

PGS. TS. THÁI HỒNG NHỊ

Hệ thống thông tin **VỆ TINH**

Tập 1



NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

PGS. TS. THÁI HỒNG NHỊ

Hệ thống thông tin **VỆ TINH**

Tập 1

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Hà Nội - 2008

LỜI NHÀ XUẤT BẢN

Những thập kỷ gần đây, các hệ thống thông tin vệ tinh ngày càng phát triển nhanh chóng. Qua các hệ thống thông tin vệ tinh, con người có thể thu nhận hoặc trao đổi thông tin với bất kỳ nơi nào trên trái đất. Hiện nay với hàng loạt các loại hình dịch vụ do vệ tinh cung cấp như cho thuê dung lượng vệ tinh, hoặc dung lượng lẻ; cung cấp các dịch vụ trọn gói như: VSAT, thoại, truyền hình, phát thanh ở vùng sâu vùng xa, truyền số liệu, Internet, hội nghị truyền hình, đào tạo từ xa, y tế từ xa... Thông tin vệ tinh có thể cung cấp không những các dịch vụ dân sự mà cả các dịch vụ quốc phòng, an ninh, hàng không, hàng hải, thăm dò địa chất,... Dự kiến trong tháng 4/2008, Việt Nam sẽ có vệ tinh viễn thông VINASAT, khi đó ở Việt Nam các dịch vụ viễn thông, phát thanh, truyền hình và các dịch vụ truyền dẫn khác được phát triển nhiều hơn, thuận lợi hơn.

Nhằm giới thiệu một cách tổng quan và chi tiết về hệ thống thông tin vệ tinh, NXB Bưu điện xuất bản bộ sách *"Hệ thống thông tin vệ tinh (02 tập)"* do PGS.TS. Thái Hồng Nhị biên soạn giới thiệu đến bạn đọc.

Bộ sách gồm 12 chương, chia thành 2 tập. **Tập 1** (từ chương 1 đến chương 5), giới thiệu về hệ thống thông tin vệ tinh, quỹ đạo của vệ tinh, đặc điểm kênh truyền và phân tích tuyến, truyền tín hiệu trên kênh thông tin vệ tinh, đa truy nhập trong các hệ thống thông tin vệ tinh. **Tập 2** (từ chương 6 đến chương 11), giới thiệu về trạm mặt đất, các thiết bị viễn thông đặt trên vệ tinh, vùng phủ sóng và anten vệ tinh, mạng vệ tinh đa búp sóng, các thông số và biểu thức tính toán trong các hệ thống thông tin vệ tinh, kết nối mạng thông tin di động vệ tinh với các mạng mặt đất. Phần cuối sách còn có 02 phụ lục giới thiệu mạng định vị toàn cầu GPS và vệ tinh VINASAT của Việt Nam. Trong các chương mục, sau phần lý thuyết cơ bản tác giả có phân tích kèm theo ví dụ với các số liệu tính toán cụ thể.

Bộ sách sẽ là tài liệu tham khảo hữu ích phục vụ nghiên cứu, học tập của sinh viên chuyên ngành điện tử - viễn thông. Bộ sách cũng là tài liệu tham khảo hữu ích cho cán bộ kỹ thuật, cán bộ giảng dạy, những độc giả quan tâm đến thông tin vệ tinh đặc biệt trong bối cảnh Việt Nam đang chuẩn bị phóng vệ tinh viễn thông vào quỹ đạo.

Nhà xuất bản Bưu điện xin giới thiệu cùng bạn đọc và rất mong nhận được những ý kiến đóng góp của quý vị. Mọi ý kiến góp ý xin gửi về **Nhà xuất bản Bưu điện, 18 Nguyễn Du, Hà Nội**; điện thoại: (04) 5772142; Fax: (04) 5772037.

Trân trọng cảm ơn./.

Hà Nội, tháng 01 năm 2008

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

LỜI NÓI ĐẦU

Các hệ thống thông tin vệ tinh được phát triển nhanh chóng trong những thập kỷ gần đây. Qua các hệ thống thông tin vệ tinh, con người có thể thu nhận hoặc trao đổi thông tin với bất kỳ nơi nào trên quả đất. Thông tin vệ tinh có khả năng đa dạng dịch vụ, không những các dịch vụ dân sự mà cả các dịch vụ phục vụ quốc phòng, an ninh, hàng không, hàng hải, khai thác thăm dò địa chất, v.v... Ngày nay các hệ thống, các mạng thông tin vệ tinh đang được kết nối với các mạng cố định và di động mặt đất làm cho khả năng truyền thông ngày càng phong phú.

Bộ sách "*Hệ thống thông tin vệ tinh*" gồm hai tập:

Tập 1

Chương 1. Hệ thống thông tin vệ tinh - Giới thiệu tổng quan về lịch sử phát triển thông tin vệ tinh, cấu trúc tổng quát một hệ thống thông tin vệ tinh, các dịch vụ thông tin vệ tinh và một số hệ thống thông tin vệ tinh điển hình.

Chương 2. Quỹ đạo của vệ tinh và các thông số quỹ đạo. Giới thiệu các định luật Kepler và Newton có liên quan đến chuyển động của vệ tinh, các dạng quỹ đạo của vệ tinh và các thông số, tính toán về vị trí của vệ tinh trong không gian, các góc phương vị, góc nâng nhìn từ trạm mặt đất hướng vệ tinh.

Chương 3. Đặc điểm kênh truyền và phân tích tuyến. Giới thiệu đặc điểm các kênh truyền sóng, tạp âm, tính toán đường truyền tuyến lên, tuyến xuống trong các điều kiện truyền sóng khác nhau và các mô hình kênh truyền trong thông tin vệ tinh.

Chương 4. Truyền tín hiệu trên kênh thông tin vệ tinh. Giới thiệu các phương thức truyền tín hiệu tương tự, xử lý, điều chế, mã kênh và truyền tín hiệu tương tự, tín hiệu số trên các kênh thông tin vệ tinh.

Chương 5. Đa truy nhập trong các hệ thống thông tin vệ tinh. Giới thiệu các kỹ thuật đa truy nhập FDMA, TDMA, CDMA, FAMA, DAMA trong các hệ thống thông tin vệ tinh.

Tập 2

Chương 6. Trạm mặt đất. Giới thiệu chức năng và cấu hình hoạt động của các phân hệ trong trạm mặt đất, phân hệ anten, phân hệ tần số vô tuyến, phân hệ xử lý tín hiệu trung gian, phân hệ giao diện mạng và phân hệ giám sát điều khiển.

Chương 7. Các thiết bị viễn thông đặt trên vệ tinh. Giới thiệu chức năng và các thông số kỹ thuật của các thiết bị đặt trên vệ tinh, bộ phát đáp đơn búp sóng, bộ phát đáp đa búp sóng và bộ phát đáp tái sinh.

Chương 8. Vùng phủ sóng và anten vệ tinh. Giới thiệu các dạng vùng phủ sóng của anten vệ tinh và cấu trúc hoạt động của các loại anten khác nhau đặt trên vệ tinh.

Chương 9. Mạng vệ tinh đa búp sóng. Giới thiệu ưu nhược điểm, nguyên lý hoạt động và các phương thức kết nối của mạng vệ tinh đa búp sóng.

Chương 10. Mạng vệ tinh tái sinh. Giới thiệu cấu trúc, hoạt động, xử lý tín hiệu ở mạng vệ tinh tái sinh và so sánh các hoạt động đó với mạng vệ tinh trong suốt (không tái sinh).

Chương 11. Các thông số và biểu thức tính toán trong các hệ thống thông tin vệ tinh. Giới thiệu và hệ thống hoá với các ví dụ cụ thể về các biểu thức tính toán trong quá trình thiết kế các tuyến liên tục trong thông tin vệ tinh.

Chương 12. Kết nối mạng thông tin di động vệ tinh với các mạng mặt đất. Giới thiệu các phương thức kết nối mạng thông tin di động vệ tinh với mạng mặt đất PSTN, mạng thông tin di động mặt đất GSM, tác động kết nối đến các quá trình báo hiệu sử dụng tín hiệu SSN7.

Phụ lục 1. Giới thiệu mạng định vị toàn cầu GPS

Phụ lục 2. Vệ tinh VINASAT của Việt Nam

Trong các chương mục, sau phần lý thuyết cơ bản có các phân tích kèm theo các ví dụ với các số liệu tính toán cụ thể giúp bạn đọc dễ dàng tiếp cận.

Bộ sách phục vụ yêu cầu nghiên cứu học tập của sinh viên chuyên ngành điện tử - viễn thông và là tài liệu tham khảo hữu ích cho những cán bộ kỹ thuật, những độc giả quan tâm đến thông tin vệ tinh đặc biệt trong bối cảnh thông tin vệ tinh đang được phát triển mạnh trong những năm gần đây và trong tháng 4/2008, Việt Nam sẽ phóng vệ tinh viễn thông vào quỹ đạo.

Thông tin vệ tinh là một công nghệ mới bao gồm nhiều lĩnh vực công nghệ hiện đại liên quan. Vì vậy, đây là lần xuất bản đầu tiên nên cuốn sách không thể tránh khỏi sai sót, tác giả rất mong nhận được sự góp ý của quý độc giả.

Xin chân thành cảm ơn.

