BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG

VIBA SỐ

TẬP 1

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

VIBA SỐ

TẬP 1

(TÁI BẢN LẦN 3)

BỘ THÔNG TIN VÀ TRUYỀN THÔNG

VIBA SỐ

TẬP 1

(TÁI BẢN LẦN 3)

Chủ biên: TS. Bùi Thiện Minh
Biên dịch: TS. Trần Hồng quân
TS. Cao Phán
KS. Trần Hoàng Lương

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN
Hà Nội - 2008

Mã số: HV 04 HM 08

LỜI NHÀ XUẤT BẢN

*Cuốn sách "**Viba số**" gồm 2 tập do NXB Bưu điện phát hành năm 1993, tái bản năm 2000 và 2002 đã cung cấp những kiến thức rất cơ bản về lý thuyết truyền dẫn tín hiệu số, thiết kế tuyến, thiết bị viba số... đồng thời cũng cho thấy tầm quan trọng trong việc thiết kế một hệ thống vô tuyến chuyển tiếp số - viba số. Cuốn sách là cầu nối thực tế giữa lý thuyết với thực tiễn về các hệ thống viba số và các hệ thống số hiện có; là tài liệu bổ ích và thiết thực cho các nhà quản lý, các cán bộ kỹ thuật, khai thác, vận hành và bảo dưỡng các thiết bị viba số, đặc biệt là sinh viên chuyên ngành Điện tử-Viễn thông ở các trường Đại học. Cuốn sách đã được đông đảo bạn đọc nhiệt tình đón nhận và góp nhiều ý kiến quý báu bổ sung những phần còn khiếm khuyết.*

*Để đáp ứng yêu cầu tham khảo, nghiên cứu của bạn đọc, nay Nhà xuất bản Bưu điện tái bản 2 tập sách "**Viba số**". Tập 1 gồm các chương 1 đến chương 6, tập 2 từ chương 7 đến chương 11.*

Hy vọng cuốn sách này sẽ đáp ứng được nhu cầu và hữu ích với bạn đọc quan tâm.

Các ý kiến đóng góp của bạn đọc xin gửi về Nhà xuất bản Bưu điện, 18 Nguyễn Du, Hà Nội.

Xin trân trọng cảm ơn./.

Hà Nội, năm 2006

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

CHƯƠNG 1

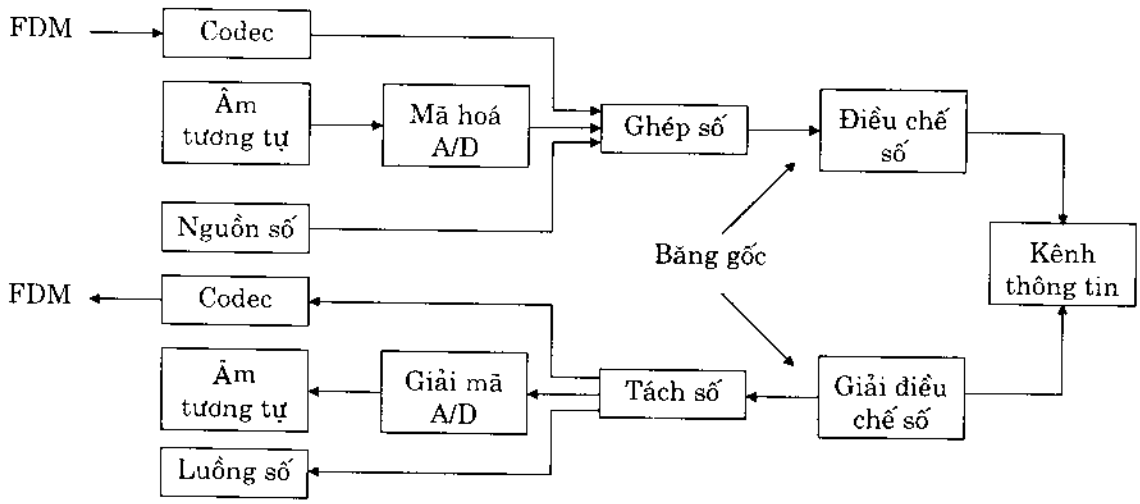
GIỚI THIỆU CÁC HỆ THỐNG SỐ

1.1. CÁC PHẦN TỬ CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ

Một hệ thống thông tin số bao gồm các khối xử lý tín hiệu. Khi ứng dụng cho điện thoại, các khối này có thể phân loại như sau:

- Biến đổi tín hiệu tương tự thành tín hiệu số.
- Tập hợp các tín hiệu số từ các nguồn khác nhau thành tín hiệu băng gốc số.
- Xử lý tín hiệu băng gốc để truyền trên kênh thông tin.
- Thu tín hiệu băng gốc từ kênh thông tin.
- Xử lý tín hiệu băng gốc thu được để phân chia thành các nguồn khác nhau tương ứng.
- Biến đổi tín hiệu số thành tín hiệu tương tự tương ứng.

Hình 1.1 là mô hình đơn giản của các quá trình đó và biểu đồ này sẽ liên quan đến toàn bộ cuốn sách.



Hình 1.1 - Mô hình của một hệ thống số

Biến đổi hoặc mã hóa tín hiệu tương tự thành tín hiệu số có thể thực hiện bằng một trong các phương pháp như sau: điều xung mã (PCM); điều xung mã logarit [log(PCM)]; điều xung mã vi sai (DPCM); điều xung mã vi sai tự thích nghi (ADPCM); điều chế Delta (DM); điều chế Delta tự thích nghi (ADM) hoặc mã hóa dự đoán tuyến tính (LPC). Tương tự ta có thể sử dụng các kỹ thuật này để giải mã tín hiệu số thành tín hiệu tương tự tương ứng.

Tập hợp các tín hiệu số thành tín hiệu băng gốc số và phân chia tín hiệu số từ tín hiệu băng gốc số được thực hiện bằng ghép và tách. Hiện nay tồn tại nhiều hệ thống ghép/tách theo tần số (FDM). Các tập hợp nhóm, siêu nhóm, chủ nhóm hoặc 16 siêu nhóm FDM của các kênh âm tần thường cần phải giao tiếp với các hệ thống truyền dẫn số. Điều này được thực hiện bằng cách sử dụng các Codec (bộ mã hoá và giải mã) đặc biệt. Đối với hệ thống hoàn toàn mới, việc tập hợp và phân chia tín hiệu số thường được thực hiện nhờ sử dụng các sơ đồ ghép/tách theo thời gian (TDM).

Việc xử lý tín hiệu băng gốc số thành dạng thích hợp để truyền trên kênh thông tin phụ thuộc vào môi trường truyền dẫn. Sở dĩ như vậy là các loại kênh thông tin có các đặc tính và hạn chế riêng của mình. Muốn xác định sơ đồ điều chế sử dụng cho các trường hợp, cần xem xét tỷ số tín hiệu/tạp âm ứng với tỷ số bit lỗi cho trước, hiệu suất sử dụng đo bằng bit/Hz và tính phức tạp cũng như giá thành của thiết bị.

Một số phương pháp điều chế và giải điều chế chính sau đây:

ĐIỀU BIÊN (AM)

- Điều biên xung (PAM)
- Điều biên xung M mức (PAM M mức)
- Khóa đóng mở (OOK) - tách kết hợp
- Khóa đóng mở - tách đường bao
- Điều biên cầu phương M trạng thái (QAM M trạng thái)
- Điều biên cầu phương (QAM)
- Đáp ứng từng phần cầu phương (QPR)

ĐIỀU TẦN (FM)

- Khóa dịch tần số - tách không kết hợp (FSK - tách không kết hợp)
- Pha liên tục - khóa dịch tần số - tách kết hợp (CP - FSK - CD)
- Pha liên tục - khóa dịch tần số - tách không kết hợp (CP - FSK - NCD)
- Khóa dịch cực tiểu (MSK)
- Khóa dịch tối thiểu - mã hóa vi sai (MSK - mã hóa vi sai)

ĐIỀU PHA (PM)

- Khóa dịch pha hai trạng thái (BPSK) - tách kết hợp
- Khóa dịch pha hai trạng thái - mã hóa vi sai (DE - BPSK)
- Khóa dịch pha vi sai (DPSK)
- Khóa dịch pha cầu phương (DQPSK)
- Khóa dịch pha cầu phương vi sai (DQPSK)
- Khóa dịch pha M trạng thái (PSK M trạng thái) - tách kết hợp

Điều biên/điều pha (AM/PM) khóa pha biên độ 16 trạng thái (APK 16 trạng thái).

Tuy nhiên, phần liệt kê này chưa thật đầy đủ, và chỉ nêu những thí dụ về các kỹ thuật điều chế đang sử dụng. Kênh thông tin dùng để truyền sóng mang đã điều chế có thể là sợi quang, viba tầm nhìn thẳng, vô tuyến đối lưu, cáp đồng trục, vệ tinh hoặc cáp đôi có bao che xuyên âm. Đối tượng quan tâm của cuốn sách này là viba tầm nhìn thẳng. Các môi trường truyền dẫn khác sẽ chỉ xem xét tóm tắt trong các phần.

1.2. XEM XÉT VIỆC LẬP KẾ HOẠCH HỆ THỐNG SỐ

Lập kế hoạch hệ thống cần được xem xét chất lượng chất lượng của các bộ phận thiết bị hoặc phân chia hệ thống để đạt được các mục tiêu hoạt động truyền dẫn từ đầu đến cuối khi chúng liên kết thành hệ thống truyền dẫn hoàn chỉnh.

Khái niệm này trở nên phức tạp hơn khi lắp đặt một hệ thống hiện có và một hệ thống cũ hoặc hệ thống thay thế. Xác định cấu trúc mạng, trang thiết bị mới, ảnh hưởng của nguồn tạp âm khác nhau làm giảm chất lượng mạng mới và mạng cũ, phân chia ảnh hưởng của nguồn tạp âm cho mỗi bộ phận riêng biệt của thiết bị hoặc hệ thống đối với tiêu chuẩn tạp âm chung, tất cả những yếu tố trên đây cần phải xác định rõ.

Chuyển một mạng từ mạng tương tự sang mạng số có thể dựa trên nguyên tắc đưa nhanh các thiết bị chuyển mạch số vào hoạt động hoặc tăng cường trang bị các thiết bị chuyển đổi tương tự - số. Các yếu tố khác đòi hỏi đối với một mạng số liên kết dựa trên cơ sở kinh tế là duy trì giá thành tuyến thấp và lựa chọn các thiết bị truyền dẫn băng rộng đang sử dụng hoặc công nghệ truyền dẫn băng rộng mới hiện có.

Vấn đề cũng rất quan trọng là sự tăng dân số nhanh chóng và dẫn đến quá tải của cáp trung kế và cáp đường dài. Việc đó được xác định nhờ điều tra phân bố dân số và lưu lượng cùng với dự báo nhu cầu tăng dân số, quá tải của

các mạng trung kế và mạng đường dài hiện tại. Có thể khẳng định rằng mạng cuối cùng không những phải đáp ứng nhu cầu của thuê bao với giá thành chấp nhận được mà còn cung cấp khả năng hoạt động cao, liên tục thậm chí khi thiết bị hỏng hoặc có sự cố. Cuối cùng, lập kế hoạch chi tiết của các mạng truyền dẫn cho nhu cầu hoạt động ngắn hạn, trung hạn và dài hạn có ảnh hưởng lớn đến quyết định số hoá mạng lưới.

Sau khi đã quyết định chuyển sang số, việc quyết định lựa chọn cáp hiện có hay lắp đặt cáp sợi quang hoặc viba số là phụ thuộc vào các khả năng của cáp hiện có là cáp đối xứng và cáp đồng trục, và mối liên quan của giá thành hệ thống cáp đồng trục tương tự được số hoá. Cần cân nhắc cáp đồng trục tương tự đang dùng và so sánh giá thành của các hệ thống sợi quang và viba số với các hệ thống hỗn hợp tương tự và số. Đối với tuyến viba số phải xem xét giá thành các công trình xây dựng cơ bản như vỏ trạm, cột anten và điều kiện địa hình quan hệ đến giá thành chung của công trình.

Thời gian chuyển một hệ thống tương tự hiện có sang hệ thống số là hết sức quan trọng đối với tuổi thọ của thiết bị hiện tại, giá thành chuyển đổi có thể ảnh hưởng đến chuyển đổi của một số vùng trong mạng hoặc hệ thống. Việc phối hợp tần số, sử dụng băng tần và khả năng đáp ứng hầu hết chức năng và độ tin cậy khách quan cũng như việc sử dụng thiết bị và số lượng sản xuất phù hợp đều là những vấn đề phức tạp. Giả thiết những vấn đề này có thể giải quyết được, các yếu tố khác ảnh hưởng đến quyết định là: thời gian dự kiến trước khi loại bỏ bất kỳ thiết bị nào đã chọn; thiết kế trang thiết bị và các chỉ tiêu hoạt động có phù hợp với các khuyến nghị của CCIR hoặc các khuyến nghị của tổ chức được ủy quyền khai thác hay không; những chỉ tiêu này có phù hợp với các chỉ tiêu đã đề ra trong tương lai hay không..

Cần phải xem xét yêu cầu tốc độ bit hiện tại và tương lai, cũng như nhu cầu truyền dẫn thông tin video và truyền hình và thông tin truyền một hướng hay hai hướng. Vị trí của trạm lặp số hiện nay và trong tương lai của cáp sợi quang, sử dụng tuyến của các mạch số riêng, truyền hình, các trạm mặt đất vệ tinh, thiết bị đầu cuối cáp biển và các mạng giám sát, cùng với tính linh hoạt trong sử dụng tuyến cũng là những vấn đề quan trọng.

Lập kế hoạch truyền dẫn của mạng mới hoặc mạng lai không chỉ bao gồm việc kết hợp các hệ thống đường dài, dung lượng trung bình và các hệ thống cự ly ngắn, dung lượng rất lớn trên cáp đồng trục, viba số hoặc sợi quang, mà cả tính kinh tế thay đổi liên tục của mỗi loại hệ thống. Để đối phó với sự phức tạp này, việc lập kế hoạch truyền dẫn có sự hỗ trợ của hệ thống máy tính cho phép lập kế hoạch năng động và giá thành hợp lý.

Nếu chọn hệ thống truyền dẫn là viba số thì các yếu tố giúp cho sự lựa chọn tuyến và thiết bị thường cũng không đầy đủ. Một số yếu tố đó là băng tần để truyền dẫn, độ khả dụng của băng tần đó, thiết bị hoạt động tại tần số đó và tại tốc độ bit yêu cầu được xác định từ mạng và lưu lượng. Lựa chọn phương pháp điều chế dựa vào giá thành, khả năng sử dụng, độ tin cậy, tính phức tạp và tuổi thọ của thiết bị..., hiệu suất sử dụng băng tần. Lựa chọn thiết bị dựa vào kích thước, công suất tiêu thụ, độ tin cậy, độ vững chắc,... và dựa trên khả năng bảo vệ, chẳng hạn chống fading hoặc chống làm ảnh hưởng đến các kênh vô tuyến khác.

Điều này có nghĩa là cần sử dụng phân tập, cân bằng thích ứng (IF hoặc băng gốc hoặc cả hai) hoặc cả phân tập không gian và cân bằng băng gốc và IF thích ứng.

Một số yếu tố liên quan đến vùng xây dựng công trình là sử dụng các ngôi nhà cao tầng để dựng anten và đặt thiết bị, sử dụng nhân công bình thường, dựng các tháp mới hoặc thuê các tháp hiện có. Việc thuê phải kết hợp với các nhu cầu của các dịch vụ và công trình khác. Chuyển mạch trong hệ thống bảo vệ không được gây ra "va chạm" hoặc làm hỏng luồng bit. Bộ chuyển mạch này cần được đánh giá trong thiết kế hệ thống cùng với các chỉ tiêu khác như tỷ lệ lỗi bit (BER) và khả năng sử dụng, hai chỉ tiêu này dựa trên mục tiêu chất lượng truyền dẫn của CCIR hoặc các tổ chức khác.

Các mục khác cũng được xem xét tóm tắt để bổ sung vào những vấn đề đã trình bày trên đây; trị số nhiễu RF được tính toán khi lắp đặt tuyến vô tuyến mới trong nút vô tuyến đã có nhưng bị quá tải. Điều này có thể dựa trên kết quả phân tích nhiễu của máy tính. Sự phân tích này cũng giống như tính toán tuyến hoặc thiết kế hệ thống, cần phải tính các loại anten được sử dụng. Mục tiêu đặt ra của chất lượng truyền dẫn dựa trên cơ sở đo từ đầu đến cuối tuyến về tỷ lệ lỗi bit (BER) và trên những yêu cầu BER trong thời hạn dài cũng đặt ra một giới hạn về chiều dài chặng cực đại thực tế của tuyến viba số.

Phương pháp sử dụng trong lập kế hoạch các hệ thống tương tự, đặc biệt là các hệ thống viba tương tự vẫn có hiệu lực. Điều đó cho phép sử dụng những khái niệm của mạch giả định chuẩn và kết nối giả định chuẩn, khi xét đến mạch giả định chuẩn có thể xen lẫn hệ thống tương tự và số. Đặc biệt chất lượng hệ thống sẽ giảm khi tỷ số lỗi bit (BER) hoặc trượt xung gây ra được đưa vào bổ sung tích luỹ của tạp âm, méo và suy hao đối với các hệ thống tương tự. Trị số của tỷ số tín hiệu/tạp âm (S/N) tại máy thu là quan trọng như nhau đối với các hệ thống viba tương tự và viba số. Trong các hệ thống tương tự là tỷ số sóng mang/tạp âm (C/N) và vì vậy S/N là một trong những tham số hoạt động chủ yếu.

Trong các hệ thống số, tỷ số đó cũng có tầm quan trọng như vậy, nhưng nó quan hệ trực tiếp với tỷ lệ lỗi bit. Trong hệ thống tương tự, tạp âm được đưa vào trong tầng trước của hệ thống và được tích lũy, vì các trạm lặp điều chế và giải điều chế tín hiệu theo yêu cầu của mạng. Vấn đề này không xuất hiện trong hệ thống viba số có cùng quy mô nhờ các mã dư sửa sai và các bộ tái sinh thực sự hạn chế tạp âm tích lũy.

Những vấn đề tồn tại trong một hệ thống viba số hoặc trong hệ thống truyền dẫn số bất kỳ là:

1- Rung pha tần số thấp không bị suy giảm do các bộ tái sinh số lắp dọc theo tuyến truyền dẫn. Quá trình này có thể được khắc phục và xem xét sau.

2- Trị số BER của một hệ thống truyền dẫn số phụ thuộc chủ yếu vào tuyến có trị số BER xấu nhất. Điều này không giống như trong hệ thống FDM tương tự, vì tuyến có tạp âm lớn nhất có thể chỉ ảnh hưởng một phần rất nhỏ đến tổng tạp âm của hệ thống.

Trong hệ thống viba tương tự, một trong những vấn đề cần quan tâm đúng mức khi thiết kế máy phát là ảnh hưởng của tải băng gốc đến độ lệch máy phát và vì vậy ảnh hưởng đến độ rộng băng tần và méo do quá tải máy phát. Trong viba số khi tín hiệu tương tự được chuyển thành dạng số, không có mối liên hệ trực tiếp giữa các đặc tính của luồng bit số và mức công suất đỉnh băng gốc của tín hiệu tương tự ban đầu.

Điều này chứng tỏ trong viba số lượng tải tín hiệu không liên quan đến việc thiết kế đơn giản. Vì vậy khái niệm giờ bận trong các hệ thống viba số là không quan trọng.

1.3. CẤU TRÚC MẠNG SỐ

Hiện nay cấu trúc của mạng số bất kỳ đều phát triển dựa trên mạng tương tự, mà hầu hết các công đoạn của mạng này đã bắt đầu thực hiện trong thế kỷ này. Ở nhiều nước, sự thay đổi nhanh chóng của mạng tương tự thích hợp với công nghệ mạng số mới đã chứng tỏ sự quan tâm của những người quản lý vào tính ưu việt của công nghệ này.

Qua một vài năm gần đây đã thấy rằng tính ưu việt này đã kích thích nhu cầu của dân chúng và ngược lại các nhu cầu đã thúc đẩy sự thay đổi. Đường xoáy trôn ốc đi lên về cung cấp các dịch vụ mới và hình thành sau đó các nhu cầu của người sử dụng các dịch vụ này đã chứng minh rằng nghiên cứu, phát triển và đầu tư cho đổi mới và các chương trình tinh vi rất có giá trị. Trong mục 1.3.1 đến 1.3.6 sẽ trình bày tóm tắt cấu trúc cần thiết để hỗ trợ cho một mạng số.

1.3.1. Mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN)

Năm 1972 CCITT đã đưa ra hai định nghĩa để mô tả sự phát triển của điện thoại số từ mạng tương tự và tiếp tục phát triển thành ISDN:

"Một mạng số liên kết (IDN) là một mạng trong đó các kết nối được thực hiện nhờ sử dụng chuyển mạch số để truyền tín hiệu số".

"Một mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN) là mạng số liên kết (IDN) trong đó chuyển mạch số và tuyến số được sử dụng để nối các dịch vụ khác nhau".

Định nghĩa thứ hai của ISDN được sửa đổi năm 1982 như sau:

"Mạng được phát triển từ mạng điện thoại số liên kết tạo nên các kết nối số từ đầu cuối đến đầu cuối để hỗ trợ một phạm vi rộng các dịch vụ bao gồm dịch thoại và phi thoại mà người sử dụng truy nhập với các dịch vụ đó nhờ một tập hữu hạn các giao tiếp thuê bao đa mục đích tiêu chuẩn hóa".

Như vậy mạng này được thiết lập để chuyển lưu lượng dưới mạng mã số để nối trực tiếp các hệ thống truyền dẫn số đến các hệ thống chuyển mạch số và truyền các dịch vụ khác nhau như điện thoại, máy vi tính, số liệu, Fax và Telex.

Dịch vụ điện thoại gốc của ISDN có tốc độ cơ bản là 64 kbit/s, dịch vụ này phù hợp với hầu hết chuyển mạch số hiện đại. Thừa nhận rằng sự thực hiện mạng ISDN đòi hỏi hạn chế dần mạng tương tự. Ba giai đoạn đã được đề xuất. Giai đoạn thứ nhất là giai đoạn đưa mạng điện thoại hoạt động với kết nối 64 kbit/s. Giai đoạn thứ hai là giao tiếp của các dịch vụ phi thoại để cung cấp mạng đa dịch vụ vẫn kết nối 64 kbit/s. Giai đoạn thứ ba và cũng là giai đoạn cuối cùng, tốc độ bit lớn hơn 64 kbit/s cho một số dịch vụ như truyền thanh và hình ảnh di động và tốc độ bit giảm thấp hơn 64 kbit/s cho các dịch vụ khác. Những vấn đề gặp phải hiện nay và có thể được giải quyết dễ dàng bằng phần mềm của chuyển mạch là:

- Sự khác nhau giữa một cuộc gọi số và cuộc gọi tương tự trong mạng hỗn hợp và sự nhận dạng, định tuyến,... của mỗi loại đó.

- Sự nhận dạng và định tuyến chính xác các cuộc gọi phi thoại giữa các thuê bao.

- Chặn truy nhập một số cuộc gọi nào đó và gạt bỏ các âm thanh hoặc các thông báo khi không phù hợp.

Nhu cầu của mạng nội hạt là phải mở rộng truyền dẫn số đến thuê bao và dạng báo hiệu thông báo cơ bản. Điều này liên quan đến truy nhập số liên kết *(IDA - Integrated Digital Access)*. Hai dạng của IDA đã được nghiên cứu: đó là *truy nhập cơ bản và mở rộng*.

Truy nhập cơ bản sử dụng các đôi dây cáp kim loại để cung cấp một hoặc hai kênh 64 kbit/s cộng với kênh báo hiệu. Tốc độ thông tin được chấp nhận là 144 kbit/s. Truy nhập mở rộng sử dụng tiêu chuẩn ghép PCM của CCITT dành cho 30 kênh 64 kbit/s cùng với kênh báo hiệu 64 kbit/s. Dạng IDA này có ưu điểm là cho phép các tổng đài cơ quan PABX số nối với mạng công cộng qua tuyến số.

Các khuyến nghị nhóm I của CCITT đã khẳng định rằng yếu tố then chốt của ISDN là cung cấp một tập hạn chế các giao tiếp người sử dụng đa mục tiêu - mạng được tiêu chuẩn hóa và ISDN được thừa nhận nhờ tính chất dịch vụ có thể sử dụng thông qua các giao tiếp này.

1.3.2. Mạng nội hạt

Mạng nội hạt có thể định nghĩa như là mạng nằm giữa trạm chuyển mạch công cộng nội hạt và thuê bao. Định nghĩa này cũng bao gồm các trạm chuyển mạch nhánh tự động cơ quan (PABX) với các dịch vụ ngày càng tăng và hoạt động giống như các trạm chuyển mạch công cộng, đặc biệt từ khi các PABX này có thể nối đến mạng công cộng nhờ trung kế gọi vào trực tiếp sử dụng tuyến PCM trên mạng nội hạt.

Ngoài ra PABX có khả năng tổng hợp hệ thống phân phối video số hoặc truyền hình cáp thành mạng có thể đưa vào các trạm thu truyền hình như các điểm nút mới trong mạng cáp

Tổng hợp dịch vụ chuyển mạch gói (PSS) và mạng số kênh riêng (PCDN) vào mạng điện thoại chuyển mạch công cộng (PSTN) là để cho ISDN tạo ra những chuyển biến tận gốc cho mạng nội hạt tương lai có các dạng khác nhau của thiết bị đầu cuối mạng. Các thiết bị này đặt tại chỗ ở của thuê bao nhằm cung cấp kết cuối đường dây nội hạt, ghép các thuê bao khác nhau và thông tin báo hiệu thành cấu trúc kênh thích hợp và truyền số liệu hai chiều giữa các trạm chuyển mạch của thuê bao.

Hiện nay, tỷ lệ lỗi bit của mạch vòng nội hạt ở tốc độ 64 kbit/s hoặc cao hơn đang được nghiên cứu, thực hiện vấn đề này nhằm cung cấp trực tiếp cho thuê bao một mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN) và cũng để giảm bớt khả năng phát triển dẫn đến loại trừ dần mạng nội hạt cáp kim loại hiện có.

Các dịch vụ như điện thoại, đo từ xa, điện báo và Fax có thể truyền với tốc độ 64 kbit/s. Tuy nhiên phân phối các dịch vụ như điện thoại thấy hình và truyền hình không thể sử dụng mạng nội hạt hiện tại. Sở dĩ như vậy là vì thực tế hạn chế về đặc tính suy hao của cáp đối xứng xung quanh 100 kHz và điện thoại hình và truyền hình lại yêu cầu cao hơn 1 MHz.

Có người đề nghị rằng ứng dụng phương pháp ghép, tách theo bước sóng 64 kênh sử dụng sợi quang mà mỗi kênh truyền ít nhất một luồng số 140 Mbit/s vào mạng phân phối nội hạt. Điều này được thực hiện nhờ sử dụng cáp quang 4 sợi dành cho 50 thuê bao có các dịch vụ liên hệ với nhau hoàn toàn và vẫn giữ lại một lượng đáng kể các kênh truyền thanh băng rộng. Cáp quang 4 sợi này nối trực tiếp đến trạm chuyển mạch nội hạt để giảm bớt những vấn đề tồn tại của cáp kim loại.

Một phương án khác cho cấu trúc mạng nội hạt tương lai là việc tăng cường sử dụng vô tuyến di động tế bào và điện thoại *"không dây"*. Phương thức này nhằm cung cấp cho các máy điện thoại di động trong một vùng dân cư hoặc các tòa nhà lớn. Trạm gốc của các thuê bao di động có thể đặt trong cabin trên đường phố và hạn chế được các đấu nối thực tế cuối trong mạng phân phối nội hạt.

Các cơ quan viễn thông đang xem xét truyền dẫn nội hạt với các lĩnh vực sau đây:

- Truy nhập mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN);

- Nối đến mạng số liệu riêng;

- Các hệ thống truyền dẫn (sóng mang) cho các mạng nông thôn.

Có thể sử dụng các phương pháp truyền dẫn hoạt động song công cho mạng cáp kim loại nội hạt bao gồm điều chế tín hiệu đi và đến với cặp sóng mang khóa dịch tần số khác nhau (FSK). Cặp sóng mang này sau đó được tách ra ở đầu thu nhờ bộ lọc đặt trước giải điều chế FSK. Phương pháp này thường được sử dụng khi thiết kế các modem băng âm tần.

Một số phương pháp khác cũng được sử dụng là: Phương thức luân phiên hoặc hệ thống ghép nén thời gian (mục 1.3.2.2). Phương thức phân cách sai động hoặc loại bỏ hồi âm (mục 1.3.2.3).

Một phương pháp thông thường để cung cấp hoạt động song công trên các đôi dây kim loại là sử dụng 4 dây, trong đó một đôi dây truyền theo hướng đi và đôi dây khác truyền theo hướng về. Tất nhiên điều này chỉ có khả năng khi thuê bao được cấp hai đôi dây.

Từ mục 1.3.2.1 đến 1.3.2.4 sẽ mô tả tóm tắt một số ứng dụng quan trọng và các phương pháp truyền dẫn của mạng nội hạt số hóa gồm cả vấn đề về tạp âm.

1.3.2.1 Hệ thống truyền dẫn cho các mạng nông thôn

Trong các vùng dân cư thưa thớt, chi phí cho một thuê bao nối với tổng đài có thể rất cao. Hệ thống truyền dẫn số dung lượng nhỏ được phát triển sẽ cho phép kết nối một lượng hữu hạn các thuê bao.

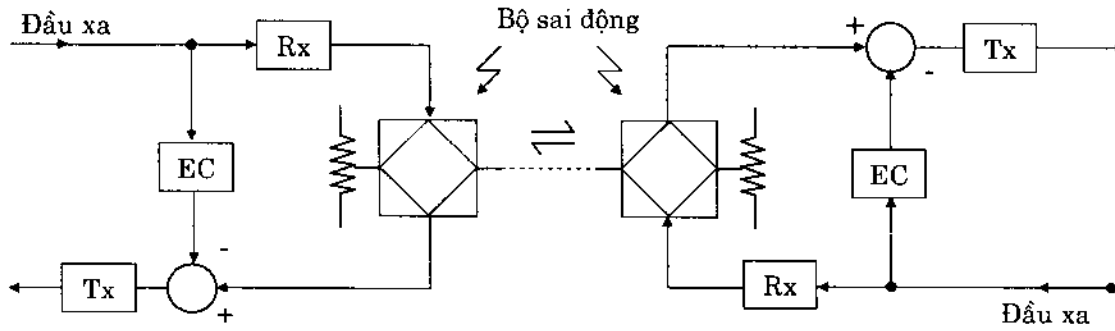
Có một thời gian thuê bao vô tuyến đã được thương mại hoá, kết nối từ trạm trung tâm đến bằng các kênh âm tần mã hóa và giải mã số nối đến nhiều điểm, và ngược lại sử dụng kỹ thuật ghép/tách theo thời gian (TDM) (xem mục 1.5.1).

1.3.2.2. Hệ thống ghép nén thời gian

Để đạt được hoạt động song công trên đôi dây đơn kim loại, số liệu được tập hợp lại và phát đi từng "cụm" ngắn trong các khoảng thời gian đều đặn tới đầu xa của nhánh thuê bao. Đầu xa đáp lại với các "cụm" tương tự. Với điều kiện các "cụm" thu và phát không trùng thời gian thì trên một đôi dây có thể thực hiện được truyền dẫn hai hướng. Khi thời gian bảo vệ đòi hỏi truyền yêu cầu luân phiên cho phép truyền dọc theo kênh, "cụm" của các nhóm bit thích hợp hơn là gửi các bit riêng rẽ truyền theo mỗi hướng. Kiểu hoạt động này được gọi là truyền cụm xung hay luân phiên. Ở Anh mã đường truyền WAL 2 được sử dụng trong hệ thống truy nhập số liên kết (IDA) truyền 4000 cụm xung/s, mỗi cụm xung gồm hai gói, mỗi gói 11 bit. Trong mỗi gói có 1 bit bắt đầu, 8 bit của kênh lưu lượng B 64kbit/s, 1 bit của kênh báo hiệu D 8 kbit/s và 1 bit của kênh lưu lượng B 8 kbit/s. Mã đường truyền WAL 2 là mã hàm Walsh cải biến. Mã có ưu điểm là không có thành phần một chiều DC và chứa nhiều các chuyển tiếp để từ đó tín hiệu định thời liên quan đến mẫu số liệu đã truyền đi có thể được khôi phục. Độ rộng băng tần hầu như gấp hai lần tốc độ truyền.

1.3.2.3. Loại bỏ hồi âm

Trong các mạch tương tự sử dụng bộ sai động để biến đổi mạch 4 dây thành mạch 2 dây và ngược lại. Trong truyền dẫn số nó có tác dụng rẽ hướng giữa mạch đi và về 4 dây. Sự rẽ hướng này bị hạn chế do mức độ chính xác của mạch cân bằng phối hợp với trở kháng vào mạch 2 dây. Tốt hơn so với điều chỉnh thường xuyên mạng cân bằng để phối hợp hoàn toàn, ta có thể mắc một bộ loại bỏ hồi âm xen giữa các mạch 4 dây, tạo ra sự mô phỏng tín hiệu hồi âm rò trong mạch 4 dây và truyền đến đầu xa khi tín hiệu thu mạch 4 dây tại bộ sai động đến từ đầu xa. Sau đó tín hiệu mô phỏng hồi âm được loại ra khỏi tín hiệu phát 4 dây, tín hiệu này là tổng của tín hiệu hồi âm và tín hiệu đi đến đầu xa, vì vậy tín hiệu có ích có thể được khôi phục. Hình 1.2 mô tả bộ sai động và bộ loại bỏ hồi âm. Bộ loại bỏ hồi âm tự thích ứng.



Hình 1.2- Kỹ thuật loại bỏ hồi âm của truyền dẫn số 2 dây - 4 dây.
(EC: bộ loại bỏ hồi âm, Tx: Bộ phát, Rx: Bộ thu)

1.3.2.4. Các loại nhiễu trong mạng nội hạt

Các loại nhiễu chủ yếu đã được thực nghiệm trong mạng nội hạt và có ảnh hưởng xấu là:

* Nhiễu xung

* Xuyên âm

NHIỄU XUNG

Nhiễu xung được đặc trưng bởi biên độ lớn, thời gian xuất hiện ngắn và rải rác trong các chu kỳ dài không hoạt động. Nhiễu sinh ra trong cáp thuê bao từ các nguồn sau đây:

* Đóng mở điện trên đường dây điện lực;

* Hệ thống tàu xe điện;

* Sấm sét;

* Các đôi dây cáp khác trong cùng một cáp nối đến trạm chuyển mạch tương tự tạo ra tín hiệu đường nhiễu. Các nguồn gây ra các loại nhiễu này rất khó khống chế. Ảnh hưởng đến mạch đàm thoại là ở chỗ trong ống nghe có tiếng lách tách.

Trong truyền số liệu, nhiễu làm tăng các bit lỗi. Sự phát triển của mạng nội hạt cho truyền dẫn số sẽ bị giới hạn theo bộ chỉ tiêu chất lượng của CCITT. Trong một số trường hợp, các tiêu chuẩn về tỷ lệ lỗi bit có thể cấm sử dụng mạng nội hạt để truyền dẫn số vì tác động của các loại nhiễu này.

Hệ thống phân tích nhiễu (NAS) đã được phát triển để xác định chất lượng của đường dây thuê bao và đánh giá giới hạn của nhiễu giữa một mạch hoạt động thỏa mãn và một mạch chất lượng kém. Điều này có thể thực hiện

bằng cách đo sự thay đổi tỷ lệ lỗi bit khi thay đổi tỷ số tín hiệu/tạp âm. Hệ thống phân tích nhiễu được thiết kế để tính sự phân bố của lỗi (số phần trăm giây không có lỗi,...) nhằm tìm ra nguồn gốc tín hiệu nhiễu.

XUYÊN ÂM

Xuyên âm trong các đôi dây kim loại âm tần chủ yếu là do ghép điện từ của các đôi dây kề nhau trong cùng một cáp mang thông tin khác. Có hai dạng chủ yếu: Xuyên âm đầu gần và xuyên âm đầu xa. Xuyên âm đầu gần là do tín hiệu không mong muốn thu được ở đầu gần của một đôi cáp bị ghép cảm ứng từ một đôi cáp bên cạnh đang truyền tin theo hướng ngược lại. Suy hao xuyên âm đầu gần (NEXTA) được xác định như sau:

$$NEXTA = 10 \lg \frac{\text{Công suất tín hiệu phát từ mạch A}}{\text{Công suất xuyên âm thu từ mạch B}} \quad (dB) \quad (1\text{-}1a)$$

$$NEXTA \cong 10 \lg (K_N f^{-3/2}) = 10 \lg K_N - 15 \lg f \quad (dB) \quad (1\text{-}1b)$$

Trong đó f là tần số và có cùng thứ nguyên như K_N.

Cả hai công suất này đều được đo tại đầu phát hoặc đầu gần. NEXTA có chiều hướng bằng phẳng trong phổ tần của kênh âm tần, trừ những miền có đặc tính suy hao cao và hẹp nằm rải rác trong những khoảng đã chọn. Dạng xuyên âm này hạn chế tốc độ bit cực đại đối với chiều dài đường dây đã cho trước các trạm lặp. Đối với các đường dây truyền dẫn dài bằng cáp đồng trục hoặc cáp bện, và tần số sóng mang hoặc tần số băng gốc tương đối cao thì phương trình (1.1b) cho thấy NEXTA giảm 15 dB/deca.

Xuyên âm đầu xa là do tín hiệu không mong muốn có mặt ở đầu xa của đôi dây cáp. Nó xuất hiện do ghép điện từ của các đôi bên cạnh truyền thông tin cùng hướng với đôi truyền tín hiệu mong muốn. Xuyên âm đầu xa (FXT) thường được xác định theo tỷ số tín hiệu đầu xa - xuyên âm (FESXTR):

$$FESXTR = 10 \lg \frac{\text{Công suất tín hiệu thu từ mạch A}}{\text{Công suất xuyên âm thu từ mạch B}} \quad (dB) \quad (1\text{-}2a)$$

$$FESXTR \cong 10 \lg K_f - 20 \lg F - 10 \lg L \quad (dB) \quad (1\text{-}2b)$$

Trong đó L là chiều dài của cáp có cùng thứ nguyên với hệ số K_f.

Cả hai công suất được đo tại đầu xa. FESXTR thay đổi đều đặn trong băng âm tần và cao hơn trước khi giảm nhanh đến 0 vào khoảng 2 MHz như chỉ rõ trong phương trình 1-2b. Tốc độ giảm là 20 dB/deca đối với tần số và 10 dB/deca đối với chiều dài.

Ảnh hưởng của FESXTR đến truyền dẫn tín hiệu số tốc độ 2048 kbit/s do mạch bên cạnh có tốc độ khác gây ra là không đáng kể (chi tiết hơn xem mục 1.4.8).

1.3.3. Thiết bị chuyển mạch số

Thiết bị chuyển mạch chủ yếu sử dụng chuyển mạch phân chia theo thời gian. Thiết bị chuyển mạch nối tín hiệu vào tổng đài đến đường ra theo yêu cầu trong cùng tổng đài, chỉ trong một thời gian ngắn trước khi phục vụ cho yêu cầu kết nối khác và đi đến. Mỗi tín hiệu vào đều được lấy mẫu theo chuyển mạch, nhưng tín hiệu vào đến phần này của tổng đài không phải dưới dạng tương tự mà thông qua mođun giao tiếp đường dây (LIM) chuyển thành dãy bit số. Nếu tốc độ chuyển tín hiệu vào đến đầu ra yêu cầu có cùng tốc độ với dãy bit đầu vào thì tin tức không bị suy hao. Về cơ bản, tổng đài hoạt động bằng cách lấy mẫu lặp lại từng bit của luồng bit vào và lặp lại bit này ở đầu ra của tổng đài. Vì lấy mẫu trong một thời gian rất ngắn so với thời gian của bit vào, nên nhiều bit vào có thể được lấy mẫu kế tiếp nhau, trước thời gian cần thiết để tổng đài quay trở lại bit đầu tiên và lấy các bit tiếp theo.

Từ đó thấy rằng một dãy bit ở đầu vào chỉ được nối đến một đầu ra của một hướng truyền. Điều này có nghĩa là tiếng nói chỉ được truyền theo một hướng. Muốn truyền theo hướng ngược lại phải có các thiết bị hoạt động như trên nhưng theo hướng ngược lại. Do đó trong tổng đài số sử dụng kỹ thuật phân chia thời gian có phần phát và thu riêng biệt.

1.3.3.1. Mođun giao tiếp đường dây (LIM)

Yêu cầu đặt ra đối với mođun giao tiếp đường dây là biến đổi tín hiệu tương tự thành dạng phù hợp với chuyển mạch số. Yêu cầu này được thể hiện trong tập hợp các chữ cái BORSCHT đứng đầu các từ tiếng Anh sau đây:

Battery feed - nguồn nuôi

Overload protection - bảo vệ quá tải

Ringing - rung chuông

Supervision (Signalling) - giám sát (báo hiệu)

Codec and filter - mã hóa, giải mã và lọc

Hybrid - sai động

Testing (access for line testing) - đo (truy nhập thử đường dây).

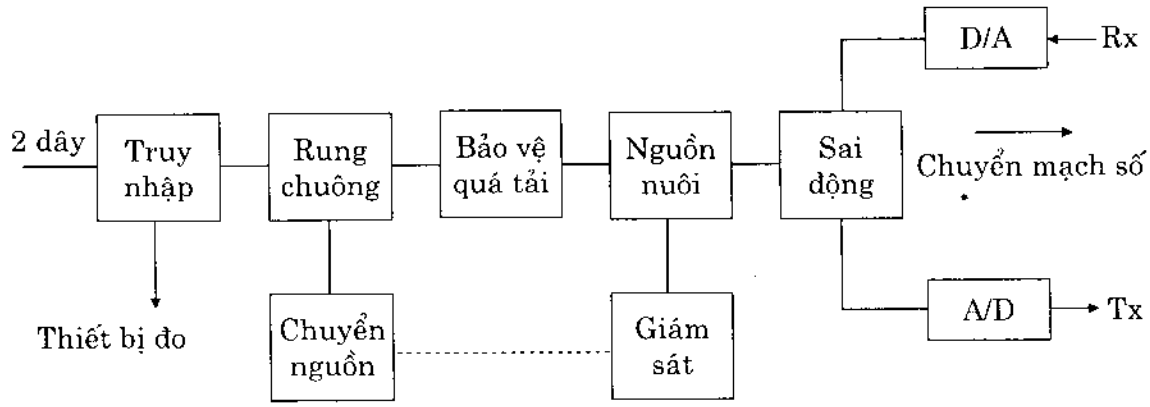
Hình 1.3 chỉ rõ mối liên hệ giữa các yêu cầu này trong một mođun giao tiếp đường dây.

Các modun giao tiếp đường dây rất đắt, giá tiền chiếm hơn một nửa kinh phí của một tổng đài điện thoại số. Do đó không hợp lý khi nói rằng trong tương lai không quá xa điện thoại tương tự sẽ được thay thế bởi điện thoại số. Điều này sẽ làm giảm bớt yêu cầu đối với các modun giao tiếp đường dây. Ưu điểm của điện thoại số so với điện thoại tương tự là:

1- Chất lượng truyền tiếng nói không phụ thuộc vào chiều dài đường dây nội hạt, vì đường dây nội hạt chỉ tải tin số.

2- Vì khi phát và thu tín hiệu số từ tổng đài yêu cầu 4 dây nên không cần có một bộ sai động.

3- Báo hiệu là số nên mạch điện chuyển mạch giống nhau. Báo hiệu đường dây là số nên không cần truyền dòng chuông từ tổng đài. Báo hiệu thuê bao bị gọi và các yêu cầu âm khác nhau do mạch tạo âm có trong thiết bị.



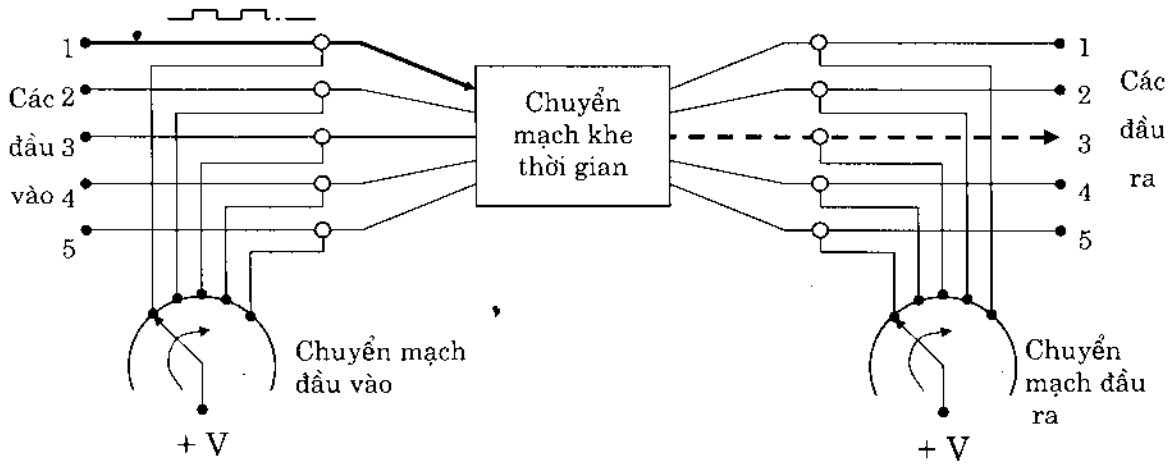
Hình 1.3- Mối liên hệ của một modun giao tiếp đường dây

1.3.3.2. Chuyển mạch phân chia theo thời gian

Hình 1.4 minh họa nguyên tắc chuyên mạch phân chia theo thời gian. Khi tín hiệu tương tự đi vào modun giao tiếp đường dây được mã hóa nhờ kỹ thuật điều xung mã (PCM) như đã trình bày trong chương 2. Luồng bit số đi đến một trong số các đầu vào số của tổng đài, thí dụ đầu 1.

Giả thiết thuê bao bị gọi nối đến đầu ra 3 của bộ chuyển mạch. Trong trường hợp này các chuyển mạch đầu vào và đầu ra được đồng bộ, vì thế đầu vào nối thông với chuyển mạch khe thời gian chỉ khi đầu vào 1 mở, bit thứ nhất của đầu vào sau khi thu được làm trễ nhờ bộ chuyển mạch khe thời gian bằng hai bước trễ của bộ chuyển mạch đồng bộ. Một khi chuyển mạch ra được nối

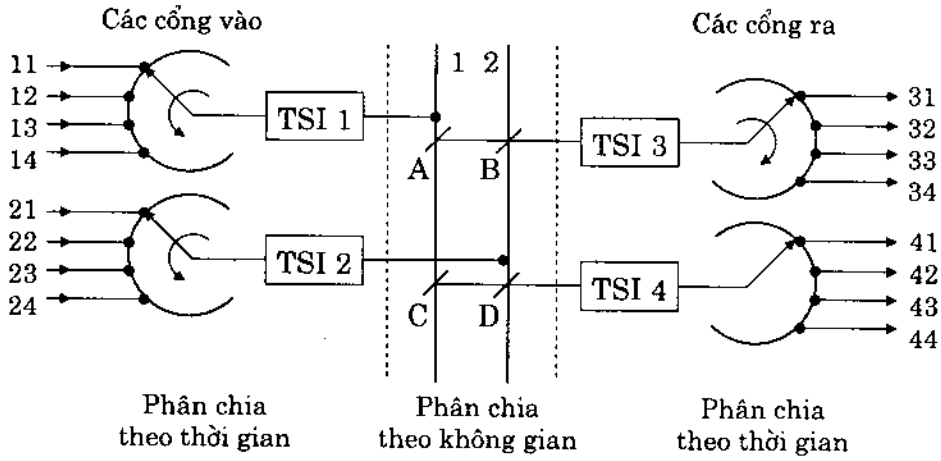
đến đầu ra 3, bit này được bộ chuyển mạch khe thời gian tách ra và đi đến đầu ra 3. Tương tự, mỗi một đầu vào khác có các bit được làm trễ cho đến khi chuyển mạch quét và nối đến đầu ra tương ứng với yêu cầu của đầu vào. Khi số lượng đầu vào và đầu ra tăng lên thì số lần truy nhập của chuyển mạch khe thời gian càng rút ngắn lại. Điều này có nghĩa rằng chỉ có các trạm chuyển mạch dung lượng nhỏ, khoảng vài trăm đường dây mới sử dụng phương pháp này. Đối với trạm chuyển mạch dung lượng lớn thì chuyển mạch số gồm một số tầng chuyển mạch phân chia theo thời gian và phân chia theo không gian. Chuyển mạch phân chia theo không gian sử dụng ma trận chuyển mạch để nối thông các đầu vào qua mạch vật lý đến đầu ra tương ứng. Các chuyển mạch này hoạt động theo phương pháp chuyển mạch tín hiệu tương tự.



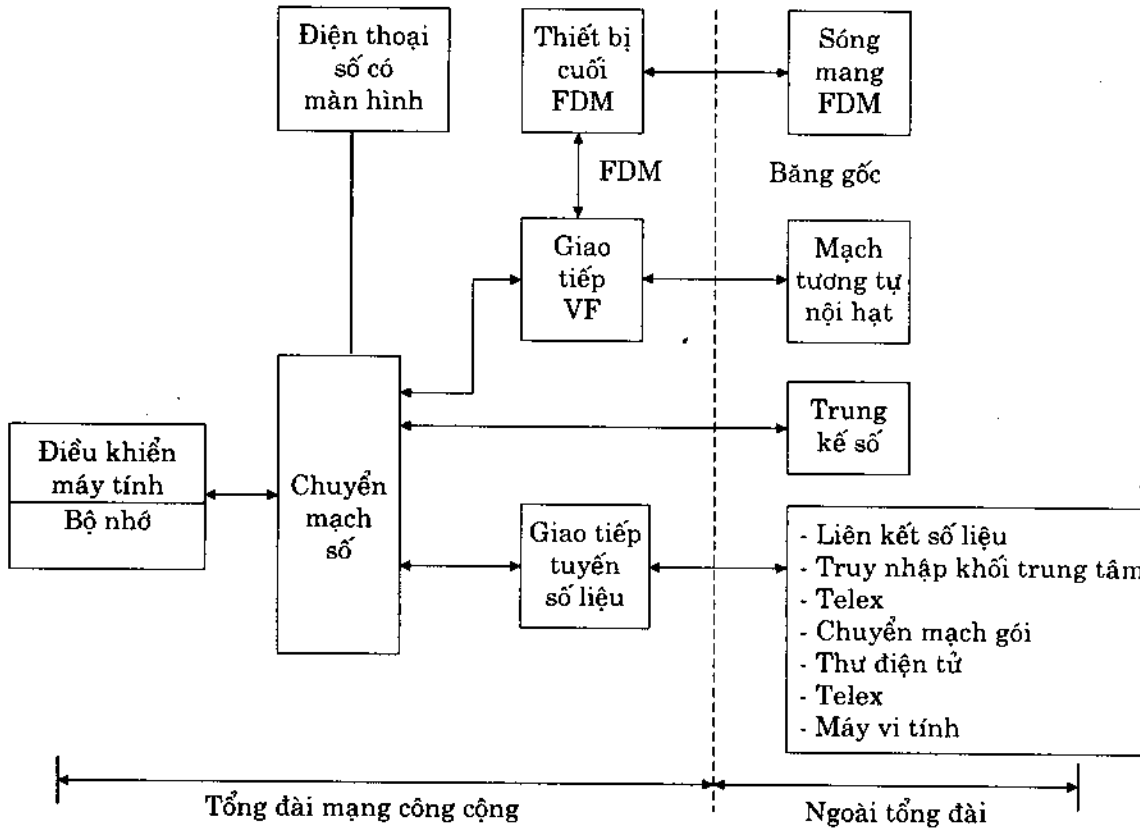
Hình 1.4- Chuyển mạch phân chia theo thời gian cơ bản.

Một trạm chuyển mạch thời gian - không gian - thời gian (TST) đơn giản như hình 1.5. Nếu một cuộc gọi được định tuyến từ đầu vào 11 qua đầu ra 44 chẳng hạn thì bộ chuyển mạch khe thời gian sẽ làm trễ bit để chuyển đi như trong chuyển mạch phân chia theo thời gian đơn giản đã mô tả trên đây. Chuyển mạch điểm chéo A phân chia theo không gian đóng nhờ bộ xử lý logic cho phép chuyển tin tức.

Vấn đề rắc rối xảy ra khi chuyển bit này nhưng chuyển mạch điểm chéo C phân chia theo không gian trên bus 1 đã đóng trước cho một cuộc gọi khác.



Hình 1.5- Chuyển mạch số: Thời gian - Không gian - Thời gian (TST) đơn giản



Hình 1.6- Các dịch vụ dự kiến giao tiếp với chuyển mạch số

Vì vậy cuộc gọi này bị phong tỏa. Để tránh khó khăn này, chuyển mạch phân chia không gian phải có thiết bị hoạt động với định mức gấp đôi tốc độ khe thời gian hoặc gấp đôi tốc độ của các chuyển mạch ghép đồng bộ. Trong

thực tế điều này cho phép hai bit, mỗi bit rộng bằng một nửa định mức cùng chuyển trên cùng một bus nhưng ở vào hai nửa khe thời gian khác nhau. Muốn đảm bảo cho một khe thời gian cố định xuyên qua bộ chuyển mạch liên quan chủ yếu tới dung lượng chuyển mạch cực đại có thể được khắc phục bằng một phương pháp gọi là chuyển khe thời gian động. Nhờ phương pháp này mà dung lượng chuyển mạch có thể tăng hơn 5 lần so với loại chuyển khe thời gian tĩnh.

Dạng khác, chẳng hạn như No 4ESS, có cấu trúc phức tạp hơn. Thiết bị này có cấu trúc T-SSSS-T. Nghĩa là 7 chuyển mạch khe thời gian 105x128 nối đến 4 tầng chuyển mạch phân chia theo không gian 1024x1024 và sau đó được nối đến 7 chuyển mạch khe thời gian 128x105 khác. Dung lượng đạt trên 100000 cổng. Hình 1.6 mô tả mối liên quan giữa các dịch vụ hiện tại, tương lai và một tổng đài nội hạt.

1.3.4. Các mạng chuyển mạch số liệu

Mặc dù nhiều nước đang chuyển sang mạng số liên kết đa dịch vụ (ISDN), tuy nhiên sẽ phải giải quyết nhiều công việc đòi hỏi vốn đầu tư lớn như thay thế các trạm chuyển mạch tương tự hiện có, giải quyết những khó khăn về mặt kỹ thuật có liên quan đến mạng nội hạt, thay thế các thiết bị truyền dẫn băng rộng hiện có, xác định đầy đủ các tiêu chuẩn,...Cho đến khi ISDN hoàn thành thì nhu cầu dịch vụ truyền số liệu tăng lên không ngừng nên các mạng hiện tại phải được mở rộng để có thể dễ dàng liên kết với ISDN khi có điều kiện.

Các mạng như vậy gồm có mạng truyền số liệu chuyển mạch công cộng (PSDN), mạng Telex chuyển mạch công cộng (PSTxN), dịch vụ chuyển mạch gói quốc gia (PSS) và mạng số quốc gia có nhánh riêng (NPCDN). Các dịch vụ này có quy mô quốc gia và thường liên quan với các mạng diện rộng (WAN). Khác với WAN, các mạng truyền số liệu chỉ giới hạn về mặt địa lý trong các vùng nội bộ có diện tích nhỏ như địa giới của một trường đại học, một vùng công nghiệp lớn hoặc một tòa nhà lớn nhiều tầng. Khoảng cách dài nhất trong các vùng này thường nhỏ hơn 5 km. Chúng ta sẽ tiếp tục xem xét LAN, WAN và các mạng số liệu kết hợp.

1.3.4.Mạng nội bộ (LAN)

LAN là một phương tiện dịch vụ thông tin số liệu tốc độ cao giữa các trung tâm máy tính chủ, máy vi tính và máy đầu cuối trong một nhà cao tầng lớn, trong địa hạt một nhà máy, trường đại học hoặc mạng thăm dò dầu khí,... Các LAN được sử dụng khi giá thành các máy tính giảm, khi nhu cầu sử dụng máy tính cao, và khi cần ghép nối các máy tính để chia sẻ với phần ngoại vi đắt tiền. Nhiều cấu trúc mạng đã hình thành và thực hiện nhằm thỏa mãn nhu cầu của các loại thuê bao khác nhau.

Điều này đã dẫn đến thay đổi một cách đáng kể các tiêu chuẩn mạng nội bộ. Đặc biệt là các chỉ tiêu giao tiếp và tiêu chuẩn hóa thiết bị. Vấn đề khác có liên quan đến việc phát triển LAN là yêu cầu truyền dẫn khác nhau đối với các dịch vụ thoại, video, truyền số liệu tốc độ cao, truyền số liệu tốc độ thấp, thư điện tử, cảnh báo an toàn,... Dựa trên tốc độ truyền, cho đến nay không có dạng phân cấp giống nhau cho tất cả mạng truyền số liệu đã được lắp đặt. Một vài dạng cấu hình mạng (topo) được sử dụng trong LAN như sau:

ETHERNET (CSMA/CD)

Cấu trúc Ethernet cung cấp các thiết bị đa phân phối để liên lạc với nhau trên một cáp đồng trục truyền dẫn băng gốc 10 Mbit/s trong một vùng có bề rộng khoảng 1 km. Ethernet đã được thiết kế và thử nghiệm giữa những năm 70 và có đặc điểm sau:

1- Các trạm có bộ vi xử lý gốc được mở rộng trong cơ quan và các môi trường khác vào cuối thập kỷ 80.

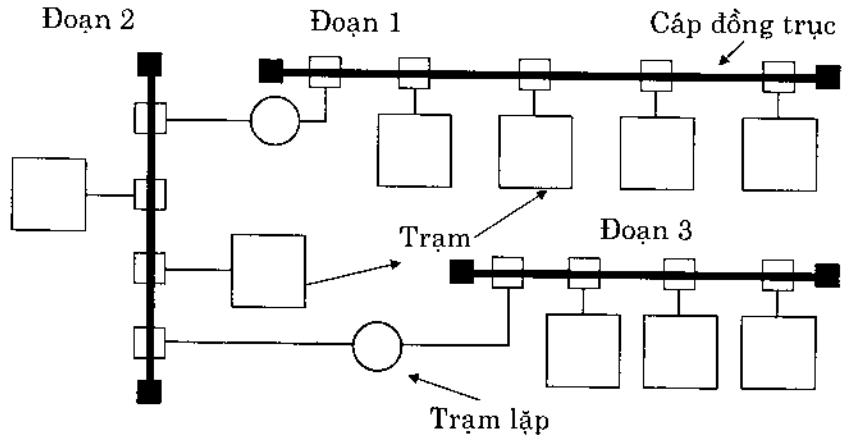
2- Các bộ xử lý phân phối dưới dạng thiết bị đầu cuối thông minh sẽ có nhiều chức năng hơn.

3- Thông tin giữa các bộ xử lý và các nguồn tin phân phối sẽ tăng lợi ích cho người sử dụng.

4- Các trạm thuộc thế hệ tiếp sau sẽ đáp ứng các thách thức của màn hình, điều khiển và truyền dẫn, cùng với các chức năng mới như Fax, Teletex, thẻ vi phim,...

Ethernet hoạt động như sau: khi một trạm liên lạc với một trạm khác mà các trạm còn lại muốn phát tin phải đợi cho đến khi bus chung được giải phóng. Khi một trong các bus được giải phóng thì một gói số liệu được gửi đi. Gói số liệu gồm có địa chỉ nơi nhận, địa chỉ nguồn phát và các bit dư để phát hiện lỗi. Các trạm giám sát bus truyền số liệu liên tục và chỉ nhận gói số liệu có địa chỉ trạm riêng và kiểm tra kết quả một cách chắc chắn. Nếu trạm gốc không nhận được trả lời từ trạm bất kỳ khác sau một thời gian quy định kể từ khi phát, nó sẽ phát lại tin với giả định rằng tin gốc đã bị mất do nhiễu hoặc do trạm khác đã phát trước. Mặc dù số liệu được phát tại băng gốc không dùng sóng mang, mã đường truyền Manchester được dùng để mã hóa số liệu tạo ra sự cân bằng của sóng mang nhờ truyền liên tục. Mã đường truyền này không có thành phần một chiều DC do sử dụng điện áp âm và điện áp dương, có giá trị trung bình bằng 0. Sự vắng mặt của thành phần một chiều đã giúp tách các ngưỡng đúng nhờ các bộ tách điểm chuyển 0.

Truyền liên tục mã đường truyền Manchester cho phép khôi phục đồng hồ một cách dễ dàng. Vì Ethernet là hệ thống băng gốc nên khi nối vào mạng điện thoại chuyển mạch công cộng (PSTN) phải có giao tiếp. Giao tiếp này được gọi là *"vật thế thông tin"*. Vật thế thông tin không những phối hợp với tín hiệu đường truyền mà còn cho phép phối hợp cả giao thức. Một đặc điểm khác của Ethernet là có khả năng phát hiện cuộc truyền đang xảy ra. Điều này quan hệ đến việc phát hiện sự trùng hợp. Có thể hai hoặc nhiều hơn hai trạm quyết định cùng phát một lúc, một sự trùng hợp được phát hiện và mỗi trạm đều tạm chờ, sau một quãng thời gian ngẫu nhiên thử phát lại. Bởi vì khoảng thời gian phát lại là ngẫu nhiên nên khả năng hai trạm cùng phát lại đồng thời là rất nhỏ. Ba bước cơ bản đòi hỏi khi tiếp thông của Ethernet thể hiện trong cụm từ CSMA/CD là những chữ cái đầu tiên của các từ tiếng Anh CARRIER SENSE MULTIPLE ACCESS WITH COLLISION DETECTION, có nghĩa là sự nhạy cảm của sóng mang đa truy nhập có phát hiện sự xung đột. Hình 1.7 mô tả cấu trúc của một Ethernet điển hình.



Hình 1.7- Cấu trúc bus Ethernet

MẠNG CHUYỂN DẤU

Ưu điểm của mạng này là: dung lượng cao, linh hoạt, sử dụng hỗn hợp, độ tin cậy cao và giá thành thấp. Hai loại mạng chuyển dấu là mạng vòng và mạng bus.

Mạng vòng là một mạng tích cực, trong đó mỗi nút của mạng phát lại số liệu thu được cho nút tiếp theo của vòng. Khi một thiết bị đã nối muốn truyền số liệu cho một thiết bị khác trong vòng, nút của nó đợi cho gói đầu tiên chưa bị chiếm đến, đặt cờ (hoặc nhận dấu hiệu), rồi ghép số liệu cùng với địa chỉ nơi nhận. Sau đó gói này được chuyển theo vòng từ nút nọ sang nút kia cho đến

nút thu nhận gói này. Gói được sao lại và chuyển cho thiết bị đã nối. Sau đó thiết bị đã nối đặt thêm cờ xác nhận tạo nên một dấu hiệu mới và chuyển tiếp tục theo vòng cho đến nút nguồn. Quá trình này lặp lại cho đến khi tất cả số liệu đã được phát và thu thành công. Vì vậy tất cả các thiết bị trong hệ thống có cùng mức độ phát ngẫu nhiên và hình thành một trật tự khi yêu cầu phát cao. Nhưng thiết bị phát được hay không là phụ thuộc vào dấu hiệu. Tốc độ truyền số liệu tới 10 Mbit/s và vòng dẫn là cáp đồng trục.

Ưu điểm của mạng vòng so với các cấu trúc khác ở chỗ bản thân nó có dự phòng và có thể đưa ra thời gian trả lời chắc chắn cho thiết bị đã nối. Nhược điểm của mạng vòng ở chỗ khi một nút bị hỏng hoặc có sự cố thì toàn mạng không hoạt động được nếu không có hệ thống dự phòng và tất cả các sợi cáp phục vụ cho nhu cầu hiện tại và dự báo phát triển trong tương lai đều phải lắp đặt từ đầu. Tuy nhiên mạng vòng có cấu hình lý tưởng phù hợp với truyền dẫn bằng sợi quang. Mạng bus chuyển dấu có sự linh hoạt hơn, vì thứ tự chuyển dấu được xác định nhờ bàn giám sát theo chương trình trong mỗi trạm. Thí dụ, nếu một trạm chỉ có một bộ máy in sẽ không tạo ra lưu lượng, trạm đó không nhất thiết đưa vào xếp thứ tự, hoặc nếu một trạm có ưu tiên cao thì trạm đó có thể xuất hiện nhiều hơn trong bản xếp thứ tự so với trạm khác. Khác với cấu trúc vòng, cấu trúc bus có chiều dài hạn chế do sự phụ thuộc của thời gian trễ trong hoạt động của nó, và do trong mỗi trạm không có tái tạo tín hiệu. Còn có hạn chế khác như dự phòng khó khăn và đắt do dự phòng và phải kéo dài cáp.

MẠNG BUS BĂNG RỘNG

Mạng bus băng rộng có cấu hình giống hình cây. Số liệu được truyền dưới dạng tương tự sử dụng ghép/tách theo tần số (FDM) để hình thành các kênh trong hệ thống. Chẳng hạn như trong cáp truyền hình, mỗi bus băng rộng có thể cung cấp từ 50 ÷ 60 kênh rộng 6 MHz theo tiêu chuẩn và công nghệ của công nghiệp cáp truyền hình.

Do dung lượng xử lý số liệu cao như vậy nên các nút đắt hơn hệ thống băng gốc cùng loại, đặc biệt nếu các nút chọn đa tần thì các thiết bị có thể liên lạc theo các tần số khác nhau. Kỹ thuật này có khả năng tạo ra mạch kín để truyền đồng thời tín hiệu truyền hình, truyền số liệu và điện thoại. Các mạng này đắt và dự phòng khó khăn. Các mạng yêu cầu kéo dài cáp và phụ thuộc vào các tiêu chuẩn khác nhau của các thiết bị sản xuất ở nhiều hãng.

PABX SỐ

PABX có thể sử dụng cho chuyển mạch số giữa các thiết bị đầu cuối tác động lẫn nhau hoặc các khối xử lý trung tâm có tốc độ số liệu thấp hoặc giữa các modem... Trong đó PABX là một trạm chuyển mạch tương tự sử dụng kỹ thuật phân chia không gian (ma trận các điểm chéo), mỗi một thiết bị được nối đến trạm chuyển mạch bằng hai dây cáp bện. Cuộc nối thông qua PABX được tiến hành theo phương pháp như nối cuộc gọi điện thoại. Có nghĩa là tín hiệu nhấc máy và tín hiệu quay số được sử dụng để thiết lập cuộc nối. Khi cuộc nối được thiết lập, số liệu được truyền trên mạch vật lý. Do sử dụng các đôi dây xoắn nên dung lượng của kênh số liệu chỉ hạn chế trong phạm vi từ 50 kbit/s đến 1 Mbit/s, phụ thuộc vào khoảng cách giữa các thiết bị. Bởi vậy PABX không phù hợp với hoạt động của bộ xử lý nối đến bộ xử lý tốc độ cao. Vì PABX số hiện nay đã phát triển, mạch điện thoại, truyền số liệu, xử lý ảnh và chữ đều được tiến hành tại một trạm, tạo ra một mạng nội hạt liên kết đa dịch vụ truyền số liệu và tiếng nói.

Mặc dù khối giao tiếp đường dây chiếm phần lớn giá thành của trạm chuyển mạch, nhưng việc số hóa tín hiệu thoại tại khối này đã giảm được giá thành của chuyển mạch thấp hơn trạm chuyển mạch tương tự tương ứng nhờ giảm giá thành ma trận chuyển mạch. Tuy nhiên việc số hóa tín hiệu tiếng nói thực hiện ở xa giao tiếp đường dây thì thiết bị trong PABX tự nó có quan hệ với thiết bị tiếng nói. Điều này cho phép thiết bị đầu cuối truyền số liệu hoặc máy điện thoại đa dây ghép kênh điển hình 64 kbit/s sử dụng một hoặc hai đôi dây.

Việc liên kết giữa LAN và ISDN làm nảy sinh nhiều vấn đề do tính chất hoạt động khác nhau. LAN là mạng chuyển mạch gói, trong khi đó ISDN là mạng chuyển mạch vật lý. Yêu cầu khi tiêu chuẩn hóa hai mạng này là chúng phải thỏa mãn giao tiếp khi nối với nhau.

1.3.4.2. Mạng số liệu riêng

Các mạng này phát triển theo nhu cầu của các tổ chức riêng. Những yêu cầu đó là:

1- Nối các thiết bị đầu cuối đã lắp đặt theo yêu cầu của các tổ chức khác nhau, có khả năng truy nhập linh hoạt các dịch vụ của mạng chuyển mạch công cộng hiện tại và tương lai.

2- Quản lý được các lưu lượng khác nhau của cơ quan như truyền văn bản, xử lý ảnh, thư điện tử.

3- Liên lạc với các bộ phận riêng biệt của một tổ chức đóng trên các địa điểm khác nhau.

Các mạng riêng đơn giản hơn gồm các đường dây riêng nối với mạng công cộng. Các mạng khác có thể hoạt động xung quanh một máy tính lớn tập trung hoặc phân tán bằng cách dùng các máy tính nhỏ hơn. Mạng riêng có các nút nối với nhau bằng môi trường truyền dẫn riêng hoặc công cộng hoặc kết hợp. Điều này có nghĩa là mạng bao gồm các nút chuyển mạch có thể nối với nhau qua tuyến truyền dẫn, mà trong một vài trường hợp nút được nối đến mạng viễn thông công cộng do lưu lượng vượt giới hạn đảm bảo an toàn trong trường hợp tuyến có sự cố hoặc đường dây đã dành riêng để liên lạc giữa các nút xa. Nguồn kích thích chủ yếu để phát triển mạng này là kinh tế và cải tiến chất lượng dịch vụ. Các mạng riêng mang những đặc trưng của IDSN và có ưu điểm hơn mạng công cộng vì giá thành lắp đặt thấp. Về mặt cơ cấu phải có sự đồng nhất, đó là mạng không làm ảnh hưởng đến hoạt động của các bộ phận khác của bất kỳ nút nào. Mục đích cuối cùng của mạng riêng phát triển này là tạo ra mạng điện thoại hợp nhất với mạng truyền số liệu và mạng này tiếp thông được với ISDN công cộng.

Hiện nay nối các nút qua mạng công cộng được thực hiện nhờ tuyến số nối giữa hai điểm có thiết bị ghép và tách (MULDEX). Thiết bị MULDEX này chuyển 31 mạch 64 kbit/s từ các khối kết cuối thuê bao NTU thành một luồng 2 Mbit/s để phân phối hoặc tách luồng 2 Mbit/s thành các luồng 64 kbit/s cho điểm đấu chéo hoặc phân phối. Nhờ chất lượng của tuyến số và các thiết bị phát hiện, giám sát lỗi mở rộng nên các mạng riêng này có độ tin cậy và năng lực hoạt động cao. Những vấn đề tồn tại của các mạng riêng là do sử dụng các giao thức khác nhau với các máy tính của nhiều hãng khác nhau, nên phải sử dụng nhiều giao tiếp khác nhau. Hơn nữa còn do sự khác nhau giữa các mạng chuyển mạch gói và chuyển mạch vật lý. Các khuyến nghị X của CCITT có liên quan đến sự phát triển của OSI - *Liên kết các hệ thống mở,* cho phép các tổ chức xây dựng các mạng truyền số liệu riêng sử dụng độc lập hiện tại và tương lai, thông qua kỹ thuật chuyển mạch gói có thể phối hợp hoạt động với mọi dịch vụ và môi trường truyền dẫn khác nhau, như đường dây dành riêng, mạng điện thoại chuyển mạch công cộng, mạng truyền số liệu (các khuyến nghị X25 và X21 của CCITT), viba số, sợi quang, vệ tinh,...

1.3.4.3. Mạng diện rộng (WAN)

Tên gọi này để chỉ các mạng truyền số liệu bao phủ khắp các vùng địa lý, từ các xí nghiệp công nghiệp lớn đến các hoạt động quốc gia và quốc tế có liên quan đáp ứng các giao thức nối kết cuối và truyền dẫn trên khoảng cách lớn. Theo truyền thống thì thiết bị đầu cuối truyền số liệu của thuê bao được nối đến một modem để chuyển đổi số liệu thành dạng tương tự để truyền qua

mạng điện thoại. Do độ rộng băng thông bị hạn chế, tỷ lệ lỗi bit cao và các mạch điện dùng cho khoảng cách lớn đắt nên phương pháp này không hoàn toàn thỏa mãn. Như đã trình bày trong mục 1.3.1, để khắc phục chất lượng dịch vụ kém và thời gian khôi phục sự cố lâu, hầu hết các nước đã phát triển chấp nhận sử dụng ISDN để cung cấp các dịch vụ số liệu. Các modem sẽ tiếp tục sử dụng cho đến khi mạng mới được xây dựng xong. Ở phần này ta sẽ xét tóm tắt các modem này.

Hạn chế của mạng điện thoại sử dụng truyền trực tiếp số liệu là: Sự hạn chế độ rộng băng tần do bộ lọc kênh thoại có băng thông từ 0,3 đến 3,4 kHz, méo đường bao do trễ gây ra bởi khoảng cách lớn và các bộ lọc chung, méo suy hao... Do trong phổ của tín hiệu số liệu có thành phần một chiều và các thành phần tần số thấp nên nhạy cảm với suy hao của kênh thoại tương tự, hoặc suy hao do quá trình tách ghép tần số (FDM) nên cần thiết phải dịch phổ của tín hiệu số băng gốc nhờ điều chế. Bộ điều chế và bộ giải điều chế rất cần thiết và coi như một modem. Các modem đầu tiên hoạt động nhờ hai tần số xuất hiện theo trạng thái của bit nhị phân (mức cao hoặc thấp). Quá trình hoạt động như vậy gọi là khóa dịch tần số (FSK). Thường sử dụng hai hệ thống modem tiêu chuẩn FSK. Hệ thống thứ nhất có các bộ xử lý từ và truyền trên chuyển mạch công cộng và các mạch riêng với tốc độ 200 bit/s phương thức hoàn toàn song công. Khuyến nghị V21 của CCITT liên quan đến nhu cầu này và mở ra khả năng tăng tốc độ tới 300 bit/s cho mỗi hướng. Tiêu chuẩn thứ hai áp dụng cho tuyến có tốc độ cao, cho phép sử dụng khối hiện hình video của máy tính chủ hoạt động nhanh và có bàn phím để truy nhập đến máy tính trên kênh phản hồi tốc độ thấp. Có khả năng truyền báo hiệu với tốc độ 1200 bit/s. Khuyến nghị V23 của CCITT có liên quan đến yêu cầu này. Khi báo hiệu có tốc độ cao hơn 1200 bit/s phải dùng sơ đồ điều chế hiệu quả hơn. Một số sơ đồ điều chế như vậy là điều chế đơn biên (SSB), điều biên đơn biên có vết (VSB), điều biên cầu phương (QAM) theo các khuyến nghị V26, V26bis, V27bis, V27ter và V29. Các modem băng gốc được sử dụng ở những nơi mà điều chế băng gốc không được thực hiện và số liệu được chuyển đổi trực tiếp thành băng gốc sau khi xử lý tín hiệu. Các dạng modem này chuyển đổi số liệu nhị phân ở đầu vào thành mã đường truyền thích hợp và phải đảm bảo thông tin định thời có mặt trong tín hiệu truyền đi và năng lượng tín hiệu được phân bố đúng trong độ rộng băng tần kênh.

Các khuyến nghị 2, chương 7 và khuyến nghị 24 chương 4 và 5 cung cấp thêm số liệu của các modem.

ĐIỀU BIÊN BĂNG BÊN CÓ VẾT (VSB)

Dạng điều biên này biểu diễn mã nhị phân theo sự có mặt hoặc không có mặt của dao động âm tần hoặc sóng mang. Nhược điểm của dạng điều chế này là nhạy cảm với thay đổi đột biến của sóng mang do sự biến đổi của tạp âm hoặc tăng ích.

Sau điều chế, lọc một trong hai băng bên thông tin điều biên chỉ để lại vết của nó. Tần số sóng mang được giữ nguyên để khôi phục thành phần DC của đường bao tín hiệu cùng với băng bên giữ lại. Phương pháp này rút hẹp bề rộng băng tần chỉ bằng ba phần tư so với hệ thống điều biên hai băng bên. Truyền số liệu có tốc độ 2,4 kbit/s có thể sử dụng dạng điều chế này. Kỹ thuật điều biên nhiều mức sử dụng trong các modem có thể đạt tốc độ đến 9,6 kbit/s sẽ trình bày trong chương 2.

1.3.4.4. Chuyển mạch gói

Các mạng chuyển mạch gói dành cho các thuê bao công cộng hoặc thuê bao riêng, dung lượng lớn, hiệu quả chuyển số liệu cao, có khả năng *truy nhập đến* các cơ sở số liệu lớn mang các tệp tin lớn hoặc phần mềm đặc biệt phức tạp. Sự ra đời của hệ thống máy tính thời gian thực để đặt vé máy bay, cho các hệ thống ngân hàng và xử lý số liệu từ xa nói chung đã dựa trên cơ sở các mạng viễn thông để trao đổi số liệu giữa các thiết bị đầu cuối bằng máy tính cá nhân và các máy tính thời gian thực cỡ lớn.

Những ứng dụng như thế thích hợp với một mạng chuyển mạch gói. Hệ thống này tập hợp các luồng xung số của các nguồn riêng biệt thành các khối ngắn được gọi là gói và sau đó lần lượt chuyển các gói này qua mạng từ một máy tính gắn với một nút đến nút khác hoặc đến một máy đầu cuối xa đặt ở một nút khác.

Ở mỗi đầu gói có một nhóm bit mang thông tin về gói như người nhận, độ dài và ưu tiên. Muốn chuyển số liệu theo gói, có thể sử dụng bộ ghép thời gian các thuê bao. Điều này dẫn đến việc sử dụng một cách có hiệu quả mỗi mạch vật lý mang tin tức.

Các máy tính nút không lưu giữ số liệu và nút phát xóa thông tin ngay sau khi nút thu vừa tiếp nhận. Phương pháp này trái với chuyển mạch kênh đang sử dụng phổ biến trên mạng công cộng. Trong trường hợp này dung lượng cho phép của mạch được phân bố trong thời gian kết nối. Do số liệu không thường xuyên truyền trên một mạch nên việc phân phối một mạch có thời gian đầy là đắt và lãng phí. Vì các địa chỉ nhận tin là một bộ phận không thể tách rời của gói, nên một lượng lớn các thông báo có thể gửi cho các địa chỉ khác

khác nhau một cách nhanh chóng nhờ hệ thống chuyển mạch gói và vì có cấu trúc thông minh của máy tính trong mỗi nút nên mỗi gói được chuyển trên một tuyến tốt nhất tại thời điểm đó. Điều đó cho phép mạng cực đại hóa lúc trao đổi tin và vì vậy rất có hiệu quả, giảm quá tải và mất mát thời gian gây ra do sự cố trong mạng. Nhờ có các máy tính trong các nút của mạng nên các dịch vụ sau đây được thực hiện: phát hiện lỗi và sửa lỗi, thực hiện phân phát bản tin, địa chỉ nhóm, đổi hóa đơn, thông báo trình tự kiểm tra và dự báo.

Bất cứ dạng cấu hình nào của mạng, phần cứng phải linh hoạt. Điều này được thực hiện bằng cách qua kết nối nút-nút giả định và dễ dàng phân chia thành các mức liên quan với nhau. Một mức chung (hay lớp) liên hệ với nhau có thể là môi trường truyền dẫn. Một mức cao hơn có thể là cấu trúc báo hiệu, và lại có phần chung cho các nút. ở mức cao hơn còn có thể nhận biết cách cấu trúc khối số liệu,... Mức cao nhất có khả năng thông tin giữa hai thuê bao của mạng. Các chức năng và mối liên quan lẫn nhau của các mức thể hiện trong các giao thức. Định nghĩa chặt chẽ hơn thì giao thức là các quy tắc điều khiển một trình tự thời gian của các sự kiện xảy ra cùng một mức hoặc một lớp liên quan lẫn nhau trong mạng. Các lớp cấu trúc là: lớp vật lý hoặc giao thức một lớp (cơ, điện, logic các mối liên hệ, chức năng giữa các giao tiếp); lớp liên kết (địa chỉ, văn bản, trường kiểm tra lỗi trong cùng một dãy bit) và lớp mạng, tại đó các giao thức được sử dụng cho truyền số liệu từ tuyến này sang tuyến khác qua các nút của mạng. Các lớp giao thức này và mối liên quan lẫn nhau giữa các máy đầu cuối và mạng được quy định trong khuyến nghị X25 của CCITT. Khuyến nghị này là tiêu chuẩn của các hệ thống chuyển mạch gói và là một trong những cấu trúc mạng điển hình để truyền số liệu. OSI đã xác định cấu trúc đầy đủ có bảy lớp theo thứ từ lớp thấp nhất đến lớp cao nhất gồm có: lớp vật lý, lớp kết nối, lớp mạng, lớp giao vận, lớp phiên, lớp trình dữ liệu, lớp ứng dụng.

CÁC CỔNG

Cổng là thiết bị được nối với hai mạng sao cho các thuê bao trên một mạng liên lạc được với các thuê bao trên mạng khác. Thí dụ có các loại cổng sau đây:

Hòa mạng qua chuyển mạch gói - telex: Có nghĩa là các thuê bao telex có thể sử dụng máy teletype để truy nhập với các thuê bao quốc gia và quốc tế nhờ bộ thích ứng mạng Telex (TNA) thông qua mạng chuyển mạch gói.

Bộ thích ứng mạng gói (PNA): Bộ thích ứng mạng gói cho phép truy nhập đến và đi từ mạng chuyển mạch công cộng, đến và đi từ mạng chuyển mạch gói. Phương thức này tạo truy nhập với các dịch vụ có trong cùng mạng.

Bộ thích ứng Telex và Teletex: Thiết bị biến đổi Telex - Teletex (TTCF) có thể hòa mạng các thiết bị đầu cuối Telex và các thiết bị đầu cuối Teletex trên cả hai mạng chuyển mạch số liệu công cộng (PDSN) và mạng chuyển mạch điện thoại công cộng (PSTN). Tất nhiên TTCF cũng có khả năng truy nhập với các dịch vụ Telex và Teletex quốc tế từ một máy đầu cuối đơn giản cùng loại.

1.3.4.5. Mạng Teletex

Mạng Teletex là một mạng chuyển mạch quốc gia riêng biệt và nằm trong mạng điện thoại chuyển mạch công cộng (PSTN). Đây là một dịch vụ hoàn toàn tự động. Dịch vụ này thiết lập kết nối quốc tế cho các máy teletype. Ở Anh người ta nhận thấy rằng các hệ thống chuyển mạch và truyền dẫn hiện tại của Telex không thích hợp với mạng số liên kết đa dịch vụ. Mạng đã được tăng cường trang bị các tổng đài chuyển mạch điều khiển theo chương trình ghi sẵn (SPC) và hệ thống truyền dẫn kênh âm tần điện áp thấp (SCVF) theo khuyến nghị R20 của CCITT cho truy nhập thuê bao và theo khuyến nghị R111 của CCITT cho truyền dẫn giữa các mạng. Mạng ở Anh có các tổng đài chuyển mạch có những đặc tính sau đây:

1- *Quay số tắt:* Một thuê bao có thể dự trữ trong trạm chuyển mạch các số sử dụng thường xuyên và dùng mã hai chữ số để gọi bất kỳ trong các số này.

2- *Định hướng lại các cuộc gọi đến:* Một thuê bao có thể gọi định hướng lại một thuê bao khác đã xác định ở trong nước.

3- *Ghi thông báo:* Thuê bao có thể đưa vào bộ nhớ một thông báo tại trạm chuyển mạch và sau đó trạm này gửi lại cho người gọi.

4- *Báo cước gọi:* Tổng đài có thể cung cấp thông báo cho thuê bao về số đơn vị gọi tính cước cho cuộc gọi cuối cùng hoặc tại bất kỳ thời điểm nào theo yêu cầu.

5- *Chặn số thuê bao đã thay đổi:* Khi có sự thay đổi số thuê bao thì số cũ sẽ kết hợp với số mới để trả lời cho người gọi.

6- *Thông báo:* Một thuê bao truyền thông báo qua mạng và mạng gửi thông báo qua mạng đó đến với nhiều nhất 5 thuê bao khác.

7- *Đưa ngày giờ vào:* Ngày giờ được ghép tự động vào đầu tất cả các cuộc gọi đi.

8- *Nhóm thuê bao khép kín:* Các nhóm này thuộc về các mạng riêng khi có sử dụng mạng Telex công cộng.

9- *Trả lời lại:* Sẽ được gửi đến thuê bao bị gọi vào lúc bắt đầu mỗi cuộc gọi của thuê bao gọi nếu cần.

10- *Phân chia bản tin:* Tuyến dùng cho việc tự động gửi các bản tin riêng rẽ sau mỗi cuộc gọi.

11- *Tìm kiếm của PABX:* Tổng đài nhánh tự động riêng (PABX) có thể tìm kiếm một mạch rỗi cho một thuê bao gọi.

12- *Lưu trữ và chuyển đi:* Tổng đài có thể lưu trữ một thông báo do một thuê bao gửi lại và sau đó tổng đài này chuyển càng sớm càng tốt hoặc chuyển sau một thời gian định trước. Thông báo có thể được chuyển đến 200 địa chỉ. Để tránh lặp lại phải đặt khóa trong danh mục địa chỉ đã lưu trữ trong tổng đài.

13- *Số liệu tốc độ thấp:* Tổng đài có khả năng chuyển mạch các cuộc gọi có tốc độ 110, 220 và 300 bit/s.

14- *Chuyển đổi mã và tốc độ:* Chuyển đổi mã và tốc độ truyền dẫn tại các tổng đài cho phép giao tiếp giữa các thuê bao với các máy đầu cuối khác nhau.

Tổng đài có nhiệm vụ lưu trữ các cuộc gọi, định tuyến, tính cước cuộc gọi và phân tích lưu lượng. Khi ISDN bắt đầu cung cấp các dịch vụ chuyển mạch gói như Videotex, thư điện tử, Fax, chuyển tiền điện tử (và các dạng xử lý văn bản khác như Teletex quan hệ đến mạng truyền số liệu chuyển mạch kênh) thì mạng Telex sẽ trở nên lạc hậu và ngừng hoạt động.

1.3.4.6. Mạng số liệu chuyển mạch công cộng

Các kết nối truyền số liệu chuyển mạch và dành riêng trên mạng điện thoại đã được thực hiện từ những năm 60, thế kỉ XX. Do nhu cầu các mạch tăng nên các trạm chuyển mạch số liệu cũng tăng. Mạng truyền số liệu là thành quả của việc lắp đặt các trạm chuyển mạch này đã cung cấp các dịch vụ truyền số liệu chuyển mạch mạch điện phù hợp với khuyến nghị X1 của CCITT (với các loại thuê bao có tốc độ đến 9,6 bit/s) và giao tiếp thuê bao theo các khuyến nghị X21, X21bis, X22. Các dịch vụ có liên quan đến mạng chuyển mạch mạch điện bao gồm cả dịch vụ Telex. Muốn nối vào mạng thì thuê bao phải dùng các modem như đã trình bày tóm tắt trong mục 1.3.4.3. Có lúc mạng không tách ra khỏi các mạng điện thoại hoặc Telex, mà là một bộ phận hợp nhất của các mạng này. Ở I-ta-li-a là như vậy.

1.3.4.7. Các dịch vụ từ xa

Các dịch vụ này là lợi thế của ISDN gồm: Fax, Telex, Videotex, hệ thống xử lý thông báo và truyền chữ, được mô tả tóm tắt như sau:

FAX

Fax có nghĩa là truyền đến thiết bị đầu cuối ở xa một bản sao tài liệu. Các dạng đầu tiên của Fax chỉ cung cấp trong phạm vi hạn chế của màu xám và đen trên nền trắng. Đó là do các máy in và tốc độ truyền số liệu. Các khuyến nghị F161 và T5 của CCITT đã trình bày chi tiết dịch vụ Fax nhóm 4 quốc tế (FAX4) có quan hệ với ISDN cũng như các mạng số liệu công cộng. Nó cũng có thể sử dụng trên mạng điện thoại chuyển mạch công cộng (PSTN). Ưu điểm chủ yếu của Fax nhóm 4 so với nhóm 1-3 trước đây là truyền dẫn có kiểm tra lỗi và nếu cần thiết có thể phát lại văn bản. Có 3 loại Fax nhóm 4, gồm có: Fax cơ sở; Teletex/khả năng thu kết hợp các kiểu; Fax đầy đủ/Teletex/khả năng kết hợp các kiểu (phương thức trộn). ISDN phục vụ cho cả các dịch vụ mạng chuyển mạch gói và chuyển mạch kênh, nên mạng có Fax hoạt động tốt nhất có thể phụ thuộc vào cước phí tương đối.

TELETEX

Teletex là dịch vụ chuyển tài liệu đánh máy của cơ quan có sử dụng một số dạng xử lý từ máy đầu cuối đến máy đầu cuối ở xa. Mỗi tài liệu có thể gồm một số trang được đánh máy theo mẫu ISOA4. Khuyến nghị F200 của CCITT cung cấp các chỉ tiêu nhằm đảm bảo các văn bản phù hợp với sự thay đổi của thiết bị sử dụng trong dịch vụ. Trong khi truyền văn bản, bổ sung thêm tin tức để nhận dạng. Nhận dạng này có thể được in vào bản sao cuối cùng hoặc được sử dụng làm tin tức nhằm mục đích ghi vào thiết bị điện tử đặc biệt. Teletex được xem như một dịch vụ "siêu - Telex" và có thể chấm dứt bằng cách thay thế nó. Teletex có thuộc tính của tốc độ truyền, mức độ lỗi, sắp xếp tài liệu và vượt Telex về các chỉ tiêu này. Teletex phương thức trộn có thể bao gồm Fax ảnh và fax nhóm 4 phương thức trộn có thể chứa các bản tin Teletex. Khuyến nghị T72 của CCITT quy định những vấn đề này.

VIDEOTEX

Videotex khác với fax và Teletex ở chỗ dịch vụ này dựa trên cơ sở cấu trúc máy đầu cuối nối đến thiết bị chủ chứ không phải máy đầu cuối nối đến máy đầu cuối. Nó còn khác với fax và Teletex ở chỗ thường giới hạn trong phạm vi lãnh thổ quốc gia. Dịch vụ này sử dụng cho cả mục đích thương mại và gia đình và cung cấp truy nhập hạn chế trong phạm vi hẹp có các nguồn tin đặc biệt.

Dạng sử dụng hiện nay của dịch vụ này liên hệ khăng khít với các tiêu chuẩn truyền hình, bởi vì nó vượt lên một màn hình video bình thường làm nổi bật đồ thị và màu sắc. Các đồ thị đơn giản được sử dụng dựa trên nguyên lý các đồ thị ghép hình alpha. Các hình ảnh khác được hình thành dựa trên ảnh và đồ thị nâng cao đòi hỏi nhiều bit hơn so với tiêu chuẩn trong khuyến nghị F300.

HỆ THỐNG XỬ LÝ THÔNG BÁO

Các hệ thống này hoạt động trên cơ sở lưu trữ, gửi đi và được sử dụng cho mục đích thương mại, quân sự. Thiết bị đầu cuối thường là các máy Teletype, nhưng khác với mạng Telex là chúng không nối trực tiếp với nhau. Thay vì điện báo viên gửi một thông báo cho máy đầu cuối khác, thì hệ thống lưu trữ thông báo tạm thời và phân phát cho máy đầu cuối có nhu cầu vào thời điểm sau đó. Trễ là do xếp hàng thứ tự của thông báo có nhu cầu sử dụng đường dây. Điều này tạo ra hiệu suất sử dụng tuyến cao hơn trong mạng chuyển mạch điện của Telex chẳng hạn. Khuyến nghị của CCITT về các hệ thống xử lý thông báo có quan hệ đến cấu trúc mạng, trong đó các trung tâm thông báo của mạng công cộng và mạng riêng có thể liên kết thành mạng thông minh chuyển thông báo.

TRUYỀN BẢNG CHỮ VIẾT BẰNG TẤM ĐỆM SỐ

Dịch vụ này phát triển ở một số nước trên thế giới dưới nhiều tên gọi khác nhau. Các tên gọi đó như sau: Truyền chữ (USA), bảng đen ở xa (Pháp), bảng hiện hình (Hà Lan) và từ điển (Anh). Người ta dùng kim viết lên tấm đệm số hóa, truyền đi và khôi phục lại chữ viết và hình vẽ trên màn hình đặt ở phía thu. Dịch vụ này được dùng vào việc ký xác nhận văn bản hoặc dạy học từ xa.

1.3.5. Các cấu trúc mạng chuyển mạch trung kế

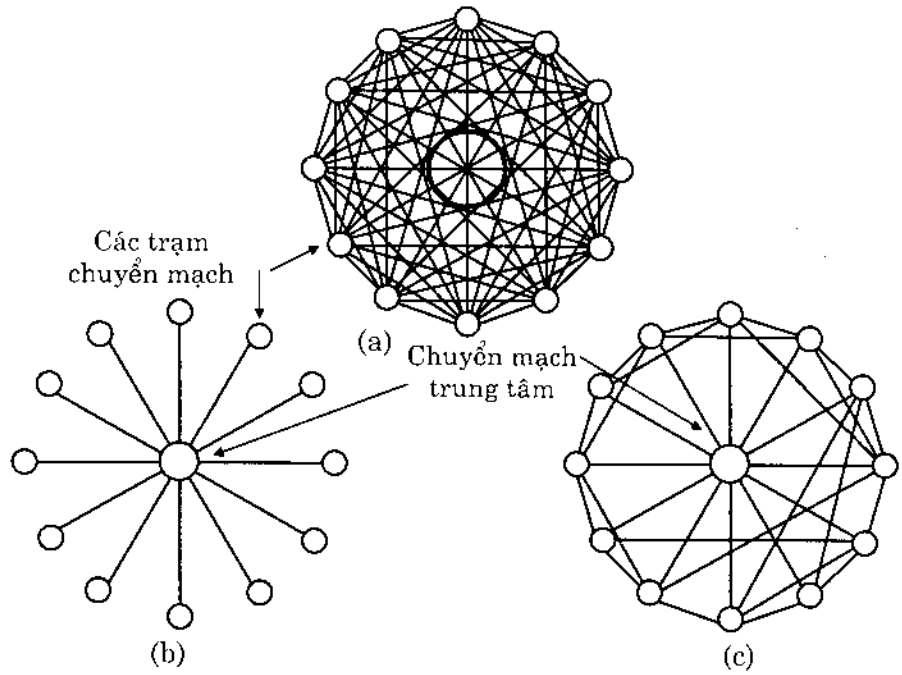
1.3.5.1. Các hệ thống chuyển mạch phân tán hoặc không tập trung

Hình 1.8(a) là một kiểu cấu trúc của mạng chuyển mạch phân tán. Mỗi trạm chuyển mạch được nối đến tất cả các trạm chuyển mạch khác để chuyển lưu lượng trung kế đến và đi. Như vậy nếu có N trạm chuyển mạch thì mỗi trạm cần có N-1 trung kế, và nếu yêu cầu trung kế vào và ra riêng biệt thì tổng số trung kế toàn mạng là N(N-1). Nếu các trung kế dùng cho cả hai chiều thì số lượng chỉ còn một nửa nghĩa là N(N-1)/2.

Kiểu nối từ mỗi trạm chuyển mạch đến tất cả các trạm khác không thực hiện được trong một mạng lớn, chỉ có thể thỏa mãn khi mạng rất nhỏ có không quá 6 trạm chuyển mạch. Không thực hiện được vì thiết bị đòi hỏi có các nhóm trung kế đến N-1 bộ chuyển mạch khác, và cũng vì giá thành của tất cả N(N-1) trung kế vào và ra tách biệt. Thường thì một nhóm trung kế có nhiều hơn một trung kế và số lượng các trung kế trong mỗi nhóm phụ thuộc vào lưu lượng. Vì vậy số lượng trung kế phục vụ cho N-1 trạm chuyển mạch khác theo cấu trúc lớn hơn rất nhiều so với cấu trúc đơn giản N(N-1).

1.3.5.2.Các hệ thống chuyển mạch tập trung

Hình 1.8(b) là cấu trúc đơn giản của một mạng chuyển mạch tập trung, mà mỗi trạm chuyển mạch được nối trực tiếp đến trạm chuyển mạch trung tâm. Như vậy có N-1 trạm chuyển mạch vệ tinh, N-1 trung kế vào và N-1 trung kế ra hoặc 2(N-1) trung kế. Nếu trung kế hai chiều thì chỉ yêu cầu N-1 trung kế, hay nói một cách khác mỗi trạm chuyển mạch cần có một trung kế đến trạm trung tâm.



Hình 1.8 - Các dạng mạng cơ bản: (a) Mạng phân tán (mắt lưới); (b) Mạng tập trung (hình sao); (c) Mạng lai với định tuyến xen kẽ (ARS)

Số lượng của các trung kế của mỗi trạm chuyển mạch vệ tinh phụ thuộc vào nhu cầu lưu lượng và sẽ lớn hơn N-1 nhiều.

So sánh với cấu trúc chuyển mạch phân tán thấy rằng hệ thống phân tán có nhiều hơn N/2 trung kế so với cấu trúc chuyển mạch tập trung. Vì vậy nói chung, hệ thống chuyển mạch tập trung sẽ rẻ hơn nhưng đòi hỏi trạm trung tâm cấu tạo phức tạp và hệ thống này độ an toàn thấp. Nếu trạm trung tâm bị hỏng thì toàn bộ hệ thống ngừng hoạt động.

Trong thực tế có sự kết hợp giữa chuyển mạch tập trung và phân tán như hình 1.8(c). Trong trường hợp này mỗi trạm chuyển mạch được nối xen kẽ với trạm chuyển mạch vệ tinh ở bên cạnh. Điều này có lợi ở chỗ khi một cuộc gọi từ

trạm trung tâm không chuyển trực tiếp được tới một trạm vệ tinh do trung kế bận hoặc có sự cố thì có thể chuyển cuộc gọi này thông qua trạm vệ tinh khác đóng vai trò trạm chuyển mạch trung gian. Phụ thuộc vào nhu cầu lưu lượng cũng như kích thước của trạm chuyển mạch mà tuyến nối trong thực tế khác với hình 1.8(c).

1.3.5.3. Hệ thống phân cấp

Trong mạng điện thoại chuyển mạch công cộng (PSTN) tất cả các máy điện thoại trong một vùng riêng biệt do một trạm chuyển mạch nội hạt phục vụ (xem bảng 1.1). Mọi cuộc gọi từ thuê bao hoặc đến thuê bao đều giao dịch với trạm chuyển mạch này. Các vùng chuyển mạch nội hạt theo vùng địa lý được xem như một nhóm, một trạm chuyển mạch nội hạt đóng vai trò trung tâm thứ nhất phục vụ các trạm chuyển mạch nội hạt trong vùng này. Trung tâm thứ nhất là một trạm chuyển mạch trung kế được nối với một thuê bao có nhu cầu thiết lập cuộc gọi với một thuê bao của một trạm chuyển mạch vùng khác nếu các trung kế giữa các trạm chuyển mạch nội hạt bận hoặc không tồn tại do các lý do khác. Khi thiết lập cuộc gọi thì trạm chuyển mạch nội hạt cố gắng trước hết thiết lập cuộc gọi trực tiếp với trạm chuyển mạch nội hạt bên cạnh.

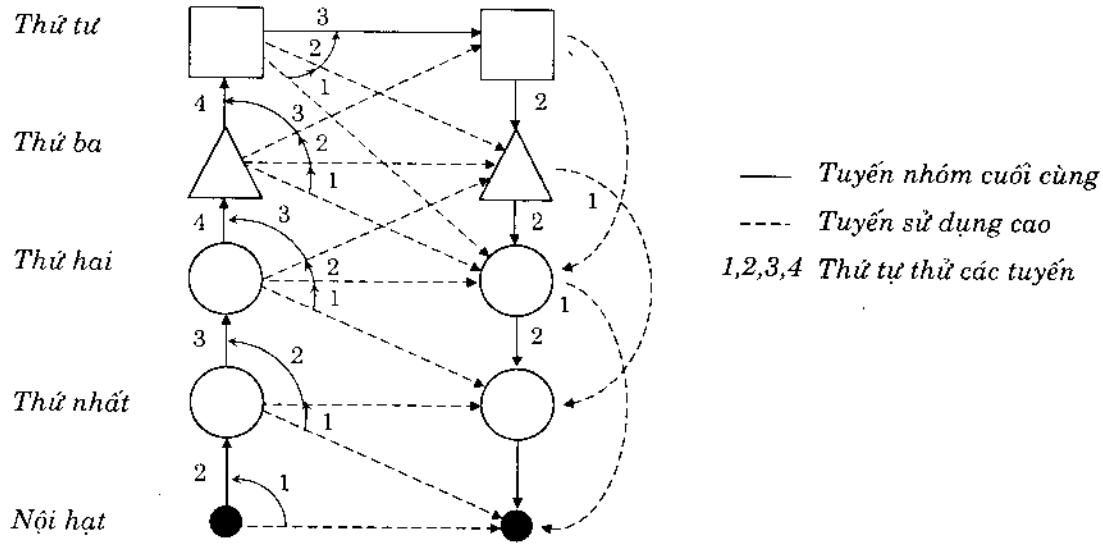
Nếu trạm này không hoạt động thì cuộc gọi được thiết lập qua trung tâm thứ nhất. Nếu trạm chuyển mạch trung tâm thứ nhất không hoạt động thì cuộc gọi được thiết lập qua trung tâm thứ hai. Muốn đến được trung tâm thứ hai là một trạm chuyển mạch trung kế phải qua trung tâm thứ nhất. Hành trình này của một cuộc gọi từ dưới lên trên chỉ ra sự khác nhau giữa một trung tâm chuyển mạch trung kế thứ nhất và một trạm chuyển mạch Tandem dùng để nối giữa các trung tâm nội hạt và không tiếp thông đến mạng trung kế. Hình 1.9 mô tả hành trình từ dưới lên và từ trên xuống khi thiết lập cuộc gọi giữa hai vùng chuyển mạch nội hạt nếu các tuyến trung kế khác nhau bị phong tỏa.

Trung tâm thứ hai là một trạm chuyển mạch trung kế phục vụ một vùng thuê bao rộng có một số trung tâm thứ nhất. Tập hợp các trung tâm thứ hai đi qua một trung tâm thứ ba, và cứ như thế tiếp tục. Thứ tự tham chiếu của hành trình một phương án chuyển mạch chỉ rõ trong hình 1.9, trong đó nhóm cuối cùng của hành trình biểu diễn bằng đường liền là lựa chọn cuối cùng của hành trình sau khi mọi tuyến khác đã bị phong tỏa. Các nhóm trung kế hiệu quả cao có thể sắp xếp giữa hai địa điểm bất kỳ không cần để ý thứ bậc của chúng. Trong hành trình cuộc gọi có sự lựa chọn thứ nhất, thứ hai, thứ ba... trước khi hành trình cuối cùng được lựa chọn. Thứ tự lựa chọn theo đường đi lên, trước hết tìm trung tâm đối diện có bậc thấp hơn, sau đó tìm trung tâm cùng bậc,

tiếp đến có bậc thấp hơn, sau đó tìm trung tâm cùng bậc, tiếp đến tìm vị trí có bậc đối diện liền phía trên; nếu có sự cố thì lấy hành trình nhóm cuối cùng. Theo đường đi xuống, trước hết cố gắng chọn trung tâm chuyển mạch trung kế mức thấp nhất, sau đó tìm trung tâm cùng bậc, tiếp đến tìm vị trí đối diện có bậc liền phía trên; nếu có sự cố thì lấy hành trình nhóm cuối cùng. Theo đường đi xuống, trước hết cố gắng chọn trung tâm chuyển mạch trung kế mức thấp nhất, sau đó là trung tâm phía trên ở gần... trước khi chọn hành trình nhóm cuối cùng. Mặt khác các hành trình nhóm cuối cùng là đường trục chính và được thiết kế với khả năng bị phong tỏa thấp.

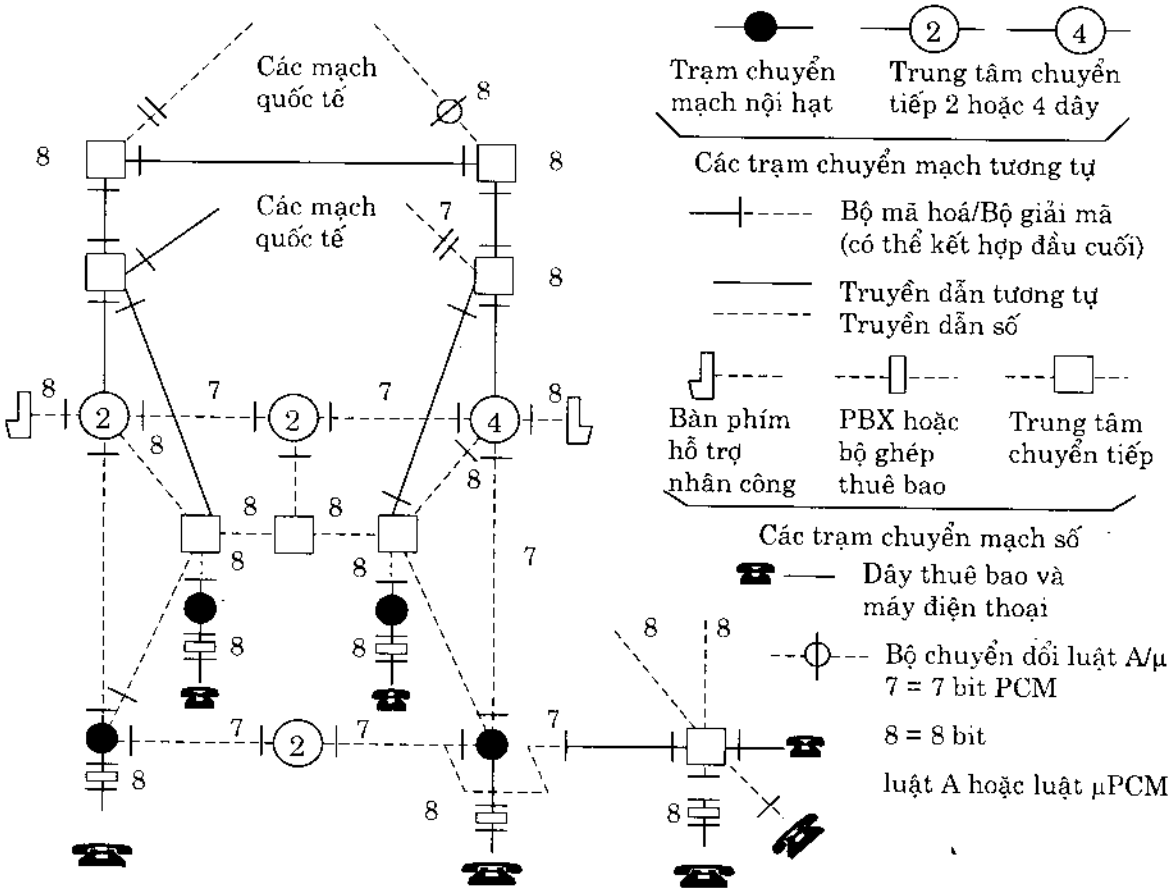
Bảng 1.1. Hệ thống phân cấp

Chức năng	*Tên gọi quốc tế*	*Tên gọi của Ô-xtrây-li-a*	*Tên gọi của Mỹ*	*Tên gọi của Anh*
Trung tâm chuyển mạch nội hạt nối trực tiếp đến thuê bao	Trạm chuyển mạch nội hạt	Trạm chuyển mạch đầu cuối	Trạm đầu cuối loại 5	Trạm chuyển mạch nội hạt
Trung tâm chuyển mạch trung kế cấp 1	Trung tâm thứ nhất	Trung tâm nhỏ hoặc Tandem	Điểm loại 4P; Trung tâm loại 4C	Trung tâm chuyển mạch nhóm
Trung tâm chuyển mạch trung kế cấp 2	Trung tâm thứ hai	Trung tâm thứ hai	Trung tâm thứ nhất loại 3	Trung tâm chuyển mạch miền
Trung tâm chuyển mạch trung kế cấp 3	Trung tâm thứ ba	Trung tâm thứ nhất	Trung tâm khu vực loại 2	Trung tâm chuyển mạch chính
Trung tâm chuyển mạch trung kế cấp 4	Trung tâm thứ tư	Trung tâm chính	Trung tâm vùng loại 1	Không có
Chỉ kết nối trạm chuyển mạch nội hạt	Trạm chuyển mạch Tandem	Trạm chuyển mạch Tandem	Vị trí Tandem	Trạm chuyển mạch Tandem
Trung tâm chuyển mạch quốc tế	Trung tâm chuyển tiếp 3 (CT3)			
Trung tâm chuyển mạch quốc tế	Trung tâm chuyển tiếp 2 (CT2)			
Trung tâm chuyển mạch chuyển tiếp quốc tế nối đầy đủ	Trung tâm chuyển tiếp 1 (CT1)			



Hình 1.9- Mạng phân cấp của các trung tâm chuyển mạch trung kế

1.3.5.4. Phân cấp mạng trung kế tương tự/số của CCITT



Hình 1.10- Giai đoạn trung gian có khả năng phát triển trong một mạng quốc gia (Theo khuyến nghị G.101, CCITT)

Khuyến nghị G.101 của CCITT chỉ rõ rằng ở hầu hết các quốc gia trạm chuyển mạch nội hạt được nối đến mạng quốc tế bằng một chuỗi 4 mạch (hoặc ít hơn) quốc gia, mặc dù có một số nước cần đến 5 mạch, nhưng thực tế không một nước nào yêu cầu quá 5 mạch. CCITT thừa nhận rằng mạng điện thoại thế giới phải qua sự chuyển tiếp từ hoạt động tương tự là chủ yếu sang giai đoạn kết hợp hoạt động tương tự/số và trong tương lai dự báo hoạt động mạng số sẽ là chủ yếu.

Để làm sáng tỏ giai đoạn chuyển tiếp này, hình 1.10 chỉ rõ các quá trình không hợp nhất tương tự/số PCM có thể xảy ra như thế nào trong mạng quốc tế qua minh họa một giai đoạn có khả năng của sự phát triển một mạng quốc gia từ hoàn toàn tương tự sang hoàn toàn số. Biểu đồ đưa ra một khả năng là ở một số nước tồn tại cả hai cơ cấu số cần giao tiếp với một mạng tương tự, và các hệ thống PCM 7 bit không theo khuyến nghị của CCITT phục vụ cho các loại trung kế khác nhau nối đến một trạm chuyển mạch tương tự.

Các bàn phím nhân công, các PBX và các hệ thống ghép của thuê bao dùng kỹ thuật số PCM cũng được đề cập. CCITT xét thấy giai đoạn kết hợp giữa tương tự và số sẽ kéo dài trong nhiều năm nên phải đảm bảo chắc chắn rằng trong giai đoạn đó vai trò truyền dẫn của một mạng quốc tế hoặc quốc gia sẽ được duy trì một cách thỏa đáng.

1.3.6. Các kết nối giả định chuẩn

Để hiểu đầy đủ hơn kết nối giả định chuẩn sử dụng trong truyền dẫn của các mạch điện thoại, dưới đây giải thích tóm tắt một số từ ngữ được sử dụng. Chi tiết hơn về các từ ngữ này và các bài đo, bạn đọc tìm hiểu trong các khuyến nghị của CCITT. Mục đích nối mạch điện thoại là nhằm cung cấp phương tiện trao đổi thông tin bằng điện thoại cho thuê bao thỏa mãn cả về kỹ thuật và kinh tế. Một trong những công cụ quan trọng nhất đối với kỹ thuật truyền dẫn sử dụng khi lập kế hoạch, thiết kế và đánh giá các mạng điện thoại là "*tương đương chuẩn*". Hệ thống tương đương chuẩn được sử dụng để xác định chất lượng của tiếng nói dựa trên độ vang của tiếng nói qua một người nói và một người nghe. Hệ thống này cung cấp phương pháp đo suy hao truyền dẫn của tuyến đàm thoại từ miệng người nói đến tai người nghe. Phương pháp tương đương chuẩn mô tả dưới đây đã được mô hình hóa hoặc hiệu chỉnh cho phù hợp với kỹ thuật truyền dẫn hơn. Ngoài ra hiện nay có một phương pháp tương đương thay thế, có tên là "*đánh giá độ vang*", mô tả tóm tắt trong mục 1.3.6.1.

1.3.6.1. Tương đương chuẩn, tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh (CRE) và đánh giá độ vang (LR) theo tiêu chuẩn NOSFER (Khuyến nghị P42 của CCITT)

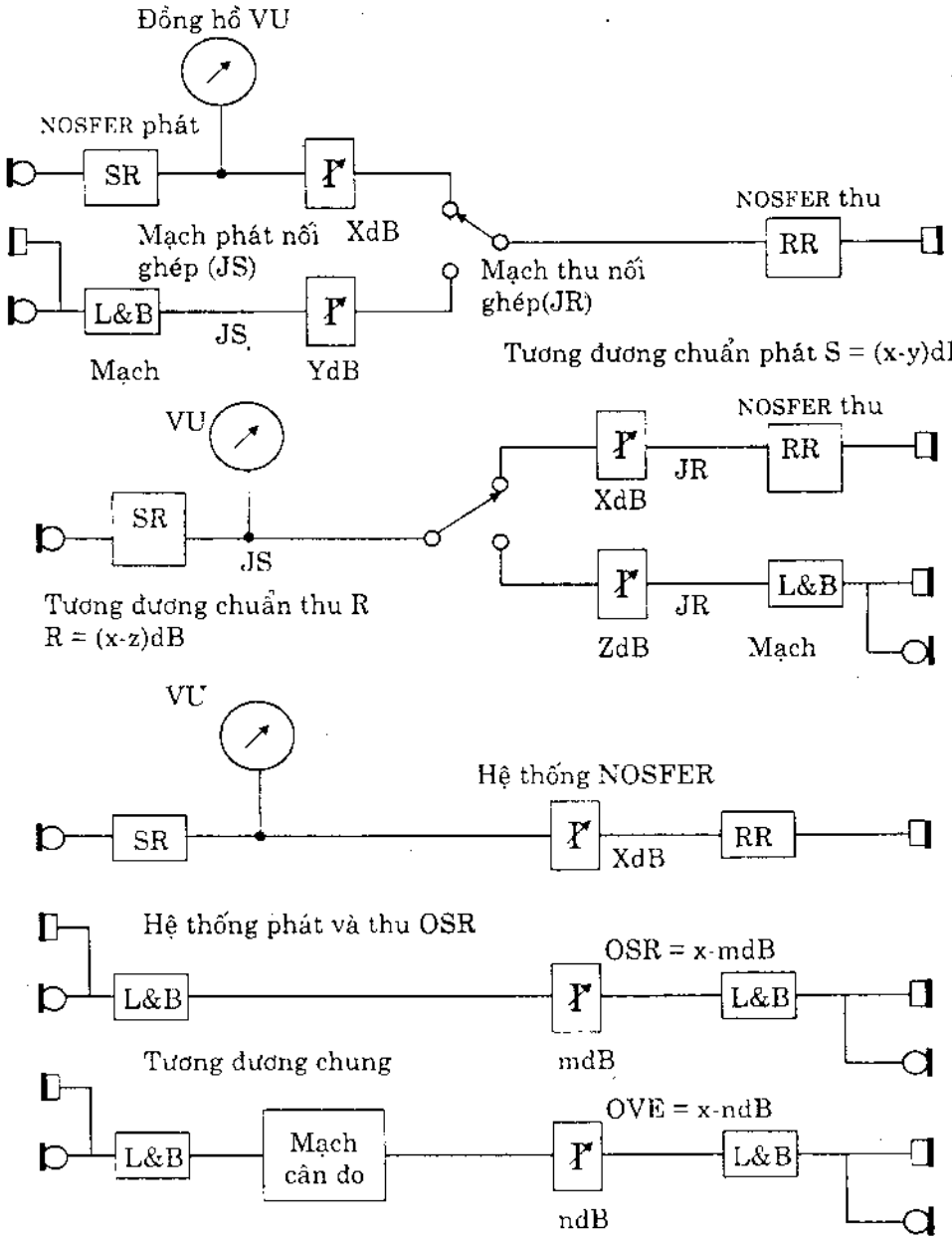
Khi có hai hệ thống thông tin khác nhau trở lên nối với nhau cần phải có một số tiêu chuẩn quốc tế được các nhà chức trách của hệ thống chấp nhận. Điều này nhằm đảm bảo chất lượng tiếng nói hoặc chất lượng truyền dẫn thỏa mãn những điều kiện của hành trình cuộc gọi xấu nhất. Các tiêu chuẩn này có trong các khuyến nghị của CCITT. Một số hệ thống chuẩn đã được phát triển để xác định chất lượng của tiếng nói dựa trên độ vang và có một đáp tuyến tần số bằng phẳng danh định mở rộng đến 4 kHz. Hệ thống chuẩn này viết tắt theo tiếng Pháp là NOSFER - Hệ thống cơ sở mới để xác định các tương đương chuẩn. Độ nhạy của hệ thống như khi tạo ra một tín hiệu có độ vang tương đương ở xa một mét trong không khí khi bộ suy hao đặt ở trị số bằng 33 dB. Khi so sánh chủ quan độ vang của hệ thống cần đo, thường thì bộ suy hao đặt ở mức trong khoảng 15 ÷ 24 dB. Vì đây là mức có thể tiến hành hầu hết sự so sánh tiếng nói chính xác. Các phép đo so sánh độ vang tại các điểm khác nhau của hệ thống cần đo có kết quả là các tương đương chuẩn: phát, thu và toàn bộ. Đo và tính toán như trong hình 1.11 và được mô tả dưới đây.

TƯƠNG ĐƯƠNG CHUẨN

Hệ thống tương đương chuẩn được sử dụng để đánh giá sự thỏa mãn của thuê bao phù hợp với mức thu của tín hiệu tại ống nghe điện thoại. Nó được thực hiện từ các phép đo nghe chủ quan của nhân viên đã được đào tạo sử dụng ngôn ngữ đo (Khuyến nghị P72 của CCITT). Thường thì hệ thống được phân chia để đánh giá tương đương chuẩn phát (S) và tương đương chuẩn thu (R) cũng như tương đương chuẩn chung (OVE) và tương đương chuẩn hệ thống chung (OSE). Phép đo gồm một người nói vào mạch phát của hệ thống cần đo, tại một khoảng cách cố định (140mm) từ ống nói điện thoại được xác định bằng một vòng tròn bảo vệ, mức đọc được trên vôn kế đạt giá trị đã định trước. Ba bộ suy hao, một bộ đặt trong mạch NOSFER cần đo, và các bộ kia đặt trong mạch cần đo đều được đặt ở những trị số tùy ý trước khi bắt đầu đo.

Người nghe ở đầu kia lần lượt nghe tiếng nói đến từ kênh cần đo và kênh chuẩn (NOSFER) qua bộ chuyển mạch kiểm tra nói và sau đó điều chỉnh suy hao của kênh NOSFER cho đến khi tiếng nói từ hai kênh có độ vang như nhau. Sự khác nhau giữa giá trị suy hao của kênh NOSFER và kênh cần đo chính là tương đương chuẩn phát:

$$S = (x - A) - (y - A) = (x - y) \text{ dB}$$



Chú thích: SR: Chuẩn phát; RR: Chuẩn thu;

L&B: Suy hao cầu nối và đường truyền

1) Tương đương chuẩn nếu x thay đổi để cân bằng tuyến

2) Tương đương R25 nếu x đặt tại 25 dB

Hình 1.11 - Các cuộc nối và các hệ thống để xác định tương đương chuẩn

Tương đương chuẩn thu xác định theo hình 1.11, trong đó sự cân bằng trong mỗi nhánh được thực hiện bằng cách điều chỉnh bộ suy hao trong NOSFER: $R = (x+A) - (z+A) = (x-z)$ dB

Bộ suy hao chung A (không vẽ trong hình 1.11) đặt ở giá trị 25 dB cho các tương đương R25. Đối với tương đương không phải là R25 nó được đặt trong chân cắm đơn của mạch phát và mạch thu. Tương đương chuẩn hệ thống chung (phát +thu) OSE và tương đương chuẩn chung (phát +thu +mạch) OVE cũng có thể xác định nhờ các phương pháp như trong hình 1.11. Suy hao xen vào độ vang của mạch nối (LIL) có thể xác định nếu biết OSE và OVE:

$$LIL = OVE - OSR = (x - n) - (x - m) = m - n \quad dB \qquad (1\text{-}3)$$

Các tương đương R25 được xác định khi bộ suy hao A của NOSFER đặt cố định 25 dB. Bộ suy hao A (0 ÷ 34 dB) được dịch chuyển từ mạch chân cắm chung và được đặt bên cạnh bộ suy hao trong mạch cần đo hoặc suy hao ẩn S cũng có dải suy hao từ 0 đến 34 dB. Bộ suy hao này được gọi là ẩn bởi vì giá trị suy hao của nó được quy định và người nghe chỉ có thể chỉnh suy hao A trong hệ thống đo để cân bằng độ vang.

TƯƠNG ĐƯƠNG CHUẨN ĐÃ HIỆU CHỈNH (*CRE*)

Do sự khác nhau giữa các giá trị lập kế hoạch của tương đương chuẩn chung khi nối đầy đủ được tiến hành do tính toán thực tế, rút ra được trị số đúng. Giá trị đúng này dựa trên bộ suy hao NOSFER cố định 25 dB, có thể biểu thị bằng các tương đương chuẩn q, áp dụng cho nhiều loại hệ thống nội hạt gồm các máy và đường dây thuê bao. Tương đương chuẩn được xác định như sau:

$$CRE = 0{,}0082q^2 + 1{,}148q + 0{,}48 \text{ dB} = 0{,}0082\,(q + 70)^2 - 39{,}7 \text{ dB} \qquad (1\text{-}4)$$

Tương đương chuẩn phát đã hiệu chỉnh (SCRE) và *tương đương chuẩn thu đã hiệu chỉnh (RCRE)* cũng được dùng trong các văn bản tài liệu.

Biểu thức (1-4) được sử dụng để xác định *tương đương chuẩn phát (S)* hoặc *(SRE)* và *tương đương chuẩn thu (R)* hoặc *(RRE).*

Khi nối toàn bộ cũng cần xác định một đại lượng bổ sung D sẽ trình bày sau cho các phương pháp lập kế hoạch dựa trên CRE, ngoài ra theo khuyến nghị G111 của CCITT, phụ lục B giải thích chi tiết phương pháp để sử dụng.

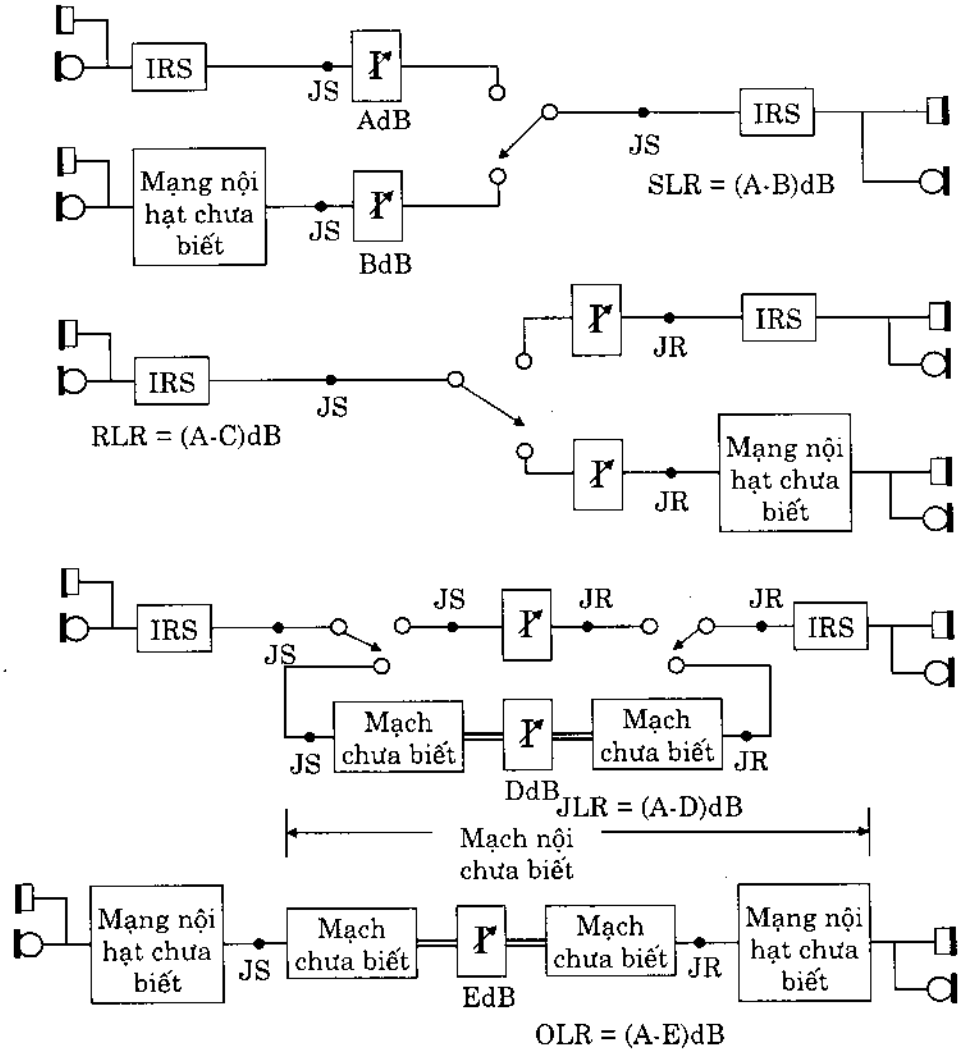
ĐÁNH GIÁ ĐỘ VANG (LR) (CÁC KHUYẾN NGHỊ P48, P64, P65, P76, P78, P79 CỦA CCITT)

Lý do xuất hiện phương pháp khác thay cho phương pháp tương đương chuẩn là do những vấn đề sau đây:

1- Tương đương chuẩn không thể cộng đại số mà không có sai số ±3 dB.

2- Sự thay đổi khi thao tác để xác định tương đương chuẩn dẫn đến các kết quả khác nhau. Sự khác nhau này có thể lên tới 5 dB.

3- Lượng gia tăng suy hao truyền dẫn thực (méo) không gây ra gia tăng bằng nhau của tương đương chuẩn. Khi suy hao tăng 10 dB thì tương đương chuẩn chỉ tăng 8 dB.



Chú thích: Hệ thống chuẩn trung gian (IRS) dùng để xác định mức độ vang (Theo Khuyến nghị P48, CCIR)

Hình 1.12- Các đầu nối và các hệ thống dùng để xác định định mức độ vang. (Theo Khuyến nghị G111, CCITT)

Đánh giá độ vang không có những vấn đề trên đây, và tạo ra các trị số như nhau không phải vì chúng được xác định như thế nào - hay bởi bản thân phép đo, hoặc bởi sự tính toán dựa trên độ nhạy, các đặc tính tần số hoặc bởi các dụng cụ đo. Đánh giá độ vang được xác định bởi tổng suy hao cần xen vào trong hệ thống chuẩn để đạt được cùng độ vang cảm thụ trên mạch cần đo.

Đánh giá độ vang biểu diễn quan hệ với suy hao truyền dẫn không phụ thuộc tần số phải đưa vào trong đường đàm thoại chuẩn trung gian và đường đàm thoại chưa biết để đạt được cùng độ vang của tiếng nói thu được nhờ thiết lập NOSFER cố định chính xác hơn biểu diễn trực tiếp theo quan hệ với độ vang cảm thụ. Trong thực tế, đường đàm thoại chưa biết bao gồm một mạch phát điện thoại nội hạt được nối đến một mạch điện thoại nội hạt thu qua một chuỗi các mạch.

Giao tiếp mạch phát nối ghép (JS) và mạch thu nối ghép (JR) được chia ra ba phần đấu nối mà đánh giá độ vang đã được quy định. Ba phần đó là: Đánh giá độ vang phát (SLR) từ miệng đến JS, đánh giá độ vang thu (RLS) từ điểm nối JS đến điểm chuẩn tai nghe và đánh giá độ vang ghép nối (JLR) từ JS đến JR. Đánh giá độ vang chung (OLR) được quy định toàn trình từ miệng đến các điểm chuẩn tai nghe. Mối liên hệ giữa OLR và trị số độ vang khác được xác định như sau:

$$OLR = SLR + RLR + JLR \qquad (1\text{-}5)$$

Hệ thống chuẩn dùng để xác định đánh giá độ vang phát và thu không phải là NOSFER băng rộng sử dụng cho các tương đương R25, mà là hệ thống giống hơn để nối mạch thoại trực và được gọi là "*hệ thống chuẩn trung gian*" (IRS).

Khuyến nghị P48 của CCITT trình bày chi tiết các đặc điểm của một IRS và được lựa chọn như sau:

Nó sẽ có một đáp tuyến tần số tương tự như của các mạng quốc gia hiện đại và tương lai và một băng tần danh định 0,3 ÷ 3,4 kHz

Độ nhạy tuyệt đối được lựa chọn để giảm bớt càng nhiều càng tốt sự khác nhau giữa các tương đương chuẩn và định mức độ vang.

Hình 1.12 mô tả chi tiết trình tự xác định LR của một hệ thống.

PHƯƠNG PHÁP LẬP KẾ HOẠCH DỰA TRÊN CRE

Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh chung (OVE) có thể tính như sau:

$$OVE = A + B + C + \Sigma x_i + c + b + d + D \qquad (1.6)$$

Trong đó:

A và d là CRE phát và thu của hệ thống nội hạt.

B và b là CRE của trung kế.

C và c là suy hao tổng (tại tần số 800 hoặc 1000 Hz) của các mạch quốc gia cự ly dài, của các trạm chuyển mạch và các máy đầu cuối.

Σx_i là suy hao của mạch quốc tế.

D là hệ số hiệu chỉnh = OSR – (S + R) hệ số này thay đổi theo số lượng các bộ lọc trong các mạch trung gian; D = 3,9 dB cho 0 bộ lọc, –1,5 dB cho 1 bộ lọc, –0,4 dB cho 2 bộ lọc và 0 dB cho 3 bộ lọc.

Từ hình 1.14 có thể thấy rằng OVE bằng 25,5 dB đối với mạch này. Những số liệu này là giá trị cực đại cho phép của một mạch có quan hệ với các giá trị trong khuyến nghị của CRE được giới thiệu sau đây.

CÁC GIÁ TRỊ CỦA CRE VÀ LR CỦA CÁC HỆ THỐNG QUỐC GIA (KHUYẾN NGHỊ G121 CỦA CCITT)

Những giá trị trung bình trong số lưu lượng của CRE và LR đối với mục tiêu dài hạn và ngắn hạn của các hệ thống quốc gia FDM phát và thu như sau;

Dài hạn:

CRE phát: 11,5 ÷ 13 dB hoặc LR phát: 6,5 ÷ 8 dB

CRE thu: 2,5 ÷ 4 dB hoặc LR thu: –2,5 đến –1 dB

Ngắn hạn:

CRE phát: 11,5 ÷ 19 dB hoặc LR phát: 6,5 ÷ 14 dB

CRE thu: 2,5 ÷ 7,5 dB hoặc LR thu: –2,5 ÷ 2,5 dB

CRE toàn bộ: 13 ÷ 25,5 dB hoặc LR toàn bộ: 8 ÷ 20,5 dB

Đối với nước có diện tích trung bình thì các giá trị cực đại là:

$SCRE_{max}$ = 25 dB hoặc SLR_{max} = 20 dB

$RCRE_{max}$ = 14 dB hoặc RLR_{max} = 9 dB

Đối với các nước lớn những giá trị cực đại thay đổi chút ít. Các giá trị cực tiểu của CRE và LR như sau:

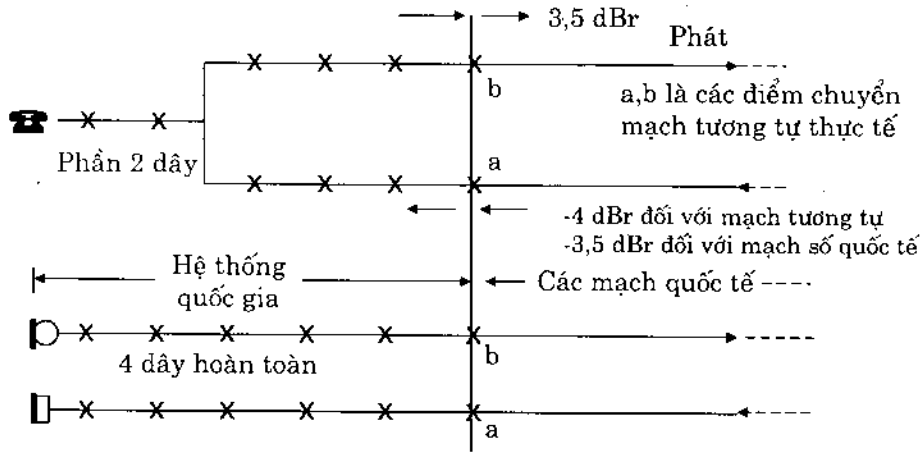
$RCRE_{min}$ = 7 dB hoặc RLR_{min} = 2 dB

Phụ lục C trong Khuyến nghị G111 của CCITT cung cấp một bảng đầy đủ các tương đương chuẩn và khuyến nghị trước đây cùng với các giá trị của CRE và LR là đối tương của các khuyến nghị hiên tại.

1.3.6.2. Các điểm chuyển mạch tương tự thực tế

CRE hoặc LR phát và thu của hệ thống quốc gia được tính xuất phát từ các điểm chuyển mạch tương tư thực tế trong hệ thống quốc gia chính là các điểm b và a của hình 1.13.

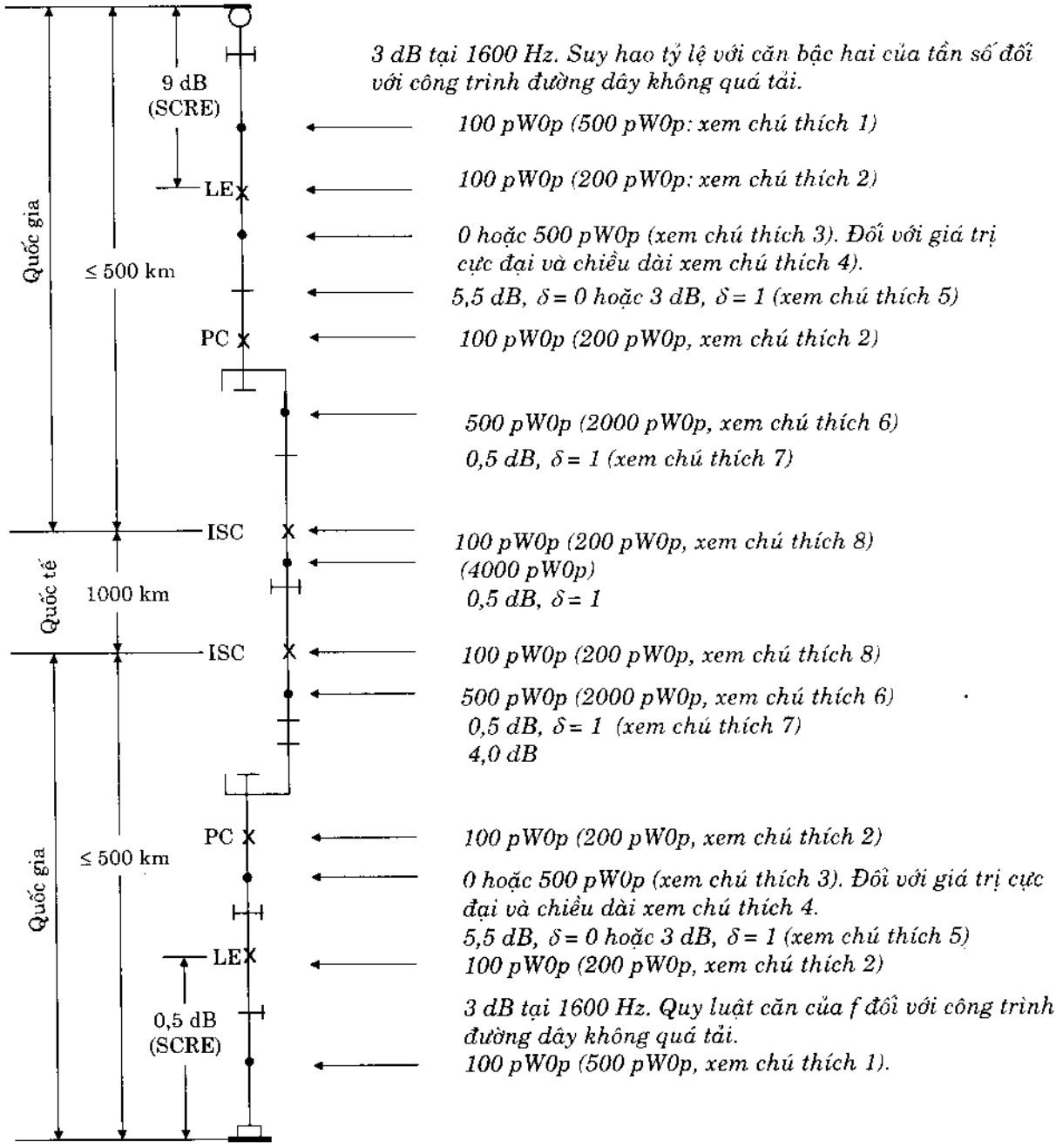
Các điểm chuyển mạch tương tự thực tế chia cuộc nối điện thoại quốc tế ra làm ba phần. Phần thứ nhất và phần thứ ba là mạch nối quốc gia theo hướng đi và về các trung tâm chuyển mạch quốc tế đầu cuối và gốc (ICS). Các mạch này có thể gồm một hoặc nhiều mạch trung kế quốc gia 4 dây với ghép nối 4 dây, cũng như mạch nối 2 dây đến các trạm chuyển mạch nội hạt và các máy thuê bao với đường dây thuê bao của chúng. Phần thứ hai là mắt xích quốc tế 4 dây nối đến 2 mắt xích quốc gia. Các điểm chuyển mạch tương tự thực tế tại các điểm kết cuối vật lý của các mạch quốc gia và quốc tế trong thiết bị chuyển mạch là không cần thiết.



Hình 1.13- Những điểm chuyển mạch tương tự thực

1.3.6.3. Kết nối giả định chuẩn tương tự và kết hợp tương tự - số (HRX)

Như đã chỉ rõ trong khuyến nghị của CCITT, kết nối giả định chuẩn (HRX) là một mô hình mô tả suy hao truyền dẫn do các mạch và các trạm chuyển mạch gây ra. Sử dụng mô hình để kiểm tra ảnh hưởng chất lượng truyền dẫn khi thay đổi cấu trúc tuyến, sự tích lũy của tạp âm và suy hao truyền dẫn trong mạng quốc gia và cũng để kiểm tra các quy tắc lập kế hoạch quốc gia đảm bảo đúng với bất kỳ tiêu chuẩn khuyến nghị của CCITT về suy hao trong cuộc đấu nối này không có ý định sử dụng để thiết kế các hệ thống truyền dẫn. Hình 1.14 chỉ rõ HRX cho kết nối quốc tế có độ dài vừa phải (không lớn hơn 2000 km) bao gồm hầu hết các mắt xích của mạch quốc gia và quốc tế. Đấu nối như vậy dành cho mạch tương tự. Tuy nhiên trong những điều



Hình 1.14- Một thí dụ về kết nối quốc tế cự ly vừa phải với chỉ một mạch quốc tế (Theo Khuyến nghị 103 CCITT)

kiện nhất định nó cũng có thể sử dụng cho một hệ thống kết hợp giữa tương tự và số. Một điều kiện phải được cân nhắc đến của tất cả các quá trình số không hợp nhất có ảnh hưởng quan trọng đến hoạt động truyền dẫn chung. Đó là méo lượng tử và trễ truyền dẫn (Khuyến nghị G113 của CCITT) được trình bày trong phần 1.4. Việc xem xét thứ hai là nâng cấp mạng tương tự sao cho có sự

kết hợp giữa thiết bị số và các mạch số. Có thể sử dụng 2 phương pháp. Phương pháp thứ nhất là tăng tốc quá trình số hoá và thứ hai là cân nhắc kỹ hơn phát triển mạng. Đối với phương pháp phát triển mạng, tạo sự kết nối giữa các ốc đảo số, trong số đó kết nối số chiếm một nửa trong tất cả tổng đài đã số hoá. Cũng vậy, các ghép nối từ trung tâm chuyển mạch thứ nhất đến các trung tâm chuyển mạch quốc tế và ngược lại tới trung tâm thứ nhất đều là số.

Các chú thích của hình 1.14:

Chú thích 1: Giá trị trung bình 100 pW0p đối với tạp âm đường dây thuê bao được xem là trường hợp điển hình và được ít nhất một cơ quan chủ quản sử dụng như là một chỉ tiêu tạp âm cực đại ở máy thu.

Chú thích 2: Giá trị 200 pW0p là chỉ tiêu thiết kế của công suất tạp âm cực đại trong một trạm chuyển mạch tự động 4 dây quốc gia lấy từ Khuyến nghị G123 §3. Giá trị như vậy, tức là công suất tạp âm tuyệt đối 200 pW0p được công nhận tạm thời đối với các trạm chuyển mạch quốc gia 2 dây. Nhưng việc công nhận không có liên quan đến vị trí của điểm mức tương đối 0 quốc gia bất kỳ.

Chú thích 3: Mức công suất tạp âm có thể bỏ qua nếu mạch được cung cấp trên các công trình đường dây vật lý. Giá trị trung bình 500 pW0p dành riêng nếu mạch được cung cấp trên hệ thống sóng mang cự ly ngắn TDM hoặc FDM.

Chú thích 4: Các mạch sóng mang cự ly ngắn TDM hoặc FDM không vượt quá 250 km thì giá trị cực đại của công suất tạp âm có thể lấy bằng 1000 pW0p. Xem Khuyến nghị G123.

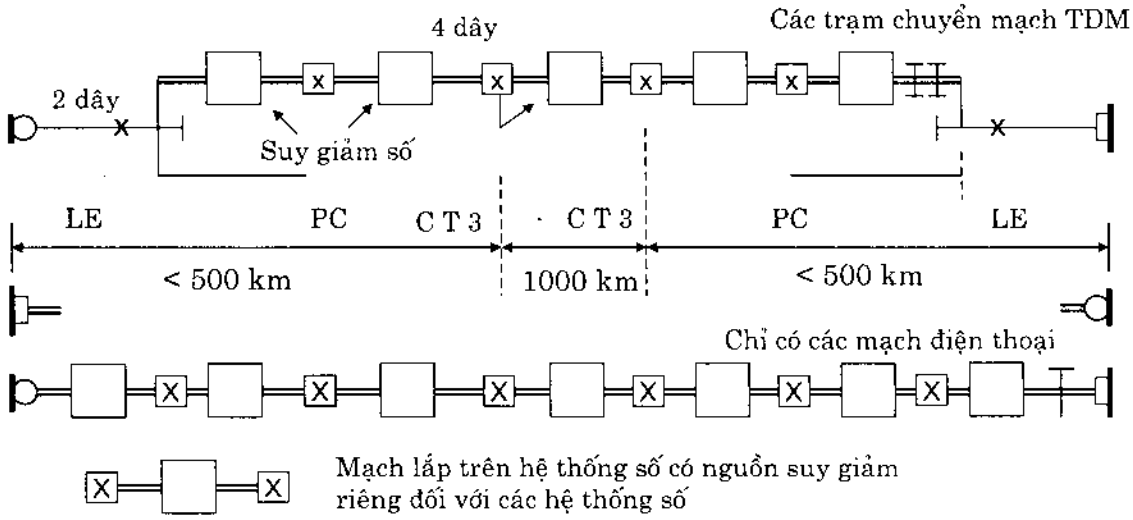
Chú thích 5: Đối với các mạch trang bị đường dây vật lý thì CRE có thể lấy giá trị cực đại danh định 6 dB với độ chênh lệch tiêu chuẩn $\sigma = 0$. Giá trị này đạt được bằng cách sau đây: Khuyến nghị G121 cho giới hạn 97% dựa vào tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh phát (SCRE) 25dB lấy mốc ở điểm -3,5 dBr trên mạch quốc tế tại trung tâm chuyển mạch quốc tế của đoạn nối ab (xem hình 1.13). Đối chiếu điểm này với điểm có mức tương đối 0 tại đầu vào chuỗi mạch quốc gia và quốc tế (có nghĩa là đến trung tâm thứ nhất) lấy bằng 21,5 dB. Sổ tay của CCITT "Lập kế hoạch truyền dẫn cho các mạng chuyển mạch điện thoại" (ITU, 1976) chỉ ra rằng tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh phát là 12 dB, có nghĩa là SCRE 15,5 dB là điển hình cho đường dây nội hạt cực đại, vì thế dành 6 dB cho mạch từ trạm chuyển mạch nội hạt đến trung tâm thứ nhất bao gồm cả suy hao chuyển mạch.

Chú thích 6: Giá trị cực đại 2000 pW0p cung cấp cho một mạch dài khoảng 500 km có một ít dự trữ.

Chú thích 7: Cả hai quốc gia thừa nhận kế hoạch có (2 + 0,5 + 0,5) dB. Giá trị danh định 4 dB đệm vào ở phía thu tại trung tâm chuyển mạch gồm cả suy hao của khối đầu cuối.

Chú thích 8: Giá trị 200 pWOp là chỉ tiêu thiết kế của công suất tạp âm cực đại trong một trạm chuyển mạch quốc tế là dựa vào khuyến nghị Q45 (khuyến nghị của CCITT "Các đặc tính truyền dẫn của một trạm chuyển mạch quốc tế", quyển 6).

1.3.6.4. Kết nối giả định chuẩn số



LE = Trạm chuyển mạch nội hạt (tổng đài nội hạt)
PC = Trung tâm thứ nhất
CT3 = Trung tâm chuyển mạch tiếp thông quốc tế

Hình 1.15- Đấu nối quốc tế điển hình đối với truyền dẫn điện thoại số (64 kbit/s) (Khuyến nghị G104 CCITT)

Hình 1.15 quy định kết nối giả định chuẩn của một mạng số. Mục đích của cuộc nối này cũng như đối với trường hợp tương tự. Cuộc nối này trước hết dựa trên ứng dụng điện thoại và cho cự ly trung bình.

Khuyến nghị G104 của CCITT gồm hai kiểu nối chỉ rõ trong hình 1.15. Đó là: nối theo chuẩn dài nhất và nối quốc tế điển hình trong vùng trung tâm chuyển mạch quốc tế (CT1) vùng, nằm giữa các thuê bao ở gần một trung tâm chuyển mạch quốc tế (CT3). CCITT thừa nhận rằng hoạt động thực tại của một cuộc nối sẽ ít đồng nhất với hoạt động đánh giá theo tính toán, vì sự thay đổi điều kiện làm việc của một số bộ phận trong thiết bị và như vậy không chắc là mỗi bộ phận thiết bị đã được kiểm nghiệm liên kết bất lợi nhất trong các điều kiện nhất định.

1.4. SUY HAO TRUYỀN DẪN CỦA MẠNG SỐ

Khuyến nghị G113 của CCITT thông báo rằng chỉ tiêu chất lượng mạng đối với các giá trị trung bình một phút của công suất tạp âm mạch tín hiệu độc lập trong đấu nối thoại toàn trình quốc tế gồm các mạch quốc tế, không nên vượt quá -43 dBmOp tại đầu ra khi quan hệ với đầu vào của mạch thứ nhất. Trong quá trình chuyển tiếp các thiết bị và các mạch số liên kết trong mạng tương tự sẽ có tích lũy đáng kể của suy hao. Ảnh hưởng của nó đến bộ phận mạng số được trình bày tóm tắt sau đây:

1.4.1. Méo lượng tử

Dạng méo này sẽ được xem xét kỹ hơn trong chương 2, khi đã xét điều xung mã. Méo lượng tử chỉ tồn tại trong các hệ thống số và xảy ra khi tín hiệu tương tự được lấy mẫu và mã hóa thành một dãy hữu hạn các trị số và sau đó được giải mã ở đầu thu và khôi phục lại tín hiệu tương tự. Trong quá trình mã hóa và giải mã, các sai số ngẫu nhiên của các mức mã hóa tín hiệu tương tự sinh ra tạp âm ngẫu nhiên có mặt tại các điểm tín hiệu có mức thấp dọc theo kênh. Nhiễu này gây ra các bước nhảy ngẫu nhiên của tín hiệu lượng tử làm cho tín hiệu tương tự sau khi khôi phục có sự chênh lệch đáng kể so với tín hiệu tương tự nguyên thủy ở đầu phát.

Bảng 1.2- Các đơn vị méo lượng tử (qdu) cho các quá trình khác nhau (Theo khuyến nghị G113 CCITT)

Quá trình	*Số lượng đơn vị suy giảm, qdu*
Một cặp Codec PCM 8 bit luật A hoặc μ	1
Một cặp Codec PCM 7 bit luật A hoặc μ	3
Một bộ dự đoán thích ứng 32 kbit/ADPCM) chuyển tiếp PCM-ADPCM-PCM	3,5
Một cặp ghép PCM luật A hoặc μ	1
Một đệm số được thực hiện do giới hạn từ mã PCM 8 bit	0,7
Chuyển đổi luật A/μ hoặc μ/A	0,5
Chuyển đổi quá giang luật A/μ/A	0,5
Chuyển đổi quá giang luật μ/A/μ	0,25
Chuyển đổi quá giang PCM-ADPCM-PCM	2,5
Biến đổi mã 8-7-8 bit (luật A hoặc luật μ)	3

Sự khác nhau giữa tín hiệu tương tự nguyên thủy và tín hiệu tương tự đã khôi phục sau khi lượng tử hóa gọi là méo lượng tử hoặc tạp âm lượng tử. Để giúp cho việc lập kế hoạch mạng thì các đơn vị trọng số của các đơn vị méo lượng tử (qdu) được tính toán cho quá trình biến đổi tương tự - số không tiêu chuẩn, các cặp ghép và các quá trình phát sinh suy hao số.

Quy tắc lập kế hoạch tạm thời chấp nhận cho phép 14 đơn vị suy hao cho toàn bộ cuộc nối quốc tế, trong đó mỗi một mạch quốc gia có 5 đơn vị cho mỗi trung kế quốc gia và 4 đơn vị cho cung đoạn quốc tế.

Quy tắc lập kế hoạch như vậy cho phép nối quá giang 14 quá trình 8 bit không hợp nhất, trong đó 1 đơn vị suy hao dành cho một cặp Codec luật nén A hoặc μ 8 bit (xem mục 2.2.1.2). Trị số thực nghiệm của 3 qdu được tính toán cho hệ thống 7 bit theo tiêu chuẩn không tuân theo CCITT sử dụng cho tiếng nói. Các quá trình này và các quá trình khác được thống kê trong bảng 1.2 với số lượng các đơn vị suy giảm (qdu).

1.4.2. Suy hao độ vang

Nếu độ vang trong một mạng tăng từ một phạm vi thích hợp thì sự cố gắng sức nghe tăng lên và độ thỏa mãn của thuê bao giảm. Nếu độ vang quá nhỏ thì người nghe khó chịu và gây ra bực bội. Phương pháp được sử dụng để đo và biểu diễn suy hao độ vang của một cuộc nối điện thoại là phương pháp tương đương chuẩn. Bảng 1.3 cho các giá trị tương đương chuẩn toàn trình trong môi trường tạp âm thực tế và đối chiếu với các ý kiến chủ quan, chỉ rõ thế nào là cuộc nối điện thoại tốt. Bảng 1.3 thể hiện các đánh giá này.

Như đã nêu trong mục 1.3.6.1, phương pháp này được thay thế bởi phương pháp tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh.

Bảng 1.3- Các kết quả chủ quan về đánh giá chất lượng của một cuộc đàm thoại đối với các ORE khác nhau (Theo Khuyến nghị P11 CCITT)

Trị số lập kế hoạch của tương đương chuẩn toàn trình	*Kết quả ý kiến tiêu biểu*	
	"Tốt + Rất tốt", %	*"Xấu + Rất xấu", %*
5 - 15	>90	<1
20	80	2
25	65	5
30	40	15

Các trị số khuyến nghị của suy hao độ vang đang được CCITT nghiên cứu và trong phần 1.3.6.1 đã đưa ra các số liệu này. Trong bảng 1.4 thống kê các số liệu trên cùng các giá trị của tương đương chuẩn đã được khuyến nghị trước đây.

Bảng 1.4- Tương đương chuẩn, tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh và suy hao độ vang (LR) và các trị số đã khuyến nghị (Theo Khuyến nghị P.11, CCITT)

	RE(q) đã khuyến nghị trước		*CRE khuyến nghị hiện nay*	*Định mức độ vang hoặc suy hao độ vang (LR)*
Phạm vi thích hợp cho một cuộc nối (G111,#3.2)	Cực tiểu:	6	4	2
	Thích hợp:	9	7-11	khoảng 5
	Cực đại:	18	16	11
Trị số cực đại cho hệ thống quốc gia (G121,#2.1)	Phát:	21	25	20
	Thu:	12	14	9
Trị số cực tiểu cho hệ thống phát quốc gia (G121,#3)		6	7	2
Giá trị trung bình trọng số lưu lượng				
Mục tiêu dài hạn				
Cuộc nối (G111,#3.2)	Cực tiểu	13	13	8
	Cực đại	18	16	11
Phát của hệ thống quốc gia (G121,#1)	Cực tiểu:	10	11,5	6,5
	Cực đại:	13	13	8
Thu của hệ thống quốc gia (G121,#1)	Cực tiểu:	2,5	2,5	-2,5
	Cực đại	4,5	4	-1
Mục tiêu ngắn hạn				
Cuộc nối (G111,#3,2)	Cực đại:	23	25,5	20,5
Phát của hệ thống quốc gia (G121,#1)	Cực đại:	16	19	14
Thu của hệ thống quốc gia (G121,#1)	Cực đại:	6,5	7,5	2,5

Chú ý rằng biểu thức (1-4) đưa ra các trị số của CRE từ tương đương chuẩn riêng (q).

1.4.3. Tạp âm của mạch

Các loại tạp âm gây ảnh hưởng cuộc nối tương tự, nhưng có ảnh hưởng cực tiểu đến cuộc nối số là:

- Tạp âm trắng
- Tạp âm xuyên điều chế
- Tạp âm âm đơn tần
- Tiếng ù

Loại tạp âm xung có thể gây ảnh hưởng đến lỗi bit.

Khuyến nghị G143 của CCITT đặt điều kiện hạn chế tạp âm của mạch khi truyền số liệu với tốc độ thấp hơn 1200 bit/s là:

Các mạch đã cho thuê không bị ảnh hưởng của tạp âm xung = –40 dBmOp.

Các cuộc nối chuyển mạch không có các bộ nén âm lượng, trừ các mạch quốc tế = –36 dBmOp.

Tạp âm của mạch là đối tượng khuyến nghị của CCITT và CCIR, các khuyến nghị này đã đưa ra các chỉ tiêu tạp âm cho các mạch giả định chuẩn khi chiều dài thay đổi.

Các khuyến nghị đó là:

CCITT: G123, 152, 153 và 212, 222 và 226

CCIR: 391 đến 379

Khuyến nghị G151 của CCITT chỉ rõ rằng tạp âm đơn tần trong mọi mạch trung kế quốc gia và quốc tế, mức tạp âm trong mạch điện thoại không được cao hơn –73 dBmOp (tạm thời). Trong số tạp âm kế chỉ nên tính đến khi tần số của tạp âm được xác định rõ.

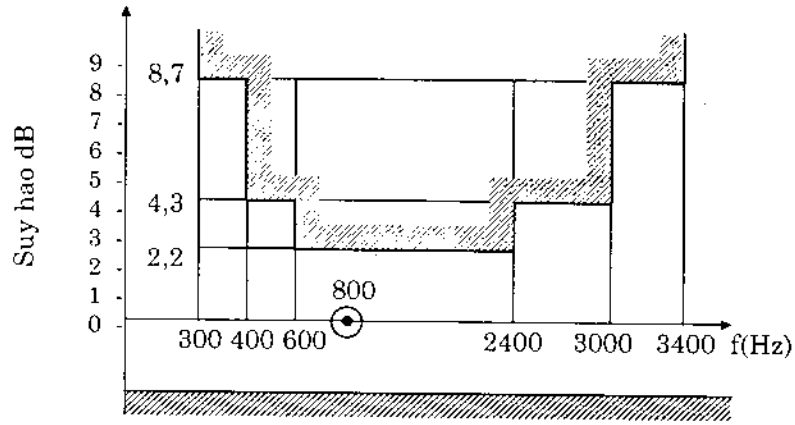
NHIỄU DO CÁC HÀI CỦA ĐIỆN LỰC VÀ CÁC TẦN SỐ THẤP KHÁC

Tất cả các loại mạch trung kế quốc gia và quốc tế hiện đại, tiếng ù hoặc tạp âm do các hài của điện lực và của tần số thấp khác không được vượt quá –45 dBmOp. Nghĩa là mức cực đại của thành phần không mong muốn phải thấp hơn mức 0 dBmOp của âm đo hình sin là 45 dB hoặc hơn nữa.

1.4.4. Méo suy hao

Méo suy hao cũng được coi là "*méo tần số*". Đây là suy hao chọn lọc của các mức tín hiệu tại một số tần số hoặc một vài băng tần trên toàn bộ dải phổ

sử dụng. Nếu toàn bộ các mức tín hiệu tại các tần số trong băng thông có suy hao hoặc độ khuếch đại như nhau thì dạng méo này sẽ không nhận biết. Nếu méo tần số xuất hiện trong kênh âm tần và quá mức thì ảnh hưởng là đáng kể. Ở những nơi tần số thấp trong băng tần bị suy hao âm thanh tiếng nói trở nên "*the thé*" và khó nhận, trong khi nếu tần số cao hơn trong băng tần cũng bị suy hao thì âm thanh nghe "*thình thình*" và ảnh hưởng đến độ rõ tiếng nói. Méo tần số được đặc trưng bởi suy hao hoặc khuếch đại truyền dẫn của các tần số so với suy hao truyền dẫn ở 800 Hz hoặc 1000 Hz. Như vậy dạng méo này bao gồm các bậc thang ở tần số thấp và tần số cao xác định băng hiệu dụng của cuộc nối điện thoại, cũng như những biến đổi trong băng bằng hàm suy hao hay khuếch đại của tần số. Suy hao độ vang và độ rõ (tần số cao hơn) là hàm của méo suy hao.



Hình 1.16- Sự thay đổi suy hao cho phép so với giá trị đo được tại tần số 800 Hz (Theo Khuyến nghị G132 CCITT)

Hình 1.16 minh họa chỉ tiêu mạng đối với suy hao truyền dẫn theo tần số với điều kiện kết cuối chuỗi 4 dây toàn cầu của 12 mạch bao gồm mạch trung kế quốc gia và quốc tế, mỗi mạng định tuyến qua một tuyến nhóm đơn. Từ hình vẽ thấy rằng méo suy hao trong trường hợp này không vượt quá 9 dB trong khoảng từ 400 Hz đến 3000 Hz khi lấy suy hao ở 800 Hz làm định mức.

Đối với một mắt xích gồm 6 mạch chuyển tiếp quốc gia và quốc tế đều làm chức năng chuyển tiếp mà mỗi mạch có một cặp thiết bị chuyển tiếp thì méo suy hao thường thấp hơn 9 dB trong băng tần 300 ÷ 3400 Hz. Đối với một cặp thiết bị đầu cuối kênh có băng tần rộng hơn 300 ÷ 3400 Hz một ít thì méo suy hao từ 300 ÷ 3400 Hz không bao giờ vượt 3 dB và khi số lượng thiết bị lớn thì giá trị trung bình không lớn hơn 1,7 dB (Khuyến nghị G151 của CCITT).

Ảnh hưởng của méo suy hao đến đàm thoại và trở trở nên nghiêm trọng hơn khi tương đương chuẩn toàn trình (ORE) của cuộc nối giảm và thậm chí coi như tạp âm của mạch tăng lên. Khuyến nghị P11, phụ lục B của CCITT cung cấp thêm thông tin về ảnh hưởng của dạng méo này.

1.4.5. Méo trễ nhóm

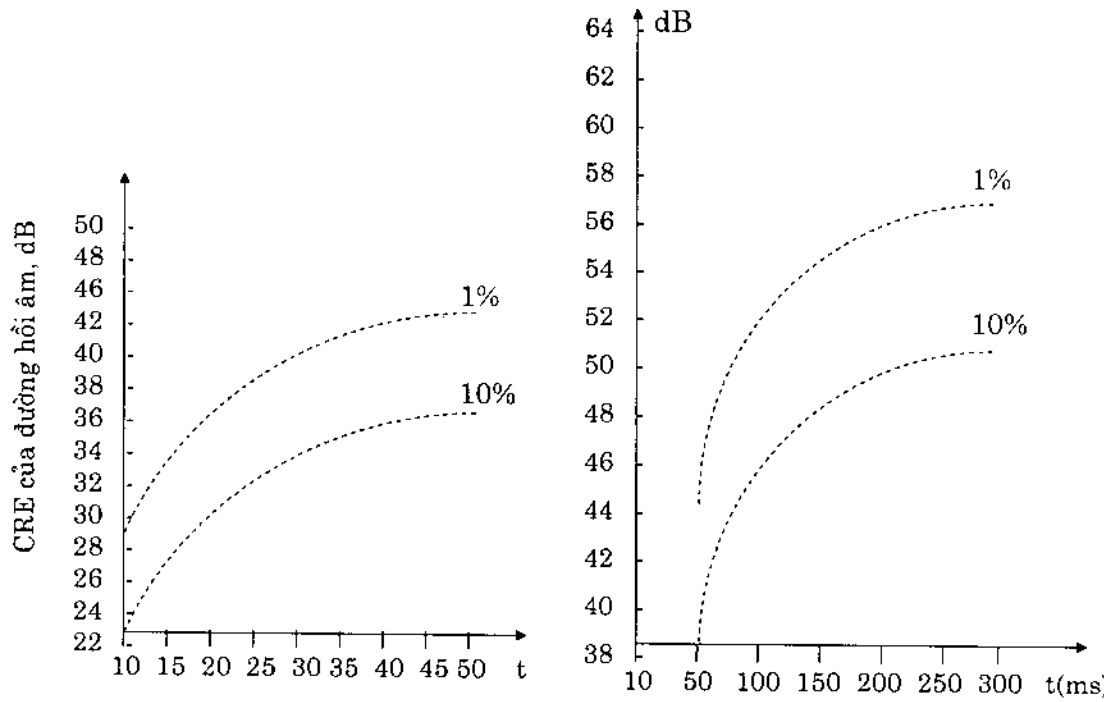
Khi một tín hiệu đơn tần qua một bộ lọc sẽ không đạt được tốc độ bằng tốc độ ánh sáng, mà thấp hơn do các tính chất của bộ lọc. Độ trễ tuyệt đối có thể xem như độ trễ của một tín hiệu ở thực nghiệm tần số chuẩn, khi qua bộ lọc hoặc kênh, vì tần số tín hiệu không thay đổi khi qua bộ lọc nên sự trễ được biểu thị bằng trễ pha. Tuy nhiên, độ trễ cũng thay đổi vì tần số tín hiệu thay đổi từ tần số trung tâm của bộ lọc đến tần số ở biên bộ lọc. Thường bộ lọc có đặc tính pha-tần số không tuyến tính mà có dạng gần parabol. Nếu độ trễ ngược với đặc tính tần số của bộ lọc vốn đã tuyến tính thì dạng sóng phức hợp của tín hiệu đầu ra của bộ lọc sẽ giống như dạng sóng đầu vào. Trong trường hợp đặc tính pha-tần số của bộ lọc không tuyến tính thì dạng sóng đầu ra bị méo. Vì một sóng có dạng phức tạp chứa nhiều tần số nên khi đi qua bộ lọc thì độ trễ tại một tần số nào đó trong băng tần gọi là trễ nhóm tại tần số đó.

