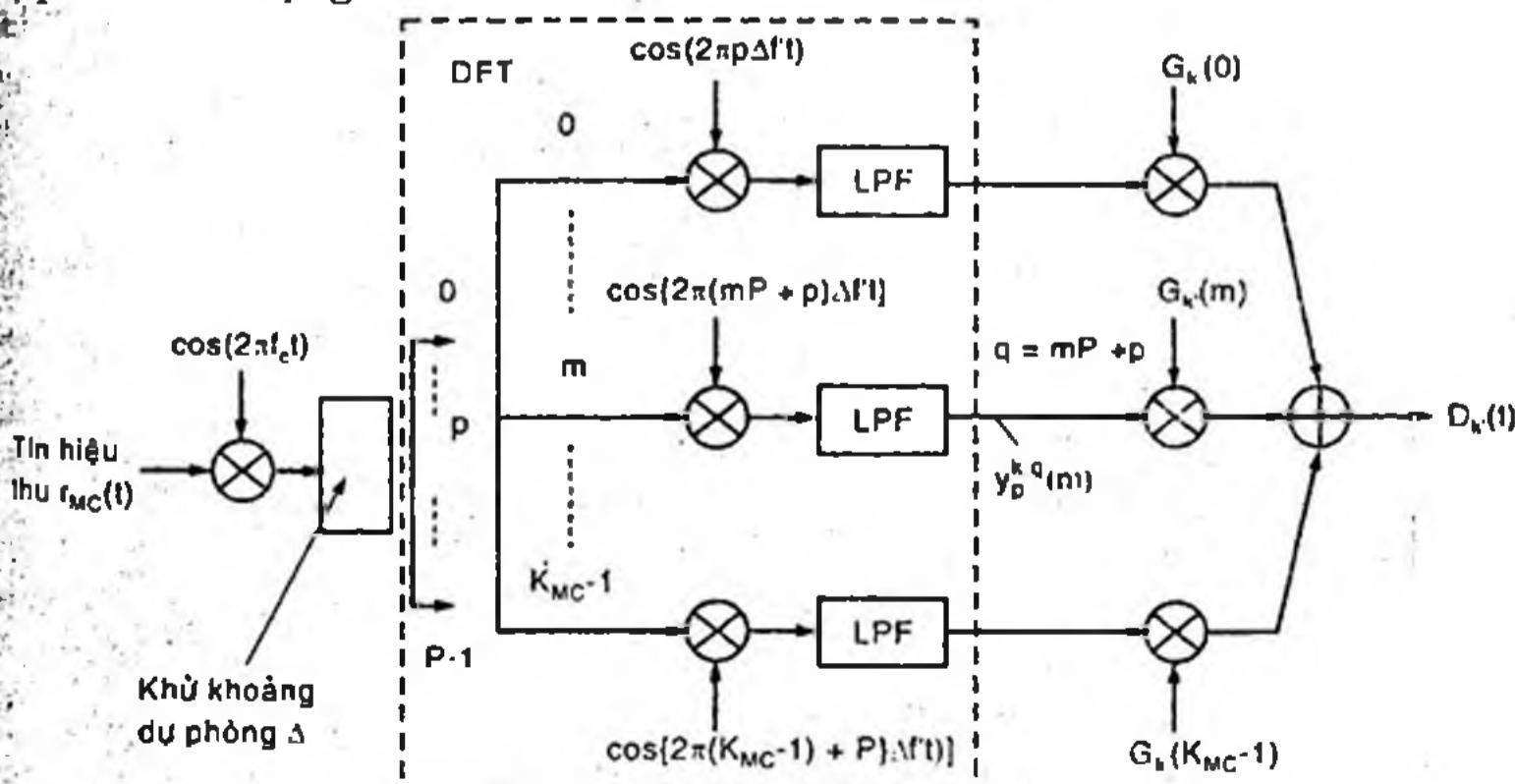
$h_{m,p}^k(t)$ là đường bao phức thu được tại sóng mang con thứ $(mP+p)$ của user thứ k , và $h_{m,p}^k(t)$ có dạng (6.52).

$n(t)$ là nhiễu Gauss có giá trị trung bình bằng 0 và mật độ phổ công suất hai phía $N_0/2$.

Để giải trại (despread) thành công, máy thu MC-CDMA cần thực hiện tách sóng đồng bộ. Hình 6.19 là sơ đồ máy thu cho user thứ k . Quá trình tách sóng tại máy thu theo thứ tự sau:

- Sau khi đổi tần xuống và khử khoảng dự phòng Δ , các sóng mang con thứ m ($m = 0, 1, \dots, K_{MC}-1$), tương ứng với cùng một dữ liệu thu được $a_{k,p}(i)$, được tách sóng đồng bộ bằng DFT (tương tự như hệ thống OFDM). Ta thu được tín hiệu trên mỗi nhánh là $y_p(m)$.

- Tín hiệu $y_p(m)$ được nhân với hệ số độ lợi $G_{k,p}(m)$ để hiệu chỉnh lại hệ số suy hao biên độ theo tần số của kênh truyền. Sau đó, luồng K_{MC} số liệu của mỗi ký tự song song được kết hợp lại, quyết định giá trị của ký tự thu được $D_k(t)$ từ user thứ k . Việc cộng các ký tự này sẽ tương ứng với việc khôi phục công suất tín hiệu sau khi đã bị phân tán rộng trên dải tần.



Hình 6.19 Máy thu MC-CDMA

Giả sử việc đồng bộ tần số và pha giữa máy phát và máy thu được thực hiện một cách hoàn hảo và khoảng dự phòng Δ đủ lớn hơn độ trễ trễ của kênh truyền (để không có ISI xảy ra), thì biến c. yết định D_k (bỏ qua chi số p mà không mất đi tính tổng quát) được cho bởi:

$$D_k \cdot (t = iT_S) = \sum_{m=0}^{K-1} G_k(m) y(m) \quad (6.55)$$

$$y(m) = \sum_{k=0}^{K-1} h_m^k(iT_S) a_k d_m^k + n_m(iT_S) \quad (6.56)$$

trong đó, $n_m(iT_S)$ là nhiễu cộng phức có phân bố Gaussian trắng tại sóng mang con thứ m tại thời điểm $t = iT_S$.

6.4.3 Sự khác nhau giữa OFDMA và MC-CDMA

a) *Sự khác nhau cơ bản giữa kỹ thuật OFDMA và MC-CDMA.*

- Với kỹ thuật OFDMA, mỗi user trong cùng một cell sử dụng một tập tần số sóng mang con riêng biệt.
- Với kỹ thuật MC-CDMA, tất cả user sử dụng đồng thời một bộ tần số sóng mang con. Để phân biệt các user với nhau, các mã trực giao hoặc giả trực giao được sử dụng.

b) *Ưu điểm của OFDMA so với MC-CDMA.*

Do ảnh hưởng méo dạng của mã trai phồ khi tín hiệu truyền đi trong kênh truyền fading đa đường, MC-CDMA làm mất tính trực giao giữa các user trên tuyến lênh của hệ thống thông tin di động ngay cả trong cùng một cell. Vì vậy, hệ thống MC-CDMA cần các bộ cân bằng khá phức tạp. Điều này làm giảm tỷ số tín hiệu trên nhiễu SNR và khai thác không hiệu quả ưu điểm về độ phức tạp của OFDM so với các kỹ thuật đơn sóng mang.

Ngược lại, OFDMA không có khuyết điểm này bởi vì trong một cell đơn, tất cả các user có bộ sóng mang con khác nhau nên loại bỏ được ISI và ICI. Vì vậy, OFDMA không bị ảnh hưởng của can nhiễu trong cùng một cell nếu offset thời gian và tần số được giữ ở mức tương đối thấp. Đây là ưu điểm chính của OFDMA so với MC-CDMA và DS-CDMA bởi vì trong hai hệ thống này, can nhiễu bên trong cell là nguồn can nhiễu chính.

Một thuận lợi khác của OFDMA so với DS-CDMA và MC-CDMA là có một số phương pháp đơn giản để giảm lượng can nhiễu liên cell. Ví dụ, máy thu có thể ước lượng chất lượng tín hiệu của mỗi “hop” và sử dụng thông tin này để cấp cho các “hop” bị nhiễu mạnh một trọng số nhỏ hơn trong quá trình giải mã.

c) *Ưu điểm của CDMA so với OFDMA.*

Ưu điểm chính của việc sử dụng CDMA nói chung hoặc MC-CDMA nói riêng là khả năng lấy trung bình can nhiễu. Trong hệ thống CDMA, can nhiễu gồm một số lượng tín hiệu can nhiễu lớn hơn nhiều so với can nhiễu trong hệ thống non-CDMA. Mỗi tín hiệu can nhiễu phải chịu fading độc lập (do hiệu ứng đa đường và hiệu ứng bóng râm). Đối với cả hai loại hệ thống CDMA và non-CDMA, hoạt động của chúng bị ngưng khi tổng công suất can nhiễu (sau khi giải trả phỏ đối với hệ thống CDMA) vượt quá giá trị cực đại nào đó. Trong hệ thống non-CDMA, can nhiễu thường gồm một hoặc vài can nhiễu đồng kênh. Do fading, công suất can nhiễu dao động trong vùng khá rộng nên phải tính đến một khoảng dự trữ cho fading tương đối lớn. Trong hệ thống CDMA, can nhiễu gồm tổng của nhiều tín hiệu can nhiễu. Do tất cả các tín hiệu này độc lập nhau nên sự dao động của tổng công suất can nhiễu nhỏ hơn nhiều sự dao động công suất của một tín hiệu can nhiễu đơn. Vì vậy, trong hệ thống CDMA độ dự phòng cho fading nhỏ hơn đáng kể so với hệ thống non-CDMA. Sự cải thiện về độ dự phòng làm tăng thêm dung lượng cho hệ thống CDMA.

Đối với OFDMA, việc lấy trung bình can nhiễu có thể đạt được bằng cách tạo ra các mẫu nhảy tần khác nhau trong cùng một cell. Các chuỗi nhảy tần được xây dựng theo cách sao cho hai user trong các cell khác nhau gây can nhiễu cho nhau chỉ suốt khoảng nhỏ của tất cả các “hop”. Trong hệ thống có mật độ user cao, nhiều “hop” sẽ giao thoa lẫn nhau nhưng can nhiễu sẽ khác nhau đối với mỗi “hop”. Vì vậy, bằng cách áp dụng mã sửa sai qua một số “hop”, hiệu quả của OFDMA sẽ bị giới hạn bởi lượng can nhiễu trung bình hơn là can nhiễu trong trường hợp xấu nhất.

ƯU VÀ KHUYẾT ĐIỂM CỦA HỆ THỐNG MC-CDMA

Ưu điểm

- MC-CDMA thừa kế tất cả các đặc điểm của CDMA. Nó có tính bền vững với nhiều chọn lọc tần số và sử dụng băng thông hiệu quả. Bên cạnh đó, nó có thể cho phép N user phát đồng thời trong môi trường đa đường phân tán với BER thấp.
- Vì MC-CDMA là một dạng của OFDM, nó sẽ làm tăng khoảng symbol để chống lại trễ trác, tận dụng mô hình phân tập tần số và giảm độ phức tạp của các bộ cân bằng đường truyền do mỗi sóng mang con bị ảnh hưởng bởi fading phẳng độc lập. Ngoài ra việc kết hợp OFDM với DS-CDMA có ưu điểm chính là làm giảm tốc độ ký tự trên mỗi sóng mang con, do đó khoảng ký tự là đủ dài, dễ dàng thực hiện già đồng bộ hơn.

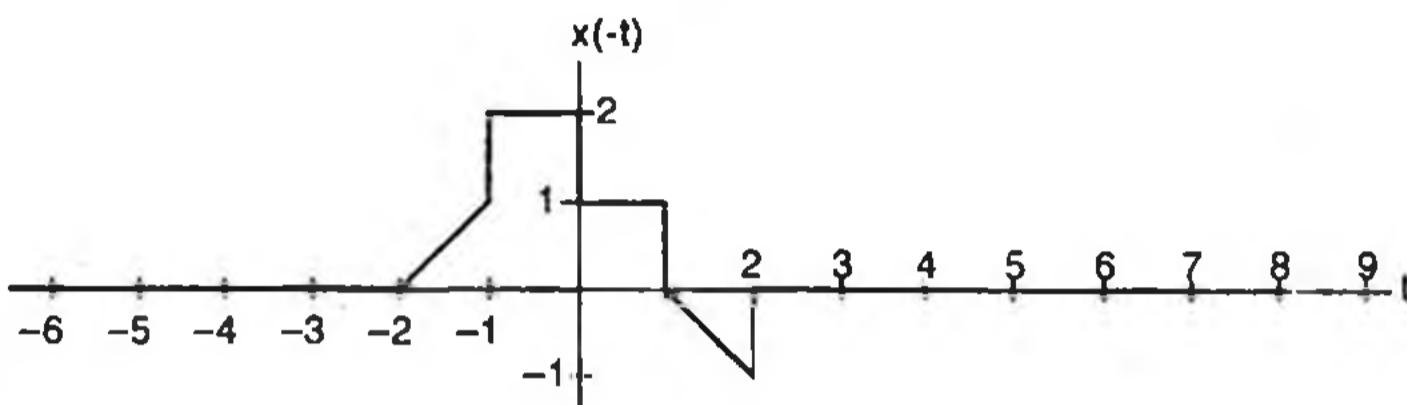
Nhược điểm

- MC-CDMA rất nhạy với offset tần số và khuếch đại phi tuyến vì sử dụng kỹ thuật đa sóng mang.
- Offset tần số do hiện tượng dịch Doppler (sự di chuyển) hay mất phôi hợp giữa các bộ tạo dao động sóng mang cao tần ở máy phát và ở máy thu dẫn đến tính trực giao giữa các sóng mang phụ bị mất và gây nên nhiều liên sóng mang ICI (InterCarrier Interference) và MAI (Multiple Access Interference). Một số kết quả mô phỏng đã đưa đến nhận xét là: offset tần số khoảng 20% sẽ làm giảm dung lượng của hệ thống đi 50% với BER 10^{-4} trong môi trường fading Rayleigh.
- Việc cộng một số lượng lớn sóng mang con trước khi phát đã tạo ra đường bao của tín hiệu có giá trị lớn. Các giá trị lớn này có thể lái các bộ khuếch đại sang trạng thái bão hòa và gây méo dạng tín hiệu.
- Độ hiệu quả của hệ thống bị suy giảm do nhiễu MAI. Với kênh truyền lý tưởng, các mã trại phổ trực giao như mã Walsh-Hadamard được áp dụng trên tuyến xuống của hệ thống thông tin di động MC-CDMA sẽ đảm bảo việc khử hoàn toàn nhiễu MAI. Tuy nhiên, trong kênh truyền fading có tính chọn lọc tần số, các sóng mang con có biên độ và pha khác nhau. Điều này làm mất tính trực giao giữa các user và tạo ra nhiễu MAI.