Tác giả

PSG. TS. Thái Hồng Nhị

Chương 1

HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH

1.1. LỊCH SỬ PHÁT TRIỂN HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH

Một hệ thống truyền tin sử dụng bộ chuyển tiếp đặt trên vệ tinh nhân tạo của quả đất được gọi là *hệ thống truyền tin vệ tinh* (satellite communication system) mà ta vẫn quen gọi là *thông tin vệ tinh*. Thuật ngữ vệ tinh nhân tạo được dùng để phân biệt với các vệ tinh thiên tạo và ở đây gọi tắt là vệ tinh (ký hiệu là SL - satellite).

Công nghệ truyền tin vệ tinh được bắt nguồn từ hai công nghệ phát triển mạnh trong thế chiến II, đó là công nghệ viba và công nghệ tên lửa. Những thập kỷ trong thời kỳ "chiến tranh lạnh" sau đệ nhị thế chiến, một cuộc chạy đua tuy không ồn ào nhưng rất quyết liệt giữa một số "cường quốc công nghiệp" nhằm tranh giành môi trường không gian vũ trụ. Hiện nay đã có hàng trăm vệ tinh viễn thông trên bầu trời phục vụ nhiều dịch vụ viễn thông khác nhau, tuy vậy nhìn lại quá trình phát triển có thể ghi nhận các dấu mốc đầu tiên sau:

Ngày 04-10-1957, Liên Xô (cũ) phóng thành công lên quỹ đạo vệ tinh nhân tạo SPUTNIK và ngày đó được xem là bắt đầu của kỷ nguyên thông tin vệ tinh.

Một năm sau (12-1958), tập đoàn NASA của Mỹ phóng lên quỹ đạo vệ tinh SCORE và phát đi lời chúc mừng Noel của Tổng thống Mỹ - Eisenhower. Tiếp theo các vệ tinh ECHO (1960), COURIER (1960), TELSTAR và RELAY (1962), SYNCOM (1963), INTELSAT-1 (1965), MOLNYA (1965), v.v... được tiếp tục phóng lên quỹ đạo. Các vệ tinh đầu tiên của Liên Xô (cũ) và Mỹ là các vệ tinh không địa tĩnh, mang tính nghiên cứu. Vệ tinh SYNCOM-1 (14-2-1963) và tiếp theo là vệ tinh SYNCOM-II là vệ tinh địa tĩnh được phóng lên quỹ đạo nhằm phục vụ đại hội thể thao Olympic Tokyo.

Có thể nói rằng, các dịch vụ viễn thông được thực hiện qua các vệ tinh được bắt đầu phát triển từ giữa những năm 60 của thế kỷ 20. Và cũng từ đây, các công nghệ về tải vệ tinh (satellite payload), kỹ thuật truyền dẫn, kỹ thuật anten, khả năng bộ phóng cũng không ngừng phát triển làm cho công nghệ truyền tin vệ tinh ngày càng hoàn thiện. Các hệ thống thông tin vệ tinh không những phục vụ các mục đích chuyên dụng, quốc phòng an ninh mà có thể cung cấp rộng rãi các dịch vụ viễn thông công cộng. Ví dụ, các hệ thống truyền tin vệ tinh có thể phục vụ truyền hình 24/24 giờ trên toàn thế giới hoặc hệ thống định vị toàn cầu GPS (Global Positioning System) có thể cung cấp thông tin cho ngành đạo hàng (hàng không, hàng hải) bất kỳ đâu, bất kỳ lúc nào. Hình 1.1 mô tả toạ độ các vệ tinh địa tĩnh trên quỹ đạo đang hoạt động ở băng tần C.

Bảng tần C



Hình 1.1: Toạ độ các vệ tinh thông làm việc ở bảng tần C trên quỹ đạo địa tĩnh

1.2. ĐẶC ĐIỂM CỦA THÔNG TIN VỆ TINH

Thông tin vệ tinh tuy ra đời muộn so với nhiều phương tiện truyền thông khác nhưng nó được phát triển nhanh chóng nhờ có nhiều ưu điểm lợi thế, đó là:

- Vùng phủ sóng của vệ tinh khá rộng, chỉ cần ba vệ tinh địa tĩnh có thể phủ sóng toàn cầu.
- Thiết bị phát sóng dùng trong hệ thống truyền tin vệ tinh chỉ cần công suất bé.
- Việc lắp đặt hoặc di chuyển các thành phần trong hệ thống truyền tin vệ tinh đặt trên mặt đất tương đối nhanh chóng, dễ dàng và không phụ thuộc vào cấu hình mạng cũng như hệ thống truyền dẫn.

- Hệ thống truyền tin vệ tinh có thể phục vụ nhiều dịch vụ khác nhau: thoại và phi thoại, thăm dò địa chất, định vị toàn cầu, quan sát mục tiêu, thăm dò dự báo khí tượng, phục vụ các mục đích quốc phòng an ninh, v.v...

- Thông tin vệ tinh rất ổn định. Đã có nhiều trường hợp bão to, động đất, trong lúc các phương tiện truyền thông khác không thể hoạt động thì duy nhất chỉ có hệ thống truyền tin vệ tinh hoạt động.

Các thiết bị điện tử đặt trên vệ tinh có thể tận dụng năng lượng mặt trời để cung cấp điện hầu như cả ngày lẫn đêm,

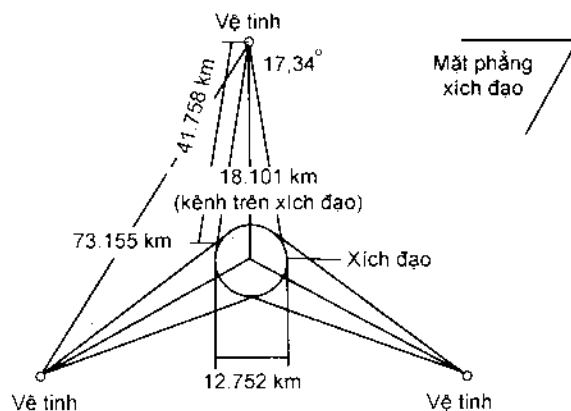
Tuy vậy, thông tin vệ tinh cũng có một số nhược điểm, đó là:

- Kinh phí ban đầu để phóng một vệ tinh vào quỹ đạo là khá lớn và công nghệ phóng cũng như việc sản xuất thiết bị không phải nước nào cũng làm được.

- Bức xạ của sóng vô tuyến thông tin vệ tinh bị tổn hao trong môi trường truyền sóng, đặc biệt là những vùng mây mù, nhiều mưa. Nếu muốn dùng anten bé, trọng lượng thiết bị nhẹ thì tổn hao vào giá thành sẽ gia tăng.

- Cường độ trường tại điểm thu trên mặt đất phụ thuộc vào khoảng cách truyền sóng và góc phương vị giữa anten thu - phát. Điều đó có nghĩa là phụ thuộc vào toạ độ của vệ tinh so với vùng được phủ sóng.

- Tín hiệu của tuyến lên và tuyến xuống trong hệ thống truyền tin vệ tinh phải chịu một thời gian trễ đáng kể (khoảng 0,25 s với vệ tinh địa tĩnh) do đó trong quá trình xử lý phải tính đến.

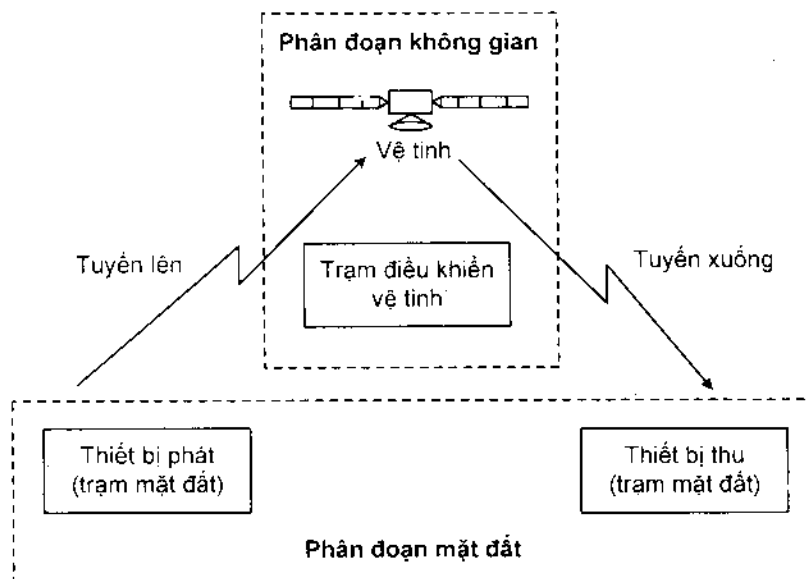


Hình 1.2: Ba vệ tinh trên quỹ đạo địa tĩnh phủ sóng toàn cầu

Hình 1.2 mô tả ba vệ tinh trên quỹ đạo địa tĩnh phủ sóng toàn cầu.

1.3. CẤU TRÚC TỔNG QUÁT MỘT HỆ THỐNG TRUYỀN TIN VỆ TINH

Cấu trúc một hệ thống truyền tin vệ tinh gồm hai phân đoạn: phân đoạn không gian (space segment) và phân đoạn mặt đất (ground segment). Hình 1.3 mô tả hai phân đoạn của một hệ thống truyền tin vệ tinh.