Méo trễ nhóm được đặc trưng bởi trễ nhóm tại các tần số khác so với trễ nhóm của tần số có trễ nhóm cực tiểu. Thuật ngữ đồng nghĩa khác sử dụng cho méo trễ nhóm là méo đường bao (EDD). Gọi như vậy là vì loại méo này được xác định khi đo thời gian cần để truyền một tín hiệu có đường bao điều chế thay đổi. Trong mạch âm tần, nếu méo trễ nhóm vượt quá qui định tại biên trên và biên dưới của băng tần truyền dẫn thì tiếng nói bị "rung và nhòe". Khi không có tạp âm hoặc méo suy hao thì ảnh hưởng của méo trễ nhóm là rõ rệt trên toàn bộ phạm vi của các giá trị suy hao độ vang điển hình. Ảnh hưởng này trong mắt xích mạch 4 dây không trầm trọng.

Bảng 1.5- Chỉ tiêu méo trễ nhóm

	Giới hạn dưới của băng tần, ms	*Giới hạn trên của băng tần, ms*
Mạng quốc tế	30	15
Mỗi trung kế quốc gia 4 dây	15	7,5
Trên toàn mạng 4 dây	60	30

Độ trễ nhóm ảnh hưởng đáng kể đến truyền dẫn số vì sự hạn chế ràng buộc tốc độ bit số liệu ở chỗ yêu cầu độ dài một bit tin phải bằng hoặc lớn hơn độ méo trễ nhóm trong băng tần truyền dẫn. Chỉ tiêu chất lượng mạng của méo trễ nhóm được xác định bởi độ chênh lệch giữa trễ nhóm tại biên trên và biên dưới của băng tần truyền dẫn và trị số bé nhất của trễ nhóm trong băng tần này, theo Khuyến nghị G133 của CCITT như trong bảng 1.5



Thời gian lan truyền trung bình một chiều, ms

..... Nối số hoàn toàn

Chú thích:

1- Số phần trăm dựa vào xác suất của hồi âm nhận biết được.

2- Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh (CRE) của đường hồi âm được xác định như là tổng của:

a) Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh theo hai hướng truyền dẫn của hệ thống điện thoại nội hạt của thuê bao nói (giả thiết có các trị số cực tiểu của CRE);

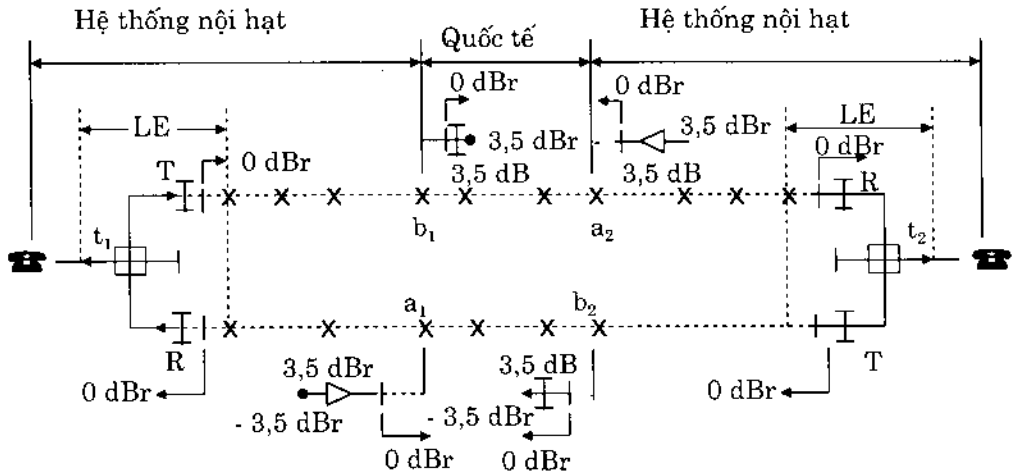
b) Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh theo hai hướng truyền dẫn của chuỗi các mạch giữa đầu cuối 2 dây của hệ thống điện thoại nội hạt của thuê bao chủ gọi và đầu cuối 2 dây của kết cuối 4 dây - 2 dây (sai động) đặt tại phía thuê bao bị gọi;

c) Trị số trung bình của suy hao (đối đỉnh) cân bằng hồi âm tại phía người nghe;

Hình 1.17- Các đường cong dung sai hồi âm (Theo Khuyến nghị G131 CCITT)

1.4.6. Hồi âm

Hồi âm là một phần tín hiệu phát sau khi phát đi quay trở lại. Trong hệ thống điện thoại, hồi âm khi đàm thoại là âm thanh quay trở lại sau một thời gian nào đó (thường lớn hơn 30 ms) và có mức đủ lớn để phân biệt với âm bình thường. Bất cứ lúc nào, hễ có một điểm nào đó mất phối hợp trở kháng trong hệ thống truyền dẫn thì một phần công suất đã phát sẽ bị phản xạ.



———	Truyền dẫn tương tự
----------	Truyền dẫn số
—|·····	Bộ mã hoá tương tự - số
····x·····	Chuyển mạch số
a, b	Các điểm chuyển mạch tương tự thực
LE	Trạm chuyển mạch nội hạt
I	Đệm tương tự (đặc trưng cho suy hao định mức giữa điểm chuyển mạch 4 dây và điểm chuyển mạch 2 dây bao gồm suy hao của khối đầu cuối 2 dây)
0 dBr ·····|	Bộ giải mã số - tương tự lý tưởng có mức tương đối đầu ra 0 dBr

Hình 1.18- Nối số hoàn toàn với đường dây thuê bao 2 dây tương tự (Theo Khuyến nghị G131, CCITT)

Các yếu tố có thể chi phối hồi âm là:

- Số lượng đường hồi âm.
- Thời gian tín hiệu hồi âm đi qua những đường hồi âm này.
- CRE của đường hồi âm gồm cả đường dây thuê bao.

Đối với điện thoại số: Độ ghép âm giữa tai nghe và màng nói của tổ hợp và độ ghép điện trong dây nối tổ hợp với máy điện thoại.

Đường cong trong hình 1.17 chỉ rõ trị số cực tiểu CRE danh định trong đường hồi âm không có bộ loại bỏ hồi âm thích hợp. Đường đứt nét trong hình sử dụng cho cuộc nối số đầy đủ với các đường dây thuê bao tương tự (xem hình 1.18) và các cuộc nối số đầy đủ với các đường dây thuê bao số 4 dây (xem hình vẽ dưới của hình 1.15). Đối với đường dây thuê bao số 4 dây, đường hồi âm bao gồm đường âm thanh giữa ống nói và màng nghe của tổ hợp.

Khi sử dụng mạch quốc tế ngắn và đơn giản thì suy hao truyền dẫn danh định của mạch này giữa các điểm chuyển mạch thực tế có thể tăng 0,5 dB cho một tuyến dài 500 km, 1 dB cho tuyến dài từ 500 km đến 1000 km, và 0,5 dB cho mỗi lần cộng thêm 500 km vào tuyến dài trên 1000 km. Mạch này có thể không phải là một bộ phận của cuộc nối nhiều mạch, trừ phi suy hao truyền dẫn danh định được khôi phục lại bằng 0,5 dB.

Các khuyến nghị G131, G132 và bổ sung No2 của CCITT cung cấp các chi tiết lập kế hoạch về vấn đề này. Các thí dụ nêu trong Khuyến nghị G131 của CCITT cho phép hình thành các cuộc nối tương tự/số và tương tự/số kết hợp.

Các bộ triệt hồi âm đã mô tả tóm tắt trong mục 1.3.2.3 và được trình bày đầy đủ hơn trong Khuyến nghị G164 và G165 của CCITT, là những thiết bị xử lý tiếng nói đặt trong mạch 4 dây, dùng để giảm hồi âm bằng cách khử hồi âm được ước lượng từ hồi âm của mạch. Chúng có thể được phân loại phù hợp để làm việc trong các đường tương tự hay số và theo cách nào để tiến hành triệt hồi âm. Nói chung, chúng cần dùng để giảm hồi âm đầu gần trên đường phát bằng cách trừ khử phần ước lượng hồi âm từ hồi âm đầu gần. Còn một dạng hồi âm nữa gọi là hồi âm của người nghe. Dạng hồi âm này liên quan với điều kiện truyền dẫn ở chỗ sau khi tín hiệu tiếng nói chính đến có kèm theo một lượng nhỏ tín hiệu đó. Nguyên nhân gây ra hồi âm này là mất cân bằng của bộ sai động 2 dây - 4 dây có phản xạ ở mỗi đầu cuối 4 dây gây ra. Tín hiệu tiếng nói chính đến đầu gần phản xạ trở lại đầu xa, tại đầu xa lại phản xạ một lần nữa trở lại đầu gần.

Độ trễ của hồi âm được xác định bởi thời gian của tín hiệu quay trở lại và độ lớn của hồi âm liên quan đến tín hiệu tiếng nói chính và phụ thuộc vào suy hao hai hướng của đường truyền dẫn 4 dây. Nếu độ trễ nhỏ chỉ làm thay đổi chất lượng phổ của tiếng nói, nhưng độ trễ lớn sẽ ảnh hưởng rõ rệt và gây ra cảm giác không thật của tiếng nói. Cần nói thêm là độ trễ lớn sẽ làm tăng bit

lỗi (BER) của tín hiệu số liệu thu trong băng âm thoại vì hồi âm của người nghe được đặc trưng bởi suy hao xen vào và độ trễ trong đường hồi âm người nghe liên quan đến đường tiếng nói chính, nên suy hao trong băng tần truyền dẫn càng bé thì biên độ hồi âm càng lớn và mạch vòng càng tiến đến không ổn định. Khuyến nghị G122, #5 của CCITT xem xét dạng hồi âm này cùng với độ ổn định.

SUY HAO ĐỐI ĐỈNH CÂN BẰNG

Suy hao đối đỉnh của bộ sai động hoặc cầu 2 dây - 4 dây có thể xác định theo quan hệ giữa trở kháng mạng cân bằng Z_b nhìn từ phía 4 dây của cầu và trở kháng của đường dây 2 dây điện thoại Z_t nhìn từ phía 4 dây của cầu, nghĩa là:

$$\text{Suy hao đối đỉnh} = 20 \lg [(Z_b + Z_t)/(Z_b - Z_t)] \text{ dB} \quad (1\text{-}7)$$

Suy hao đối đỉnh cũng có thể xác định theo hệ số phản xạ, bằng điện áp tín hiệu phản xạ chia cho điện áp tín hiệu đến, như vậy:

$$\text{Suy hao đối đỉnh} = 20 \lg(1/\text{hệ số phản xạ}) \quad (1\text{-}8)$$

$$= 10 \lg (\text{công suất tín hiệu đến})/(\text{công suất tín hiệu phản xạ})$$

Suy hao đối đỉnh cân bằng đặc trưng cho độ ổn định của mạch xác định theo biểu thức (1-7) trong băng tần từ 0 ÷ 4 kHz. Suy hao đối đỉnh cân bằng đặc trưng cho hồi âm được xác định theo biểu thức (1-7) trong băng tần 300 ÷ 3400Hz.

1.4.7. Rung pha (Jitter)

Rung pha của tín hiệu số có thể xác định như Khuyến nghị 823 của CCITT là sự thay đổi tức thời đáng kể vị trí của xung xảy ra trong quãng thời gian ngắn so với vị trí thời gian lý tưởng. Điều này có thể giải thích như là sự thay đổi vị trí thời gian của điểm chuyển 0 của tín hiệu số khi thay đổi trạng thái của mỗi một bit. Mức chuyển 0 dựa vào một vài mức chuẩn 0 tùy ý tại sườn trước hoặc sườn sau của bit khi thay đổi từ trạng thái thấp lên cao hoặc cao xuống thấp. Sự thay đổi trị tức thời đáng kể quanh vị trí thời gian lý tưởng có nghĩa là biên độ đỉnh - đỉnh và sự phân bố của biên độ cùng với một tần số hoặc các tần số kết hợp với những thay đổi này. Điều này đúng một phần đối với quá trình gây ra rung pha là điều chế pha hoặc điều chế tần số của tín hiệu số do một vài nguồn tạp âm trong khi truyền dẫn. Nếu nguồn tạp âm là xác định thì tốc độ thay đổi cũng sẽ xác định, nếu không sẽ là ngẫu nhiên. Khi có thay đổi, tốc độ thay đổi là tỷ số điều chế, và biên độ đỉnh - đỉnh của sự thay

đổi là hàm của độ lệch điều chế, thường tuân theo phân bố chuẩn Gauss. Tốc độ rung pha được xem như là đáng kể nhất trong phạm vi tần số từ 30÷50 Hz đến vài kHz.

Số đo của độ nhảy là biên độ đỉnh - đỉnh biểu thị bằng độ tương ứng với một bit (180^0) trong luồng bit số. Tốc độ rung pha độc lập với tốc độ luồng bit số và được xem như một tần số nếu có thể xác định được. Nói một cách khác nó được biểu thị là độ rung pha nhanh, trung bình hoặc chậm không xác định. Thí dụ độ rung pha nhanh là độ rung pha có thể đo được bằng 1/4 bit và vì thế biểu thị là đỉnh - đỉnh 45^0 ở tốc độ nhanh. Độ rung pha có thể đo bằng giới hạn tỷ lệ với một khoảng đơn vị (UI) bằng độ dài một bit. Trong thí dụ trên, độ rung pha có thể biểu thị là 0,25 UI tại tốc độ nhanh. Khi luồng số liệu bị nhảy mà chu trình mẫu bit của nó đủ nhỏ để hiện trên màn hình máy hiện sóng thì độ rung pha được xác định như sau. Tín hiệu nhảy đưa đến đầu vào của một kênh đã chọn của máy hiện sóng, và xung vuông không bị nhảy có nửa chù trình giống như một bit đơn của luồng số liệu vào, được sử dụng để kích thích máy hiện sóng. Trên màn hình hiện hình ảnh tĩnh của mẫu bit có độ rung pha sang trái hoặc sang phải so với các bit mẫu. Độ rộng của sự thay đổi có thể đọc trực tiếp theo tỉ lệ của độ rộng bit và độ rung pha được xác định như tốc độ thay đổi biên độ với điều kiện tốc độ không quá nhanh đối với khả năng nhìn của mắt. Trong trường hợp bình thường, trong đó mẫu bit không tuần hoàn, bé và có thể mã hóa, phải dùng đồ thị "*hình mắt*" để xác định độ rung pha. Vấn đề này sẽ được trình bày trong chương 5, mục 5.2.5.

Biên độ đỉnh - đỉnh của độ rung pha nếu không điều khiển được thì trong mạng số có thể xảy ra những hiện tượng sau đây:

1> Rung pha gây ra thay đổi thời điểm phát hiện điểm chuyển 0 trong bộ tái sinh số hoặc trong thiết bị phát hiện sẽ làm tăng tỷ số lỗi và tiếp theo đó làm tăng tỷ số bit lỗi (BER).

2> Trôi không điều khiển được (xem giải thích dưới) phát sinh trong thiết bị giao tiếp nối với nhau là do dung sai độ rung pha đầu vào không thích ứng với độ rung pha tạo ra trong thiết bị dự đoán.

3> Sự sai lạc số liệu có dạng ban đầu và cuối cùng là tương tự. Các dạng tương tự như vậy là tiếng nói, tín hiệu truyền hình, âm thanh v.v... Kết quả cuối cùng của giảm sút chất lượng trong mã hóa số tín hiệu tương tự đã gây ra méo giống như méo lượng tử. Tín hiệu tiếng nói đã mã hóa PCM có dung sai khá lớn đối với ảnh hưởng này, tuy nhiên tín hiệu truyền hình đã mã hóa số nhạy hơn nhiều.

Bảng 1.6. Độ rung pha cho phép cực đại tại giao tiếp phân cấp

Tốc độ số kbit/s	*Giới hạn mạng, các khoảng đơn vị*		*Độ rộng băng tần bộ lọc đo; bộ lọc băng có tần số cắt bên dưới f_1 hoặc f_3 và tần số cắt bên trên f_4*		
	Đo tại f_1-f_4	Đo tại f_3-f_4	f_1, Hz	f_3, Hz	f_4, Hz
64*	0,25	0,05	20	3	20
2048	1,5	0,2	20	18 (700Hz)	100
8448	1,5	0,2	20	3 (80kHz)	400
34368	1,5	0,15	100	10	800
139264	1,5	0,075	200	10	3500

Chú thích:

* Các giới hạn tạm thời chỉ đối với giao tiếp đồng hướng.

( ) Chỉ cho phép trong các mạng quốc gia và chỉ một vài nước sử dụng.

Khuyến nghị G823 của CCITT bao gồm thông tin về quan điểm điều khiển độ rung pha đã được chấp nhận cho các mạng số dựa trên phân cấp 2048 kbit/s (xem hình 3.11, chương 3) và đưa ra được các giới hạn rung pha cho tất cả các tốc độ của các cấp từ 64 kbit/s đến 140 Mbit/s. Quan điểm này nhằm quy định một giới hạn mạng cực đại, bất cứ ở đâu, trong mạng quốc gia hay quốc tế cũng không bao giờ vượt được giới hạn đó.

Để đảm bảo sự thích ứng của thiết bị và vì vậy giảm các độ nhảy không điều khiển được, tất cả thiết bị số phải có khả năng phù hợp với điều kiện đo, ở đó nhảy hình sin gắn liền ở đầu vào có trị số đảm bảo sự thích ứng khi nối đến đầu ra của thiết bị bất kỳ. Bảng 1.6 ghi các giới hạn độ rung pha của mạng.

Trượt (SLIP)

Trượt được phân làm hai loại: trượt điều khiển được và trượt không điều khiển được.

TRƯỢT ĐIỀU KHIỂN ĐƯỢC (KHUYẾN NGHỊ G822 CỦA CCITT)

Các trạm chuyển mạch số trong một mạng yêu cầu cận đồng bộ, nghĩa là tín hiệu đến/đi trạm chuyển mạch và đồng hồ trạm chuyển mạch phải có tần số càng gần nhau càng tốt (1/10).

Nếu một phần của mạng mất đồng bộ tần số liên quan đến các thiết bị khác trong mạng thì các tín hiệu đến trạm chuyển mạch có sự cố không còn cùng tốc độ như mong muốn, mặc dù trạm chuyển mạch nhờ tín hiệu đồng bộ khung kết hợp với mỗi luồng số có thể vẫn nhận biết các bit thuộc kênh nào.

Trong những điều kiện này, trạm chuyển mạch hoặc thu quá nhiều hoặc quá ít bit và cuối cùng thực hiện một độ trượt theo kiểu điều khiển thận trọng. Đối với mỗi kênh 64 kbit/s, độ trượt điều khiển này sắp xếp để lặp lại hoặc xóa một byte 8 bit, trong trường hợp tiếng nói mã PCM chỉ có một mẫu, thì ảnh hưởng không đáng kể. Đối với tín hiệu số liệu băng âm tần, đặc biệt tín hiệu đó được kết hợp với modem tốc độ bit cao (tức là 9,6 kbit/s) thì trượt có thể có ảnh hưởng đáng kể.

TRƯỢT KHÔNG ĐIỀU KHIỂN ĐƯỢC

Những độ trượt này là biến cố bất ngờ làm cho một bit hoặc một số bit được lặp lại hoặc bị xóa trong một thiết bị giao tiếp của trạm chuyển mạch. Trượt có thể xảy ra trong mạng do rung pha quá mức hoặc trôi (xem giải thích dưới) hoặc do chuyển mạch bảo vệ của thiết bị. Ảnh hưởng này thường gây mất đồng bộ khung, đòi hỏi thời gian khôi phục kéo dài trong vài ms trong khi bộ tách kênh đồng bộ lại. Hiện tại không có khuyến nghị của CCITT về trượt dài không điều khiển được.

TRÔI (KHUYẾN NGHỊ 823 CỦA CCITT)

Trôi là tốc độ rất thấp về sự thay đổi của rung pha. Trôi phát sinh do thay đổi nhiệt độ của môi trường và gây ra thay đổi trễ truyền lan. Do hằng số thời gian dài đòi hỏi khi thiết kế vòng khóa pha được kết hợp trong các trạm lặp số nên trôi thực tế không loại trừ việc sử dụng các trạm lặp số. Các trạm chuyển mạch số, kết hợp dung lượng nhớ đệm bổ sung ở đầu vào để hấp thụ trôi.

CÁC NGUỒN GÂY RA RUNG PHA TRONG MẠNG SỐ

Các trạm lặp số. Rung pha do bộ tái sinh lặp gây ra độc lập với mẫu của luồng bit số. Luồng bit liên tục không thay đổi trạng thái càng dài thì rung pha sẽ càng lớn. Sở dĩ như vậy vì thông tin định thời của trạm lặp lấy từ luồng số liệu vào. Tạp âm xâm nhập vào trạm lặp và tạp âm tự phát sinh trở nên trội hơn trong quãng giữa các thông tin định thời. Sự khác nhau giữa rung pha của số liệu vào và rung pha của tín hiệu định thời do luồng số liệu vào tạo ra là độ rung pha cần được hạn chế ở một mức chấp nhận được. Có thể nói, vòng khóa pha bậc hai hoặc bậc ba thường là quả tim của bộ tái sinh, sẽ khuếch đại độ rung pha tần số thấp hoặc rung pha của tần số thấp hơn 1,414 lần tần số tự nhiên của vòng. Trong trường hợp tốt nhất, vấn đề là khuếch đại hay tích lũy độ rung pha này khi tín hiệu số đi từ bộ tái sinh này sang bộ tái sinh khác.

Mất cộng hưởng mạch điều hưởng. Do sự thay đổi rất nhọn của đặc tính pha - tần số của mạch điều hưởng có hệ số phẩm chất Q cao nên khi mạch điều hưởng lệch tần ít do mất đồng bộ hoặc do ảnh hưởng của lão hóa thì sóng mang chịu sự dịch pha. Nếu sóng mang bị điều chế, do sự khác nhau trong thay đổi pha của các băng bên, làm điều chế pha sóng mang dẫn đến rung pha.

Hoạt động của chèn. Bình thường hoạt động của chèn hình thành một bộ phận của quá trình ghép kênh. Chèn về cơ bản là xen các khe thời gian bổ sung vào tín hiệu đến dãy ghép kênh để tăng tốc độ bit đến trị số sử dụng trong phần đồng bộ của thiết bị ghép kênh. Tại thiết bị đầu thu các khe thời gian bổ sung được loại bỏ, kết quả là tín hiệu chứa các khe trống có độ dài bằng một khe thời gian. Định thời lại tín hiệu này được thực hiện nhờ chuyển nó vào bộ nhớ đệm được điều khiển bởi hoạt động của đồng bộ tại chỗ, thông tin định thời của đồng hồ này lấy từ tín hiệu đến. Kết quả của hoạt động này gây ra rung pha của tín hiệu ra do sai sót trong xử lý.

Các nguồn khác. Rung pha có thể xuất hiện do mất đồng bộ ngưỡng của các bộ phát hiện điểm chuyển không hoặc do tạp âm giao thoa giữa các ký hiệu trong bộ phát hiện cũng như do sự thay đổi dạng sóng của tín hiệu vào.

CÁC PHƯƠNG PHÁP CỰC TIỂU HÓA ĐỘ RUNG PHA

Hoặc phải tiến hành đo để ngăn ngừa xuất hiện rung pha hoặc phải giảm nhỏ rung pha đã có. Có thể sử dụng bộ trộn số ngẫu nhiên (*scrambler*) ngăn ngừa lặp lại rung pha trong các bộ tái sinh số. Trong các bộ trộn này ngẫu nhiên hóa tín hiệu rất có hiệu quả và giảm được các chuỗi dài của các bit 1 hoặc các bit 0 trong luồng bit số (Khuyến nghị V27 CCITT, phụ lục 1). Có thể sử dụng bộ giảm rung pha để giảm bớt rung pha đã có. Hoạt động của bộ giảm rung pha đã được giải thích tóm tắt trên đây khi mô tả về định thời lại của một tín hiệu không đều dưới đề mục "*hoạt động của chèn*".

1.4.8. Xuyên âm

Xuyên âm đã được trình bày tóm tắt trong phần 1.3.2.4 và được xem xét thêm trong phần này. Có ba loại xuyên âm. Đó là *xuyên âm nghe không hiểu, xuyên âm nghe hiểu* và *tiếng rì rào.*

Xuyên âm nghe không hiểu

Điều này xảy ra khi băng âm tần từ mạch tạp âm đã dịch tần số hoặc xuất hiện trong các mạch bị nhiễu dưới dạng đảo ngược.

Tiếng rì rào

Đây là xuyên âm từ một số nguồn khác nhau, hoặc nghe hiểu hoặc nghe không hiểu. Có thể như nhiều người cùng nói chuyện tạp âm xuất hiện vì một số nguồn nhiễu. Nó không được đánh giá như xuyên âm nghe hiểu và thường xảy ra trong các chu kỳ lưu lượng bận.

Xuyên âm nghe hiểu

Dạng xuyên âm này xuất hiện trong cùng băng tần như mạch bị xuyên tạp âm nhưng biên độ thấp hơn biên độ của tín hiệu mong muốn. Tín hiệu ghép là rõ và hiểu được đối với một hoặc cả hai người đang đàm thoại trên mạch điện thoại thứ hai. Ảnh hưởng chính của dạng xuyên âm này là làm lộ bí mật đàm thoại. Mục tiêu thiết kế đối với các thiết bị khác nhau trong các cuộc nối điện thoại là duy trì xác suất xảy ra xuyên âm nghe hiểu thấp hơn 1% trong các cuộc nối mà phía chủ xuyên và phía bị xuyên không chắc hiểu nhau và không chắc phải chịu cùng mức ghép. Mục tiêu nghiêm ngặt hơn là 0,1% được sử dụng trong thiết bị nội hạt như đường dây thuê bao, tại đó hai mạch có thể gần nhau. Khuyến nghị P16 của CCITT cung cấp chi tiết các ảnh hưởng chủ quan của xuyên âm trực tiếp bao gồm ngưỡng nghe rõ và hiểu. Các yếu tố có ảnh hưởng đến độ nghe hiểu của xuyên âm là:

1. Chất lượng truyền dẫn của thiết bị điện thoại được quyết định bởi tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh phát và thu và tương đương chuẩn của nội âm khi có tạp âm trong phòng.

2. Tạp âm của mạch khi nối cuộc gọi bị nhiễu. Nếu mức tạp âm đường dây giả thiết là bé, các yêu cầu đặt ra cho suy giảm xuyên âm có thể không thực tế. Khó khăn này được giải quyết với giả thiết rằng các mạch và các trạm chuyển mạch tương tự thêm 4 pWOp/km. Nếu đây không là trường hợp mà việc giảm nghe trộm có thể không được đề cao, đặc biệt khi mạng tương tự có tải thấp để sao cho mức công suất tạp âm nhỏ. Thông thường sự dung hoà giữa hai thái cực này và xác minh nhờ đo mức các công suất tạp âm trong mạng tương tự đã thiết lập trong chu kỳ giờ bận và rỗi. Như đã nói trước đây, giờ bận và lượng tải tạp âm không có ý nghĩa trong một mạng số hoàn toàn và vì thế mức của tạp âm mạch trong trường hợp này không gây ra ảnh hưởng.

3. Tạp âm trong phòng ảnh hưởng đến nghe trực tiếp và gián tiếp bằng nội âm. Đối với chỉ tiêu thiết kế thiết bị, tạp âm này có thể bỏ qua trong trường hợp không thuận lợi nhất.

4. Đàm thoại trên cuộc nối bị nhiễu có thể vẫn tiến hành và trong khi dừng nói chuyện có thể nghe được xuyên âm.

5. Tạp âm ống nói có thể giảm ảnh hưởng xuyên âm do nội âm phát sinh. Thông thường khi thiết kế thiết bị, giả thiết ống nói có chất lượng tốt.

6. Mức ghép xuyên âm nói chung là hàm của tần số. Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh của đường truyền dẫn xuyên âm (CRE) có thể chia thành CRE phát của máy thuê bao gây xuyên tạp âm. CRE thu của máy thuê bao bị nhiễu và suy hao truyền dẫn của đường xuyên âm. Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh của ghép xuyên âm có thể lấy suy hao được đo hoặc tính toán tại tần số 1100 Hz (Khuyến nghị G134 CCITT).

Để giúp cho việc tính toán xác suất của xuyên âm nghe hiểu thường gặp (khuyến nghị P16 CCITT phụ lục A) một cuộc nối giả định chuẩn được đưa ra theo Khuyến nghị G105 của CCITT.

Khuyến nghị G151 của CCITT cung cấp chỉ tiêu chất lượng của mạch về tỷ số xuyên âm đầu gần hoặc đầu xa chỉ đối với xuyên âm nghe hiểu tuyến tính. Chỉ tiêu này hoặc của 2 tỷ số xuyên âm đo số âm tần tại các trạm chuyển mạch trung kế nằm giữa hai mạch đầy đủ tại vị trí dịch vụ đầu cuối không được nhỏ hơn 65 dB, trừ khi mức tạp âm cực tiểu có trị số ít nhất bằng 4000 pWOp. Trị số này thường xuyên tồn tại trong hệ thống chẳng hạn trong các hệ thống vệ tinh. Trong trường hợp này, tỷ số xuyên âm bằng 58 dB là chấp nhận được. Đối với các trường hợp các kênh đi và về của mạch 4 dây thì tỷ số xuyên âm đầu gần của mạch điện thoại bình thường ít nhất phải đạt 43 dB.

Các phương pháp đo xuyên âm

1. Đo đơn tần tại 800 Hz hoặc 1000 Hz.

2. Tại vài tần số (500 Hz, 1000 Hz và 2000 Hz), các kết quả được lấy trung bình trên cơ sở dòng hoặc áp.

3. Các phép đo được thực hiện khi sử dụng tạp âm ngẫu nhiên có phổ đều mắc đầu vào kênh gây xuyên tạp âm với công suất 0dBmO để tránh ảnh hưởng của bộ hạn chế biên độ của kênh. Mạch bị xuyên tạp âm được kết cuối tại đầu phát. Dùng một tạp âm kế đo công suất tạp âm trong kênh bị xuyên tạp âm và sau đó so sánh với tín hiệu ở đầu vào kênh gây xuyên tạp âm. Kết quả nhận được chính là tỷ số công suất xuyên âm. Trị số này phải lớn hơn hoặc bằng 60 dB.

4. Đo theo phương pháp nói/nghe, trong đó tiếng nói được sử dụng như một nguồn phân bố và xuyên âm được đo bằng cách nghe và so sánh mức nghe với một nguồn tham khảo.

1.5. CÁC MẠNG VIBA SỐ

Thuật ngữ viba số dùng để chỉ bất kỳ phương pháp điều chế vô tuyến và được sử dụng để biến đổi một cách rời rạc các đặc tính của sóng mang vô tuyến. Những biến đổi rời rạc này của sóng mang được thực hiện theo phương pháp mà tín hiệu bị điều chế ở một trạng thái chỉ có thể nhận một số hữu hạn các biến đổi duy nhất.

Từ hình 1.1, ta thấy viba số là một trong các loại của thiết bị truyền dẫn khác nhau có thể được sử dụng trong các khối có tên "*điều chế số*" và "*giải điều chế số*". Hai khối này đại diện cho máy phát và máy thu vô tuyến cùng các thiết bị kết hợp. Kênh thông tin đối với thông tin viba số là không trung. Các dạng khác của kênh thông tin có thể là cáp đồng trục, cáp đối xứng và cáp sợi quang. Thường thì các mạng viba số được nối với các trạm chuyển mạch, là một bộ phận của mạng trung kế quốc gia hoặc trung kế riêng. Ứng dụng khác là nối các tuyến nhánh xuất phát từ các trung tâm thu nhập thông tin khác nhau đến trục chính hoặc tuyến băng rộng tải thông tin đã thu thập đến một hoặc nhiều trung tâm xử lý chính. Viba số băng tần 2 GHz được xây dựng và sử dụng phổ biến làm tuyến dẫn hoặc tuyến nhánh cho viba số có tải cao hơn băng tần 6 GHz và 11 GHz. Cả hai loại viba 6 GHz và 11 GHz được sử dụng cho cự ly ngắn hơn 1000 km. Viba số băng tần 11 GHz đã được đưa vào vì độ rộng băng tần bổ sung có thể so sánh với viba 6 GHz cũng như ít bị nghẽn (chật hẹp) trong băng này. Tuy nhiên, các hệ thống viba 6 GHz thích hợp hơn đối với các chặng chuyển tiếp dài hơn 50 km, nên giảm được số lượng các trạm lặp cần thiết.

Sau đây là một vài loại mạng viba số đang được sử dụng phổ biến.

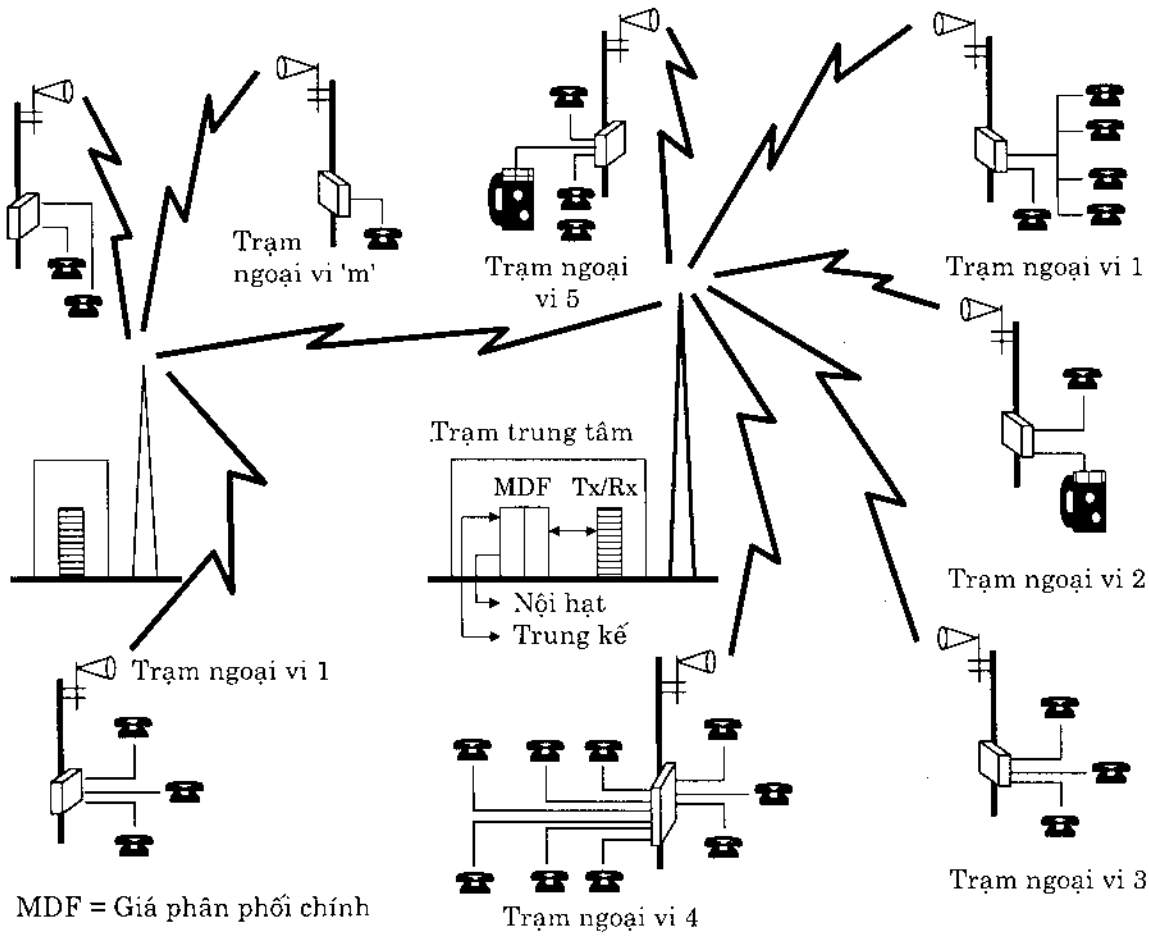
1.5.1. Viba số điểm nối đa điểm

Dạng viba số này trở thành phổ biến trong một số vùng ngoại ô và nông thôn. Cấu trúc của mạng như hình 1.19. Hệ thống này gồm một trạm trung tâm chứa các thiết bị của 400 đường dây đàm thoại.

Trạm trung tâm phát trên một anten đẳng hướng phục vụ cho một số trạm ngoại vi bao quanh. Các trạm ngoại vi này được đặt trong phạm vi một chặng chuyển tiếp đơn từ trạm trung tâm đến trạm ngoại vi hoặc khoảng cách giữa các trạm ngoại vi lớn hơn một chặng chuyển tiếp đơn, phải dùng trạm lặp. Sau đó trạm lặp này phân phối cho các trạm ngoại vi. Thiết bị viba trạm ngoại vi có thể đặt ngoài trời, trên đỉnh cột,... hoặc đặt trong hộp đặc biệt. Mỗi trạm ngoại vi có thể lặp đặt thiết bị cho 15 hoặc nhiều trung kế. Khi mật độ cao có thể bổ sung thêm thiết bị giống như của mỗi một trạm ngoại vi và trang bị kèm theo thiết bị kênh yêu cầu. Các trạm lặp có thể sử dụng để chuyển tiếp nhằm

mở rộng phạm vi của vùng phục vụ hoặc sử dụng như điểm đầu tiên trong một nhánh rẽ của tuyến trung kế số hiện đại.

Thiết bị được thiết kế để hoạt động trong các băng tần 1,5 GHz; 1,8 GHz và 2,4 GHz sử dụng một sóng mang cho hệ thống hoàn chỉnh có trung kế PCM 64 kbit/s cho điện thoại và/hoặc 2,4 kbit/s cho số liệu tốc độ thấp. Hoàn toàn sẵn sàng cho mọi trung kế trong hệ thống. Số trung kế mở rộng phụ thuộc vào mức độ nhu cầu dịch vụ. Kỹ thuật đa truy nhập phân chia theo thời gian được sử dụng làm phương tiện liên lạc. Trạm trung tâm phát đến tất cả các trạm ngoại vi theo phương thức ghép/tách theo thời gian (TDM) liên tục. Mỗi trạm ngoại vi được nối đến hệ thống và phát đến trạm trung tâm một hoặc nhiều xung tần số vô tuyến (RF) được đồng bộ nhờ trạm trung tâm sao cho mỗi trạm chiếm một khe thời gian không trùng nhau đã dành sẵn trong khung đẻotuy nhập phân chia theo thời gian (TDMA). Trạm trung tâm kiểm tra lần lượt các đường dây thuê bao để xác định một thuê bao nào đó có yêu cầu một trung kế hay không và nếu có, sẽ dành một trung kế cho đường dây thuê bao có nhu cầu.

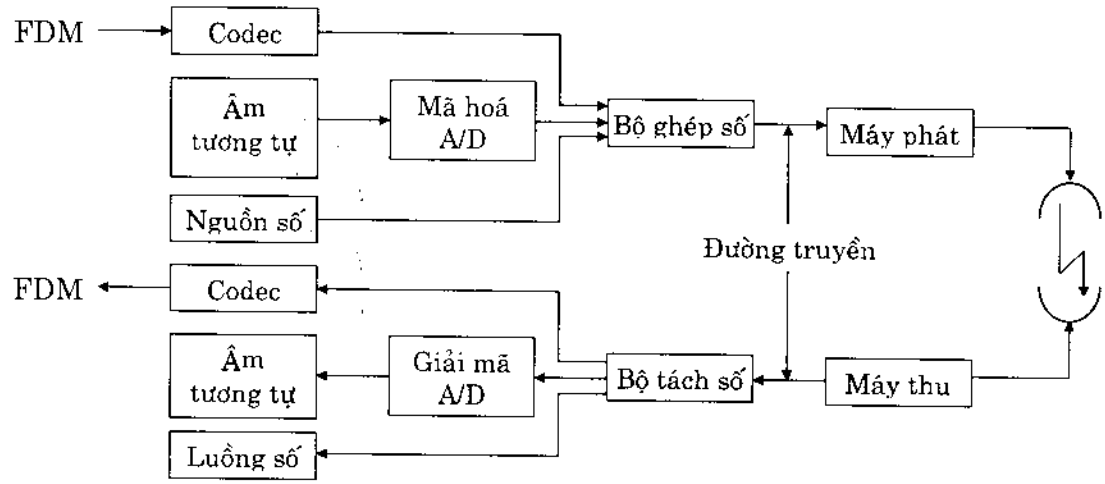


Hình 1.19- Hệ thống điểm nối đa điểm hoặc hệ thống viba của thuê bao

Hiện nay các *hệ thống điểm - đa điểm* 19 GHz đã được chế tạo và lắp đặt ở Anh để cung cấp các dịch vụ số liệu "kilôbit/s" trong mạng nội hạt trên khoảng cách 10 km với hệ số không sử dụng bằng 0,01%. Trạm trung tâm phát tốc độ bit tổng khoảng 8,2 Mbit/s và địa chỉ mỗi trạm lại sử dụng kỹ thuật TDMA. Mỗi trạm ngoại vi có thể đảm đương một số lối ra hoạt động với tốc độ từ 12,8 kbit/s đến 144 kbit/s.

1.5.2. Viba số điểm nối điểm

Vì các cơ quan viễn thông lập kế hoạch và bắt đầu thực hiện các chương trình chuyển đổi thành hệ thống số như là một phần của công cuộc hiện đại hóa mạng, nên cần nỗ lực thay thế mạng đường dài bằng cáp sợi quang và có thể trong quy mô nhỏ hơn bằng viba số dung lượng cao. Tuy nhiên trong một số trường hợp viba dung lượng thấp là giải pháp hấp dẫn để cung cấp trung kế cho các trạm chuyển mạch nội hạt. Hơn nữa, nhu cầu của các dịch vụ truyền số liệu mới đang tăng lên trong mạng nội hạt, sử dụng viba số *điểm nối đa điểm* và *điểm nối điểm* là một vấn đề hấp dẫn thúc đẩy việc thay thế cáp đối xứng có vỏ bọc hiện có không thích hợp.



Hình 1.20- Một mô hình của hệ thống viba số

Trong mạng quốc gia rộng lớn có nhiều trung kế giữa các trạm chuyển mạch cự ly 10 km đến 20 km có thể sử dụng viba số sẽ kinh tế hơn. Giá thành của viba số băng tần 19 GHz dài 20 km không biến động, ngược lại giá thành sợi quang có thể đắt hơn khi trung kế dài trên 15 km. Trong thời kỳ chuyển đổi cáp đối xứng âm tần bằng sợi quang thì viba số được sử dụng như là phương thức tạm thời cho phép thông tin liên tục. Việc sử dụng băng tần 19 GHz (Khuyến nghị 595 của CCITT) và băng tần 29 GHz đang tăng lên, nhất là khi phổ của băng tần 6 GHz và 11 GHz ngày càng dày đặc hơn. Các hệ thống viba số dung lượng cao được thiết kế với hệ số sử dụng phổ 4,5 bit/s/Hz có khả năng truyền 140 Mbit/s trong một kênh 30 MHz thuộc băng tần 6 GHz, cho phép sử dụng hiệu quả hơn phổ của băng tần dày đặc này. Hình 1.20 là sơ đồ khối của các thành phần trong một hệ thống viba số.

CHƯƠNG 2

BỘ MÃ HOÁ/BỘ GIẢI MÃ NGUỒN SỬ DỤNG ĐIỀU XUNG MÃ (PCM) VÀ CÁC KỸ THUẬT LIÊN QUAN ĐẾN PCM

Bộ mã hoá nguồn xử lý một tín hiệu tương tự nhận được ở đầu vào và cho một tín hiệu số ở đầu ra tương ứng với tín hiệu tương tự ở đầu vào. Hình 1.20 là sơ đồ khối của một hệ thống thông tin viba số, trong đó bộ mã hoá nguồn có thể đặt trong cấu trúc hệ thống. Bộ giải mã có chức năng ngược lại, đưa tín hiệu số đến đầu ra và giải mã thành tín hiệu tương tự ban đầu. Các tín hiệu tương tự đưa đến đầu vào bộ mã hoá và xuất hiện ở đầu ra bộ giải mã là tín hiệu điện biểu diễn tiếng nói, video, Fax và các thông số của thiết bị như lực nén, nhiệt độ,... Trong các hệ thống tương tự, các tín hiệu này được điều chế trực tiếp như điều biên, điều tần hoặc điều pha trước khi truyền lên kênh vô tuyến. Nhưng trong một hệ thống số, các tín hiệu tương tự thoạt đầu được biến đổi sang dạng số gồm một dãy các ký hiệu nhị phân trước khi được xử lý và điều chế. Quá trình biến đổi hoàn toàn một tín hiệu tương tự thành một dãy xung nhị phân gọi là mã hoá nguồn. Chương này mô tả một số kỹ thuật mã hoá nguồn, trong đó điều xung mã (PCM) là quan trọng nhất và chiếm ưu thế.

Như đã thấy trên hình 1.20 một số nguồn tin có bản chất là số và bộ mã hoá nguồn không cần thiết phải có. Các thiết bị thuộc loại này là thiết bị đầu cuối máy tính, Teletex, các máy vi tính,... và tín hiệu đầu ra các Codec khác nhau được sử dụng để biến đổi các tín hiệu tương tự truyền hình thành các tín hiệu số,... Những sơ đồ mã hoá và giải mã sử dụng trong các Codec (bộ mã hoá và bộ giải mã) thường liên quan đến PCM cũng sẽ được trình bày trong chương này.

2.1. CÁC PHƯƠNG PHÁP THỐNG KÊ SỬ DỤNG TRONG CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN SỐ

Tín hiệu đưa đến máy thu viba số gồm tín hiệu và tạp âm, cả hai đều là ngẫu nhiên và vì vậy không dự đoán trước. Dạng sóng của chúng là hình mẫu thể hiện của quá trình ngẫu nhiên. Ngoài ra, các quá trình ngẫu nhiên này

được coi như ergodic, nghĩa là các thống kê của một hàm mẫu là đại diện cho toàn bộ quá trình ngẫu nhiên với một xác suất gần đúng là hàm mẫu sẽ như toàn bộ quá trình ngẫu nhiên. Trong khi các quá trình ngẫu nhiên là không thể dự đoán trước như các quá trình tiền định, những tín hiệu như thế có thể mô tả hoạt động của chúng theo hàm thời gian, sự dự đoán về biểu hiện tương lai của một quá trình ngẫu nhiên được thể hiện với xác suất đặc trưng của khả năng đoán đúng.

2.1.1. Giới thiệu các biến ngẫu nhiên và các hàm xác suất

Khi nghiên cứu các phương pháp thống kê sử dụng trong thông tin thì các quá trình ngẫu nhiên có các kết quả bằng số là được chú ý nhất. Nếu tất cả kết quả có khả năng của một thí nghiệm hình thành các điểm trong một không gian mẫu hoặc một dãy các chữ số x_1, x_2,..., x_n,..., thì các giá trị quan sát được biểu thị bởi X (x_n) có thể nhận bất kỳ các giá trị có khả năng x_n. Biến X(x_n) là ký hiệu chung của các giá trị quan sát của mọi kết quả có khả năng của một lần thử hoặc quan sát x_n, và là biến ngẫu nhiên. Chúng ta có thể nhớ dễ dàng hơn biến ngẫu nhiên là gì nếu chúng ta ghi nhận rằng biến ngẫu nhiên không ngẫu nhiên và cũng không biến đổi. Tuy vậy biến ngẫu nhiên có thể rời rạc hoặc liên tục và được sử dụng trong các hàm xác suất và các hàm này không phải là hàm của biến ngẫu nhiên.

Một ví dụ đơn giản để minh họa ý nghĩa của biến ngẫu nhiên là lấy trị số quan sát được về số lượng đại biểu đã có mặt trong cuộc họp - đây là biến ngẫu nhiên X. Câu hỏi đặt ra có hay không số lượng đại biểu đã có mặt trong cuộc họp là X nếu X lớn hơn x_p và ít hơn hoặc bằng số đại biểu của x_q của cuộc họp sau, câu trả lời có thể đưa ra trong quan hệ của một xác suất mà trị số của nó trong thí dụ này là 0,8, xác suất đó là một hàm của x_q và x_p chứ không phải là hàm của x và được viết như sau:

$$P(x_p < X \le x_q) = 0{,}8$$

Hàm phân bố xác suất tích luỹ

Hàm này liên quan đến một biến ngẫu nhiên và được xác định như là xác suất mà kết quả của một phép thử sẽ là $X \le x$, trong đó x lấy giá trị bất kỳ. Nếu F(x) được sử dụng để đặc trưng cho hàm phân bố xác suất tích luỹ thì:

$$F(x) \overset{\Delta}{=} P(X \le x) \qquad (2\text{-}1a)$$

Một cách đơn giản F(x) là xác suất mà một trị số quan sát sẽ nhỏ hơn hoặc bằng số lượng x. Bản chất của hàm phân bố xác suất tích luỹ (CPDF) là:

$$0 \le F(x) \le 1 \tag{2-1b}$$

CPDF là một hàm luôn luôn không giảm của x, nghĩa là $dF(x)/d(x) \ge 0$

$$F(-\infty) = 0 \qquad F(+\infty) = 1 \tag{2-1c}$$

$$F(x_1) \le F(x_2) \text{ nếu } x_1 < x_2 \tag{2-1d}$$

$$P(x_1 < x \le x_2) = F(x_2) - F(x_1) \tag{2-1e}$$

CPDF áp dụng cho cả quá trình rời rạc hoặc liên tục.

2.1.2. Các biến ngẫu nhiên rời rạc và các hàm xác suất

Phần này nghiên cứu kỹ các vấn đề về biến ngẫu nhiên rời rạc và các hàm xác suất; bạn đọc có thể xem xét kỹ thêm ở phụ lục 3 các thông tin cơ bản. Một biến ngẫu nhiên rời rạc là một biến chỉ có thể nhận các giá trị riêng.

Thí dụ số lượng các bit nhị phân của tin tức đến máy thu trong khoảng thời gian cố định và các mức lượng tử trong một hệ thống PCM.

2.1.2.1. Tần suất hoặc hàm trọng lượng

Dãy các giá trị rời rạc hoặc các giá trị đã cho liên quan với biến ngẫu nhiên rời rạc có thể biểu thị bằng $x_1, x_2, .., x_n$. Xác suất mà biến ngẫu nhiên bằng một trong các giá trị này được ký hiệu $P(X = x_i)$ và được gọi là *tần suất* hoặc *hàm trọng lượng xác suất*. Giả thiết rằng một trong toàn bộ kết quả của một thí nghiệm bằng một kết quả quan sát. Nghĩa là hàm trọng lượng xác suất lớn hơn 0 hoặc $P(x = x_i) > 0$ khi i = 1, 2,...n. Hai tính chất quan trọng của hàm này đối với n kết quả có khả năng là:

$$\sum_{i=1}^{n} P(X = x_i) = 1 \tag{2-2a}$$

$$F(x) = P(X \le x) = \sum_{\forall x_i \le x} P(X = x_i) \tag{2-2b}$$

Từ biểu thức 2-2b, nếu x_{q-1} và x_q là hai kết quả có khả năng liền nhau thì:

$$F(x_q) - F(x_{q-1}) = \sum_{i=1}^{q} P(X = x_i) - \sum_{i=1}^{q-1} P(X = x_i) = P(X = x_q)$$

Kết quả này hoàn toàn có ý nghĩa, vì nó chỉ ra rằng chiều cao giữa các bước trong hàm xác suất tích luỹ rời rạc tại các giá trị $x = x_i$ là giá trị $P(X = x_i)$.

Tần suất hoặc các hàm trọng lượng thường được dùng trong các hệ thống thông tin số là thống nhất và là nhị thức.

XUNG TRONG CÁC HÀM TRỌNG LƯỢNG XÁC SUẤT

Trong các tín hiệu nhị phân nhiều mức chẳng hạn như PSK M-mức sẽ được trình bày trong chương 5, M-mức hoặc các trạng thái pha có thể xảy ra với xác suất như nhau.

Điều này nghĩa là biến ngẫu nhiên X có các kết quả có khả năng rời rạc x_1, x_2,..., x_M, với hàm trọng lượng xác suất của chúng là như nhau, nghĩa là $P(X = x_1) = P(X = x_2) = ... = P(X = x_M)$. Bởi vì các trạng thái pha là rời rạc, hàm mật độ xác suất (biểu thức (2-3)) đại diện cho chúng phải chứa hàm Delta Dirac, hoặc hàm xung $\delta(x - x_i)$. Điều này có nghĩa là mỗi một trạng thái rời rạc cho phép được đặc trưng bởi một biên độ xác suất bằng $P(X = x_i)\ \delta(x - x_i) = 1/M$, khi i = 1 đến M và trong đó mọi biên độ xác suất có vị trí như nhau trong phạm vi của các trạng thái đang xảy ra trong khoảng bằng $360^0/M$ khi có M trạng thái pha.

Hàm mật độ xác suất pdf có thể xác định bởi:

$$\text{pdf} = \sum_{i=1}^{M} P(X = x_i)\delta(x - x_i) \qquad (2\text{-}3)$$

Hàm phân bố xác suất tích luỹ (CPDF) được hình thành bằng cách cộng các biên độ xác suất bằng nhau tại mỗi một trạng thái biến cố rời rạc ($X = x_1$, $X = x_2$,..., $X = x_M$) với bước tăng trong biến cố xác suất tại mỗi trạng thái biến cố rời rạc.

Thí dụ

Cho tín hiệu PSK 8 mức, vẽ hàm mật độ xác suất pdf và hàm phân bố xác suất tích luỹ CPDF.

Có $P(X = x_1) = P(X = x_2) = ... = P(X = x_M)$ và từ phương trình:

$$\sum_{i=1}^{M} P(X = x_i) = 1$$

tìm thấy:

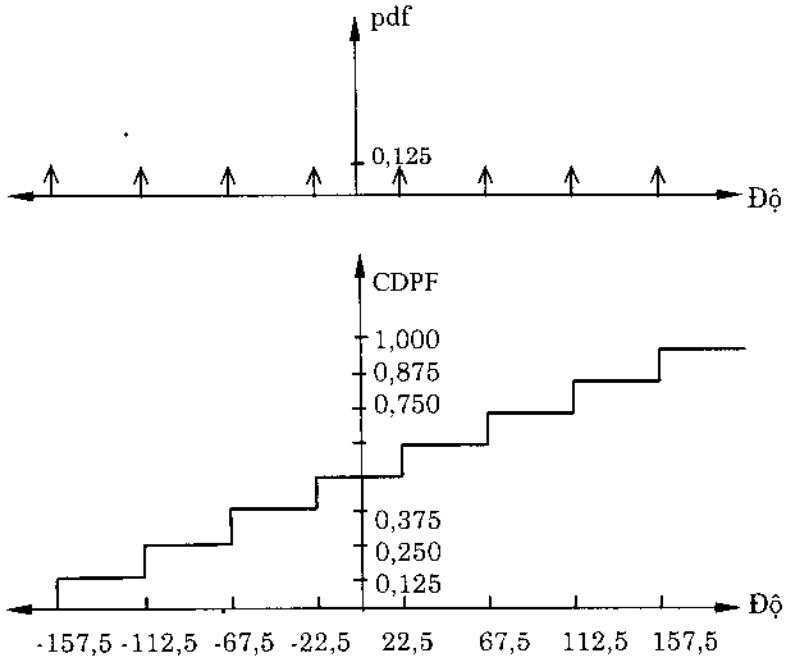
$$P(X = x_1) = 1/M = 1/8$$

Khi 360^0 và 8 mức thì mỗi trạng thái pha có một vị trí bằng 45^0. Nếu các trạng thái pha tập trung xung quanh 0^0, chúng có thể được thay thế bởi $\pm 22,5^0$, $\pm 67,5^0$, $\pm 112,5^0$ và $\pm 157,5^0$. Các trạng thái này là những đột biến xung $\delta(x\text{-}x_i)$, trong đó $i = \pm 4$. Hình 2.1 biểu diễn pdf và CPDF cho thí dụ này.

HÀM TRỌNG LƯỢNG XÁC SUẤT DUY NHẤT

Một biến ngẫu nhiên x có hàm trọng lượng xác suất đồng đều được cho bởi biểu thức:

$$P(X = x_i) = 1/Q, \text{ khi } i = 1,2,...,Q \qquad (2\text{-}4)$$



Hình 2.1- pdf và CPDF của hệ thống PSK 8 pha

Điều này có nghĩa là mỗi biến cố đều có thể xuất hiện với khả năng như nhau trong phạm vi i = 1 đến Q. Hàm này được sử dụng trong mục 2.2.1.2 để nhận được tỉ số tín hiệu trên méo lượng tử khi lượng tử đều trong các hệ thống PCM và chỉ ra rằng một tín hiệu ngẫu nhiên đầu vào đã lấy mẫu có thể được lượng tử hoá sang một mức nào đó trong Q mức lượng tử với xác suất như nhau.

HÀM TRỌNG LƯỢNG XÁC SUẤT NHỊ THỨC

Nếu một phép thử hoặc một quá trình lặp lại n lần, một biến cố xảy ra n lần khi xác suất xuất hiện biến cố trong một phép thử là p được tính như sau:

$$P(X = r) = (n!) / r!(n - r)!p^r(1 - p)^{n-r} \quad \text{khi } r = 0,1,2,..., n \qquad (2\text{-}5a)$$

$$\text{trung bình } \mu = np \qquad (2\text{-}5b)$$

$$\text{và} \qquad \delta^2 = np(1\text{-}p) \qquad (2\text{-}5c)$$

2.1.2.2. Các mômen thống kê của biến ngẫu nhiên

MÔMEN THỨ NHẤT HOẶC TRỊ TRUNG BÌNH E(X)

Giả thiết rằng các giá trị bằng số của biến cố ngẫu nhiên X là x_1, x_2,..., x_n, với các xác suất xuất hiện là $P(X = x_1)$, $P(X = x_2)$,.., $P(X = x_n)$. Đối với một số lượng lớn các lần đo N, các kết quả có khả năng $X = x_1$, $X = x_2$, ..., $X = x_n$ có thể xảy ra $NP(X = x_1)$, $NP(X = x_2)$,...,$NP(X = x_n)$ lần.

Giá trị tổng của toàn bộ kết quả đã xảy ra trong suốt quá trình thí nghiệm là:

$$x_1NP(X = x_1) + x_2NP(X = x_2) +...+ x_nNP(X = x_n) = N\sum_{i=1}^{n} x_iP(X = x_i) \qquad (2\text{-}6)$$

Trị trung bình E(X) của các kết quả quan sát hoặc các kết quả mong đợi được xác định bằng cách chia phương trình (2-6) cho số lần đo N, nghĩa là:

$$E(X) = \overline{X} = \sum_{i=1}^{n} x_i.P(X = x_i) \qquad (2\text{-}7)$$

MÔMEN THỨ HAI HOẶC TRỊ TRUNG BÌNH BÌNH PHƯƠNG $E(X^2)$

Trị trung bình của một tín hiệu xoay chiều là thành phần một chiều; bình phương của nó là *công suất một chiều.*

Trị trung bình bình phương không bằng bình phương của trị trung bình hoặc biểu thức ở phương trình (2.7) bình phương nghĩa là:

$$\overline{X^2} \neq x^2 \text{ hoặc } E(X^2) \neq [E(X)]^2 \qquad (2\text{-}8)$$

Trị trung bình bình phương của một tín hiệu xoay chiều đặc trưng cho công suất trung bình tổng của tín hiệu đó. Nó được xác định bởi phương trình sau đây:

$$E(X^2) = \sum_{i=1}^{n} x_i^2P(X = x_i) \qquad (2\text{-}9)$$

PHƯƠNG SAI $E[(X - \mu)^2]$

Dạng cải biên của mômen thứ hai là phương sai được xác định như sau:

$$\delta^2 = \sum_{i=1}^{n} [x_i - E(X)]^2P(X = x_i) \qquad (2\text{-}10)$$

Phương sai là công suất xoay chiều của một tín hiệu xoay chiều và có thể biểu thị một cách khác:

$$\delta^2 = E(X^2) - [E(X)]^2 \qquad (2\text{-}11)$$

Căn bậc hai của phương sai là *độ lệch chuẩn* dùng để đo độ phân tán của các giá trị quan sát. Nó cũng đặc trưng cho giá trị RMS của điện áp hoặc dòng điện xoay chiều.

Thí dụ

Cho biết số lượng mức lượng tử trong thiết bị lượng tử hệ thống PCM là Q và trong phạm vi –a đến +a vôn(V). Xác định các tham số đầu ra của thiết bị lượng tử:

1- Thành phần một chiều;

2- Công suất trung bình tổng;

3- Giá trị RMS của tín hiệu.

Khi đầu vào có tín hiệu ngẫu nhiên đã lấy mẫu.

1- Tín hiệu là ngẫu nhiên và chỉ lấy các mức lượng tử rời rạc, mỗi mức lượng tử có xác suất như nhau, hàm trọng lượng xác suất là đồng đều.

Theo phương trình (2-4), $P(X = x_i) = 1/Q$. Từ phương trình (2-7) xác định được thành phần một chiều E(X) như sau:

$$E(X) = \sum_{i=1}^{Q} x_1 P(X = x_i) = (1/Q) \sum_{i=1}^{Q} x_i$$

Trong đó x_i là các trị số điện áp của các mức lượng tử. Các trị số này thể hiện các mức nằm trên một mức chuẩn (-a). Nếu bước lượng tử $\Delta = 2a/Q$ thì:

$$x_i = -a + i\Delta - \Delta/2 = i\Delta - (\Delta/2)(Q+1)$$

Do đó

$$\sum_{i=1}^{Q} i = (Q/2)(Q+1)$$

$$E(X) = 0$$

Như vậy thành phần một chiều bằng 0.

2- Công suất trung bình tổng được xác định từ phương trình (2-9)

$$E(X^2) = \sum_{i=1}^{Q} x_i^2 P(X = x_i) = (1/Q)(\Delta^2/4)[Q(Q+1)^2 - 4(Q+1)\sum_{i=1}^{Q} i + 4\sum_{i=1}^{Q} i^2]$$

$$= (Q^2 - 1)\Delta^2/12$$

Muốn có kết quả trên đây phải triển khai biểu thức sau:

$$\sum_{i=1}^{Q} i^2 = Q(2Q^2 + 3Q + 1)/6 \quad khi\ i=1, 2, ..., Q.$$

3- Trị số RMS của tín hiệu có thể tìm từ biểu thức (2-11). Giá trị trung bình bằng 0 nên trị số RMS là căn bậc hai của công suất trung bình tổng:

$$RMS = 0{,}29\Delta(Q^2 - 1)^{1/2}$$

2.1.3. Các biến ngẫu nhiên liên tục và các hàm mật độ xác suất

Một biến ngẫu nhiên liên tục là một giá trị có thể lấy trong một số vô hạn các giá trị trong một phạm vi nhất định. Thí dụ các trị số đỉnh của một sóng tương tự hoặc các trị số đo được của 100 điện trở 10 Ω lấy từ kho. Thực nghiệm cho thấy rằng trong một túi có 100 điện trở loại 10 Ω sẽ có rất ít cái đo được 10 Ω theo đồng hồ vạn năng và nếu sử dụng tiêu chuẩn điện trở quốc tế thì không có điện trở nào trong túi có trị số chính xác là 10 Ω.

Vì vậy khái niệm $P(X = x_i)$ sử dụng rất ít theo nguyên văn cụm từ biến ngẫu nhiên liên tục do trong nhiều trường hợp đặc biệt thường trừ giá trị 0. Vì các điện trở 10 Ω có một số trị số khoảng 10 Ω, để thuận lợi, biểu thị giá trị quan sát hoặc biến ngẫu nhiên nằm trong phạm vi các trị số, hoặc nhỏ hơn hoặc bằng trị số giới hạn trên. Nghĩa là:

$$x_1 < X \le x_2, \text{ khi } x_1 < x_2 \text{ hoặc } X \le x_2$$

Từ phương trình (2-1e) và (2-2b) ta có:

$$P(x_1 < X \le x_2) = F(x_2) - F(x_1) = P(x \le x_2) - P(X \le x_1)$$

Vì vậy khái niệm của hàm phân bố tổng vẫn áp dụng đối với các biến ngẫu nhiên liên tục.

2.1.3.1. Hàm mật độ xác suất (pdf)

Do có các hàm liên tục nên tích phân trở thành công cụ toán học chủ yếu để xử lý các hàm đó. Vì thế đạo hàm của hàm phân bố tích luỹ phục vụ cho một mục đích có lợi hơn. Đạo hàm này được gọi là hàm mật độ xác suất và được xác định như sau:

$$f(x) \overset{\Delta}{=} dF(x)/dx \tag{2-12}$$

Nếu biết được hàm mật độ xác suất thì hàm xác suất tích luỹ có thể tính được theo:

$$F(x) = \int_{-\infty}^{x_1} f(x)dx \quad \text{với } F(-\infty) = 0 \tag{2-13}$$

Điều này có nghĩa rằng vùng bao phủ của hàm mật độ xác suất pdf từ $-\infty$ đến x biểu thị cho hàm xác suất tích luỹ và xác suất trị số quan sát sẽ nhỏ hơn hoặc bằng x_1, nghĩa là $P(x \le x_1)$. Hàm mật độ xác suất có các tính chất sau đây:

1. $f(x) \ge 0$ khi $-\infty < x < \infty$ (2-14a)

2. $\int_{-\infty}^{\infty} f(x)dx = 1$ (2-14b)

(có nghĩa là tổng diện tích nằm dưới đường cong f(x) bằng đơn vị)

3. $P(x_1 < X \le x_2) = F(x_2) - F(x_1) = \int_{x_1}^{x_2} f(x)\,dx$ khi $x_1 \le x_2$ (2-14c)

THÍ DỤ CỦA CÁC HÀM MẬT ĐỘ XÁC SUẤT

Hàm mật độ xác suất đều. Một biến ngẫu nhiên X có một pdf đều nếu:

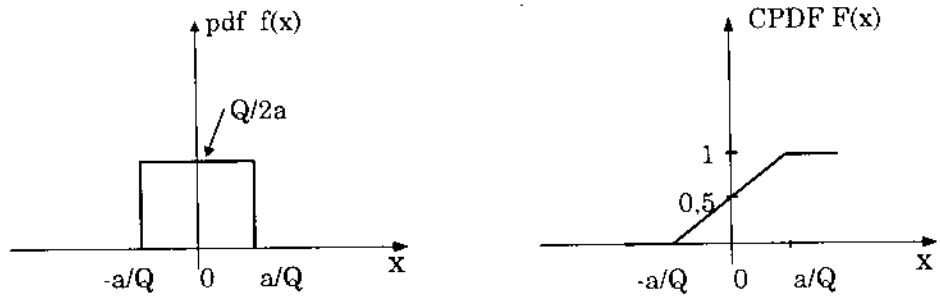
$$f(x) = \begin{cases} 1/(x_2 - x_1) & \text{khi } x_1 \le X \le x_2 \\ 0 & \text{ngoài giới hạn trên} \end{cases} \quad (2\text{-}15)$$

Sử dụng phương trình 2-14c có phân bố xác suất tích luỹ bằng đơn vị khi $X > x_2$, bằng 0 khi $X \le x_1$ và biến thiên tuyến tính từ 0 đến 1 khi $x_1 < X \le x_2$

Thí dụ: giả thiết rằng các mức của một tín hiệu từ bộ lấy mẫu là ngẫu nhiên và phân bố đều và phạm vi động của tín hiệu kéo dài từ $-a/Q \div a/Q$. Tính và vẽ biểu đồ của pdf và CPDF.

Sử dụng phương trình (2-15), trị số của pdf nằm trong giới hạn từ $-a/Q$ đến a/Q là $Q/2a$. Từ phương trình (2-14b) và (2-14c) ta có:

$$F(x) = \begin{cases} 0{,}5(Qx/a + 1), & \text{khi } -a/Q < X \le a/Q \\ 0 & \text{khi } X \le -a/Q \\ 1 & \text{khi } X > +a/Q. \end{cases}$$



Hình 2.2 - Hàm mật độ xác suất đều và CPDF của hàm f(x)

Hình 2.2 biểu thị sự phụ thuộc của pdf và CPDF vào x đối với thí dụ trên.

Gauss hoặc hàm mật độ xác suất chuẩn: Hàm mật độ xác suất thường được sử dụng nhiều để mô tả các hệ thống vô tuyến vì hàm này cho ta đặc trưng đầy đủ của tạp âm nhiệt sinh ra do chuyển động ngẫu nhiên của các điện tử. Hàm mật độ xác suất cho bởi phương trình:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left\{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right\} \quad \text{với} -\infty < x < \infty \tag{2-16}$$

Trong đó μ là giá trị trung bình và σ^2 là phương sai của biến ngẫu nhiên liên tục f(x) hoặc pdf. Trị số của hàm bố xác suất tích luỹ được xác định khi sử dụng phương trình (2-13) đó là:

$$F(x) = P(X \le x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{x} \exp\left[-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}\right] dx \tag{2-17}$$

Nếu trị trung bình bằng 0 do không có thành phần một chiều của tín hiệu và do độ lệch chuẩn δ = 1(V) RMS và khi x = z, cả hai biểu thức pdf hoặc CPDF đã được chuẩn hoá để thiết lập hàm phân bố chuẩn hoá. Mặt khác xét thấy $f_x(x)dx = f_z(z)dz$, từ thực tế là vùng nằm dưới mỗi đường cong đều bằng đơn vị nên trị số của z có thể xác định như sau:

$$z = (x-\mu)/\sigma \tag{2-18}$$

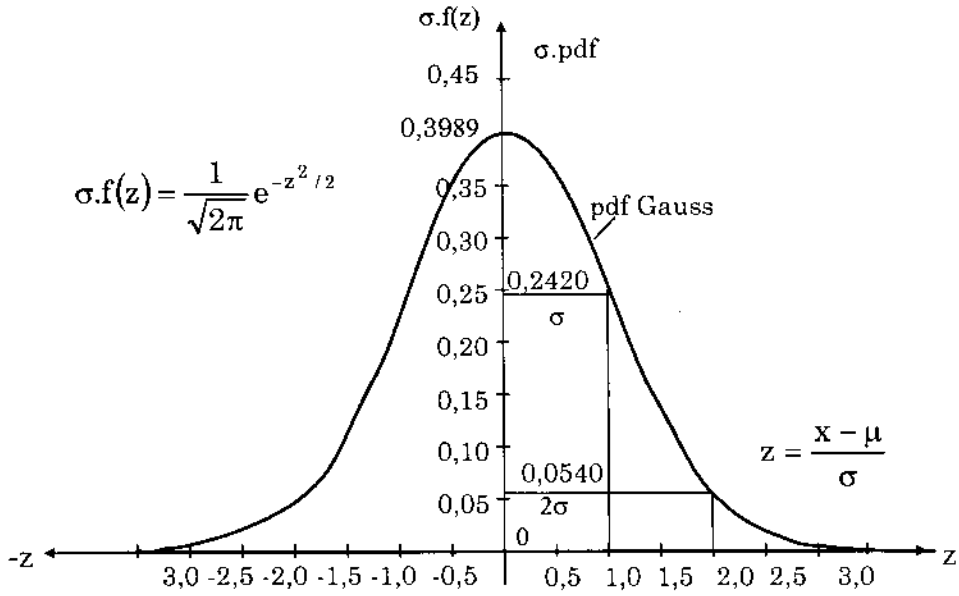
Theo phương pháp khác từ phương trình 2-16 và 2-17 có:

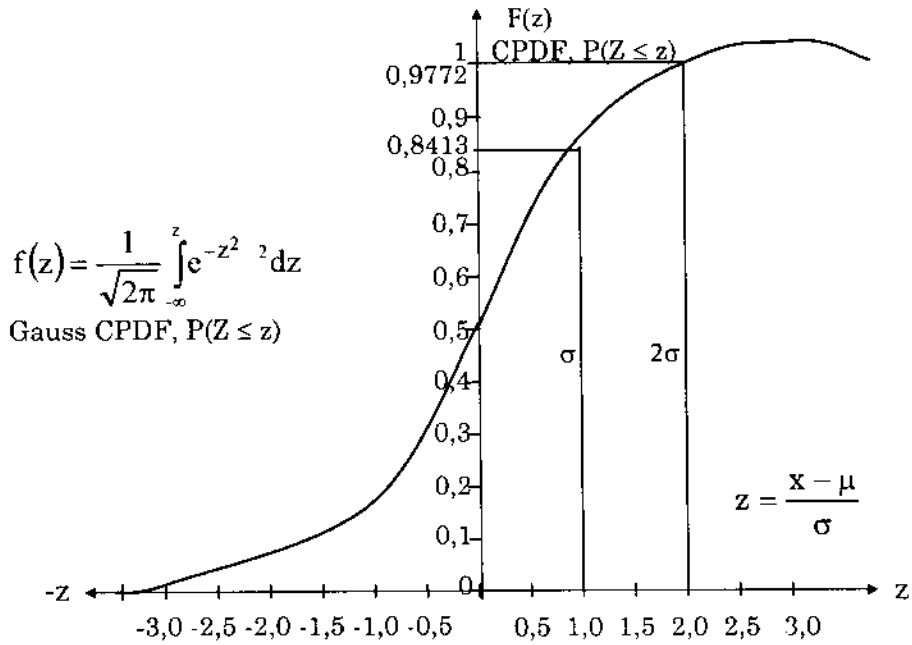
$$\sigma f(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-z^2/2) \tag{2-19}$$

và

$$F(z) \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{z} \exp(-z^2/2)dz \tag{2-20}$$

Hình 2.3 biểu diễn đồ thị phân bố chuẩn hoá của pdf và CPDF.





Hình 2.3- pdf và CPDF chuẩn hóa

Sau đây ta sẽ xem xét hàm sai số. Hàm sai số erf(x) được xác định như sau:

$$\text{erf}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^t \exp(-t^2)dt \qquad (2\text{-}21)$$

Nếu $t = z/\sqrt{2}$ thì hàm phân bố xác suất tích luỹ F(x) có thể xác định theo quan hệ với hàm sai số:

$$F(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2}\text{erf}\left[\frac{(x-\mu)}{\sqrt{2}\sigma}\right] \qquad (2\text{-}22)$$

Hàm sai số bổ sung theo biểu thức sau đây:

$$\text{erfc}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_t^\infty \exp(-t^2)dt = 1 - \text{erf}(t) \qquad (2\text{-}23)$$

Vì vậy:

$$F(x) = 1 - (1/2)\text{erfc}[(x-\mu)/\sqrt{2}\,\sigma] \qquad (2\text{-}24)$$

Các giá trị của hàm số mật độ xác suất và CPDF cho trong bảng 2.1. Bảng 2.1 áp dụng cho một biến cố ngẫu nhiên Gauss chuẩn hoá, trong đó pdf cho theo phương trình (2-16). Vì $1/\sigma = z/(x-\mu)$ nên bảng này cho các giá trị cùng tỷ lệ với $\sigma f(z) = \sigma pdf$. Đối với các giá trị âm của z, các trị số của pdf là như nhau, trong khi đó CPDF (khi $z < 0$) = 1 – CPDF (theo bảng 2.1). Các trị số của CPDF tính cho trường hợp $P(Z \le z)$.

Thí dụ 1

Có 1000 điện trở loại 10 Ω, điện trở trung bình đã tìm được là 10 Ω và giả thiết trị số các điện trở có phân bố Gauss, đánh giá độ lệch tiêu chuẩn nếu khi phát hiện 841 điện trở có trị số nhỏ hơn 11 Ω.

Giải

Xác suất quan sát của điện trở nhỏ hơn 11 Ω = (841/1000) = 0,841. Từ bảng 2.1 có F(z)= CPDF [P(Z ≤ z)]= 0,841, tương ứng với z = 1; vì z = (x – μ)/σ và x = 1 Ω nên độ lệch tiêu chuẩn σ = 1 Ω.

Thí dụ 2

Cho một nguồn tạp âm trắng phân bố Gauss có thành phần một chiều bằng 3 V và trị số RMS bằng 1,5 V, xác định xác suất xảy ra các đỉnh điện áp lớn hơn 7,5 V.

Giải

Thành phần một chiều bằng trị số trung bình $\mu = 3V$ và trị số RMS bằng độ lệch tiêu chuẩn $\sigma = 1,5V$; vì biến $x = 7,5V$, tham số $z = (7,5 - 3)/1,5 = 3$. Theo bảng 2.1 tìm được xác suất không có đỉnh lớn hơn 7,5V bằng 0,9987, do đó xác suất có đỉnh lớn hơn 7,5V = (1 – 0,9987) = 0,0013.

Bảng 2.1- Các giá trị của hàm mật độ xác suất Gauss và của CPDF

z	δpdf	CPDF [P(Z ≤ z)]	z	δpdf	CPDF [P(Z ≤ z)]	z	δpdf	CPDF [P(Z ≤ z)]
0,0	0,3989	0,5000	1,1	0,2179	0,8643	2,2	0,0355	0,9861
0,1	0,3970	0,5398	1,2	0,1942	0,8849	2,3	0,0283	0,9893
0,2	0,3910	0,5793	1,3	0,1714	0,9032	2,4	0,0224	0,9918
0,3	0,3814	0,6179	1,4	0,1497	0,9192	2,5	0,0175	0,9938
0,4	0,3683	0,6554	1,5	0.1295	0,9332	2,6	0,0136	0,9953
0,5	0,3521	0,6915	1,6	0,1109	0,9452	2,7	0,0104	0,9965
0,6	0,3332	0,7257	1,7	0,0940	0,9554	2,8	0,0079	0,9974
0,7	0,3123	0,7500	1,8	0,0790	0,9641	2,9	0,0060	0,9981
0,8	0,2897	0,7881	1,9	0,0656	0,9713	3,0	0,0044	0,9987
0,9	0,2661	0,8159	2,0	0,0540	0,9772	3,1	0,0033	0,9990
1,0	0,2420	0,8413	2,1	0,0440	0,9821	3,2	0,0024	0,9993

Phân bố Rayleigh. Phân bố Rayleigh rất quan trọng trong thiết kế hệ thống vô tuyến vì nó đặc trưng cho một dạng của pha đinh gọi là *pha đinh phẳng*. Vì dạng pha đinh này liên quan chặt chẽ với phân bố Rayleigh nên nó còn được gọi là *pha đinh Rayleigh*. Với một độ hở của đường truyền thích hợp và không có phản xạ phản chiếu trên đường truyền thì có thể xảy ra pha đinh rất sâu. Trên một đoạn chuyển tiếp, truyền lan nhiều đường làm tăng phân bố Rayleigh của biên độ tín hiệu thu theo thời gian. Pha đinh Rayleigh là loại pha đinh xấu nhất có thể xảy ra và chỉ xảy ra trong một phần các tháng xấu nhất đối với đặc tính truyền dẫn vô tuyến. Quan sát thực tế về pha đinh nhiều đường thấy rằng đối với pha đinh sâu thì phân bố biên độ có cùng độ dốc như phân bố Rayleigh nhưng bị chuyển vị.

Phân bố chuyển vị này là phân bố Nakagami - Rice. Độ sâu pha đinh trong các khoảng thời gian khác với các khoảng thời gian được đặc trưng bằng phân bố Rayleigh, đã tìm thấy tuân theo phân bố chuẩn logarit. Phân bố này

sẽ được xem xét dưới đây. Cơ cấu của pha đinh nhiều đường cơ bản là do tán xạ các tia truyền khi đi vào khí quyển phân lớp cao và sự tái hợp của một số tia tán xạ tại máy thu. Kết quả là tạo ra cộng và trừ ngẫu nhiên sóng mang vô tuyến đến theo đường truyền trực tiếp, đối với các tín hiệu gián tiếp đến với sự biến đổi biên độ và pha. Như vậy sóng mang hợp thành thu được bị điều biên có hàm mật độ xác suất đường bao điều chế của nó cho theo phương trình (2-25). Phân bố này cũng quan trọng đặc trưng cho độ phân tán kênh của hệ thống vô tuyến tán xạ tầng đối lưu.

$$f(x) = \begin{cases} (x/\alpha^2)\exp\ -(x^2/2\alpha^2) & (0 \le x \le \infty) \\ 0 & (x < 0) \end{cases} \qquad (2\text{-}25)$$

CPDF được xác định như sau:

$$F(x) = P(X \le x) = \begin{cases} 1\ -\exp[-(x^2/2\alpha^2)] & (0 \le x \le \infty) \\ 0 & (x < 0) \end{cases} \qquad (2\text{-}26)$$

Bảng 2.2- Các trị số của pdf Rayleigh và CPDF

z	*δpdf*	*CPDF [P(Z≤z)]*	*z*	*δpdf*	*CPDF [P(Z≤z)]*	*z*	*δpdf*	*CPDF [P(Z≤z)]*
0,1	0,0995	0,0050	1,1	0,6007	0,4539	2,2	0,1956	0,9111
0,2	0,1960	0,0198	1,2	0,5841	0,5132	2,3	0,1633	0,9290
0,3	0,2868	0,0440	1,3	0,5584	0,5704	2,4	0,1347	0,9439
0,4	0,3692	0,0769	1,4	0,5254	0,6247	2,5	0,1098	0,9561
0,5	0,4412	0,1175	1,5	0,4870	0,6753	2,6	0,0885	0,9660
0,6	0,5012	0,1647	1,6	0,4449	0,7220	2,7	0,0705	0,9739
0,7	0,5479	0,2173	1,7	0,4008	0,7643	2,8	0,0556	0,9802
0,8	0,5809	0,2739	1,8	0,3562	0,8021	2,9	0,0433	0,9851
0,9	0,6003	0,3330	1,9	0,3125	0,8355	3,0	0,0333	0,9889
1,0	0,6065	0,3935	2,0	0,2707	0,8647	3,1	0,0254	0,9918

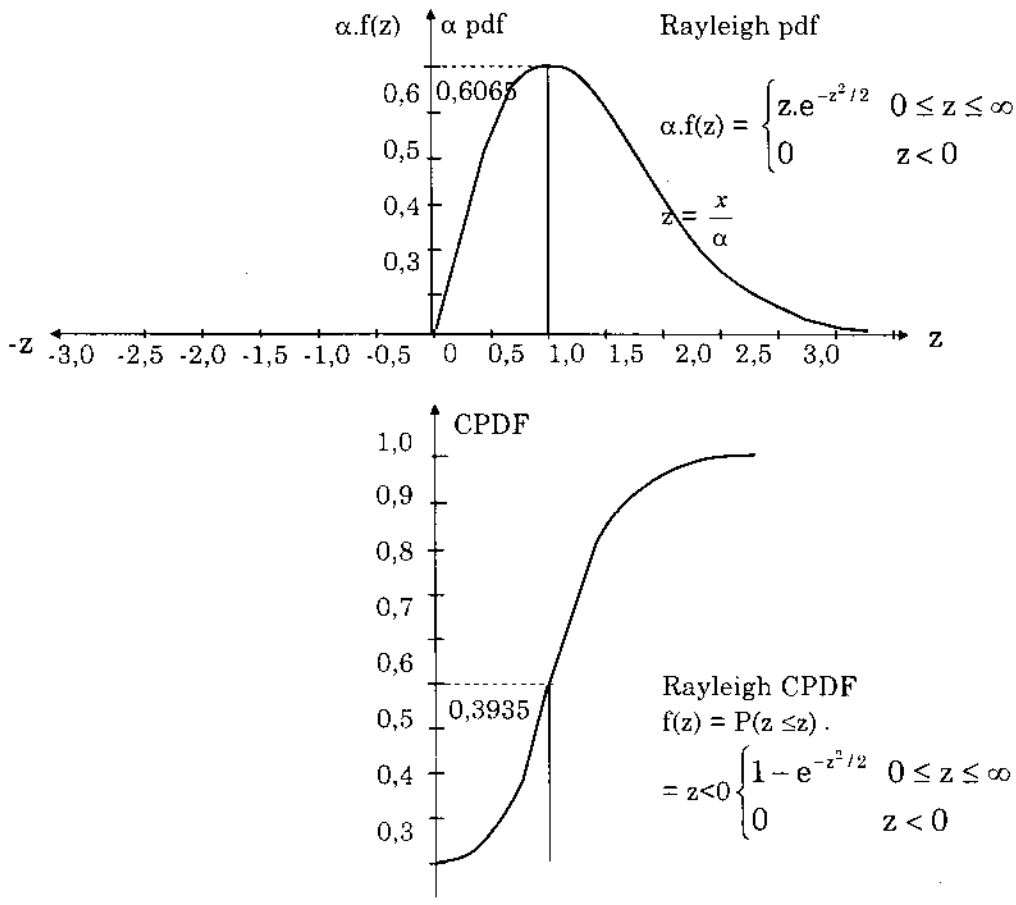
Nếu $z = x/\alpha$ thì bảng 2.2 chỉ ra giá trị của $\alpha.f(z)$ và $F(z)$.

Hình 2.4 là đường cong của pdf Rayleigh và CPDF dựa trên các trị số của bảng 2.2. Hình 2.3 là đồ thị của pdf Rayleigh và CPDF đối với các trị số khác nhau của z.

Phân bố chuẩn logarit. Như đã trình bày ở phần pha đinh Rayleigh, phân bố chuẩn logarit cũng được sử dụng để mô tả pha đinh nhiều đường, khi theo pha đinh không dữ dội như trường hợp của tháng xấu nhất đã mô tả bằng pha đinh Rayleigh. Phân bố chuẩn logarit cũng được sử dụng để mô tả gần đúng khoảng thống kê của các khoảng pha đinh. Giá trị trung bình khoảng pha đinh giảm khi độ sâu pha đinh tăng và khi chiều dài tuyến tăng, tăng theo độ hở tương đối của đường truyền. Giá trị độ lệch chuẩn giảm khi độ sâu pha đinh tăng và tăng theo tần số. Qua đo thử ở Mỹ cho thấy rằng phân bố khoảng pha đinh trung bình là chuẩn logarit và được đặc trưng bởi độ lệch chuẩn 5,6 dB cho những đường truyền không phân tập. Khoảng thời gian trung bình của pha đinh nhiều đường đối với tín hiệu không phân tập có thể được biểu thị:

$$<t> = 56{,}6.10^{-F/20}.(d/f)^{1/2} \qquad (2\text{-}27)$$

Trong đó d là chiều dài tuyến tính bằng km, f là tần số tính bằng GHz, F là độ sâu pha đinh (trên 20dB) tính bằng dB và <t> là khoảng thời gian trung bình của pha đinh ở độ sâu pha đinh F, tính bằng giây.



Hình 2.4- Rayleigh pdf và CPDF

Pha đinh sâu nhiều đường là chọn lọc nhờ nguồn gốc của nó. Coi phép xấp xỉ bậc nhất là sự giao thoa giữa tín hiệu trực tiếp với tín hiệu khúc xạ từ các phân bậc lớp trên cùng của khí quyển. Thời gian trễ khác nhau giữa tín hiệu trực tiếp và tín hiệu khúc xạ tạo ra sự đảo pha 180^0 đối với các tần số đặc trưng khác nhau trong phổ tần $\Delta f = 1/2\tau$ trong đó là độ chênh lệch với thời gian trễ giữa tín hiệu trực tiếp và tín hiệu khúc xạ. Kết quả là tín hiệu số xuất hiện méo giữa các ký hiệu.

Phân bố chuẩn logarit cũng như phân bố Rayleigh đều thuộc loại phân bố chuẩn, nghĩa là phân bố y = exp(x) là chuẩn logarit khi chính phân bố của x là chuẩn. Nếu y > 0 thì y = exp(x) có nghiệm đơn x = ln(y). Phương trình (2-16) chỉ rõ Gauss pdf = f(x). Nếu x = ln(y), dx = (1/y)dy và f(x).dx = (1/y). f(lny). dy = f(y)dy; vì vậy:

$$\text{pdf} = f(y) = (1/y) \cdot (1/\sqrt{2\pi}) \cdot (1/\sigma).\exp[-(\ln y - \mu)^2/2\sigma^2] \quad (2\text{-}28)$$

$$\text{CPDF} = F(y) = \int_0^y f(y)dy = \int_{-\infty}^{x} f(x)dx = F(x) = 1/2 + 1/2\,\text{erf}[(x-\mu)/\sqrt{2}\sigma] \quad (2\text{-}29)$$

Nếu:

$$\mu = \mu_x = ln\ \mu_y - \sigma^2/2 \quad (2\text{-}30)$$

thì phương trình 2-28 và phương trình 2-29 có thể viết như sau:

$$\text{pdf} = f(y) = 1/(\sqrt{2\pi}) \cdot 1/(\sigma).\ 1/(y) \cdot \exp[-[\ln(y/\mu_y) + \sigma^2/2]^2/2\sigma^2] \quad (2\text{-}31)$$

$$\text{CPDF} = P(Y \le y) = 1/2 + (1/2)\text{erf}[[\ln(y/\mu_y) + \sigma^2/2]/\sqrt{2}\,\sigma^2] \quad (2\text{-}31a)$$

Trị số μ_y có thể tính như sau:

$$\ln\mu_y = \mu\sigma + \sigma^2/2 \quad (2\text{-}32)$$

Và trị số trung bình <y> là:

$$\langle y\rangle = (\mu_y)\exp[-\sigma^2/2] \quad (2\text{-}32a)$$

2.1.3.2. Các mômen thống kê của biến ngẫu nhiên liên tục

MÔMEN BẬC NHẤT HOẶC GIÁ TRỊ TRUNG BÌNH

Mô men này xác định theo biểu thức sau:

$$E(X) = \overline{X} = \int_{-\infty}^{\infty} x.\ f(x)dx \quad (2\text{-}33)$$

Thí dụ

Xác định trị số trung bình của phân bố đều đã cho trong phần 2.1.3:

$f(x) = 1/(x_2 - x_1)$, *khi* $x_1 < X \le x_2$ *và*

$f(x) = 0$ *với X còn lại*

$$E(x) = \overline{X} = 1/(x_2 - x_1).\int_{x_1}^{x_2} x dx = (x_1 + x_2)/2$$

Vì vậy đối với phân bố đều:

$$\overline{X} = (x_1 + x_2)/2 \qquad (2\text{-}34)$$

Bài tập 1

Chứng minh rằng trị trung bình của phân bố Rayleigh bằng $\alpha\sqrt{\pi/2}$.

Bài tập 2

Chứng minh rằng trị trung bình của phân bố chuẩn logarit μ_y *bằng* $\mu + \sigma^2/2$, *trong đó* μ *và* σ *là trung bình Gauss và độ lệch tiêu chuẩn.*

MÔMEN BẬC HAI HOẶC TRỊ TRUNG BÌNH BÌNH PHƯƠNG $E(X^2)$

Mômen này được xác định theo biểu thức:

$$E(X^2) = \overline{X}^2 = \int_{-\infty_1}^{\infty_2} x^2 f(x) dx \qquad (2\text{-}35)$$

Thí dụ

Xác định trị trung bình bình phương của phân bố đều:

$f(x) = 1/(x_2 - x_1)$, *khi* $x_1 < X \le x_2$. *Ta có:*

$$E(X^2) = \overline{X}^2 = 1/(x_2 - x_1)\int_{x_1}^{x_2} x^2 dx = (x_1^2 + x_1 x_2 + x_2^2)/3$$

Do đó trị trung bình bình phương bằng:

$$(x_1^2 + x_1 x_2 + x_2^2)/3 \qquad (2\text{-}36)$$

Bài tập 3

Chứng tỏ rằng trị trung bình bình phương của phân bố Rayleigh bằng:

$$E(X^2) = \overline{X^2} = 2\alpha^2 \qquad (2\text{-}37)$$

PHƯƠNG SAI σ^2

Mối liên hệ giữa trị trung bình và trị trung bình bình phương của một phân bố dùng để xác định phương sai như phương trình (2-11):

$$\sigma^2 = E(X^2) - [E(X)]^2$$

Thí dụ

Xác định phương sai của phân bố đều. Biết rằng trị trung bình bằng $(x_2 + x_1)/2$ *và trị trung bình bình phương bằng* $(x_1^2 + x_1x_2 + x_2^2)/3$, *vậy phương sai bằng:* $\sigma^2 = (x_2 - x_1)^2/12$ (2-38)

Bài tập 4

Chứng minh rằng phương sai của phân bố Rayleigh bằng:

$$(2-\pi/2)\alpha^2 \quad (2\text{-}39)$$

Đồng thời chứng minh rằng phân bố đạt một cực đại:

$$1/(\alpha\sqrt{e}) \quad tại\ z=1$$

TRỊ SỐ TRUNG TUYẾN

Trị số trung tuyến của biến ngẫu nhiên X là trị số mà x lấy bằng (<x>) khi $F(x) = P(X \le x) = 0,5$.

Nghĩa là:

Trị số trung tuyến của $X = <x>$, khi $P(X \le <x>) = 0,5$ (2-40)

Thí dụ

Tìm trị số trung tuyến của phân bố chuẩn logarit theo độ lệch chuẩn phân bố chuẩn σ *và trung bình chuẩn logarit* μ_y.

Từ định nghĩa của trị số trung tuyến và phương trình (2-32) hàm sai số bằng 0, vì vậy:

$$ln[<y>/\mu_y] + \sigma^2/2 = 0 \quad (2\text{-}41)$$

$$y = \mu_y . exp(-\sigma^2/2) \quad (2\text{-}42)$$

2.1.3.3. Định lý giới hạn trung tâm

Định lý này đã nêu rõ rằng nếu một số biến ngẫu nhiên độc lập với nhau thì hàm mật độ xác suất của tổng các pdf của chúng luôn có xu hướng trở thành Gauss, thậm chí các hàm mật độ xác suất của biến ngẫu nhiên riêng biệt không Gauss. Cần nói thêm là hàm mật độ xác suất hợp thành có một trị trung

bình bằng tổng các trị trung bình của các hàm mật độ xác suất biến ngẫu nhiên và phương sai là tổng các phương sai của các hàm mật độ xác suất biến ngẫu nhiên độc lập.

Hàm mật độ xác suất hợp thành được xem như tích chập của các hàm mật độ xác suất độc lập riêng, nghĩa là:

$$f(x) = f_1(x) * f_2(x) * \ldots * f_n(x) \qquad (2\text{-}43)$$

Trong đó $f_1(x)$ tích chập với $f_2(x)$, sau đó kết quả lại tích chập với $f_3(x)$,...

2.1.4. Hàm mật độ phổ công suất và sự tương quan

Khi tiến hành đo đồng thời tại thời điểm t_0 trên một quá trình và lấy trung bình các phép đo này người ta thu được trung bình theo tập hợp μ. Nhưng nếu phép đo lần lượt được tiến hành trên cùng một quá trình và lấy trung bình các phép đo nhận được trung bình thống kê hoặc trung bình theo thời gian $<\mu>$. Nói chung các trung bình thống kê không bằng các trung bình tập hợp.

Một quá trình ngẫu nhiên dừng được xác định như một quá trình trong đó những đặc tính thống kê của các phép đo tạo ra đối với một quá trình là không thay đổi theo thời gian.

Một quá trình ergodic là quá trình trong đó trung bình theo tập hợp bằng trung bình theo thống kê và như vậy bao hàm cả quá trình dừng. Tuy nhiên cần chú ý rằng một quá trình dừng không bao hàm một quá trình ergodic. Các trung bình theo tập hợp đã được đánh giá trước đây trong khi giải quyết trung bình E(X) và trung bình bình phương $E(X^2)$.

Một quá trình ngẫu nhiên là một quá trình liên tục trong đó tồn tại vô số các biến ngẫu nhiên, mỗi biến ứng với một trị số của t. Quá trình này cho theo biểu thức sau đây:

$$F(x,t) = P[X(t) \le x]$$

Hàm tự tương quan $R(t_1,t_2)$

Trong một hệ thống tuyến tính đại lượng đầu ra của hệ thống $x_0(t)$ có thể liên hệ với đại lượng đầu vào của hệ thống $x_i(t)$ bằng hàm truyền đạt tuyến tính. Nếu công suất trung bình đầu vào $E[x_i^2(t)]$ biết được nhờ đo thử tại thời điểm t_1 thì công suất ra trung bình $E[x_0^2(t)]$ không thể xác định được nếu không biết hàm tự tương quan, vì có một thời gian trễ trước lúc công suất trung

bình đầu vào đã được đo đạt đến đầu ra của hệ thống tại thời điểm t_2. Hàm tự tương quan phụ thuộc vào độ lệch thời gian và có thể xác định theo trung bình tập hợp hoặc trung bình thời gian. Trung bình tập hợp cho theo biểu thức:

$$R(t_1.t_2) = E[X(t_1)X(t_2)] = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} x_1 x_2 p(x_1, x_2)dx_1 dx_2 \qquad (2\text{-}44)$$

Nếu trung bình theo thời gian quá trình được thực hiện thì hàm tự tương quan có thể được xác định như sau:

$$R(\tau) = E[X(t)X(t+\tau)] = \lim_{T\to\infty} 1/2T \int_{-T/2}^{T/2} X(t).X(t+\tau)dt \qquad (2\text{-}45)$$

Đối với một quá trình ergodic phương trình (2-44) và (2-45) là như nhau. Nếu sử dụng trung bình tập hợp thì phải biết được hàm phân bố xác suất tích luỹ liên kết. Khi quá trình tạp âm được coi là ergodic thì nhiều trường hợp yêu cầu sử dụng hàm tương quan sẽ không đòi hỏi biết hàm phân bố liên kết và chúng ta sẽ không giải quyết nó trong phần tóm tắt này, trừ khi phải xác định hàm F(x,y) cho hai biến ngẫu nhiên X và Y.

Tức là:

$$F(x,y) = P(X \le x, Y \le y) = \int_{-\infty}^{x}\int_{-\infty}^{y} f(u,v).du.dv \qquad (2\text{-}46)$$

Trong đó u và v là các biến giả định và f(u,v) là hàm mật độ xác suất liên kết.

Hàm mật độ phổ công suất

Định lý Wiener - Kinchine chuyển đổi hàm tự tương quan từ miền thời gian sang miền tần số và đó chính là hàm mật độ phổ công suất.

Định lý này cũng được sử dụng để chuyển hàm mật độ phổ công suất từ miền tần số sang miền thời gian và đó chính là hàm tự tương quan. Hàm tự tương quan và hàm mật độ phổ công suất như đã biết là cặp biến đổi Fourier và có mối quan hệ như sau:

$$G(f) = J[R(\tau)] = \int_{-\infty}^{\infty} R(\tau)[\exp(-j2\pi f\tau]d\tau \qquad (2\text{-}47)$$

$$R(\tau) = J[G(f)] = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)[\exp(-j2\pi f\tau)]df \qquad (2\text{-}48)$$

$$R(\tau) \Leftrightarrow G(f) = \text{ cặp biến đổi Fourier} \qquad (2\text{-}49)$$

Tên gọi là mật độ phổ công suất xuất phát từ phép nội suy đưa vào đối với hàm tự tương quan khi không có trễ τ. Trong trường hợp điện áp V (vôn) qua điện trở 1 Ω thì phương trình (2-48) có dạng:

$$R(0) = E[X^2(t)] = \left|v^2\right| = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)df =$$ Công suất trung bình của quá trình ngẫu nhiên tiêu tán trên điện trở 1 Ω.

2.2. CÁC SƠ ĐỒ ĐIỀU CHẾ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ

Các sơ đồ điều chế xung quan trọng được sản xuất trong công nghiệp là:

- Điều biên xung (PAM)
- Điều chế thời hạn xung (PDM)
- Điều chế vị trí xung (PPM)
- Điều xung mã (PCM)
- Điều chế Delta (DM)

Trong phần này sẽ xem xét kỹ lưỡng về PAM, PCM và DM, còn PDM và PPM được trình bày tóm tắt như sau. Cả hai dạng điều chế này đều thuộc về điều chế xung thời gian, và có nhiều ưu điểm hơn so với điều biên khi có ảnh hưởng của tạp âm. Những ưu điểm này có được là nhờ trong dạng điều chế này chiều cao của xung là hằng số và không chứa tin tức và khi biên độ xung thay đổi sẽ không ảnh hưởng gì. Hơn nữa do các xung này có thể được đặc trưng bằng các sườn tăng và sườn giảm, nếu độ dốc đủ lớn thì một cách tương đối các xung này không bị ảnh hưởng bởi sự thay đổi biên độ do tạp âm sinh ra.

Điều chế thời hạn xung (PDM)

Tín hiệu tương tự ở đầu vào qua bộ lọc thấp và được lấy mẫu với tần số lớn gấp đôi tần số cao nhất của tín hiệu này. Tại thời điểm lấy mẫu mỗi xung có độ rộng tỷ lệ thuận với biên độ tức thời của tín hiệu đầu vào tại điểm đó. Còn biên độ xung PDM là một hằng số. Vì vậy đã có sự biến đổi thông tin biên độ thành thông tin độ rộng xung hoặc thời hạn xung.

Một cách gọi khác của PDM là điều chế độ rộng xung (PWM) và điều chế độ dài xung (PLM).

Điều chế vị trí xung (PPM)

Trong dạng điều chế này các xung được hình thành từ tín hiệu tương tự ở đầu vào có biên độ và độ rộng là hằng số, nhưng vị trí của xung liên quan với thời điểm lấy mẫu xác định hoặc chuẩn thời gian được điều chỉnh tương ứng với biên độ tín hiệu được lấy mẫu.

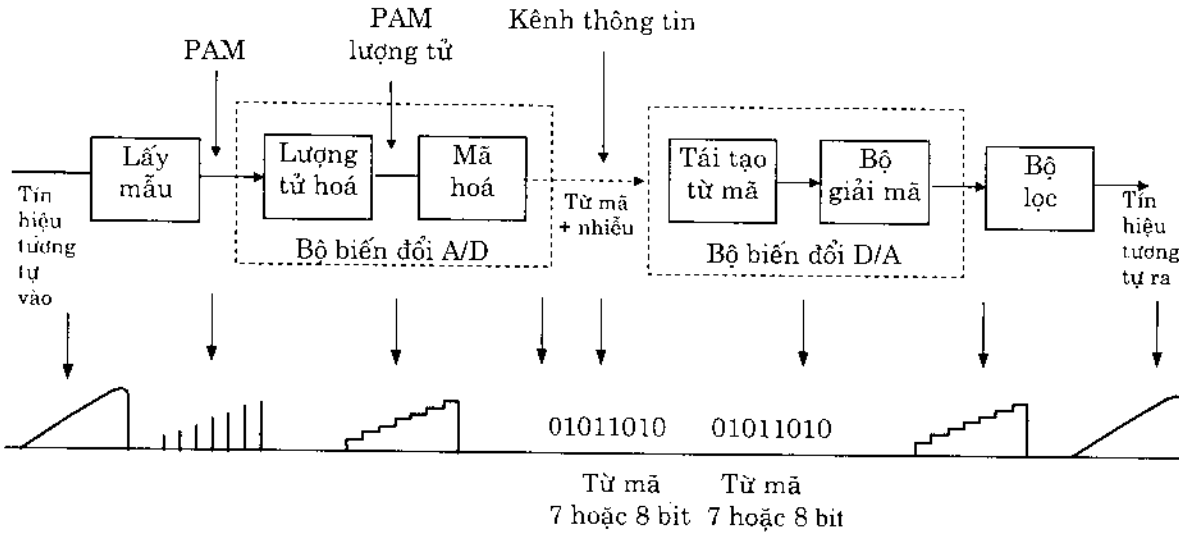
2.2.1. Điều xung mã (PCM)

PCM được đặc trưng bởi ba quá trình, đó là lấy mẫu, lượng tử hoá và mã hoá.

Lấy mẫu là khai triển có chu kỳ tín hiệu tương tự để thu được biên độ có tác động tức thời. Giới hạn dưới của tần số lấy mẫu được xác định theo định lý Nyquist. Lượng tử hoá là chuyển một xung lấy mẫu thành một xung có biên độ bằng mức lượng tử gần nhất. Kết hợp hoạt động lấy mẫu và lượng tử hoá tạo ra điều chế biên độ xung lượng tử (PAM), biên độ của các xung này được hạn chế với một số giá trị rời rạc. Mã hoá là thay thế mỗi mức cố định bằng một dãy nhị phân gọi là từ mã. Tất cả các từ mã đều chứa một số xung nhị phân nhất định và được truyền trong khoảng thời gian giữa hai thời điểm lấy mẫu cạnh nhau.

Các từ mã có 7 xung (CCITT không khuyến nghị) hoặc 8 xung (CCITT khuyến nghị) là đủ để thay thế cho hầu hết các dạng sóng tương tự với độ chính xác cao. Kết hợp hoạt động của một bộ lượng tử và bộ mã hoá thường được gọi là biến đổi tương tự thành số (A/D).

Hình 2.5 là sơ đồ khối của bộ mã hoá nguồn của hệ thống PCM.



Hình 2.5 - Sơ đồ khối của bộ mã hoá và giải mã nguồn trong một hệ thống PCM

2.2.1.1. Lấy mẫu

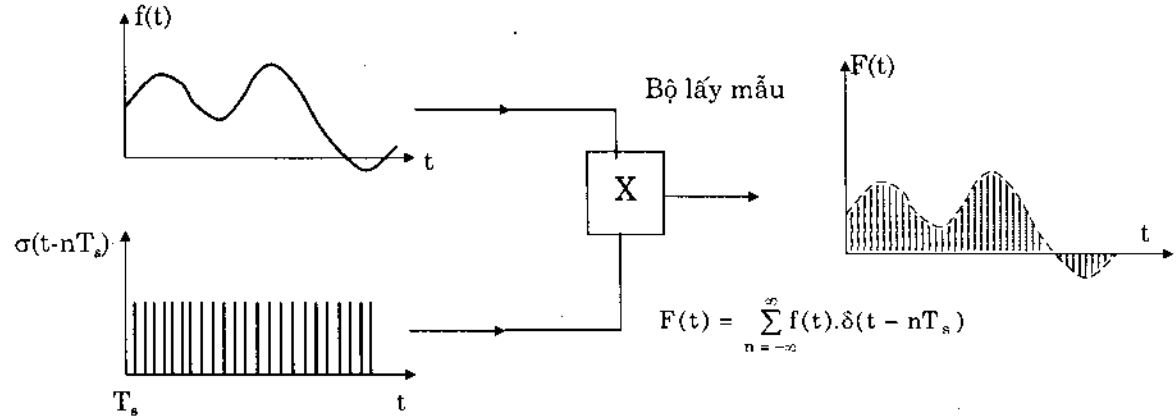
Hình 2.6 trình bày về lấy mẫu một tín hiệu tương tự. Trong trường hợp lý tưởng, độ rộng của xung lấy mẫu có thể vô cùng nhỏ. Nhưng trong thực tế độ rộng xung có giới hạn và thường nhỏ hơn nhiều chu kỳ của tín hiệu được lấy mẫu. Có thể nghĩ rằng muốn khôi phục lại tín hiệu ban đầu thì các xung lấy mẫu phải đứng sát nhau. Điều này không cần thiết.

Định lý Nyquist chỉ rõ rằng tín hiệu f(t) có băng tần hạn chế nhờ bộ lọc lấy thấp có thể đặc trưng một cách chính xác bởi các trị số lấy mẫu, khoảng cách giữa các trị số lấy mẫu này không được vượt quá một nửa chu kỳ của tần số cao nhất của tín hiệu hoặc nói một cách khác tần số lấy mẫu không được nhỏ hơn hai lần tần số cao nhất của tín hiệu tương tự. Nghĩa là:

$$(T_s)_{max} = T_a/2 = 1/(2f_a) \qquad (2\text{-}50a)$$

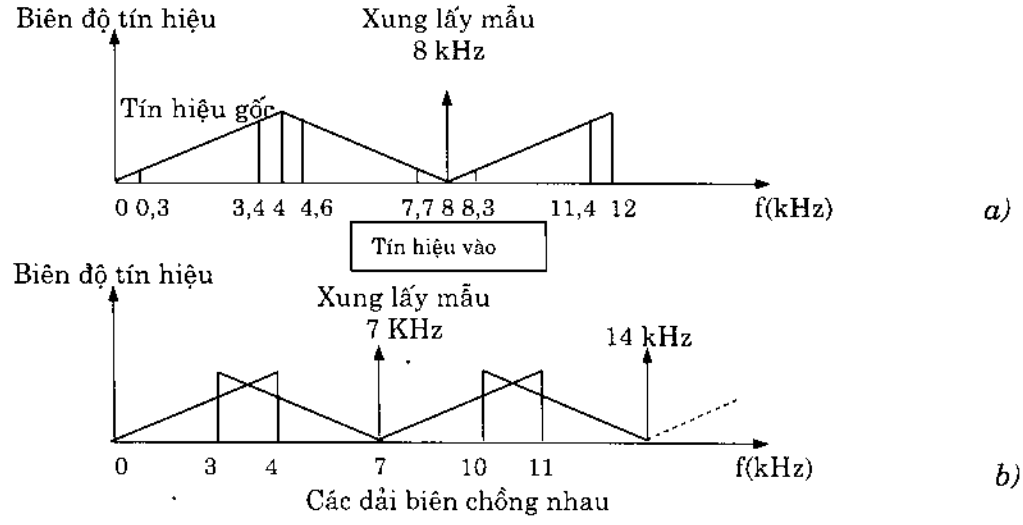
hoặc: $$(f_s)_{min} = 2f_a \qquad (2\text{-}50b)$$

$(T_s)_{max}$ được gọi là khoảng Nyquist và là khoảng thời gian dài nhất được dùng để lấy mẫu tín hiệu có băng tần thấp bị hạn chế và vẫn cho phép khôi phục lại tín hiệu mà không bị méo.



Hình 2.6- Lấy mẫu tín hiệu tương tự

Méo do chu kỳ lấy mẫu nhỏ hơn khoảng Nyquist gọi là méo răng cưa và ngụ ý nói đến các băng bên có một phần trùng nhau như hình 2.7.



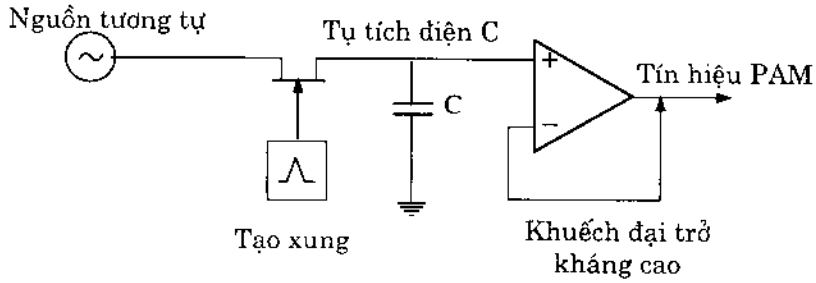
Hình 2.7- Phổ của tín hiệu được lấy mẫu

Kênh âm tần có độ rộng 4 kHz (băng tần tiếng nói giới hạn từ 0,3 ÷ 3,4 kHz) thì tốc độ lấy mẫu bằng 8000 xung/s hoặc tần số lấy mẫu bằng hai lần tần số cao nhất của băng tần hạn chế (bằng 4 kHz). Do đó bộ lấy mẫu sẽ lấy mẫu tín hiệu vào tại các thời điểm cách nhau 125 μs và độ rộng xung lấy mẫu có thể bé hơn 125μs rất nhiều (thường lấy khoảng 0,9 đến 1 μs). Quá trình lấy mẫu chính là điều biên xung và có thể đặc trưng bởi tích của tín hiệu vào f(t) và hàm Delta Dirac $\delta(t - nT_s)$. Tín hiệu đầu ra bộ lấy mẫu là tổng của các tích tại thời điểm lấy mẫu nT_s, trong đó n = 0, ± 1, ± 2,... như phương trình sau:

$$Y(t) = f(t).\sum_{n=-\infty}^{\infty}\delta(t - nT_s) \qquad (2\text{-}51)$$

Hình 2.7b là phổ của tín hiệu lấy mẫu có biên tần trên và biên tần dưới bằng 4 kHz (hoặc tần số cao nhất của tín hiệu tương tự) nằm đối xứng với vạch phổ của các xung 8 kHz (2.7a). Về mặt toán học có thể mở rộng về phía tần số âm cho các trị số âm của n.

Tần số lấy mẫu 8 kHz được sử dụng trong thực tế vì băng tần tiếng nói chỉ hạn chế đến 3,4 kHz, do đó có một khoảng phòng vệ giữa các băng bên như trong hình vẽ. Khoảng phòng vệ này để tránh méo tín hiệu do chồng băng bên gây ra.



Hình 2.8- Mạch lấy mẫu và duy trì

Các mạch điện thực hiện quá trình lấy mẫu thường là mạch lấy mẫu và duy trì, trong đó gồm một tranzito hoạt động nhanh và đóng vai trò là một khoá tắt và mở theo sự điều khiển của xung lấy mẫu. Mức tín hiệu đã lấy mẫu được tích lại trên một tụ điện và được đưa đến bộ đệm có trở kháng cao trước lúc tiếp tục xử lý. Sử dụng trở kháng cao để ngăn ngừa điện tích trên tụ điện không rò trong khoảng thời gian giữa các xung lấy mẫu. Hình 2.8 là sơ đồ bộ lấy mẫu được sử dụng rộng rãi.

Trái với trường hợp tín hiệu băng tần thấp đã trình bày trên đây, khi tín hiệu vừa hạn chế trên và dưới thì tần số lấy mẫu tính như sau: Băng tần có độ

rộng là W, tần số cao nhất là f_h thì tín hiệu tương tự x(t) được đặc trưng các giá trị tức thời $x(nT_s)$ nếu tần số lấy mẫu là $2f_h/P$, trong đó P là số nguyên lớn nhất nhưng không lớn hơn f_h/W. Các giá trị này được ghi trong bảng 2.3.

Khi $f_h/W >> 1$ thì tần số lấy mẫu nhỏ nhất gần bằng 2W. Đây là kết quả quan trọng, vì nó cho thấy rằng nếu tín hiệu tương tự FM có băng tần bằng 48kHz thuộc hệ thống ghép kênh theo tần số, tần số cao nhất bằng 1052 kHz, vì vậy 1052/48 = 21,9; P = 21. Tần số lấy mẫu nhỏ nhất bằng $2f_h/P$ = 100,2 kHz và không phải bằng hai lần tần số cao nhất (2104 kHz) như trường hợp băng thấp.

Lấy mẫu tín hiệu tương tự không chỉ chuẩn bị cho lượng tử hoá như đã trình bày trong mục 2.2.1.2, mà còn cho phép ghép các tín hiệu đã được lấy mẫu theo nguyên tắc ghép tách theo thời gian sẽ được xem xét trong chương 3.

2.2.1.2 Lượng tử hoá

Lượng tử hoá là thay thế một tín hiệu tương tự đã lấy mẫu bằng tập hữu hạn của các mức biên độ, tức là biến đổi tín hiệu liên tục theo thời gian thành tín hiệu biên độ rời rạc. Tín hiệu lượng tử hoá trước khi truyền dẫn thường đã được lấy mẫu. Ưu điểm của lượng tử hoá tín hiệu đã lấy mẫu là giảm được ảnh hưởng của tạp âm trong hệ thống. Lượng tử hoá hạn chế số lượng các mức cho phép của tín hiệu đã lấy mẫu và chuẩn bị để chuyển tín hiệu gốc từ dạng tương tự thành dạng số. Nếu sự phân biệt giữa các mức lượng tử lớn hơn so với sự rối loạn do tạp âm gây ra thì máy thu dễ dàng xác định được mức riêng đã phát. Không thể tăng độ phân biệt quá mức nếu muốn nhận được đáp ứng hợp lý của tín hiệu. Hình 2.9 minh họa các mức ra điển hình của bộ lượng tử. Số lượng của các mức lượng tử Q cho phép của bộ lượng tử và độ chênh lệch cực đại giữa tín hiệu đã lấy mẫu và mức lượng tử được xác định bởi các đặc tính hoạt động của sơ đồ lượng tử. Chỉ tiêu này được đo thông qua tỉ số tín hiệu đầu ra và công suất tạp âm lượng tử, có nghĩa là tỉ số tín hiệu trên méo (S/D) hoặc tỉ số tín hiệu trên tạp âm (S/N). Sự chênh lệch giữa trị số gốc của xung lấy mẫu và trị số khôi phục dựa trên mức lượng tử gần nhất được gọi là công suất nhiễu lượng tử, như đã biết đó là méo lượng tử.

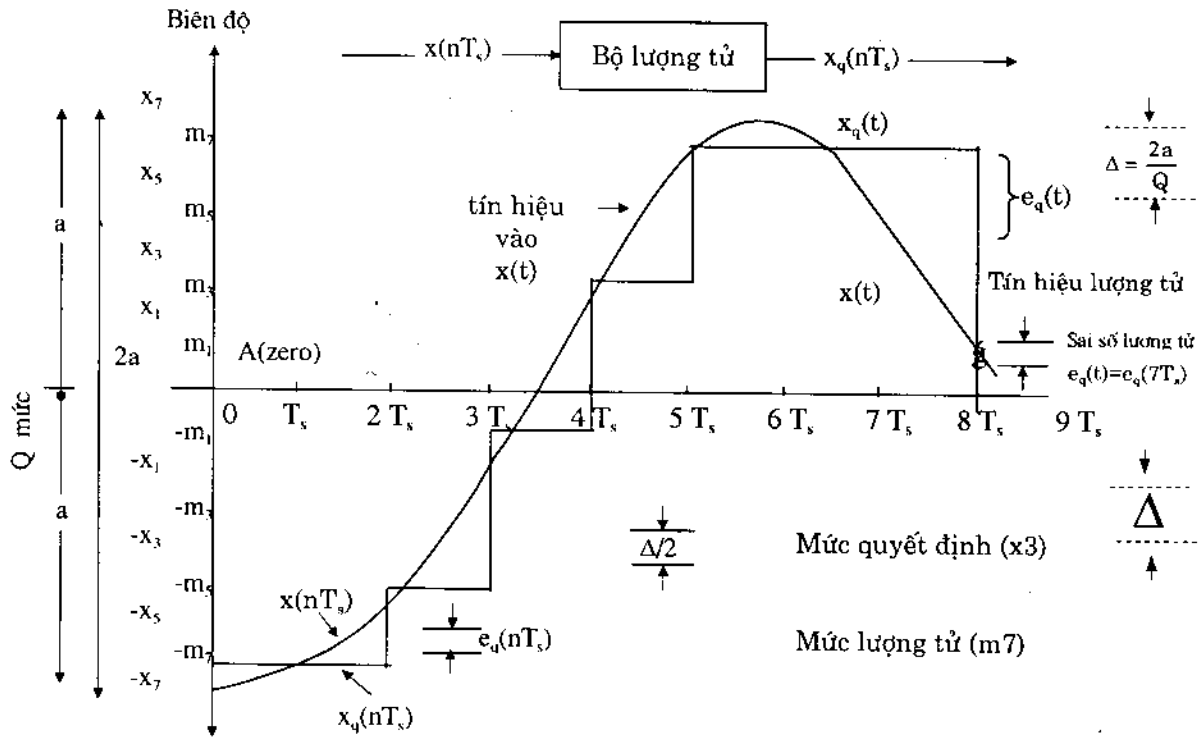
Giả thiết rằng các mức của tín hiệu tương tự ngẫu nhiên đã lấy mẫu ở đầu vào bộ lượng tử tại các thời điểm lấy mẫu nTs là x(nTs). Nếu các trị số đã lấy mẫu này được chuyển thành bất kỳ một trong Q mức lượng tử cho phép $(m_1, m_2, ..., m_0)$ thì một mức ở đầu vào sẽ được lượng tử thành xung đầu ra theo quan hệ sau:

$$X_q(nT_s) = m_i \text{ trong đó } i = 1 \div Q \qquad (2\text{-}52)$$

nếu $x_{i-1} < x(nT_s) < x_i$, trong đó x_{i-1} là mức ngưỡng giữa hai mức lượng tử m_i và m_{i-1} và tương tự x_i, nằm giữa m_{i+1} và m_i.

Bảng 2.3- Tần số lấy mẫu nhỏ nhất với tín hiệu lấy băng

Tần số cao nhất trong f_h	*Số nguyên lớn nhất P* $P < f_h/W$	*Tần số lấy mẫu f(s)* $f_s = 2f_h/P$
W	1	2W
1,5W	1	3W
1,8W	1	3,6W
2W	1 hoặc 2	4W hoặc 2W
2,5W	2	2,5W
2,75W	2	2,75W
3W	2 hoặc 3	3W hoặc 2W
3,6W	3	2,4W
4W	3 hoặc 4	2,666W hoặc 2W
5W	4 hoặc 5	2,5W hoặc 2W
.	.	.
.	.	.
.	.	.
10W	9 hoặc 10	2,22W hoặc 2W
.	.	.
25W	24 hoặc 25	2,08W hoặc 2W



Hình 2.9- Lượng tử tín hiệu vào đã lấy mẫu

Phương trình (2-52) đặc trưng chung cho quá trình lượng tử hoá không tuyến tính sẽ được trình bày ở dưới đây.

Đầu ra bộ lượng tử có một loạt các bậc thang, sự thay đổi mức bậc chỉ xảy ra tại thời điểm lấy mẫu (nT_s). Mức ra cho theo biểu thức sau đây:

$x_i(t) = x_i(nT_s) = m_i$ đối với các giá trị của t giới hạn theo các điểm lấy mẫu:

$$nT_s < t \le (n+1)T_s \qquad (2\text{-}53)$$

LƯỢNG TỬ ĐỀU

Lượng tử đều cho phép các mức lượng tử cách đều nhau. Khoảng cách giữa các mức được xác định từ các mức cực đại và cực tiểu cho phép +a và –a và số lượng các khoảng. Ở phần sau sẽ phân tích rõ các giá trị của i chỉ được chọn các trị số lẻ (điều này không bắt buộc). Nghĩa là:

$$[x_{max}(t) - x_{min}(t)]/Q = \text{Khoảng cách } \Delta \text{ giữa các mức ngưỡng lấy mẫu}$$

$$= 2a/Q \qquad (2\text{-}54)$$

Và các mức ngưỡng x_i và x_{i+2} là cách đều nhau, đối với lượng tử đều thì mức lượng tử sẽ nằm giữa các ngưỡng tức là:

$$|m_{i+2}| = |(x_{i+2} - x_i)/2| \text{ với i lẻ và } i = 1 \div Q \qquad (2\text{-}55)$$

Như vậy, đầu ra bộ lượng tử cho bởi phương trình (2-53) trở thành:

$x_q(t) = m_i$ khi $nT_s < t \le (n+1)T_s$ và i lẻ.

Khi phục hồi tín hiệu tương tự từ các xung lượng tử ở máy thu sẽ có sự chênh lệch giữa tín hiệu khôi phục và tín hiệu gốc đã phát đi tại điểm bất kỳ. Sự chênh lệch này đã được đề cập ở một phần trước và đó chính là méo lượng tử hoặc sai số lượng tử e(t). Hình 2.9 chỉ rõ sai số lượng tử e(t) và xác định theo biểu thức sau:

$$e_q(t) = x_q(t) - x(t) \qquad (2\text{-}56)$$

Sai số lượng tử này xuất hiện như tạp âm ngẫu nhiên có công suất $\overline{e^2}$ được tính như dưới đây:

Giả thiết bộ lượng tử tuyến tính có khoảng động là 2a (V), từ –a đến +a. Nếu bộ lượng tử có cấu trúc các mức lượng tử đều Q thì khoảng cách giữa các mức cho theo phương trình:

$$2a/Q = \Delta \qquad (2\text{-}57)$$

Do đó:

$$|e_q(t)| \le a/Q \text{ hoặc } |e_q(t)| \le \Delta/2$$

Điều này có nghĩa là sai số cực đại cho phép xảy ra tại ngưỡng quyết định (x_i) và biên độ bằng $\Delta/2$ kể từ các mức lượng tử. Nếu giả thiết rằng tín hiệu vào là ngẫu nhiên và xác suất xuất hiện trong phạm vi: (–a/Q; a/Q) là như nhau thì hàm mật độ xác suất của nó (pdf) được xác định theo phương trình $f(e_q) = Q/2a$ và hàm khối lượng xác suất $P(X = m_i) = 1/Q$. Hình 2.2 là hình vẽ của pdf và CPDF. Trong mục 2.1.3.2 đã có:

$$\overline{X}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 f(x)dx$$

Vì thế:

$$e^{-2} = \int_{-a/Q}^{+a/Q} e_q^2 Q/2a de_q = a^2/3Q^2 \qquad (2\text{-}58)$$

Vì $\Delta = 2a/Q$

Nên công suất tạp âm $N = \overline{e^{-2}} = \Delta^2/12$ (2-59)

Loại tạp âm này chỉ liên quan đến khôi phục tín hiệu ở máy thu và là loại tạp âm thực tế xuất hiện ở đầu ra bộ lượng tử hoá. Công suất tín hiệu ở đầu ra có thể tính tương tự, nhưng không áp dụng biến liên tục như đã sử dụng trong phân tích tạp âm lượng tử. Vì rằng công suất tín hiệu phụ thuộc vào mức lượng tử. Sử dụng phương pháp biến ngẫu nhiên rời rạc nhận được:

$$\overline{X}^2 = \sum_{i=1}^{n} x_i^2 P(X = x_i)$$

Vì vậy:

$$\overline{S} = \sum_{i=1}^{Q} m_i^2 . 1/Q = \sum_{i=1}^{Q} X_q^2 . 1/Q \qquad (2\text{-}60)$$

Các mức lượng tử xảy ra chỉ tại các khoảng lẻ của $\Delta/2$:

$$m_i = i.\Delta/2 \qquad (2\text{-}61)$$

Trong các biểu thức (2-60) và (2-61), i = 1, 3, 5, ..., (Q – 1) như trong hình 2.9. Số lượng mức lượng tử trong thực tế có tính đến cả mức 0, dương và âm nên công suất trung bình của tín hiệu trong biểu thức (2-60) được tính gấp đôi số mức lượng tử. Vì vậy:

$$\overline{S} = 2/Q \sum_{i=1}^{Q} m_i^2 = 2/Q(\Delta^2/4) = \sum_{i=1}^{Q} i^2 = 2/Q(\Delta^2/4)Q(Q^2-1)/6 = (Q^2-1)\Delta^2/12$$

(2-62)

Từ các biểu thức (2-59) và (2-62) có thể xác định được tỉ số tín hiệu tạp âm như sau:

$$S/N = (Q^2-1)\Delta^2/12\times12/\Delta^2 = Q^2-1 \quad (2\text{-}63)$$

Khi Q>>1 và các mức lượng tử Q được mã hoá thành từ mã **b** bit thì:

$$S/N = 20\ \lg Q\ dB = 20\lg 2^b = 6b\ dB \quad (2\text{-}64)$$

Biểu thức (2-64) chỉ rõ rằng khi Q tăng gấp đôi hoặc tăng thêm một bit vào từ mã thì giá trị của S/N tăng 6 dB. Tương tự cũng có thể biểu thị công suất tạp âm khi sử dụng biểu thức (2-59) với **b** là số lượng bit ta có:

Công suất tạp âm:

$$N = 10\ \lg\Delta^2/12 = 10\ \lg[(2a)^2 2^{-2b}/12]$$

$$= 20\ \lg 2a - 10{,}8 - 6b\ dB \quad (2\text{-}65)$$

Công suất tạp âm giảm 6 dB khi thêm vào từ mã một bit. Phương trình 2-69 chứng tỏ rằng đối với tín hiệu có hàm mật độ xác suất pdf đều thì tỷ số tín hiệu/tạp âm càng lớn khi số lượng các mức lượng tử càng lớn. Khi mức tín hiệu đầu ra cố định, số mức lượng tử tăng dẫn đến giảm méo lượng tử, vì như đã trình bày ở trên, sai số lượng tử giữa trị số mẫu thực đầu vào và trị số lượng tử chỉ bằng hoặc nhỏ hơn một nửa bước lượng tử.

Nhưng các mức lượng tử xếp đặt sát nhau và tạp âm nhiệt cùng các loại tạp âm khác ở đầu vào sẽ gây ra chọn nhầm các mức lượng tử. Cần phải tìm sự dung hoà về mặt kỹ thuật, vì nếu mức lượng tử cách nhau quá xa thì việc phục hồi tín hiệu gốc sẽ không thực hiện được do méo lượng tử quá lớn. Ngoài ảnh hưởng méo lượng tử còn xuất hiện ảnh hưởng khác đối với sơ đồ lượng tử hoá đều: với các tín hiệu vào mức rất thấp nằm giữa mức quyết định tượng trưng cho AC zero và mức bên cạnh ở phía trên hoặc phía dưới sẽ không làm thay đổi trạng thái số nhị phân tương ứng với mức lượng tử AC zero; vì vậy méo lượng tử đối với các tín hiệu mức thấp có thể không chấp nhận được, trong khi đó tín hiệu mức cao thì méo đó ở mức hoàn toàn chấp nhận được. Nếu khoảng cách giữa các giá trị quyết định của các tín hiệu mức thấp được giảm bớt và tăng lên đối với các tín hiệu mức cao, thì có thể giảm bớt ảnh hưởng của méo lượng tử đối với tín hiệu mức thấp, tạo ra hiệu quả méo chấp nhận được trên toàn dải động của tín hiệu vào.

Có 3 phương pháp để thực hiện ý đồ cải thiện này, đó là:

1- Sử dụng bộ lượng tử đều đặt sau bộ nén. Bộ nén là bộ khuếch đại phi tuyến đối với tín hiệu ở đầu vào bộ lượng tử. Nó có chức năng chuyển

phân bố tín hiệu dưới dạng Gauss thành phân bố đồng đều hơn. Bộ khuếch đại phi tuyến bù có đặc tính giống nhau nhưng ngược lại để gạt bỏ méo trên tín hiệu đầu vào xuất hiện sau truyền dẫn, giải mã và khôi phục tín hiệu.

2- Sử dụng bộ lượng tử phi tuyến có bước lượng tử nhỏ đối với tín hiệu vào mức thấp.

3- Sử dụng bộ lượng tử đều có khoảng cách giữa các mức quyết định giảm nhỏ một cách đáng kể bằng cách tăng số mức lượng tử và sau đó *manip các số nhị phân* để giảm bớt số bit cần thiết.

NÉN GIÃN

Nén giãn là phương pháp thứ nhất đã được đề cập trên đây để đạt được một hệ thống lượng tử hoá không đều. Luật lượng tử logarit được sử dụng trong nén và dãn trong đó biến đầu vào X được chuyển thành biến Y theo quan hệ Y = lgX và quan hệ ngược lại được sử dụng khi khôi phục biến đầu vào tại đầu ra của hệ thống nhờ bộ dãn. Mối quan hệ này cho phép tăng các mức trong vùng tín hiệu mức thấp và mở rộng bước lượng tử tỷ lệ với mức tăng của tín hiệu vào. Kết quả là nén biên độ tín hiệu thoại làm giảm phạm vi động và tạo ra tỷ số công suất tín hiệu trung bình - tạp âm lượng tử cao hơn so với bộ lượng tử đều đối với tín hiệu vào Gauss. Điều khó khăn phải tính đến trong quá trình dãn ra là duy trì một cách chính xác đặc tính nén bù (nó đối xứng với đặc tính bộ nén) do một trong các điôt thay đổi và sự phụ thuộc các đặc tính của chúng vào nhiệt độ.

Hai luật nén logarit thông dụng là μ và A.

Luật μ

Luật nén μ thể hiện như phương trình (2-66):

$$y_{max} = \begin{cases} y_{max} \dfrac{\ln[1 + \mu(x/x_{max})]}{\ln(1+\mu)}, & 0 \le x \le x_{max} \\ -y_{max} \dfrac{\ln[1 - \mu(x/x_{max})]}{\ln(1+\mu)}, & -x_m \le x \le 0 \end{cases} \qquad (2\text{-}66)$$

Trong đó x_{max} là điện áp cực đại của tín hiệu vào, μ là tham số thường bằng 100, nhưng có thể bằng 255 đối với một số hệ thống (hệ thống U.S.D1 có μ = 100, trong khi đó hệ thống D2 sử dụng μ = 255), y là tín hiệu đầu ra bộ nén đi đến bộ lượng tử đều. Nó có trị số cực đại y_{max}. Khi μ = 0 không nén và tín hiệu ra liên hệ trực tiếp với tín hiệu vào.

Luật A

Luật nén này như phương trình (2.67)

$$y = \begin{cases} y_{max} \dfrac{A(x/x_{max})}{(1+\ln A)}, & 0 \le (x/x_{max}) \le 1/A \\ y_{max} \dfrac{1+\ln(Ax/x_{max})}{(1+\ln A}, & 1/A \le (x/x_{max}) \le 1 \end{cases} \quad (2\text{-}67)$$

A thường chọn bằng 87,6 (CCITT khuyến nghị đối với hệ thống 30 kênh cộng thêm một khe báo hiệu 8 bit và một khe 8 bit đồng bộ khung).

Cả hai tham số μ và **A** được xác định một cách nghiêm ngặt đối với đặc tính nén. Trị số của chúng càng lớn thì hiệu quả nén càng cao và như trong bảng 2.4 số lượng mức lượng tử xuất hiện gần gốc của đặc tuyến càng lớn đối với tín hiệu vào có biên độ thấp càng thấp. Như đã trình bày trên đây, việc sử dụng các điôt để tạo ra đặc tính nén - giãn μ nảy sinh vấn đề phối hợp giữa đặc tính nén và đặc tính giãn. Để khắc phục vấn đề này, ở Mỹ và châu Âu đã sử dụng kỹ thuật nén - giãn số nhờ việc gần đúng hoá đặc tính logarit thành các đường gãy khúc. Vấn đề này sẽ được trình bày trong chương sau.

Bảng 2.4 cung cấp các giá trị của y/y_{max} khi x/x_{max} thay đổi cho trường hợp $\mu = 100$ và $\mu = 255$.

Trước khi trình bày hai dạng khác của phương pháp lượng tử hoá phi tuyến, đầu tiên chúng ta xem xét các mức lượng tử được mã hoá thế nào thành dạng số. Điều này là vì lượng tử hoá là một bộ phận cấu thành của quá trình mã hoá khi sử dụng bộ lượng tử hoá phi tuyến hoặc tuyến tính có manip mã nhị phân.

2.2.1.3. Mã hoá

Hình 2.5 chỉ rõ vị trí của bộ mã hoá trong một hệ thống PCM và đối với các hệ thống PCM thực tế thì bộ lượng tử hoá và mã hoá phối hợp một cách có hiệu quả trong bộ biến đổi A/D. Xem xét riêng bộ mã hoá sử dụng để tạo ra các xung nhị phân hoặc các từ mã từ các giá trị đã lượng tử xuất hiện ở đầu ra của bộ lượng tử hoá. Như đã trình bày trên đây về bộ lượng tử đều, số lượng mức lượng tử Q bằng 2^b, trong đó b là số lượng bit biểu thị cho các Q mức lượng tử riêng biệt, mỗi mức có một từ mã riêng chứa b bit.

Thí dụ

Nếu có 16 mức lượng tử thì b bằng 4 và gồm các từ mã như 0000 = 0 V, 0001 = 1 V, 0010 = 2 V, ..., 1111 = 15 V. Tất nhiên nếu mức lấy mẫu cực đại không bằng 15 V mà bằng một mức nào đó chẳng hạn 2a thì mỗi mức riêng biệt

không cách nhau 1 V mà là Q/2a và mỗi từ mã sắp xếp ứng với một mức như trên. CCITT khuyến nghị dùng các hệ thống PCM có từ mã 8 bit. Điều này có nghĩa là b = 8 và có 256 mức tương ứng với 256 từ mã 8 bit. Nghĩa là nếu sử dụng sơ đồ lượng tử đều đối với mức tín hiệu vào cực đại bằng ± 2,5 V thì mỗi lần thay đổi mức tín hiệu vào 19,5 mV sẽ làm thay đổi các từ mã.

Một loạt các từ mã xuất hiện trong quá trình mã hoá đơn giản này bây giờ đã thay thế cho tín hiệu tương tự. Tín hiệu số này có thể truyền trực tiếp trên khoảng cách rất ngắn hoặc phải xử lý trước khi truyền trực tiếp tại băng cơ sở hoặc sử dụng để điều chế sóng mang. Hơn nữa xử lý tín hiệu này, đặc biệt để điều chế sóng mang dành cho truyền tin số trên tuyến vô tuyến là đối tượng nghiên cứu của các chương tiếp theo. Vì thế trước khi xem xét tín hiệu số này và các quá trình phụ kèm theo, chúng ta xem xét về mã hoá tin kết hợp với quá trình lượng tử hoá không đều.

Bảng 2.4- Các giá trị của tín hiệu đầu ra bộ nén đối với tín hiệu vào chuẩn hoá tại μ = 100 và 255

$\mu = 100$				$\mu = 255$			
x/x_{max}	y/y_{max}	x/x_{max}	y/y_{max}	x/x_{max}	y/y_{max}	x/x_{max}	y/y_{max}
0,01	0,1502	-0,01	-0,1502	0,01	0,2285	-0,01	-0,2285
0,02	0,2380	-0,02	-0,2380	0,02	0,3261	-0,02	-0,3261
0,03	0,3004	-0,03	-0,3004	0,03	0,3891	-0,03	-0,3891
0,04	0,3487	-0,04	-0,3487	0,04	0,4357	-0,04	-0,4357
0,05	0,3882	-0,05	-0,3882	0,05	0,4727	-0,05	-0,4727
0,06	0,4216	-0,06	-0,4216	0,06	0,5034	-0,06	-0,5034
0,07	0,4506	-0,07	-0,4506	0,07	0,5296	-0,07	-0,5296
0,08	0,4761	-0,08	-0,4761	0,08	0,5524	-0,08	-0,5524
0,09	0,4989	-0,09	-0,4989	0,09	0,5727	-0,09	-0,5727
0,10	0,5196	-0,10	-0,5196	0,10	0,5910	-0,10	-0,5910
0,20	0,6597	-0,20	-0,6597	0,20	0,7126	-0,20	-0,7126
0,30	0,7441	-0,30	-0,7441	0,30	0,7845	-0,30	-0,7845
0,40	0,8047	-0,40	-0,8047	0,40	0,8358	-0,40	-0,8358
0,50	0,8519	-0,50	-0,8519	0,50	0,8757	-0,50	-0,8757
0,60	0,8907	-0,60	-0,8907	0,60	0,9083	-0,60	-0,9083
0,70	0,9236	-0,70	-0,9236	0,70	0,9360	-0,70	-0,9360
0,80	0,9522	-0,80	-0,9522	0,80	0,9599	-0,80	-0,9599
0,90	0,9774	-0,90	-0,9774	0,90	0,9811	-0,90	-0,9811
1,00	1,000	-1,00	-1,0000	1,00	1,0000	-1,00	-1,0000

BỘ LƯỢNG TỬ HOÁ PHI TUYẾN CÓ BƯỚC LƯỢNG TỬ NHỎ ĐỐI VỚI CÁC MỨC TÍN HIỆU VÀO THẤP

Thiết bị này được sử dụng phổ biến nhất ở châu Âu và ở Mỹ, trong đó ứng dụng kỹ thuật nén số để tạo ra gần đúng hoá các đặc tính nén-giãn logarit luật A và μ bằng các đoạn thẳng gãy khúc. Hình 2.10 biểu thị đường cong của luật nén A = 87,6 phù hợp với các trị số ghi trong bảng 2.5.

Bên cạnh đường cong có đường gần đúng hoá gãy khúc. Đường gần đúng hoá được sử dụng trong hệ thống CEPT 30 + 2 (30 kênh thoại cộng với khe 8 bit cho báo hiệu và khe 8 bit cho đồng bộ khung). Đường gần đúng hoá đầy đủ có 13 đoạn, ký hiệu A đến H là các đoạn dương của đường gãy khúc và A' đến H' cho các đoạn âm. Vùng B đến B' là một đường thẳng và không phân đoạn. Vì vậy chỉ sử dụng 13 đoạn. Trong hình 2.10 không vẽ vùng âm của đường gãy khúc. Vùng này nằm trong góc vuông có **x** âm và **y** âm, và toàn đường cong có dạng chữ S.

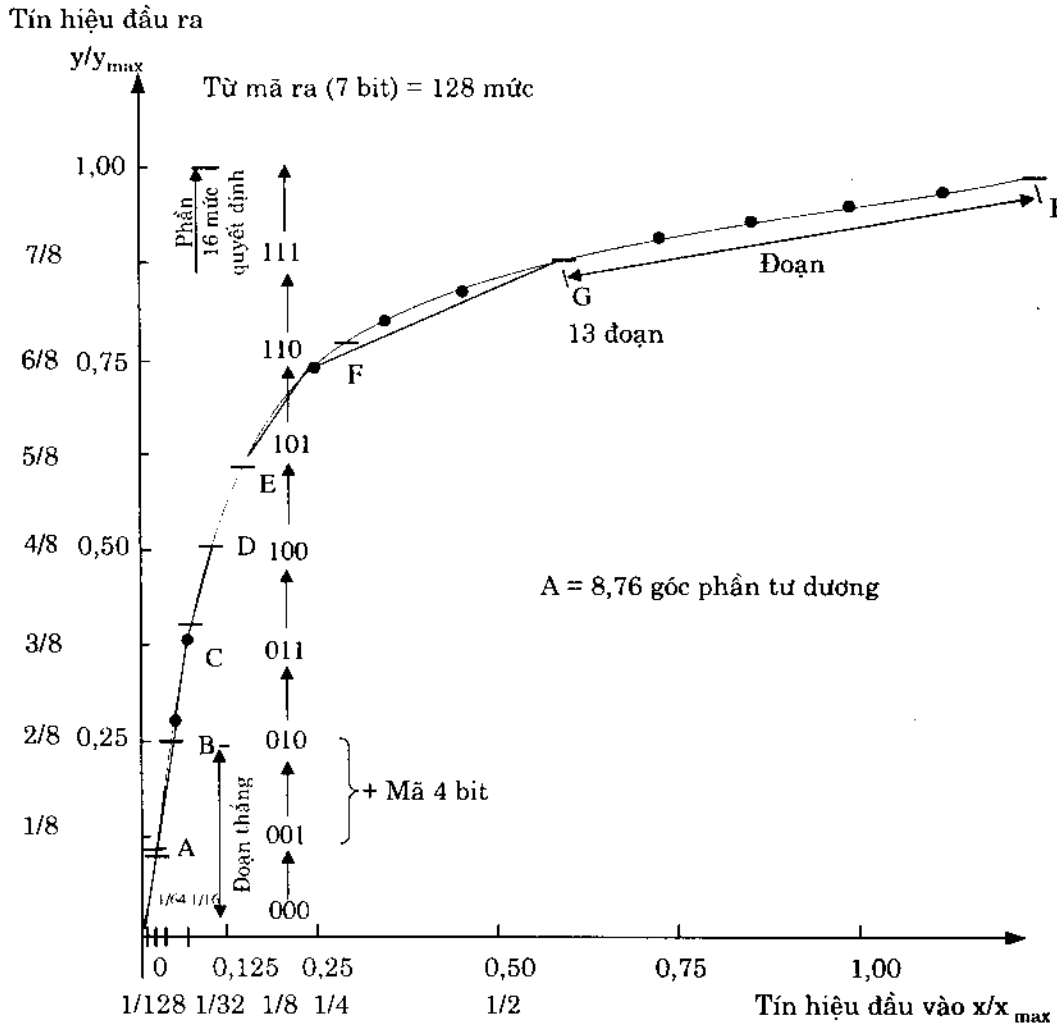
Trục y/y_{max} chia thành 8 phần. Mỗi phần đặc trưng cho một miền mà mỗi đoạn của đường cong chiếm giữ. Sự thực là có 8 đoạn, mỗi đoạn được đặc trưng bằng mã 3 bit. Mỗi đoạn chia thành 16 mức quyết định, mỗi mức được phân phối mã 4 bit.

Tổng số mức của các mức lượng tử trong vùng dương của đường cong là 128. Các vùng dương và vùng âm của đường cong được phân phối mã 1 bit (vùng dương bằng 1 và vùng âm bằng 0). Tổng số bit trong một từ mã bằng 8 và tổng số các mức lượng tử là 256 ($2^8 = 256$). Tín hiệu vào được thay thế bởi 256 từ mã 8 bit ở đầu ra.

Biên độ tín hiệu vào trong hình 2.10 được đặc trưng bằng trục x/x_{max}. Trên trục này chia thành 7 đoạn theo tỷ lệ logarit (cơ số 2). Trục đầu vào được chuẩn hoá với trị số cực đại bằng 1, miền rộng nhất bằng 1/2, tiếp theo là 1/4, 1/8, 1/16, 1/32, 1/64 và 1/128.

Mỗi đoạn của đường gãy khúc nằm trong mỗi miền ấy, trừ đoạn B đến 0 như đã nói trên đây là một đường thẳng và đoạn 1/128 không tính đến. Trong đoạn thẳng từ B đến 0 có 32 mức lượng tử.

Nếu sử dụng bộ lượng tử đều có cùng độ phân giải như vùng đường thẳng B đến 0 trong hình 2.10 thì phạm vi động của tín hiệu vào là như nhau đối với quá trình tuyến tính và phi tuyến, số lượng các mức lượng tử sẽ là 32 trong đoạn B đến 0, gấp đôi lên và bằng 64 trong đoạn C đến 0 một lần nữa gấp đôi ên và bằng 128 trong đoạn D đến 0 và tiếp tục cho đến 2048 cho đoạn H đến 0



Hình 2.10- Đường cong luật nén A và gần đúng hóa bằng các đoạn thẳng (13 đoạn) khi A = 87,6

Đối với vùng âm có 2048 mức lượng tử tuyến tính tương đương khác. Có nghĩa là muốn có độ phân giải và tỷ số tín hiệu/tạp âm như bộ lượng tử phi tuyến 256 mức thì bộ lượng tử đều phải có 4096 mức lượng tử hoặc từ mã 12 bit.

Như vậy bộ lượng tử phi tuyến có lợi về nén - giãn là:

20 lg(4096/256) = 24,08 dB, tương đương với cải thiện được tỷ số tín hiệu/tạp âm (S/N) của hai mức lượng tử phù hợp với phương trình (2-64) tức là:

$$(S/N)_{\text{phi tuyến}} - (S/N)_{\text{tuyến tính}} = \text{Độ lợi nén} - \text{giãn} = 20\ \lg Q_{nl} - 20\ \lg Q_l$$

hoặc: Độ lợi nén - giãn = $20\ \lg Q_{nl}/Q_l$ (2.68)

Trong bộ lượng tử không đều hoặc phi tuyến các bit nhị phân chứa trong một từ mã được sắp xếp như bảng 2.6.

Bảng 2.5- Các giá trị tín hiệu đầu ra bộ nén-giãn khi tín hiệu vào chuẩn hoá với A = 87,6

x/x_{max}	y/y_{max}	x/x_{max}	A = 87,6		y/y_{max}	x/x_{max}	y/y_{max}
			y/y_{max}	x/x_{max}			
0,01	0,1601	-0,01	-0,1601	0,02	0,2852	-0,02	-0,2852
0,03	0,3593	-0,03	-0,3593	0,04	0,4118	-0,04	-0,4118
0,05	0,4526	-0,05	-0,4526	0,06	0,4859	-0,06	-0,4859
0,07	0,5141	-0,07	-0,5141	0,08	0,5385	-0,08	-0,5385
0,09	0,5600	-0,09	-0,5600	0,10	0,5793	-0,10	-0,5793
0,12	0,6126	-0,12	-0,6126	0,15	0,6534	-0,15	-0,6534
0,20	0,7059	-0,20	-0,7059	0,25	0,7467	-0,25	-0,7467
0,30	0,7800	-0,30	-0,7800	0,40	0,8326	-0,40	-0,8326
0,50	0,8733	-0,50	-0,8733	0,60	0,9067	-0,60	-0,9067
0,70	0,9348	-0,70	-0,9348	0,80	0,9592	-0,80	-0,9592
0,90	0,9807	-0,90	-0,9807	1,00	1,0000	-1,00	-1,0000

Bảng 2.6- Tóm tắt bộ mã hoá và bộ lượng tử phi tuyến luật nén A

Các bit nhị phân	I_7	$I_6I_5I_4$	$I_3I_2I_1I_0$
Đoạn	*Bit dấu thứ nhất*	*Chọn đoạn bit thứ 2 đến thứ 4*	*Vị trí trong đoạn bit thứ 5 đến 8*
O-A(')	1/(0)	000	16 từ mã (0000 đến 1111)
A-B(')	1/(0)	001	16 từ mã (0000 đến 1111)
B-C(')	1/(0)	010	16 từ mã (0000 đến 1111)
C-D(')	1/(0)	011	16 từ mã (0000 đến 1111)
D-E(')	1/(0)	100	16 từ mã (0000 đến 1111)
E-F(')	1/(0)	101	16 từ mã (0000 đến 1111)
F-G(')	1/(0)	110	16 từ mã (0000 đến 1111)
G-H(')	1/(0)	111	16 từ mã (0000 đến 1111)
Số bit sử dụng	1	3	4 Tổng số 8 bit
Tổng số: Số vùng = 2. Số đoạn/vùng = 8. Số từ mã/vùng = 8 × 16 = 128 Do đó: Tổng số bit = 8. Tổng số vùng = 2. Tổng số miền = 16. Tổng số từ mã = 256. Tổng số đoạn = 13			

Chú thích :

('): Ký hiệu góc vùng âm, đó là đoạn O–A', A' –B',...

Tương tự như sơ đồ trên đây là hệ thống D_2(U.S) sử dụng luật nén $\mu = 255$. Cấu trúc từ mã cũng như vậy và có 256 mức lượng tử. Khác với đường gãy khúc của luật nén **A**, trong luật nén μ đường cong được gần đúng hoá theo đường gãy khúc có 15 đoạn. Điều này có nghĩa vùng B – B' trong hình 2.10 không phải là đường thẳng, mà được phân chia thành các đoạn B –A, A –A' và A' –B'. Một nét khác biệt nữa giữa hệ thống 32 của CEPT và hệ thống D_2 là bit dấu I_0 được sử dụng cho báo hiệu trong các từ mã 6, 12, 18, 24 của mỗi khung.

Đường gần đúng hoá bằng các đoạn thẳng theo luật nén lgarit đạt được bằng cách sử dụng bộ biến đổi số/tương tự phi tuyến đặt trong mạch hồi tiếp của bộ mã hoá hồi tiếp. Phương pháp khác là hoàn toàn số, trong đó sử dụng bộ biến đổi tương tự/số tuyến tính 12 bit. Cả hai phương pháp này được giới thiệu trong tài liệu tham khảo.

SỬ DỤNG BỘ LƯỢNG TỬ HOÁ ĐỀU CÓ KHOẢNG CÁCH GIẢM GIỮA CÁC MỨC QUYẾT ĐỊNH

Như đã trình bày trên đây, nếu bộ lượng tử hoá không đều được dãn trở thành bộ lượng tử hoá đều, thì cần phải có 2048 mức lượng tử đều tương đương cho mỗi vùng dương và âm. Mỗi mức lượng tử được đặc trưng bởi một từ mã 11 bit. Nhờ các bit dư trong các nhóm nằm trong từ mã 11 bit nên có thể mã hoá lại thành 7 xung nhằm tạo ra hiệu quả phi tuyến như bộ lượng tử hoá không đều. Như vậy các số nhị phân đã được manip để giảm bớt số bit trong từ mã.

TẢI LƯỢNG TỬ VÀ GIẢI MÃ

Toàn bộ phần này có liên quan đến mã hoá, trong thực tế thì quá trình lượng tử và mã hoá trong bộ biến đổi tương tự - số không tách rời nhau. Đầu thu của hệ thống, tại điểm mà các bit số được tái tạo nhờ thiết bị xử lý tín hiệu thu, các từ mã tin phải được giải mã. Động tác đầu tiên trong quá trình thu của hệ thống PCM là tách tín hiệu từ tạp âm. Chức năng này được thực hiện thông qua tái lượng tử, trong đó bộ lấy mẫu quyết định tín hiệu số thu được là mức logic 1 hoặc 0. Dãy bit số sau khi được khôi phục đưa đến bộ giải mã, tại đây bộ biến đổi số - tương tự (D/A) hoạt động ngược lại so với bộ mã hoá để chuyển các từ mã số thành các mức lượng tử rời rạc. Đầu ra bộ giải mã có các xung lấy mẫu nhiều mức lượng tử đặc trưng cho tín hiệu PAM lượng tử. Sau đó tín hiệu này được lọc để khử các tần số nằm ngoài băng âm thoại. Kết quả là tín hiệu sau khi lọc giống tín hiệu tương tự ở phía phát. Để giúp cho bộ lấy mẫu thu hoạt động chính xác, tin tức về thời gian được phát kèm theo từ mã. Vấn đề này sẽ được đề cập trong hai phần tiếp theo.

2.2.1.4. Độ rộng băng tần

Định lý Nyquist về băng tần truyền dẫn cực tiểu chỉ rõ có khả năng truyền r_s ký hiệu độc lập trong một giây, không có giao thoa giữa các ký hiệu đi qua bộ lọc thông thấp lý tưởng có băng thông $B = r_s/2$. Nghĩa là:

Độ rộng băng tần B ≥ (tốc độ truyền các ký hiệu r_s)/2 (2-69)

Trong một hệ thống PCM, tốc độ các ký hiệu bằng số lượng bit trong một từ mã được tạo ra từ xung lượng tử nhân với tần số lấy mẫu f_s.

Tốc độ truyền ký hiệu PCM là r_s = số bit của từ mã b × tần số lấy mẫu f_s (2-70)

Vì số bit trong từ mã b phụ thuộc vào số mức lượng tử Q như đã nói trong mục 2.2.1.3 nên ta có:

Số bit nhị phân b trong từ mã PCM = $\log_2 Q$ (2-71)

Từ các phương trình (2-69) (2-70) và (2-71) xác định được độ rộng băng tần của hệ thống PCM sử dụng mã nhị phân như sau:

$$BPCM > (f_s/2) \cdot \log_2(Q) \text{ kHz}$$

Trong đó f_s tính bằng kHz.

Khi tần số lấy mẫu bằng 8 kHz, hệ thống có 256 mức thì băng cực tiểu 32 kHz sử dụng để truyền tín hiệu một kênh thoại. So với các phương pháp tương tự để truyền một phần băng âm thoại bằng 3,1 kHz (0,3 ÷ 3,4) kHz với băng tần của kênh thoại bằng (0 ÷ 4 kHz), thì phương pháp số có băng tần lớn xấp xỉ 10 lần. Để giảm bớt băng tần trước khi truyền trên kênh phải sử dụng các sơ đồ M - trạng thái trong đó thay các xung nhị phân bằng dãy xung M-mức. Vấn đề này được trình bày trong chương 5. Vì vậy để truyền M - mức, băng tần cần thiết xác định như sau:

$$B \geq (f_s/2).\frac{\log_2(Q)}{\log_2 M} = \frac{b.(f_s/2)}{\log_2 M} \quad (2\text{-}72)$$

Thí dụ

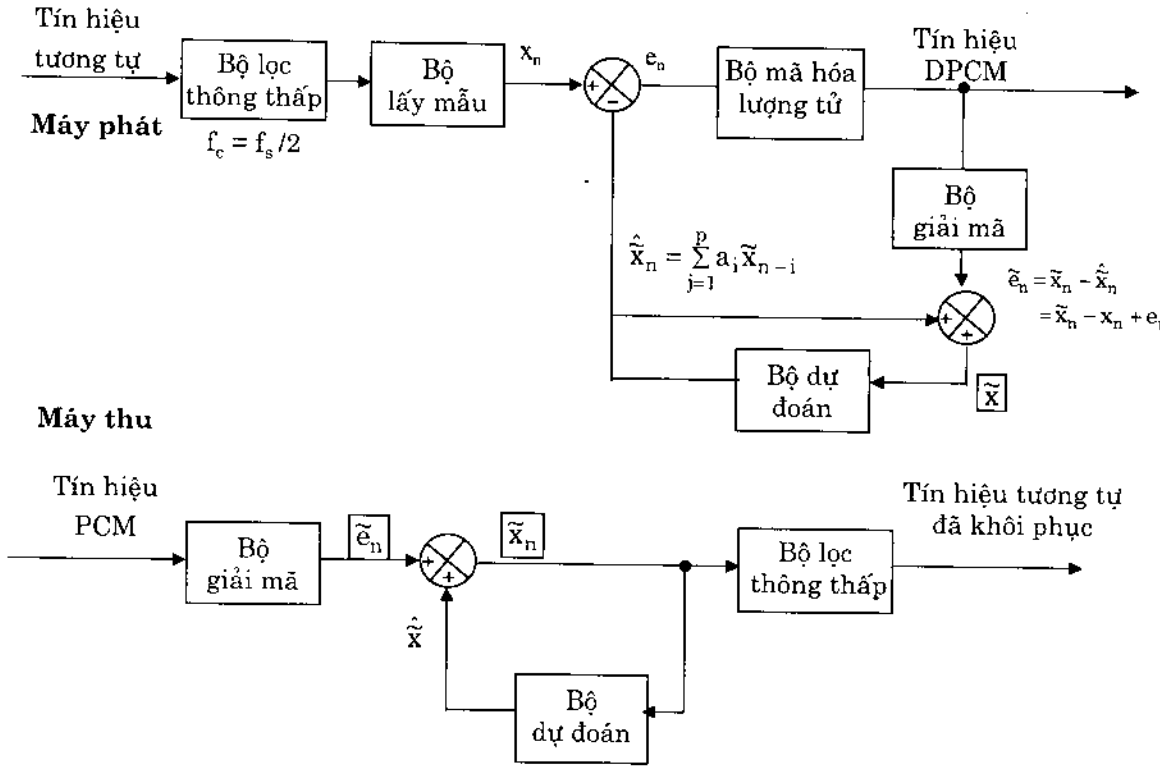
Giả sử bộ nén phi tuyến luật A tạo ra tỉ số tín hiệu trên tạp âm S/N đầu ra bằng 72,25 dB. Xác định băng tần thích hợp của bộ lọc thấp lý tưởng nếu tín hiệu nhị phân PCM chuyển thành tín hiệu 8 mức trước khi qua bộ lọc.

Giải

Từ phương trình (2-68), tính được tỉ số S/N đầu ra bộ lượng tử đều là 48,16 dB. Từ phương trình (2-64) tiếp tục xác định được số mức lượng tử bằng 265. Từ phương trình (2-72) tính được độ rộng băng tần thích hợp là 10,667 kHz nếu M = 8.

2.2.2. Điều xung mã vi sai (DPCM)

Một phương pháp làm giảm độ rộng băng tần còn một nửa là giảm số bit b của từ mã đi một nửa. Muốn vậy cần sử dụng DPCM, trong đó chỉ truyền đi độ chênh lệch giữa các mẫu cạnh nhau đã được mã hoá. Vì độ chênh lệch giữa các mẫu cạnh nhau thường nhỏ hơn trị số biên độ của xung lấy mẫu nên đặc trưng cho độ chênh lệch này cần số bit ít hơn. Dạng mã hoá này có thể tạo ra kết quả tốt nếu các xung lấy mẫu có biên độ xấp xỉ với nhau hoặc có độ tương quan cao giữa các mẫu. Đặc biệt điều này xảy ra trong các tín hiệu video trong đó âm nền hoặc các trị số âm thay đổi không rõ rệt giữa các thời điểm lấy mẫu. Chất lượng thu tín hiệu truyền hình đen trắng ở mức chấp nhận được nhờ sử dụng PCM bình thường có 256 mức lượng tử và các từ mã 8 bit. Khi sử dụng DPCM có cùng chất lượng như PCM bằng cách sử dụng 8 mức lượng tử và từ mã 3 bit. Như vậy độ rộng băng tần yêu cầu giảm chỉ bằng 3/8 băng tần của PCM bình thường. Khi các mức lượng tử lớn hơn hoặc bằng 4 thì DPCM có thể nhận được S/N cao hơn khi sử dụng PCM có độ dài bit như nhau. Tuy nhiên tín hiệu tương tự thay đổi rất nhanh từ mẫu này sang mẫu khác, không có độ tương quan cao và không dự đoán trước một cách chính xác và như vậy không thể thích nghi được với DPCM vì sai số lượng tử lớn. Hình 2.11 là sơ đồ khối của máy thu và máy phát của một hệ thống DPCM đơn giản.