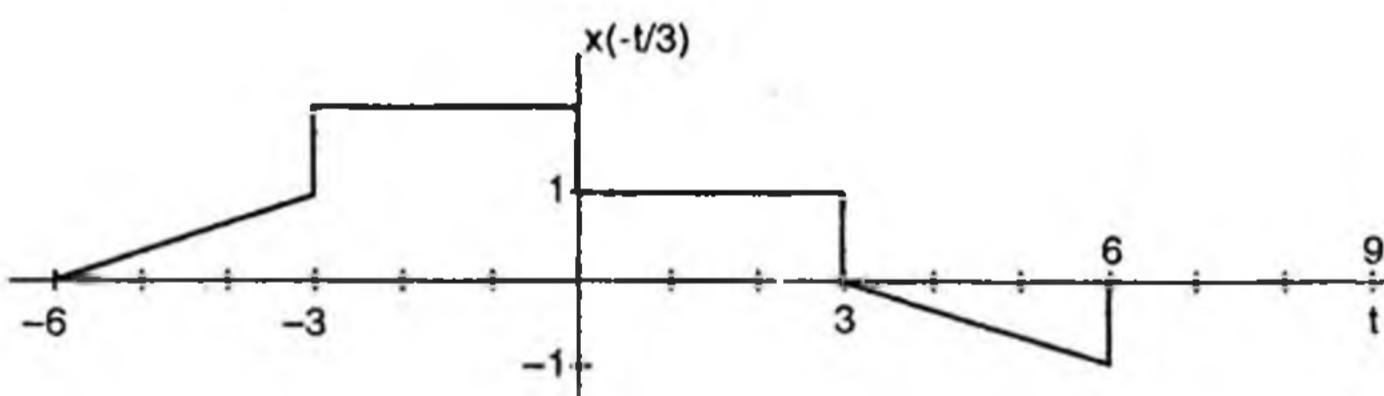
Giải bài tập chương 2. TÍN HIỆU VÀ PHỐ

Bài tập 1:

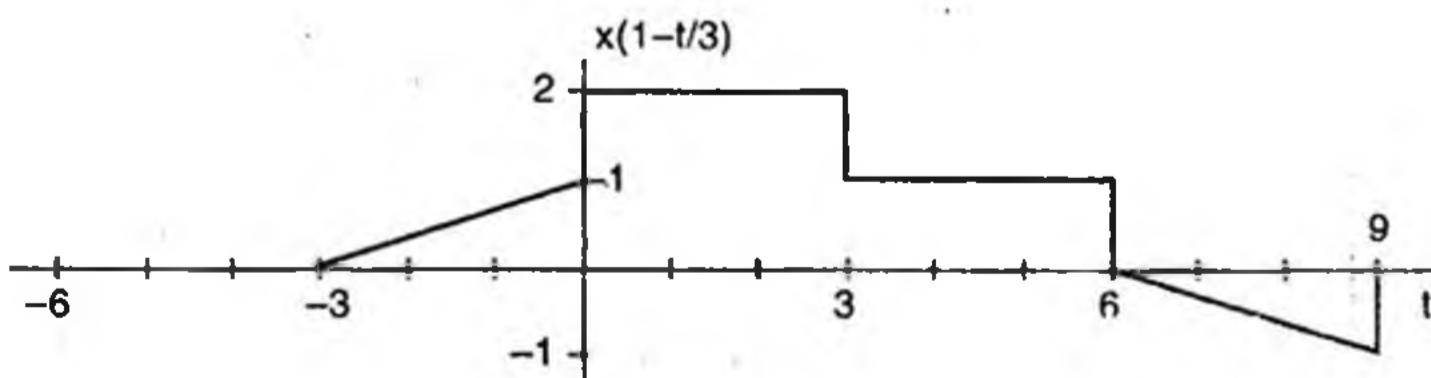
a/ Để tìm $x(1-t/3)$, trước tiên ta tìm $x(-t)$:



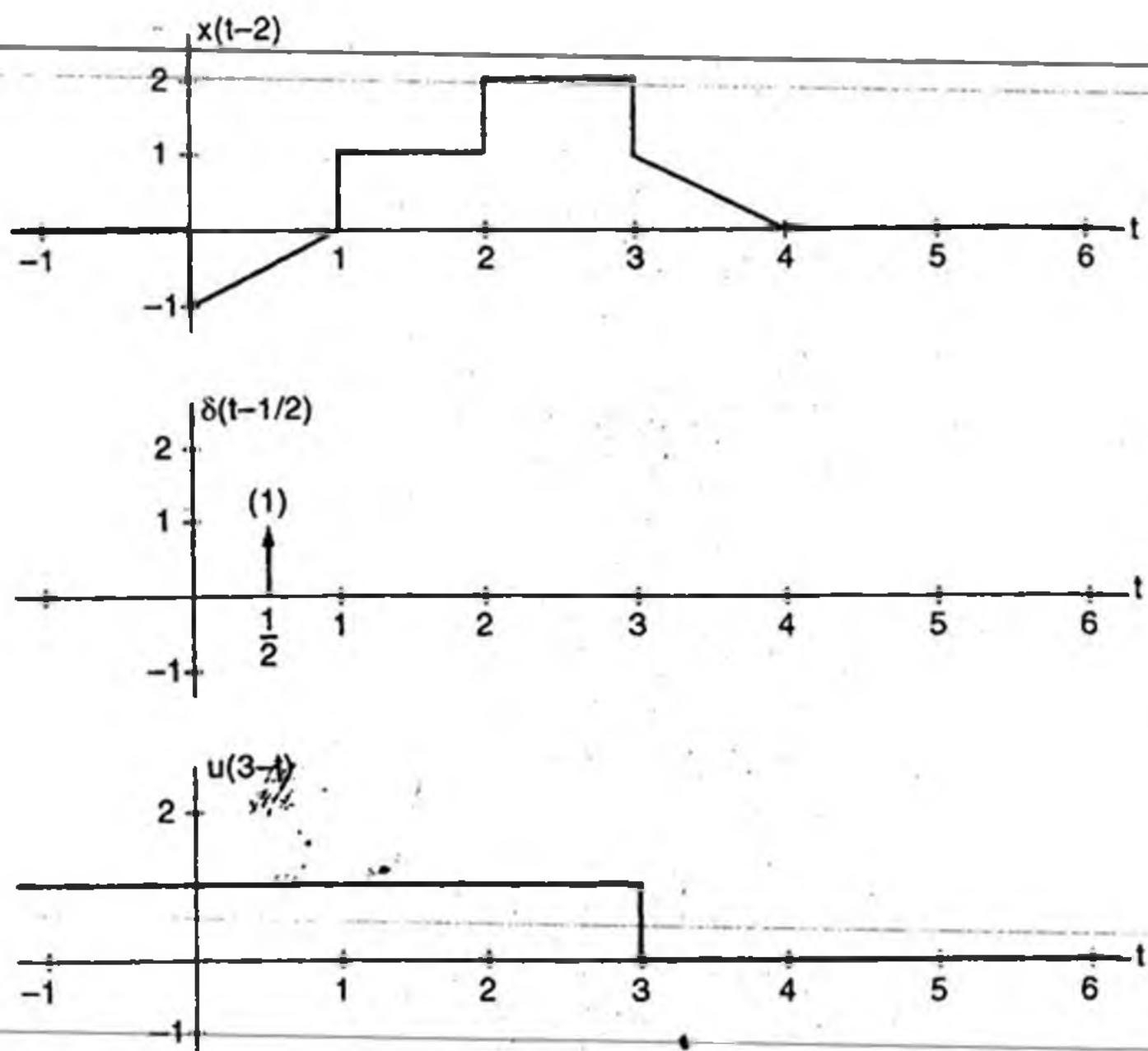
Chuyển đổi thang đo từ $-t$ sang $-t/3$:



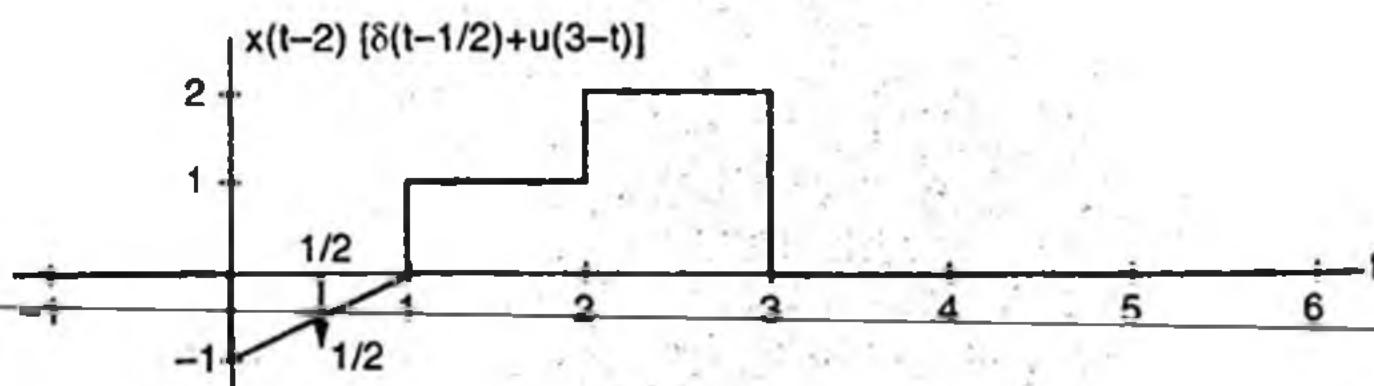
Dịch chuyển tịnh tiến 3 đơn vị (do thang đo đã được chuyển đổi hệ số 3):



b/ Các tín hiệu thành phần $x(t-2)$, $\delta(t-1/2)$ và $u(3-t)$ được vẽ như sau:

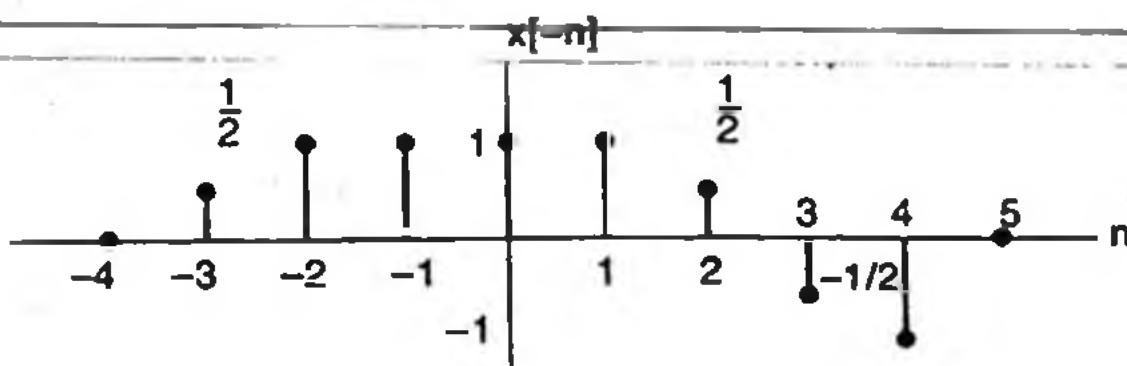


Do đó, tín hiệu $x(t-2)[\delta(t-1/2) + u(3-t)]$ được vẽ như sau:

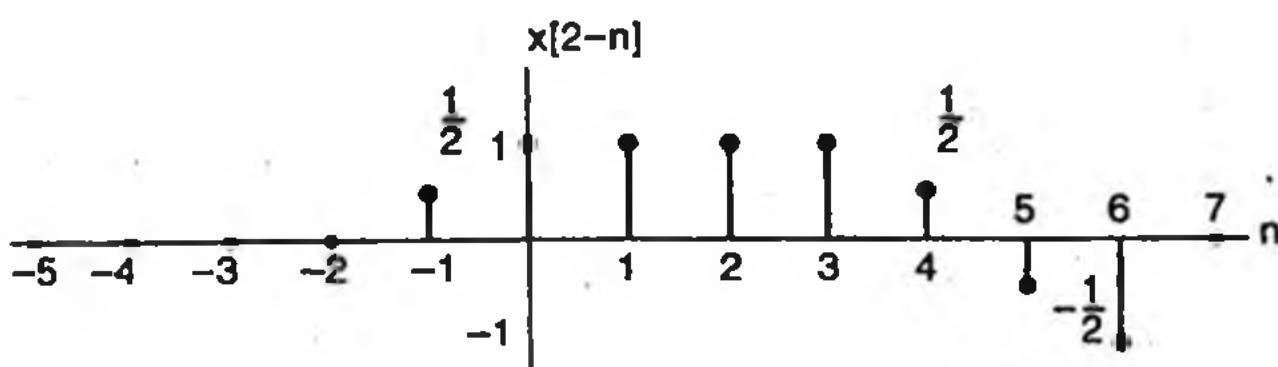


Bài tập 2:

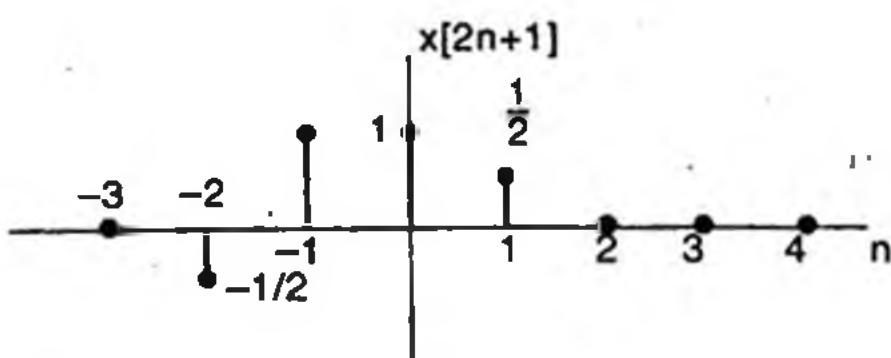
a/ Để tìm $x[2-n]$, trước tiên ta tìm $x[-n]$:



Dịch chuyển tịnh tiến 2 đơn vị:



b/ Tín hiệu $x[2n+1]$ có thể được suy ra bằng cách chọn lấy các mẫu lẻ của tín hiệu $x[n]$.