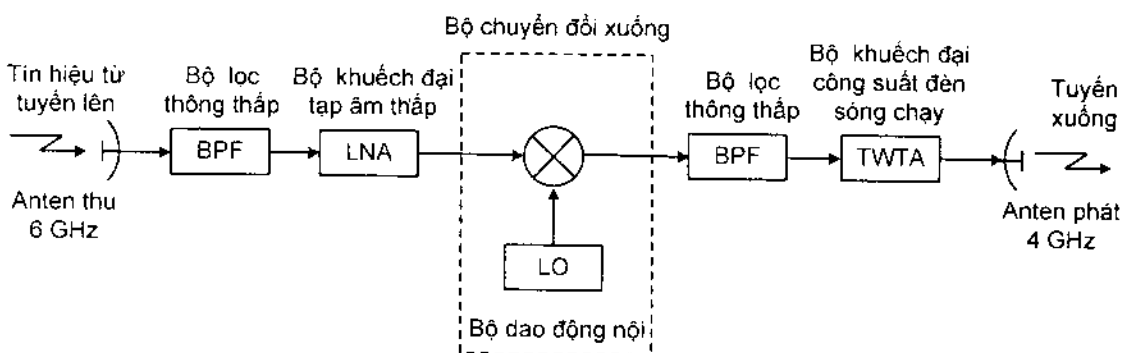
Hình 1.3: Mô tả cấu trúc tổng quát một hệ thống truyền tin vệ tinh

1.3.1. Phần đoạn không gian

Phần đoạn không gian của một hệ thống truyền tin vệ tinh bao gồm vệ tinh cùng các thiết bị đặt trong vệ tinh và hệ thống các trang thiết bị đặt trên mặt đất để kiểm tra theo dõi và điều khiển hành trình của vệ tinh (cả hệ thống bám, đo đạc và điều khiển). Bản thân vệ tinh bao gồm hai phần: phần tải (payload) và phần thân nền vệ tinh (platform). Phần tải bao gồm hệ thống các anten thu/phát và tất cả các thiết bị điện tử phục vụ cho việc truyền dẫn và xử lý tín hiệu qua vệ tinh. Phần thân nền vệ tinh bao gồm các hệ thống phục vụ cho phần tải vệ tinh hoạt động, ví dụ cấu trúc vỏ và khung vệ tinh, nguồn cung cấp điện, hệ thống điều khiển nhiệt độ, điều khiển hướng chuyển động và quỹ đạo, bám, đo đạc, v.v...

Các sóng vô tuyến được truyền từ trạm mặt đất lên vệ tinh được gọi là tuyến lên (uplink). Vệ tinh thu các sóng từ tuyến lên, xử lý, biến đổi tần số, khuếch đại và truyền các sóng vô tuyến đó trở về các trạm mặt đất theo tuyến xuống (downlink). Chất lượng của một liên lạc qua sóng vô tuyến đó được xác định bởi tỷ số năng lượng sóng mang trên năng lượng tạp nhiễu C/N của toàn tuyến, trong đó bao gồm cả kỹ thuật điều chế và mã hoá được sử dụng.

Các bộ phát đáp (transponder) được đặt trong vệ tinh để thu tín hiệu từ tuyến lên, biến đổi tần số, khuếch đại công suất và truyền trở lại theo tuyến xuống. Hình 1.4 mô tả sơ đồ khối một bộ phát đáp đơn giản. Ở đây không có nhiệm vụ giải điều chế và xử lý tín hiệu thu được. Nó chỉ đóng vai trò như một bộ chuyển đổi xuống, có hệ số khuếch đại công suất lớn. Bộ khuếch đại công suất trong bộ phát đáp thường dùng hai loại: khuếch đại dùng đèn sóng chạy TWTA (Travelling Wave Tube Amplifier) và khuếch đại dùng bán dẫn SSPA (Solid State Power Amplifier). Công suất bão hoà tại đầu ra của TWTA thường từ 20 W đến 40 W. Trong các vệ tinh loại mới được trang bị các bộ phát đáp có đa chùm tia (multibeam satellite transponder) và các bộ phát đáp tái sinh (regenerative transponder). Do hạn chế về kích thước và trọng lượng cho nên các anten thu/phát của bộ phát đáp thường có kích thước nhỏ, vì vậy độ tăng ích của anten vệ tinh có giới hạn.



Hình 1.4: Sơ đồ khối chức năng của một bộ phát đáp đơn giản

Vệ tinh trong trường hợp này đóng vai trò một trạm trung chuyển tín hiệu giữa các trạm mặt đất và được xem như một điểm nút của mạng với hai chức năng chính sau đây:

1- Khuếch đại các sóng mang thu được từ tuyến lên để sử dụng cho việc truyền lại trên tuyến xuống. Công suất đầu vào của máy thu vệ tinh có yêu cầu từ 100 pW đến 1 nW, còn công suất tại đầu ra của bộ khuếch đại công suất phát cho tuyến xuống có yêu cầu từ 10 W đến 100 W. Như vậy

độ tăng ích anten của bộ phát đáp vệ tinh có yêu cầu từ 100 dB đến 130 dB. Năng lượng sóng mang trong băng tần được bức xạ đến các vùng phủ sóng trên bề mặt quả đất theo các nước EIRP tương ứng phủ sóng.

2- Thay đổi tần số sóng mang (giữa thu và phát) nhằm tránh một phần công suất phát tác động trở lại phía đầu vào đầu thu. Khả năng lọc của các bộ lọc đầu vào đối với tần số sóng mang tuyến xuống, có tính đến độ tăng ích thấp của anten, cần đảm bảo sự cách biệt khoảng 150 dB.

Ngoài hai nhiệm vụ chủ yếu trên, thông thường vệ tinh còn có một số chức năng khác. Ví dụ, đối với vệ tinh có nhiều búp sóng hoặc búp sóng quét thì bộ phát đáp vệ tinh phải có khả năng tạo tuyến sóng mang đến các vùng hoặc điểm phủ sóng yêu cầu. Trường hợp đối với vệ tinh tái sinh thì bộ phát đáp còn có chức năng điều chế và giải điều chế.

Phân tải của các vệ tinh viễn thông được đặc trưng bởi các thông số kỹ thuật sau:

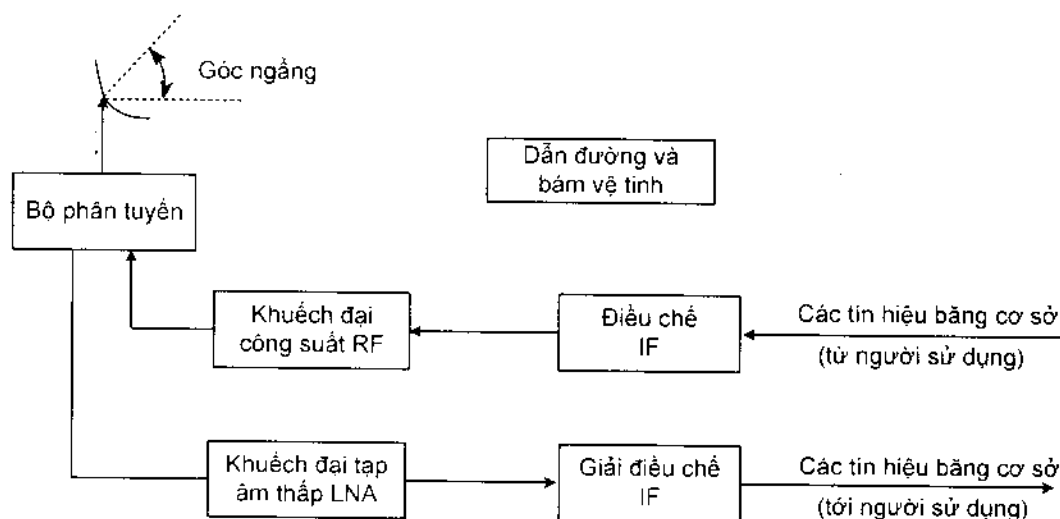
- Dải tần công tác;
- Số lượng bộ phát đáp;
- Độ rộng dải thông của mỗi bộ phát đáp;
- Phân cực sóng của tuyến lên và tuyến xuống;
- Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương (EIRP: Equivalent Isotropic Radiated Power) hoặc mật độ thông lượng công suất tạo ra tại biên của vùng phủ sóng phục vụ;
- Mật độ thông lượng công suất bão hoà tại anten thu của vệ tinh (SPD: Saturated Power Density);
- Hệ số phẩm chất (G/T) của máy thu vệ tinh tại biên của vùng phủ sóng hoặc giá trị cực đại;
- Vùng phủ sóng yêu cầu;
- Công suất đầu ra của bộ khuếch đại công suất phát;
- Cấu hình dự phòng cho máy thu và bộ khuếch đại công suất phát.

Băng tần phân bổ cho bộ phát đáp vệ tinh có thể từ vài trăm MHz lên đến vài chục GHz. Băng tần này thường được chia thành các băng tần con (theo phân định của ITU). Hầu hết các bộ phát đáp thường được thiết kế với dải thông 36 MHz, 54 MHz hoặc 72 MHz, trong đó dải thông 36 MHz là chuẩn được dùng phổ biến cho dịch vụ truyền hình băng C (6/4 GHz). Hiện nay một số loại bộ phát đáp có xử lý tín hiệu đã được đưa vào sử dụng và như vậy có thể cải thiện được chất lượng tín hiệu.