Hình 2.11- Sơ đồ khối của máy phát và máy thu DPCM

Sau khi qua bộ lọc thông thấp hạn chế băng tần tín hiệu vào bằng một nửa hoặc ít hơn một nửa tần số lấy mẫu f_s, máy phát lượng tử và mã hoá lượng tử chênh lệch giữa xung lấy mẫu tương tự x_n và tín hiệu dự đoán $\tilde{x}_n$ lấy từ đầu ra bộ dự đoán. Trị số dự đoán của mẫu tiếp theo có được nhờ ngoại suy từ p giá trị mẫu trước đó:

$$\tilde{x}_n = \sum_{i=1}^{p} a_i \tilde{x}_{n-i} \qquad (2\text{-}73)$$

Trong đó a_i: các hệ số của bộ dự đoán được lựa chọn để cực tiểu hoá sai số giữa trị số lấy mẫu và trị số dự đoán của mẫu tiếp theo. Đầu vào bộ dự đoán có trị số $\tilde{x}_n$ đặc trưng có mẫu tín hiệu x_n được biến đổi nhờ quá trình lượng tử. Độ chênh lệch giữa xung lấy mẫu vào và tín hiệu đầu ra dự đoán đã lượng tử là sai số e_n. Đại lượng này được xác định như sau:

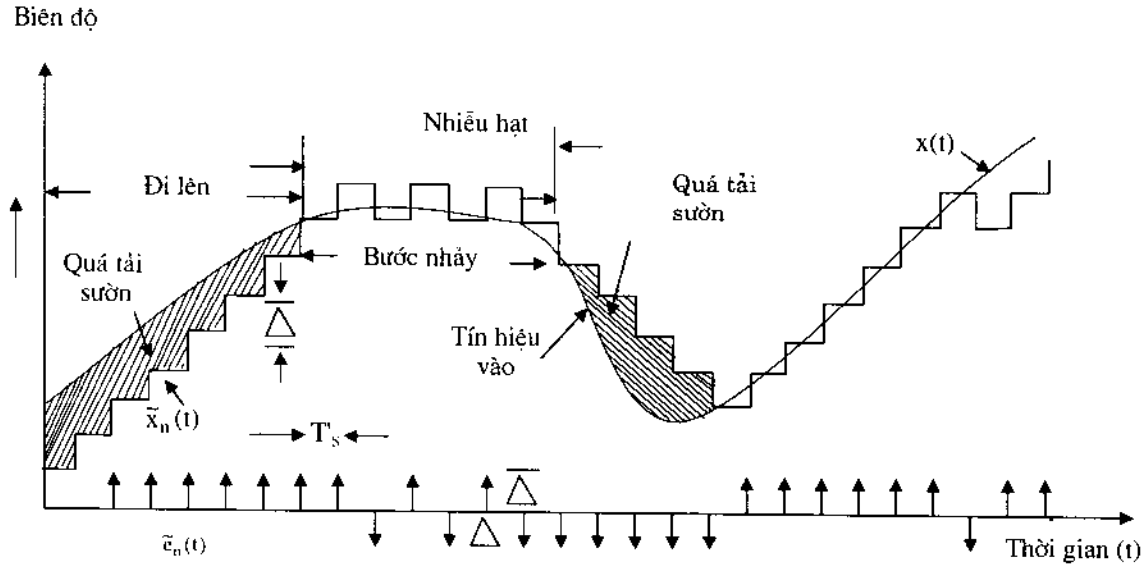
$$e_n = x_n - \tilde{x}_n \qquad (2\text{-}74)$$

Đầu ra của bộ lượng tử hoá là trị số lượng tử của sai số này. Nó được mã hoá thành từ mã nhị phân và được truyền đi. Nếu tín hiệu sai số lượng tử dự báo $\tilde{e}_n$ không nối đến đầu vào máy phát, mà thực sự chỉ nối độ chênh lệch giữa hai mẫu thực thì một sự sai lệch bất kỳ của từ mã tạo thành để truyền dẫn sẽ không chỉ tạo ra lỗi giữa các mẫu xuất hiện ở đầu ra của máy thu, mà còn mở rộng đến toàn bộ tín hiệu được khôi phục lại. Sở dĩ như vậy là vì máy thu giải mã độ chênh lệch của tín hiệu đã gửi đi, tích phân lại và cộng nó với tín hiệu đã khôi phục trước. Như vậy một lỗi có thể cộng vào suốt toàn bộ quá trình phục hồi cấu trúc. Sự chênh lệch giữa xung lấy mẫu và xung dự đoán tiếp theo được mã hoá nên sai số chỉ xuất hiện khi dự đoán sai. Máy thu có bộ tích phân được thay thế bằng mạch dự đoán thì ở máy phát mạch này được lặp lại trong mạch hồi tiếp vì thế dự đoán ở cả máy thu và máy phát như nhau. Việc sử dụng đấu vòng phản hồi giúp cho bộ lượng tử hạn chế độ chênh lệch giữa sai số e_n và sai số đã được lượng tử $\tilde{e}_n$ bằng sai số lượng tử e_q. Có nghĩa là:

$$e_q = \tilde{e}_n - e_n = \tilde{x}_n - x_n \qquad (2\text{-}75)$$

Như đã nói ở trên đây, trong DPCM lượng tử tín hiệu vào cũng như trong PCM nhưng xảy ra không dài hơn. Vì độ chênh lệch được lượng tử hoá. Nếu có sự quá tải xảy ra, trong PCM được đặc trưng bằng các lỗi và chúng cũng xảy ra trong DPCM, nhưng không phải quá tải biên độ, mà là quá tải sườn. Điều này được minh hoạ trong hình 2.12 của một hệ thống điều chế Delta, một dạng đơn giản nhất của DPCM. Quá tải sườn xảy ra trong trường hợp đường bậc thang

không theo kịp tốc độ thay đổi của sườn tín hiệu vào x(t). Kết quả là hàm bậc thang $\tilde{x}(t)$ chậm trễ so với thay đổi nhanh của tín hiệu vào x(t). Trái lại, tạp âm hạt xuất hiện khi sự thay đổi của tín hiệu vào là quá nhỏ so với kích thước bậc nhỏ nhất của bộ lượng tử. Vấn đề này cũng được minh hoạ trong hình 2.12. Tạp âm hạt cũng xuất hiện trong các thời kỳ câm của tiếng nói hoặc mầu xám cố định hay gần vùng mầu xám cố định của ảnh.



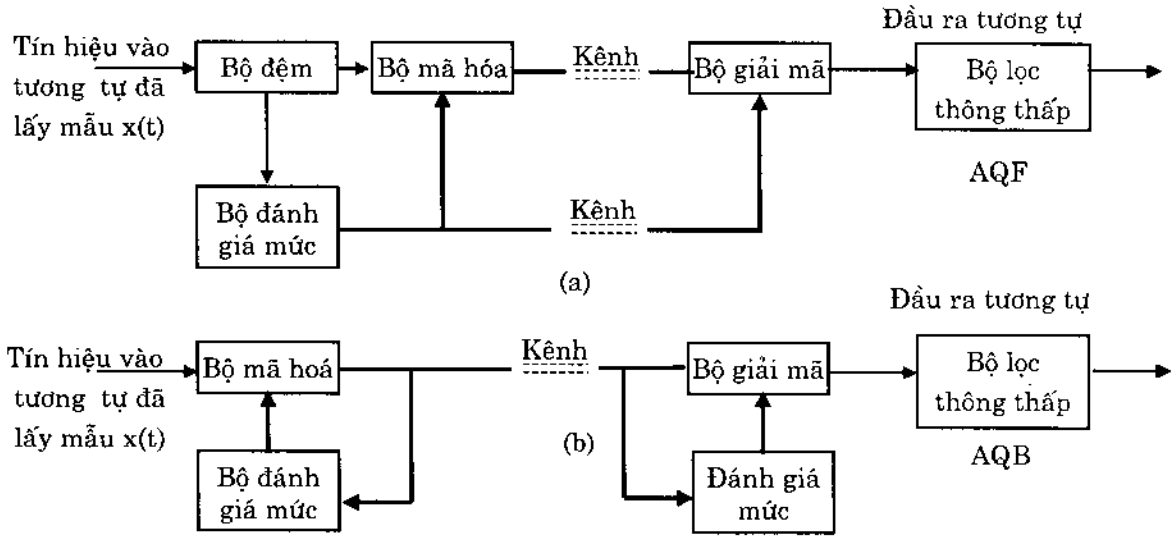
Hình 2.12- Dạng sóng của quá trình điều chế Delta

Loại sai số DPCM thứ ba xảy ra khi mã hoá hình ảnh. Nó xảy ra trong khi mã hoá vùng tương phản thấp, khi đó đầu ra bộ lượng tử xuất hiện một dạng ngẫu nhiên lấy các trị số chênh lệch nhỏ từ đường này tới đường kia hoặc từ khung này tới khung kia. Sai số này được gọi là vùng bị chiếm. Ba loại sai số này khác với sai số do PCM tạo ra và có thể gây nên nhiễu tạp âm. Bởi vì các sai số này không thích hợp với hệ thống PCM nên không có mặt trong sai số trung bình bình phương xác định đối với tạp âm trong hệ thống PCM.

2.2.3. Điều xung mã vi sai tự thích nghi (ADPCM)

Như đã thể hiện trong phương trình (2-70) tốc độ các ký hiệu hoặc tốc độ bit của tín hiệu PCM gồm các từ mã 8 bit và tín hiệu tiếng nói được lấy mẫu với tần số 8 kHz bằng 64 kbit/s. Nếu số lượng bit của từ mã giảm còn 4 như trong điều xung mã vi sai (DPCM) thì tốc độ bit giảm và chỉ bằng 32 kbit/s. Có xu hướng tiêu chuẩn hoá quốc tế tốc độ 32 kbit/s đối với tín hiệu mã tiếng nói nhờ sử dụng ADPCM. Vấn đề này được phản ánh trong Khuyến nghị G.721 của CCITT, có liên quan đến điều xung mã vi sai tự thích nghi 32 kbit/s và các tài liệu khác.

Như đã trình bày trong phần 2.14, một quá trình ngẫu nhiên dừng được xác định như một quá trình mà những đặc tính thống kê của các phép đo quá trình không thay đổi theo thời gian. Nhiều nguồn tín hiệu thực tế là không dừng nhưng tựa dừng. Quá trình này được thể hiện qua phương sai và hàm tự tương quan thay đổi chậm theo thời gian. Các bộ mã hoá trong các hệ thống PCM và DPCM được tính toán trên cơ sở tín hiệu vào dừng và được mô hình hoá đối với các nguồn tín hiệu tựa dừng. Nếu bộ lượng tử đều PCM được sử dụng thì trị trung bình của tạp âm lượng tử bằng 0, phương sai hoặc công suất tạp âm lượng tử xác định theo phương trình (2-59) và bằng $\Delta^2/12$. Nếu phương sai thay đổi do sai số lượng tử thay đổi gây ra bởi tín hiệu vào tựa dừng, thì phương pháp để trung hoà là thay đổi bước lượng tử Δ. Đây là một trong những phương pháp hoạt động của bộ lượng tử hoá tự thích nghi. Bộ lượng tử hoá tự thích nghi thay đổi bước lượng tử của nó phù hợp với phương sai của các xung lấy mẫu tín hiệu đi qua. Các thuật toán được phát triển cho điều xung mã vi sai khi mã hoá tín hiệu tiếng nói bằng cách sử dụng bộ lượng tử hoá và bộ dự đoán tự thích nghi, trong đó các hệ số thay đổi có chu kỳ để phản ảnh thống kê của tín hiệu vào. Hơn nữa, truyền các hệ số dự đoán đến máy thu, và như vậy làm tăng số bit truyền và tốc độ bit, bộ dự đoán thu tính các hệ số riêng của mình.



Hình 2.13- Lượng tử hoá tự thích nghi với:
(a) "đánh giá thuận" và (b) "đánh giá ngược" mức tín hiệu vào

Có hai loại hệ thống tự thích nghi. Thứ nhất là hệ thống DPCM có lượng tử tự thích nghi (thường gọi tắt là DPCM - AQB). Loại thứ hai kết hợp cả bộ lượng tử hoá tự thích nghi và bộ dự đoán tự thích nghi. Loại này gọi tắt là

DPCM - APB - AQB. Chữ cái B trong APB và AQB có nghĩa là đánh giá ngược lại và sẽ được trình bày dưới đây.

Đánh giá thuận và ngược trong lượng tử tự thích nghi - AQF, AQB

Hình 2.13 là sơ đồ lượng tử tự thích nghi đánh giá thuận và đánh giá ngược mức tín hiệu vào. Các đánh giá thuận cỡ bước là không có tác dụng đối với tạp âm lượng tử và các đánh giá trong AQF là đáng tin cậy hơn so với trong AQB. Các điểm cần chú ý của mỗi kỹ thuật sẽ được thống kê sau đây:

AQF

Thông tin mức tín hiệu được truyền đến bộ mã hoá ở xa khi sử dụng 5÷6 bit cho một xung lấy mẫu trên cỡ bước. Cho phép bảo vệ thông tin cỡ bước ở phía phát bằng cách thêm bit dư. Độ trễ đánh giá được tạo ra trong hoạt động mã hoá (bằng 16 ms cho tiếng nói).

Yêu cầu chèn các mẫu vào "không lượng tử hoá". Tự thích nghi khối hoặc tự thích nghi định kỳ; nghĩa là cỡ bước Δ của nó đổi mới mỗi lần mỗi khối và giữ không đổi suốt trong thời gian một khối của N mẫu.

Đánh giá dựa trên cơ sở các mẫu không lượng tử.

AQB

Thông tin về cỡ của bước Δ được tách ra từ trạng thái trước đó của bộ lượng tử hoá. Không có trễ của đánh giá. Tạp âm lượng tử làm giảm đặc tính bám sát mức và giảm đặc tính hơn nữa khi tăng cỡ của bước. Đây là hệ thống phi tuyến có hồi tiếp và có thể không tránh khỏi vấn đề về sự ổn định.

Các hệ thống AQF đòi hỏi các khối đệm đắt tiền có cấu trúc phức tạp và cũng gây ra trễ, các hệ thống DPCM ít phức tạp thường dùng các mạch AQB nên có lợi ở chỗ không cần các bit ngoài để cung cấp thông tin về cỡ của bước. Hoạt động của các bộ mã hoá DPCM - AQB tại 32 kbit/s được chấp nhận để truyền tiếng nói - Kết quả là không tốt như hệ thống PCM 7 bit sử dụng phương pháp lượng tử hoá logarit mà chỉ so sánh với hệ thống PCM 6 bit lượng tử hoá logarit. Nếu yêu cầu có một hệ thống DPCM 32 kbit/s chất lượng cao thì bộ dự đoán tự thích nghi (APB) phải đưa vào trong thiết kế.

Đánh giá thuận và đánh giá ngược các hệ số của bộ dự đoán tự thích nghi

Hình 2.14 là sơ đồ khối của dự đoán tự thích nghi thuận APF và dự đoán tự thích nghi ngược APB các hệ số của bộ dự đoán tự thích nghi (a_{ij}. Các bộ mã hoá DPCM sử dụng mã dự đoán tự thích nghi để xác định a_i, như trong hình 2.73

là phức tạp hơn so với các bộ lượng tử hoá tự thích nghi, nhưng hiệu quả bit cao hơn. Các bộ mã hoá này có chất lượng tiếng nói tốt tại tốc độ 32 kbit/s. Khi xử lý hình ảnh có thể dùng các bộ mã hoá giữa các khung có tốc độ bit thấp.

Dự đoán tự thích nghi thuận APF

Như chỉ rõ trong hình 2.14(a), các trị số đầu vào P đã được xử lý và dùng để xác định một tập hợp các hệ số của bộ dự đoán. Những điểm cần chú ý của bộ dự đoán thích nghi loại này là:

- Có thể xảy ra một lượng trễ mã hoá đáng kể.

Đối với tín hiệu tiếng nói, số lượng các hệ số (a_i) cần thiết để tính toán, khoảng 10.

- Đối với tiếng nói, số lượng mẫu duy trì tại bất kỳ thời điểm nào để tính các hệ số, khoảng 128.

- Thông tin về độ dốc bổ sung sử dụng để tính các hệ số của bộ dự đoán ở máy thu làm tăng dung lượng của kênh.

- Yêu cầu đệm số liệu.

- Kỹ thuật thích nghi với mạng chuyển mạch gói.

Dự đoán tự thích nghi ngược APB

Sơ đồ khối tổng quát như hình 2.14(b). Các điểm cần chú ý là:

- Để đạt được yêu cầu dự đoán như nhau APB so với APF có vẻ tốt hơn mà không cần chọn lựa lại thông tin độ dốc.

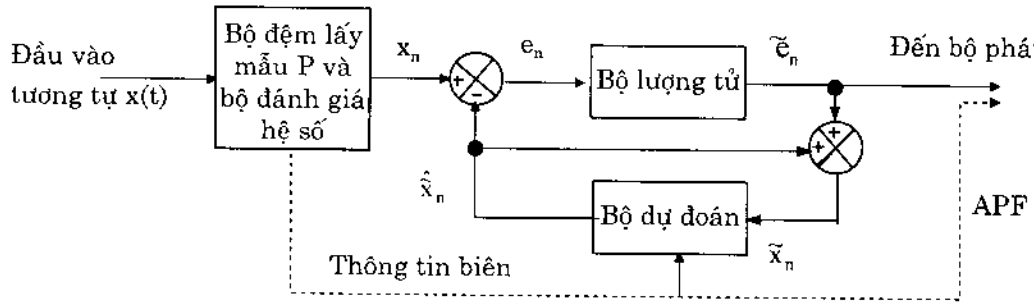
- APB chịu ảnh hưởng của quá trình lượng tử tại tốc độ bit thấp, tại đó APF không phụ thuộc.

- Ứng dụng của AQB trong các thiết kế.

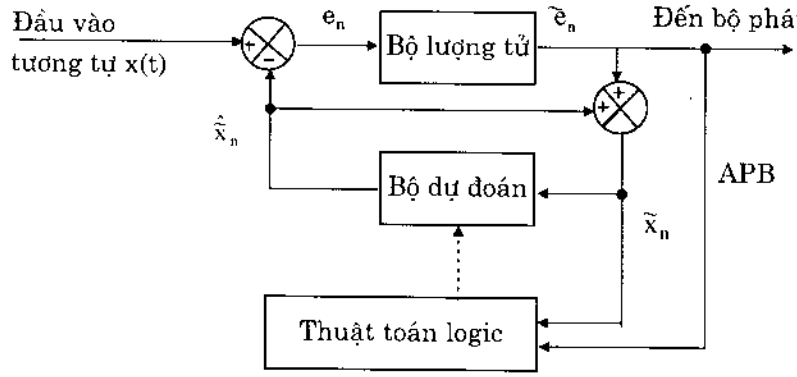
- Số lượng các hệ số dự đoán gần bằng 6.

Tiêu chuẩn của CCITT đối với ADPCM có chất lượng tại 32 kbit/s

Muốn xây dựng mạch dự đoán thích nghi phải có một thuật toán cho phép thực hiện về mặt vật lý của một ý đồ toán học. Có 2 loại thuật toán sử dụng theo tiêu chuẩn của CCITT cho ADPCM có chất lượng tại 32 kbit/s. Các thuật toán này là AQB, APB và hệ thống DPCM-APB-AQB có chất lượng tại 32 kbit/s, hoặc đơn giản như ADPCM tại 32 kbit/s. Hoạt động của hệ thống này phụ thuộc rất nhiều vào tín hiệu. Đối với tiếng nói, tỉ số tín hiệu/tập âm (S/N) khoảng 25 ÷ 30 dB.



(a) Dự đoán tự thích nghi thuận (APF)



(b) Dự đoán tự thích nghi ngược (APB)

Hình 2.14- Sơ đồ khối của DPCM

2.2.4. Điều chế Delta (DM)

Điều chế Delta là một loại điều chế xung mã vi sai (DPCM) trong đó mỗi từ mã chỉ có một bit nhị phân. Ưu điểm của điều chế Delta so với các loại điều chế của các hệ thống PCM khác là các mạch đơn giản và dễ dàng chế tạo các Codec bằng các mạch tích hợp chíp đơn. Điều chế Delta là phương pháp mã hoá đơn giản nhất hiện có. Vì từ mã chỉ có một bit nên tần số lấy mẫu và tần số bit như nhau; tuy nhiên, để phối hợp với các hệ thống từ mã bit cao thông thường phải tăng dần tần số lấy mẫu một cách đáng kể. Hình 2.15(a) là sơ đồ khối của một hệ thống điều chế Delta và hình 2.12 là dạng sóng đặc trưng của loại điều chế này.

Trong máy phát, dạng sóng tương tự với hạn chế băng tần x(t) được lấy mẫu để tạo ra tín hiệu PAM x_n, tín hiệu này đem so sánh với trị số dự đoán $\hat{\tilde{x}}_n$, độ chênh lệch giữa chúng e_n được lượng tử thành một trong hai trị số biên độ $+\Delta$ hoặc $-\Delta$. Đầu ra bộ lượng tử là bộ mã hoá (không vẽ trong hình 2.15(a) sử

dụng một bit nhị phân cho một xung lấy mẫu, sau đó chuyển đến máy thu. Tại máy thu các bit được lấy mẫu (cũng không vẽ trong hình) và mỗi biên độ xung lấy mẫu ($\tilde{e}_n$) là $\pm \Delta$, sau đó được cộng vào giá trị dự đoán tức thời ở đầu ra máy thu. Tín hiệu này được hạn chế băng để khôi phục lại hình dạng sóng giống như dạng sóng tương tự ở đầu vào máy phát điều chế Delta. Hàm bậc thang của máy phát $\hat{\tilde{x}}_n$ là dạng sóng xuất hiện tại đầu vào âm của bộ khuếch đại vi sai. Mạch trễ T_s' như đã biết là bộ dự đoán bậc nhất, bộ tích luỹ hoặc bộ tích phân. Trong hình 2.15(b) là sơ đồ thiết bị thực tế, trong đó mạch trễ phản hồi được thay bằng bộ tích phân đơn giản, đầu vào của nó là dãy xung kéo dài trong khoảng thời gian T_s' và nhờ $\tilde{e}_n$ nên có biên độ $\pm \Delta$.

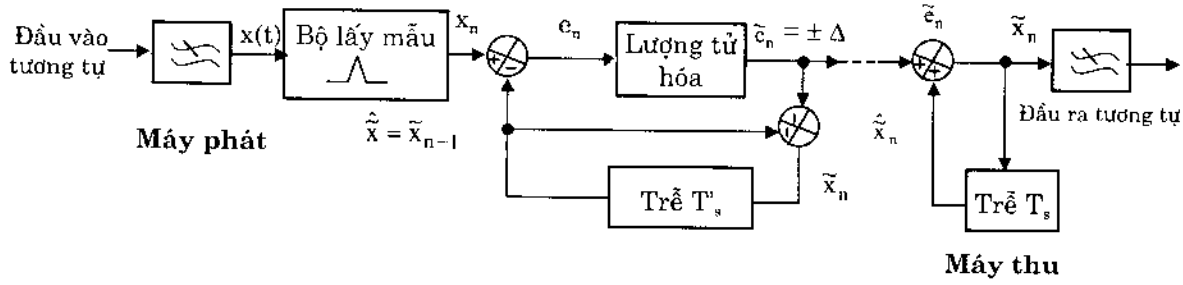
Hình 2.12 chỉ rõ dạng sóng tương tự đầu vào x(t) (không lấy mẫu). Sóng này so sánh với sóng bậc thang x_n. Tín hiệu chênh lệch e_n được lượng tử hoá thành hai mức $\pm \Delta$ phụ thuộc vào dấu của sự chênh lệch và đầu ra của bộ lượng tử hoá hoặc bộ hạn chế hai trạng thái. Tín hiệu chênh lệch đã lượng tử $\tilde{e}_n$ sau đó được lấy mẫu để tạo ra các xung có biên độ bằng $\pm \Delta$.

Hàm bậc thang $\hat{\tilde{x}}_n(t)$ xấp xỉ được tạo bằng cách cho các xung đi qua bộ tích phân, nó cộng hoặc trừ một bước có biên độ Δ với mức được tạo ra nhờ tích phân xung lấy mẫu trước. Những vấn đề có thể xảy ra trong máy phát đã được trình bày trong mục 2.2.2. Những vấn đề này gồm quá tải sườn, tạp âm hạt hoặc tìm kiếm. Vì tần số lấy mẫu trong hệ thống điều chế Delta cao hơn nhiều so với tần số lấy mẫu Nyquist, nên tạp âm hạt phát sinh do sự tìm kiếm hoặc hành trình chạy không quanh tín hiệu x(t) biên độ không đổi, dễ dàng giảm bớt nhờ bộ lọc thấp đầu thu. Tuy nhiên quá tải sườn là một vấn đề không dễ dàng khắc phục. Xem hình 2.15(a), khi x(t) đang thay đổi, $\hat{\tilde{x}}_n(t)$ đi theo dạng bậc thang miễn là các mẫu liên tiếp của $x_n(t)$ không khác nhau một lượng lớn hơn cỡ của bước Δ. Đây không phải là trường hợp mà $\hat{\tilde{x}}_n(t)$ không thể sinh ra.

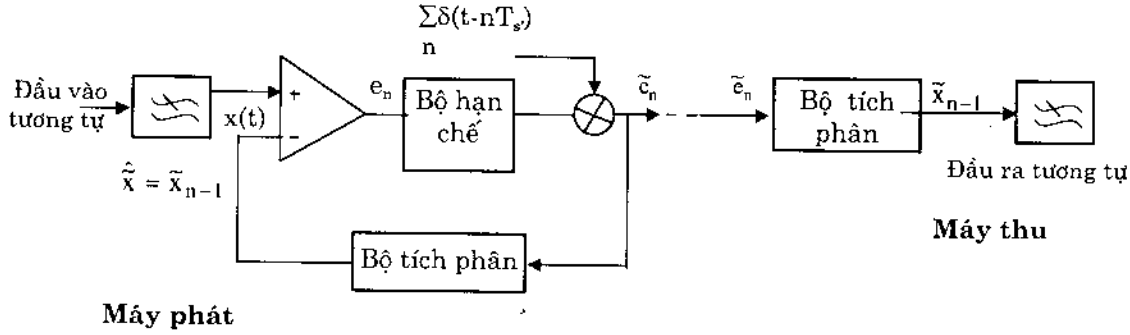
Như đã trình bày trên đây loại quá tải này không xác định theo biên độ của tín hiệu vào mà xác định theo độ dốc hoặc tốc độ thay đổi của biên độ tín hiệu vào theo thời gian. Phương trình (2.70) chỉ rõ rằng tốc độ các ký hiệu của hệ thống PCM bằng số lượng các bit trong từ mã nhân với các tần số lấy mẫu. Vì số lượng bit trong một từ mã của điều chế Delta chỉ bằng một nên tốc độ bit bằng tần số lấy mẫu:

Tốc độ bit của hệ thống điều chế Delta = tần số lấy mẫu f_s' (2-76)

Phương trình (2-76) cho thấy muốn nhận được tốc độ bit thấp hợp lý thì phải giảm tần số lấy mẫu. Giảm tần số lấy mẫu sẽ làm tăng tạp âm hạt. Tạp âm này tách được nhờ bộ lọc thấp có tần số cắt $f_s'/2$. Bộ lọc loại này trở nên càng ít hiệu quả hơn khi tần số lấy mẫu càng giảm. Tuy nhiên giảm tần số lấy mẫu cho phép bộ điều chế theo kịp sự biến đổi độ dốc của tín hiệu vào dễ dàng hơn.



(a)



(b)

Hình 2.15- Hệ thống điều chế Delta:

(a) Mô hình thời gian rời rạc; (b) Thiết bị thực tế

Yêu cầu phải cực tiểu hoá hai loại méo dẫn đến xung đột về sự lựa chọn cỡ bước Δ. Biện pháp dung hoà để lựa chọn trị số Δ là lấy giá trị cực tiểu của tổng các trị số trung bình bình phương của hai loại méo này.

Giả thiết tần số hình sin cao nhất xuất hiện trong tín hiệu hạn chế băng tần bằng f_m, chúng ta có thể xác định được tần số lấy mẫu cao nhất f_s trước khi xảy ra méo do quá tải. Nếu tần số cao nhất trong băng tần bằng f_m thì sóng hình sin đặc trưng cho tần số này là:

$$x(t) = X \sin(2\pi f_m t)$$

Hoặc độ dốc:

$$dx(t)/dt = 2\pi f_m X\cos(2\pi f_m t)$$

Phương trình này có một trị số cực tiểu $2\pi f_m X$. Để tránh quá tải sườn phải thoả mãn điều kiện:

$$\Delta/T_s' \geq 2\pi f_m X \quad (2\text{-}77)$$

Như vậy điều kiện để ngăn ngừa quá tải sườn là tần số lấy mẫu $f_s' = 1/T_s'$ phải thoả mãn điều kiện sau đây:

$$f_s' \geq 2\pi f_m . X/\Delta \quad (2\text{-}78)$$

Từ đó rút ra điều kiện của phạm vi động X/Δ:

$$X/\Delta < (1/2\pi) . f_s'/f_m \quad (2\text{-}79)$$

Trong đó:

X= đỉnh biên độ của tín hiệu vào có tần số f_m kHz, tính bằng vôn (V).

Δ = cỡ bước yêu cầu, tính bằng vôn (V).

f_s' = tần số lấy mẫu, tính bằng kHz.

f_m = tần số hình sin của tín hiệu vào, tính bằng kHz.

Thí dụ

Công suất của tín hiệu tiếng nói tập trung trong vùng tần số thấp, nghĩa là xung quanh 400 Hz. Chú ý phạm vi động có liên quan đến các tần số thấp hơn và bằng phạm vi động của hệ thống điều chế Delta với phạm vi động của hệ thống PCM lượng tử đến 8 bit, xác định tỉ số tần số lấy mẫu và tần số điều chế cực đại của hệ thống DM. So sánh với hệ thống PCM.

Giải

Tần số cực đại f_{max} của tín hiệu tiếng nói bằng 3400 Hz. Năng lượng của tín hiệu chủ yếu tập trung chung quanh 400 Hz (f_m), $f_m = f_{max}/8,5$. Đối với hệ thống PCM đều, 8 bit có 256 mức lượng tử nên phạm vi động bằng 256:1, sử dụng phương trình (2-79) và $f_m = f_{max}/8,5$ ta có:

$$(f_s'/f_{max})_{DM} = (2\pi) \times (256) \times (1/8,5) = 190$$

So sánh với hệ thống PCM:

$$(f_s/f_{max})_{PCM} = 2$$

Như vậy hệ thống điều chế Delta đòi hỏi tỉ số tần số lấy mẫu cao để đạt được phạm vi động như hệ thống PCM.

Để khắc phục vấn đề tần số lấy mẫu so với tần số cực đại của tín hiệu là quá cao phải chuyển tín hiệu điều chế Delta (mã một bit) thành tín hiệu PCM (mã N bit). Đối với tiếng nói chọn tần số lấy mẫu f_s bằng 8 kHz, và tần số lấy mẫu của điều chế Delta f_s' được chọn để đảm bảo tỉ số tín hiệu/tạp âm lượng tử theo yêu cầu. Tần số f_s' càng cao thì chất lượng của tín hiệu tiếng nói sau khi khôi phục càng tốt. Tiêu chuẩn 32 của CCITT CEPT khuyến nghị cho PCM châu Âu, với hệ thống 32 kênh thì $f_s'/f_s = 200$. Như vậy đối với hệ thống 32 kênh tốc độ lấy mẫu là 50 Mega xung lấy mẫu/s.

Vấn đề quá tải sườn trong các hệ thống điều chế Delta được giảm bớt nhờ bộ lọc tín hiệu để hạn chế tốc độ biến đổi cực đại có thể xảy ra, hoặc nhờ tăng cỡ của bước như phương trình (2-78) hoặc bằng cách giảm tần số lấy mẫu. Tuy nhiên lọc và tăng cỡ của bước chỉ giúp cho giảm độ phân giải. Tăng tần số lấy mẫu dẫn đến phải mở rộng thêm băng tần và đối với tín hiệu hạn chế băng tần làm giảm cỡ của bước và vì vậy giảm tạp âm hạt.

Ngoài các vấn đề này, bộ tích phân ở đầu thu gây ra tích lũy sai số nếu hệ thống bị can tạp âm. Vấn đề này có thể giảm nhỏ bằng cách cải tiến điều chế Delta thành điều chế Sigma-Delta được mô tả trong mục 2.2.6.

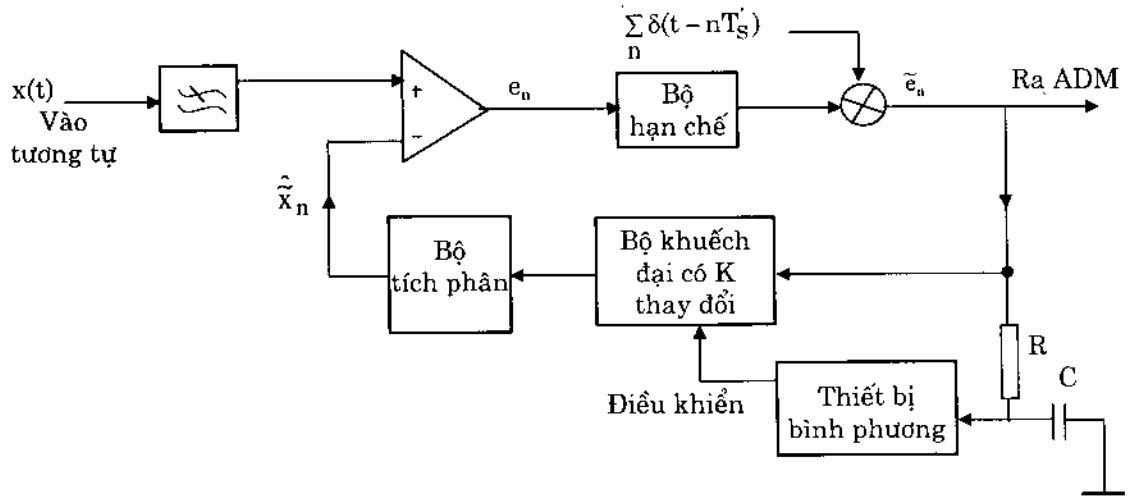
Giải pháp cho vấn đề quá tải sườn là xác định điều kiện quá tải và tăng tính thích nghi của cỡ bước. Hệ thống có cỡ bước phụ thuộc tín hiệu gọi là *hệ thống điều chế Delta tự thích nghi (ADM).*

2.2.5. Điều chế Delta tự thích nghi (ADM)

Tên gọi đầy đủ là *điều chế Delta có độ dốc thay đổi liên tục* (CVSDM), điều chế Delta tự thích nghi cải thiện được đặc tính yếu kém của bộ điều chế Delta cơ sở nhờ thay đổi động hệ số khuếch đại của bộ tích phân phù hợp với mức công suất trung bình của tín hiệu vào.

Hình 2.16 là sơ đồ khối của mạch như vậy. Cỡ của bước thay đổi nhờ điều khiển hệ số khuếch đại của bộ tích phân thông qua mạch RC và thiết bị bình phương. Khi tín hiệu vào là hằng số hoặc thay đổi chậm theo thời gian thì bộ điều chế Delta sẽ tìm kiếm và đưa ra một dãy xung có cực tính xen kẽ. Mạch RC lấy trung bình dãy xung này, lúc đó đưa ra trị trung bình bằng 0 (về mặt lý thuyết). Điều này có nghĩa là tín hiệu điều khiển làm hệ số khuếch đại của bộ khuếch đại thay đổi rất ít. Đầu ra bộ khuếch đại có bước Δ kích thước nhỏ. Khi tín hiệu vào có sườn dốc thì hàm bậc thang được tạo ra để theo kịp độ dốc của tín hiệu vào. Lúc đó sẽ tạo ra một loạt toàn xung dương hoặc toàn xung âm,

mạch RC lấy trung bình loạt xung này và đưa ra điện áp điều khiển lớn. Như vậy cỡ của bước tăng lên. Nhờ mạch bình phương nên điện áp điều khiển bộ khuếch đại luôn luôn dương, bất luận cực tính của xung thế nào nhờ sử dụng mạch này mà bộ điều chế Delta tự thích nghi có khả năng giảm méo do quátải sườn và tạp âm hạt. Bộ giải điều chế có mạch điều khiển hệ số khuếch đại tự thích nghi giống như trong bộ điều chế.



Hình 2.16- Hệ thống điều chế Delta tự thích nghi cơ bản (ADM)

2.2.6. Điều chế Sigma-Delta

Dạng sóng tín hiệu trong băng tần thoại không có tương quan cao giữa các mẫu liên tiếp. Nhược điểm này được phản ánh trực tiếp trong các trị số tương ứng của tạp âm lượng tử khi điều chế Delta. Sử dụng điều chế Delta để mã hóa tiếng nói cũng như việc duy trì bất kỳ mức DC nào hoặc duy trì dung lượng VLF, đầu vào bộ điều chế được tích phân trước lúc mã hóa DM. Trong hình 2.15(b) bộ tích phân có thể đặt sau bộ lọc thông thấp tại đầu vào dương của bộ khuếch đại vi sai. Điều này cho phép các thành phần tần số thấp của tín hiệu vào được tăng cường trước nên tăng tương quan của các xung lấy mẫu cạnh nhau. Đầu thu tín hiệu được phân giải bằng vi phân, kết quả là bộ giải mã chỉ là bộ lọc thấp đơn giản. Để làm đơn giản phần cứng, bộ tích phân trong hình 2.15(b) có thể được ngắn mạch và chuyển đến đầu ra của khuếch đại vi phân. Điều này cũng loại trừ được yêu cầu bộ tích phân mắc ở đầu vào dương của bộ khuếch đại.

2.2.7. Tạp âm lượng tử trong các hệ thống DM

Chúng ta chỉ xem xét trường hợp không có quá tải sườn xung trên hình 2.12, sai số lượng tử e_n là mức chênh lệch giữa tín hiệu vào x(t) và tín hiệu bậc thang $\hat{\tilde{x}}_n(t)$. Nghĩa là:

$$\left|x(t) - \hat{\tilde{x}}_n(t)\right| = e_n \le \Delta \tag{2-80}$$

Đầu ra bộ giải điều chế là tổng của tín hiệu khôi phục giả thiết bằng tín hiệu vào x(t), cộng với sai số truyền dẫn $n_0(t)$, cộng với tạp âm lượng tử $n_q(t)$, tức là:

Đầu ra bộ giải điều chế:

$$y(t) = x(t) + n_0(t) + n_q(t) \tag{2-81}$$

Trong đó $n_q(t)$ là đáp ứng đầu ra bộ lọc thông thấp giải điều chế đối với sai số lượng tử $e_n(t)$. Giả thiết pdf đều đối với sai số lượng tử trong phạm vi từ $+\Delta$ đến $-\Delta$, pdf = $1/(2\Delta)$; vì vậy sai số trung bình bình phương hoặc tổng công suất tạp âm lượng tử trung bình bằng:

$$E[e_n(t)^2] = \frac{1}{2\Delta}\int_{-\Delta}^{\Delta} e_n(t)^2 de_n(t) = \Delta^2/3 \tag{2-82}$$

Như vậy công suất đầu ra bộ lọc giải điều chế sẽ bằng:

$$N_q = E[n_q(t)^2] = (\Delta^2/3)\,(f_m/f_S') \tag{2-83}$$

Trong đó f_S' là tần số lấy mẫu và f_m là tần số cắt của một bộ lọc thông thấp thẳng đứng và bằng tần số hình sin ở đầu vào. Từ phương trình (2-78) thấy rằng muốn tránh quá tải sườn thì biên độ đỉnh cực đại của tần số cao nhất là X và xác định như sau:

$$X \le (1/2\pi).(f_S'/f_m)\,.\,\Delta \tag{2-84}$$

Như vậy công suất trung bình của tín hiệu này bằng $X^2/2$, tỉ số tín hiệu/méo lượng tử được xác định từ phương trình (2-83) và (2-84):

$$(S/N_q) = (3/8\pi^2).(f_S'/f_m)^3$$

$$= 30\,\lg(f_S'/f_m) - 14{,}2\ \text{dB} \tag{2-85}$$

Trong mục 2.3.2 sẽ chỉ rõ rằng S/N_q của hệ thống điều chế Delta không tốt bằng hệ thống PCM trong đó độ rộng băng tần của hai hệ thống giả thiết bằng nhau.

2.3. SO SÁNH GIỮA CÁC HỆ THỐNG KHÁC NHAU

2.3.1. Tính tạp âm nhiệt cho hệ thống PCM và DM

2.3.1.1. Tạp âm kênh PCM

Khi tạp âm trắng đến đầu vào của mạch giải mã máy thu sẽ gây ra sai số trong mạch tách sóng, mạch này xác định trạng thái lgic 1 hoặc 0 đã được phát đi. Như đã trình bày trong mục 2.1.3.1, tạp âm nhiệt được đặc trưng bởi phân bố Gauss. Phương trình (2-16) là hàm mật độ xác suất của phân bố Gauss, trong đó σ^2 là phương sai và có thể bằng công suất trung bình $N_0(t)$ của một mẫu tập âm $n_0(t)$. Nếu trong đó độ dài của một bit điện áp tín hiệu vào của bộ lượng tử thu trong hình 2.5 đạt mức –x thì tại thời điểm lấy mẫu biên độ của xung lấy mẫu là $-x(T_s)$, trong khi đó biên độ của tạp âm là $n_0(T_s)$. Nếu $n_0(T_s)$ dương và lớn hơn $x(T_s)$ thì tổng điện áp lấy mẫu $X_0(T_s)$ sẽ dương. Điện áp mẫu dương này sẽ gây ra 1 lỗi vì bộ giải mã thu phạm phải lỗi nếu bit thông tin có cực ngược lại, xác suất của sai số này là xác suất mà $n_0(T_s) > x(T_s)$, có nghĩa là $P(n_0 > x)$ hoặc $1 - p(n_0 \le x)$.

Vì vậy:

$$P_e = 1 - P(n_0 \le x) = (1/2)\ \text{erfc}\ [x(T_s)/\sqrt{2}\,\sigma] \qquad (2\text{-}86)$$

Các hệ thống PCM hoạt động có xác suất lỗi đủ nhỏ nên giả thiết rằng chỉ có lỗi bit đơn xảy ra trong từ mã. Giả thiết từ mà có b bit nhị phân, với số nhị phân nhỏ nhất tương ứng với mức âm nhất và số nhị phân cao nhất tương ứng với điện áp dương nhất trong bộ lượng tử đều. Một lỗi xảy ra trong bit có nghĩa của từ mã tương ứng với sai số Δ hoặc mức lượng tử riêng biệt. Bit có nghĩa thứ hai tương ứng với 2Δ. Điều này tiếp tục cho đến trạng thái cao nhất của một sai số nhân với Δ (bằng 2^{b-1}). Giả thiết rằng lỗi xảy ra với xác suất như nhau trong các bit của từ mã. Phương sai của lỗi được xác định như nhau:

$$E(e_q^2) = (1/b).[\Delta^2 + (2\Delta)^2 + (4\Delta)^2 + \ldots + (2^{b-1}\Delta)^2]$$

$$= (1/b)\sum_{i=1}^{b}[\Delta 2^{i-1}]^2 = \frac{2^{2b}-1}{3b}\Delta^2 \approx \frac{2^{2b}}{3b}\Delta^2 \ \text{khi}\ b \ge 2 \qquad (2\text{-}87)$$

Nếu P_e là xác suất lỗi của một bit, vậy độ tách biệt trung bình giữa các lỗi bằng $1/P_e$. Vì trong một từ mã có b bit nên độ tách biệt trung bình giữa các từ mã có lỗi bằng $1/bP_e$ và vì vậy các từ mã được phân biệt theo thời gian bởi khoảng lấy mẫu T_s, thời gian trung bình giữa các lỗi của từ mã T_w xác định như sau:

$$T_w = T_s/(b.P_e) \tag{2-88}$$

Mật độ phổ công suất của dãy xung lỗi do tạp âm nhiệt cho bởi phương trình sau:

$$G_{th}(f) = (1/T_w)E(e_q^2) = (P_e/T_s).(2^{2b}/3b)\Delta^2 \tag{2-89}$$

Đầu ra của bộ lọc lấy thấp lý tưởng, công suất trung bình của xung tạp âm nhiệt bằng:

$$N_0 = \int_{-f_m}^{f_m} G_{th}(f)df = [(2^{2b}\Delta^2 P_e)/(3T_s^2)] \tag{2-90}$$

Vì $2f_m = f_s$, nên $T_s = 1/2f_m$

2.3.1.2. Tạp âm kênh DM

Đối với tạp âm kênh PCM, bộ tích phân trong mạch thu đôi khi gây ra lỗi khi xác định cực tính của tín hiệu phát. Ảnh hưởng của tạp âm nhiệt gây méo tín hiệu phát do sự xuất hiện xung có tính ngược và lớn hơn bit phát. Trong điều chế Delta xung tạp âm phải có trị số gấp đôi và ngược cực với bit tin mới gây méo. Tham khảo xác định công suất tạp âm nhiệt ở đầu ra hệ thống điều chế Delta như sau:

$$N_0 = \frac{(2\Delta^2.P_e.f_s')}{\pi^2}.[1/f_1 - 1/f_m] \tag{2-91}$$

Hệ thống này bao gồm bộ lọc băng thông có tần số cắt trên băng f_m và tần số cắt dưới băng f_1. Nếu sử dụng bộ lọc thấp hoàn thiện thì công suất tạp âm bằng vô cùng tại $f_1 \to 0$, do đó mật độ phổ công suất tập trung quanh gốc tọa độ. Khi ứng dụng cho băng tần tiếng nói thì không có vấn đề gì, vì băng tần tiếng nói nằm trong khoảng 300 Hz đến 3400 Hz và bộ lọc băng sử dụng có hiệu quả. Đối với trường hợp $f_1 \leq f_m$, phương trình (2-91) rút gọn như sau:

$$N_0 = (2\Delta^2.P_e/\pi^2).(f_s'/f_c) \tag{2-92}$$

Điểm quan trọng cần nhấn mạnh ở đây là công suất tạp âm nhiệt đầu ra hệ thống điều chế Delta phụ thuộc vào tần số cắt bên dưới của bộ lọc thu hơn là tần số cắt cao như trong các hệ thống PCM.

2.3.2. Tính toán tỉ số tín hiệu/tạp âm (S/N) ở đầu ra các hệ thống PCM và DM

Để xác định tỉ số tín hiệu/tạp âm cần phải tìm công suất tín hiệu ở đầu ra $E[X_0(t)^2]$ cùng với công suất tạp âm tổng. Công suất tạp âm tổng sẽ là tổng của công suất tạp âm lượng tử N_q hoặc $E[n_q(t)^2]$ và công suất tạp âm kênh N_0 hoặc $E[n_0(t)^2]$. Tức là:

$$(S/N)_0 = \frac{E[X_0(t)^2]}{E[n_0(t)^2] + E[n_q(t)^2]} = \frac{E[X_0(t)^2]}{(N_q + N_0)} \qquad (2\text{-}93)$$

TỶ SỐ TÍN HIỆU/TẠP ÂM (S/N) ĐẦU RA HỆ THỐNG PCM

Theo phương trình (2-62) công suất tín hiệu S ở đầu ra bộ lượng tử đều bằng $(Q^2 - 1).\Delta^2/12$. Từ phương trình (2-59) công suất tạp âm lượng tử $E(e_q^2)$ ở đầu ra bộ lượng tử bằng $\Delta^2/12$. Cả hai phương trình này đã được thay đổi khi cho qua bộ lọc thông thấp lý tưởng có tần số cắt bằng hai lần tần số lấy mẫu. Vì vậy:

$$E[X_0(t)^2] = S/T_s^2 = (Q^2 - 1).(\Delta^2/12).(1/T_s^2) \qquad (2\text{-}94)$$

$$E[n_q(t)^2] = E[e_q(t)^2]/T_s^2 = (\Delta^2/12).(1/T_s^2) \qquad (2\text{-}95a)$$

$$E[n_0(t)^2] = \frac{Q^2.\Delta^2.P_e}{(3T_s^2)} \qquad (2\text{-}95b)$$

$$\text{Do đó: } (S/N)_0 = \frac{(Q^2 - 1)}{(1 + 4Q^2P_e)} = \frac{(2^{2b} - 1)}{(1 + 4P_e.2^{2b})} \qquad (2\text{-}96)$$

Trong đó $Q = 2^b$ = số mức lượng tử trong bộ lượng tử đều

b = số bit nhị phân trong từ mã PCM

TỶ SỐ TÍN HIỆU TẠP ÂM (S/N) ĐẦU RA HỆ THỐNG DM

Từ phương trình (2-83)(2-84) và (2-92) xác định được tỷ số tín hiệu/tạp âm như sau:

$$(S/N)_0 = \frac{(3f_s'^3.f_1)}{(8\pi^2.f_1.f_m^3 + 48P_e.f_s'^2.f_m^2)} \qquad (2\text{-}97)$$

Trong đó:

f_1, f_m = tần số cắt dưới và trên của bộ lọc thu, Hz

f_s' = tần số lấy mẫu của hệ thống Delta (tần số không như PCM)

P_e = xác suất lỗi bit thiết lập từ phương pháp truyền số liệu qua kênh

Chú ý rằng tần số lấy mẫu f_s' và vì vậy chu kỳ lấy mẫu T'_s không nhất thiết có trị số như nhau cho PCM và điều chế Delta. Thường thì chúng khác nhau như trong các ví dụ của mục 2.2.4

Thí dụ 1

Xác suất lỗi P_e của hệ thống M - trạng thái PSK được xác định gần đúng bằng $\exp[-(C/N).\sin(180/M)]$. Giả thiết sử dụng hệ thống 8-PSK và tỉ số sóng mang/tạp âm tại đầu vào máy thu trung bình bằng 20 dB, giá trị trung bình (kì vọng) $(S/N)_0$ ở đầu ra của kênh thoại bằng bao nhiêu nếu sử dụng hệ thống PCM - 8 bit?

Giải

Khi $C/N = 20$ dB thì hệ số $C/N = 100$, vì vậy P_e của hệ thống M = 8-PSK bằng 4.10^{-7}. Hệ thống PCM 8 bit có $b = 8$ và từ phương trình (2-96) tìm được $(S/N)_0 = 47,7$ dB. Kết quả đáng chú ý của thí dụ này là ở chỗ khi P_e nhỏ thì phương trình (2-96) rút gọn $S/N = 6b$ dB.

Thí dụ 2

Nếu $(S/N)_0$ của hệ thống điều chế Delta kênh âm tần bằng 18 dB và (S/N_q) bằng 22 dB, khi tần số lấy mẫu bằng 80 kHz thì P_e bằng bao nhiêu?

Giải

Từ phương trình (2-97) xác định được $(S/N)_0$ và từ phương trình (2-85) tìm được (S/N_q). Do đó:

$$(S/N_q)dB - (S/N)_0 dB = 10\lg\frac{1+6P_e.f_s^2}{\pi^2.f_l.f_m}dB \qquad (2\text{-}98)$$

Đối với kênh âm tần $f_l = 300$ Hz và $f_m = 3400$ Hz, cho $f_s = 80000$ Hz; vậy $P_e = 4\times10^{-4}$.

2.3.3. So sánh PCM và tương tự

Sau đây sẽ thống kê ưu điểm và nhược điểm của hệ thống PCM so với hệ thống tương tự. Có nhiều ưu điểm, tuy nhiên giữa kỹ thuật mới và hệ thống mới có mối quan hệ mang tính chất tuần hoàn. Ưu điểm của hôm nay sẽ trở thành nhược điểm của ngày mai.

Ưu điểm của PCM

1- Vì tín hiệu tương tự được chuyển thành một từ mã nhị phân chứa các bit lgic nên việc khôi phục hoặc tái tạo bit tin có trạng thái thấp hoặc cao là

vấn đề không khó khăn. Khả năng tái tạo tín hiệu hoàn hảo hoặc tách và ghép theo thời gian các tín hiệu thành phần là ưu điểm nổi bật của các hệ thống có nhiều trạm lặp. Điều này đã tránh được tích lũy tạp âm đọc theo hệ thống điện thoại cự ly dài và các hệ thống như vậy trở nên hấp dẫn. Trong sơ đồ lượng tử đều, biên độ của tạp âm khi tái tạo hoàn hảo nhỏ hơn một nửa hiệu giữa các mức lượng tử, điều này đã đề cập trong mục 2.3.1.1. Các trạm lặp sử dụng kỹ thuật tương tự, chẳng hạn như ghép tách theo tần số (FDM) có thể cộng thêm tạp âm vào hệ thống, nếu tín hiệu RF chuyển xuống âm tần.

2- Hệ thống PCM thiết kế để truyền tín hiệu tương tự có thể đáp ứng cho các tín hiệu số liệu. Điều này tạo ra việc sử dụng hệ thống một cách linh hoạt, đặc biệt trong lập kế hoạch của các nhu cầu chưa biết trong tương lai.

3- Trong các hệ thống truyền dẫn băng gốc PCM kỹ thuật mã hóa có thể được sử dụng để giảm bớt ảnh hưởng của tạp âm và đảm bảo an toàn.

4- PCM tạo ra phương tiện lưu trữ tín hiệu thoại hoặc tín hiệu số liệu để phục vụ cho truyền dẫn theo thời gian ảo hoặc cho các mạch xử lý khác.

5- Khi tỉ số tín hiệu/tạp âm đầu vào thấp thì tỉ số tín hiệu/tạp âm đầu ra của các hệ thống PCM tốt hơn so với các hệ thống tương tự.

6- Khi cho trước tỉ số độ rộng băng tần truyền dẫn/độ rộng băng tần tín hiệu (tỉ số nén hoặc dãn độ rộng băng tần) với P_e nhỏ hơn 10^{-4} thì PCM vượt mọi dạng điều xung khác. Đây là một nhân tố quan trọng đứng trên góc độ tách ghép theo thời gian đã được chú ý.

7- Khi băng tần truyền dẫn tăng thì phải giảm công suất thu. Sự thay đổi này của băng tần truyền dẫn theo công suất dễ dàng thực hiện trong các hệ thống PCM. Nhưng cần chú ý rằng công suất tín hiệu không thể tăng vô hạn mà có ngưỡng, ngưỡng này không cải thiện được tỉ số tín hiệu/tạp âm đầu ra và giảm một ít băng tần.

Nhược điểm của PCM

1- Mạch điện của hệ thống PCM phức tạp hơn so với các hệ thống có dạng điều chế khác, nhưng không thay đổi khi số lượng kênh tăng. Như vậy tính phức tạp này phù hợp khi yêu cầu số kênh lớn, bởi vì trong các dạng điều chế khác tính phức tạp tăng khi số lượng kênh tăng.

2- Hệ thống PCM có nhược điểm riêng của nó, thí dụ như hiện tượng trôi...

3- Độ rộng băng tần lớn hơn các hệ thống tương tự (gần bằng 48 kHz so với 4 kHz của kênh âm tần tương tự).

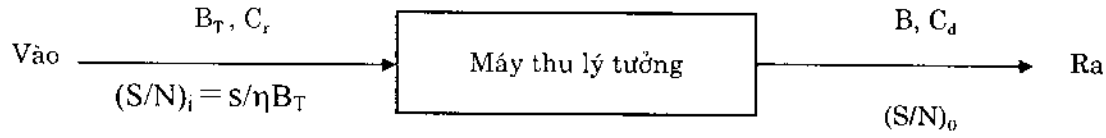
Xem xét hình 2.17, tín hiệu đến đầu vào máy thu lý tưởng có băng tần B_T, và tỉ số tín hiệu/tạp âm là $(S/N)_i$. Dung lượng của kênh ở đầu vào cho theo phương trình Hartley - Shanon:

$$C_r = B_T \log_2[1 + (S/N)_i] \qquad (2\text{-}99)$$

Tại đầu ra của máy thu có băng tần B và tỉ số tín hiệu/tạp âm $(S/N)_0$, dung lượng thông tin theo lý thuyết bằng:

$$C_d = B \log_2[1 + (S/N)_0] \qquad (2\text{-}100)$$

Công suất tạp âm đầu vào máy thu bằng mật độ phổ đầu vào η(W/Hz) nhân với băng tần B_T. Vì vậy ở đầu ra máy thu công suất tạp âm bằng mật độ phổ công suất đơn biên η nhân với băng tần đơn biên của máy thu B, nghĩa là công suất tạp âm đầu ra máy thu lý tưởng = $N_0 = \eta B$.



Hình 2.17- Máy thu của hệ thống truyền dẫn lý tưởng.

Ta xác định được:

$$\gamma = S_i / \eta\beta \qquad (2\text{-}101a)$$

$$\beta = \text{tỉ số nén hoặc dãn băng tần } B_T / B \qquad (2\text{-}101b)$$

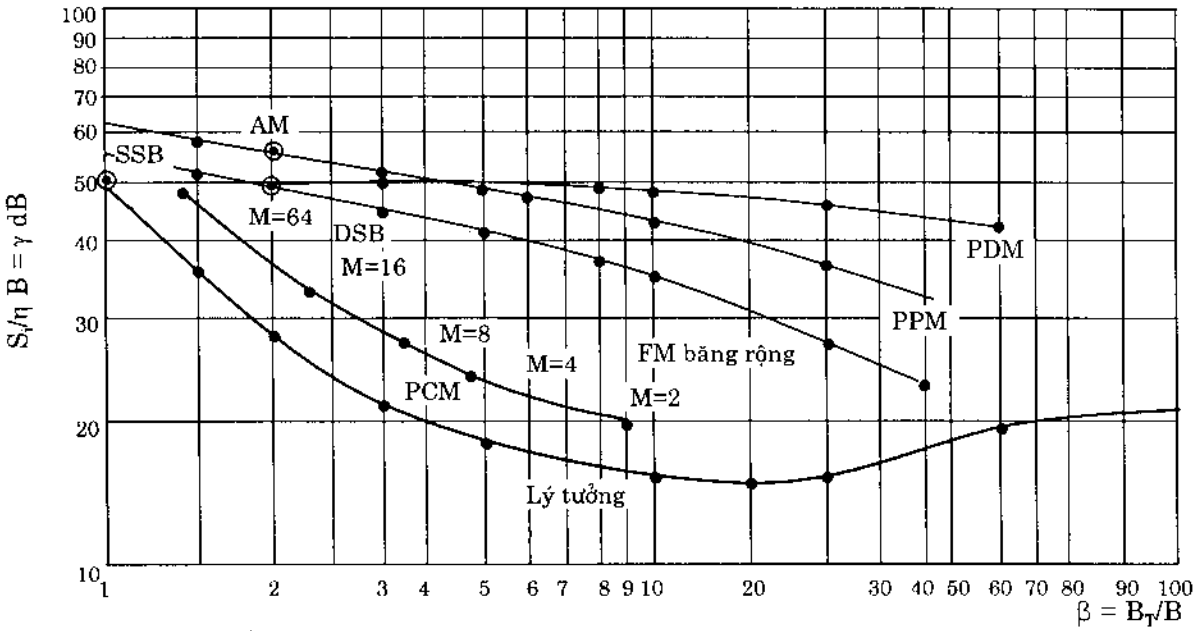
Hai tham số này dùng để so sánh các loại hệ thống truyền dẫn khác nhau nếu mỗi hệ thống đã xác định được tỉ số $(S/N)_0$. Ảnh hưởng của tạp âm nhiệt hoặc tạp âm cộng thêm vào kênh sẽ không đưa vào trong tính toán $(S/N)_0$ của các hệ thống này, vì tỉ số này dùng để so sánh các đặc tính hoạt động riêng của các hệ thống thông tin khác. Bảng 2.7 thống kê các loại hệ thống thông tin khác nhau và tạp âm nhiệt của chúng, tỉ số tín hiệu/tạp âm được biểu thị dưới dạng β và γ, trong đó β là tỷ số giãn băng tần và γ là tỷ số công suất tín hiệu đầu vào/công suất tạp âm đầu ra của hệ thống.

Hình 2.18 biểu thị sự phụ thuộc của công suất chuẩn hóa γ vào tỉ số dãn băng tần β khi tỉ số tín hiệu/tạp âm cao ở đầu ra hệ thống bằng 50 dB.

Các số liệu cho trong bảng 2.7 được sử dụng để tính $(S/N)_0$ của tất cả các hệ thống trừ trường hợp PCM.

Bảng 2.7- Các tham số hoạt động của hệ thống thông tin.

Hệ thống	*$(S/N)_0$*	*Tỉ số dãn băng tần β*
Lý tưởng	$(\gamma/\beta)^{\beta}$	β
AM	γ/3	2
SSB	γ	1
DSB	γ	2
FM băng rộng	$3\gamma \cdot \beta^2/8$	$2(\Delta f/f_m + 1)$
PCM	$M^{2\beta}$	$\log_M Q$
PDM	γβ/4	>1
PPM	$\gamma\beta^2/16$	>1
DM	$3\beta^3/\pi^2$	b



Hình 2.18- Công suất vào chuẩn hóa đối với độ rộng băng tần của hệ thống truyền dẫn khác nhau.

Đối với các hệ thống PCM trị số γ cần thiết để tạo ra $(S/N)_0$ bằng 50dB được tính từ ngưỡng của PCM. Trong thống kê trên đây về các ưu điểm của hệ thống PCM, trong ưu điểm thứ 6 đã nói rõ khi P_e nhỏ hơn 10^{-4} thì PCM vượt tất cả các dạng điều xung khác. Lấy P_e nhỏ hơn 10^{-4} như là ngưỡng của PCM và sử dụng phương trình đối với hệ thống PCM băng gốc $M_{mức}$ xác định được như sau:

$$P_e \text{ của hệ thống PCM } M_{mức} = \frac{2(M-1)}{M_0 F\left[\frac{3\gamma}{(M^2-1)\log_M Q}\right]^{1/2}} \quad (2\text{-}102)$$

Trong đó F() là hàm phân bố xác suất luỹ tiến Gauss cho bởi phương trình (2-20)

Khi $P_e < 10^{-4}$: $$F\left(\frac{3\gamma}{(M^2-1)\log_M Q}\right)^{1/2} < \left(\frac{M.10^{-4}}{2(M-1)}\right)$$

Nếu Z_1^2 được xác định từ $F(Z_1) < M.10^{-4}/2(M-1)$ thì:

$$Z_1^2 = \frac{3\gamma}{(M^2-1)\log_M Q}$$

Vì vậy: $\gamma \geq [(M^2-1).\log_M Q].Z_1^2/3$ (2-103)

Bảng 2.8- γ và β khi các trị số M khác nhau của hệ thống PCM $M_{mức}$

$M > F(Z_1)\times10^{-4}$		Z_1	Z_1^2	$(M^2-1)[\log_M Q]1/3$	γ	γ dB	$b=\log_M Q$
2	1	3,7	13,69	8,3038	113,67	20,56	8,3048
4	0,666	3,82	14,5924	20,7595	302,93	24,81	4,1519
8	0,5714	3,86	14,8996	58,1265	866,06	29,38	2,7679
16	0,533	3,875	15,0156	176,4553	2649,6	34,23	2,0759
64	0,5079	3,89	15,1321	4349,837	4349,837	48,18	1,3840

Bảng 2.8 thống kê các trị số Z_1 , γ và β (cho trong bảng 2.7) khi trị số M khác nhau, $P_e < 10^{-4}$ và $(S/N)_0 = 50$ dB.

Từ phương trình (2-63), $(S/N)_0 = Q^2 - 1$. Nếu tỉ số này bằng 10^5 thì Q gần bằng 316.

2.3.4. So sánh hệ thống PCM và DM

Để so sánh hệ thống PCM và DM ta lấy trường hợp độ rộng băng tần của hai hệ thống là như nhau. Điều này được sử dụng để xác định độ rộng xung của mỗi hệ thống. Đối với hệ thống PCM trong một chu kỳ lấy mẫu T_s có một từ mã b bit. Có nghĩa là mỗi bit chiếm một quãng thời gian bằng T_s/b. Tần số lấy mẫu

bằng $f_s = 1/T_s$ tần số cắt phía trên của bộ lọc $f_m = 2f_s$ nên độ rộng mỗi bit bằng:

$$\tau_{PCM} = 1/2f_m b \qquad \tau_{DM} = 1/f_S' \tag{2-104}$$

Trong đó f_S' là tần số lấy mẫu của DM, τ_{DM} là khoảng thời gian mà mỗi xung DM chiếm. Phương trình (2-104) được viết dưới dạng khác:

$$f_S'/f_m = 2b \tag{2-105}$$

Thay tỉ số này vào phương trình (2-97) xác định được tỉ số tín hiệu/tạp âm ở đầu ra của hệ thống DM:

$$(S/N)_{ODM} = \frac{3b^3}{\pi^2 + 24b^2 P_e (f_m/f_1)} \tag{2-106}$$

Phương trình (2-106) có thể so sánh với phương trình (2-96) xác định tỉ số tín hiệu/tạp âm đầu ra hệ thống PCM:

$$(S/N)_{OPCM} = \frac{2^{2b}}{1 + P_e 2^{2b+2}} \qquad \text{với } 2^{2b} \geq 1 \tag{2-96}$$

Mỗi hệ thống có thể truyền trực tiếp bằng gốc hoặc sử dụng điều chế PSK, có thể xác định P_e nhờ phương trình (2-102), trong đó M = 2 khi truyền mã nhị phân. Vì thế P_e trong cả hai phương trình (2-106) và (2-96) được xác định như sau:

$$P_e = F[\gamma/b)^{1/2}] \tag{2-107}$$

F ở đây có ngụ ý sử dụng hàm mật độ xác suất tích lũy Gauss cho bởi phương trình (2-20).

Khi mức tín hiệu thu tăng lên thì γ lớn hơn và P_e sẽ nhỏ hơn. Vì thế khi P_e rất bé hoặc các trị số của mức tín hiệu vào nằm trên ngưỡng của mỗi hệ thống thì phương trình (2-106) và (2-96) được rút gọn như sau:

$(S/N)_{ODM} = 3b^3/\pi^2$ và $(S/N)_{OPCM} = 2^{2b}$

Như vậy thì: $\dfrac{(S/N)_{OPCM}}{(S/N)_{ODM}} = 5{,}2 + 6b - 30 \lg b \text{ dB}$ (2-108)

Phương trình (2-108) chỉ rõ ưu điểm của hệ thống PCM ở chỗ tỉ số tín hiệu/tạp âm của hệ thống vượt tỉ số này của DM tính bằng dB khi cả hai hệ thống có mức tín hiệu thu cao hơn ngưỡng. Ngưỡng có thể xác định theo các phương trình (2-106) và (2-96) khi $(S/N)_0$ phụ thuộc γ theo dB, lấy trị số γ của mỗi đường cong nằm phía trước mức ra là một hằng số $(S/N)_0$.

Hoạt động của các hệ thống DM có thể được cải thiện khi sử dụng DM tự thích nghi (CVSDM) (xem phần 2.2.5). Muốn so sánh độ rộng băng tần yêu cầu, xem khuyến nghị hệ thống PCM 8 bit của CCITT. Tốc độ bit bằng 64 kbit/s. Muốn đạt được chất lượng như nhau thì tần số lấy mẫu, cũng chính là tốc độ bit của DM phải bằng 100 kbit/s. Tuy nhiên việc sử dụng CVSDM có tốc độ 32 kbit/s sẽ đưa đến kết quả như PCM 8 bit. Những ưu điểm này đã làm cho CVSDM được chú ý nhiều hơn và DM được ưa thích hơn PCM, đặc biệt CVSDM dễ dàng cấu trúc theo dạng mạch thích hợp đơn giản.

2.4. CÁC HỆ THỐNG CỦA CCITT

Trong phần này sẽ tập trung vào vấn đề xử lý tín hiệu tương tự thành luồng bit số sử dụng các phương pháp và thiết bị theo khuyến nghị của CCITT. Phần này sẽ sắp xếp các khái niệm đã được trình bày trong chương này thành một cấu trúc thực tế hơn, bởi vì những người sản xuất thiết bị và thiết kế hệ thống ngày càng sử dụng nhiều hơn các khuyến nghị của CCITT vào việc thiết kế hệ thống truyền dẫn. Cả 2 giao tiếp 2 dây và 4 dây sẽ được hợp nhất vào đoạn này:

- Các thông số đặc trưng đã khuyến nghị.

- Mô tả đo thử để khẳng định rằng hệ thống hoạt động theo trị số thông số đặc trưng đã khuyến nghị.

- Thống kê các mức khuyến nghị và các tần số để đồng chỉnh hệ thống chính xác.

- Các khuyến nghị về thiết bị đo được sử dụng trong đo thử, đồng bộ và điều chỉnh hệ thống PCM.

2.4.1. Điều xung mã (PCM) các tần số tiếng nói

Tham khảo các khuyến nghị của CCITT là G711-714, O131-133, bổ sung vào các khuyến nghị nhóm O. Trong Khuyến nghị G711, tần số lấy mẫu f_s bằng 8000 xung/s với dung sai $\pm 50 \times 10^{-6}$. Sử dụng mã hóa luật μ hoặc A để chuyển một xung lấy mẫu thành từ mã nhị phân 8 bit. Luật nén A 13 đoạn và luật nén μ 15 đoạn được cung cấp chi tiết cùng với mối liên hệ giữa các luật mã hóa và mức tín hiệu tiếng nói. Mối quan hệ là một dao động hình sin âm tần 1 kHz có mức danh định 0 dBm0 có thể tồn tại ở đầu ra âm tần bất kỳ của bộ ghép PCM khi một dãy mã tuần hoàn dựa trên luật A hoặc μ được đưa vào của bộ giải mã.

Dung lượng tải lý thuyết được xác định là mức của một tín hiệu hình sin đầu vào có đỉnh dương hoặc âm trùng với các trị số quyết định thực dùng để

xác định phạm vi hoạt động của bộ lượng tử. Dung lượng tải lý thuyết T_{max} này là 3,14 dBm0 cho luật nén A và 3,17 dBm0 cho luật nén μ.

Ngoài các vấn đề trên, Khuyến nghị G711 giải thích rằng các tuyến số giữa các nước đã thông qua luật mã hoá khác nhau có thể truyền các tín hiệu phù hợp với luật A, trừ những tuyến mà cả hai nước đã chấp nhận sử dụng cùng một luật như nhau. Trong trường hợp đó luật đã được thừa nhận sử dụng trên các tuyến số giữa họ với nhau. Bất kỳ sự biến đổi cần thiết nào đối với luật A sẽ được tiến hành tại các nước sử dụng luật μ, các bảng trong Khuyến nghị G711 có thể sử dụng để biến đổi.

2.4.2. Các đặc tính đặc trưng và đo thử các kênh PCM

Các đặc tính đặc trưng và đo thử được thống kê dưới các tiêu đề như sau: suy hao/méo tần số, trễ nhóm, trở kháng của các đầu âm tần gồm:

- Trở kháng danh định
- Suy hao phản xạ
- Cân bằng theo chiều dọc

Tạp âm kênh trong thời gian chạy không có thể chia thành:

- Tạp âm có tải
- Tạp âm đơn tần
- Tạp âm thiết bị thu

Các yếu tố khác được tiến hành xem xét là: độ phân biệt đối với tín hiệu vào ngoài băng; tín hiệu giả ngoài băng ở đầu ra của kênh; xuyên điều chế; méo tổng, bao gồm méo lượng tử; tín hiệu giả trong băng tại đầu ra của kênh; sự thay đổi hệ số khuếch đại theo mức vào; xuyên âm giữa các kênh; xuyên âm do phản hồi. Thống kê còn có: giao thoa do tín hiệu báo hiệu; các mức vào và ra tương đối; điều chỉnh mức tương đối và ổn định ngắn hạn và dài hạn.

Giao tiếp 4 dây tại VF (Khuyến nghị G712)

Các giới hạn đặc tính trong mục 2.4.2.1 và 2.4.2.16 có thể thỏa mãn trong mọi trường hợp sử dụng các thiết bị đầu cuối ghép PCM nối vòng với đầu vào và đầu ra của kết cuối kênh, tại đó trở kháng 600 Ω. Tần số kiểm tra danh định sử dụng cho suy hao/méo tần số và điều chỉnh mức liên hệ là 1000 Hz. Tuy nhiên trong thực tế để tiến hành đo nhanh hơn và để tránh thăng giáng nhanh, thì tần số đo thực tế có thể chọn trong phạm vi 1004 Hz đến 1020 Hz.

Giao tiếp 2 dây tại VF (Khuyến nghị G713)

Trong một số trường hợp các kênh PCM được sử dụng theo kiểu 2 dây chung với khối liên kết cuối 2 dây/4 dây. Cùng với chức năng báo hiệu, các khối kết cuối 2 dây/4 dây này đôi khi có thể hình thành một bộ phận thống nhất của thiết bị đầu cuối ghép PCM. Các đặc tính đặc trưng cho sau đây có thể gặp khi đo thử các đầu vào 2 dây và đầu ra của các thiết bị đầu cuối PCM nối vòng, trừ trường hợp đầu vào và đầu ra kết cuối với trở kháng danh định. Ngoài trường hợp các mạch là 2 dây nối đến 2 dây, còn có các trường hợp kết hợp 2 dây với mạch 4 dây, hoặc mạch 4 dây nối đến mạch 2 dây. Các giới hạn cho sau đây cũng áp dụng trong trường hợp hỗn hợp này.

Tần số danh định 1 kHz trong thực tế có thể lấy từ 1004 Hz đến 1020 Hz để đo nhanh hơn và tránh thăng giáng do hiệu ứng hoạt nghiệm. Cần chú ý rằng các khuyến nghị này không bao gồm các hệ thống PCM sử dụng trong mạng nội hạt của thuê bao.

Từ mục 2.4.2.1 đến 2.4.2.16 đưa ra các chỉ tiêu cho các giao tiếp dây và 4 dây tại tần số tiếng nói của kênh PCM.

2.4.2.1. Suy hao/méo tần số

Đối với các mạch 2 dây và 4 dây tần số khuyến nghị danh định là 1000 Hz tại mức công suất vào tốt nhất là –10 dBm0 hoặc 0 dBm0.

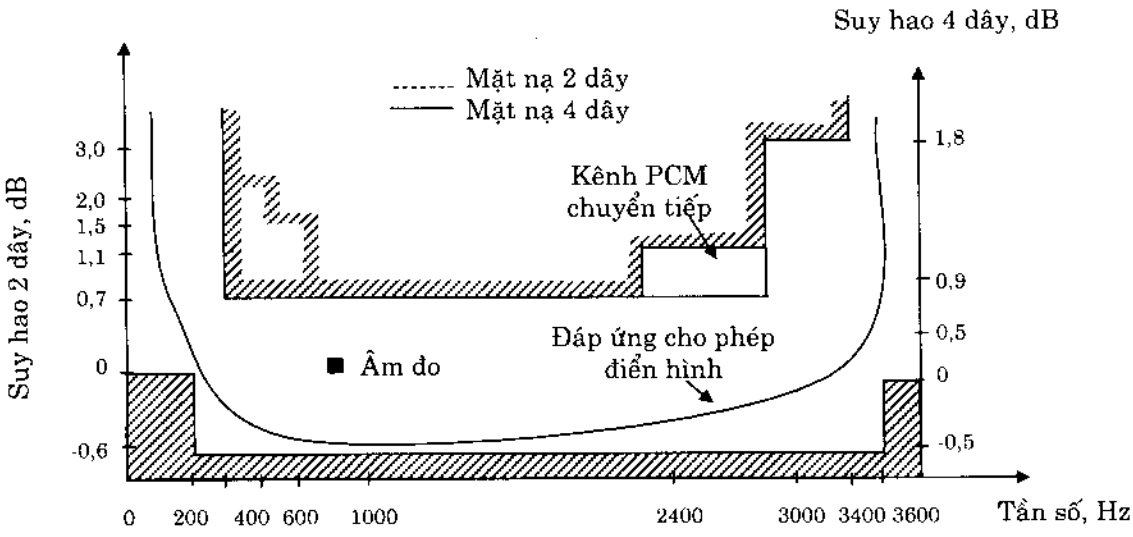
Hình 2.19 trình bày phạm vi biến đổi cho phép của suy hao phụ thuộc tần số của kênh bất kỳ.

2.4.2.2 Trễ nhóm

Trễ nhóm tuyệt đối tại tần số có trễ nhóm cực tiểu không vượt quá 600 μs. Trị số cực tiểu của trễ nhóm được lấy làm chuẩn cho méo trễ nhóm. Hình 2.20 chỉ ra giới hạn tồn tại của méo trễ nhóm. Cả hai tiêu chuẩn đặc trưng của trễ nhóm và méo trễ nhóm phải thỏa mãn khi công suất vào bằng –10 dBm0 hoặc 0 dBm0.

2.4.2.3 Trở kháng của các cửa âm tần

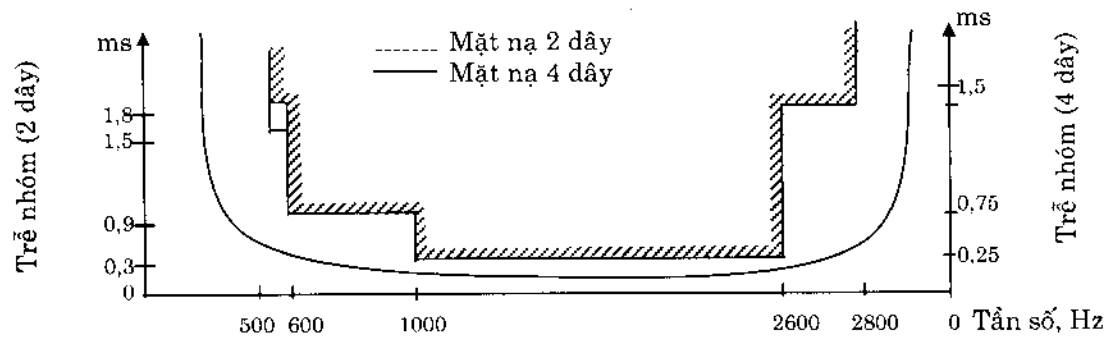
Đối với các mạch 4 dây trở kháng danh định bằng 600 Ω. Đối với trường hợp 2 dây không có khuyến nghị.



Hình 2.19- Mặt nạ méo suy hao/tần số cho các kênh PCM 2 dây và 4 dây. (Khuyến nghị 13 của CCITT)

SUY HAO PHẢN XẠ

Suy hao phản xạ của điểm nối được xác định như sau:



Hình 2.20- Méo trễ nhóm phụ thuộc tần số đối với các hệ thống giao tiếp PCM 4 dây và 2 dây

$$\text{Suy hao phản xạ} = 20\lg [(z_1 + z_2)/(z_1 - z_2)] \quad (2\text{-}109)$$

Trong đó z_1 và z_2 là trở kháng phức mỗi một phía của điểm nối. Các phương trình khác biểu thị cho suy hao phản xạ là:

$$\text{Suy hao phản xạ} = 10\lg [(\text{công suất tới})/(\text{công suất phản xạ})]$$

$$= 20\lg[(\text{VSWR} + 1)/(\text{VSWR} - 1)] \quad (2\text{-}110)$$

Trong đó VSWR là hệ số điện áp sóng đứng.

Khuyến nghị của CCITT là:

2 dây: 300 – 600 Hz > 12 dB

600 – 3400 Hz > 15 dB

4 dây: 300 – 3400 Hz > 20 dB

CÂN BẰNG THEO CHIỀU DỌC (KHUYẾN NGHỊ O121)

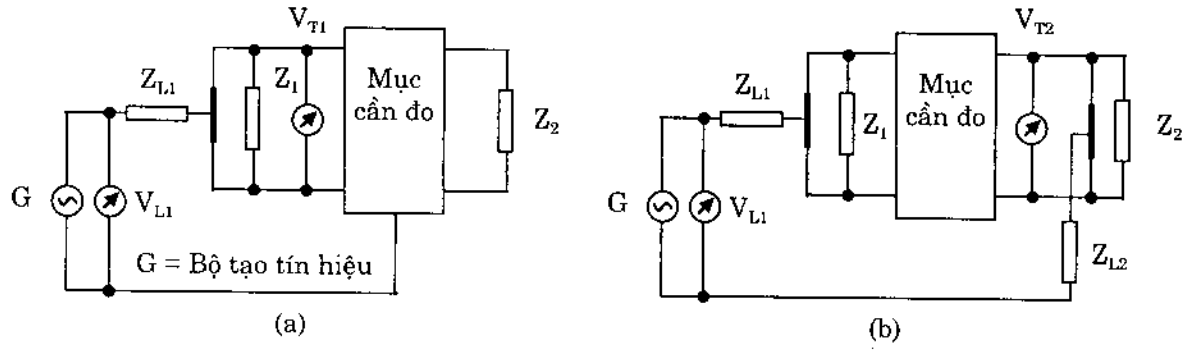
Sử dụng trở kháng 750 Ω trong mạch điều khiển (hình 2.21), và cửa kia mắc một trở kháng bằng trở kháng đặc tính danh định của nó.

Ta có:

1- Suy hao biến đổi theo chiều dọc được đo tại cửa vào, cửa ra hoặc tại giao tiếp 2 dây, không được nhỏ hơn giới hạn trình bày trong hình 2.22. Phương pháp đo như hình 2.21(a)

2- Hiệu giữa suy hao truyền dẫn biến đổi theo chiều dọc tại các tần số cố định và suy hao xen vào tại cùng tần số không được nhỏ hơn các giới hạn trong hình 2.22. Phương pháp đo như hình 2.21(b).

Suy hao biến đổi theo chiều dọc của một mạng 1 hoặc 2 cửa đo bằng dB của tín hiệu ngang không mong muốn sinh ra tại đầu cuối của mạng do sự có mặt của tín hiệu dọc trên các bộ nối. Suy hao này được đo như hình 2.21(a). Kỹ thuật đo này áp dụng cho tải đầu vào hoặc đầu ra. Theo hình 2.21(a) ta có:



Hình 2.21- (a) Phép đo suy hao biến đổi theo chiều dọc
(b) Phép đo suy hao truyền dẫn biến đổi theo chiều dọc (theo CCITT)

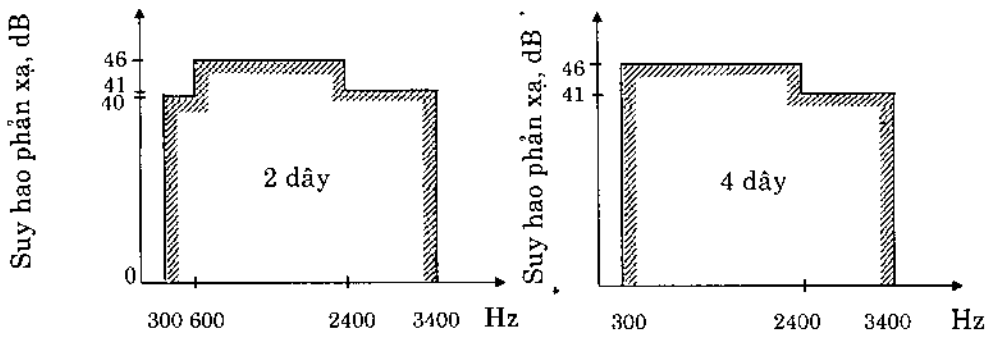
Suy hao biến đổi theo chiều dọc

$$LCL = 20\lg | V_{L1}/ V_{T1} | \text{ dB} \qquad (2\text{-}111)$$

Theo hình 2.21(b) ta có:

Suy hao truyền dẫn biến đổi theo chiều dọc:

$$LCTL = 20\lg | V_{L1}/ V_{T2} | \text{ dB} \qquad (2\text{-}112)$$



LCL: Suy hao biến đổi theo chiều dọc
LCTL: Suy hao truyền dẫn biến đổi theo chiều dọc

Hình 2.22- Cân bằng theo chiều dọc (Theo CCITT)

2.4.2.4. Tạp âm kênh trong thời gian chạy không (rỗi)

Đối với một mạch 2 dây hoặc 4 dây có các loại tạp âm như sau:

Tạp âm có tải: Khi đầu vào và đầu ra của kênh có trở kháng danh định thì tạp âm kênh trong thời gian chạy sẽ không được vượt quá –65 dBm0p.

Tạp âm đơn tần: Mức của tạp âm đơn tần (đặc biệt là tần số lấy mẫu và bội của nó) đo bằng chọn tần không được vượt quá –50 dBm0.

Tạp âm thiết bị thu: Tạp âm tạo ra do máy thu sinh ra không được vượt quá –75 dBm0p khi đầu vào được điều khiển bằng tín hiệu PCM tương ứng với giá trị 0 ở đầu ra bộ giải mã luật μ hoặc giá trị 1 ở đầu ra của bộ giải mã luật A.

2.4.2.5. Độ phân biệt đối với các tín hiệu ngoài băng ở đầu vào

Bất kỳ tín hiệu hình sin nào có tần số cao hơn 4,6 kHz đưa đến đầu vào kênh với mức thích hợp bằng –25 dBm0, mức tần số ảnh bất kỳ tại đầu ra của kênh yêu cầu cực tiểu và ít nhất là thấp hơn mức tín hiệu đo (–50 dBm0) một trị số 25 dB. Dưới những điều kiện bất lợi nhất trong một mạng quốc gia, kênh PCM không được tạo ra tạp âm cộng lớn hơn 100 pW0p trong băng tần 0 ÷ 4 kHz ở đầu ra của kênh do sự có mặt tạp âm ngoài băng.

2.4.2.6. Tín hiệu giả ngoài băng ở đầu ra của kênh

Khi tín hiệu hình sin có băng tần 300 ÷ 3400 Hz, mức 0 dBm0 đưa đến đầu vào của kênh thì mức của tín hiệu ảnh giả ngoài băng đo chọn tần tại đầu ra sẽ thấp hơn –25 dBm0.

Tín hiệu giả ngoài băng không được làm tăng nhiễu trong thiết bị nối đến kênh PCM. Đặc biệt là xuyên âm nghe hiểu hoặc không nghe hiểu trong kênh FDM không được vượt quá –65 dBm0 như là tín hiệu giả ngoài băng ở đầu ra kênh PCM.

2.4.2.7. Điều chế tương hỗ

Hai dao động hình sin có tần số khác nhau f_1 và f_2 không có liên hệ sóng hài trong phạm vi 300 ÷ 3400 Hz và có các mức bằng nhau trong khoảng –4 dBm0 đến –21 dBm0 được đồng thời đưa đến đầu vào kênh 4 dây không tạo nên bất kỳ sản phẩm điều chế tương hỗ $2f_1 - f_2$ có mức lớn hơn –35dB so với mức của một trong hai tín hiệu vào. Mặt khác, tín hiệu có mức –9 dBm0 tại bất kỳ tần số nào trong băng tần 300 ÷ 3400 Hz và một tín hiệu 50 Hz có mức –23 dBm0 đồng thời đưa đến đầu vào không tạo ra bất kỳ sản phẩm điều chế tương hỗ nào có mức vượt quá –49 dBm0.

2.4.2.8. Méo tổng bao gồm cả méo lượng tử

Hai phương pháp đo sau mô tả cùng với sơ đồ đo và các trị số khuyến nghị.

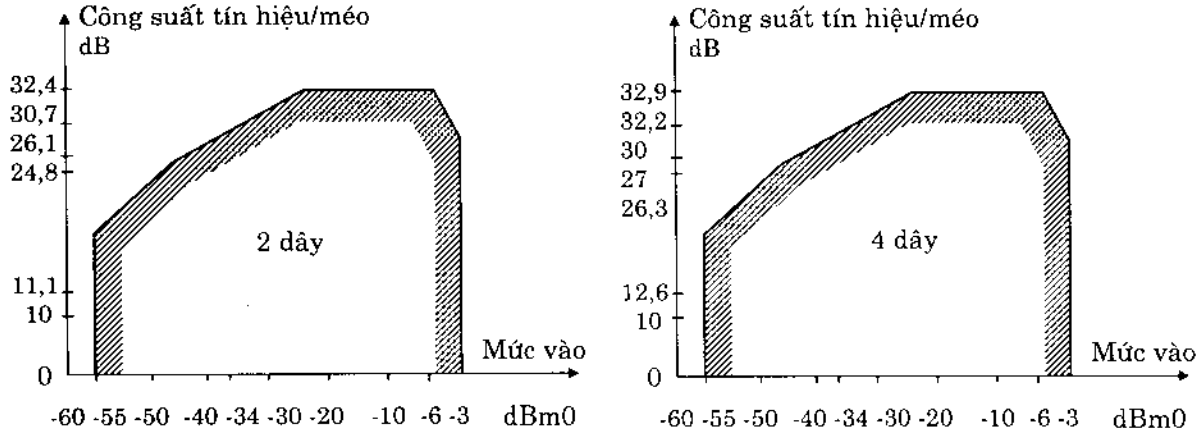
PHƯƠNG PHÁP 1

Tạp âm được xác định đầy đủ trong Khuyến nghị O131 (là tạp âm Gauss độ rộng băng tần 100 ÷ 200 Hz có tần số trung tâm 350 ÷ 550 Hz, tỉ số đỉnh-RMS bằng 10,5, mức từ 0 dBm0 đến 55 dBm0 đưa đến đầu vào kênh. Tỉ số công suất tín hiệu/méo tổng sẽ nằm trên các giới hạn trong hình 2.23.

Phương pháp đo như hình 2.24. Tỉ số công suất tín hiệu/méo bao gồm cả méo lượng tử đo theo tỉ số công suất tín hiệu kích thích thu trong băng tần tiêu chuẩn và công suất tạp âm trong băng tần đo. Độ chính xác của phép đo liên quan đến độ rộng băng tần của kênh điện thoại PCM. Khuyến nghị O131 giải thích chi tiết phạm vi sử dụng bộ lọc chuẩn tuyến phát và thu khi đo.

PHƯƠNG PHÁP 2

Một dao động hình sin tần số danh định 820 Hz hoặc 1020 Hz (xem Khuyến nghị O132) hoặc 420 Hz (xem Khuyến nghị O131, phần 2) đưa đến đầu vào kênh PCM, tỉ số công suất tín hiệu/méo tổng được đo bằng cách lấy trọng số tạp âm kế hoặc bằng trọng số lượng thông tin C (yêu cầu hệ số hiệu chuẩn) phải nằm trên các giới hạn trong hình 2.25. Phương pháp này đòi hỏi sử dụng bộ lọc chắn băng hẹp trong thiết bị thu để ngăn chặn tín hiệu đo hình sin từ các mạch đo méo, do đó có thể đo được công suất méo. Mức tín hiệu đo từ –45 đến +5 dBm0 với độ chính xác ± 0,2 dB.



Hình 2.23- Tỉ số công suất tín hiệu / méo tổng cộng là hàm của mức vào - Phương pháp 1 (Theo CCITT)

2.4.2.9. Tín hiệu kí sinh trong băng ở đầu ra của kênh

Tín hiệu hình sin có băng tần 700 ÷ 1100 Hz, mức 0 dBm0 đưa đến đầu vào của kênh, mức ra tại tần số bất kỳ khác với tần số đầu vào đo bằng chọn tần trong băng tần 300 ÷ 3400 Hz phải thấp hơn –40 dBm0.

2.4.2.10. Thay đổi hệ số khuếch đại theo mức vào

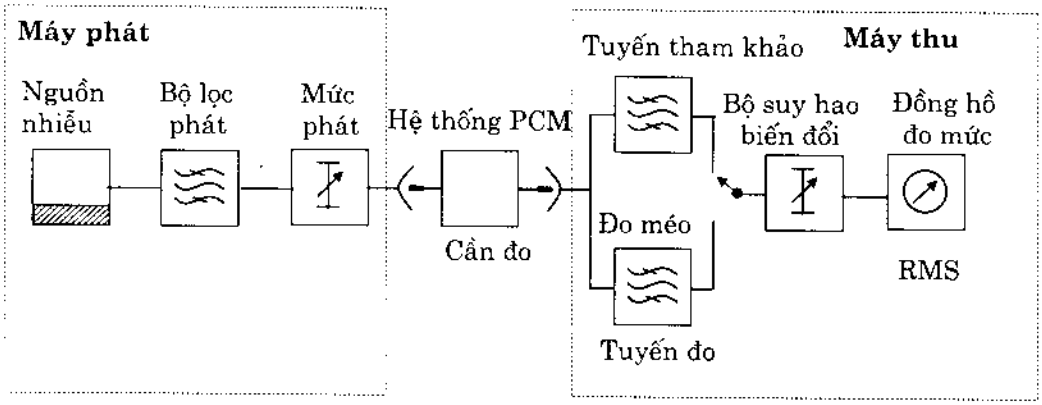
Có hai phương pháp được khuyến nghị, đó là:

PHƯƠNG PHÁP 1

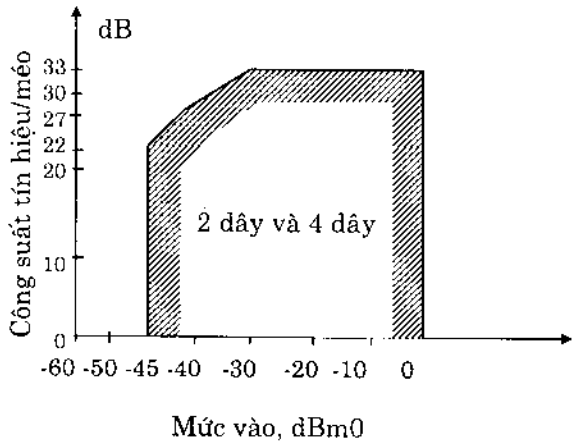
Tín hiệu hạn chế băng tần dùng để đo méo tổng hợp theo phương pháp 1 được đưa đến đầu vào của kênh bất kỳ với mức nằm giữa –55 dBm0 và –10 dBm0, sự thay đổi hệ số khuếch đại của kênh đó so với hệ số khuếch đại mức vào –10 dBm0, phải nằm giữa các giới hạn trong hình 2.26(a). Phép đo được hạn chế trong băng tần 350 ÷ 550 Hz. Vả lại, với một tín hiệu hình sin có băng tần 700 ÷ 1100 Hz đưa đến đầu vào kênh bất kỳ có mức từ –10 dBm0 đến +3 dBm0 thì sự thay đổi hệ số khuếch đại của kênh đó liên quan đến hệ số khuếch đại của mức vào –10 dBm0 phải nằm giữa các giới hạn của mặt nạ trong hình 2.26(b). Đo bằng phương pháp chọn tần.

PHƯƠNG PHÁP 2

Một sóng hình sin có băng tần 700 ÷ 1100 Hz đưa đến đầu vào kênh bất kỳ có mức nằm giữa –55 dBm0 đến +3 dBm0. Sự thay đổi hệ số khuếch đại của kênh liên quan đến hệ số khuếch đại mức vào –10dBm0 phải nằm giữa các giới hạn của mặt nạ trong hình 2.26(c). Đo bằng phương pháp chọn tần.



Hình 2.24- Nguyên lý đo méo lượng tử (Theo CCITT)

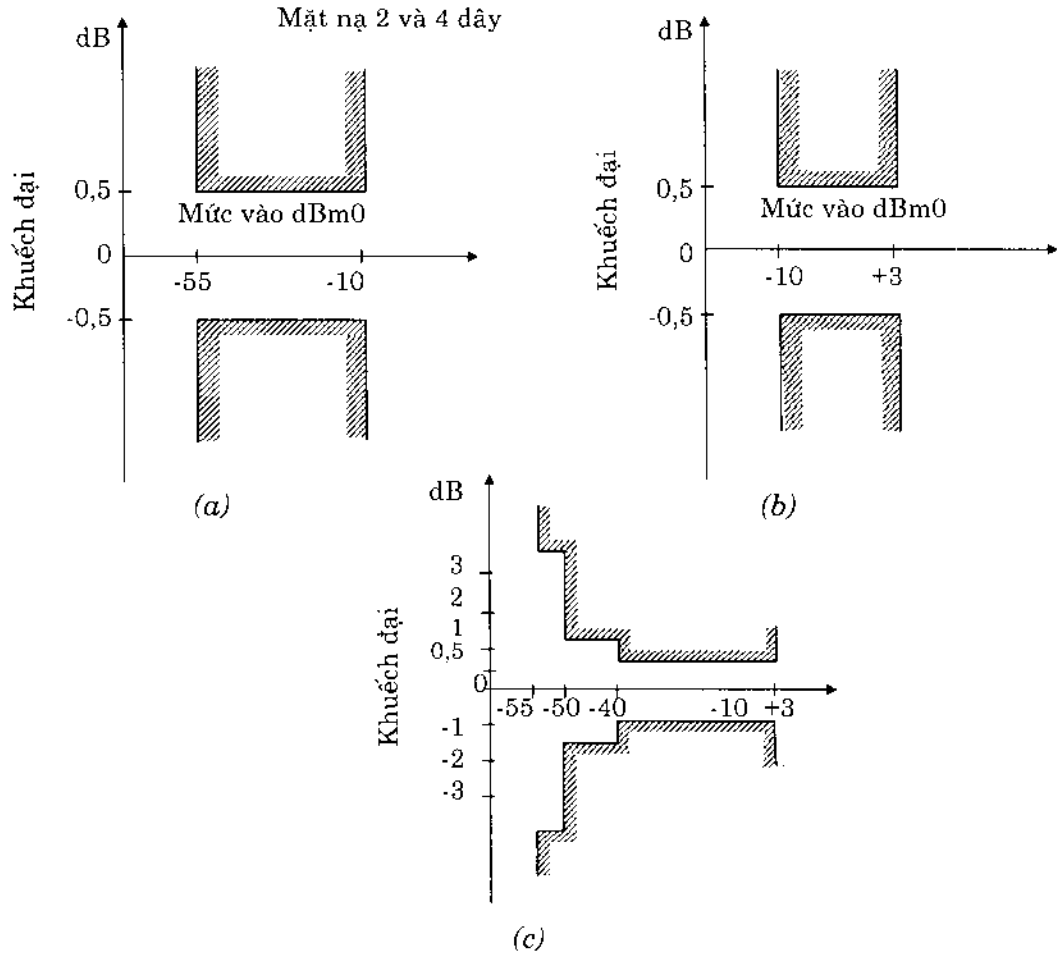


Hình 2.25- Tỷ số công suất tín hiệu / méo như là hàm số của mức vào - Phương pháp 2 (Theo CCITT)

2.4.2.11. Xuyên âm giữa các kênh

Xuyên âm giữa các kênh riêng biệt của thiết bị ghép kênh phải sao cho khi có một tín hiệu hình sin trong khoảng 700 ÷ 1100 Hz, mức 0 dBm0 đưa đến đầu vào thì mức xuyên âm thu của kênh bất kỳ khác không được vượt –65 dBm0. Để ngăn ngừa ảnh hưởng tăng hệ số khuếch đại cơ bản liên quan đến bộ mã hóa PCM, mà có thể tránh được xuyên âm, tín hiệu kích thích được đưa vào trong kênh bị xuyên khi đo xuyên âm bằng tín hiệu hình sin. Các tín hiệu kích thích phù hợp là tạp âm hạn chế băng tần được sử dụng để đo méo tổng số đã nói trên đây ở một mức trong khoảng –50 đến –60 dBm0 hoặc sóng hình sin có mức nằm trong khoảng từ –33 đến –40 dBm0.

Khi tạp âm trắng có tỉ số đỉnh-RMS không vượt quá 3,5 ở mức 0 dBm0 đưa đến đầu vào lên đến 4 kênh thì mức thu xuyên âm trong kênh bất kỳ khác không được vượt quá –60 dBm0. Nhiễu không tương quan được sử dụng khi số kênh vào lớn hơn một.



Hình 2.26- Sự thay đổi hệ số khuếch đại theo mức vào:
(a) Phương pháp 1: tín hiệu đo tạp âm trắng;
(b) Phương pháp 1: tín hiệu đo hình sin;
(c) Phương pháp 2: tín hiệu đo hình sin (Theo CCITT)

2.4.2.12. Xuyên âm do phản xạ

Tại giao tiếp 4 dây, xuyên âm giữa một kênh và kênh ngược hướng với nó khi có tín hiệu tần số bất kì nằm trong băng tần 300 ÷ 3400 Hz, mức 0 dBm0 đưa đến một đầu vào thì mức xuyên âm đo tại đầu ra của kênh bị xuyên không được vượt –60 dBm0.

2.4.2.13. Nhiễu do tín hiệu báo hiệu

Mức cực đại của nhiễu trong một kênh không được vượt quá –60 dBmOp khi tín hiệu báo hiệu hoạt động trên tất cả các kênh.

2.4.2.14. Mức tương đối ở đầu vào và đầu ra

BỐN DÂY:

Tại đầu vào kết cuối phát 4 dây, mức vào cực đại bằng:

Trường hợp 1: –14 dBr

Trường hợp 2: –16 dBr

Tại đầu ra kết cuối thu 4 dây, mức thu cực đại là:

Trường hợp 1: +4 dBr

Trường hợp 2: +7 dBr

HAI DÂY:

Khi lập kế hoạch truyền dẫn mạng và sử dụng thiết bị cần tuân theo các giới hạn sau đây:

Tại đầu vào 2 dây, mức phát nằm trong phạm vi từ 0 đến 5 dBr, mỗi bước là 0,5 dB.

Tại đầu ra 2 dây, mức thu nằm trong phạm vi từ –2 đến –7,5 dBr, mỗi bước là 0,5 dB.

Tuy nhiên phải thừa nhận rằng một thiết kế đặc biệt của thiết bị cần dùng cũng không có khả năng hoạt động trên toàn bộ giới hạn trên đây.

2.4.2.15. Điều chỉnh các mức tương đối

Điều chỉnh các mức tương đối và vì vậy hệ số khuếch đại của phía phát và phía thu riêng biệt của các kênh PCM phải được tiến hành tại các trị số điển hình của điều kiện môi trường. Việc điều chỉnh dẫn đến lệch trị số thực so với trị số danh định không được vượt quá ±0,3 dB đối với mạch 4 dây và ±0,4 dB đối với mạch 2 dây, tiến hành như sau:

Phía thu điều chỉnh để có một sóng hình sin 1 kHz có mức danh định 0 dBm0 ± 0,3 dB cho mạch 4 dây và ±0,4 dB cho mạch 2 dây khi dãy chu kỳ của các tín hiệu đặc trưng chọn theo Khuyến nghị G711 được đưa vào đầu ra của bộ giải mã.

Phía phát điều chỉnh bằng cách nối đầu ra của nó đến đầu vào phía thu. phía thu đã được điều chỉnh để có hệ số khuếch đại danh định xác định, và đưa

một sóng hình sin có tần số danh định 1000 Hz, mức 0 dBm0 đến đầu vào âm tần của phía phát. Sau đó phía phát điều chỉnh sao cho để sóng hình sin ở đầu ra âm tần của phía thu đạt mức 0 dBm0. Trong thực tế điều chỉnh được tiến hành với dung sai ±0,3 dB đối với mạch 4 dây và ±0,4 dB đối với mạch 2 dây. Ngược lại, phía thu có một sai số biết trước nằm trong giới hạn được xác định như trên được sử dụng để tính toán lượng điều chỉnh ở phía phát.

Dung lượng tải cực đại T_{max} của phía phát có thể kiểm tra bằng cách đưa một sóng hình sin có tần số 1000 Hz đến đầu vào âm tần. Mức của tín hiệu này lúc đầu phải đặt thấp hơn T_{max} và sau đó tăng dần. Mức vào được đo trong trường hợp đầu tiên quan sát được của tín hiệu đặc trưng phù hợp với khoảng lượng tử cực đại của các trị số dương và âm. T_{max} lấy lớn hơn mức đo đầu vào 0,3 dB.

Phương pháp này cho phép kiểm tra T_{max} đối với biên độ dương và âm, vì vậy các trị số đạt được phải trong khoảng ±0,3dB cho mạch 4 dây và ±0,4 dB cho mạch hai dây của dung lượng tải lý thuyết (+0,3 dBm0 cho luật A hoặc +3,17 dBm0 cho luật μ). Trường hợp xảy ra khi biên độ xung đầu ra bộ giải mã lớn nhất được sử dụng như là phương tiện xác định T_{max}.

2.4.2.16. Ổn định ngắn hạn và dài hạn

Khi tín hiệu hình sin có tần số danh định 1000 Hz, mức –10 dBm0 hoặc 0 dBm0 đưa đến đầu vào âm tần bất kỳ thì mức đo được ở đầu ra âm tần tương ứng không được thay đổi lớn hơn ±0,2 dB trong quãng 10 phút hoạt động điển hình hoặc không lớn hơn ±0,5 dB trong một năm với sự thay đổi cho phép của nguồn nuôi và nhiệt độ.

Khuyến nghị G714 của CCITT liên quan đến các đặc tính hoạt động của các hệ thống PCM quốc tế hoặc không phải điểm nối điểm giữa các giao tiếp âm tần 4 dây. Khuyến nghị này đã giải thích riêng biệt các đặc tính hoạt động của phía phát và phía thu của các kênh PCM sử dụng cho các giao tiếp âm tần 4 dây. Tóm tắt sự khác nhau giữa hệ thống này và các mạch 4 dây điểm nối điểm của Khuyến nghị 712 đã nói trên như sau:

- *Suy hao/méo tần số*: Các trị số suy hao trong hình 2.19 của 4 dây phải giảm đi một nửa.
- *Trễ nhóm*: Các trị số trễ nhóm trong hình 2.20 của 4 dây phải giảm một nửa và lấy tròn đến số nguyên gần nhất.
- *Cân bằng theo chiều dọc*: Giữ nguyên như trong hình 2.22.
- *Tạp âm kênh rỗi*: Không quá –66 dBm0p.

- *Méo tổng, bao gồm cả méo lượng tử*: Phương pháp 1 như hình 2.23 yêu cầu tăng 0,5 dB cho phía phát và 1,5 dB cho phía thu khi tỉ số tín hiệu/ méo tổng áp dụng cho 4 dây. Phương pháp 2 như hình 2.25 yêu cầu tăng 2 dB cho cả phía phát và phía thu.

- *Thay đổi hệ số khuếch đại theo mức vào*: Ý nghĩa xuất phát từ các biểu đồ điểm nối điểm của hình 2.26 và bạn đọc tìm hiểu trong Khuyến nghị G714 của CCITT.

- *Nhiễu do tín hiệu báo hiệu*: Không vượt quá –63 dBm0p.

- *Xuyên âm:* Đo giữa các kênh với tín hiệu đo tương tự:

Không vượt quá –73 dBm0 cho xuyên âm đầu gần (NEXT).

Không vượt quá –70 dBm0 cho xuyên âm đầu xa (FÈXT).

Đo phản xạ với tín hiệu đo tương tự: Không vượt quá –66 dBm0.

Đo giữa các kênh với tín hiệu số ghép tại đầu ra của bộ biến đổi A/D PCM và kích thích bằng tín hiệu hình sin có băng tần *7000 ÷ 1100 Hz; mức 0 dBm0:*

Không vượt quá –73 dBm0 cho NEXT và –70 dBm0 cho FEXT.

Đo phản xạ với tín hiệu số ghép tại đầu ra của bộ biến đổi A/D PCM và kích thích bằng tín hiệu hìn sin 300 ÷ 3400 Hz; mức 0 dBm0:

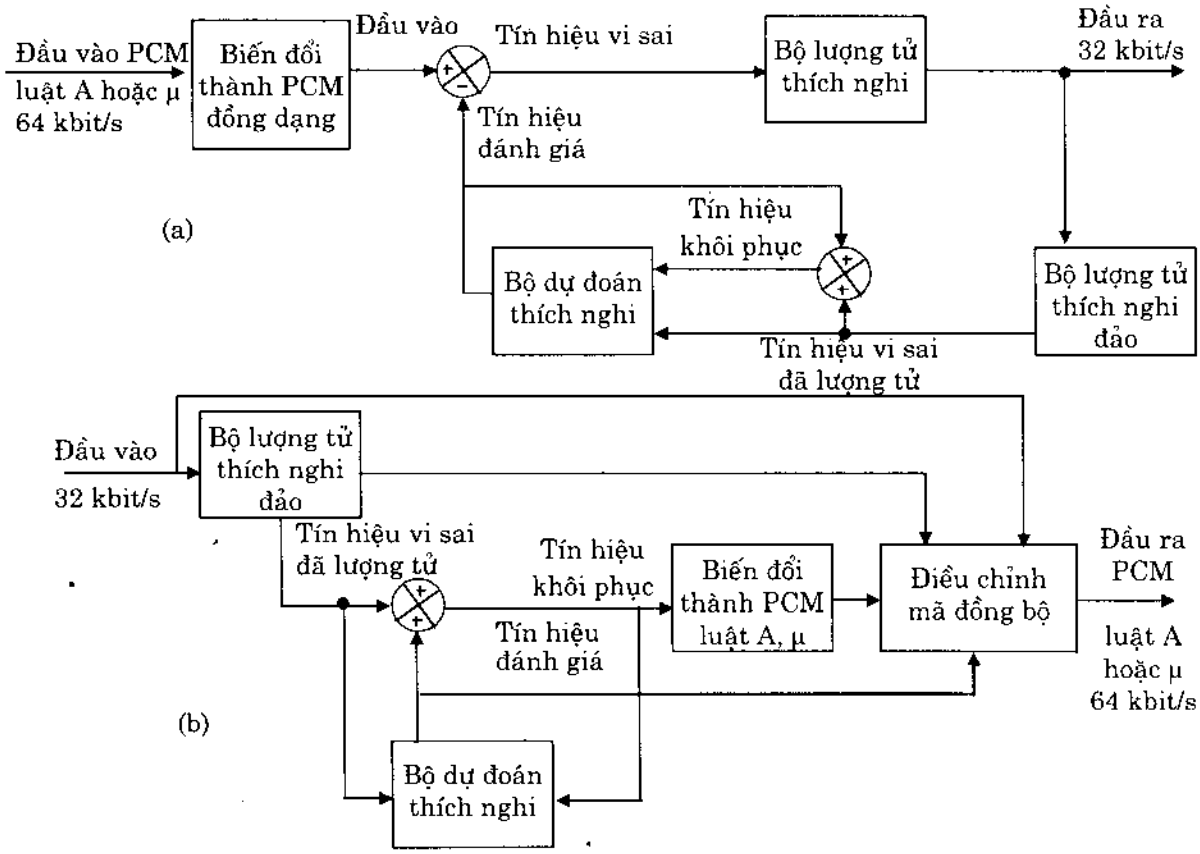
Không vượt quá –66 dBm0.

2.4.3. Điều xung mã vi sai tự thích nghi 32 kbit/s (ADPCM)

Khuyến nghị G721 của CCITT đưa ra các đặc tính của kỹ thuật mã APPCM để chuyển đổi kênh PCM 64 kbit/s luật nén A hoặc μ thành kênh 32 kbit/s và ngược lại.

2.4.3.1. Bộ mã hóa ADPCM

Tín hiệu vào PCM luật A hoặc luật μ sau đó được biến đổi thành tín hiệu PCM đồng dạng, một tín hiệu được hình thành do kết quả từ tín hiệu vào và tín hiệu đánh giá như đã mô tả trong mục 2.2.2 và 2.2.3. Bộ lượng tử tự thích nghi 16 mức dùng để chuyển 4 bit nhị phân thành giá trị tín hiệu sai phân để truyền đến bộ giải mã. Một bộ lượng tử thích nghi nghịch đảo tạo ra tín hiệu sai phân đã lượng tử từ chính 4 bit nhị phân này. Đánh giá của tín hiệu cộng với tín hiệu sai phân đã lượng tử này để khôi phục lại tín hiệu vào. Tín hiệu khôi phục và tín hiệu sai phân đã lượng tử hoạt động dựa vào bộ dự đoán tự thích nghi, bộ dự đoán tự thích nghi tạo ra đánh giá tín hiệu vào thông qua mạch hồi tiếp. Hình 2.27 trình bày sơ đồ khối của bộ mã hóa.



Hình 2.27- Bộ mã hóa và giải mã ADPCM: (a) Bộ mã hoá; (b) Bộ giải mã (Theo CCITT)

2.4.3.2. Bộ giải mã ADPCM

Bộ giải mã gồm một cấu trúc giống như phần hồi tiếp của bộ mã hóa, cùng với bộ biến đổi PCM đều theo luật A hoặc luật μ, và điều chỉnh mã hóa đồng bộ. Bộ điều chỉnh mã hóa đồng bộ ngăn ngừa méo tích lũy xảy ra trong mã chuyển tiếp đồng bộ (ADPCM-PCM-ADPCM,... nối số) khi hệ thống ADPCM và PCM không có lỗi và không bị nhiễu tạp âm bởi các thiết bị xử lý tín hiệu số. Điều chỉnh mã đồng bộ được thực hiện qua sự điều chỉnh mã PCM đầu ra để giới hạn méo lượng tử trong giai đoạn mã hóa ADPCM tiếp theo. Hình 2.27 là sơ đồ khối của bộ giải mã.

2.4.3.3. Các kiểu mạng

Sử dụng tuyến 32 kbit/s để truyền tín hiệu PCM luật A hoặc luật μ 64 kbit/s nhằm thỏa mãn thông tin thoại mặc dù nó ngăn trở hoạt động chính xác của điều chỉnh mã đồng bộ (xem chương 3) giữa tuyến 32 kbit/s và tuyến 32 kbit/s tiếp theo. Trong điều kiện truyền dẫn không có lỗi, chất lượng cảm thụ tiếng nói trên tuyến ADPCM 32 kbit/s chỉ thấp hơn một ít so với tuyến

PCM 64 kbit/s. Giảm chất lượng tiếng nói chỉ có ý nghĩa khi số lượng các tuyến như vậy được sử dụng làm chuyển tiếp và không sử dụng tuyến đơn. Nếu tỷ số lỗi truyền dẫn cao hơn 10^{-4} thì chất lượng cảm thụ tiếng nói trên tuyến ADPCM 32 kbit/s tốt hơn tuyến PCM 64 kbit/s. Khẳng định rằng truyền số liệu băng âm tần đến 2400 bit/s sử dụng modem theo các Khuyến nghị V21, V22 bis, V23 và V26ter không giảm chất lượng trên các tuyến ADPCM 32 kbit/s, miễn sao số lượng các tuyến không vượt quá giới hạn dưới của Khuyến nghị G.113. Tuy nhiên điện báo âm tần không thể thỏa mãn truyền báo hiệu DTMF và Fax không phải là khó khăn chính.

BÀI TẬP

1- Vẽ CPDF của tín hiệu đầu ra bộ tạo sóng nhị phân đồng bộ ngẫu nhiên khi tín hiệu có 2 mức + 5V, 30 % thời gian và 0 V, 70 % thời gian.

[Trả lời: $P(X < 0) = 0$; $P(X \leq 0) = 0,7$; $P(X < 5) = 0,7$; $P(X \leq 5) = 1$]

2- Vẽ pdf và CPDF của tín hiệu 3 mức: + 5V, 15 % thời gian, 0 V, 60% thời gian và –5V, 25% thời gian.

[Trả lời: $P(X < -5) = 0$; $P(X \leq -5) = 0,25$; $P(X \leq 0) = 0,85$; $P(X \leq 5) = 1$].

3- Chứng minh rằng trị trung bình và phương sai của biến ngẫu nhiên nhị thức X là $\mu = np$ và $\sigma^2 = np(1-p)$.

4- Nếu X là biến ngẫu nhiên Gauss với $\mu = 3,2$ và $\sigma^2 = 16$, tìm $P(-3,2 < X \leq 8)$.

(Trả lời: 0,8301).

5- Khi một nguồn tạp âm trắng qua bộ lọc, tạp âm đầu ra vẫn giữ nguyên Gauss. Giả thiết rằng thành phần DC đã được khử nhờ tín hiệu đi qua bộ lọc, nhưng thành phần RMS vẫn còn tại gốc 3V RMS. Xác định xác suất của tín hiệu + 6V DC được giảm xuống còn 0 V hoặc thấp hơn do tạp âm.

(Trả lời: 0,0228).

6- Giả thiết rằng pdf phân bố Rayleigh cho theo phương trình (2.25) nhận được CPDF như phương trình (2-26) và chứng minh rằng trung bình $\langle x \rangle = 1,1774\alpha$.

7- Đối với bộ lượng tử đều sử dụng từ mã 8 bit, xác định tỉ số tín hiệu/ tạp âm của tín hiệu ở đầu ra bộ lượng tử.

(Trả lời 48,165 dB)

8- Sử dụng phương trình (2.66), vẽ:

a) Đặc tính của bộ nén với $\mu = 100$

b) Đặc tính của bộ giãn với $\mu = 100$

9- Giả thiết bộ lượng tử đều, số lượng mức lượng tử Q bằng bao nhiêu? Nếu méo lượng tử không lớn hơn 5 mV khi đỉnh cực đại xung lấy mẫu của tín hiệu vào bằng 5 V.

(Trả lời: Q = 500).

10- Giả thiết rằng bộ lọc thấp lý tưởng có băng thông bằng 28 kHz, xác định tỉ số S/N trung bình từ bộ lượng tử không đều luật A (A= 87,6).

(Trả lời: 66,22 dB).

11- Xác định tốc độ bit của tín hiệu âm tần mã hóa thành PCM trong đó quá trình mã hóa chỉ yêu cầu thay thế tín hiệu âm tần chỉ bằng 4 bit.

(Trả lời: 32 kbit/s).

12- Cho biết tạp âm nhiệt trong kênh thông tin sinh ra xác suất lỗi bằng 10^{-4} (tính trung bình), xác định số mức lượng tử đều cần thiết trong hệ thống PCM nếu tỉ số $(S/N)_0$ ở đầu ra kênh âm tần yêu cầu phải nhỏ hơn 30 dB.

(Trả lời: 41).

13- Nếu sử dụng từ mã 8 bit, vẫn như câu hỏi của bài tập 12, P_e vẫn bằng 10^{-4}, xác định tỉ số mới của $(S/N)_0$ ở đầu ra.

(Trả lời: 33,8 dB).

14- Đối với hệ thống PCM 8 bit, vẽ đường cong của $(S/N)_0$ phụ thuộc γ cho một hệ thống PCM và một hệ thống DM như đã cho trong các phương trình (2-91) (2-101) và (2-102) (nếu thấy cần thiết thì sử dụng bảng phân bố chuẩn) và khẳng định rằng ngưỡng của đường cong DM tại $\gamma = 20,5$ dB và của PCM tại 22,5 dB.

Giả thiết rằng cả hai hệ thống đi qua bộ lọc băng tần có $f_m = 3000$ Hz và $f_1 = 300$ Hz.

15- Các thông số cho như bài tập 14, hãy xác định các ưu điểm $(S/N)_0$ của PCM so với DM.

(Trả lời: 26,1dB).

16- Chứng minh rằng tín hiệu hình sin ở đầu vào bộ lượng tử có biên độ đỉnh-đỉnh bằng 2a, có tỉ số tín hiệu vào/méo (tạp âm) bằng 6b + 1,8 dB, trong đó b là số lượng của các bit trong từ mã.

CHƯƠNG 3

GHÉP KÊNH SỐ

Ở chương 2 chúng ta đã xem xét tín hiệu tiếng nói tương tự được xử lý thành luồng bit số như thế nào. Chương này trình bày liên kết các luồng số từ các nguồn khác nhau bằng phương tiện xử lý ghép kênh số. Hình 1.1 trình bày một mô hình của hệ thống thông tin số, trong đó thiết bị ghép kênh số ký hiệu là "Digital MUX", tập hợp các luồng bit số liệu từ các nguồn khác nhau hoặc từ các nguồn xử lý PCM âm thanh tương tự. Tất cả các luồng bit số từ các bộ Codec, các nguồn số và các mạch PCM mang tín hiệu âm thanh tương tự được ghép hợp lại và được xử lý trong thiết bị ghép kênh số, tạo ra tín hiệu có băng tần gốc tiếp tục được xử lý để chuẩn bị truyền qua kênh thông tin của hệ thống vô tuyến số. Sau khi thiết bị thu vô tuyến tiếp nhận và giải điều chế thành tín hiệu băng gốc và đưa đến thiết bị tách kênh số, phân tách các luồng bit số và chuyển đến các thiết bị tải khác nhau để chuyển về tín hiệu ban đầu như ở đầu phát. Thiết bị ghép kênh có thể bao gồm cả thiết bị PCM. Do vậy các kênh âm tần ở dạng tương tự có thể đưa tín hiệu đến trực tiếp đầu vào của thiết bị ghép đầu cuối để xử lý thành tín hiệu PAM và ghép với các tín hiệu PAM của các kênh âm tần khác trước khi chuyển đổi thành luồng bit PCM. Tại đây nguồn số là luồng bit số liệu PCM 64 kbit/s bắt nguồn từ tiếng nói, thiết bị ghép kênh tiếp nhận các luồng số liệu này và xử lý chúng như là nguồn số thuần tuý, ghép trực tiếp luồng bit như hình 1.1. Muốn truyền nhiều nguồn trên một kênh, quá trình ghép phải tạo ra các dạng đồng nhất. Điều này cho phép thiết kế thiết bị truyền dẫn một cách đơn giản để truyền nhiều loại lưu lượng khác nhau, vấn đề này sẽ rõ hơn khi xem xét các cấp ghép kênh.

Chúng ta mở đầu chương này bằng việc trình bày cơ sở ghép kênh theo thời gian.

3.1. CƠ SỞ GHÉP KÊNH THEO THỜI GIAN

Khi có hai tín hiệu tương tự trở lên được truyền dẫn trên một kênh thông tin, thường sử dụng một trong hai phương pháp cổ điển để liên kết hai tín hiệu riêng rẽ này. Phương pháp thứ nhất, các tín hiệu được xử lý để chiếm các khoảng tần số khác nhau trong dải tần nhưng đều được truyền trong cùng một thời gian. Nói cách khác các tín hiệu truyền đi đồng thời nhưng tần số đã

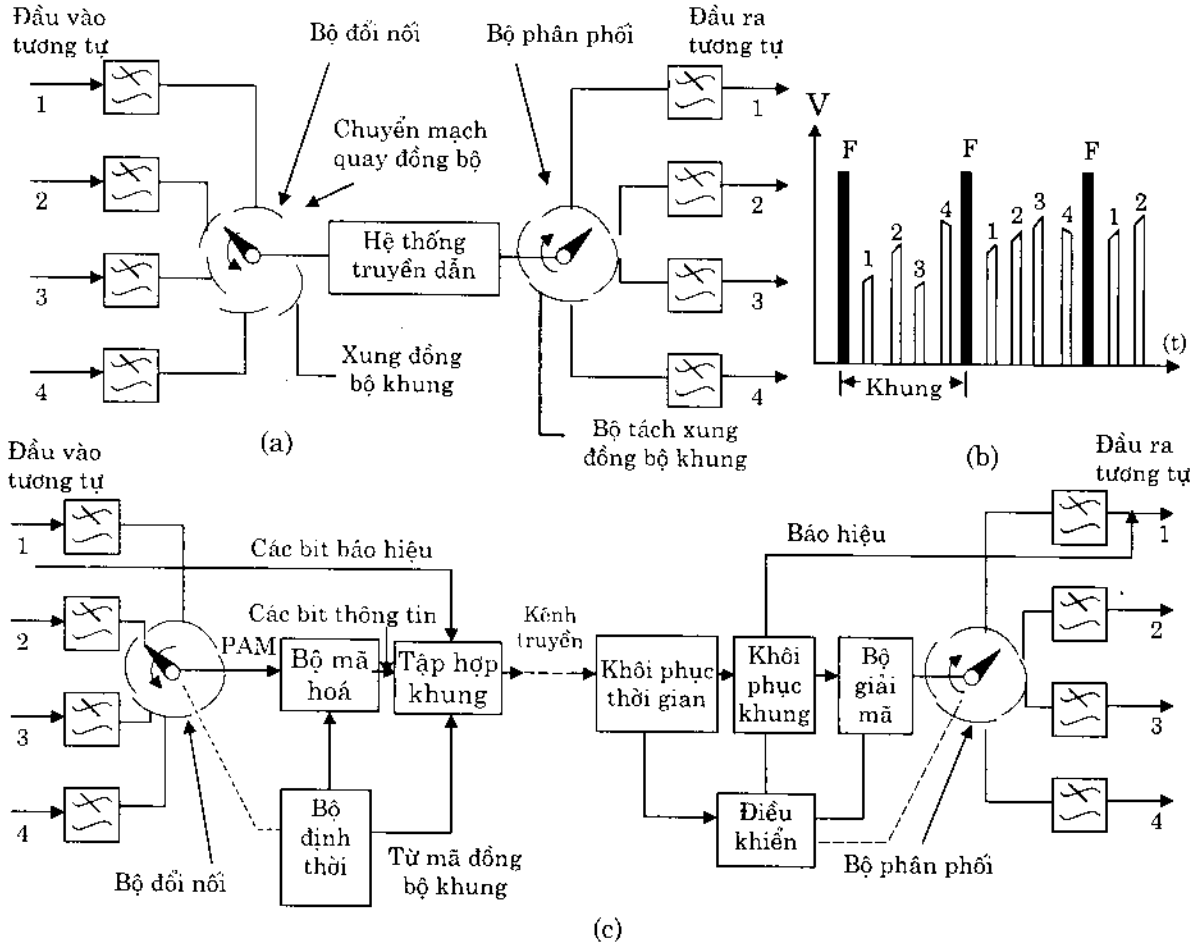
chuyển đổi. Đây chính là ghép kênh theo tần số. Phương pháp cổ điển thứ hai, tất cả các tín hiệu đều có cùng tần số nhưng chiếm khoảng thời gian khác nhau trong dải thời gian. Trong trường hợp này mỗi băng tần, chẳng hạn tiếng nói đều như nhau nhưng truyền trên kênh thông tin vào các thời điểm khác nhau. Để thực hiện việc này, mỗi tín hiệu tương tự được lấy mẫu tại các thời điểm khác nhau và xung lấy mẫu mang thông tin về biên độ của mỗi tín hiệu riêng được phát lên đường dây. Kết quả là một dãy xung PAM được ghép lại, trong đó mỗi xung điều biên tuần hoàn bắt nguồn từ một tín hiệu khác nhau. Điều này có thể thực hiện được, vì bề rộng xung lấy mẫu của tín hiệu 1 ngắn hơn nhiều so với thời gian trôi qua cho đến trước khi tín hiệu 1 được lấy mẫu lần nữa. Xét hình 3.1(a), 4 tín hiệu tương tự từ các đường dây khác nhau đi đến khóa chuyển mạch kiểu quay tròn có tốc độ cố định, khóa này được gọi là *bộ góp*. Đường dây thứ năm có điện áp V lớn hơn giá trị cực đại của bất cứ tín hiệu nào trong 4 tín hiệu. Dạng sóng tạo nên như hình 3.1(b). Xung lớn nhất F gọi là xung đồng bộ khung và được sử dụng để xác định một khung hoặc một tập các tín hiệu trong một vòng quay. Nhóm 5 xung trong thí dụ này được gọi là *một khung*. Trong thực tế thường một khung có nhiều xung.

Nếu mỗi tín hiệu tương tự có băng tần là B (Hz) được xác định bởi bộ lọc thông thấp thì tần số lấy mẫu thấp nhất phải bằng 2B (Hz). Vấn đề này đã đề cập trong chương 2 và là băng tần Nyquist. Khi có n tín hiệu PAM ghép theo thời gian thì tốc độ truyền xung bằng 2Bn xung/s. Điều này có nghĩa là băng tần của bộ lọc lý tưởng là nB. Trong thực tế nó rộng hơn, vì không có khả năng chế tạo bộ lọc như vậy và rộng hơn để ngăn ngừa nhiễu giữa các ký hiệu hoặc nhiễu giữa các xung lân cận.

Ở phía thu, các mẫu của các kênh riêng biệt được tách ra và được phân phối nhờ một bộ chuyển mạch kiểu quay tròn gọi là *bộ phân phối*.

Sau đó các mẫu của mỗi kênh được lọc để tách và tạo tín hiệu tương tự ban đầu. Bộ chuyển mạch ở máy phát và máy thu được đồng bộ một cách chặt chẽ. Đồng bộ là chỉ tiêu đầu tiên của mọi quá trình ghép kênh theo thời gian (TDM). Trong TDM có hai dạng đồng bộ là đồng bộ khung và đồng bộ theo mẫu (hoặc bit). Đồng bộ xung cần thiết để xác định một cách chính xác điểm bắt đầu của một nhóm xung mẫu và đồng bộ bit cần thiết để phân biệt một cách chính xác các xung mẫu trong mỗi khung. Quá trình đồng bộ cũng cho phép đồng bộ thiết bị đầu cuối phát và thu khi các tín hiệu thời gian trong hai thiết bị đầu cuối có cùng tốc độ trung bình. Trong thiết bị đầu cuối phát đồng hồ tạo ra các xung thời gian theo yêu cầu để điều khiển các chức năng khác nhau và điều khiển tốc độ bit tín hiệu số cho mục đích truyền dẫn trong nhiều trường hợp sẽ

không hoạt động cùng tốc độ như đồng hồ được tạo ra trong thiết bị đầu cuối thu. Để khắc phục sự khác nhau của tần số đồng hồ, thiết bị đầu cuối thu thường nhận sự định thời từ luồng bit số thu được.



Hình 3.1- Ghép - tách theo thời gian của tín hiệu PAM
(a) Hệ thống TDM bốn kênh
(b) Dạng sóng TDM
(c) Hệ thống TDM mã hóa bốn kênh

Điều này đảm bảo cho hai thiết bị đầu cuối liên quan đến luồng bit riêng, hoạt động ở cùng tốc độ trung bình và có thể xem như đã đồng bộ. Như vậy thiết bị đầu cuối thu phụ thuộc vào thiết bị đầu cuối phát. Đồng hồ phát trong thiết bị đầu cuối phụ thuộc cũng phụ thuộc vào mạch thu tạo ra sự đồng bộ giữa phần phát và thu của hai thiết bị đầu cuối trở lên mang luồng bit này. Thiết bị đầu cuối thu tách thông tin thời gian từ luồng bit số đưa đến nhờ các mạch khôi phục đồng bộ, các mạch này hoạt động dựa vào cùng một nguyên lý

như các mạch sử dụng trong các bộ tái tạo số. Vấn đề này sẽ được trình bày tóm tắt dưới đây và đầy đủ hơn trong chương 4. Cuối cùng, trong các hệ thống TDM cơ sở, các xung PAM ghép có thể được lượng tử để xử lý tiếp trước khi truyền dẫn bằng PCM hoặc có thể được xử lý không qua lượng tử và PCM để truyền trực tiếp băng cơ sở. Hình 3.1(c) chỉ rõ bước tiến hành tiếp theo của TDM cơ sở, trong đó các xung PAM được ghép như trong hình 3.1(b) được mã hóa trước khi truyền. Đầu ra bộ mã là từ mã nhị phân, mỗi từ mã thay cho một xung lấy mẫu; sơ đồ này được gọi là sơ đồ ghép theo từ hay ghép theo ký hiệu. Các từ mã được gộp lại với các bit báo hiệu và các bit đồng bộ khung. Các bit đồng bộ khung được sắp xếp sao cho chúng tạo thành một cấu trúc lặp hoặc từ mã đồng bộ khung cho phép thiết bị đầu cuối nhận dạng chính xác mỗi bit hoặc khe thời gian và phân chia luồng tín hiệu số đến thành các tín hiệu thành phần. Các tín hiệu thành phần sau đó đi đến kênh ra tương ứng. Một đoạn của tín hiệu phát được hình thành bởi từ mã đồng bộ khung và các bit tin gọi là một khung. Nếu thiết bị đầu cuối thu phát hiện được từ mã đồng bộ khung tại vị trí đã biết trước tức là có đồng bộ và nó tiếp tục làm việc ở chế độ đóng. Nếu sau vị trí đó qua nhiều khe thời gian không phát hiện được từ mã đồng bộ thì thiết bị đầu cuối cho rằng đồng bộ khung bị mất.

Sau đó thiết bị đầu cuối khởi xướng quá trình tìm kiếm từ đồng bộ bằng cách trượt từng khe thời gian cho đến khi phát hiện được từ mã đó. Dựa vào sự phát hiện này, thiết bị đầu cuối chuyển sang phương thức kiểm tra để khẳng định từ mã đồng bộ xuất hiện vài lần ở đúng vị trí mong muốn trước khi chuyển sang phương thức đóng. Để khẳng định rằng việc tìm được từ mã đồng bộ thực sự là một từ mã tin cậy chứ không phải một dãy ngẫu nhiên của luồng bit thông tin thì cấu trúc của từ mã được lựa chọn phải có xác suất ngẫu nhiên xuất hiện trong dãy thông tin là bé nhất.

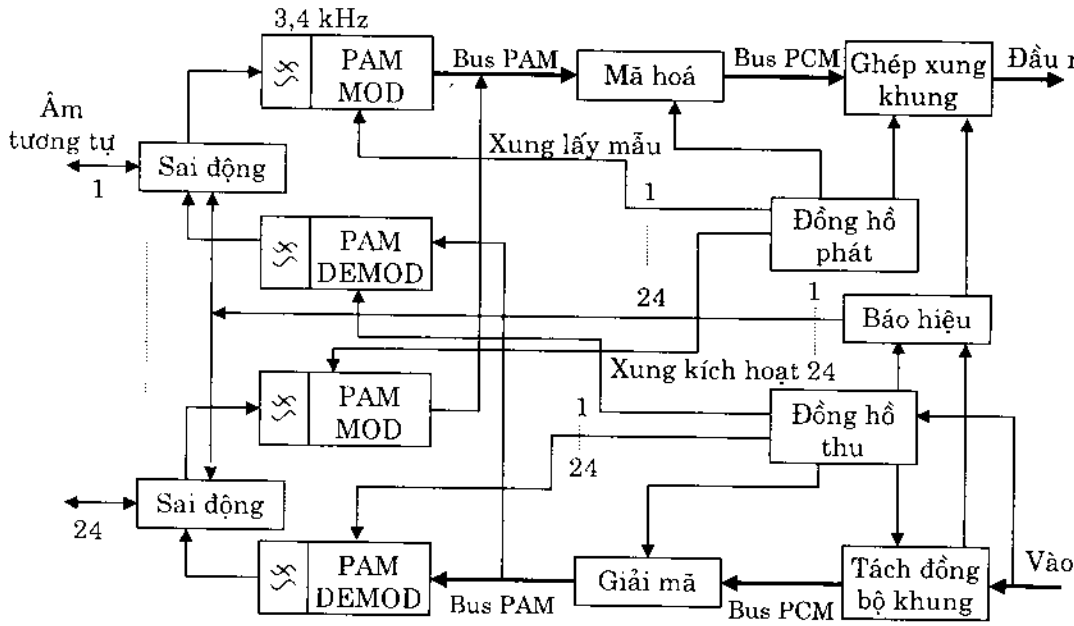
3.1.1. TDM - PCM

Trong thực tế các khái niệm cơ bản của TDM như đã trình bày trên đây vẫn giữ nguyên. Thiết bị ghép không chỉ bao gồm thiết bị để xử lý các tín hiệu tương tự đầu vào thành dạng PAM và ghép các xung đó, mà còn có thiết bị để chuyển đổi luồng bit phức hợp thành một luồng bit PCM có tốc độ bit số liệu nhất định. CCITT ấn định tốc độ bit cố định phù hợp với số lượng kênh âm tần trong một hệ thống. Có các tốc độ bit sau đây:

- Đối với bộ ghép PCM 30 kênh có tốc độ bit bằng 2048 kbit/s.
- Đối với bộ ghép PCM 120 kênh có tốc độ bit bằng 8448 kbit/s.
- Đối với bộ ghép PCM 24 kênh có tốc độ bit bằng 1544 kbit/s.

- Đối với bộ ghép PCM 96 kênh có tốc độ bit bằng 6312 kbit/s.

Đối với phân cấp của Bắc Mỹ và Nhật, hệ thống 1544 kbit/s là như nhau với 24 kênh thoại PCM 64 kbit/s, hệ thống này sau khi ghép trở thành mức DS-1, hệ thống 6312 kbit/s là mức DS-2. Cả hai hệ thống 24 và 30 kênh được mô tả dưới đây trong thực tế hiện nay đều quan trọng như nhau.



Hình 3.2- Thiết bị đầu cuối ghép PCM điển hình

Ghép một số kênh thoại thành một luồng bit số được trình bày trong hình 3.2, đó là sơ đồ khối bộ ghép PCM đầu cuối điển hình. Mạch hai dây nối đến bộ hỗn hợp hoặc bộ sai động của tổng đài điện thoại, hoặc đầu cuối PCM.

Bộ sai động này tách tiếng nói thành mạch phát và mạch thu. Ở mạch phát, bộ lọc thông thấp hạn chế băng tần đến 3400 Hz, đầu ra bộ lọc nối đến mạch lấy mẫu. Các nhóm 24, 30, 96 hoặc 120 kênh thoại (phụ thuộc vào hệ thống sử dụng) đều đã được biến đổi thành dạng điều biên xung (PAM) được đưa lần lượt vào tuyến ghép hoặc bus PAM dưới sự điều khiển của đồng hồ phát, đồng hồ này tạo ra xung lấy mẫu cho tín hiệu PAM và điều khiển thông tin vào bus PAM. Đầu vào bộ mã hóa tại bất kỳ thời điểm nào cũng chỉ có một tín hiệu PAM từ bộ điều chế PAM dưới sự điều khiển của hệ thống hoặc đồng hồ phát, lượng tử hóa xung này và tạo ra từ mã thích hợp. Đầu ra bộ mã hóa là luồng bit số có tốc độ bit của hệ thống đó. Xung đồng bộ khung được ghép vào khe thời gian tương ứng, cả tin tức báo hiệu cũng được ghép như vậy và toàn bộ gói tin xuất hiện tại đầu ra. Nếu đó là hệ thống 24 kênh thì một trong 24 tín hiệu tiếng nói được lấy mẫu trong từng khoảng 125 μs (tần số lấy mẫu 8 kHz).

Khoảng phân cách giữa các xung lấy mẫu liên tiếp bằng 5,18 μs vì thế mỗi xung lấy mẫu của hệ thống 24 kênh được dành 5,18 μs trên bus chung. Bộ mã hóa luật μ 15 đoạn chuyển đổi mỗi xung PAM thành từ mã PCM 8 bit trong một khe thời gian 5,18 μs, Ở cuối khe thời gian thứ 24, mạch đồng bộ đưa vào một xung nữa sử dụng làm bit đồng bộ khung. Vì vậy số bit trong một khung bằng 8 × 24 + 1 = 193 xung, các xung này được sắp xếp trong khung 125 μs. Trong hệ thống này, cứ 12 khung liên tiếp tạo thành đa khung 1,5 ms. Trạng thái của các xung đồng bộ khung cho phép nhận dạng khung và đa khung. Điều này sẽ được đề cập thêm khi xem xét hệ thống 24 và 30 kênh. Phía thu của bộ ghép PCM tiếp nhận số liệu đến, tái tạo tín hiệu này và tách thông tin đồng bộ trong tín hiệu đó. Đồng hồ thu sử dụng thông tin đồng bộ này cho các thao tác của mạch tách kênh, giả thiết rằng tốc độ của nó phù hợp với tần số trung bình của đầu cuối phía phát. Bộ đồng bộ khung và bộ tách xung kiểm tra tín hiệu thu và xác nhận sự có mặt của tín hiệu đồng bộ khung tại khoảng thời gian chính xác.

Bộ giải mã dưới sự điều khiển của đồng hồ thu giải mã các từ mã tương ứng của từng kênh thành tín hiệu PAM và đưa đến bus PAM để phân phối theo thứ tự chính xác cho các bộ lọc băng tương ứng. Đầu ra bộ lọc hình thành tín hiệu tương tự ban đầu. Các xung cổng từ đồng hồ thu cũng cho phép tách các bit báo hiệu ra khỏi tín hiệu vào và phân phối cho các khối báo hiệu kênh tương ứng để tạo ra một thao tác phù hợp chẳng hạn như rung chuông máy điện thoại.

3.1.1.1. Đồng bộ bit và khung

Như đã trình bày trên đây, đồng bộ một tuyến số được thực hiện nhờ tách thông tin từ luồng bit số. Thông tin này là thông tin kép. Thứ nhất để đồng bộ bit, ở đây tần số đồng hồ cơ sở được tách ra và thứ hai để cho các mạch đồng bộ khung tách thông tin chỉ thị thời điểm bắt đầu của một khung nên mỗi khe thời gian chứa trong khung được nhận dạng chính xác. Thông tin đồng bộ có thể được tách ra theo hai loại mạch khác. Các mạch này có thể mô tả một cách tổng quát là loại hoạt động trước và hoạt động sau. Loại thứ nhất gồm các mạch thụ động đơn giản, như các mạch có hệ số phẩm chất cao, bộ lọc và thiết bị tạo dạng sóng. Các mạch như vậy được sử dụng trong các trạm lặp. Loại thứ hai hoặc loại hoạt động sau là các mạch bao gồm vòng khóa pha và các mạch liên quan nên phức tạp hơn. Các mạch vòng này được sử dụng để tách khung và khôi phục đồng bộ bit trong thiết bị ghép đầu cuối. Loại hoạt động trước được sử dụng khi một dãy mẫu biết trước nhờ một dãy mẫu xác định và cho phép khôi phục dễ dàng khi sử dụng các mạch logic. Mạch đồng bộ được khởi

động khi dãy mẫu đồng bộ khung đến, sau khởi động mạch thời gian tạo ra các xung thời gian để thu dãy tin. Các mạch hoạt động sau gồm có một mạch chọn lọc mẫu và bộ đếm khung. Bộ đếm khung tiến một bước cho mỗi khung thu và điều chỉnh mạch chọn lọc mẫu sao cho phù hợp với mẫu vào tiếp theo. Đầu ra loại mạch này cung cấp toàn bộ thông tin thời gian cho máy thu.

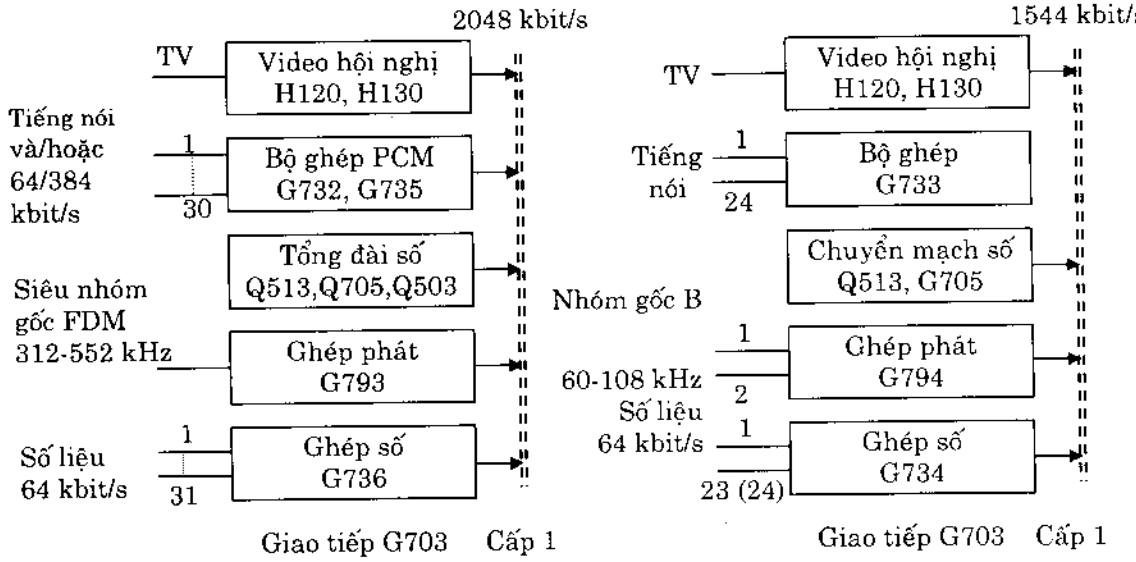
Muốn cho thiết bị đầu cuối có thể tách chính xác luồng bit đến thành các kênh, cần phải nhận dạng chính xác mỗi khe thời gian đến. Không có vấn đề gì tồn tại nếu không có sự cố truyền dẫn làm hỏng luồng bit. Tuy nhiên cũng có lúc luồng bit có sự cố và làm mất từ mã đồng bộ khung. Đồng bộ khung xem như mất khi có ba hoặc bốn tín hiệu đồng bộ khung thu có 1 lỗi.

Việc khôi phục các đồng bộ khung bằng các thiết bị tự động là một bộ phận quan trọng của thiết kế mạch hoặc thiết kế hệ thống để đảm bảo chắc chắn đồng bộ khung được khôi phục sau một tín hiệu đồng bộ khung hợp cách có thể thực hiện trong thiết bị đầu cuối thu. Một vấn đề đáng quan tâm khác xảy ra và phải tính đến khi thiết kế mạch hoặc thiết kế hệ thống là xảy ra một loạt 8 bit 0 trong luồng bit số. Quãng dài các trạng thái 0 gây ra mất định thời cho các mạch khôi phục đồng hồ. Để tránh hiện tượng này, một số mạng khử đi các từ mã này, chẳng hạn có sự sắp xếp khác cho bộ mã hóa để tạo ra từ mã có các bit đổi dấu xen kẽ (ADI). Do đó dãy các bit 0 đổi thành 10101010 và số nhị phân 106, tức là 10101010 đổi thành dãy toàn các bit 0. Ưu điểm của số nhị phân 106 chuyển thành các bit 0 và ngược lại là ở chỗ số nhị phân 106 xảy ra rất hiếm, chỉ khi các kênh rỗi hoặc không sử dụng, điều này có thể xảy ra khá thường xuyên, sẽ truyền dãy các số 0.

3.2. GHÉP KÊNH SƠ CẤP HOẶC CẤP 1

Bây giờ chúng ta xem xét các hệ thống ghép kênh thực tế cho các luồng bit cấp 1, đó là 1544 kbit/s và 2048 kbit/s. Hệ thống 1544 kbit/s là cấp DS-1 ở phân cấp ghép của Bắc Mỹ và cấp 1 ở các hệ thống của Nhật. Hiện nay CCITT khuyến nghị 1544 kbit/s như là phân cấp cấp 1 trong Khuyến nghị G702 của CCITT. Luồng bit 2048 kbit/s cũng được chỉ định như là cấp 1 trong khuyến nghị này (G702), mặc dù đây là cấu trúc phân cấp hoàn toàn khác so với phân cấp dựa trên cơ sở tốc độ bit cấp 1 bằng 1544 kbit/s. Hình 3.3 chỉ rõ các nguồn khác nhau được ghép thành các cấp của luồng bit này. Chú ý rằng trong các khối này, mỗi khối đặc trưng cho một thiết bị giao tiếp hoặc xử lý đều dựa vào khuyến nghị của CCITT để tư vấn cho xử lý hoặc giao tiếp này. Phân cấp đầy đủ cho các hệ thống 1544 kbit/s và 2048 kbit/s sẽ trình bày trong mục 3.3. Hình 3.3 có thể so sánh với hình 1.1 để có khái niệm đầy đủ hơn đối với những điều được xem xét trong chương này.

Phần còn lại của mục này sẽ dành để xem xét các giao tiếp và xử lý như đã trình bày trong hình 3.3 trước khi xem xét cấp 2 và các cấp cao hơn của phân cấp các thiết bị và quá trình có liên quan.



Hình 3.3- Phân cấp ghép cấp 1 của CCITT và các khuyến nghị

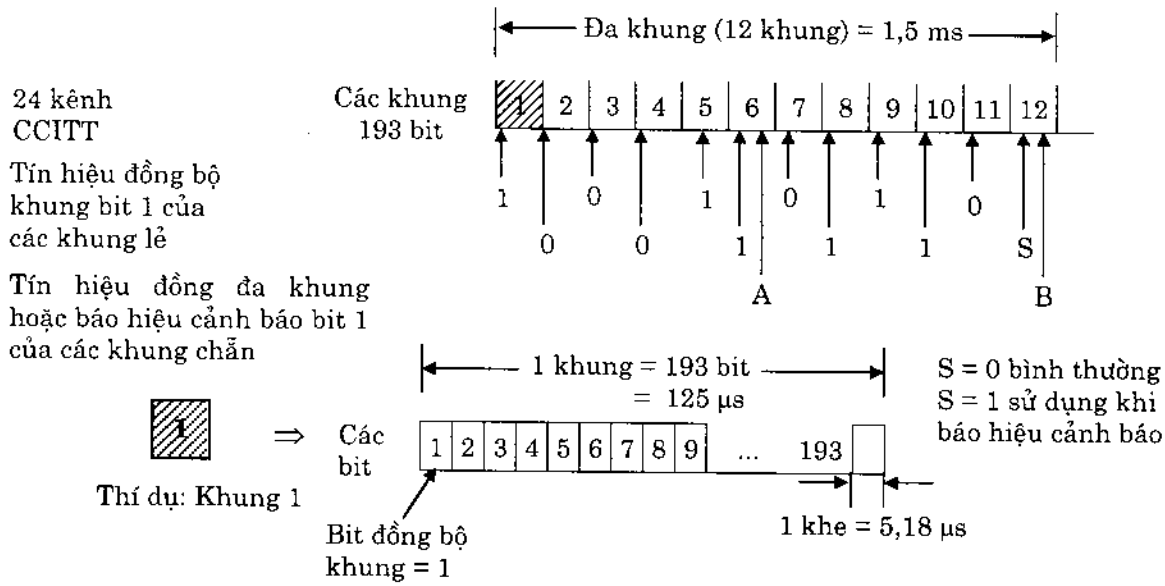
3.2.1. Bộ ghép 24 kênh PCM

Bộ ghép TDM 24 kênh được sử dụng như là hệ thống sóng mang T1 cơ sở do hãng điện thoại và điện báo Mỹ và hãng điện thoại Bell sản xuất. Hệ thống này được thiết kế chủ yếu cho cự li ngắn và sử dụng trong các vùng đô thị. Cự li cực đại của hệ thống T1 hiện nay hạn chế ở 90 ÷100 km với khoảng lặp bằng hoặc xấp xỉ 1,5 km. Hệ thống truyền dẫn sử dụng các đôi cáp kim loại, mặc dù đã và đang sử dụng cả cáp sợi quang. Hệ thống khởi đầu T1 của Bell sử dụng 7 bit cho mỗi từ mã và mã hóa theo luật μ với μ = 100. Hệ thống 24 kênh của CCITT (Khuyến nghị 733) được thành lập để tạo ra sự tương thích với các mạng quốc tế, đã thay thế hệ thống T1 của hãng Bell.

Theo khuyến nghị này đã sử dụng các từ mã 8 bit và μ = 255. Tốc độ bit của hệ thống 24 kênh này là 1544 kbit/s $\pm 50.10^{-6}$ và có thể sử dụng như là luồng bit đầu vào của các luồng bit ghép cấp cao hơn; hoặc sử dụng nối từ thiết bị ghép kênh theo tần số đến hệ thống truyền dẫn vô tuyến; hoặc truyền dẫn trực tiếp không có sóng mang trên cáp kim loại. Để so sánh, chú ý rằng trong hình 3.3 thiết bị ghép chuyển có hai nhóm hoặc 24 kênh VF, trong đó nhóm gốc là một khối gồm 12 kênh VF trong phân cấp FDM. Tương tự, bộ phận PCM 24 kênh có thể xem như một khối trong phân cấp TDM. Tín hiệu đồng bộ nhịp của thiết bị ghép CCITT có thể nhận được từ tín hiệu thu và cũng có thể từ nguồn

bên ngoài. Trong điều kiện có sự cố, thiết bị ghép cần phải có cấu trúc để phát hiện sự cố nguồn cung cấp, mất tín hiệu đến 1544 kbit/s, mất đồng bộ khung và nhận chỉ thị cảnh báo từ thiết bị ghép PCM của đối phương. Chỉ thị cảnh báo này do đầu cuối đối phương tạo ra và gửi đi một dãy bit, trong đó bit thứ hai của mỗi khe thời gian bị cưỡng chế về 0 hoặc thay đổi bit S thành 1 đối với đa khung chứa 12 khung, hoặc gửi đi một dãy cảnh báo đồng bộ khung 1111111100000000 ở các bit m của hệ thống đa khung 24 khung. Các mục 3.2.1.1 và 3.2.1.2 mô tả sắp xếp đa khung có 12 và 24 khung của bộ ghép cấp 1 PCM 24 kênh theo CCITT.

3.2.1.1. Bộ ghép PCM 24 kênh 12 khung (Khuyến nghị G733, G704 của CCITT)



Hình 3.4- Hệ thống ghép PCM 24 kênh của CCITT có đa khung 12 khung

Trong hình 3.4 tốc độ lấy mẫu của một kênh VF, như đã trình bày trên đây, bằng 8000 mẫu/s. Điều này có nghĩa là khoảng giữa các xung lấy mẫu của cùng một kênh âm tần bằng 125 µs. Vì 24 kênh riêng biệt được kết hợp trong khoảng đó và mỗi một kênh đều được lấy mẫu, lượng tử và mã hóa để tạo ra từ mã 8 bit, nên trong khung 125 µs sẽ có 24 × 8 = 192 bit tin. Để cung cấp tín hiệu đồng bộ khung cần thêm 1 bit vào dãy 192 bit. Bit đồng bộ khung luôn luôn là bit 1 trong khung. Các bit 2 đến 193 là các bit tin ghép thành cụm 8 bit. Nếu chúng ta giả thiết rằng do một lỗi truyền dẫn mà đồng bộ khung đột nhiên bị mất thì mạch phát hiện phải thực hiện hai bước. Đó là, thứ nhất-phát hiện

mất đồng bộ và thứ hai-tái đồng bộ hệ thống. Khi phát hiện mất đồng bộ, từ mã đồng bộ khung được kiểm tra, nếu sau x lần thử liên tiếp mà thiết bị không xác nhận được sự có mặt của từ mã thì mạch thay đổi từ chế độ khóa sang chế độ tìm kiếm. Sau một số lần thử không thành để tìm dãy chính xác của từ mã thì các mạch này phát cảnh báo mất đồng bộ khung.

Vì hiện tượng phỏng tạo mẫu đồng bộ khung từ số liệu ngẫu nhiên dẫn vào có thể nhiều khi tái tạo đồng bộ nên thực tế phải tạo ra từ mã đồng bộ có xác suất phỏng tạo này rất nhỏ. Từ mã đồng bộ khung càng dài thì sự trùng lặp bởi số liệu ngẫu nhiên rất bé, nhưng từ mã này càng dài thì sự tái lập đồng bộ cũng xảy ra càng lâu. Vì thế các từ mã đồng bộ khung được xây dựng để có dung sai cho lỗi truyền dẫn cao và không quá dài.

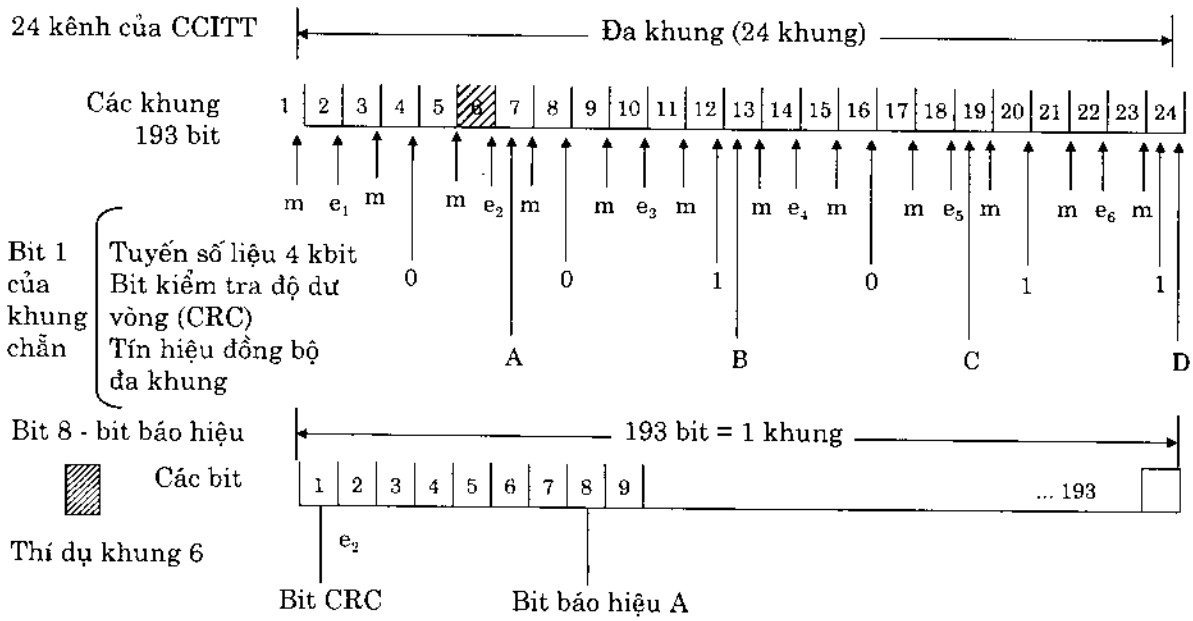
Một trong những mẫu cấu trúc như vậy là 1110010. Qua những điều trình bày rất sơ đẳng trên đây về một vấn đề phức tạp thấy rằng bit đầu tiên của một khung không đủ để phát hiện mất đồng bộ hoặc phát hiện sự lặp đồng bộ do tín hiệu số ngẫu nhiên trong luồng số liệu tin. Để khắc phục điều này, từ mã đồng bộ khung được cấu trúc bởi bit đầu tiên của mỗi khung ở một số khung nhất định. Số lượng khung ấn định này được gọi là đa khung.

Việc tạo lập cấu trúc đồng bộ đa khung cũng làm nảy sinh những vấn đề riêng của nó khi xảy ra mất đồng bộ khung, bởi vì khi đó cũng mất cả đồng bộ đa khung. Để khắc phục vấn đề này, một từ mã đồng bộ đa khung cũng được tạo ra. Để phối hợp từ mã đồng bộ khung và từ mã đồng bộ đa khung mà vẫn giữ nguyên điều kiện chỉ bit đầu tiên của khung bất kỳ được sử dụng cho đồng bộ, nghĩa là các bit của hai loại đồng bộ này đặt xen kẽ giữa các khung kế tiếp nhau. Điều này được trình bày ở hình 3.4, trong đó từ mã đồng bộ khung là 101010 đặt trong các khung lẻ và từ mã đồng bộ đa khung là 00111S đặt ở các khung chẵn trong cấu trúc đa khung; S thường là logic 0 và chỉ chuyển thành 1 khi chỉ thị cảnh báo cần cung cấp cho đầu cuối ở xa như đã trình bày ở cuối mục 3.2.1. Mất đồng bộ đa khung giả sử xảy ra khi mất đồng bộ khung.

Ngoài thông tin số cần truyền đi, thông tin báo hiệu để chỉ thị các chức năng như "nhấc tổ hợp", "giải pháp",... cũng phải truyền đi. Có hai dạng truyền dẫn số: báo hiệu kênh chung, ở đây một từ mã 8 bit được sử dụng để cung cấp báo hiệu cho tất cả 23 kênh còn lại với tốc độ 64 kbit/s; và thứ hai là báo hiệu kênh kết hợp, ở đây bit thứ 8 của khung thứ 6 và 12 được tách ra từ luồng số liệu mang tin để tạo ra kênh báo hiệu 1333 bit/s hoặc hai kênh báo hiệu 667 bit/s. Để bù các bit đã lấy đi này và cực tiểu hóa méo lượng tử, các trị số đầu ra bộ giải mã được di chuyển một ít. Tất cả các trị số đầu ra của bộ giải mã chẵn được thay đổi để bằng với giá trị quyết định cao hơn tiếp theo và tất cả

các giá trị đầu ra của bộ giải mã lẻ được thay đổi để bằng với giá trị quyết định cùng số (xem Khuyến nghị G733).

3.2.1.2. Bộ ghép PCM 24 kênh (24 khung)



Hình 3.5- Hệ thống ghép kênh cấp 1 PCM 24 kênh của CCITT có đa khung (24 khung)

Trong hình 3.5, cũng như đối với đa khung 12 khung, đa khung 24 khung dài 125 μs và số lượng bit trong mỗi khung là 192 bit tin cộng thêm 1 bit đồng bộ khung, tất cả là 193 bit. Sự khác nhau duy nhất giữa hệ thống này và hệ thống đa khung 12 khung là cấu trúc khung. Có thể thấy từ hình 3.5, đa khung 24 khung có độ dài 24 × 125 μs = 3 ms. Bit 1 trong mỗi khung được sử dụng vào ba mục đích sau đây:

- Cung cấp từ mã đồng bộ đa khung;
- Cung cấp mã kiểm tra độ dư vòng;
- Cung cấp tuyến số liệu 4 kbit/s.

Bit 8 của khung 6, 12, 18 và 24 lại được sử dụng cho báo hiệu nhờ rút đi các bit truyền số liệu.

TỪ MÃ ĐỒNG BỘ ĐA KHUNG

Bit đồng bộ khung (bit F), bit 1 của mỗi khung thứ 4 hình thành một cấu trúc 001011...001011. Tín hiệu đồng bộ đa khung này được sử dụng để nhận dạng từng khung riêng biệt được định vị trong đa khung, để tách mã kiểm tra độ dư vòng (CRC) và thông tin số liệu cũng như nhận biết các khung có tín hiệu báo hiệu.

KIỂM TRA ĐỘ DƯ VÒNG 2 kbit/s

CRC (CRC-6) là phương pháp để đề phòng sự phỏng tạo tín hiệu đồng bộ khung, hoặc tại đó có nhu cầu nâng cấp khả năng giám sát lỗi. Khối tin CRC- 6 kiểm tra các bit e_1, e_2,..., e_6 bao gồm bit thứ nhất của các khung 2, 6, 10, 14, 18 và 22 của mỗi đa khung (xem Khuyến nghị G704 của CCITT).

TUYẾN SỐ LIỆU 4 kbit/s

Bit thứ nhất của các khung lẻ là phần để cho số liệu 4 kbit/s (1552 kbit/s/193/2 = 4021 bit/s). Như đã trình bày ở cuối mục 3.2.1, khi một cảnh báo xảy ra do phát hiện mất đồng bộ khung ở đầu cuối nội hạt thì một từ mã 8 bit 1, tiếp theo đó là 8 bit 0 được truyền đi tại các bit m của tuyến số liệu để chuyển đến thiết bị đầu cuối đối phương.

BÁO HIỆU

Như thấy ở hình 3.5, có bốn bit báo hiệu khác nhau (A, B, C và D) trong một đa khung. Vì vậy có thể có 4 kênh báo hiệu 333 bit/s độc lập có các ký hiệu A, B, C và D hoặc hai kênh báo hiệu 667 bit/s là A và B hoặc một kênh báo hiệu 1333 bit/s theo phương thức báo hiệu kênh kết hợp. Đối với báo hiệu kênh chung, một khe thời gian 8 bit được sử dụng với tốc độ 64 kbit/s. Mục 3.2.1.1 trình bày về cực tiểu hóa méo lượng tử của kênh báo hiệu theo kênh riêng.

Thời gian trung bình để phát hiện và chỉ thị các bit ngẫu nhiên trong các vị trí bit đồng bộ khung không được vượt quá 3 ms. Từ mã đồng bộ đa khung cần phải giám sát để xác định đồng bộ đã bị mất, và khôi phục ngay sau khi tín hiệu đồng bộ khung có hiệu lực có khả năng thực hiện trong thiết bị đầu cuối phía thu.

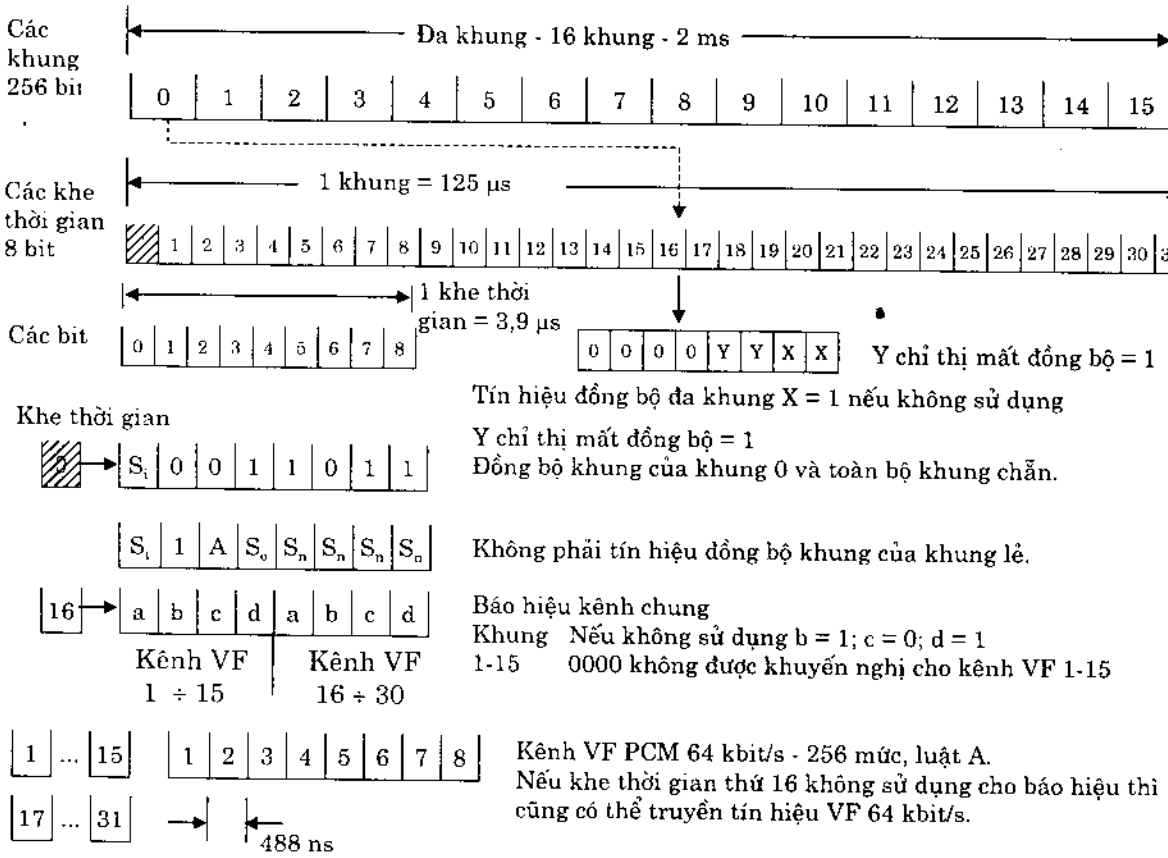
3.2.2. Ghép PCM cấp một 30 kênh (Khuyến nghị G732, G704)

Thiết bị ghép PCM cấp 1 - 30 kênh của CCITT hoạt động với tốc độ 2048 kbit/s. Mã hóa được sử dụng là luật A - 13 đoạn (Khuyến nghị G711) với A= 87,6 (xem phương trình 2-67) và số mức lượng tử bằng 256. Theo hình 3.6, mỗi đa khung có 16 khung dài 2 ms, đánh số lần lượt từ 0 đến 15.