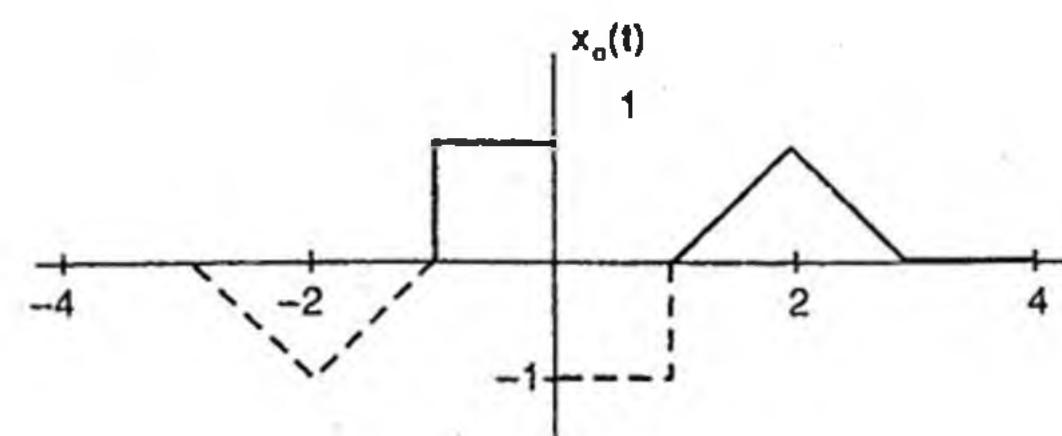
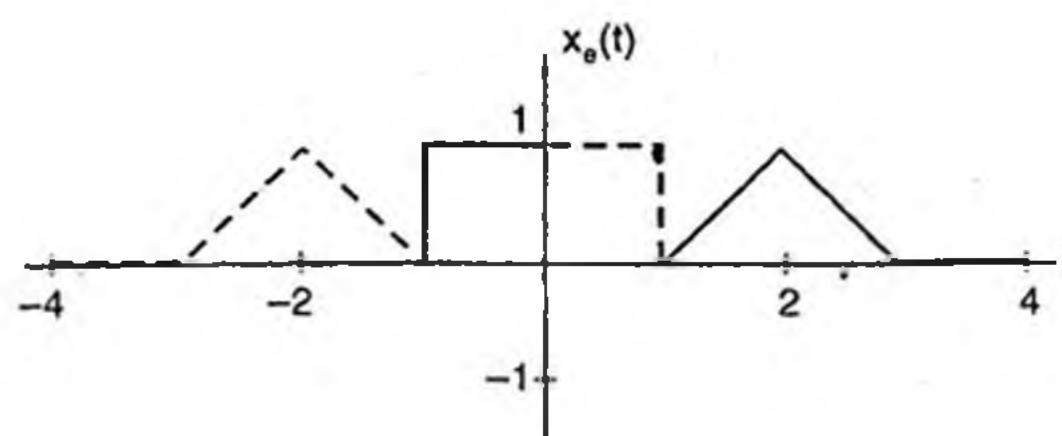
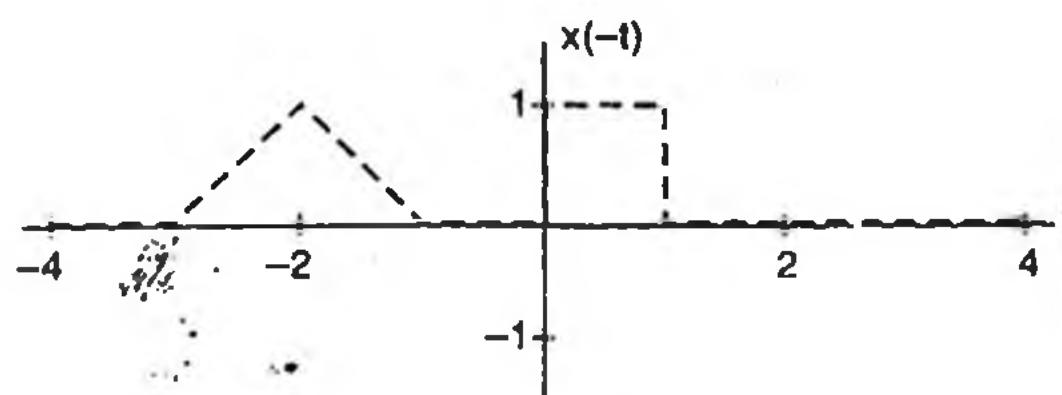
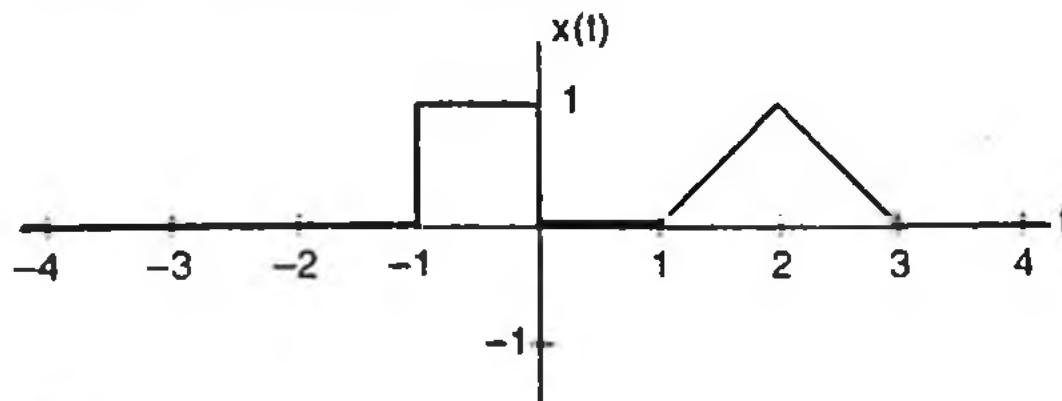


Bài tập 3:

Thành phần chẵn và thành phần lẻ của $x(t)$ được suy ra từ quan hệ sau:

$$x_e(t) = 0,5 [x(t) + x(-t)]$$

$$x_o(t) = 0,5 [x(t) - x(-t)]$$



Bài tập 4:

Ở các câu sau, chúng ta giả sử rằng $y_1(t)$, $y_2(t)$, $y_3(t)$ và $y_4(t)$ lần lượt là các đáp ứng ngõ ra tương ứng với các tín hiệu ngõ vào $x_1(t)$, $x_2(t)$, $x_3(t)$ và $x_4(t)$, a và b là các hằng số thực hoặc phức, t_0 và n_0 là các thời điểm bất kỳ xác định trước.

a/ Với đáp ứng $y(t) = x(t+3) - x(1-t)$.

- Hệ thống là có nhớ vì $y(t)$ phụ thuộc vào $x(t+3)$ là một đại lượng trong tương lai.
- Hệ thống không phải là bất biến theo thời gian, vì chẳng hạn, ở thời điểm t và $t + t_0$, khi tín hiệu vào là $x_1(t)$ và $x_1(t+t_0)$, xét hai tín hiệu ngõ ra:

$$y_1(t) = x_1(t+3) - x_1(1-t)$$

$$y_1(t+t_0) = x_1(t+t_0+3) - x_1(1-t-t_0)$$

Nếu ta đặt $x_2(t) = x_1(t+t_0)$ ở ngõ vào, đáp ứng ngõ ra sẽ là:

$$y_2(t) = x_2(t+3) - x_2(1-t)$$

với $x_2(t+3) = x_1(t+3+t_0)$, $x_2(1-t) = x_1(1-t+t_0)$ (thay t bằng $1-t$).

Do đó,

$$y_2(t) = x_1(t+t_0+3) - x_1(1-t+t_0)$$

Kết quả này là khác với $y_1(t+t_0)$ đã được tính ở trên.

- Hệ thống là tuyến tính:

Nếu $x_3(t) = ax_1(t) + bx_2(t)$, thì:

$$\begin{aligned} y_3(t) &= x_3(t+3) - x_3(1-t) \\ &= ax_1(t+3) + bx_2(t+3) - ax_1(1-t) - bx_2(1-t) \\ &= ax_1(t+3) - ax_1(1-t) + bx_2(t+3) - bx_2(1-t) \\ &= ay_1(t) + by_2(t) \end{aligned}$$

- Hệ thống là không nhân quả vì $y(t)$ phụ thuộc vào $x(t+3)$ là một đại lượng trong tương lai.

- Hệ thống là ổn định vì $y(t)$ là tổng hữu hạn của tín hiệu vào $x(t)$. Do đó, nếu $x(t)$ là bị giới hạn thì $y(t)$ cũng bị giới hạn.

b/ Với đáp ứng $y[n] = (-1)^n x[n]$ với $x[n] \geq 0$

$$2x[n] \quad \text{với } x[n] < 0$$

- Hệ thống là không có nhớ vì $y[n]$ chỉ phụ thuộc vào $x[n]$.

- Hệ thống không phải là bất biến theo thời gian, vì:

$$y_1[n] = (-1)^n x_1[n] \quad \text{với } x_1[n] \geq 0$$

$$2x_1[n] \quad \text{với } x_1[n] < 0$$

Nếu $x_1[n] = x[n+n_0]$ thì:

~~$$y_1[n] = (-1)^n x[n+n_0] \quad \text{với } x[n+n_0] \geq 0$$~~

~~$$2x[n+n_0] \quad \text{với } x[n+n_0] < 0$$~~

Trong khi đó, $y[n+n_0]$ được suy ra từ định nghĩa của đáp ứng:

$$y[n+n_0] = (-1)^{n+n_0} x[n+n_0] \quad \text{với } x[n+n_0] \geq 0$$

$$2x[n+n_0] \quad \text{với } x[n+n_0] < 0$$

Nếu n_0 là lẻ, $y[n+n_0] \neq y_1[n]$, do đó hệ thống không phải là bất biến theo thời gian.

- Hệ thống là không tuyến tính:

Nếu $x[0] = 1$ thì $y[0] = 1$.

Nếu $x_1[0] = -1 \cdot x[0] = -1$ thì theo định nghĩa của đáp ứng, ta có $y_1[0] = -2$

Tuy nhiên, nếu theo tính chất tuyến tính thì $y_1[0] = -1 \cdot y[0] = -1$, khác với kết quả trên.

- Hệ thống là nhân quả vì hệ thống không có nhớ.
- Hệ thống là ổn định vì $y[n]$ tỉ lệ với $x[n]$, do đó nếu $x[n]$ bị giới hạn thì $y[n]$ cũng bị giới hạn.

c/ Với đáp ứng $y[n] = \sum_{k=n}^{\infty} x[k]$

- Hệ thống là có nhớ vì $y[n]$ phụ thuộc vào $x[k]$ từ thời điểm n đến thời điểm vô cùng.