1.3.2. Phân đoạn mặt đất

Phân đoạn mặt đất bao gồm tất cả các trạm mặt đất của hệ thống và chúng thường được kết nối với các thiết bị của người sử dụng thông qua các mạng mặt đất hoặc trong trường hợp sử dụng các trạm VSAT (Very Small Aperture Terminal: Thiết bị đầu cuối có khẩu độ rất nhỏ), các hệ thống thông tin di động vệ tinh S-PCN (Satellite - Personal Communication Network: Mạng thông tin cá nhân vệ tinh) thì vệ tinh có thể liên lạc trực tiếp với thiết bị đầu cuối của người sử dụng. Các trạm mặt đất được phân loại tùy thuộc vào kích cỡ trạm và loại hình dịch vụ. Có thể có các trạm mặt đất vừa thu vừa phát sóng nhưng cũng có loại trạm mặt đất chỉ làm nhiệm vụ thu sóng, ví dụ

trạm TVRO (Television Receiver Only: Chỉ dùng thu sóng truyền hình). Các trạm mặt đất lớn được trang bị anten có đường kính lớn 30 - 40 m, trong khi đó các trạm mặt đất loại nhỏ chỉ dùng anten đường kính 60 cm hoặc thậm chí nhỏ hơn (các trạm di động, các máy cầm tay). Hình 1.5 mô tả sơ đồ khối chức năng một trạm mặt đất đơn giản làm nhiệm vụ cả thu và phát.



Hình 1.5: Sơ đồ khối chức năng một trạm mặt đất đơn giản

1.4. CẤU TRÚC TỔNG QUÁT MỘT MẠNG THÔNG TIN DI ĐỘNG VỆ TINH

1.4.1. Tổng quan

Trong nhiều năm, khi hệ thống thông tin di động tế bào mặt đất được phát triển thì hệ thống thông tin di động vệ tinh cũng được quan tâm phát triển. Với các ưu điểm là vệ tinh có thể phủ sóng trên toàn cầu với mọi địa hình, vì vậy việc sử dụng vệ tinh cho các dịch vụ viễn thông toàn cầu cố định cũng như di động dễ dàng thực hiện và hiện nay đang được kinh doanh và khai thác trên toàn thế giới.

Vệ tinh dùng cho hệ thống thông tin di động thường sử dụng các loại vệ tinh bay ở những quỹ đạo khác nhau như loại vệ tinh có quỹ đạo tầm cao (GEO - vệ tinh địa tĩnh), quỹ đạo tầm trung (MEO) và quỹ đạo tầm thấp (LEO).

Hệ thống di động sử dụng vệ tinh có quỹ đạo tầm cao (GEO - vệ tinh địa tĩnh) thì số vệ tinh cần sử dụng ít (khoảng 3 vệ tinh là phủ sóng toàn cầu) và số vệ tinh này thường đứng yên tương đối khi quan sát tại một vị trí bất kỳ trên mặt đất, do đó việc xử lý thông tin khi vệ tinh di chuyển xem như không có, vì vậy thiết bị thông tin trên vệ tinh sẽ đơn giản hơn. Tuy nhiên do độ cao bay của vệ tinh rất cao (35786 km) nên để phủ sóng các ô nhỏ trên mặt đất yêu cầu anten phải có kích thước lớn và cấu trúc phức tạp, công suất máy phát phải lớn, độ nhạy máy thu phải cao và chất lượng tốt. Do đó thiết bị có giá thành cao.

Hệ thống di động sử dụng vệ tinh quỹ đạo tầm trung (MEO) và vệ tinh quỹ đạo tầm thấp (LEO) phải sử dụng rất nhiều vệ tinh hoạt động 24/24 giờ, đảm bảo phủ sóng toàn cầu và phụ thuộc độ cao bay, thời gian nhìn thấy vệ tinh ngắn, vùng phủ sóng vệ tinh luôn thay đổi. Tuy vậy nó có ưu điểm là: công suất máy phát nhỏ (do cự ly gần), độ nhạy máy thu không yêu cầu cao, kích thước

anten nhỏ, trọng lượng vệ tinh không lớn, trạm mặt đất giá thành rẻ. Do đó hệ thống thông tin di động thường sử dụng vệ tinh LEO và MEO.

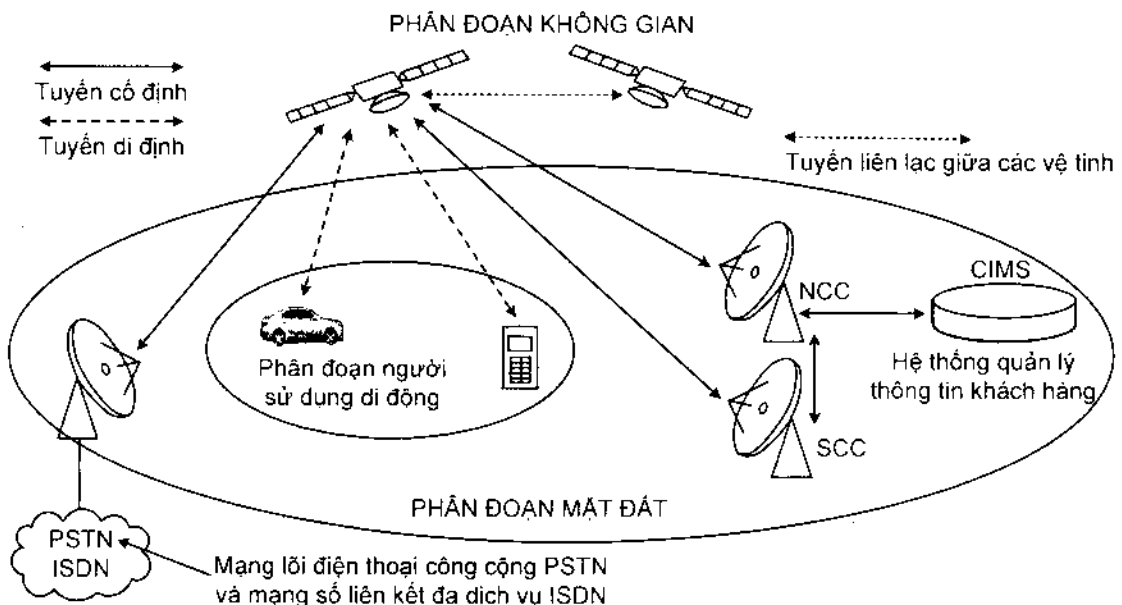
Hệ thống thông tin di động vệ tinh kết hợp với các hệ thống thông tin khác trên mặt đất sẽ đáp ứng nhu cầu thông tin ngày càng cao của con người. Thời gian khởi đầu của sự phát triển thông tin vệ tinh di động có thể tính từ năm 1980, khi lần đầu tiên thông tin vệ tinh được cung cấp cho lĩnh vực hàng hải. Kể từ đó, các dịch vụ truyền tin di động cho ngành hàng không và di động mặt đất cũng được phát triển liên tục.

Các vệ tinh truyền thông được phân loại theo dạng quỹ đạo của chúng. Đặc biệt, có 4 loại quỹ đạo được phân chia, đó là: *quỹ đạo địa tĩnh* (GEO - Geostationary Earth Orbit), *quỹ đạo e-líp tâm cao* (HEO - Highly Elliptical Orbit), *quỹ đạo tâm thấp* (LEO - Low Earth Orbit), *quỹ đạo tâm trung* (MEO - Medium Earth Orbit). Hiện nay quỹ đạo địa tĩnh (GEO) được sử dụng phổ biến nhất, đáp ứng nhiều yêu cầu dịch vụ truyền tin

Trong những năm gần đây các đặc tính công suất và anten của vệ tinh đã gia tăng, cùng với sự cải tiến trong công nghệ máy thu, do đó nó đã làm cho kích thước, trọng lượng của các thiết bị đầu cuối trong các hệ thống thông tin vệ tinh cũng giảm rất nhiều. Từ đó có khả năng sử dụng các máy di động cầm tay hoặc các máy tính xách tay kết nối với các hệ thống thông tin vệ tinh di động một cách dễ dàng. Ngày nay các hệ thống thông tin vệ tinh di động có thể phục vụ các cuộc gọi thoại với các máy di động cầm tay để liên lạc với bất kỳ một vị trí nào trên trái đất, giống như các mạng di động tế bào mặt đất.

1.4.2. Cấu trúc mạng thông tin di động vệ tinh

Hình 1.6 mô tả sơ đồ cấu trúc cơ bản của một mạng truy nhập thông tin di động vệ tinh. Cấu trúc mạng đó gồm có 3 thực thể hoặc còn gọi là 3 phân đoạn: phân đoạn người sử dụng, phân đoạn mặt đất và phân đoạn không gian.