Mỗi khung dài 125 μs được chia làm 32 khe thời gian đánh số từ 0 đến 31 và mỗi khe thời gian dài 3,9 μs gồm một từ mã 8 bit, hoặc thời gian bit dài 488 ns. *Tốc độ bit tổng của hệ thống = tốc độ lấy mẫu* 8000 xung/s × 32 *khe thời gian* × 8 bit = 2048 kbit/s $\pm 50.10^{-6}$. Tín hiệu định thời phát lấy từ nguồn bên trong hoặc bên ngoài hoặc từ tín hiệu số thu được. Cấu trúc khung như hình 3.6.

ĐỒNG BỘ ĐA KHUNG

Khi báo hiệu kênh kết hợp thì từ mã đồng bộ đa khung là 0000 và chiếm bit 1 đến bit 4 của khe thời gian thứ 16 của khung 0. Điều này có nghĩa là cứ 16 khung thì từ mã xuất hiện dưới dạng cụm và không phân bố rải rác ở các khung khác nhau như hệ thống 24 kênh. Các vị trí bit còn lại từ 5 đến 8 của khe thời gian thứ 16 khung 0 gồm các bit riêng biệt (5, 7 và 8) là tập bit 1 nếu không sử dụng và bit 6 sử dụng cho chỉ thị khi mất đồng bộ đa khung bằng 1.



Hình 3.6- Hệ thống ghép cấp 1 PCM 30 kênh của CCITT

Đồng bộ đa khung xem như mất khi thu hai tín hiệu đồng bộ đa khung liên tiếp có một lỗi và khi trong chu kỳ 1 hoặc 2 đa khung tất cả các bit trong khe thứ 16 đều ở trạng thái 0. Điều kiện thứ hai này tránh được đồng bộ đa khung giả. Đồng bộ đa khung xem như được phục hồi ngay khi tín hiệu đồng bộ đa khung chính xác đầu tiên được phát hiện và khi ít nhất một bit trong khe thời gian 16 có mức logic 1 đứng trước tín hiệu đồng bộ đa khung được phát hiện lần đầu.

ĐỒNG BỘ KHUNG

Tín hiệu đồng bộ khung chiếm khe thời gian 0 của các khung chẵn, gồm cả khung 0, nghĩa là các khung 0, 2, 4,..., 30. Ở khe thời gian 0, bit 2 và bit 8 đứng đầu và cuối từ mã đồng bộ khung. Bit 1 không nằm trong từ mã đồng bộ khung mà dành cho sử dụng quốc tế. Một ứng dụng trong việc kiểm tra độ dư chu trình được thực hiện trong hệ thống để đề phòng sự phỏng tạo của tín hiệu đồng bộ khung hoặc có nhu cầu tăng cường khả năng giám sát lỗi. Các chi tiết của thể thức này được mô tả trong Khuyến nghị G704 của CCITT. Đối với các khung lẻ không có tín hiệu đồng bộ khung từ bit 2 đến bit 8. Bit 1 được sử dụng như một bộ phận để kiểm tra độ dư chu trình nếu cần, hoặc dành cho sử dụng quốc tế. Nếu không sử dụng thì bit 1 của khe thời gian 0 trong các khung chẵn và lẻ khác ấn định là 1. Bit 2 luôn cố định bằng 1 để đề phòng sự phỏng tạo đồng bộ khung. Bit thứ 3 chỉ thị cảnh báo xa. Trong trạng thái bình thường bit này bằng 0. Trái lại ở trạng thái cảnh báo nó chuyển thành 1. Các bit 4 đến bit 8 là các bit dự trữ cho sử dụng quốc gia và không sử dụng trên các mạch quốc tế. Khi hệ thống sử dụng trên mạch quốc tế, bit 4 đến bit 8 sẽ bằng 1. Nếu bit 1 không được sử dụng thì có thể dùng trên các kênh quốc gia cùng với bit 4 đến bit 8 cho bất kỳ mục đích gì. Đồng bộ khung xem như bị mất khi thu ba hoặc bốn tín hiệu đồng bộ khung liên tiếp có lỗi. Đồng bộ khung xem như đã được phục hồi ngay khi tín hiệu đồng bộ khung chính xác được phát hiện nhưng trong khung tiếp theo (khung lẻ) vắng mặt nó và được phát hiện thông qua bit 2 trong khe thời gian 0 có logic 1 và khi trong khung tiếp theo phát hiện có tín hiệu đồng bộ khung chính xác.

BÁO HIỆU

Trong mỗi khung, khe thời gian thứ 16 được sử dụng cho báo hiệu. Khe thời gian này cung cấp một kênh báo hiệu 64 kbit/s và có thể sử dụng cho báo hiệu kênh chung. Đối với báo hiệu kênh kết hợp, nó đại diện cho hai kênh báo hiệu 30 kbit/s ngoài tín hiệu đồng bộ đa khung được sử dụng như một chuẩn mực. Bit 1 đến bit 4 và bit 5 đến bit 8 của khe thời gian 16 được ký hiệu là a, b, c và d. Nếu các bit b, c và d không sử dụng thì b = 1, c = 0 và d = 1. Khuyến nghị rằng cấu trúc 0000 của a, b, c và d sẽ không được sử dụng cho mục đích báo hiệu của kênh thoại 1 đến kênh thoại 15. Các bit này tạo ra 4 kênh báo hiệu 500 bit/s mang ký hiệu a, b, c và d cho mỗi kênh thoại hoặc các dịch vụ khác. Theo sắp xếp này, sai số báo hiệu của mỗi kênh báo hiệu do hệ thống truyền dẫn PCM gây ra sẽ không vượt quá ±2 ms.

CÁC DẠNG SỰ CỐ VÀ NHỮNG HOẠT ĐỘNG KÉO THEO

Thiết bị ghép PCM cần phát hiện các dạng sự cố sau đây:

1- Mất nguồn cung cấp.

2- Hỏng một mạch Codec, trừ khi sử dụng các Codec riêng cho từng kênh.

3- Mất tín hiệu vào 64 kbit/s của kênh không dành cho báo hiệu kênh kết hợp, hoặc khi bộ ghép báo hiệu đặt cách thiết bị ghép PCM một vài mét, hoặc khi sử dụng các giao tiếp không phù hợp.

4- Mất tín hiệu đến 2048 kbit/s khi mất đồng bộ khung mà không có chỉ thị.

5- Mất đồng bộ khung.

6- Tỉ lệ bit lỗi lớn hơn 10^{-4}.

7- Thu chỉ thị cảnh báo từ thiết bị ghép PCM.

Các hoạt động tương ứng xảy ra như sau:

- Cảnh báo nghiệp vụ cần được phát ra cho các tình trạng sự cố 1, 2, 4 đến 7.

- Chỉ thị cảnh báo bảo dưỡng nhanh được phát đi cho các tình trạng sự cố 1 đến 6.

- Phát chỉ thị cảnh báo đến đầu đối phương cho các tình trạng sự cố 1, 2, 4, 5 và 6.

- Tín hiệu chỉ thị cảnh báo đưa đến đầu ra 64 kbit/s ở khe thời gian thứ 16 cho các tình trạng sự cố 1, 4, 5 và 6.

- Tín hiệu chỉ thị cảnh báo đưa đến các khe thời gian thứ 16 của đầu ra 2048 kbit/s cho tình trạng sự cố 1 và 3.

RUNG PHA

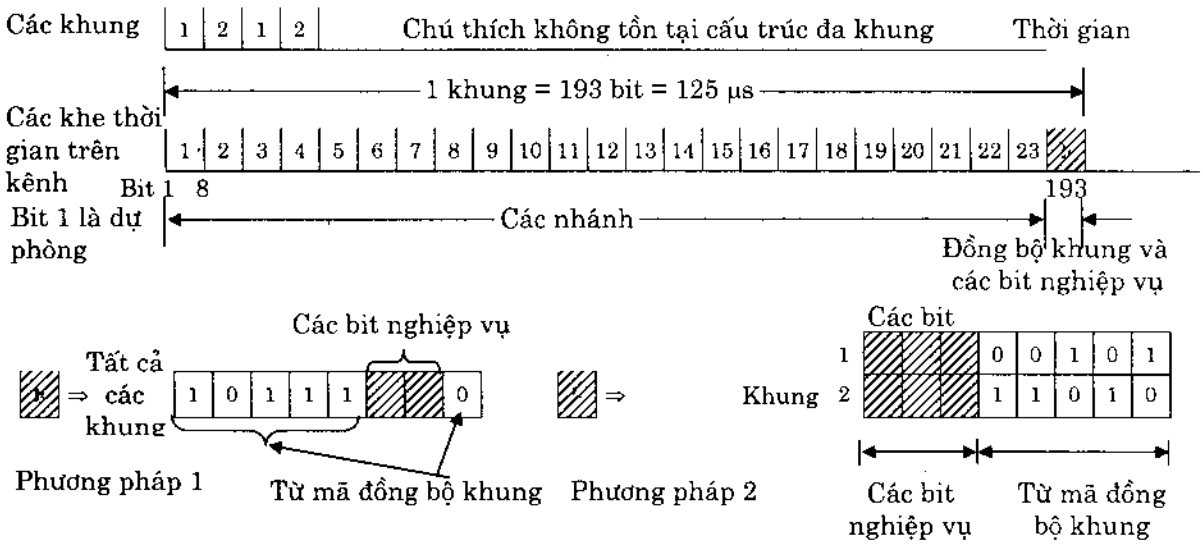
Khi tín hiệu định thời phát được lấy từ một bộ tạo sóng nội bộ, độ rung pha đỉnh - đỉnh tại đầu ra 2048 kbit/s sẽ không vượt quá 0,05 UI (khoảng đơn vị, bằng độ dài thời gian của một bit; xem mục 1.47), tín hiệu này được đo trong phạm vi tần số 20 Hz ÷ 100 kHz.

3.2.3. Bộ ghép số 64 kbit/s (các Khuyến nghị G734, G735 và G736 của (CCITT)

3.2.3.1. Thiết bị ghép số đồng bộ 1544 kbit/s

Thiết bị này tiếp nhận 23 tín hiệu số 64 kbit/s tách biệt gọi là các nhánh và kết hợp các tín hiệu này thành một luồng bit 1544 kbit/s. Thiết bị ghép có cấu trúc như hình 3.5 có thể được sử dụng cho mạng số liên kết đa dịch vụ

(ISDN). Các tín hiệu định thời cho bộ ghép này nhận từ tín hiệu đồng hồ ghép hợp của đồng hồ trung tâm cấp tín hiệu định thời cho cả thiết bị phát và thu. Bản thân đồng hồ trung tâm có thể được điều khiển bằng một tín hiệu đường dây vào, hoặc từ bộ chuẩn tần số đồng hồ nguyên tử rubi. Sử dụng giao tiếp đồng hướng hoặc giao tiếp đồng hồ trung tâm cho các mạng đồng bộ và dị bộ để đảm bảo một khoảng trượt hợp lý. Một phương pháp phân phối thông tin định thời của đồng hồ trung tâm là sử dụng hệ thống *hai âm* làm việc ở tần số 1,7 kHz và 2,7 kHz, cả hai dao động hình sin đều nhận từ một đồng hồ nguyên tử. Hai tín hiệu này sau đó được phân phối trên mạng chuyển tải FDM và thiết bị đầu xa trừ tần số 2,7 kHz cho 1,7 kHz. Tần số 1 kHz không bị ảnh hưởng của truyền dẫn do tạp âm gần xấp xỉ hai tần số đó.



Hình 3.7- Kênh số đồng bộ 1544 kbit/s

Nhờ sử dụng thiết bị có tỉ số loại mode chung cao nên tần số 1 kHz có thể xem như tiêu chuẩn để sử dụng tại đầu vào của bộ tổng hợp để tạo ra các tần số theo yêu cầu. Kết quả thực nghiệm trên hệ thống này chỉ rõ rằng trong khoảng 3 phút độ ổn định tần số so với sử dụng đồng hồ nguyên tử là 10^{-10} và trong 3 ngày là 5.10^{-8}. Hệ thống này do viễn thông Úc phát triển trong những năm 1970 và được sử dụng trên cơ sở thực nghiệm để cung cấp cho mạng dị bộ. Ngoài những vấn đề nêu trên đây, các tín hiệu định thời cho bộ ghép kênh có thể lấy từ luồng bit số vào 1544 kbit/s. Phương pháp ghép sử dụng trong hệ thống này là ghép từ mã 8 bit theo thứ tự của các nhánh để tạo ra cấu trúc khung như hình 3.5 hoặc hình 3.7.

Cấu trúc khung như hình 3.7 có 8 bit trong mỗi khe thời gian được đánh số từ 1 đến 8 và 24 khe thời gian trong mỗi khung được đánh số từ 1 đến 24. Các bit liên tiếp của byte 1 đến byte 24 được đánh số thứ tự từ 2 đến 193 và bit đầu tiên sử dụng tùy chọn. Tần số lặp của khung bằng 8000 Hz. Các khe thời gian từ 1 đến 23 dành cho các kênh thoại và khe thời gian thứ 24 dành cho đồng bộ các bit nghiệp vụ. Như thấy ở hình 3.7, có hai phương pháp sắp xếp các bit trong khe thời gian thứ 24.

Phương pháp 1: sử dụng các bit 1, 2, 3, 4, 5 và 8 để mang tín hiệu đồng bộ khung 101110, và các bit 6, 7 sử dụng cho nghiệp vụ. Mất đồng bộ khung xảy ra khi ở 3 khung trở lên trong số 12 khung liên tiếp có một lỗi thuộc tín hiệu đồng bộ khung và, hoặc ở bit 1 của khung 193 bit. Hệ thống được xem có đồng bộ khung khi thu được bốn tín hiệu đồng bộ khung chính xác liên tiếp.

Phương pháp 2 sử dụng các khung luân phiên, ở đây các bit 1, 2 và 3 của khe thời gian thứ 24 được sử dụng cho các bit nghiệp vụ, các bit 4 đến 8 có cấu trúc 00101 cho khung 1 và 11010 cho khung 2. Xem như mất đồng bộ khung khi 7 cặp liên tiếp của tín hiệu đồng bộ khung (00101, 11010) thu không đúng tại các vị trí chỉ định trước. Sự khôi phục đồng bộ khung chỉ được thừa nhận khi thu đúng hai cặp liên tiếp của tín hiệu đồng bộ khung.

3.2.3.2. Thiết bị ghép kênh số tốc độ 2048 kbit/s

Hệ thống ghép này kết hợp 31 nhánh hoặc các luồng bit 64 kbit/s để tạo ra ở đầu ra của nó một luồng số có tốc độ 2048 kbit/s. Cũng như hệ thống 1544 kbit/s, luồng số liệu 2048 kbit/s cũng được giải điều chế thành các luồng 64 kbit/s nhờ thiết bị này. Thuật ngữ *thiết bị ghép kênh* sử dụng trong chương này bao gồm cả quá trình ghép và tách kênh, trừ các ý khác đã nêu. Nguồn định thời của hệ thống này lấy từ một trong các nguồn sau đây:

- Tín hiệu thu 2048 kbit/s;
- Nguồn bên ngoài 2048 kbit/s lấy từ đồng hồ trung tâm;
- Nguồn nội bộ.

Trong sự sắp xếp sự đồng bộ hoá của quốc gia, dự phòng đầu ra của tín hiệu định thời nhằm để đồng bộ các thiết bị khác khi cần thiết. Cấu trúc khung của hệ thống này đã được mô tả trong mục 3.2.2 và thể hiện ở hình 3.6. Nếu các thiết bị này được nối với các thiết bị ghép có khe thời gian thứ 16 sử dụng cho các mục đích riêng thì khe thời gian này, không thể sử dụng cho một nhánh 64 kbit/s.

Mất và khôi phục đồng bộ khung, các trạng thái sự cố và các hoạt động kéo theo cũng như rung pha của luồng ra 2048 kbit/s đã được mô tả ở mục 3.2.2

khi ghép PCM sơ cấp 30 kênh. Các giao tiếp số 64 kbit/s có thể là cùng hướng hoặc ngược hướng. Loại cùng hướng được sử dụng để mô tả một giao tiếp mà tại đó tín hiệu thông tin và tín hiệu định thời của tin đó được truyền cùng hướng. Có nghĩa là tín hiệu định thời được truyền dọc theo hướng truyền tín hiệu thông tin. Giống như vậy, cùng với thu tín hiệu số còn thu được tín hiệu định thời từ đối phương đưa đến. Tại 64 kbit/s, 3 loại tín hiệu đi qua giao tiếp cả phía phát và phía thu, đó là:

- Tín hiệu thông tin 64 kbit/s.
- Tín hiệu định thời 64 kbit/s.
- Tín hiệu định thời 8 kbit/s.

Bảng 3.1- Phân phối khe thời gian quốc gia của các kênh 384 kbit/s

Tên nước	*Kiểu ghép*	*Các kênh 384 kbit/s (*)*				
		A	*B*	*C*	*D*	*E*
Na Uy CHLB Đức Đan Mạch Thuỵ Điển	Đồng bộ	1-2-3 17-18-19	4-5-6 20-21-22	7-8-9 23-24-25	10-11-12 26-27-28	13-14-15 29-30-31
Pháp Anh	Không đồng bộ	1-7-11 17-23-27	3-9-15 19-25-31	4-8-12 20-24-28	5-10-13 21-26-29	2-6-14 18-22-30

Ghi chú:

(*) Có thể có 5 kênh 384 kbit/s trong một luồng bit 2048 kbit/s được đánh số từ A đến E. Các cặp kênh A–B và C–D tốt hơn nên được sử dụng để truyền âm thanh nổi.

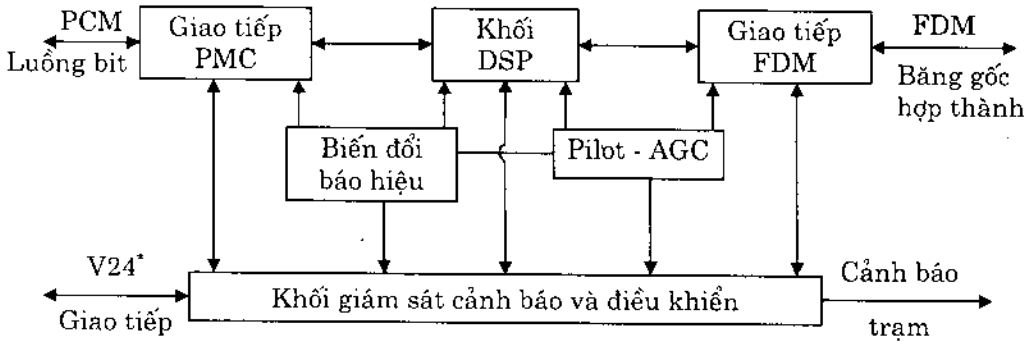
Tín hiệu định thời 8 kbit/s có thể truyền đi từ phía phát nhưng không bắt buộc bên thu sử dụng nó. Sự phát hiện sự cố ngược dòng có thể truyền qua giao tiếp 64 kbit/s nhờ *tín hiệu chỉ thị cảnh báo* (AIS) hoặc làm gián đoạn thu tín hiệu định thời 8 kbit/s. Giao tiếp ngược hướng được sử dụng để mô tả tình huống tại đó tín hiệu định thời gắn liền với hai hướng truyền dẫn chỉ truyền theo một hướng. Điều này có nghĩa là phía tín hiệu thu và phía tín hiệu phát chỉ truyền một tín hiệu định thời. Khuyến nghị G 703 của CCITT cung cấp chi tiết các kiểu giao tiếp này.

Một thiết bị ghép PCM hoạt động tại 2048 kbit/s có một số phương án tuỳ chọn để truy nhập số nội bộ (Khuyến nghị G735 của CCITT). Các phương án này bao gồm các kênh số liệu 64 kbit/s hai hướng và các kênh 384 kbit/s đồng

bộ hoặc không đồng bộ đơn hướng để điều chỉnh các mạch chương trình - âm thanh. Kênh 384 kbit/s dựa trên sự kết hợp 6 khe thời gian 64 kbit/s. Cấu trúc khung giống như hình 3.6 và sắp xếp các khe thời gian phù hợp với cấu trúc này như bảng 3.1 đối với các nước khác nhau.

3.2.4. Bộ ghép chuyển (Khuyến nghị G791, G792, G793, G794 của CCITT)

Định nghĩa 4020 của CCITT (Khuyến nghị G701) về bộ ghép chuyển là "*Một thiết bị chuyển đổi tín hiệu ghép theo tần số (chẳng hạn như một nhóm hoặc siêu nhóm) thành tín hiệu ghép theo thời gian tương ứng, có cấu trúc như khi nó được hình thành từ thiết bị ghép kênh PCM và thực hiện chức năng đầy đủ theo hướng truyền dẫn ngược lại*". Các giao thức báo hiệu và giám sát khác trong một mạng số mà cơ sở của nó là một mạng tương tự có đặc trưng của tín hiệu băng cơ sở hợp thành. Một phương pháp để tránh sự khác nhau này là tách băng cơ sở hợp thành xuống tần số âm nhờ thiết bị ghép PCM cấp 1. Tuy nhiên làm như vậy sẽ rất đắt, đặc biệt khi báo hiệu được chuyển đổi tại cấp kênh. Phương pháp ghép chuyển không yêu cầu thực hiện tách và biến đổi này từ một cấu trúc này thành một cấu trúc khác một cách dễ dàng và không đắt. Biến đổi trực tiếp từ một cấu trúc này thành một cấu trúc khác nhờ xử lý tín hiệu số và biến đổi các hệ thống báo hiệu được thực hiện nhờ một khối đơn dùng cho tất cả các kênh. Bộ ghép chuyển cơ sở như hình 3.8.



*: Khuyến nghị V-24 CCITT (mạch trao đổi giữa thiết bị cuối truyền số liệu và thiết bị mạch kết cuối số liệu)

Hình 3.8- Sơ đồ khối của bộ ghép chuyển

Giao tiếp PCM tạo ra sự chuyển đổi giữa luồng bit số cấp 1 sử dụng trong mạng số và thể hiện bù tuyến tính bậc hai là đồng bộ khung có khối xử lý tín hiệu số (DSP). Giao tiếp này còn cung cấp tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) và phát hiện lỗi và mất luồng vào nhờ giám sát và tiếp cận với các bit kiểm tra trong cấu trúc khung. Cấu trúc khung như hình 3.6 đối với 2048 kbit/s, hoặc hình 3.4 và 3.5 cho 1544 kbit/s. Giao tiếp FDM tạo ra sự biến đổi đại diện số

của siêu nhóm hoặc nhóm phù hợp với yêu cầu của khối xử lý tín hiệu số (DSP) và dạng tương tự cần có trong mạng FDM. Khối DSP 60 kênh thoại hoặc 24 kênh thoại lấy mẫu ở tần số 8 kHz thành tín hiệu đơn FDM. Kỹ thuật xử lý tín hiệu số được sử dụng để thực hiện việc chuyển đổi và bộ biến đổi số-tương tự khôi phục lại tín hiệu tương tự FDM. Biến đổi FDM thành PCM cũng được thực hiện nhờ khối này và sử dụng phần cứng như vậy.

3.2.4.1. Thiết bị ghép chuyển siêu nhóm hoặc 60 kênh

Thiết bị ghép chuyển mà giao tiếp tương tự được hợp thành từ một hoặc nhiều siêu nhóm như đã biết là *bộ ghép chuyển loại S (TMUX-S).* Trong trường hợp này nếu chỉ có một siêu nhóm thì sử dụng *TMUX-S 60 kênh.*

Đối với giao tiếp số dùng mã hóa luật A có liên quan với mục 2.2.1.2. Cấu trúc khung và đa khung như hình 3.6. Đối với giao tiếp tương tự, các siêu nhóm (312 ÷ 552 kHz) tại khung phân bố siêu nhóm theo khuyến nghị có mức như sau:

Phát: –36 dBr
Thu: –30 dBr
khi trở kháng 75Ω (không cân bằng).

Các tần số kiểm tra do bộ ghép chuyển truyền đi là một tần số kiểm tra siêu nhóm có tần số 411.920 Hz và mức là - 20 dBm0 và một tần số kiểm tra cho mỗi nhóm có mức – 20 dBm0 phân phối như sau: Nhóm 1 là 335920 Hz; Nhóm 2: 383920 Hz; Nhóm 3: 431920 Hz; Nhóm 4: 479920 Hz và Nhóm 5: 527920 Hz.

3.2.4.2. Thiết bị ghép chuyển 24 kênh (Khuyến nghị 794 của CCITT)

Thiết bị ghép chuyển được hình thành bởi một số nhóm gọi là *bộ ghép chuyển loại P (TMUX-P).* Trong trường hợp này có tên gọi là *TMUX-P24 kênh.*

Đối với giao tiếp số, mã hóa sử dụng luật μ như ở mục 2.2.1.2. Cấu trúc khung và đa khung như ở hình 3.4 và 3.5. Đối với giao tiếp tương tự, hai nhóm 12 kênh (60 ÷108 kHz) tại các mức được khuyến nghị trong bảng 3.2.

Bộ ghép chuyển có thể phát các tần số kiểm tra 84,080 kHz có mức –20 dBm0; 84,140 kHz có mức – 2 dBm0; và 104,080 kHz có mức –20 dBm0.

3.2.5. Codec (Mã hóa và giải mã)

Thuật ngữ Codec (Coder/DeCoder) dùng để chỉ các mạch tích hợp được sử dụng trước hết cho thông tin điện thoại với cấu trúc một hoặc hai chip xử lý. Tuy nhiên Codec sử dụng các mạch tích hợp đang được hoàn thiện phù hợp với

các tiêu chuẩn số của mã hóa tín hiệu truyền hình như Khuyến nghị 601 của CCITT. Cách thức thông thường để mã hóa PCM của tín hiệu điện thoại đã được trình bày ở mục 2.2.1, trong đó một bộ lọc chống tạp âm đặt trước bộ lấy mẫu 8 kHz, lượng tử và nén theo luật A hoặc luật μ. Nếu thay thế bộ lọc tương tự bằng bộ lọc số đặt sau lượng tử và tăng tần số lấy mẫu lên thì việc sản xuất mạch tích hợp tinh vi sẽ dễ dàng hơn và sẽ thỏa mãn cho cả hiện tại và tương lai.

Ưu điểm của bộ lọc số cũng có thể thiết kế theo kiểu có khả năng điều khiển phần mềm và có các chức năng xử lý tín hiệu thích nghi.

Hầu hết các nhà chế tạo hiện nay đang sản xuất các Codec chia thành 3 loại chủ yếu sau đây:

- Điều chế Delta độ dốc thay đổi liên tục (CVSDM);

- Codec Sigma-Delta cơ sở sử dụng bộ lọc nội suy hoặc s;

- PCM sử dụng logic gần đúng hóa liên tiếp.

Hai loại cuối trong ba loại chủ yếu nói trên dùng phổ biến hơn, bởi vì bộ mã hóa CVSDM cung cấp nén giãn không theo luật A và luật μ và vì thế nó không phù hợp với các mạng điện thoại công cộng chủ yếu.

CCITT đã quy định trong Khuyến nghị 795 là các Codec có khả năng mã hóa và giải mã tín hiệu FDM là một phần tử có ích trong mạng truyền dẫn của một số nước trong giai đoạn chuyển từ tương tự sang số và các Codec này có một phạm vi ứng dụng và thời hạn phục vụ hạn chế, nên nhớ rằng các Codec đó đã từng được sử dụng ở nhiều dạng khác nhau. Phụ lục của khuyến nghị này như trong bảng 3.3; Bảng này cung cấp chi tiết về Codec FDM được thực hiện ở một số nước.

CCITT khuyến nghị rằng tạp âm do một Codec sinh ra không được lớn hơn 800 pWOp. Trị số này chỉ tồn tại trong các Codec của các tập hợp FDM bậc cao và các trị số thấp hơn sẽ được thực hiện nhờ các tập hợp FDM nhỏ hơn. Tạp âm bằng 800 pWOp được sử dụng để tính toán xử lý tương tự trước bộ mã hóa và sau bộ giải mã, lượng tử, lỗi và rung pha của tín hiệu số thu. Độ rung pha đỉnh-đỉnh của tín hiệu do một cặp mã hóa và giải mã gây ra không được vượt quá 1^0 khi đo ở đầu ra của thiết bị ở mỗi phía của tín hiệu trong băng tần 20 ÷300 Hz (xem Khuyến nghị G230 và O91 của CCITT).

*Bảng 3.2- Mức công suất tương đối tại các khung phân phối nhóm gốc và siêu nhóm**

Tên nước	Mức công suất tương đối tại khung phân phối nhóm (GDF)		Khung phân phối nhóm gốc	Trở kháng tại khung phân phối nhóm	Mức công suất tương đối tại khung phân phối siêu nhóm (SGDF)		Trở kháng tại khung phân phối siêu nhóm
	Phát dBr	Thu dBr		Ω cân bằng	Phát dBr	Thu dBr	Ω không cân bằng
Tây Đức	-36	-30	B	150	-35	-30	75
Úc, hệ thống 1	-36,5	-30,5	B	150	-35	-30,5	75
Úc/Đan Mạch hệ thống 2	-42	-5	B	135	-35	-30	75
Áo	-37 -36	-8 -30	B	75 (không cân bằng) 150	-35	-30	75
Bỉ	-37	-8	B	150	-35	-30	75
Bungari	-36	-23	B	150	-36	-23	75
Tây Ban Nha, Ailen, Nauy, Anh	-37	-8	B	75 (không cân bằng)	-35	-30	75
Mỹ (ATT)	-42	-5	B	135	-25	-28	75
Pháp	-33	-15	B	150	-45	-30	75
Hungari, Ý, Niudilân	-37	-30	B	150	-35	-30	75
Ấn Độ	-36,5	-30,4	B	150	-34,8	-30,4	75
Nhật (ATT)	-36	-18	B	75	-29	-29	75
Mêhicô (T de M)	-47	-10	B	150	-47	-24	75
Balan	-36	-23	B	150	-36	-23	75
Đông Đức	-36	-23	B	150	-36	-23	75
Thuỵ Điển					-35	-30	75
Thuỵ Sĩ	-36,5	-30,5	A hoặc B	75 (không cân bằng)	-35	-26	75
Liên Xô cũ	-36	-23	B	150	-36	-23	75

* Bảng này lấy từ Khuyến nghị G233 của CCITT.

Bảng 3.3- Các Codec FDM

Cơ quan quản lý	*Giao tiếp tương tự*	*Giao tiếp số*	*Chỉ tiêu tạp âm*
Viễn thông Anh	Siêu nhóm (312÷522 kHz) Tập hợp 15 siêu nhóm (312÷4025 kHz)	8448 kbit/s 68736 kbit/s	140 pW0p <783 pW0p
Trung Quốc	Nhóm chủ (812÷2044 kHz) (60÷1300 kHz)	34368 kbit/s	<783 pW0p
Nhật NTT	Nhóm (60÷108 kHz)	1544 kbit/s	<340 pW0p

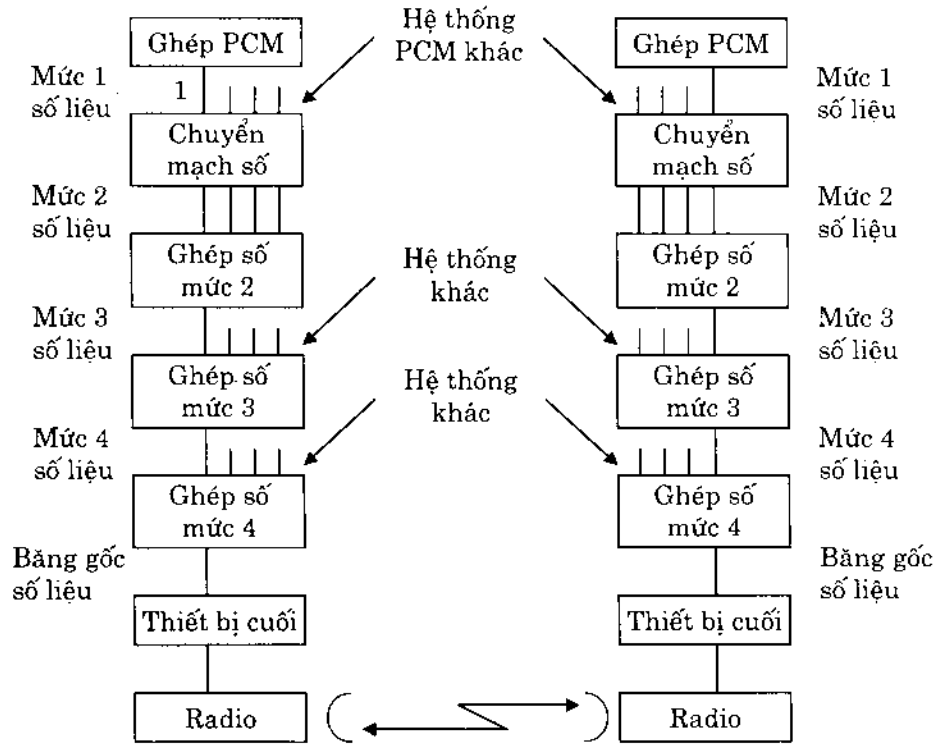
3.2.6. Giao tiếp tổng đài số (các Khuyến nghị G705, Q502, Q503, Q512, Q513 của CCITT)

Kết cuối tổng đài số là một bộ phận của thiết bị đồng bộ có một mạch đồng bộ khung. Tín hiệu định thời của nó lấy từ tín hiệu đầu thu đến nếu đầu đối phương là thiết bị ghép PCM. Nếu mạng là không đồng bộ thì tín hiệu phát của tổng đài lấy từ đồng bộ của tổng đài. Cấu trúc khung đã trình bày trên đây và thể hiện ở hình 3.4 - 3.6 đối với luồng số liệu cấp 1 là 1544 kbit/s và 2048 kbit/s. Đối với luồng số liệu 2048 kbit/s các khe thời gian thêm vào có thể sử dụng cho báo hiệu kênh chung khi cần dung lượng báo hiệu lớn hơn. Trên các tuyến giữa các tổng đài có hai luồng 2048 kbit/s trở lên, có khả năng cung cấp dung lượng báo hiệu thích hợp mà không sử dụng khe thời gian thứ 16 của tất cả các hệ thống trên tuyến. Trong trường hợp này, khe thời gian thứ 16 của các hệ thống này không mang báo hiệu nên có thể dùng để truyền tiếng nói hoặc các dịch vụ khác. Tuy nhiên điều này không áp dụng cho khe thời gian 0 dành cho đồng bộ khung, cảnh báo và thông tin đồng bộ mạng.

Hình 3.9 biểu thị cấu trúc mạng, trong đó các tuyến số nối các tổng đài số và hệ thống ghép cấp cao hơn. Hình vẽ cũng chỉ rõ các tổng đài số được phục vụ và khắc phục thiết bị ghép PCM. Chiều dài của mạng không phụ thuộc sự tích lũy của tạp âm như mạng sử dụng kỹ thuật FDM và tương tự. Vì chỉ cần hai thiết bị đầu cuối PCM cho tuyến tương tự (chẳng hạn như âm tần - âm tần) nên suy hao toàn bộ trong mạch từ đầu này đến đầu kia sẽ ổn định, đáp ứng tần số cũng sẽ như vậy.

3.2.7. Đồng bộ mạng

Mục 3.1.1.1 đã đưa ra phương pháp đồng bộ cho tuyến số nhờ tách thông tin định thời từ luồng bit số thu. Tốt hơn là thiết lập một tần số định thời thống nhất cho toàn hệ thống sẽ độc lập hơn đối với các luồng bit thu để cung cấp định thời giữa các thiết bị đầu cuối trong một mạng và chẳng cần biết các luồng bit này đến từ các nguồn khác nhau lấy từ một đồng hồ hay không. Điều đó cũng sẽ tốt hơn để bù trễ truyền dẫn giữa các trung tâm chuyển mạch hoặc các thiết bị đầu cuối và những thay đổi do biến động của nhiệt độ..., đối với một bội số nguyên của một chu kỳ khung để pha khung của mỗi bus phân kênh theo thời gian trùng nhau. Các mạng được đồng bộ là những mạng như sau:



Hình 3.9- Mạng số tiêu biểu sử dụng các tổng đài số

1. Định thời được điều khiển nhờ đồng hồ chuẩn riêng hoặc đồng hồ chủ.

2. Mạng bao gồm một nhóm các phân mạng mà định thời của mỗi phân mạng được điều khiển nhờ một đồng hồ chuẩn nhưng hoạt động dị bộ giữa các phân mạng (mạng dị bộ là mạng có các trị tức thời đáng chú ý của tín hiệu định thời xảy ra tại cùng tốc độ và bất kỳ sự thay đổi nào về tốc độ này đều được hạn chế giữa các giới hạn nhất định).

3. Mạng có thể là dị bộ hoàn toàn nếu định thời của mỗi nút được điều khiển bởi một đồng hồ chuẩn riêng biệt.

3.2.7.1. Đồng bộ cưỡng bức

Đồng bộ cưỡng bức hoặc *chủ-tớ* là loại đồng bộ mà tần số chủ duy nhất được thiết lập cho toàn mạng nhờ hoạt động của một đồng hồ chủ mạng và mọi cái khác đều phụ thuộc vào nó. Sự phụ thuộc diễn ra theo cấu trúc nút, trong đó các đồng hồ nút được khóa từ đồng hồ chủ và lần lượt tự mình trở thành đồng hồ chủ nhưng như ta đã biết là *các đồng hồ chuẩn*. Các bộ tạo dao động tinh thể điều khiển nhiệt có độ ổn định cao được sử dụng làm đồng hồ chuẩn các nút khi khóa pha với chủ mạng. Đồng hồ chủ mạng có thể là một đồng hồ nguyên tử bằng tia xêzi và được sử dụng như là đồng hồ chủ của mạng quốc gia. Đối với mạng quốc tế có cấu trúc mạng đồng bộ đứng đầu, trong đó mạng quốc tế đồng bộ đạt được là nhờ các đồng hồ tương hỗ riêng dùng để điều khiển toàn bộ đồng hồ khác trong mạch quốc tế. Nếu các đồng hồ chuẩn không khóa pha tự động thì đồng hồ chủ của mạng là một đồng hồ nguyên tử Rubi được sử dụng như là "đồng hồ du lịch", đồng hồ này liên hệ với các nút khác nhau về mặt vật lý để thiết lập đồng hồ chuẩn với đồng hồ chủ mạng bằng tịa xêzi. Khi sử dụng cho quốc tế, đồng hồ quang có thể là đồng hồ tự động bằng tia xêzi có độ ổn định dài hạn tốt hơn đồng hồ Rubi.

Tất cả đồng hồ chuẩn trong các nút của mạng có kết cuối tuyến quốc tế có độ lệch tần số dài hạn so với tín hiệu định thời lý tưởng không lớn hơn 10^{-11}, như đã qui định trong Khuyến nghị G811 của CCITT về các yêu cầu định thời ở đầu ra của các đồng hồ chuẩn mực và nút mạng phù hợp với hoạt động dị bộ của tuyến số quốc tế. Độ lệch tần số dài hạn tiêu biểu từ tín hiệu định thời lý tưởng như bảng 3.4 đối với tiêu chuẩn tần số khác nhau sử dụng trong một mạng quốc tế hoặc quốc gia.

Phương pháp đo lệch tần số này là sử dụng một *vôn mét véc-tơ* (Hewlett-Packard), trong đó tín hiệu tiêu chuẩn thứ nhất và thứ hai đặt vào cổng vào chuẩn và nguồn so sánh đặt vào cổng vào tín hiệu. Cả hai tần số - so sánh và chuẩn đều được chuẩn hóa như nhau. Đầu ra của vôn mét véc-tơ nối đến bộ ghi quay. Độ rộng góc quay bằng ±180° và quay về phía bên trái với một tốc độ định trước, chẳng hạn 5 cm/h. Pha của nguồn thay đổi, từ pha đầu, quay qua góc và quay trở lại pha đầu, một chu trình khác nhau giữa tiêu chuẩn và nguồn so sánh xuất hiện. Thời gian để xuất hiện chu trình này chỉ rõ trên bộ ghi quay. Vì vậy một chu trình (thời gian toàn bộ một chu trình) được đo là Δf. Nếu tần số đang được so sánh là f thì độ lệch tần số là $\Delta f/f$.

Bảng 3.4- Độ lệch tần số chuẩn đối với các loại đồng hồ

Loại đồng hồ	Độ lệch tần số (Δf/f) = (Lỗi khoảng thời gian/thời gian đo)		
	Ngắn hạn 1 giây(s)	Trung hạn 1 ngày	Dài hạn 1 năm
Tiêu chuẩn thứ nhất của đồng hồ nguyên tử bằng tia xêzi	5.10^{-12}	5.10^{-14}	1.10^{-13}
Tiêu chuẩn thứ hai của đồng hồ Rubi	1.10^{-11}	1.10^{-12}	1.10^{-11}
Bộ dao động tinh thể chính xác có điều khiển nhiệt	1.10^{-10}	5.10^{-10}	5.10^{-10}
Bộ dao động tinh thể	5.10^{-10}	1.10^{-10}	1.10^{-10}
Bộ dao động tinh thể đặt trong hợp kim loại sản xuất hàng loạt có điều khiển nhiệt	1.10^{-9}	1.10^{-8}	5.10^{-8}

3.2.7.2. Đồng bộ độc lập

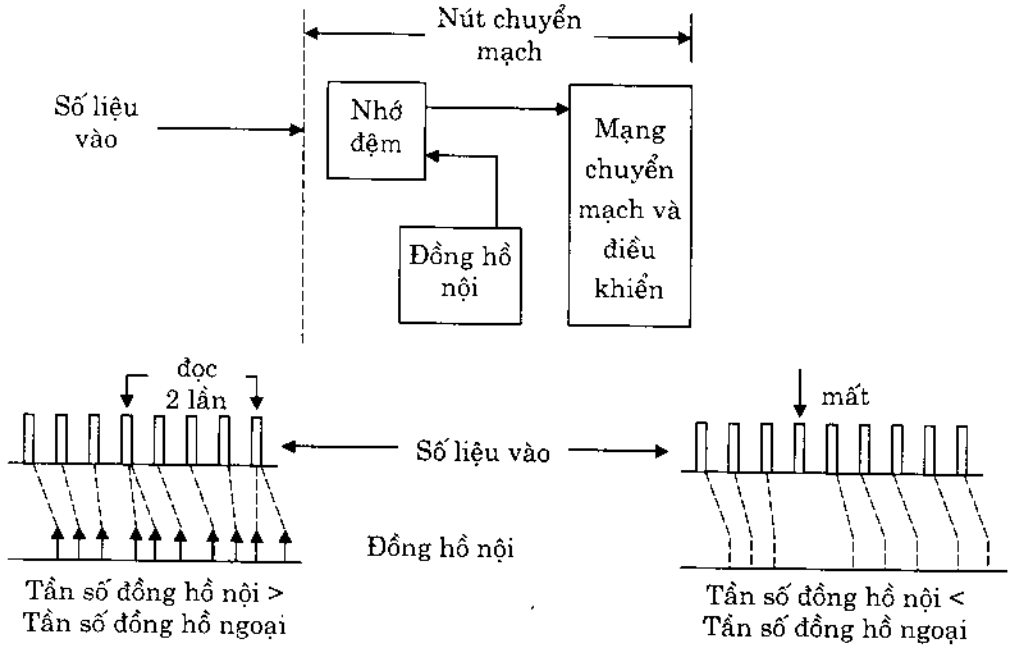
Như đã trình bày trên đây, việc sử dụng các nguồn đồng hồ ổn định và chính xác cao cho thấy rằng có khả năng cung cấp cho mỗi nút chuyển mạch chính trong một mạng quốc gia một đồng hồ chuẩn ổn định cao không cần điều khiển tự động hoàn toàn. Nhược điểm của hệ thống này là độ trượt sẽ xảy ra do sự khác nhau của các đồng hồ chuẩn này; các kỹ thuật chèn xung cũng có thể sử dụng. Ảnh hưởng này sẽ được trình bày riêng ở mục 3.2.8 và 3.5.1. Hoạt động dị bộ giữa mỗi nút này là một biện pháp để khắc phục vấn đề tích lũy lỗi tần số giữa các nút chuẩn và để duy trì sự khác nhau đó trong giới hạn cho phép được xác định bởi tốc độ trượt.

3.2.7.3. Đồng bộ tương hỗ

Phương pháp đồng bộ này nhằm tạo ra một tần số đồng hồ thống nhất cho toàn mạng quốc gia nhờ hoạt động tương hỗ của các bộ tạo dao động tinh thể điều khiển nhiệt có độ ổn định cao khóa pha nhiều đầu vào, các bộ tạo dao động này đặt ở các nút mạng và được cấp nguồn từ một trong các nút chuyển mạch khác nối đến nút đó. Sự khác nhau chút ít về tần số của một đồng hồ trong mạng tạo ra một tín hiệu điều khiển cần trao đổi với các trung tâm kia ở cùng cấp của mạng, vì vậy tất cả đồng hồ được chỉnh pha với nhau. Sự thay đổi của tín hiệu điều khiển được lượng tử hóa và bộ tạo dao động khóa pha nhiều đầu vào cân nhắc để tạo ra các bước riêng biệt điều khiển các đồng hồ khác. Sự xếp đặt điều khiển đối với phân cấp cao hơn và thấp hơn được thiết kế sao cho thông tin về tần số (hoặc pha) của đồng hồ tương hỗ thường được điều khiển theo hướng đi xuống của phân cấp.

3.2.8. Trượt

Trường hợp đồng bộ các bộ dao động độc lập đã được trình bày tóm tắt ở mục 3.2.7.2. Nếu tần số đồng hồ nút chuyển mạch cao hơn một ít so với thông tin định thời trong luồng bit số thì các xung trong bộ nhớ đệm khung đơn của nút được đọc nhờ đồng hồ nút thỉnh thoảng đọc ra 2 lần như hình 3.10. Ngược lại, nếu tần số thấp hơn thông tin định thời trong luồng bit thì thỉnh thoảng xung bị mất. Đọc lặp hoặc mất xung đều xem là trượt. Đặc biệt trong thực tế có hai dạng trượt.



Hình 3.10- Cấu trúc trượt

Dạng thứ nhất là trượt điều khiển, nó là sự mất hay thêm một tập hợp xung liên tiếp trong tín hiệu số, trong đó độ lớn và tức thời của thêm và mất được điều khiển để tín hiệu phù hợp với tốc độ khác với tốc độ riêng của mình. Độ trượt có thể là một octet hoặc một khung, trong đó một dãy nhất định của các xung kế tiếp nhau sẽ thêm hoặc mất. Dạng trượt thứ hai là trượt không điều khiển, trong đó mất hoặc thêm vị trí xung hoặc của một dãy các vị trí xung kế tiếp nhau trong tín hiệu số là kết quả của lệch quá trình định thời gắn liền với sự truyền dẫn hoặc chuyển mạch tín hiệu số; độ lớn và tức thời của mất hoặc thêm xung đều không khống chế được.

Phương sai của trượt phụ thuộc vào sự khác nhau về tần số giữa đồng hồ nút và đồng hồ bên ngoài điều khiển thông tin định thời của luồng bit số. Nếu sự khác nhau về tần số duy trì bằng 10^{-9} và tần số lấy mẫu tín hiệu tiếng nói

bằng 8 kHz thì trượt chỉ xảy ra trong mỗi quãng thời gian bằng 34 giờ. Khi tăng dung lượng bộ nhớ đệm thì trượt không điều khiển có thể được hạn chế nhờ dịch nó thành khoảng nghỉ trong cuộc đàm thoại hoặc thành một khoảng nghỉ giữa các khối số liệu đang được phát đi. Khuyến nghị G822 của CCITT cung cấp số liệu trượt điều khiển được của một octet các xung cho tuyến nối số quốc tế 64 kbit/s, thừa nhận rằng, mặc dù một mạng số đồng bộ có thể được hình thành nhưng các đặc tính truyền dẫn xác định có thể vượt quá do các điều kiện làm việc và gây ra số lượng trượt nhất định. Do mất tạm thời sự điều khiển định thời trong một mạng đồng bộ, có thể gây ra trượt phụ.

Trong một mạng dị bộ số lượng trượt trên các tuyến quốc tế phụ thuộc vào kích thước của các bộ nhớ đệm và độ chính xác và độ ổn định của các đồng hồ quốc tế. Đối với các tuyến trao đổi dị bộ quốc tế, một lần trượt trong 70 ngày là tỉ lệ trượt lý thuyết cực đại theo khuyến nghị. Đối với mạch chuẩn giả định quốc tế có 13 nút theo kiểu dị bộ thì tỉ lệ trượt octet danh định là 1 trong 5,8 ngày (70/12).

3.3. CÁC CẤP SỐ

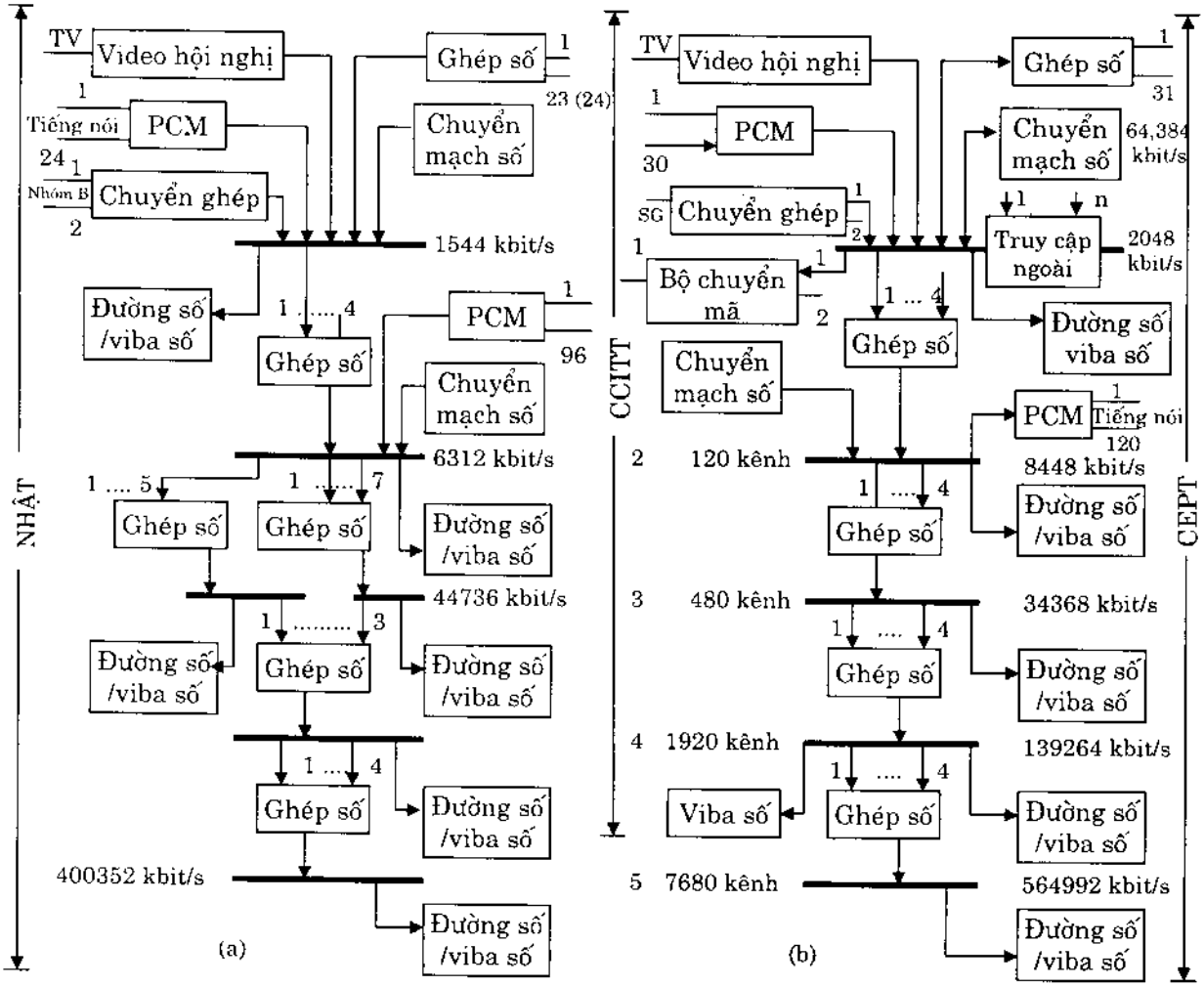
Định nghĩa 4003, Khuyến nghị G701 của CCITT đã xác định "*phân cấp ghép kênh số là một loạt các bộ ghép kênh số (như đã biết gồm các bộ ghép và tách) phân cấp phù hợp với dung lượng ghép tại một cấp. Cấp này kết hợp một số lượng nhất định các tín hiệu số có tốc độ xung qui định trước cho cấp dưới thành một tín hiệu số có tốc độ qui định trước, tốc độ này lại được sử dụng cho sự kết hợp thêm với các tín hiệu số khác có cùng tốc độ trong một bộ ghép số của cấp ghép cao hơn tiếp theo*".

Phân cấp số cũng được sắp đặt như cấp ghép theo tần số (FDM) để thống nhất quốc tế có thể được tuân thủ khi xây dựng một hệ thống số.

3.3.1. Hệ thống châu Âu

Xem hình 3.11, hai hệ thống dựa trên sự khác nhau của tốc độ bit cấp 1 đã được lựa chọn trong Khuyến nghị G702 của CCITT. Hình 3.11(a) là tốc độ bit 1544 kbit/s cấp 1, trong khi đó hình 3.11(b) là tốc độ bit cũng của cấp 1 nhưng bằng 2048 kbit/s. Cấp cao nhất theo thỏa thuận quốc tế là cấp 4 dùng cho nối quốc tế. Cấp cao hơn cấp này không đề cập trong khuyến nghị. Phụ lục B của Khuyến nghị G954 đã đưa ra chiến lược ghép số cho hệ thống 4 × 139264 kbit/s hoặc 564992 kbit/s. Như thấy ở hình 3.11, nếu các kênh âm tần PCM được xem xét riêng biệt thì cấp 4 thuộc hệ thống có cấp bằng 2048 kbit/s có thể truyền được 1920 kênh. Đối với hệ thống có cấp 1 bằng 1544 kbit/s thì cấp có thể tách ra thành 32064 kbit/s hoặc 44736 kbit/s. Cấp cao nhất (cấp 3) của hệ thống này là 44736 kbit/s có khả năng mang 672 kênh thoại

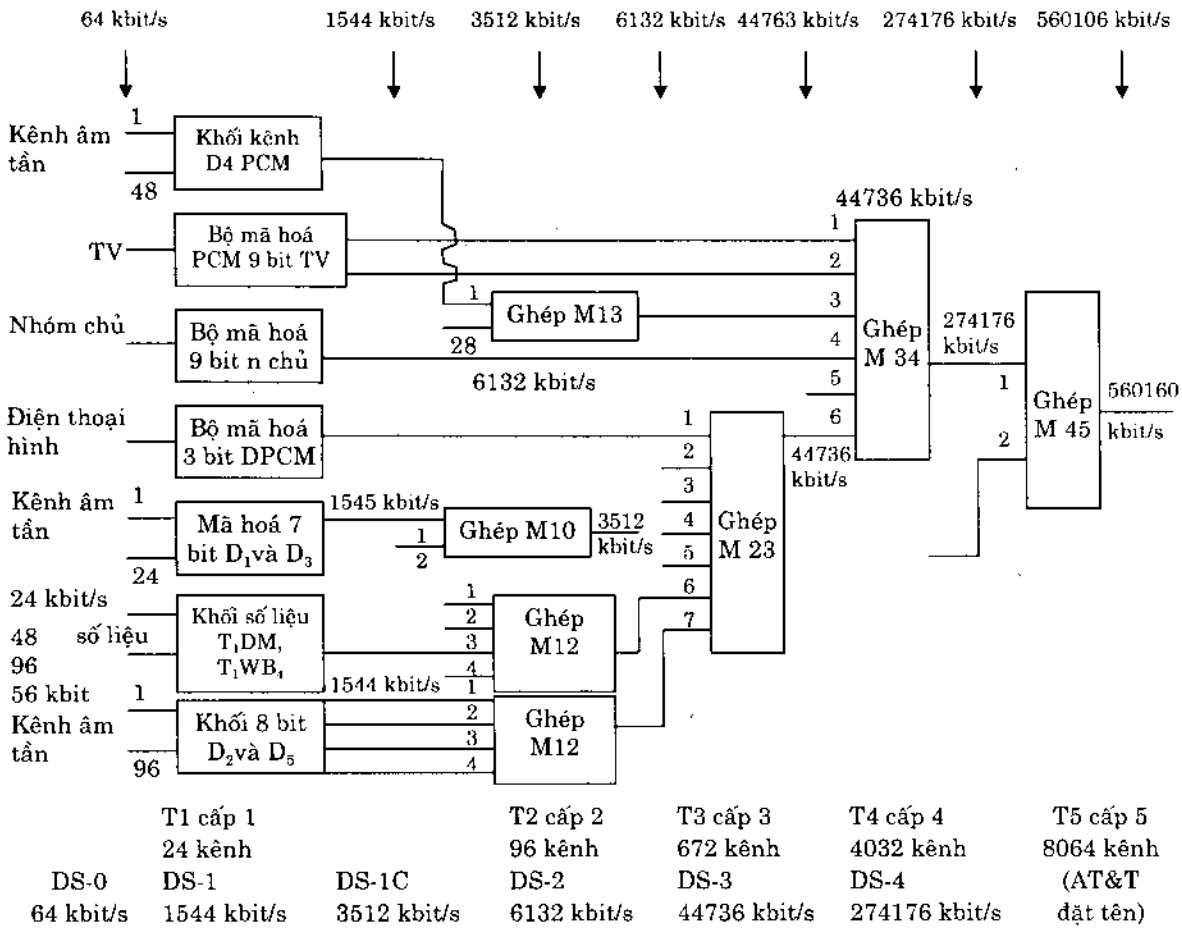
PCM. Cấp 3 có tốc độ bit 32064 kbit/s được ghép thêm để thành cấp 4 có tốc độ 97728 kbit/s. Cấp này có thể mang tới 1440 kênh thoại PCM. Cấp 5 của hệ thống có cấp 1 bằng 2048 kbit/s có tốc độ 564992 kbit/s có thể mang 7680 kênh thoại PCM.



Hình 3.11- Phân cấp của CCITT cho các mạng dựa vào phân cấp số của tốc độ bit cấp 1: (a) 1544 kbit/s; (b) 2048 kbit/s

3.3.2. Hệ thống Bắc Mỹ

Hình 3.12 là hệ thống được hãng Bell (AT&T) sử dụng ở Bắc Mỹ. Phân cấp của hệ thống cấp 1 bằng 1544 kbit/s của CCITT cũng giống như của Bắc Mỹ chỉ đến cấp 3 và có tốc độ 44736 kbit/s. Tuy nhiên hệ thống Bell còn có hai cấp nữa và ở tốc độ 560160 kbit/s có khả năng mang 8064 kênh thoại PCM thuộc cấp 5 mà trong hệ thống của CCITT không có cấp này. Còn có một điểm khác nữa là hệ thống Bắc Mỹ có khả năng tiếp nhận một nhóm chủ FDM để tạo thành tốc độ bit cấp 3.



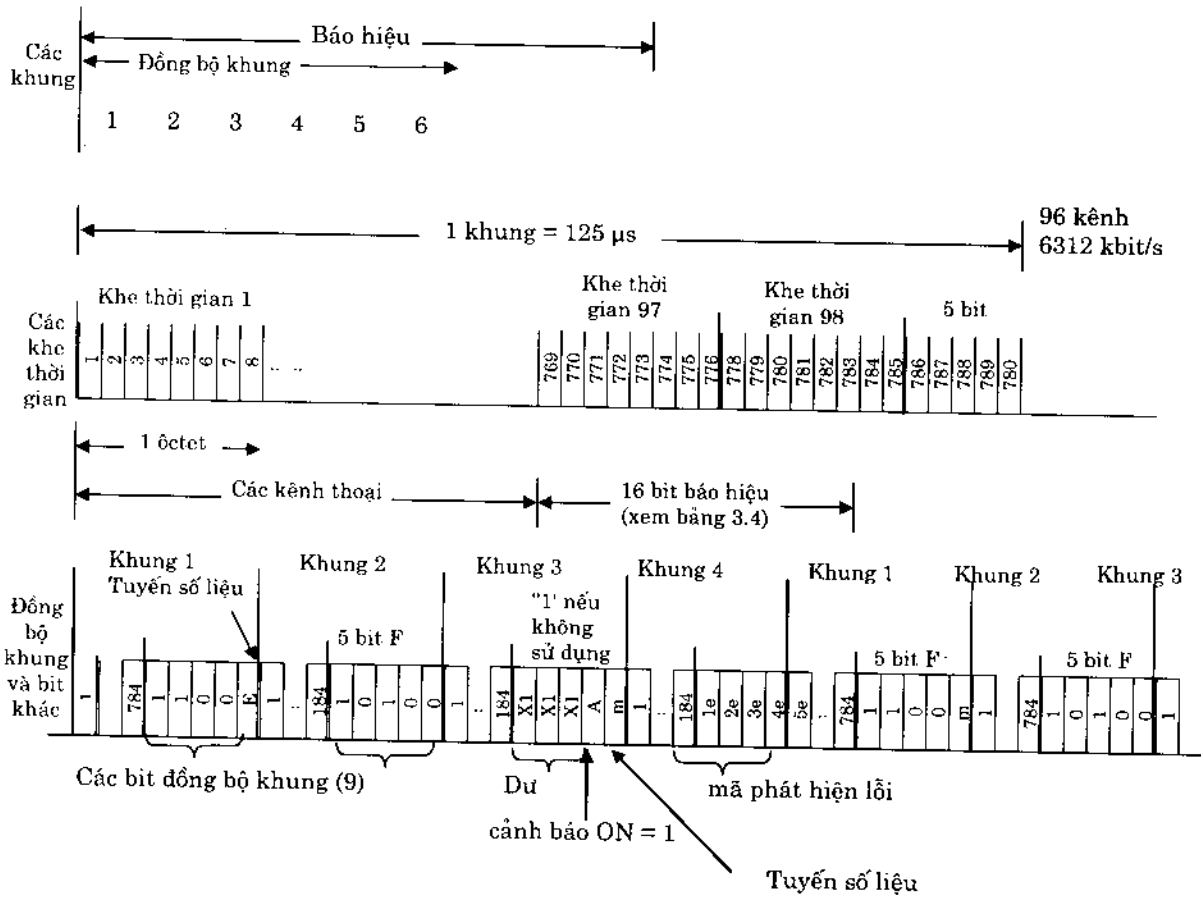
Hình 3.12- Phân cấp số của Bắc Mỹ

3.3.3. Hệ thống của Nhật

Hình 3.11(a) minh họa phân cấp của Nhật. Phân cấp này có thêm một cấp so với phân cấp của CCITT. Tổng dung lượng kênh thoại PCM tại 400352 kbit/s hoặc cấp 5 là 5760 kênh thoại.

3.4. GHÉP THỨ CẤP TRONG THỰC TẾ

Từ hình 3.9 thấy rằng chuyển mạch số đã ghép luồng số liệu cấp 1 thành luồng số cấp 2. Vì chuyển mạch số chứa đồng hồ nội bộ (đồng hồ này có khả năng "khóa" vào mạng dị bộ), tất cả các luồng bit 1544 kbit/s hoặc 2048 kbit/s (phụ thuộc vào hệ thống sử dụng) sẽ đồng bộ, khi có mối liên hệ pha cố định giữa chúng. Điều này do mối liên hệ định thời giữa các thời điểm tức thời đáng chú ý tương ứng xảy ra chính xác ở tốc độ trung bình. Kết hợp các luồng bit này thành một tín hiệu ra đơn nhất từ bộ ghép cấp 2 được thực hiện trực tiếp.



Hình 3.13- Hệ thống ghép cấp 2 - 96 kênh PCM của CCITT

Tương tự, nếu 120 (96) kênh thoại được kết hợp trong thiết bị ghép PCM để tạo ra tốc độ bit 2048 (1544) kbit/s thì hệ thống này là đồng bộ. Mục 3.4.3 sẽ trình bày trường hợp các luồng bit không đồng bộ, khi ghép các nhánh riêng biệt 2048 (1544) kbit/s không lấy từ cùng một đồng hồ.

3.4.1. Bộ ghép PCM 96 kênh (Khuyến nghị G746 của CCITT)

Luật mã hóa sử dụng trong thiết bị ghép là luật µ và số lượng mức lượng tử bằng 256. Tránh mất thông tin định thời trên tuyến số hai tín hiệu đặc trưng dành cho giá trị "không" (11111111 và 01111111) và loại bỏ các tín hiệu đặc trưng toàn số 0 (00000000) trong một số mạng. Nếu thực hiện như vậy thì kết quả chỉ còn 254 mức lượng tử. Tốc độ bit danh định của hệ thống này là

6312 kbit/s, tốc độ này là của cấp 2 thuộc hệ thống có cấp 1 bằng 1544 kbit/s như hình 3.11(a). Sai số của tốc độ bit này là $\pm 30.10^{-6}$. Tín hiệu định thời lấy từ nguồn nội bộ, từ tín hiệu số thu hoặc từ một nguồn bên ngoài. Cấu trúc khung của thiết bị ghép này như hình 3.13 và tín hiệu đồng bộ khung được giám sát liên tục để phát hiện khi nó bị mất tại bất kỳ một thời điểm nào. Đồng bộ khung đã mất sẽ được khôi phục sau khi có đồng bộ khung có hiệu lực xuất hiện tại thiết bị đầu cuối thu.

Từ hình 3.13 thấy rằng số lượng các bit trong một khe thời gian bằng 8 (octet), được đánh số thứ tự từ 1 đến 8 và số lượng khe thời gian là 98. Bổ sung thêm vào 98 khe thời gian là 5 bit đồng bộ khung (các bit F) sử dụng cho tín hiệu đồng bộ khung và cho các tín hiệu khác như: cảnh báo (bit A), tuyến số liệu (bit m), mã phát hiện lỗi (e_1-e_5) và các bit dư. Số lượng bit trong mỗi khung là 789, gồm 8 bit × 98 khe thời gian +5 bit F. Tần số lặp lại của khung bằng 8000 Hz, độ dài mỗi khung bằng 125 μs. Tín hiệu đồng bộ khung và đa khung lặp lại sau bốn khung, nhưng chỉ sử dụng trong hai khung đầu tiên trong các bit F1-F4 của khung 1 và F1-F5 của khung 2.

Mã đồng bộ khung và đa khung đặt trong hai khung này là 110010100. Các bit F1-F5 trong khung 3 và 4 được sử dụng cho mục đích khác như bit F5 của khung 1. Các bit khác này tạo ra tuyến số liệu 4 kbit/s từ F5 của khung 1 và F5 của khung 3, còn cảnh báo 2 kbit/s từ bit A của F4 trong khung 3 có logic 1 khi cảnh báo hoạt động và mã phát hiện lỗi 10 kbit/s từ các bit F1-F5 của khung 4. Các bit F1-F3 của khung 3 có logic 1 nếu không sử dụng.

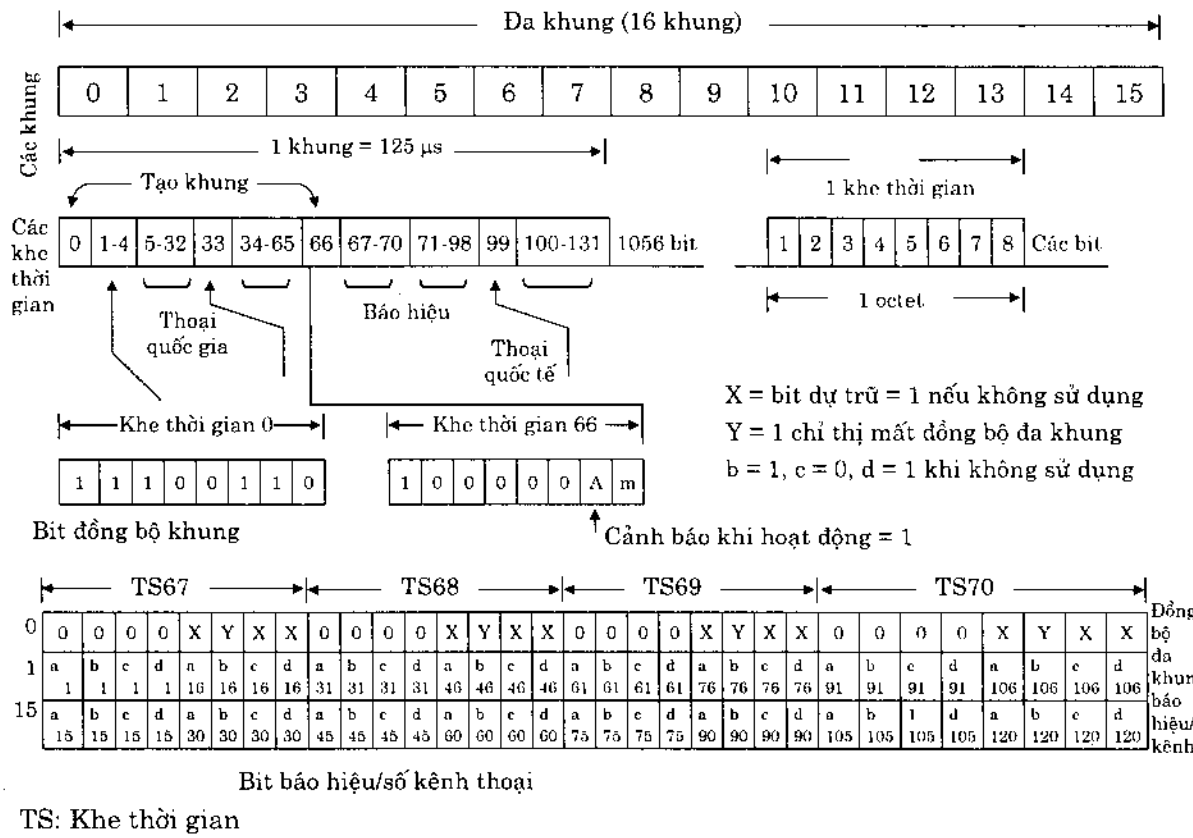
Các bit báo hiệu chiếm các khe thời gian 97 và 98 cung cấp 16 bit báo hiệu. Bảng 3.4 chỉ rõ thông tin báo hiệu của mỗi khe thời gian hoặc việc phân phối cho các kênh từ 1 đến 96 được hình thành như thế nào giữa hai khe thời gian báo hiệu này, cũng như tín hiệu đồng bộ đa khung được truyền như thế nào trong cấu trúc khung. Các khe thời gian từ 1 đến 96 trong một khung có thể sử dụng để truyền 96 từ mã ghép các kênh 64 kbit/s như kênh mã hóa PCM của các nhánh số liệu.

Bảng 3.4. Phân phối bit báo hiệu của cấu trúc đa khung 6312 kbit/s.

	Khe thời gian 97										*Khe thời gian 98*						*Khe thời gian bị chiếm*
	769 ST1	770 ST2	771 ST3	772 ST4	773 ST5	774 ST6	775 ST7	776 ST8	777 ST9	778 ST10	779 ST11	780 ST12	781 ST13	782 ST14	783 ST15	784 ST16	bit bị chiếm các bit báo hiệu
Số thứ tự khung n	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	Đồng bộ đa khung
n+1	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	Các bit báo hiệu của các kênh đánh số từ 21-96
n+2	17	18	19	20	21	22	23	24	25	26	27	28	29	30	31	32	
n+3	33	34	35	36	37	38	39	40	41	42	43	44	45	46	47	48	
n+4	49	50	51	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	
n+5	65	66	67	68	69	70	71	72	73	74	75	76	77	78	79	80	
n+6	81	82	83	84	85	86	87	88	89	90	91	92	93	94	95	96	
n+7	Dành cho người sử dụng tuỳ chọn.																

3.4.2. Bộ ghép PCM 120 kênh

Hình 3.14 chỉ rõ cấu trúc đồng bộ khung của bộ ghép 8448 kbit/s. Các Khuyến nghị G704 và G744 liên quan đến thiết bị ghép PCM cấp hai làm việc tại 8448 kbit/s. Luật mã hóa là A và số lượng mức lượng tử bằng 256. Tín hiệu định thời lấy từ nguồn nội bộ, từ nguồn tín hiệu thu hoặc từ một nguồn bên ngoài. Cấu trúc khung như hình 3.14 và dựa trên cơ sở mỗi khe thời gian có 8 bit hoặc 1 octet.



TS: Khe thời gian

Hình 3.14- Hệ thống ghép 120 kênh PCM của CCITT

Tổng số khe thời gian đặc trưng cho mỗi kênh thoại PCM bằng 132 và đánh số thứ tự từ 0 đến 131. Số lượng bit trong 132 khe thời gian hoặc trong một khung bằng 132 × 8 = 1056. Tần số lặp lại của khung là 8 kHz và vì vậy độ dài mỗi khung là 125 µs. Điều này có nghĩa là mỗi bit trong khung xuất hiện 8000 lần trong một giây và vì vậy tốc độ bit của mỗi bit là 8 kbit/s.

Khi có 1056 bit thì bộ ghép có tốc độ bit đầu ra bằng 1056 × 8 kbit/s = 8448 kbit/s. Mỗi khe thời gian đặc trưng cho một từ mã 8 bit có tốc độ 8 × 8 kbit/s = 64 kbit/s. 132 khe thời gian không sử dụng hết cho các kênh thoại PCM. Đối với báo hiệu kênh kết hợp, khe thời gian 0 và 6 bit đầu của khe thời gian 66 được sử dụng cho tín hiệu đồng bộ khung và có cấu trúc 11100110100000 (có nghĩa là từ mã 14 bit). Tốc độ bit của nó bằng 14 × 8 kbit/s = 112 kbit/s.

Bit thứ 7 trong khe thời gian 66 được sử dụng cho cảnh báo mất đồng bộ khung. Bit này bằng 1 khi cảnh báo hoạt động. Bit thứ 8 của khe thời gian 66, các khe thời gian 1 đến 4, 33 và 99 được sử dụng cho liên lạc quốc gia. Các bit này bằng 1 nếu hệ thống được sử dụng cho liên lạc quốc tế. Các khe thời gian 5 đến 32, 34 đến 65, 71 đến 98 và 100 đến 131 dành cho 120 kênh thoại và được đánh số thứ tự từ 1 đến 120. Chú ý rằng các kênh thoại không có số thứ tự như các khe thời gian. Các khe thời gian từ 67 đến 70 sử dụng cho báo hiệu. Thông tin báo hiệu được truyền trên đa khung có 16 khung, đánh số thứ tự từ 0 đến 15.

Khung 0 sử dụng riêng cho tín hiệu đồng bộ đa khung. Đó là 0000 ở bốn bit đầu trong các khe thời gian 67, 68, 69 và 70. Bit thứ 6 của bốn khe thời gian này được sử dụng cho cảnh báo mất đồng bộ đa khung, khi mất đồng bộ đa khung bit này có trạng thái 1.

Bit 5, 7 và 8 là các bit dự trữ cho thông tin báo hiệu và có trạng thái 1 khi không sử dụng. Các khung 1 đến 15 đều có chứa các khe thời gian từ 67 đến 70. Như vậy trong đa khung có tất cả 15 × 4 = 60 khe thời gian 8 bit thuộc các khe thời gian 67 đến 70. Nếu chỉ yêu cầu truyền tín hiệu báo hiệu cho một kênh thoại là bốn bit (a, b, c và d) thì cần sử dụng 60 × 2 = 120 khe thời gian 4 bit. Do đó, như trong hình 3.14, mỗi địa chỉ kênh thoại được phân bố 4 bit ở một khe thời gian từ 67 đến 70 trong các khung từ 1 đến 15.

Với báo hiệu kênh chung có thêm các khe thời gian từ 2 đến 4, từ 67 đến 70 (tất cả là 7), cùng với 120 khe thời gian dành cho 120 kênh thoại nên có tất cả là 127 khe thời gian. Trong khi đó báo hiệu kênh kết hợp chỉ cần 120 khe thời gian. Tuy nhiên khe thời gian 1 có thể sử dụng cho yêu cầu khác của kênh thoại, hoặc cho kênh nghiệp vụ, hoặc có thể để rỗi cho nghiệp vụ đối với một tổng đài số. Các kênh 67 đến 70 được ưu tiên sử dụng cho báo hiệu kênh chung. Các khe thời gian 33 và 99 dành cho sử dụng quốc gia.

3.4.3. Ghép kênh số

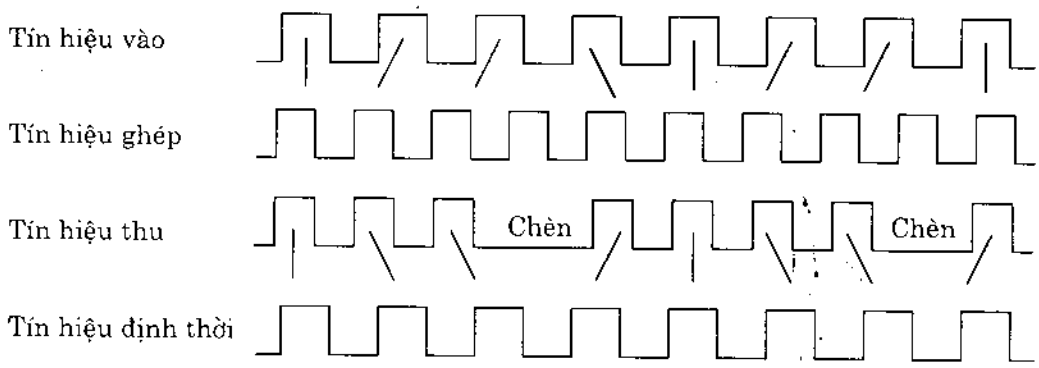
Trong quá trình phát triển mạng số đã xuất hiện nhu cầu đối với thiết bị ghép số đồng bộ, đặc biệt chuyển mạch số đã chiếm vị trí nổi bật hơn trong thiết kế mạng. Hình 3.14 là cấu trúc khung của thiết bị theo Khuyến nghị G741 của CCITT có tốc độ bit bằng 8448 kbit/s ± 30.10^{-6}. Vị trí của thiết bị này trong phân cấp ghép được trình bày trong hình 3.11(b), chỉ rõ rằng thiết bị này chỉ có bốn nhóm vào, mỗi nhánh là 2048 kbit/s. Phương pháp ghép được sử dụng là ghép theo khe thời gian theo thứ tự các nhánh vào và ghép đồng bộ. Cấu trúc khung của nhánh như hình 3.6. Các khe thời gian sử dụng cho tín hiệu đồng bộ khung của các nhánh cần được nhận dạng tại đầu vào bộ ghép và được ghép vào các khe thời gian đã được định trước-vị trí 1 đến 4 của khung 8448 kbit/s. Ở bộ ghép PCM 120 kênh, khe thời gian 66, bit số 7 được sử dụng để truyền chỉ thị cảnh báo tới thiết bị ghép đối phương khi tình trạng sự cố riêng được phát hiện trong thiết bị ghép, các khe thời gian 33 và 99 dành cho sử dụng quốc gia hoặc lấy bằng 1 khi thiết lập tuyến quốc tế. Giả thiết rằng mất đồng bộ khung xảy ra khi bốn tín hiệu đồng bộ thu không chính xác từ các vị trí định trước.

Tín hiệu đồng bộ đã được khôi phục khi có mặt ba tín hiệu đồng bộ khung liên tiếp được phát hiện. Sự thay đổi trong hình 3.14 nhằm thích ứng với bộ ghép này là các khe thời gian 5 đến 32, 34 đến 65, 71 đến 98 và 100 đến 131. Các khe thời gian này không dài hơn đối với điện thoại, nhưng được phân chia cho các nhánh 2048 kbit/s.

3.5. GHÉP KHÔNG ĐỒNG BỘ

Ghép số cấp hai và các thiết bị ghép cấp cao hơn thường hoạt động theo kiểu không đồng bộ, tuy vậy tín hiệu các nhánh có thể bắt buộc nằm giữa các giới hạn dung sai định thời giống nhau và hoạt động cũng tốc độ bit định mức như nhau trong một mạng dị bộ. Ghép các nhánh này có liên quan đến quá trình phức tạp hơn, đó là *chèn*. Trong đó tốc độ bit của các nhánh khác nhau được ghép với nhau một cách hợp lý với đồng hồ thiết bị ghép. Hình 3.15 xem xét trường hợp của một tín hiệu nhánh đưa đến đầu vào kênh tương ứng trong bộ ghép. Đồng hồ ghép được xem như nhanh hơn một chút so với tín hiệu vào và sẽ xuất hiện định kỳ một khe thời gian dư trong tín hiệu phát. Tín hiệu này bao gồm hoặc là sự lặp lại của một trong các bit thu hoặc là một bit ngẫu nhiên. Nói một cách khác, sẽ có một lỗi số ở đầu ra của hệ thống. Cùng với khái niệm *chèn* hoặc *độn xung*, các hệ thống là đồng nhất các khe thời gian bao gồm các lỗi này, truyền đến đầu thu để thông báo về lỗi đó và sắp xếp để xóa nó từ tín hiệu thu.

Chèn được xem như quá trình thay đổi tốc độ xung của tín hiệu số ở mức độ điều khiển cho phù hợp với tốc độ xung khác với tốc độ vốn có của nó mà không làm mất thông tin (định nghĩa 4022 của CCITT, trong Khuyến nghị G701).



Hình 3.15- Chèn dương hoặc độn xung dương

3.5.1. Chèn dương (độn xung dương)

Giả thiết tốc độ bit ở đầu ra của bộ ghép là **F** kbit/s và luồng số liệu đầu vào là **f** kbit/s. Trong hệ thu chèn dương, tốc độ bit đầu ra bộ ghép **F** thường cao hơn tổng tốc độ bit cực đại của các nhánh vào, nghĩa là:

$$F > 4f \qquad (3\text{-}1)$$

Các hệ thống của CCITT và hầu hết các hệ thống ghép thực tế hạn chế hoạt động chèn đối với các khe thời gian được chỉ định trước để đơn giản hóa thiết kế hệ thống. Với sự sắp đặt trước này, phạm vi cho phép của tốc độ xung các nhánh vào có thể xác định theo phương trình (3-2).

$$4f_{max} - 4f_{min} = 4J \qquad (3\text{-}2)$$

trong đó J là số lượng các khe thời gian chèn trong một giây của mỗi nhánh.

Trong hệ thống chèn dương như hình 3.15, các khe thời gian trong tín hiệu ghép đưa ra sẽ được sử dụng thích hợp tại tốc độ vượt quá tốc độ bit số liệu đưa vào tổng cho bởi phương trình (3-1). Như đã mô tả, sự khác nhau về tốc độ bit hoặc về tần số giữa tín hiệu đầu ra (hoặc tần số đồng hồ ghép) và tín hiệu đầu vào được đặc trưng bởi sự thay đổi pha trong một đơn vị thời gian của một tín hiệu liên quan đến một tín hiệu khác. Nếu tín hiệu chuẩn là tín hiệu đồng hồ ghép thì tín hiệu vào sẽ dịch chuyển liên tục ngược với tín hiệu chuẩn này. Sự dịch chuyển diễn ra liên tục cho đến khi hệ thống xác định rằng đã đủ dài và yêu cầu chèn. Tại điểm này, một thông báo sẽ được gửi đến đầu cuối thu nhờ các xung dịch vụ chèn để thông báo rằng khe thời gian tiếp theo sẽ được

chèn. Khi thu được thông tin này và tín hiệu khe chèn, đầu thu xóa khe thời gian chèn tiếp theo khỏi tín hiệu và giữ lại tín hiệu nhánh.

Để khắc phục vấn đề lỗi kênh truyền dẫn ảnh hưởng đến bit dịch vụ chèn phát và sinh ra xóa nhầm hoặc ghép dư thông tin trong một khe thời gian tại đầu thu, đầu này có thể gây ra một lỗi và có khả năng mất đồng bộ khung, các bit dịch vụ chèn được phát đi theo ba cấu trúc. Mã 111 khi chèn và 000 khi không chèn. Khi sai lạc một trong ba xung thì đa số các xung còn lại sẽ đưa ra quyết định. Thí dụ nếu thu 110 sẽ được chuyển thành 111. Nhưng nếu thu được 100 sẽ chuyển thành 000 và kết quả là không chèn. Sách tham khảo [17], chỉ rõ rằng nếu tỷ lệ lỗi của hệ thống là P_t thì tỷ lệ lỗi gây ra do giải mã nhầm của các xung dịch vụ chèn sẽ là:

$$P_j = P_t^3 + 3P_t^2 \qquad (3\text{-}3)$$

Do mỗi xung chèn và tín hiệu điều khiển của nó chiếm bốn khe thời gian và cho biết hằng số khung α đã cho, tốc độ xung tổng **F** yêu cầu đối với bộ ghép của **c** kênh sẽ là:

$$F = c(f_{min} + 4J)/(1 - \alpha) \qquad (3\text{-}4)$$

Thí dụ

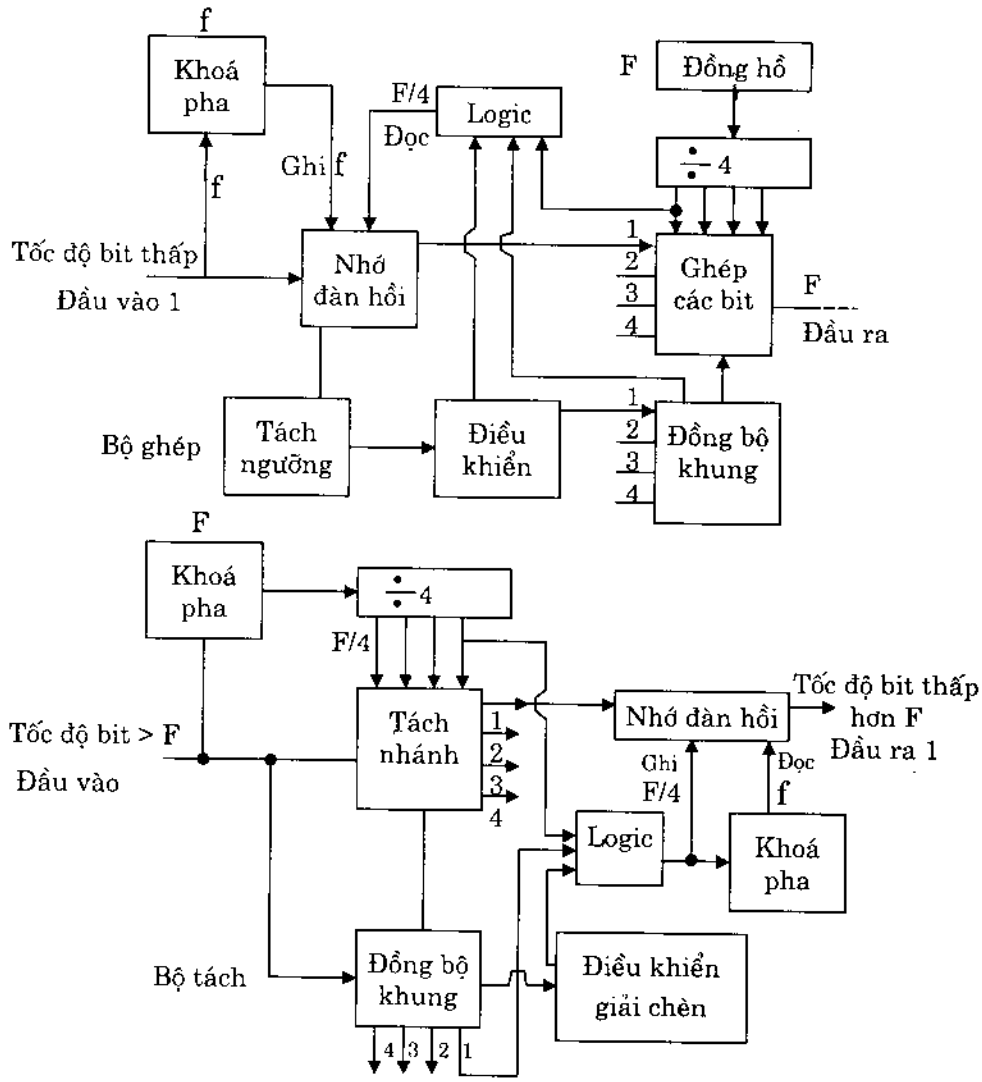
Xem xét 4 nhánh (c = 4) và tốc độ bit cực tiểu của luồng vào (f_{min}) bằng 2048 kbit/s – 50.10^6 = 2047897,4 bit/s, với tốc độ chèn cực đại J bằng 10 kbit/s và hằng số khung α là số lượng bit trong từ mã đồng bộ khung chia cho số bit trong khung 10/848 = 0,01179245. Xác định tốc độ bit tổng theo yêu cầu đối với hệ thống ghép cấp 2.

Từ phương trình (3-4) có:

$$F = 4\,(2047897{,}4 + 40000)/(1 - 10/848)$$

$$= 8451{,}25 \text{ kbit/s}$$

Nếu tốc độ chèn mỗi nhánh giả thiết bằng 9799,235 bit/s phù hợp với tỉ số chèn 9799,235/10000 = 0,9799; tốc độ bit đầu ra mong muốn là 8448 kbit/s. Trong quá trình chèn, luồng bit đến máy thu là không đồng đều. Độ không đồng đều này tạo ra rung nhịp gồm hai thành phần gọi là "rung do chèn" đưa vào các mạch của máy thu do chèn và "rung do thời gian đợi" đưa vào máy thu vì chèn không xảy ra vào lúc cần thiết mà bị trễ cho đến khi một trong các khe định thời đã chỉ định trước xuất hiện. Hình 3.16 trình bày sơ đồ khối của một hệ thống số 4 nhánh.



Hình 3.16- Sơ đồ khối hệ thống ghép cấp hai sử dụng chèn dương hoặc độn xung dương

Từ hình 3.16 chúng ta chỉ xem xét một trong bốn nhánh đi vào thiết bị ghép này và như trong hình vẽ chính là đầu vào 1. Luồng bit cấp 1 (2048 hoặc 1544 kbit/s) đưa đến đầu vào và được phát hiện nhờ vòng khóa pha. Vòng khóa pha tách thông tin định thời f từ luồng bit và cho phép luồng bit đi vào bộ nhớ đệm hoặc bộ nhớ đàn hồi.

Các bit nhớ được đọc ra nhờ xung nhịp của đồng hồ nội bộ có tần số bằng tần số đồng hồ ghép (F) chia cho 4. Tần số này (F/4) cao hơn một ít so với tần số đồng hồ bên ngoài f. Vì nó phải kết hợp trong cấu trúc khung ra của bộ ghép, các bit chèn, các bit điều khiển chèn và tín hiệu đồng bộ khung..., có nghĩa là

các bit mào đầu. Kết quả là xung đọc xuất hiện ở đầu ra với tốc độ nhanh hơn tốc độ ghi xung nên các bit được ghi trong bộ nhớ đàn hồi giảm dần. Điều này không hoàn toàn như vậy, vì xung đọc đã ngắt một cách có hiệu quả ở các vị trí các bit có mào đầu có thể xuất hiện và do đó xung vào khác trong chu kỳ ngắt này được đọc vào bộ nhớ. Bộ tách ngưỡng giám sát công việc này và khi số lượng các bit ghi đã giảm đến một trị số cho trước nhờ duy trì độ lệch về tần số của hai đồng hồ sau khi ngừng đọc để đếm, bộ tách ngưỡng thông báo cho bộ điều khiển chèn để kiểm chế đọc; các bit có trạng thái 0 được chèn vào các khe thời gian đã qui định và như đã biết là "*các khe thời gian bit chèn*" chứa trong luồng số đó tạo thành sự khác nhau về tần số đồng hồ. Nếu bộ nhớ đang làm đầy hoặc đã đầy, khi đó một khe thời gian chèn cố định xuất hiện thì khe thời gian được sử dụng. Nếu bộ nhớ còn rỗng thì khe thời gian này được bỏ qua. Thông tin có liên quan đến trạng thái của các bit (đây là các bit chèn hoặc không chèn) cũng được xen vào trong các khe thời gian định trước trong luồng bit số cùng với các bit dịch vụ khác và phát đến đối phương. Ở đầu thu cũng có bộ nhớ đàn hồi. Việc ghi vào bộ nhớ này bị cản trở do điều khiển giải chèn tại các vị trí chèn để xóa bỏ các bit 0 đã được xen vào trong khi chèn. Xóa các bit chèn sinh ra sự thay đổi đột biến trong đồng hồ thu, vòng khóa pha thứ hai cung cấp để làm phẳng và đọc ra các xung trong bộ nhớ đàn hồi.

Vòng khóa pha này được thiết kế để hoạt động phù hợp với giới hạn yêu cầu của sự thay đổi tốc độ xung. Các Khuyến nghị G742 và G743 của CCITT cung cấp một cách chi tiết về thiết bị ghép số cấp hai có tốc độ 8448 kbit/s và 6312 kbit/s sử dụng chèn dương. Sau đây trình bày tóm tắt những vấn đề này và giới thiệu sơ đồ cấu trúc khung.

3.5.2. Bộ ghép và tách cấp 2, tốc độ 8448 kbit/s sử dụng chèn dương.

Cấu trúc khung của bộ ghép - tách này như hình 3.17. Tổng số bit trong khung (B2) bằng 848 bit, trong đó có 820 bit thông tin của bốn nhánh và 24 bit nội bộ để đồng bộ khung (bit 1 đến bit 10), cảnh báo (bit 11) và bit dư (bit 12) có logic 1, các bit điều khiển chèn (bit 1 đến bit 4) của các đoạn 2, 3 và 4. Trong đoạn 4 cũng có bốn bit chèn (bit 5 đến bit 8). Khác với bộ ghép-tách 6312 kbit/s sẽ trình bày ở mục 3.5.3, các bit chèn này chỉ xuất hiện khi yêu cầu chèn; nói cách khác, các bit này không cộng vào các bit có mặt trong cấu trúc khung. Có 820 bit thông tin và bốn nhánh ghép các bit của mình theo thứ tự một bit từ nhánh 1, tiếp theo một bit của nhánh 2, tiếp theo nữa là một bit của nhánh 3 và nhánh 4, rồi quay trở lại một bit khác của nhánh 1. Có 820/4 hoặc 205 bit tin cho mỗi nhánh (m_2).

Tuy nhiên, bộ nhớ đàn hồi chỉ đọc các bit tin từ một trong các nhánh và nó không coi là bộ ghép bổ sung thêm các bit nghiệp vụ. Việc bổ sung thêm các bit nghiệp vụ đã sử dụng toàn bộ thời gian dành cho một khung của bộ ghép và thời gian đó bằng số lượng bit khung (B_2) chia cho tốc độ bit ghép (R_2). Trong lúc này một trong các nhánh vào đã đọc vào bộ nhớ đàn hồi số lượng các bit tin (m_1) bằng (B_2/R_2)/khoảng bit nhánh. Bởi vì độ dài bit nhánh vào bằng nghịch đảo của tốc độ bit nhánh R_1, ta có:

Số lượng bit được đọc trong bộ nhớ nhánh:

$$m_1 = (B_t+B_j).R_1/R_2 \qquad (3\text{-}5)$$

Trong đó B_j là số lượng các bit chèn được sử dụng trong khung phù hợp với lệnh điều khiển được truyền dẫn ở khung đứng trước và B_t là số bit khung tổng trừ đi tổng các xung chèn. Trong trường hợp này bằng 844. Khi B_j bằng 4 thì các bit khung tổng B_2 = 848. Trong chu kỳ bất kỳ, tổng số các bit tin ($4m_2$) được đọc từ 4 bộ nhớ nhánh nhờ thiết bị ghép và chứa trong khung là 840. Như vậy tăng hoặc giảm các bit lưu lại trong bất kỳ chu kỳ khung nào bằng số lượng các bit được ghi vào m_1 nhỏ hơn số lượng các bit được đọc ra m_2. Tức là:

$$m_1 - m_2 = (B_t+B_j).(R_1/R_2) - m_2 \qquad (3\text{-}6)$$

Nếu phương trình (3-6) dương, có nghĩa là các bit trong bộ nhớ tăng trong chu kỳ khung; ngược lại, nếu phương trình này âm thì có nghĩa là số lượng các bit giảm trong chu kỳ khung. Phương trình này bằng 0 có nghĩa là lấy ra bao nhiêu được đưa vào bấy nhiêu. Xem xét năm trường hợp khi số lượng các bit chèn B_j sử dụng trong khung là 0, 1, 2, 3 và 4. Từ phương trình (3-6) với B_t = 844, R_1 = 2048 kbit/s, R_2= 8448 kbit/s và m_2 = 205 thì số lượng các bit tăng hoặc giảm trong bộ nhớ các nhánh là:

Số lượng các bit chèn	*Số bit thay đổi trong một khung:*
0	-0,3939 bit
1	-0,1515 bit
2	+0,0909 bit
3	+0,3333 bit
4	+0,5758 bit

Kết quả này cho thấy rằng bộ nhớ là đàn hồi hoàn toàn. Vì số lượng các bit chèn thay đổi giống như được kéo dãn ra và co hẹp lại. Vấn đề khó khăn của điểm này là xác định sự phân bố của các bit chèn. Để khắc phục vấn đề này,

một phương pháp dễ dàng hơn được chấp nhận, nó dùng để xác định các bit tăng cực đại mà các bộ nhớ nhánh có thể tích góp trong mỗi khung được xác định từ phương trình (3-6) với B_j cực đại và sau đó trừ đi 1 (1 là trường hợp có một bit được tích góp trong mỗi khung). Sự khác nhau này chỉ rõ tỉ lệ của một bit trong khung khi số bit chèn trong hệ thống có ảnh hưởng và vì thế miêu tả chính xác hơn quá trình chèn của hệ thống.

Vậy sự khác nhau giữa số lượng cực đại m_d của các bit ghi vào bộ nhớ nhánh với các bit chèn đầy tồn tại trong khung bằng:

$$m_d = 1 - (B_2).(R_1/R_2) + (m_2 - 1)$$
$$= m_2 - (B_2).(R_1/R_2) \quad (3\text{-}7)$$

Trong đó m_2 = số bit/nhánh (có cả bit chèn), B_2 = số bit của khung, R_1 = tốc độ bit của nhánh, R_2 = tốc độ bit ghép.

Phương trình (3-7) chỉ rõ rằng có thể có một bit chèn trong mỗi $1/m_d$ khung. Bởi vì tốc độ khung bằng tốc độ bit ghép chia cho số bit trong khung, nên tốc độ chèn bằng tốc độ khung chia cho số khung của một bit chèn, nghĩa là:

$$\text{Tốc độ chèn/nhánh} = (m_d).(R_2/B_2) \quad (3\text{-}8)$$

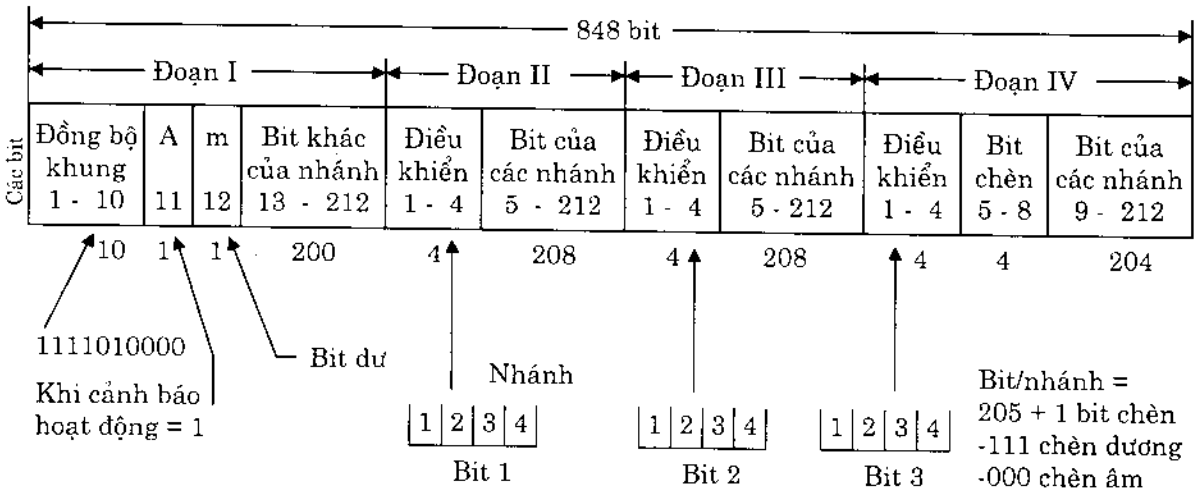
Như trình bày trên đây, tốc độ chèn cực đại theo lý thuyết là khi mỗi bit được ghi trong mỗi bộ nhớ nhánh trong một chu kỳ khung và vì vậy một bit chèn yêu cầu bù cho bit này. Nghĩa là:

$$\text{Tốc độc chèn cực đại/nhánh} = R_2/B_2 \quad (3\text{-}9)$$

Điều này cho thấy m_d của phương trình (3-7) là tỉ số chèn và được định nghĩa là tỉ số của tốc độ chèn thực tế trên tốc độ chèn cực đại như phương trình (3-9). Tốc độ chèn cực đại là sự thêm vào một bit trong một khung từ bộ nhớ nhanh. Trong trường hợp này số lượng bit truyền trong khung B_2 là 848 bit. Tốc độ bit đầu ra bộ ghép là 8448 kbit/s thì tốc độ một bit bằng 8448 kbit/s (R_2) chia cho 848 bit và gần đúng bằng 10 kbit/s. Do đó tốc độ chèn định mức được xác định từ các phương trình (3-7) và (3-8) khi m_2 = 206, R_1 = 2048 kbit/s và m_d = 0,4242 bằng 0,4242 × 10 kbit /s = 4,24 kbit/s.

Cấu trúc khung trong hình 3.17 là của hệ thống ghép cấp 2 được hình thành nhờ kết hợp bốn hệ thống 32 khe thời gian như đã trình bày trong mục 3.2.3.2 và cấu trúc khung của nó như hình 3.6. Trong hệ thống này khung được chia thành bốn đoạn, mỗi đoạn có một nhóm các bit nghiệp vụ, tiếp đó là các kênh tin ghép của nhánh. Đoạn I gồm một từ mã đồng bộ khung 1111010000

có 10 bit cụm lại (không phân tán). Tiếp đó trong vị trí bit 11 là bit cảnh báo được truyền đến thiết bị ghép đối phương khi phát hiện được tình trạng sự cố riêng trong thiết bị ghép. Khi cảnh báo hoạt động thì bit này bằng "1". Khi có cảnh báo thì thiết bị đầu cuối thu sẽ giải tỏa các đầu ra nhánh và thay thế luồng số liệu bằng một số mẫu cho trước để cực tiểu hóa sự xáo động của mạng. Bit 12 dành cho sử dụng quốc gia và bằng 1 khi sử dụng cho quốc tế. Trong các đoạn II đến IV, bốn bit đầu đánh số từ 1 đến 4 trong mỗi trường hợp sử dụng để cung cấp cho điều khiển chèn dương cho mỗi nhánh. Bit 1 của mỗi nhánh đặt trong đoạn II, bit 2 của mỗi nhánh trong đoạn III và bit điều khiển thứ ba của mỗi nhánh đặt trong đoạn IV. Tín hiệu "111" được sử dụng để biểu thị chèn.



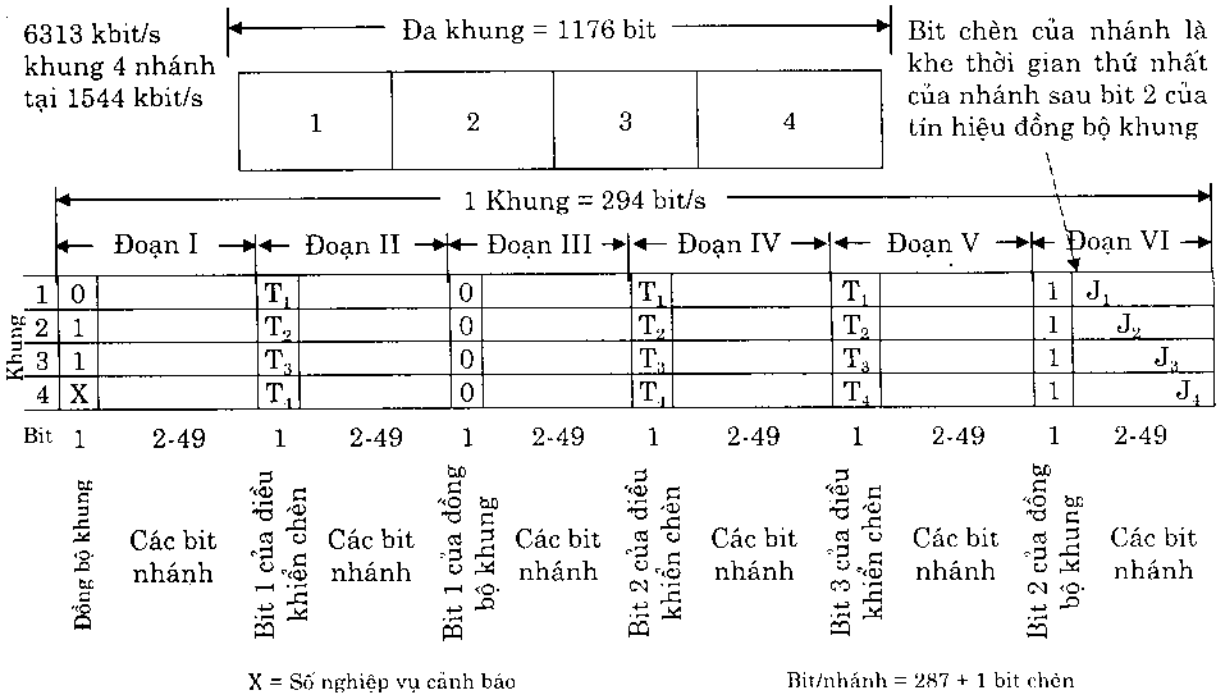
Hình 3.17- Cấu trúc khung hệ thống ghép cấp 2, tốc độ 8448 kbit/s sử dụng chèn dương

Chẳng hạn như nhóm xung "110" hoặc nhóm bất kỳ của 3 xung, trong đó số lượng bit 1 trội hơn bit 0 thì yêu cầu chèn dương. Ngược lại "000" hoặc nhóm bất kỳ của 3 xung có số lượng bit 0 trội hơn bit 1 sẽ không yêu cầu chèn.

Chèn được truyền trong đoạn IV, từ bit 5 đến bit 8. Đồng bộ khung xem như bị mất khi 4 tín hiệu đồng bộ khung liên tiếp thu không chính xác tại các vị trí xác định trước. Trong trường hợp này thiết bị đồng bộ khung xác nhận đồng bộ khung đã được khôi phục có hiệu quả chỉ khi phát hiện được ba tín hiệu đồng bộ khung liên tiếp. Ngay khi một tín hiệu đồng bộ khung chính xác được phát hiện thì thiết bị bắt đầu công việc tìm kiếm mới nếu tín hiệu bị sai xuất hiện ở một trong hai khung tiếp sau đó. Tín hiệu định thời ghép có thể nhận từ một nguồn bên ngoài cũng như nguồn nội bộ nếu có thể thực hiện một cách kinh tế.

3.5.3. Bộ ghép - tách cấp hai 6312 kbit/s sử dụng chèn dương.

Như đã trình bày ở mục 3.5.2, cấu trúc khung trong thiết bị ghép này có khe thời gian chứa bit chèn cho mỗi nhánh phân phối trên bốn khung và vì vậy được phát thường xuyên dù yêu cầu chèn hay không. Lý do khe thời gian này được phát đi thường xuyên là vì khe thời gian này không sử dụng truyền bit chèn thì sử dụng để truyền một phần tín hiệu thông tin. Trong một đa khung có bốn khung như hình 3.18, bộ nhớ đầu vào đọc số liệu từ các nhánh tương ứng với phương trình (3.5) trong đó $(B_t + B_j) = 1176$ bit. Như vậy bộ nhớ đàn hồi chứa đầy tới $1176 \times (1544/6312) = 287{,}6654$ bit trong chu kỳ bốn đa khung. Vì số bit của mỗi nhánh trong đa khung được đọc từ bộ nhớ vào bộ ghép bit là 288 không có chèn, do vậy dung lượng bộ nhớ sẽ giảm một lượng bằng $287{,}6654 - 288 = -0{,}3346$. Khi yêu cầu chèn thì số bit đọc từ bộ nhớ là 287 trong cùng một chu kỳ bốn khung. Lúc đó số bit đưa vào bộ nhớ tăng một lượng bằng $287{,}6654 - 287 = 0{,}6654$ bit. Trường hợp này hoàn toàn đơn giản so với mục 3.5.2, trong khi đó chỉ có một tốc độ cố định tăng hoặc giảm. Khi phát mỗi đa khung chứa một bit chèn của nhánh độc nhất, bộ nhớ nhánh này chứa đầy cực đại là 0,6654 bit. Điều này có nghĩa là muốn bù lại lượng tăng số bit nhớ này, hai đa khung tiếp theo (thực tế trung bình là 1,9886 đa khung) sẽ không chứa một bit chèn của nhánh đó. Vậy tổng số đa khung trung bình khi thời hạn dài



Hình 3.18- Cấu trúc khung của hệ thống ghép cấp 2, tốc độ 6312 kbit/s sử dụng chèn dương

để đạt được trạng thái này là 2,9886. Một khung khi tăng các bit nhớ và 1,9886 khung khi bù giảm các bit nhớ. Điều đó đòi hỏi có (1/2,9886) hoặc 0,3346 bit chèn trong mỗi đa khung của nhánh đơn. Sử dụng lại các phương trình (3-7) và (3-8) với B_2 bằng số lượng bit trong đa khung. Vậy tỉ số chèn định mức phù hợp với Khuyến nghị G743 của CCITT bằng 0,3346 hoặc 0,334. Tốc độ bit cực đại mỗi bit bằng tốc độ bit đầu ra bộ ghép tương ứng với số lượng bit của đa khung. Vì vậy tốc độ của một bit bằng $6312.10^3/1176 = 5367$ bit/s. Vì số bit chèn cực đại phát từ mỗi nhánh là một bit mỗi hợp khung, nên tốc độ bit chèn cực đại là 5367 bit/s. Tốc độ chèn định mức có thể xác định từ phương trình (3-8):

Tốc độ chèn định mức = Tỉ số chèn định mức × Tốc độ chèn cực đại của nhánh

$$= 0,334 \times 5367 \text{ bit/s} = 1792 \text{ bit/s}.$$

Thiết bị ghép số cấp 2 này có thể được sử dụng trên các tuyến số giữa các nước có sử dụng thiết bị ghép cấp 1 – 1544 kbit/s. Hình 3.7 minh họa cấu trúc khung của bộ ghép cấp 1 (1544 kbit/s) và hình 3.11(a) và 3.12 biểu thị phân cấp của CCITT và Bắc Mỹ. Dung sai của tốc độ bit 6312 kbit/s bằng $\pm 30.10^{-6}$. Thời gian khôi phục đồng bộ khung được hạn chế tới 16 ms và ngay khi đồng chỉnh khung đã được thiết lập thì đồng bộ đa khung sẽ được khôi phục sau quãng thời gian nhỏ hơn 420 μs.

Cấu trúc khung được lặp lại trong cơ cấu đa khung, mỗi đa khung có bốn khung gồm 1176 bit. Lý do có đa khung là để phân phối tín hiệu đồng bộ đa khung, tín hiệu điều khiển chèn, đồng bộ khung và các bit chèn. Bit 1 của đoạn I các khung 1 đến 3 trong đa khung 4 khung được sử dụng để truyền mã đồng bộ đa khung 011. Bit thứ tư (X) nếu cần có thể dùng như một bit nghiệp vụ cảnh báo. Bit 1 của đoạn II, IV và V dùng để truyền các bit điều khiển chèn. Khung 1 là của nhánh 1, khung 2 là của nhánh 2, v.v... Mã này là 111 khi có chèn và 000 khi không chèn. Khi có lỗi, đa số các bit trong mã 3 bit đưa ra quyết định. Bit 1 của các đoạn III và VI chứa mã đồng bộ khung. Đối với mỗi nhánh mã này là 010101010,... Trong đoạn I-VI, các bit 2-49 (48 bit) sử dụng cho các nhánh được ghép. Số lượng bit của nhánh là 288 và một trong các bit này bị lấy đi nếu yêu cầu chèn. Muốn cho kinh tế thì tín hiệu định thời có thể lấy từ nguồn bên ngoài cũng như nguồn bên trong.

3.5.4. Chèn âm (đệm xung âm)

Chúng ta đã xem xét trường hợp tốc độ số liệu thấp được ghép thành tốc độ bit cao hơn trong bộ ghép. Nếu các khe thời gian trong tín hiệu ghép xuất hiện tại tốc độ thấp hơn một ít so với tốc độ các nhánh thì cần thiết phải xen hoặc đệm một bit phụ hoặc khe thời gian trong luồng bit trước khi xử lý luồng

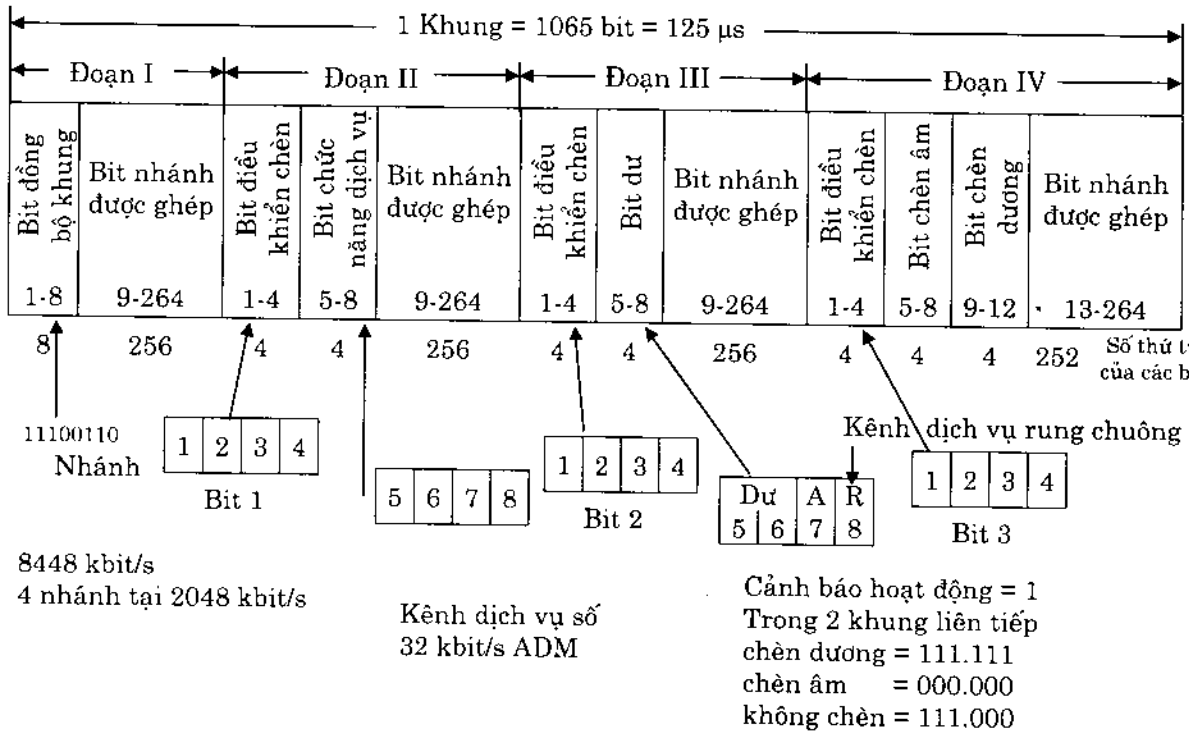
bit này nhờ thiết bị đầu xa của nhánh tương ứng. Cũng như chèn dương, chèn âm được thực hiện nhờ truyền cả hai dấu hiệu của tín hiệu điều khiển mà một bit được xen vào hay không xen vào cùng với khe thời gian bổ sung đến đầu xa của nhánh. Tuy nhiên, trong các hệ thống thực tế thường một xung được xóa đi từ luồng bit thu đi vào bộ ghép. Điều này cho phép tần số đồng hồ thấp hơn của thiết bị ghép tiếp nhận số liệu không mất các bit và giảm độ phức tạp trong thiết kế hệ thống. Điều đó dẫn đến định nghĩa của CCITT về chèn âm là: "*Phương pháp chèn sử dụng các khe thời gian để truyền tín hiệu số có tốc độ bit luôn luôn thấp hơn tốc độ bit của tín hiệu số gốc. Các xung bị xóa từ luồng bit này được truyền đi nhờ phương tiện riêng (đó là các khe thời gian cố định trong cấu trúc khung tín hiệu phát) đến đầu xa để xen vào, ngược lại thông tin tạo điều kiện dễ dàng cho việc phục hồi các xung đã xóa được truyền đi nhờ các xung dịch vụ chèn*".

3.5.5. Bộ ghép - tách 8448 kbit/s sử dụng chèn dương/không/âm

Nếu tốc độ bit định mức của các kênh trong thiết bị ghép bằng tốc độ bit của các nhánh, điều này tồn tại trong thực tế, do các nguồn đồng hồ độc lập khác nhau nên có tình trạng các khe thời gian trong thiết bị ghép dùng để truyền tín hiệu số có tốc độ bit có thể cao hơn, bằng hoặc thấp hơn tốc độ bit của tín hiệu gốc. Điều này có nghĩa là phải kết hợp cả hai phương pháp chèn dương và âm. Khi chèn dương, các khe thời gian chèn được tạo ra trong cấu trúc khung tín hiệu hợp thành, khung này truyền hoặc không truyền thông tin từ tín hiệu gốc tùy thuộc vào tốc độ xung tương đối của tín hiệu hợp thành và tín hiệu gốc. Khi chèn âm, phương pháp để truyền các bit xóa được sắp xếp và các xung dịch vụ chèn được sử dụng để cung cấp thông tin giúp cho việc hồi phục xung xóa. Ưu điểm của hệ thống ghép dạng này là có thể sử dụng dễ dàng các đầu vào đồng bộ hoặc các hệ thống hỗn hợp, trong đó chỉ có một số nhánh vào là đồng bộ đối với tốc độ xung ghép, các nhánh vào khác là không đồng bộ. Hình 3.19 minh họa cấu trúc khung của hệ thống này.

Khuyến nghị G745 của CCITT cung cấp chi tiết về hệ thống này và có ý định sử dụng trên các tuyến số giữa các nước có sử dụng các thiết bị ghép cấp một 2048 kbit/s. Tốc độ bit định mức của hệ thống này là 8448 kbit/s $\pm 30.10^{-6}$. Mất đồng bộ khung xảy ra khi năm tín hiệu đồng bộ khung liên tiếp thu không chính xác tại các vị trí định trước. Tín hiệu đồng bộ khung xem như được khôi phục khi phát hiện được ít nhất hai tín hiệu đồng bộ khung không có lỗi tại các vị trí định trước. Ngay sau khi mất đồng bộ khung cho đến khi khôi phục một tín hiệu có cấu trúc nhất định được truyền đến mọi nhánh. Cấu trúc nhất định này được gọi là "*tín hiệu chỉ thị cảnh báo*" (AIS) và được sử dụng để cực tiểu

hóa sự xáo trộn của mạng. AIS tại 2048 kbit/s là một luồng liên tiếp các bit 1. Phương pháp ghép này là xen từng bit của các nhánh theo thứ tự. Tín hiệu điều khiển trong hình 3.19 được phân bố đều và chèn dương được biểu thị bởi tín hiệu 111 truyền trong hai khung liên tiếp. Chèn âm được biểu thị bởi tín hiệu 000 truyền trong hai khung liên tiếp và không yêu cầu chèn hoặc chèn 0 được biểu thị bằng 111 trong khung thứ nhất và 000 trong khung thứ hai.



Hình 3.19- Cấu trúc khung của hệ thống ghép cấp 2, tốc độ 8448 kbit/s sử dụng chèn dương/không/âm

Các bit 5,6,7 và 8 của đoạn IV được sử dụng cho chèn âm của các nhánh tương ứng 1,2,3 và 4 và các bit 9 đến 12 sử dụng cho chèn dương của các nhánh như trên. Tốc độ chèn cực đại của nhánh bằng 8 kbit/s. Tỉ số không chèn được khuyến nghị tại đoạn này. Như trong các hệ thống ghép trước, tín hiệu định thời nếu có thể sẽ lấy từ một nguồn bên ngoài cũng như đồng hồ nội bộ riêng của hệ thống đó.

Các bit dư trong khung được dùng cho các chức năng nghiệp vụ (bit 5 đến 8 trong đoạn II và bit 8 trong đoạn III) để dùng cho quốc gia và quốc tế. Bit 5,6,7 và 8 trong đoạn II sử dụng cho kênh dịch vụ số giữa hai thiết bị đầu và cuối dùng điều chế Delta thích ứng (ADM) 32 kbit/s và bit 8 trong đoạn III dùng cho rung chuông của kênh dịch vụ số. Chỉ thị cảnh báo cho thiết bị ghép ở xa phát sinh nhờ thay đổi bit 7 của đoạn III từ trạng thái 0 sang trạng thái 1.

3.5.6. Các hệ thống ghép bậc cao

Các hệ thống này gồm thiết bị ghép hoạt động ở cấp 3 và cấp 4 của phân cấp CCITT và cấp 5 trong phân cấp của Bắc Mỹ và Nhật tương ứng với hình 3.11 và 3.12. Các Khuyến nghị G751 đến G754 của CCITT cung cấp các đặc tính cơ bản của các thiết bị ghép bậc cao hoạt động tại các cấp ba và cấp bốn. Tất cả các thiết bị này đều sử dụng chèn dương và một số thiết bị sử dụng kỹ thuật chèn dương/không/ âm. Trong mục này chủ yếu trình bày các cấu trúc khung của các hệ thống đặc trưng trong cấp 3 và 4 của hình 3.11. Để tiếp cận một cách có hệ thống với cấu trúc phân cấp riêng biệt, hai cấp có khả năng của cấp 3 và cấp 4 của phân cấp 1544 kbit/s sẽ được diễn giải trước khi xem xét cấp 3 và cấp 4 của phân cấp 2048 kbit/s.

3.5.6.1. Bộ ghép cấp 3 tại 44736 và 32064 kbit/s của Bắc Mỹ, Nhật và CCITT

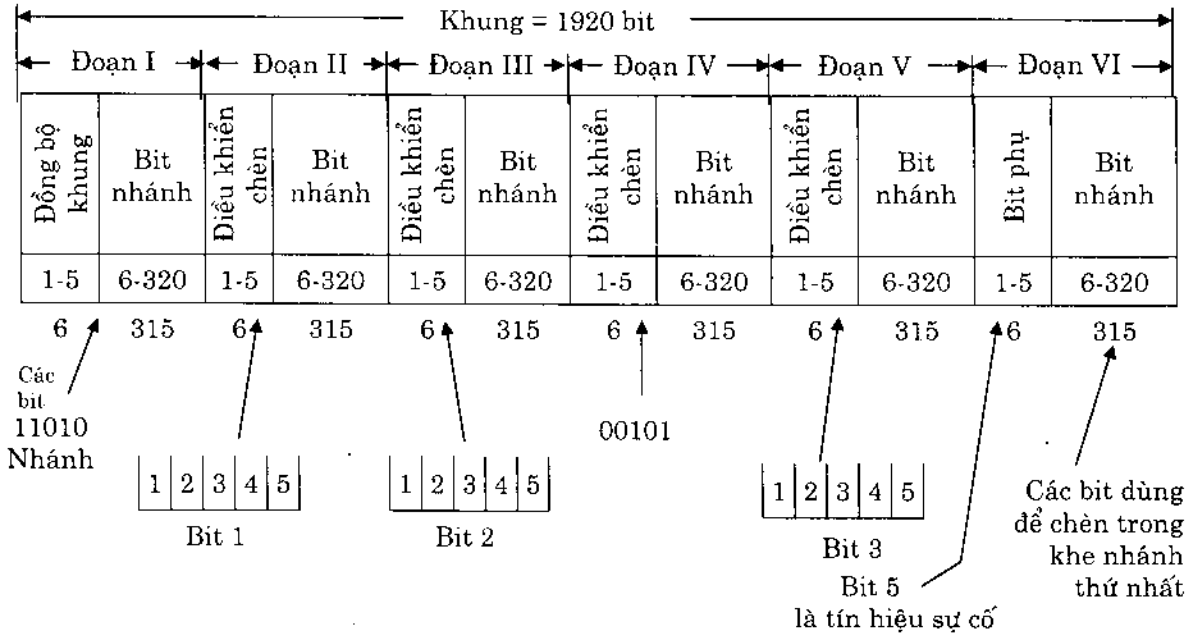
Thiết bị ghép cấp 3 dựa trên tốc độ bit cấp 2 là 6312 kbit/s và sử dụng chèn dương dành cho các tuyến số và giữa các nước đang dùng tốc độ bit cấp 2 này hoặc tốc độ bit cấp 1 là 1544 kbit/s. Tốc độ bit cấp 3-32064 hoặc 44736 kbit/s được khuyến nghị dùng mã có hiệu quả kinh tế cao cho các tín hiệu băng rộng trong mạng sử dụng hệ thống PCM cấp 1 - 1544 kbit/s hoặc các hệ thống cấp 2 - 6312 kbit/s.

32064 kbit/s (CCITT, KHUYẾN NGHỊ G752)

Cấp này được dùng trong phân cấp của Nhật và có cả trong phân cấp của CCITT. Tốc độ bit định mức là 32064 kbit/s $\pm 10.10^{-6}$. Hình 3.20 trình bày chi tiết cấu trúc khung. Cấu trúc khung gồm sáu đoạn, trong đó các nhánh được ghép chiếm mỗi đoạn từ bit 6 đến bit 320. Bit 1 đến bit 5 của mỗi đoạn trong khung 1920 bit dùng cho các bit đồng bộ khung và điều khiển chèn cũng như các bit phụ 1 đến 5 trong đoạn VI. Bit phụ trong khe thời gian thứ 5 của đoạn VI được sử dụng để truyền thông tin về sự cố từ đầu cuối thu đến đầu cuối phát.

Các bit chèn dương chiếm vị trí bit tin trong khe nhánh thứ nhất của đoạn VI trước các bit phụ. Phân bố của tín hiệu đồng bộ khung là 1101000101. Như đã chỉ rõ, tín hiệu này phân bố trong đoạn I và IV. Số bit trên mỗi nhánh bao gồm chèn (m'_2) là 387 và tốc độ chèn cực đại trên mỗi nhánh là 16700 bit/s. Từ phương trình (3-7), tỉ số chèn danh định (m_d) bằng 0,0359 hoặc theo Khuyến nghị G752 của CCITT bằng 0,036. Thời gian khôi phục đồng bộ khung không vượt quá 8 ms, trong thời gian mất đồng bộ khung tín hiệu chu kỳ sẽ

đưa đến các nhánh để không làm xáo trộn mạng. Chèn dương được biểu thị bằng 111 cho các bit điều khiển và không chèn là 000. Nếu từ mã thay đổi thì đa số các bit của từ mã quyết định trạng thái chèn. Như mọi thiết bị ghép khác, thiết bị ghép này cũng có thể lấy tín hiệu định thời từ nguồn bên ngoài hoặc nguồn nội bộ riêng.



Chèn dương = 111 hoặc đa số của "1" còn lại là không chèn số, bit/nhánh = 378
Số nhánh = 5, tốc độ chèn của nhánh - định mức = 601 bit/s

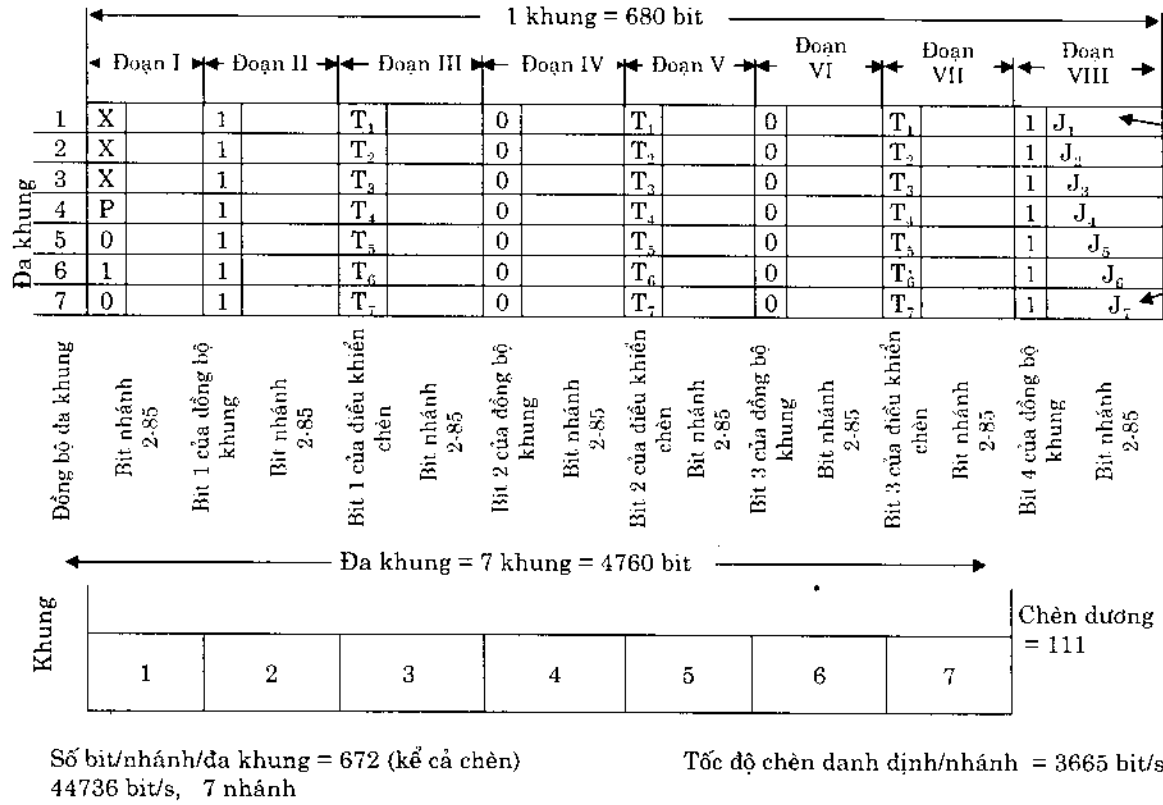
Hình 3.20- Cấu trúc khung hệ thống ghép cấp 3, tốc độ 32064 kbit/s sử dụng chèn dương

44736 kbit/s

Tốc độ bit định mức là 44736 kbit/s $\pm 20.10^{-6}$. Cấu trúc khung như trong hình 3.21. Cấp này được sử dụng trong phân cấp của Bắc Mỹ như trong hình 3.12 và bao gồm trong Khuyến nghị G752 của CCITT. Hệ thống có cấu trúc đa khung 7 khung. Số bit trong đa khung là 4760 và độ dài của khung là 680 bit. Số bit của nhánh trên mỗi đa khung (m_2') kể cả chèn là 672. Có 7 nhánh chứa trong mỗi cấu trúc khung này có tốc độ bit là 6312 kbit/s.

Từ phương trình (3-7) tỉ số chèn được xác định bằng 0,3906, trong khi đó trị số khuyến nghị của CCITT bằng 0,390. Tốc độ chèn cực đại trên mỗi nhánh là 9398 bit/s. Mỗi khung chia thành 8 đoạn, mỗi đoạn 86 bit. Bit đầu tiên được sử dụng cho đồng bộ đa khung, đồng bộ khung và điều khiển chèn. Các bit 2 đến 86 trong mỗi đoạn được sử dụng để ghép theo bit các nhánh. Trong đa khung 7 khung như trong hình 3.21, các vị trí bit 1 trong các đoạn tạo thành

một từ mã riêng theo yêu cầu. Từ mã đồng bộ đa khung là XXPP010. Bit X ký hiệu cho chức năng nghiệp vụ, P là bit chẵn lẻ cho đa khung đứng trước. P = 1 nếu số lượng dấu trong tất cả bit nhánh của đa khung đứng trước là lẻ và P = 0 nếu chẵn. Bit dùng để chèn cho nhánh riêng biệt chiếm khe thứ nhất của đoạn VIII sau bit 4 của tín hiệu đồng bộ khung trong khung cùng tên gọi như của nhánh. Cũng như tất cả thiết bị ghép đã trình bày, từ mã chèn dương là 111 và từ mã không chèn trong các bit điều khiển là 000. Nếu từ mã thay đổi thì quyết định theo đa số các bit yêu cầu chèn dương hay không chèn. Muốn cho kinh tế thì tín hiệu thời gian được lấy từ nguồn bên ngoài thêm vào đồng hồ nội bộ riêng của nó.



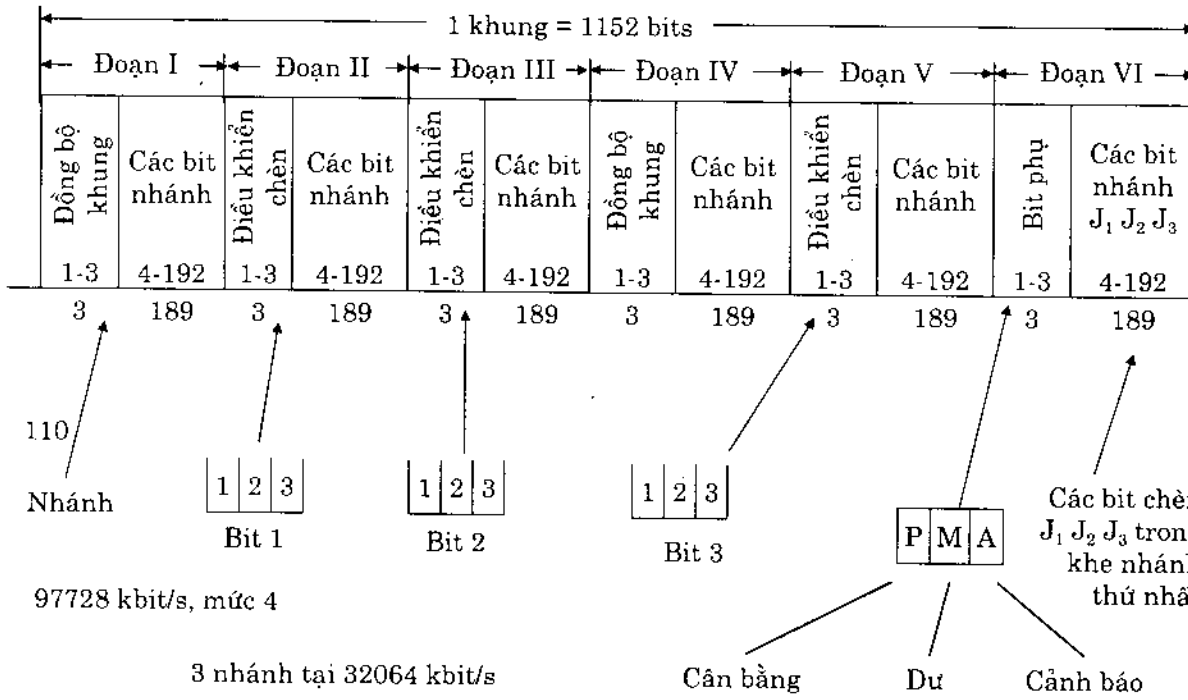
Hình 3.21- Cấu trúc trong hệ thống ghép cấp 3, tốc độ 44736 kbit/s, sử dụng chèn dương.

3.5.6.2. Bộ ghép cấp 4 của Nhật và CCITT tại 97728 kbit/s

Cấp này sử dụng trong phân cấp của Nhật và CCITT và được trình bày trong hình 3.11(a). Nó tiếp nhận ba nhánh 32064 kbit/s cấp 3. Tốc độ bit định mức là 97728 kbit/s $\pm 10.10^{-6}$. Cấu trúc khung như hình 3.22.

Khung gồm sáu đoạn, mỗi đoạn có 192 bit. Bit 4 đến bit 192 trong mỗi đoạn được sử dụng để ghép các kênh của các nhánh, kể cả các bit chèn thì mỗi

nhánh có 378 bit (m_2'). Số bit trong mỗi khung là 1152 và tỉ số chèn cực đại trên mỗi nhánh từ phương trình (3-9) bằng 97728/1152 = 84833 bit/s và từ phương trình (3-7) tỉ số chèn định mức bằng 0,0354 hoặc theo Khuyến nghị G752 của CCITT bằng 0,035. Từ mã đồng bộ khung là 110 001 và được phân bố trên khung. Ba bit đầu tiên 110 chiếm các vị trí bit 1 đến bit 3 trong đoạn I và các bit 001 chiếm các vị trí bit 1 đến 3 trong đoạn IV. Giống như vậy, các bit điều khiển chèn được phân bố trên khung và xuất hiện tại các vị trí bit 1 đến 3 trong đoạn II, III và V. Chèn dương được thể hiện bằng 111; không chèn thể hiện bằng 000. Khi có lỗi trong truyền dẫn thì các bit thực hiện theo quyết định đa số. Các bit phụ chiếm vị trí bit 1 đến 3 trong đoạn VI và sử dụng để kiểm tra đồng đẳng và cảnh báo. Vị trí bit 1 là bit chẵn lẻ cho khung đứng trước, trong khi đó bit 3 dùng để truyền thông tin về sự cố từ đầu cuối thu đến đầu cuối phát. Bit 2 là bit dư sử dụng cho quốc gia. Bit chèn cho mỗi nhánh là bit nhánh xuất hiện trước tiên trong đoạn VI sau các bit phụ.



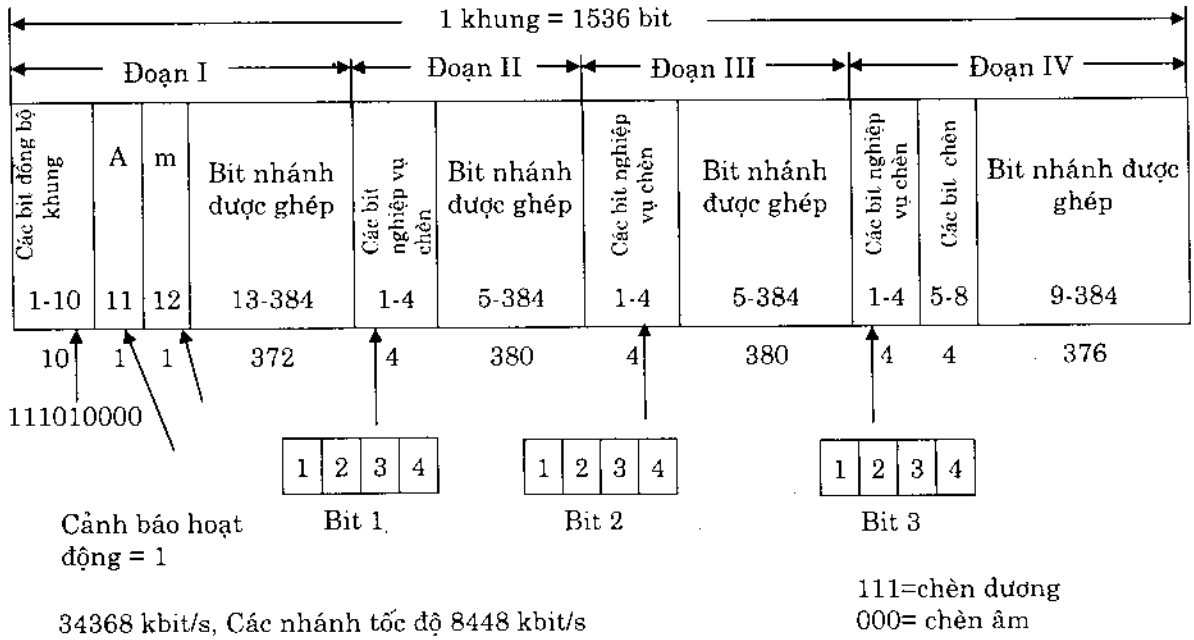
Hình 3.22- Cấu trúc khung của hệ thống ghép cấp 4, tốc độ 97728 kbit/s

3.5.6.3. Bộ ghép cấp 3 của CCITT và châu Âu ở 34368 kbit/s

BỘ GHÉP 34368 KBIT/S SỬ DỤNG CHÈN DƯƠNG

Thiết bị này ghép bốn tín hiệu số tại 8448 kbit/s. Tốc độ bit định mức của thiết bị này là 34368 kbit/s $\pm 20.10^{-6}$. Cấu trúc khung như trong hình 3.23.

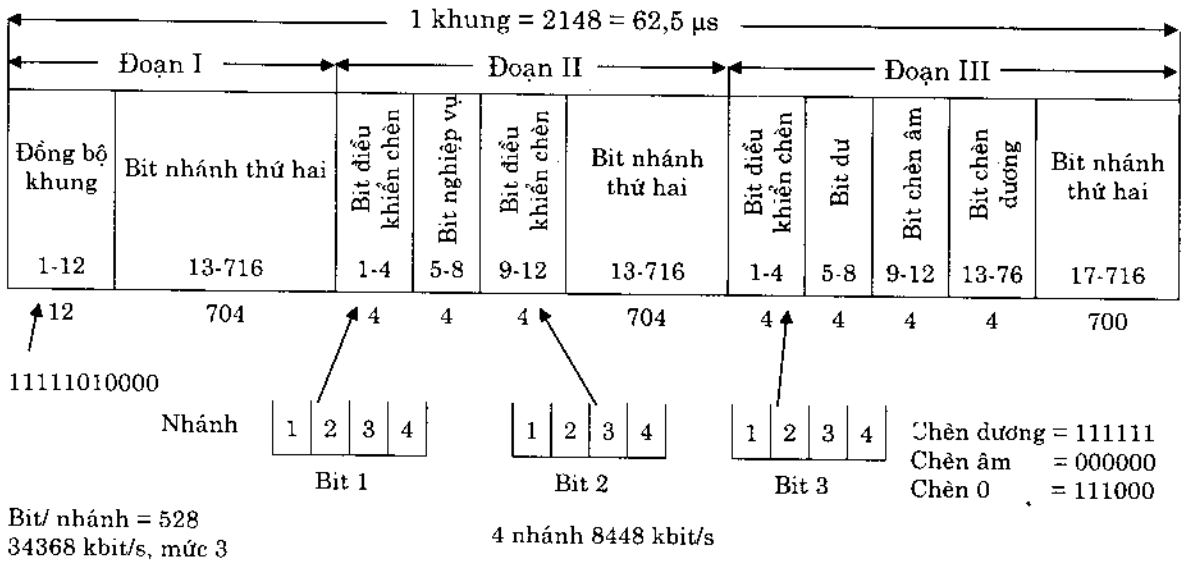
Khung này gồm bốn đoạn, tổng số bit là 1536. Bit 1 đến 10 trong đoạn I sử dụng để truyền cụm từ mã đồng bộ khung 1111010000. Bit 11 trong đoạn I dùng cho chỉ thị cảnh báo của bộ ghép số đầu xa, bit 12 dành cho quốc gia nhưng có trạng thái 1 khi tuyến quốc tế đi qua. Còn lại 372 bit trong đoạn I sử dụng để ghép các bit của bốn nhánh. Bit 1 đến 4 trong các đoạn II, III và IV là điều khiển chèn hoặc các bit nghiệp vụ. Một lần nữa, khi chèn xảy ra trong khung tiếp theo, mã 111 được phát đi cho nhánh tương ứng.



Hình 3.23- Cấu trúc khung của bộ ghép cấp 3, tốc độ 34368 kbit/s, sử dụng chèn dương

Nếu không yêu cầu chèn thì 000 được truyền đi. Các bit chèn chiếm vị trí các bit 5 đến 8 trong đoạn IV theo thứ tự của nhánh. Trong các đoạn II và III vị trí các bit 5 đến 384 để ghép các bit của các nhánh. Trong đoạn IV, bit 9 đến 384 để ghép các bit của nhánh. Khung gồm có 1536 bit (B_2) và số bit trên mỗi nhánh kể cả các bit chèn (m_2') là 378 bit. Tốc độ chèn cực đại theo phương trình (3-9) là 22375 bit/s và tỉ số chèn danh định theo phương trình (3-7) là 0,4358. Khuyến nghị G751 của CCITT đưa ra tỉ số chèn danh định là 0,436. Đồng bộ khung xem như bị mất khi bốn tín hiệu đồng bộ khung liên tiếp thu không chính xác từ các vị trí đã dành sẵn. Tín hiệu này xem như được khôi phục khi ba đồng bộ khung liên tiếp được phát hiện chính xác. Khi một tín hiệu đồng bộ khung được phát hiện thì tìm kiếm bắt đầu một lần nữa nếu tín hiệu đồng bộ không chính xác được phát hiện một trong hai khung tiếp theo sau.

GHÉP 34368 KBIT/S SỬ DỤNG CHÈN DƯƠNG/KHÔNG/ÂM

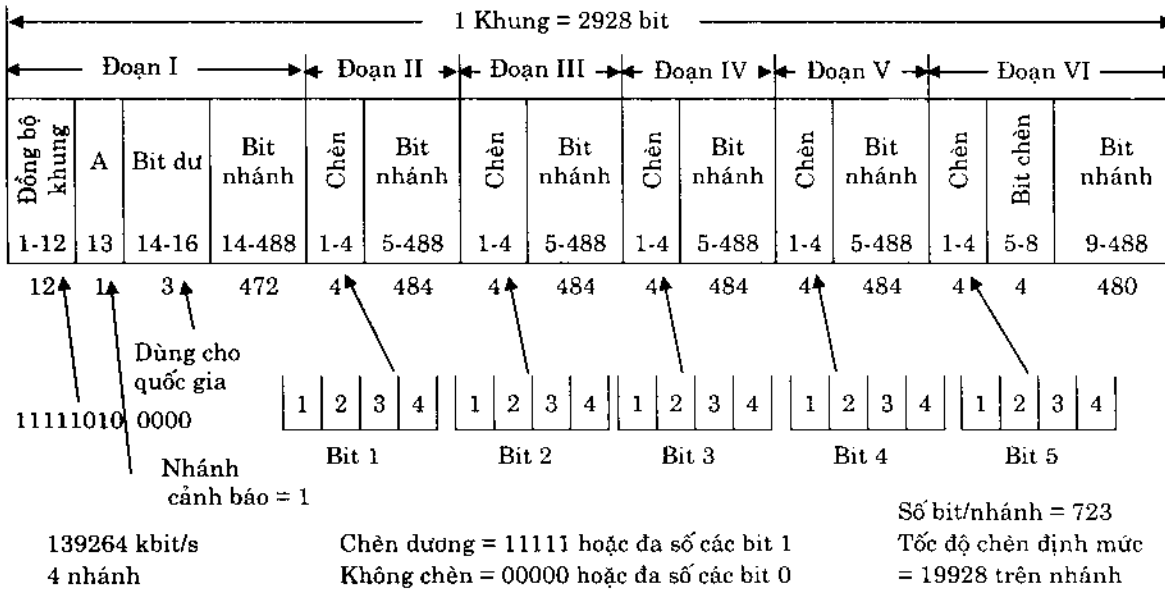


Hình 3.24- Cấu trúc khung của hệ thống ghép cấp 3, tốc độ 34368 kbit/s chèn dương / không / âm

Thiết bị ghép này dùng để nối số giữa hai nước có cùng kiểu chèn sử dụng các hệ thống cấp 2 có tốc độ 8448 kbit/s. Tốc độ bit là 34368 kbit/s± 20.10^{-6}. Cấu trúc khung như hình 3.24. Mỗi khung gồm 2148 bit, tương đương với 62,5 µs và chia làm ba đoạn. Mỗi đoạn có 716 bit. Hệ thống được thiết kế để ghép bốn nhánh sử dụng ghép theo bit tại vị trí các bit 13 đến 716 trong đoạn I, II và vị trí các bit 17 đến 716 trong đoạn III. Từ mã đồng bộ khung là 111110100000 (12 bit) và chiếm vị trí bit 1 đến 12 trong đoạn I. Các xung điều khiển chèn hoặc nghiệp vụ chiếm vị trí bit 1 đến 4 và 9 đến 12 trong đoạn II và 1 đến 4 trong đoạn II và 1 đến 4 trong đoạn III. Chèn dương được đặc trưng bởi từ mã 111 trong hai khung liên tiếp, ngược lại chèn âm được biểu thị bằng 000 trong hai khung liên tiếp. Từ mã khi không chèn hoặc chèn không là 111 trong khung thứ nhất, theo sau là 000 trong khung tiếp đó. Vị trí bit từ 9 đến 12 của đoạn III dùng để tải các bit chèn âm. Vị trí bit 13 đến 16 trong đoạn III sử dụng cho các bit chèn dương của các nhánh 1, 2, 3 và 4. Vị trí bit 5, 6 và 8 trong đoạn II là bit dư sử dụng cho các chức năng nghiệp vụ của quốc gia và quốc tế. Bit 5 và 6 sử dụng cho một kênh nghiệp vụ số hoạt động tại 32 kbit/s của điều xung Delta thích ứng. Bit 8 dành cho chuông kênh nghiệp vụ này. Bit 7 của đoạn này (đoạn II) sử dụng như một chỉ thị cảnh báo của thiết bị ghép đầu xa. Cảnh báo xảy ra khi bit này chuyển từ 0 sang 1.

3.5.6.4. Ghép cấp 4 của CCITT và châu Âu tại 139264 kbit/s

GHÉP 139264 KBIT/S SỬ DỤNG CHÈN DƯƠNG



Hình 3.25- Cấu trúc khung của hệ thống ghép cấp 4 tốc độ 139264 kbit/s sử dụng chèn dương.

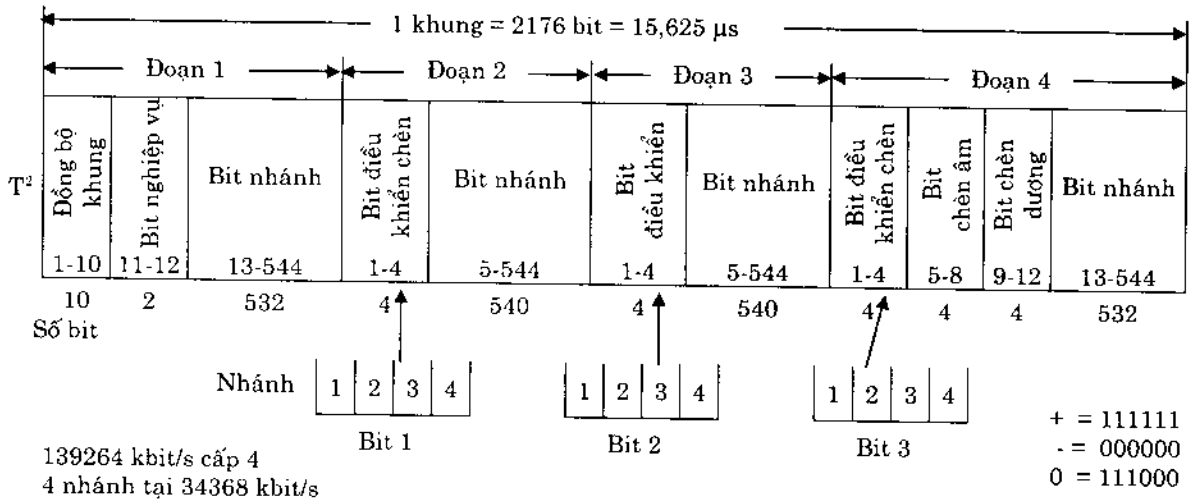
Có hai phương pháp để đạt được tốc độ bit cấp 4. Phương pháp thứ nhất sử dụng tốc độ bit cấp 3 - 34368 kbit/s lấy từ thiết bị riêng ghép bốn nhánh 8448 kbit/s như đã mô tả trong mục 3.5.6.3. Phương pháp thứ hai ghép trực tiếp, trong một hạng mục riêng của thiết bị, 16 tín hiệu số tốc độ 8448 kbit/s như đã trình bày ở mục 3.5.2. Cả hai phương pháp đều sử dụng chèn dương. Ghép bốn tín hiệu số 34368 kbit/s sử dụng chèn dương có cấu trúc khung như hình 3.25. Khung có 2928 bit và chia làm 6 đoạn. Mỗi đoạn gồm có 488 bit. Trong đoạn I, bit 1 đến 12 sử dụng để truyền cụm từ mã đồng bộ khung 111110100000 (12 bit), trong khi đó bit 13 được dùng như một chỉ thị cảnh báo cho thiết bị ghép đầu xa khi có sự cố riêng xảy ra trong thiết bị ghép. Khi cảnh báo hoạt động thì bit này chuyển sang 1. Bit 14 đến 16 dành cho quốc gia và có trạng thái 1 khi sử dụng trên mạng quốc tế.

Bit 17 đến 488 là các bit của các nhánh. Trong đoạn II, III, IV và V bit 1 đến 4 sử dụng để điều khiển chèn hoặc các bit nghiệp vụ. Khi một bit chèn dương cần được truyền trong khung tiếp theo thì 11111 được phát đi. Khi không chèn thì phát đi 00000. Lỗi truyền dẫn có thể làm sai từ mã này, đa số các bit trong từ mã quyết định kiểu chèn cần được phát đi trong khung tiếp theo. Bit 5 đến 488 trong các đoạn này được sử dụng để ghép tín hiệu các

nhánh. Các bit chèn được phát ở vị trí các bit 5 đến 8 của đoạn VI và bit 9 đến 488 sử dụng cho các bit ghép chu trình nhánh. Số lượng bit mỗi nhánh kể cả chèn (m_2') là 723 bit. Tốc độ chèn cực đại mỗi nhánh là 4756 bit/s. Tỉ số chèn định mức theo phương trình (3-7) là 0,4191 và theo Khuyến nghị G751 của CCITT là 0,419.

GHÉP 139264 KBIT/S SỬ DỤNG CHÈN DƯƠNG/KHÔNG/ÂM

Hệ thống ghép cấp 4 sử dụng cho tuyến nối số giữa các nước có cùng loại hệ thống chèn của bất kỳ hệ thống số cấp 3 - 34368 kbit/s. Tốc độ bit danh định là 139264 kbit/s $\pm 15.10^{-6}$. Hình 3.26 minh họa cấu trúc khung. Độ dài của khung là 2176 bit và có thời gian 15,625μs. Khung có bốn đoạn, mỗi đoạn có 544 bit. Bit 1 đến 10 trong đoạn I dùng để truyền cụm tín hiệu đồng bộ khung. Từ mã của tín hiệu này không có trong Khuyến nghị G754 của CCITT. Bit 11 và 12 dành cho các chức năng dịch vụ của quốc gia và quốc tế. Bit 11 dành cho kênh dịch vụ số điều chế Delta thích ứng 32 kbit/s và bit 12 có thể dùng cho chuông kênh nghiệp vụ số. Bit 13 đến 544 là các bit ghép của bốn nhánh 34368 kbit/s mà hệ thống này tiếp nhận.



Hình 3.26- Cấu trúc khung của hệ thống ghép cấp 4, tốc độ 139264 kbit/s

Trong các đoạn II-IV, bit 1 đến 4 sử dụng cho điều khiển chèn. Khi chèn dương các bit này là 111 truyền trong hai khung liên tiếp còn chèn âm các bit này là 000 cũng truyền trong hai khung liên tiếp. Nếu 111 được truyền trong khung thứ nhất và 000 được truyền trong khung thứ hai thì được gọi là trạng thái chèn không. Các khe thời gian 5, 6, 7 và 8 trong đoạn IV được sử dụng cho các bit mang thông tin hoặc cho chèn âm. Các khe thời gian 9 đến 12 trong đoạn IV sử dụng chỉ cho các bit chèn dương của nhánh 1, 2, 3 và 4. Khi thông

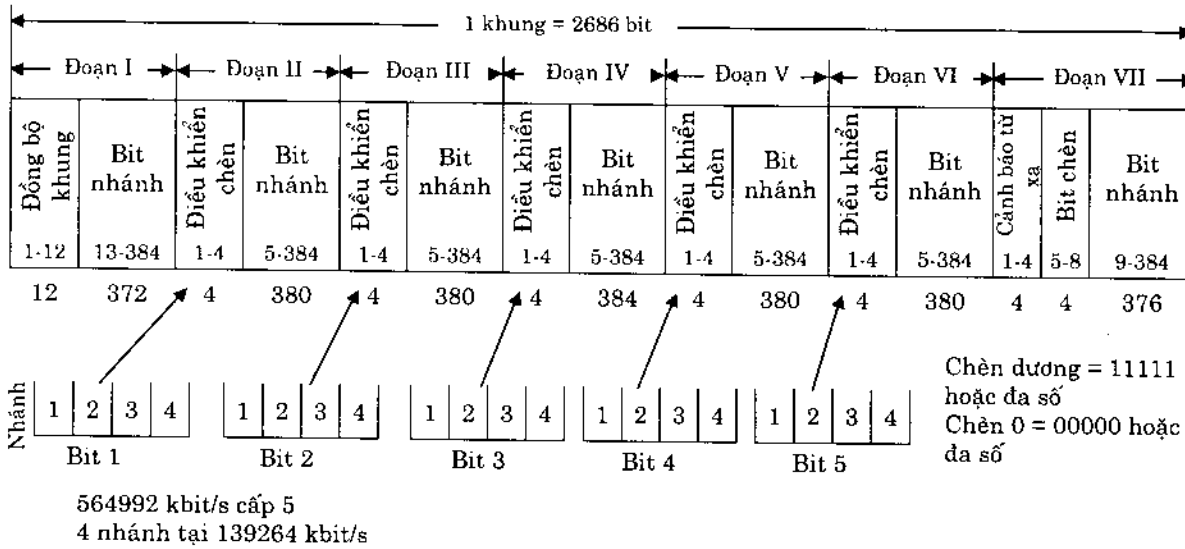
tin từ các nhánh không được truyền đi thì bit 5 đến 8 trong đoạn IV được sử dụng để truyền thông tin về kiểu chèn (dương hoặc âm) trong các khung chứa lệnh điều khiển chèn dương và về lượng rung pha trung bình trong các khung chứa lệnh chèn âm. Tốc độ chèn cực đại mỗi nhánh là 64 kbit/s và số lượng bit mỗi nhánh bằng 537 (kể cả các bit chèn âm 5 đến 8 trong đoạn IV). Thông tin định thời của hệ thống có thể lấy từ một nguồn bên ngoài. Chỉ thị cảnh báo đưa đến thiết bị ghép đầu xa được phát đi nhờ thay đổi trạng thái của bit 12 trong đoạn I tại đầu ra bộ ghép từ 0 sang 1.

3.5.6.5. Ghép cấp 5 tại 565 Mbit/s

Năm 1986 thì tốc độ bit cực đại truyền trên các tuyến viba số dùng trong thương mại là 140 Mbit/s (cấp 4). Hệ thống 564,992 Mbit/s ± 15.10^{-6} đã được sử dụng để truyền 7680 kênh thoại (hoặc tương đương) trên trung kế hoặc mạng dung lượng lớn dùng sợi quang đơn mode. Hệ thống này bao gồm cả thiết bị đầu cuối đường dây quang, bốn kênh số liệu mã CMI 139,264 Mbit/s ± 15.10^{-6} (xem mục 5.1.5) để tạo ra tín hiệu đầu ra ghép có chèn 564,992 Mbit/s. Tín hiệu này được chuyển thành mã 5B6B (xem mục 5.1.6.4) và kết hợp với các bit có mào đầu để tạo ra tốc độ đường dây gần 680 Mbit/s tùy thuộc vào hệ thống sử dụng. Các bit có mào đầu gồm kênh số liệu nghiệp vụ, điều khiển chuyển mạch bảo vệ, số liệu giám sát và tín hiệu số liệu nghiệp vụ từ xa. Chiều dài đoạn lặp khoảng 30 km khi suy hao của sợi quang bằng 0,6 dB/km và bước sóng hoạt động của laze bằng 1310 ± 20 nm. Số liệu dịch vụ từ xa có thể bao gồm cả thông tin về tỉ số lỗi bit, dòng định thiên của điốt laze, thông tin cảnh báo về mất tín hiệu quang phát và thu. Kênh số liệu nghiệp vụ có thể có đặc trưng tùy ý chọn và có thể lên tới 12 kênh số liệu 64 kbit/s. Trong thiết bị thu, các bit mào đầu được tách ra và mã đường truyền 5B6B được giải mã thành tín hiệu thu. Cuối cùng tốc độ bit của tín hiệu số liệu chính được chuyển trở lại thành 564,992 Mbit/s trước khi giải điều chế thành bốn nhánh riêng 140 Mbit/s (139,264 Mbit/s). Công suất đặc trưng phát vào trong sợi quang tại tốc độ bit phù hợp và mã đường truyền 5B6B là -3 dBm và độ nhạy thu đặc trưng là -35 dBm. Hình 3.27 minh họa cấu trúc khung theo Khuyến nghị G954 của CCITT. Có khả năng có các cấu trúc khung ghép khác tại 564992 kbit/s mà vẫn giữ lại cấu trúc khung nhánh giống như hình 3.27.

Các cấu trúc khung khác này dựa trên cơ sở ghép chu trình các nhóm bit từ các nhánh với mã đường truyền có hiệu quả, chẳng hạn như 6B4T. Phương pháp ghép sử dụng trong hình 3.27 là ghép theo bit thứ tự các nhánh và khuyến nghị chèn dương. Tín hiệu điều khiển chèn có thể phân phối và sử dụng các bit C_{jn}. Bit C_{jn} là bit nghiệp vụ chèn thứ n của nhánh thứ j. Chèn

dương được thể hiện bằng 11111 (5 bit 1) và không chèn là 00000 (5 bit 0). Như trong các cấu trúc trước, nếu các bit điều khiển bị sai trong khi truyền thì đa số các bit thu đưa ra quyết định yêu cầu chèn dương hoặc 0. 4 bit đầu tiên trong đoạn VII của khung xung sử dụng cho các chức năng nghiệp vụ. Bit thứ nhất của các bit đó dùng để chỉ thị trạng thái cảnh báo tức thời. Trong hệ thống này, tính độc lập của dây bit hoặc loại bỏ được sự rung pha mẫu độc lập (xem mục 4.14) có thể được thực hiện nhờ sử dụng mã đường truyền kết hợp với bộ trộn (xem mục 4.5.1) và trở về trạng thái ban đầu nhờ từ mã đồng bộ khung của bộ ghép.