- Hệ thống là bất biến theo thời gian, vì với $x_1[n] = x[n+n_0]$ thì:

$$y_1[n] = \sum_{k=n}^{\infty} x_1[k] = \sum_{k=n+n_0}^{\infty} x[k+n_0]$$

$$= \sum_{k=n+n_0}^{\infty} x[k] = y[n+n_0]$$

- Hệ thống là tuyến tính:

Nếu $x_3[n] = ax_1[n] + bx_2[n]$, thì:

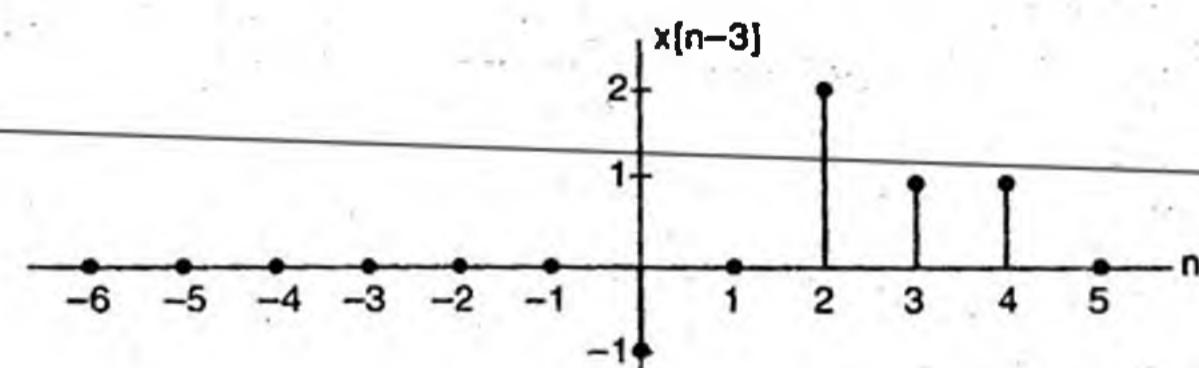
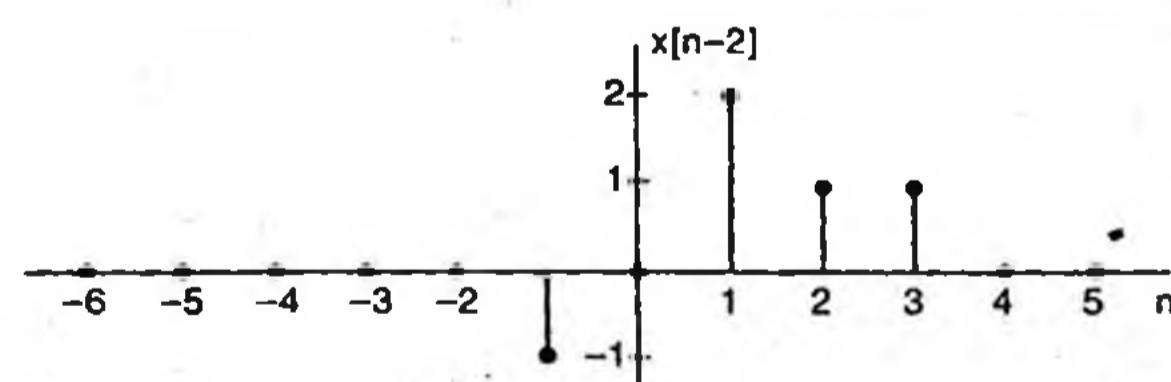
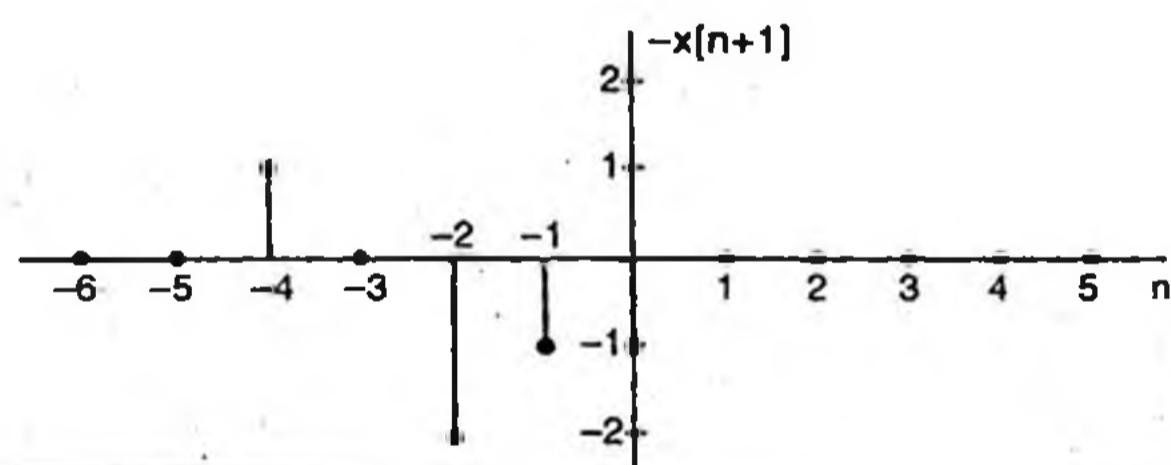
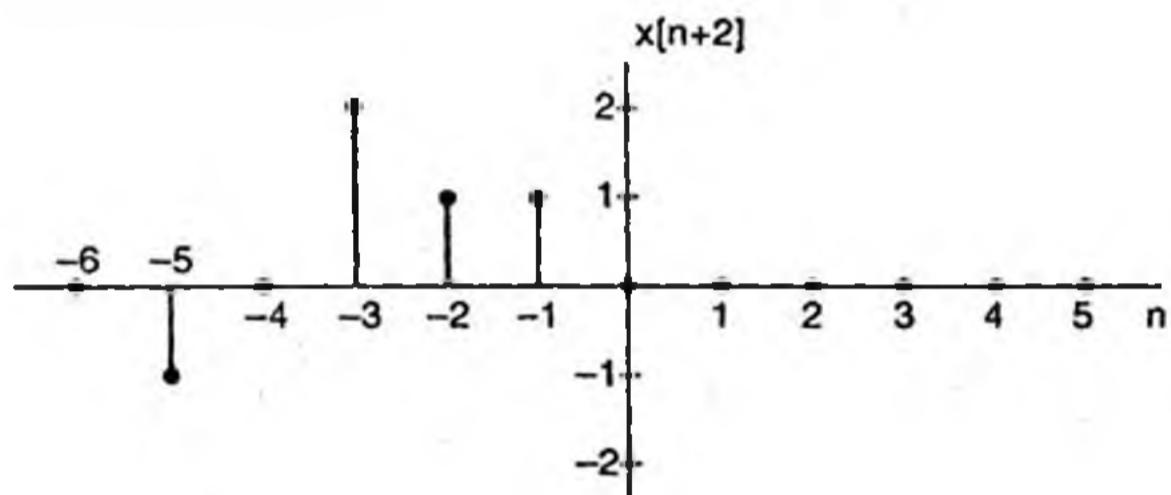
$$y_3[n] = \sum_{k=n}^{\infty} x_3[k] = a \sum_{k=n}^{\infty} x_1[k] + b \sum_{k=n}^{\infty} x_2[k] = ay_1[n] + by_2[n]$$

- Hệ thống là không nhân quả vì $y[n]$ phụ thuộc vào các giá trị của $x[k]$ từ thời điểm n đến thời điểm vô cùng.

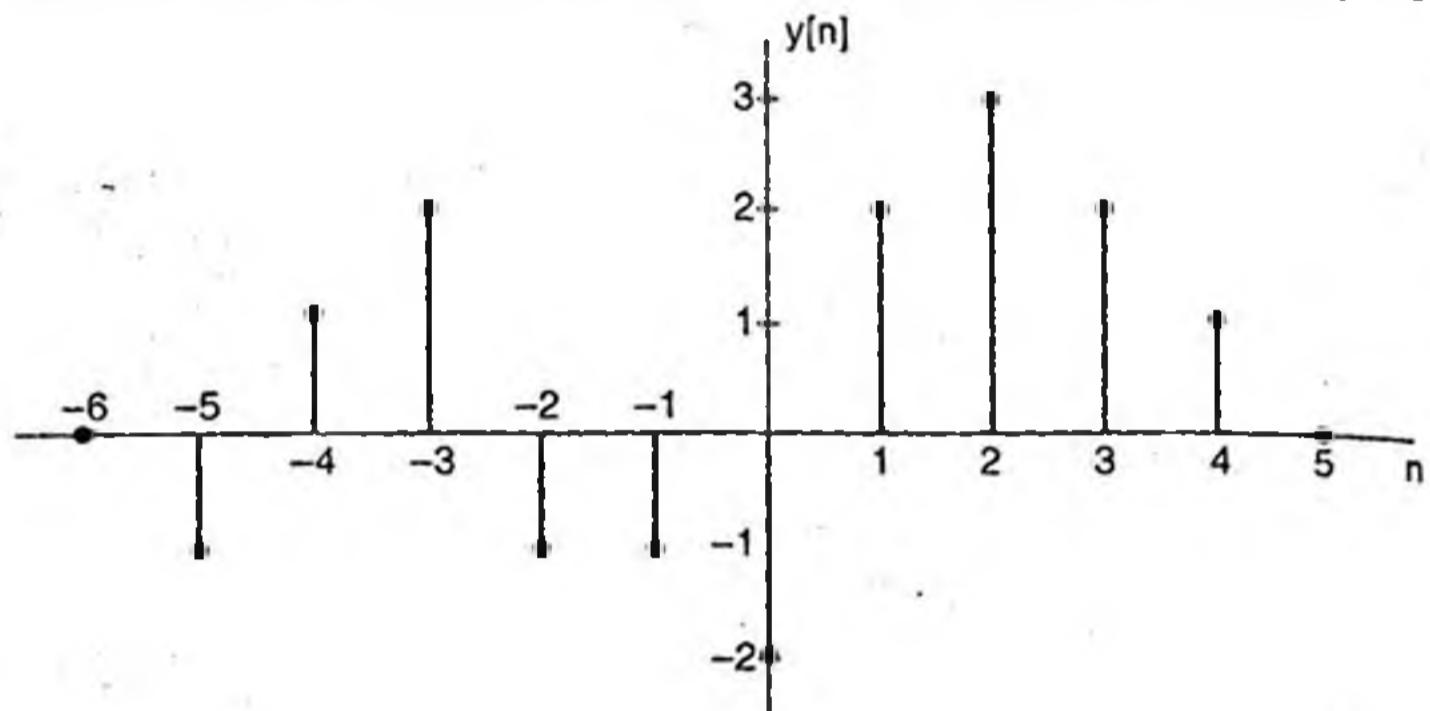
- Hệ thống là không ổn định vì $y[n]$ là tổng vô hạn của các giá trị của $x[k]$.

Bài tập 5:

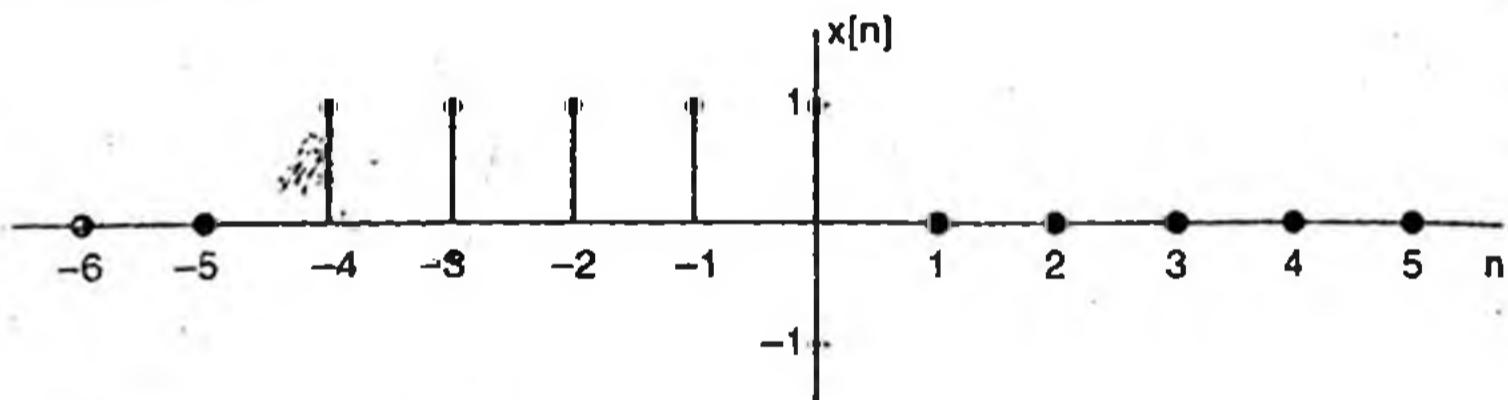
a/ Ta nhận thấy $h[n]$ gồm 3 xung dương đơn vị xảy ra tại các thời điểm $-2, 2$ và 3 , và một xung âm đơn vị xảy ra tại thời điểm -1 . Tích chập $x[n]*h[n]$ chính là tổng của các tín hiệu $x[n+2], x[n-2]$ và $x[n-3]$ với tín hiệu $-x[n+1]$.



Kết quả tích chập $y[n] = x[n] * h[n]$ là tổng của các đồ thị trên.



b/ Với $x[n] = u[n+4] - u[n-1]$, ta nhận thấy rằng $x[n]$ sẽ bao gồm 5 xung dương đơn vị xảy ra tại các thời điểm $-4, -3, -2, -1$ và 0, như vẽ ở hình sau:



Do đó, $y[n] = x[n]*h[n]$ sẽ là tổng của 5 thành phần của $h[n]$ được dịch chuyển về thời gian:

$$\begin{aligned} y[n] &= \sum_{k=0}^4 h[n+k] \\ &= h[n] + h[n+1] + h[n+2] + h[n+3] + h[n+4] \\ &= 2^n u[2-n] + 2^{n+1} u[1-n] + 2^{n+2} u[-n] + 2^{n+3} u[-n-1] + 2^{n+4} u[-n-2] \end{aligned}$$

Bài tập 6:

Ta nhận thấy $x[n]$ là chuỗi tuần hoàn với chu kỳ $N = 6$, do đó tần số cơ bản là $\omega_0 = 2\pi/6 = \pi/3$.