Hình 1.6: Cấu trúc tổng quát mạng thông tin di động vệ tinh

Phân đoạn người sử dụng

Phân đoạn người sử dụng bao gồm các thiết bị đầu cuối của người sử dụng. Các đặc tính của một thiết bị đầu cuối có quan hệ chặt chẽ với các yêu cầu thích ứng với môi trường làm việc. Các thiết bị đầu cuối có thể được phân làm hai loại chủ yếu:

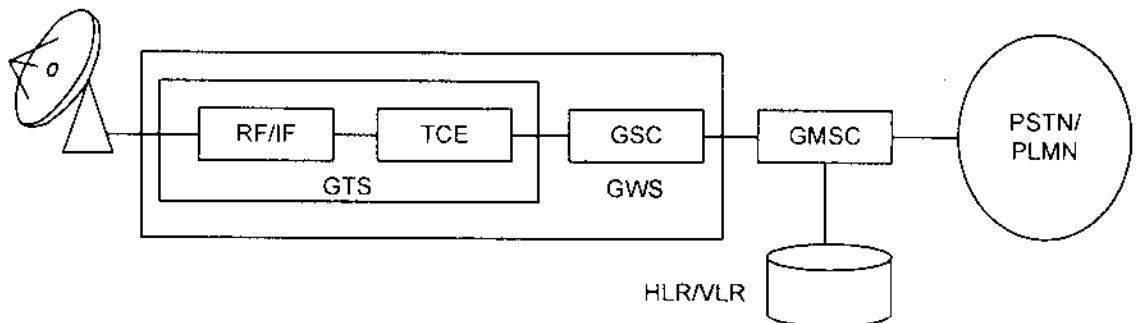
- Các thiết bị đầu cuối di động cầm tay cá nhân hoặc đặt trong phương tiện di động như xe hơi.
- Các thiết bị đầu cuối di động được thiết kế theo nhóm và được đặt trên các con tàu, xe lửa hoặc trong hàng không.

Phân đoạn mặt đất

Phân đoạn mặt đất gồm có 3 phần tử mạng chủ yếu, đó là: các cổng chính (một số tài liệu còn gọi là trạm mặt đất cố định), trung tâm điều khiển mạng (NCC) và trung tâm điều khiển vệ tinh (SCC).

Các cổng chính cung cấp các điểm vào cố định đến mạng truy nhập vệ tinh bằng cách cung cấp một kết nối đến các mạng lõi, ví dụ mạng điện thoại chuyển mạch công cộng PSTN và mạng di động mặt đất công cộng (PLMN) thông qua các tổng đài nội hạt. Một cổng chính đơn giản có thể được kết hợp với một búp sóng của vệ tinh, ví dụ trong trường hợp mà vùng phủ sóng của vệ tinh vượt qua biên giới một quốc gia. Tương tự như vậy, một cổng chính có thể cung cấp truy cập đến nhiều hơn một búp sóng trong trường hợp vùng phủ sóng có các búp sóng gối nhau. Như vậy có nghĩa là, các cổng chính cho phép các thiết bị đầu cuối của người sử dụng được truy cập đến mạng cố định thông qua một vùng phủ sóng cụ thể của chúng. Ở cổng chính cũng được cài đặt một số thể thức để kết nối với các mạng di động khác, ví dụ với mạng GSM. Dưới góc độ chức năng các cổng chính có nhiệm vụ cung cấp các chức năng modem vô tuyến cho hệ thống thu phát trạm gốc mặt đất (BTS), các chức năng quản lý nguồn vô tuyến của các bộ điều khiển trạm gốc (BSC) và các chức năng trung tâm chuyển mạch di động (MSC).

Hình 1.7 mô tả cấu trúc tổng quát ở bên trong một cổng chính (theo khuyến nghị của ITU).



Hình 1.7: Mô tả cấu trúc bên trong một cổng chính

Trong sơ đồ cấu trúc trên, hệ thống con cổng chính GWS (Gateway Subsystem) gồm có hệ thống con thu phát mặt đất GTS (Ground Tranceiver Subsystem) và bộ điều khiển trạm cổng chính GSC (Gateway Station Controller). Hệ thống con GTS gồm có khối cao tần/trung tần (RF/IF) và thiết bị kênh lưu lượng TCE (Traffic Channel Equipment).

Trung tâm điều khiển mạng NNC (Network Control Center) cũng như trạm quản lý mạng NMS (Network Management Station) được kết nối với hệ thống quản lý thông tin khách hàng CIMS (Customer Information Management System) để phối hợp truy nhập đến nguồn vệ tinh và tạo các chức năng logic để phối hợp trong việc quản lý và điều khiển mạng. Vai trò của hai chức năng đó được liệt kê như sau:

- *Các chức năng quản lý mạng:*
 - Phát triển lưu lượng cuộc gọi;
 - Quản lý nguồn hệ thống và đồng bộ mạng;
 - Các chức năng vận hành và bảo dưỡng mạng (OAM);
 - Quản lý tuyến báo hiệu giữa các trạm;
 - Điều khiển tắc nghẽn;
 - Cung cấp hỗ trợ trong uỷ quyền thiết bị đầu cuối của người sử dụng.
- *Các chức năng điều khiển cuộc gọi:*
 - Các chức năng báo hiệu kênh chung;
 - Lựa chọn công chính kết nối thiết bị di động;
 - Xác định cấu hình công chính.

Trung tâm điều khiển vệ tinh SCC giám sát chùm vệ tinh và điều khiển vị trí của vệ tinh trong không gian. Các chức năng cụ thể là:

- Tạo lập và truyền các lệnh cho tải vệ tinh và bus vệ tinh;
- Thu nhận và xử lý tín hiệu đo xa;
- Truyền các lệnh định hướng búp sóng;
- Tạo lập và truyền các lệnh xử lý quỹ đạo bị lệch;
- Thực hiện các chỉnh chỉnh sai số.

Phân đoạn không gian

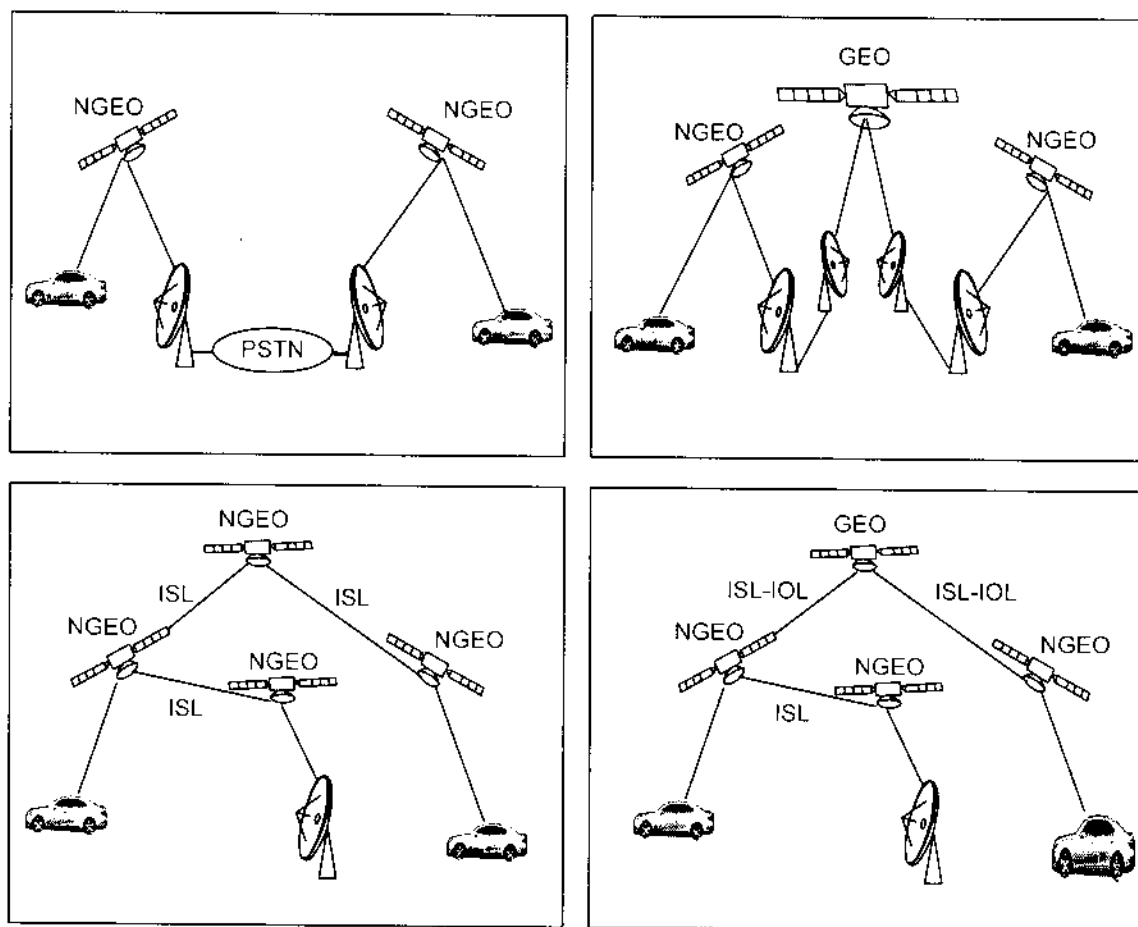
Phân đoạn không gian cung cấp kết nối giữa những người sử dụng mạng và các công chính. Phân đoạn không gian của các thể hệ vệ tinh mới sau này cung cấp kết nối trực tiếp giữa các người sử dụng di động vệ tinh. Phân đoạn không gian có thể bao gồm một hoặc nhiều chùm vệ tinh và mỗi chùm có quỹ đạo và thông số vệ tinh riêng. Các chùm vệ tinh thường được tạo thành bởi một dạng quỹ đạo cụ thể. Ví dụ mạng vệ tinh ELLIPSO sử dụng một quỹ đạo tròn để cung cấp phủ sóng cho các vùng quanh xích đạo và các quỹ đạo elip để cung cấp phủ sóng cho các vùng quanh Bắc cực. Việc lựa chọn các thông số quỹ đạo của một phân đoạn không gian được xác định bởi các yêu cầu về chất lượng dịch vụ (QoS) đối với vùng phủ sóng mong muốn.