Hình 3.27- Cấu trúc khung hệ thống ghép cấp 5, tốc độ 564992 kbit/s

Phụ lục I thuộc Khuyến nghị G954 của CCITT đã đưa ra một đề nghị về bộ trộn lặp, trong đó sẽ không ghép nhầm và không cần thiết tiến hành đo bổ sung để tránh dãy tín hiệu đầu ra có chu kỳ, đặc biệt là khi tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) toàn tín hiệu 1 tại đầu vào các nhánh. Bộ trộn hoạt động gần 141 Mbit/s và sau khi tái lập tạo ra tín hiệu đồng bộ khung. Mạch của bộ trộn này được trình bày trong phụ lục này.

3.6. GIÁM SÁT VÀ CẢNH BÁO

Các cảnh báo được phát sinh khi mất nguồn ở bộ phận nào đó của hệ thống; khi luồng bit đưa vào thiết bị gián đoạn; khi mất đồng bộ khung; khi luồng bit nhánh gián đoạn; hoặc xuất hiện trạng thái tỉ số lỗi vượt quá định mức, chẳng hạn tỉ số lỗi bit có nhiều hơn một bit lỗi trong một nghìn bit. Trong một trung tâm ghép kênh có thể tồn tại một hệ thống nhờ đó mà các cảnh báo được phân loại phù hợp với tính chất quan trọng của chúng. Mất nguồn được

xem như cảnh báo nhanh hoặc khẩn cấp, ngược lại khi tỉ số lỗi là 10^{-5} thì có cảnh báo chậm hoặc không khẩn cấp, cảnh báo này đưa ra một điều cần lưu ý trước khi xuất hiện tình trạng xấu hơn, đó là một bit lỗi trong 10000 bit để phát cảnh báo. Trong một số hệ thống tại địa điểm đặt thiết bị ghép có thể không có nhân viên phục vụ và mọi cảnh báo đều được chuyển trở lại cho trung tâm điều khiển để giám sát tình trạng của nhiều địa điểm trong toàn mạng. Cảnh báo được đăng ký tại trung tâm này, sau đó nhân viên tiến hành giải quyết các sự cố, phải biết chính xác sự cố gì và xảy ra ở đâu. Các hệ thống có tải trọng cao hơn đối với lưu lượng và phức tạp hơn cần có các trung tâm bảo dưỡng mạng.

3.6.1. Các tình trạng sự cố

Các tình trạng sự cố có cảnh báo (áp dụng ở đây) là:

- Sự cố nguồn cung cấp;
- Mất hoặc giảm chất lượng tín hiệu đến từ các nhánh hoặc tín hiệu tốc độ bit cao;
- Mất đồng bộ khung hoặc đa khung;
- Chỉ thị cảnh báo từ thiết bị ghép báo hiệu từ xa;
- Thu chỉ thị cảnh báo dịch vụ từ ghép PCM;
- Hỏng Codec;
- Tỉ số lỗi vượt quá được phát hiện trong tín hiệu đồng bộ khung;
- Hỏng thiết bị dự phòng.

Tầm quan trọng của các cảnh báo này được thể hiện bởi diễn biến các hành động nối tiếp nhau sẽ được xem xét ở mục 3.6.2.

3.6.1.1. Tỉ số lỗi

Tỉ số lỗi có thể đo trên hệ thống truyền dẫn số nối hai thiết bị đầu cuối ghép do đó có thể xác định được lỗi do kênh thông tin và thiết bị vô tuyến gây ra, hoặc tại chính thiết bị đầu cuối ghép nhằm xác định khả năng hoạt động của toàn tuyến truyền dẫn. Ngoài hai phương pháp đo này, thiết bị đầu cuối ghép có thể nối theo nguyên tắc vòng tự thử (kiểu đường vòng tại chỗ) và tỉ số lỗi được xác định đến mức mà ảnh hưởng của thiết bị ghep đến hệ thống cũng có thể biết được. Xác định tỉ số lỗi trong thiết bị ghép được thực hiện thông qua kiểm tra tín hiệu đồng bộ khung như đã minh họa ở các hình 3.4, 3.6, 3.13, 3.14 và 3.17-3.26 đối với các cấp ghép khác nhau trong hai phân cấp của CCITT.

Vì mẫu bit là cố định, nhờ kiểm tra các bit đến nên mạch logic trong thiết bị đo có thể xác định bất kỳ lỗi nào nếu nó xảy ra. Bất kỳ lỗi nào đều được đưa vào máy đếm để chỉ thị tỉ số của bit lỗi đã xuất hiện và tổng số bit thu trong một khoảng thời gian cố định cho trước. Để kích hoạt cảnh báo bảo dưỡng nhanh đã sử dụng tỉ số lỗi bit vượt quá mức được phát hiện trong tín hiệu đồng bộ khung:

Báo cáo 613-2 của CCIR đã định nghĩa tỉ số lỗi như sau:

$$\text{Tỉ số lỗi} = N_e/N_t = N_e/(Bt_0) \qquad (3\text{-}10)$$

Trong đó N_e = số bit lỗi trong quãng thời gian t_0

N_t = Tổng số bit truyền đi trong quãng thời gian t_0

B = Tốc độ bit của tín hiệu nhị phân tại điểm tiến hành đo

t_0 = Quãng thời gian đo (thời gian đếm lỗi).

Khi quá trình phát sinh lỗi là ngẫu nhiên và dừng, lỗi được đếm trong quãng thời gian đủ dài t_0 thì phương trình (3-10) có thể coi là đánh giá của xác suất lỗi. Độ chính xác của sự đánh giá tăng lên khi N_e tăng, nhưng yêu cầu thực tế của quãng thời gian đo thường hạn chế trị số của N_e. Trị số tối thiểu chấp nhận được của N_e thường gần bằng 10 và vì vậy xác suất lỗi chính xác nằm trong giới hạn ±50% quanh N_e/N_t với hệ số tin cậy 90%. Các số liệu cần thiết trong phương trình (3-10) có thể đạt được khi sử dụng các thể thức khác nhau. Nếu thể thức sử dụng nơi mà số lượng bit lỗi được phát hiện bị hạn chế đối với quãng thời gian cố định t_0 thì số liệu đo được có thể biểu thị trực tiếp trên hình vẽ có sẵn. Nếu phương pháp sử dụng nơi mà đòi hỏi quãng thời gian đủ để phát hiện chính xác số bit lỗi N_e (thích hợp hơn là số lượng bit phát đi N_t trong cùng khoảng thời gian), sẽ đạt được độ chính xác đo gần như không đổi cho bất kỳ trị số tỉ số lỗi trong thời gian tối thiểu. Như sẽ trình bày dưới đây, trong một số trường hợp thích hợp hơn để đo tỉ số lỗi bit trong quãng thời gian đủ lớn phải là một giây liên tục. Trong số rất nhiều thiết bị đo bán trên thị trường để đo tỉ số lỗi có bộ phận tích truyền dẫn số 3764A của Hewlett - Packard và PF - 2 của Wandel và Goltermann.

TRỊ SỐ TỈ SỐ LỖI VƯỢT QUÁ CỦA CCITT TRONG PHÂN CẤP CẤP 1: 2048 kbit/s

Tiêu chuẩn hoạt động của cảnh báo là:

1. Tỉ lệ lỗi $\leq 10^{-4}$

Xác suất của cảnh báo hoạt động trong 4-5 s phải thấp hơn 10^{-6}

2. Tỉ lệ lỗi $\geq 10^{-3}$

Xác suất của cảnh báo hoạt động trong 4-5 s phải cao hơn 0,95.

Tiểu chuẩn không hoạt động chỉ thị của tình trạng sự cố là:

3. Tỉ lệ lỗi $\geq 10^{-3}$

Xác suất cảnh báo hoạt động trong 4-5 s phải hoàn toàn bằng 0.

4. Tỉ lệ lỗi $\leq 10^{-4}$

Xác suất của cảnh báo không hoạt động trong 4-5 s phải cao hơn 0,95.

Mức hai trong phân cấp có cấp 1 bằng 2048 kbit/s và tất cả phân cấp cấp 1, tốc độ 1544 kbit/s không có khuyến nghị về tỉ lệ lỗi. Các điều kiện khác sử dụng trong phân tích lỗi đã được xác định tóm tắt trong mục này và trình bày lại trong chương sau.

GIÂY CÓ LỖI (ES) VÀ GIÂY KHÔNG CÓ LỖI (EFS)

Định nghĩa như sau:

Tỉ số giữa số giây trong đó không có bit nào thu được mà không có lỗi (ES) hoặc có lỗi (EFS) trên tổng số các giây trong khoảng thời gian đo.

Phương pháp thứ nhất là phương pháp đồng bộ, thời điểm khởi đầu của chu kỳ đo trùng với một lỗi và phương pháp thứ hai là không đồng bộ, khi đó quãng thời gian độc lập với thu lỗi.

Phương pháp thứ hai là thông dụng vì nó thể hiện thực tế hơn chất lượng của một hệ thống khi có sự đột biến của lỗi. Cả ES và EFS, tỉ lệ lỗi bit (BER), số phần trăm thời gian mà BER không vượt quá ngưỡng và các khối lỗi của số liệu (EFB) là các đại lượng đo chất lượng của hệ thống truyền dẫn số.

SỐ PHẦN TRĂM SỬ DỤNG

Việc đo này biết được quãng thời gian gián đoạn của hệ thống. Chu kỳ thời gian không sử dụng bắt đầu khi tỉ số bit trong mỗi giây xấu hơn 10^{-3} kéo dài trong 10 giây liên tiếp, đó là thời gian không sử dụng. Chu kỳ thời gian không sử dụng kết thúc khi tỉ số bit lỗi trong mỗi giây thấp hơn 10^{-3} kéo dài trong 10 giây liên tiếp, chu kỳ này được xem như thời gian sử dụng. Số phần trăm sử dụng là một trong hai cách thể hiện tính khách quan khả năng hoạt động của hệ thống. Cách thể hiện khác là nhờ trạng thái chất lượng của hệ thống. Hai lĩnh vực này chịu ảnh hưởng của độ tin cậy truyền lan và độ tin cậy của thiết bị.

3.6.1.2. Mất đồng bộ khung hoặc đa khung

Mất đồng bộ khung chỉ xảy ra trong những điều kiện lỗi hệ thống hoặc trị số tỉ số lỗi vượt quá qui định. CCITT yêu cầu là đồng bộ khung xem như bị mất khi nhiều tín hiệu khung hoặc đa khung liên tiếp thu được bị một lỗi. Bảng 3.5 thống kê các điều kiện khi mất hoặc khôi phục đồng bộ khung hoặc đa khung ở tốc độ bit khác nhau.

Bảng 3.5- Những điều kiện mất và khôi phục đồng bộ khung và đa khung

Tốc độ bit(kbit/s)	*Số đồng bộ khung khi mất đồng bộ*	*Khôi phục đồng bộ khung (xem chú ý)*	*Số đa khung mất đồng bộ*	*Khôi phục đa khung (xem chú ý)*
2048	3 hoặc 4	(A)	2	Một bit "1" trong khe thời gian 16 trước tín hiệu đồng bộ đa khung
1544	1	sau 1	-	-
8448 (S,P)	4	3 (B)	-	-
8448 (N)	5	2 (C)	-	-
6312	1 (<16ms)	1 (< 420 μs)	-	-
34368 (P)	4	3 (B)	-	-
139264 (P)	4	3 (B)	-	-
32064 (P)	1	1 (< 8 ms)	-	-
44736 (P)	1 (<2,5ms)	1 (250 μs)	-	-
97728 (P)	1	1 (1 ms)	-	-
34368 (N)	3 hoặc hơn (D)	> 2	-	-
139264 (N)	3 hoặc hơn (D)	> 2	-	-
564992 (P)	4	3 (B)	-	-

Chú thích:

1- P = chèn dương; S= đồng bộ; N= chèn dương/không/âm; fas = tín hiệu đồng bộ khung.

2- (A) đồng bộ khung được xem như đã được khôi phục khi phát hiện được các dãy sau đây:

Đầu tiên, có mặt tín hiệu đồng bộ khung chính xác trong khung chẵn và không có fas trong khung lẻ tiếp sau đó được phát hiện nhờ xác nhận bit 2 trong khe thời gian 0 có trạng thái 1.

Thời điểm thứ hai, có mặt tín hiệu đồng bộ khung chính xác trong khung tiếp theo.

Muốn biết chi tiết hơn, xem mục 3.2.2.

Để tránh fas giả, khi fas được phát hiện trong khung n thì fas không tồn tại trong khung n+1 nhưng tồn tại trong khung n + 2. Nếu một trong những điều kiện trên đây không thỏa mãn thì bắt đầu tìm kiếm mới.

(B) Thiết bị đồng bộ khung phát hiện thấy sự xuất hiện của tín hiệu đồng bộ khung chính xác, có thể bắt đầu tìm kiếm mới đối với tín hiệu đồng bộ khung khi không thấy tín hiệu đồng bộ khung một trong hai khung tiếp theo.

(C) Ngay khi đồng bộ khung bị mất và cho đến khi được khôi phục thì một mẫu xác định có thể gửi đến mọi nhánh từ đầu ra của bộ tách càng sớm càng tốt. Nội dung nhị phân cân bằng này của mẫu gọi là tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS), tại 2048 kbit/s là một luồng liên tiếp của các bit 1.

(D) Hệ thống đồng bộ khung có thể đáp ứng đối với tỉ số lỗi trong tuyến. Cho đến khi đồng bộ khung được khôi phục thì hệ thống đồng bộ khung có thể giữ nguyên vị trí của mình.

3- Mất tín hiệu đồng bộ đa khung xảy ra khi mất đồng bộ khung. Để tránh điều kiện đồng bộ đa khung giả, các trình tự sau đây được sử dụng cho thiết bị ghép cấp 1-2048 kbit/s như trong bảng.

Đồng bộ đa khung xem như bị mất khi trong một chu kỳ của một hoặc hai đa khung tất cả các bit trong khe thứ 16 có trạng thái 0.

Đồng bộ đa khung xem như được khôi phục chỉ khi ít nhất một bit có trạng thái 1 trong khe thời gian 16 đứng trước tín hiệu đồng bộ đa khung được phát hiện lần đầu tiên.

Từ bảng 3.5 thấy rằng mỗi lần tín hiệu đồng bộ khung thu được không chính xác, bộ nhớ nâng cấp một đơn vị số cho đến khi đạt được đếm cho phép cực đại. Bộ nhớ này quay về 0 khi thu một tín hiệu đồng bộ khung chắc chắn, đảm bảo rằng trong lần mất tín hiệu đồng bộ khung (fas) tiếp theo hệ thống đợi cho đến khi đạt được cực đại trước khi hoạt động. Khi bộ nhớ đạt được cho phép cực đại, bắt đầu tìm tín hiệu đồng bộ khung. Điều này được thực hiện trong bộ ghép PCM cấp 1 - 2048 kbit/s nhờ dừng tín hiệu định thời trong bộ ghép PCM thu trong quãng 1 bit, do đó thay đổi mối liên hệ giữa thiết bị đầu cuối phát và thu. Hoạt động này liên tục cho đến khi thu được một tín hiệu đồng bộ khung chắc chắn. Như trong phần chú thích của bảng 3.5, trong thiết bị có mạch bảo vệ thu nhầm tín hiệu đồng bộ khung.

3.6.2. Những hoạt động gây hậu quả

3.6.2.1. Cảnh báo nghiệp vụ

Chỉ thị cảnh báo này được tạo ra để chỉ thị rằng nghiệp vụ do bộ ghép

PCM cung cấp không sử dụng được nữa và chỉ thị có thể gửi đến ít nhất cho chuyển mạch hoặc/và thiết bị ghép báo hiệu phụ thuộc vào sự sắp xếp. Chỉ thị được đưa vào ra càng sớm càng tốt và không chậm hơn 2 ms sau khi phát hiện trạng thái sự cố tương ứng, giả sử rằng thời gian trung bình để phát hiện mất đồng bộ khung và đưa ra chỉ thị tương ứng không dài hơn 3 ms.

3.6.2.2. Tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS)

Tín hiệu này thay thế cho tín hiệu thông tin bình thường khi chỉ thị cảnh báo bảo dưỡng đã hoạt động. Nội dung nhị phân của tín hiệu này đưa đến các nhánh đầu vào từ bộ tách kênh và đưa đến đầu ra bộ ghép kênh thường là một dãy liên tục các bit 1. Khi thiết bị tách kênh phát hiện được tín hiệu này sẽ gây ra cảnh báo bảo dưỡng đột biến kết hợp với sự mất đồng bộ khung để kiềm chế.

3.6.2.3. Cảnh báo bảo dưỡng đột biến

Chỉ thị cảnh báo bảo dưỡng đột biến phát ra cho biết rằng chất lượng hoạt động đã nằm dưới các tiêu chuẩn chấp nhận được và đòi hỏi sự chú ý bảo dưỡng tại chỗ. Khi tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) được phát hiện thì chỉ thị cảnh báo bảo dưỡng kết hợp với mất đồng bộ khung và tỷ số lỗi vượt quá có thể được hạn chế.

3.6.2.4. Chỉ thị cảnh báo cho đầu xa

Tín hiệu này được phát đi nhờ thay đổi bit 3 của khe thời gian 0 từ trạng thái 0 sang trạng thái 1 trong các khung không chứa tín hiệu đồng bộ khung của bộ ghép 2048 kbit/s và nhờ thay đổi bit nghiệp vụ của khe thời gian 24 từ trạng thái 1 sang trạng thái 0 của bộ ghép 1544 kbit/s. Cảnh báo này đã được trình bày trong các cấu trúc khung chỉ rõ trong mục 3.4 và 3.5. Chỉ thị cảnh báo này cần phải có hiệu lực càng sớm càng tốt.

3.6.2.5. Đình chỉ phát tại đầu ra tương tự

Trạng thái này chỉ áp dụng trong trường hợp ghép PCM.

3.7. BÁO HIỆU

Báo hiệu trong một mạng là chuyển thông tin cần thiết để điều khiển các phần tử chức năng khác nhau trong mạng đó. Có rất nhiều phương pháp báo hiệu. Đây là một phần do quá trình phát triển của mạng tự động và không tiêu chuẩn hóa thiết bị giữa các nước. Tuy nhiên, các mạng ngày càng có xu hướng tiêu chuẩn hóa, vì thông tin liên lạc toàn cầu đã trở nên hợp nhất và có chiều hướng đạt tới một mạng toàn cầu phức tạp duy nhất. Trong một mạng điện thoại nhu cầu báo hiệu được chia thành ba lĩnh vực sau đây:

1- Chuyển thông tin báo hiệu từ tổng đài nội hạt đi và đến thuê bao.

2- Xử lý thông tin báo hiệu trong các tổng đài.

3- Chuyển thông tin báo hiệu giữa các tổng đài trọng một mạng hoặc giữa các mạng.

BÁO HIỆU THUÊ BAO ĐẾN TỔNG ĐÀI

Chuyển thông tin báo hiệu từ thuê bao đến tổng đài dưới hai dạng. Thứ nhất là báo hiệu đường dây, khi đó trạng thái nhấc máy hoặc đặt máy cung cấp cho tổng đài nội hạt thông tin cần thiết về trạng thái cuộc gọi. Thứ hai là thông tin hoặc báo hiệu địa chỉ, trong đó thông tin dưới dạng chữ số chọn số được gửi đến tổng đài nội hạt.

TỔNG ĐÀI XỬ LÝ THÔNG TIN BÁO HIỆU

Tổng đài nội hạt hoặc các tổng đài khác sau khi thu thông tin tại các cửa vào sẽ quyết định thông tin này có cần được xử lý hay không thành một dạng thích ứng với nhu cầu báo hiệu ở đầu ra và những trạng thái báo hiệu nào cần nhận lại từ đầu ra,...

CHUYỂN THÔNG TIN BÁO HIỆU GIỮA CÁC TỔNG ĐÀI

Thông tin này lưu thông thường xuyên và dưới dạng một dãy áp chế dựa trên cơ sở khi tổng đài phát thông tin về tạo tuyến cuộc gọi, cần nhận được trả lời từ tổng đài ở xa trước khi đoạn tiếp theo của thông tin được gửi đi. Trong một số sắp xếp thực tế không đợi trả lời do thời gian đòi hỏi (như trong các mạch vệ tinh), vì thế sử dụng hình thức khác.

Trong phần này giới thiệu hai kỹ thuật báo hiệu điện thoại. Có *báo hiệu thông thường hoặc báo hiệu kênh kết hợp*, trong đó thông tin báo hiệu được truyền trên kênh như thông tin tiếng nói; và *báo hiệu kênh chung*, trong đó báo hiệu không truyền trên kênh như tuyến đàm thoại, nhưng trên một kênh được phân ra cho thông tin báo hiệu của các kênh thoại khác.

Trong PCM tín hiệu DC từ thuê bao hoặc từ tổng đài tương tự được biến đổi thành dạng mã bit và phát đi trên tuyến truyền dẫn sau khi ghép, chỉ khi đến đầu thu mới được tách và biến đổi thành DC gốc. Báo hiệu là hoàn toàn 4 dây và liên tục, thông tin báo hiệu được tạo ra nhờ mẫu mã bit của các bit báo hiệu. Như đã trình bày trên đây, thông tin báo hiệu PCM có thể là báo hiệu kênh kết hợp hoặc kênh chung tùy theo hoạt động của hệ thống. Mục 3.2, 3.4 và 3.5 đã trình bày tóm tắt vị trí các bit trong cấu trúc khung khác nhau của báo hiệu kênh chung và kênh kết hợp theo Khuyến nghị G.704 của CCITT.

3.8. ĐO THỬ TẠI TRẠM CỦA THIẾT BỊ GHÉP

Đo thử tại trạm thường được tiến hành ở giai đoạn lắp đặt thiết bị mới, nhưng có thể xảy ra sau n đây, thông tin báo hiệu được tạo ra nhờ mẫu mã bit của các bit báo hiệu. khi thay thế thiết bị hỏng hoặc khi bảo dưỡng tuyến thường kỳ. Điều kiện của các phép đo này là:

1. Đảm bảo rằng thiết bị được cung cấp và các tuyến nối hoặc các phiến mạch tương ứng đã được chọn lọc từ các kiểu nối và bộ dụng cụ có sẵn.

2. Thừa nhận rằng thiết bị hoạt động theo các chỉ tiêu và dựa vào khuyến nghị lắp đặt của CCITT.

3. Xác nhận rằng tất cả cảnh báo đều hoạt động và các mức ngưỡng được đặt chính xác.

4. Cung cấp các trị số ban đầu về các tham số giúp cho nhân viên bảo dưỡng phòng ngừa xác định được trong tương lai khi bất kỳ thiết bị nào hoạt động kém và đòi hỏi sự chú ý đặc biệt hoặc thay thế. Muốn vậy thì mỗi phiến mạch phải có nhãn chính xác và được đánh dấu, vị trí của chúng được ghi trong bộ nhớ với tất cả các chi tiết liên quan.

5. Giúp để cô lập các sự cố xuất hiện khi đo kiểm từ đầu này đến đầu kia.

Công việc thường xuyên đối với thiết bị lắp đặt mới là chu kỳ sấy 24 giờ trước khi đo thử hoặc khai thác. Giai đoạn này sẽ cho phép phát hiện lỗi sớm. Sau khi đưa vào khai thác có qui định rằng thiết bị phải hoạt động liên tục ba tháng đến một năm trước khi bàn giao. Điều này đảm bảo chắc chắn là những sự cố xuất hiện sau thời kỳ qui định đó đều không phải do không sấy. Trong khi đó trước khi dựa vào khai thác hoặc nếu cần thì trong khi khai thác, có một phiến nào đó bị hỏng thì việc đo kiểm gắn với phiến này phải thực hiện một cách đầy đủ và việc lập hồ sơ về sự cố một cách chi tiết được xem như một bộ phận của kết quả đo. Điều này giúp cho việc kiểm tra chất lượng trong trường hợp có sự cố tái diễn.

3.8.1. Yêu cầu thiết bị đo

Để đo kiểm thiết bị ghép đến 140 Mbit/s cần sử dụng các máy đo như sau:

- Bộ phát mẫu/bộ tách lỗi WG - PF4 hoặc bộ phân tích truyền dẫn số HP 3764 A;
- Bộ đếm tần số;
- Máy hiện sóng 300Hz;

- Máy đo đa năng số. Dây nối cần thiết;

- Phiến cắm đưa ra.

3.8.2. Kiểm tra sơ bộ

Sự kiểm tra sơ bộ này bao gồm các tiết mục như nối kết cuối đúng, lắp các phiến mạch đúng chỗ, ghi nhãn hiệu của các phiến, các giá chính xác và ghi số lượng các loại phiến mạch vào các bộ ghi. Ngoài ra phải sắp xếp các dây nối một cách chính xác.

3.8.3. Ổn định điện áp và tần số

Sử dụng thiết bị đo tổng hợp số để xác nhận chính xác hoặc đã điều chỉnh chính xác các điện áp nguồn cung cấp trong các giá khác nhau của thiết bị.

Dùng bộ đếm tần số kiểm tra độ chính xác tại các điểm đối với các tần số riêng biệt như khuyến nghị của các hãng sản xuất như là tần số đồng hồ ghép tại đầu ra (34368 kHz) và đầu vào (8448 kHz) và có dung sai như bảng 3.6. Đối với thiết bị ghép 140 Mbit/s, tần số đồng hồ có thể là sóng hài như 34816 kHz. Trong trường hợp này dung sai $\pm 15.10^{-6}$ vẫn được áp dụng và cho kết quả 34816 ± 0,522 kHz.

Sử dụng máy hiện sóng có chỉ dẫn càng ngắn càng tốt và kết cuối tại các trở kháng cho trong bảng 5.5 để kiểm tra gợn sóng do méo dạng sóng, kiểm tra dạng sóng ở đầu ra ghép và đầu ra các nhánh. Các dạng sóng phải phù hợp với Khuyến nghị G703 của CCITT.

3.8.4. Đo kiểm cảnh báo

Các phép đo này là rất quan trọng đối với đo trong trạm, vì có rất nhiều loại cảnh báo như đã trình bày ở mục 3.6. Thường thì các mạch báo yêu cầu nối các loại cảnh báo. Các loại cảnh báo này là "*nhanh*" khi cảnh báo đòi hỏi sự chú ý tức thời, là "*nội trạm*" khi cảnh báo đòi hỏi sự chú ý nhưng không khẩn cấp và loại nữa là "*chậm*" khi cảnh báo nhắc nhở trước rằng nếu sai sót không được chú ý sẽ có vấn đề về sau.

3.8.4.1. Cảnh báo nhanh

Những cảnh báo này là:

- Sự cố nguồn cung cấp.

- Mất tín hiệu ghép đến. Mất tín hiệu nhánh đến.

- Mất đồng bộ khung.

- Tỷ lệ lỗi của tín hiệu đồng bộ bằng 10^{-3};
- Hỏng Codec (nếu có lắp đặt).

Bảng 3.6- Dung sai tần số đồng hồ ghép (Khuyến nghị G703 của CCITT)

Tần số đồng hồ kHz	*Dung sai của CCITT* ± (× 10^{-6})	*Dung sai tần số tức thời* ± kHz
64	100	6,4
1544	50	77,2
6312	30	189,36
32064	10	320,64
44736	20	894,72
2048	50	102,4
8448	30	253,44
34368	20	687,36
139264	15	2088,96
564992	15	8474,88

3.8.4.2. Các cảnh báo nội trạng

Gồm các loại cảnh báo sau đây:

- Mất tín hiệu ghép đến tại đầu xa.
- Mất tín hiệu nhánh đến.
- Tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) thu từ thiết bị ghép đầu xa.
- Tỷ số lỗi của tín hiệu đồng bộ bằng 10^{-4}.

3.8.4.3. Các cảnh báo chậm

Các cảnh báo này phù hợp với:

- Mất tín hiệu nhánh đến.
- Mất tín hiệu nhánh đến có thể xem như một cảnh báo nhanh chỉ theo qui định của một số nước và không theo qui định của các nước khác (nó được xem như cảnh báo nhanh của CCITT).

Các phép đo kiểm đầu tiên là kiểm tra các đèn bất kỳ. Hiện nay thông thường phải có một mạch kiểm tra đèn lắp trong giá hệ thống cảnh báo. Tất cả các đèn đã hoạt động và mọi mạch nối các loại cảnh báo đã hoàn thiện, mỗi

cảnh báo riêng yêu cầu được đo thử. Mô hình của hệ thống có thể tạo ra nhờ sự sắp xếp của các thiết bị ghép nối vòng tại cấp cao hơn và các thủ tục của các hãng sản xuất được tuân thủ khi đo mỗi một trạng thái cảnh báo đã được mô tả hình hóa trên đây. Do làm gián đoạn nối vòng cấp ghép cao hơn, hệ thống có tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) sẽ có cảnh báo này hoạt động. Nếu bộ tạo xung mẫu đưa ra một loạt xung mẫu thích hợp và nối đến đầu vào ghép cấp cao nhất thì mất cảnh báo đồng bộ khung có thể xảy ra. Nếu hệ thống ghép thứ hai được sử dụng và được nối đến hệ thống đo thì có khả năng đo hoạt động của cảnh báo từ xa nhờ chuyển tuyến ra ghép từ hệ thống ghép để đo. Vì nó là đầu ra của bộ ghép kênh mà đầu vào đã bị cắt nên cảnh báo phát đi có thể không nhất thiết là cảnh báo nhanh, bởi vì sự cố không ảnh hưởng đến số liệu vào của trạm.

3.8.5. Đo kiểm cơ học

Một trong hầu hết các sự cố xảy ra là do kết cuối cáp không thích hợp. Phương pháp đơn giản để đo kiểm hệ thống là nối cấp cao nhất của mạch vòng thiết bị ghép và nối theo chuỗi macgarit của các nhánh vào, có nghĩa là nối đầu ra của nhánh 2 với đầu vào nhánh 3 và đầu ra nhánh 3 với đầu vào nhánh 4. Sau đó đầu vào nhánh 1 được nối vào bộ tạo xung mẫu có cấu trúc mẫu với chiều dài thích hợp như bảng 4.10. Đầu ra nhánh 4 được nối đến bộ phát hiện lỗi và tỷ số lỗi được ghi. Đo chập trên mọi sợi cáp và các bộ nối được thực hiện từng cái một và bộ phát hiện lỗi quan sát về bất kỳ lượng tăng nào của tỷ số lỗi. Nếu tỷ số lỗi tăng thì cáp hoặc bộ nối đang được xem xét có sự cố. Một sự cố đã được phát hiện và đã rõ ràng thì có thể khẳng định lại bằng lần đo chập khác. Quá trình này được tiếp tục nếu có các mức thấp hơn của tuyến ghép nối đến các nhánh đã được đo trước đó.

3.8.6. Kiểm tra lỗi

Với cách nối macgarit đã mô tả ở mục 3.8.5, mẫu đo giả ngẫu nhiên có tỷ số lỗi 10^{-6} được áp dụng. Bộ phát hiện lỗi ở đầu ra các nhánh nối theo chuỗi macgarit quan sát tỷ số lỗi này. Khi xác nhận, tỷ số lỗi trích ra đã thay đổi và hệ thống được quan sát trong một giờ hoặc lâu hơn đối với hoạt động không có lỗi.

BÀI TẬP

1. Trong mục 3.2.2 đã giải thích rằng 6 bit trong các khung lẻ (bit 1, 4 ÷ 8) có thể sử dụng trong các mạch quốc gia cho mục đích bất kỳ. Xác định tốc độ bit nếu các bit này được sử dụng để mang một vài dạng thông tin số.

(Trả lời 24 kbit/s).

2. Trong mục 3.2.2 xác định tốc độ bit của tín hiệu đồng bộ đa khung.

(Trả lời: 2 kbit/s).

3. Trong hệ thống PCM 30 kênh, mỗi một từ mã kênh thoại truyền qua tổng đài số dài bao nhiêu?

(Trả lời: 3,9 μs).

4. Nếu các hệ thống PCM 30 kênh đi vào tổng đài số, ma trận chuyển mạch của tổng đài phải lớn hơn hay bé hơn so với tổng đài tương tự cùng dung lượng?

(Trả lời: nhỏ hơn - tại sao?).

5. Đối với bộ ghép PCM 96 kênh, tốc độ bit của mã phát hiện lỗi là bao nhiêu?

(Trả lời: 10 kbit/s).

6. Đối với bộ ghép 96 kênh, tốc độ bit của kênh báo hiệu cho kênh PCM 3 bằng bao nhiêu?

(Trả lời: 1,666 kbit/s).

7. Đối với bộ ghép PCM 120 kênh có 49 bit dư sử dụng quốc gia, nếu hệ thống không sử dụng để chuyển tiếp các tuyến quốc tế, cộng thêm 3 bit dư vào x bit trong khe thời gian 67-70 trong khung 0. Xác định tốc độ bit cho một phân hệ sử dụng tất cả các bit dư này.

(Trả lời: 398 kbit/s).

8. Tốc độ bit bằng bao nhiêu khi mất cảnh báo đồng bộ khung trong hệ thống ghép PCM 120 kênh?

(Trả lời: 8 kbit/s).

9. Giả thiết bốn nhánh vào có cùng tốc độ số liệu 2048 kbit/s và tốc độ chèn là 5,736 kbit/s trong thiết bị ghép cấp hai yêu cầu chèn dương, thiết bị này có sức chứa của khung (a) bằng số lượng bit đồng bộ khung (10) chia cho tổng số bit khung 848. Xác định tốc độ bit ra theo lý thuyết của bộ ghép

(Trả lời: 8382,628 kbit/s).

10. Một hệ thống ghép cấp 4 có tốc độ bit ra bằng 97728 kbit/s và tốc độ bit nhánh vào bằng 32064 kbit/s. Độ dài khung là 1152 bit và số bit trên mỗi nhánh trong mỗi khung kể cả chèn là 378 bit. Xác định tốc độ chèn cực đại trên nhánh và tỷ số chèn định mức.

(Trả lời: 84833 bit/s; 0,0354).

11. Xác định tỷ số chèn định mức của thiết bị ghép 139.264 kbit/s có tốc độ bit nhánh là 34368 kbit/s và chiều dài khung ghép là 2928 bit và 723 bit trên mỗi nhánh (gồm cả bit chèn).

(Trả lời: 0,419).

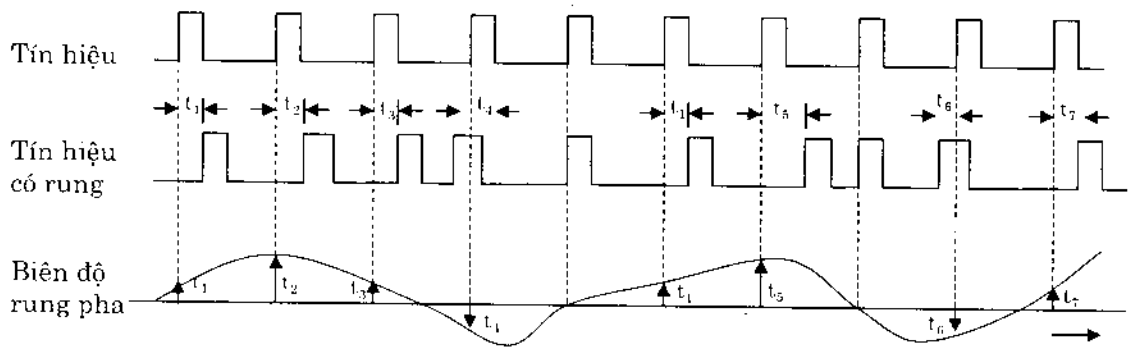
12. Xác định tỷ số chèn định mức của thiết bị ghép 139264 kbit/s có tốc độ nhánh 34368 kbit/s và chiều dài khung ghép là 2176 bit và 537 bit trên mỗi nhánh.

(Trả lời: 0, xem mục 3.5.5 và 3.5.6).

CHƯƠNG 4

RUNG PHA VÀ TRÔI TRONG CÁC MẠNG SỐ

Rung pha và trôi được định nghĩa tương ứng là sự biến thiên ngắn và dài các thời điểm có ý nghĩa của tín hiệu số so với các thời điểm lý tưởng của chúng. Các thời điểm có ý nghĩa có thể lấy ở điểm giữa hoặc điểm bất kỳ cố định nào đó được nhận biết một cách rõ ràng trên mỗi xung. Sự biến thiên các thời điểm có ý nghĩa ảnh hưởng đến tín hiệu số giống như trong trường hợp khi tín hiệu định thời gốc sử dụng để tạo ra dòng bit bị điều pha với một tín hiệu điều chế, đó là dạng sóng rung pha. Dạng sóng rung pha có thể được biểu diễn bằng một hàm liên tục theo thời gian và độc lập với tín hiệu số bị ảnh hưởng. Điều này được chỉ ra trong hình 4.1 biểu thị sự ảnh hưởng của rung pha đối với một tín hiệu định thời đơn giản ở máy thu. Các tín hiệu rung pha có ý nghĩa nhất là các tín hiệu ở khoảng tần số từ vài chục Hz đến vài kHz. Các đơn vị biểu thị biến đổi của rung pha phụ thuộc vào môi trường đang đo nó, và có thể là các đơn vị thời gian hoặc pha, hoặc các khoảng thời gian đơn vị (UI).



Hình 4.1- Minh họa rung pha và ảnh hưởng của nó đến tín hiệu số

Trong quyển sách này, chúng ta sẽ sử dụng UI, CCITT định nghĩa khoảng đơn vị là *"độ chênh lệch danh định về thời gian giữa các thời điểm có ý nghĩa kế tiếp nhau của một tín hiệu chiếm thời gian bằng nhau"*. Điều này có nghĩa là độ rộng của một chu kỳ tín hiệu số bằng khoảng thời gian đơn vị. Ví dụ, biên độ tức thời của rung pha đã được đo là 1 μs dưới dạng sóng vuông 100 kHz; vì chu kỳ của dạng sóng 100 kHz là 10 μs, đối với tín hiệu định thời phải phân biệt được dấu và khoảng cách, thời gian có ý nghĩa đối với tín hiệu này cách nhau 5 μs. Như vậy khoảng đơn vị sẽ là 5 μs và biên độ rung pha sẽ là 1μs/5μs = 0,2 UI.

4.1. CÁC NGUỒN RUNG PHA

Trong nhiều trường hợp rung pha không thể xác định được và chỉ được tính bằng cách sử dụng công cụ thống kê toán học như hàm mật độ xác suất của biên độ (pdf). Giá trị của hàm này chính là xác suất để tìm thấy biên độ rung pha, lớn hơn hoặc nhỏ hơn một giá trị xác định nào đó. Sau khi có hàm mật độ xác suất của biên độ rung pha, chúng ta tính được giá trị trung bình và phương sai của nó. Nếu dạng sóng rung pha có thể xác định được thì một tham số quan trọng là tốc độ biến đổi của rung pha trong tín hiệu số. Rung pha có thể xuất hiện do các nguyên nhân khác nhau trong một hệ thống truyền dẫn số, được liệt kê ở mục 4.1.1 đến 4.1.5. Tuy vậy, chủ yếu các nguyên nhân này có thể phân thành các loại như sau:

1. Rung pha hoặc trôi ở tần số rất thấp do sự thay đổi thời gian trễ truyền dẫn của các cáp,... Mà sự thay đổi đó lại do sự biến đổi chậm của nhiệt độ nơi đặt cáp gây ra.

2. Rung pha tần số thấp do sự bất ổn định không phối hợp của các nguồn đồng hồ gây ra.

3. Rung pha do tạp âm gây ra, nó xuất hiện do tạp âm pha trong các mạch của bộ dao động điều khiển bằng tinh thể được sử dụng để làm đồng hồ trong toàn hệ thống, cũng như tạp âm trong các mạch logic gây ra rung pha cho các chuyển tiếp số và đồng hồ trong khi có hiện tượng choãi sườn xung.

4. Rung pha sinh ra do ghép tín hiệu, xuất hiện do việc đưa vào hoặc lấy ra các bit hiệu chỉnh và các khung số.

5. Nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu gây nên méo dạng xung của mỗi bit. Điều này gây ra sự thay đổi về mức phát hiện của mỗi xung, gây nên hiện tượng rung pha cho luồng bit đã được tái sinh.

6. Rung pha của bộ tái sinh xuất hiện do sự khôi phục thời gian không phù hợp trong các trạm lặp tái sinh số.

Trừ rung pha sinh ra do các bộ tái sinh, các nguồn rung pha đã kể ở trên có ở mức thấp và không tương quan. Trong các trường hợp này, rung pha cộng với nhau trên cơ sở công suất và tích lũy dọc hệ thống truyền dẫn số. Tuy vậy rung pha của bộ lặp là do từng mẫu sinh ra và do đó tương quan với nhau. Vì cùng mẫu hoặc các biến đổi trùng mẫu đưa đến mỗi bộ lặp, nên trong trường hợp này rung pha sẽ được tích lũy trên cơ sở biên độ.

4.1.1. Rung pha do các phần tử định thời sinh ra

Rung pha này có biên độ và tần số tương đối thấp và nó xuất hiện do tạp âm pha không phối hợp trong mạch dao động của đồng hồ và do thay đổi độ rộng sườn xung trong các mạch logic. Trong nhiều trường hợp rung pha sinh ra có thể bỏ qua. Các yếu tố mà chúng có thể tạo ra các dạng rung pha hoặc trôi, là các sự biến đổi chậm trong nguồn cung cấp và các thay đổi về nhiệt độ lần lượt ảnh hưởng đến các mức ngưỡng kích thích trong các mạch logic.

4.1.2. Trôi do sự thay đổi nhiệt độ gây ra

Thường rung pha biến thiên chậm được xem như trôi xuất hiện do sự biến đổi về nhiệt độ của thiết bị và kênh truyền dẫn gây ra sự thay đổi về thời gian đối với tín hiệu đi qua chúng. Vì trôi có tần số thấp nên các vòng khóa pha có xu thế làm tăng sự trôi này và như vậy thực tế không thể dùng các vòng khóa pha để loại bỏ hoặc giảm sự trôi được, trừ khi thiết kế chúng có hằng số thời gian rất dài. Có thể sử dụng các bộ nhớ đệm có dung lượng đủ lớn, vì chúng có khả năng hấp thụ được các sự biến đổi của các rung pha tương đối dài hơn này.

Bảng 4.1- Các giá trị đánh giá đối với trôi

Hệ thống	*Trôi tiêu biểu*	
	Biến đổi tháng	*Biến đổi năm*
Cáp đối xứng 2048 kbit/s	30-42 ns/km	62-77 ns/km
Cáp đối xứng 8448 kbit/s	24-33 ns/km	48-61 ns/km
Cáp đồng trục 139264 kbit/s	0,5-0,7 ns/km	1,2-1,3 ns/km
Cáp sợi quang 139264 kbit/s	0,3-0,4 ns/km	0,6-0,8 ns/km
Viba 139264 kbit/s	rất nhỏ	rất nhỏ
Cặp ghép / tách số	bỏ qua	bỏ qua
Tổng đài chuyển tiếp số	bỏ qua	bỏ qua
Vệ tinh địa tĩnh	Thay đổi hàng ngày 0,15-1,5 ms	

Bảng 4.1 cho một số giá trị đánh giá của trôi đối với các hệ thống khác nhau ở Anh. Các biên độ trôi giống như rung pha, có thể được biểu thị bằng các khoảng đơn vị, nhưng phổ biến hơn thường dùng các đơn vị thời gian.

Thường thường người ta sử dụng các bộ nhớ đệm để điều tiết sự trôi tại đầu vào của các thiết bị số nhằm tối thiểu hóa các hiện tượng trôi điều khiển được hoặc không điều khiển được.

4.1.3. Rung pha do hiệu chỉnh tạo ra

Như đã trình bày ở trong mục 3.5.1, hiệu chỉnh là một quá trình trong đó các bit được chèn đều đặn vào luồng bit đến để nâng tốc độ bit lên đến tốc độ

mà thiết bị ghép kênh yêu cầu. Ở đầu cuối xa nhờ có các tín hiệu điều khiển hiệu chỉnh, các bit được chèn thêm vào đó bị gạt ra để khôi phục lại tín hiệu thông tin trở lại giá trị danh định của nó. Việc loại bỏ một bit hiệu chỉnh ở đầu cuối thu nghĩa là tín hiệu số xảy ra đột biến, được lọc ra để lại các chỗ trống của một khoảng khe thời gian. Tín hiệu bất thường này ngoài việc đi vào bộ nhớ đàn hồi, còn được đưa đến đầu vào mạch vòng khóa pha, mạch này tách tín hiệu định thời từ tốc độ trung bình của tín hiệu bất thường này. Tín hiệu định thời tổng hợp sử dụng để đọc tín hiệu ra từ bộ nhớ đàn hồi (nó đã hấp thụ sự bất thường này), như đã chỉ ra trong sơ đồ khối của bộ tách kênh ở hình 3.16.

Nếu sự định thời không tương thích, sẽ còn lại thành phần rung pha dư ở tín hiệu ra. Giá trị RMS của rung pha này có thể biểu thị bằng $0,2887/(f_{mux})$, ở đây f_{mux} là tốc độ bit ở đầu ra của bộ ghép kênh. Ngoài rung pha hiệu chỉnh, còn có một thành phần rung pha bổ sung gọi là rung pha "*thời gian chờ đợi*". Nó xuất hiện do sự trễ giữa thời gian hiệu chỉnh và khi một khe thời gian nhất định được chỉ định cho các hoạt động hiệu chỉnh đã có. Dạng rung pha này là một loại tích lũy trong thiết bị ghép kênh và có thể có các thành phần ở các tần số nằm trong băng thông của vòng khóa pha của bộ tách kênh, đó là rung pha tần số thấp. Trong thời gian chờ đợi biên độ rung pha tăng tuyến tính, tạo nên những mẫu răng cưa đặc trưng. Sự tích lũy của rung pha thời gian chờ đợi có tốc độ nằm giữa $(N)^{1/4}$ và $(N)^{1/2}$, ở đây N là số cặp ghép/kênh. Một mô hình đã được công bố phù hợp với các phép đo tiến hành trên một đoạn số gồm một thiết bị ghép/tách kênh. Một mô hình đã được công bố phù hợp với các phép đo tiến hành trên một đoạn số gồm một thiết bị ghép kênh có liên quan đã chỉ ra rằng rung pha của bộ lặp cộng thêm vào rung pha thời gian chờ đợi do bộ tách kênh và do đó trong **x** đoạn số đối với một hệ thống hữu tuyến hoạt động ở 140 Mbit/s và đối với một hệ thống viba hoạt động ở 34 Mbit/s, thì tổng rung pha J_X bằng công suất đó do một đoạn đơn nhân với căn bậc 3 của số đoạn suốt đường nối. Và người ta cũng đã chứng minh là biên độ rung pha của thời gian chờ đợi lớn hơn giá trị của rung pha mẫu phụ thuộc.

4.1.4. Rung pha do hoạt động của bộ tái sinh

Hầu hết các bộ tái sinh số sử dụng hiện nay đều tự định thời, tức là tín hiệu ra đã được định thời lại dưới sự điều khiển của một tín hiệu định thời đã được tách ra từ tín hiệu vào. Dạng rung pha đáng kể nhất xuất hiện do sự không hoàn thiện trong mạch điện, phụ thuộc vào dãy xung trong tín hiệu số đang được truyền đi. Rung pha này được gọi là rung pha mẫu phụ thuộc.

Trong các luồng bit số mang số liệu, không thể tách trực tiếp thông tin định thời được. Đó là vì luồng bit không chứa các xung trong mọi khe thời gian. Để tách thông tin định thời, cần phải tiếp tục xử lý và trong quá trình xử lý cần tạo ra một dòng xung đồng hồ đều đặn, đã có rung pha định thời xen vào. Một phương pháp đã được sử dụng để tách thông tin định thời là sử dụng luồng bit vào để thiết lập dao động trong mạch điều hưởng có Q cao. Nếu Q đủ cao, vào lúc thời gian dao động bắt đầu tắt sẽ có một xung khác đến và bắt đầu mạch lại dao động một lần nữa.

Vì thực tế Q của mạch là hữu hạn cho nên tín hiệu ra sẽ bao gồm vạch phổ đã được tách cộng với một thành phần rung pha do sự chuyển đổi biên độ pha của tạp âm ngẫu nhiên trong tín hiệu vào. Rung pha do tạp âm này tạo ra sẽ hoàn toàn ngẫu nhiên và không tương quan với tín hiệu vào. Vì vậy, các bộ lặp khác dọc đường dây tạo nên rung pha một cách độc lập và có xu hướng tích lũy, dù cho mỗi bộ lặp sẽ nén điều pha trong tín hiệu vào ở một phạm vi nào đó.

Tuy vậy, bất kỳ rung pha hoặc tạp âm pha nào nằm trong băng tần của mạch khôi phục đồng hồ sẽ xuất hiện trong tín hiệu định thời lại sẽ thêm vào rung pha do chính mạch khôi phục đồng hồ gây ra. Như vậy lượng điều pha bị giảm phụ thuộc vào giá trị Q của mạch điều hưởng và lượng mạch bị lệch tần số danh định. Đứng trên quan điểm của rung pha, sự hoạt động của một bộ lặp tái sinh tương đương như một bộ lọc thông thấp đối với rung pha có ở tín hiệu vào, nhưng đồng thời cũng tạo nên rung pha, như đã nói ở trên. Có thể biểu thị điều này bằng một nguồn rung pha bổ sung ở đầu vào. Nếu rung pha này thực sự là ngẫu nhiên, vì nó được sinh ra từ những mẫu phụ thuộc hoặc rung pha tương quan, thì tổng rung pha RMS J_N tồn tại trong tín hiệu số sau N bộ tái sinh sẽ được biểu thị bằng biểu thức gần đúng:

$$J_N = J.N^{1/4} \qquad (4\text{-}1)$$

Ở đây J là rung pha RMS tạo nên từ một bộ tái sinh đơn do các nguồn rung pha không tương quan. Nguồn rung pha tạo nên do một mẫu ngẫu nhiên là ngẫu nhiên về bản chất và hàm phân bố xác suất của biên độ (pdf) có thể coi gần như phân bố Gauss. Do đó, với một độ lệch chuẩn hoặc biên độ rung pha RMS đã cho, ta có thể tính được xác suất rung pha vượt bất kỳ biên độ đỉnh-đỉnh nào đã chọn. Với những mục đích xác định, giả thiết tỷ số đỉnh-đỉnh trên RMS là 12 đến 15, lúc đó xác suất vượt rất thấp.

Người ta không để ý đến các phân bố không tương quan xuất phát từ các bộ tái sinh, mà chỉ để ý đến các phân bố tạo nên rung pha của toàn bộ hệ thống.

Đó là vì, các tín hiệu tin tức, giả thiết là ngẫu nhiên, nhưng chúng thay đổi từ mẫu lặp này sang mẫu lặp khác. Do đó trái với rung pha không tương quan, rung pha của mẫu phụ thuộc là tương quan.

Vì rung pha mẫu phụ thuộc xuất phát từ các đoạn tái sinh là một loại rung pha nổi bật trong một mạng, vì vậy một vấn đề quan trọng là cách tích lũy của chúng. Do sự thay đổi các mẫu lặp trong một chuỗi bộ lặp gây ra một sự thay đổi tương đối về định thời đồng hồ, tăng lên theo số bộ lặp trong chuỗi. Dọc theo chuỗi sẽ có rung pha tích tạo do tăng sự thay đổi tương đối về những xuất hiện định thời của đồng hồ. Như vậy, các bộ tái sinh ở đầu cuối xa hoạt động có sự lệch điều hưởng rõ ràng của các mạch trong một chu kỳ điều đó có thể đánh giá được sau khi thay đổi mẫu.

Ngoài ra có ảnh hưởng của chuyển tiếp biên độ xuất hiện ở đầu ra của mỗi một bộ lặp do sự thay đổi liên kết trong mật độ xung xuất hiện từ sự thay đổi mẫu. Kết quả tổng hợp là sinh ra một tạp âm loạn chuyển tiếp trong khoảng thời gian dài về cả biên độ và pha. Sử dụng các mạch hạn chế trong bộ tái sinh để giải quyết vấn đề biến đổi biên độ, nhưng dịch pha lại làm giảm độ dự trữ hoạt động của bộ tái sinh trong thời gian tạp âm chuyển tiếp.

Công nhận một điều là hầu hết rung pha được thêm vào mẫu phụ thuộc và vì tại mỗi một bộ lặp mẫu giống nhau, điều đó có thể giả thiết rằng rung pha giống nhau đã bổ sung tại mỗi một bộ lặp trong chuỗi các bộ lặp giống nhau.

Trong trường hợp này, có thể chỉ ra rằng các thành phần rung pha tần thấp được cộng tuyến tính, còn sử dụng hiệu quả lọc thông thấp của các bộ tái sinh kế tiếp nhau để tăng tiêu hao đối với các thành phần tần số cao. Nếu một tín hiệu ngẫu nhiên đã được truyền đi, rung pha RMS J_N có trong tín hiệu sau N bộ tái sinh được thể hiện bằng biểu thức:

$$J_N = J_1.(2N)^{1/2} \text{ đối với các giá trị N lớn} \qquad (4\text{-}2)$$

Ở đây J_1 là rung pha RMS xuất phát từ một bộ lặp đơn do cơ chế mẫu phụ thuộc.

Khuyến nghị G823 của CCITT công bố rằng: dựa vào các số liệu thực nghiệm, các giá trị J_1 có thể đạt được trong khoảng 0,4 ÷ 1,5% của khoảng thời gian đơn vị bằng cách sử dụng các thiết kế hiệu quả cao.

So sánh các công thức (4-1) và (4-2) ta thấy rung pha của các mẫu phụ thuộc tích lũy nhanh hơn so với rung pha của các mẫu độc lập, vì số bộ tái sinh tăng lên nên biên độ rung pha do một chuỗi các bộ tái sinh tăng lên không giới hạn. Nếu khi khôi phục thời gian, sử dụng vòng khóa pha thì tốc độ tích lũy biên tăng nhanh hơn. Trong trường hợp này, biểu thức đối với rung pha J_N RMS là:

$$J_N = J_1(2NA)^{1/2} \qquad (4\text{-}3)$$

Ở đây A là hệ số phụ thuộc vào số bộ tái sinh và hệ số nhụt của vòng.

Trong ứng dụng này, nói chung hệ số nhụt được chọn để tạo ra một giá trị A biên lớn hơn đơn vị.

Sử dụng một bộ lọc (SAW-Surface Acoustic Wave) sóng âm bề mặt theo phương ngang khi khôi phục định thời tạo ra tốc độ tích lũy xấp xỉ tốc độ đã thu được đối với các nguồn rung pha không tương quan. Đó là vì thời gian trễ lớn giữa thời gian tín hiệu đi vào bộ lọc và thời gian tín hiệu định thời đã được khôi phục xuất hiện ở đầu ra. Thời gian trễ này làm ngẫu nhiên hóa rung pha của các mẫu phụ thuộc một cách có hệ thống, cho phép rung pha xuất hiện do các nguồn rung pha không tương quan được tích lũy theo cùng một cách.

Chỉ lưu ý một vấn đề nữa là suy giảm biên độ trong rung pha đồng chỉnh. Loại rung pha này được trình bày ở mục 4.1.5. Một phương pháp khác để giảm rung pha các mẫu phụ thuộc so với rung pha không tương quan là sử dụng mạch của bộ lặp để tạo ra các biến đổi mẫu. Thí dụ như biến đổi mẫu trên cơ sở cộng modun 2 và sự đảo bị trễ của nó làm cho rung pha RMS tích lũy như cho trong phương trình (4-1).

4.1.5. Rung pha đồng chỉnh

Rung pha đồng chỉnh là hiệu tức thời giữa rung pha tín hiệu định thời và rung pha tín hiệu tin tức. Đó là rung pha tương đối, ngược với rung pha tuyệt đối. Cũng có thể xem đó là hiệu giữa rung pha vào và rung pha ra của một bộ tái sinh bất kỳ trong một chuỗi dài của các bộ lặp tái sinh, sẽ có giá trị không đổi đối với tất cả các bộ lặp, và giá trị cực đại xuất hiện trong chuỗi.

4.2. CÁC ẢNH HƯỞNG CỦA RUNG PHA (KHUYẾN NGHỊ G823 CỦA CCITT)

Tại một giao diện liên kết, dung sai vào đối với rung pha của thiết bị tiếp theo sẽ được thiết kế để điều tiết rung pha do thiết bị phía trước sinh ra; nói cách khác, nếu không điều khiển một cách thích đáng thì sự tích lũy rung pha sẽ gây ra những vấn đề sau:

1. Tăng xác suất các lỗi số đưa vào trong các tín hiệu số tại các điểm tái sinh tín hiệu do các tín hiệu định thời bị lệch về thời gian so với các vị trí tối ưu của chúng.

2. Đưa các độ rung pha không điều khiển được vào các tín hiệu số do khả năng nhớ số đã được thiết kế để phục vụ cho các mục đích khác đã sử dụng hết, vì thế gây ra sự tràn bộ nhớ, với hiệu ứng ngược lại là làm cạn bộ nhớ. Hiện tượng tràn và cạn xuất hiện trong các loại nào đó của các bộ nhớ đệm và các bộ so pha của thiết bị đầu cuối, ví dụ các bộ giảm rung pha và thiết bị ghép kênh số nào đó.

3. Suy giảm tin tức tương tự, đã được mã hóa số do sự điều pha của các mẫu đã được khôi phục trong thiết bị biến đổi số/tương tự ở đầu cuối của đường nối. Trong trường hợp này, rung pha thời gian ảnh hưởng đến tính đồng đều về khoảng cách giữa các mẫu của các tín hiệu PAM đã được khôi phục, người ta thường gọi là rung pha tuyệt đối. Tín hiệu tiếng nói đã được mã hóa số thì nhạy hơn nhiều.

4.3. CÁC GIỚI HẠN CỦA RUNG PHA VÀ TRÔI

Trong một mạng thông tin số, cần phải điều khiển được sự tích lũy rung pha và trôi. Các lý do để điều khiển này là phải đảm bảo các mục tiêu về lỗi số và trôi không được vượt các chỉ tiêu đã nêu ra trong Khuyến nghị G821 và G822 của CCITT và chất lượng thông tin tương tự đã mã hóa lấy ra từ các mẫu đã được khôi phục trong quá trình biến đổi số thành tương tự không bị giảm sút đáng kể.

Điều khiển rung pha để hạn chế số lỗi trong một phạm vi cho phép bằng cách giới hạn lỗi đồng chỉnh trong mỗi một quá trình khôi phục thời gian. Điều này có thể đạt được bằng cách thiết kế mạch khôi phục đồng hồ có độ rộng băng tần của rung pha có thể so sánh được với băng tần của rung pha vào. Biên độ rung pha tuyệt đối thường không đáng kể khi xuất hiện các lỗi do rung pha tạo ra.

Việc điều khiển trôi nằm trong phạm vi cho phép chỉ có thể đạt được nếu xét đến việc tạo ra rung pha và tích lũy rung pha trong tất cả các thiết bị trên toàn mạng. Điều này nói lên yêu cầu đối với điều khiển toàn bộ rung pha và các đặc điểm kỹ thuật của rung pha.

Vì điều khiển rung pha nghĩa là *"điều khiển rung pha trong một giới hạn xác định"* cần phải định rõ các giới hạn này bằng cách sao cho có thể thực hiện được sự điều khiển toàn bộ. Đặc điểm kỹ thuật của các giới hạn này được xác định như sau:

Các thành phần liên kết khác nhau như các tuyến viba số hoặc các phần riêng biệt của thiết bị như thiết bị ghép kênh, các tổng đài số,... Mạng tổng thể với những cấu hình mạng khác nhau. Các mạng nối quốc tế.

Quan điểm điều khiển rung pha phải đảm bảo là các mục tiêu lỗi và trôi... sẽ đáp ứng đối với rung pha xảy ra trên phần tử bất kỳ của mạng ở đầu vào của nó, không kể đến vị trí của nó trong mạng hoặc tín hiệu xuất phát từ đâu trong mạng lưới. Hơn nữa các mục tiêu này phải tiếp tục đáp ứng dù rằng mạng được mở rộng và cấu hình của nó thay đổi.

Khuyến nghị G 823 của CCITT tập trung vào việc điều khiển rung pha và trôi trong các mạng số dựa trên cấp 2048 kbit/s và được giải quyết trước lúc xét cấp 1544 kbit/s.

4.3.1. Các giới hạn của rung pha và trôi đối với cấp 2048 kbit/s (Khuyến nghị G823 của CCITT)

Trong trường hợp này, quan điểm cơ bản là xác định giới hạn cực đại của mạng không được vượt quá tại giao diện phân cấp bất kỳ nào và đưa ra một khung thích hợp cho các đặc điểm kỹ thuật của các thiết bị số riêng biệt. Ngoài ra, còn cung cấp các nguyên tắc chỉ đạo và thông tin, nhưng không cung cấp những giới hạn, để có thể tiến hành các nghiên cứu và đo lường sự tích lũy của rung pha.

Bảng 4.2- Rung pha cho phép cực đại tại giao diện phân cấp dựa trên cấp 2048 kbit/s. (Rung pha đầu vào có thể chịu được)

Giá trị tham số		*Giới hạn mạng của rung pha đỉnh-đỉnh*		*Độ rộng băng tần của bộ lọc đo*		
Tốc độ số của 1 UI		B_1 *UI*	B_2 *UI*	*Bộ lọc thông dải có tần số cắt thấp f_1 hoặc f_2 và cắt trên f_4*		
kbit/s	*ns*	*đo f_1-f_4*	*đo f_3-f_4*	f_1, *Hz*	f_3, *kHz*	f_4, *kHz*
64(1)	15600	0,25	0,05	20	3	20
2048	488	1,5	0,2	20	18 (700Hz)	100
8448	118	1,5	0,2	20	3 (80(kHz)	400
34368	29,1	1,5	0,15	100	10	800
139264	7,18	1,5	0,075	200	10	3500

Ghi chú:

1. Chỉ đối với giao diện đồng hướng.

2. Các giá trị tần số trong dấu ngoặc đơn chỉ sử dụng cho các giao diện quốc gia nào đó.

4.3.1.1. Các giới hạn của mạng đối với rung pha ra cực đại ở giao diện cấp bất kỳ

Bảng 4.2 cho những giới hạn của Khuyến nghị G823 của CCITT, biểu thị những mức cho phép cực đại của rung pha tại các giao diện phân cấp trong một mạng số.

Các giới hạn này sẽ đáp ứng cho tất cả các điều kiện hoạt động và không để ý đến số lượng thiết bị đặt trước giao diện.

Trong các tín hiệu của các mạng hoạt động, tại một giao diện, có thể nén rung pha đến một giới hạn cực đại cho phép của mạng. Đây là một vấn đề quan trọng trong lúc thiết kế các bộ giảm rung pha hợp thành của các thiết bị trong đó rung pha này cùng với rung pha bổ sung bất kỳ sinh ra trong hệ thống trước bộ giảm rung pha.

4.3.1.2. Các giới hạn rung pha thích hợp với các thiết bị số

Đối với các thiết bị số riêng rẽ, có thể chỉ ra đặc tính của rung pha theo 3 cách:

- Dung sai của rung pha và trôi của các đầu vào số (rung pha vào cho phép).
- Rung pha đầu ra cực đại khi không có rung pha ở đầu vào (rung pha nội tại).
- Đặc tính truyền đạt rung pha.

DUNG SAI RUNG PHA VÀ TRÔI CỦA CÁC CỔNG VÀO SỐ

Bảng 4.2 xác định các giới hạn của rung pha mạng với các tốc độ bit khác nhau. Các giới hạn này được sử dụng để đảm bảo là trong các điều kiện xấu nhất, các cổng vào của các thiết bị có thể điều tiết các mức này của rung pha khi nối đến bất kỳ giao diện phân cấp đã giới thiệu trong mạng lưới.

RUNG PHA ĐẦU RA CỰC ĐẠI KHI KHÔNG CÓ RUNG PHA VÀO

Vì cần phải hạn chế lượng rung pha có thể sinh ra trong các phần khác nhau của thiết bị, các khuyến nghị của CCITT xác định mức rung pha cho phép cực đại được tạo ra khi không có bất kỳ rung pha nào vào, để đối phó với các hệ thống riêng biệt. Các giới hạn này không bao giờ vượt quá giới hạn cho phép cực đại của mạng.

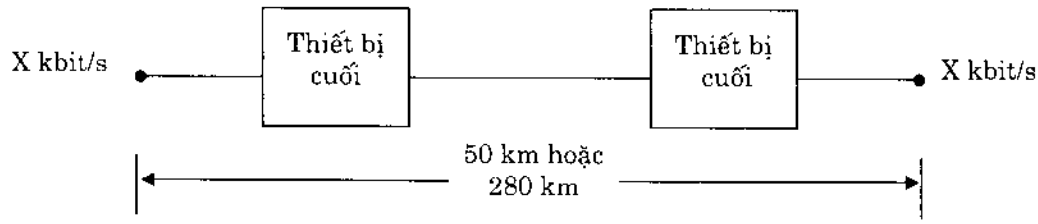
CÁC ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT CỦA RUNG PHA

Trong nhiều trường hợp rung pha có mặt ở đầu vào của một thiết bị được truyền một cách cục bộ đến đầu ra. Trong lúc đi qua thiết bị thì các tần số rung pha cao hơn thường bị suy hao, còn các rung pha tần số thấp hơn có thể không

bị suy hao. Đặc tính truyền đạt rung pha ở trong các khuyến nghị của CCITT cho dưới dạng một mặt nạ biểu thị quan hệ độ tăng rung pha cho phép theo tần số đối với các phần riêng của thiết bị hoặc của hệ thống.

4.3.1.3. Các giới hạn rung pha đối với các đoạn số

Để đưa ra được các giới hạn rung pha cho các đoạn số thì cần phải giới thiệu một đoạn số mẫu giả định chuẩn (HRDS) có độ dài đã chọn 50 km hoặc 280 km. Các độ dài này biểu thị các đoạn số giống như thường gặp trong các mạng hoạt động thực tế và đủ dài để cho phép phù hợp với các đặc điểm kỹ thuật thực tế đối với các hệ thống viba số. Mô hình là đồng nhất nếu trong đó không có các thiết bị số khác như các bộ tách - ghép. Hình 4.2 chỉ ra HRDS này, và các đặc tính kỹ thuật trong bảng 4.3 liên quan đến nó.



Hình 4.2- Đoạn số giả định chuẩn (HRDS)

Bảng 4.2 cho giới hạn dưới của rung pha vào có thể cho phép. Các giới hạn đã nếu ra của hàm truyền đạt rung pha (Khuyến nghị G921 của CCITT) có độ tăng cực đại 1 dB với giới hạn tần số thấp là 5 Hz là có thể chấp nhận được. Đối với các đoạn đường ở tốc độ 2048 kbit/s tuân theo giao diện tùy chọn quốc gia có thể thay đổi, được biểu thị bằng các con số trong các dấu ngoặc trên bảng 4.2, độ tăng rung pha 3 dB là có thể chấp nhận được. Rung pha ra khi không có rung pha vào với điều kiện tín hiệu bất kỳ có hiệu lực không được vượt giới hạn đã cho ở bảng 4.3.

4.3.1.4. Các giới hạn rung pha đối với bộ tách - ghép

Trong bảng 4.4 cho đặc tính truyền đạt rung pha đối với các tốc độ bit từng cấp khác nhau. Tín hiệu thử nhị phân tương đương sẽ là 1000. Đối với các bộ tách - ghép số thì các giới hạn rung pha được tổng kết trong bảng 4.5.

Bảng 4.3- Rung pha đầu ra cực đại khi không có rung pha vào đối với một đoạn số có độ dài một HRDS (rung pha nội tại)

Tốc độ bit kbit/s	Độ dài HRDS km	Rung pha đỉnh-đỉnh của đầu ra cực đại đối với đoạn số có độ dài HRDS		Dải tần của bộ lọc đo		
		Giới hạn tần thấp (f_1-f_4) UI	Giới hạn tần cao (f_3-f_4) UI	Bộ lọc thông dải có tần số cắt thấp f_1 hoặc f_3 và cắt trên f_4		
				f_1, Hz	f_3, kHz	f_4, kHz
2048	50	0,75	0,2	20	18 (700Hz)	100
8448	50	0,75	0,2	20	3 (80kHz)	400
34368	50	0,75	0,15	100	10	800
34368	280	0,75	0,15	100	10	800
139264	280	0,75	0,075	200	10	3500

Ghi chú:

Đối với các giao diện trong mạng quốc gia, có thể sử dụng các giá trị đối với f_3 trong các dấu ngoặc.

Bảng 4.4- Các đặc tính truyền đạt rung pha của bộ tách - ghép số

Tốc độ số, kbit/s	Hệ số khuếch đại của rung pha, dB	Tần số		Hệ số uốn sau tần số cắt, dB/D
		Thấp nhất	Cắt f_2 (Hz)	
2048 được nghiên cứu				
8448 (P)	0,5	Càng thấp càng tốt	40	20
34368 (P)	0,5	Càng thấp càng tốt	100	20
139264 (4×34368 (P))	0,5	Càng thấp càng tốt	300	20
139264 (16×8448 (P))	0,5	Càng thấp càng tốt	100	20

P: hiệu chỉnh dương

4.3.2. Các giới hạn của rung pha và trôi đối với cấp số 1544 bit/s (Khuyến nghị G824 của CCITT)

Quan điểm điều khiển rung pha đối với cấp này dựa trên cơ sở là phải có một giới hạn mạng cực đại đối với rung pha mà nó phải thỏa mãn chất lượng dịch vụ trên một mạng cơ bản 1544 kbit/s và cho đặc điểm rung pha của các thiết bị số riêng rẽ.

Bảng 4.5- Các giới hạn rung pha cực đại ở đầu ra của bộ tách-ghép

Tốc độ số, kbit/s	*Khoảng đơn vị, ns*	*Loại ghép kênh*	*Rung pha đỉnh-đỉnh UI*	*Phạm vi tần số đo*	
				f_1, Hz	*f_4, kHz*
2048 ($) Nhánh 64 hoặc 384 được nghiên cứu	488	S	0,05	20	100
8448 ($) Nhánh 2048 (#) Nhánh 2048, không có rung pha vào Nhánh 64 được nghiên cứu	118	S,P	0,05 0,05 0,25	20 18 kHz(700 Hz)	400 100 100
34368 ($) Nhánh 8448 (#) Nhánh 8448, không Có rung pha vào	29,1	P	0,05 0,05 0,25	100 3 kHz(80 kHz)	800 400 400
139264 ($) Nhánh 34368 (#) Nhánh 34368 không có rung pha vào	7,8	P	0,05 0,05 0,3	200 10 kHz	3500 800 800

Ghi chú:

$- Tín hiệu định thời truyền đi lấy từ một đồng hồ bên trong.

S- Đồng bộ; P- Xen dương, phối hợp dương.

#- Sử dụng một bộ lọc thông dải có hệ số uốn 20 dB/D. Rung pha sẽ không lớn hơn giá trị đã xếp trong bảng với xác suất 99,9% trong thời gian đo 10 s các tần số trong dấu ngoặc hệ số chọn Q thấp như Khuyến nghị G703 của CCITT cho phép.

4.3.2.1. Các giới hạn mạng đối với rung pha ra cực đại tại giao diện phân cấp bất kỳ

Bảng 4.6 cho các giá trị khuyến nghị tạm thời và để chỉ đạo.

4.3.2.2. Các giới hạn rung pha và trôi đối với các thiết bị số

Giả thiết rằng, các mạng số đang hoạt động theo phương thức cận đồng bộ đối với các tuyến quốc tế và phương thức cận đồng bộ hoặc đồng bộ (có thể là chủ-tớ hoặc tương hỗ, đối với mạng quốc gia).

Bảng 4.6- Rung pha cho phép cực đại ở các giao diện phân cấp

Giá trị tham số Tốc độ của 1 UI kbit/s	Giới hạn mạng của rung pha đỉnh-đỉnh		Độ rộng băng tần của bộ lọc đo		
	B_1 UI đo f_1 - f_4	B_2 UI đo f_3 - f_4	Bộ lọc thông dải có tần số cắt dưới f_1 hoặc f_3 và tần số cắt trên f_4 (B_1; f_1 và f_4, B_2; f_3 và f_4)		
			f_1, Hz	f_3, kHz	f_4, kHz
1544	2	0,05	10	8	40
*6312 (Ghi chú 1)	1	0,05	60	32	160
*6312 (Ghi chú 2)	2	0,05	10	24	120

* *Kết quả nhằm đi đến một tập duy nhất của các giá trị đối với các giao diện 6312 kbit/s.*

Ghi chú 1: *Biểu thị các giá trị thích hợp đối với các mạng sử dụng mức cấp 3: 32064 kbit/s.*

Ghi chú 2: *Biểu thị các giá trị thích hợp đối với các mạng sử dụng mức cấp 3: 44736 kbit/s.*

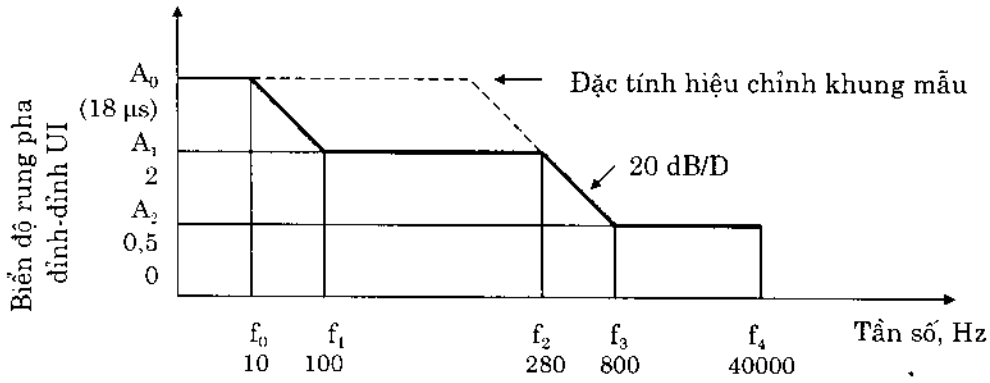
CÁC TUYẾN KẾT CUỐI CỦA CÁC THIẾT BỊ SỐ TRONG MỘT MẠNG SỐ ĐỒNG BỘ

Giả sử thiết bị số được quy định tại các nút sẽ điều tiết sự thay đổi đồng hồ trong một thời hạn ngắn cùng với rung pha và trôi trong thiết bị truyền dẫn, như vậy trong các điều kiện đồng bộ bình thường thì độ lệch sẽ không xuất hiện. Trong trường hợp suy giảm đặc tính công tác, các điều kiện có sự cố...; khoảng thời gian lỗi (TIE) giữa tín hiệu vào và đồng hồ bên trong thiết bị có thể vượt quá độ rung pha cho phép và trôi của thiết bị; sau đó sẽ tạo nên độ lệch đã được điều khiển cùng với độ lệch của các tổng đài điện thoại và độ lệch không được điều khiển trong bộ ghép kênh không đồng bộ.

Mức rung pha và trôi cần phải được điều tiết ở đầu vào, đối với thiết bị không gây ra độ lệch - xem hình 4.3. Trong Khuyến nghị G824 của CCITT không có các giá trị đối với các cấp 6312 kbit/s và cao hơn.

Giá trị 18 μs đối với A_0 biểu thị độ lệch pha tương đối giữa tín hiệu vào và tín hiệu thời gian cục bộ nội bộ lấy từ đồng hồ chuẩn.

Giá trị A_0 này tương ứng với giá trị tuyệt đối 21 μs ở cổng vào của thiết bị (nút) và giả sử rằng độ trôi cực đại của tuyến truyền dẫn giữa 2 nút là 11 μs. Chênh lệch 3 μs tương ứng với 3 μs cho phép đối với độ lệnh pha thời hạn dài trong đồng hồ chuẩn quốc gia.



Hình 4.3- Mặt nạ của rung pha đỉnh và trôi phải được điều tiết ở đầu vào của nút trong mạng số (tốc độ bit số trong trường hợp này là 1544 kbit/s)

CÁC TUYẾN KẾT CUỐI CỦA THIẾT BỊ SỐ NỐI GIỮA CÁC MẠNG ĐỒNG BỘ ĐỘC LẬP

Tại các nút của các tuyến kết cuối đều nối với các mạng đồng bộ độc lập hoặc ở đó sử dụng phương thức cận đồng bộ. Trong các mạng quốc gia, khoảng thời gian lỗi giữa tín hiệu vào và đồng hồ nội bộ của thiết bị cuối cùng sẽ vượt độ trôi và rung pha cho phép của thiết bị, và như vậy sẽ xuất hiện sự lệch. Trong trường hợp này tốc độ lệch trung bình được điều khiển trong thời hạn dài cho phép cực đại là trong 70 ngày.

4.3.2.3. Các giới hạn rung pha thích hợp với các đoạn tuyến số

Các Khuyến nghị G911-G915 của CCITT nói rõ rằng hiện nay đối với cấp 1544 kbit/s nghiên cứu những vấn đề sau:

- Giới hạn dưới của rung pha cực đại cho phép ở đầu vào.
- Giới hạn của rung pha ra.
- Rung pha ra cực đại khi không có rung pha... ở đầu vào.
- Các hàm truyền đạt rung pha.

4.3.2.4. Các giới hạn rung pha đối với bộ tách - ghép

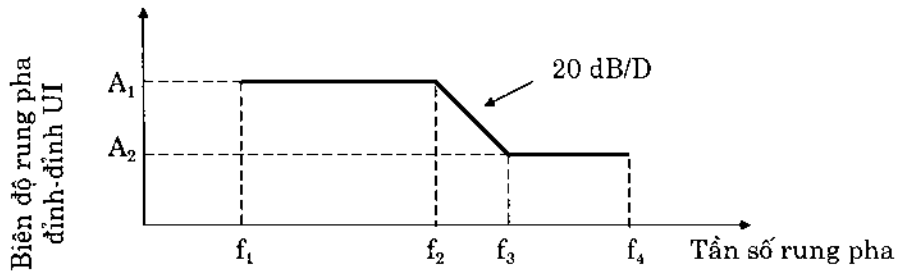
CÁC ĐẶC ĐIỂM KỸ THUẬT Ở CÁC CỔNG VÀO

Đối với tất cả các cấp từ 1 đến 4 (97728 kbit/s), tín hiệu số ở các cổng vào sẽ là một phần cho trong bảng 5.5, được thay đổi bằng đặc tính truyền dẫn của cáp nối. Đặc điểm kỹ thuật đầy đủ hơn xin tham khảo Khuyến nghị G 703 của CCITT.

Các cổng vào có thể cho phép một tín hiệu số có các đặc tính điện xác định nhưng rung pha hình sin đã làm thay đổi đến các giới hạn xác định biểu thị bằng quan hệ biên-tần như trên hình 4.4. Lượng bit tương đương của tín hiệu có điều chế rung pha đưa đến các đầu vào sẽ là một dãy bit giả ngẫu nhiên có độ dài $2^{15} - 1$.

Tín hiệu có điều chế rung pha đưa đến đầu vào của bộ tách kênh sẽ bao gồm các bit bổ sung vào các bit thông tin cần thiết để tạo khung và hiệu chỉnh tốc độ.

Bảng 4.7 chỉ ra các giá trị giới hạn dưới mức rung pha cực đại cho phép của các bộ ghép tách kênh khác nhau trong phân cấp 1544 kbit/s. Bảng này được sử dụng cùng với hình 4.4 nhằm để giải thích rung pha đỉnh-đỉnh trong các khoảng đơn vị và các tần số điểm gãy khác nhau.



Hình 4.4- Mặt nạ đối với các giới hạn trước ở các cổng vào của các bộ tách - ghép

Bảng 4.7- Giới hạn dưới cực đại cho phép của rung pha đầu vào

Đầu vào, kbit/s	*A_1, UI*	*A_2, UI*	*f_1, Hz*	*f_2, Hz*	*f_3, kHz*	*f_4, kHz*
1544	2	0,05	10	200	8	40
6312 (tạm thời)	8	0,05	10	200	32	160
6312	1	0,05	60	1600	32	160
32064 (tạm thời)	5	0,05	60	1600	160	800
6312	2	0,05	10	600	24	120
44736	14	0,05	10	3200	900	4500
32064 (tạm thời)	2	0,2	10	800	8	400
97728 (tạm thời)	6	0,1	10	5500	325	1000

Bảng 4.8- Rung pha đầu ra của bộ ghép kênh số và tách kênh số khi không có rung pha đầu vào

Tốc độ số, kbit/s	*Rung pha đầu ra RMS UI*	*Rung pha đầu ra của nhánh đỉnh-đỉnh khi rung pha vào bằng UI*
6312 1544	0,01	0,333
32064 6312	0,01	0,2
43736 6312	0,01	0,2
97728 32064	0,01	0.25

RUNG PHA ĐẦU RA CỦA TÍN HIỆU GHÉP KÊNH

Bảng 4.8 biểu thị các giới hạn rung pha ở đầu ra của bộ ghép kênh. Đồng thời nó cùng biểu thị rung pha ở đầu ra của bộ tách kênh khi không có rung pha vào của bộ ghép kênh hoặc tách kênh.

ĐẶC TÍNH TRUYỀN ĐẠT RUNG PHA CỦA BỘ TÁCH KÊNH

Tín hiệu nhánh được điều chế bởi rung pha hình sin sẽ là đối tượng đối với các đặc tính truyền đạt rung pha của bộ tách kênh nằm trong giới hạn khuếch đại cho trong bảng 4.9. Tần số f_0, không xác định càng thấp càng tốt sẽ được đưa vào tính toán các giới hạn của thiết bị đo.

Bảng 4.9- Đặc tính truyền đạt của bộ tách kênh

Tốc độ số của nhánh (đầu ra có rung pha) kbit/s	*Độ khuếch đại rung pha f_0, dB*	*Tần số gãy thứ nhất f_1, Hz*	*Tần số gãy thứ hai f_2, Hz*	*Hệ số uốn $>f_1$ dB/D*	*Hệ số uốn $>f_2$ dB/D*
1544 (6312 vào)	0,5	350	2500	40	20
6312 (32064 vào)	0,5	65	-	20	-
6312 (44736 (vào)	0,1	500	2500	40	20
32064 (97728 vào)	0,5	320	-	20	-

4.4. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐO RUNG PHA

Nhằm để định mức đặc tính rung pha của thiết bị và các hệ thống và so sánh với các giới hạn đã cho trong mục 4.3, người ta phải tìm ra một cách đo rung pha. Trước lúc mô tả các phương pháp đo, các bài đo thì trong mục 4.4.1 đã miêu tả một cách vắn tắt một số thiết bị đo được dùng trong thực tế. Mục 4.4.2 mô tả các phương pháp đo thông dụng theo các Khuyến nghị G823 và O151 của CCITT.

4.4.1. Thiết bị đo rung pha

Mỗi một danh mục thiết bị được xem xét cần phải sử dụng một đồng hồ chuẩn và một luồng bit lặp. Điều này không mâu thuẫn với thiết bị sử dụng các dãy bit giả ngẫu nhiên trông giống như rung pha từng mẫu trong lúc đó các mạch khôi phục đồng hồ tách tín hiệu thời gian ra khỏi luồng bit số liệu này có chứa cùng loại rung pha.

4.4.1.1. Bộ hiện sóng

Phương pháp sử dụng bộ hiện sóng là phương pháp đơn giản nhất trong tất cả các phương pháp nhưng chỉ được sử dụng để xác định giá trị đỉnh-đỉnh của rung pha đối với các nguồn lặp như tín hiệu thời gian. Không thể sử dụng cho các luồng số vào không lặp vì không thể kích thích máy hiện sóng. Phương pháp này bao gồm việc sử dụng một tín hiệu đồng hồ chuẩn, là bội của tần số vào hoặc trùng với tần số vào. Chuẩn này được sử dụng cho đầu vào kích thích của máy hiện sóng. Tín hiệu thời gian lặp đưa đến đầu vào của máy hiện sóng và điều chỉnh máy tạo sóng để hiển thị ổn định.

Nếu tín hiệu trên màn hình biểu thị rung pha đỉnh-đỉnh không rõ nét, có thể xác định nó bằng cách so sánh với gốc thời gian đã định của bộ hiện sóng. Có thể sử dụng phương pháp này để xác định độ trôi bằng cách chú ý tới sự chuyển động của một tín hiệu thời gian chủ đạo hoặc độ mờ nét trong một thời gian dài, hoặc chú ý tới biên độ thời gian đỉnh-đỉnh đối với các biến đổi chậm. Một nhược điểm của phương pháp này là không thể xác định được các thành phần tần số của rung pha bất kỳ được đo. Tần số thấp bị ảnh hưởng của trôi có thể coi là trội hơn hẳn và có thể đưa vào tính toán trong giai đoạn thiết kế thiết bị là f_1 như trên hình 4.3.

4.4.1.2. Bộ tách pha đã định cỡ

Một trong các thiết bị thông dụng nhất thuộc loại này là vôn kế véctơ Hewlett Packard. Cũng như máy hiện sóng, nó chỉ có thể sử dụng cho những tín hiệu đồng hồ hoặc những luồng bit lặp, trong đó tín hiệu chuẩn là tín hiệu hoặc có cùng tốc độ với tín hiệu vào hoặc bội của tốc độ tín hiệu vào.

Về cơ bản, loại tách sóng này so pha của đồng hồ chuẩn với pha của đồng hồ tín hiệu. Mỗi đầu vào được xử lý trước khi so pha nhằm để loại trừ các sự biến đổi về biên độ và đảm bảo dạng sóng thích hợp.

Theo thiết kế, bộ so pha có thể là một mạch "mẫu - giữ" được sử dụng trong vôn kế véctơ. Đầu ra của bộ so pha được xử lý tiếp tục, sau đó được đưa đến đồng hồ đo, bộ phân tích phổ hoặc bộ ghi đồ thị, mỗi bộ đều được chuẩn cùng với thiết bị để cho phép đọc trực tiếp rung pha đỉnh-đỉnh.

4.4.1.3. Bộ hiện sóng xử lý số

Kỹ thuật này cung cấp một bộ đánh giá lượng tử hóa thời gian và biên độ đối với hàm mật độ xác suất các lần chuyển tiếp của tín hiệu số, khác với nhiều kỹ thuật đo rung pha bình thường, cho phép đo ở tất cả các mức phân cấp và các tốc độ số liệu trung gian. Ngoài ra kỹ thuật này cũng mô tả chi tiết hiện tượng rung pha, cho phép đo một chuyển tiếp trong dãy số liệu tuần hoàn, hoặc đo toàn bộ của tất cả các chuyển tiếp. Phương pháp này cũng cho các phương pháp để nhận dạng và nghiên cứu sự phân bố của rung pha không tương quan và rung pha mẫu phụ thuộc.

Để tín hiệu bị rung pha được thể hiện trên màn hình máy hiện sóng xử lý số (DPO), ta đưa một tín hiệu chuẩn không có rung pha đến đầu vào kích thích.

Bằng cách đạt độ dốc cực đại của tín hiệu ở trung tâm của màn hình, tín hiệu đã được tạo ra cho qua một cửa số điện áp trong một thời gian nhỏ nhất.

Sử dụng những phích cắm tốc độ cao, có thể mở rộng trục thời gian cho đến khi tín hiệu chiếm đầy toàn bộ màn hình, khi đạt được giai đoạn này, độ nhạy điện áp bị giảm xuống, như vậy bằng cách tạo ra một cửa sổ điện áp thì nó chỉ tạo nên một phần thay vì cho toàn bộ biểu thị trước.

Mục đích của cửa sổ điện áp này là tạo ra lượng tử hóa biên độ và như vậy xác định được khoảng thời gian trong đó các điểm trên dạng sóng rơi vào trong cửa sổ này.

Nếu đã cho một trọng số, ở đó bất kỳ một chuyển tiếp nào xuất hiện trong cửa sổ đều bằng 1 và ngoài cửa sổ đều bằng 0, có thể đạt được một đánh giá của hàm mật độ xác suất của rung pha. Xác định hàm mật độ xác suất này bằng cách ghi vạch giá trị của nó cứ sau m chuyển tiếp. Các giá trị pdf gián đoạn đạt được bằng cách truy nhập sau mỗi m chuyển tiếp, một tệp nhỏ n từ tích lũy số chuyển tiếp tại thời điểm chuyển tiếp của tín hiệu xuất hiện trong cửa sổ là N(t), và chia giá trị này theo thời gian kể từ khi bắt đầu thí nghiệm, đó là tổng số các chuyển tiếp nhân với thời gian giữa các chuyển tiếp. Ngoài hàm mật độ xác suất này, cũng có thể xác định được độ lệch chuẩn hoặc rung pha RMS.

Đối với hệ số tin cậy cao hơn có thể sử dụng các phương pháp thống kê để xác định hàm mật độ xác suất đối với các phần khác nhau của tín hiệu vào, cũng như các giá trị rung pha RMS. Vì các kết quả thu được phụ thuộc vào việc thiết lập chế độ làm việc để kích thích cũng như tối ưu hóa đáp tuyến, nên cần tiến hành làm thêm những thí nghiệm phụ, yếu tố chủ quan này làm khó khăn trong việc thu nhận các kết quả lặp đi lặp lại.

4.4.1.4. Một số thiết bị đo có trên thị trường

BỘ PHÂN TÍCH TRUYỀN DẪN SỐ HEWLETT-PACKARD 3764A.

Thiết bị này cho phép đo lỗi đến cấp 139,268 Mbit/s theo Khuyến nghị O151 của CCITT, và tạo rung pha, đo theo Khuyến nghị O171 của CCITT ở 139 Mbit/s (ngoài ra còn có ba loại nữa). Ngoài các đặc điểm này có thể sử dụng thiết bị để đo rung pha như sau:

- Rung pha đầu ra đỉnh-đỉnh cực đại
- Độ cho phép đối với rung pha vào
- Hàm truyền đạt rung pha
- Đếm tác động của rung pha tổng cộng.
- Đếm trong nhiều giây tác động của rung pha tổng cộng
- Đếm trong nhiều giây không tác động của rung pha tổng cộng

Tất cả các đo lường rung pha tiến hành đồng thời, và lựa chọn các kết quả mong muốn để biểu thị.

THIẾT BỊ ĐO LỖI WANDEL & GOLTERMANNPF - 4 BIT VÀ BỘ ĐIỀU CHẾ RUNG PHA PFJ-4

Khi sử dụng đồng thời hai thiết bị này cho phép nghiên cứu rung pha trên các hệ thống thông tin tốc độ 140 Mbit/s.

Ngoài hai hãng sản xuất thiết bị đo lường đã nói ở trên, còn có một số hãng có tiếng đó là Siemens, Marconi...

4.4.2. Thiết lập đo rung pha

Trong điều kiện hoạt động bình thường có thể coi tín hiệu thông tin là ngẫu nhiên và phụ thuộc vào tải lưu lượng thông tin. Để phát hiện sự bất thường trong hệ thống với các điều kiện này cần phải tiến hành đo trong một thời gian dài, đặc biệt nếu hệ thống là mới. Các giới hạn của mạng đã cho trong bảng 4.2 và 4.6 chỉ ra rằng xác suất vượt các mức rung pha như vậy là rất nhỏ.

Tuy nhiên, thời gian quan sát thực tế để thu được các mức có độ tin cậy cao đòi hỏi một thời gian đo dài không thể chấp nhận được. Đối với phòng thí nghiệm, nhà máy và các mục đích ủy thác, thì người ta tiến hành các đo lường trên hệ thống bằng một loạt phép đo thử đặc biệt. Trong đo lường cần sử dụng các dãy bit thử giả ngẫu nhiên để sao cho kết quả thu được phải gần giống với hoàn cảnh thực tế trong đó nội dung thông tin hầu như gần ngẫu nhiên hơn.

Phụ lục A của Khuyến nghị G823-CCITT cung cấp thông tin về việc sử dụng một hệ số tương quan thích hợp nếu lượng phổ của một dãy nhị phân giả ngẫu nhiên (PRBS) trong băng tần của hệ thống không đủ để tiến hành đo rung pha một cách chắc chắn.

Ngoài ra còn có những vấn đề có thể bắt gặp trong lúc sử dụng một dãy tín hiệu nhị phân giả ngẫu nhiên, tính phức tạp của việc kết hợp các thiết bị xử lý tín hiệu phụ đối với hệ thống truyền dẫn thường ảnh hưởng đến đặc tính của rung pha.

Các yếu tố ảnh hưởng đã được tìm thấy là: Liên kết phản hồi trong cả hai bộ tạo tín hiệu thử PRBS và bộ trộn ngẫu nhiên của hệ thống truyền dẫn (xem mục 4.5), số tầng trong bộ tạo tín hiệu thử PRBS và bộ trộn ngẫu nhiên và cũng như sự có mặt của bộ biến đổi mã trong hệ thống truyền dẫn (xem mục 5.1).

Như vậy, khi chọn một tín hiệu để đạt được các mục tiêu có hiệu lực của thiết bị cần phải xem xét các điểm sau đây: Bộ tạo tín hiệu thử PRBS không có độ dài chu trình có các hệ thống chung với bộ trộn ngẫu nhiên của hệ thống truyền dẫn.

Tránh cấu hình tương đương của bộ tạo tín hiệu thứ PRBS và bộ trộn ngẫu nhiên của hệ thống truyền dẫn, nếu yêu cầu một tín hiệu ngẫu nhiên.

Phần còn lại của mục này sẽ xem xét việc sử dụng một dãy bit giả ngẫu nhiên trong khi đo thử một hệ thống số. Mục đích của việc thiết lập đo là cho phép tạo nên một thiết bị đo đồng bộ với các giới hạn rung pha đã trình bày trong mục 4.3. Hầu hết các phép đo thử đều đòi hỏi phỏng tạo rung pha này bằng cách sử dụng một dạng sóng hình sin tần số duy nhất điều chế hoặc một bộ tạo đồng hồ, để điều khiển một bộ tạo mẫu, hoặc trực tiếp điều chế bộ tạo mẫu. Sau đó có thể thay đổi tần số hình sin điều chế để xác định đáp tuyến của thiết bị đối với rung pha này ở những tần số khác nhau.

Như vậy có thể sử dụng một khoảng tần số điều chế hình sin để phỏng tạo một tín hiệu rung pha có tần số phức hợp. Sử dụng bộ tạo mẫu để mô phỏng bắt chước, một dãy bit ngẫu nhiên càng giống thực tế càng tốt. Tuy vậy; trong thực tế dãy bit không phải là ngẫu nhiên mà là giả ngẫu nhiên.

Lý do chính là để tạo ra rung pha mẫu phụ thuộc, vì đó là phần tham gia rung pha lớn nhất trong mang. Khi luồng bit số liệu thu được bao gồm các mẫu giả ngẫu nhiên, các mạch tách đồng hồ khôi phục lại tín hiệu thời gian.

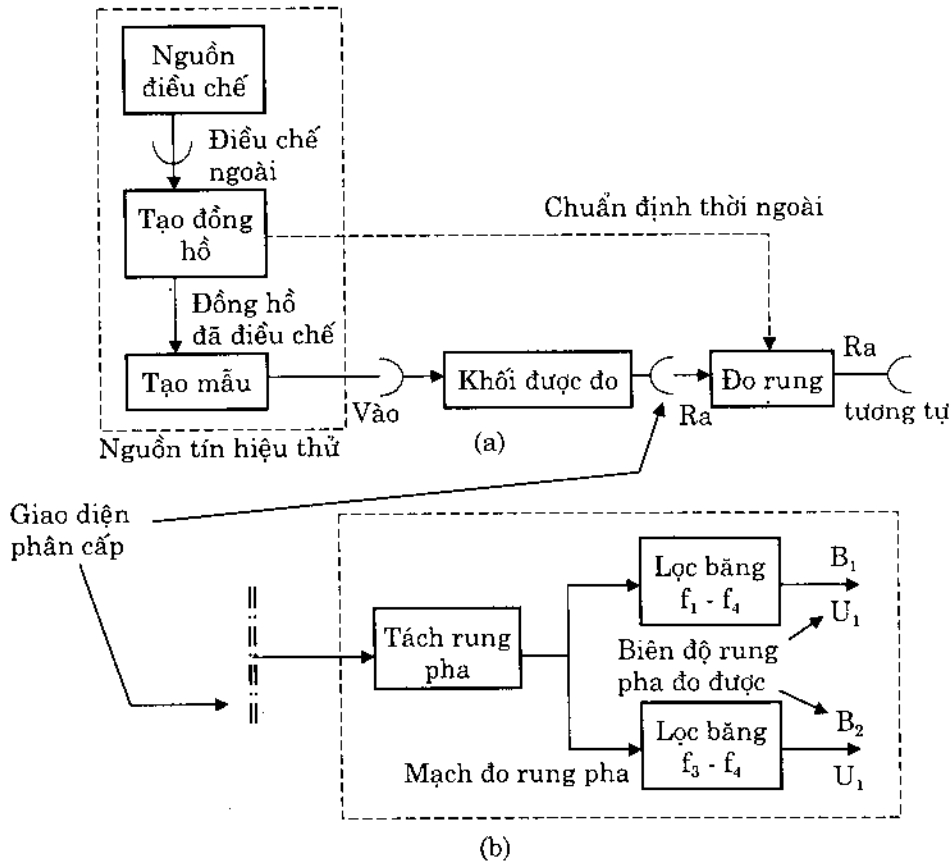
Trong tín hiệu thời gian này rung pha tuyệt đối có cùng biên độ như đối với luồng bit số liệu (nếu bỏ qua rung pha đồng bộ), và bằng cách sử dụng bộ phát hiện rung pha và các bộ lọc thông dải thích hợp thì có thể đo được biên độ rung pha này đối với một tần số rung pha nào đó.

4.4.2.1. Bố trí thiết bị đo thử theo khuyến nghị của CCITT

Hình 4.5(a) chỉ ra việc bố trí thiết bị để đo rung pha thời gian, xuất phát từ Khuyến nghị O171, và hình 4.5(b) chỉ ra việc bố trí thiết bị để đo rung pha của một giao điện phân cấp hoặc một đầu ra của thiết bị (G823 - CCITT).

NGUỒN TÍN HIỆU THỬ

Hình 4.5(b) là một mạch đo rung pha thông dụng bố trí đo thử ở hình 4.5(a). Các phép đo thử này trên thiết bị số có thể tiến hành đo tín hiệu số hoặc có rung pha hoặc không có rung pha.



Hình 4.5- Thiết lập đo rung pha của CCITT

Để phát tín hiệu này thì cần một bộ tạo đồng hồ và một nguồn điều chế như trong hình 4.5(a). Nguồn điều chế có thể lấy trong bộ tạo đồng hồ hoặc bộ tạo mẫu hoặc cũng có thể lấy riêng rẽ như đã nêu. Bộ tạo đồng hồ có thể bị điều pha bằng nguồn điều chế và chỉ ra độ lệch đỉnh-đỉnh của tín hiệu đã được điều chế. Các đầu ra của bộ tạo đồng hồ gồm có tín hiệu đồng hồ đã được điều chế và một tín hiệu chuẩn thời gian, các tín hiệu đó yêu cầu không được nhỏ hơn 1 V đỉnh-đỉnh với trở kháng 75Ω.

Sử dụng tín hiệu đồng hồ đã điều chế để điều khiển một bộ tạo mẫu, thường thường bộ tạo mẫu này có thể tạo ra một tín hiệu đồng bộ khung và các bit xen điều khiển nếu mẫu tín hiệu kiểm tra đưa đến đầu vào của một bộ tách kênh số. Khi sử dụng ở các tốc độ số 64 kbit/s thì bộ tạo mẫu sẽ cho các mẫu giả ngẫu nhiên có độ dài $(2^{11}-1)$ bit phù hợp Khuyến nghị O152 của CCITT, và được mã hóa như đã trình bày ở mục 5.1.7. Đối với các mức 1, 2 và 3 của cả hai cấp, như chỉ ra trên hình 3.11, trừ 34368 kbit/s thì nên dùng một mẫu giả ngẫu nhiên có độ dài $(2^{15}-1)$ bit.

Đối với 34368 kbit/s và 139264 kbit/s khuyến nghị sử dụng một mẫu giả ngẫu nhiên độ dài $(2^{23}-1)$ bit. Cả hai mẫu giả ngẫu nhiên này được tạo nên phù hợp với Khuyến nghị O151. Ngoài các mẫu này, một mẫu lặp 1000 1000, hai mẫu 8 bit có thể lập trình tùy ý có thể được thay đổi ở tốc độ thấp giữa 10 Hz đến 100Hz, hoặc một mẫu 16 bit có thể lập trình tùy ý đã có sẵn ở bộ tạo mẫu.

Thông thường giả thiết rằng thông tin tồn tại trong các hệ thống thông tin gồm các dãy bit thực sự ngẫu nhiên, và do đó các mẫu đo thử bình thường là các dãy nhị phân giả ngẫu nhiên (PRBS) được mã hóa thích hợp có độ dài tương ứng với phân bố công suất trong băng thông tần của bộ lọc khôi phục thời gian bất kỳ trong hệ thống.

Các nghiên cứu ban đầu về mối quan hệ giữa rung pha của mẫu đo thử và rung pha của thông tin thực đã nói lên rằng rung pha nảy sinh do việc sử dụng các dãy đo thử giả ngẫu nhiên không chỉ phụ thuộc vào độ dài của dãy mà còn phụ thuộc vào tập cấu hình của bộ tạo tín hiệu (xem mục 4.5.1) đã được chọn tương ứng với độ dài của dãy đã cho. Tuy vậy đối với một độ dài của dãy đã cho, thì khi mô phỏng các thông tin thực, cấu hình này có thể tốt hơn so với cấu hình khác. Hầu hết các dãy mẫu đo thử thường có độ dài cực đại nhị phân giả ngẫu nhiên $(2^{15}-1)$ bit, được mã hóa thành mã thích hợp (xem mục 5.1.7.) Mỗi dãy (2^n-1) bit gồm có $(0,5).(2^n)-1$ số "0" và $(0,5).(2^n)$ số "1". Mỗi một dãy hoàn chỉnh có tất cả các tổ hợp n bit 1 và 0 trừ tổ hợp n số 0 và (n –1) số 1.

Như vậy, với một giá trị n, sẽ tạo ra một dãy gần giống dãy bit ngẫu nhiên. Thường sử dụng dãy 2^{15} để thử các hệ thống 2 Mbit/s và 8 Mbit/s. Đối với một số dãy có khuynh hướng xuất hiện các cụm số "0" tương đối dài và ngay cả mã HDB3, các ảnh hưởng của các cụm này có thể được phát hiện trong một bộ lặp tái sinh. Đối với các hệ thống thực, thông tin rung pha thường thay đổi hàng ngày theo sự thay đổi lưu lượng thông tin.

MẠCH ĐO RUNG PHA

Ngoài việc đo rung pha đỉnh-đỉnh, mạch đo có thể đếm số rung pha sinh ra và chu kỳ thời gian trong đó rung pha vượt ngưỡng đã chọn bằng cách sử dụng bộ đếm trong hoặc bộ đếm ngoài. Tùy thuộc vào việc lựa chọn thiết bị, rung pha RMS có thể đo đến 3,0 UI tại các tần số rung pha đến f_2 như chỉ trong hình 4.4 và 0,15 UI từ f_3 đến f_4. Trong các trường hợp khi sự lựa chọn đó không có thì đầu ra tương tự có thể được sử dụng để đo RMS bằng một bộ đo bên ngoài. Cũng như trong hình 4.5 (b) mạch đo rung pha cơ bản bao gồm các bộ lọc để giới hạn băng tần số rung pha. Băng tần thay đổi tương ứng với tốc độ bit cho trong bảng 4.3. Khuyến nghị O171 cho những chi tiết bổ sung về tần số cắt của bộ lọc thông cao và độ rộng băng tần đo rung pha.

Tín hiệu thời gian chuẩn đối với bộ tách pha trong các mạch đo rung pha lấy từ các mẫu vào bất kỳ trong trường hợp đo thử từ đầu cuối này đến đầu cuối kia, nhưng khi đo vòng trở lại hoặc đo vòng có thể lấy từ một nguồn đồng hồ thích hợp.

Như đã trình bày trong mục 4.4.1.4, thiết bị sẽ thực hiện các phép đo phù hợp với sắp xếp trong hình 4.5 là thiết bị đã có trên thị trường. Một trong những thiết bị đo như vậy là bộ phân tích truyền dẫn số Hewlett Packard 3764A.

Phù hợp với từng phương án chọn, thiết bị này sẽ tạo nên rung pha ở các tốc độ bit 2 Mbit/s, 8 Mbit/s và 34 Mbit/s (phương án chọn 001) và 140 Mbit/s (phương án chọn 002), với mã giao điện đường dây thích hợp với khuyến nghị của CCITT cho trong bảng 5.5 và dãy nhị phân giả ngẫu nhiên do CCITT khuyến nghị tương ứng với tốc độ bit cho ở bảng 4.10. Sử dụng giống như một máy thu, thiết bị này có thể xác định được rung pha đỉnh-đỉnh cực đại, độ cho phép của thiết bị đối với rung pha vào, hàm truyền đạt rung pha và đo tác động rung pha tổng cộng.

Trong khi kiểm tra một tuyến viba và các thiết bị ghép kênh kết hợp, để xác định giá trị đo cực đại cho phép của rung pha vào. Cần có hai bộ thiết bị như vậy: một đặt ở đầu phát để phát số liệu có rung pha vào của hệ thống, còn bộ kia đặt ở đầu thu để đo giá trị tín hiệu số liệu đã thu được có rung pha.

4.4.3. Đo rung pha

Thông thường các thành phần của hệ thống được thiết kế để chịu được các mức rung pha xác định trong khoảng tần số thiết kế: nếu rung pha của một tín hiệu số vượt các giới hạn này, sẽ xuất hiện lỗi truyền dẫn.

Ghi biên độ rung pha và đánh dấu thời điểm mà rung pha vượt ngưỡng này và sau đó đối chiếu các thời điểm này với các đặc tính của hệ thống sẽ thấy được một cách sâu sắc ảnh hưởng của rung pha. Trong một số ứng dụng, một điều rất bổ ích là xem xét phép đo rung pha phụ thuộc vào tần số, vì thường thường các hệ thống chịu đựng được biên độ rung pha ở tần số thấp tốt hơn là đối với các thành phần tần số cao.

Các đặc tính và các hàm truyền đạt rung pha của các thành phần hệ thống cũng là các tham số quan trọng, chúng có thể hỗ trợ cho việc nâng cao chất lượng hệ thống. Trong các hệ thống số tương đối dài nối qua các trạm lặp, mức độ cho phép của một đầu vào bộ lặp đối với những lệnh biên độ rung pha là hàm của tần số rung pha. Nếu đặc tính của hệ thống có liên quan với tần số rung pha này, thì không thể thu được một đánh giá về đặc tính đó vì thiếu thông tin về các tần số rung pha. Có thể sử dụng đơn vị trọng số tần số trong phép đo rung pha (Wjits), nó biểu thị độ lớn rung pha tỷ lệ với tác hại của rung pha vào hệ thống, không kể đến lượng tần số của rung pha.

Trong đo rung pha, cần thực hiện ba phép đo chủ yếu. Ba phép đo đó là:

- Xác định rung pha nội tại ở đầu ra khi không có rung pha vào;

- Xác định hàm truyền đạt rung pha;

- Đo rung pha đầu vào cực đại cho phép.

Như đã nói ở trên, thiết bị đo cơ bản gồm một bộ tạo mẫu có thiết bị điều chế rung pha, một đồng hồ đo rung pha và một bộ phát hiện tỷ lệ lỗi bit. Thiết bị được đo có thể là một thành phần của hệ thống ví dụ như một phần của thiết bị ghép kênh, một bộ tái sinh hoặc một hệ thống truyền dẫn đầy đủ. Rung pha nội tại được đo bằng tắt điều chế rung pha trên thiết bị đo. Để xác định hàm truyền đạt, thì bộ tạo sóng bị điều pha hình sin với các tần số khác nhau và với một biên độ rung pha cho phép. Nhờ sự hỗ trợ của bộ phát hiện tỷ lệ lỗi bit có thể xác định được rung pha đầu vào cực đại cho phép. Rung pha đầu vào được tăng cho đến lúc xuất hiện lỗi. Điều này được lặp lại đối với những tần số rung pha khác nhau. Bình thường xác định sử dụng dãy nhị phân giả ngẫu nhiên như đã xác định ở bảng 4.10 cho tất cả ba phép đo này.

4.4.3.1 Kiểm tra các giới hạn rung pha phù hợp với các thiết bị số cấp 2048 kbit/s

Như đã trình bày trong mục 4.3.1.2, bảng 4.2 xác định các giới hạn rung pha của mạng với các tốc độ bit khác nhau tại các cổng vào của các thiết bị, để tiện cho việc kiểm tra, sử dụng rung pha hình sin để điều chế một mẫu đo thử. Lượng rung pha cần được sử dụng và không gây ra sự suy giảm chất lượng làm việc của thiết bị, khi chồng lên tín hiệu có một mã đường, trở kháng, mức... như đã xác định trong bảng 5.5. Trong bảng 4.10 và hình 4.3 cho những điều kiện biên độ và tần số của nó.

Điều kiện kiểm tra này, bản thân nó không để đặc trưng cho loại rung pha tần thấp trong mạng thực tế, vì mẫu thử giả ngẫu nhiên không đặc trưng cho các mẫu sinh ra rung pha khác nhau có thể xuất hiện. Tuy vậy, khi tiến hành kiểm tra, cần phải đảm bảo hệ số Q liên quan đến bộ khôi phục tín hiệu thời gian của mạch vào thiết bị không được quá mức, và ở những nơi cần thiết phải sử dụng một số bộ nhớ đệm thích hợp.

Bảng 4.10- Các đặc tính biên độ/tần số của rung pha thử hình sin ở đầu vào số

Tốc độ số, kbit/s	*Biên độ đỉnh-đỉnh*			*Tần số*					*Dãy thử giả ngẫu nhiên*
	A_0 *UI*	A_1 *UI*	A_2 *UI*	f_0 *Hz*	f_1 *Hz*	f_2 *Hz*	f_3 *kHz*	f_4 *kHz*	
				$\times 10^{-5}$					
64 (Ghi chú 1)	1,15 (18μs)	0,25	0,05	1,2	20	600	3	20	$2^{11}-1$
2048	36,9 (18μs)	1,5	0,2	1,2	20	2400 (93)	18(0,7)	100	$2^{15}-1$
8448	152 (18μs)	1,5	0,2	1,2	20	400 (10700)	3(80)	400	$2^{15}-1$
34368	-	1,5	0,15	-	100	1000	10	800	$2^{23}-1$
139264	-	1,5	0,075	-	200	500	10	3500	$2^{23}-1$

Ghi chú 1: *Chỉ đối với giao diện đồng hướng.*

Ghi chú 2: *Đối với các giao diện trong các mạng quốc gia, có thể sử dụng các giá trị f_2 và f_3 trong dấu ngoặc.*

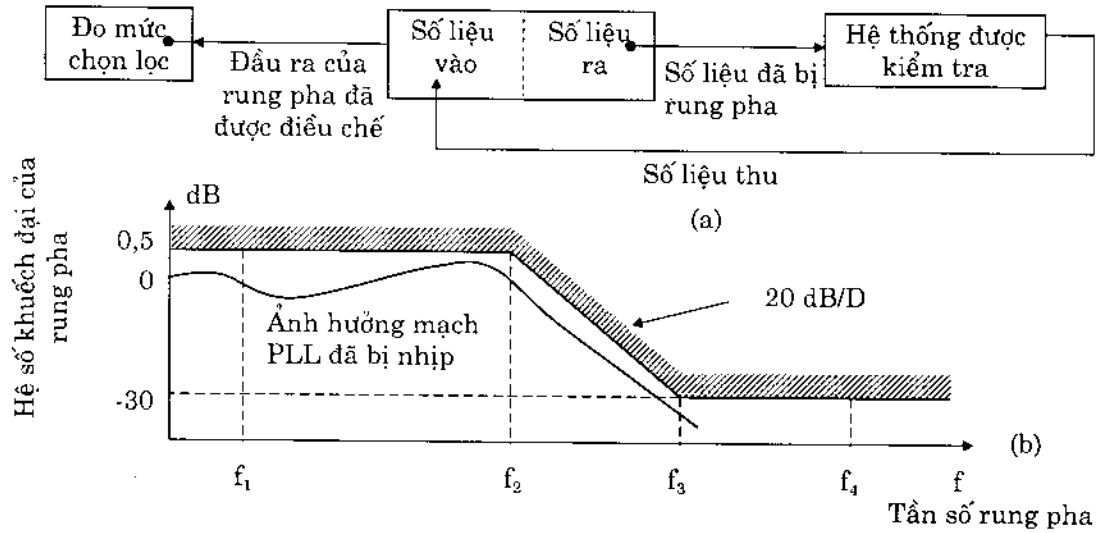
Ghi chú 3: *(18 μs) biểu thị độ lệch pha tương đối giữa tín hiệu vào và tín hiệu thời gian nội lấy từ đồng hồ chuẩn. Giá trị này đối với A_0 tương ứng với một giá trị tuyệt đối 21 μs tại cổng vào của thiết bị và giả thiết độ trôi cực đại*

của đường truyền dẫn giữa hai nút (các cổng vào của thiết bị) 11 μs. Độ lệch 3μs tương ứng với 3μs cho phép đối với độ lệch pha thời gian dài trong đồng hồ chuẩn quốc gia.

Ghi chú 4: *Sử dụng bảng 4.10 quan hệ với các biên độ rung pha đã được* $A_0 - A_2$ *và các tần số* $f_0 - f_4$ *của hình 4.3.*

4.4.3.2. Mức rung pha ra khi không có rung pha vào

Bảng 4.3, 4.5 và 4.8 cho chi tiết các mặt nạ đã được khuyến nghị ở những tốc độ bit khác nhau đối với các giới hạn rung pha ở đầu ra của bộ ghép kênh khi đầu vào không có rung pha. Phương pháp kiểm tra là phải ghi có lựa chọn giá trị của rung pha ở đầu ra của máy thu bị rung pha trong khi ở máy phát rung pha không bị điều chế. Cấu hình tổ chức kiểm tra chỉ ra trong hình 4.6.



Hình 4.6- Mạch kiểm tra:
(a) Để đo khuếch đại rung pha (b) Các kết quả mong muốn

Trong các hệ thống có các bộ tái sinh hoặc các bộ lặp, thì các kết quả sẽ phụ thuộc vào loại thông tin được truyền đi, vì nếu mẫu có tốc độ lặp nằm trong dải thông tin của mạch tách đồng hồ, thì rung pha đo được sẽ là một thành phần của hệ thống. Đối với các mẫu ngắn hơn rung pha sẽ bao gồm toàn bộ các nguồn ngẫu nhiên.

4.4.3. Đặc tính truyền đạt rung pha

Hàm truyền đạt rung pha là để đo hệ số khuếch đại hoặc tổn hao về biên độ rung pha trong một khoảng tần số rung pha. Đây là một đặc tính rất quan trọng để điều khiển rung pha trong các thiết bị số nối tầng và các hệ thống

trong toàn bộ mạng. Hệ số khuếch đại rung pha cũng biểu thị rung pha đã tích lũy vào khi các hệ thống được nối tầng, hoặc khi sự phân bố rung pha xuất phát từ một mẫu riêng lẻ của thiết bị. Cần phải điều khiển được hệ số khuếch đại này và giữ ở mức nhỏ nhất, ngay cả ở những tần số rung pha tương đối thấp hơn và rung pha phải được tiêu hao càng nhiều càng tốt nếu loại được các lỗi của số liệu do rung pha định thời gây ra. Thường thường có thể biểu thị hàm truyền đạt rung pha.

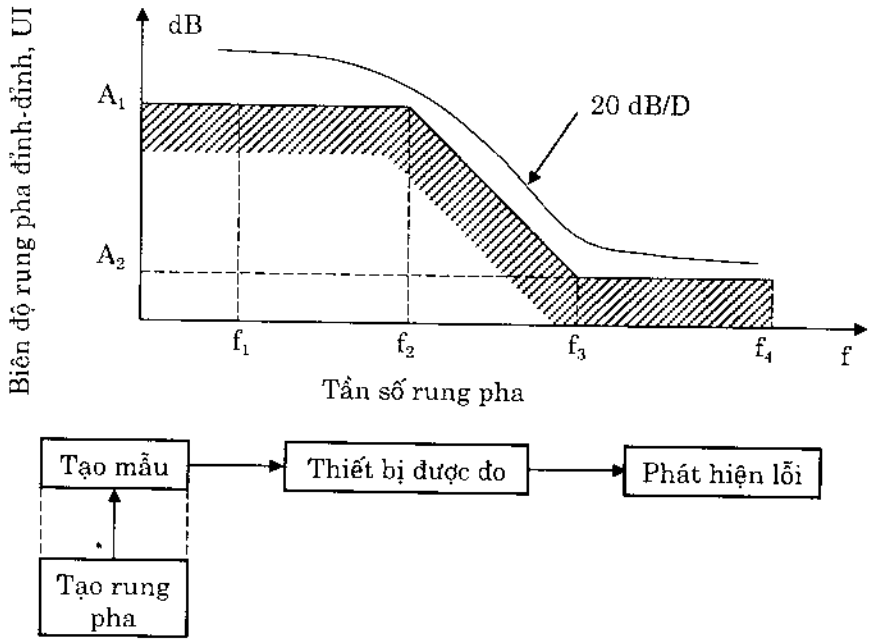
$$\text{Hệ số khuếch đại rung pha} = 20 \lg \frac{\text{Trượt được đo ở cổng ra của hệ thống}}{\text{Trượt được đo ở cổng vào của hệ thống}} \quad (4\text{-}4)$$

Rung pha được đo ở đầu ra của hệ thống dải rộng hoặc chọn lọc. Nếu là chọn lọc, thì sử dụng bộ đo mức chọn lọc để đo tại đầu ra giải điều chế của máy thu rung pha ở những tần số đã lựa chọn. Kết quả hệ số khuếch đại rung pha của các thiết bị ghép kênh khác nhau hoạt động ở những tốc độ xác định như khuyến nghị sẽ không lớn hơn hệ số khuếch đại rung pha theo mặt nạ dưới hình thức bảng 4.4 hoặc bảng 4.9. Cũng có thể sử dụng bộ phân tích phổ để định lượng rung pha đầu ra đã được điều chế với điều kiện mật độ phổ của rung pha. Hình 4.6 chỉ ra mạch kiểm tra để đạt được hàm truyền đạt rung pha.

4.4.3.4. Đo độ cho phép của rung pha

Rung pha đầu vào cực đại cho phép là mức rung pha định thời tại đó hệ thống được kiểm tra bắt đầu xuất hiện lỗi. Thực ra điều này có nghĩa là, độ cho phép rung pha cực đại của cổng vào thiết bị là phép đo khả năng chấp nhận của một thiết bị số đối với rung pha thiết bị phía trước đưa đến mà trong mạng số không xuất hiện lỗi. Theo bảng 4.2 và 4.6 xác định được giới hạn dưới của rung pha đầu vào cực đại cho phép. Giới hạn này là đo độ cho phép của rung pha cực tiểu mà ứng với nó tất cả các thiết bị chưa xuất hiện lỗi.

Giá trị được đo của rung pha đầu vào cực đại cho phép là mức rung pha vào tại đó hệ thống được kiểm tra bắt đầu xuất hiện lỗi. Độ cho phép đối với rung pha vào được xác định bằng "*Giới hạn dưới của rung pha cực đại cho phép*" mà nó phải thỏa mãn, có hàm ý là "*Giới hạn trên*" là độ cho phép thực của một thiết bị số đặc biệt phụ thuộc vào thiết kế. Với mạch kiểm tra như vậy sẽ truyền dẫn tín hiệu số liệu có rung pha với những tần số mặt nạ đã cho trong bảng 4.10 và hình 4.3, đầu ra của hệ thống đọc các số liệu ra cho đến lúc bắt đầu xuất hiện các lỗi. Chú ý rằng mức rung pha vào phải thấp hơn hoặc bằng giới hạn của mạng đã được xác định bằng các giá trị của mặt nạ đã cho trong bảng 4.2 và 4.6. Chú ý rằng, các hệ thống đã nêu trên bao gồm các phân đoạn số hoạt động ở các tốc độ bit xác định, trừ cấp 1544 kbit/s (bảng 4.6) vẫn còn đang được nghiên cứu. Hình 4.7 là bố trí mạch kiểm tra và các kết quả mong muốn khi so sánh với mặt nạ có liên quan.



Hình 4.7- Mạch kiểm tra và các kết quả mong muốn trong lúc đo độ cho phép của rung pha đầu vào

4.4.3.5. Kiểm tra rung pha từ đầu cuối này đến đầu cuối kia của hệ thống ghép kênh

Khi kiểm tra đầu cuối này đến đầu cuối kia của hệ thống ghép kênh, vấn đề chủ yếu là phải chứng minh rằng muốn làm cho chất lượng của hệ thống phù hợp với các tham số mong muốn thì phải đo rung pha. Các phép đo thường được tiến hành ở khung phân bố số (DDF). Các thiết bị đo cần thiết ở mỗi một đầu cuối của tuyến hoặc của hệ thống là:

- Một bộ tạo sóng kết cuối 75 Ω để kiểm tra dạng sóng ở đầu vào tốc độ bit cao đưa đến bộ ghép kênh có phù hợp với các mặt nạ dạng sóng theo Khuyến nghị G 703 của CCITT.
- Một bộ tạo mẫu làm việc ở tốc độ bit của bộ ghép kênh.
- Một bộ phát hiện lỗi.
- Một bộ tạo rung pha và phát hiện rung pha.
- Các phép đo tiến hành lần lượt trên các luồng.

RUNG PHA ĐẦU RA CỰC ĐẠI

Thủ tục đo kiểm tra như sau: Sử dụng một bộ tạo mẫu, dùng tín hiệu giả ngẫu nhiên không có rung pha ở tốc độ bit có độ dài mẫu và mã thích hợp, đến cổng vào của luồng (xem bảng 4.10 và 5.5). Cổng ra của luồng tương ứng ở đầu cuối xa sẽ được nối đến đầu vào số liệu (DATA INPUT) của bộ thu rung pha. Đặt bộ lọc đo của bộ thu rung pha đến các giá trị f_1 đối với thông cao, f_3 đối với thông thấp và đo rung pha đỉnh-đỉnh. Lặp lại như trên nhưng đối với bộ lọc thông cao f_3 và bộ lọc thông thấp f_4 và ghi rung pha đỉnh-đỉnh.

Trong bảng 4.10 và hình 4.4, chỉ ra các giá trị của f_1, f_3 và f_4 tương ứng với các tốc độ bit của các luồng. Vì các giá trị mong muốn bao gồm trong mặt nạ được tạo ra từ rung pha xuất hiện trong một đoạn số và trong thiết bị ghép kênh. Bảng 4.11 chỉ ra các giá trị mong muốn đó. Các giá trị này biểu diễn các giá trị gần đúng không có các khuyến nghị chính thức, nhưng cũng cho thấy điều chúng ta mong muốn.

GIỚI HẠN DƯỚI CỦA RUNG PHA ĐẦU VÀO DUNG THỨ CỰC ĐẠI: THỦ TỤC KIỂM TRA

Đưa một tín hiệu đồng hồ có rung pha từ một bộ tạo rung pha đến đầu vào đồng hồ ngoài của bộ tạo mẫu, ở tốc độ bit của luồng. Nối đầu ra số liệu của bộ tạo mẫu đến điểm TRIB IN. Đặt độ dài của mẫu số liệu ra phù hợp với các giá trị cho trong bảng 4.10 và mã chỉ ra trong bảng 5.5. Sử dụng bảng 4.10 hoặc 4.7 cùng với hình 4.4, kiểm tra xem trên thiết bị kiểm tra phát hiện lỗi ở đầu cuối thu là không có lỗi, đối với các giá trị rung pha vừa đúng mặt nạ hoặc trên mặt nạ. Xem hình 4.7 biểu thị bố trí mạch kiểm tra và các kết quả mong muốn. Thực hiện lại phép đo cho hướng truyền dẫn khác.

Bảng 4.11- Rung pha ra cực đại đối với tuyến số với thiết bị ghép kênh.

Tốc độ của kbit/luồng vào/ra kbit/s	*Hệ số khuếch đại rung pha*		*Tần số f_1, Hz*	*Tần số f_2, Hz*	*Tần số f_3, kHz*	*Tần số f_4, kHz*
	$f_1 - f_2$ A_1, UI	*$f_3 - f_4$ A_2, UI*				
64	-	-	20	600	3	20
2084	1,0	0,21	20	2400	18	100
8448	1,0	0,16	20	400	3	400
34368	1,2	0,12	100	1000	10	800
139264	1,5	0,075	200	500	10	3500

Ghi chú: *Xem hình 4.4 đối với mặt nạ chung mà bảng 4.11 liên quan.*

ĐẶC TÍNH TRUYỀN DẪN RUNG PHA: THỦ TỤC KIỂM TRA

Sử dụng mẫu lập 1000 đã bị rung pha với một tần số lựa chọn bằng nhân công.

Đưa tín hiệu này vào điểm TRIB IN trong thiết bị ghép kênh. Ở đầu cuối xa, đo rung pha đã thu được tại các tần số đánh dấu. Sử dụng phương trình (4-4) để so sánh các kết quả. Các kết quả sẽ nằm trong mặt nạ như đã xác định ở bảng 4.4 và 4.6, và các tần số đã sử dụng trong mặt nạ, các phép đo thì giống như các phép đo được sử dụng khi xác định giới hạn dưới của rung pha vào cho phép. Ở trên tần số f_3, hy vọng là các mức khuếch đại rung pha cách xa – 30dB.

ĐO TỶ SỐ LỖI: THỦ TỤC KIỂM TRA

Sử dụng một bộ tạo mẫu bố trí như khi đo giới hạn dưới của rung pha đầu vào cực đại cho phép, nối đến đầu cuối máy thu đo tỷ số lỗi và lưu ý là ở điểm TRIB OUT trong vòng hai mươi phút thu được không có lỗi. Lặp lại phép đo như vậy đối với mỗi một luồng và đối với một hướng truyền dẫn. Nối vòng ở một đầu cuối và tiến hành đo từ đầu kia.

4.5. CÁC PHƯƠNG PHÁP TỐI THIỂU HÓA RUNG PHA

Thường sử dụng hai phương pháp cơ bản. Phương pháp thứ nhất là tiến hành các bước để ngăn chặn việc sinh ra và tích lũy một cách có hệ thống của rung pha bằng cách sử dụng các bộ trộn ngẫu nhiên. Các thiết bị này làm cho tín hiệu trở thành ngẫu nhiên và như vậy giảm được ảnh hưởng của bất kỳ cơ chế gây ra rung pha của mẫu phụ thuộc. Phương pháp thứ hai là giảm độ lớn của rung pha đã có bằng cách sử dụng mạch khôi phục lại thời gian có độ rộng băng tần nhỏ hơn độ rộng băng tần của tín hiệu. Mạch này được gọi là "*bộ giảm rung pha*". Như đã nói ở trên, các tần số rung pha thấp hơn tần số cắt của bộ giảm rung pha không bị giảm và có thể gây ra trong một số mạch một độ lệch không điều khiển được, do đó biên độ rung pha tại các tần số này được tích lũy và đủ lớn làm ảnh hưởng tới các thiết bị số không trong suốt đối với rung pha. Tuy nhiên trong hoàn cảnh thực tế việc chọn các bộ nhớ đệm có dung lượng đủ lớn ở đầu vào của các thiết bị số giảm nhẹ bớt vấn đề này.

4.5.1. Các bộ trộn ngẫu nhiên

Một số ưu điểm của các bộ trộn ngẫu nhiên khi sử dụng như là một bộ phận hợp thành của hệ thống truyền dẫn số.

- Đảm bảo sự tích lũy rung pha không tương quan với tín hiệu.
- Sử dụng được phương trình (4-1) khi liên kết các đoạn số.
- Giảm được ảnh hưởng tích lũy của rung pha tần thấp.
- Giảm được các ảnh hưởng của nhiễu trên các đôi cáp đối xứng sinh ra do các hệ thống đồng bộ bằng cách nén các thành phần phổ rời rạc của các mẫu bit tuần hoàn.

Một nhược điểm khi sử dụng, là chúng có thể gây nên hiệu ứng mở rộng lỗi. Đó là, nếu khi không trộn thì bất kỳ một lỗi truyền dẫn nào đó chỉ gây ra một lỗi trong một hệ thống, còn khi hệ thống có trộn thì sẽ gây thêm các lỗi khác. Điều này là do cách làm việc và sử dụng bộ trộn sẽ tạo nên một đường phản hồi. Đường phản hồi được trình bày ở mục 4.5.1.1, sẽ dẫn trở lại đầu vào của mạch trộn, như vậy nó có tính chất trộn lỗi.

4.5.1.1. Bộ trộn ngẫu nhiên cơ bản

Dạng cơ bản của bộ trộn số và giải trộn chỉ ra trên hình 4.8. Tín hiệu nhị phân vào được cộng theo modun 2 với tín hiệu nhị phân thứ hai, bộ cộng này tạo nên dạng cổng "Ngoại trừ - Hoặc" (XOR) có biểu thức Bool là $(\overline{X}Y + X\overline{Y})$. Tín hiệu nhị phân thứ hai này cũng được lấy từ cửa ra đã làm trễ của một bộ cộng modun 2 khác. Trong phân tích các nhánh làm trễ này, toán tử 1/x biểu hiện độ trễ dãy bit một quãng thời gian 1 bit.

Nếu D_i là dãy vào, thì $D_i.(1/x).(1/x)$ có nghĩa là dãy vào đã bị làm chậm 2 bit, $(1/x).(1/x) = x^{-2}$.

Phân tích bộ giải trộn trên hình 4.8:

$$D'_i = D'_s \oplus (1/x^3)D'_s \oplus (1/x^5)\, D'_s = D'_s\,(1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5}).$$

Trong bộ trộn, D_s được tạo ra trên cơ sở $x^{-3} \oplus x^{-5}$ cộng với tín hiệu vào D_i:

$$D_s = D_i \oplus D_s\,(x^{-3} \oplus x^{-5})$$

hoặc: $D_i = D_s\,(1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5})$

và như vậy:

$$D_s = D_i/(1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5}) \qquad (4\text{-}5)$$

Ở đây $\oplus$ ký hiệu thuật toán "XOR" và phép chia (ký hiệu bằng/) đối với thuật toán đảo. Khi không có tạp âm thì D_s đã phát đi bằng D'_s đã thu được và do đó đầu ra không trộn D'_i trở thành:

$$D'_i = D'_s\,(1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5})$$

$$= D_i\,(1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5}) / (1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5}) = D_i \qquad (4\text{-}6)$$

Như vậy dãy vào giống hệ dãy đầu ra của bộ giải trộn trong trường hợp kênh truyền dẫn không có tạp âm. Người ta gọi đa thức theo x là đa thức sinh, rất quan trọng trong lúc mô tả các bộ tạo tín hiệu giả ngẫu nhiên cũng như các bộ trộn. Để chứng minh ảnh hưởng của bộ trộn đến các dãy tuần hoàn và các

dãy số 1 hoặc 0 như thế nào, chúng ta hãy xét các dãy vào biểu thị trong bảng 4.12, và giả thiết rằng nội dung ban đầu của bộ ghi dịch là "1" (đối với tín hiệu A/S). Chú ý rằng các dãy tuần hoàn ở đầu vào tương ứng là 10101010 và ảnh hưởng của bộ trộn là làm mất tính tuần hoàn của dãy này trước khi truyền lên đường dây.

Từ bảng 4.12 ta nhận thấy rằng, ngay cả đối với một bộ trộn đơn giản như thế này thì các dãy 1 và 0 cũng được xáo trộn và như vậy một mẫu bất kỳ đã được bỏ đi: ví dụ 1010..., hoặc 7 số 0 sau đó 10 số 1, tiếp đó 7 số 0, sau đó 10 số 1...

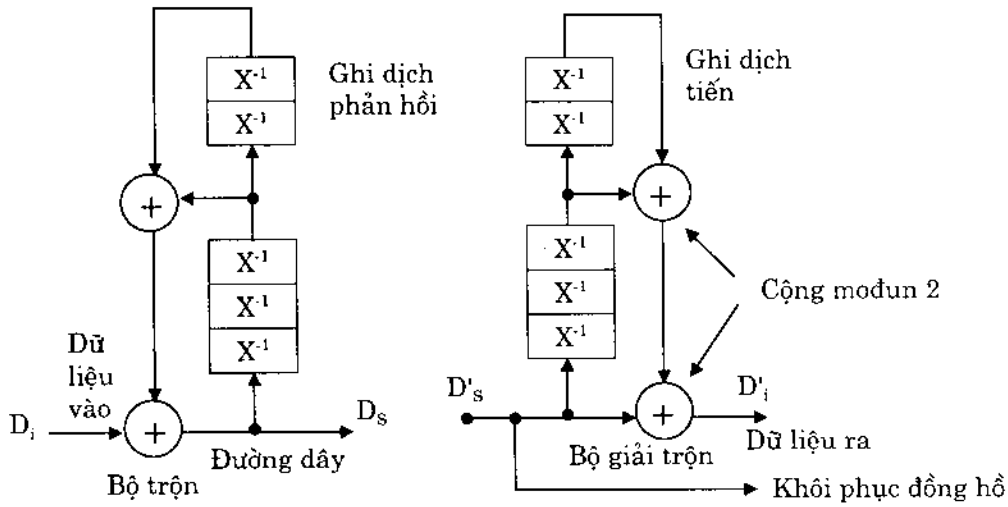
Như vậy bộ trộn tạo ra một dãy giả ngẫu nhiên. Bằng cách chọn các nhánh, các đa thức khác nhau như $(1 + x^{-6} + x^{-7})$ và $(1 + x^{-18} + x^{-23})$, có thể tạo ra các bộ trộn khác nhau được thiết kế cho các modem như đã cho trong các Khuyến nghị V26, V27 và V27T của CCITT.

Ngoài ra, nếu sử dụng một bộ ghi dịch n bit thì có thể tạo nên một bộ trộn sinh ra dãy $2^n - 1$ bit trước khi dãy được lặp lại. Số mũ cao nhất của x trong đa thức sinh xác định tổng số tầng của bộ ghi dịch cần có trong bộ trộn đã thiết kế, còn số nhỏ nhất để xác định điểm trích ra của bộ ghi dịch để dẫn đến mạch XOR. Điều này có thể thấy từ phương trình (4-5) và hình 4.8, ở đây 5 là số bộ ghi dịch lớn nhất và 5 – 3 = 2 là số bộ ghi dịch còn lại sau bộ XOR.

Bảng 4.12- Ví dụ bộ giải mã ngẫu nhiên với đa thức $1 \oplus x^{-3} \oplus x^{-5}$

Ban đầu toàn bộ dãy số '1'	
Vào D_i	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1
đến SCR	
$D_s X^{-3}$	1 1 1 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1
$D_s X^{-5}$	1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1
Ra D_s	1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1
đến đường truyền và vào DESCR D'_s	
Ban đầu toàn bộ dãy số '1'	
$D_s X^{-3}$	1 1 1 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1 0 1
$D_s X^{-5}$	1 1 1 1 1 1 0 1 0 0 0 1 1 1 1 0 0 0 1 1 0 1 1 0 1 0 0 1 1 0 0 0 0 1 0 0 1 0 1 1 1 1 0 1 1
Ra D'_s	1 0 1 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 1 1 1 1 1 1 1 1 1
từ DESCR	SCR: bộ mã giả ngẫu nhiên (bộ trộn)
	DESCR: bộ giải mã giả ngẫu nhiên (bộ giải trộn)

Khuyến nghị G954 chỉ ra mạch trộn đặt lại và bộ ghép kênh sử dụng trong hệ thống số 565 Mbit/s. Bộ trộn này được thiết lập lại ở thời điểm bắt đầu của mỗi khung và sau khi thiết lập lại, tạo ra một tín hiệu đồng bộ khung. Bộ trộn bao gồm một bộ tạo dãy giả ngẫu nhiên, các nhánh của nó dẫn vào trong các mạch có luồng vào 140 Mbit/s trước lúc ghép các luồng. Ưu điểm của các bộ trộn này so với những bộ trộn chạy tự do hoặc tự đồng bộ là không có hiện tượng nhân lỗi hoặc không cần các biện pháp phụ để tránh các tín hiệu ra có chu kỳ.



Hình 4.8- Bộ trộn giả ngẫu nhiên và giải trộn giả ngẫu nhiên cơ bản

CHƯƠNG 5

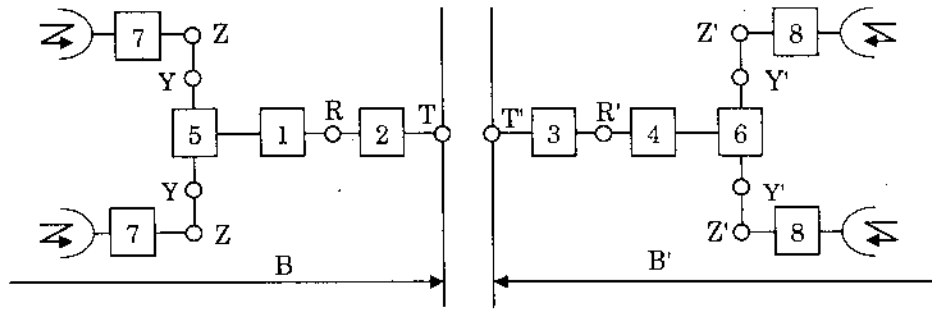
XỬ LÝ TÍN HIỆU BĂNG GỐC

Xử lý tín hiệu băng gốc là yêu cầu chủ yếu đối với các kênh thông tin truyền trên cáp đồng trục hoặc cáp đối xứng, nhưng nó cũng cần thiết đối với các phương pháp truyền dẫn điều chế cao tần, nơi mà tín hiệu cũng được đưa xuống băng gốc tại các trạm lặp. Trong một hệ thống thông tin số, ở thiết bị lặp cần có bộ lọc, cân bằng và tái sinh. Tuy nhiên để truyền dẫn chúng, cần phải biến đổi các tín hiệu nhị phân từ thiết bị ghép kênh thành các mã đường để giảm lỗi cho kênh truyền dẫn.

Báo cáo 938 của CCIR giới thiệu một số vấn đề có liên quan đến tín hiệu băng gốc của hệ thống viba số. Trên hình 5.1 điểm TT' là điểm nối của đoạn viba số ở tần số băng gốc và các đặc tính của tín hiệu ở đây cho trong bảng 5.5. Do bổ sung thêm các bit mào đầu, ghép thêm các bit hiệu chỉnh, các bit chẵn lẻ, các bit dịch vụ cùng với sự chuyển đổi mã làm cho tốc độ bit trong đoạn viba số có thể khác so với mức phân cấp do CCITT khuyến nghị, ở hình 3.11 CCIR đã lưu ý tới những yếu tố này và hiện tượng sắp xếp bit không theo phân cấp này không gây nên bất kỳ một mâu thuẫn nào cả. Đối với những hệ thống xây dựng dựa trên phân cấp 2048 kbit/s thì các tín hiệu và các mức tín hiệu được xác định ở đầu vào và đầu ra của thiết bị tương ứng phù hợp với Khuyến nghị G703 của CCITT mà đặc điểm chính của nó diễn tả trong bảng 5.5. Về mặt kỹ thuật mỗi khi lắp đặt cần phải lưu ý đến tổn hao trong các cáp trạm dùng để nối các đầu vào và đầu ra của 2 thiết bị kế tiếp nhau. Có thể bố trí khung phân luồng số (DDF) tại một điểm bất kỳ dọc các cáp nối của trạm. Vì lý do này CCITT không xác định các mức tín hiệu số tại khung phân luồng số. Đối với những hệ thống xây dựng dựa trên phân cấp 1544 kbit/s, thì tín hiệu và các mức tín hiệu thường được xác định ở DDF. Do đó các điều kiện giao tiếp được CCITT xác định trong G703 và tóm tắt chúng trong bảng 5.5, trùng với đầu cuối của một đoạn đường số hoặc một đoạn viba số.

Khi tốc độ truyền số trên hệ thống vô tuyến là bội nguyên của tốc độ bit phân cấp, thì lúc đó cần phải tiến hành ghép kênh. Chức năng này có thể thực hiện ở một cặp trong các khối đã cho ở hình 5.1, đó là (2,3), (1,4), (5,6) hoặc (7,8). Ở những nơi cần có sự ghép kênh, thì ở đó ta có thể ghép thêm bit để giảm sát BZR trong cùng các khối. Dãy các xung ở đầu vào của mạch điều chế

vô tuyến, sau điều chế, cần phải có tín hiệu định thời lấy ra từ tín hiệu đã phát đi và phổ của tín hiệu đã phát đi có thể không chứa những thành phần phổ có biên độ lớn để có thể gây ra tạp âm bất lợi cho các hệ thống khác, đặc biệt cho các kênh có vùng phổ trùng nhau hoặc các kênh lân cận của các hệ thống thông tin tương tự. Hầu hết các phương pháp điều chế đều có tín hiệu định thời tin cậy, nếu nó đảm bảo đầy đủ sự chuyển tiếp trạng thái trong tín hiệu ở đầu vào dẫn đến mạch điều chế. Một cách tương tự, có thể tránh những thành phần phổ có cường độ mạnh bằng cách gạt bỏ những dãy tuần hoàn không mong muốn ra khỏi điểm đó. Như đã trình bày ở mục 3.6.2.2, khi có tín hiệu chỉ thị cảnh báo (AIS) thì ở đầu ra của bộ ghép kênh xuất hiện một dãy số "1" liên tục. Nếu tín hiệu này xuất hiện ở điểm T' (hình 5.1) và sử dụng y nguyên nó đưa đến bộ điều chế vô tuyến lúc đó sẽ tạo nên những thành phần phổ không mong muốn. Trước khi đưa đến điều chế vô tuyến cần phải xử lý tín hiệu để sao cho sự hoạt động của hệ thống viba số thực sự không phụ thuộc vào bất kỳ đường nào có dãy bit vào tại điểm T'. Người ta có thể thực hiện được điều này bằng cách sử dụng bộ trộn đặt ở vị trí bất kỳ trong các khối của hình 5.1. Bộ trộn được trình bày một cách tóm tắt ở mục 4.5.1, ở đó vấn đề giảm rung pha được nhấn mạnh hơn là trải phổ.



B,B' : Đoạn vô tuyến số

R, R' : Các điểm có thể nối giữa các hệ thống lớp tần số vô tuyến trong một đoạn vô tuyến số

T, T' : Các cửa vào và cửa ra hoặc các giắc vào và ra (theo định nghĩa của Khuyến nghị G703 của CCITT)

Y : Đầu vào đầu cuối thu của thiết bị chuyển mạch

Z : Đầu ra của thiết bị đầu cuối thu

Y' : Đầu ra đầu cuối thu của thiết bị chuyển mạch

Z' : Đầu vào của máy phát đầu cuối

1, 4 : Các khối xử lý tín hiệu

5, 6 : Các đầu cuối thu phát của thiết bị chuyển mạch bảo vệ

7 : Máy thu (bao gồm giải điều chế) và các khối xử lý tín hiệu

8 : Máy phát (bao gồm bộ điều chế) và các khối xử lý tín hiệu

Hình 5.1- Liên kết băng gốc của các hệ thống vô tuyến số

5.1. CÁC MÃ ĐƯỜNG TRUYỀN

Một số lý do để mã hóa số là:

Đưa vào độ dư bằng cách mã hóa các từ số liệu nhị phân thành những từ dài hơn. Các từ nhị phân dài hơn này sẽ có nhiều tổ hợp hơn do tăng số bit. Chúng ta có thể chọn những tổ hợp xác định có cấu trúc theo một qui luật từ mã hợp thành, cho phép tách thông tin định thời một cách dễ dàng hơn và giảm độ chênh lệch giữa những con số "1" và những số "0" xuất hiện trong một từ mã (đó là giảm sự chênh lệch). Việc giảm độ chênh lệch này dẫn tới giảm thành phần một chiều. Nếu độ chênh lệch này giảm đến không đối với tất cả tập hợp từ mã thì thành phần một chiều của chúng cũng giảm đến không. Điều này là cần thiết vì không thể truyền thành phần một chiều của tín hiệu số đi được. Có thể sử dụng các từ mã phụ trong mã dư để truyền số liệu phụ như truyền bit chẵn lẻ trong mã phát hiện lỗi và truyền các kênh phụ trợ như sẽ trình bày ở mã 5B6B trong mục 5.1.6.4. Tuy vậy việc tăng độ dài của từ mã nhị phân sẽ làm tăng tốc độ bit và do đó tăng độ rộng băng tần. Tốc độ bit tăng tỷ lệ với tỷ số độ dài của từ mã ra trên độ dài của từ mã vào. Ở mã 5B6B tốc độ bit ở đầu ra tăng 6/5 lần so với tốc độ bit vào.

Mã hóa tín hiệu nhị phân thành tín hiệu nhiều mức để giảm độ rộng băng tần. Điều này được trình bày ở mục 5.2.3. Loại mã hóa này quan trọng khi truyền số liệu có tốc độ cao trên đôi dây kim loại có dải tần hạn chế. Việc giảm độ rộng băng tần cần thiết của kênh hoặc tăng tốc độ bit với một độ rộng băng tần đã cho sẽ làm tăng tỷ số tín hiệu trên tạp âm để đạt được xác suất lỗi cho trước (xem mục 5.2.4).

Bảo mật tin tức ở những nơi yêu cầu tính an toàn cao đặc biệt trên các tuyến truyền số liệu của các hệ thống máy tính xử lý số liệu.

Tạo phổ tín hiệu nhằm ứng dụng cho những mục đích đặc biệt như đồng bộ giảm thành phần biên độ *tần số không* đến 0, hoặc giảm các thành phần cao và thấp của tần số trước lúc lọc. Có thể đưa những số "0" đặc biệt vào các luồng số được mã lưỡng cực bậc cao bị chèn và các luồng số bị chèn.

Trong quá trình mã hóa PCM như đã trình bày trong chương 2 và 3, tất cả các bit thông tin được ngầm giả thiết là nhị phân đơn cực. Giả thiết này là hợp lý miễn là các bit thông tin đã được xác định trong một công đoạn nhất định nào đó của thiết bị xử lý và dây nối không được dài quá vài mét. Với những đường dây nối tương đối dài, đường cáp đôi xoắn bọc kim, hoặc cáp đồng trục thì không nên sử dụng luồng bit nhị phân.

Một số lý do làm cho độ dài của các dây nối giữa các bộ phận của thiết bị dài hơn 2 mét là:

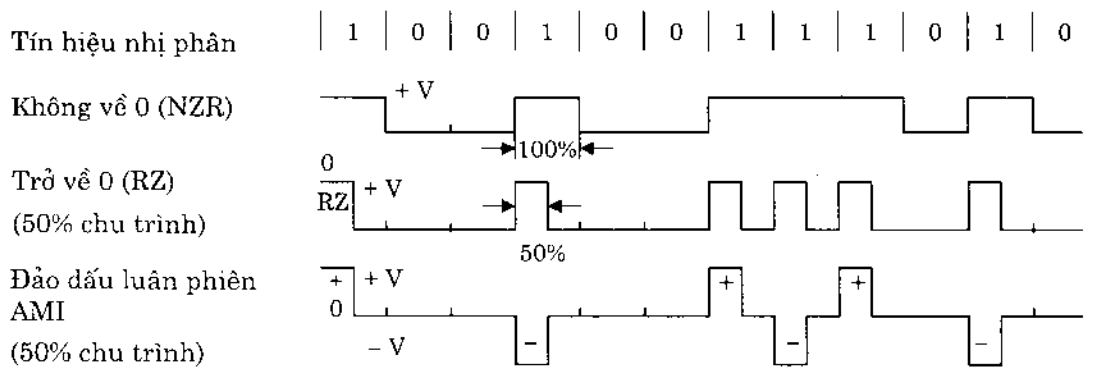
- Thiết bị ghép kênh PCM sơ cấp được bố trí ở những vị trí khác so với thiết bị ghép kênh bậc 2 hoặc cao hơn.
- Thiết bị PCM sơ cấp hoặc thiết bị ghép kênh bậc 2 hoặc cao hơn có thể được nối đến thiết bị truyền dẫn để xử lý tiếp tục tín hiệu trước lúc truyền qua kênh thông tin.
- Thông tin PCM sơ cấp hoặc thông tin ghép kênh bậc 2 trở lên có thể được truyền trực tiếp qua cáp đôi bọc kim, hoặc cáp đồng trục đến đầu cuối xa.

Dù lý do gì đi chăng nữa, thì tín hiệu số rời khỏi một công đoạn duy nhất của thiết bị xử lý cũng phải giao tiếp chính xác để phối hợp với kênh truyền dẫn, thậm chí kênh truyền dẫn chỉ là một đoạn nối tiếp giữa các thiết bị được sử dụng trong xử lý tín hiệu trước lúc truyền lên kênh thông tin. Các lý do tại sao một tín hiệu nhị phân đơn cực, (tức là một tín hiệu chỉ có 2 trạng thái trong đó một trạng thái ở mức 0) phải biến thành dạng khác trước lúc truyền qua các đường như đã nói ở trên đó là:

1. Nó có chứa thành phần một chiều;
2. Nó có các thành phần tần số thấp mức cao;
3. Khi truyền một dãy "0" liên tiếp thì không có điểm chuyển tiếp tín hiệu.

Người ta sử dụng các biến áp để ngăn chặn dòng một chiều, đối với các thiết bị lặp trung gian nó được sử dụng để nối các đầu vào và đầu ra của thiết bị xử lý. Tín hiệu nhị phân đơn cực có thành phần một chiều, vì vậy không thích hợp để truyền qua biến áp. Ngoài ra vì trong tín hiệu nhị phân đơn cực có chứa năng lượng cao trong phổ tần số thấp nên khi truyền qua biến áp chuẩn, thực tế sẽ bị méo dạng xung và như vậy nó sẽ tạo thêm lỗi truyền dẫn. Vì máy thu cần phải tách thông tin định thời ra khỏi dòng bit thu được, việc xuất hiện một dãy "0" liên tục trong tín hiệu nhị phân đơn cực sẽ nhiễu loạn quá trình tách thông tin định thời và dẫn đến mất đồng bộ.

Trong thiết bị xử lý có hai dạng tín hiệu nhị phân đơn cực. Đó là RZ "trở về 0" và NRZ "không về 0". Nếu sử dụng trực tiếp chúng để truyền dẫn thì sẽ gặp phải một số khó khăn như nhau. Hình 5.2 thể hiện đang sóng của hai tín hiệu nhị phân đơn cực này. Chú ý rằng mức của tín hiệu RZ biểu thị bit giá trị 1, nó chỉ ở mức cao trong một nửa đầu tiên của khoảng thời gian bit, trong một nửa khoảng thời gian bit còn lại tín hiệu quay trở về 0.



Hình 5.2- Biểu diễn mã nhị phân NRZ, RZ và biến đổi theo mã nhị phân AMI

Ưu điểm của tín hiệu RZ là mật độ chuyển tiếp tín hiệu của nó lớn hơn so với NRZ. Để khắc phục những vấn đề còn tồn tại trong tín hiệu nhị phân đơn cực, người ta đã đề xuất ra mã đường truyền. Các mã đường truyền không có thành phần một chiều đồng thời cũng không có hiện tượng năng lượng phổ của nó tập trung ở vùng tần số thấp. Đôi khi có một số mã đường truyền có thêm ưu điểm là trong cấu trúc của nó không có một dãy dài những số "0" hoặc những số "1", điều đó làm cho việc tách thông tin định thời sẽ dễ dàng hơn.

Những yêu cầu của mã đường cần phải có để biến đổi tín hiệu nhị phân thành một dạng thích hợp hơn để truyền trên kênh thông tin là:

- Phải phối hợp đặc tính phổ của tín hiệu với các đặc tính của kênh (như tạp âm, độ rộng băng tần...)
- Đảm bảo các dãy bit phải độc lập thống kê với nhau để giảm lượng rung pha phụ thuộc mẫu do các mẫu lặp gây ra.
- Đảm bảo dễ dàng tách đồng hồ và tái sinh tín hiệu.
- Đảm bảo độ dự phòng cần thiết để giám sát lỗi của đường truyền dẫn và định vị sự cố của thiết bị.
- Phải duy trì độ dự phòng ở mức thấp có thể được sao cho tốc độ bit là nhỏ nhất và do đó độ rộng băng tần truyền là bé nhất và giảm độ phức tạp của mạch. Giảm thành phần một chiều của tín hiệu đến 0.
- Giảm các thành phần tần số thấp nhằm để giảm xuyên âm và kích thước các linh kiện mạch. Đây là một tiêu chuẩn do CCITT khuyến nghị và được các nhà sản xuất khác nhau áp dụng.

Chú ý là hiện nay có hai trường hợp tồn tại trong hệ thống thông tin số vì vậy có các loại mã khác nhau. Trường hợp thứ nhất là "mã giao tiếp", trong đó

đầu ra của thiết bị ghép kênh số trở thành một nhánh vào của thiết bị ghép kênh số mức cao hơn tiếp theo. Độ dài đường dây trong trường hợp này không quá 100m và loại mã đường này được biểu thị ở bảng 5.5. Trường hợp thứ hai là đầu ra của thiết bị ghép kênh hoặc thiết bị số khác được gửi trực tiếp lên đường dây. Trong trường hợp này mã đường không cần theo chỉ dẫn ở bảng 5.5, nhưng lại phụ thuộc vào thiết bị được sử dụng để truyền tín hiệu thông tin trên kênh truyền dẫn. Các loại mã này xem bảng 5.1.

Bảng 5.1- Các ví dụ mã đường của hệ thống

Tốc độ bit Mbit/s	*Loại hệ thống*	*Môi trường truyền dẫn*	*Mã đường*
2,048	Hữu tuyến	Cáp đối xứng	MS43
		Cáp quang	1B2B
8,448	Hữu tuyến	Cáp quang	2B3B
		Cáp quang (thế hệ thứ 2)	1B2B
34,368	Hữu tuyến	Cáp quang	5B6B
139,264	Hữu tuyến	Cáp đồng trục	6B4T
		Cáp quang	7B8B
564,992	Hữu tuyến	Cáp quang	5B6B

Nếu đầu ra của thiết bị ghép kênh được đưa đến đầu vào của đường vô tuyến số, lúc đó không sử dụng mã đường của hệ thống mà sử dụng các giao tiếp trong bảng 5.5, vì đầu vào đường vô tuyến được coi như một nhánh vào của bộ ghép kênh mức cao hơn khác; khoảng cách được truyền đi không xa và sau đó được nối ở khung phân phối số (DDF) cũng giống như đối với đầu ra của bộ ghép kênh đến đầu vào của nhánh ghép mức cao hơn. Mô hình của một hệ thống số thể hiện trên hình 1.1 cho thấy đầu ra của thiết bị ghép kênh trình bày ở trên và "MOD số" là biện pháp để truyền tín hiệu số trên cáp đôi bọc kim hoặc cáp đồng trục là *thiết bị đầu cuối đường dây* (LTE) đối với các hệ thống đường quang thì đó là *thiết bị đầu cuối đường quang* (OLTE). Một thực tiễn chung là các nhánh vào của thiết bị ghép kênh mức 2 hoặc thiết bị ghép kênh bậc 2 và cao hơn nữa, được nối đến một khung phân phối số (DDF) để ráp nối nhân công một cách phù hợp. Các đầu cáp đồng trục của nhánh vào của bộ ghép kênh có liên quan cũng được bố trí ở trên giá DDF này. Điều này cho phép linh hoạt và cũng cho phép lặp lại những mạch quan trọng thông qua các thiết bị khác khi thiết bị đang làm việc có sự cố. Các nhánh vào của thiết bị ghép kênh bậc nhất thường sử dụng cáp đôi bọc kim. Các mạch phân phối tín hiệu 64 kbit/s và các đầu vào nhánh 64 kbit/s đưa đến thiết bị ghép kênh không đi đến DDF, mà đi đến khung phân chia để nối vì người ta sử dụng các loại cáp

khác nhau. Trên DDF, thường qui định rằng mỗi một đường thẳng đứng được sử dụng chung cho một tốc độ bit giống nhau, phần trên cùng của đường thẳng đứng là các đầu ra của thiết bị ghép kênh lấy từ các tầng trước và phần dưới cùng của đường thẳng đứng là để cho các nhánh vào của thiết bị ghép kênh bậc cao hơn tiếp theo.

5.1.1. Mã đảo dấu luân phiên (AMI)

Bằng cách mã hóa tín hiệu nhị phân đơn cực thành một mã có một số mức trước khi truyền dẫn có thể loại bỏ thành phần một chiều và giảm được các thành phần tần số thấp của tín hiệu đã mã hóa, do đó sẽ duy trì được một kích thước hợp lý của các thành phần cấu kiện trong lúc thiết kế các bộ cân bằng của trạm lặp. Việc mã hóa này không mở rộng băng tần truyền dẫn cần thiết, về nguyên lý có thể giảm băng tần truyền dẫn cần thiết khi sử dụng biến đổi mã nhị phân thành n phân. Mã 3 mức-còn gọi là mã tam phân, trong đó mức giữa của tín hiệu được ứng dụng rộng rãi là điện áp 0. Vì mức điện áp 0 không phải là một mức logic thực nên mã được gọi là mã "giả-tam phân". Các bộ mã có thể dễ dàng tạo ra các điện áp đầu ra cân bằng +A (để tiện ký hiệu là +), –A (Ký hiệu là –) và mức điện áp 0 tương ứng với mức đất của hệ thống. Người ta gọi mã tam phân này là mã đảo dấu luân phiên - AMI, nói một cách khác là mã lưỡng cực. Dãy mã thu được bằng cách: khi không có xung thì mã là các số "0", còn khi xuất hiện "1" trong tín hiệu nhị phân thì nó lấy các xung dương và âm một cách luân phiên. Sự luân phiên này xuất hiện bất chấp số con số "0" giữa chúng. Hình 5.2 chỉ ra sự biến đổi tín hiệu nhị phân RZ (50%) thành mã AMI. Tín hiệu AMI cũng có thể là loại NRZ (100% chu trình) có giá trị trung bình bằng 0, nghĩa là không có thành phần một chiều (DC), và việc ghép AC vào đường truyền dẫn có ảnh hưởng ít đến các số được phát đi. Một đặc điểm của loại mã này là: mật độ phổ cực đại ở 1/2 tốc độ bit, và mật độ phổ rất nhỏ ở các tần số thấp. Tuy nhiên sự biến đổi mã không giảm độ chênh lệch giữa các số "1" và các số "0" trong 1 từ mã, hoặc giảm khó khăn trong việc tách đồng hồ đối với tín hiệu AMI. Thường thường độ chênh lệch là một vấn đề quan trọng vì nó biểu thị thiên hướng của mã để giảm thành phần DC. Nếu độ chênh lệch này lớn hơn hoặc nhỏ hơn 0, điều đó có nghĩa là ở một thời điểm nào đó có nhiều con số "1" hơn "0" hoặc ngược lại. Vì "0" trong mã giả tam phân có thể biểu hiện bằng một mức điện áp âm, do đó sẽ có một điện áp dủ dương hoặc âm. Đối với mã AMI không sử dụng điều này nếu "0" nhị phân được đặt tại điện thế đất. Một vấn đề quan trọng là phải thiết kế được một loại mã đường mà trong một dãy bit có tổng số con số "1" bằng tổng số con số "0". Khi đó nếu có một lỗi sinh ra trong hệ thống đường dây truyền dẫn do tạp âm xung hoặc xuyên âm nó sẽ là nguyên nhân gây ra bỏ sót một xung hoặc thêm một xung sai vào. Trong cả

hai trường hợp, nó sẽ xuất hiện hai xung cùng cực tính, với thiết bị thích hợp có thể dễ dàng phát hiện được lỗi. Điều kiện này người ta thường gọi là vi phạm luật lưỡng cực và đó là một ưu việt của mã AMI.

5.1.2. Mã tam phân lựa chọn cặp

Biến đổi từ tín hiệu nhị phân đơn cực RZ thành tín hiệu tam phân lựa chọn cặp được tiến hành bằng cách ghép hai bit lân cận và sử dụng quy luật biến đổi như ở bảng 5.2. Đối với cả hai đầu ra "mode dương" và "mode âm" các tổ hợp tam phân được tạo nên từ các cặp nhị phân 00 và 11 không có mức DC, mặc dầu các cặp nhị phân 01 và 10 tạo nên mức DC tương đương với +A/2 và –A/2 phụ thuộc vào mode của đầu ra. Bộ mã hoạt động tạo ra đầu ra mode dương cho đến khi ở đầu vào xuất hiện trạng thái 01 hoặc 10. Sau đó tạo nên một định thiên +A/2 ở đầu ra để thay đổi sang mode âm. Sự xuất hiện tiếp theo của 10 hoặc 01 tạo nên định thiên –A/2, xóa định thiên +A/2 và đổi mode trở lại dương. Vì một dãy dài liên tiếp các số "0" hoặc "1" không xuất hiện, nên nó cân bằng được dòng một chiều ở đầu ra, dễ tách định thời ở các thiết bị lặp và thiết bị thu đầu cuối.

Bảng 5.2- Qui luật biến đổi của mã tam phân chọn cặp

Các cặp kề nhau của mã vào nhị phân	*Mã vào*	
	Mode dương	*Mode âm*
00	– +	– +
01	0 +	0 –
10	+ 0	– 0
11	+ –	+ –

5.1.2.1. Mã 4B3T

Mã này làm cho việc sử dụng các mức tam phân có hiệu quả hơn bằng cách nén 4 bit số liệu vào thành 3 bit của số liệu ra. Như vậy tốc độ ban đầu bằng 0,75 lần tốc độ của tín hiệu vào. Bảng 5.3 chỉ ra thuật toán biến đổi của nó. Năng lượng phổ đối với mã này tương đối rộng và đều, tuy vậy nó giảm nhanh đối với những tần phổ bé hơn 0,1 lần tốc độ bit. Người ta đã cố gắng để gạt những thành phần tần phổ rất thấp của mã này bằng cách tạo ra một mã 4B3T cải tiến như MS43 trình bày ở mục 5.1.2.2. và cho ở trong bảng 5.3B và mã VL43. Ký hiệu 4B trong mã mang tên 4B3T tương ứng với các khối 4 số nhị phân của tín hiệu vào. Ký hiệu 3T trong khối 3 số tam phân biểu thị mã ra. Mã này thuộc nhóm mã khối nNmT, ở đây $3^m > 2^m$, m là số số tam phân, n là số số

nhị phân trong khối. Từ bảng 5.3A chúng ta nhận thấy rằng độ lệch cực đại hoặc tổng sai khác số là ± 3 đối với mã vào 0111. Cũng như mã 2B2T được trình bày ở mục 5.1.2 có 2 mode. Nếu tín hiệu ra trung bình là dương thì mode sẽ chuyển thành âm và,... chữ cái của mode đã được sắp xếp để định thêm dãy ra tiến đến tích lũy tổng số sai lệch số dương hoặc âm và để chuyển các mode nhằm để duy trì tổng số tiến đến 0, như vậy sẽ làm tối thiểu hóa năng lượng phổ tần thấp của tín hiệu ra. Người ta sử dụng mã này ở trong các hệ thống Ethernet, ISDN và các hệ thống truyền số liệu số.