Hệ số Fourier a_k được tính bởi:

$$a_k = (1/N) \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-j k \omega_0 n}$$

$$= (1/6) \sum_{n=0}^5 x[n] e^{-jk\omega_0 n}$$

$$= (1/6) \sum_{n=-3}^2 x[n] e^{-jk\omega_0 n}$$

Chú ý rằng với các tổng của 6 số hạng (trong một chu kỳ) của biểu thức thứ hai và thứ ba ở trên, tuy là tổng với các chỉ số khác nhau nhưng chúng vẫn cho cùng một kết quả (do $x[n]$ là tuần hoàn). Biểu thức thứ ba có lợi điểm do chúng ta có thể tận dụng được tính chất đối xứng hoặc phản đối xứng của các số hạng có chỉ số đối nhau, do đó đơn giản hóa cách tính tổng số.

$$a_k = \frac{1}{6} \left[(0)e^{-jk\omega_0(-3)} + (1)e^{-jk\omega_0(-2)} \right. \\ \left. + (2)e^{-jk\omega_0(-1)} + (1)e^{-jk\omega_0(0)} \right. \\ \left. + (2)e^{-jk\omega_0(1)} + (-1)e^{-jk\omega_0(2)} \right] \\ = (1/6) \left[e^{-jk\omega_0(-2)} - e^{-jk\omega_0(2)} + 2e^{-jk\omega_0(-1)} + 2e^{-jk\omega_0(1)} + 1 \right] \\ = (1/6)[2j\sin 2k\omega_0 + 4\cos k\omega_0 + 1] \\ = (1/6)[2jsink 2\pi/3 + 4 \cos k\pi/3 + 1]$$

Giá trị biên độ và pha của a_k với $k = [-3, 2]$ được cho trong bảng sau:

k	a_k	$ a_k $	$\angle a_k$
-3	-0.5000	3/2	- π
-2	-0.1667 + j0.2887	1/3	$2\pi/3$
-1	0.5000 - j0.2887	$1/\sqrt{3}$	$-\pi/6$
0	0.8333	5/6	0
1	0.5000 + j0.2887	$1/\sqrt{3}$	$\pi/6$
2	-0.1667 - j0.2887	1/3	$-2\pi/3$

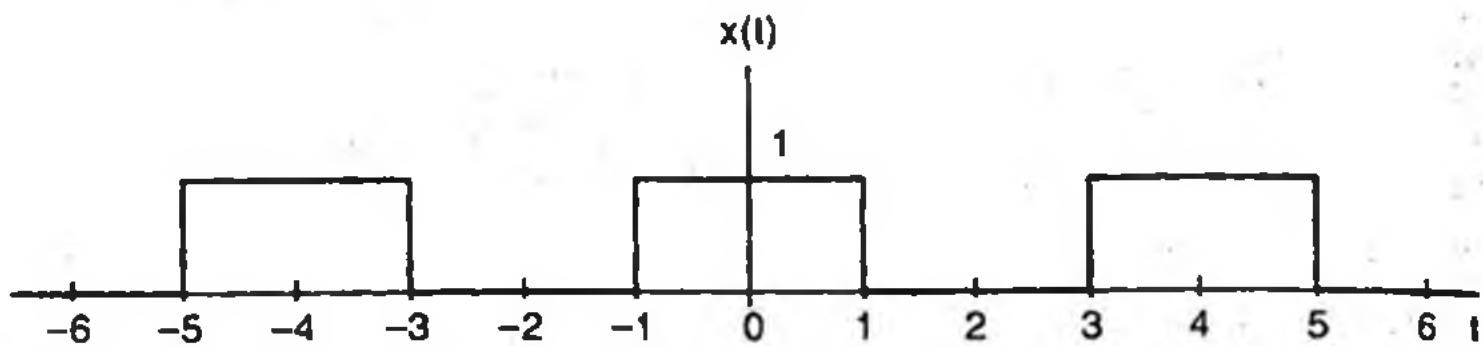
Bài tập 7:

a/ Chu kỳ của $x(t)$ là $T = 4$, do đó tần số cơ bản là $\omega_0 = 2\pi/4 = \pi/2$.

Các hệ số chuỗi Fourier:

$$a_0 = (1/T) \int_T x(t) dt = (1/4) \int_{-1}^1 x(t) dt = 2/4 = 1/2$$

$$\begin{aligned}
 a_k &= (1/T) \int_T x(t) e^{-jk\omega_0 t} dt = (1/4) \int_{-1}^1 1 e^{-jk\omega_0 t} dt \\
 &= (-1/jk\omega_0 4) e^{-jk\omega_0 t} \Big|_{-1}^1 \\
 &= (1/jk2\pi) \left[e^{-j\omega_0} - e^{j\omega_0} \right] = \sin(k\omega_0)/k\pi = \sin(k\pi/2)/k\pi
 \end{aligned}$$



b/ Chu kỳ của $y(t)$ là $T = 2$, do đó tần số cơ bản là $\omega_0 = 2\pi/2 = \pi$.
Các hệ số chuỗi Fourier:

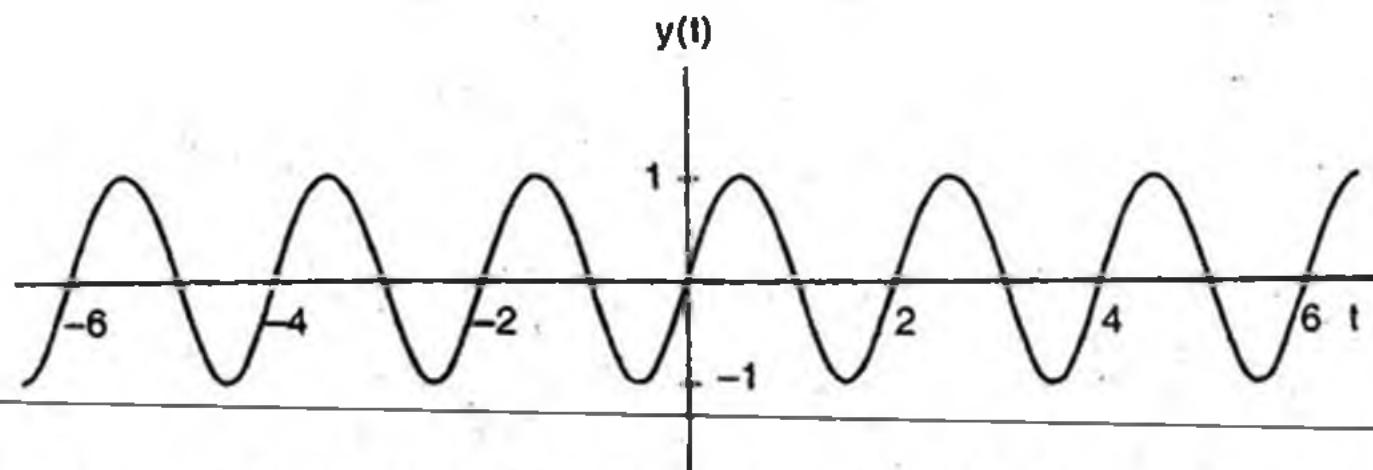
$$b_0 = (1/T) \int_T y(t) dt = 0 \text{ (thành phần DC bằng 0)}$$

Mặt khác, ta cũng thấy rằng:

$$y(t) = \sin\omega_0 t = [e^{j\omega_0 t} - e^{-j\omega_0 t}] / 2j$$

Mà: $y(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k e^{jk\omega_0 t}$

Do đó: $b_k = -j/2$ với $k = 1$
 $= j/2$ với $k = -1$
 $= 0$ với k khác



c/ Chu kỳ của $z(t)$ là $T = 4$, do đó tần số cơ bản là $\omega_0 = 2\pi/4 = \pi/2$.
Các hệ số chuỗi Fourier:

$$c_0 = (1/T) \int_T z(t) dt = 0 \text{ (thành phần DC bằng 0)}$$

Lưu ý rằng $z(t) = x(t) y(t)$, do đó ta có thể tính c_k bằng cách dùng đặc tính tích chập giữa a_k và b_k . Tuy nhiên, để $x(t)$ và $y(t)$ có cùng tần số, ta phải chọn chu kỳ cơ bản chung là $T = 4$. Như vậy, đối với hệ số b_k của $y(t)$, để giữ nguyên giá trị $k\omega_0$ trong khi giảm nửa tần số, ta phải tăng gấp đôi chỉ số k . Nói cách khác, các hệ số b_k sẽ là b'_k :

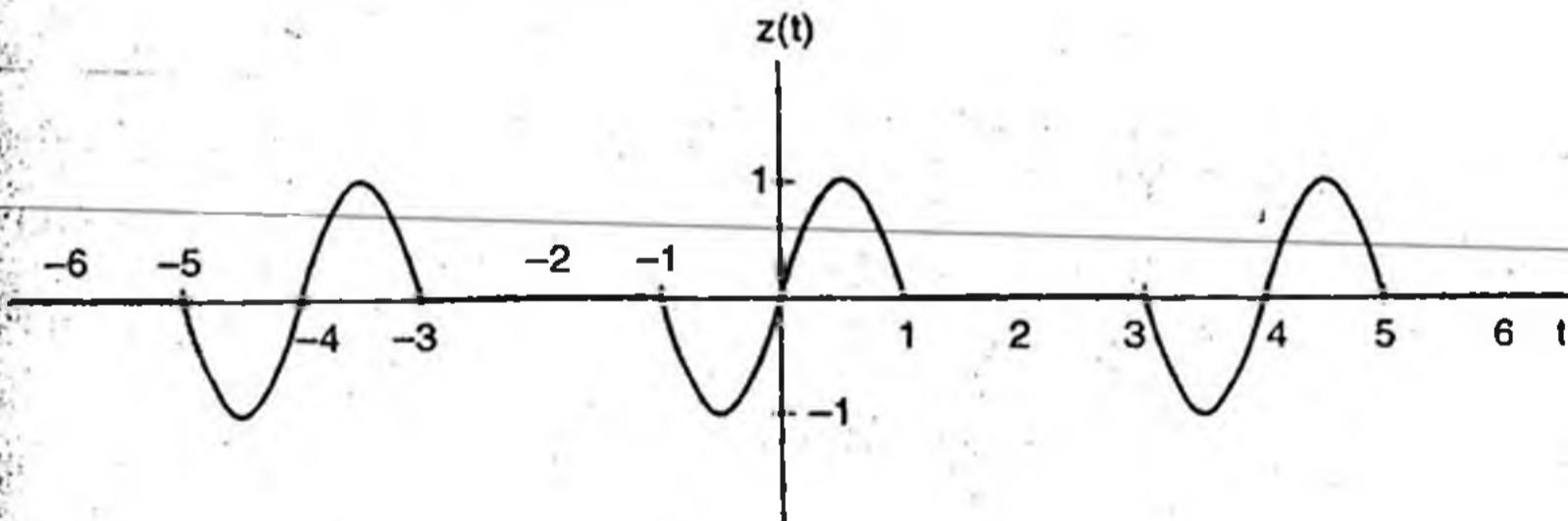
$$\begin{aligned} b'_k &= -j/2 \quad \text{với } k = 2 \\ &= j/2 \quad \text{với } k = -2 \\ &= 0 \quad \text{với } k \text{ khác} \end{aligned}$$

Dùng phép tích chập để tính c_k , ta có:

$$c_k = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n \cdot b'_{k-n}$$

Ta nhận thấy rằng với các hệ số a_k và b'_k đã tính ở trên, tích số $a_n b'_{k-n}$ chỉ khác 0 khi $k - n = \pm 2$. Do đó:

$$\begin{aligned} c_k &= a_{k-2} b'_2 + a_{k+2} b'_{-2} = a_{k-2}(-j/2) + a_{k+2}(j/2) = j(a_{k+2} - a_{k-2}) \\ &= j[-\sin(k\pi/2)/(k+2)\pi + \sin(k\pi/2)/(k-2)\pi] \\ &= j4\sin(k\pi/2)/(k^2-4)\pi \end{aligned}$$



Bài tập 8:

Nếu chuỗi vào được biểu diễn là $x[n] = e^{j\omega n}$, với hàm truyền $H(j\omega)$ của hệ thống LTI, chuỗi ngõ ra $y[n]$ có thể được viết thành $y[n] = H(e^{j\omega n}) e^{j\omega n}$.

Từ biểu thức quan hệ vào – ra:

$$y[n] - y[n-1]/4 = x[n] + 2x[n-4]$$

$$\text{Ta có: } H(e^{j\omega})e^{j\omega n} - H(e^{j\omega})e^{j\omega(n-1)}/4 = e^{j\omega n} + 2e^{j\omega(n-4)}$$

$$\Rightarrow H(e^{jn})e^{jkn}(1 - e^{-jn}/4) = e^{jkn}[1 + 2e^{-jn}]$$

$$\Rightarrow H(e^{jn}) = [1 + 2e^{-jn}]/[1 - e^{-jn}/4]$$

Với $x[n] = 2 + \sin(\pi n/4) - 2\cos(\pi n/2)$ thì tần số cơ bản là $\omega_0 = \pi/4$

Chuỗi Fourier tương ứng sẽ là:

$$\begin{aligned}x[n] &= 2 + \sin(\pi n/4) - 2\cos(\pi n/2) = 2 + \sin(\omega_0 n) - 2\cos(2\omega_0 n) \\&= 2e^{j(0)\omega_0 n} + [e^{j\omega_0 n} - e^{-j\omega_0 n}]/2j - 2[e^{j(2)\omega_0 n} + e^{-j(2)\omega_0 n}]/2\end{aligned}$$

Do đó, các hệ số a_k là:

$$\begin{aligned}a_k &= -1 \quad \text{với } k = -2 \\&= -1/2j \quad \text{với } k = -1 \\&= 2 \quad \text{với } k = 0 \\&= 1/2j \quad \text{với } k = 1 \\&= -1 \quad \text{với } k = 2 \\&= 0 \quad \text{với } k = 3, 4, 5\end{aligned}$$

Các hệ số b_k được tính là:

$$b_k = a_k H(e^{jk\omega_0}) = a_k [1 + 2e^{-jk\pi}]/[1 - e^{-jk\pi}/4]$$

Ta lần lượt nhận được các hệ số sau:

$$b_0 = a_0 H(e^{j(0)\omega_0}) = 2[1 + 2e^{-j(0)\pi}]/[1 - e^{-j(0)\pi}/4] = 8$$

$$b_1 = a_1 H(e^{j(1)\omega_0}) = [1 + 2e^{-j(1)\pi}]/2j[1 - e^{-j(1)\pi}/4] = 0,1247 + j0,5806$$

$$b_{-1} = a_{-1} H(e^{j(-1)\omega_0}) = -[1 + 2e^{-j(-1)\pi}]/2j[1 - e^{-j(-1)\pi}/4] = 0,1247 - j0,5806$$

$$b_2 = a_2 H(e^{j(2)\omega_0}) = -[1 + 2e^{-j(2)\pi}]/[1 - e^{-j(2)\pi}/4] = -2,8235 + j0,7059$$

$$b_{-2} = a_{-2} H(e^{j(-2)\omega_0}) = -[1 + 2e^{-j(-2)\pi}]/[1 - e^{-j(-2)\pi}/4] = -2,8235 - j0,7059$$

$$b_{3, 4, 5} = 0$$

Ta nhận thấy rằng các hệ số Fourier b_k là liên hiệp phức từng đôi một ($b_{-k} = b^*_k$), do đó $y[n]$ là chuỗi tín hiệu thực. Điều này cũng hoàn toàn hợp lý vì với hệ thống LTI nhân quả, nếu chuỗi vào $a[n]$ là thực thì chuỗi ra $y[n]$ cũng là thực.