Hiểu một cách đơn giản thì chức năng của một vệ tinh truyền thông có thể xem như một bộ lặp đặt từ xa mà chức năng chủ yếu của nó là thu các sóng mang tuyến lên và truyền lại cho các máy thu theo tuyến xuống. Các vệ tinh truyền thông ngày nay có các bộ lặp đa kênh và chúng làm việc giống như bộ lặp tiếp sức của các tuyến viba mặt đất. Con đường của mỗi một kênh trong bộ

lập đa kênh được gọi là bộ phát đáp trong đó bao gồm nhiệm vụ khuếch đại tín hiệu, triệt nhiễu và chuyển đổi tần số.

Phụ thuộc vào các yêu cầu phủ sóng mà mạng vệ tinh cũng có cấu hình tùy chọn khác nhau. Các vệ tinh có thể kết nối với nhau thông qua các tuyến kết nối giữa các hệ thống với nhau (ISL - Inter System Links) hoặc giữa các quỹ đạo với nhau (IOL - Inter Orbit Links) hoặc có thể hỗn hợp các kết nối để hình thành các mạng trong không gian.

Hình 1.8 mô tả ví dụ 4 kiểu kết nối mạng vệ tinh truyền thông (theo đề nghị của Viện Tiêu chuẩn viễn thông châu Âu - ETSI) trong đó sử dụng cả vệ tinh không địa tĩnh (NGEO) và vệ tinh địa tĩnh (GEO) kết hợp nhau. Ở đây, vùng phủ sóng là giả thiết, do đó một công chính cụ thể chỉ có khả năng cung cấp phủ sóng việc thiết lập cuộc gọi. Trong trường hợp này các cuộc gọi giữa các di động với nhau được thực hiện. Việc thiết lập một cuộc gọi giữa một người sử dụng máy cố định và máy di động thì phía di động phải tạo một kết nối với một công chính thích hợp.



Hình 1.8: Ví dụ các cấu trúc mạng vệ tinh truyền thông di động phủ sóng toàn cầu

1.4.3. Dải tần làm việc của hệ thống thông tin di động vệ tinh

Hiện nay các hệ thống thông tin di động vệ tinh làm việc ở nhiều băng tần khác nhau, phụ thuộc vào dạng dịch vụ. Lúc đầu Liên minh viễn thông Quốc tế (ITU) phân định phổ tần cho các

dịch vụ di động vệ tinh là từ băng tần L đến băng tần S. Các hệ thống vệ tinh và các yêu cầu dịch vụ ngày càng gia tăng do đó yêu cầu về băng tần cũng gia tăng. Tần số làm việc của các hệ thống di động vệ tinh hiện có thể từ cận trên băng tần VHF đến băng tần Ka và đôi khi đến băng tần V, W. Các băng tần được lựa chọn sử dụng phổ biến nhất trong các hệ thống thông tin di động vệ tinh là băng tần C và K. Bảng 1.1 liệt kê các băng tần cụ thể cùng với ký hiệu tên gọi theo khuyến nghị của ITU trong đó có các băng tần được phân định cho các hệ thống thông tin vệ tinh.

Bảng 1.1: Phân định băng tần cho các hệ thống thông tin vệ tinh

Băng tần	Tần số (MHz)
P	225 - 390
L	390 - 1550
S	1550 - 3900
C	3900 - 8500
X	8500 - 1090
Ku	1090 - 17250
Ka	17250 - 36000
Q	36000 - 46000
V	46000 - 56000
W	56000 - 100000

1.4.4. Các kênh logic

Các mạng thông tin di động vệ tinh cũng có cấu trúc kênh tương tự như các phần mặt đất tương ứng của chúng. Vấn đề quan trọng ở đây là khi tích hợp giữa các mạng tương ứng với nhau. Ví dụ việc tích hợp các kênh theo chuẩn châu Âu ETSI với các đặc tính của vô tuyến di động vệ tinh địa tĩnh GMR (GEO Mobile Radio).

Các kênh lưu lượng vệ tinh S-TCH (Satellite - Traffic Channels) được sử dụng để mang tín hiệu thoại đã được mã hoá hoặc dữ liệu của người sử dụng. Các kênh logic GMR-2 của ETSI được tổ chức giống như trong hệ thống di động GSM. Chúng được phân thành các kênh lưu lượng và các kênh điều khiển. Khuyến nghị (ETS-99b) sử dụng 4 dạng kênh lưu lượng:

Kênh lưu lượng vệ tinh toàn tốc độ S-TCH/F (Satellite Full - Rate Traffic Channel): Tốc độ khối dữ liệu là 24 kbit/s.

Kênh lưu lượng vệ tinh 1/2 tốc độ S-TCH/H (Satellite Half - Rate Traffic Channel): Tốc độ khối dữ liệu là 12 kbit/s.

Kênh lưu lượng vệ tinh 1/4 tốc độ S-TCH/Q (Satellite Quarter - Rate Traffic Channel): Tốc độ khối dữ liệu là 6 kbit/s.

Kênh lưu lượng vệ tinh 1/8 tốc độ S-TCH/E (Satellite Eighth - Rate Traffic Channel): Tốc độ khối dữ liệu là 3 kbit/s.

Các kênh điều khiển được sử dụng để mang tín hiệu báo hiệu và tín hiệu đồng bộ.

1.5. PHÁT TRIỂN CÁC DỊCH VỤ THÔNG TIN VỆ TINH

Các vệ tinh đầu tiên được phóng lên quỹ đạo chủ yếu phục vụ thử nghiệm. Đến cuối những năm 60 của thế kỷ 20 các vệ tinh mới được đưa vào cung cấp các dịch vụ viễn thông công cộng. Dịch vụ được phát triển nhanh chóng đầu tiên là cung cấp các đường kết nối truyền thoại và truyền hình giữa các châu lục. Các đường kết nối đó bổ sung cho các đường cáp ngầm đại dương làm gia tăng đáng kể dung lượng truyền tin. Các dịch vụ truyền hình đầu tiên TVRO sử dụng kỹ thuật đa truy cập phân chia theo tần số/điều tần/mỗi sóng mang riêng cho mỗi kênh (FDMA/FM/SCPC - Frequency Division Multiple Access/Frequency Modulation/Single Channel Per Carrier) đã đưa dịch vụ truyền hình đến các vùng nông thôn hẻo lánh, nơi mà các mạng mặt đất trước đây chưa phủ sóng đến.

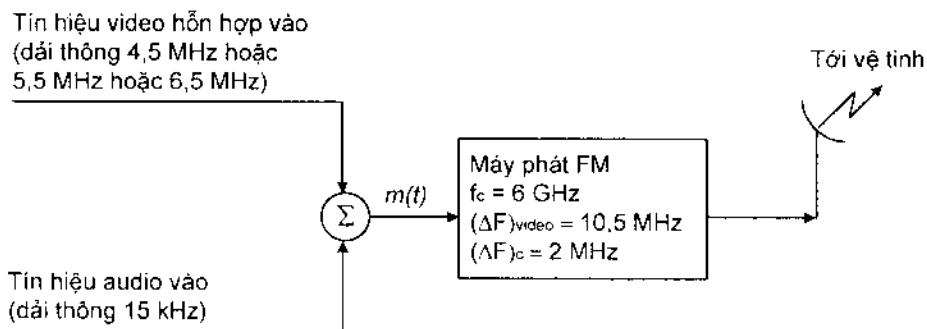
Các tín hiệu truyền hình chất lượng quảng bá được chuyển tiếp qua vệ tinh nhờ các bộ phát đáp đơn (dải thông 36 MHz), mỗi bộ phát đáp sử dụng cho một tín hiệu TV (đơn kênh). Quá trình được thực hiện bằng cách điều chế tín hiệu dải thông 4,5 MHz (NTSC); 5,5 MHz (PAL) hoặc 6,5 MHz (SECAM) vào một sóng mang FM/6 GHz. Tín hiệu hình hỗn hợp gồm có tín hiệu video đen trắng, các tín hiệu sóng mang phụ về màu và tín hiệu đồng bộ. Các tín hiệu âm thanh cũng được chuyển tiếp qua cùng một bộ phát đáp bằng cách điều tần tín hiệu đó vào sóng mang phụ, ví dụ 6,8 GHz, được ghép kênh phân chia theo tần số với tín hiệu video hỗn hợp. Tín hiệu băng rộng thu được sẽ điều chế với tần số sóng mang máy phát.

Theo lý thuyết, dải thông của tín hiệu FM/6 GHz có thể tính được theo quy tắc Carson. Độ lệch đỉnh (dị tần đỉnh) của tín hiệu video hỗn hợp là 10,5 MHz; còn độ dị tần đỉnh của sóng mang phụ là 2 MHz. Như vậy độ dị tần toàn bộ là $\Delta F = 12,5$ MHz. Dải thông tín hiệu băng cơ sở xấp xỉ 6,8 MHz. Như vậy, dải thông kênh truyền sẽ là:

$$B_T = 2 \times (\Delta F + B) = 1 \times (12,5 + 6,8) = 38,6 \text{ MHz}$$

Dải thông này được bộ phát đáp có dải thông 36 MHz chấp nhận.