Bảng 5.3A- Qui luật biến đổi mã 4B3T

Mã vào nhị phân	*Mã ra tam phân*		
	Mode dương	*Mode âm*	*Sự thay đổi của tổng số (Sự chênh lệch)*
0000	+ 0 –	+ 0 –	0
0001	– + 0	– + 0	0
0010	0 – +	0 – +	0
0011	+ – 0	+ – 0	0
0100	+ + 0	– – 0	+/–2
0101	0 + +	0 – –	+/–2
0110	+ 0 +	– 0 –	+/–2
0111	+ + +	– – –	+/–3
1000	+ + –	– – +	+/–1
1001	– + +	+ – –	+/–1
1010	+ – +	– + –	+/–1
1011	+ 0 0	– 0 0	+/–1
1100	0 + 0	0 – 0	+/–1
1101	0 0 +	0 0 –	+/–1
1110	0 + –	0 + –	0
1111	– 0 +	– 0 +	0

5.1.2.2. Mã MS43

Một mã 4B3T khác là mã MS43, được sử dụng để truyền tín hiệu trong các hệ thống truyền dẫn số trên cáp bọc kim. Mã này sử dụng 3 chữ cái R_1, R_2 và R_3, được lựa chọn tương ứng với độ lệch của tổng biến đổi số của mã. Ở một thời điểm nào đó tổng số có thể thay đổi trên 6 giá trị, từ 0 đến 5, với những giá

trị cực đại xuất hiện trong thời gian hoặc của phần tử thứ nhất hoặc phần tử thứ hai của một từ tam phân. Điều này hạn chế các trạng thái cuối từ 1 đến 4. Nếu trạng thái cuối là 1 thì chữ cái R_1 được chọn cho từ mã tiếp theo. Nếu nó là 2 hoặc 3, chọn chữ cái R_2 và nếu nó là 4 thì chọn R_3. Bảng 5.3B chỉ ra qui luật biến đổi mã này. Các chữ cái được sắp xếp sao cho mỗi một nhóm 3 ký hiệu tam phân được liên hệ duy nhất với 1 nhóm 4 bit nhị phân và do đó nó không cần thiết bị giải mã để xác định mode hoặc chữ cái đã được máy phát sử dụng. Mã này cho phép xuất hiện 4 số "0" liên tiếp trong 1 dãy tam phân hoặc lên đến 5 ký hiệu dương hoặc âm liên tiếp. Từ tam phân bao gồm 3 số "0" không sử dụng và một dãy bất kỳ 3 hoặc 4 số "0" cần phải nối biên giới giữa hai từ kế cận nhau. Sử dụng đặc điểm này để đạt được đồng chỉnh khung. Ngoài ra vì mỗi từ chứa một hoặc nhiều số "1" nên việc tách đồng hồ đơn giản.

Bảng 5.3B- Mã MS43

Các từ nhị phân	*Các từ tam phân*		
	R_1	R_2	R_3
0000	+ + +	– + –	– + –
0001	+ + 0	0 0 –	0 0 –
0011	+ 0 +	0 – 0	0 – 0
0100	0 + +	– 0 0	– 0 0
1000	+ – +	+ – +	– – –
0011	0 – +	0 – +	0 – +
0101	– 0 +	– 0 +	– 0 +
1001	0 0 +	0 0 +	– – 0
1010	0 + 0	0 + 0	– 0 –
1100	+ 0 0	+ 0 0	0 – –
0110	– + 0	– + 0	– + 0
1110	+ – 0	+ – 0	+ – 0
1101	+ 0 –	+ 0 –	+ 0 –
1011	0 + +	0 + –	0 + –
0111	– + +	– + +	– – +
1111	+ + –	+ – –	+ – –

5.1.2.3. Mã 6B4T

Bảng 5.1 thể hiện mã 6B4T được sử dụng cho các hệ thống thông tin cáp đồng trục tốc độ 140 Mbit/s. Mã này biến đổi 6 số nhị phân thành 4 số tam phân. Mã này có 2^6 hoặc 64 từ nhị phân 6 bit và 3^4, 80 từ tam phân không kể 0000. Nhóm các mã được diễn tả như nNmT, là một lớp mã chữ cái tam phân

phi tuyến. Như đã nói ở trên, trường hợp đơn giản nhất của mã này khi n = m = 2, như mã tam phân lựa chọn cặp (PST).

5.1.3. Các mã BNZS

Các mã đã được triển khai, là mã lưỡng cực khi thay đổi một dãy N số "0" liên tiếp trong mã nhị phân bằng những vi phạm luật lưỡng cực. Sự thay thế này để giảm bớt độ chênh lệch. Các mã này thuộc một lớp mã không tam phân phi tuyến và có thể coi là mã AMI cải tiến hoặc mã lưỡng cực. Ba loại mã quan trọng nhất trong lớp này là B3ZS, B6ZS, B8ZS. Tất cả các mã này được CCITT khuyến nghị trong G703 sử dụng trong một số giao tiếp nào đó sẽ trình bày dưới đây.

5.1.3.2. Mã B3ZS

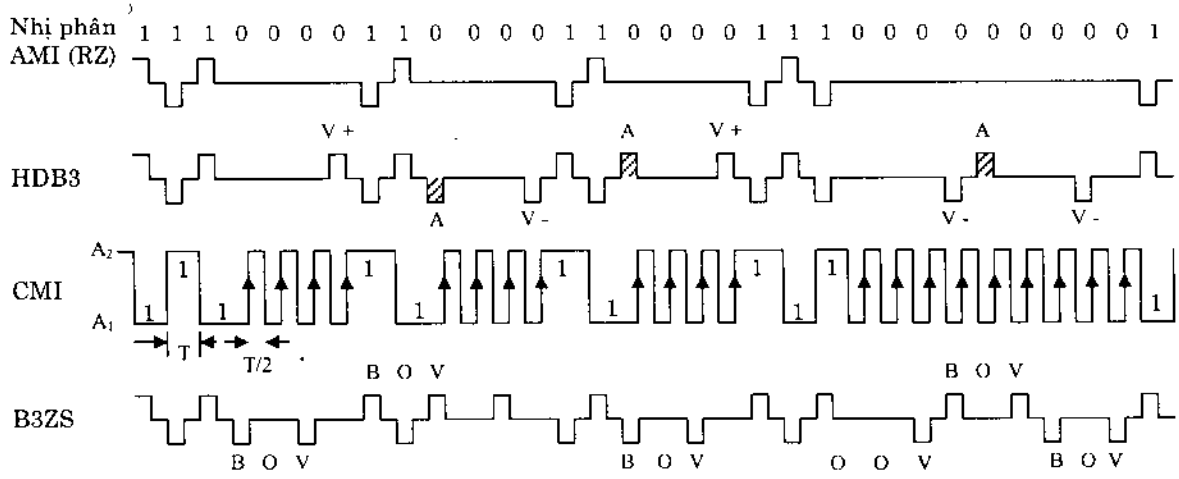
Cũng như đã nói trong Khuyến nghị G703 của CCITT, mã B3ZS là một dạng mã lưỡng cực cải tiến hoặc dạng xung AMI được thay 3 số "0" liên tiếp bằng nhóm vi phạm luật lưỡng cực. Các bit logic 1 có thời gian tồn tại 50% chu trình và nói chung là thay đổi luân phiên dương và âm đối với mức logic 0.

Trường hợp ngoại lệ là khi có 3 logic 0 xuất hiện (đồng thời) trong luồng bit. Trong dạng B3ZS mỗi khối 3 logic 0 liên tiếp được thay thế bằng tổ hợp B0V hoặc 00V, ở đây B biểu thị 1 xung hợp với luật lưỡng cực, hoặc là qui luật cực tính dấu luân phiên của AMI và V biểu thị 1 xung trái qui luật này.

Việc chọn B0V hoặc 00V được tiến hành sao cho số các xung B giữa 2 xung V kế tiếp nhau là lẻ. Mã này thường được sử dụng trong thiết bị giao tiếp của bộ ghép kênh bậc 3, tốc độ 44736 bit/s như đã nói ở mục 3.5.6.1. Các bit đồng bộ khung chứa trong quá trình mã hóa, được minh họa trong hình 3.21. Hình 5.3 minh họa 1 ví dụ của mã này. Năng lượng phổ của mã có đỉnh tại 0,5 tốc độ bit, hầu hết năng lượng nằm ở trong khoảng 0,2 đến 0,8 tốc độ bit.

5.1.3.2. Mã B6ZS

Trong mã này một tổ hợp 6 số "0" liên tiếp trong tín hiệu vào được thay thế bằng một tổ hợp 0 + – 0 – + nếu xung phía trước là +; còn nếu xung phía trước là – thì lúc đó 6 số "0" đó được bằng 0 – + 0 + –. Như vậy xuất hiện một dãy "0" dài liên tiếp trong mã AMI thông thường đã được loại trừ và thay thế vào đó là các xung hoặc tổ hợp xung phạm lỗi quy luật cực tính của xung đan dấu. Đỉnh phổ năng lượng của mã này ở tại 0,5 tốc độ bit, và hầu hết năng lượng phổ nằm trong khoảng 0,2 ÷ 0,8 lần tốc độ bit. Mã này được khuyến nghị sử dụng trong giao tiếp số 6312 kbit/s nếu sử dụng 1 đôi dây đối xứng cho hướng truyền dẫn.



Hình 5.3- Các tín hiệu nhị phân đã mã HDB3, CMI và B3ZS

5.1.3.3. Mã B8ZS

Trong mã này một nhóm 8 số "0" liên tiếp trong tín hiệu vào được thay thế bằng 000 + – 0 – + nếu xung trước đó là +. Nếu xung trước đó là – thì 8 số "0" đó được thay bằng 000 – + 0 +. Đáp lại quy luật cực tính xung dấu luân phiên của AMI bị vi phạm CCITT khuyến nghị sử dụng mã này cho các giao tiếp số ở tốc độ 1544 kbit/s nếu sử dụng cáp đối xứng, hoặc ở tốc độ 6312 kbit/s nếu sử dụng cáp đồng trục.

5.1.4. Mã HDB3

Mã HDB3 là mã nhị phân mật độ cao có nhiều nhất 3 số "0" liên tiếp. Thuật toán để mã một tín hiệu nhị phân thành một tín hiệu HDB3 phụ thuộc vào các quy tắc sau đây:

1- Số 0 nhị phân được mã bằng một trạng thái trống trong tín hiệu HDB3. Tuy nhiên đối với một dãy 4 số 0 liên tiếp thì sử dụng các quy luật đặc biệt theo quy tắc 3 dưới đây.

2- Số 1 nhị phân được mã bằng ký hiệu dương hoặc âm và có dấu ngược với xung trước đó (đảo dấu luân phiên).

3- Các dãy 4 số 0 liên tiếp trong tín hiệu nhị phân được mã như sau:

a- Số 0 đầu tiên của dãy được mã bằng trạng thái trống nếu dấu trước đó tín hiệu HDB3 có cực ngược với cực của vi phạm phía trước và bản thân nó không vi phạm.

b- Số 0 đầu tiên của dãy được mã bằng dấu A mà không vi phạm (+ hoặc –), nếu dấu trước đó của tín hiệu HDB3 có cùng cực với dấu vi phạm trước đó hoặc chính bản thân nó vi phạm.

Các qui luật 3 (a) và 3(b) đảm bảo các vi phạm liên tiếp có cực tính đảo nhau sao cho thành phần một chiều có thể gộp lại bằng không.

c- Số 0 thứ 2 của dãy 4 số 0 nhị phân liên tiếp luôn được mã bằng trạng thái trống.

d- Số 0 thứ tư trong dãy của 4 số 0 nhị phân được mã bằng một dấu mà cực tính của nó vi phạm đan dấu. Những bit vi phạm đan dấu như vậy được ký hiệu bằng V– hoặc V + tương ứng với cực tính của nó.

Phân bố năng lượng phổ của tín hiệu đầu vào ngẫu nhiên được mã hóa thành mã HDB3 giống phân bố năng lượng phổ của AMI, trong đó năng lượng phổ cực đại nằm ở khoảng 0,5 tốc độ bit. Dạng của nó gần giống "miệng núi lửa", có một độ lõm ở 0,5 lần tốc độ bit và hai đỉnh nhỏ ở khoảng 0,45 và 0,55 lần tốc độ bit. Mã này được sử dụng chủ yếu cho các giao tiếp ghép kênh 2048, 8448 và 34368 kbit/s theo như CCITT khuyến nghị (Khuyến nghị G703). Người ta sử dụng nó trong cấu hình mạng cục bộ Ethernel và để truyền đưa số liệu. Hình 5.3 minh họa một ví dụ về mã hóa tín hiệu nhị phân thành HDB3.

5.1.5. Mã CMI

CMI là viết tắt của chữ Coded Mark Inversion (đảo dấu mã). Nó là một mã NRZ hai mức trong đó bit 0 nhị phân vẫn được mã bằng hai mức A_1 và A_2 tương ứng, mỗi mức chiếm một nửa khoảng thời gian đơn vị T/2. Bit 1 được mã bằng các mức biên độ A_1 hoặc A_2 mỗi mức chiếm toàn bộ thời gian đơn vị T, các mức này luân phiên thay đổi theo các bit 1 kế tiếp nhau. Hình 5.3 chỉ ra một ví dụ của mã này. Chú ý rằng đối với bit không luôn luôn có một chuyển tiếp dương tại điểm giữa của khoảng thời gian bit, và đối với bit 1 có một chuyển tiếp dương tại điểm khởi đầu của khoảng thời gian đơn vị bit mức trước là A_1 và một chuyển tiếp âm tại thời điểm khởi đầu của khoảng thời gian đơn vị bit nếu nếu bit 1 sau cùng đã được mã hóa bằng mức A_2. Lưu ý rằng bit không được ký hiệu bằng 01 và bit 1 ký hiệu bằng 11 và 00 trong khoảng thời gian của khe thời gian.

5.1.6. Các mã khác

Các mã đã được trình bày là các mã nhị phân được sử dụng để truyền số liệu trong các mạng nội hạt và tích trữ các số liệu trên các băng từ hoặc đĩa. Các mã này đã được tính đến, vì khả năng của chúng có thể sử dụng trong mạng ISDN để truyền các tín hiệu số trong mạng thuê bao hoặc trong mạng nội hạt.

5.1.6.1. Các mã Wal1 và Wal2

Chúng là sự cải tiến của các mã nhị phân trong đó tín hiệu đã mã không có thành phần một chiều và chứa một lượng lớn vị trí chuyển tiếp có thể thu được tín hiệu định thời không phụ thuộc vào dạng tín hiệu nhị phân vào. Độ rộng giải tần của mã Wal2 lớn hơn độ rộng giải tần của mã Wal1 và mở rộng gần 2 lần tốc độ truyền dẫn bit, trong lúc đó Wal1 mở rộng khoảng 1,5 lần tốc độ bit. Phổ của Wal2 có năng lượng không lớn lắm trong khoảng tần số thấp hơn 0,2 lần tốc độ bit do đó có thể sử dụng để truyền dẫn dưới dạng số liệu trên tiếng nói. Có ít nhất là hai chuyển tiếp cho mỗi bit số liệu điều đó tạo ra một tín hiệu dễ đồng bộ, tuy nhiên, tốc độ baud của Wal2 tăng lên 4 lần so với tốc độ số liệu và của Wal1 tăng lên 3 lần so với tốc độ số liệu.

5.1.6.2. Mã Manchester

Hiểu một cách khác, mã này là một dạng mã nhị phân kết đôi, mã pha tách đôi hoặc mã hai pha và là một dạng khác của mã 1B2B. Thường sử dụng nó để truyền số liệu PAM biên mã nhị phân và lưu trữ số liệu trên băng từ hoặc đĩa từ. Nó cũng được phù hợp trong mạng cục bộ Ethernet.Trong phương pháp này, mỗi bit được biểu thị bằng 2 xung liên tiếp có cực tính ngược nhau, hai giá trị nhị phân được biểu thị + – và – +. Một chuyển tiếp từ âm sang dương được biểu thị bằng bit 1, còn chuyển tiếp từ dương sang âm biểu thị bằng bit 0.

Tốc độ bit bằng một nửa tốc độ bit của các xung nhị phân không hạn chế, do đó yêu cầu độ rộng băng gấp đôi. Vì mỗi bit số liệu có ít nhất một thời điểm chuyển tiếp cho nên việc tách đồng hồ dễ dàng. Trạng thái logic nhị phân 0 biểu thị bằng 01 và 1 được biểu thị bằng 10. Không sử dụng các trạng thái 00 và 11 nhằm đảm bảo không xuất hiện một dãy dài số "0" và "1" làm cho việc khôi phục định thời khó khăn. Đỉnh của mật độ phổ công suất ở 0,8 lần tốc độ bit và giảm đến không ở 2 lần tốc độ bit và không có thành phần một chiều.

5.1.6.3. Mã S (mã chuỗi)

Đây là mã phi tuyến, nó có đặc tính đồng bộ rất tốt. 14 bit số liệu ra được sử dụng để mã 4 bit số liệu vào. Tốc độ baud bằng 7/2 lần tốc độ số liệu. Khởi đầu cho mỗi dãy 14 bit là 10110 và tiếp theo là dãy 9 bit trong đó không bao giờ xuất hiện liên tiếp 2 số "0" hoặc 2 số "1". Điều này cho phép đồng bộ được cả bit và byte.

5.1.6.4. Mã 5B6B

Mã này rất thích hợp cho các đường quang 34 Mbit/s và 565 Mbit/s vì:

Tín hiệu 2 mức là thích hợp nhất để làm tín hiệu truyền dẫn trên các sợi quang. Thành phần tần thấp trong phổ của tín hiệu là rất bé.

Mật độ chuyển tiếp tín hiệu cao và phân bố đồng đều và số các tín hiệu cùng cực liên tiếp đã được hạn chế là 5. Điều này tạo khả năng tách tín hiệu đồng hồ một cách dễ dàng với mức độ rung pha thấp.

Mã này cho phép giám sát liên tục tỷ lệ lỗi bit (BER) của các trạm lặp độc lập bằng cách phát hiện các phần thừa gây ra lỗi. Sự liên quan giữa các vi phạm của mã được phát hiện và các lỗi thực rất chặt chẽ. Mối tương quan này mở rộng từ tỷ lệ lỗi bit thấp đến tỷ lệ lỗi bit cao và biểu hiện sự độc lập thống kê của tín hiệu và lỗi.

Công nghệ hiện nay cho phép sản xuất các bộ mã hóa và giải mã này dễ dàng. Bảng 5.4 cho các chi tiết về mã này.

Lưu ý là từ mã ra gồm 6 bit và từ mã vào 5 bit, ở tốc độ bit là 565 Mbit/s tốc độ bit ra sẽ tăng 6/5 lần so với tốc độ bit vào, tức là 678 Mbit/s. Vì sử dụng bit ra cho nên số từ mã khác nhau có thể có ở đầu ra là 65, có 32 từ bổ sung có thể được sử dụng cho các từ mã ra trên 32 từ mã vào. Độ dư này cho phép loại trừ không sử dụng những từ mã có độ chênh lệch chẵn lẻ lớn hơn 1. Ngay cả khi đã chấp nhận điều này thì vẫn còn thừa một số từ mã có thể sử dụng những từ bổ sung này để tạo nên những kênh số liệu phụ trợ bằng cách sau: Hãy xét 6 từ mã bổ sung trong một và hai đối với 17B, 19B và 28B. Nếu đầu ra của máy thu nhận từ mã nhị phân 10001 đối với 1 trong 3 từ mã 100011,100001 hoặc 011110, từ mã thập phân biểu thị số liệu là 17 đi qua kênh truyền dẫn bằng bất kỳ 1 trong 3 dạng từ mã 6 bit. Nếu từ mã 100011 của chữ cái 1 có độ chênh lệch chẵn lẻ là 0 đã được sử dụng để mã hóa logic 0 cho kênh phụ trợ và 100001 và 011110 là của kênh phụ trợ 1 (hai mã này luân phiên để giữ độ chênh lệch chẵn lẻ bằng 0), số liệu phụ trợ có thể được gửi đi bằng 1 kênh phụ trợ cùng với thông tin số liệu.

Ví dụ, nếu kênh phụ trợ đưa vào bộ mã 5B6B một tín hiệu 1, tương ứng với số được truyền trên mã 5B là 10001 và mã 6B là 100001. Nếu bit tiếp theo của kênh phụ trợ là 0 tương ứng với nhóm mã 5B là 10001, mã 6B sẽ là 100011. Nếu mã phụ trợ tiếp theo lại một lần nữa là 1, thì tương ứng với mã 5B là 10001, bộ của mã này có từ mã 6B là 011110 để duy trì độ sai lệch bằng không trên cả hai bit 1 của kênh phụ trợ. Nếu có đến 3 kênh số liệu phụ trợ riêng rẽ, thì sử dụng các từ mã nhị phân của 17, 19 và 28. Dĩ nhiên có thể kết hợp các từ này để tăng gấp 3 dung lượng của kênh phụ trợ.

Bảng 5.4-Mã 5B6B

Từ mã vào		*Từ mã ra*		*Từ mã vào*		*Từ mã ra*	
Thập phân	*ABCDE*	*Bảng chữ 1 LLLLLL*	*Bảng chữ 2 LLLLLL*	*Thập phân*	*ABCDE*	*Bảng chữ 1 LLLLLL*	*Bảng chữ 2 LLLLLL*
0	00000	101000		1	00001	011000	100111
2	00010	100100		3	00011	000111	
4	00100	010100	101011	5	00101	001011	
6	00110	001101		7	00111	001110	
8	01000	001100	110011	9	01001	010011	
10	01010	010101		11	01101	010110	
12	01100	011001		13	01101	011010	
14	01110	011100		15	01111	010010	101101
16	10000	100010	011101	17A	10001	100011	
				17B		100001	011110
18	10010	100101		19A	10011	100110	
				19B		110000	001111
20	10100	101001		21	10101	101010	
22	10110	101100		23	10111	001010	110101
24	11000	110001		25	11001	110010	
26	11010	110100		27	11011	000110	111001
28A	11100	111000					
28B		000011	111100	29	11101	010001	101110
30	11110	001001	110110	31	11111	000101	111010

5.1.7. Các giao tiếp của CCITT (Khuyến nghị G703)

Bảng 5.5 cho chi tiết các trở kháng, loại đôi dây dẫn, mức tín hiệu và dạng xung tại khung phân bố số với những tốc độ bit khác nhau.

5.1.8. Các mã truyền dẫn

Mục 5.1 đã nêu lên những yêu cầu đối với mã đường truyền là các tín hiệu nhị phân đã được các thiết bị khác nhau xử lý thành dạng thích hợp hơn để truyền lên kênh thông tin. Tuy vậy, vấn đề chủ yếu của mã đường là cần phải phối hợp luồng bit với kênh truyền dẫn. Có thể coi mã đường thuộc một lớp mã truyền dẫn, lý do tồn tại của nó không chỉ để phối hợp với kênh truyền dẫn mà còn phải loại bỏ những hạn chế do thiết bị truyền dẫn gây ra đối với các tín hiệu nhị phân, điều đó sẽ được trình bày ở mục 5.2 và các chương sau. Các đặc

trưng mà mã truyền dẫn cần phải có là để truyền thông tin số ở tốc độ cao với xác suất lỗi bé nhất và lượng thông tin truyền dẫn lớn nhất, được cho ở mục 5.1.8.1 đến 5.1.8.7.

Bảng 5.5- Các giao tiếp ở những tốc độ bit khác nhau

Tốc độ bit kbit/s	*64*	*1544*	*6312*	*44736*	*2048*	*8448*	*34368*	*139264*
Loại cáp *	S	S	S/C	C	S/C	C	C	C
Trở kháng tải (Ω)	120	100	110/75	75	120/75	75	75	75
Mã đường	+	AMI hoặc B8ZS	B6ZS hoặc B8ZS	B3ZS	HDB3	HDB3	HDB3	CMI
Dạng xung chuẩn	Vuông	Vuông	Vuông	Phức tạp	Vuông	Vuông	Vuông	Vuông
Độ rộng xung chuẩn	3,9 µs	#	#	#	244 ns	59 ns	14,55 ns	< 2ns
**Mức tính bằng dB ở tần số đã cho	-	12 đến 19	0,2 đến 7,3 / 6,2 đến 13,3	−1,8 đến + 5,7	-	-	-	-
Tần số kHz		772	3156	22368				
**Mức tính bằng dB ở tần số đã cho		−13 đến −6	< −20 hoặc < −14	−21,8 đến −14,3				
Tần số, kHz		1544	6312	44736				

S- Cáp đối xứng C- Cáp đồng trục Rec- Hình chữ nhật

Chú ý:

 # Xem Khuyến nghị G703.

+ Giao tiếp cùng hướng 64 kbit/s (đấy là giao tiếp qua đó các tín hiệu thông tin và tín hiệu định thời kết hợp được gửi đi cùng 1 hướng) sử dụng một cáp cân bằng trở kháng cho mỗi hướng truyền dẫn có biến áp nối ở mỗi đầu cuối. Tín hiệu định thời 64 kHz và 8 kHz được truyền dẫn đi cùng với tín hiệu thông tin theo cách của tín hiệu thông tin được mã hóa. Các qui tắc chuyển đổi là:

Bước 1: Chu kỳ bit 64 kbit/s được phân thành 4 khoảng đơn vị.

Bước 2: Bit 1 được mã thành 1 khối gồm 4 bit 1100

Bước 3: Bit 0 được mã thành một khối gồm 4 bit 1010

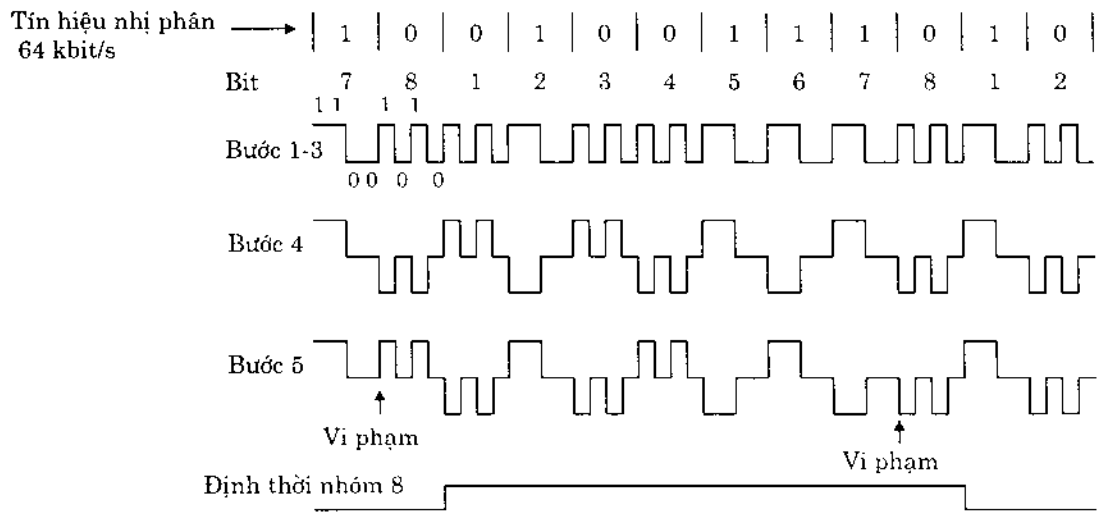
Bước 4: Tín hiệu nhị phân được chuyển đổi thành tín hiệu tam phân bằng cách luân phiên thay đổi cực của các khối kế tiếp nhau.

Bước 5: Cứ khối thứ 8 là vi phạm luân phiên dôi cực của các khôi. Khối vi phạm đánh dấu bit cuối cùng trong bộ tám.

Qui tắc biến đổi này minh họa trên hình 5.4.

** Đối với cáp đồng trục, một cáp dành cho hướng truyền dẫn, tương tự đối với cáp đối xứng một đôi dành cho một hướng truyền dẫn.*

*** Mức tín hiệu là mức công suất đo trong băng tần 3 kHz tại giắc cắm khi phát tất cả là 1.*



Hình 5.4- Mã tín hiệu đường dây 64 kbit/s đối với giao tiếp đồng hướng

5.1.8.1. Độ rõ (độ thông suốt)

Khái niệm này không ảnh hưởng đến lượng tin của tín hiệu truyền dẫn. Như vậy một dãy các số nhị phân đưa đến bộ mã hóa được giải mã chính xác ở đầu thu mà không kể đến độ dài của dãy và các số tạo nên dãy.

5.1.8.2. Mã duy nhất

Một số nhị phân vào hoặc một khối các số nhị phân cần phải được mã hóa duy nhất sao cho trong quá trình xử lý giải mã phải rõ nghĩa. Các ví dụ của các số nhị phân được mã hóa duy nhất thể hiện ở các bảng 5.2, 5.3 và 5.4, và ở hình 5.14.

5.1.8.3- Hiệu quả

Lưu ý rằng, trong các bảng 5.2, 5.3 và 5.4 và trong hình 5.14 mã truyền dẫn được tạo nên dài hơn so với tín hiệu gốc cần mã hóa đưa vào. Điều đó cho phép bổ sung các đặc tính yêu cầu của mã. Tuy vậy việc thêm vào những ký

hiệu bổ sung này sẽ làm tăng số ký hiệu yêu cầu để biểu thị tin tức cần truyền đi. Thoạt nhìn điều này có thể coi là một sự tổn thất hiệu quả thông tin. Nếu mã hóa đòi hỏi phải thay đổi một tín hiệu nhị phân sang một tín hiệu nhiều mức, để xác định có tổn thất hiệu quả thông tin hay không thì bằng cách tăng thêm số ký hiệu cần phải nghiên cứu. Chúng ta hãy xem xét lượng tin của tín hiệu nhị phân và tín hiệu được mã hóa. Phương trình (5-1) biểu thị lượng tin của tập gồm γ ký hiệu, mỗi ký hiệu có xác suất xuất hiện P_i:

$$H = \sum_{i=1}^{\gamma} P_i \log_2(1/p_i) \quad \text{bit/ký hiệu} \tag{5-1}$$

Nếu đưa dòng số nhị phân vào bộ mã hóa phát với tốc độ r_b bit/s, từ phương trình 5-1 rút ra tốc độ thông tin của nguồn R_b:

$$R_b = r_b \sum_{i=1}^{\gamma} P_i \log_2(1/p_i) \quad \text{bit/s} \tag{5-2}$$

Nếu đầu ra của bộ mã hóa có r_s (ký hiệu)/s ở đây mỗi ký hiệu là 1 trong k đặc trưng, xác suất xuất hiện của nó q_i, thì tốc độ truyền tin sẽ là:

$$R_s = r_s \sum_{i=1}^{k} q_i \log_2(1/q_i) \quad \text{bit/s} \tag{5-3}$$

Vậy hiệu suất của mã sẽ là:

$$\varepsilon = \frac{\text{Tốc độ thông tin của nguồn}}{\text{Tốc độ thông tin đầu ra của bộ mã hoá}} = R_b/R_s \tag{5-4}$$

Ví dụ:

Tín hiệu vào là tín hiệu nhị phân tốc độ 34 Mbit/s (r_b), có xác suất xuất hiện logic 1 bằng 0,2 (P_1), và biến đổi nó thành tín hiệu ra 4 mức với tốc độ 30 Mbit/s, với tất cả 4 ký hiệu có xác suất như nhau và bằng 0,25.

Vậy: $r_b = (34\ Mbit/s) \times (0{,}2 \log_2 5 + 0{,}8 \log_2 1/0{,}8)$

$= (34\ Mbit/s) \times (0{,}7219) = 24{,}5456\ Mbit/s$

Và: $R_s = (30\ Mbit/s) \times 2 = 60\ Mbit/s$

Vậy: $\varepsilon = 24{,}5456/60 \times 100 = 40{,}9\%$

5.1.8.4. Độ dư

Độ dư là khả năng truyền dẫn không được sử dụng của tín hiệu đã được mã hóa. Có thể được biểu thị:

$$\text{Độ dư} = (R_s - R_b)/R_b = (1-\varepsilon)/\varepsilon \tag{5-5}$$

Với ví dụ trên, độ dư hoặc khả năng thông tin số liệu không sử dụng, không kể lượng tin của bit mào đầu, được cho bởi:

(60 – 24,5456)/ 24,5456 = 144,4%

5.1.8.5. Mã điều khiển lỗi

Mã này khác với mã đường, mã nguồn hoặc mã để truyền dẫn. Cũng như tên của nó, mã này có đặc điểm để điều khiển các lỗi và như vậy để giảm tỷ lệ lỗi. Mục 5.3 sẽ trình bày tóm tắt vấn đề này.

5.1.8.6. Sửa dạng phổ

Trong nhiều ứng dụng, người ta sửa dạng phổ của tín hiệu PAM để phối hợp với các đặc tính của kênh sao cho có thể thiết kế được các bộ lọc thực tế trong cả máy thu. Nếu không sửa tín hiệu trước bộ lọc, thì một phần lớn năng lượng phổ của tín hiệu sẽ không được truyền đi do sự hạn chế băng tần của các bộ lọc.

Do hạn chế băng tần này sẽ dẫn đến méo không chấp nhận được. Sửa dạng phổ phải đảm bảo tổn hao năng lượng do bộ lọc gây ra phải bé nhất. Ngoài các vấn đề đã nói ở trên, sửa phổ tín hiệu làm giảm tạp âm giữa các kênh khác nhau, ví dụ như xuyên âm sẽ tăng khi tần số tăng. Có thể sử dụng hàm tự tương quan phân bố năng lượng trung bình trong phổ tín hiệu, mục 2.1.4 đã trình bày tóm tắt vấn đề này.

5.1.8.7. Thông tin định thời

Trong các mục ở 3.1, 3.5 và chương 4 cũng như mục 5.1 đã trình bày về thông tin định thời của các luồng bit số. Vấn đề quan trọng trong lúc sử dụng một mã là mã đó phải đủ thời gian chuyển tiếp để sao cho các mạch khôi phục đồng hồ dễ tách tín hiệu định thời.

5.2. TRUYỀN SỐ LIỆU BĂNG GỐC

5.2.1. Dung lượng của kênh

Tốc độ số liệu cực đại, hoặc dung lượng C của kênh truyền dẫn có độ rộng băng tần B và tạp âm trắng băng tần hữu hạn Gauss được biểu thị:

$$C = B \log_2 [1 + (S/N)_0] \text{ bit/s} \qquad (2\text{-}100)$$

Ở đây S và N là công suất trung bình của tín hiệu và tạp âm tương ứng ở đầu ra của kênh. Công suất tạp âm được biểu thị bởi công thức (5-7), nếu như mật độ phổ công suất 2 biên của tạp âm là $\eta/2$ (W/Hz) và độ rộng băng 2 biên là W.

$$N = \eta.B = \eta/2.\ 2B = \eta/2.\ W \qquad (5\text{-}6)$$

Dựa vào định lý Shannon-Hartley trong lý thuyết thông tin chúng ta rút ra hai vấn đề quan trọng liên quan đến thiết kế hệ thống thông tin:

1. Giới hạn trên có thể đạt được đối với tốc độ truyền số liệu trên kênh Gauss.

2. Quan hệ của tỷ số tín hiệu trên tạp âm đối với độ rộng của băng tần.

Vấn đề thứ hai xuất hiện từ phương trình (2-100) (Chương 2) đối với dung lượng kênh cố định, là giảm tỷ số tín hiệu trên tạp âm cần phải tăng độ rộng băng tần.

Từ định lý đó cũng rút ra một điều bổ ích khác là có thể truyền một tín hiệu tương tự có băng tần từ 0 đến tần số cắt f_m qua kênh có dải thông nhỏ hơn f_m nếu sử dụng mã thích hợp. Ví dụ giả sử tín hiệu tương tự đã được lượng tử hóa thành Q mức lượng tử sau lúc lấy mẫu x lần với tần số lấy mẫu Nyquist $2f_m$. Sau đó, số bit nhị phân được mã là $\log_2 Q$ và tốc độ bit là $2xf_m \log_2 Q$ bit/s, đó chính là dung lượng của kênh yêu cầu. Từ phương trình (2-100) dung lượng kênh lý thuyết C_n có thể lớn hơn so với dung lượng yêu cầu đối với độ rộng băng tần hữu hạn của tín hiệu tương tự, ví dụ đến $f_m / 2$ bằng cách tăng tỷ số tín hiệu trên tạp âm, hoặc tăng mức công suất của tín hiệu.

Ví dụ

Độ rộng của tín hiệu tương tự 4 kHz, trải rộng từ 0 ÷ 4 kHz yêu cầu truyền qua kênh có độ rộng băng thông 1 kHz. Xác định làm thế nào để làm được điều đó.

Giải

Coi như tín hiệu tương tự được lượng tử thành 256 mức, lấy mẫu ở tần số 8 kHz. Điều này có nghĩa rằng, tốc độ bit kênh C là 64 kbit/s. Từ phương trình (2-100) với B = 1 kHz, chúng ta tìm được $1 + (S/N)_0 = 6$ *hoặc* $(S/N)_0 = 5$ *(hoặc 16 dB) đối với kênh không có lỗi. Thực tế* $(S/N)_0$ *xấp xỉ 50 dB với xác suất lỗi* 10^{-4}*, như đã trình bày ở mục 2.3.3.*

Ví dụ này cũng chứng minh là có thể truyền tín hiệu trên kênh có độ rộng băng tần bé hơn độ rộng băng tần của tín hiệu ban đầu.

Một vấn đề khác rút ra từ phương trình (2-100) là nếu như độ rộng băng tần vô hạn thì dung lượng của kênh cũng sẽ như vậy. Điều này không đúng vì độ rộng băng tần tăng, sẽ làm tăng công suất tạp âm. Dung lượng của kênh sẽ đạt tới giới hạn trên khi tăng độ rộng băng tần và cố định công suất của tín hiệu, có thể tính giới hạn này như sau:

Với N= η.B, từ phương trình (5-6) ở đây η/2 là mật độ phổ công suất tạp âm, phương trình (2-100) trở thành:

$$C = B \log_2(1 + S/\eta B) = (S/\eta).\ (\eta B/S).\ \log_2(1 + S/\eta B)$$

$$= (S/\eta) \log_2(1 + S/\eta B)^{\eta B/S}$$

vì: $\lim_{x \to 0}(1+x)^{1/x} = e$

Đặt: x = S/ηB ta có:

$$\lim_{W \to \infty} C = (S/\eta).\ \log_2 e = 1{,}44\ (S/\eta) = 1{,}44\ B.\ (S/N) \qquad (5\text{-}7)$$

Như vậy giới hạn trên của dung lượng là 1,44 S/η.

Không đi quá sâu vào lý thuyết thông tin cũng đủ để nói rằng, nếu nguồn chữ cái có M ký hiệu và xác suất xuất hiện mỗi ký hiệu là giống nhau thì lượng tin H trên ký hiệu là $\log_2$ (M bit/ký hiệu), và các ký hiệu được phát đi từ nguồn có tốc độ cố định r_s (ký hiệu/giây), thì tốc độ thông tin của nguồn R là:

$$R = r_s.H \qquad (5\text{-}8)$$

$$= r_s(1/M).\sum^{M} \log_2 M = r_s.\log_2 M \quad \text{bit/s} \qquad (5\text{-}9)$$

Nếu tốc độ ký hiệu không giống nhau, nhưng mỗi tập γ ký hiệu có xác suất xuất hiện riêng của nó là P_i, lúc đó:

$$H = \sum_{i=1}^{M} p_i.\log_2(1/p_i) \quad \text{bit/ký hiệu} \qquad (5\text{-}10)$$

Trong một hệ thống truyền dẫn số thực tế, tốc độ số liệu và xác suất lỗi sẽ định rõ một kênh truyền các bit thông tin rời rạc. Hệ thống truyền dẫn thực này cũng là một hệ thống mà dung lượng C của nó bé hơn dung lượng tính theo công thức (2-100).

Qua kênh số này người ta mong muốn, tốc độ bit của kênh số này tiến đến C đồng thời với xác suất lỗi của nó cũng tiến tới không. Tuy vậy, trong thực tế không bao giờ đạt tới xác suất giới hạn lỗi bằng 0, nhưng có thể đạt tới một giá trị nhỏ tùy ý bằng cách sử dụng các kỹ thuật mã hóa số có điều khiển lỗi. Đó là một hệ quả trực tiếp của định lý Shannon, định lý nói rằng: *Về nguyên lý, với M tin tức đồng xác suất, M >> 1 thì có thể tìm ra một hệ thống thông tin sẽ truyền tin với xác suất lỗi nhỏ tùy ý, miễn là tốc độ thông tin R (số tin tức trên 1 giây) nhân với lượng thông tin trong mỗi tin tức H đã cho trong phương trình (5-8) bé hơn hoặc bằng dung lượng kênh.*

Nghĩa là: $R \leq C$ (5-11)

Đặc điểm quan trọng của định lý này chỉ ra rằng về lý thuyết việc truyền dẫn có thể đạt được không có lỗi ngay cả khi có nhiễu.

Định lý Shannon đảo nói rằng: *Khi số tin tức đồng xác suất M tăng (số bit, hoặc số từ), với M >> 1, xác suất lỗi sẽ tăng tới 1 nếu tốc độ thông tin lớn hơn dung lượng kênh.*

Nghĩa là: $R > C$ (5-12)

Điều này có nghĩa là tăng độ phức tạp của từ mã đồng thời với việc tăng xác suất lỗi.

Những khái niệm về tốc độ số liệu và xác suất lỗi là đối với một hệ thống truyền dẫn số, còn đối với một hệ thống thông tin tương tự là các khái niệm về băng tần và tỷ số tín hiệu trên tạp âm. Ngoài ra, giữa tốc độ số liệu và độ rộng băng tần còn có một mối quan hệ chặt chẽ như đã chỉ ra ở (2-100) cũng như mối quan hệ giữa xác suất và tỷ số tín hiệu trên tạp âm sẽ được trình bày trong chương 6.

Ví dụ

Giả sử một tín hiệu tương tự được lượng tử hóa thành Q mức lượng tử. Xác định dung lượng C cần thiết của kênh để có thể truyền trực tiếp các mức này qua một đường truyền dẫn có lỗi không đáng kể.

Giải

Từ phương trình (2-62) (Chương 2) rút ra công suất trung bình của tín hiệu tương tự đã được lượng tử hóa là:

$$S = (Q^2 - 1).\ \Delta^2 / 12 \quad (2\text{-}62)$$

Trong đó:

S-Là công suất trung bình của tín hiệu tương tự đã được lượng tử hóa.

Q- Số mức lượng tử hóa

Δ- Hiệu số mức giữa các ngưỡng quyết định trong bộ lượng tử khi không có tạp âm.

Nếu tạp âm là Gauss thì hiệu số mức sẽ là $\sigma\Delta$, ở đây σ là điện áp trung bình bình phương của tạp âm, và công suất tạp âm $N = \sigma^2$.

Do có mặt của tạp âm Gauss, cho nên công suất của tín hiệu S cho bởi phương trình (2-62) bị biến đổi và trở thành:

$$S = (Q^2 - 1).\ \sigma^2.\ \Delta^2/12 \qquad (5\text{-}13)$$

Sắp xếp lại chúng ta có:

$$Q = [1 + (12/\Delta^2).\ (S/N)]^{1/2} \qquad (5\text{-}14)$$

Từ phương trình (5-8), (5-9) và (5-14) chúng ta tìm được:

$$H = \log_2 Q = (1/2).\ \log_2 [1 + (12/\Delta^2).\ (S/N)] \quad \text{bit/tin tức} \qquad (5\text{-}15)$$

Để truyền 1 xung qua một bộ lọc thông thấp với thời gian tăng t là 10-90%, thì t = 0,44/B; do đó nếu thời gian đã ấn định để cho phép một tin tức truyền qua bộ lọc có độ rộng bằng B là 0,5/B thì tốc độ tin tức r_s cho bởi:

$$r_s = (1/t) = 2B \quad \text{Tin tức/giây} \qquad (5\text{-}16)$$

Vì việc truyền dẫn các tin tức hoặc các mức bất kỳ là có khả năng như nhau.

$H = \log_2 Q$ và kênh đang truyền tin ở tốc độ $R = r_s\ H$

Nếu kênh cho phép truyền với xác suất lỗi có thể chấp nhận, thì $R = C$.

Từ phương trình (5-15) và (5-16):

$$C \approx R = r_s\ H = B.\ \log_2 [1 - (12/\Delta^2).\ (S/N)] \qquad (5\text{-}17)$$

Kết quả này có thể trùng với phương trình Shannon-Hartley (5-6) nếu $12/\Delta^2 = 1$.

Ngoài việc sử dụng đối với lượng tử hóa một tín hiệu tương tự, có thể mở rộng ví dụ này cho một tín hiệu nhiều mức được truyền trên một kênh.

5.2.2. Giao thoa giữa các ký hiệu

Trong mục 5.1, chúng ta đã trình bày các dạng tín hiệu khác nhau và trong một số trường hợp đã mô tả một cách tóm tắt phân bố năng lượng phổ đối với một dãy xung ngẫu nhiên để đưa ra một khái niệm về chiếm dụng băng tần. Trong mỗi một mã khác nhau đã mô tả giả thiết tín hiệu đầu ra sau lúc mã hóa là xung vuông. Nếu dạng xung này đã được cải biến thì phải thay đổi dáng kênh băng gốc trong đó sử dụng dạng sóng số. Thường thường sử dụng phương pháp lọc để cải biến dạng xung, sao cho có thể gạt đi những thành phần tín hiệu ngoài băng, như vậy giảm được các thành phần xuyên âm tần số cao có thể xuyên vào các hệ thống băng cơ bản khác. Sử dụng lọc trước tách sóng, cũng như lọc trước phát cũng tạo việc sửa dạng xung và giảm các thành phần tạp âm nằm ở ngoài giải tần của tín hiệu chủ yếu. Mục 1.4 đã đề cập tới các vấn đề suy giảm chất lượng truyền dẫn có thể xuất hiện trong mạng số khi truyền tín hiệu qua một kênh thông tin. Một trong vô số các nguyên nhân gây

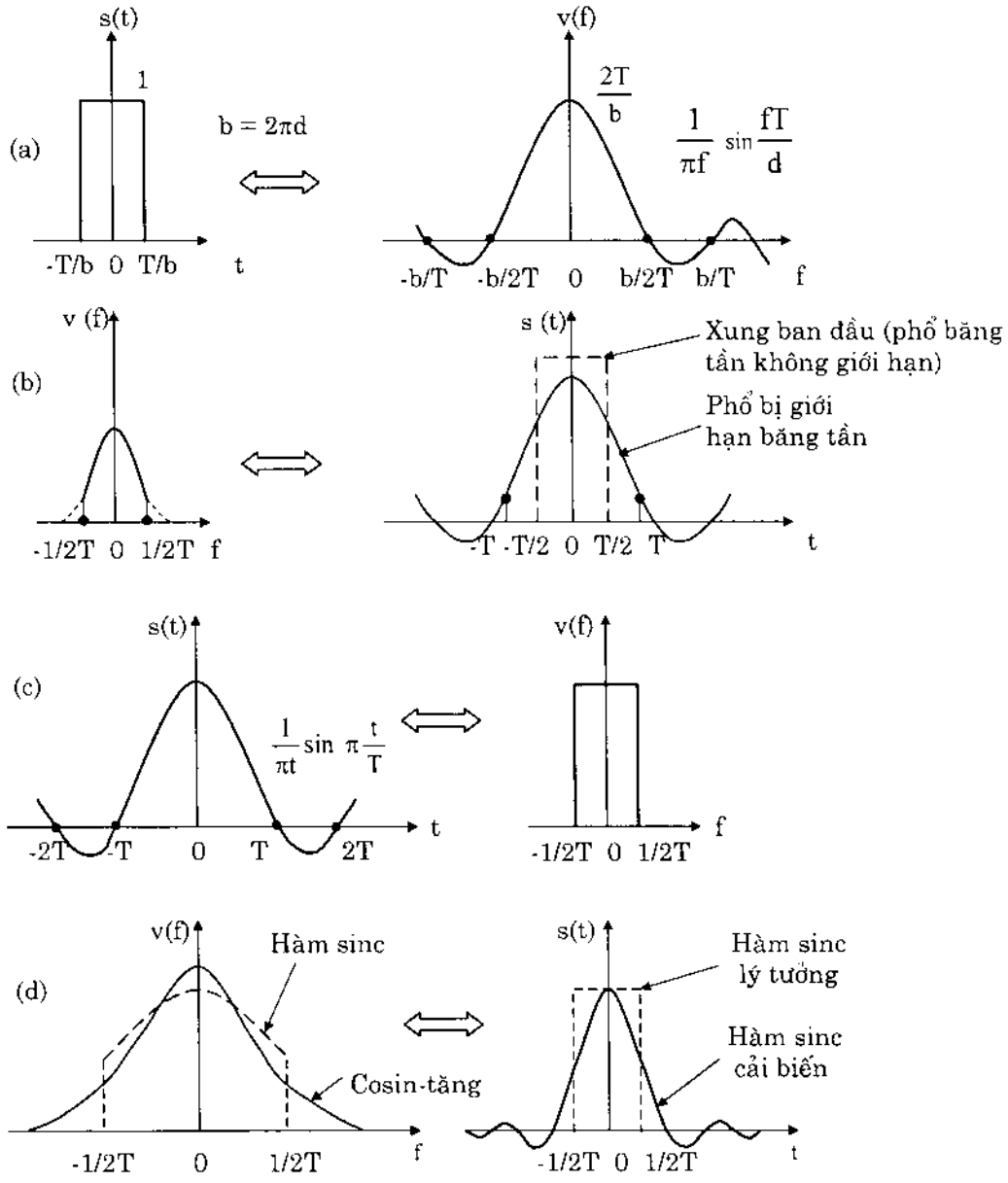
giảm sút chất lượng truyền dẫn trước hết phải kể đến môi trường truyền dẫn và lọc tín hiệu số ở băng gốc trong một chừng mực nào đó đã tạo ra *giao thoa giữa các ký hiệu* (ISI). Nếu giả thiết rằng thời gian của mỗi số là T, sau đó từ mục 2.2.1.1 hoặc từ mối quan hệ giữa độ rộng băng Nyquist/tốc độ tín hiệu, rút ra độ rộng băng tần của tín hiệu hữu ích là 1/2 T. Tuy nhiên một tín hiệu ngẫu nhiên bất kỳ chiếm một băng tần vô hạn vì vậy cho nên hậu quả của việc giới hạn băng tần dẫn tới méo biên độ và gây ra tiếng vọng. Năng lượng của tiếng dội trải từ xung này sang xung lân cận khác gây ra hiện tượng giao thoa giữa các ký hiệu. Hiệu quả của việc trải xung còn gọi là tán xạ. Mối quan hệ giữa băng tần Nyquist và tốc độ tín hiệu được miêu tả như sau:

"Có thể truyền các ký hiệu độc lập có tốc độ $r_s \leq 2B$ ký hiệu/s qua một kênh thông thấp có độ rộng băng tần B mà không có giao thoa giữa các ký hiệu. Và ngược lại, sẽ có hiện tượng giao thoa giữa các ký hiệu nếu tốc độ của các ký hiệu độc lập $r_s \geq 2B$ ".

Ngoài ra, mục 2.2.1.1 cũng chỉ ra rằng đối với tần số trên của tín hiệu dải thông lớn hơn nhiều so với độ rộng băng tần B thì tốc độ ký hiệu tiến tới 2B. Như vậy, đưa một tín hiệu số ngẫu nhiên vào một kênh có giới hạn băng tần Nyquist có độ rộng 1/2T, tức là độ rộng băng tần tín hiệu có ích thì tín hiệu đầu ra bị sai lệnh đi, trừ khi kênh không có tạp âm và cặp máy phát và máy thu đồng bộ, khi đó giao thoa giữa các ký hiệu có thể bị ngăn lại sao cho không xuất hiện các lỗi số. Tuy vậy trong thực tế sự thăng giáng của tạp âm, xuyên âm, méo biên độ, méo pha... thì ISI là yếu tố có ảnh hưởng lớn nhất đến hiệu quả truyền dẫn của kênh số.

5.2.3. Lọc băng gốc

Hình 5.5(a) bên trái chỉ ra một xung có độ rộng 2T/b, đối xứng qua trục biên độ tại điểm t = 0, và biến đổi Fourier của xung này có dạng $(1/\pi f).\ \sin(fT/d)$, với $b = 2\pi d$, bắt nguồn từ hàm sinc; $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/\pi x$ cũng được biểu thị trong hình 5.5(a) (bên phải). Hàm sinc này có các điểm 0 cắt trục tần số tại các điểm $\pm$ k. b/2T, ở đây k = 1, 2,..., n. Phổ tần của nó là vô hạn. Nếu khi phổ này bị giới hạn do một bộ lọc thông thấp lý tưởng thì biến đổi Fourier ngược của nó cho ta một xung có dạng hàm sin. Tương ứng với hình 5.5(b) nếu tần số cắt của bộ lọc thông thấp lý tưởng là 1/2T thì kết quả xung ra được trải rộng theo thời gian và không trở về không tại các thời điểm –T, +T mà kéo dài ra một khoảng thời gian lớn hơn T. Xung ban đầu biểu thị bằng đường gạch đứt quãng có độ rộng T/2 và đối xứng qua trục tung. Hiện tượng trải rộng của xung do bị giới hạn dải tần gây ra giao thoa giữa các ký hiệu tạo nên tạp âm cho các ký hiệu lân cận. Hình 5.5(c) chỉ ra trường hợp tín hiệu vào là hàm sinc. Biến đổi Fourier của xung sinc này giống như xung của bộ lọc thông thấp lý tưởng.



Hình 5.5- Các cặp biến đổi Fourier của các tín hiệu xung và hàm sinc

Nếu một bộ lọc có đặc tính tần số giữa 0 và 1/2T ngược với đặc tính tần số trong hình 5.5(b) thì phổ tần tạo ra sẽ là dạng bị cắt vuông ở phần trên, và như trong hình 5.5(c) xung ra sẽ là xung sinc, cũng như trong hình 5.5(b), và có các điểm không cắt trục hoành tại các điểm kT, với k = 1, 2,..., n. Xung ra này sẽ không biểu hiện giao thoa tại các điểm không nói trên. Việc ứng dụng bộ lọc có dạng sóng vuông vẫn không hoàn toàn thích hợp vì sự tắt dần các đuôi xung

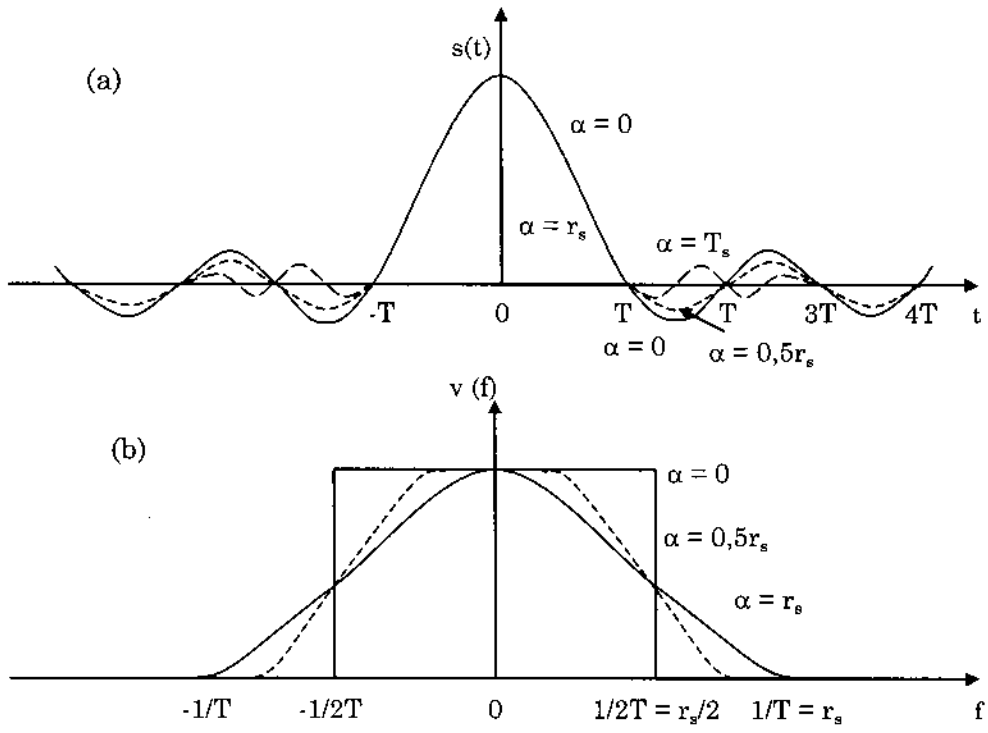
diễn ra chậm và khi thiết kế bộ lọc có đặc tính hàm truyền đạt thẳng đứng, người ta đặt ra những yêu cầu nghiêm ngặt và điều chỉnh chính xác trong tất cả thời gian. Điều đó dĩ nhiên là không thực tế. Trong các hệ thống thực tế thường sử dụng bộ lọc "*cosin-tăng*" băng tần của nó có thể truyền số liệu tốc độ r_s bit/s giữa $r_s/2$ và r_s Hình 5.5(d) biểu diễn phổ và đường cong giới hạn băng bằng đường chấm biểu thị phổ của hàm sinc bị giới hạn băng. Hình 5.5(d) biểu thị biến đổi Fourier của các phổ này, là hàm sinc cải biến trong miền thời gian với xung lý tưởng tương đương tạo nên từ hàm phổ sinc lý tưởng. Phổ *cosin-tăng* bao gồm một phần biên độ không đổi và phần biến đổi có dạng hình sin (không chỉ ra trong hình). Phổ tần của xung cho bởi công thức (5-18):

$$P(f) = v(f) = \begin{cases} 1/r_s & |f| < (r_s/2) - \alpha \\ (1/r_s)\,[\cos^2(\pi/4\alpha)\,[\,|f| - r_s/2 + \alpha]\,], & (r_s/2) - \alpha < |f| < r_s/2 + \alpha \\ 0 & |f| > (r_s/2) + \alpha \end{cases} \quad (5\text{-}18)$$

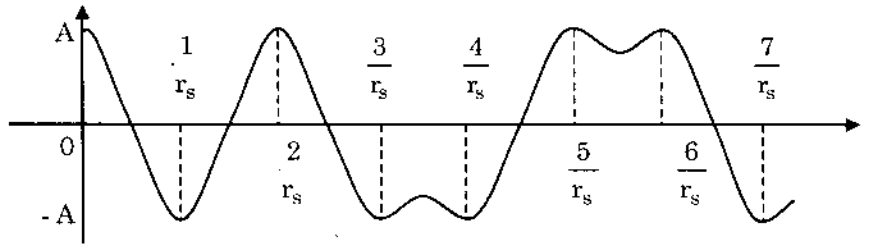
Ở đây α là hệ số biến đổi (xem công thức (5-22)).

Hàm thời gian tương ứng:

$$s(t) = \frac{(\cos 2\pi\alpha t)\sin c(r_s t)}{1-(4\alpha t)^2} = \frac{\sin 2r_s t}{1-(2r_s t)^2} \quad \text{với } \alpha = r_s/2 \quad (5\text{-}19)$$



Hình 5.6- Dạng xung (a) và phổ (b) cosin-tăng



Hình 5.7- Luồng bit ra cosin-tăng với $\alpha = r_s/2$

Hình 5.6(a) và (b) biểu thị công thức (5-18) và (5-19) tương ứng, với $\alpha = r_s/4$, $r_s/2$ và 0 (là $\text{sinc}(r_s t)$). Từ đồ thị này, rõ ràng là các đuôi trước và sau của s(t) tắt nhanh hơn so với các đuôi của $\text{sinc}(r_s t)$. Ngoài ra, các đặc tính thích hợp khác của s(t) tồn tại khi $\alpha = r_s/2$ là: độ rộng xung có 1/2 biên độ trùng khít với khoảng cách từ xung này đến xung kia ($1/r_s$) và có các điểm không tại $t = \pm (k+1)r_s$ với k= 1, 2,... , n.

Như vậy, một tín hiệu số có cực được tạo nên từ những xung như thế có các điểm 0 cắt chính xác 1/2 sóng giữa các tâm của xung, mỗi lần có một sự thay đổi cực tính. Hình 5.7 miêu tả tình trạng này đối với tín hiệu nhị phân 10100110. Các điểm 0 bổ sung này có thể hỗ trợ khi tách tín hiệu định thời (đồng hồ) ra khỏi tín hiệu tin tức. Để giảm giao thoa giữa các ký hiệu cần phải có sự dự tính khi sử dụng bộ lọc có đặc tính hàm biến đổi sin hoặc hàm cosin tăng là tăng yêu cầu độ rộng băng tần, hoặc đối với những xung Nyquist có $\alpha = r_s/2$, giảm tốc độ tín hiệu với $r_s = B$ hơn là 2B.

Khi truyền tín hiệu tốc độ r_s bit/s dùng một thiết bị đặc biệt trong kênh băng gốc có độ rộng B Hz, khi sử dụng một băng tần khác cần phải biết ở tốc độ truyền dẫn này tốt hơn hoặc xấu hơn tốc độ truyền dẫn khác sinh ra bởi các loại thiết bị khác. Nếu r_s là tốc độ bit truyền dẫn đã được chuẩn hóa đối với độ rộng băng tần B của 1Hz, lúc đó có thể xác định hiệu quả của hệ thống bằng cách sử dụng đơn vị số bit truyền trên giây trên Hz hoặc bit/s/Hz. Đơn vị này thường được sử dụng để so sánh các loại hệ thống truyền dẫn số khác nhau sử dụng các mạch điều chế khác nhau.

Dựa vào các định lý Nyquist nói về độ rộng băng tần tối thiểu đã nói ở trên, người ta đã chứng minh rằng có thể truyền các ký hiệu độc lập có tốc độ r_s qua một bộ lọc thông thấp có băng tần B:

$$B = r_s/2 \qquad (5\text{-}16)$$

Khi truyền nhị phân, thì một ký hiệu được truyền đi chỉ chứa 1 bit thông tin, và như vậy tốc độ bit r_b bằng tốc độ ký hiệu r_s. Do đó:

$B = r_s/2 = r_b/2$ đối với truyền nhị phân. (5-20)

Khi truyền M mức thì mỗi ký hiệu truyền đi gồm có m bit thông tin, với $m = \log_2 M$. Tốc độ ký hiệu r_s cho bởi r_b/m và như vậy độ rộng băng tần của tín hiệu thực trở thành:

$B = r_b/2m = r_b/(2 \log_2 M)$ đối với truyền M mức (5-21)

Ba công thức này rất quan trọng vì nó là bước đầu tiên trong việc xác định độ rộng băng tần cần thiết để truyền luồng số liệu trong dạng đã được mã hóa hoặc không được mã hóa và cho phép xác định hiệu suất phổ bằng bit/s/Hz. Sử dụng bộ lọc cosin tăng sẽ tăng độ rộng băng tần Nyquist lên B':

$B' = B + \alpha = r_s/2 + \alpha =$ Độ rộng băng tần thực tế (5-22)

Ở đây α là hệ số biến đổi, B băng tần Nyquist.

5.2.4. Xác suất lỗi P_e trong truyền dẫn số

Đánh giá ảnh hưởng của tạp âm đến chất lượng của hệ thống thông tin người ta sử dụng tỷ số tín hiệu trên tạp âm ở đầu ra và xác suất lỗi. Tỷ số tín hiệu trên tạp âm là một trong những tham số chất lượng quan trọng nhất, cần thiết để đo lường và điều khiển trong hệ thống thông tin tương tự, còn tương ứng trong hệ thống thông tin số là xác suất lỗi P_e.

Xác suất lỗi có thể được hiểu là: Trong trường hợp một hệ thống thông tin số đầu vào của nó có một dãy ký hiệu, do ảnh hưởng của tạp âm kênh (giả thiết là tạp âm Gauss) đầu ra của hệ thống sẽ có một dãy số khác. Trong một hệ thống lý tưởng hoặc không tạp âm thì cả hai dãy vào và ra là giống nhau, nhưng trong hệ thống thực tế thỉnh thoảng chúng khác nhau. Toàn bộ chỉ tiêu của một hệ thống thông tin số được đo bằng xác suất lỗi ký hiệu P_e, nó có thể được xác định là xác suất dãy các ký hiệu vào khác với các ký hiệu ra. Thực tế, trong một hệ thống thông tin số, giá trị P_e khoảng $10^{-4} \div 10^{-7}$. Trong toàn bộ phần còn lại của quyển sách này, sử dụng P_e để so sánh chất lượng lý thuyết mong muốn của các mạch điều chế khác nhau trong các hệ thống băng gốc và các hệ thống điều chế vô tuyến. Có một biểu thức thay thế cho xác suất lỗi là:

Mức lỗi bit trung bình (BER) = Tỷ số lỗi bit trung bình (BER)

= Xác suất của lỗi P_e = Xác suất lỗi P_e

Chỉ tiêu chất lượng P_e là độ đo chỉ tiêu chất lượng trung bình của một hệ thống, nhưng nó không chỉ ra tần suất xuất hiện lỗi. Thông thường nó là một đại lượng bắt nguồn từ lý thuyết, nó không chỉ ra bao nhiêu lỗi xuất hiện

trong một giây, hoặc trong khoảng thời gian đo, độ đo của các lỗi xuất hiện trong mỗi giây là bao nhiêu. Trong thực tế sử dụng tỷ lệ lỗi bit (BER) cùng với các khoảng thời gian để tạo nên tính khách quan về chỉ tiêu chất lượng đối với các hệ thống số. Khuyến nghị G821 của CCITT chỉ ra rằng: Tính khách quan của chỉ tiêu chất lượng được biểu thị trong các từ: *"Các tham số chỉ tiêu chất lượng lỗi"*, mỗi một từ trong đó được coi là phần trăm thời gian trung bình của mỗi một khoảng thời gian T_0 trong đó BER vượt một giá trị ngưỡng. Định mức phần trăm trên một khoảng thời gian rất dài T_L. Khoảng thời gian T_L, trong đó định mức phần trăm đã được xác định, không được định rõ, vì thời gian có thể phụ thuộc vào việc ứng dụng. Người ta giả thiết thời gian chuẩn đó là 1 tháng bất kỳ. Thời gian tổng T_L được phân thành 2 phần mang tên là thời gian có khả năng nối được và thời gian không nối được. Người ta sử dụng những BER và những khoảng thời gian sau:

1. BER < 1: 10^{-6} trong thời gian T_0 = 1 phút
2. BER < 1: 10^{-3} trong thời gian T_0 = 1 giây
3. Không lỗi trong thời gian T_0 = 1 giây (điều này tương đương với khái niệm các giây không lỗi - EFS)

Mục đích của chỉ tiêu chất lượng trong những phút suy giảm chất lượng là ít hơn 10% khoảng thời gian 1 phút có BER xấu nhất là 1: 10^{-6}. Điều này dựa trên một khoảng thời gian trung bình của 1 phút. Thời gian trung bình và trừ các lỗi xuất hiện trong các giây lỗi trầm trọng trong khoảng thời gian một phút này có thể cho phép quan hệ với những lỗi xuất hiện đột ngột nhanh thỏa mãn phần đặc biệt này của toàn bộ mục đích, nhưng những trường hợp như vậy sẽ được điều khiển đến một phạm vi nhất định bằng mục đích của các giây lỗi trầm trọng. Khoảng thời gian một phút được chia ra thời gian không thể khắc phục được và các giây lỗi trầm trọng từ thời tổng và sau đó liên tục phân nhóm các giây còn lại thành các khối của 60. Các khoảng thời gian một giây cơ bản được phân từ một mẫu thời gian cố định. Mục đích chỉ tiêu chất lượng trong các giây lỗi trầm trọng là bé hơn 0,2% của khoảng một giây có BER xấu hơn 1: 10^{-3}. Mục tiêu chỉ tiêu chất lượng trong các giây lỗi có ít hơn 8% của khoảng một giây có số lỗi bất kỳ. Điều này tương đương với 92% các giây không lỗi.

Vì các mục tiêu này liên quan đến một cuộc nối rất dài (kết nối chuẩn giả định có độ dài là 27.500 km) hầu hết các hệ thống thực tê có khoảng cách ngắn hơn ngay cả đối với các kết nối quốc tế, vì vậy hy vọng xuất hiện chỉ tiêu chất lượng tốt hơn so với các giá trị giới hạn đã nêu ở trên. Khuyến nghị G821 của CCITT xuất phát từ điểm của một khoảng thời gian không chấp nhận, khi BER

trong mỗi giây là xấu hơn 1: 10^{-3} đối với một khoảng thời gian 10 giây liên tục. Mười giây này được coi là thời gian không chấp nhận tại điểm này, các mục tiêu chỉ tiêu chất lượng vì sự thay đổi chất lượng của mạch trở thành các mục tiêu chỉ tiêu chất lượng đối với tính sẵn sàng của mạch. Khoảng thời gian không chấp nhận kết thúc khi BER trong mỗi giây là tốt hơn 1: 10^{-3} đối với khoảng thời gian 10 giây liên tiếp, nó được coi là thời gian có khả năng. Mục 3.6.1.1. trình bày tỷ số lỗi như đã xác định trong công bố 613-3 của CCIR bắt nguồn từ lý thuyết để xác định BER trung bình, nó bao gồm tỷ số tín hiệu trên tạp âm ngoài máy thu được trình bày trong mục này đối với các hệ thống băng gốc PAM. Xét một tín hiệu nhị phân có cực tính đã thu được trong đó biên độ dương đặc trưng bằng logic 1, biên độ âm đặc trưng bằng logic 0. Giả sử tạp âm Gauss được cộng vào dạng sóng này và biên độ trung bình của tạp âm bằng 0, sau đó, tại các thời điểm lấy mẫu tối ưu thì giao thoa giữa các ký hiệu bằng 0, do ảnh hưởng của tạp âm này có thể tạo ra tạp âm có biên độ gần với các giá trị kỳ vọng của 1 hoặc 0, hoặc tạo một lỗi, nghĩa là đã sinh ra một giá trị 1 hoặc 0 không mong muốn. Nếu mong muốn là 1 nhưng ngược lại đã thu được 0, xác suất có điều kiện của lỗi cho bởi:

$$P_{e1} = P \text{ (lỗi đã gửi 1)} = P(0/1) \tag{5-23a}$$

Và tương tự:

$$P_{e2} = P(\text{lỗi đã gửi 0}) = P(1/0) \tag{5-23b}$$

Từ đó xác suất lỗi trong một hệ thống truyên dẫn nhị phân có thể viết:

$$P_e = P(1).\ P\ (0/1) + P(0).\ P(1/0) \tag{5-24}$$

Ở đây P(1) và P(0) là các xác suất số tại nguồn và là các xác suất xuất hiện 1 và 0 tương ứng. Thường hai xác suất đó bằng nhau, nhưng không nhất thiết, và P(0) + P(1). Nhiễu loạn cơ bản nhất ảnh hưởng đến điều kiện trung thực của trạng thái 1 hoặc 0 là tạp âm nhiệt ngẫu nhiên. Như đã nói trong chương 2, tạp âm nhiệt này được mô hình hóa một cách gần đúng bằng một quá trình thống kê Gauss. Nếu giá trị trung bình của tạp âm nằm ở điểm giữa các mức lưỡng cực biểu thị logic, lúc đó: P(0/1) = P(1/0). Hình (5.8) chỉ ra hàm mật độ xác suất xuất hiện mức điện áp x_1 (mức biểu thị logic 1), và mức điện áp $-x_1$ (mức biểu thị logic 0). Công thức (2-16 ở chương 2) hàm mật độ xác suất của quá trình Gauss có trung bình bằng 0 được biểu thị:

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}.\exp(-x^2/2\sigma^2)\ ,\ -\infty < x < \infty \tag{2-16}$$

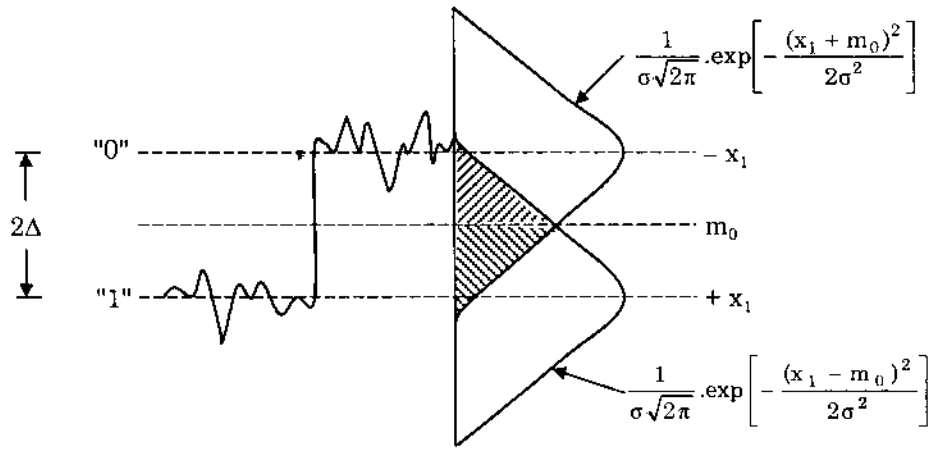
Mở rộng lý thuyết một cách tổng quát hơn: nếu có hai mức logic khác nhau ứng với x_1 và $-x_1$, hiệu điện áp giữa chúng là 2Δ và m_0 là ngưỡng quyết định, đối với trường hợp tạp âm Gauss, quá trình xử lý tín hiệu tuyến tính trước phần tử quyết định, thì chúng ta có:

$$P(1/0) = P[-x_1 + \sigma_0 > m_0] = P[\sigma_0 > x_1 + m_0]$$

$$= Q[(x_1 + m_0)/\sigma_0] \quad (5\text{-}25a)$$

$$P(0/1) = P[x_1 - \sigma_1 < m_0] = P[\sigma_1 > x_1 + m_0]$$

$$= Q[(x_1 - m_0)/\sigma_1] \quad (5\text{-}25b)$$



Hình 5.8- Các phân bố tạp âm nhiệt xung quanh các mức logic x_1 và $-x_1$

Ở đây x_1 và $-x_1$ là biên độ của tín hiệu tương ứng với các mức logic 1 và 0, σ_1 và σ_0 là độ lệch chuẩn của tạp âm tương ứng với các trạng thái 1 và 0 và Q(x) là hàm mật độ xác suất Gauss:

$$Q(X) = Q(x > X) = \int_x^\infty f(x)dx = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{x/\sigma}^\infty e^{-x^2/2}dx \quad (5\text{-}26a)$$

$$= (1/2)\mathrm{erfc}[X/\sqrt{2}\sigma)] \quad (5\text{-}26b)$$

Ở đây x/σ lấy các giá trị $(m_0 + x_1)/\sigma_1$ hoặc $(x_1 - m_0)/\sigma_1$, để tạo nên sự phân bố có giá trị trung bình khác 0. Từ phương trình (5-24) xác suất lỗi sẽ là:

$$P_e = P(0).\ Q[(x_1 + m_0)/\sigma_0] + P(1).\ Q[(x_1 - m_0)/\sigma_1] \quad (5\text{-}27)$$

Có một giá trị mức ngưỡng tối ưu m_{0opt}, với nó thì xác suất lỗi là bé nhất. Trường hợp, nếu các số nhị phân đồng xác suất: P(0) = P(1) = 1/2.

Đối với trường hợp đặc biệt, tạp âm và tín hiệu độc lập thống kê với nhau, $\sigma_0 = \sigma_1 = \sigma$ (như trong hệ thống cáp). Ngưỡng tối ưu m_{0opt} được cho khi $(x_1+m_0)/\sigma = (x_1 - m_0)/\sigma$ giá trị m_{0opt}; từ P(1) + P(0) = 1, các công thức (5-26b), (5-27) và $X = \Delta/\sigma$, chúng ta xác định được:

$$P_e = (1/2).\text{erfc}[\Delta/(\sqrt{2}\sigma)] = (1/2).\text{erfc}[X/\sqrt{2}\sigma)] \quad (5\text{-}28)$$

Công thức (5-28) biểu thị xác suất lỗi P_e theo tỷ số đỉnh tín hiệu/tạp âm RMS đối với tín hiệu băng gốc phụ thuộc vào tạp âm cộng Gauss, và như vậy có thể biểu diễn P_e dưới dạng:

$$P_e = (1/2).\text{erfc}\{[(S/N)/2]^{1/2}\} = (1/2).\text{erfc}\{[C/N]^{1/2}\} \quad (5\text{-}29)$$

$$\text{Ở đây: } \Delta^2/\sigma^2 = S/N \text{ và } \left[\frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2}}\right]^2 = C/N \quad (5\text{-}30)$$

Và C: Công suất trung bình của tín hiệu hoặc công suất sóng mang.

Khi *tạp âm phụ thuộc vào tín hiệu,* $\sigma_0 < \sigma_1$ như đối với các hệ thống thông tin sợi quang. Lúc đó $m_{0opt} < 0$ và xác suất lỗi cho bởi (5-27). Nếu ngưỡng m_0 chọn trong vùng $-x_1$, lúc đó có thể bỏ qua thành phần thứ 2 trong (5-27) và:

$$P_e = P(0).\ Q\ [(x_1 + m_0)/\sigma_0] \text{ với } m_0 << 0 \quad (5\text{-}31)$$

Tương tự, nếu chọn m_0 trong vùng $+x_1$, thì có thể bỏ qua thành phần thứ nhất trong (5-27) và có:

$$P_e = P(1).\ Q\ [(x_1 - m_0)/\sigma_1] \text{ với } m_0 >> 0 \quad (5\text{-}32)$$

Hai biểu thức (5-31) và (5-32) suy ra rằng có thể thiết lập được một biểu thức xác suất lỗi tổng quát P_e. Phương trình (5-33) cho ta một biểu thức tổng quát, ở đây hệ số A và X là 2 hằng số đặc trưng của hệ thống, và S/N là tỷ số tín hiệu trên tạp âm ở đầu ra của máy thu:

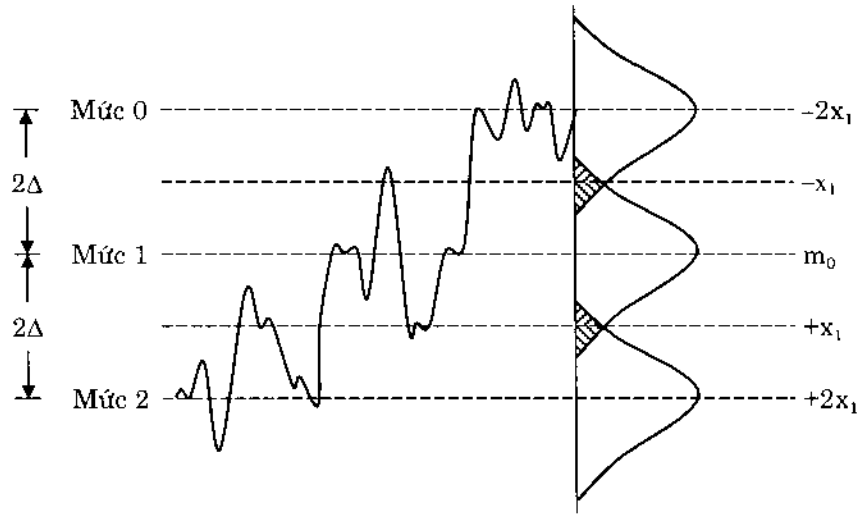
$$P_e = A.\ Q\ [X(S/N)] \quad (5\text{-}33)$$

Nếu mở rộng tín hiệu nhị phân thành tín hiệu 3 mức với các đầu ra $2x_1$, 0 và $-2x_1$, biểu thị các số 2, 1 và 0 tương ứng, có 3 hàm mật độ xác suất Gauss và hai giá trị ngưỡng như đã chỉ ra trong hình 5.9. Nếu mỗi một số có xác suất tương đương nhau, các ngưỡng tối ưu được tìm thấy là $\pm x_1$, đối với nó:

$$P_{e2} = P_{c0} = (1/2).\text{erfc}\,[x_1/\sqrt{2}\sigma] \quad (5\text{-}34)$$

Còn: $P_{e1} = \text{erfc}[x_1 / \sqrt{2}\sigma]$ (5-35)

Và: $P_e = P_2.P_{e2} + P_1.P_{e1} + P_0.P_{e0} = (4/3).(1/2).\text{erfc}[x_1/\sqrt{2}\,\sigma]$ (5-36)



Hình 5.9- Phân bố tạp âm nhiệt xung quanh tín hiệu 3 mức

5.2.4.1. P_e đối với các hệ thống băng gốc M mức

Trong các hệ thống PAM băng gốc M mức, đầu ra của một bộ tạo xung tạo ra một dãy xung M mức, M > 2. Mỗi mức tương ứng với một ký hiệu vào riêng biệt trong M ký hiệu. Từ phương trình (5-9), tốc độ thông tin của nguồn đối với các ký hiệu có xác suất tương đương và độc lập là $r_s.\log_2 M$ (bit/s) và yêu cầu độ rộng băng tần tối thiểu $r_s/2$ (Hz). So sánh với số liệu truyền dẫn của hệ thống nhị phân cùng một tốc độ $r_s\log_2 M$, thì yêu cầu độ rộng băng tần $(r_s\log_2 M)/2$ (Hz), tương ứng với phương trình (5-20). Ưu điểm của hệ thống tín hiệu M mức là giảm được độ rộng băng tần, nhưng lại tăng công suất và độ phức tạp của thiết bị.

Mở rộng phương trình (5.36)đối với tín hiệu M mức bất kỳ với các số đồng xác suất:

$$P_e = [1-(1/M)]\text{erfc}[x_1 / \sqrt{2}\sigma] \quad (5\text{-}37)$$

Ở đây khoảng cách giữa các biên độ xung ra lân cận là $2x_1$. Điều này có nghĩa là $2(M-1)x_1$ là khoảng đỉnh đến đỉnh và có M –1 mức ngưỡng tập trung giữa các biên độ xung như đã trình bày trong phần lưỡng tử hóa PCM của mục 2.2.1.2.

Trong mục 2.3.3, công suất tạp âm Gauss N_0 ở đầu ra máy thu lý tưởng đã được xác định:

$$N_0 = \delta^2 = \eta B \quad (5\text{-}38)$$

Ở đây η là mật độ phổ công suất và được đo bằng W/Hz, và σ là giá trị RMS của tạp âm hoặc độ lệch chuẩn của phân bố Gauss. Nếu các mức thu danh định với các mức kế cận cách nhau 2Δ, điều đó tương đương với M mức có thể:

$$\Delta_i \begin{cases} \pm\Delta, \pm 3\Delta, \pm 5\Delta, \ldots, \pm (M-1)\Delta \text{ với M chẵn} \\ 0, \pm 2\Delta, \pm 4\Delta, \ldots, \pm (M-1)\Delta \text{ với M lẻ} \end{cases} \quad (5\text{-}39)$$

Sau đó sử dụng (2.9), (2.13) và (2.62) (ở đây khoảng cách là Δ) tìm được công suất của tín hiệu đối với các khoảng cách mức 2Δ này:

$$S = E(X^2) = (M^2-1).(\Delta^2/3) \quad (5\text{-}40)$$

Do đó, từ các phương trình (5-38) và (5-40), tỷ số tín hiệu đỉnh trên tạp âm ở đầu ra của máy thu là:

$$S/N = S_0/\eta B = (M^2-1).(1/3).(\Delta^2/\sigma^2) \quad (5\text{-}41)$$

Vì $x_1 = \Delta$, trong phương trình (5-37), P_e đối với hệ thống băng gốc M mức trở thành:

$$P_{eMmức} = (M-1).(1/M).\text{erfc}\left[\frac{1{,}5(S/N)}{M^2-1}\right]^{1/2}$$

$$= \frac{M-1}{M}.\text{erfc}\left[\frac{3(C/N)}{M^2-1}\right]^{1/2} \quad (5\text{-}42)$$

Ở đây C/N là công suất sóng mang trung bình trên tạp âm.

Lưu ý rằng, khi M = 2, tức là trường hợp nhị phân, phương trình (5-42) biến thành (5-29) như mong muốn. Phương trình này rất quan trọng và nó được biểu thị trên hình 5.10 đối với giá trị M khác nhau. Để dễ tính toán, trong bảng A1 của phụ lục A cho một giá trị của hàm sửa lỗi erfc(t).

Ví dụ 1

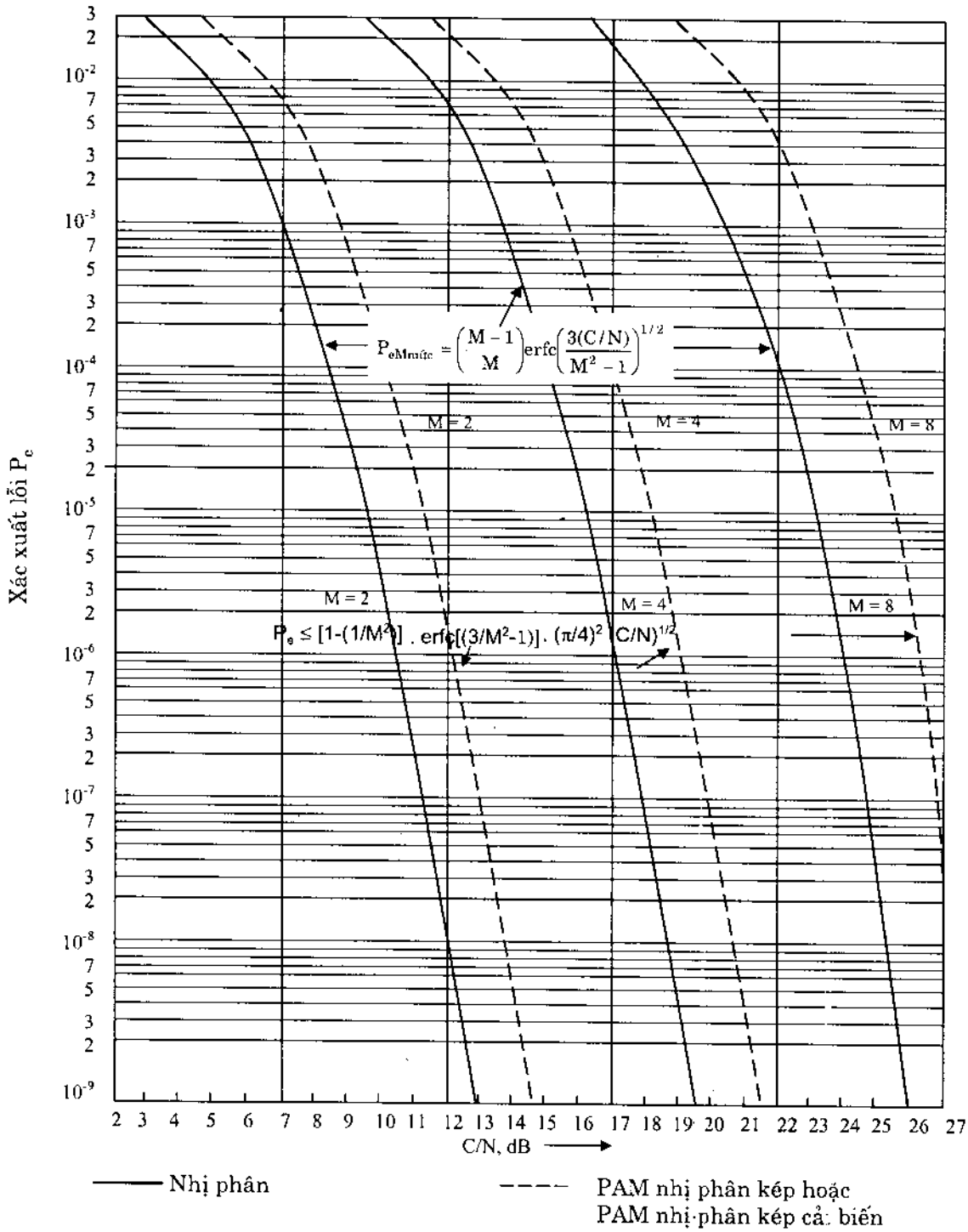
Xác định giá trị S/N cần có ở đầu ra của một hệ thống 4 mức (M = 4), nếu xác suất lỗi không nhỏ hơn $3{,}52.10^{-3}$.

Giải

Từ phương trình (5-42) với M = 4, erfc(t) = 0,00468.

Từ bảng A1 của phụ lục A, khi erfc(t) = 0,00468, t = 2.

Do đó S/N > 40 = 16 dB.



Hình 5.10- Các đường cong xác suất lỗi đối với các hệ thống PAM-M mức, C/N dB

Ví dụ 2

Với tỷ số tín hiệu tạp âm 28 dB, xác định P_e mong muốn, với M = 8.

Giải

S/N = 631, M = 8 và erfc (3,8759249) = 3,92.10^{-8}.

Do đó, từ (5-32) rút ra: P_e = 3,44.10^{-8}.

5.2.4.2. P_e đối với các hệ thống băng gốc đáp ứng cục bộ

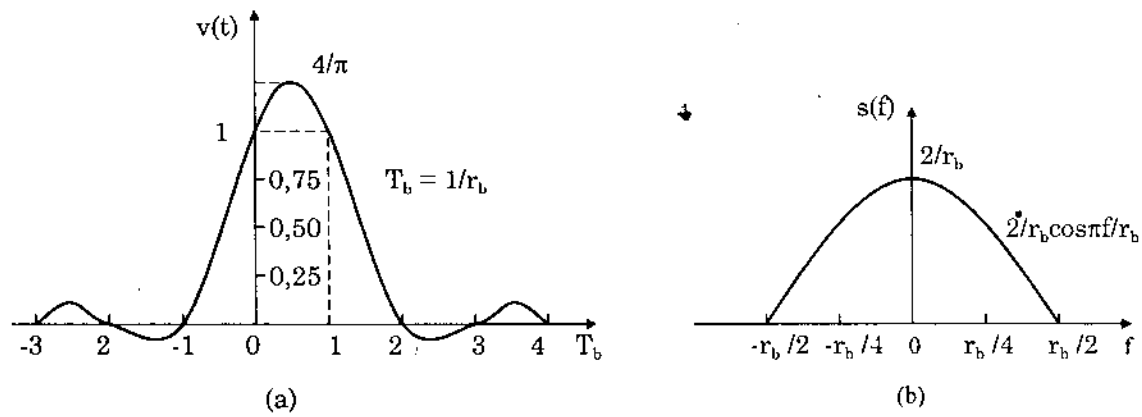
Phương pháp đáp ứng cục bộ hoặc kỹ thuật tương quan chính là để tạo ra một lượng điều khiển giao thoa giữa các ký hiệu đối với một vài bit nhằm mục đích sửa lại dạng phổ của dãy xung nhị phân hoặc dãy xung nhiều mức. Như vậy, đối với độ rộng dải tần và công suất vào của kênh đã cho, nếu nâng cao hơn nữa khả năng của băng tần cao hơn so với khả năng của độ rộng băng tần hệ thống Nyquist sao cho bằng với tốc độ bit (1/T), thì sẽ cho một xác suất lỗi xác định. Giới hạn Nyquist xuất phát từ truyền dẫn nhị phân và do đó bằng cách sử dụng tín hiệu nhiều mức người ta đã giảm được độ rộng băng tần cần thiết, điều này không trái với giới hạn Nyquist. Mã đáp ứng cục bộ đã đưa ra một phương pháp giảm thành phần một chiều trong phổ tần của dòng bit tiến tới không, Phương pháp này bao gồm việc thay thế mỗi bit "1" trong tín hiệu nhị phân vào bằng một dãy các ký hiệu nhiều mức trong một số khe hở thời gian, ví dụ thay 1 bằng dãy 1, 0, –1 ở trong mã đáp ứng cục bộ loại 4. Theo các định lý Nyquist đã nói ở các mục 5.2.1, 5.2.2 và 5.2.3 giao tiếp giữa các ký hiệu tại các thời điểm lấy mẫu và các điểm chuyển tiếp giữa các số kế tiếp có thể bị loại trừ. Như vậy có thể coi các số là độc lập và không tương quan và có thể khôi phục lại nó mà không phụ thuộc vào lịch sử quá khứ của tín hiệu. Người ta gọi loại hệ thống này là "*hệ không nhớ*". Khái niệm đáp ứng cục bộ hàm ý cả vấn đề tương quan giữa các nhóm số bằng cách đưa vào một lượng điều khiển giao thoa giữa các ký hiệu. Do sự tương quan giữa các số (digit) cho nên hệ thống có nhớ hoặc nhớ hữu hạn. Một trong những phương pháp của kỹ thuật đáp ứng cục bộ là hệ thống PAM giải cơ bản nhị phân kép, trong đó tốc độ bit tăng gấp đôi so với hệ thống giải cơ bản nhị phân. Các loại khác của hệ thống tín hiệu được cải tiến là các hệ thống nhị phân kép và đa nhị phân. Như đã trình bày ở mục 5.2.3 hệ thống truyền dẫn số liệu PAM nhị phân giải ơ bản yêu cầu độ rộng ít nhất $r_b/2$ Hz để số liệu được phát đi với tốc độ r_b bit/s sẽ không có hiện tượng giao thoa giữa các ký hiệu. Nếu độ rộng băng tần chính xác bằng $r_b/2$, khi truyền tín hiệu số PAM nhị phân với tốc độ rb bit/s muốn không có

giao thoa giữa các ký hiệu thì chỉ còn một cách là sử dụng bộ lọc thông thấp lý tưởng có đặc tính tiêu hao thẳng đứng, tần số cắt $r_b/2$ ở máy phát và máy thu. Điều này đảm bảo là sẽ không có giao thoa tại các thời điểm lấy mẫu cách nhau một khoảng $1/r_b$ giây. Nhưng một bộ lọc như vậy thực tế không thực hiện được. Mà người ta có thể tạo nên được một bộ lọc có thể loại trừ được hiện tượng giao thoa giữa các ký hiệu quá mức xuất hiện tại các điểm chuyển tiếp do sự vượt quá mức của các điểm xung, các điểm đó tắt chậm như biểu diễn trên hình 5.6. Hệ thống như vậy cực kỳ nhạy đối với các sự rối loạn về tốc độ bit, về định thời hoặc về các đặc tính của kênh. Bằng cách bỏ sự hạn chế về tốc độ bit bé hơn r_b bit/s, có thể tạo nên những xung thực tế để nó thỏa mãn điều kiện ràng buộc là không có hiện tượng giao thoa giữa các ký hiệu tại các thời điểm lấy mẫu. Nếu điều kiện này thỏa mãn, tốc độ bit là r_b bit/s nhưng điều kiện bắt buộc là sẽ không có giao thoa giữa các ký hiệu tại các thời điểm lấy mẫu bị loại bỏ, người ta đã thu được một loại xung thực tế gọi là các tín hiệu đáp ứng cục bộ, nó có khả năng truyền trên cùng một độ rộng băng tần như độ rộng băng tần Nyquist nhưng không có lợi cho công suất sóng mang cao đi vào máy thu. Một trường hợp đặc biệt của các tín hiệu đáp ứng cục bộ là xung tín hiệu nhị phân kép. Nó có thể được biểu diễn trong miền tần số:

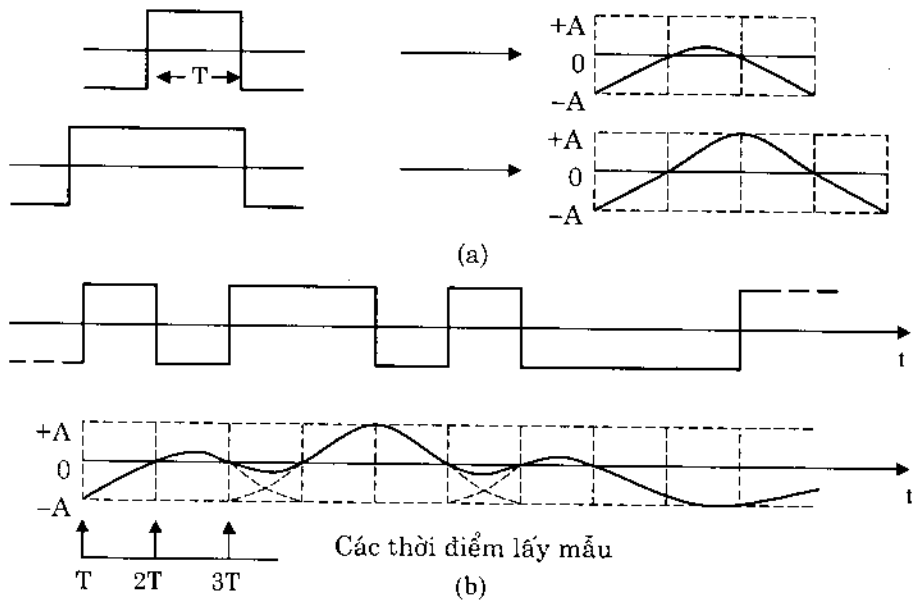
$$S(f) = \begin{cases} (1/r_b)(1+e)^{-j2\pi f/r_b} = (2/r_b)e^{-j2\pi f/r_b}\cos(\pi f r_b) & |f| \le r_b/2 \\ 0 & |f| > r_b/2 \end{cases} \qquad (5\text{-}43)$$

và

$$|S(f)| = (2/r_b).\cos(\pi f/r_b) \qquad (5\text{-}44)$$



Hình 5.11- Các đặc tính:
(a) Miền thời gian (b) Miền tần số của một tín hiệu nhị phân kép



Hình 5.12- (a) Các dạng sóng đáp ứng cơ bản đối với tín hiệu báo hiệu đáp ứng cục bộ (b) Kỹ thuật đáp ứng cục bộ sử dụng cho một dãy số nhị phân ngẫu nhiên

Xung của tín hiệu nhị phân kép v(t) và đặc tính tần số của xung được phát đi biểu diễn ở hình 5.11. Phương pháp nhị phân kép đưa vào các lượng điều khiển giao thoa giữa các ký hiệu đối với số liệu đã truyền đi ở tốc độ r_b bit/s trên một kênh có băng thông $r_b/2$ Hz. Các bộ lọc đối với hệ thống nhị phân kép thực hiện không khó khăn lắm bằng cách là mất các gián đoạn đột ngột trong đặc tính tần số. Tuy nhiên phương pháp này yêu cầu công suất của máy phát phải lớn hơn so với phương pháp nhị phân. Hình 5.12 chỉ ra cách khôi phục một dãy xung NRZ ngẫu nhiên khi có một lượng điều khiển giao thoa giữa các ký hiệu. Một điểm khác về hệ thống nhị phân kép là nó có giao thoa giữa các số trên một nhịp tương quan của nó.

Quá trình khôi phục sinh ra trong đáp ứng của toàn bộ hàm truyền đạt của hệ thống, điều đó được cho trong phương trình (5-43). Ví dụ, quá trình này có thể gồm có một bộ lọc phát có đặc tính cosin tăng sau đó là một bộ lọc thông thấp cắt đột ngột với hàm truyền đạt bằng $2/r_b$. Nhân cả hai hàm truyền đạt lại với nhau cho ta đáp ứng của hệ thống cho bởi phương trình (5-44). Một xung tín hiệu số đơn của tín hiệu NRZ sẽ cắt ngang mức điện áp không. Hướng của chỗ giao nhau phụ thuộc vào dấu của xung số trước. Do đó có thuật ngữ *đáp ứng cục bộ*, hình 5.12 (b) chỉ ra toàn bộ đáp ứng của một hệ thống truyền dẫn. Phải khôi phục lại dạng sóng bạn đầu từ dạng sóng đáp ứng cục bộ sau lúc lấy mẫu tại các khoảng thời gian T bằng nhau như chỉ ra trên đồ thị. Dạng sóng được khôi phục là –1 nếu dạng sóng đáp ứng cục bộ ở tại đỉnh âm; dạng sóng

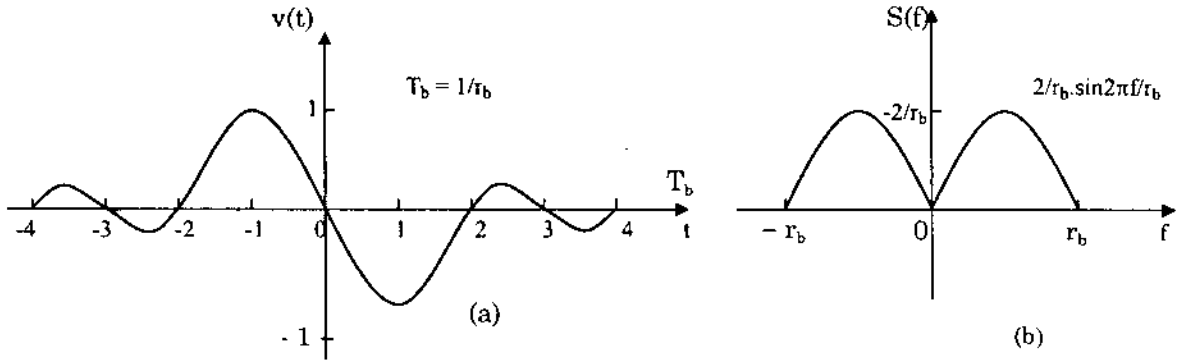
được khôi phục là +1 đối với đỉnh dương và là dấu ngược với giá trị trước đó nếu dạng sóng đáp ứng cục bộ ở tại mức 0. Vì khoảng cách an toàn giữa 3 mức quyết định +1, 0 và –1 chỉ bằng một nửa khoảng cách an toàn nó sẽ xuất hiện nếu sử dụng tín hiệu nhị phân trực tiếp, nghĩa là chỉ sử dụng các mức +1 và –1, như vậy cần phải tăng công suất của tín hiệu nghĩa là tăng tỷ số tín hiệu trên tạp âm để đảm bảo tỷ lệ lỗi cũng giống như trường hợp tín hiệu nhị phân.

Phương pháp *nhị phân kép cải tiến* gồm có một nhịp tương quan của 2 số. Miêu tả trường hợp đặc biệt này trong miền tần số:

$$S(f) = \begin{cases} (1/r_b)[e^{-j2\pi f/r_b} - e^{-j2pf/r_b}] = (2j/r_b)\sin(2\pi f/r_b) & |f| \le r_b/2 \\ 0 & |f| > r_b/2 \end{cases} \quad (5\text{-}45)$$

$$S(f) = (2/r_b).\ \sin(2\pi f/r_b) \qquad |f| \le r_b/2 \quad (5\text{-}46)$$

Hình 5.13 chỉ ra các đặc tính trong miền tần số và miền thời gian của lớp tín hiệu này. Tín hiệu này có một sức hấp dẫn đối với việc truyền dẫn một băng bên (SSB) vì đặc tính đối xứng của phổ tần làm cho việc lọc dễ dàng. Tín hiệu này cũng không có thành phần một chiều vì vậy cho nên cũng rất thích hợp với các đường truyền dẫn vô tuyến mà ở đó không thể truyền được thành phần một chiều. Hơn nữa đáp ứng thời gian cũng chỉ ra rằng tại những thời điểm lấy mẫu có 3 mức.



Hình 5.13- (a) Các đặc tính miền thời gian.
(b) Miền tần số của tín hiệu nhị phân kép cải tiến

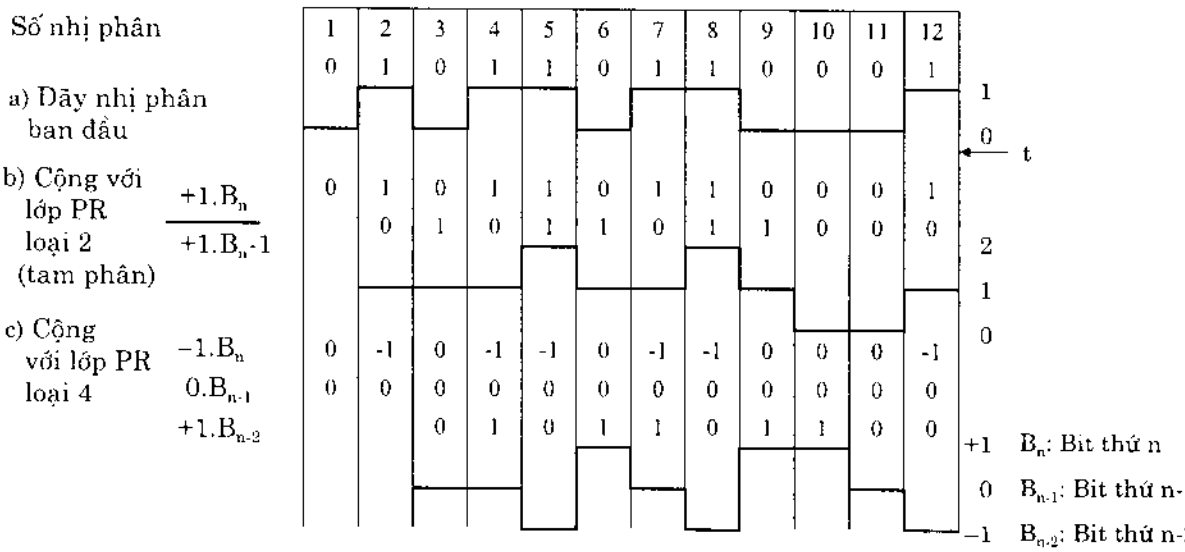
Sự phát triển từ tín hiệu báo hiệu nhị phân sang tín hiệu báo hiệu PAM nhiều mức bằng cách sử dụng các xung đáp ứng cục bộ của các tín hiệu nhị phân kép và nhị phân cải tiến là tương đối đơn giản. Khi một trong 2 xung này được sử dụng để báo hiệu, thì việc truyền 1 xung M mức bố trí đều nhau hoạt động ở tốc độ Nyquist tại mỗi thời điểm lấy mẫu. Khi không có tạp âm nó gây ra một trong 2M – 1 tín hiệu bố trí đều nhau. Ở đầu thu 2M –1 mức được này sắp xếp lại thành một xung tín hiệu M mức.

Xác suất lỗi đối với tín hiệu M mức nhị phân kép và nhị phân kép cải tiến cho bởi:

$$P_e \le [1 - (1/M^2)].\ \text{erfc}\ [\ [3/(M^2 - 1)].\ (\pi/4)^2.\ C/N]^{1/2} \qquad (5\text{-}47)$$

Một nhóm gồm số nhị phân có thể biểu thị một cách duy nhất thành một trong M số: 0, 1, 2,... , (M –1).

So sánh với các đường cong trong hình 5.10 đối với các hệ thống M mức và PAM nhị phân, các tín hiệu nhị phân và nhị phân kép cải tiến dẫn đến kết quả là tăng tỷ số tín hiệu trên tạp âm lên 20lg(π/4) hoặc 2,1dB đối với giá trị M lớn, với điều kiện P_e thu giống nhau. Hình 5.10 chỉ ra các đường cong P_e của cả hai tín hiệu nhị phân kép và nhị phân kép cải tiến với các tỷ số công suất sóng mang trung bình trên tạp âm (C/N) khác nhau. Các đường cong này được suy ra từ phương trình (5-47).



Hình 5.14. Hai ví dụ các mã đáp ứng cục bộ (PR)

Trong một số hệ thống vô tuyến, hai tốc độ bit r_b và $2r_b$ có thể được truyền đi bằng cách sử dụng một trong các bộ lọc của hệ thống; bộ lọc trước điều chế bộ lọc IF và bộ lọc điều chế phương hướng. Tín hiệu trong máy phát và máy thu được phát và thu ở tốc độ bit r_b ở dạng nhị phân và ở tốc độ bit $2r_b$ ở dạng tam phân. Hình 5.14 chỉ ra 2 ví dụ của mã đáp ứng cục bộ (PR). Các mã này là mã đáp ứng cục bộ loại 2 và loại 4. Mã đáp ứng cục bộ có thể là mã đường trong đó mỗi một phần tử tín hiệu được tạo ra từ M phần tử liên tiếp của mã khác, mỗi phần tử có một hệ số trọng khác nhau, sau đó được cộng tuyến tính lại với

nhau. Các mã đáp ứng cục bộ được sử dụng để sửa dạng phổ của tín hiệu cho truyền dẫn.

5.2.5. Các biểu đồ hình mắt

Khi lập một hệ thống thông tin mới trước hết cần phải xác định độ giảm chất lượng của hệ thống do giao thoa giữa các tín hiệu (ISI) gây ra. Điều này thường được thực hiện bằng máy tính và sẽ vẽ ra một đồ thị hình mắt dự đoán. Trong thực tế đo lường, đồ thị hình mắt là một mẫu có hình dạng gần giống con mắt hiện ra trên màn hình máy hiện sóng, tầm quan trọng của biểu đồ hoặc mẫu biểu thị cho phép đo trực tiếp trên một luồng bit số để xác định lượng rung pha trong tín hiệu và lượng giao thoa giữa các tín hiệu. Để thu được mẫu, đưa trực tiếp luồng bit số vào "kênh vào A" của máy hiện sóng, và một đồng hồ được lấy trực tiếp từ cùng một nguồn mà nguồn đó tạo ra tín hiệu số, hoặc nếu không có thì lấy từ một nguồn "thuần khiết" tại chỗ có cùng tần số, đưa vào trigơ ngoài của máy hiện sóng tạo ra một xung kích thích để khởi đầu, vết của máy hiện sóng. Hình 5.15 (a) minh họa cách bố trí đo. Một điều quan trọng là phải có tín hiệu đồng hồ không bị rung pha vì các kết quả trên màn hình đều liên quan đến tín hiệu đi vào đầu vào của trigơ. Vì đầu vào trigơ ngoài khoảng quét của máy hiện sóng sẽ tương xứng với chu kỳ của tín hiệu số đồng hồ và do đó tương xứng với độ dài của một số nhị phân. Mỗi lần quét của máy hiện sóng sẽ ghi lại đáp ứng của hệ thống thông tin đang kiểm tra đối với tín hiệu số hiệu vào và tổng các đuôi kéo dài của các bit số trước đó. Do tốc độ của số liệu, độ lưu ảnh tọa nên sự xếp chồng các xung trên màn chỉ thị và hình thành một mẫu hình mắt.

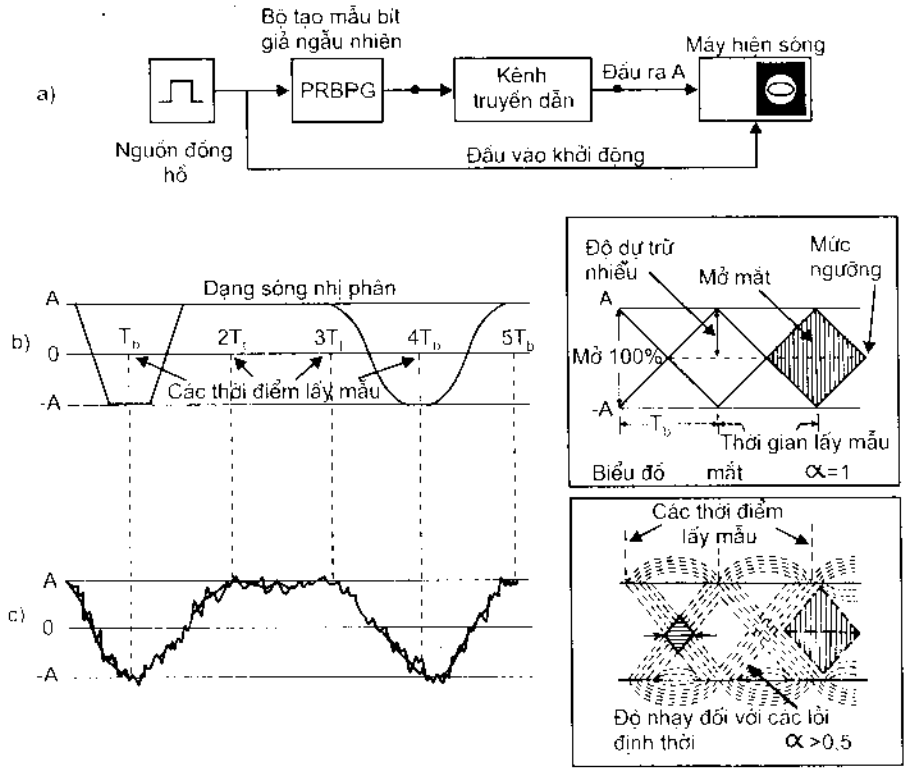
Nếu mỗi một bit số được biểu thị dưới dạng biên độ đồng nhất cho đến lúc kết thúc và không xuất hiện sự chồng lấn của các bit, sẽ tạo ra một mẫu (thuần khiết) thể hiện dưới dạng hình mắt mở rộng, tức là mở 100%. Sự xếp chồng các hình sóng sao cho đạt được: *"độ mở hình mắt"*, xác định đường bao trong đó không có các quĩ đạo dạng sóng nào có thể tồn tại trong bất kỳ điều kiện nào của mẫu mã. Nếu hệ thống truyền dẫn tạo ra một đáp ứng đối với một bit số bị chồng lấn bởi các bit trước và các bit sau (giao thoa giữa các ký hiệu) kết quả là tạo ra hiện tượng *"đóng"* hình mắt. Giao thoa càng nhiều thì hình mắt càng đóng. Trong thực tế hiện tượng này xuất hiện có thể do giảm độ rộng băng tần của bộ lọc, hoặc tạp âm trắng đã xen thêm vào hệ thống. Có thể đo lượng giao thoa giữa các ký hiệu bằng độ suy thoái do giao thoa giữa các ký hiệu (ISI) và được tính bằng:

$$\text{Độ suy thoái ISI} = -20 \lg [\%\ \text{độ hở hình mắt}/100]\ \text{dB} \qquad (5\text{-}48)$$

Ví dụ: Nếu hình mắt chỉ mở 10%, thì độ suy thoái ISI là 20 dB, với chỉ số này thì điều xấu mà hệ thống không chấp nhận được. Nếu độ mở hình mắt 90% thì độ suy thoái ISI là 0,9 dB thì có thể cho phép. Độ suy thoái ISI có cùng ảnh hưởng như tăng tỷ lệ lỗi khi xuất hiện trong tạp âm trắng cộng. Vì vậy nó có ảnh hưởng làm dịch các đường cong của hình 5.10 sang bên phải đối với một xác suất lỗi đã cho. Nói một cách khác cần phải tăng tỷ số tín hiệu trên tạp âm một lượng xấp xỉ bằng độ suy thoái ISI để xác suất lỗi giữ nguyên như khi chưa có suy thoái ISI. Ngoài ra đối với độ mở hình mắt, thì đồ thị hình mắt cũng chỉ ra lượng rung pha chứa trong tín hiệu số. Nếu tín hiệu số ở đầu vào trigơ của bộ chỉ thị không có rung pha thì các góc của hình mắt biến thành một điểm và nhọn. Điều này là vì xuất hiện các điểm cắt không hoặc ngưỡng của bộ tách sóng thu tại cùng một điểm trên sườn đáp tuyến xung của bit số. Khi có rung pha trong tín hiệu số thì điểm không của tín hiệu khác với vị trí thời gian của dạng sóng số. Điều này làm mờ các cạnh hình mắt. Độ rộng của vùng mờ này là độ đo của đỉnh này đến đỉnh kia của rung pha.

Hình 5.15(b) chỉ ra đồ thị hình mắt đối với hệ thống PAM có tín hiệu không tạp âm và không có rung pha, không có giao thoa các ký hiệu và hình 5.15(c) chỉ ra đồ thị hình mắt đối với tín hiệu có rung pha, tạp âm và giao thoa giữa các ký hiệu. Từ đồ thị hình mắt trong hình 5.15(b) và (c) có thể rút ra những thông tin sau:

- Thời điểm lấy mẫu tối ưu của dạng sóng thu được là thời điểm khi đó độ mở hình mắt là lớn nhất.
- Thời điểm lấy mẫu tối ưu nằm giữa hai điểm cắt không. Nếu tín hiệu đồng hồ lấy ra từ các điểm không thì độ rộng của mẫu hình mắt tại các điểm không này xác định lượng rung pha đỉnh-đỉnh trong tín hiệu số.
- Điểm quyết định danh định đối với bộ tách sóng của máy thu là giao giữa điểm không hoặc mức ngưỡng và thời điểm lấy mẫu tối ưu.
- Độ suy thoái ISI là tại thời điểm cực đại và được đo tại thời điểm lấy mẫu tối ưu.
- Độ miễn tạp âm hoặc độ dự trữ tạp âm tỷ lệ với độ rộng của độ mở hình mắt và là: 20 lg[biên độ đỉnh-đỉnh của độ mở hình mắt/2].
- Độ nhạy của hệ thống truyền dẫn đối với các lỗi định thời (tỷ lệ thuận với hệ số đóng hình mắt khi thay đổi thời gian lấy mẫu).
- Đồ thị hình mắt đối xứng dọc và ngang và các phần của nó giống nhau. Nếu không thỏa mãn điều này thì hệ thống truyền dẫn là phi tuyến và có sự cố.



Hình 5.15- (a) Sơ đồ kiểm tra đồ thị hình mắt;
(b), (c) Biểu đồ hình mắt của hệ thống PAM nhị phân

Các kênh số liệu thực tế luôn luôn có tạp âm rung pha, tạp âm này sẽ làm dịch thời điểm lấy mẫu so với điểm lý tưởng của chúng, hoặc so với các vị trí của chúng ở đó giao thoa giữa các ký hiệu là bé nhất. Hiện tượng này làm tăng giao thoa giữa các ký hiệu, một ký hiệu nhạy với sự xê dịch định thời nếu hệ số thay đổi của độ đóng hình mắt gần độ mở đỉnh hình mắt là nhỏ. Do quan hệ qua lại giữa rung pha và giao thoa giữa các ký hiệu, khi so sánh các biểu đồ hình mắt với các độ mở đỉnh khác nhau và các yếu tố của rung pha thì cần xác định hệ số méo tổng hợp F_m, trong đó độ nhạy đối với sự dịch định thời J, hoặc còn gọi là hệ số rung pha và méo đỉnh, $D(t_0)$ = (1 – độ đóng đỉnh hình mắt) liên hệ với nhau theo biểu thức:

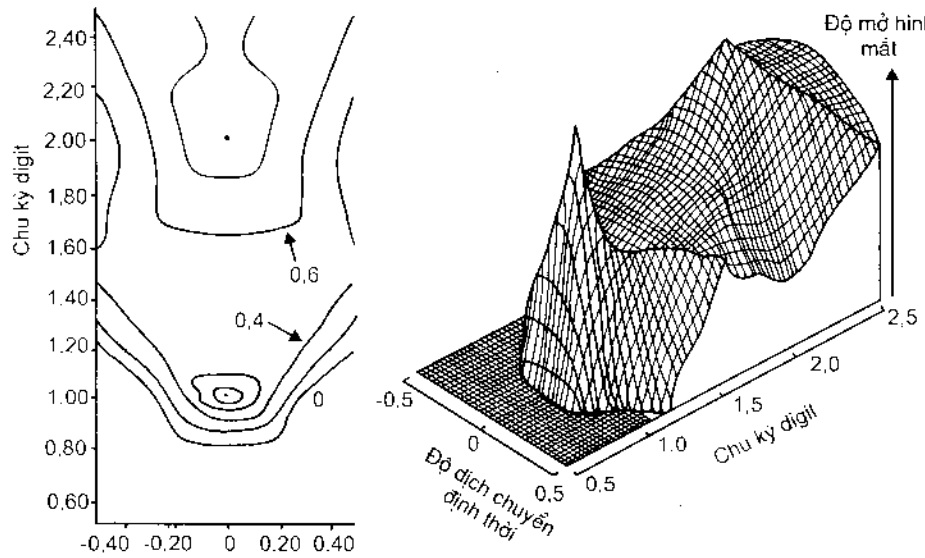
$$F_m = D(t_0) + WJ \qquad (5\text{-}49)$$

Ở đây W là một hàm thống kê của độ lệch định thời, J là sự dịch định thời. Người ta chọn W là 0,1 nhằm để $D(t_0)$ và WJ là cùng bậc.

5.2.5.1. Các bản đồ đường đồng mức của hình mắt

Trong tài liệu tham khảo [2] đã chỉ ra rằng đồ thị hình mắt có thể cho ta những thông tin sai lệch về độ dự trữ hệ thống khi đường truyền dẫn được thiết

kế có sự cố đứt đột ngột. Đồ thị hình mắt bình thường giả thiết rằng hệ thống đang hoạt động chính xác ở tốc độ Nyquist. Tuy vậy, độ mở hình mắt cũng là một hàm của tốc độ bit số và đáp tuyến tần số cắt của toàn bộ hệ thống. Thường thường tốc độ bit số được điều khiển và hoàn toàn ổn định. Tần số cắt của hệ thống không được duy trì một cách đầy đủ nên đã được điều khiển một cách nghiêm ngặt. Nếu tạo ra một biểu đồ hình mắt thứ hai trong đó tốc độ bit số hoặc tần số cắt của hệ thống biến thiên thì có thể biểu diễn độ chênh lệch giữa biểu đồ gốc và biểu đồ thứ hai đối với khoảng thời gian số hữu hiệu. Biểu diễn một cách tốt hơn về độ dự trữ của hệ thống bằng bản đồ đường đồng mức của hình mắt, trong đó độ mở hình mắt được vẽ bằng một loạt các đường đồng mức là một hàm của độ lệch định thời và chu kỳ số hoặc tốc độ bit số. Có thể vẽ bản đồ đường đồng mức trong hệ tọa độ 3 chiều: độ lệch định thời, khoảng thời gian số và độ mở hình mắt. Hình 5.16 minh họa cả hai ví dụ: đồ thị bản đồ đường đồng mức và đồ thị không gian ba chiều của chúng. Trên đồ thị hình mắt cũng chỉ ra méo pha, méo pha sẽ biến đổi đáng kể và chính nó làm thay đổi bộ lọc hàm *cosin tăng* đều cho bởi phương trình (5-18) với $\alpha = 0,25$ tạo ra độ khép hình mắt 6,5% đến 70% và khi sử dụng $\alpha = 0,125$ hình mắt khép hoàn toàn, hàm cosin tăng cho bởi (5-18) lúc này tương đương với một hàm hữu tỷ bậc 15 với tốc độ cắt tiệm cận 300 dB/D. Đồ thị hình mắt của hàm Butterworth có độ khép mắt 98% còn hàm Shebyshev thì khép hoàn toàn.



Hình 5.16- a) Biểu đồ đường đồng mức của hình mắt

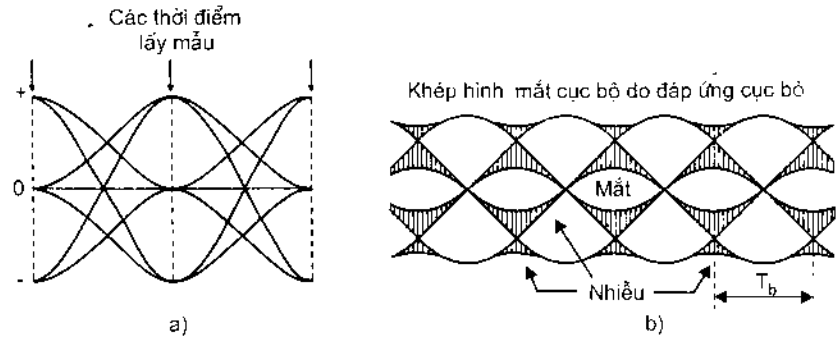
b) Biểu đồ không gian (Theo IEE)

Đồ thị hình mắt không nhất thiết hạn chế đối với hệ thống PAM nhị phân. Nó cũng được mở rộng đối với các hệ thống nhị phân kép và hệ PAM-M mức cũng như đối với các phương pháp điều chế khác sẽ trình bày ở chương 6. Độ mở hình mắt và cấu trúc của nó phụ thuộc vào số mức mã và mã đường được sử dụng. Nếu sử dụng tín hiệu AMI như trong mục 5.1.1, thì khoảng giữa các thời điểm lấy mẫu tồn tại 3 trạng thái mức tín hiệu với các tổ hợp:

000, 00 + 1, 00 –1, 0 + 10, 0 – 10, 0 + 1 – 1, 0 – 1 + 1, + 100, + 10 –1,

+ 1 –10, + 1 –1 + 1, –100, – 10 + 1, và –1 + 1 –1.

Các tổ hợp mã này tạo ra một biểu đồ hình mắt trong đó có một phần đồ thị mở, ở đó đồ thị hỗn hợp được tạo nên bởi một dãy các tín hiệu số không đi qua. Như vậy diện tích mở không bị ảnh hưởng bởi tất cả các tổ hợp có thể của tín hiệu mã AMI (hoặc bất cứ tín hiệu mã khác đối với vấn đề này) và điều này là lý tưởng đối với quá trình tách của máy thu. Đồ thị 5.17 (a) minh họa một biểu đồ hình mắt lý tưởng của tín hiệu mã AMI, HDB3 hoặc mã tam phân và cũng có thể thấy được cấu trúc của biểu đồ do mã hóa khác với mã của tín hiệu



Hình 5.17- Biểu đồ hình mắt đối với hệ thống:
a) AMI; b) Nhị phân kép.

PAM nhị phân ở hình 5.15. Lưu ý rằng trong cả hai trường hợp tồn tại một phần mở trong đó các quĩ đạo của tín hiệu hợp thành không đi qua và diện tích của nó hoặc độ mở của hình mắt không phụ thuộc vào cấu trúc của tín hiệu mã. Điều đó thường dùng để quan sát biểu đồ hình mắt ở băng gốc của máy thu để xác định ảnh hưởng của kênh truyền dẫn hoặc ảnh hưởng của chính thiết bị

thu. Hình 5.17(b) chỉ ra biểu đồ hình mắt lý tưởng của một hệ thống nhị phân kép nhằm để so sánh.

5.3. MÃ ĐIỀU KHIỂN LỖI

Như đã trình bày ở 5.1.9, độ dư là dung lượng truyền dẫn không được sử dụng của một tín hiệu mã. Tuy vậy, sử dụng độ dư này cho phép phát hiện và cũng có thể sửa được các lỗi do tạp âm sinh ra ở máy thu, điều này nâng cao được độ tin cậy của hệ thống. Trong hệ thống thông tin số có thể xuất hiện 3 loại lỗi.

Đó là: lỗi thay thế, trong đó một bit số gốc được thay bằng một số trạng thái khác; các lỗi bỏ sót, trong đó một ký hiệu đã bị xóa đi khỏi luồng bit; và các lỗi trong đó một ký hiệu giả mạo được xen vào dòng bit. Lỗi hay xuất hiện nhất là lỗi thay thế. Tất cả các loại lỗi có thể xuất hiện trong các luồng bit nhị phân hoặc trong một ký hiệu nhiều mức. Vì xác suất lỗi trong truyền dẫn số là một hàm trực tiếp của tỷ số tín hiệu/tạp âm, một vấn đề xuất hiện là nếu vì một số lý do nào đó công suất tín hiệu bị giới hạn tại bởi một số giá trị cực đại nào đó, điều đó dẫn tới xuất hiện lỗi với tần suất không chấp nhận được. Có thể giảm các lỗi này bằng cách sử dụng các mạch phát hiện lỗi và sửa chữa lỗi. Trong truyền dẫn số liệu điện báo và Fax người ta quan tâm nhất việc sử dụng mã bảo vệ lỗi, còn đối với tiếng nói thì không có tiêu chuẩn như vậy. Vì hiện nay đang hình thành một mạng số liệu tổng hợp làm cho chúng ta khó mà xác định được phạm vi nào, vùng nào cần bảo vệ lỗi, phạm vi nào, vùng nào không cần. Nhưng điều không thể tránh được là phải đưa ra mã điều khiển lỗi cho toàn bộ các hệ thống để đảm bảo tính linh hoạt của chúng. Dễ nhận thấy có hai loại điều kiện lỗi khác nhau xuất hiện trong truyền dẫn. Loại đầu tiên là lỗi ngẫu nhiên, giữa các bit số lỗi không tương quan. Loại thứ hai là các đột biến lỗi, ở đây phần lớn các bit số kế tiếp nhau bị sai lệch. Hai loại này có tính chất phổ biến vì thế người ta sử dụng chúng là yếu tố quyết định của loại mã điều khiển lỗi. Các đột biến lỗi thường xuất hiện từ những thiết bị như các bộ trộn hoặc các thiết bị mã đường dây, ở đó một lỗi duy nhất được mã thành một từ khác với các từ gốc của nó. Điều này dẫn tới xuất hiện thêm các lỗi khác giống như nhân hoặc mở rộng lỗi. Trong thực tế tên thường gọi loại lỗi này là lỗi mở rộng. Hiệu quả của lỗi mở rộng được đặc trưng bằng khái niệm "*Tỷ lệ lỗi bit tương đương*" (EBER) trong đó tỷ lệ lỗi bit được đo với điều kiện đã biết nguyên nhân do lỗi mở rộng được giảm bằng một hệ số mở rộng lỗi tới hệ số về tỷ lệ lỗi bit tương đương. Các đột biến lỗi cũng là một đặc thù của truyền dẫn số qua mạng chuyển mạch điện thoại trong đó tạp âm xung chiếm ưu thế hơn so với tạp âm Gauss.

Sử dụng rộng rãi các mã bảo vệ lỗi để bảo vệ các mạch số liệu và các mạch điện báo. Người ta sử dụng các hệ thống mã hoá trang bị cho các hệ thống quân sự, máy tính cùng với thông tin điện thoại bảo mật để bảo vệ các thông tin bằng cách chọn các loại mã thích hợp. Sử dụng các hệ thống này trong phạm vi mã cho thông tin cơ sở dữ liệu là khác với mã để bảo vệ lỗi hoặc phát hiện lỗi. Mã điều khiển lỗi thường được sử dụng trong các modem đấu nối của điện thoại hoặc một kênh thông tin của đường dây, ít khi dùng trong hệ thống vô tuyến chuyển tiếp đường dài, người ta cũng đánh giá và thử nghiệm một số mã sửa sai khác nhau trên các hệ thống HF, đối lưu và vệ tinh. Vì mã điều khiển lỗi ít liên quan đến nội dung quyển sách này nên bạn đọc có thể xem thêm ở các tài liệu tham khảo.

5.4. CÂN BẰNG

Trong những hệ thống thực tế vì thiết kế bộ lọc không hoàn thiện và do sự thay đổi các đặc tính của kênh thông tin theo thời gian cho nên luôn luôn tồn tại một lượng giao thoa giữa các ký hiệu (ISI). Nhằm để bù hiện tượng đã nói trên và giảm ISI đến mức bé nhất cần phải sử dụng một mạch lựa chọn tần số, có hàm truyền đạt biên độ và pha ngược với hàm truyền đạt tổng hợp của kênh và bộ lọc kênh. Một mạch như thế gọi là một bộ cân bằng và quá trình bù của nó gọi là quá trình "*cân bằng điện áp đảo*". Nếu sự thay đổi đặc tính của kênh do thay đổi nhiệt độ hoặc đối với tuyến viba là thay đổi các điều kiện khí hậu, môi trường... dẫn tới pha đinh nhiều tia; hoặc thay đổi các tham số bộ lọc của thiết bị...: khi sử dụng bộ cân bằng có đặc tính biến đổi ngược so với các sự biến đổi đã nói ở trên thì sẽ hạn chế được hiện tượng ISI đến mức bé nhất. Sự thay đổi của ISI từ bé nhất đến lớn nhất trong tất cả các điều kiện có thể lớn đến nỗi không chấp nhận được. Đặc biệt đối với những kênh có đặc tính thay đổi theo thời gian với tốc độ khá lớn trong thời gian kênh bị chiếm. Để khắc phục tình trạng này, người ta sử dụng một phương pháp tự động điều chỉnh méo do kênh sinh ra còn gọi là cân bằng tự thích nghi. Trong mục này chúng ta sẽ trình bày một cách tóm tắt các loại bộ cân bằng và ứng dụng của chúng.

5.4.1. Bộ cân bằng ngang

Hình 5.18 chỉ ra bộ cân bằng ngang bao gồm một đường dây trễ 2M + 1 nhánh trễ, mỗi nhánh trễ có thời gian trễ T_s giây, và nó được nối qua một thiết bị có độ khuếch đại biến đổi được, ký hiệu các hệ số khuếch đại tương ứng với từng thiết bị đó là C_{-m},..., C_0, C_1..., C_m cho (2M + 1) nhánh trễ; tất cả các đầu ra được nối đến một bộ khuếch đại tổng. Nếu biết dạng xung đi vào của bộ cân bằng là $P_r(t)$ và đầu ra của nó là $P_{eq}(t)$, thì quan hệ giữa chúng là:

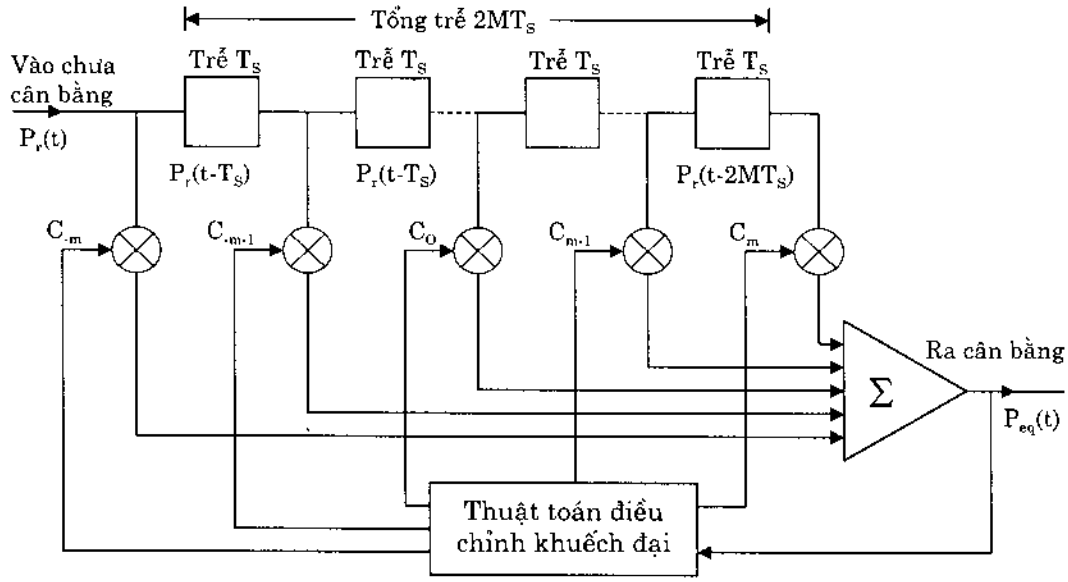
$$P_{eq}(t) = \sum_{m=-M}^{M} C_m p_r[t-(m+M)T_s] \quad (5\text{-}50)$$

Giả sử $P_r(t)$ có đỉnh tại t = 0, và giao thoa giữa các ký hiệu ở cả hai phía, tốc độ lấy mẫu ở đầu ra cho bởi:

$$t_k = (k+M)T_s \quad (5\text{-}51)$$

Ta nhận được:

$$P_{eq}(t_k) = \sum_{m=-M}^{M} C_m p_r[(k-m)T_s] \quad (5\text{-}52)$$



Hình 5.18- Bộ cân bằng ngang có 2M + 1 nhánh

Để loại bỏ được ISI, về lý tưởng chúng ta sẽ có:

$$P_{eq}(t_k) = \begin{cases} 1 & \text{với } k = 0 \\ 0 & \text{với } k \neq 0 \end{cases}$$

Vì chỉ có 2M + 1 nhánh trễ, trong khi đó số nhánh trễ cần thiết phải là vô cùng, vậy giá trị của $P_{eq}(t_k)$ chỉ có thể định rõ tại 2M + 1 điểm:

$$P_{eq}(t_k) = \begin{cases} 1 & \text{với } k = 0 \\ 0 & \text{với } k = \pm 1, \pm 2, ..., \pm M \end{cases} \quad (5\text{-}53)$$

Từ các phương trình (5-52), (5-53), một tập hợp gồm (2M + 1) phương trình tuyến tính đồng thời, chúng ta có thể giải được C_m. Tập này cho dưới dạng ma trận.

Ma trận đã cho trong phương trình (5-54) gọi là ma trận "*cưỡng bức không*" của các bộ cân bằng và chọn các hệ số của nhánh trễ để méo đỉnh là bé nhất bằng cách ép bộ cân bằng tiến tới 0 tại M điểm lấy mẫu ở cả 2 phía của xung yêu cầu.

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix}_{(2M+1)} = \begin{pmatrix} P_r(0)\ P_r(1) \ldots P_r(-2M) \\ P_r(1)\ P_r(0) \ldots P_r(-2M+1) \\ \cdots \\ \cdots \\ \cdots \\ \\ \\ \\ P_r(2M) \quad \ldots P_r(0) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} C_{-m} \\ C_{-m+1} \\ \vdots \\ \\ \\ C_o \\ \vdots \\ C_{m-1} \\ C_m \end{pmatrix} \qquad (5\text{-}54)$$

Ví dụ

Sử dụng bộ cân bằng 3 nhánh trễ để điều chỉnh sao cho giảm được giao thoa giữa các ký hiệu do xung $P_r(t)$ gây ra. Hình 5.19 biểu diễn đồ thị dạng xung vào và ra khỏi bộ cân bằng. Xác định các giá trị khuếch đại của nhánh trễ và các giá trị của xung đã được cân bằng tại các thời điểm lấy mẫu.

Giải

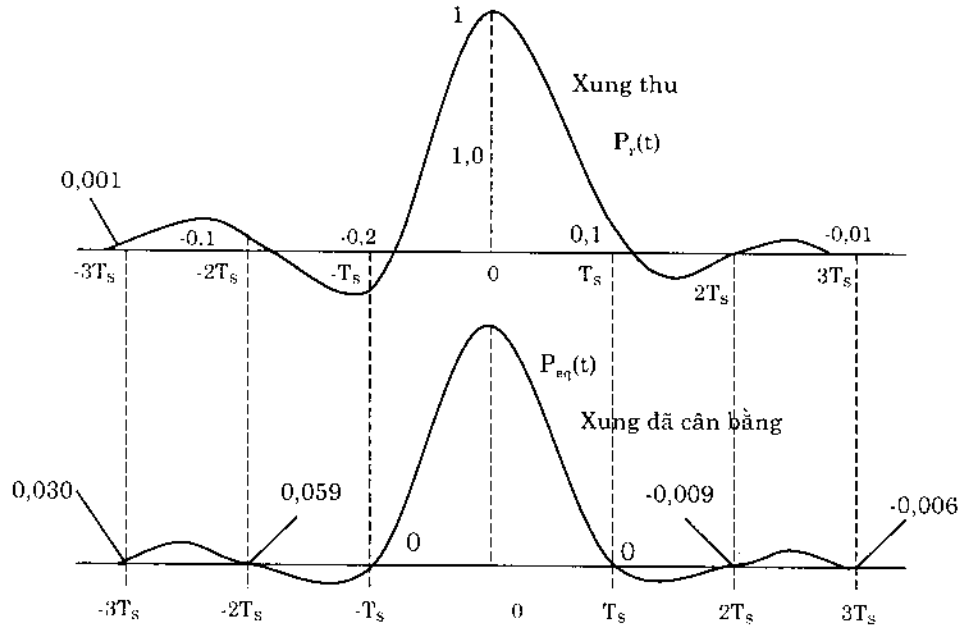
Căn cứ vào hình 5.19, sử dụng (5-54):

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1,0 & -0,2 & 0,1 \\ 0,1 & 0,0 & -0,2 \\ 0.0 & 0.1 & 0.0 \end{pmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_{-1} \\ C_0 \\ C_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,20 \\ 0 \\ -0,10 \end{bmatrix}$$

Từ phương trình (5-52) ta xác định được các giá trị của xung đã cân bằng và lập thành bảng:

k	−3	−2	−1	0	1	2	3
$P_{eq}(t_k)$	0,030	0,0587	0	1	0	0,009	−0,006

Xung đã cân bằng chỉ ra trên hình 5.19. Chú ý rằng ở các phía khác nhau của t = 0 (nghĩa là $t = \pm T_s$), là điểm 0 của xung ra.



Hình 5.19- Dạng sóng vào và ra bộ cân bằng ngang 3 nhánh trễ

5.4.2. Các bộ cân bằng tự động

Có thể phân các bộ cân bằng tự động thành 2 nhóm: loại *định trước* điều chỉnh phụ thuộc vào sự truyền dẫn một mẫu thử, và loại *tự thích nghi*, loại này tự điều chỉnh lượng lỗi liên tục trong khi truyền số liệu tùy theo lượng lỗi giữa tín hiệu thực tế đã thu được và đánh giá tín hiệu đã phát đi trước đó tại máy thu. Trên cơ sở lượng lỗi đã thu được liên quan hữu cơ với luồng số liệu, chúng ta đánh giá được các hệ số khuếch đại. Đây là một quá trình lặp, sao cho biên độ của lỗi là bé nhất.

5.4.2.1. Các bộ cân bằng định trước

Để tiến hành điều chỉnh cân bằng tự động phải truyền đi một mẫu kiểm tra và dựa vào những điều đã biết trước của mẫu tại máy thu để tính đáp ứng xung từ tín hiệu đã thu được. Từ đáp tuyến xung, sử dụng trực tiếp phương trình (5-55) ta tính được các hệ số của nhánh trễ, hoặc sử dụng phương pháp lặp để tính các hệ số cho đến lúc thu được giá trị tối ưu. Loại bộ cân bằng này tốc độ hội tụ nhanh, nhưng nếu đặc tính của kênh thay đổi tức thì phải phát lại mẫu kiểm tra tại những thời điểm thích hợp để thiết lập lại các hệ số. Sử dụng phương pháp lặp lại đối với phương trình (5-55) trong đó C, I là véctơ cột có 2M+1 phần tử.

X là ma trận vuông cấp 2M + 1:

$$I = XC \qquad (5\text{-}55)$$

Mục đích lặp để đạt được I – XC = 0, ở bước lặp thứ k tồn tại một véc tơ sai số:

$$e^k = XC^k - I \tag{5-56}$$

Hình 5.18 chỉ ra đường phản hồi được sử dụng trong các bộ cân bằng tự động. Thuật toán đã nói ở trên được sử dụng để tối ưu các hệ số của bộ cân bằng C_m đã và đang là đối tượng có thể xem xét nghiên cứu. Có 2 tiêu chuẩn được sử dụng rộng rãi. Một là tiêu chuẩn méo đỉnh, hai là tiêu chuẩn trung bình bình phương (MSE).

5.4.2.2. Các bộ cân bằng tự thích nghi

Trong các hệ thống thông tin vô tuyến số sử dụng bộ cân bằng tự thích nghi để khắc phục các ảnh hưởng của truyền lan nhiều tia; mặt khác như chúng ta đã biết vì sự truyền lan của kênh gây ra hiện tượng trải rộng công suất tín hiệu theo thời gian, khi sử dụng phân tập theo không gian cho phép bổ sung phối hợp các tín hiệu vì bộ cân bằng trong kênh phân tập có thể tự động điều chỉnh sự chênh lệch về thời gian trễ giữa các kênh. Bộ cân bằng tự nó cũng có thể khắc phục các hiệu ứng lan truyền bằng cách nâng cao độ dự trữ pha đỉnh hiệu dụng. Độ dự trữ pha đỉnh sẽ được trình bày ở mục 8.3.3.

Bộ cân bằng tự thích nghi không sử dụng một mẫu kiểm tra như bộ cân bằng định trước mà sử dụng đánh giá sai số giữa tín hiệu thực đã thu được và đánh giá tín hiệu đã phát đi trước đó, như đã nói ở trên. Một đặc tính làm việc đối với bộ cân bằng tự thích nghi là: tín hiệu vào phải là một dãy bit ngẫu nhiên. Nếu tín hiệu không cân bằng bị méo nghiêm trọng, bộ cân bằng tự thích nghi tạo ra rất nhiều lỗi và quá trình lặp không hội tụ. Dĩ nhiên điều này có nghĩa là không đạt được sự cân bằng. Trong hoàn cảnh như vậy xuất hiện phương pháp có thể đạt được là sử dụng bộ cân bằng định trước chuyển sang phương thức tự thích nghi sau khi đạt được một số độ đo cân bằng.

Trong bộ cân bằng ngang tự thích nghi đơn giản sử dụng các phương pháp lặp, các thành phần của véctơ sai số cho bởi phương trình (5-56) được ký hiệu bằng e_j^k, ở đây J chạy từ –M đến +M. Sau bước lặp thứ k, chúng ta thu được giá trị mới của véctơ nghiệm C^{k+1} thỏa mãn công thức truy hồi:

$$C^{k+1} = C^k - \Delta\, \mathrm{sgn}(e^k) \tag{5-57}$$

Ở đây: $\mathrm{sgn}(y) = \begin{cases} +1 & \text{khi } y > 0 \\ 0 & \text{khi } y = 0 \\ -1 & \text{khi } y < 0 \end{cases}$

Và Δ biểu thị một số gia dương. Thuật toán lặp này tiếp diễn cho đến lúc độ chênh lệch giữa C^k và C^{k+1} bé hơn một lượng bé tùy ý nào đó.

Trong các hệ thống vô tuyến số người ta sử dụng các bộ lọc này tại các khối trung tần (IF) hoặc tại các khối băng gốc, hoặc cả hai. Khi sử dụng ở khối trung tần thì các mẫu trễ phải dùng các mạng trọng số phức.

Sau khi biến thành băng gốc thì yêu cầu cần có 4 cấu trúc lọc thực riêng biệt. Việc sử dụng bộ cân bằng IF và bộ cân bằng băng gốc về mặt toán học là tương đương nhau khi mà máy thu đã thiết lập được sự phối hợp pha của sóng mang; do đó khi thiết kế bộ cân bằng thì tất cả các tính toán của máy tính làm ở băng gốc để dễ tính toán. Thường thường số nhánh trễ của bộ cân bằng không nhiều hơn 11 hoặc thời gian trễ rời rạc không quá 10. Mặc dù bộ cân bằng IF đơn giản hơn so với bộ cân bằng băng gốc của nó, nhưng khó thực hiện bằng số hơn. Thực tế đã có những thiết kế của bộ cân bằng ngang tự thích ghi IF có 5 ÷ 9 nhánh trễ. Cân bằng băng gốc đối với các tín hiệu số đã được điều chế thường được tiến hành sau lúc giải điều chế trở lại băng gốc. Đối với các tín hiệu điều chế biên và pha vuông góc, tín hiệu đã giải điều chế có thể phân tích thành 2 thành phần trực giao nhau.

Mỗi một thành phần được cân bằng riêng biệt. Điều này được chỉ ra trên hình 5.20 cùng với sơ đồ khối của một hệ thống thực tế. Vì cả 2 thành phần của tín hiệu đã hoạt động trên các kênh có đặc tính giống nhau, do đó 2 tín hiệu vào có thể coi là phần thực và phần ảo của một tín hiệu phức. Tương tự, các hệ số điều chế chính và các hệ số xuyên điều chế của bộ cân bằng cũng là các phần thực và phần ảo của một loạt các hệ số của bộ cân bằng phức.

Như vậy:

$$(I + iQ)(C + iK) = I + iQ \text{ ở đây } i = \sqrt{-1} \qquad (5\text{-}58)$$

Trên hình 5.20 cũng chỉ ra một mạch cân bằng thực tế gồm có 3 đoạn. Phần thứ nhất là bộ cân bằng 2 chiều bao gồm 2 đường trễ tương tự, nó được phân thành từng nhánh trễ tại những khoảng thời gian của ký hiệu (độ trễ bằng những khoảng thời gian của ký hiệu), có 5 nhánh trễ trên 1 kênh. Đối với kênh I, 5 nhánh trễ đã được đánh trọng số và cộng với các nhánh trễ đã được đánh trọng số từ kênh Q đưa đến. Ý nghĩa vật lý của mối tương quan chéo này là để giảm xuyên âm giữa 2 kênh. Kênh Q cũng tương tự. Thuật toán sử dụng để điều chỉnh các nhánh trễ trọng số này là một thuật toán tự thích nghi với dạng cơ bản của nó (5-58). Thuật toán này điều chỉnh các trọng số của nhánh trễ tương ứng với các phương trình:

$$C_j^{k+1}, I = C_j^k, I - \text{sgn}(e_k).\text{sgn}(Y_k - j)$$

$$C_j^{k+1}, Q = C_j^k, Q - \text{sgn}(e_k).\text{sgn}(Y_k - j) \quad (5\text{-}59)$$

$$d_j^{k+1}, I = d_j^k, I - \text{sgn}(e_k).\text{sgn}(Y_k - j)$$

$$d_j^{k+1}, Q = d_j^k, Q - \text{sgn}(e_k).\text{sgn}(Y_k - j)$$

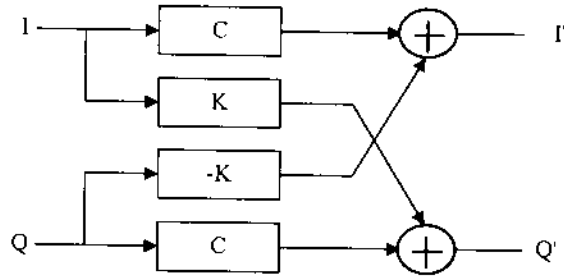
Ở đây $(C_j^{k+1}, I, d_j^{k+1}, I)$ là các trọng số của nhánh tương ứng với các phần tử trễ của kênh I và $(C_j^{k+1}, Q, d_j^{k+1}, Q)$ là các phần tử trễ của nhánh tương ứng trọng số của nhánh thứ i, tại thời điểm kT. $e_k = Y_k - A_k$ biểu thị sai số giữa các mẫu đã cân bằng và các mẫu đã phát đi đối với các kênh I và Q.

Đoạn thứ hai là mạch quyết định tạo ra cực tính sai số khi có giao thoa giữa các ký hiệu. Đoạn thứ ba là bộ tương quan chéo tạo tương quan với tín hiệu sai để điều chỉnh các trọng số dây rẽ tương ứng với phương trình (5-59).

Cân bằng tự thích nghi băng gốc dựa vào việc hiệu chỉnh trong miền thời gian giao thoa giữa các ký hiệu sinh ra do ảnh hưởng của truyền lan nhiều tia (tản mạn của kênh). Bộ cân bằng tự thích nghi IF hiệu chỉnh méo nhiều tia do méo biên độ và méo thời gian trễ nhóm liên kết. Nó là một thiết bị hoạt động có hiệu quả trong miền tần số.

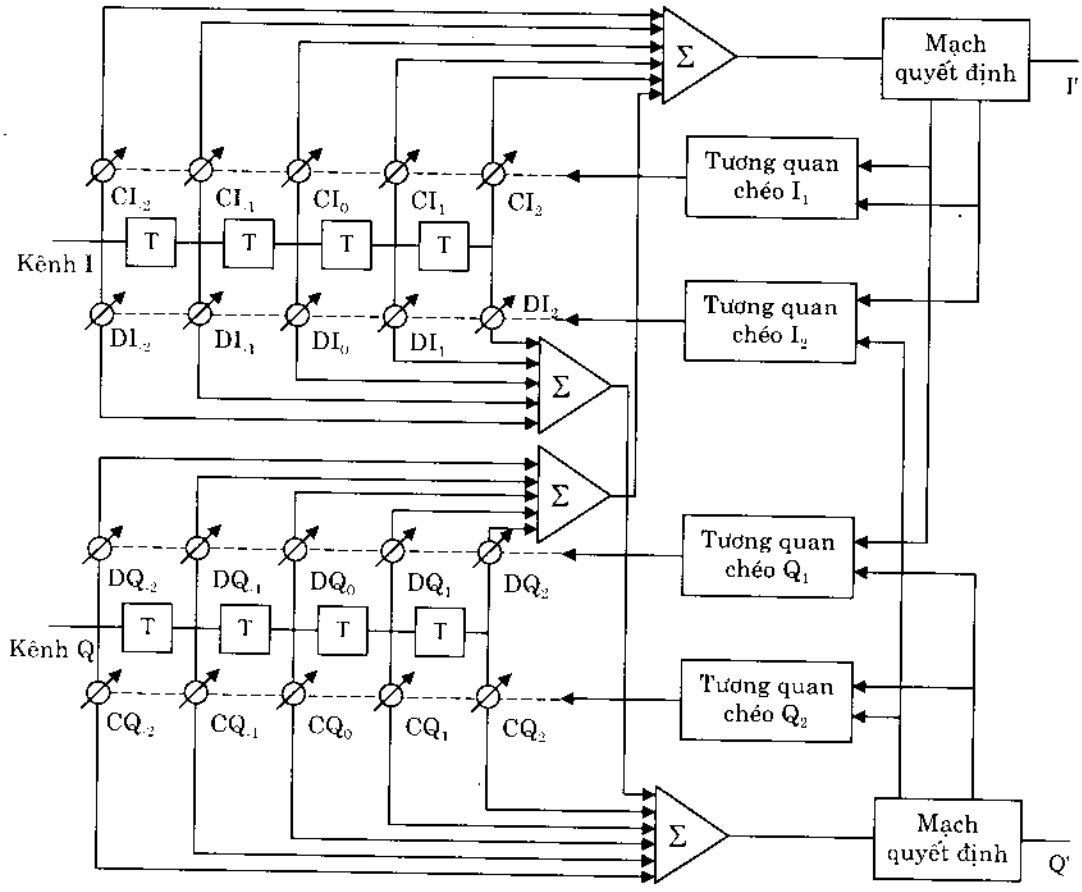
Một loại bộ cân bằng khác, đó là bộ cân bằng phản hồi quyết định lũy tiến dương tuyến tính (DFE). Mạch phản hồi quyết định kết hợp sử dụng một tầng hoặc một bộ cân bằng tiến, có một bộ lọc phản hồi.

Điều này được minh họa trên hình 5.21. Bộ cân bằng lũy tiến C sửa lại đáp ứng xung sao cho có thể bỏ qua được các búp phổ bên. Sử dụng các quyết định của ký hiệu đã qua để khử ảnh hưởng của các phần giao thoa giữa các ký hiệu do các ký hiệu số liệu trước góp phần vào đánh giá ký hiệu hiện có. Bộ lọc phản hồi B hoạt động trực tiếp với các ký hiệu số liệu, trong lúc đó bộ lọc tiến C hoạt động với các tín hiệu ra của kênh tương tự. Như vậy hai bộ lọc này tạo nên các chức năng bù nhau. C tạo nên sự cân bằng, trong lúc đó B thực hiện cắt hoặc gạt bỏ các đánh giá của giao thoa giữa các ký hiệu. Trong tham khảo [18] nêu ứng dụng các bộ cân bằng băng gốc cho các hệ thống vô tuyến 16 QAM và 64 QAM làm việc với tốc độ 140 Mbit/s. Bài này nghiên cứu các tổ hợp nhánh trễ dựa vào baud nguyên hoặc baud thập phân hoặc khoảng cách của ký hiệu T



$$(I + iQ).(C + iK) = (CI - KQ) + i(CQ + KI) = I' + iQ'$$

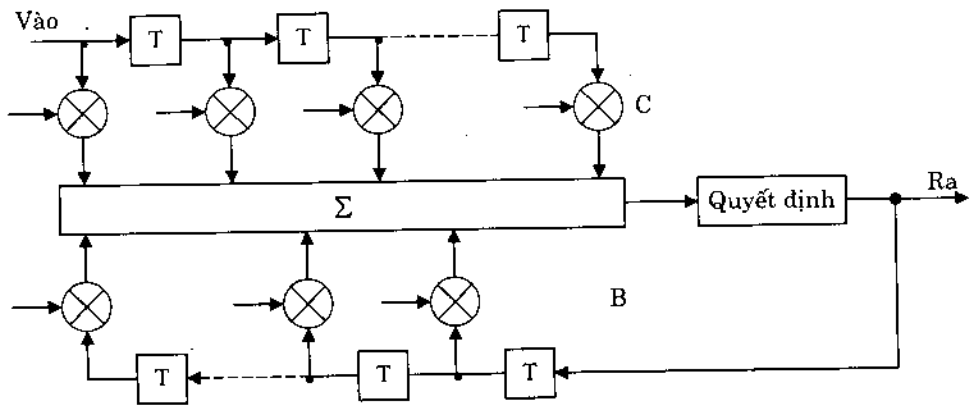
(a)



(b)

Hình 5.20- Bộ cân bằng ngang tự thích nghi băng gốc

cho cả hai bộ cân bằng ngang và bộ cân bằng băng gốc phản hồi quyết định, với số nhánh trễ cố định là 5, hòa hợp với các bộ lọc đang có trên thị trường. Loại phản hồi quyết định bao gồm 3 nhánh trễ tiến và 2 phản hồi (3,2). Tóm lại, kết quả đã chỉ ra rằng, đối với pha đinh pha tối thiểu thì bộ lọc phản hồi quyết định ở phần lọc tiến C có khoảng cách các nhánh trễ là phân số nó đảm bảo cân bằng tốt nhất, và đối với pha đinh pha không tối thiểu, bộ cân bằng ngang khoảng cách (T/2) tốc độ baud đảm bảo cân bằng tốt nhất. Thời gian trễ giữa hai tia trực tiếp và phản xạ do pha đinh tạo ra trong trường hợp này là 6,3 ns. Điều kiện pha cực tiểu đạt được khi tia thứ 3 tức là tia phản hồi trong mô hình đường truyền dẫn 3 tia chậm so với tia trực tiếp một khoảng thời gian $\tau > 0$ và biên độ $b < 1$, điều này sẽ trình bày kỹ hơn ở chương 8. Tóm lại, có 2 loại pha đinh: pha đinh pha cực tiểu xuất hiện khi tia trực tiếp mạnh hơn tín hiệu thu được và đến trước, và loại pha đinh pha không cực tiểu thì tia dội đã bị chậm làm cho tín hiệu mạnh hơn và đến sau tia trực tiếp hoặc đến trước tia trực tiếp và yếu hơn cả hai.



Hình 5.21- Bộ cân bằng phản hồi quyết định ngược băng gốc (DFE)

Bộ cân bằng phản hồi quyết định được sử dụng rộng rãi nhất để làm bộ lọc tự thích nghi trong thông tin. Nó yêu cầu tỷ số sóng mang trên tạp âm phải cao để tránh các quyết định sai làm tạp âm loạn sự hội tụ của trọng số.

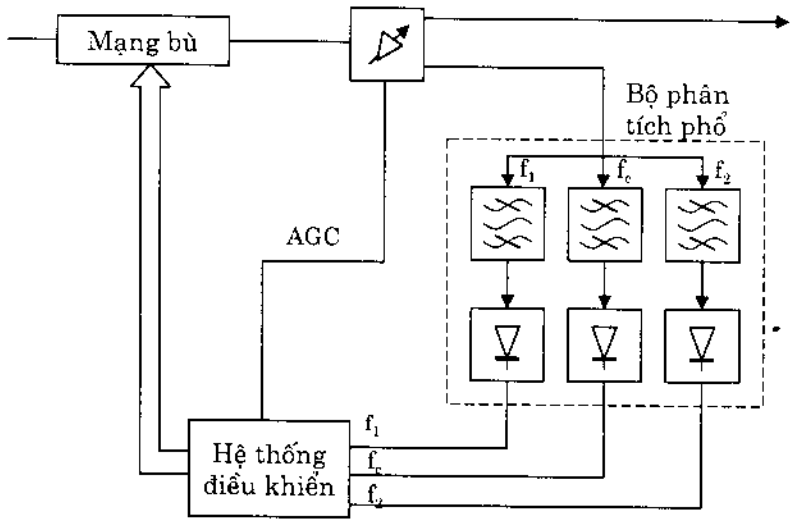
Trong các điều kiện pha đinh thay đổi giữa 2 loại pha đinh pha cực tiểu và không cực tiểu, nó có thể xuất hiện ở 25 Hz, lúc đó bộ cân bằng cần phải tính một tập giá trị trọng số mới. Điều này dẫn đến mở đầu một điểm gián đoạn nhảy vọt ác liệt trong pha đinh nhiều tia thời gian trễ dài cho hầu hết các bộ cân bằng, nhưng trong trường hợp của DFE một tập giá trị trọng số mới là một cơ cấu đảo chiều thời gian của tập mà nó có thể sử dụng cho loại pha đinh trước. Các bộ cân bằng DFE 2 nhánh trễ được sử dụng để giảm giao thoa giữa

các ký hiệu trong hệ thống vô tuyến số 4 GHz và 6 GHz sử dụng kỹ thuật điều chế độ rộng băng tần hữu hiệu (sẽ trình bày ở chương 6) hạn chế đối với tín hiệu QPSK-140 Mbit/s đi vào các kênh 60 MHz bố trí cách nhau 66 MHz. Các cấu trúc của bộ cân bằng đặc biệt này chỉ tối ưu cho các pha đinh pha cực tiểu.

CÁC BỘ CÂN BẰNG TỰ THÍCH NGHI IF

Hình 5.22 chỉ ra cấu trúc của bộ cân bằng tự thích nghi IF. Mạng bù của nó bao gồm một khối có khả năng tạo ra các dạng méo khác nhau của đặc tính biên tần và theo các lệch của một số cố định các tín hiệu điều khiển bên ngoài. Các méo được tạo nên bởi mạng bù sẽ bù một cách lý tưởng các méo trên kênh truyền dẫn trong dải thông của hệ thống, nhằm đạt được sự cân bằng. Thường tiếp sau mạng bù là một bộ khuếch đại phẳng có độ khuếch đại biến đổi được, qua đó mức ra giữ không đổi. Mạch AGC này cũng bù các tổn hao do mạng bù gây ra. Vì phổ công suất của tín hiệu đã phát đi là không đổi, các phép đo công suất tại những phần khác nhau của dải tần thực hiện đối xứng xung quanh tần số trung tâm biểu thị những vấn đề đang diễn ra đối với toàn bộ đáp ứng tần số, tức là bộ cân bằng cộng kênh.

Như vậy trong mạch cân bằng bao gồm các bộ lọc phân tích dải hẹp, các tần số trung tâm của nó là các tần số lấy mẫu công suất. Mạch AGC làm giảm các yêu cầu về dải động của bộ tách sóng bằng cách giữ mức tín hiệu trung bình ở đầu vào của mạch phân tích là không đổi. Hệ thống điều khiển xử lý các điện áp của bộ tách sóng do bộ phân tích đưa tới và điều khiển mạch bù để duy trì chúng hoặc tạo lại chúng đến các mức bình thường tương ứng với các điều kiện đáp ứng tần số và không có hiệu quả lắm trong việc bù méo thời gian trễ nhóm. Ngoài ra, các hiệu ích của cân bằng biên độ là giảm hoặc thậm chí gạt bỏ được toàn bộ sự hư hại do méo pha gây ra trong kênh.



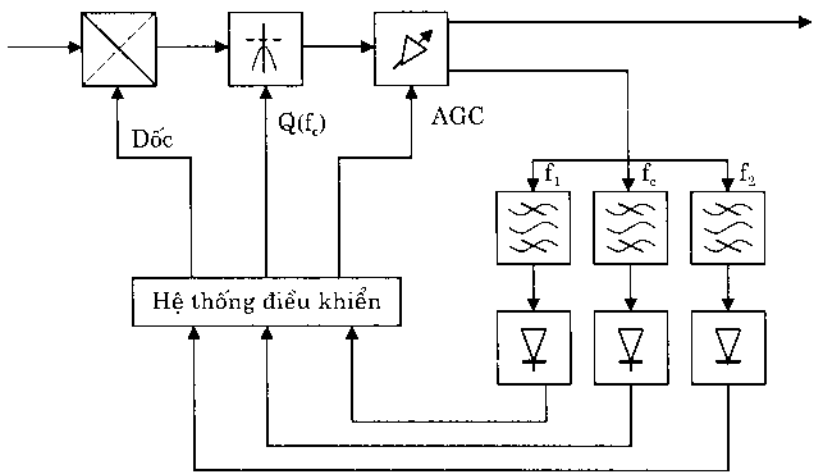
Hình 5.22- Bộ cân bằng động IF tự thích nghi

BỘ CÂN BẰNG DỐC ĐƠN GIẢN CÓ CÁC BỘ CỘNG HƯỞNG GIỮA BĂNG

Hình 5.23 giới thiệu một mạch của bộ cân bằng đơn giản này. Cấu trúc của nó bao gồm một bộ làm độ dốc thay đổi và một bộ cân bằng vết hình V có một bộ cộng hưởng trung tâm. Mạch bù bao gồm một khối AGC, một khối độ dốc biến đổi và một bộ cộng hưởng Q biến đổi cố định tại tần số giữa băng. Độ méo được phát hiện bằng một mạch tách phổ có lựa chọn, nó phân tích phổ đã thu được tại các tần số khác nhau. Sự thay đổi Q của bộ cộng hưởng đảm bảo bù các vết hình V sâu ở trong băng tần. Khi sử dụng với bộ cân bằng dốc nó có khả năng thực hiện thay đổi rộng các đáp ứng biên độ đối xứng cũng như không đối xứng. Đôi khi người ta đưa vào một khối bù thứ 3 có khả năng tạo ra một đặc tính lõm thay đổi ở giữa băng tần nhằm để bù đặc tính lồi còn sót lại sau lúc cân bằng dốc đo thành phần cầu phương lồi của cả hai loại kênh và mạch bù, và cũng để cân bằng các méo tương ứng với các giá trị dịch pha gần 0 giữa các tia trực tiếp và tia phản xạ.