Bài tập 9:

$$a/ X(j\omega) = j[\delta(\omega + 1) - \delta(\omega - 1)] - 3[\delta(\omega - \pi) + \delta(\omega + \pi)]$$

Bởi vì:

$$\cos\omega_0 t \Leftrightarrow \pi[\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)]$$

$$\sin\omega_0 t \Leftrightarrow \pi[\delta(\omega - \omega_0) - \delta(\omega + \omega_0)]/j$$

Do đó:

$$x(t) = \sin t/\pi - 3\cos \pi t/\pi$$

$$\begin{aligned} b/ X(j\omega) &= 2\sin(2\omega - \pi/2) = 2[e^{j(2\omega - \pi/2)}/2j - e^{-j(2\omega - \pi/2)}/2j] \\ &= e^{j2\omega} e^{-j\pi/2}/j - e^{-j2\omega} e^{j\pi/2}/j \\ &= -e^{j2\omega} - e^{-j2\omega} \end{aligned}$$

Do đó:

$$x(t) = -\delta(t + 2) - \delta(t - 2)$$

Ta cũng có thể giải bằng cách viết lại $X(j\omega)$ dưới dạng:

$$X(j\omega) = 2\sin(2\omega - \pi/2) = -2\cos(2\omega)$$

Bởi vì: $[\delta(t - t_0) + \delta(t + t_0)]/2 \Leftrightarrow \cos \omega t_0$

Do đó: $x(t) = -2[\delta(t - 2)/2 + \delta(t + 2)/2] = -\delta(t - 2) - \delta(t + 2)$

Giải bài tập chương 3. THÔNG TIN TƯƠNG TỰ

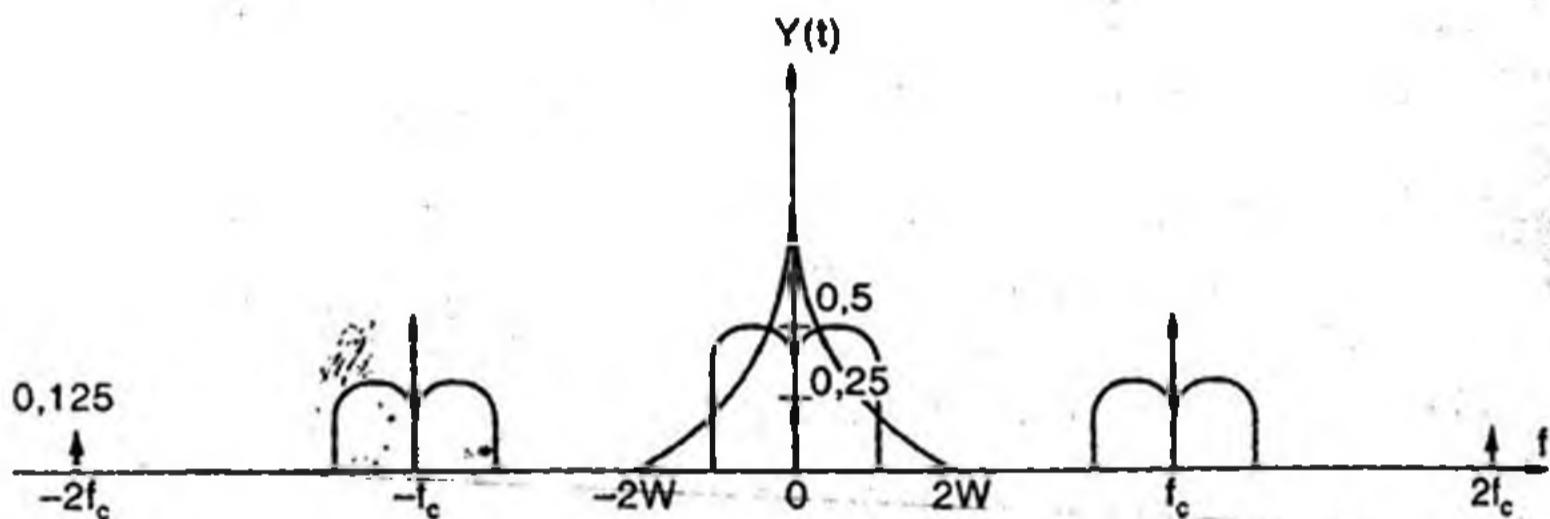
Bài tập 1:

$$y(t) = x(t) + x^2(t)/2$$

$$= m(t) + \cos(2\pi f_c t) + 0,5[m^2(t) + \cos^2(2\pi f_c t) + 2m(t) \cos(2\pi f_c t)]$$

$$= m(t) + \cos(2\pi f_c t) + 0,5m^2(t) + 0,25 + 0,25\cos(2\pi 2f_c t) + m(t)\cos(2\pi f_c t)$$

$$Y(f) = M(f) + 0,5[\delta(f-f_c) + \delta(f+f_c)] + 0,5M(f)*M(f) + \\ + 0,25\delta(f) + 0,125[\delta(f-2f_c) + \delta(f+2f_c)] + 0,5[M(f-f_c) + M(f+f_c)]$$

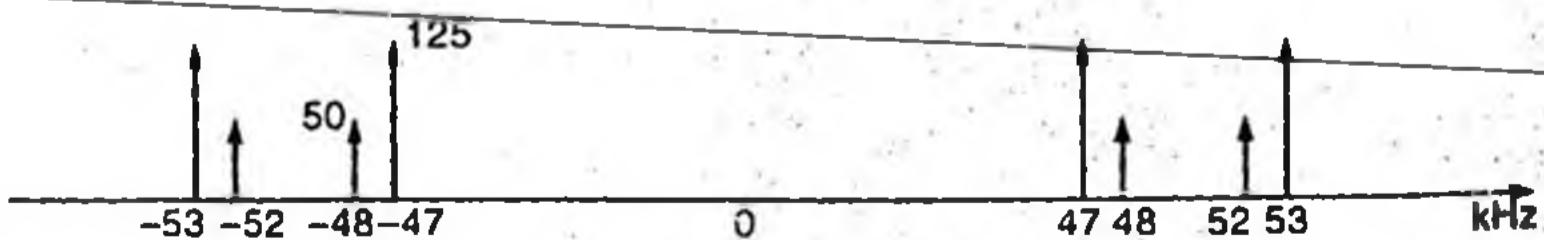


Bài tập 2:

$$u(t) = m(t) c(t) = 100[2\cos(2\pi 2000t) + 5\cos(2\pi 3000t)] \cos(2\pi 50000t)$$

Do đó:

$$U(f) = 50[\delta(f-2000) + \delta(f+2000) + 2,5\delta(f-3000) + 2,5\delta(f+3000)] * \\ * [\delta(f-50000) + \delta(f+50000)] \\ = 50[\delta(f-52000) + \delta(f-48000) + 2,5\delta(f-53000) + 2,5\delta(f-47000) + \\ + \delta(f+52000) + \delta(f+48000) + 2,5\delta(f+53000) + 2,5\delta(f+47000)]$$



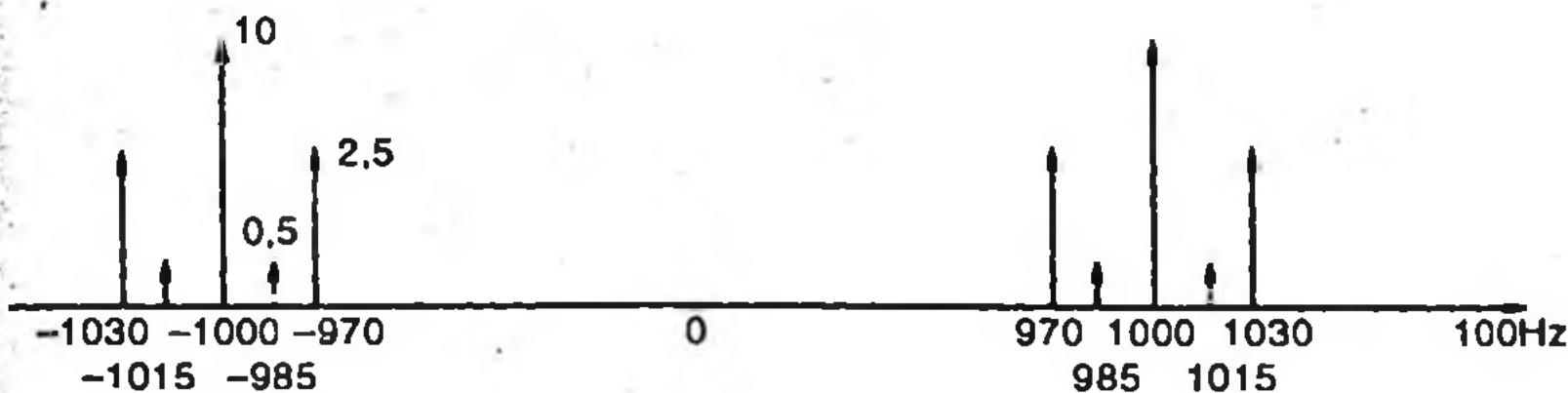
Bài tập 3:

a/

$$\begin{aligned}
 u(t) &= [1+m(t)] c(t) = [1 + 0,1\cos(2\pi 1500t) + 0,5\cos(2\pi 3000t)] 20\cos(2\pi f_c t) \\
 &= 20\cos(2\pi f_c t) + 2\cos(2\pi 1500t) \cos(2\pi f_c t) + 10\cos(2\pi 3000t) \cos(2\pi f_c t) \\
 &= 20\cos(2\pi f_c t) + \cos[2\pi(f_c+1500)t] + \cos[2\pi(f_c-1500)t] + \\
 &\quad + 5\cos[2\pi(f_c+3000)t] + 5\cos[2\pi(f_c-3000)t]
 \end{aligned}$$

Do đó:

$$\begin{aligned}
 U(f) &= 10[\delta(f+f_c) + \delta(f-f_c)] + \\
 &\quad + 0,5[\delta(f+f_c+1500) + \delta(f-f_c-1500)] + 0,5[\delta(f+f_c-1500) + \delta(f-f_c+1500)] + \\
 &\quad + 2,5[\delta(f+f_c+3000) + \delta(f-f_c-3000)] + 2,5[\delta(f+f_c-3000) + \delta(f-f_c+3000)]
 \end{aligned}$$

Với $f_c = 10000 \text{ Hz}$, phổ của $U(f)$ được vẽ ở hình sau:b/ Do biểu thức của $u(t)$ là:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= 20\cos(2\pi f_c t) + \cos[2\pi(f_c+1500)t] + \cos[2\pi(f_c-1500)t] + \\
 &\quad + 5\cos[2\pi(f_c+3000)t] + 5\cos[2\pi(f_c-3000)t]
 \end{aligned}$$

nên tín hiệu $u^2(t)$ có thể được viết:

$$\begin{aligned}
 u^2(t) &= 400\cos^2(2\pi f_c t) + \cos^2[2\pi(f_c+1500)t] + \cos^2[2\pi(f_c-1500)t] + \\
 &\quad + 25\cos^2[2\pi(f_c+3000)t] + 25\cos^2[2\pi(f_c-3000)t] + \\
 &\quad + \text{các thành phần tích số của hàm cos khác tần số}
 \end{aligned}$$

Vậy khi tính công suất của $u^2(t)$, ta làm phép tích phân $u^2(t)$ trong một chu kỳ T và chia cho T (tính giá trị trung bình). Khi cho $T \rightarrow \infty$, thành phần tích phân của các hàm cos đều tiến đến 0, chỉ còn thành phần bình phương của hàm cos sẽ tiến đến $1/2$.

Ta có năm thành phần phổ của $U(f)$, tương ứng với các mức công suất là:

$$P_{f_c} = 400/2 = 200$$

$$P_{f_c+1500} = P_{f_c-1500} = 1/2$$

$$P_{f_c+3000} = P_{f_c-3000} = 25/2$$

(đơn vị của P tuỳ thuộc vào định nghĩa của $u(t)$ và điện trở phát chuẩn)

$$\begin{aligned} c/ \quad m(t) &= 0,1\cos(2\pi 1500t) + 0,5\cos(2\pi 3000t) \\ &= \cos^2(2\pi 1500t) + 0,1\cos(2\pi 1500t) - 1/2 \end{aligned}$$

Hàm số $g(z) = z^2 + 0,1z - 1/2$ đạt giá trị cực tiểu là $g_{min} = -201/400$ tại $z = -1/20$.