Hình 1.9. mô tả sơ đồ khối chức năng đơn giản hóa việc truyền dẫn tín hiệu TV quảng bá từ một trạm mặt đất theo phương thức FM/SCPC.

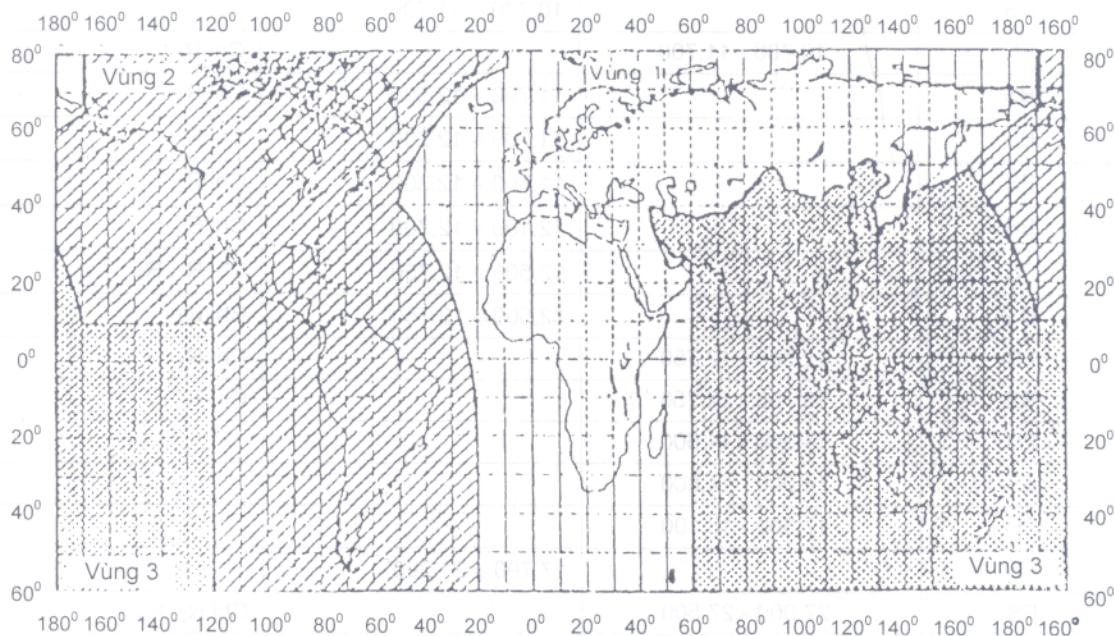


Hình 1.9: Mô tả truyền dẫn TV quảng bá qua vệ tinh theo phương thức FM/SCPC

Kỹ thuật TDMA/PSK (Time Division Multiple Access/Phase Shift Keying) và CDMA/PSK (Code Division Multiple Access/Phase Shift Keying) được đưa vào ứng dụng kế tiếp sau đó.

Các mạng truyền tin di động vệ tinh (S-PCN: Satellite-Personel Communication Network) với các chùm vệ tinh, sử dụng anten đa búp sóng hoặc anten có búp sóng quét đã thiết lập các mạng di động vệ tinh tế bào đến các cá nhân thuê bao di động. Tần số làm việc của các hệ thống thông tin vệ tinh có thể từ cận trên băng tần VHF cho đến băng tần Ka, và đôi khi đến băng tần V, W. Các băng tần hiện đang được lựa chọn sử dụng phổ biến nhất là băng tần C và băng tần K. Băng tần X được dành riêng cho các mục đích chuyên dụng.

Để các hệ thống thông tin vệ tinh không gây can nhiễu lẫn nhau, Liên minh Viễn thông Quốc tế (ITU) cũng có các khuyến nghị về phân định tần số cho tuyến lên và tuyến xuống ứng với các vùng địa lý trên quả đất (bảng 1.2). Ba vùng được phân định là: Vùng R_1 bao gồm châu Âu, Liên Xô (cũ) và châu Phi; Vùng R_2 bao gồm Bắc Mỹ và Nam Mỹ; vùng R_3 bao gồm châu Á và châu Úc (hình 1.10).



Hình 1.10: Các vùng địa lý phân định tần số theo khuyến nghị của ITU

Các phân định băng tần được giới thiệu trong bảng 1.2 chỉ là khuyến nghị trong thời kỳ các hệ thống thông tin vệ tinh bắt đầu phát triển. Trong thực tế sử dụng có sự linh hoạt, phụ thuộc một phần vào đặc tính truyền sóng và vùng địa lý.

- Tại băng tần 2,5 - 2,7 GHz, suy hao truyền sóng trong tầng khí quyển nhỏ hơn so với các băng tần khác, song vì bước sóng tương đối dài cho nên kích thước anten phải lớn hơn so với các băng tần khác. Băng tần cũng chưa được sử dụng rộng rãi cho nên ít nhà sản xuất chế tạo các thiết bị chuẩn cho băng tần này. Băng tần tỏ rõ lợi thế cho những yêu cầu khiêm tốn ở những điểm không có tắc nghẽn và khe quỹ đạo là luôn luôn có sẵn để sử dụng.

**Bảng 1.2: Phân định băng tần dùng cho dịch vụ vệ tinh cố định
và dịch vụ quảng bá qua vệ tinh tới 31 GHz**

Dịch vụ a)	Các tần số tuyến lên (MHz)	Các tần số tuyến xuống (MHz)	Chú thích b)
FS		2.500 ÷ 2.690	Chỉ R ₂
FS		2.500 ÷ 2.535	Chỉ R ₂
BS		2.500 ÷ 2.690	
FS	2.655 - 2.690		
FS		3.400 ÷ 4.200	Chỉ R ₂ , R ₃
FS		4.500 ÷ 4.800	
FS	5.725 - 5.850		
FS	5.850 - 7.075		
FS		7.250 ÷ 7.750	Chỉ R ₁
FS	7.900 - 8.400		
FS		10.700 ÷ 11.700	
FI	10.700 - 11.700		Chỉ R ₁
BS		11.700 ÷ 12.500	Chỉ R ₁
BS		11.700 ÷ 12.200	Chỉ R ₃
FS		11.700 ÷ 12.300	Chỉ R ₂
BS		12.100 ÷ 12.700	Chỉ R ₂
FS		12.500 ÷ 12.750	Chỉ R ₁ , R ₃
BS		12.500 ÷ 12.750	Chỉ R ₃
FS	12.500 - 12.750		Chỉ R ₁
BS	12.700 - 12.750		Chỉ R ₂
FS	14.000 - 14.500		
FS, FL	14.000 - 14.800		
FL	17.300 - 18.100		
FS		17.700 ÷ 21.200	
FS	27.000 - 27.500		Chỉ R ₂ , R ₃
FS	27.500 - 31.000		

- a) FS - Dịch vụ vệ tinh cố định
 BS - Dịch vụ vệ tinh quảng bá
 FL - Tuyến cung cấp cho dịch vụ vệ tinh quảng bá.
 b) Vùng 1 (R₁), Vùng 2 (R₂), Vùng 3 (R₃).

• Băng tần 3,400 - 7,075 GHz; đây là băng tần được sử dụng nhiều nhất so với các băng tần khác. Cũng vì vậy mà việc sắp xếp các khe quỹ đạo là tương đối khó. Mặt khác, do sẵn có một thị trường rộng lớn cho băng tần này cho nên có nhiều nhà sản xuất chế tạo các thiết bị tiêu chuẩn, giá thành cạnh tranh. Suy hao truyền sóng trong tầng khí quyển của băng tần này có lớn hơn so với băng tần 2,5 - 2,7 GHz nhưng nếu tính toán hợp lý sẽ đảm bảo được dịch vụ thông tin chất lượng cao cho tất cả các vùng trên thế giới. Lưu ý rằng, ở băng tần này sẽ có can nhiễu với các hệ thống viba mặt đất sử dụng cùng băng tần.

- Băng tần 10,7 - 14,5 GHz; băng tần cũng đang được sử dụng rộng rãi. Các anten tại các băng tần này có kích thước nhỏ, có thể lắp đặt thuận tiện trên các mái nhà cao tầng. Nơi nào không có các sóng mang chung trong băng tần thì hệ thống có thể tận dụng công suất lớn hơn vì không có can nhiễu. Điều bất lợi chủ yếu của băng tần này là suy hao truyền sóng lớn do mưa, mây mù và hơi nước.

- Băng tần trên 17 GHz, có đặc tính truyền sóng giống băng tần 10,7 - 14,5 GHz và cũng đang được phát triển. Tuy vậy thiết bị và công nghệ sử dụng khá phức tạp và đắt tiền.