Có thể làm điều này bằng cách sử dụng một bộ cộng hưởng Q thay đổi loại chắn băng đưa vào sau bộ cộng hưởng thông dải Q biến đổi. Q của 2 bộ cộng hưởng dễ dàng thay đổi bằng cách điều khiển điện trở tải tương đương do sử dụng các điốt PIN.

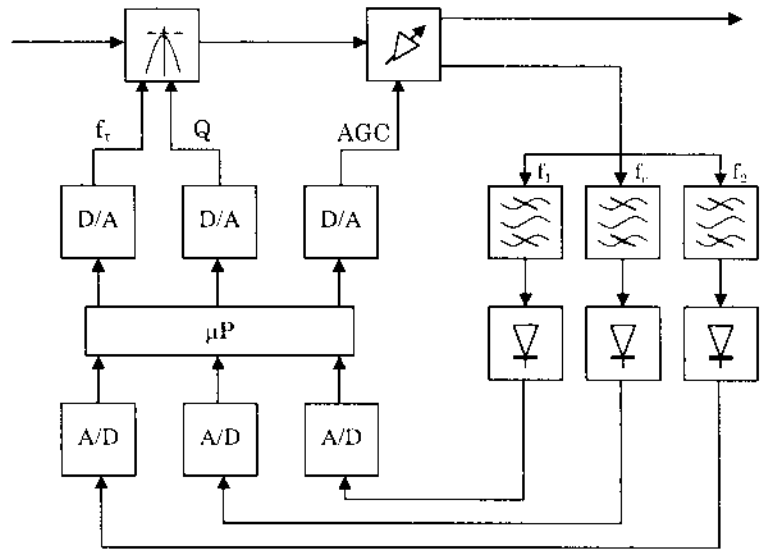
Hệ thống điều khiển bao gồm một bộ khuếch đại thuật toán, và điều khiển bằng mức tự động lấy trực tiếp từ bộ tách sóng trung tâm của mạch tần số trung tâm (f_o). Tính đơn giản của mạch là ưu điểm chủ yếu của bộ cân bằng này, nhưng việc giảm xác suất gián đoạn thông tin xuất hiện do sử dụng nó trong máy thu không cao lắm. Độ khuếch đại tăng khoảng 3÷4 lần, phụ thuộc vào loại điều chế đã được sử dụng, và đối với méo pha không cực tiểu vẫn là nhỏ.



Hình 5.23- Bộ cân bằng động IF dốc/vết hình V

BỘ CÂN BẰNG CỘNG HƯỞNG ĐỘNG

Hình 5.24 là một cấu trúc thay thế cấu trúc trong hình 5.23, ở đây mạch bù bao gồm một mạch cộng hưởng trong đó có cả Q và tần số cộng hưởng có thể biến đổi được. Loại bộ cân bằng này được gọi là bộ cân bằng cộng hưởng động. Nếu tần số cộng hưởng chính xác trùng với tần số khe chữ V của pha đinh nhiều tia, thì 1 giá trị thích hợp của Q sẽ đảm bảo bù méo cho kênh. Bộ cân bằng này cũng đảm bảo việc bù méo thời gian trễ nhóm khi pha đinh nhiều tia pha cực tiểu. Trong điều kiện pha không cực tiểu méo thời gian trễ nhóm bị tăng lên. Vì vậy, chỉ có thể thu được một hiệu quả cân bằng rất cao nếu xác suất pha đinh nhiều tia pha không cực tiểu là bé có thể bỏ qua. Ngay cả trong trường hợp này, thì thời gian trễ nhóm của bộ cân bằng liên hệ với đáp ứng biên độ sao cho trong lúc pha đinh pha cực tiểu cũng có sự bù méo thời gian trễ nhóm của kênh, còn trong lúc pha đinh pha không tối thiểu ($\tau < 0$) thì xuất hiện một hiện tượng là méo đó bị tăng lên, vì toàn bộ thời gian trễ nhóm khoảng gấp đôi. Vì vậy hệ thống điều khiển phải tạo nên các chức năng phức hợp để xác định đúng tần số của bộ cộng hưởng và để tối ưu Q, thông thường người ta sử dụng các hệ thống vi xử lý. Người ta đã thu được một đặc tính cực kỳ tốt đối với pha đinh pha tối thiểu ($\tau > 0$), nhưng chỉ đạt được lượng khuếch đại bình thường đối với đặc tính không cân bằng trong trường hợp méo pha không cực tiểu.



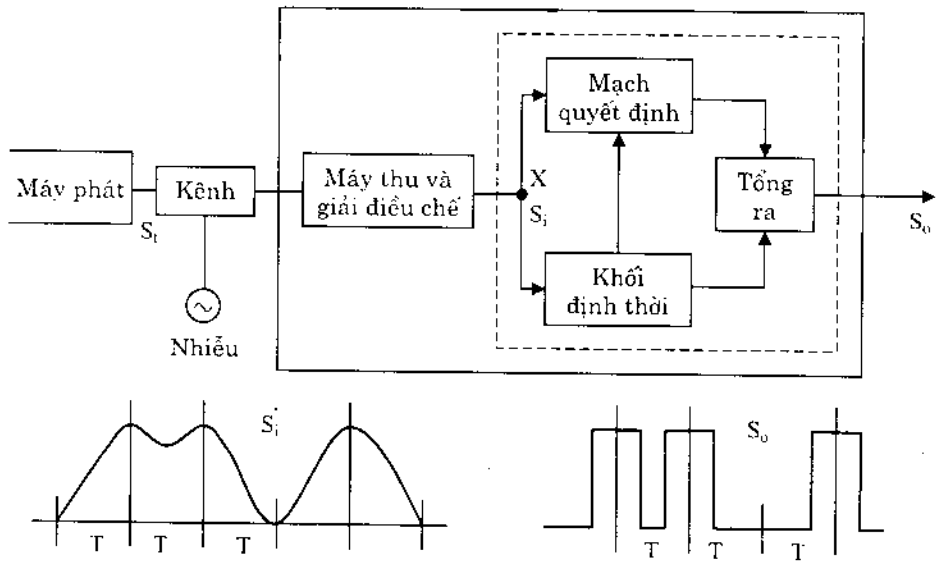
Hình 5.24- Bộ cân bằng cộng hưởng di động

Hoạt động của bộ cân bằng là làm sao cho có thể điều tiết sự thay đổi các dạng pha đinh do sự thay đổi độ sâu pha đinh nhiều tia ρ và thời gian trễ τ. Để làm điều này thì bộ tách phổ lựa chọn cần phải tiến hành những phép đo đủ chính xác để điều khiển sự thay đổi các đáp ứng cân bằng. Ngoài ra, bộ cân

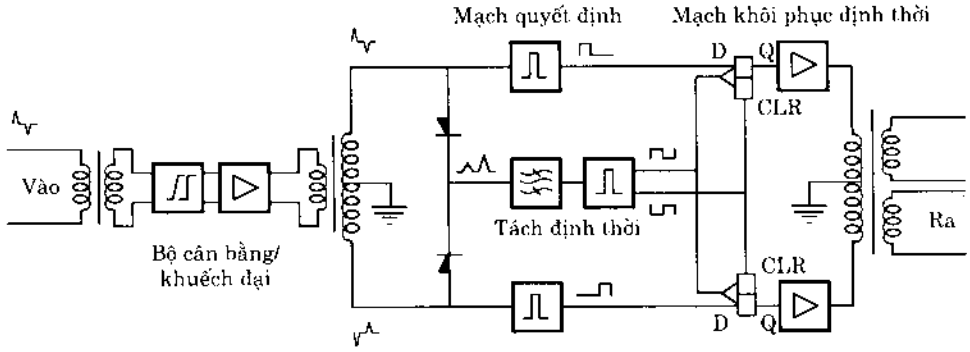
bằng phải có khả năng đáp ứng với các dạng khác nhau để có khả năng theo dõi pha đinh. Tín hiệu IF được đưa vào bộ cân bằng cộng hưởng động, hoặc gọi một cách khác là bộ cân bằng vết hình V động. Vì bản thân mạch gây nên sự biến đổi về biên độ, một mạch AGC được sử dụng để duy trì mức 0 dBm ở đầu ra. Để xác định loại pha đinh nào đang có mặt ở đầu vào của mạch thì người ta sử dụng bộ phát hiện phổ lựa chọn. Bộ điều khiển chỉ huy bộ phát hiện này để đo đầu vào và đầu ra bằng cách gửi một thông tin đầy đủ để điều khiển vết hình V có thể di chuyển sao cho phổ đầu ra giữ nguyên dạng phổ đã phát đi trong điều kiện không có pha đinh. Lợi dụng mạch khía hình V để tạo nên một khoảng đáp ứng rộng, bình thường người ta sử dụng một bộ điều khiển vi xử lý. Bộ điều khiển này cho phép tiến hành 30 phép đo hoặc các phép đo được tiến hành tại các khoảng 1 MHz với độ phân giải 0,25 dB. Một phép đo tiến hành ít hơn 1 ms. Thời gian yêu cầu để đọc phổ được lấy làm tiêu chuẩn cho đặc tính của toàn hệ thống vì bộ tách phổ là một mắt xích yếu nhất trong dây chuyền. Nhằm để theo dõi pha đinh 100 dB/s trong 1 dB thì vết hình V có thể phải thay đổi 10 ms một lần. Để theo dõi pha đinh 30 MHz/s trong 1 MHz, tần số trung tâm của bộ cân bằng phải thay đổi 33 ms/lần. Hiện nay, bộ điều khiển là một bộ vi xử lý (μP), cung cấp một đường phản hồi từ bộ tách phổ đến bộ cân bằng khía hình chữ V động. Khi hoạt động, bộ điều khiển tạo nên 9 phép đo lường để đặc trưng cho phổ vào. Như vậy chúng ta đã thu được vị trí và độ sâu vết hình V. Từ thông tin này tạo một sự đột biến mở vòng để thiết lập nên vết hình chữ V động, dựa vào bảng tra cứu của bộ vi xử lý. Khi bước nhảy này đã được tạo ra, thì thuật toán đóng vòng bắt đầu, đầu vào được đo để xác định vị trí của khía hình V, và đầu ra được đo trong và xung quanh vết hình V để thay đổi vết hình V. Các đại lượng đã được thay đổi có thể thích nghi từng bước và tạo nên độ sâu Q và vị trí của vết hình V. Bộ cân bằng vết hình V động cho phép pha đinh 23 dB có thể xuất hiện bất kỳ nơi nào trong băng tần, tuy nhiên vẫn duy trì được tỷ lệ lỗi bit ở 10^{-3}. Khi sử dụng bộ cân bằng vết hình V có thể biến đổi cùng với một bộ cân bằng ngang thì có thể tăng thêm sự cải thiện chất lượng cân bằng, nhưng một vấn đề quan trọng hơn sự cải thiện đó là vẫn duy trì được sự hoạt động của các mạch khôi phục sóng mang và khôi phục định thời. Một mình bộ cân bằng ngang không thể đáp ứng đủ khi có pha đinh trầm trọng, vì nó yêu cầu sự hoạt động bình thường của mạch khôi phục sóng mang và đồng hồ. Bộ cân bằng vết hình V động duy trì sự hoạt động của các mạch khôi phục trong các điều kiện pha đinh. Về tổng thể có thể cải thiện được sự gián đoạn thông tin của đường vô tuyến số do pha đinh nhiều tia bằng cách sử dụng cả hai bộ cân bằng vết hình V và bộ cân bằng ngang tự thích nghi, như vậy hầu hết các hệ thống không cần thiết sử dụng các biện pháp phân tập theo không gian đắt tiền.

5.5. TÁI SINH TÍN HIỆU SỐ

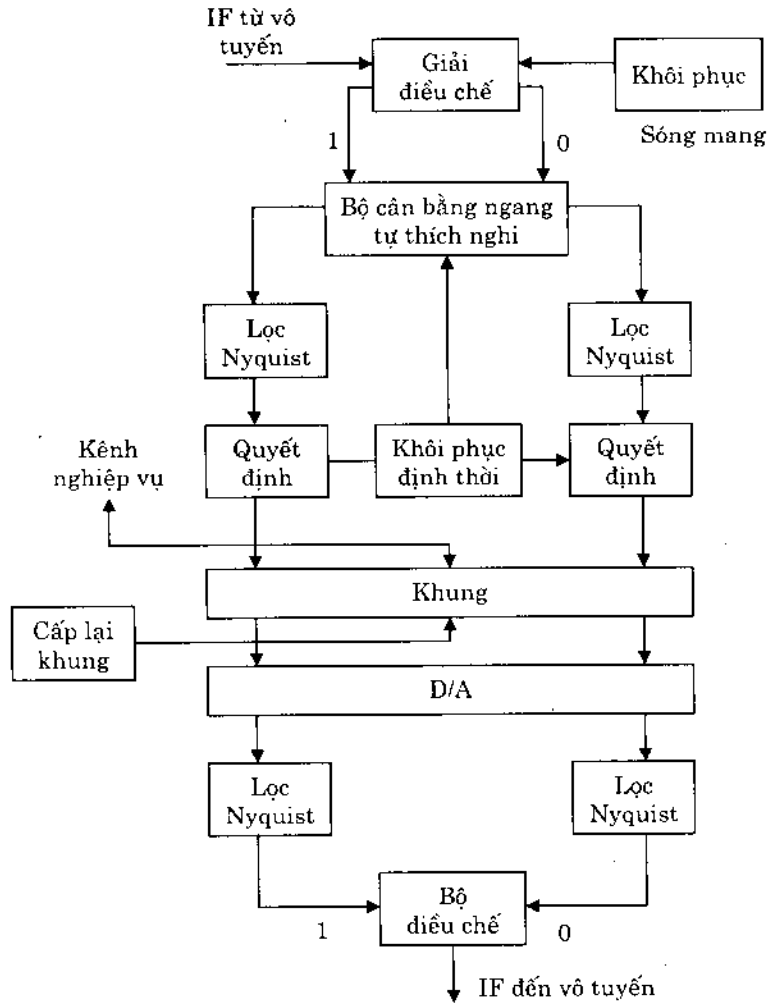
Quá trình cho phép truyền dẫn số tốt hơn truyền dẫn tương tự, đó là quá trình tái sinh tín hiệu. Tái sinh là một quá trình trong đó một tín hiệu số đã bị méo và bị tiêu hao được tái tạo lại thành biên độ và dạng sóng đúng của nó. Quá trình này có thể đưa đến một định nghĩa khác của truyền dẫn số, vì tất cả truyền dẫn số đều cần được tái sinh tại một số điểm trên đường truyền dẫn. Đối với một chuỗi tuyến truyền dẫn số, các bộ phận tái sinh có mặt ở mạch của máy thu băng gốc để tiền khuếch đại và sửa dạng tín hiệu vào đã bị tiêu hao, tán xạ và tạp âm xâm nhập vào trước lúc tách sóng. Bộ tách sóng thực chất là một bộ tách sóng ngưỡng, nó tạo nên ở đầu ra một dạng xung xác định rõ ràng. Mạch tách sóng cũng có thể hoạt động dựa vào các dạng tín hiệu mà nó gần giống hình sin. Mạch này bao hàm một bộ khuếch đại băng gốc, bộ lọc băng gốc mà độ rộng băng tần của chúng không cần phải lớn như lúc yêu cầu để truyền dẫn một xung và như vậy tạp âm ở đầu ra của băng gốc giảm xuống. Giảm độ rộng băng tần của bộ khuếch đại băng gốc của máy thu làm nới rộng phổ xung, dẫn đến giảm liều lượng cho phép giao thoa giữa các ký hiệu và như vậy tăng khó khăn khi tạo nên ngưỡng quyết định. Kết quả tất yếu sẽ làm cho đồ thị hình mắt đóng lại. Thiết kế bộ tái sinh phải dung hòa giữa vấn đề giảm giao thoa khi nới rộng băng tần và tăng tạp âm nhiệt, điều đó cũng sẽ tăng các ảnh hưởng của trượt thời gian do ảnh hưởng của tạp âm đến ngưỡng quyết định. Điều này đã được trình bày tóm tắt trong các mục 4.1.4 và 5.2.5 hình 5.25(a) chỉ ra sơ đồ khối của một bộ tái sinh đường dây thông thường. Bộ tái sinh đường dây này cho chúng ta thấu hiểu sự hoạt động của các bộ tái sinh thực tế.



Hình 5.25- Các bộ tái sinh số : a) Khái niệm chung



(b)



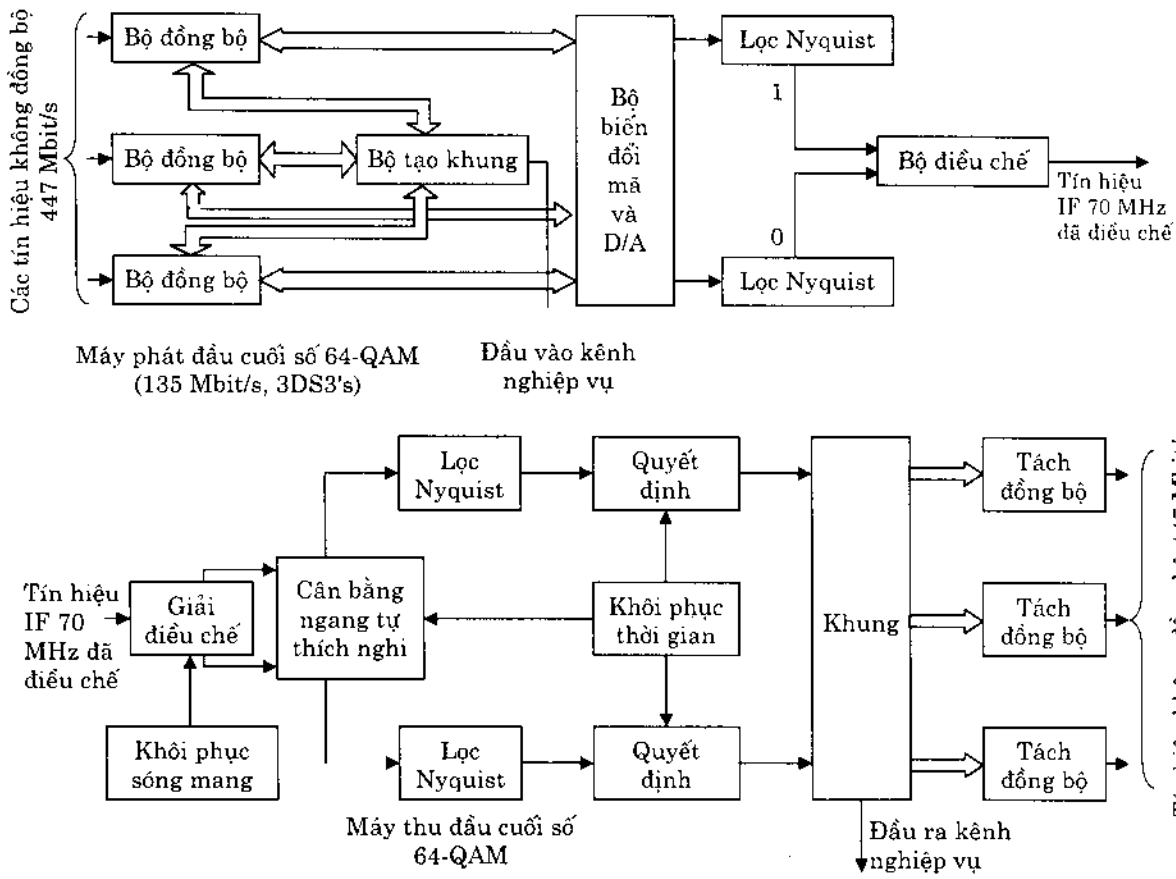
(c)

Hình 5.25- Các bộ tái sinh số:
b) Bộ lặp đường dây; c) Bộ tái sinh vô tuyến số

Trong vô tuyến số, bộ tái sinh thường được bố trí trong các mạch tách bit, nó đưa vào sau bộ giải điều chế và các tầng cân bằng ngang. Phù hợp với hình 5.25(b) các tín hiệu đường dây vào qua biến áp đường dây và các mạch cân bằng đến một bộ khuếch đại. Từ bộ khuếch đại này có hai đầu ra ngược pha nhau đưa vào các bộ tách sóng ngưỡng. Đồng thời 2 đầu ra này cũng được mắc và đưa đến mạch định thời.

5.5.1. Khôi phục định thời và tách sóng ngưỡng

Mạch khôi phục định thời hay còn gọi là mạch khôi phục đồng hồ được chỉ ra trong hình 5.25(b), nó nhận các bit số liệu vào ở tốc độ bit đường dây và nó làm hoạt động một mạch cộng hưởng nối tiếp hoặc đưa đến một vòng khóa pha. Mạch được thiết kế sao cho ở đầu ra không có các xung đường dây. (Xem mục 5.1 trình bày về mã đường để tách định thời). Mạch định thời trong trường hợp này tạo ra 2 sóng vuông ở đầu ra ngược pha nhau để điều khiển các mạch tái tạo thời gian. Khi đầu vào của một bộ tách sóng ngưỡng có tín hiệu 1 thì nó hoạt động. Sau đó "1" được truyền đến đầu ra của nó. Vì tín hiệu đầu vào của các bộ tách sóng ngược pha nhau, vì vậy tại thời điểm xác định thì chỉ có một bộ tách sóng hoạt động. Đầu ra của bộ tách sóng hoạt động sau đó được đưa đến một mạch flip-flop loại D bao gồm mạch tái tạo thời gian. Khi đầu vào D ở mức cao "1" và 2 trạng thái ổn định được chốt, "1" này được truyền đến đầu ra Q. Trạng thái này được duy trì cho đến khi đầu vào xuất hiện một xung xóa đường đi vào. Vì các xung định thời và các xung xóa là ngược pha nhau, nên các đầu ra Q từ các mạch tái tạo thời gian tạo ra dạng tín hiệu thời gian đã được khôi phục của tín hiệu vào. Sử dụng biến áp ra để tạo nên tín hiệu song cực giống như đã xuất hiện trên đầu vào của bộ tái sinh và để phối hợp trở kháng với đường dây. Hình 5.25(c) chỉ ra sơ đồ khối của một bộ lặp IF vô tuyến số 140 Mbit/s, trong đó chúng ta cũng có thể nhìn thấy các mạch tách bit chứa bộ tái sinh. Hình 5.25(d) chỉ ra một thiết bị đầu cuối thông thường. Các mạch tái sinh được thể hiện trong phần thu.



Hình 5.25- d. Đầu cuối vô tuyến số

CHƯƠNG 6

ĐIỀU CHẾ SỐ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ SỐ

Bộ điều chế số và giải điều chế số là một phần của máy thu và máy phát viba số. Vì vậy, kỹ thuật điều chế liên quan đến việc truyền dẫn trên cáp bọc, cáp đồng trục, hoặc cáp quang sẽ không được đề cập đến trong sách này. Trong chương này và trong những chương còn lại của cuốn sách chủ yếu xét đến việc thiết kế và quy hoạch về viba số. Để hiểu rõ các chương sau, trong chương này ta sẽ điểm lại các kỹ thuật điều chế khác nhau đã có, cùng với việc tính toán xác suất lỗi đối với phần lớn các trường hợp và phương pháp giảm xác suất lỗi. Những mục tiêu chủ yếu của đường chuyển tải số vẫn đồng nhất đối với hệ thống băng gốc, trong đó xác suất lỗi đã xác định và biên độ rung pha không được vượt quá giá trị cho phép. Những tham số này đã được xét lần lượt trong chương 5 (5.2.4) và chương 4. Như đã trình bày về mã hóa số hệ thống băng gốc trong mục 5.1, một trong những mục đích của mã truyền dẫn băng gốc là giảm tần số "không" hoặc thành phần một chiều (DC) xuống không. Cách này sẽ tạo ra kênh thông dải.

Nếu như chỉ có một kênh truyền dẫn để truyền các tín hiệu số là kênh vô tuyến, thì để phối hợp kênh truyền dẫn này, các tín hiệu số phải được tạo ra để điều chế sóng mang có tần số thích hợp để cho phép nó truyền được qua băng thông của kênh. Kênh qua đó tín hiệu được truyền đi bị hạn chế về độ rộng băng đối với tần số trung tâm ở khoảng tần số mang như trong điều chế song biên (DSB), hoặc ở bên cạnh sóng mang như trong điều chế đơn biên (SSB). Nếu độ rộng băng của các tín hiệu và các kênh nhỏ hơn nhiều tần số sóng mang, chúng được hiểu là các tín hiệu băng hẹp. Kỹ thuật điều chế số được dùng để điều chế sóng mang, có thể làm thay đổi biên độ, pha, tần số của sóng mang thành từng mức gián đoạn. Mặc dù có nhiều phương thức điều chế, nhưng việc phân tích các phương thức này tùy thuộc chủ yếu vào dạng kiểu điều chế và tách sóng. Có hai dạng chính là: *Loại kết hợp hay tách sóng đồng bộ*. Hiện nay đang sử dụng trong điều chế dịch pha (PSK) và giả sử ở bộ giải điều chế, dạng sóng dao động sóng mang nội có quan hệ pha cố định với sóng mang phát. Điều này, sẽ làm tăng độ phức tạp ở mạch máy thu. Loại thứ hai là *loại không kết hợp hoặc tách sóng đường bao* được sử dụng kết hợp với điều chế dịch biên độ (ASK) và điều chế dịch tần số (FSK).

Trong việc phân tích chất lượng của các kỹ thuật điều chế và giải điều chế khác nhau, các tín hiệu băng thông và các kênh trong một số loại có thể chuyển đổi một cách đơn giản theo toán học thành dạng băng thấp tương đương. Điều này cho phép phân tích độc lập các tần số sóng mang và các băng tần kênh. Việc chuyển băng thông thành băng thấp tương đương không tiến hành đối với những hàm mật độ phổ công suất đã cho trong sách.

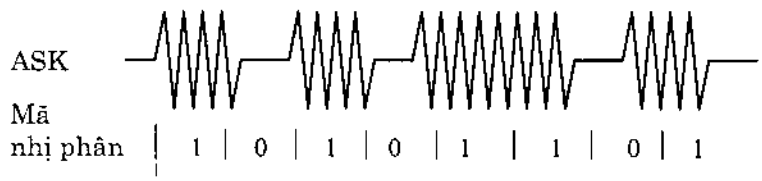
6.1. CÁC TÍN HIỆU ĐIỀU CHẾ SỐ

Trong một máy phát tín hiệu số, bộ điều chế sắp xếp chuỗi số nhị phân thành một tập hợp tương ứng với M biên độ sóng mang gián đoạn, pha sóng mang hoặc di tần gián đoạn từ tần số sóng mang hình sin. Những dạng khác nhau theo sự sắp xếp này đã đưa ra 3 loại điều chế khác nhau. Đó là:

- Khóa dịch biên độ (ASK)
- Khóa dịch pha (PSK)
- Khóa dịch tần số (FSK)

Các dạng điều chế khác hay được dùng trong truyền dẫn viba số là tổ hợp PAM và PSK, và gọi là: Khóa dịch pha biên độ (APK)

6.2. ĐIỀU CHẾ BIÊN ĐỘ (KHÓA DỊCH BIÊN ĐỘ ASK)



Hình 6.1- Điều chế ASK đối với tín hiệu nhị phân 10101101

Hình 6.1 minh họa quá trình điều chế biên độ một sóng mang với tín hiệu nhị phân 10101101. Nếu nguồn số có M trạng thái hoặc mức, và mỗi một mức đại diện cho một chu kì T, thì dạng sóng đã điều chế tương ứng với trạng thái thứ i là $S_i(t)$ đối với điều biên xung (PAM) hoặc theo kiểu khóa dịch biên độ (ASK) sẽ là:

$$S_i(t) = D_i(t).\ A_0.\cos\omega_0 t \qquad (6\text{-}1)$$

Trong đó $D_i(t)$ là mức thứ i của dạng sóng nhiều mức có độ rộng T. Giả sử số mức giới hạn là 2, như là đối với tín hiệu số nhị phân và như vậy tần số sóng mang tương quan đến độ rộng T của dạng sóng vuông nhị phân như sau:

$$\omega_0 = 2n\pi/T \qquad (6\text{-}2)$$

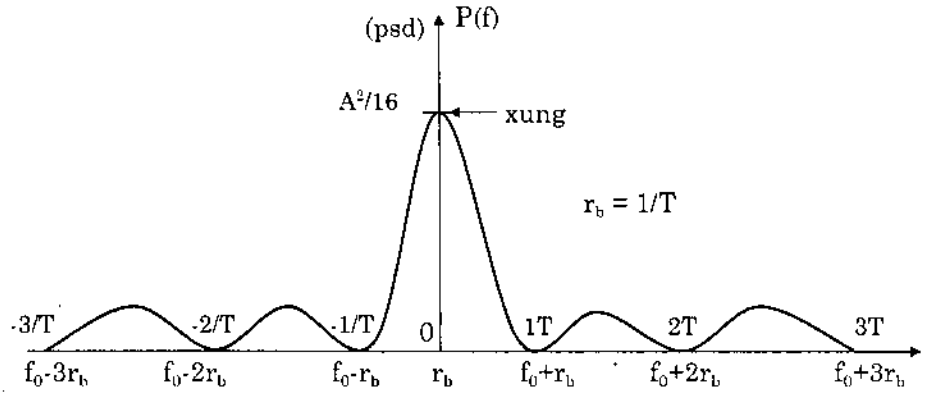
Dẫn tới mật độ phổ công suất (psd) có biểu thức:

$$psd_{ASK} = (A^2/16)[\delta(f-f_0)+\delta(f+f_0)] + \frac{\sin^2 \pi T(f-f_0)}{\pi^2 T(f-f_0)} + \frac{\sin^2 \pi T(f+f_0)}{\pi^2 T(f+f_0)} \quad (6\text{-}3)$$

Chú ý rằng nếu sử dụng một bộ lọc thông thấp tương đương, trong đó f_0 bằng "không", thì nói chung phổ đầu ra sẽ không có bất kì một suy hao nào, sẽ là:

$$psd_{ASK} = (A^2/16).\left[\delta(f+f_0)+\frac{\sin^2 \pi T(f+f_0)}{\pi^2 T(f+f_0)}\right] \quad (6\text{-}4)$$

Phổ đối với biểu thức (6-3) và (6-4) có hai phần. Phần thứ nhất gồm các hàm Delta Dirac bao hàm các thành phần phổ gián đoạn cách nhau những khoảng tần số 1/T. Những thành phần tần số gián đoạn này biến mất nếu như chuỗi nhị phân có giá trị trung bình bằng 0, hoặc với một tín hiệu M mức khi mỗi mức M hầu như bằng nhau. Điều đó cho phép tín hiệu phổ của tín hiệu điều chế số được chọn trong khi thiết kế hệ thống bằng cách chọn thích hợp chuỗi tin được truyền đi. Phần thứ hai là phổ liên tục mà dạng của nó chỉ phụ thuộc vào đặc tính phổ của xung tín hiệu. Đối với trường hợp đơn giản số nhị phân được biểu thị trong phương trình (6-3), xung của thành phần phổ gián đoạn chỉ tồn tại ở tần số sóng mang do có các điểm 0 của phổ cách nhau những khoảng tần số 1/T.



Hình 6.2- Mật độ phổ công suất của tín hiệu ASK hai trạng thái

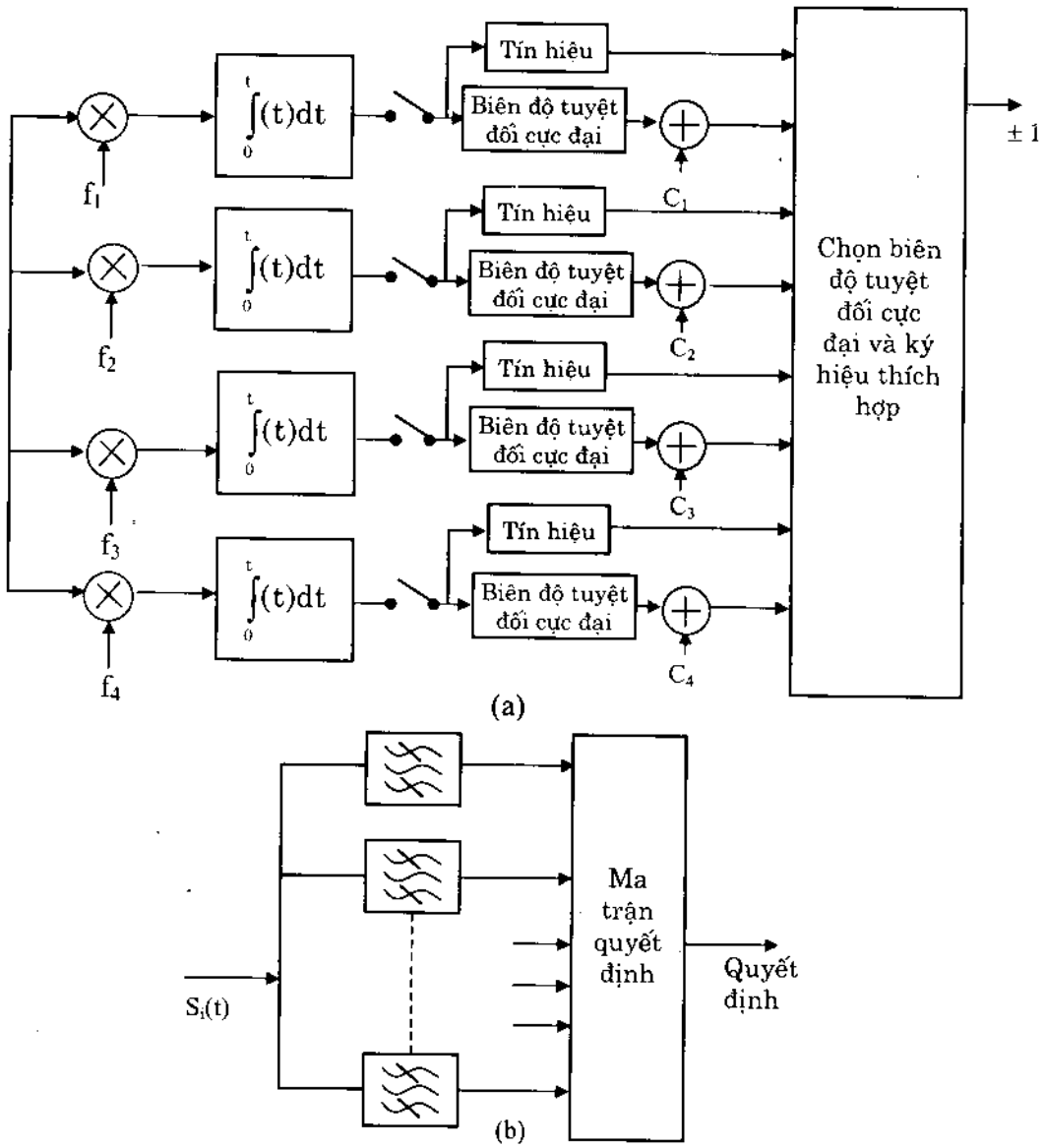
Phổ vẽ trên hình 6.2 chứa 95% công suất của nó trong độ rộng băng 3/T (hoặc 3 nhân với tốc độ bit). Độ rộng băng có thể giảm bằng cách dùng xung *cosin-tăng*. Kết quả là các điểm 0 của phổ xuất hiện ở những khoảng $f_0 \pm n/T$, ở đây n = 1, 2 ,... Do đó tất cả các thành phần phổ gián đoạn biến mất, trừ trường

hợp $f = f_0$ và $f = f_0 \pm 1/T$. Phổ của xung *cosin-tăng* có búp chính rộng hơn làm cho độ rộng băng ASK gần bằng 2/T. Việc thu tín hiệu ASK đã phát đi có thể đạt được bằng hai cách. Cách thứ nhất là giải điều chế kết hợp dùng các mạch phức hợp để duy trì kết hợp pha giữa sóng mang phát và sóng mang nội. Cách thứ hai là quá trình giải điều chế đường bao không kết hợp. Xác suất lỗi trong từng trường hợp cụ thể sẽ được đề cập đến.

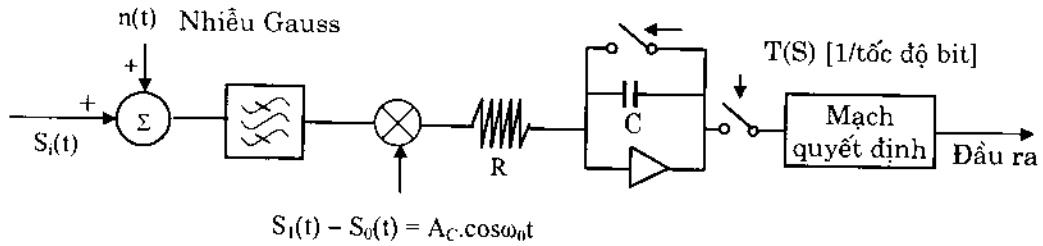
6.2.1. ASK kết hợp

Với tách sóng kết hợp, máy thu được đồng bộ với máy phát. Điều đó có nghĩa là độ trễ phải được máy thu nhận biết. Sự đồng bộ lấy từ các phép đo thời gian được thiết lập trong tín hiệu thu và thường chính xác đến ±5% của chu kì bit T. Cùng với thời gian trễ τ, pha sóng mang $\phi = \omega_0 t$ cũng phải được xét đến khi xử lí tín hiệu thu. Vì độ trễ τ biến thiên theo tần số sóng mang của máy phát, ước tính 5% T và những biến đổi trong thời gian truyền sóng đối với sóng mang đến máy thu là giá trị không thể xác định được đối với bất kì trường hợp nhất định nào. Đối với những hệ thống tách sóng kết hợp thực tế, pha sóng mang là một lượng ước tính ở những nơi các dạng sóng tín hiệu M khả năng có thể được phát đi, thì bộ giải điều chế phải quyết định xem khả năng nào thực tế đã phát đi. Vì tạp âm cộng vào với tín hiệu, nên có xác suất trạng thái tín hiệu thứ i bị nhầm sang các trạng thái bên cạnh gần nhất. Xác suất của lỗi xác định là cực tiểu nếu như bộ giải điều chế lựa chọn tín hiệu thu được có xác suất lớn nhất của tín hiệu S_i và xử lí như là tín hiệu đã được phát đi. Chiến lược quyết định này gọi là "*Tiêu chuẩn cực đại hóa hậu xác suất*" (MAP) và đã chứng tỏ là tối ưu đối với tạp âm Gauss "*Trung bình - không*" và các trạng thái có khả năng như nhau. Có hai loại giải điều chế tối ưu. Loại thứ nhất là loại tương quan - chéo và loại thứ hai là loại lọc phối hợp. Hình 6.3 minh họa hai loại điều chế này.

Với một tín hiệu ASK hai trạng thái, máy thu trên hình 6.4 có thể dùng để tách sóng kết hợp. Bộ giải điều chế lọc - phối hợp có tín hiệu đầu vào thu được $S_i(t)$ cùng với tạp âm trắng n(t) đã thêm vào trong quá trình truyền dẫn. Máy thu, sau khi lọc bỏ tạp âm và hạn chế giữ lại tín hiệu theo độ rộng băng yêu cầu (2/T đến 3/T), sau đó nhân (trộn) với tín hiệu nội $A_C \cos\omega_0 t$. Bộ dao động nội có thể được biểu thị bằng hiệu số của trạng thái dạng sóng tín hiệu $s_1(t) - s_0(t)$ được đồng bộ một cách cẩn thận với tần số và pha của sóng mang thu được. Tín hiệu này sau đó được tổ hợp nhờ mạch "*Tổ hợp và gom lại*" (Sử dụng mạch này vì một bộ tích phân hoàn hảo khó có thể xây dựng được). Đầu ra của mạch tổ hợp được so với ngưỡng được đặt ở giữa trị số u_1 và u_0 là những mức đi vào mạch quyết định với đầu vào "1" hoặc "0", đó là $(u_1+u_2)/2$. Đối với trường hợp khi $s_1(t)$ thu được không có tạp âm, bộ tổ hợp tính toán và đưa sang bộ tách sóng quyết định.



Hình 6.3- Các bộ điều chế tối ưu:
a) Tương quan chéo; b) Lọc phối hợp.



Hình 6.4- Bộ giải điều chế kết hợp ASK hai trạng thái

Trị số của u_1:

$$u_1 = \int_0^T s_1^2(t)dt - \int_0^T s_0(t).s_1(t).dt \quad (6\text{-}5a)$$

Và khi $s_0(t)$ đã thu được:

$$u_0 = \int_0^T s_0(t).s_1(t)dt - \int_0^T s_0^2(t)dt \quad (6\text{-}5b)$$

Nếu $u_1 > u_0$ tức là mức vào lớn hơn mức ngưỡng thì bộ tách sóng sẽ xác định là $s_1(t)$ là tín hiệu được phát đi. Tương tự, nếu mức vào nhỏ hơn mức ngưỡng, quyết định $s_0(t)$ được phát đi.

Hai dạng sóng tín hiệu ASK hai trạng thái có thể được biểu thị:

$$s_1(t) = A_1\cos\omega_0 t$$

$$s_0(t) = A_0\cos\omega_0 t \quad (6\text{-}6)$$

Phân biệt những sóng này ở đầu ra của bộ tích phân, xác định độ chênh lệch Δ về mức cũng giống như xác định độ chênh lệch các mức lượng tử trong mục 2.2.1.2.

Như vậy: $$\Delta = |u_1 - u_0| = \int_0^T [s_1(t) - s_0(t)]^2 dt \quad (6\text{-}7)$$

Trị số u_1 vượt quá ngưỡng $\Delta/2$ và u_0 nằm dưới ngưỡng $\Delta/2$. Thay biểu thức (6-6) vào (6-7) có thể tìm được trị số Δ đối với tín hiệu ASK hai trạng thái.

$$\Delta = (A_1 - A_0)^2 \int_0^T \cos^2 \varpi_0 t.dt = (A_1 - A_0)^2.(T/2)$$

$$= A_C^2 . T/2 \text{ trong trường hợp không có tổn hao biên độ} \quad (6\text{-}8)$$

Như vậy việc đặt ngưỡng tách sóng tối ưu sẽ là:

$$(\text{Ngưỡng})_{opt} = (u_1 + u_0)/2 = \frac{A_C^2 T}{4} = \Delta/2 \quad (6\text{-}9)$$

Vì tín hiệu $s_1(t)$ có ở đầu vào máy thu trung bình chỉ một nửa thời gian, công suất tín hiệu thu trung bình:

$$S_{av} = A_C^2/4 \quad (6\text{-}10)$$

6.2.1.1. Xác suất lỗi P_e

Khi tạp âm Gauss có phương sai σ^2 được đưa vào mạch quyết định, một mức sai có thể được tách ra. Phương trình (5-24) cho ta xác suất như sau:

$$P_e = P(1) \,.\, P(0/1) + P(0) \,.\, P(1/0) \qquad (5\text{-}24)$$

Nên:

$$P_e = P(1) \,.\, P(n < -\Delta/2) + P(0) \,.\, P(n > \Delta/2) \qquad (6\text{-}11)$$

trong đó n là công suất tạp âm.

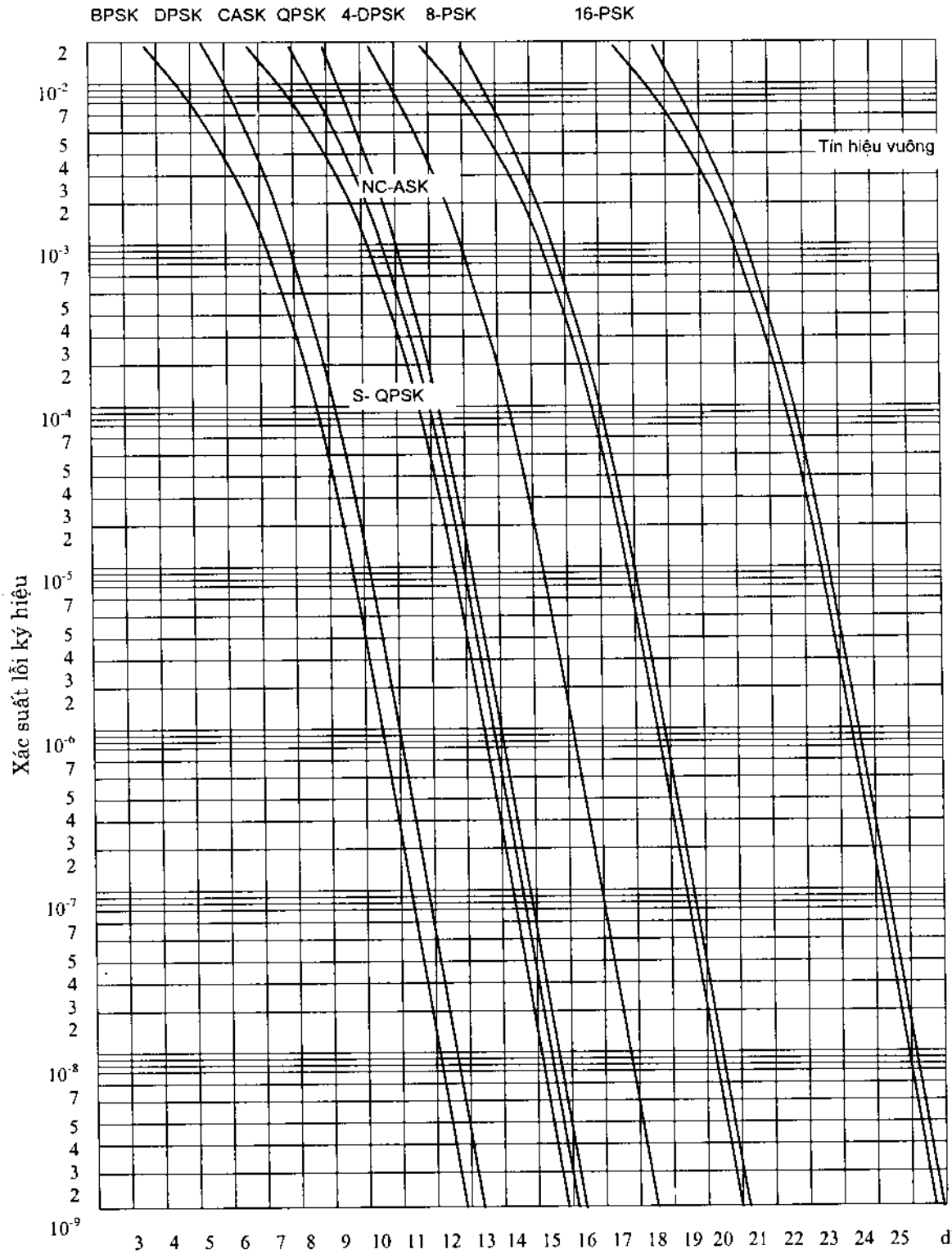
Giả sử các bit số có xác suất như nhau, từ phương trình (6-11) và (2-16) ta có:

$$P_e = P(n > \Delta/2) = (1/\sqrt{2\pi}.\sigma). \int_{\Delta/2}^{\infty} \exp(-n^2/2\sigma^2).dn$$

$$= (1/2).\text{erfc}\frac{\Delta}{2\sqrt{2\pi}.\sigma} \qquad (6\text{-}12)$$

trong đó σ^2 là phương sai của phân bố công suất tạp âm.

Điều này phải liên hệ tới ngưỡng tách sóng tối ưu để biểu thị xác suất lỗi dưới dạng tỉ số của sóng mang vào chưa điều chế trên tạp âm C/N. Công suất tạp âm có mặt ở đầu vào máy thu càng biểu thị dưới dạng công suất trên tần số đơn vị sẽ thích hợp hơn vì điều đó bảo đảm rằng mật độ phổ công suất tạp âm qua bất kỳ bộ lọc nào cũng không bị ảnh hưởng. Theo cách xử lí này, tạp âm được xem là như nhau trong toàn dải phổ, mật độ phổ song biên $\eta/2$ (W/Hz) có giá trị không đổi trong toàn băng được xem xét. Như vậy công suất tạp âm đi qua một bộ lọc lý tưởng với tăng ích bằng 1 và độ rộng băng song biên (2B = W) là η.B W. Điều này cũng tương đương đối với độ rộng băng đơn biên B được nhân lên với mật độ phổ tạp âm η. Trong chương này, những nghiên cứu cho ta các phương trình về những giá trị C/N dựa trên tạp âm song biên. Các đồ thị cũng chỉ rõ độ rộng băng tạp âm song biên, giả sử giải điều chế đối với IF, độ rộng băng RF sẽ lấy trung điểm là tần số trung tâm của IF. Trường hợp xác suất lỗi ASK yêu cầu chỉ ra ngoại lệ do xác suất lỗi đã được tính toán trên cơ sở chỉ một nửa công suất được phát đi.



$(\log_2 M).E_0/\eta = C/N$ (dB trong độ rộng băng tạp âm song biên)
trong đó độ rộng băng thu W = tốc độ kí hiệu r_s.

Hình 6.5- Đường biểu diễn P_e của các sơ đồ điều chế khác nhau.

Để thực hiện việc so sánh với những sơ đồ điều chế khác, công suất này đã được nhân đôi đối với các đường cong trên hình 6.5 và phương trình (6.17a). Những phân tích trước đây không chặt chẽ và chỉ giới thiệu để biểu thị ngắn gọn là những phương trình P_e đã được rút ra như thế nào.

Tạp âm đi vào mạch quyết định như trong hình 6.4, lấy từ:

$$n_0(t) = \int_0^T n(t)[s_1(t) - s_0(t)]dt \qquad (6\text{-}13)$$

Vì tạp âm này có bình quân "không", từ phương trình (2-11), phương sai được lấy ra từ:

$$N_0(t) = E[n_0^2(t)] = \sigma^2 = (1/2)(\eta/2)\int_0^T [s_1(t) - s_0(t)]^2 dt = (\eta/4).\Delta$$

Như vậy:

$$\sigma^2 = (\eta/4).\Delta \qquad (6\text{-}14)$$

Phương trình (6-12) có thể được biểu diễn tiện dụng hơn bằng cách thay thế (6-14) vào, đó là:

$$P_e = (1/2)\ \text{erfc}\ [(\Delta/2\eta)^{1/2}] \qquad (6\text{-}15)$$

Giả sử công suất sóng mang chưa điều chế là $A_c^2/2$ và như phân tích ngắn gọn ở trên, suy ra là tạp âm Gauss cộng thêm vào tín hiệu đã điều chế sẽ nằm trong một độ rộng băng bằng độ rộng băng Nyquist song biên, và với độ rộng băng W bằng tốc độ bit r_b. Sau đó, sử dụng các phương trình (6-8) và (5-6) ta có tỉ số sóng mang trên tạp âm (C/N), ở trong độ rộng băng Nyquist song biên là:

$$C/N = \Delta/\eta.W/r_b = \Delta/\eta$$

$$2\Delta/\eta \le r_b/W = 2\Delta/\eta \qquad (6\text{-}16)$$

Từ đó, việc biểu diễn xác suất lỗi của một tín hiệu ASK nhằm mục đích so sánh:

$$P_{e(\text{ASK hai trạng thái})} = (1/2)\ \text{erfc}\ [(1/2).(W/r_b)^{1/2}(C/N)^{1/2}] \qquad (6\text{-}17a)$$

Phương trình này được vẽ trên hình 6.5, đối với độ rộng băng tạp âm W, tốc độ bit r_b, xác suất thực khi dùng nửa công suất sóng mang cho trong phương trình (6-10) là:

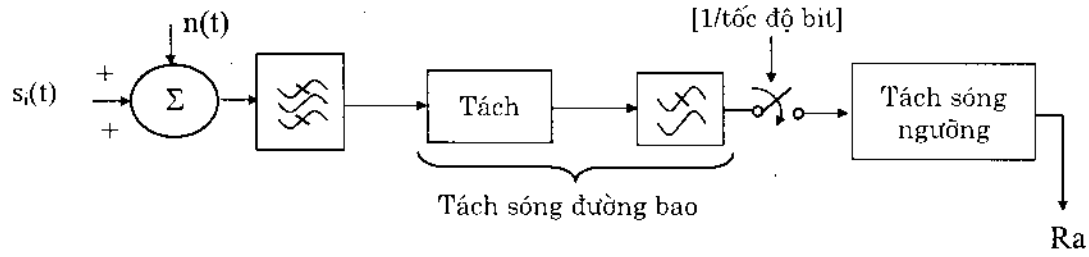
$$P_{e(\text{ASK nhị phân})} = (1/2)\ \text{erfc}\ [(W/r_b)^{1/2}(C/2N)^{1/2}] \qquad (6\text{-}17b)$$

6.2.2. ASK không kết hợp

Như đã nói ở trên, tách sóng đường bao thực hiện đơn giản hơn tách sóng kết hợp vì không yêu cầu sự kết hợp pha tín hiệu trong quá trình tách sóng.

Bộ tách sóng đường bao đơn giản được dùng tiếp sau các bộ khuếch đại IF, hoặc ở những chỗ không có tầng chuyển đổi, sau bộ lọc băng vào RF.

Ta hãy xét sơ đồ khối một bộ giải điều chế không kết hợp ASK ở trên hình 6.6. Hệ thống tách sóng gồm một bộ lọc thông băng phối hợp với dạng sóng vào ASK nhị phân 1 như trên hình 6.1, theo sau là một bộ tách sóng đường bao và một bộ tách ngưỡng (chuyển đổi A/D). Giả sử bộ lọc có độ rộng băng bằng hai lần tốc độ bit, là 2/T và tần số trung tâm ω_0, thì dạng sóng vào ASK nhị phân 1 sẽ không bị méo quá mức.



Hình 6.6- Sơ đồ khối bộ giải điều chế không kết hợp ASK

Công suất tạp âm ở đầu ra bộ lọc tìm được từ phương trình (5-38) là:

$$n(t) = \sigma^2 = \eta B = 2\eta/T \qquad (6\text{-}18)$$

Tính xác suất lỗi gồm 2pdf. Khi một ASK ở trạng thái "không" được phát đi, đường bao đạt được ở đầu ra bộ tách sóng đường bao có pdf (f_0) Rayleigh như cho trong phương trình (2-25):

$$f_0 = (x/\sigma^2)\exp(-x^2/2\sigma^2), \quad x>0 \qquad (6\text{-}19)$$

pdf thứ hai là Rice pdf (f_1) khi có ASK nhị phân "1" được phát đi, và được biểu thị trong:

$$f_1 = [(x/\sigma^2).\, I_0\,.\,(xA_c/\sigma^2)]\exp\{-(x^2+A_c^2)/(2\sigma^2)\}, \quad x>0 \qquad (6\text{-}20)$$

Trong đó: $I_0 = I_0(u)$ là hàm Bessel biến cải của loại thứ nhất và bậc không, xác định bằng:

$$I_0(u) = (1/2\pi).\int_0^{2\pi}\exp[u.\cos(v)]\,du \qquad (6\text{-}21)$$

Hình 6.7 minh họa hai loại pdf và trị số của x sinh ra tạp âm thấp nhất ở đầu ra tách sóng đường bao và do đó, xác suất thấp nhất của lỗi. Tài liệu tham khảo [3÷8] cung cấp chi tiết đạo hàm xác suất lỗi của bộ tách sóng không kết hợp ASK và chứng minh rằng xác suất lỗi cực tiểu xuất hiện khi:

$$X_{min} = (A_C/2) \cdot [1 + 8\sigma^2/A_C^2]^{1/2} \qquad (6\text{-}22)$$

Xác suất lỗi cho trong biểu thức:

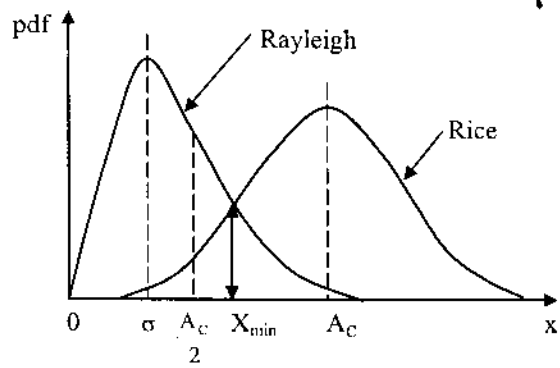
$$P_{e(\text{ASK không kết hợp})} > (1/2) \cdot [1 + (1/\sigma A_C) \cdot (2/\pi)^{1/2}] \cdot \exp(-A_C^2/8\sigma^2)$$

$$> (1/2) \cdot \exp[-A_C^2/8\sigma^2] \text{ nếu } A_C >> \sigma \text{ (tạp âm song biên)}$$

Cũng có thể tìm được giới hạn đường biên thấp hơn, và do đó P_e đối với trường hợp tạp âm song biên cho trong biểu thức:

$$\exp[(-1/4).(W/r_b).(C/N)] \geq P_e > (1/2)\exp[(-1/4)(W/r_b)(C/N)] \quad \text{nếu } A_C >> \sigma \qquad (6\text{-}23)$$

Biểu thức (6-23) được biểu diễn trong hình 6.5 đối với độ rộng băng tạp âm của bộ giải điều chế W bằng tốc độ bit r_b. Vì sóng mang mở và đóng theo dạng sóng nhị phân nên loại điều chế này được hiểu là *khóa tắt-mở* (OOK), hoặc sóng mang được mở, hoặc đóng hoàn toàn. Như đã mô tả trong mục 6.3, nếu tín hiệu nhị phân hai cực sinh ra một sự đảo về biên độ sóng mang sao cho nhị phân 1 tạo ra được một sóng mang với biên độ $+A_c$, và nhị phân 0 tạo được một sóng mang với biên độ $-A_c$. Kết quả sẽ có một loại điều chế khác quan trọng là khóa dịch pha (PSK).



Hình 6.7- pdf Rayleigh và Rice đối với tạp âm giải điều chế ASK không kết hợp và đường bao cộng với tạp âm

Ta có thể thấy trên hình 6.5 là cả hai phương pháp tách sóng ASK kết hợp và không kết hợp hầu như tạo ra các kết quả như nhau. Sự khác nhau giữa hai trị số C/N nhỏ hơn 1,5 dB khi $P_e \approx 10^{-3}$, và sẽ cải thiện khoảng 0,5 dB ở những

giá trị nhỏ hơn của P_e. Phương pháp tách sóng không kết hợp hay tách sóng đường bao yêu cầu một tỉ số C/N cao hơn đối với cùng tỷ lệ lỗi bit như ở loại ASK kết hợp, không phải là phương pháp điều chế dùng rộng rãi, vì, như phương trình (6-10) chỉ ra rằng công suất trung bình của tín hiệu điều chế bị giảm. Khi ASK kết hợp so sánh với khóa dịch pha và tần số, vấn đề trở nên rõ ràng, vì những kĩ thuật điều chế này sử dụng hoàn toàn đầy đủ sóng mang. Xét thêm về công suất, xác suất lỗi kém hơn khoảng 3 cấp so với một hệ thống băng gốc được thiết kế cẩn thận. Sự lọc không hoàn hảo, đồng bộ kém và những chi phí thêm, những khó khăn kết hợp với việc tạo nên những bộ lọc thông dải phối hợp, tất cả những điều đó dẫn đến sản phẩm ra không tốt khi so sánh với những hệ thống điều chế khác.

Các hệ thống ASK M trạng thái (M-ary) và các phương trình xác suất lỗi đối với cả phương pháp kết hợp và không kết hợp của hệ thống này được trình bày sau đây.

6.2.3. ASK M trạng thái (M-ary)

Vì những lí do đã nói trên, các hệ thống ASK M trạng thái đều không thông dụng và ít khi tìm thấy trong danh mục của các hãng chế tạo. Xác suất lỗi P_e của các hệ này dựa trên các lỗi kí hiệu và không phải lỗi bit. Vì mỗi kí hiệu gồm có $\log_2 M$ bit, tỉ số lỗi bit nằm giữa $P_e/\log_2 M$ và P_e, mối tương quan tùy thuộc vào loại mã đã sử dụng. Cũng vậy, do tốc độ bit những hệ thống M trạng thái cao hơn, để so sánh, độ rộng băng phải giảm tỉ lệ xuống, và cả tỉ số sóng mang trên tạp âm và P_e cũng đều giảm tỉ lệ xuống cùng một lượng.

- Đối với trường hợp *kết hợp*:

$$P_{e(\text{ASK kết hợp})} = [(M-1)/M].\ \text{erfc}\ [(3/4).1/(M-1).1/(2M-1)(W/r_s)(C/N)]^{1/2} \quad (6\text{-}24)$$

Trong đó M là hệ số méo của biên độ sóng mang mà tín hiệu số đã được mã. Với tín hiệu nhị phân M = 2 và phương trình (6-24) rút ngắn lại như phương trình (6-17a). Trong (6-24), C/N là tỉ số giữa sóng mang chưa điều chế với tạp âm có độ rộng băng Nyquist song biên và không phải là một trị số logarit. Nếu cho theo trị số logarit cần phải sử dụng biểu thức: C/N = antilog [(C/N) dB/10] để chuyển thành một tỉ số.

Như đã nói ở trước, trong hình 6.5, công suất tạp âm song biên được sử dụng vì hy vọng rằng sóng mang sẽ nằm lọt trong dải thông của bộ lọc thông dải của máy thu và có độ rộng dải thông bằng hai lần dải thông của tín hiệu tin tức, đó là:

$$W = r_s = r_s/\log_2 M$$

- Đối với trường hợp *không kết hợp*:

$$\exp\,[(-3/4)\,.1/(2M-1).1/(M-1)(W/r_b)(C/N)]^{1/2} \geq P_{e(\text{ASK không kết hợp})}$$

$$P_{e(\text{ASK không kết hợp})} > (1/M)\,.\,\exp[(-3/4)\,.\,1/(M-1)\,.\,(1/(2M-1))(W/r_s)(C/N)]^{1/2}$$

$$\text{với } A_C >> \sigma \qquad (6\text{-}25)$$

Trở lại với trường hợp nhị phân ở đó M = 2, phương trình (6-25) rút ngắn như ở phương trình (6-23).

6.3. ĐIỀU PHA SỐ (KHÓA DỊCH PHA - PSK)

Hình 6.8 minh họa quá trình điều chế pha sóng mang với tín hiệu nhị phân 10101101. Trong PSK 2 trạng thái, có hai loại sóng có thể biểu thị bằng:

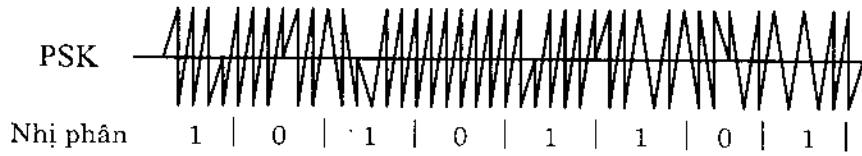
$$s_1(t) = A\cos\omega_0 t$$

$$s_0(t) = -A\cos\omega_0 t = A\cos(\omega_0 t + \pi) \qquad (6\text{-}26)$$

$s_1(t)$ đại điện cho nhị phân 1 và $s_0(t)$ đại diện cho nhị phân 0. Như đã nói trước đây, biên độ sóng mang của một sóng mang ASK lúc tắt và lúc mở. Còn đối với PSK, biên độ giữ nguyên không đổi trong quá trình truyền dẫn, nhưng bị chuyển giữa trạng thái +A và –A, và như vậy hoàn toàn ngược nhau. Trạng thái –A tương ứng có thể xem như thay đổi pha 180^0 như chỉ rõ trong phương trình (6-26). Tuy nhiên, yêu cầu độ rộng băng đối với ASK và PSK là giống nhau thể hiện rõ trong hàm mật độ phổ công suất. Ta có biểu thức:

$$P(f)_{PSK} = (A^2/4).\left\{\frac{\sin^2\pi T(f-f_0)}{\pi^2 T(f-f_0)^2} + \frac{\sin^2\pi T(f+f_0)}{\pi^2 T(f+f_0)^2}\right\} \qquad (6\text{-}27)$$

So sánh với phương trình (6-3) ta thấy rằng sự khác biệt giữa hàm mật độ phổ công suất $P(f)_{PSK}$ và hàm mật độ phổ công suất đối với ASK, là phổ PSK không chứa các hàm Delta Dirac hay xung ở tần số mang, và do đó là dạng điều chế nén sóng mang.

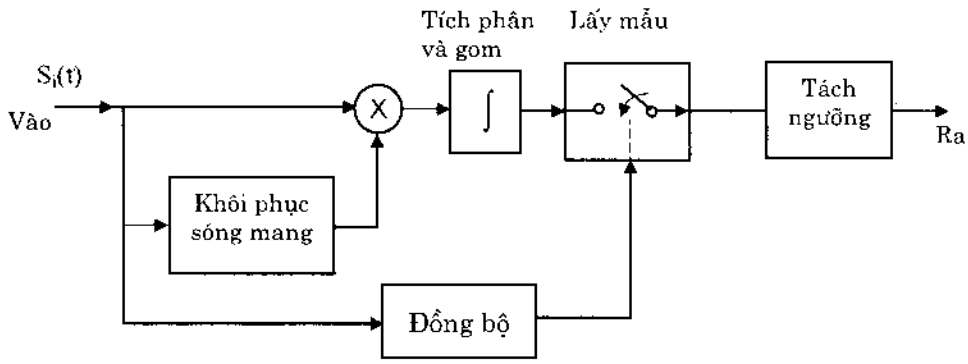


Hình 6.8- Điều chế số PSK với tín hiệu nhị phân 10101101

Hình 6.2 minh họa hàm mật độ phổ công suất đối với tín hiệu ASK. Đồ thị có thể được xem xét dưới dạng phổ PSK nếu P(f) là $A^2/4$ đối với f_0 và xung ở f_0 bị chuyển đi. Như với ASK, việc thu tín hiệu PSK đã được phát đi có thể đạt được

bằng hai cách. Cách thứ nhất là giải điều chế kết hợp, nói chung sử dụng mạch như trên sơ đồ khối hình 6.9, trong đó các mạch hồi phục sóng mang đảm bảo tín hiệu nội (gốc) đồng bộ về pha với tín hiệu tới. Cách thứ hai là *mã hóa vi sai* PSK (DPSK). Trong đó, đối với DPSK 2 trạng thái, nhị phân 1 được phát đi bằng cách dịch pha sóng mang 180^0 tương đối so với pha sóng mang trong khoảng tín hiệu trước đó. Giải điều chế thực hiện được nhờ so sánh pha của tín hiệu thu ở hai khoảng thời gian liên tiếp. Những chương tiếp sau, ta lại nói về hai phương thức giải điều chế kết hợp với các biểu thức đối với xác suất lỗi P_e mong muốn.

6.3.1. PSK kết hợp (CPSK)



Hình 6.9- Sơ đồ khối bộ điều chế kết hợp PSK

Hình 6.9 là sơ đồ khối bộ giải điều chế. Tín hiệu đến $S_i(t)$ đi vào các mạch khôi phục sóng mang, lấy ra tín hiệu dao động nội cùng pha với tín hiệu đến. Tín hiệu dao động này có thể biểu thị:

$$s_1(t) - s_0(t) = 2A\cos\omega_0 t \qquad (6\text{-}28)$$

Tín hiệu này sau đó được tích phân khi dùng mạch "*Tích phân và gom*" ở hình 6.9. Các thành phần tín hiệu ở đầu vào tách sóng biểu thị:

$$U_1 = \int_0^T s_1^2(t)dt - \int_0^T s_0(t).s_1(t)dt = +A^2T \qquad (6\text{-}29a)$$

Và đối với việc thu của $S_0(t)$:

$$U_0 = \int_0^T s_0(t).s_1(t)dt - \int_0^T s_0^2(t)dt = -A^2T \qquad (6\text{-}29b)$$

Có thể tìm trị số Δ đối với tín hiệu PSK 2 trạng thái bằng phương trình (6-7):

$$\Delta = 2A^2T = 2A^2/r_b \qquad (6\text{-}30)$$

Tính được ngưỡng tách sóng tối ưu:

$$(\text{Ngưỡng tối ưu})_{opt} = (U_1+U_0)/2 = 0 \quad (6\text{-}31)$$

là độc lập đối với cường độ sóng mang ở đầu vào thu.

Vì sóng mang có mặt ở mọi thời điểm, nên công suất tín hiệu thu trung bình là S_{av}:

$$S_{av} = A^2/2 = C \quad (6\text{-}32)$$

6.3.3.1. Xác suất lỗi P_e

Tạp âm đi vào mạch quyết định được định bởi $N = \eta B$, trong đó $2B = W$ là độ rộng băng tạp âm song biên. Thay η vào phương trình (6-15) cùng với trị số Δ từ phương trình (3-30) và C từ phương trình (6-32) xác suất lỗi sẽ là:

$$P_{e(\text{PSK 2 trạng thái})} = (1/2)\text{erfc}[(W/r_b)(C/N)]^{1/2} \quad (6\text{-}33)$$

Phương trình được biểu diễn trên hình 6.5 đối với $W = r_b$.

Khi so sánh PSK kết hợp 2 trạng thái với ASK kết hợp 2 trạng thái, với cùng một xác suất lỗi, ta thấy rằng công suất trung bình của tín hiệu ASK phải gấp đôi tín hiệu PSK. Điều đó chứng tỏ điều chế PSK có lợi 6 dB công suất so với ASK. Nếu tín hiệu dao động nội lấy từ các mạch khôi phục sóng mang không cùng pha với tín hiệu đến, nhưng có một lệch (offset) pha cố định, thì xác suất lỗi tăng lên và biểu diễn bằng biểu thức:

$$P_{e(PSK)} = (1/2)\ \text{erfc}[(C/N)\ (W/r_b).\cos^2 \Phi]^{1/2} \quad (6\text{-}34)$$

6.3.2. PSK vi sai kết hợp (DPSK)

Hình 6.10 là sơ đồ khối của máy thu trong giải điều chế DPSK. Trong hệ thống này, máy phát dịch pha sóng mang 180^0 so với pha trong khoảng tín hiệu trước đó, khi số nhị phân 1 đã được phát đi. Máy thu giải điều chế tin tức nhị phân bằng cách so sánh pha của tín hiệu thu với pha trước đó trong khoảng trước. Ưu điểm của hệ thống này là giải mã sóng mang đã điều chế mà không cần tín hiệu dao động nội kết hợp. Vì vậy sơ đồ điều chế PSK vi sai kết hợp có thể xem như một loại không kết hợp của sơ đồ PSK kết hợp đã nói trên đây. Tạo các tín hiệu DPSK được minh họa trên hình 6.10. Để ví dụ, tín hiệu nhị phân phát đi chuỗi b'(t). Do có mạch trễ, đưa vào bộ dịch mức là chuỗi nhị phân cải biến b(t). Chuỗi này hơn chuỗi b'(t) một bit số và điểm bắt đầu của chuỗi chọn tùy ý. Những bit số kế tiếp trong b'(t) được xác định theo biểu thức:

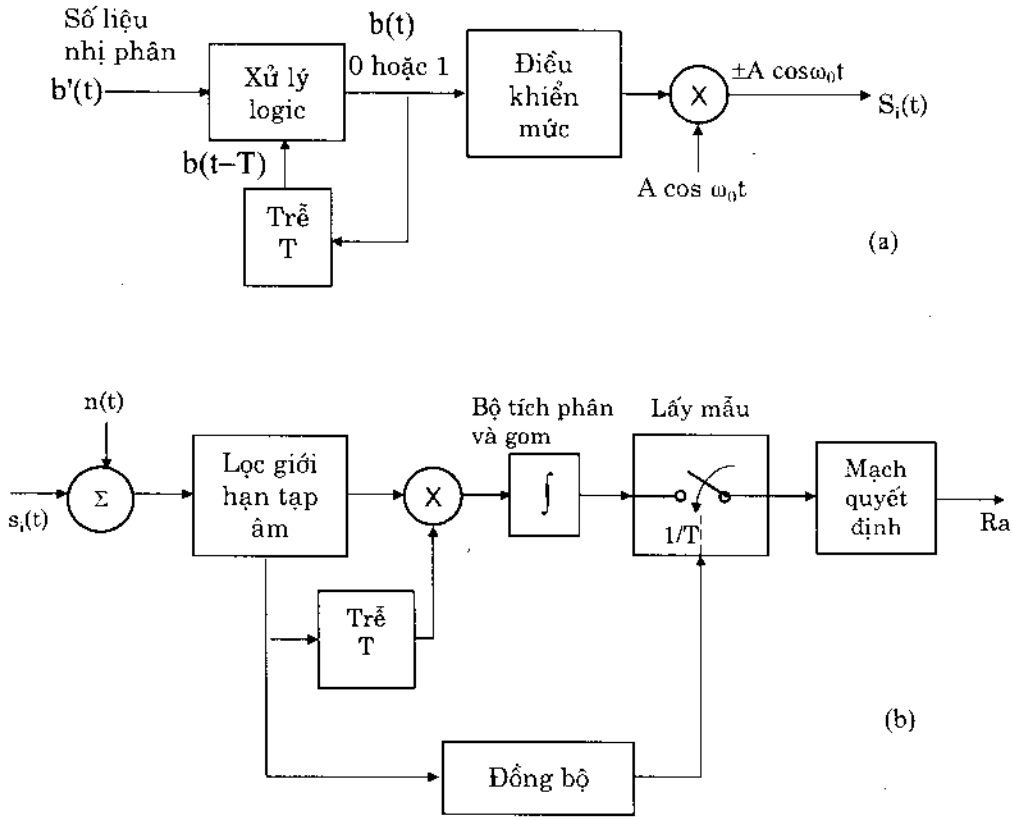
$$b'_k = b'_{k-1}.b_k \oplus \overline{b'}_{k-1}.\overline{b}_k \quad (6\text{-}35)$$

Trong đó $A \oplus B = A\overline{B} + \overline{A}B$, chính là biểu thức Bool "*hoặc - loại trừ*". Có thể xác định được chuỗi mã hóa b(k) sử dụng mã nhị phân 10101101, như ở trong bảng 6.1.

Bảng 6.1- Mã hóa vi sai

Chuỗi vào b'(t)	1	0	1	0	1	1	0	1	1	0
Chuỗi mã hoá vi sai b(t)	0	1	1	0	0	1	0	0	1	0
Pha phát đi	π	0	0	π	π	0	π	π	0	π

Trước khi chuỗi vi sai b(t) xuất hiện ở đầu vào bộ dịch mức, mức vào giữ mức điện áp cố định, phù hợp với một trạng thái logic nhị phân. Trong ví dụ đã cho, mức tùy chọn tương ứng với nhị phân 1. Chuỗi vi sai b(t), sau khi có mức logic của nó đổi từ giá trị điện áp + sang –, bộ dịch pha khóa sóng mang đi vào bộ điều chế cân bằng. Đầu ra bộ điều chế là sóng mang thay đổi pha khi b(t) thay đổi.



Hình 6.10- a) Bộ điều chế DPSK; b) Bộ giải điều chế DPSK

Lý do tại sao pha phát đi dịch 0^O khi 1 được phát đi thay vì dịch 180^O, là để đề phòng một sóng mang không chứa dịch pha và có phổ tương đối hẹp xảy ra, nên một chuỗi dài "0" được gửi đi. Khi 1 được phát đi, truyền $\lambda + \pi$ Radian, với λ chọn bằng π Radian; và truyền λ Radian khi "0" được phát đi, cho phép pha sóng mang bị dịch ở từng khoảng tín hiệu, ngay cả khi một chuỗi dài "0" được gửi đi. Kết quả này thể hiện trong phổ tín hiệu với độ rộng phổ xấp xỉ bằng 1/T. Các thành phần phổ sóng mang được sử dụng trong một số trường hợp để duy trì đồng bộ thời gian ở máy thu.

Phương pháp khôi phục tín hiệu nhị phân của một sóng mang DPSK minh họa trên hình 6.10b. Tín hiệu vào $s_i(t)$ cộng với tạp âm n(t), trước hết được lọc để hạn chế công suất tạp âm, sau đó đi qua bộ nhân hoặc bộ tương quan, ở đó nó được nhân với số đảo bit tín hiệu trễ của tín hiệu vào. Tín hiệu ra của bộ nhân, đi qua bộ tích phân hay bộ lọc thông thấp để tách ra hai tần số mang từ dạng sóng tín hiệu, và tiếp đến đi vào mạch quyết định, trong đó nó so sánh với điện áp "không". Việc quyết định thu được 1 hay 0 tùy thuộc vào điện áp ra bộ nhân là dương hay âm. Những ưu điểm của hệ thống DPSK đối với PSK là mạch điện không phức tạp để tạo nên sóng mang nội ở máy thu. Tạp âm xuất hiện trong so sánh pha (chuẩn pha) trong quá trình truyền dẫn có xu hướng bị khử bỏ, nhưng vì việc xác định bit trong mạch quyết định có thể dựa vào tín hiệu thu được trong hai khoảng liên tiếp nhau, tạp âm trong khoảng một một bit có thể gây ra lỗi đối với các yếu tố xác định hai bit.

Như vậy có một yếu tố tăng lỗi, trong đó các lỗi bit có khuynh hướng xuất hiện từng đôi. Tỷ lệ lỗi của DPSK do đó sẽ lớn hơn PSK 1 dB hoặc 2 dB với cùng một tỷ số sóng mang trên tạp âm.

6.3.2.1. Xác suất lỗi P_e

Xác suất lỗi khi có tạp âm trắng Gauss đơn biên có thể biểu diễn bằng biểu thức:

$$P_{eDPSK} = (1/2)\exp[-(C/N)(W/r_b)] \qquad (6\text{-}36)$$

Khi có tạp âm giữa các kí hiệu và tạp âm Gauss, xác suất lỗi được biểu diễn dưới dạng các hàm Struve cải biến có thể tìm thấy trong tài liệu tham khảo [9]. Biểu thức đó không đưa ra ở đây vì nằm ngoài phạm vi của sách.

6.3.3. PSK M trạng thái (M-ary)

Phương thức điều chế này là một trong những phương thức thông dụng nhất trong truyền dẫn viba số. Nhất là điều chế 4-PSK hay PSK cầu phương (QPSK) sẽ xét trong mục sau. Cũng như trong các hệ thống băng gốc PAM,

sơ đồ tín hiệu M trạng thái được sử dụng để truyền dẫn M tín hiệu số riêng biệt qua một kênh hạn chế đơn biên, bằng cách thay đổi pha sóng mang theo M (bước) bậc gián đoạn. Ưu việt của điều chế sóng mang máy phát với M tín hiệu số khác biệt đến từ M nguồn khác biệt có tốc độ bit thấp hơn là độ rộng băng vẫn giữ nguyên. Ví dụ, xét một luồng bit nhị phân có xác suất "1" và "0" như nhau, và tốc độ bit là r_b bit/s. Độ rộng băng chứa 99% công suất cần có để phát tin tức này bằng PSK 2 trạng thái (2-PSK) và thu theo PSK kết hợp hay DPSK, với các dạng sóng khác nhau sẽ là:

$$\left.\begin{aligned}\text{Độ rộng băng 99\% của PSK 2 trạng thái} &= 19{,}3\ r_b \text{ (vuông)}\\ &= 3{,}74\ r_b \text{ (sin)}\\ &= 2{,}96\ r_b \text{ (cosin-tăng)}\\ &= 3{,}28\ r_b \text{ (tam giác)}\end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}37)$$

Bây giờ ta hãy xét trường hợp trong đó cùng luồng bit nhị phân này được tạo mã trên sóng mang để cho M trạng thái pha khác nhau. Số lượng bit mã hóa cần để làm điều này được lấy từ $\log_2 M$. Do đó, tốc độ kí hiệu r_s của tín hiệu mã hóa dùng trong truyền dẫn cũng tính gần đúng theo $\log_2 M$:

$$r_s = r_b/(\log_2 M) \quad (6\text{-}38)$$

Vì thế, độ rộng băng PSK với M trạng thái giảm xuống gần hệ số $\log_2 M$, mà vẫn truyền đi được tin tức như nhau.

Trong trường hợp M = 4, các độ rộng băng 99% đều giảm xuống theo các dạng xung khác nhau:

$$\begin{aligned}\text{Độ rộng băng 4-PSK hay QPSK} &= 19{,}30\ r_b/(\log_2 4) = 9{,}65\ r_b \text{ (vuông)}\\ &= 3{,}84\ r_b/2 = 1{,}92\ r_b \text{ (sin)}\\ &= 4{,}00\ r_b/2 = 2{,}00\ r_b \text{ (cosin-tăng)} \quad (6\text{-}39)\\ &= 3{,}651\ r_b/2 = 1{,}83\ r_b \text{ (tam giác)}\end{aligned}$$

Thường thường, độ rộng băng được xác định với một tốc độ lỗi bit đã cho, và thường lấy là: $r_b/0{,}8$ với 2-PSK, $r_b/0{,}9$ với 4-PSK, $r_b/2{,}6$ với 8-PSK, $r_b/2{,}9$ với 16-PSK.

Vì độ rộng băng hiệu dụng bằng tốc độ bit nhị phân r_b chia cho độ rộng băng trung tần IF tức là r_b/W, nên phổ tần hiệu dụng thực tế với: PSK 2 trạng thái là 0,8 bit/s/Hz, 4-PSK hay QPSK là 1,9 bit/s/Hz, 8-PSK là 2,6 bit/s/Hz, 16-PSK là 2,9 bit/s/Hz.

Việc giảm độ rộng băng của hệ PSK M trạng thái cho phép tốc độ bit nhị phân cao hơn (qua hệ số $\log_2 M$) vào máy phát, được dẫn vào hệ thống điều chế PSK 2 trạng thái qua dải thông đủ thỏa mãn đối với tốc độ bit tín hiệu nhị phân vào duy nhất. Giới hạn băng tần của một hệ thống vô tuyến là một vấn đề quan trọng, vì phổ vô tuyến là một tài nguyên có hạn, cần phải được sử dụng có hiệu quả để thỏa mãn các nhu cầu tăng lên về dung lượng truyền dẫn. Việc giới hạn băng tần của tín hiệu số thường xảy ra cả ở máy phát và máy thu, và các bộ lọc phải được thiết kế để có được xung tín hiệu nằm trong giới hạn băng tần đã định và giảm được công suất tín hiệu ngoài băng. Chức năng lọc hỗn hợp giữa máy phát và máy thu cũng được thiết kế để chặn tạp âm kênh lân cận, ảnh hưởng nhỏ nhất và để tách sóng tối ưu ở máy thu.

Trong hệ thống PSK M trạng thái, pha của sóng mang được phép có bất kì trạng thái pha nào:$\Phi_k = 2\pi k/M$. Trong đó k = 0, 1, 2,..., M –1, và mỗi trạng thái pha hay dạng sóng đều có năng lượng bằng nhau. Như vậy M khả năng tín hiệu được truyền đi trong một khoảng ký hiệu T_s ($T_s = 1/r_s$), được biểu diễn theo:

$$s_k(t) = A\cos(\omega_0 t + 2\pi k/M + \lambda) \qquad (6\text{-}40)$$

$$k = 0, 1, 2,..., M-1 \text{ với } 0 \le t \le T_s$$

Mở rộng hàm cosin này, dạng sóng tín hiệu k có thể biểu diễn như sau:

$$s_k(t) = A_I \cos\omega_0 t - A_Q \sin\omega_0 t \qquad (6\text{-}41)$$

trong đó:

$$A_I = A\cos(2\pi k/M + \lambda) \text{ và } A_Q = A\sin(2\pi k/M + \lambda) \qquad (6\text{-}42)$$

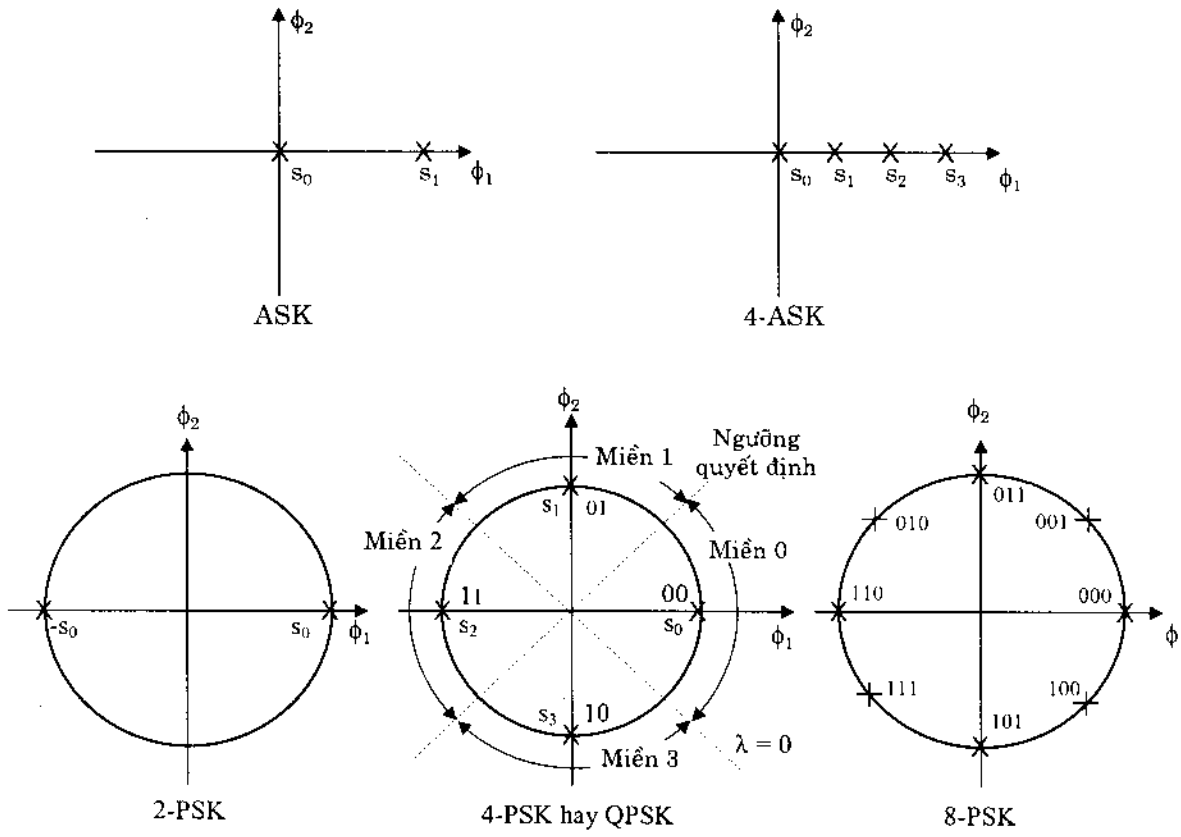
$$k = 0, 1, 2,..., M-1$$

Tín hiệu trong phương trình (6.41) có thể xem như hai sóng mang trực giao với biên độ A_I và A_Q, tùy theo pha được phát đi $2\pi k/M$ trong bất kì khoảng tín hiệu T_s.

Hình 6.11 minh họa hình sao đồ thị tín hiệu ASK 2 trạng thái, 4-ASK, PSK 2 trạng thái, 4-PSK hay QPSK, và 8-PSK. Những pha của sóng mang PSK liên quan đến tín hiệu đã cho trong phương trình (6-41) được biểu thị bằng những điểm trong mặt phẳng ở cách gốc một khoảng A và khác nhau một góc $2\pi k/M$. Các ngưỡng quyết định trong máy thu đều nằm giữa $2\pi k/M$, cho phép quyết định đúng đắn nếu như pha tín hiệu thu nằm trong pha ngưỡng

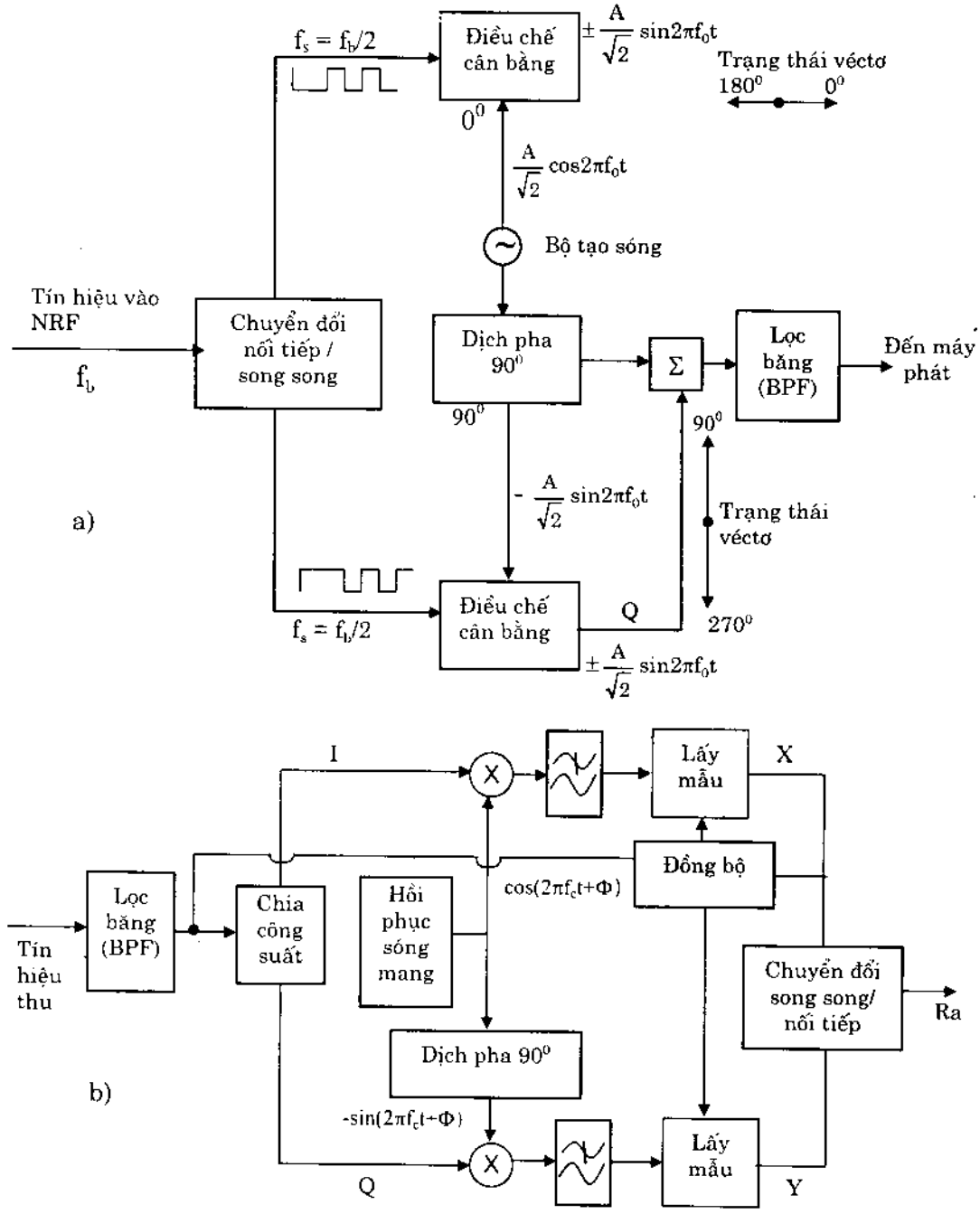
± π/M của pha phát đi. Đối với trường hợp λ = 0, dạng sóng có 4 khả năng, mỗi dạng sóng được truyền đi trong khoảng T_s, từ phương trình (6-41) được biểu diễn như sau:

$$\left.\begin{aligned} s_0(t) &= A\cos\omega_0 t \\ s_1(t) &= -A\sin\omega_0 t \\ s_2(t) &= -A\cos\omega_0 t \\ s_3(t) &= A\sin\omega_0 t \text{ với } 0 < t < T_s \end{aligned}\right\} \quad (6\text{-}43)$$



Hình 6.11- Đồ thị hình sao đối với 2-ASK, 4-ASK, PSK, 4-PSK, 8-PSK.

Như đã có thể thấy từ hình 6.11, những dạng sóng này tương ứng với các độ lệch pha sóng mang là 0^O, 90^O, 180^O và 270^O . Nếu λ = π/4 thì $s_0(t)$, $s_1(t)$, $s_2(t)$ và $s_3(t)$ sẽ bị dịch đi 45^O theo ngược chiều kim đồng hồ quay quanh sơ đồ hình sao.



Hình 6.12. a) Bộ điều chế QPSK. b) Bộ giải điều chế QPSK

Việc sắp xếp các khối m bit tín hiệu vào đối với M trạng thái điều chế khác nhau hay các trạng thái pha thường được thực hiện bằng một mã cho phép các trạng thái pha lân cận nhau khác một số nhị phân của từ mã M bit đã

mã hóa. Mã cho phép việc này diễn ra được gọi là *mã Gray*. Sự thay đổi chỉ một bit ở thời điểm giữa các trạng thái pha kế nhau trong quá trình giải điều chế, ngăn các diễn biến logic xảy ra và bảo đảm là hầu như các lỗi xảy ra (đó là việc lựa chọn lỗi của trạng thái pha lân cận) chỉ tạo ra một lỗi bit đơn chứ không phải là một lỗi đa bit. Hình 6.12 minh họa bộ điều chế QPSK và bộ giải điều chế kết hợp. Luồng bit nhị phân đi vào bộ chuyển đổi nối tiếp-song song. Hai luồng bit nhị phân đi ra có tốc độ bit bằng một nửa. Mỗi luồng bit đi vào bộ điều chế cân bằng, một luồng trực tiếp từ bộ dao động sóng mang, và luồng kia đi qua bộ dịch pha 90^0. Tín hiệu ra của bộ điều chế gồm có các tín hiệu, ta gọi là I (cùng pha) và Q (trực pha) và sóng mang song biên bị nén (do điều chế cân bằng). Vì các tín hiệu nhị phân đi vào từng bộ điều chế đều làm cho sóng mang thay đổi pha 0^0 và 180^0, nên trong đường cầu phương nếu thay đổi pha 90^0 có nghĩa là các độ dịch pha sóng mang nằm giữa 90^0 và 270^0. Do đó tổng tuyến tính của những tín hiệu trực giao sẽ tạo ra những tín hiệu 4-PSK hay QPSK đi vào máy phát qua bộ lọc thông dải để tạo dạng phổ. Mã hóa các trạng thái pha phụ thuộc trực tiếp vào chuỗi nhị phân đầu vào đưa đến các mạch điều chế của máy phát. Trong máy thu, sự khác nhau chủ yếu là ngược lại với mạch máy phát, đó là mạch khôi phục sóng mang. Mạch này yêu cầu phải nhận được một sóng mang chưa điều chế, có khóa dịch pha với sóng mang đến để sao cho việc giải điều chế và các quá trình tách sóng có thể đạt được. Điều cần thiết đối với chuẩn pha dựa trên sóng mang phát chứng tỏ là máy thu đã kết hợp.

6.3.3.1. Mã hóa vi sai băng gốc (DE-PSK)

Luồng số liệu băng gốc có thể được xử lý bằng một số phương pháp khác nhau tùy theo loại điều chế máy phát hoặc các mức điều chế, dễ dàng để giải điều chế,... Để dễ dàng giải thích và do tính thông dụng của nó, nên ta sẽ lấy QPSK (hay 4-PSK) làm ví dụ: Làm thế nào để chuyển đổi tín hiệu vào nhị phân thành các trạng thái pha khác nhau, và làm thế nào để chuyển đổi ngược lại số liệu nhị phân?

Hình 6.12 vẽ sơ đồ khối của bộ điều chế và giải điều chế của hệ thống QPSK. Vì điều pha M trạng thái có ý nghĩa là chuyển sóng mang thành một trong số các trạng thái pha rời rạc dưới sự điều khiển của luồng số liệu, nó cần phải có pha chuẩn được truyền đi để tách được những trạng thái pha này ở đầu thu.

Điều đó có thể thực hiện bằng cách phát pha 0^0 ở một thời điểm xác định trước khi phát số liệu, nhưng do méo trong dạng sóng RF, nên có thể xảy ra biến đổi pha và mất chuẩn, và tất nhiên kết quả số liệu bị sai lạc. Để thỏa mãn

những yêu cầu đối với pha chuẩn không có phát 0^0, hai bit phát đi (hoặc một khối gồm hai bit nhị phân) được cải biến bằng một lượng giá trị tùy theo quan hệ của nó với hai bit trước nó. Điều này thường đạt được bằng cách sử dụng "cộng modun 4", trong đó hai bit đến được cộng thêm tổng số các hai bit trước đó. Sau đó kết quả tín hiệu ra bộ cộng dùng để điều khiển bộ điều pha mã nhị phân (không phải mã Gray).

Đối với bộ điều chế này ta có:

$$s_0(t) = 00 \qquad s_1(t) = 01 \qquad s_2(t) = 11 \qquad s_3(t) = 10$$

Biểu thức "cộng modun 4" sẽ là:

$$b'_k = b'_{k-1} + b_k \tag{6-44}$$

Trong đó:

b'_k là số liệu ra từ bộ cộng modun 4

b'_{k-1} là số liệu ra bị trễ một bit

b_k là số liệu vào bộ cộng

Phép cộng là cộng nhị phân.

Ở đầu thu quá trình này đảo lại bằng "bộ trừ modun 4" được biểu diễn theo:

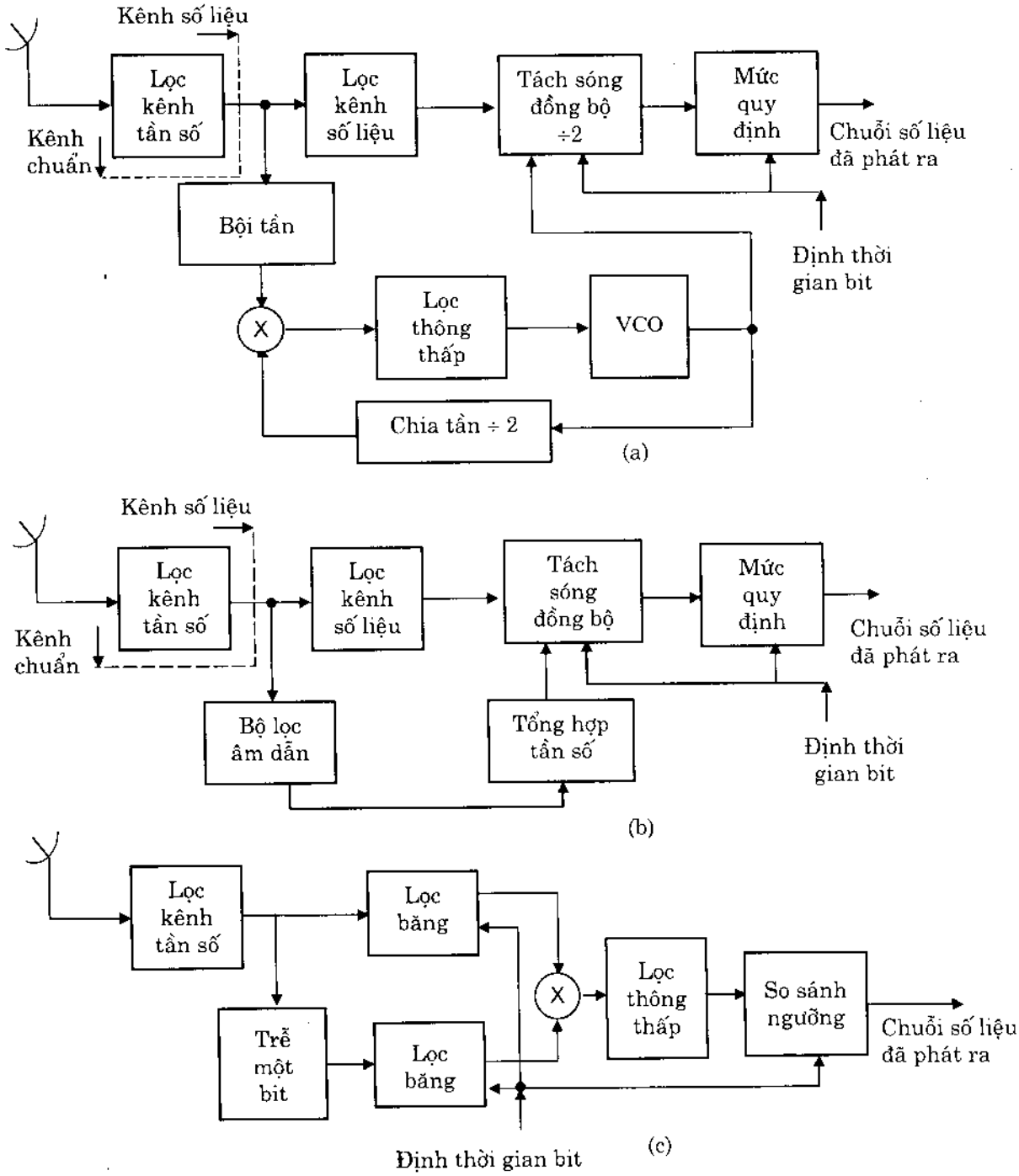
$$b'_k = b_k - b_{k-1} \tag{6-45}$$

trong đó phép trừ là phép trừ nhị phân.

Để chứng minh nguyên lý, giả sử chuỗi nhị phân đã cho 0100011100101011101. Chuỗi này nhóm lại thành khối hai bit nhị phân sẽ là: 01 00 01 11 00 10 10 11 01. Khi chuỗi này đưa vào bộ cộng, đầu ra sẽ có: 01 10 01 01 11 01 00 01.

Khi đưa chuỗi này đến bộ điều chế nhị phân thông qua bộ chuyển đổi nối tiếp-song song hai bit, chuỗi sẽ tạo ra những pha đầu ra tuân theo pha chuẩn như sau: 90^0 180^0 90^0 90^0 270^0 90^0 0^0 90^0. Về phía thu sóng mang, bộ giải điều chế thu sẽ khôi phục từng độ dịch pha này.

Vì bộ giải điều chế không có thông tin về pha chuẩn, nó sẽ tự chọn lấy một trong bốn khả năng trạng thái pha để làm pha chuẩn (0^0). Giả sử trạng thái pha thứ nhất thu được chọn làm pha chuẩn, thì các trạng thái pha thu được sẽ là 0^0 90^0 0^0 0^0 180^0 0^0 270^0 0^0. Những trạng thái pha này tương ứng với mã nhị phân 00 01 00 00 0 00 11 00. Do đó từ phương trình (6-45) đầu ra bộ giải



Hình 6.13- Sơ đồ khối:

a) Máy thu có mạch vòng bám cầu phương;

b) Máy thu có mạch vòng bám dẫn; c) Máy thu DPSK

điều chế sẽ là 01 11 00 10 10 11 01, tương ứng với hai bit thứ ba. Để bắt đầu lưu trữ chuỗi xung, hai bit đầu bị loại trừ khỏi chuỗi, nhưng không cần phải gửi trực tiếp một tín hiệu chuẩn mà từ đó bộ giải điều chế có thể làm việc. Hệ thống điều chế này gọi là mã hóa vi sai PSK hay DE-PSK (xem dưới đây). Xác suất lỗi đối với các C/N khác nhau, hầu như nằm ở giữa BPSK và DPSK như chỉ ở trên hình 6.5. Ví dụ, với 10^{-4}, C/N của BPSK khoảng 8,4 dB, DE-PSK khoảng 8,9 dB, và DPSK khoảng 9,3 dB.

Sơ đồ điều chế pha số thường yêu cầu tách sóng kết hợp. Một hệ thống PSK yêu cầu một chuẩn pha ở máy thu, trong hệ thống thông tin thực tế, nó được phát đi cùng với tone (âm thanh) khóa (và với DPSK cũng là tone như vậy đối với sóng mang tín hiệu). Để giữ đồng bộ đúng, tín hiệu khóa dịch pha và tín hiệu chuẩn phải gắn liền với nhau về tần số và thời gian để sao cho những biến động dọc đường truyền tác động lên cả hai như nhau. Có 4 phương thức PSK cơ bản, trong đó tất cả các phương thức đều có thể được xét trong hệ thống PSK M trạng thái. Phương thức thứ nhất gồm PSK 2 trạng thái hay BPSK, và PSK cầu phương (QPSK), trong đó pha của một thành phần cầu phương được khóa trong khi pha của những cầu phương khác vẫn không bị khóa. Tổ hợp trên một số khoảng thời gian bị khóa cung cấp âm dẫn chuẩn không khóa. Phương thức thứ hai là mã hóa vi sai PSK (DE-PSK), đã mô tả ở trên. Phương thức thứ ba là vi sai PSK (DPSK), như đã nói ở trên, trong đó, âm dẫn đáp ứng cho cả tín hiệu và chuẩn. Pha trong suốt khoảng thời gian khóa sẽ được làm chuẩn cho khoảng thời gian khóa tiếp sau. Phương thức thứ tư lấy một tên khác, như có thể xếp hạng dưới tiêu đề PSK âm lân cận (AT-PSK). Đó là một hệ thống trong đó một tone chuẩn được phát ở tần số kề bên đồng thời với âm khóa.

Ở máy thu, pha của chuẩn được hiệu chỉnh để bù vào sự lệch tần số giữa chuẩn và âm khóa. Chuẩn của âm lân cận có thể là sóng mang phụ hoặc âm dẫn định rõ loại PSK như khóa dịch pha âm dẫn (PT-PSK). Tần số âm dẫn ở gần tần số của tín hiệu số liệu để khắc phục những suy giảm tương tự của kênh. Chuẩn pha để tách đồng bộ nhận được ở đầu ra của bộ lọc mức hay là mạch vòng theo dõi mức khóa dịch pha. Có nhiều phương pháp khác nhau đã được nghiên cứu, nhưng chủ yếu là những biến thể hoặc tổ hợp của bốn loại cơ bản kể trên. Loại PSK đánh giá trực tiếp mức quyết định (DDM-PSK) là một hệ thống cấu trúc lại âm chuẩn bằng cách đồng bộ pha trong những khoảng khóa tiếp theo dựa trên mức quyết định đã xác nhận. Hệ DDM-PSK có thể xem như suy rộng từ DPSK, trong đó dùng nhiều khoảng thời gian hơn khoảng ngay trước đó. Một hệ thống khác có tỉ lệ lỗi nhỏ hơn cả PT-ASK và DPSK là hệ thống "*mạch vòng bám cầu phương*". Trong hệ thống này máy thu có hai kênh

xử lý tín hiệu cung cấp vào cho phần tách sóng của máy thu. Kênh số liệu, đơn giản là bộ lọc không biến thiên theo thời gian băng hẹp có độ rộng băng đủ rộng để tránh tạp âm giữa các kí hiệu. Vì mục đích của kênh chuẩn là đánh giá so sánh pha sóng mang, lấy trung bình nhiều (hơn một) khoảng kí hiệu, khóa đảo pha phải được lấy ra từ số liệu nén sóng mang. Điều này đạt được nhờ bộ quy luật - bình phương lấy ra sự điều chế và hoạt động như bộ nhân đôi tần số tạo ra một sóng mang chưa điều chế có pha liên tục gấp đôi tần số trung gian. Một mạch vòng khóa dịch pha có thể dùng để theo dõi và làm mịn tín hiệu ra có tần số gấp đôi. Khi chia đôi tần số này, tần số mang chuẩn được khôi phục. Hình 6.13 minh họa sơ đồ khối của máy thu có mạch vòng bám cầu phương (a), máy thu có mạch vòng bám âm dẫn (b), máy thu DPSK (c).

Với DE-PSK, tin tức được tải qua những chuyển tiếp trong pha sóng mang. Vì một lỗi bit quyết định trên một bit được tách ra sẽ gây ra lỗi khác trên bit tiếp theo, nên chất lượng của DE-PSK kém hơn PSK kết hợp. Với DPSK cũng như DE-PSK, tin tức được mã hóa vi sai. Sự khác nhau giữa hai hệ này là loại tách sóng sử dụng trong đó.

Bộ tách sóng DPSK không có ý định lấy ra một chuẩn pha kết hợp, vì tín hiệu từ khoảng bit trước được dùng như là một chuẩn pha đối với khoảng bit hiện tại. Vì tín hiệu chuẩn pha không đồng đều (san bằng) qua nhiều khoảng bit, nên chất lượng của DPSK không tốt bằng DE-PSK.

6.3.3.2. Xác suất lỗi P_e đối với các hệ thống PSK kết hợp M - trạng thái

Trong tách sóng kết hợp, điều tốt nhất có thể làm được khi có tạp âm *Gauss - trung bình không - trắng - tĩnh - cộng*, là tiến hành dự đoán ở thông tin được truyền đi. Do đó, việc đánh giá (đo) chất lượng của bộ tách sóng sẽ là số lần dự đoán sai trong một chuỗi dài điển hình của những bản tin. Quy tắc hợp lý đã được chấp thuận là giả sử tín hiệu có điểm thông tin nằm sát nhất mức tín hiệu thu là thông tin thực sự được truyền đi. Do đó đối với tách sóng kết hợp, quy tắc quyết định chọn điểm thông tin gần điểm thu nhất sẽ cực tiểu hóa xác suất lỗi. Một bộ tách sóng như vậy đã biết là một bộ "tách sóng có nhiều khả năng đúng cực đại". Đối với QPSK, có bốn điểm tín hiệu có thể được phân chia thành 4 miền có khoảng cách bằng nhau đối với 4 tín hiệu s_0,..., s_3. Lúc này, quy tắc quyết định trở nên đơn giản để đoán nhận là $s_0(t)$ được truyền đi nếu như điểm tín hiệu thu rơi vào miền 0.... Có thể có quyết định sai, nếu như, ví dụ, $s_3(t)$ được truyền đi, và nhiễu như vậy làm cho điểm tín hiệu thu rơi ra ngoài miền 3. Xác suất lỗi với trường hợp kết hợp và tạp âm Gauss song biên ($\sigma^2 = \eta B$), khi độ rộng băng tạp âm IF là $W = 2B$, và tốc độ bit r_s đã cho, ta có:

$$1/2 \cdot \text{erfc}\,[(C/N).(W/r_s).\sin^2(\pi/M)]^{1/2} < P_{e(\text{PSK kết hợp M - trạng thái})} < \text{erfc}\,[(C/N).(W/r_s).\sin^2(\pi/M)]^{1/2} \quad (6\text{-}46a)$$

Hình 6.5 minh họa phương trình (6-46), đường gạch chéo đối với M = 4 và M = 8, dùng tạp âm song biên C/N, trong đó $W = r_s = r_b/\log_2 M$. Với trường hợp đặc biệt M = 4, giá trị P_e có thể cho chính xác:

$$P_{e(\text{QPSK kết hợp})} = \text{erfc}[(1/2).(C/N).W/r_s]^{1/2} - 1/4).\text{erfc}^2[(1/2).(C/N).(W/r_s)]^{1/2} \quad (6\text{-}46b)$$

Để giữ nguyên P_e, khi tăng trị số M cần tăng sự chênh lệch của C/N để duy trì giá trị P_e. Với $P_e = 10^{-5}$, khi tăng M từ 4 đến 8, cần phải tăng C/N thêm 4 dB. Khi tăng M từ 8 đến 16, chỉ cần tăng C/N thêm 5 dB cũng đủ duy trì được P_e. Với những giá trị M lớn, khi M gấp đôi yêu cầu C/N tăng thêm 6dB để đạt được chất lượng như vậy. Do sắp xếp (ánh xạ) các trạng thái pha điều chế, những lỗi kí hiệu k bit chỉ gồm có lỗi đơn nhất, điều đó cho phép tỉ lệ lỗi bit tương đương (EBER) với PSK M trạng thái gần xấp xỉ $P_{e(\text{PSK M trạng thái})}/\log_2 M$. Với mật độ tạp âm cộng vào giữ nguyên ở C/N cao và với cùng tỉ lệ lỗi, 3-PSK yêu cầu năng lượng 0,75 dB/bit nhỏ hơn 2-PSK hay 4-PSK (QPSK). Nhưng ở C/N thấp, 3-PSK yêu cầu lớn hơn 0,74 dB.

Hoạt động của bộ giải điều chế trên hình 6.12 cũng tương tự như Costas đã đưa ra vào năm 1956. Hoạt động của mạch như sau: Tín hiệu thu được đi vào bộ lọc băng thông dùng để hạn chế tạp âm ngoài băng và tạp âm bất kì từ kênh lân cận. Bộ chia công suất chia tín hiệu đã điều chế có giới hạn băng theo đường truyền I và Q. Như ta đã thấy có hai máy thu cơ bản có cùng tín hiệu vào, nhưng dao động nội lại lệch pha nhau 90^0 (cầu phương). Như tên gọi đã bao hàm, mạch khôi phục sóng mang lấy từ tín hiệu vào một tín hiệu định thời đã được khóa đối với tín hiệu đến. Sau đó, sóng mang đã hồi phục tách ra hai đường truyền. Trong một đường truyền, sóng mang nối trực tiếp vào một trong hai bộ trộn cân bằng để giải điều chế ra tín hiệu I, và trong đường truyền kia, sóng mang được dịch pha 90^0 trước khi đi vào bộ trộn thứ hai để giải điều chế ra tín hiệu Q. Tín hiệu đồng bộ lấy từ tín hiệu đến dùng để cung cấp những thời điểm mẫu đúng để tách các trạng thái logic trong tín hiệu băng gốc. Do đường truyền dẫn và những nguyên nhân khác, sóng mang đã khôi phục này có thể có cả rung pha, ảnh hưởng đến những thời điểm mẫu tối ưu và do đó làm tăng tỉ số lỗi bit.

6.3.3.3. 8-PSK

Phương trình xác suất lỗi của một hệ thống 8-PSK là phương trình (6-46a), với M = 8. Hình 6.5 chỉ rõ xác suất lỗi kì vọng lí thuyết đối với cả biên trên và dưới, đối với C/N đầu vào khác nhau trong máy thu có độ rộng băng r_s. Chú ý là các đồ thị biểu diễn cùng đường cong có thể có E_b/η cũng như năng lượng/mật độ phổ bit trên tạp âm. Nếu như vậy thì với M = 8:

$$E_b/\eta = (C/N)/\log_2 M = [(C/N) - 4{,}77] \text{ dB}$$

Ta sẽ xem xét thêm ở mục 6.3.5.

Hình 6.14 minh họa sơ đồ khối của máy phát và máy thu 8-PSK điển hình. Hình 6.11 minh họa đồ thị hình sao mong muốn đối với $\lambda = 0$. Như ta đã có thể thấy từ hình 6.14, số liệu nhị phân vào được rẽ ra làm ba luồng nhị phân song song, mỗi luồng có tốc độ bit r_s bằng 1/3 tốc độ bit của luồng bit vào. Bộ logic điều chế, hoặc bộ chuyển đổi 2 thành 4 trạng thái, cho 4 trạng thái logic từ tín hiệu nhị phân vào 2 mức A và B hoặc B và C. Đó là +/+, +/–, –/+, –/–. Nếu trạng thái logic ở đầu vào B là 1, thì đầu ra của bộ chuyển đổi mức đỉnh sẽ có tín hiệu ra có mức lớn hơn mức ra của bộ chuyển đổi 2 mức thấp thành 4 mức. Các tín hiệu băng gốc 4 trạng thái sau đó dùng để đưa vào bộ điều chế cân bằng. Sóng mang của các bộ điều chế lấy từ một bộ dao động nội có đầu ra đối ngẫu. Mỗi đầu ra lệch pha nhau $\pm 45^0$, cho phép hình sao ra như trên đồ thị. Các tín hiệu ra của bộ điều chế nén sóng mang cùng pha I và cầu phương pha Q được tổ hợp lại để cho ra một IF là sóng mang đã điều chế với tín hiệu 8-PSK. Phổ của 8-PSK sau đó được lọc để cho ở đầu ra của bộ lọc băng thông một phổ cosin-tăng với hệ số uốn khoảng 0,6. Bộ giải điều chế thường gồm các mạch sau:

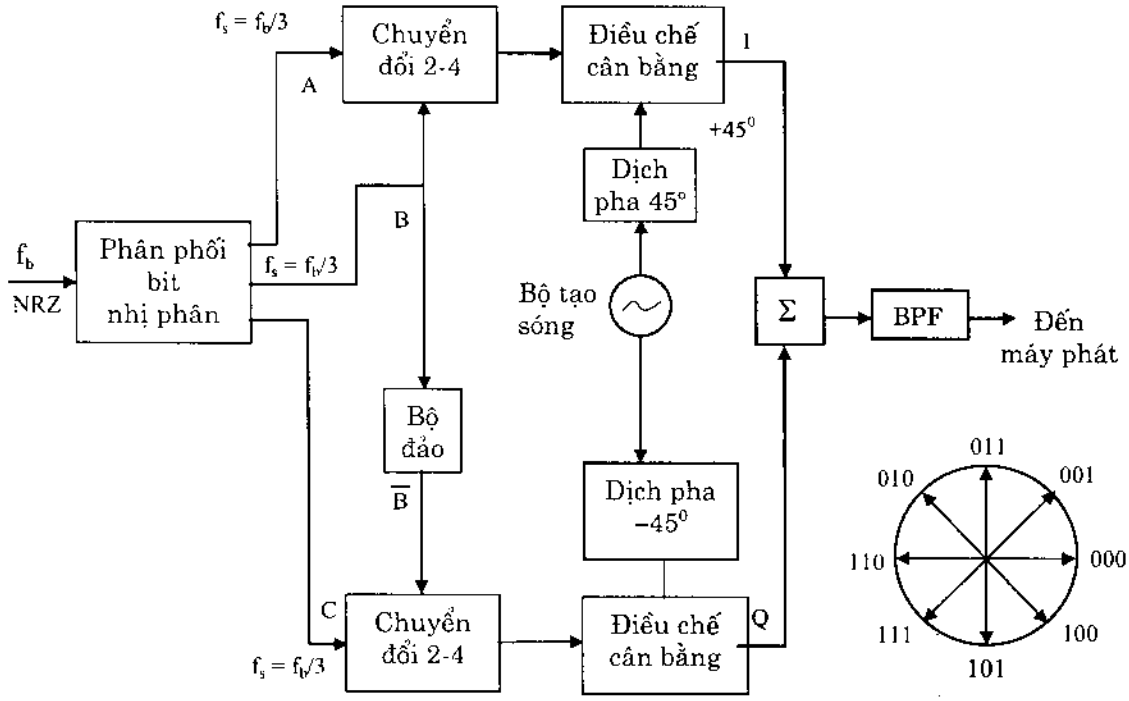
- Một bộ cân bằng thích ứng IF động để bù lại sự tổn thất (tiêu tán) biên độ do hiệu ứng fading chọn lọc.

- Khôi phục sóng mang IF qua việc xử lí băng gốc số.

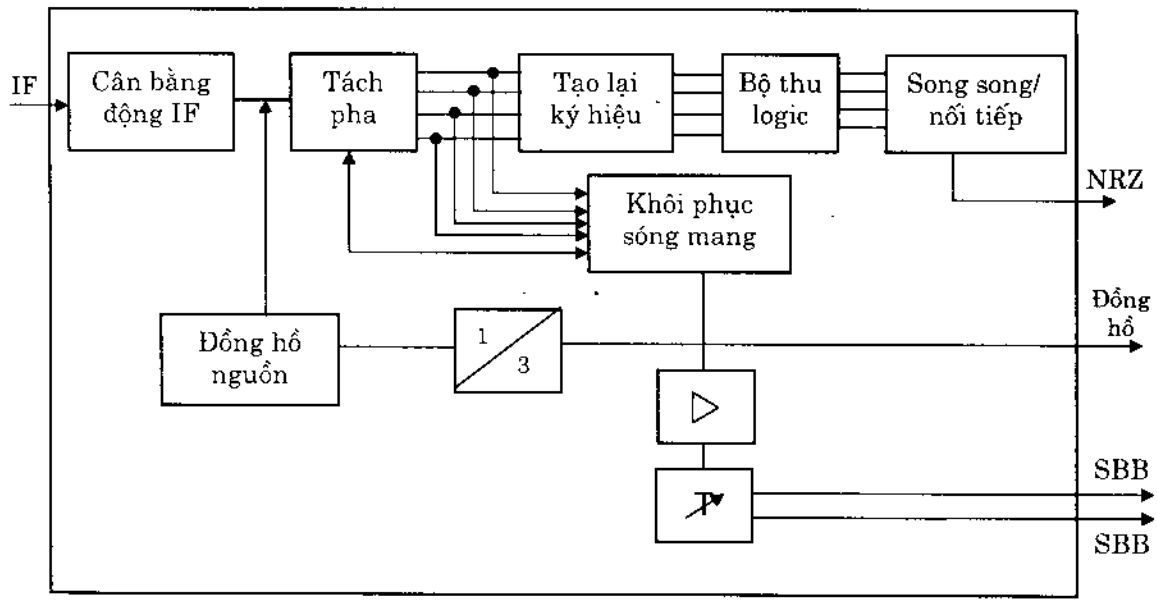
- Khôi phục đồng hồ nhịp qua tách sóng hình bao IF và lọc băng hẹp.

- Giải mã vi sai (nếu có mã vi sai) và chuyển đổi song song-nối tiếp để cho ra băng gốc có tốc độ r_b.

Các hệ thống 8-PSK hiện đã được sử dụng trong viba số có tốc độ đến 100 Mbit/s (70 Mbit - GTE, và 90 Mbit/s - Rockwell Collins).



(a



(b)

Hình 6.14- a) Bộ điều chế 8-PSK;

b) Bộ giải điều chế 8-PSK.

6.3.4. Các bộ giám sát chất lượng

Việc đánh giá tỉ số lỗi của máy thu có thể được thực hiện bằng các thiết bị như các khối giám sát chất lượng (PMU). Những bộ này sẽ xác định tỉ số lỗi mà không cần dùng đến những truyền dẫn đặc biệt, không cần biết số liệu đang được truyền đi và không cần dừng luồng lưu lượng. Như là một phần tử của hệ thống thông tin thích ứng, PMU có thể được dùng để xác định khi cần có thay đổi thích ứng, bằng cách so sánh các tỉ số lỗi do kết quả từ các lần chọn thích ứng khác nhau, chọn sự thay đổi tốt nhất có thể tiến hành bất cứ lúc nào. Tỉ lệ lỗi đánh giá chính xác trong phạm vi ba lần xuất hiện là đủ thỏa mãn trong hầu hết ứng dụng. Kĩ thuật đơn giản nhất là đếm trực tiếp các lỗi. Điều đó yêu cầu trong truyền dẫn có chứa số dư hoặc dưới dạng tín hiệu đo được máy thu nhận dạng, hoặc bằng những bit số kiểm tra chẵn lẻ trong mã phát hiện lỗi. Nhược điểm của phương pháp này là cần một khoảng thời gian dài để đếm đủ các lỗi mới đánh giá tin cậy các tỉ số lỗi thực, nếu như tỉ số lỗi rất thấp. Một kỹ thuật chung khác được sử dụng có thể mở rộng đối với phần lớn các loại điều chế số thường gặp (PSK, QPSK, FSK). Kỹ thuật này bao hàm việc ngoại suy tỷ số lỗi với khối giám sát chất lượng thông qua việc sử dụng hai hoặc nhiều hơn các ngưỡng quyết định để cải biến với một máy thu số, để tạo ra một tỉ lệ lỗi ngẫu nhiên lớn hơn máy thu thực, và đo tỉ lệ lỗi ngẫu nhiên này. Sau đó khối giám sát sẽ ngoại suy từ tỷ lệ lỗi ngẫu nhiên để được một lượng mà từ đó có thể suy ra tỷ số sẽ đạt được với một tiêu chuẩn quyết định chưa cải biến. Kỹ thuật này được sử dụng trong PMU cho cả PSK kết hợp và PSK vi sai kết hợp với số lượng M trạng thái pha tùy chọn. Khối này làm việc theo cách xem xét sự lệch pha giữa xung tín hiệu thu và chuẩn pha, rồi so sánh với ngưỡng quyết định cải biến. Từ so sánh, một lỗi ngẫu nhiên được ghi lại nếu độ lệch pha có những giá trị nhất định.

Trước khi trình bày bộ giải điều chế DPSK M trạng thái, ta xem xét mối quan hệ giữa tạp âm song biên C/N đã có trong phương trình xác suất lỗi, và năng lượng bình quân của E_b bit, trong mối tương quan với mật độ phổ công suất tạp âm η, đó là E_b/η.

6.3.5. Quan hệ giữa tạp âm song biên C/N và E_b/η

Năng lượng trung bình của E_b bit được xác định:

$$E_b = S_{av}\, T = A^2T/2 \text{ (trừ trường hợp ASK} \rightarrow E_b = A_c^2T/4)$$

$$= S_{av}/r_b \qquad (6\text{-}47)$$

trong đó T là thời gian của bit = 1/tốc độ bit = $1/r_b$

S_{av} là công suất sóng mang trung bình.

Mật độ phổ công suất tạp âm song biên η/2, được đưa ra dưới dạng công suất tạp âm song biên N hoặc phương sai của phân bố Gauss σ^2 ở công thức (5-6) (Chương 5) là:

$$N = \sigma^2 = \eta B = (\eta/2) \cdot 2B = \eta/2.W \qquad (5\text{-}6)$$

trong đó N là độ rộng băng tạp âm của kí hiệu song biên đang được xem xét.

Mật độ phổ công suất tạp âm η/2 là đối với độ rộng băng tạp âm song biên 2B. Phương trình (5.6) chứng tỏ rằng nếu sử dụng mật độ rộng băng tạp âm đơn biên, mật độ phổ tạp âm sẽ là η hoặc gấp hai lần trong trường hợp song biên. Vì công suất sóng mang chưa điều chế C chỉ được xét trong các phương trình P_e, nhằm mục đích so sánh các sơ đồ điều chế với nhau. S_{av} lại được xác định theo C:

$$C = S_{av} = A^2/2 = E_b r_b = E_s r_s \qquad (6\text{-}48)$$

Vì $E_s = E_b \log_2 M$ và $r_b = r_s \log_2 M$, và $W_b = W \log_2 M$, trong đó A là biên độ điện áp sóng mang hình sin. Tỉ số E_b/η đối với hệ thống M trạng thái có thể liên quan đến C/N khi dùng các phương trình (5-6), (6-38), (6-48), và được biểu diễn theo:

$$E_b/\eta = (C/N) \cdot (W/r_b) = (C/N) \cdot [W/(r_s \log_2 M)]$$

$$= 1/\log_2 M \cdot (E_s/\eta) \qquad (6\text{-}49a)$$

Trong đó s biểu thị cho kí hiệu, r_s là kí hiệu hoặc tốc độ baud và W là độ rộng băng của ký hiệu.

Để cho sóng mang thu không bị méo, độ rộng băng IF được tăng lên bởi hệ số uốn α (đối với bộ lọc cosin-tăng) trùm lên độ rộng băng truyền Nyquist $r_s/2$. Sự tăng này được thể hiện do tạp âm song biên thu nhận được vì độ rộng băng của nó phải cùng độ rộng của bộ lọc IF thu. Bộ lọc IF có độ rộng gấp đôi độ rộng băng truyền máy phát. Các phương trình đối với P_e trong chương này là đối với P_e của C/N phát. Các đường cong trong hình 6.5 phản ánh P_e mong muốn đối với tín hiệu thu, vì một cách lý tưởng độ rộng băng gấp đôi của máy thu sẽ đưa một méo nhỏ (ISI) vào độ rộng băng đơn biên của tín hiệu nguồn phát nguyên thuỷ IF, độ rộng băng tạp âm hoặc độ rộng băng ký hiệu W của máy thu được biểu thị theo r_b và α như sau:

$$W_s = r_s(1+\alpha) = [r_b (1+\alpha)]/\log_2 M \qquad (6\text{-}50)$$

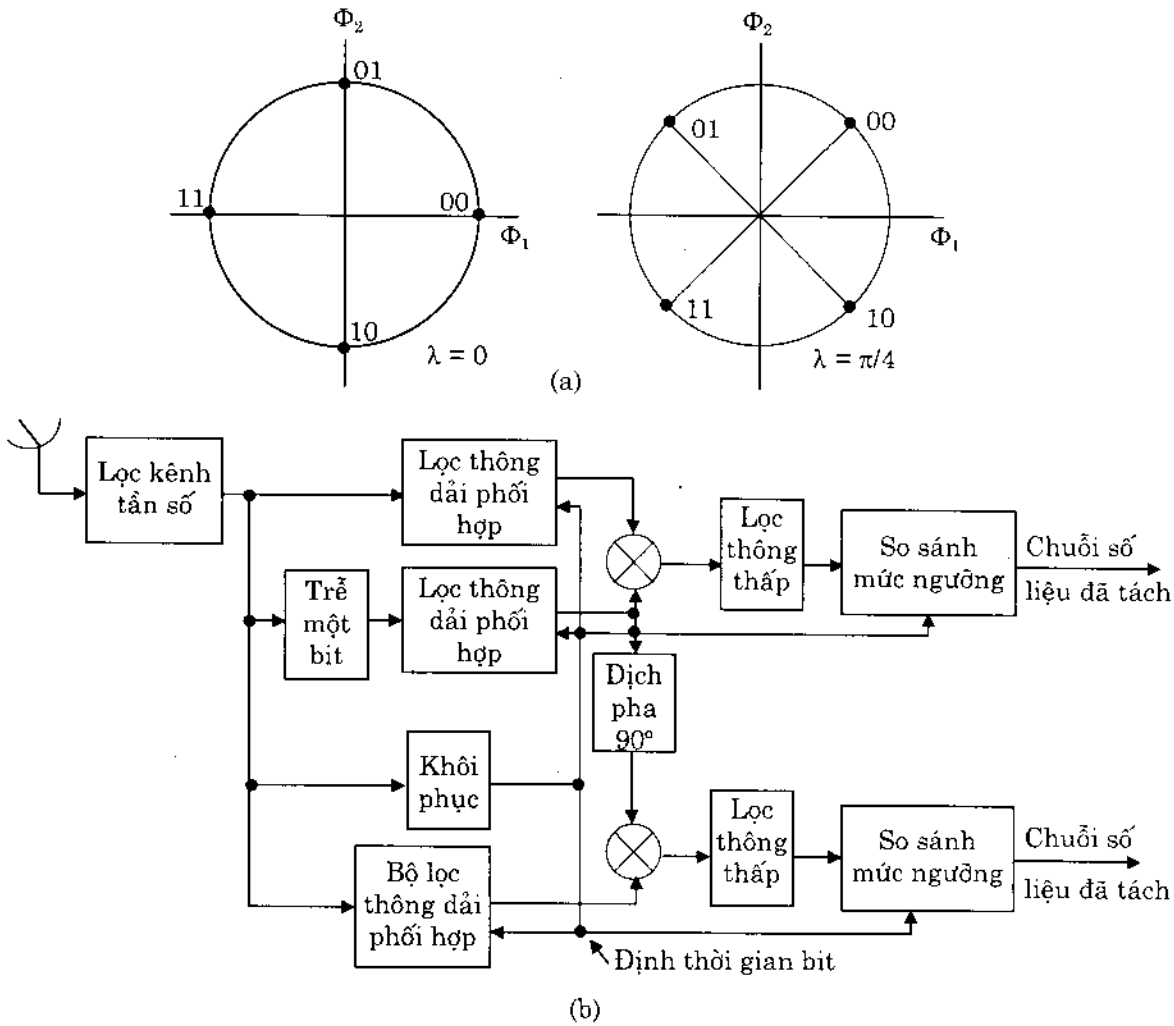
Thay (6.50) vào (6-49a) C/N đối với bộ lọc cosin - tăng được biểu thị:

$$C/N = (E_b/\eta)[\log_2 M /(1+\alpha)] \qquad (6\text{-}49b)$$

α là hệ số uốn của cosin - tăng

6.3.6. DPSK M trạng thái

Xét sơ đồ PSK vi sai M - trạng thái với M = 4. Từ phương trình (6-41) các tín hiệu PSK có thể xem như hai tín hiệu PSK 2 trạng thái dùng sóng mang cầu phương. Sự mã hóa vi sai bốn pha có thể quan niệm là mã hóa vi sai của 2 sóng mang PSK 2 trạng thái và máy thu 4-DPSK gồm có hai bộ tách sóng hai pha được minh họa trên hình 6.15.



Hình 6.15- Đồ thị hình sao (a) và máy thu 4-DPSK (b)

Với M = 8, có thể áp dụng nguyên tắc như thế trong cấu trúc, và sẽ mở rộng ngay trong trường hợp bốn pha. Đối với máy thu như vậy, sử dụng việc đảo có trễ tín hiệu thủ cũng như góc pha của chúng, (đã nói trong mục 6.3.2 đối với trường hợp nhị phân). Nét khác biệt của hệ thống DPSK là không có miền

tách sóng định trước trong khoảng cách tín hiệu tương ứng với một tín hiệu riêng biệt được phát đi. Hơn nữa, sự quyết định dựa vào góc pha giữa các tín hiệu thu kế tiếp. Với 4-DPSK, độ lệch pha tương đối giữa các khoảng kế tiếp nhau là λ, $\lambda+\pi/2$, $\lambda+\pi$ và $\lambda+3\pi/2$. Hai đồ thị hình sao tín hiệu thường dùng tương ứng với $\lambda = 0$ và $\lambda = \pi/4$ được minh họa trên hình 6.15. Với $\lambda = 0$, hệ giải điều chế sẽ có dịch pha 45^0 định vị trong mỗi đường giữa trễ và bộ nhân cân bằng.

So sánh với PSK kết hợp, DPSK 2 trạng thái kém hơn một ít so với PSK 2 trạng thái khi C/N lớn. Vì DPSK không cần đến một phương pháp phức tạp để đánh giá sóng mang, nên thường được sử dụng trong hệ thống thông tin số. Nhưng DPSK bốn pha về chất lượng kém hơn QPSK khoảng 2, 3 dB với C/N lớn, và do đó khó chọn một trong hai hệ thống. Tăng C/N lên 2,3 dB yêu cầu đối với 4-DPSK phải được xét trong mối liên quan với việc giảm độ phức tạp của mạch. Biểu thức của xác suất lỗi đối với DPSK M trạng thái đã cho trong sách tham khảo [10], và với M = 4 đã được minh họa trong hình 6.5 khi $W = r_s$.

$$P_{e(\text{DPSK M trạng thái})} = \text{erfc}\,[(C/N).(W/r_s).\sin^2[(\pi/M).(1/\sqrt{2})]]^{1/2} \text{ với } M \geq 4 \quad (6\text{-}51)$$

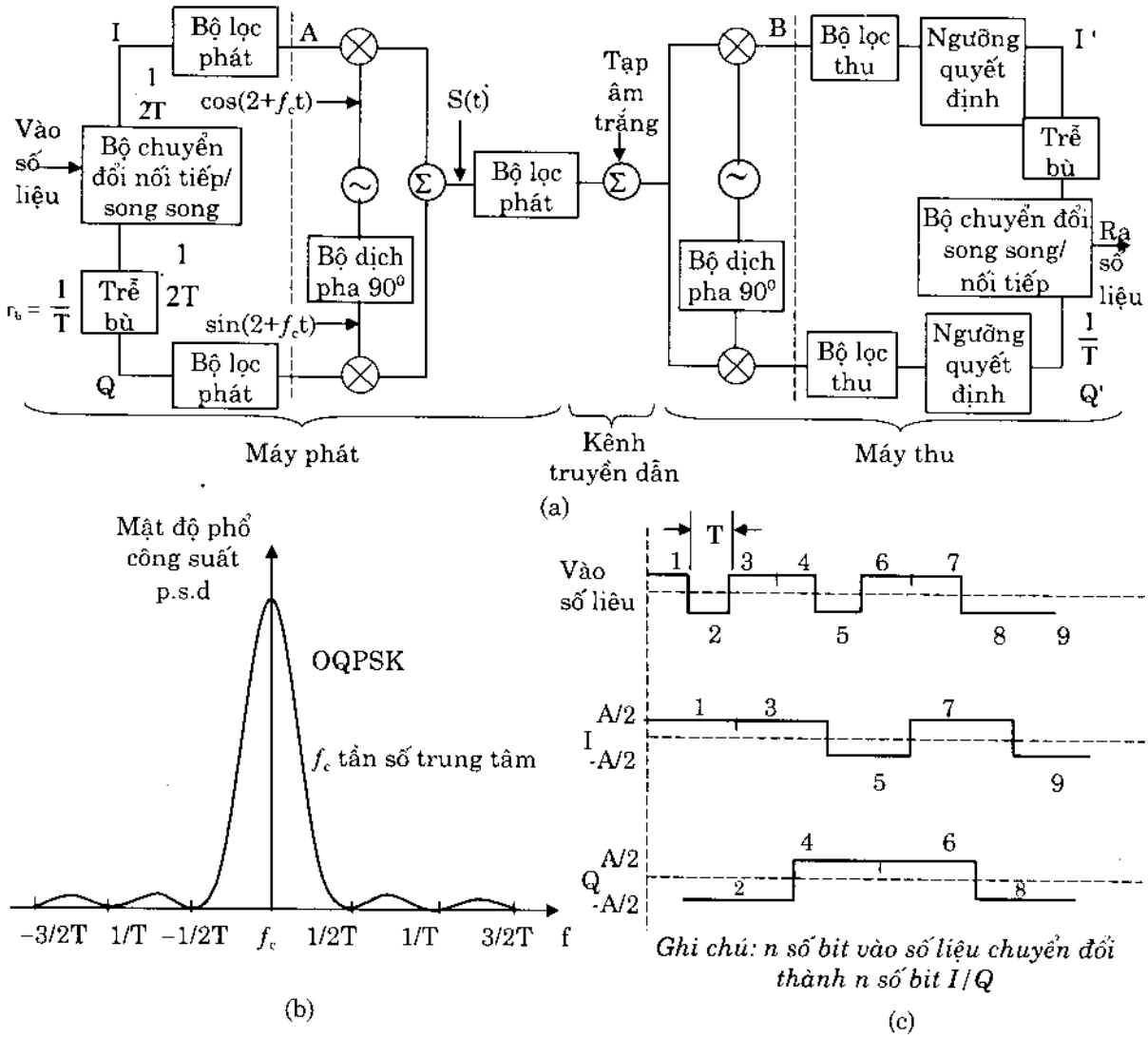
Tính chất lỗi của hệ DPSK M trạng thái có tạp âm và nhiễu đã được Rosenbaum trong tài liệu tham khảo [19, 20] đánh giá. Phân tích nhị phân đã dẫn đến giới hạn trên và dưới đối với xác suất lỗi ký hiệu.

6.3.7. Điều chế pha cầu phương lệch (OK-QPSK hay OQPSK) (Điều chế hai trạng thái pha kép)

Tên được chọn để gọi loại điều chế này, có thể tìm thấy trong các tài liệu, là QPSK xen kẽ hay SQPSK hoặc điều chế hai trạng thái pha kép. Như đã nói đến trước đây trong mục 6.3.3.2 và minh họa trên hình 6.12(a), thông tin số của tín hiệu QPSK được đưa vào trong các sóng mang cầu phương đồng thời qua các bộ điều chế cân bằng. Trong điều chế pha cầu phương lệch, tin tức số được đưa vào các sóng mang ở những thời điểm khác nhau. Điều đó được thực hiện nhờ có bộ trễ thời gian một bit của tín hiệu vào nhị phân trong đường truyền băng gốc của điều chế cầu phương máy phát và trong đường truyền băng gốc của bộ điều chế đồng pha (I) máy thu. Mật độ công suất phổ chưa lọc được biểu thị:

$$P(f)_{OQPSK} = 2CT\left[\frac{\sin(2\pi fT)}{2\pi fT}\right]^2 \quad (6\text{-}52)$$

trong đó C là công suất sóng mang ($A^2/2$) và T là thời gian bit của thông tin vào.



Hình 6.16- a) Bộ điều chế và giải điều chế OQPSK; b) Phổ; c) Các dạng sóng số liệu điển hình

Hình 6.16 minh họa phổ của OQPSK hay OK-QPSK, cùng với sơ đồ khối của bộ điều chế phát và giải điều chế thu. OK-QPSK so với QPSK có ưu việt là đặc tính phổ hẹp dễ dàng lấy đồng bộ từ tín hiệu thu. Phổ ra các bộ điều chế cân bằng có độ rộng gấp đôi phổ băng gốc vì phổ sóng biên được tạo nên trong quá trình nhân. Cần thiết phải lọc để đạt được C/N thấp nhất với một P_e đã cho cũng như để duy trì điều kiện của tạp âm giữa các ký hiệu zero là dùng bộ lọc cosin-tăng với hệ số uốn bằng một. Hệ số sử dụng phổ là 2 bit/s/Hz hoặc $\log_2 M$. Xác suất lỗi đối với tách sóng tin tức trong hệ thống OQPSK kết hợp dùng bộ lọc cosin-tăng với độ rộng băng $2r_b$ hoặc hệ số uốn bằng 1, tốt hơn loại QPSK

quen thuộc là 1 dB. Như vậy, để có một tỷ lệ lỗi đã cho, C/N cần phải nhỏ hơn 1 dB. Nếu sử dụng bộ lọc kiểu *tường gạch* ngăn và hệ số uốn bằng không, thì P_e trong OK-QPSK cũng giống như QPSK.

6.3.7.1. Xác suất lỗi

Trong tín hiệu OK-QPSK, những chuyển tiếp bit đối với một kênh nhị phân là ở giữa các khoảng bit đối với kênh khác. Do tính độc lập, bình đẳng nên hầu như việc chọn lựa cực dương hay âm đối với mỗi bit đều có xác suất chuyển tiếp bằng một nửa. Khi có chuyển tiếp xảy ra, sự ghép-chéo (xuyên âm chéo) biến đổi ở giữa bit của kênh nhị phân khác và nhiễu giữa các kênh trong thời gian nửa đầu của khoảng bit sẽ bị xóa do ảnh hưởng của cực đối nghịch trong thời gian nửa sau của khoảng bit (tạp âm). Do đó, khi có chuyển tiếp một bit, chất lượng tách sóng cũng giống như đối với tín hiệu BPSK. Nếu không xảy ra chuyển tiếp nhiễu xuyên kênh sẽ giữ không đổi trong suốt toàn bộ khoảng bit đã được tách sóng. Xuyên âm chéo này có xác suất thiết lập và hủy bỏ bằng nhau, tương ứng như các cực dương âm xuất hiện bằng nhau đối với hệ số xuyên âm $\sin\Phi$. Như vậy, khi không có chuyển tiếp bit, chất lượng tách sóng cũng giống như tín hiệu QPSK. Do đó, chất lượng tách sóng của OQPSK đạt được vào khoảng giữa chất lượng của BPSK và QPSK. Ta có:

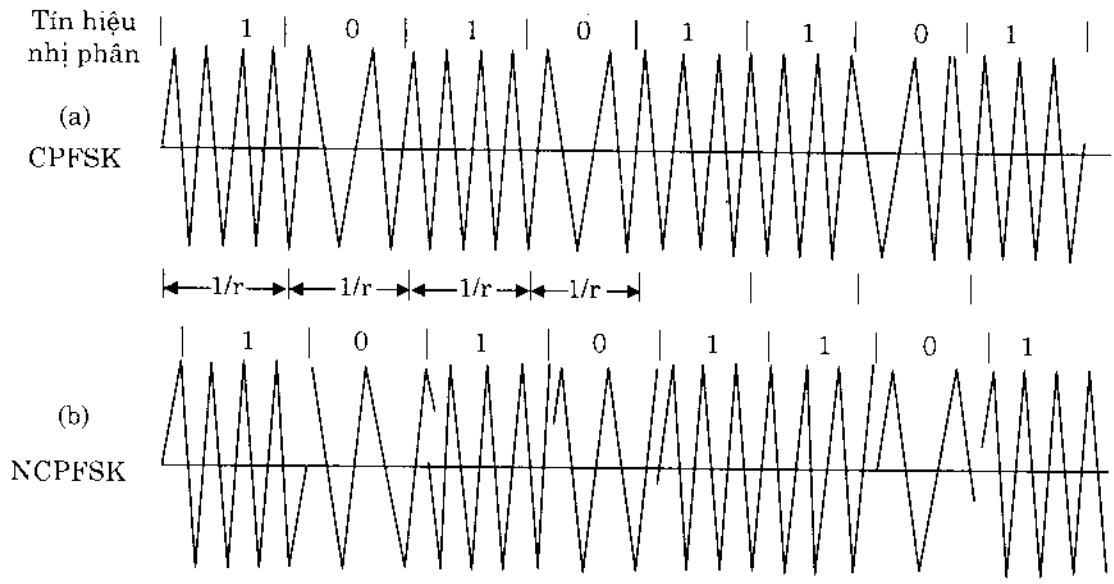
$$P_{e(OK\text{-}QPSK)} = (1/4)\ \text{erfc}\ [(C/N).(W/r_s)]^{1/2} + 1/2\ \text{erfc}\ [(1/2).(C/N).\ (W/r_s)]^{1/2} - (1/8)\ \text{erfc}^2[(1/2).\ (C/N).\ (W/r_s)]^{1/2} \qquad (6\text{-}53)$$

Hình 6.5 minh họa quan hệ giữa $P_{e(SQPSK)}$ và C/N với $W = r_s$. Đường cong này cũng giống như trường hợp CASK.

6.4. ĐIỀU CHẾ TẦN SỐ (KHÓA DỊCH TẦN SỐ - FSK)

FSK có thể xem như tín hiệu trực giao. Các sơ đồ tín hiệu chủ yếu đều được sử dụng cho truyền số liệu số tốc độ thấp. Lý do để dùng rộng rãi các modem số liệu là tương đối dễ dàng tạo tín hiệu và dùng giải điều chế không kết hợp. Nhưng các sơ đồ FSK không có hiệu quả như sơ đồ PSK về mặt công suất và độ rộng băng sử dụng. Như tên gọi, tin tức số được truyền đi một cách đơn giản bằng cách dịch tần số sóng mang một lượng nhất định tương ứng với mức nhị phân 1 và 0. Hình 6.17 vẽ quá trình điều tần một sóng mang với tín hiệu nhị phân 10101101. Trong FSK 2 trạng thái, hai dạng tín hiệu có thể được biểu thị bởi:

$$s_1(t) = A\cos(\omega_0 + \omega_d)t$$
$$s_0(t) = A\cos(\omega_0 - \omega_d)t \qquad (6\text{-}54)$$



Hình 6.17- a) FSK pha liên tục (CPFSK);
b) FSK pha không liên tục (NCFSK)

Giống như dạng sóng PSK, biên độ sóng mang A giữ không đổi, còn tần số dịch đi giữa các giá trị $\omega_0 + \omega_d$ và $\omega_0 - \omega_d$. Trong khi xét đặc tính phổ của FSK, phân biệt hai trường hợp xuất phát từ trạng thái của góc pha λ trong biểu thức của tín hiệu $S_i(t)$ vào máy thu:

$$s_i(t) = A.\cos[\omega_0 t + \varpi_d \sum_{-\infty}^{\infty} a_k \int_0^t g(t - kT)dt + \lambda] \qquad (6\text{-}55)$$

Trong đó a_k là trọng số đối với khoảng thứ k và là các biến số ngẫu nhiên gián đoạn. Nếu giả sử như λ là ngẫu nhiên và phân bố đồng đều trong 2π, thì không có quan hệ với điều chế và có thể ở những chuyển tiếp tín hiệu lấy bất kì một giá trị ngẫu nhiên nào.

Điều đó dẫn đến khả năng pha không liên tục như trên hình 6.17b, và điều chế được hiểu là FSK pha không liên tục. FSK pha liên tục có thể đạt được bằng cách bắt λ phải có một tương quan nhất định với tín hiệu điều chế. Truyền dẫn số liệu nhị phân có độ ổn định cao và nhiễu giữa các ký hiệu không đáng kể là một điều khó đạt được trong hệ thống FM hai trạng thái pha liên tục. Lí do là FSK 2 trạng thái yêu cầu vốn có hai tần số phải biểu thị hai trạng thái nhị phân, và để xây dựng một hệ thống pha-liên tục sử dụng hai bộ dao

động riêng biệt, yêu cầu về mạch rất phức tạp. Phương án chọn là FM khóa chỉ dùng một bộ dao động điều khiển bằng điện áp. Trong khi một hệ thống với pha liên tục ở những điểm chuyển tiếp bit, độ chính xác tần số tương đối thấp và tốc độ bit sẽ không bị khóa ở một trong hai tần số đại diện cho các trạng thái logic 1 và 0. Một hệ thống FM hai trạng thái lý tưởng đã được công nhận, trong đó sự chênh lệch giữa các tần số 1 và 0, tức là độ di tần đỉnh-đỉnh là $2f_d$ bằng tốc độ bit r_b, tức là $2f_d = r_b$. Hơn nữa các tần số 1 và 0 đã được khóa theo tốc độ bit. Một hệ thống đã được công nhận, trong đó, chỉ một nguồn tần số điều khiển hệ thống và cung cấp cho ra các tín hiệu 1 và 0 theo tốc độ bit. Biểu diễn phổ FSK dưới dạng chuỗi bằng đồ thị tốt hơn là toán học. Tài liệu tham khảo [11], [12] cho ta những chuỗi toán học và minh họa đồ thị các phổ mật độ công suất của FSK M trạng thái pha-liên tục, với M = 2, 4, 8.

6.4.1. FSK kết hợp (CFSK)

Tách sóng tương quan FSK đạt được bằng cách dùng bộ giải điều chế tối ưu có hàm tương quan-chéo, minh họa trong hình 6.3. Loại tách sóng này ít dùng trong thực tế, do khó khăn về liên kết với các tần số rẽ ở máy thu giống như ở máy phát. Khoảng cách biệt tần số tối thiểu hay độ di tần đỉnh-đỉnh cực tiểu: $2f_d$, khi trực giao (tương quan-chéo = 0) với tách sóng kết hợp là $2f_d = r_b/2$.

6.4.1.1. Xác suất lỗi của CFSK hai trạng thái

Biểu thức xác suất lỗi P_e:

$$P_{eFSK} = (1/2)\ \text{erfc}[(1/2).(W/r_b).(C/N)]^{1/2} \qquad (6\text{-}56)$$

Hình 6.18 là đồ thị của phương trình với độ rộng tạp âm song biên.

So sánh xác suất lỗi của FSK theo phương trình (6-56) với PSK trong phương trình (6-33) ta thấy xác suất lỗi bằng nhau nếu như công suất sóng mang của FSK tăng thêm 3 dB. Với FSK kết hợp, 99% độ rộng băng yêu cầu tuân theo quy luật "*Carlson*", tức là bằng hai lần độ di tần đỉnh-đỉnh cộng với hai lần tần số điều chế cao nhất. Nếu tần số điều chế cao nhất tính từ 0 (từ DC), có thể xem bằng một nửa độ rộng băng trung tần W. Độ di tần đỉnh-đỉnh chia hết cho tần số điều chế cao nhất được định nghĩa là chỉ số điều chế m, và có thể xem là độ di tần đỉnh-đỉnh chia hết cho độ rộng băng W; 99% độ rộng băng truyền dẫn là 2(1 + m)W.

Bảng 6.2 dưới đây nêu lên các chỉ số điều chế m ứng với các trị số 99% độ rộng băng truyền dẫn có tốc độ bit tiêu chuẩn hóa r_b, với các bộ lọc có đặc tuyến dốc.

Bảng 6.2- Độ rộng băng FSK 99% ứng với các chỉ số điều chế khác nhau

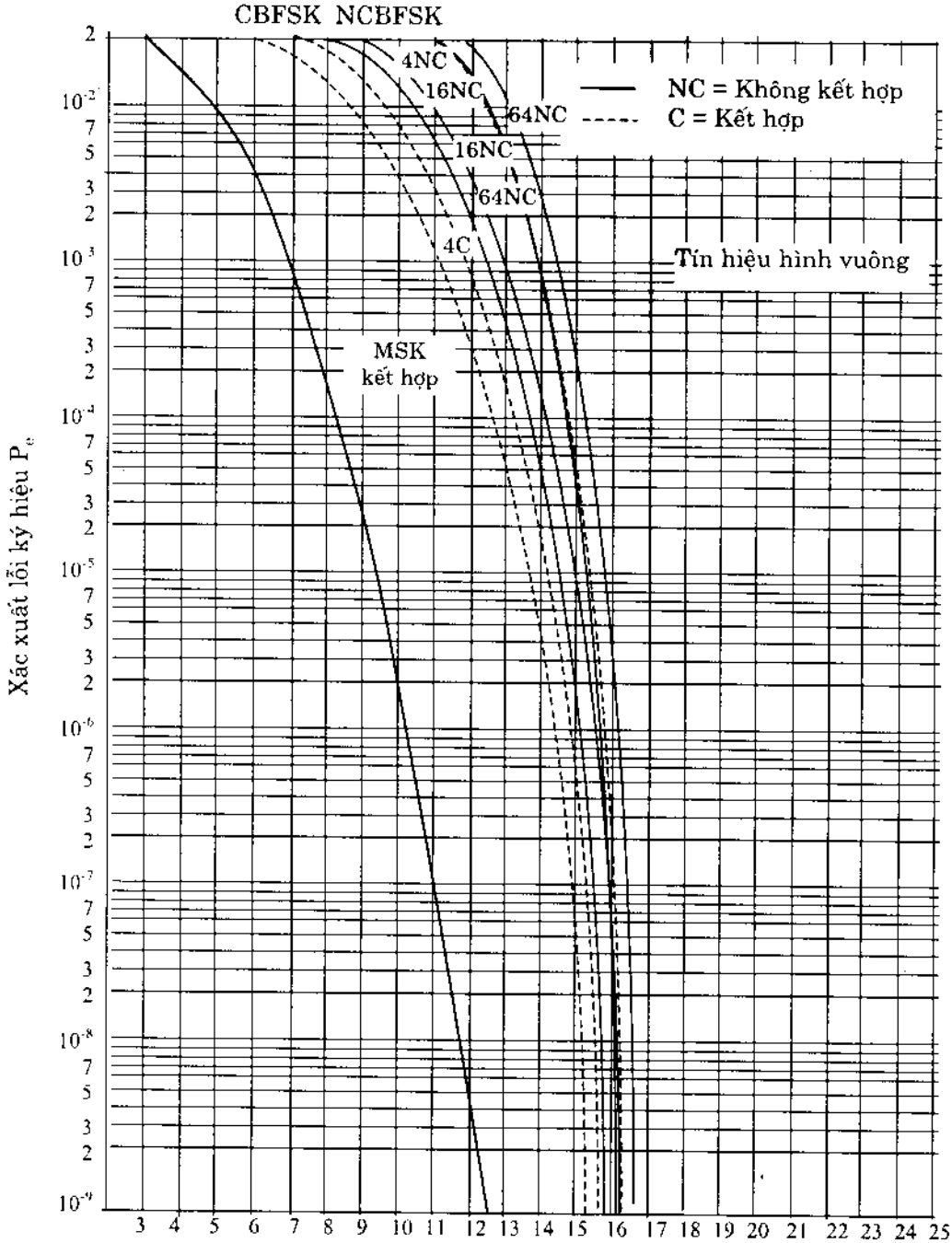
Chỉ số điều chế m	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9
Độ rộng băng/r_b	0,78	1,00	1,10	1,17	1,25	1,80	1,94	2,05

Từ bảng 6.2, ta có thể chọn được độ di tần càng nhỏ càng tốt. Nhưng xác suất lỗi P_e cũng là một hàm của độ di tần. Giảm độ di tần, P_e sẽ tăng lên. Giá trị tối ưu của độ di tần đã được xác định xấp xỉ 0,7, và giảm độ di tần xuống 0,5 sẽ dẫn đến C/N giảm đi 1,6 dB khi $P_e = 10^{-6}$ và $W = r_b$. Độ rộng băng $W = r_b$ cũng là tối ưu trong trường hợp này.

Hình 6.19 vẽ sơ đồ khối hệ thống của máy thu FSK kết hợp, như mô tả dưới đây, trong đó đầu ra của mỗi bộ lọc dải thông sẽ chứa âm (tone) kết hợp với các tần số mang thông tin. Các âm này sẽ xuất hiện chính xác ở những tần số 1 và 0. Hơn nữa, chúng chiếm một nửa công suất tổng và độ chênh lệch của chúng cung cấp tần số nhịp với pha phù hợp.

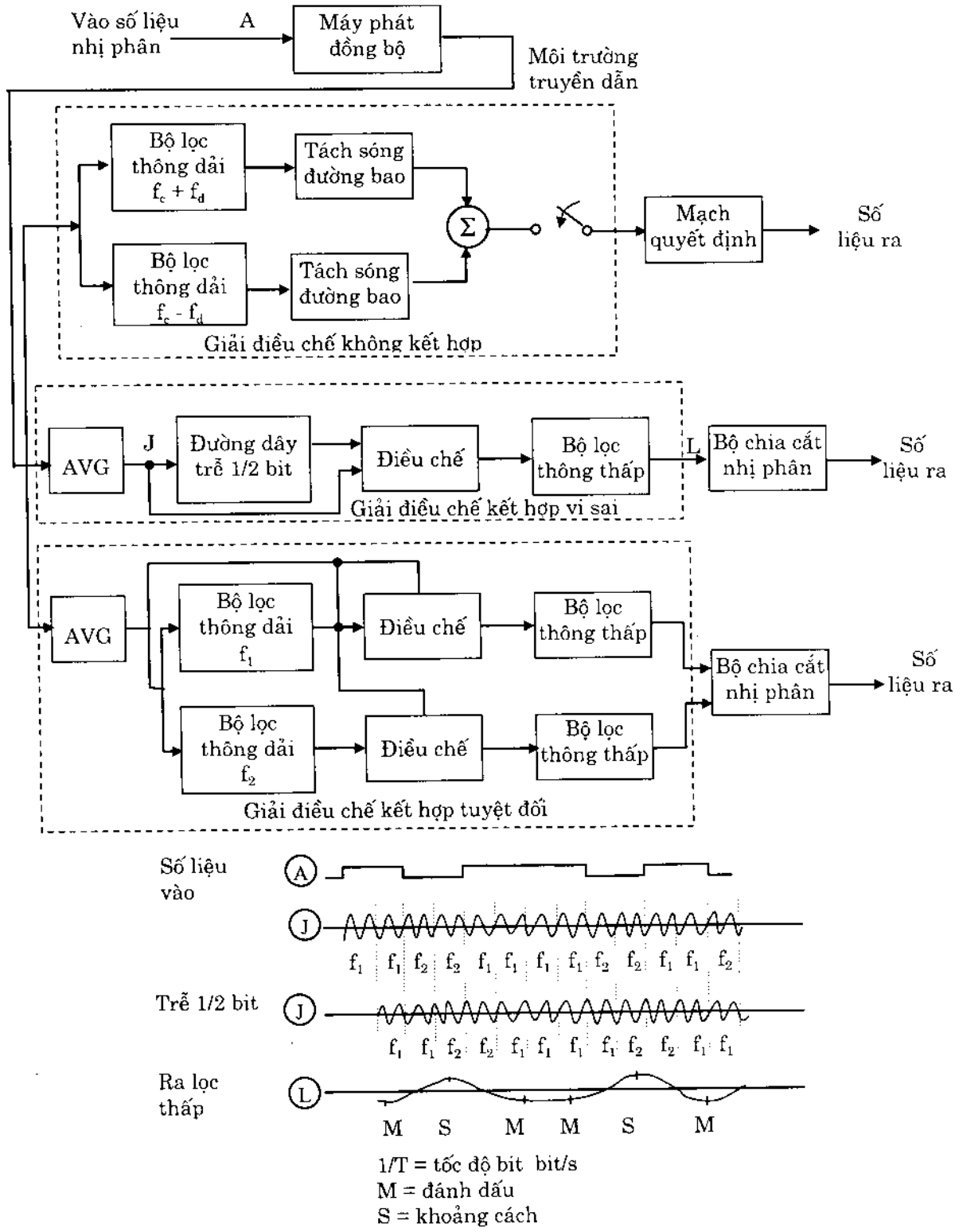
6.4.2. FSK không kết hợp (NCFSK)

Phổ tần của FSK khi độ di tần đỉnh-đỉnh $2f_d = kr_b$, trong đó k là số nguyên, xuất hiện giống như hai lần phổ ASK, có các tần số mang là $f_0 - f_d$ và $f_0 + f_d$, mỗi phổ tương tự như vẽ trên hình 6.2. Điều đó nói lên rằng tín hiệu mang tin dưới những điều kiện như vậy sẽ có thể tách ra nhờ hai bộ lọc thông dải với tần số trung tâm là $f_0 - f_d$ và $f_0 + f_d$. Mạch tách sóng điển hình minh họa trong hình 6.19. Khi giữa tần số mang và tốc độ bit có quan hệ đơn trị, như $f_0 = nr_b$, thì có nghĩa là sóng mang có quan hệ kết hợp (duy nhất) với tốc độ bit của tín hiệu mang tin. Có ba loại tách sóng. Loại thứ nhất đã được mô tả chính là tách sóng kết hợp, loại thứ hai là tách sóng không kết hợp, và loại thứ ba là tách sóng kết hợp vi sai như trong hình 6.19.



$(\log_2 M)\ E_b/\eta = Q/N$ (trong đó độ rộng băng tạp âm 2 biên)
đối với độ rộng băng máy thu W = tốc độ ký hiệu r_s

Hình 6.18- Đồ thị xác suất lỗi của FSK



Hình 6.19- Các hệ thống tách sóng kết hợp vi sai, không kết hợp và kết hợp

6.4.2.1. Xác suất lỗi P_e của FSK không kết hợp hai trạng thái

Biểu thức của xác suất lỗi P_e là:

$$P_e = (1/2)\exp[-(1/2).(W/r_b).(C/N)] \quad (6\text{-}57)$$

Biểu thức này rút ra từ tài liệu tham khảo [3÷7]. Và phương trình (6-57) đã được minh họa trên hình 6.18 với độ rộng băng tạp âm song biên.

Điều cần chú ý là sau bộ tách sóng đường bao có các bộ lọc dải thông và một thiết bị quyết định, khoảng cách tần số $2f_d$ phải bằng ít nhất là 1/T ($m \geq 1$); để tránh dải thông của hai bộ lọc chồng lấn lên nhau. Có thể dùng bộ tách sóng tần số để chuyển đổi những biến thiên tần số thành những biến thiên biên độ, sao cho tách sóng đường bao điều biên có thể thực hiện được. Phương pháp này hạn chế những nhược điểm đã nói ở trên với chỉ số điều chế $m \geq 1$.

6.4.3. Giải điều chế FSK kết hợp vi sai

Quá trình *tách sóng không kết hợp* mô tả trong mục 6.4.2 phải chịu những biến đổi về tần số và dịch pha do môi trường truyền dẫn gây ra. Để khắc phục vấn đề này, nhất là khi C/N thấp, có thể sử dụng quá trình kết hợp vi sai với đường dây trễ. Quan trọng là thời gian trễ của đường dây trễ phải bằng một nửa thời gian bit.