Như vậy, $m(t)$ sẽ đạt cực tiểu tại $m_{min} = -201/400$ khi $\cos(2\pi 1500t_0) = -1/20$, hay tại $t_0 = 9,86 \text{ ms}$.

$$\begin{aligned} d/ \quad u(t) &= 20\cos(2\pi f_c t) + \cos[2\pi(f_c+1500)t] + \cos[2\pi(f_c-1500)t] + \\ &\quad + 5\cos[2\pi(f_c+3000)t] + 5\cos[2\pi(f_c-3000)t] \end{aligned}$$

Công suất trên hai dải biên là:

$$P_{DSB} = 1/2 + 1/2 + 25/2 + 25/2 = 26$$

Công suất tổng của đài phát là:

$$P_{tổng} = P_{sóng nhang} + P_{DSB} = 200 + 26 = 226$$

Bài tập 4:

$$a/ \quad m(t) = \cos(2\pi 1000t) + 2\sin(2\pi 1000t)$$

Vì phép biến đổi Hilbert của $\cos(2\pi 1000t)$ là $\sin(2\pi 1000t)$, của $\sin(2\pi 1000t)$ là $-\cos(2\pi 1000t)$, do đó:

$$\underline{m}(t) = \sin(2\pi 1000t) - 2\cos(2\pi 1000t)$$

b/ Biểu thức $u_{LSSB}(t)$ của tín hiệu đơn biên LSSB là:

$$\begin{aligned} u_{LSSB}(t) &= A_c m(t)\cos(2\pi f_c t) + A_c \underline{m}(t)\sin(2\pi f_c t) \\ \text{với } A_c &= 100 \end{aligned}$$

$$m(t) = \cos(2\pi 1000t) + 2\sin(2\pi 1000t)$$

$$\underline{m}(t) = \sin(2\pi 1000t) - 2\cos(2\pi 1000t)$$

Do đó:

$$\begin{aligned} u_{LSSB}(t) &= 100[\cos(2\pi 1000t) + 2\sin(2\pi 1000t)]\cos(2\pi f_c t) + \\ &\quad + 100[\sin(2\pi 1000t) - 2\cos(2\pi 1000t)]\sin(2\pi f_c t) \\ &= 100[\cos(2\pi 1000t)\cos(2\pi f_c t) + \sin(2\pi 1000t)\sin(2\pi f_c t)] + \\ &\quad + 200[\sin(2\pi 1000t)\cos(2\pi f_c t) - \cos(2\pi 1000t)\sin(2\pi f_c t)] \\ &= 100\cos[2\pi(f_c - 1000)t] - 200\sin[2\pi(f_c - 1000)t] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 c/ U_{LSBB}(f) &= 50 [\delta(f-f_c+1000) + \delta(f+f_c-1000)] + \\
 &\quad + 100j[\delta(f-f_c+1000) - \delta(f+f_c-1000)] \\
 &= (50 + j100) \delta(f-f_c+1000) + (50 - j100) \delta(f+f_c-1000)
 \end{aligned}$$

Bài tập 5:

a/ Tín hiệu $x(t) = 10\text{sinc}(400t) = 10\sin(400t)/400t$ đại biên độ cực đại $\max(x(t))=10$ khi $t=0$ và sẽ phô $X(f)$ có dạng một hình chữ nhật:

$$X(f) = \Pi(f/400)/400$$

Bảng thông của $X(f)$ là $W = 200$.

Chỉ số điều chế β được tính bởi:

$$\beta = f_\Delta \max(x(t))/W$$

Do đó:

$$f_\Delta = \beta W / \max(x(t)) = 6 \times 200 / 10 = 120$$

Biểu thức của tín hiệu đã điều chế:

$$\begin{aligned}
 u(t) &= A \cos[2\pi f_c t + 2\pi f_\Delta \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau] \\
 &= 100 \cos [2\pi f_c t + 2\pi 1200 \int_{-\infty}^t \text{sinc}(400\tau) d\tau]
 \end{aligned}$$

b/ Khoảng dịch tần số cực đại của $u(t)$ là:

$$\Delta f_{\max} = \beta W = 6 \times 200 = 1200$$

c/ Vì tín hiệu đã điều chế $u(t)$ có công suất phổ chính tập trung chủ yếu vào thành phần sóng mang, ta có thể coi gần đúng:

$$P \approx A^2/2 = 5000$$

d/ Bảng thông hiệu dụng của $u(t)$ được tính bởi công thức Carlson:

$$\begin{aligned}
 B &\approx 2(\beta + 2)W \\
 &= 2(6 + 2)200 = 3200 \text{ Hz}
 \end{aligned}$$

Giải bài tập chương 5: THÔNG TIN SỐ

Bài tập 1:

a/ Sóng mang tương ứng với bit 0 và bit 1 có thể được viết là:

$$u_1(t) = (2E_b/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t)$$

$$u_2(t) = (2E_b/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta f t)$$

Hàm tương quan của hai sóng mang này là:

$$\begin{aligned} R_{12} &= [\int_0^T u_1(t) u_2(t) dt] / E_b \\ &= [(2E_b/T) \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta f t) dt] / E_b \\ &\stackrel{f_c \gg \Delta f}{=} [\int_0^T \cos(2\pi \Delta f t) dt] / T + [\int_0^T \cos(2\pi 2f_c t + 2\pi \Delta f t) dt] / T \end{aligned}$$

Giả sử rằng $f_c \gg 1/T$ và $f_c + \Delta f \gg 1/T$, ta có thể coi rằng thành phần số hạng tích phân thứ hai trong một chu kỳ T là triệt tiêu.

$$\begin{aligned} R_{12} &\approx [\int_0^T \cos(2\pi \Delta f t) dt] / T \\ &= \sin(2\pi \Delta f T) / (2\pi \Delta f T) \end{aligned}$$

b/ Để xác định giá trị cực tiểu của R_{12} , ta cần tính đạo hàm của R_{12} theo Δf :

$$\partial R_{12} / \partial \Delta f = \cos(2\pi \Delta f T) 2\pi T / (2\pi \Delta f T)^2 - \sin(2\pi \Delta f T) 2\pi T / (2\pi \Delta f T)^2 = 0$$

Do đó:

$$2\pi \Delta f T = \tan(2\pi \Delta f T)$$

Giải ta được:

$$\underline{2\pi \Delta f T = 4,4934}$$

$$\text{Suy ra: } \Delta f = 0,7151/T$$

$$R_{12 \min} = -0,2172$$

Bài tập 2:

a/ Sóng mang sin với biên độ A sẽ có công suất $A^2/2$ (trên tải trở chuẩn 1 Ohm). Điều chế 16-QAM vuông có giản đồ chòm sao gồm 16 điểm được phân bố trên hình 2a, tương ứng với:

4 trạng thái, biên độ $A\sqrt{2}$, có công suất tổng là: $4(2A^2/2) = 4A^2$

8 trạng thái, biên độ $A\sqrt{10}$, có công suất tổng là: $8(10A^2/2) = 40A^2$

4 trạng thái, biên độ $A\sqrt{18}$, có công suất tổng là: $4(18A^2/2) = 36A^2$

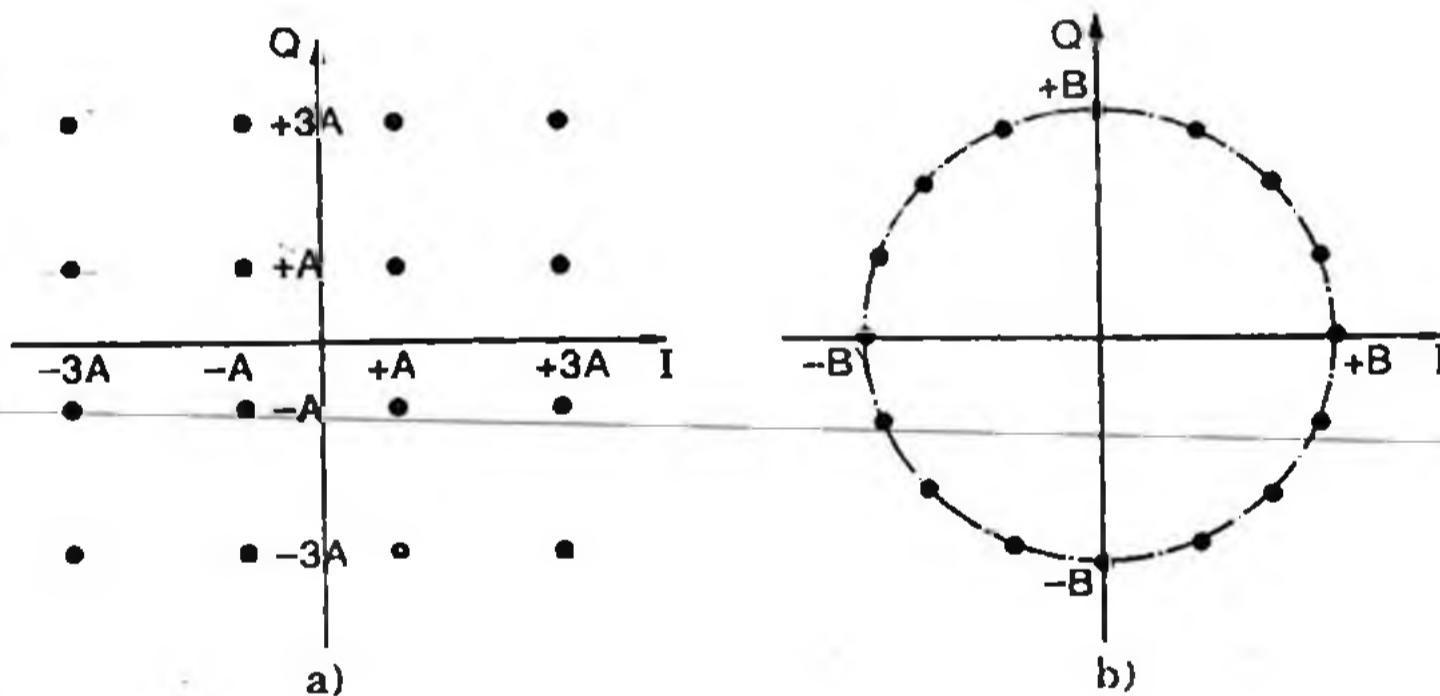
Vậy công suất phát trung bình cho 16 trạng thái là:

$$(4A^2 + 40A^2 + 36A^2) / 16 = 5A^2$$

Công suất phát đỉnh sẽ tương ứng với trạng thái có biên độ lớn nhất $A\sqrt{18}$, hay nói cách khác, công suất phát đỉnh là $9A^2$.

Biên độ phát đỉnh là: $A\sqrt{18} = 4,24A$

Khoảng cách tối thiểu giữa hai trạng thái lân cận là $2A$.



Hình 2

b/ Với điều chế 16-PSK có giản đồ chòm sao như hình 2b, biên độ các trạng thái là luôn luôn bằng nhau và bằng B . Do đó công suất phát trung bình cũng là công suất phát của mỗi trạng thái và bằng $B^2/2$.

Nếu ta so sánh với phương án phát điều chế 16-QAM ở câu a, điều kiện so sánh phải là cân bằng giữa 2 công suất phát trung bình:

$$B^2/2 = 5A^2 \quad \text{hay } B = 3,16A$$

Lúc này, công suất phát định cùng là $B^2/2 = 5A^2$, tương ứng với biên độ phát định là $B = 3,16A$. Tuy nhiên, khoảng cách giữa hai trạng thái lân cận sẽ là $B2\pi/16 = 0,39B = 1,24A$ (nhỏ hơn khoảng cách của 16-QAM vuông là 2A)

So sánh với kết quả câu a/, ta nhận thấy công suất phát định của 16-PSK ($B^2/2 = 5A^2$) là nhỏ hơn công suất phát định của 16-QAM ($9A^2$), cho phép ổn định dễ dàng hơn công suất phát giữa các trạng thái, giảm nhiễu chèn ép ký tự, tăng dài động của thiết bị phát, tăng SNR,... Tuy nhiên, khoảng cách tối thiểu giữa hai trạng thái lân cận của 16-PSK ($0,39B = 1,24A$) là nhỏ hơn khoảng cách trạng thái của 16-QAM (2A), do đó tăng nguy cơ giải điều chế sai nhầm của các ký tự thu.

c/ Với giản đồ chòm sao ở hình 2c, gồm có các trạng thái được phân bố như sau:

4 trạng thái, biên độ $C\sqrt{2}$, có công suất tổng là: $4(2C^2/2) = 4C^2$

4 trạng thái, biên độ $C\sqrt{2}$, có công suất tổng là: $4(8C^2/2) = 16C^2$

4 trạng thái, biên độ $2C$, có công suất tổng là: $4(4C^2/2) = 8C^2$

4 trạng thái, biên độ $3C$, có công suất tổng là: $4(9C^2/2) = 18C^2$

Công suất trung bình của mỗi trạng thái là:

$$(4C^2 + 16C^2 + 8C^2 + 18C^2) / 16 = 2,875C^2$$

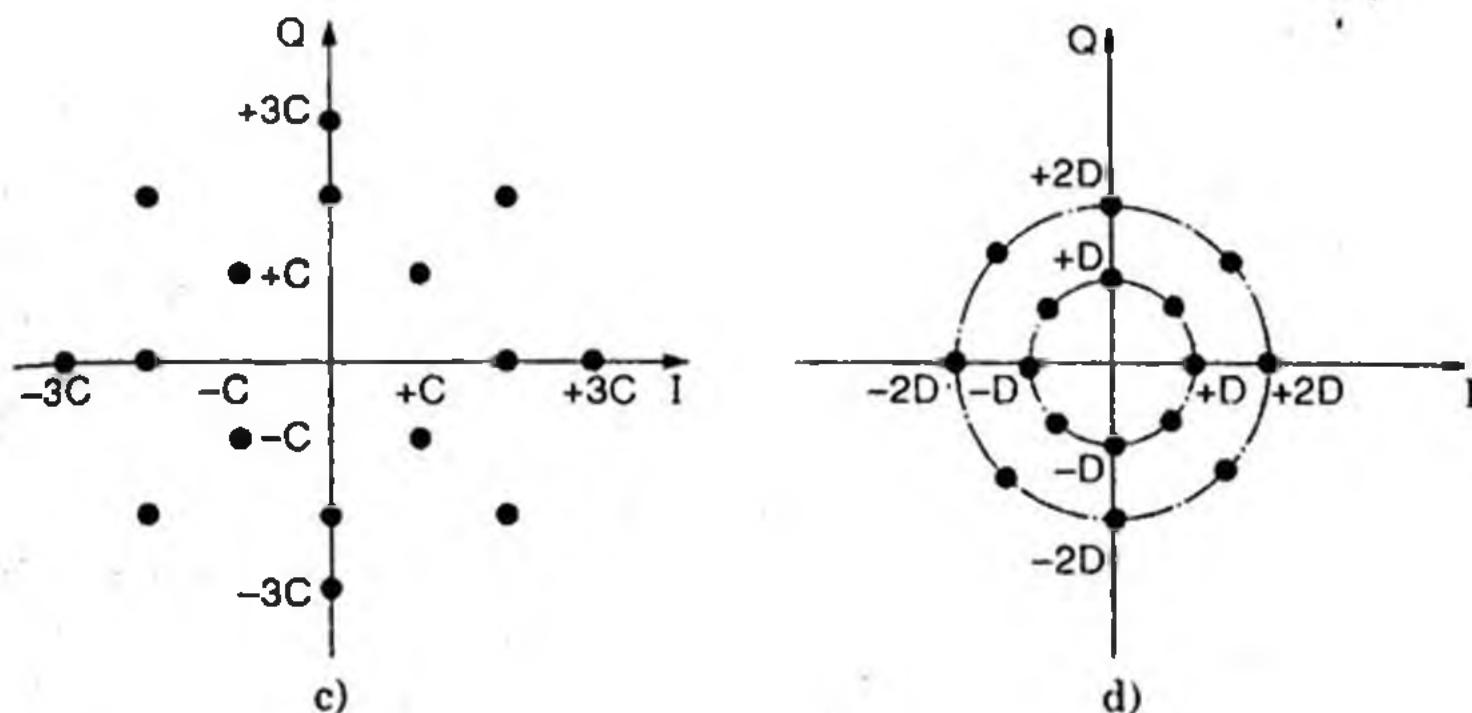
Để cân bằng công suất phát trung bình với pô tango pháp điều chế 16-QAM, ta phải có: $2,875C^2 = 5A^2$

Suy ra: $C = 1,318A$

Công suất phát định (tương ứng với điểm có bán kính lớn nhất $3C$) là $4,5C^2 = 7,82A^2$, biên độ phát định là $3C = 3,954A$, đều nhỏ hơn so với công suất phát định $9A^2$ và biên độ phát định $4,24A$ của điều chế 16-QAM.

Khoảng cách tối thiểu giữa hai trạng thái lân cận là $C = 1,318A$, nhỏ hơn so với khoảng cách tối thiểu 2A của điều chế 16-QAM.

d/ Độc giả có thể tự suy luận và chứng minh cho giản đồ chòm sao hình 2d.



Hình 2

Bài tập 3:

a/ Tỉ số SNR của sóng điều chế M-PSK tỉ lệ trực tiếp với khoảng cách hình học tối thiểu d_{min} của các trạng thái trong giản đồ chòm sao. Nếu giả sử các kiểu điều chế đều có cùng SNR thì cũng có nghĩa là chúng phải có cùng khoảng cách d_{min} .

Sóng điều chế 4-PSK (phân bố chòm sao cách nhau góc 90°) có $d = d_{min}$ và bán kính trạng thái là:

$$r_4 = d/\sqrt{2}$$

Sóng điều chế 8-PSK (phân bố chòm sao cách nhau góc 45°) có $d = d_{min}$ và bán kính trạng thái được tính theo quan hệ cạnh r_8 của một tam giác cân, góc đỉnh $\theta = 45^\circ$:

$$d^2 = r_8^2 + r_8^2 - 2r_8^2 \cos(45^\circ)$$

$$\text{Do đó: } r_8 = d/\sqrt{2 - 2\cos 45^\circ}$$

Vì công suất phát P_4 hoặc P_8 tỉ lệ với bình phương của bán kính là r_4^2 hoặc r_8^2 , ta có thể suy ra độ chênh lệch công suất phát cần thiết giữa 4-PSK với 8-PSK để duy trì cùng một tỉ số SNR là:

$$\Delta P_{dB} = 10 \log [r_8^2/r_4^2] = 10 \log [2d^2/(2 - 2\cos 45^\circ)d^2] = 5,3329 dB$$

b/ Tổng quát:

Với điều chế 2^n -PSK (phân bố chòm sao cách nhau góc $360^\circ/2^n$) có $d = d_{min}$ và bán kính trạng thái được tính theo quan hệ cạnh r_m của một tam giác cân, góc đỉnh $\theta = 360^\circ/2^n$:

$$d^2 = r_m^2 + r_m^2 - 2r_m^2 \cos(360^\circ/2^n)$$

Do đó: $r_m = d / \sqrt{2 - 2 \cos(360^\circ / 2^m)}$

Tương tự, với điều chế 2ⁿ-PSK, bán kính trạng thái là:

$$r_n = d / \sqrt{2 - 2 \cos(360^\circ / 2^n)}$$

~~Độ chênh lệch công suất phát ΔP_{dB} là:~~

$$\begin{aligned} \Delta P_{dB} &= 10 \log[r_m^2 / r_n^2] = 10 \log[(2 - 2 \cos(360^\circ / 2^m)) / (2 - 2 \cos(360^\circ / 2^n))] \\ &= 10 \log[(1 - \cos(360^\circ / 2^m)) / (1 - \cos(360^\circ / 2^n))] \end{aligned}$$

Bài tập 4:

a/ Công suất phát trung bình P_s cho mỗi trạng thái là:

$$P_s = \sum_{k=1}^M A_k^2$$

b/ Khi hiệu chỉnh biên độ mỗi sóng mang một lượng là a thì công suất phát trung bình P_{sa} cho mỗi trạng thái là:

$$\begin{aligned} P_{sa} &= \sum_{k=1}^M (A_k - a)^2 \\ &= \sum_{k=1}^M A_k^2 - 2 \sum_{k=1}^M A_k a + \sum_{k=1}^M a^2 \\ &= P_s - 2 \sum_{k=1}^M A_k a + Ma^2 \end{aligned}$$

Để tính giá trị a sao cho P_{sa} cực tiểu, ta tìm đạo hàm của P_{sa} theo a và cho đạo hàm bằng 0:

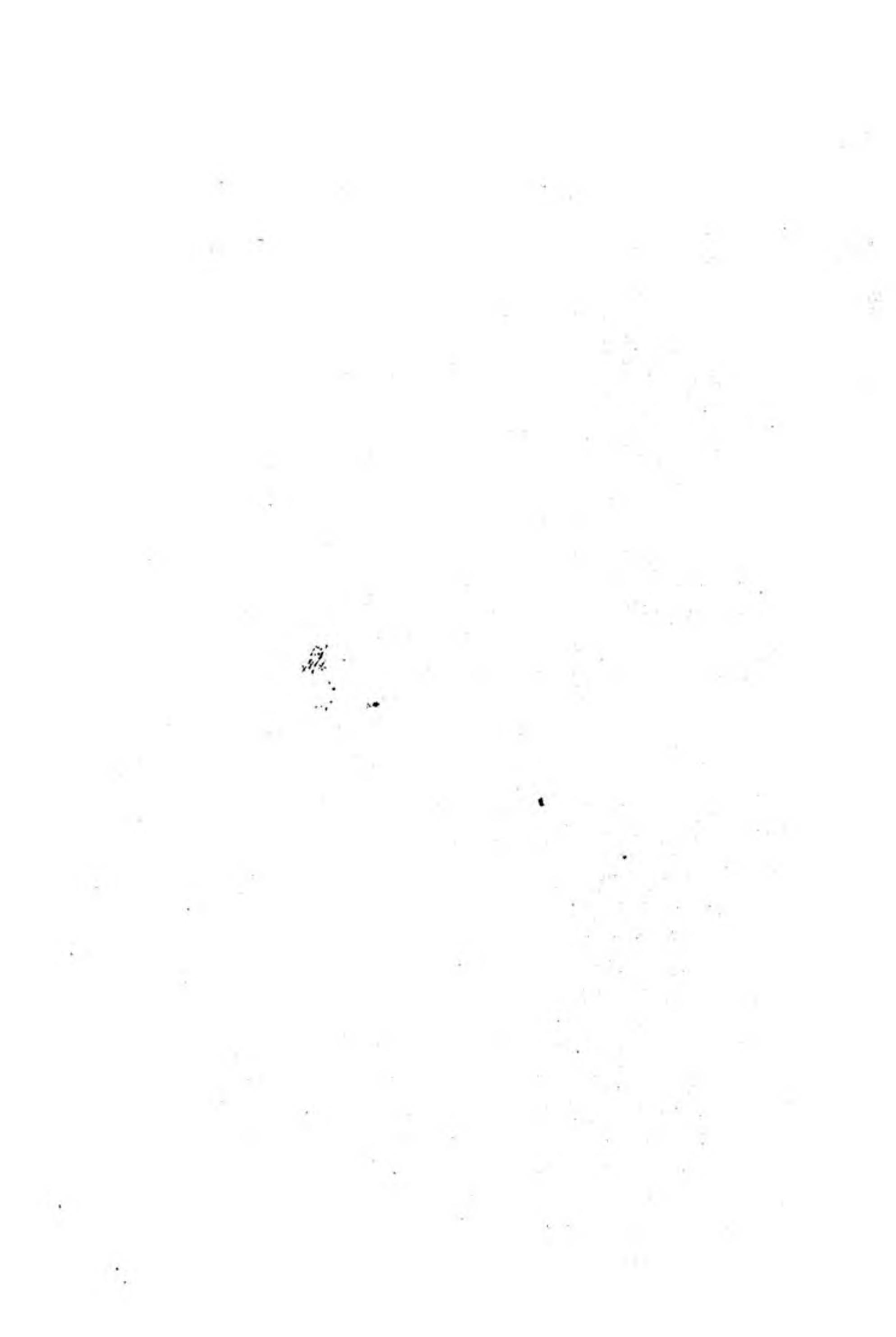
$$dP_{sa}/da = -2 \sum_{k=1}^M A_k + 2aM = 0$$

Do đó: $a = [\sum_{k=1}^M A_k]/M$

Ta nhận thấy rằng giá trị a tìm được ở trên chính là giá trị trung bình biên độ của M-ary PAM. Nói cách khác, điều chế M-ary PAM có công suất phát là cực tiểu khi giá trị trung bình biên độ của các sóng mang là bằng 0.

Tài liệu tham khảo

- 1/ "Communication Systems", A. Bruce Carlson, Mc Graw-Hill International editions, Third edition, 1986.
- 2/ "Principles of Communication Systems", Herbert Taub, Donald L. Schilling, Mc Graw-Hill Book Company, 2nd edition, 1986.
- 3/ "Digital Communications", John G. Proakis, McGraw Hill, 3rd editions, 1995.
- 4/ "Digital Communications", Bernard Sklar, Prentice Hall International editions, 2001.
- 5/ "Systèmes de Télécommunication", P. G. Pontoliet. Dunod, 1985.
- 6/ "Digital Transmission", Edwin Jones, Mc Graw-Hill Book Company, 1993.
- 7/ "Fundamentals of Communication Systems", J. G. Proakis, M. Salehi, Prentice Hall 2005.
- 8/ "Principles of Communications: Systems, Modulations and Noise", R. E. Ziemer, W. H. Tranter, 5th edition, John Wiley 2002.
- 9/ "Principles of Digital and Analog Communications", Jerry D. Gibson, Maxwell Mc Millan International Edition, 1990.
- 10/ "Signals and Systems", Alan V. Oppenheim, Alar S. Willsky, 2th edition, Prentice Hall 1997.
- 11/ "Signals and Systems", Simon Haykin, Barry Van Veen, 2th edition, John Wiley & Sons, 2004.
- 12/ "Introduction to Signal Processing", Sophocles J. Orphanidis, Prentice Hall, 1996.



Giáo trình
NGUYÊN LÝ THÔNG TIN TƯƠNG TỰ - SỐ
Vũ Đình Thành

NHÀ XUẤT BẢN
ĐẠI HỌC QUỐC GIA TP HỒ CHÍ MINH
KP 6, P. Linh Trung, Q. Thủ Đức, TPHCM
Số 3 Công trường Quốc tế, Q.3, TPHCM
ĐT: 38239172, 38239170
Fax: 38239172; Email: vnuhp@vnuhcm.edu.vn

★★★

Chịu trách nhiệm xuất bản
TS HUỲNH BÁ LÂN
Tổ chức bản thảo và chịu trách nhiệm về tác quyền
TRƯỜNG ĐẠI HỌC BÁCH KHOA – ĐHQG TPHCM

Biên tập
PHẠM ANH TÚ
Sửa bản in
TRẦN VĂN THẮNG
Trình bày bìa
VÕ THỊ HỒNG

In tái bản 1.000 cuốn, khổ 16 x 24 cm
Số đăng ký KHXB: 155-2012/CXB/150-08/DHQG-TPHCM
Quyết định xuất bản số: 232/QĐ-DHQG-TPHCM/TB
ngày 31/5/2012 của Nhà xuất bản ĐHQG TPHCM
In tại Xưởng in Đại học Bách khoa - ĐHQG TP.HCM
Nộp lưu chiểu tháng 7 năm 2012.