Với C/N rất thấp, hệ thống sẽ không ổn định, vì tạp âm làm lệch chuẩn tần số mang tương đối. Khi C/N thấp, tận dụng những thành phần tin gián đoạn là một phần nguyên vẹn của dạng sóng thu và nó có thể cung cấp chuẩn kết hợp tuyệt đối. Những thành phần này mang một nửa tổng công suất và dễ dàng lọc ra. Trong hệ thống thực tế, các bộ lọc thông dải với độ rộng băng 3 dB, tốc độ bit r_b dao động khoảng 5% sẽ thỏa mãn. Tần số nhịp kết hợp thu được từ sự chênh lệch của hai tần số phát, tránh được bất đắc dĩ phải lấy nhịp từ các chuyển tiếp số liệu. Quá trình tách sóng kết hợp vi sai minh họa trên hình 6.19. Và như vậy, khi mà hai tần số đồng nhất, chúng sẽ đồng pha hoặc lệch pha 180^0, và cho ra sau bộ lọc thông bằng tín hiệu cực đại hoặc cực tiểu. Nếu như chúng khác nhau trong suốt cả khoảng nửa bit, sẽ xảy ra chuyển tiếp giữa 1 và 0 hoặc ngược lại.

6.4.4. So sánh PSK và ASK

Từ các đồ thị trên hình 6.18 và 6.5, ta thấy FSK không cho tỉ lệ lỗi tốt hơn ASK, trừ khi với giá trị C/N nhỏ. Độ rộng băng cần thiết với FSK cũng rộng hơn đối với ASK nếu dùng bộ tách sóng hạn chế.

Những ưu điểm FSK so với ASK là:

- Tính chất biên độ không đổi của tín hiệu sóng mang không gây lãng phí công suất và tạo khả năng miễn trừ đối với tạp âm.

- Mức ngưỡng tối ưu của bộ tách sóng độc lập đối với biên độ A của sóng mang, và C/N. Điều đó có nghĩa là ngưỡng không cần phải hiệu chỉnh khi thay đổi đặc tính kênh truyền dẫn.

FSK hai trạng thái được sử dụng cho truyền số liệu tốc độ thấp, nhưng cũng được áp dụng trong các hệ thống thông tin phổ rộng hay nhảy tần số có các mức (tone) 1 và 0 không cần trực giao.

6.4.5. FSK M trạng thái

6.4.5.1. Tách sóng kết hợp

Xác suất lỗi trong các hệ thống ghép kênh FSK với tách sóng kết hợp không được biểu thị bằng rõ ràng đơn giản. Nói chung, biểu thức chấp nhận được đối với xác suất lỗi như sau:

$$P_{e(\text{PSK kết hợp M trạng thái})} = (1/\sqrt{2\pi}) \int_{-\infty}^{+\infty} \{1 - [1 - (1/2)\text{erfc}(x/\sqrt{2})]^{M-1}\}$$

$$\exp\{-(1/2)[x - (W/r_s).(2C/N)^{1/2}]^2\}\, dx \qquad (6\text{-}58)$$

trong đó M là số lượng tần số khóa và C/N là tỉ số tín hiệu trên tạp âm trong độ rộng băng tạp âm song biên. Những trị số P_e đối với các trị số M khác nhau đều cho trong hình 6.18. Vì M dạng sóng tín hiệu bất kì có tần số khác nhau, xác suất đều hầu như bằng nhau, biểu thức (6-58) là xác suất trung bình của lỗi ký hiệu. Như phương trình (6-49) chỉ rõ, chất lượng của các sơ đồ điều chế khác nhau có thể so sánh theo E_b/η hơn là C/N, cho phép ta có một đánh giá giữa các sơ đồ điều chế M trạng thái khác nhau dùng các giá trị của M.

Như đã nói ở trên, đối với M dạng sóng hoặc trạng thái, mỗi ký hiệu mã hóa cần có $\log_2 M$ bit mã nhị phân, do đó từ phương trình (6.49b) đối với bộ lọc cosin-tăng:

$$E_b/\eta = \frac{(1+\alpha)}{\log_2 M}(C/N) \qquad (6\text{-}49b)$$

Để chuyển đổi xác suất lỗi ký hiệu đã cho trong (6-58) thành xác suất tương đương của một lỗi bit nhị phân, ta phải xét đến bằng cách các lỗi xuất hiện trong hệ thống trực giao. Số lượng tổ hợp của $C_n^{\log_2 M}$ là số khả năng n bit nhị phân ngoài $\log_2 M$ bit có thể bị lỗi.

Đối với các tín hiệu trực giao cùng khả năng, tất cả các lỗi tín hiệu cùng đều cùng khả năng:

Xác suất của lỗi ký hiệu xảy ra = $P_e/(M-1)$ (6-59)

Do đó số lỗi bit trên $\log_2 M$ là:

$$\sum_{n=1}^{\log_2 M} n(C_n^{\log_2 M}).P_e/(M-1) = [P_e/(M-1)]n(\log_2 M)!/[(\log_2 M - n)!n!]$$

$$= (P_e/\text{bit})_{FSK} = P_{e\,FSK}\, M/[2(M-1)]$$

$$= \text{BER} \quad \text{(Tỉ số lỗi bit)} \qquad (6\text{-}60)$$

Khoảng cách tần số cần thiết đối với giải điều chế kết hợp bằng 1/2 T_s. Mỗi tín hiệu chiếm một độ rộng băng xấp xỉ $2f_d$, nên độ rộng kênh yêu cầu để truyền dẫn các dạng sóng M được biểu thị:

Độ rộng băng FSK kết hợp = $2Mf_d = M/(2T_s)$ (6-61)

Độ rộng băng hiệu dụng được tính theo tốc độ tin bit/s$[\log_2 M/T_s]$ chia cho độ rộng băng yêu cầu:

Độ rộng băng hiệu dụng của FSK kết hợp = $2(\log_2 M)/M$ (6-62)

6.4.5.2. Tách sóng không kết hợp

Xác suất lỗi trong các hệ thống FSK với tách sóng không kết hợp được biểu thị:

$$P_{e(\text{FSK không kết hợp})} = \int_0^{\infty} I_0[2x^2(W/r_s)(C/N)]^{1/2}.\{1-[1-\exp(-x^2/2)]^{M-1}\}.x.$$

$$\exp[-x^2/2 + (W/r_s).(C/N)]\,dx \qquad (6\text{-}63)$$

Trong đó $I_0(u)$ là hàm Bessel cải tiến loại một bậc 0 như trong phương trình (6-21). Hình 6.18 cho các trị số P_e ứng với các trị số M khác nhau và tỉ số C/N tạp âm song biên. So sánh xác suất lỗi giữa các hệ thống FSK kết hợp và không kết hợp ta thấy rõ ràng là tách sóng kết hợp luôn luôn là hệ thống tách sóng trội hơn với các trị số M nhỏ. Hai hệ thống sẽ không khác nhau khi số lượng tần số khóa M tăng lên. Tính trực giao của các dạng sóng FSK tách sóng không kết hợp yêu cầu khoảng cách tần số là $2f_d = 1/T_s$. Do đó, ta có độ rộng kênh yêu cầu để truyền dẫn là:

Độ rộng băng tần FSK không kết hợp M trạng thái = $M.2f_d = M/(T_s)$ (6-64)

Điều này lại chứng tỏ là khi số lượng của mức M tăng lên, độ rộng băng sẽ tăng lên, thế nhưng từ hình 6.18. C/N tiến đến một giới hạn. Vì tốc độ truyền dẫn là $(\log_2 M)/T_s$, ta có:

Độ rộng băng hiệu dụng của FSK không kết hợp = $(\log_2 M)/M$ (6-65)

bằng một nửa so với trường hợp tách sóng không kết hợp.

Từ hình 6.18 ta thấy rằng, nếu công suất tạp âm giữ nguyên, công suất phát không tăng theo M tăng. Tỉ lệ lỗi bit tự do cực đại r_b với số liệu có thể được truyền đi theo sơ đồ tín hiệu FSK trực giao M trạng thái được cho bởi dung lượng kênh C của một kênh Gauss có độ rộng vô hạn:

$$r_b = W. C/N. \log_2 e \qquad (5\text{-}7)$$

Điều này có nghĩa là nếu như tốc độ bit r_b nhỏ hơn dung lượng kênh, xác suất lỗi có thể xem như nhỏ.

Biểu đồ hình sao của hệ thống FSK M trạng thái có thể được biểu thị bằng M tọa độ vuông góc với độ lớn vectơ $A/\sqrt{2}$. Với M = 3, ta dễ dàng nhận thấy hệ tọa độ 3 chiều vì các trục dương x, y, z đại diện cho Φ_1, Φ_2, Φ_3.

Một kỹ thuật FM khác đáng chú ý và có hiệu quả trong thiết bị đã có trên thị trường là MSK - *khóa di tần cực tiểu*, và cũng gọi là *khóa di tần nhanh* - FFSK.

6.4.6. MSK - Khóa di tần cực tiểu

MSK là một trường hợp đặc biệt của FSK pha liên tục (CP-FSK), với độ di tần $2f_d$ bằng 0,5 và sử dụng tách sóng kết hợp. Kỹ thuật này đạt được chất lượng cũng như PSK kết hợp, và có đặc tính phổ cao hơn. CP-FSK. MSK có ưu điểm là thực hiện tự đồng bộ tương đối đơn giản hơn CP-FSK kết hợp với độ di tần 0,7.

Việc sử dụng MSK đã được xét đến trong viba số mặt đất và vệ tinh. Nếu các xung đi vào mạch máy phát đều được lọc để tạo ra các xung hình sin "độ dài toàn bộ". Trước khi điều chế với sóng mang, MSK có thể coi như OQPSK cải biên (Xem mục 6.3.7). Người ta đã chứng minh rằng có thể cấu tạo một bộ tách sóng đơn giản và tối ưu với tính chất xác suất lỗi bằng thu PSK 2 trạng thái. Do đặc tính xác suất lỗi P_e và hiệu dụng băng thông (2 bit/s/Hz), nên kỹ thuật này đã được sử dụng trong thiết bị có trên thị trường như viba số "Telenokia" 0,7; 2; và 8 Mbit/s.

Tách sóng kết hợp MSK, hay FFSK cũng như tách sóng kết hợp của tín hiệu PSK, có sự suy giảm đặc tính xác suất lỗi P_e so với lý tưởng vì pha giữa sóng mang tín hiệu thu và sóng mang chuẩn nội không đồng nhất. Trong các hệ thống PSK truyền thống, cả BPSK và QPSK hầu như đều có chất lượng P_e như nhau với cùng C/N trên bit, với chuẩn pha lý tưởng. Với một chuẩn pha bị tạp âm, chất lượng của những hệ thống này bị xấu đi nhiều hơn QPSK vì sự ghép giữa các thành phần cầu phương. Người ta đã chứng minh rằng OPQSK có xác suất lỗi trong tách sóng nằm ở giữa chất lượng tách sóng của BPSK và QPSK. Vì tần số không ổn định trong hệ thống thông tin và các khó khăn kết hợp trong việc thu nhận đồng bộ sóng mang có rung pha đủ thấp để ngăn ngừa các tổn thất tách sóng, OPQSK có ưu điểm hơn BPSK và QPSK là cho phép C/N thấp hơn 3 dB so với mức chuẩn pha đồng bộ để thỏa mãn một giá trị tổn hao tách sóng cho phép đã xác định. Trong khi MSK có cấu trúc tương tự như OPQSK, độ nhạy của nó đối với sai lỗi pha chuẩn thậm chí còn thấp hơn OQPSK, cho phép mức chuẩn pha đồng bộ thấp hơn 2,5 dB mà vẫn có cùng độ tổn hao tách sóng cho phép đã xác định. Biểu thức của mật độ phổ công suất chưa lọc của MSK là:

$$P(f)_{MSK} = [8CT(1 + \cos 4\pi fT)] / [\pi(1 - 16T^2f^2)]^2 \qquad (6\text{-}66)$$

Trong đó: f là tần số dịch so với sóng mang;

C là công suất sóng mang;

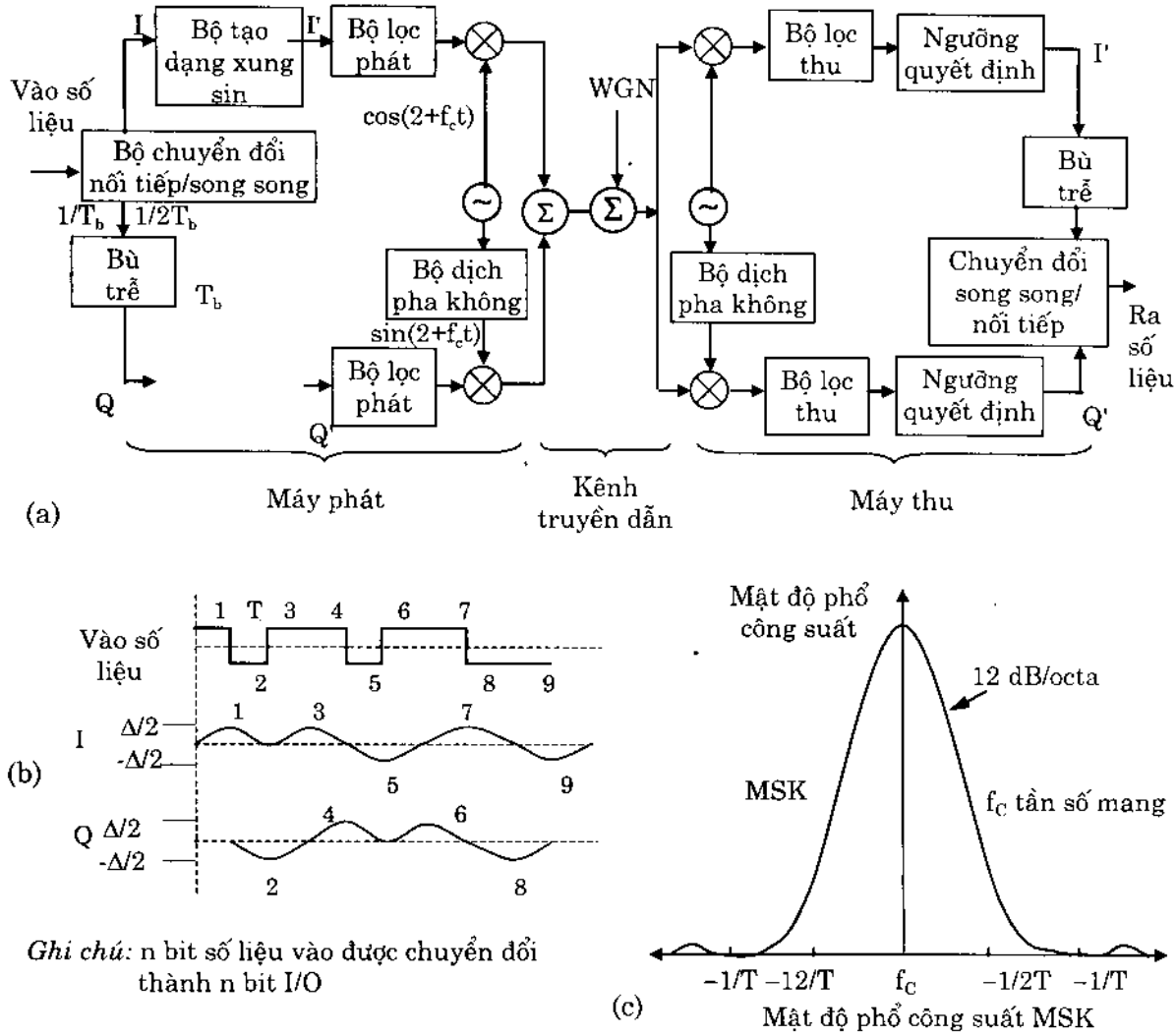
T là thời gian bit đơn vị trong máy thu.

Phổ được minh họa trên hình 6.20(c). So sánh phổ MSK với phổ của OQPSK hay OK-QPSK trong hình 6.16, ta thấy rằng độ rộng của búp chính phổ MSK lớn hơn của OK-QPSK là 1,5 lần. Ta có thể chứng minh rằng với lọc phù hợp, hiệu dụng băng thông cực đại của MSK cũng như của OK-QPSK là 2 bit/s/Hz. Hình 6.20 cũng minh họa sơ đồ khối của bộ điều chế và giải điều chế, cùng với biểu đồ thời gian của các luồng số liệu mong muốn.

Các tín hiệu FSK cũng giống như các hệ thống FM khác, đều là những quá trình phi tuyến tính, nên mô tả hoàn toàn bằng toán học rất khó khăn. Tuy nhiên, các tín hiệu FSK đã được tính toán để có độ di tần đỉnh - đỉnh hay độ dịch tần số h ($h = 2f_d$) bằng bội số tích phân tốc độ bit, có thể xem như tổng của hai tín hiệu AM.

Nhờ đó, ta dễ dàng mô tả đặc tính tần số - thời gian. Mật độ phổ của những tín hiệu như vậy gồm hai thành phần gián đoạn và liên tục với năng lượng chia đều giữa chúng. Vì thành phần gián đoạn không chứa bất kì thông tin nào, nên

chúng lãng phí về năng lượng. Một trong những ưu điểm của MSK là khi chỉ số điều chế của tín hiệu FSK bằng một nửa (tức là độ di tần đỉnh-đỉnh h bằng một nửa tốc độ bit), mật độ phổ chỉ chứa các thành phần liên tục mang thông tin. Một ưu điểm khác của MSK so với FSK khi độ di tần bằng một đơn vị, độ rộng băng sẽ nhỏ hơn với cùng tốc độ bit, đặc biệt với FM tốc độ nhị phân kép.



Hình 6.20- Hệ thống MSK. a) Điều chế và giải điều chế cầu phương; b) định thời số liệu của bộ điều chế; c) Mật độ, phổ công suất

Hình 6.20 cho ta thấy: Đối với MSK, hầu hết năng lượng tín hiệu được chứa trong một miền tần số hẹp bằng 1,5 lần tốc độ bit và đường viền của phổ có độ dốc trung bình là 12 dB/octa. Trong trường hợp FM nhị phân kép, độ rộng băng sau khi điều chế được bộ lọc *cosin-tăng* giới hạn đến điểm không của tín hiệu nhị phân FSK. Vấn đề tách sóng cục bộ sẽ giải quyết trong mục 6.6.3.

Một ưu điểm khác của MSK là sóng mang được tín hiệu số ngẫu nhiên điều chế, có đường bao liên tục, nên không phải tính đến việc chuyển đổi AM/PM làm biến dạng phổ. Vì những tính chất đó, MSK ứng dụng rất đắc lực đối với các hệ thống phi tuyến tính và công suất hạn chế như các hệ thống thông tin vệ tinh.

Có hai kỹ thuật chung để điều chế và giải điều chế MSK. Những phương pháp này đều dựa vào các phương pháp song song và nối tiếp. Cả hai tương đương hoàn toàn về độ rộng băng và đặc tính xác suất lỗi.

Phương pháp song song thực chất là ghép cầu phương những luồng số liệu dạng xung nửa hình sin sắp xếp trong một chu kì nửa ký hiệu trên sóng mang như hình 6.20a. Những modem dùng phương pháp này trong thực tế cần phải cân bằng bền và đồng bộ các tín hiệu kênh đồng pha và cầu phương trên những sóng mang đã tự cân bằng và pha của chúng đều cầu phương. Tương tự, ở máy thu duy trì và cân bằng phương pha, cần thiết để cực tiểu hoá độ méo và xuyên âm.

Với phương án nối tiếp, tín hiệu được tạo ra từ tín hiệu hai pha cách qua một bộ lọc chuyển đổi đã thiết kế phù hợp. Nên vấn đề cân bằng và duy trì sóng mang cầu phương pha ở phương án song song được thay thế bằng nhiệm vụ xây dựng một bộ lọc chuyển đổi với đáp tuyến sin thích hợp. Bộ giải điều chế gồm một bộ lọc với phổ tín hiệu phát, tiếp theo là giải điều chế kết hợp và tách bit... Thực hiện bộ giải điều chế nối tiếp yêu cầu sự tổng hợp của bộ lọc thông dải phối hợp chặt chẽ với tín hiệu MSK để đảm bảo chất lượng gần đạt lý tưởng. Các tín hiệu MSK cũng như PSK, có thể được tách sóng kết hợp hoặc vi sai.

Tách sóng vi sai là kỹ thuật điều chế hấp dẫn trong truyền dẫn phương thức "burst", như các hệ thống ghép kênh phân chia theo thời gian (TDMA) do cấu tạo mạch đơn giản và không cần khôi phục sóng mang. Phương thức này sử dụng tách sóng không kết hợp như trong hình 6.18. Các tín hiệu MSK có đặc tính không kết hợp, pha tuyệt đối ở hai thời điểm bất kỳ đều lệ thuộc và là một hàm của số liệu được truyền giữa hai thời điểm đó. Ký hiệu được tách ra từ sự khác biệt về pha của hai khoảng tín hiệu kề nhau là số liệu được đi trong điều kiện không có tạp âm. Tương tự, hai ký hiệu được tách từ sự lệch pha của hai khoảng tín hiệu thay đổi dấu có thể xem như kiểm tra tổng chẵn lẻ của hai phân tử số liệu được truyền kế tiếp nhau. Tính chất tỉ lệ lỗi có thể được cải thiện nhờ bộ giải mã với mã sửa sai gồm có số liệu và bit chẵn lẻ.

6.4.6.1. Xác suất lỗi của MSK kết hợp

Xác suất lỗi MSK kết hợp cũng giống như của điều chế khóa dịch pha đối cực kết hợp PSK như đã cho trong phương trình (6-34). Ở những nơi chuẩn thu đồng pha chính xác với phát, $\Phi = 0$ và P_e ở phương trình (6-34) giảm xuống như (6-33). Hình 6.5 là đồ thị của $P_{e(\text{MSK kết hợp})}$ mang ký hiệu BPSK, và hình 6.18 là đồ thị minh họa đường cong như vậy mang ký hiệu MSK kết hợp.

$$P_{e(\text{MSK kết hợp})} = (1/2)\ \text{erfc}\ [(W/r_b).(C/N).\cos^2\Phi]^{1/2} \qquad (6\text{-}67)$$

6.4.6.2. Xác suất lỗi của MSK tách sóng kết hợp hoặc vi sai

Cũng giống như loại không kết hợp hoặc DPSK, và được minh họa trên hình 6.5 theo C/N như DPSK.

$$P_{e(\text{MSK vi sai})} = (1/2)\exp[(-C/N).(W/r_b)] \qquad (6\text{-}68)$$

6.4.6.3. Dạng phổ của hệ thống MSK

Yêu cầu đòi hỏi tăng lên đối với tốc độ bit cao hơn, nên độ rộng băng hiệu dụng của hệ thống viba số vẫn đang được nghiên cứu phát triển. Một số nghiên cứu như thế đã thực hiện là các phương thức điều chế MSK khác nhau nhằm để đạt được một phổ tín hiệu dày đặc. Quá trình liên quan chặt chẽ đến dạng phổ của xung số liệu vào, điều chế tần số hình sin (SFSK) và điều chế dịch cực tiểu biên độ nhiều mức (MAMSK). SFSK có đặc tính công suất ngoài băng rất nhỏ. SFSK cũng được nghiên cứu chú ý đến tác động của xuyên âm và được xem là phương thức điều chế khá tốt gồm nhiều tín hiệu trong một dải tần hạn chế khi các tín hiệu không được đồng bộ theo định thời gian bit. Một số ứng dụng yêu cầu các tín hiệu phải nằm khít trong tần số khi không có chuẩn pha tuyệt đối có sẵn ở máy thu (thu không kết hợp). Những ứng dụng như vậy đã nghiên cứu có kết quả trong việc giải quyết xuyên âm của phương án so sánh pha của FSFK, được gọi là SFSK so sánh pha (PCSFSK). Kết quả cho ta thấy rằng PCSFSK cho phép các tín hiệu không đồng bộ gần hơn so với DQPSK. Xác suất lỗi cũng được chứng minh là tốt hơn một ít so với DQPSK khi C/N lớn hơn 5 dB, và sẽ hơi kém hơn khi C/N nhỏ hơn 5 dB.

Sự cải biến khác đối với đường biên phổ sơ đồ MSK là phổ cũng được tạo ra do khóa dịch tần hình sin kép (DPFSK) với đuôi của phổ có độ dốc trung bình 36 dB/octa vượt qua f = 4,75/T thay vì 24 dB/octa đối với SFSK.

Một phương thức điều chế FSK khác là phương thức "*Tín hiệu mã hóa-pha đa chỉ số h*". Ta có thể xem loaii này như là sự mở rộng của CPFSK, trong đó chỉ số điều chế hay tỉ lệ di tần biến thiên tuần tự theo các khoảng tín hiệu T, thứ hai kế tiếp.

Như vậy nếu (h_0, h_1,..., h_{i-1}) là bộ chỉ số điều chế có sẵn trong bộ điều chế, thì chỉ số điều chế trong khoảng tín hiệu thứ k sẽ bằng chỉ số dùng trong khoảng thứ (k+i).

6.5. SƠ ĐỒ KẾT HỢP ĐIỀU CHẾ PHA VÀ BIÊN ĐỘ SỐ (CAPK)

Điều biên xung (PAM) đã giới thiệu trong mục 5.2.4 là một phương pháp truyền dẫn trực tiếp thông tin trên hệ thống băng gốc. Nhưng, nguồn gốc của xác suất lỗi là từ độ rộng băng Nyquist, trong đó giả sử máy thu có tần số cắt bằng một nửa tốc độ bit r_b. Hình sao tín hiệu đối với 8 PAM vẽ trên hình 6.21.

Vì PAM M trạng thái là hệ thống chỉ ở đó mới có biên độ của xung phát được biến đổi thành các mức gián đoạn, các trạng thái biên độ khác nhau một mức chuẩn được biểu diễn thành những điểm mã hóa đối nhau dọc theo một đường thẳng.

Điều biên - pha xung kết hợp (CAPK) được dùng trong các hệ viba số, trong đó cần băng tần hiệu dụng 3 bit/s/Hz và cao hơn, không tăng vượt quá công suất sóng mang yêu cầu để duy trì một tính chất lỗi hợp lý. Trong PSK M trạng thái, công suất sóng mang tăng, với $P_e = 10^{-4}$ để từ BPSK đến QPSK là 1 dB, từ QPSK đến 8-PSK là 2,5 dB, và từ 8-PSK đến 16-PSK là 5,5 dB. Điều đó chứng tỏ khi M tăng thì công suất cũng tăng. Với những trị số M lớn, phải tăng 6 dB hay 4 lần để tiến tới 2M. Tương tự với PAM, nếu M tăng gấp đôi, để đạt được cùng P_e, thì phải tăng công suất sóng mang lên 6,5 dB. Xem hình 5.10 có thể thấy rõ điều này.

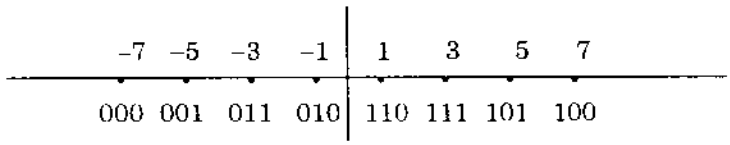
Bằng cách kết hợp PSK M trạng thái và PAM M trạng thái, cần tăng công suất để duy trì được P_e như nhau khi tăng M, chỉ cần khoảng 2,5 dB, trong khi điều chế riêng lẻ yêu cầu đến 6,5 dB. Lợi ích của việc giảm độ rộng băng tần là $\log_2 M$ đối với CAPK cũng như đối với PAM hay PSK.

Dạng tổng quát của tín hiệu kết hợp biên độ-pha M trạng thái như sau:

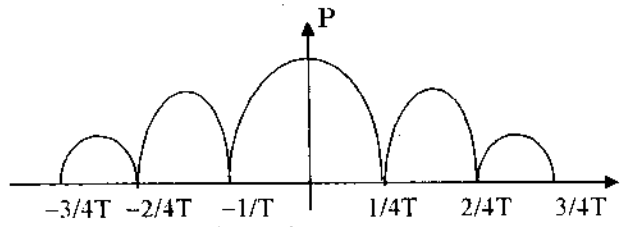
$$s_i = C_i \cos(\omega_0 t + \phi_i) = A_i \cos\omega_0 t + B_i \sin\omega_0 t \qquad (6\text{-}69)$$

với i = 1, 2, 3,..., M $\quad 0 < 1 < T_b$

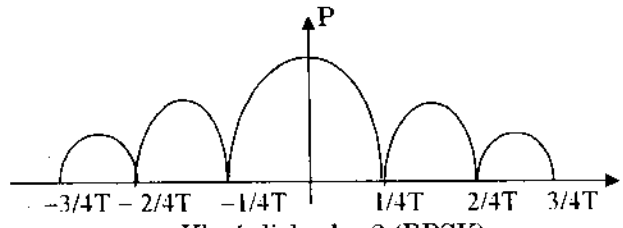
Biểu thức này chỉ rõ dạng sóng kết hợp gồm hai sóng mang riêng biệt ghép cầu phương và mỗi sóng mang được một bộ biên độ gián đoạn điều chế (A_i và B_i). Do đó, sơ đồ CAPK này thường hay được gọi là điều chế biên độ cầu phương (QAM), hơn là điều chế khóa dịch biên độ cầu phương (QASK) như xác định trong phương trình (6-69). QAM cũng nổi bật như CAPK vì tương đối ít



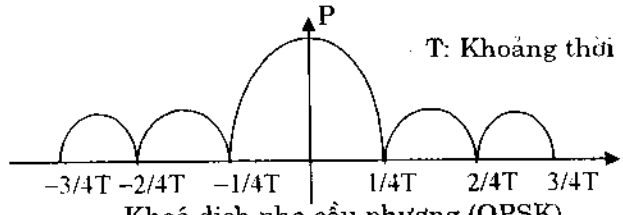
Hình 6.21- Đồ thị hình sao tín hiệu 8 - PAM



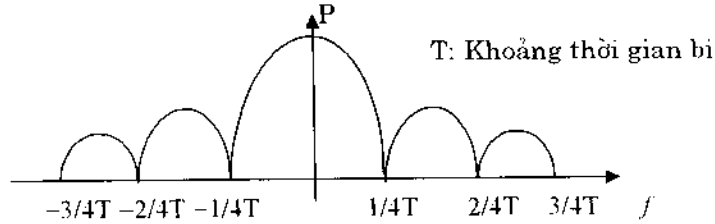
(a) Điều chế 16-QAM



(b) Khoá dịch pha 2 (BPSK)



(c) Khoá dịch pha cầu phương (QPSK)



(d) Khoá dịch pha 8 (8-PSK)

Hình 6.22- Phổ tín hiệu của a) 16-QAM, b) BPSK, c) QPSK, d) 8-PSK.

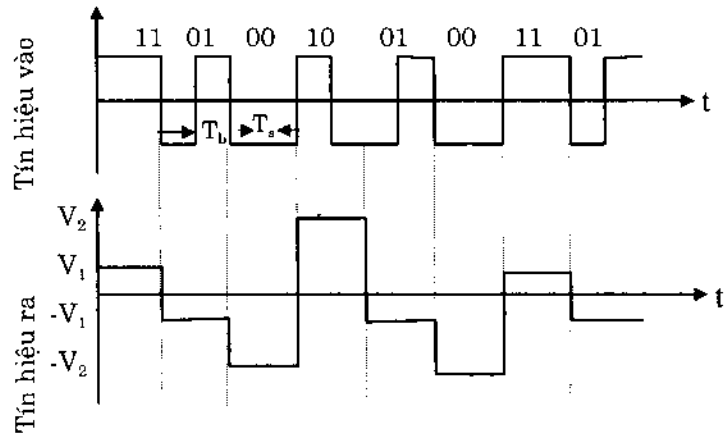
phức tạp và C/N được cải thiện tương đối trong một kênh Gauss lý tưởng. Biên độ A_i và B_i trong tín hiệu QAM có thể biểu diễn dưới dạng:

$$A_i = d_i . A \qquad B_i = e_i . B$$

trong đó A, là biên độ không đổi và d_i, e_i được xác định để phù hợp với những điểm tín hiệu mong muốn. Hình 6.22 minh họa phổ của 16-QAM cùng với BPSK, QPSK, 8-PSK để so sánh.

6.5.1. Bộ chuyển đổi 2 mức thành L mức

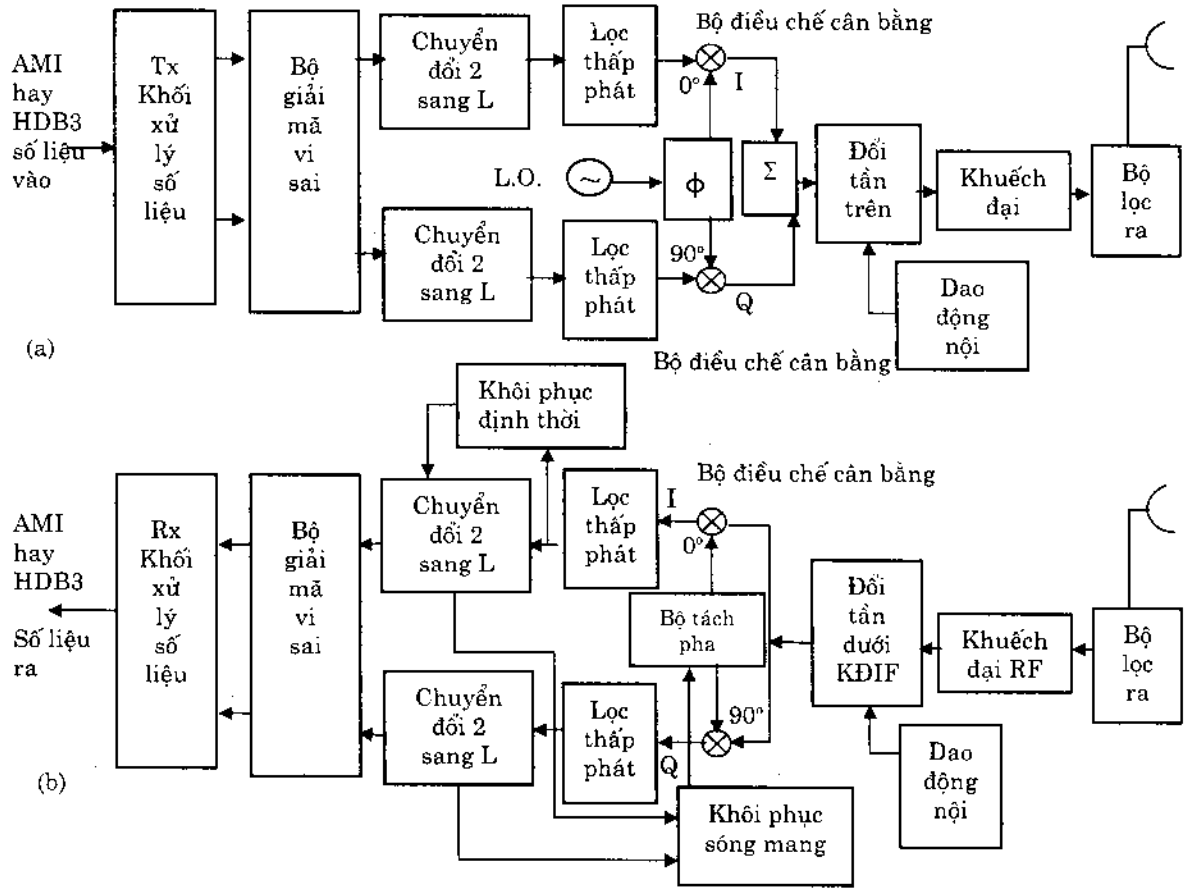
Để hiểu đầy đủ các bộ điều chế và giải điều chế QAM M trạng thái, hay PSK M trạng thái hoạt động như thế nào, cần phải nhắc lại hoạt động của bộ chuyển đổi băng gốc 2 mức thành L mức. Ta hãy xét bộ chuyển đổi 2→4 mức trên hình 6.14 và 6.24. Về cơ bản, những điều xảy ra đã được chỉ rõ trên hình 6.23, là nhóm các luồng bit thành các khối 2 bit. Việc mã hóa tiến hành như sau: các bit đôi 10 đại diện cho mức điện áp $+V_2$, 11 đại diện mức $+V_1$, 01 trở thành $-V_1$, và 00 trở thành $-V_2$. Như vậy ta thấy rằng với 4 mức chỉ cần $\log_2 4 = 2$ bit nhị phân đủ để tạo ra bốn mức điện áp băng gốc khác nhau. Với L mức, cần $\log_2 L$ khối bit nhị phân để hỗ trợ trong mã nhị phân của mỗi mức. Với 16 - QAM, số mức là 4. Nếu cần bốn mức băng gốc, số bit nhị phân để mã hóa là 2 và áp dụng sơ đồ trên hình 6.23.



Hình 6.23- Nguyên tắc chuyển đổi 2 thành 4 mức

6.5.2. Bộ điều chế và bộ giải điều chế QAM M trạng thái

Hình 6.24 là sơ đồ khối của một bộ điều chế và giải điều chế QAM M trạng thái.



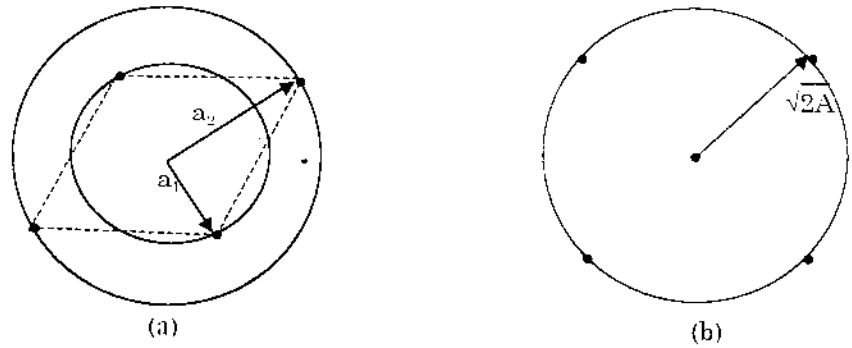
Hình 6.24- a) Bộ điều chế QAM M trạng thái;

b) Bộ giải điều chế QAM M trạng thái.

6.5.2.1. Bộ điều chế QAM M trạng thái

Trong CAPK, pha và biên độ sóng mang, cả hai đều được sử dụng để truyền thông tin số. Với thời gian mỗi ký hiệu T_s của tín hiệu số, các trị số pha và biên độ của tín hiệu sóng mang phát được chọn từ một bộ gián đoạn của pha và biên độ có thể. Mỗi tổ hợp pha và biên độ đại diện cho một ký hiệu phát. Trong hình 6.24, tín hiệu nhị phân số đến bộ điều chế, như với QPSK, được tách thành hai luồng bit riêng biệt có tốc độ bit bằng nửa của tốc độ bit luồng số liệu vào r_b ($r_b/2$). Bộ tách pha cũng làm biến đổi tín hiệu nhị phân (trong hệ thống thực tế là mã AMI hay HDB3) từ mã AMI hay HDB3 thành các bit số hai cực "*không trở về không*" NRZ, thực hiện trộn luồng bit vào cũng như thêm các bit mào đầu để mang thông tin của khung, bit kiểm tra chẵn lẻ... Khối này trong các hệ thống thực tế gọi là khối xử lý số liệu DPU. Tín hiệu ra DPU sau đó có thể đi qua bộ mã hóa vi sai để mã hóa tin tức nhị phân và tạo ra hai luồng bit ra, tốc độ bit của chúng về lý thuyết bằng một nửa tốc độ bit vào r_b.

Trong thực tế, các tốc độ bit có lớn hơn một chút do có thêm các bit mào đầu. Tổ hợp khối xử lý số liệu DPU và bộ mã hóa vi sai gọi là khối giao tiếp đầu cuối phát (TTIU). Hai tín hiệu ra này sau đó đi vào bộ chuyển đổi 2-4 mức. Bộ chuyển đổi này có trong hầu hết sơ đồ một bộ chuyển đổi 2-4 mức do cấu trúc của máy phát. Sau đó mỗi tín hiệu, 4 mức đi vào từng bộ lọc băng thấp phát riêng của mình, cho dạng phổ cần thiết trước khi điều chế tín hiệu của băng gốc. Các luồng ký hiệu cho mỗi đường truyền của I và Q vẫn xem như là tín hiệu băng gốc. Sau đó các tín hiệu dạng phổ này điều chế dao động nội 70 MHz (hoặc bội số), thành tín hiệu QAM M trạng thái. Các bộ lọc phát và thu đều nằm ở băng gốc, vì hệ thống điều chế cấp hai như 8-PSK, QPSR hay 16-QAM đều nhạy với các đáp ứng truyền dẫn không đối xứng, và vì khó thực hiện chính xác theo yêu cầu của bộ lọc IF hay RF.



Hình 6.25- Đồ thị hình sao với 4-PSK và QAM:
a) 4-DSK; b) QAM.

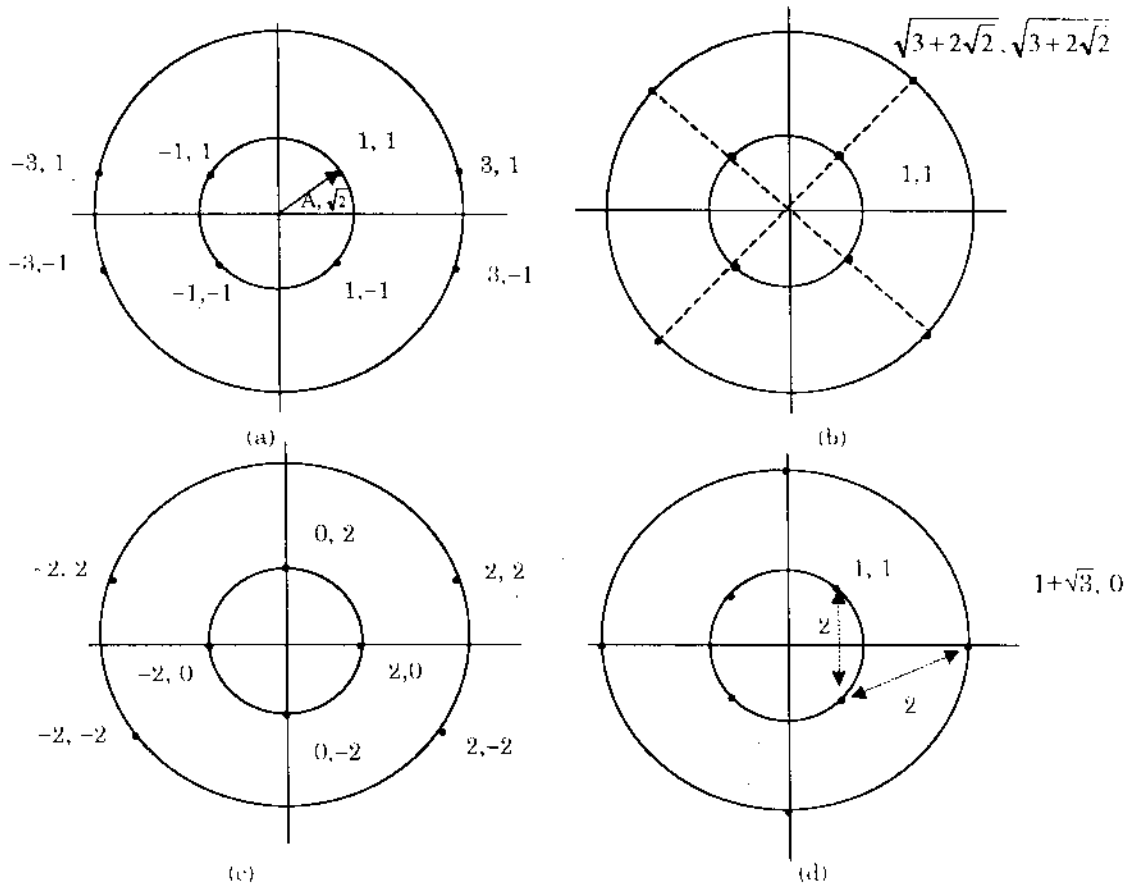
6.5.2.2. Hình sao tín hiệu đối với các ví dụ khác nhau của hệ thống QAM M trạng thái

Với M = 4: Hình 6.25 minh họa đồ thị hình sao của cả QPSK và QAM. Với QAM, hình sao 4 điểm gồm hai biên độ khác nhau a_1 và a_2 để cung cấp công suất trung bình như nhau trong hai hình sao tín hiệu:

$$(a_1^2 + a_2^2)/2 = 2A^2$$

Với khoảng cách tối thiểu 2A giữa các điểm, $a_1 = A$ và $a_2 = \sqrt{3}A$.

Đây cũng là khoảng cách ngắn nhất giữa hai điểm bất kì trong QPSK, và do đó tính chất tỉ lệ lỗi của hai loại điều chế là như nhau.



Hình 6.26- Đồ thị hình sao đối với 8-QAM.

Với M = 8: Hình 6.26 là các đồ thị hình sao của M = 8. Đây là 4 đồ thị trong số nhiều bộ có thể có, khoảng cách tối thiểu của hai biên độ khác nhau là 2A, và tỉ lệ lỗi như nhau. Tọa độ của mỗi bộ tín hiệu cũng được biểu diễn trong hình (d_i, e_i).

Giả sử nếu như các điểm tín hiệu hoàn toàn như nhau, công suất phát trung bình P_{av} là:

$$P_{av} = (A^2/M)\sum_{i=1}^{M}(d_i^2 + e_i^2) \qquad (6\text{-}70)$$

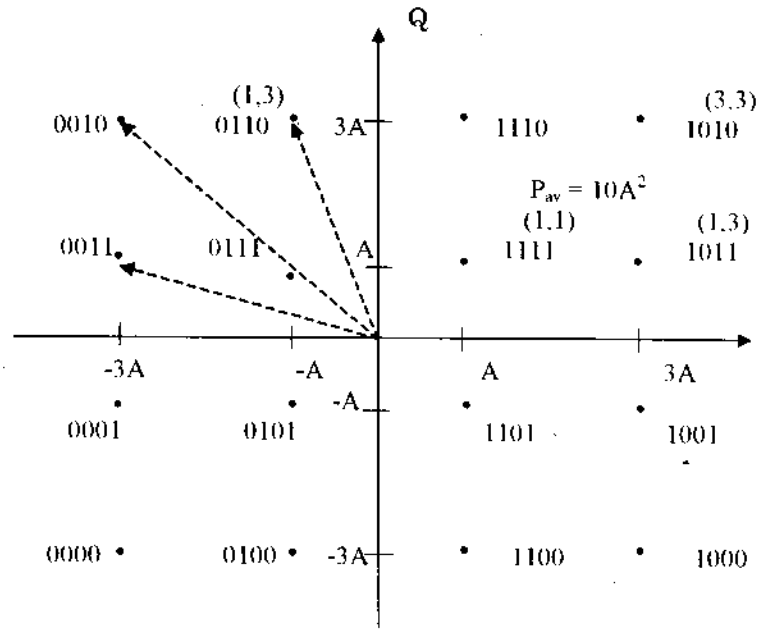
Với phương trình (6.70) ta có thể dùng máy tính công suất trung bình của mỗi hình sao.

Với hình 6.26a và b, công suất trung bình là $P_{av} = 6A^2$.

Với hình 6.26c, $P_{av} = 6{,}83A^2$.

Với hình 6.26d, $P_{av} = 4{,}73A^2$.

So sánh chúng với 8-PSK, ta thấy rằng 8-PSK đó yêu cầu một công suất lớn hơn, 1,6 dB để đạt được chất lượng như 8-QAM trên hình 6.26d. Khi M tăng, thì sự khác nhau giữa PSK và QAM M trạng thái càng đáng kể. Khi M lớn hơn 8, thường hình sao biểu diễn theo bộ hình vuông phân bố đối xứng qua trục tọa độ. Vấn đề thiết kế tín hiệu tính toán bao hàm nhiều yếu tố như tăng giảm công suất, độ phức tạp và thích ứng đối với kênh sử dụng.



Hình 6.27- Đồ thị hình sao của 16-QAM.

Việc tính toán tín hiệu này, thực ra là một vấn đề khép kín, bắt buộc phải dùng những mẫu đối xứng để giảm những yêu cầu về công suất, hay ngược lại, giảm xác suất lỗi. Tuy nhiên, một vấn đề nảy ra đối với máy thu, là máy thu có thể nhận biết mẫu của các điểm tín hiệu, nhưng lại không thể phân biệt được các lệch pha đối xứng khác nhau của bộ tín hiệu. Một nhóm L đối xứng quay vòng có thể được xác định như một bộ tín hiệu mà mẫu tín hiệu giữ không đổi sau khi quay vòng qua $\pm I(2\pi/L)$ radian, trong đó I và L là những số nguyên. Như vậy với $M = 2^k$ điểm tín hiệu, máy thu không thể ấn định một cách riêng biệt "từ" mã k bit cho mỗi điểm tín hiệu được tách sóng mà trước hết không giải quyết được sự nhập nhằng (trùng lặp) của nhóm L.

Ví dụ trong BPSK, như minh họa trong hình 6.11, máy thu cần phải có một số phương pháp xác thực phân biệt được hai điểm tín hiệu bằng nhau và đối diện trước khi nó có thể ấn định pha nào là 1 và pha nào là 0. Có ba cách

giải quyết sự trùng lặp nhập nhằng này: thứ nhất bằng cách sử dụng một tín hiệu chuẩn không đổi phát cùng với tín hiệu số đã điều chế. Thứ hai là bằng một tín hiệu pha nhận được *Và/Hoặc*, xen vào theo chu kì của một chuỗi đồng bộ đã đưa vào luồng số liệu. Và thứ ba, sẽ nói dưới đây, là bằng cách sử dụng mã hóa vi sai.

Mã hóa vi sai có ưu điểm là với những điểm mã và giải mã riêng biệt, việc tách bit phù hợp sẽ bất chấp sự trùng lặp của quay pha. Hình 6.27 là đồ thị hình sao của hệ 16-QAM, trong đó các bit đôi (A_1B_1 và A_2B_2) trong dấu ngoặc. Điều đáng nói là tín hiệu nhị phân vào được khôi phục từ mã AMI hay HDB3 trong khối giao tiếp đầu phát trước hết phải được chuyển thành luồng bit mã Gray, để sao cho hai bit nhị phân (bit đôi), lần lượt đi vào đường I và Q. Do đó bit đôi thứ hai đi vào các đường I và Q khác với chỉ một bit đi vào mỗi đường truyền.

6.5.2.3. Bộ giải điều chế QAM M trạng thái

Hình 6.24 là sơ đồ khối bộ giải điều chế QAM M trạng thái. Tín hiệu RF sau khi đổi tần xuống IF đi vào bộ giải điều chế QAM, ở đó tín hiệu rẽ thành hai đi vào bộ điều chế cân bằng I và Q. Bộ dao động nội của những bộ giải điều chế này được điều khiển từ tín hiệu vào dùng mạch khôi phục sóng mang, vì tất cả các bộ giải điều chế đều làm việc theo kiểu kết hợp. Sau đó tín hiệu ra từ giải điều chế đi vào bộ lọc thông thấp để tạo dạng phổ trước khi vào bộ chuyển đổi 4-2 mức. Mạch khôi phục thời gian dùng để tổ hợp lại các tín hiệu số từ các tín hiệu 4 mức đã chuyển đổi và để bảo đảm khoảng cách giữa tín hiệu thu đã sai lạc với tín hiệu phát chuẩn với giá trị nhỏ nhất. Hai luồng bit nhị phân sau đó đi vào bộ giải mã vi sai và vào khối xử lý số liệu thu, khối này trích ra các bit mào đầu và kết hợp hai luồng bit vào I và Q thành tín hiệu ra có mã đường AMI hoặc HDB3.

6.5.3. Mã hóa vi sai

Mục 6.3.3.1 đã đề cập tóm tắt tới mã hóa vi sai áp dụng cho các hệ PSK. Trong mục này, ta sẽ tiếp tục xét đến các hệ thống điều pha số và biên độ. Như trên đã nói vì sự đối xứng trong hình sao tín hiệu có hai mức, máy thu khó phân biệt được pha chính xác của bộ thu tín hiệu. Trong hệ thống PSK và QAM M trạng thái, người ta giải quyết bằng sử dụng mã hóa vi sai.

Kỹ thuật mã hóa vi sai là làm thế nào để nhận dạng các khối k bit đối với $2^k = M$ điểm tín hiệu. Trong dạng chưa mã hóa, việc nhận dạng tiến hành đánh dấu từng khối k bit đối với M điểm tín hiệu, thường được tiến hành để tối thiểu hóa số bit lỗi khi có lỗi ký hiệu xảy ra. Vì các lỗi ký hiệu phần lớn xảy ra giữa các điểm gần nhất (khoảng cách nhỏ nhất), xác suất lỗi bị chi phối do khoảng cách nhỏ nhất giữa các điểm tín hiệu. Mà Gray là một ví dụ trong đó, mỗi mức bên cạnh nhau hay điểm tín hiệu chỉ khác nhau một bit trong một khối k bit. Sự khác nhau một bit giữa những điểm kề nhau là mục tiêu nhận dạng bit cho tất cả các bộ tín hiệu. Đó là mục tiêu quan trọng.

Hình 6.27 là một ví dụ về mã Gray đối với 16-QAM hay QASK 4 bit, trong đó các điểm cạnh nhau khác nhau chỉ một bit. Trong trường hợp này, một lỗi ký hiệu sẽ gây ra một lỗi bit. Đó là:

$$P_{ebit} = (1/\log_2 M) \cdot P_{e(\text{kí hiệu})} \text{ (mã Gray)} \qquad (6\text{-}71)$$

Nếu bộ tín hiệu không có khả năng tạo mã để chỉ các lỗi bit đơn xuất hiện giữa điểm tín hiệu kề nhau, lỗi bit sẽ bằng lỗi ký hiệu nhân với một hệ số khác một, có nghĩa là:

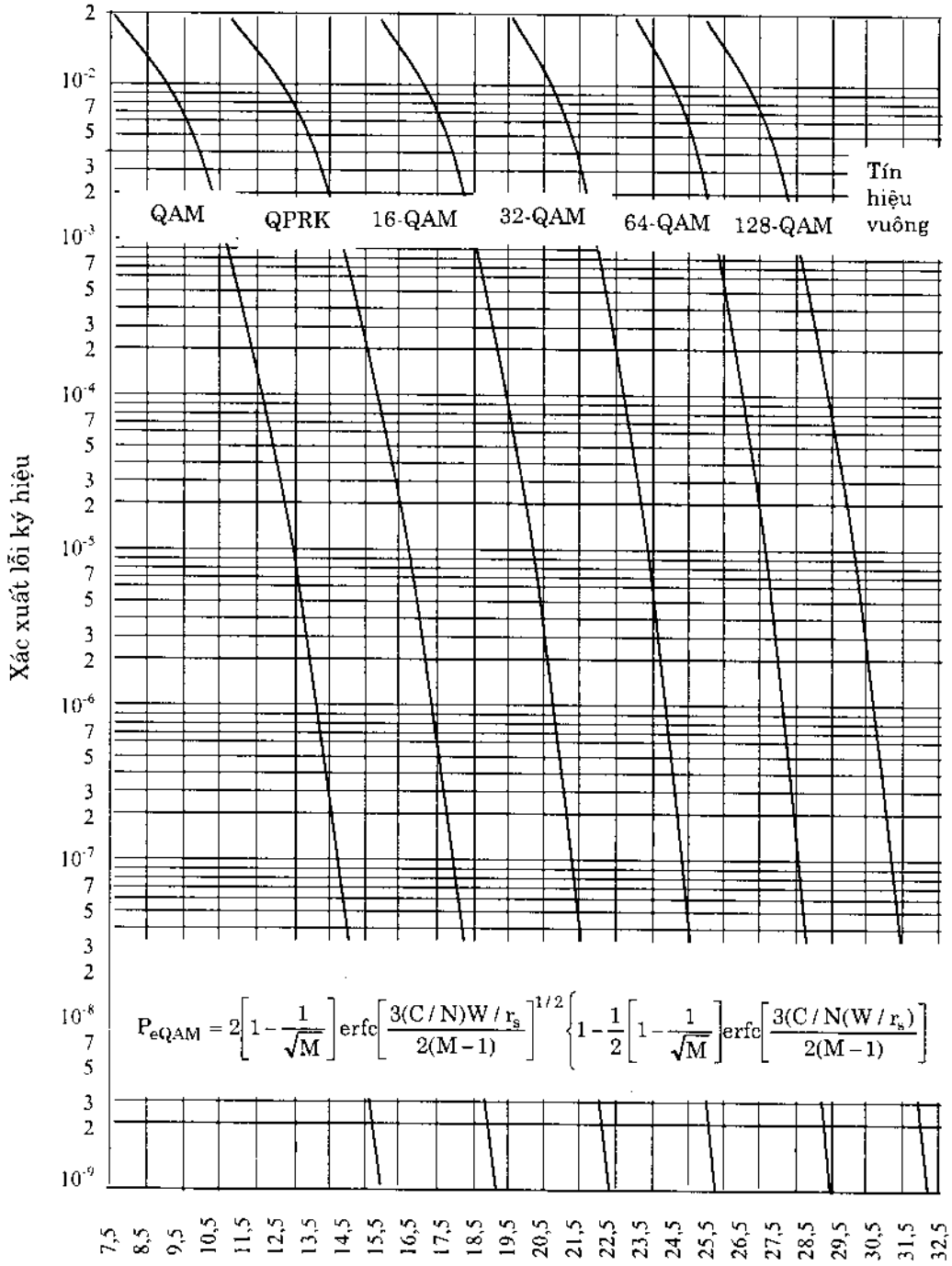
$$P_{ebit} = K \cdot (1/\log_2 M).P_{e(\text{kí hiệu})} \qquad (6\text{-}72)$$

Hệ số K thường để tham khảo trong mã Gray.

Mã hóa vi sai phải khắc phục được sự trùng lặp đối xứng nhưng không phải ở chỗ mở rộng mã Gray, và có thể xem như là sự xác định cách thức mã hóa ký hiệu bit với bit, để đưa ra một tập M điểm xử lý đối xứng theo L:

1. Có thể được giải mã không bị trùng ở máy thu mà không chú ý đến những tương đương vòng.
2. Thực hiện với sự tăng nhỏ nhất của xác suất lỗi bit so với trường hợp không mã hóa.

Vì có nhiều tập tín hiệu khác nhau nên không thể đưa công thức tổng quát để áp dụng mã hoá vi sai cho tất cả các tập tín hiệu này. Đối với mã Gray, phải lấy trường hợp cơ bản đối với tập tín hiệu có 2 mức. Mã hoá vi sai cũng áp dụng cho tín hiệu cầu phương. Điểm chủ yếu để mã hóa vi sai có hiệu quả là sử dụng tối thiểu mã hóa vi sai như áp dụng đối với PSK để giải quyết sự trùng lặp đối xứng.



$\log_2 M.E_b/\eta = C/N$ (dB trong độ rộng băng tạp âm 2 biên)

đối với độ rộng băng máy thu W = tốc độ ký hiệu r_s

Hình 6.28 - Đồ thị xác suất lỗi ứng với C/N của hệ thống QAM và QPRS.

Bảng 6.3- Các tham số của M-QAM.

Các bit ký hiệu M-QAM	*Toạ độ hình sao của tín hiệu d_i, e_i*	*Công suất trung bình (A^2 để cho trong pt (6-70)*	*Công suất đỉnh*	*C/N yêu cầu với Pe 10^{-4}*	
				Trung bình dB	*Đỉnh dB*
2 (4-QAM)	(1,1)	$2A^2$	$2A^2$	11,8	11,8
4 (16-QAM)	(1,1),(1,3),(3,1),(3,3)	$10A^2$	$18A^2$	18,8	21,3
5 (32-QAM)	(1,1),(3,1),(5,1),(1,3) (3,3),(5,3),(1,5),(3,5)	$20A^2$	34 A^2	21,8	24,1
6 (64-QAM)	(1,1),(3,1),(5,1),(7,1),(1,3),(3,3) (5,3),(7,3) (1,5),(3,5),(5,5),(7,5),(1,7),(3,7),(5,7),(7,7)				
		$42A^2$	$98A^2$	25,0	28,7
7 (128-QAM)	(1,1),(3,1),(5,1),(7,1) (9,1),(11,1),(1,3),(3,3),(5,3),(7,3),(9,3),(11,3), (1,5),(3,5),(5,5),(7,5),(9,5),(11,5),(1,7),(3,7),(5,7),(7,7),(9,7),(11,7) (1,9),(3,9),(5,9),(7,9),(1,11),(3,11),(5,11),(7,11)				
		$82A^2$	$170A^2$	2,0	28,7
8(256-QAM)	(1,1),(3,1),(5,1),(7,1) (9,1),(11,1),(13,1),(15,1) (1,3),(3,3),(5,3),(7,3), (9,3),(11,3),(13,3),(15,3),(1,5),(3,5),(5,5),(7,5),(9,5),(11,5),(13,5), (15,5),(1,7),(3,7),(5,7),(7,7),(9,7),(11,7),(13,7), (15,7), (1,9), (3,9), (5,9), (7,9),(9,9),(11,9),(13,9),(15,9),(1,11),(3,11),(5,11),(7,11),(9,11), (11,11),(13,11),(15,11),(1,13),(3,13),(5,13),(7,13),(9,13),(11,13), (13,13),(15,13),(1,15),(3,15),(5,15),(7,15),(9,15),(11,15),(13,15),(15,15)				
		$170A^2$	$450A^2$	31,1	35,3

6.5.4. Xác suất lỗi của hệ thống M trạng thái QAM

Giới hạn trên của xác suất lỗi:

$$P_{eM\,QAM} \le 2\ \text{erfc}\ [3(C/N)(W/r_s)/2(M-1)]^{1/2} \qquad (6\text{-}73)$$

Một biểu thức chính xác hơn khi M là bội số của hai:

$$P_{eM\,QAM} = 2\ [1 - 1/\sqrt{M}]\ \text{erfc}\ [(3\ .\ (C/N)\ .\ (W/r_s)/2\ .\ (M-1))^{1/2}$$
$$=\{1-(1/2)[1-1/\sqrt{M}]\ \text{erfc}\ [3\ .\ (C/N)\ .\ (W/r_s)/2\ .\ (M-1)]^{1/2}\} \qquad (6\text{-}74)$$

Hình 6.28 là đồ thị xác suất lỗi ứng với tỉ số C/N song biên với các giá trị M khác nhau, độ rộng băng thu W bằng tốc độ ký hiệu r_s. Bảng 6.3 nêu lên C/N cần thiết để đạt được $P_e = 10^{-4}$, cùng với những số liệu tổng quát của hệ thống M-QAM.

Phổ của M-QAM và M-PSK đều đồng nhất như nhau và rút ra từ phương trình (6.27) với cùng số điểm tín hiệu.

Tỉ số công suất trung bình của PSK với QAM:

$$\frac{\text{Công suất trung bình M-PSK}}{\text{Công suất trung bình M-QAM}} = \frac{3M^2}{2(M-1)\pi^2} \qquad (6\text{-}75)$$

Tỉ số biểu thị bằng dB chỉ rõ sự khác nhau giữa hai loại điều chế với công suất cần phải tăng cho PSK. Bảng 6.4 là giá trị của tỉ số này với M khác nhau.

Bảng 6.4 cho ta thấy các hệ thống PSK yêu cầu một công suất lớn hơn để phát đi cùng một lượng thông tin có xác suất lỗi cho trước. Cả hai QAM và PSK đều có dải thông hiệu dụng như nhau là $\log_2 M$, có thể suy ra rằng QAM là loại điều chế tốt hơn nhưng mạch phức tạp hơn.

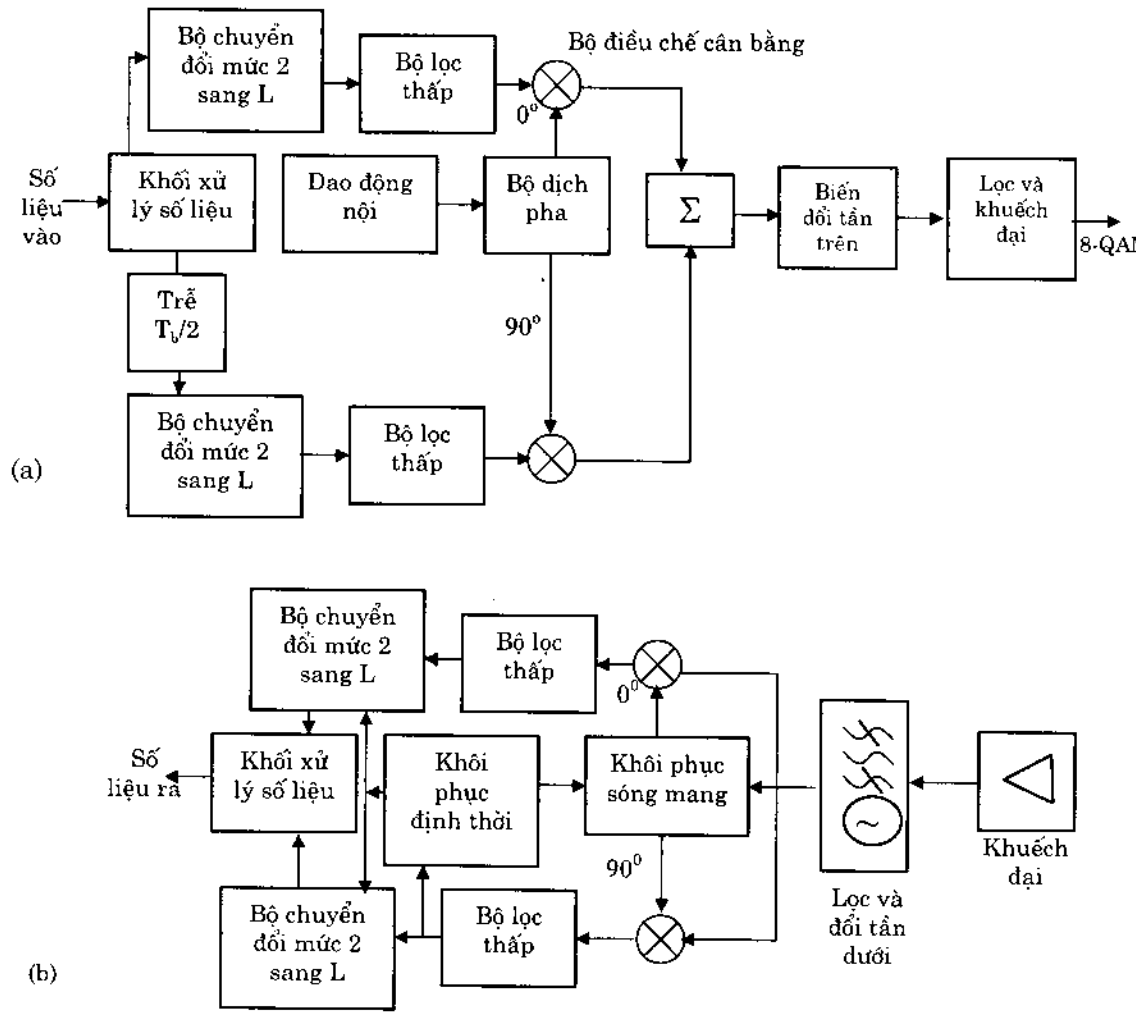
Bảng 6.4- Tỉ số công suất giữa M-PSK và M-QAM

M	*Công suất trung bình M-PSK và M-QAM (dB)*
2	1
8	1,43
16	4,14
32	7,01
64	9,95

6.5.5. QAM dịch pha (OK - QAM hay OQAM) hoặc QAM lệch pha (SQAM)

Ta đã chứng minh rằng khi sử dụng tín hiệu QPSK cho phép giảm nhẹ giới hạn tỉ số tín hiệu trên tạp âm của chuẩn pha đến 3 dB so với QPSK truyền thống. Hơn nữa khi có trượt pha dư và tạp âm Gauss cộng vào, OQAM cũng được cải thiện hơn QAM với cùng độ rộng băng thông. Nhưng sự cải thiện này tỉ lệ với số lượng vượt quá độ rộng băng đã có. Cũng với bất kì dạng xung Nyquist nào ($\sin\omega t/\omega t$), định thời dao động tối ưu bằng một nửa khoảng ký hiệu.

Người ta đã chứng minh rằng khi sử dụng xung tín hiệu cosin-tăng với trễ thời gian dao động nửa chu kì bit cũng tương đương như tăng tỉ số tín hiệu trên tạp âm lên 3 dB với độ rộng băng vượt quá 100%. Hình 6.29 minh họa sơ đồ khối của hệ thống SQAM. "Superposed Quadrature Amplitude Modulation" (Điều chế biên độ cầu phương xếp chồng). Trong hệ thống này luồng số liệu vào NRZ được bộ xử lý băng gốc SQAM tạo các tín hiệu ra có đặc tính phổ xác định. Tín hiệu sau khi xử lý đi vào bộ điều chế OQAM (hay OQPSK) truyền thống. Bộ giải điều chế SQAM cũng giống như bộ giải điều chế kết hợp OQAM (hay OQPSK).



Hình 6.29- Hệ thống điều chế SQAM ở:
a) Máy phát; b) Máy thu.

6.6. CÁC HỆ THỐNG ĐÁP ỨNG TƯƠNG QUAN HAY CỤC BỘ (PRS)

Các hệ thống này đã nói vắn tắt trong mục 5.2.4.2., dưới danh nghĩa các hệ thống nhị phân kép băng gốc. Trong đó, có thể là băng gốc hay sóng mang, một lượng tạp âm ràng buộc giữa các ký hiệu (ISI) được đưa vào trên bước nhảy của một hay nhiều bit nhị phân hoặc các ký hiệu. Số lượng được điều khiển này của ISI cho phép tăng phổ hiệu dụng bằng cách cho tốc độ số liệu tiến gần, và trong một số trường hợp, vượt quá tốc độ Nyquist. Do sự tương quan giữa các tín hiệu số mang tin đưa vào có ISI, các mẫu riêng biệt được hình thành, cho phép tách lỗi mà không cần có bất kì bit mào đầu tách lỗi đặc biệt thêm vào trong tín hiệu mang tin được phát đi. Một hệ thống trong đó bất kỳ ký hiệu mang tin hay bit độc lập và không liên quan nhau, có thể được khôi phục không cần đến bất kì sự kiện nào trước đó liên quan đến ký hiệu hoặc bit, đều quy vào một *hệ thống nhớ - không.*

Những hệ thống này do Nyquist đưa ra không chứa ISI-Xem mục 5.2.1 và 5.2.3. Ở đây ta quan tâm đến các hệ thống nhớ - không, hay tương quan áp dụng trong hệ thống viba số. Cần nói thêm về những điều đã nói trong mục 5.2.4.2, sự biến đổi nhị phân kép sẽ lại được xử lý theo dạng phổ tác dụng lên các dạng sóng tín hiệu khác nhau và những quá trình liên quan, cho phép các mẫu phát đi với tốc độ Nyquist đi qua một bộ lọc không bằng phẳng để mang một bit một thông tin, thậm chí dù cho chúng bị phụ thuộc có tính thống kê và bị hạn chế ba mức.

Kỹ thuật nhị phân kép

Phổ công suất của tín hiệu nhị phân kép là tích của phổ công suất hai mức và hàm trọng số $\cos\pi T_b f$. Nếu g(t) là đáp tuyến xung của mạng và G(f) là biến đổi Fourier của g(t) thì:

$$W_x(f) = 1/T_b . |G(f)|^2 \qquad (6\text{-}76)$$

Và:

$$W_y(f) = W_x(f) . \cos^2\pi T_b f \text{ là phổ công suất nhị phân kép} \qquad (6\text{-}77)$$

Ví dụ, nếu các xung vào riêng biệt có dạng phù hợp với hàm nội suy sinc (x):

$g(t) = A\text{sinc}(t/T_b)$ trong đó T_b là thời gian bit

$G(f) = AT_b$ với $|f| \le 1/(2T_b)$ và 0 ở chỗ khác.

Từ phương trình (6-76) ta có:

$W_x(f) = A^2T_b$ với $|f| \le 1/(2T_b)$ và 0 ở chỗ khác

Từ phương trình (6.77), ta có:

$$W_y(f) = A^2T_b \cos^2\pi T_b f \text{ với } |f| \le 1/(2T_b) \text{ và 0 ở chỗ khác} \quad (6\text{-}78)$$

Hình 6.30 là đồ thị hàm thời gian với phổ tần của nó, và các phổ sau khi đã tạo dạng phổ nhị phân kép với xung sinc, xung cosin-tăng, xung Gauss và xung vuông. Từ hình vẽ 6.30, ta thấy sự chuyển đổi nhị phân kép có các hiệu quả sau đây:

Hàm sinc

Phổ của hàm sinc trước khi xử lý được hạn chế trong độ rộng băng $1/2T_b$. Phổ nhị phân kép có cùng độ rộng băng, nhưng một phần năng lượng dịch về miền tần số thấp.

Hàm cosin-tăng

Phổ trước khi xử lý là hạn chế trong $1/T_b$. Sau khi xử lý, điểm "không" thứ hai xảy ra ở $1/2T_b$ có phần lớn năng lượng ở dưới giá trị này.

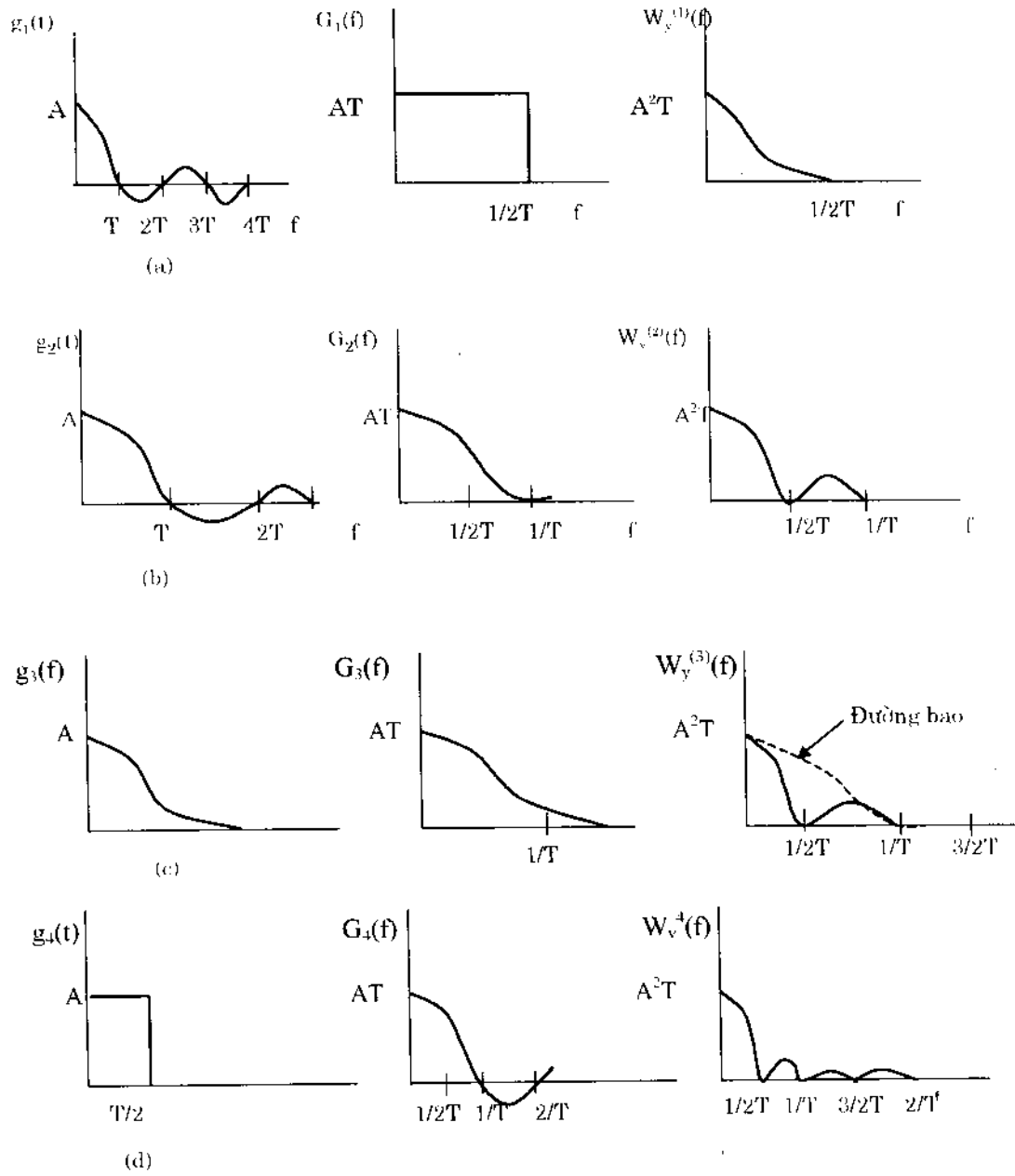
Hàm Gauss

Hàm này trước khi xử lý không bị hạn chế trong băng nào cả. Sau khi xử lý, phổ cũng không bị giới hạn nhưng có các điểm "không" ở những trị số $f = (2k+1)/2T_b$, trong đó k = 0, 1, 2,..

Xung vuông

Phổ chưa xử lý có các điểm "không" ở bội số của $1/T_b$ và không bị giới hạn băng. Tuy nhiên, phổ nhị phân kép bị nén bằng một nửa độ rộng của nó sau khi xử lý, và cũng không bị giới hạn băng. Điều đó có nghĩa là đối với xung vuông, tần số mà trên đó tất cả năng lượng có thể mất đi trong khi vẫn giữ độ méo dạng sóng do xử lý trong những giới hạn đã xác định là $1/2T_b$, và như vậy luồng bit nhị phân kép bị giới hạn băng do một bộ lọc thông thấp có tần số cắt là $1/2T_b$. Dạng tín hiệu ở đầu ra bộ xử lý nhị phân kép không còn vuông nữa, nhưng vẫn giữ đủ biên độ tách sóng ở các điểm lấy mẫu để có thể cho phép xử lý lấy mẫu khôi phục được các số riêng biệt.

Do vậy, như Sekey trong tài liệu tham khảo [13] đã nói: "Sự biến đổi nhị phân kép, chính là một biện pháp để tiến hành phát các mẫu với tốc độ Nyquist qua một bộ lọc không bằng phẳng để mang một bit cho mỗi thông tin, dù cho chúng phụ thuộc nhau có tính thống kê. Điều này đạt được bằng cách tạo dạng phổ của chuỗi sóng vừa với bộ lọc, mà không phải nén độ rộng băng, và do đó vấn đề chuyển đổi giữa độ rộng băng và số mức tín hiệu không tăng.



Hình 6.30- Phổ tần bình thường và đã xử lý nhị phân kép với các dạng sóng vào khác nhau:

a) Xung sinc $g_1(t)$ và phổ của nó; b) Phổ cosin- tăng $G_2(f)$;

c) Xung Gauss $g_3(t)$ và phổ của nó; d) Xung vuông $g_4(t)$ và phổ của nó.

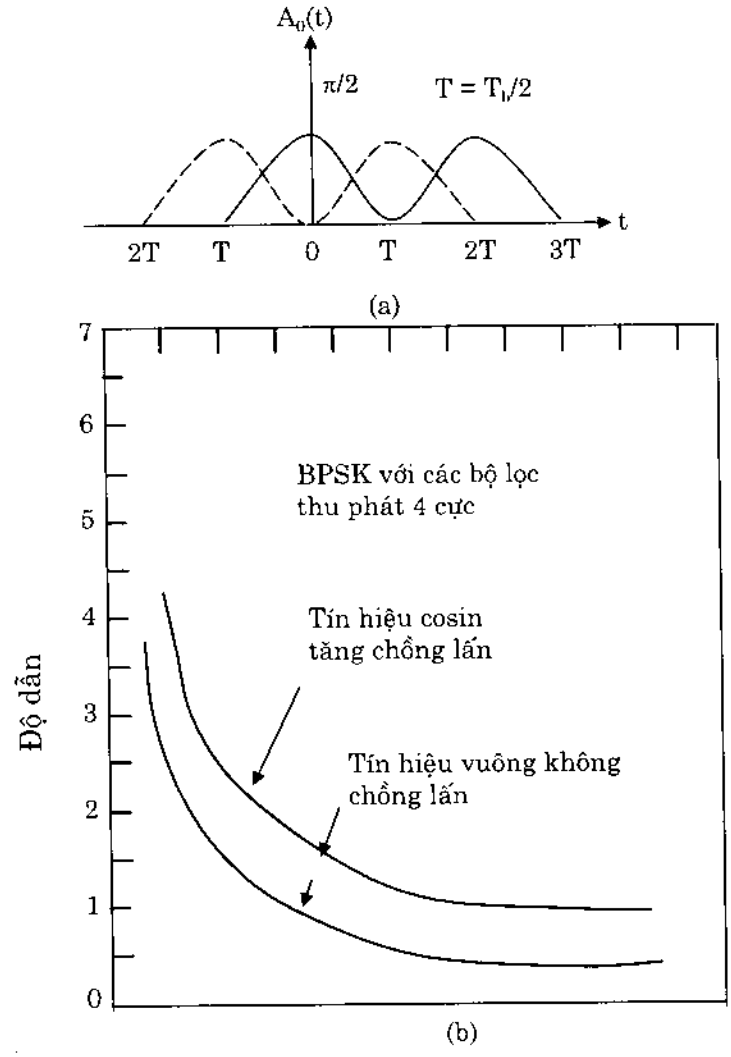
6.6.1. Điều chế PSK với các xung băng chồng lấn.

Phổ hiệu dụng của điều chế PSK với các xung băng gốc chồng lấn đã được biết đến hơn so với các xung không chồng lấn có cùng dạng. Nhưng tín hiệu dạng xung vuông hơn tín hiệu dạng xung cosin tăng chồng lấn, suy giảm vi phân nhỏ hơn 0,8 dB nếu 99% độ rộng bằng hai biên W_{99} thỏa mãn 1, $1/T < W_{99} < 1,6/T$. Trong tín hiệu PSK thông thường, xung cơ bản bị hạn chế trong một khe thời gian đơn thứ hai T_b , nên các xung không chồng lấn. Trong trường hợp chồng lấn đối với điều chế PSK, sự chồng lấn cao (hai bit của luồng bit ký hiệu), dự kiến không xảy ra giảm cấp chất lượng quá mức. Lợi ích trong những xung chồng lấn, như đã nói ở trên, nằm trong việc cải thiện độ chiếm giữ của phổ. Tài liệu tham khảo [21] chứng minh rằng, sau khi triển khai phổ của các loại xung tam giác, cosin, và cosin tăng trên cả các khoảng đơn và kép cùng với các xung Nyquist và được tạo ra từ bộ lọc Butter cấp 2 và cấp 3, các xung băng gốc chồng lấn không cải thiện phổ đã phát hoặc giảm độ rộng băng 3 dB của phổ liên tục, hoặc giảm độ rộng băng chứa 99% tổng công suất. Bạn đọc tham khảo qua tài liệu những đồ thị phổ khác nhau với các dạng xung khác nhau. Trong trường hợp PSK chồng lấn, sự giảm cấp hay tăng C/N, yêu cầu phải duy trì xác suất lỗi như trong trường hợp PSK xung vuông không chồng lấn (xem phương trình 6-38), phụ thuộc vào độ rộng băng 99% của bộ lọc phát được sử dụng để sao cho 99% công suất đều chứa trong băng đã cho. Cũng với một xác suất lỗi nhất định, các dạng sóng tín hiệu (cosin-tăng, tam giác,...) sẽ ảnh hưởng đến giảm cấp hơn tín hiệu xung vuông không chồng lấn.

Hình 6.31(a) là các xung cosin-tăng chồng lấn. Hình 6.31(b) là sự suy giảm tính theo dB đối với xung cosin-tăng chồng lấn khi so sánh với xung vuông không chồng lấn. Điều đó có nghĩa là C/N sẽ tăng theo hệ số suy giảm để đạt được đường cong xác suất lỗi lý tưởng. Như ta có thể thấy từ hình 6.31(b), nếu độ rộng băng 99% của bộ lọc phát bị giảm, C/N cần phải tăng lên để giữ được xác suất lỗi như cũ. Đấy là ví dụ thể hiện quan hệ công suất-độ rộng băng điển hình của hệ thống PSK.

6.6.1.1. QPSK đã giảm độ rộng dải tần (RB QPSK)

Kỹ thuật RBQPSK cho phép dải tần truyền dẫn PSK bình thường được giảm đi một cách đáng kể, cho đến điểm mà ở đó nhiễu giữa các ký hiệu lớn đến mức cản trở sự hoạt động bình thường của kênh, trừ phi những quá trình tách sóng đặc biệt trong máy thu cho phép năng lượng phân bố trên một số các khoảng ký hiệu do nhiễu giữa các ký hiệu, được khôi phục và sử dụng trong khi quyết định.



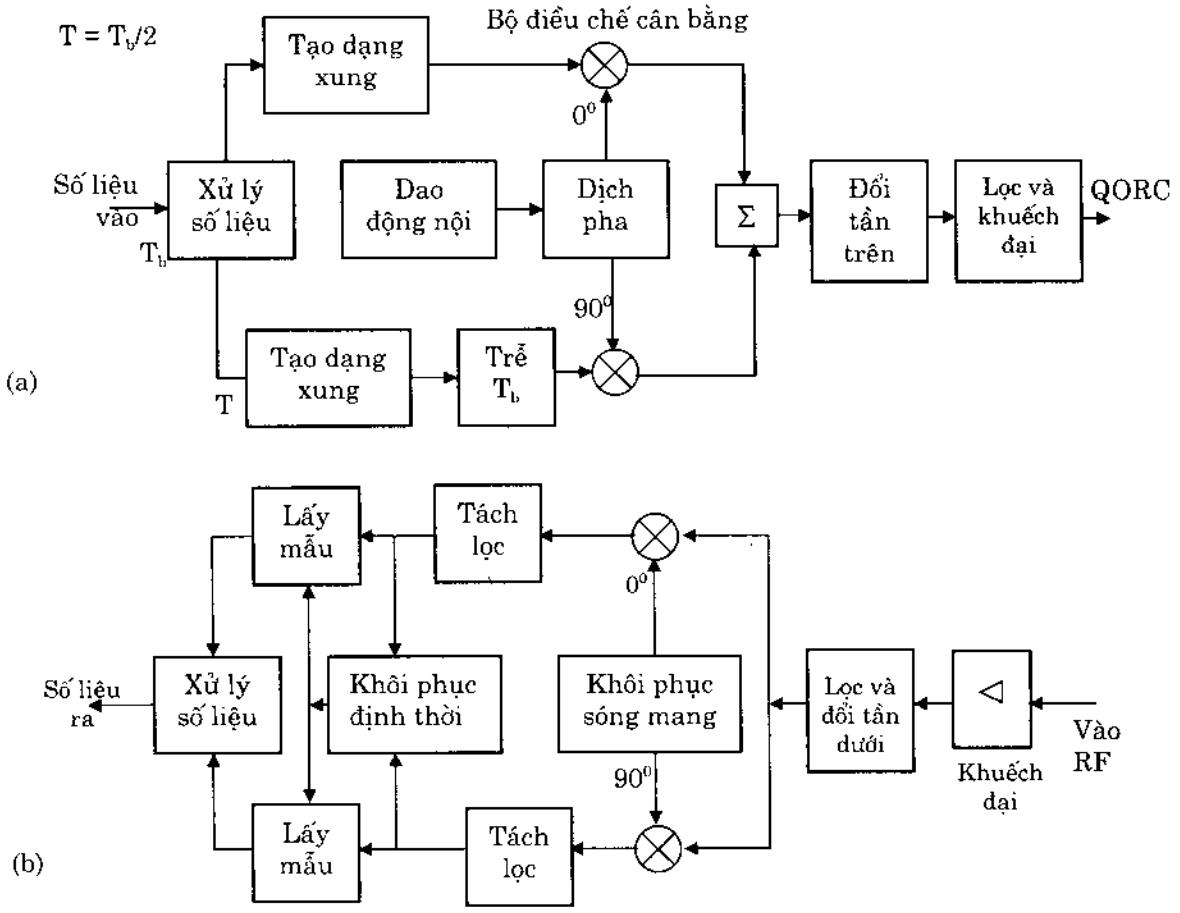
Hình 6.31- a) Các xung cosin-tăng chồng lấn; b) Sự suy giảm của hệ thống BPSK với tín hiệu xung vuông không chồng lấn và cosin-tăng chồng lấn.

6.6.2. Điều chế cosin-tăng chồng lấn cầu phương (QORC)

Bằng cách chồng lấn các xung cosin-tăng của một trong hai luồng số liệu ở băng gốc, và sau đó bằng cách tổ hợp cầu phương chúng ta sẽ có điều chế QORC.

Điều chế QORC có cấu trúc lai của điều chế QPSK và MSK. Sự hấp dẫn của QORC là ở độ rộng băng tần hiệu dung, công suất hiệu dụng và dung sai đối

với méo hệ thống. Tạo dạng biên độ xung băng gốc được áp dụng để tạo dạng phổ tín hiệu và bị loại bỏ ở bộ giải điều chế cầu phương. Hình 6.32 là sơ đồ khối hệ thống. Máy phát gồm có bộ điều chế tạo dạng xung phổ, bộ đổi tần trên, bộ lọc kênh, và bộ khuếch đại dùng đèn sóng chạy (TWTA). Bộ giải mã điều chế được đồng bộ, đưa hai chuỗi số liệu độc lập để giải điều chế vào những dạng tạo xung phổ đồng nhất. Những mạng này về phía máy phát tạo ra một tín hiệu có phổ hẹp, trong đó công suất tập trung ở một độ rộng băng nhất định, và cũng cung cấp phổ tín hiệu có đường bao không đổi hoặc gần như không đổi. Nhờ phổ tín hiệu hẹp sẽ giảm được nhiễu giữa các ký hiệu gây ra do giới hạn dải tần của kênh. Đường bao không đổi sẽ hỗ trợ bớt việc suy giảm gây ra do kênh không tuyến tính.



Hình 6.32- a) Máy phát với điều chế QORC;
b) Máy thu với giải điều chế QORC.

Đối với QPSK, như đã nói trong mục 6.3.3.2, các dạng xung đều vuông. Tương tự với SQPSK như đã nói trong mục 6.3.7, một xung vuông được dùng với độ trễ T_b hoặc thời gian một bit nhị phân vào. Đối với QORC, nếu tạo dạng ở nửa chu kì cosin và trễ là T_b, kiểu điều chế sẽ là MSK như đã nói trong mục 6.4.6. Trở lại với QORC, cả hai luồng bit hình thành các đường I và Q - là các xung thời gian cosin-tăng chồng lấn tạo ra do tác động của mạch tạo dạng xung/phổ trên các luồng bit xung vuông vào làm việc với nửa tốc độ bit vào. Độ dài thời gian của mỗi xung cosin-tăng là $2T_s$, trong đó T_s là tốc độ ký hiệu của mỗi mạch băng gốc cầu phương ($T_b/2$).

Hình 6.33a chỉ rõ việc thực hiện bộ điều chế, trong đó mỗi kênh số liệu I và Q có $r_s = 1/T_s$ được lấy mẫu và phân kênh thành các luồng số liệu chẵn và lẻ. Các luồng số liệu chẵn lẻ này sau đó được bộ lọc tạo sóng cosin-tăng liên tục với chu kì $2T_s$ gán trọng số trước khi tập hợp lại để tạo ra luồng băng gốc I và Q.

Bộ điều chế QPSK hay SPQK truyền thống theo những mạch này để điều chế các luồng số liệu đã sửa dạng. Phổ của luồng số liệu đã điều chế QORC được biểu thị theo biểu thức sau:

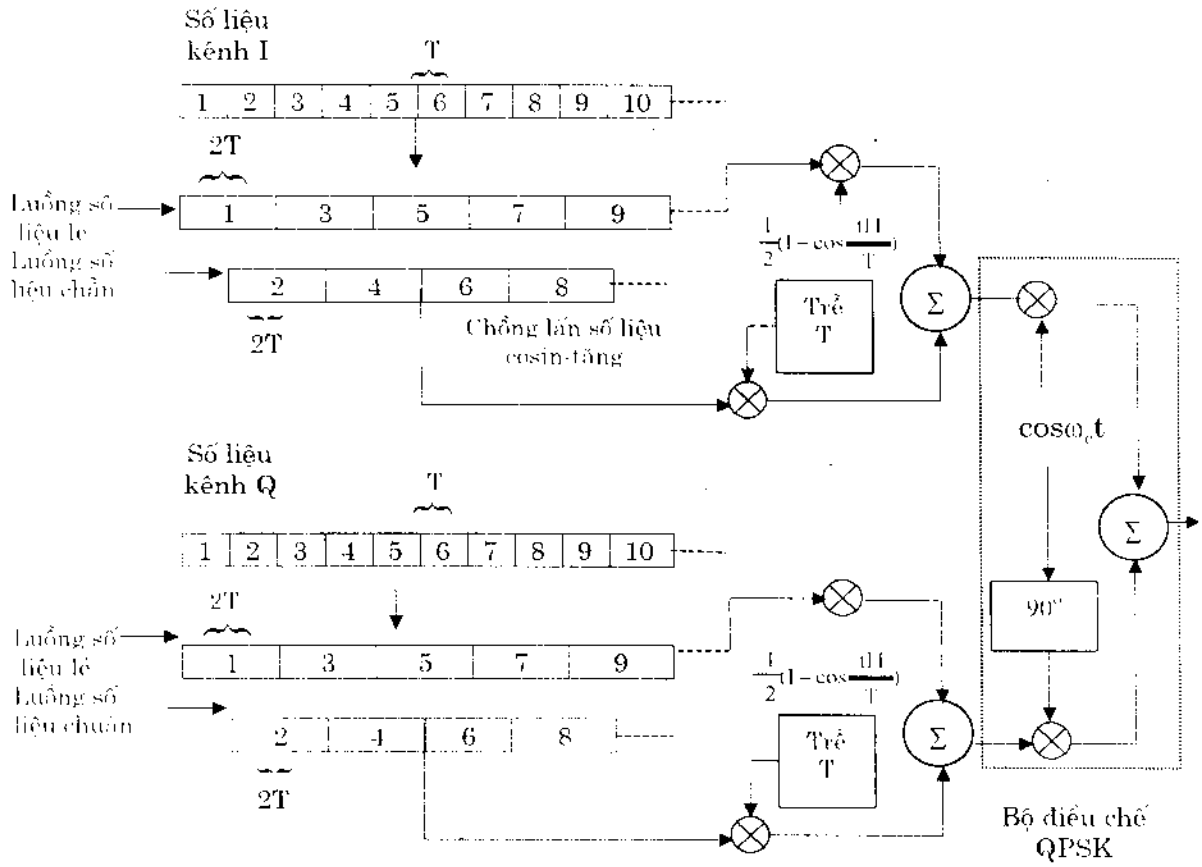
$$P(f)_{QORC} = (A^2T/2) \cdot \left\{ \left[\frac{\sin \pi T(f - f_0)}{\pi T(f - f_0)} \right]^2 + \left[\frac{\sin \pi T(f + f_0)}{\pi T(f + f_0)} \right]^2 \right\} \cdot$$

$$\cdot \left\{ \left[\frac{\cos \pi T(f - f_0)}{1 - 4T^2(f - f_0)^2} \right]^2 + \left[\frac{\cos \pi T(f + f_0)}{1 - 4T^2(f + f_0)^2} \right]^2 \right\} \qquad (6\text{-}79)$$

Ngoài hằng số tiêu chuẩn hóa, phổ của QORC là sản phẩm của phổ SQPSK và MSK. Hơn nữa đối với chỗ uốn búp phụ $1/f^4$, mật độ phổ công suất QORC có cùng điểm không đầu tiên như QPSK và SQPSK. Điểm không đầu tiên của MSK xảy ra ở 1,5 lần của QPSK, còn QORC không phải như vậy.

Đối với những điểm không còn lại của QORC, đồ thị phổ sẽ cho ta thấy là chúng xuất hiện gấp hai như thường xảy ra với QPSK, SQPSK và MSK. Trong hình 6.33b minh họa các xung riêng biệt, cùng với dạng sóng hợp thành của chúng.

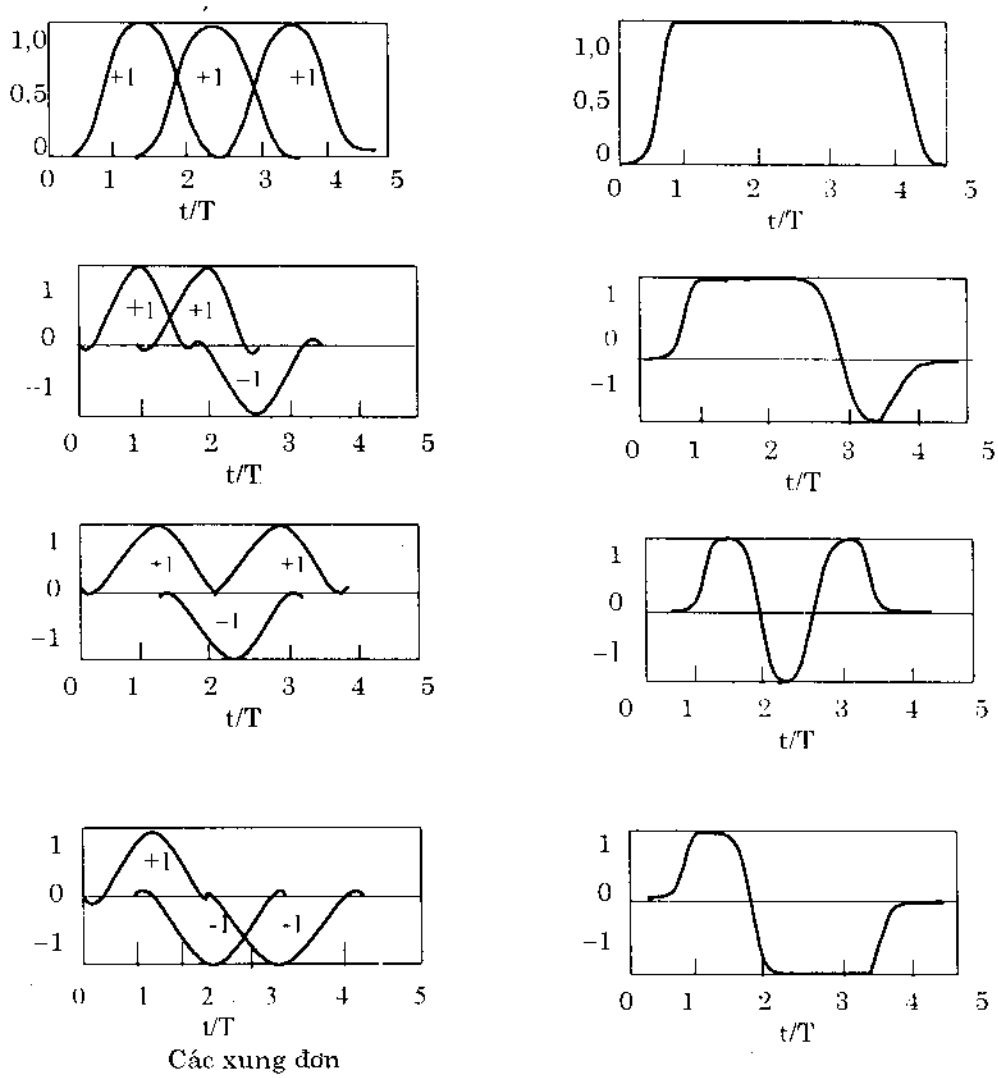
Chỉ có 4 trong 8 dạng sóng có thể xuất hiện, vì 4 dạng sóng mất đi đều là phần âm của các dạng sóng đã nêu. Như đã chỉ rõ trong những đồ thị này, không có nhiễu giữa các ký hiệu đưa vào giữa mỗi xung.



Hình 6.33- Thực hiện điều chế QORC:
a) Bộ điều chế;

6.6.2.1. QORC dịch pha OQORC hay QORC lệch pha SQORC

Cũng như QPSK, có một phương án khác của QORC là SQORC. Loại điều chế này được thực hiện nhờ có một bộ trễ T/2 đưa vào trong kênh băng gốc cầu phương, như minh họa trên hình 6-32. Một đặc tính của QORC là sự tương quan bit-bit được đưa vào do chồng lấn các xung. Đặc tính này cũng tương tự như kỹ thuật tín hiệu đáp ứng từng phần. Điểm nổi bật trong điều chế QORC là chỉ có những nửa bit chồng lấn kế tiếp nhau, nên không có tạp âm giữa các ký hiệu ở giữa mỗi bit.



Các xung đơn

(b) Các dạng sóng thành phần

Hình 6.33- Thực hiện điều chế QORC:
b) Các xung riêng biệt và dạng sóng hợp lại.

Một điều quan trọng là khi so sánh những sơ đồ điều chế khác nhau, cần phải chú ý đến mật độ phổ công suất của các búp phụ. Những búp phụ có mức thấp đều có đặc điểm dương, vì máy phát cần phải duy trì công suất tín hiệu đã phát đi ngoài băng tần thấp để không gây ra nhiễu giữa các sóng mang có thể nằm ngoài hệ thống hoặc một phần của hệ thống có nhiều sóng mang. Ở đầu ra của bộ điều chế, tín hiệu RF đi vào các bộ lọc kênh để làm suy yếu công suất búp phụ nằm ngoài băng tần. Sau đó tín hiệu RF đi qua kênh truyền dẫn, ở đó

bộc lộ tính phi tuyến của băng tần. Tác dụng của kênh truyền dẫn lên phổ QPSK là hồi phục lại những búp phụ đến mức như trước khi chúng đi vào bộ lọc phát, còn với SQORC SPQSK và MSK được hồi phục xấp xỉ như mức thấp. Cả hai QORC và SQORC có mức búp phụ cực kỳ thấp ở đầu ra của TWT phi tuyến, SQORC tốt hơn QORC, QPSK, MSK, trong khi đó QORC tốt hơn QPSK. Vì QORC là loại điều chế đường bao tín hiệu gián đoạn, nên có thể lần đầu xuất hiện dạng điều chế này không thích hợp với các bộ khuếch đại công suất hiệu suất cao làm việc tại điểm bão hòa, hoặc gần bão hòa. Đối với các hệ thống làm việc thực tế, tính năng của kỹ thuật điều chế đường bao liên tục như QPSK và MSK, cũng trải qua một sự biến đổi đường bao gián đoạn gây ra do sự biến thiên về trễ nhóm trong bộ lọc phát do giới hạn độ rộng băng tần. Với tốc độ ký hiệu gần hoặc vượt quá độ rộng băng tần truyền dẫn hay kênh, những dạng sóng có đường bao gián đoạn có thể không tốt hơn những dạng sóng có đường bao liên tục. Trong kênh phi tuyến có nhiễu giữa các ký hiệu và đỉnh xung bị giảm do lọc, thì QORC có xác suất lỗi tốt hơn SQORC.

6.6.2.2. Điều chế cosin-tăng chống lấn cầu phương dao động (SQORC)

Dạng điều chế này được đề cập đến là do bản chất của phổ yêu cầu đối với kênh vệ tinh có giới hạn cứng. Một bộ hạn chế cứng được sử dụng ở đầu vào của đèn sóng chạy, khi yêu cầu công suất ra cực đại. Dạng xung của SQORC là xung cosin bình phương có độ rộng như QORC, nhưng những phần xung quanh sườn xung bằng phẳng hơn so với QORC. Tỉ số giá trị cực tiểu trên cực đại của hình bao tín hiệu gần 0,9 đối với SQOSRC, trong khi với SQORC chỉ gần 0,7. Điều đó nói lên rằng hình bao của dạng xung SQOSRC biến động ít hơn SQORC. Chất lượng của SQORSC khi có nhiều tín hiệu, và đỉnh xung hạn chế do lọc, tốt hơn SQORC.

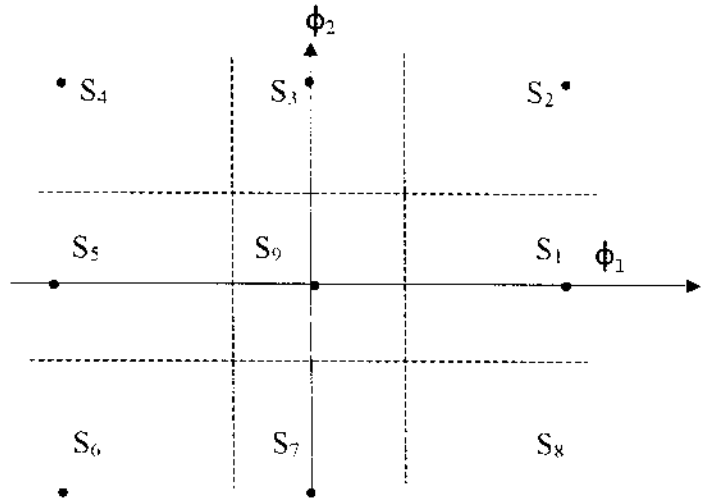
6.6.2.3. Điều chế pha số tương quan (CORPSK) (Khóa dịch pha tương quan)

CORPSK là kỹ thuật điều chế đường bao liên tục, với những chuyển dịch nhẹ nhàng giữa các vị trí pha cố định, và những chuyển dịch kế tiếp tương quan nhau. Độ rộng búp chính cũng như hoặc nhỏ hơn so với các kỹ thuật điều chế hình bao gián đoạn khác như MSK, QPSK, và CPFSK, nhưng bức xạ ngoài băng nhỏ hơn. Tách sóng kết hợp được sử dụng và các bộ điều chế, giải điều chế điển hình cũng có cấu trúc tương tự như trong hình 6.32. Mạng tạo sóng gồm có một bộ mã hóa tương quan, bộ lọc trước điều chế, và bộ điều chế góc nhiều tầng. Thêm vào thường có bộ mã hóa trước ở đầu vào để tránh sai lỗi lan truyền. Bộ điều chế có thể là bộ điều chế pha tuyến tính, với CORPSK, sự di pha bị giới hạn, nhưng với bộ điều tần thì di pha không bị giới hạn. Để tiến tới

những vị trí pha thích hợp ở cuối mỗi khoảng ký hiệu, sự di pha hay di tần của bộ điều chế phải được điều khiển trong một mạch hồi tiếp. Có nhiều sơ đồ điều chế CORPSK, và chúng mở ra một lĩnh vực mới. Bạn đọc quan tâm đến vấn đề này cần đọc thêm sách tham khảo [14].

6.6.3. Đáp ứng từng phần cầu phương (QPR)

Hệ thống đáp ứng từng phần cầu phương (QPRS) cũng tương tự như hai hệ thống APK với ba mức tín hiệu nhị phân kép cầu phương. Như vậy, mỗi tín hiệu trong mỗi luồng băng gốc có ba trạng thái, tạo nên tổ hợp 9 trạng thái, minh họa trên hình 6.34.



Hình 6.34- Đồ thị hình sao của tín hiệu QPRS.

Sơ đồ khối điều chế và giải điều chế có cấu trúc tương tự như hệ thống QORC hình 6.32. Sự khác nhau giữa QORC và QPRS, là các bộ lọc thông thấp đặt trong mạch tạo dạng xung băng gốc để lọc nhị phân kép, sử dụng một bộ lọc cosin tương tự với hàm chuyển đổi 2TcosπfT. Thường dùng tách sóng mang kết hợp, và sóng mang được hồi phục bị khóa ở một trong những trạng thái tín hiệu lẻ (trừ trạng thái 9). Dựa vào trạng thái tín hiệu hay đồ thị 6.34, tổng số trạng thái là 9, từ trạng thái S_1 đến S_8 là 0, và trạng thái 9 là 1. Các trạng thái S_2, S_4, S_6, S_8 đại diện cho (0, 0) và S_1, S_5 đại diện cho (0, 1), trong khi S_3, S_7 đại diện cho (1, 0). Trạng thái không có sóng mang S_9 đại diện cho (1, 1). Do đó hệ thống QPRS là hệ thống điều biên sóng mang không liên tục xác suất lỗi được biểu thị như sau:

$$P_{e(QPRS)} = \text{erfc}\,[(1/2)\,.\,(W/r_s)^{1/2}.\,(C/N)^{1/2} + (\ln 2)/(W/r_s)^{1/2}.\,(4C/N)^{1/2}]$$
$$+ (1/2)\,\text{erfc}[(1/2)\,.\,(W/r_s)^{1/2}.\,(C/N)^{1/2} - (\ln 2)/(W/r_s)^{1/2}.\,(4C/N)^{1/2}] \quad (6\text{-}80)$$

trong đó C/N là tỉ số tín hiệu sóng mạng trên tạp âm trong tạp âm song biên và là C/N thu nếu độ rộng băng máy thu gấp đôi độ rộng băng thông tin, tức là $W = r_s$. Hình 6.28 là đồ thị xác suất lỗi của QPRS theo C/N đối với tín hiệu xung vuông vào bộ điều chế phát với $W = r_s$.

6.7. SO SÁNH CÁC HỆ THỐNG ĐÃ CÓ TRÊN THỊ TRƯỜNG

Qua vài dòng tóm tắt trong chương này, ta có thể thấy được sự tăng trưởng nhanh chóng số lượng của các sơ đồ điều chế đã được sử dụng hoặc sẽ được sử dụng trong tương lai gần. Nhưng những sơ đồ mô tả ở đây không bao gồm tất cả những sơ đồ điều chế khác nhau đã giới thiệu trong các sách tham khảo. Để hoàn thiện một danh mục tóm tắt và mô tả những đặc điểm nổi bật của những sơ đồ khác nhau đã biết, thích hợp cho viba số và thông tin vệ tinh và giúp bạn đọc trong việc chọn thiết bị đã có trên thị trường, mục này sẽ chia ra hai phần. Phần đầu cung cấp những đặc điểm cần để so sánh, phần hai sẽ liệt kê các hãng chế tạo và thiết bị của các hãng đó cung cấp.

6.7.1. So sánh những sơ đồ điều chế tiêu biểu

Bảng 6.5, nêu lên sự so sánh đặc tính lý tưởng của các kỹ thuật điều chế hiện tại khi có tạp âm trắng cộng vào và sử dụng tín hiệu tam giác. Các giá trị C/N là đối với tạp âm song biên và tín hiệu được thu ở máy thu có độ rộng băng bằng hai lần độ rộng băng tin tức với xác suất lỗi 10^{-6}.

Cần chú ý là nếu như yêu cầu E_b/η, các giá trị C/N cho trong bảng 6.5 phải trừ đi $10 \log_{10}(\log_2 M)$. Như vậy, số cần phải trừ đi đối với:

M = 4 là 3 dB
M = 8 là 4,77 dB
M = 16 là 6 dB
M = 64 là 7,8 dB
M = 128 là 8,45 dB

Bảng 6.5- Đặc tính lý tưởng của các sơ đồ điều chế tiêu biểu.

Loại	*M*	*Sơ đồ điều chế*	*C/N*	*Phương trình Pc/Trong mục*
AM	2	ASK kết hợp	13,5	6,24/6.2.1. và 6.2.3.
	2	ASK không kết hợp	14,2	6.25/6.2.2. và 6.5.3.
	4	QAM hay 4>APK, QASK	13,8	6.73 và 6.74/6.5.4.
		Điều chế biên độ cầu phương		
	16	16-QAM hay 16.APK	20,9	6.74/6.5.4
	32	32.QAM	24,1	6.74/6.5.4
	64	64.QAM	27,2	6.74/6.5.4
	128	128.QAM	30,3	6.74/6.5.4
	4	Đáp ứng từng phần cầu phương (QPRS)	16,95	6.80/6.6.3
FM	2	FSK hai trạng thái kết hợp	13,5	6.56/6.4.4.1
	2	FSK không kết hợp	14,2	6.57/6.4.2.1
	4	4.CFSK	13,9	6.58/6.4.5.1
	16	16 CFSK	14,5	6.58/6.4.5.1
	64	64 CFSK	14,7	6.58/6.4.5.1
	4	4- NCFSK	14,5	6.63/6.4.5.2
	16	16-N CFSK	15,1	6.63/6.4.5.2
	64	64-N CFSK	15,4	6.63/6.4.5.2
	4	4MSK(BPSK) tách sóng kết hợp	10,5	6.33/6.4.6.1
	4	MSK tách sóng vi sai	11,15	6.68/6.4.6.2
PM	2	PSK hai trạng thái kết hợp	10,8	6.333/6.3.1.1
	2	BPSK mã hoá vi sai	10,8	$1/2(P_{cBPSK}+P_{cOPSK})$/6.3.3.1
	2	PSK(DPSK) vi sai	11,15	6.36/6.3.2.1
	4	4DPSK	16,3	6.36/6.3.6
	4	QPSK tachsongs kết hợp	13,75	6.46a/6.3.3.2
	8	8.PSK	19,0	6.46a/6.3.3.2
	16	16.PSK	14,8	6.46a/6.3.3.2
	4	OQPSK	13,5	6.53/6.3.7.1

Đối với tất cả các giá trị, đều giả thiết là độ rộng băng IF của máy thu W bằng tốc độ ký hiệu r_s.

6.7.2. NHỮNG ĐẶC TÍNH PHỔ

Có nhiều cách so sánh những đặc tính phổ của những sơ đồ điều chế. Sự quan tâm đặc biệt là hiệu ứng (tác động) nhiễu kênh lân cận. Đo hiệu ứng này có thể rút ra từ độ suy giảm của phổ công suất tín hiệu ở một khoảng cách đã xác định đối với các tần số trung tâm. Nếu độ suy giảm ở một khoảng cách tùy ý được chọn là $8/T_s$, thì với sơ đồ AM, các búp phụ giảm khoảng 25 dB, với sơ đồ PM, giảm khoảng 33 dB, và FM pha liên tục; giảm đi khoảng 60 dB hoặc hơn.

Một hệ thống MSK ở khoảng cách $8/T_s$, giảm đi 95 dB so với giá trị ở tần số trung tâm. Nói chung, đối với những tần số xa tần số trung tâm, tức là $(f - f_0)T_s$ rộng, phổ của tín hiệu AM và PM suy giảm ở tốc độ tỉ lệ với số đảo tần số bình phương. Với FSK pha liên tục (CD-FSK) và MSK tốc độ suy giảm tỉ lệ nghịch với tần số các công suất một phần tư. Với PSK tốc độ suy giảm tỉ lệ nghịch với tần số bình phương. Thoạt đầu có thể xảy ra tình trạng FM là sơ đồ điều chế ưu việt nhất theo hướng này. Nhưng giả thiết số liệu đề ra trên đây là các hệ thống PM phải chịu đựng những chuyển pha đột ngột, còn với những chuyển biến pha từ từ, đặc tính phổ sẽ được cải thiện. Với các sơ đồ AM có sóng mang bị điều chế biên độ bằng mã PCM hai pha, phổ của nó cũng có thể suy giảm ở cùng tỷ lệ như sơ đồ FM. Như thường nói đến trong chương này, một tính chất phổ quan trọng khác là hiệu dụng độ rộng băng hay hiệu dụng phổ. Hệ số hiệu dụng phổ là tốc độ bit r_b chia cho hai lần ký hiệu Nyquist hay độ rộng băng thông tin. Nếu dùng lọc cosin-tăng, độ rộng băng thông tin tăng lên do hệ số uốn α sao cho độ rộng băng tạp âm của băng IF sẽ là:

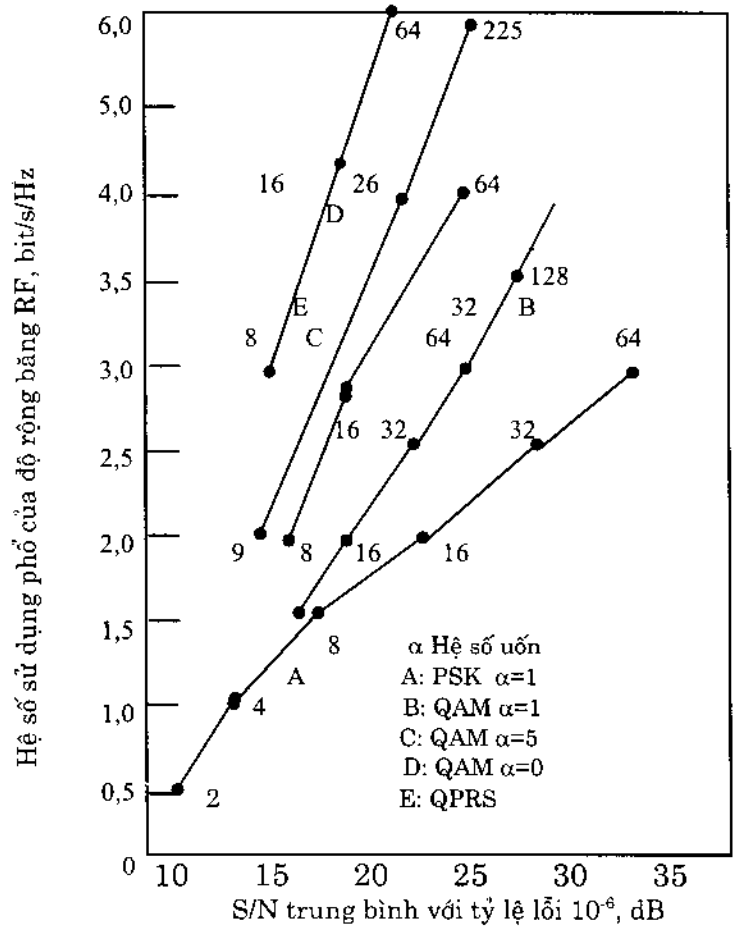
$$2 \times 1/2\ [r_s(1 + \alpha)] = r_s(1 + \alpha)$$

Do đó:

$$\text{Hệ số hiệu dụng phổ} = \frac{r_b}{r_s(1+\alpha)} = \frac{r_s \log_2 M}{r_s(1+\alpha)} = \frac{\log_2 M}{(1+\alpha)} \qquad (6\text{-}81)$$

Vì các bộ lọc thường không được thiết kế đáp tuyến thẳng đứng nên độ rộng băng IF có thể bắt đầu gần 3 lần độ rộng băng thông tin tùy theo hệ số uốn. Hệ số uốn càng nhỏ, phổ hiệu dụng càng cao, nhưng trong khi nghiên cứu thấy rằng vì méo dạng sóng tăng lên do fa đinh nhiều đường và khó khăn trong thiết kế bộ lọc chính xác, nên hệ số α thường trong phạm vi 0,5 đến 0,7. Khi

α = 0,5, điều chế hơn 8 mức cũng có thể thỏa mãn với hệ số hiệu dụng phổ yêu cầu. Với các hệ thống QAM thì hệ số α = 0,5 thường dùng cho M > 16. Hình 6.35 là đồ thị minh họa các hệ số hiệu dụng phổ của những phương pháp điều chế khác nhau. Đồ thị cũng chỉ rõ điều chế trên 16 mức cần phải thực hiện với hệ số hiệu dụng phổ lớn hơn 2 bit/s/Hz khi không dùng dạng phổ uốn.



Hình 6.35- Các hệ số hiệu dụng phổ lý tưởng của những phương thức điều chế có hệ số uốn khác nhau

Trong bảng 6.6 liệt kê các hiệu số hiệu dụng phổ của một số sơ đồ điều chế ít biết đến. Các bộ lọc sử dụng đều chọn đối với trường hợp lý tưởng để phù hợp với xung tín hiệu trên kênh phân biệt bằng các bộ lọc của thu và phát, để tạo ra thiết kế tối ưu sao cho xác suất lỗi là cực tiểu khi có tạp âm xung. Thiết kế và phân biệt bộ lọc cũng tối ưu để giảm nhỏ nhất hiệu ứng nhiễu kênh lân cận, trong đó giả thiết là kênh lân cận có cùng dạng như kênh trong băng. Những

số liệu trong băng tần này lấy từ tài liệu tham khảo [15] và những hình vẽ chỉ kết quả mong muốn. Trong băng còn có tỉ số công suất tín hiệu ra của mạng sửa xung với công suất tín hiệu ra của bộ khuếch đại công suất phát, ứng theo hệ số điều chế, là một yêu cầu quan trọng trong thiết kế. Khi có bộ lọc sửa xung sau bộ khuếch đại công suất, và những giá trị tiêu biểu của hệ số điều chế đối với các dạng xung điều chế khác nhau và mạng sửa dạng xung.

Bảng 6.6- Các hệ số hiệu dụng phổ tương đối của các sơ đồ điều chế tiêu biểu.

Hệ số điều chế	*Sơ đồ điều chế*	*Hệ số*	*Lý tưởng*	*C/N*	*Chương mục*	*Tín hiệu*
0,62	MSK	1,8	2	10,5	6.4.6	cosin-tăng (α=0,25)
0,59	OQPSK/SQPSK	1,8	2	13,5	6.3.7	cosin-tăng (α=0,25)
0,59	QPSK	1,8	2	13,8	6.3.3	cosin-tăng (α=0,25)
0,59	8-PSK	2,7	3	19,0	6.3.3.3	cosin-tăng (α=0,25)
0,59	16-SQAM/16-OQASK	3,6	4	20,9	6.5.5	cosin-tăng (α=0,25)
0,52	MSK	2,1	2	12,8	6.4.6	Đáp ứng từng phần
0,64	QPSK/SQPSK	2,1	2	15,8	6.6.1	Đáp ứng từng phần
0,64	QPSK	2,1	2	15,9	6.6.1	Đáp ứng từng phần
0,64	16-SQAM	4,2	4	22,8	6.6.1	Đáp ứng từng phần

6.7.3. Các hiệu ứng của nhiễu

Một hệ số khác để đánh giá các sơ đồ điều chế về viba số là hiệu ứng nhiễu cùng kênh và kênh lân cận. Như đã nói trong mục 6.7.2, MSK và các sơ đồ CP-FSK khác ưu việt hơn AM và PM, khi không có lọc sau điều chế và tạo dạng phổ. Một khía cạnh khác của nhiễu kênh lân ận là lượng giảm cấp chất lượng gây ra do một mức xác định của nhiễu. Vấn đề này sẽ được đề cập chi tiết trong chương 10.

Điều đó cũng đủ để nói rằng ở thời điểm một nhiễu sóng mang trong băng làm sụt công suất tín hiệu thu yêu cầu từ 10 ÷15 dB sinh ra tỉ lệ lỗi bit 10^{-4} sẽ tác động ít nhất đến điều chế FSK không kết hợp và BPSK, trong khi các sơ đồ 8 và 16 trạng thái lại bị giảm nhiều so với chất lượng lý tưởng.

6.7.4. Các hiệu ứng fading

Fading là một vấn đề khác, sẽ được bàn đến trong chương 8. Nếu fading sinh ra do hai thành phần nhiễu đường quyết định, khi sử dụng mô hình đường

truyền hai tia, đường thứ hai có thể xem như một nhiễu sóng mang và những kết quả của mục 6.7.3, có thể ứng dụng. Nếu fading là fading Rayleigh phẳng, mã kiểm tra sai có thể dùng để khắc phục sự suy giảm của tỉ lệ lỗi bit. Fading do mưa cũng sẽ tác động đến BER. Để bước đầu đánh giá nhanh chóng, nhưng kết quả tham số chất lượng tương đối trong bảng 6.5 cho ta nhưng chỉ thị về chất lượng mong muốn đối với fading chậm, ở đó ngưỡng quyết định của sơ đồ AM/PM có thể có thời gian hiệu chỉnh hoặc bộ cân bằng có thời gian để bù các hiệu ứng đó.

Bảng 6.7- Chất lượng các sơ đồ điều chế khi có méo trễ (m/T = 1) với tỉ lệ lỗi bit 10^{-4}.

Loại	*Sơ đồ điều chế*	*C/N dB*		
		Bậc hai	*Tuyến tính*	*Ghi chú*
AM	ASK kết hợp	12.8	12,4	
	ASK không kết hợp	13,3	16.9	
	QAM	12,8	18,8	
	QPR	--	>28	
FM	BFSK kết hợp (m=0,7)	8,8*	8,6*	(* chu kỳ quan sát
	Tách sóng FSK không kết hợp (m=1)	13,5	16	là 3 bit)
	CP-FSK không kết hợp (m=0,7)	10,2*	12,7*	
	MSK (m=0,5)	9,8	15,8	
	MSK mã vi sai (m=0,5)	10,8	16,8	
PM	BPSK kết hợp	9,8	9,6	
	BPSK mã vi sai	10,3	10,1	
	PSK vi sai (DPSK)	11,8	--	
	QPSK	12,8	18,8	
	DQPSK	19,3	--	
	OQPSK	12,8	18,8	
	8-PSK tách sóng	<30	30	

6.7.5. Hiệu ứng méo do trễ

Phần lớn méo do trễ quan sát được trên các tuyến viba tầm nhìn thẳng đều đưa đến do phần vô tuyến chứ không phải phần kênh. Nếu méo quan sát được trong tín hiệu thu có thể biểu diễn bằng cách cho tín hiệu phát đi qua một bộ lọc lý tưởng, méo do trễ được tách ra từ đặc tính tần số pha của bộ lọc. Bảng 6.7 trích từ tài liệu tham khảo [16] và dựa chủ yếu vào những kết quả nghiên cứu mở rộng của Sunde về hiệu ứng méo trễ đối với truyền dẫn xung.

Chất lượng của các hệ thống tiêu biểu được thể hiện đối với méo trễ tuyến tính và bậc hai trong trường hợp trễ vi phân cực đại, liên quan đến trễ giữa băng, và bằng thời gian của ký hiệu. Cần lưu ý rằng một số sơ đồ điều chế có thể bị tác động mạnh do loại méo này hay méo kia. Các sơ đồ tách sóng vi sai QPSK (DPSK) chịu sự giảm cấp nghiêm trọng do méo trễ bậc hai, trong khi QAM, MSK và các loại QPSK bị giảm cấp do méo trễ tuyến tính.

6.7.6. So sánh các thiết bị viba số hiện có

Bảng 6.8 liệt kê các phương thức điều chế được dùng trong các thiết bị viba hiện có. Để đạt được kết quả thiết thực, trong bảng bao gồm: loại thiết bị, dải tần số, tốc độ số liệu, phương thức điều chế, công suất ra, tăng ích hệ thống, và ngưỡng thu với BER = 10^{-3}.

6.7.7. Khuyến nghị CCIR về các sơ đồ điều chế

Trong báo cáo 610-1 CCIR phần 2, đề cập đến các phương thức điều chế số để làm việc thích hợp với các hệ vô tuyến chuyển tiếp FDM - FM, có chú ý đến bất kì vấn đề can nhiễu nào giữa chúng. Các khuyến nghị có liên quan đến chương này đều được nêu trong các mục sau đây:

6.7.7.1. FM-DPSK

Sự hấp dẫn của phương thức điều chế này, về nguyên tắc, cho phép sử dụng các máy đầu cuối số trên các hệ viba tương tự. Sở dĩ như vậy là do tín hiệu hoàn toàn thích ứng với đặc tính của kênh FM tương tự và có thể hoạt động qua một số trạm lặp lại FM trước khi khi tái tạo. Hơn nữa, phương thức FM có một ưu điểm là trên bình diện của độ rộng băng RF, từ đó ta có thể hạn chế phổ phát trong những giới hạn, bằng cách tạo dạng các xung băng tần gốc đưa vào bộ điều chế FM.

6.7.7.2. Điều chế CPSK

Tách sóng kết hợp tín hiệu đã điều chế CPSK ở máy thu sẽ cho E_b/η trội hơn FM-DPSK 2,3 dB trong môi trường tạp âm bị giới hạn. Hệ thống QPSK kết hợp dùng chuyển mạch xung vuông, độ dài đường truyền cần các bộ lọc RF tạo dạng toàn băng tần.

6.7.7.3. QPRS (Hệ thống đáp ứng từng phần cầu phương)

Các hệ thống PSK đã nói ở trên yêu cầu sử dụng cả hai cực để đạt được hệ số hiệu dụng truyền dẫn 2 bit/s/Hz theo khuyến nghị CCIR.

Bảng 6.8- Bảng so sánh một thiết bị viba số.

Kiểu	*Phạm vi tần số GHz*	*Tốc độ bit Mbit/s*	*Phương thức điều chế*	*Công suất ra dBm*	*Tăng ích hệ thống dB/10^{-4}*	*Ngưỡng thu (dBm) với BER=10-3*
Hãng chế tạo: Ayadin Microwave Division, 75 east Trimble, San Jose, California, USA.						
AMLD16/F2	1,7/1,9-2,3	1x34	16-QAM	32	114,6	-82,6
	1,9-2,3	2x34	16-QAM	32	111,6	-79,6
	1,9-2,3	3x34	16-QAM	32	108,8	-76,8
	2,5-2,69	1x34	16-QAM	32	114,6	-82,6
AMLD16/F3	3,8-4,2	1x34	16-QAM	37	118,6	-81,6
	3,8-4,2	1x34	16-QAM	37	115,6	-78,6
	3,8-4,2	1x34	16-QAM	37	112,8	-75,6
AMLD16/F4	4,4-5,0	1x34	16-QAM	33	113,6	-80,6
	4,4-5,0	2x34	16-QAM	33	110,5	-77,5
	4,4-5,0	3x34	16-QAM	33	108,8	-78,5
	6,43-7,11	1x34	16-QAM	35	115,6	-80,6
	6,43-7,11	2x34	16-QAM	35	112,6	-77,6
	6,43-7,11	3x34	16-QAM	35	110,8	-75,8
	6,43-7,11	4x34	16-QAM	35	109,6	-74,6
AMLD16/F7	7,125-8,5	1x34	16-QAM	30	110,1	-80,1
	7,125-8,5	2x34	16-QAM	30	107,1	-77,1
	7,125-8,5	3x34	16-QAM	30	104,3	-74,3
	7,725-8,275	1x34	QAM	30	110,1	-80,1
	7,725-8,275	2x34	QAM	30	107,1	-77,1
	7,725-8,275	3x34	QAM	30	104,3	-74,3
	7,725-8,275	4x34	QAM	30	104,1	-74,1
AMLD16/F11	10,7-11,7	1x34	QAM	36	116,1	-80,1
	10,7-11,7	2x34	QAM	36	113,1	-77,1
	10,7-11,7	3x34	QAM	36	110,3	-74,3
	10,7-11,7	4x34	QAM	36	110,1	-74,1
AMLD16/F12	12,75-13,25	1x34	QAM	30	110,1	-80,1
	12,75-13,25	2x34	QAM	30	107,1	-77,1
	12,75-13,25	3x34	QAM	30	104,3	-74,3
AMLD16/F14	14,4-15,3	1x34	QAM	33	111,1	-78,1

Kiểu	*Phạm vi tần số GHz*	*Tốc độ bit Mbit/s*	*Phương thức điều chế*	*Công suất ra dBm*	*Tăng ích hệ thống dB/10^{-4}*	*Ngưỡng thu (dBm) với BER=10^{-8}*
AMLD16/F18	14,4-15,3	4x34	QAM	33	105,1	-72,1
	17,7-19,7	1x34	QAM	27	105,1	-78,1
	17,7-19,7	2x34	QAM	27	102,1	-75,1
	17,7-19,7	3x34	QAM	27	99,3	-72,3
Ghi chú: Bản liệt kê này không đầy đủ, xin xem tài liệu của các hãng.						
Hãng chế tạo: L.M.Ericson, Sweden Telefonaktiebolaget, L.M.Ericson Defence and Space System Division, P.O.Box 1001 431 26 Molndal Sweden.						
Mini Link 15	14,5-15,35	2 hay 8	4-FSK	15	-	-80 với BER là 10^{-4}
Mini Link 18	18,58-18,82	2 hay 8	4-FSK	10	-	-79 với BER là 10^{-4}
Ghi chú: Bản liệt kê này không đầy đủ, xin xem tài liệu của các hãng.						
Hãng chế tạo: GEC, GEC Telecommunications Ltd, Transmission Division, P.O. Box 53 Conventry, CV1 2HJ, England						
2GHz	1,713-1,909	2 hay 8	3-FSK	24/33/36		-84,5 với BER là 10^{-4}
4GHz	3,6-4,2	140	RBQPSK[78]	33/36	-	-70,5 với BER là 10^{-4}
6GHz	5,85-6,425	140	RBQPSK[78]	33/36	-	-70,5 với BER là 10^{-4}
11GHz	10,7-11,7	140	QPSK	33/40	-	-69 với BER là 10^{-4}
						-72
19GHz	17,7-19,7	140	QPSK	20	-	-74 với BER là 10^{-4}
19DR2/8	18,58-18,82	2 hay 8	3-FSK	17	-	-81 hay -77
Hãng chế tạo: GTE, GTE Telecommunicationa SpA, 20060 Cassina dei Pecchi, Milan, Italy						
CTR150	1,7-2,3/ 2,3-2,44	8,4/17/34	4-PSK(RF)	17/27/33		
CTR 1448	3,4-4,2	34	4-PSK(IF)	30/37		
CTR 1448-5	4,4-5,0	34	4-PSK(IF)	27/33		
CTR 147C	5,9-7,1	34	4-PSK(IF)	27/33		
CTR 147S	7,1-8,5	34	4-PSK(IF)	7G-29/33/39* 8G-28/39*		

Kiểu	*Phạm vi tần số GHz*	*Tốc độ bit Mbit/s*	*Phương thức điều chế*	*Công suất ra dBm*	*Tăng ích hệ thống dB/10⁻⁴*	*Ngưỡng thu (dBm) với BER=10-3*
CTR 177	7,1-8,5	70	8-PSK	28/37		
CTR 148S	10,7-11,7	34	4-PSK	27/30/41		
CTR178	10,7-11,7	70	8-PSK	28/37		
CTR188	10,7-11,7	140	16-QAM	25/33		
CTR152	12,75-13,25	8/17/34	4-PSK	20/25		-83/-80,5/-77,5
CTR155	14,5-15,35	8/17/34	4-PSK	17/23		BER of 10^{-4}
CTR158	17,7-19,7	8/17/34	4-PSK	13		-78 for 34Mbit/s
Ghi chú: 7G là 7GHz radios, 7G là 7GHz radios						
Hãng chế tạo: Loral-Terrocom, Loral Microwave Communications, 9020 Balboa Avenue, San Diego, California, USA						
LMC 408D	7,125-8,500	Up to 20	FSK	28	102	-79 at BER of 10^{-6}
Hot standby	7,125-8,500	Up to 20	FSK	28	98	-79 at BER of 10^{-6}
Diversity	7,125-8,500	Up to 20	FSK	28	101	-79 at BER of 10^{-6}
LMC 412D	12,2-12,7	Up to 20	FSK	19	91	-79 at BER of 10^{-6}
Hot standby	12,2-12,7	Up to 20	FSK	19	87	
LMC 418D	17,7-19,7	Up to 20	FSK	23	91,5	-79 at BER of 10^{-6}
Hot standby	17,7-19,7	Up to 20	FSK	23	90	
Hãng chế tạo: NERA, Elcktrisk, Nera Division, P.O.Box 10, N5061, Tokstad, Norway						
NL 104	1,7-2,1	2	2-PSK	27		-86
NL 123	2,1-2,3	8	2-PSK	27		-80
NL 111	1,-2,3	8	4PSK	30		-86 hay -89
NL 143	1,7-2,3	34	4PSK	30		-80 hay -83
NL 146	3,6-4,2	34	4PSK	30		-83
NL 110	4,4-5,0	8	4PSK	30		-86
NL 142	4,4-5,0	34	4PSK	30		-80
NL 144	6,43-7,11	34	4PSK	20/28		-83
NL 175	6,43-7,11	140	16-QAM			
NL 112	7,125-7,725	8	4-PSK	20/28		-86
NL 141	7,125-7,725	34	4-PSK	20/28		-80
NL 145	7,7-8,5	34	4-PSK	28		-80 hay -83
NL 102	12,75-13,25	2	2-PSK	20		-88

Kiểu	*Phạm vi tần số GHz*	*Tốc độ bit Mbit/s*	*Phương thức điều chế*	*Công suất ra dBm*	*Tăng ích hệ thống dB/10⁻⁴*	*Ngưỡng thu (dBm) với BER=10-3*
NL 133	12,75-13,25	8	2-PSK	20		-81
NL 132	12,75-13,25	34	4-PSK	20		-77
NL 148	12,75-13,25	34	4-PSK	20	hay	-83
NL 106	14,5-15,35	2	2-PSK	27		-88 at BER of 10^{-5}
NL 134	14,5-15,35	8	2-PSK	20		-81 at BER of 10^{-5}
				20		
Hãng chế tạo: Rockwell Collins Transmission Systems Division, Rockwell International, P.O.Box 10462, Dallas, Texas 75207						
MDR2204	3,7-4,2	45	16/64-QAM	33		102
MDR6	5,9-6,4	45	8-PSK	37		103 at BER of 10^{-6}
MDR2306	5,9-6,4	45	16/64-QAM	33		101
MDR8	7,13-8,5	45	8-PSK	37		105 at BER of 10^{-6}
MDR8-5N	7,13-8,5	45	8-PSK	37		109 at BER of 10^{-6}
MDR11-5	10,7-11,7	45	8-PSK	37		108 at BER of 10^{-6}
MDR11-5N	10,7-11,7	45	8-PSK	37		109 at BER of 10^{-6}
MDR2311	10,7-11,7	45	16/64-QAM	36		107
MDR2411	10,7-11,7	90	16/64-QAM	33		101
MDR12-5	12,2-12,7	90	8-PSK	37		109 at BER of 10^{-6}
Hãng chế tạo: SIAE Microelectronica, Ferranti Industial Electronics Ltd, Communication Systems Group, Bellesk House. Graton Road, Edinburgh EH5 IRD, U.K						
RT21	1.400-1.550	2x2	QPSK	29/35		-94 at BER of 10^{-4}
RT22	2.300-2.440	2x2	QPSK	29/35		-94 at BER of 10^{-4}
RT23	2.500-2.700	2x2	QPSK	29/35		-94 at BER of 10^{-4}
RT26	14.50-14.62	2x2	QPSK	29/35		-94 at BER of 10^{-4}
Hãng chế tạo: Telenokia, P.O.Box 33,02601 Espoo 60, Finland						
DR0,7-1500	1,429-1,525	0,7	MSK	25/33/38		-99
DR2-1500	1,429-1,525	2	MSK	25/33/38		-95
DR2+2-1500	1,429-1,525	2 hoặc 2+2	MSK	25/33/38		-92
DR240-1500	2,486-2,686	2 hoặc 2+2	MSK	25/33/38		-92
DR2+2-1500	1,7-2,3	8+8/8/2+2	MSK	26/35		-83/88
DR34+34.6800	6.430-7.110	34+34/34+8	MSK	20/30		-77/80

Kiểu	*Phạm vi tần số GHz*	*Tốc độ bit Mbit/s*	*Phương thức điều chế*	*Công suất ra dBm*	*Tăng ích hệ thống dB/10^{-4}*	*Ngưỡng thu (dBm) với BER=10-3*
Hãng chế tạo: Teletta, Telefonia Electronica e Radio SpA, 20092 Cinisello (MI) - Viale F.Testi, 136, Italy.						
HA-2	1,7-2,3	8	QPSK	28	-88	
HA-2	1,7-2,3	34	QPSK	33	-84,5	
HTN-6u	6,4-7,1	140	16-QAM	27	-72	
HA--6u	6,4-7,1	8/34	QPSK	24,5/28/33	-86/82,5	
HMN-7	7,1-7,7	2x34	16-QAM	28	-74	
HTN-11	10,7-11,7	140	16-QAM	33	-71	
HMN-11	10,7-11,7	2x34	16-QAM	26	-74	
HN-13	12,7-13,2	34	QPSK	25	-79 at BER of 10^{-4}	
HD3-13	12,7-13,2	2/8	2-PSK	14	-89/84 at BER of 10^{-4}	
HN-15	14,3-15,4	2/8	2-PSK	15/20	-89/84	
HN-18	17,7-18,7	34	QPSK	18	-78 at BER of 10^{-4}	
MP-18	18,82-18,92	2	QPSK	15	-85 at BER of 10^{-4}	
MP-18	19,16-19,26	2	QPSK	15	-85 at BER of 10^{-4}	
Hãng chế tạo: Thorn-EMI Electronica Ltd, Communications Divison, Wells, Somerset Bas 1AA, England						
Tuyến được bảo vệ						
ML 13-2	13	2		19		-81
ML 13-8	13	8		19		-74
ML 13-34	13	34		18		-70
Tuyến không được bảo vệ						
ML 13-2	13	2		20		-85
ML 13-8	13	8		20		-79
Hãng chế tạo: Plesey U.K. Ltd, Plessey Radio Systems, Martin Road, West Leigh, Havant, Hampshire P09 5DH, England						
DRS 1302	13	2		15		
DRS 1308	13	8		23		-77,5
DRS 1334	13	34		22		-75

Kiểu	*Phạm vi tần số GHz*	*Tốc độ bit Mbit/s*	*Phương thức điều chế*	*Công suất ra dBm*	*Tăng ích hệ thống dB/10^{-4}*	*Ngưỡng thu (dBm) với BER=10-3*
Hãng chế tạo: NEC. Coporation, Nec Buiding, 33-1 Shiba 5-chome, Minato-ku, Tokyo 108, Japan						
TRP-13GD34MB	13	34	16-QAM	25/30		-77
TRP-15G140MB	15	140	16-QAM	23		-72

Tuy nhiên, để thỏa mãn chất lượng truyền dẫn số, có thể yêu cầu phân biệt phân cực chéo (XPD) giữa hai kênh PSK phải giữ được trên khoảng 15 dB trong khi có fa đinh nhiều đường, thậm chí còn yêu cầu XPD tốt hơn đối với FM-DPSK vì chúng tránh nhiễu cùng kênh kém hơn. QPRS tránh được điều cần thiết phải lập kế hoạch sắp xếp cùng kênh, bằng cách sử dụng mã đáp ứng từng phần vì các múi phụ thứ cấp của tín hiệu AM - PM tổ hợp ở máy phát có thể được suy giảm để đạt được khoảng 2 bit/s/Hz với đơn cực mà nhiễu xuyên ký hiệu hoặc nhiễu đến các kênh lân cận. Điều này đạt được lại trả giá bằng những biến động đường bao đưa vào tín hiệu sóng mang và giảm cấp ngưỡng 3÷6 dB so với điều chế QPSK kết hợp (xem mục 6.6.3). Với kế hoạch như vậy, yêu cầu tái tạo tín hiệu ở từng điểm lặp, vì duy trì độ tuyến tính biên độ không phải là một việc dễ dàng.

6.7.7.4. Điều chế FSK nhiều mức (M-FSK)

Phương thức điều chế này ưu việt hơn PSK trong một số trường hợp như đã nói ở trên. Nó có thể hạn chế phổ phát bằng cách sửa dạng tín hiệu băng gốc và/hoặc là giảm độ di tần của sóng mang. Cũng giống như FM-DPSK, là nó có ưu điểm có thể sử dụng cùng với thiết bị FDM-FM hiện có. Tuy nhiên, FSK đặc biệt nhạy với nhiễu khi số mức tăng lên.

6.7.7.5. 8-PSK kết hợp

Phương thức này hấp dẫn vì thích hợp với thiết bị FDM-FM hiện có. Nó cũng đạt hệ số hiệu dụng phổ tốt (xem bảng 6.6) trong khi làm việc với đơn cực.

6.7.7.6. 16-QAM

Phương pháp này hấp dẫn đối với các hệ thống dung lượng lớn, theo quan điểm thích ứng, vì nó cho phép tăng hệ số hiệu dụng phổ và cho phép sắp xếp các kênh tương tự sử dụng hệ thống số với cùng dung lượng.

6.7.8. So sánh các phương thức điều chế của CCIR

Báo cáo 378-4 CCIR bàn luận về đặc tính của các hệ viba số. Trong chương này chủ ý nêu lên sự so sánh các phương thức điều chế khác nhau.

Những điểm cần chú ý về đặc tính của các phương thức điều chế là:

1- Điều biên có đầy đủ sóng mang, hai biên với tách sóng đường bao, đơn giản nhưng lãng phí độ rộng băng và công suất nên chỉ thích hợp cho hệ thống dung lượng nhỏ.

2- Điều tần, 2 mức với tách sóng tần số, đơn giản nhưng cũng lãng phí độ rộng băng, nên chỉ thích hợp cho dung lượng nhỏ.

3- Điều pha, 2 mức, với tách sóng kết hợp hoặc vi sai, cũng đơn giản, những lãng phí độ rộng băng tần. Phương pháp này được xem là thích hợp nhất với các hệ thống viba số dung lượng nhỏ để truyền các tín hiệu số có tốc độ bit lớn đến 10 Mbit/s, và có thể dùng cho các hệ viba số dung lượng vừa với tốc độ bit lớn từ 10-100 Mbit/s.

4- Điều pha, 4 mức, với tách sóng kết hợp hoặc vi sai, được xem là một trong những phương thức thích hợp nhất đối với các hệ thống dung lượng lớn và vừa, tất nhiên cũng có thể chấp nhận được cả loại dung lượng nhỏ. Hệ dung lượng lớn có tốc độ bit cao hơn 100 Mbit/s.

5- Điều tần, 3 mức (nhị phân kép), 4 mức hay 8 mức, tách sóng tần số, phối hợp đơn giản với truyền dẫn số của các hệ viba điều tần, ghép kênh theo tần số (FDM). Có C/N lớn, và phương thức điều chế không cần thay đổi.

6- Điều pha, 8 mức với tách sóng kết hợp, đặc biệt phù hợp với các hệ thống dung lượng vừa, làm việc ở tần số dưới 12 GHz. Phương thức này hấp dẫn khi cùng làm việc với các kênh tương tự hiện có, vì nó cho hệ số hiệu dụng phổ cao ngay cả với đơn cực (xem báo cáo 610 CCIR). Mặc dù về lý thuyết phương thức này nhạy đối với méo hơn là QPSK kết hợp, nhưng chất lượng tương đương do có cân bằng và lọc thiết bị tối ưu.

7- Sử dụng kỹ thuật mã đáp ứng cục bộ có thể rất hấp dẫn vì giảm được độ rộng băng chiếm dụng trong khi thiết bị chỉ phức tạp hơn một chút. Sự giảm độ rộng băng đạt được khi tăng số mức phát đi lớn hơn số mức vào đã có, hoặc tương đương với giá trị C/N lớn hơn là với tỉ lệ lỗi đã cho.

8- Kỹ thuật điều chế 16 - QAM thích hợp đối với các hệ thống viba số dung lượng lớn, vì tăng hệ số hiệu dụng phổ trong khi thiết bị chỉ phức tạp hơn một ít.

BÀI TẬP

1- Xác định lợi thế C/N trên bit của M.PSK kết hợp hơn M-PDSK là bao nhiêu với C/N lớn?
(Trả lời: (2,3 dB))

2- Xác định lợi thế C/N của 2-DPSK hơn NC-ASK là bao nhiêu với xác suất lỗi là 10^{-6} ?

(Trả lời: (xấp xỉ 3 dB))

3- Tín hiệu cosin-tăng sử dụng độ rộng băng nhỏ hơn tín hiệu xung vuông. Hãy xác định tỉ số giữa độ rộng băng 99% BPSK của tín hiệu cosin-tăng với tín hiệu xung vuông.

(Trả lời: 19,3 r_b/2,96 r_b = 6,32)

4- Xác định hệ số hiệu dụng độ rộng băng tần lý thuyết của 256-QAM (8 bit/s/Hz).

5- Làm thế nào để đạt được hệ số hiệu dụng băng 2 bit/s/Hz với BPSK?
(Trả lời: Các kênh phân cực chéo)

6- Để được OQPSK, độ trễ trong đường băng gốc Q là bao nhiêu?

(Trả lời: 1 độ rộng bit của số liệu vào)

7- Ở những điểm nào xảy ra (xuất hiện) điểm không của phổ tín hiệu 8-PSK?

(Trả lời: $\pm k/3T$, trong đó k = 1, 2, 3,...,)

8- Xác định những điểm trội hơn của FSK đối với ASK

(Trả lời: Xem mục 6.4.4.)

9- Hệ số hiệu dụng lý thuyết của 8-FSK kết hợp là bao nhiêu?

(Trả lời: 0,75 bit/s/Hz).

10- Hệ số hiệu dụng phổ lý thuyết của BPSK là bao nhiêu?
(Trả lời: 1 bit/s/Hz)

11- Hệ số hiệu dụng phổ lý thuyết của MSK với tín hiệu cosin-tăng là bao nhiêu? Giả thiết hệ số uốn của bộ lọc α = 0,25.

(Trả lời: 1,8 bit/s/Hz)

12- Tại sao sử dụng mã Gray trong 16-QAM kết hợp?

(Trả lời: Xem mục 6.5.3)

13- Xác định độ tăng công suất của 256-QAM so với tỷ lệ lỗi bit là 10^{-4}.

(Trả lời: 12,3 dB)

14- Xác định tỉ số hiệu dụng độ rộng băng của 256-QAM và 16-QAM?

(Trả lời: 12,3 dB)

15- Xác định tỉ số công suất yêu cầu của 64-PSK với 64-QAM.

(Trả lời: 9,95)

16- Đối với OQAM độ trễ cần thiết là bao nhiêu trong đường băng gốc Q?

(Trả lời: nửa thời gian bit vào)

17- 8-PSK được dùng ở đâu?

(Trả lời: trong các hệ thống dung lượng vừa dưới 12 GHz, xem mục 6.7.8).

18- Xác định độ rộng băng hai biên Nyquist của tín hiệu 16-QAM làm việc với tốc độ bit 140 Mbit/s?

(Trả lời: 35Mhz)

19- Nếu C/N thu là 20,9 dB trong trường hợp bộ lọc Nyquist của bài tập 18, và C/N sẽ là bao nhiêu nếu khi có cùng P_e, nếu dùng bộ lọc có hệ số uốn α=0,5 thay vì bộ lọc Nyquist?

(Trả lời: Độ rộng băng song biên sẽ là 52,5 MHz, và C/N mới là: C/N = 20,9 + 10lg52,5/35 = 22,66 dB)

20- Chuyển đổi nhị phân kép có tác dụng như thế nào với tín hiệu xung vuông?

(Trả lời: Xem mục 6.6)

21- Sự khác nhau cơ bản giữa các bộ lọc băng gốc và các bộ lọc ra RF?

(Trả lời: Bộ lọc băng gốc: thông thấp; bộ lọc RF: thông dải)

THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

ADPCM	Adaptive Differential Pulse Code Modulation	Điều xung mã vi sai tự thích nghi
ADC	Analog - to - Digital Converter	Bộ biến đổi tương tự số
ADM	Adaptive Delta Modulation	Điều chế Delta thích ứng
AMI	Alternative Mark Inversion	Đảo dấu luân phiên
AM	Amplitude Modulation	Điều biên
ASK	Amplitude Shift Keying	Khoá dịch biên độ
APK	Amplitude Phase Keying	Khoá pha biên độ
BER	Bit Error Rate	Tỷ số lỗi bit
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Khoá dịch pha 2 trạng thái
CAPK	Coherent Amplitude Phase Keying	Khoá pha biên độ kết hợp
CCITT	Consultative Committee on International Telegraphy and Telephony	Ủy ban Tư vấn Điện báo điện thoại quốc tế
CCIR	Consultative Committee on International Telegraphy Radiocommunications	Ủy ban Tư vấn quốc tế về vô tuyến điện
C/I	Carrier to Interference ratio	Tỷ số sóng mang trên nhiễu
CMI	Coded Mark Inversion	Mã đảo dấu
C/N	Carrier to Noise ratio	Tỷ số sóng mang trên tạp âm
CFSK	Coherent Frequency Shift Keying	Khoá dịch tần kết hợp
CPSK	Coherent Phase Shift Keying	Khoá dịch pha kết hợp
CRE	Corrected Reference Equivalent	Tương đương chuẩn đã hiệu chỉnh
DE-PSK	Differential Encode Phase Shift Keying	Khoá dịch pha mã hóa vi sai
DE-BPSK	Differential Encode Binary Phase Shift Keying	Khoá dịch pha 2 trạng thái mã hóa vi sai

OSI	Open System Interconnection	Kết nối các hệ thống mở
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	Khoá dịch pha cầu phương vi sai
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Khoá dịch pha vi sai
FESXTR	Far End Signal to Crosstalk Radio	Tỉ số tín hiệu trên xuyên âm ở đầu xa
FDM	Frequency Division Multiplex	Ghép kênh phân chia theo tần số
FSK	Frequency Shift Keying	Khoá dịch pha tần số
IDA	Integrated Digital Access	Truy nhập số liên kết
IDN	Integrated Digital Network	Mạng số liên kết
IEEE	Institute of Electrical and Electronic Engineers	Học viện Kỹ thuật điện và điện tử
ITU	International Telecommunication Union	Liên minh Viễn thông quốc tế
ISI	Inter Symbol Interference	Xuyên nhiễu giữa các kí hiệu
ISDN	Integrated Services Digital Network	Mạng số liên kết đa dịch vụ
LAN	Local Area Network	Mạng nội bộ
LIM	Line Interface Module	Mođun giao tiếp đường dây
LTE	Line Terminating Equipment	Thiết bị kết cuối đường dây
LR	Loudness Rating	Độ vang
HRX	Hypothetical Reference Connection	Kết nối chuẩn giả định
MSK	Minimum Shift Keying	Khoá di tần cực tiểu
NRZ	Non Return Zero	Không quay về 0
NCFSK	Non Coherent Frequency Shift Keying	Khoá dịch tần không kết hợp
NEXTA	Near End Crosstalk Attenuation	Suy hao xuyên âm đầu gần
OOK	On-Off Keying	Khoá đóng mở
OLR	Overall Loudness Rating	Độ vang chung
O-QPSK	Offset Quadrature Phase Shift Keying	Khoá dịch pha cầu phương lệch
OVE	Overall corrected reference Equivalent	Tương đượng chuẩn đã hiệu chỉnh chung

PAM	Pulse Amplitude Modulation	Điều biên xung
PMU	Performance Monitoring Units	Khối giám sát chất lượng
PSTN	Public Switched Telephone Network	Mạng điện thoại chuyển mạch công cộng
PSK	Phase Shift Keying	Khoá dịch pha
PT-PSK	Pilot-tone Phase Shift Keying	Khoá dịch pha có âm dẫn
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều biên cầu phương
QASK	Quadrature Amplitude Shift Keying	Khoá dịch biên cầu phương
QORC	Quadrature Overlapped Raised-cosine	Điều chế cosin-tăng chồng lấn cầu phương
QPR	Quadrature Partial Response	Điều pha cầu phương
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khoá dịch pha cầu phương
PABX	Private Branch Exchange	Tổng đài cơ quan
PM	Phase Modulation	Điều pha
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Điều biên xung
PNA	Packet Network Adaptor	Bộ thích ứng mạng chuyển mạch gói
PST	Paired Selected Ternary	Mã tam phân lựa chọn
RCRE	Receive Corrected Reference Equivalent	Tương đương chuẩn thu đã hiệu chỉnh
RZ	Return to Zero	Trở về 0
S/N	Signal to Noise ratio	Tỉ số tín hiệu trên tạp âm
SCRE	Send Corrected Reference Equivalent	Tương đương chuẩn phát đã hiệu chỉnh
SLR	Sending Loudness Rating	Độ vang phát
TDM	Time Division Multiplex	Ghép kênh phân chia theo thời gian
WAN	Wide Area Network	Mạng diện rộng

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. Townsend, A. A. R., '*Digital line of sight radio link*', Prentice - Hall, 1991.
2. '*Fixed Service using Radio-Relay Systems*', Recommendations and Reports of the CCIR, IX-1, XV Plenary Assembly, 1982.
3. '*Digital Networks. Transmission Systems and Multiplexing Equipment*', Recommendations of the CCITT, G700-G956, III-3, VIII Plenary Assembly, 1984.
4. Calindrino, L. and Crippa, G., '*Indirect Method for Error-Rate Measurement in Radio-Relay Systems*', Telettra Internal Report, 1975.
5. Hingorani, G. D. and Chesler, D. A., '*A Performence Monitoring Technique for Arbittrary Noise Statistics*', IEEE Transactions on Communication Technology, 1968, COM-16, No.3.
6. Barnett, W. T., '*Microwave Radio-Relay: Attainment of Reliability Objectives*', IEEE Transactions on Communication Technology, 1966, COM-14, No.1.
7. Townsend, A. A. R., '*Analogue Line-of Sight Radio Links: a Test Manual*' (Prentice-Hall, 1987).
8. '*Propagation in Non-Ionized Media*', Recommendations and Reports of the CCIR, V, XVI Plenary Assembly, 1986.
9. '*Frequency Sharing and Co-ordination between Systems in the Fixed-Satellite Service and Radio-Relay System*', Recommendations and Reports of the CCIR, IV and IX-2, XVI Plenary Assembly, 1986.
10. Oetting, J. D., '*A Comparison of Modulation Techniques for Digital Radio*', IEEE Transactions on Communications, 1979, COM-27, No.12.
11. '*Spectrum Utilization and Monitoring*', Recommendations and Reports of the CCIR, I, XV, Plenary Assembly, 1982.
12. '*Antennas for Private Fixed Radio Services in the Band 12750 MHz to 13250 MHz*', Performance Specification MPT 1406, Department of Trade and Industry, Radio Regulatory Division, London, 1984.
13. '*Telecommunication*', Code of Federal Regulations (CFR), 47, October 1985.
14. Turner, H.E., '*A Computer System for Microwave Frequency Co-ordination and Interference Calculations*', IEEE Transactions on Communications, 1972, COM-20, No.2.
15. *How Good is your Digital Radio?* - An introduction to C/N and C/I Performance Testing of Digital Radio using the HP 3708A (Hewlett Packard).

MỤC LỤC

Lời Nhà xuất bản 5

CHƯƠNG 1: GIỚI THIỆU CÁC HỆ THỐNG SỐ 7

1.1 Các phần tử của hệ thống thông tin số 7

1.2 Xem xét việc lập kế hoạch hệ thống số 9

1.3 Cấu trúc mạng số 12

1.4 Suy hao truyền dẫn của mạng số 51

1.5 Các mạng viba số 67

CHƯƠNG 2: BỘ MÃ HOÁ/BỘ GIẢI MÃ NGUỒN SỬ DỤNG ĐIỀU XUNG MÃ (PCM) VÀ CÁC KỸ THUẬT LIÊN QUAN ĐẾN PCM 70

2.1 Các phương pháp thống kê sử dụng trong các hệ thống thông tin số 70

2.2 Các sơ đồ điều chế và giải điều chế 90

2.3 So sánh giữa các hệ thống khác nhau 120

2.4 Các hệ thống của CCITT 129

Bài tập 143

CHƯƠNG 3: GHÉP KÊNH SỐ 145

3.1 Cơ sở ghép kênh theo thời gian 145

3.2 Ghép kênh sơ cấp hoặc cấp 1 151

3.3 Các cấp số 172

3.4 Ghép thứ cấp trong thực tế 174

3.5 Ghép không đồng bộ 180

3.6 Giám sát và cảnh báo 201

3.7 Báo hiệu 207

3.8 Đo thử tại trạm của thiết bị ghép 209

Bài tập 212

CHƯƠNG 4: RUNG PHA VÀ TRÔI PHA TRONG CÁC MẠNG SỐ 215
4.1 Các nguồn rung pha 216
4.2 Các ảnh hưởng của rung pha (Khuyến nghị G823 của CCITT) 221
4.3 Các giới hạn của rung pha và trôi 222
4.4 Các phương pháp đo rung pha 232
4.5 Các phương pháp tối thiểu hoá rung pha 245

CHƯƠNG 5: XỬ LÝ TÍN HIỆU BĂNG GỐC 249
5.1 Các mã đường truyền 251
5.2 Truyền số liệu băng gốc 268
5.3 Mã điều khiển lỗi 295
5.4 Cân bằng 296
5.5 Tái sinh tín hiệu số 309

CHƯƠNG 6: ĐIỀU CHẾ SỐ VÀ GIẢI ĐIỀU CHẾ SỐ 313
6.1 Các tín hiệu điều chế số 314
6.2 Điều chế khoá dịch biên độ (ASK) 314
6.3 Điều pha số khoá dịch pha (PSK) 325
6.4 Điều chế khoá dịch tần số (FSK) 347
6.5 Sơ đồ kết hợp điều chế pha và biên độ số (CAPK) 361
6.6 Các hệ thống đáp ứng tương quan hay cục bộ (PRS) 374
6.7 So sánh các hệ thống đã có trên thị trường 385
Bài tập 399

Thuật ngữ viết tắt 401
Tài liệu tham khảo 404

VIBA SỐ

TẬP 1

(TÁI BẢN LẦN 3)

Chịu trách nhiệm xuất bản

LƯU ĐỨC VĂN

Biên tập: TRẦN VŨ THƯỞNG
NGÔ MỸ HẠNH - NGUYỄN VĂN VĨNH

Chế bản: NGUYỄN VĂN VẤN - NGÔ TẤN ĐẠT

Sửa bản in: NGÔ MỸ HẠNH

Trình bày bìa: NGUYỄN NGÔ TRÁNG KIỆN

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở: 18 Nguyễn Du, TP. Hà Nội
Điện thoại: 04-5772143, 5772138 Fax: 04-5772137
E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. HCM: 27 Nguyễn Bỉnh Khiêm, Quận I, TP. Hồ Chí Minh
Điện thoại: 08-9100925 Fax: 08-9100924
E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn

Chi nhánh TP. Đà Nẵng: 42 Trần Quốc Toản, Quận Hải Châu, TP. Đà Nẵng
Điện thoại: 0511-897467 Fax: 0511-3843359
E-mail: pnbich@mic.gov.vn

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở chính: 18 Nguyễn Du - Hà Nội

ĐT Biên tập: 04.5772143 - ĐT Phát hành: 04.5772138

Fax: 04.5772037 E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn

Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. HCM: 27 Nguyễn Bỉnh Khiêm - Quận I - TP. Hồ Chí Minh

Điện thoại: 08.9100925 Fax: 08.9100924

E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn

Chi nhánh Tp. Đà Nẵng: 42 Trần Quốc Toản - Quận Hải Châu - TP. Đà Nẵng

Điện thoại: 0511.3897467 Fax: 0511.3843359

E-mail: pnbich@mic.gov.vn

MỜI CÁC BẠN TÌM ĐỌC

1. CUỘC CÁCH MẠNG NOKIA
2. MẠNG VÔ TUYẾN TÙY BIẾN
3. AN NINH TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG
4. MẠNG NGOẠI VI - THIẾT KẾ, THI CÔNG VÀ QUẢN LÝ
5. MẠNG PHÂN PHỐI NỘI DUNG - KIẾN TRÚC, CÔNG NGHỆ VÀ ỨNG DỤNG
6. NHỮNG VẤN ĐỀ THIẾT YẾU VỀ CÔNG NGHỆ VIỄN THÔNG HIỆN ĐẠI

SÁCH CỦA NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN CÓ BÁN TẠI:

1. Nhà sách Tiền phong
175 Nguyễn Thái Học, Hà Nội

2. Nhà sách Bách Khoa
Số 1, Đường Giải Phóng, Hà Nội
86 - 107 Tô Hiến Thành, Quận 10, TP. HCM

3. Nhà sách Thăng Long
2 Bis Nguyễn Thị Minh Khai, Quận 1, TP. HCM

4. Nhà sách Nguyễn Văn Cừ
36 Xuân Thủy, Cầu Giấy, Hà Nội

¥323 107

Giá: 70.000đ