1.6. MỘT SỐ HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH ĐIỆN HÌNH

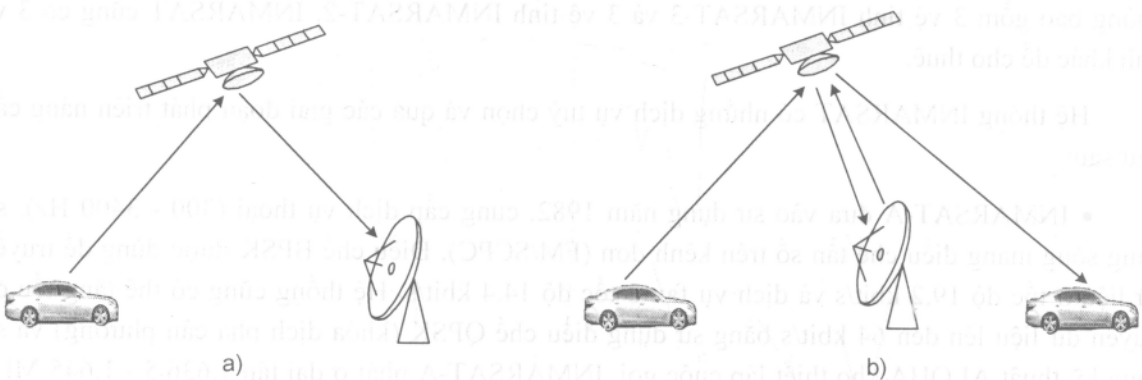
1.6.1. Các hệ thống thông tin vệ tinh địa tĩnh

1.6.1.1. Các đặc tính tổng quan

Các vệ tinh địa tĩnh được sử dụng để cung cấp các dịch vụ truyền tin cố định và di động cũng đã trên 20 năm nay. Quỹ đạo địa tĩnh là một dạng quỹ đạo địa đồng bộ, có chu kỳ quỹ đạo là 23 giờ 56 phút 4,1 giây. Chu kỳ thời gian đó còn được gọi là ngày thiên văn và bằng thời gian thực mà quả đất quay một vòng quanh trục của nó. Như vậy vệ tinh địa tĩnh xem như đứng yên tương đối so với mọi điểm trên quả đất. Quỹ đạo của vệ tinh địa tĩnh là tròn và nằm trên mặt phẳng xích đạo.

Ngoại trừ các vùng cực, với 3 vệ tinh địa tĩnh có thể phủ sóng toàn cầu. Hình 1.2 mô tả 3 vệ tinh địa tĩnh phủ sóng toàn cầu. Quỹ đạo của các vệ tinh địa tĩnh đó có dạng hình tròn, nằm trên một mặt phẳng xích đạo và có độ cao mặt đất khoảng 35.786 km.

Hệ thống thông tin vệ tinh địa tĩnh có nhiều ưu việt trong việc cung cấp các dịch vụ truyền tin quảng bá và cố định. Thời gian trễ truyền dẫn của một bước nhảy đơn là khoảng 250-280 ms và nếu tính cả quá trình xử lý và dem thì có thể đến 300 ms. Điều đó đòi hỏi phải sử dụng một số kiểu triệt hồi âm khi truyền tin thoại. Liên minh Viễn thông Quốc tế (ITU) quy định độ trễ cực đại cho thông tin điện thoại là 400 ms cho một bước nhảy đơn đối với thông tin vệ tinh địa tĩnh. Đối với thông tin vệ tinh di động khi cần liên lạc trực tiếp giữa hai máy di động mà không sử dụng bước nhảy kép (như mô tả ở hình 1.11) thì cần có bộ xử lý riêng đặt ở phía vệ tinh cùng với các chức năng giám sát cuộc gọi hoặc có thể đặt ở đoạn mặt đất.



Hình 1.11

- a) Thông tin vệ tinh qua một bước nhảy
b) Thông tin vệ tinh qua hai bước nhảy

Việc phủ sóng liên tục theo vùng hoặc theo lục địa có thể được thực hiện với một vệ tinh đơn và trong nhiều trường hợp có thể sử dụng một vệ tinh thứ 2 làm dự trữ để đảm bảo liên lạc trong trường hợp vệ tinh thứ nhất có sự cố. Hiện nay đã có một số hệ thống thông tin vệ tinh di động sử dụng chùm vệ tinh địa tĩnh để phục vụ cho các dịch vụ di động toàn cầu hoặc theo vùng lục địa.

Trước đây, khi mà các vệ tinh địa tĩnh mới bắt đầu đưa vào ứng dụng thì việc liên lạc giữa vệ tinh và mặt đất phải thông qua các trạm mặt đất cỡ lớn. Những năm gần đây, cùng với sự tiến bộ của công nghệ tải vệ tinh, công nghệ anten, công nghệ xử lý tín hiệu... các hệ thống thông tin vệ tinh đã cung cấp các vùng phủ sóng đa búp sóng, búp sóng nhảy đến tận các thiết bị đầu cuối di động của người sử dụng. Điều đó dẫn đến việc giảm đáng kể yêu cầu về EIRP của vệ tinh, giảm qui mô các trạm mặt đất và các thiết bị di động vệ tinh cầm tay nhỏ bé giống như các máy di động mạng tế bào mặt đất cũng đã xuất hiện trên thị trường. Các vệ tinh địa tĩnh ngày nay có thể cung cấp nhiều dạng dịch vụ khác nhau, bao gồm cả cố định và di động có khả năng phủ sóng toàn cầu. Hiện nay có tới hàng trăm vệ tinh đang hoạt động trên quỹ đạo địa tĩnh và vị trí tọa độ của chúng được phân phối bởi Liên minh Viễn thông Quốc tế (ITU) (xem hình 1.1).

1.6.1.2. Hệ thống thông tin vệ tinh INMARSAT

Hệ thống thông tin vệ tinh địa tĩnh INMARSAT, được xây dựng năm 1979 với mục đích ban đầu là phục vụ công tác hàng hải quốc tế (quản lý các con tàu trên biển và cứu nạn). Năm 1982, hệ thống được mở rộng sang các dịch vụ thương mại và tiếp sau đó là các dịch vụ truyền thông khác. INMARSAT có 64 nước thành viên tham gia, trụ sở của nó đặt tại Luân Đôn (Anh).

Hệ thống INMARSAT có 3 lĩnh vực phân chia phục vụ cho các vệ tinh địa tĩnh sau đây:

- 1- Các vệ tinh phủ sóng phục vụ các vùng Đông Đại Tây Dương (AOR-E) và Tây Đại Tây Dương (AOR-W), Thái Bình Dương (POR) và Ấn Độ Dương (IOR);
- 2- Hệ thống các trạm mặt đất (LES) cung cấp kết nối với các mạng mặt đất. Hiện INMARSAT có 40 trạm chủ mặt đất phân chia theo vùng địa lý kết nối với các mạng mặt đất;
- 3- Các trạm mặt đất di động phục vụ người sử dụng có khả năng liên lạc thông qua vệ tinh.

Hiện tại INMARSAT sử dụng 4 vệ tinh địa tĩnh INMARSAT-3 để phủ sóng và 6 vệ tinh dự phòng bao gồm 3 vệ tinh INMARSAT-3 và 3 vệ tinh INMARSAT-2. INMARSAT cũng có 3 vệ tinh khác để cho thuê.

Hệ thống INMARSAT có những dịch vụ tùy chọn và qua các giai đoạn phát triển nâng cấp như sau:

- INMARSAT-A đưa vào sử dụng năm 1982, cung cấp dịch vụ thoại (300 - 3400 Hz), sử dụng sóng mang điều chế tần số trên kênh đơn (FM/SCPC). Điều chế BPSK được dùng để truyền dữ liệu ở tốc độ 19.2 kbit/s và dịch vụ fax ở tốc độ 14.4 kbit/s. Hệ thống cũng có thể tăng tốc độ truyền dữ liệu lên đến 64 kbit/s bằng sử dụng điều chế QPSK (khóa dịch pha cầu phương) và sử dụng kỹ thuật ALOHA cho thiết lập cuộc gọi. INMARSAT-A phát ở dải tần 1.636,5 - 1.645 MHz và thu ở dải tần 1.535 - 1.543,5 MHz. Kênh thoại cách biệt nhau một khoảng 50 kHz, trong khi đó kênh dữ liệu được cách biệt nhau 25 kHz. Các thiết bị đầu cuối INMARSAT-A không còn được sản xuất nữa.

Bảng 1.4: Vùng phủ sóng và tọa độ các vệ tinh INMARSAT

Vùng phủ sóng	Tọa độ vệ tinh	Các vệ tinh dự phòng
AOR-W	INMARSAT-3 F4 (54° W)	INMARSAT-2 F2 (98° W) INMARSAT-3 F2 (15,5° W)
AOR-E	INMARSAT-3 F2 (15,5° W)	INMARSAT-3 F5 (25° E) INMARSAT-3 F4 (54° W)
IOR	INMARSAT-3 F1 (64° E)	INMARSAT-2 F3 (65° E)
POR	INMARSAT-3 F3 (98° E)	INMARSAT-2 F1 (179° E)

• INMARSAT-B được đưa vào dịch vụ năm 1993, với mục đích cung cấp tùy chọn số hoá cho các dịch vụ thoại của INMARSAT-A. Hệ thống kết hợp hoạt động thoại với điều khiển công suất để tối thiểu hóa các yêu cầu về EIRP của vệ tinh. Các thiết bị đầu cuối hoạt động ở mức 33,29 hoặc 25 dBW, với giá trị tỷ số G/T là -4 dB/K. Tín hiệu thoại được tạo ra ở khoảng 16 kbit/s khi sử dụng mã hóa dự đoán thích nghi APC (Adaptive Predictive Coding), và sau đó sử dụng mã chập tốc độ 3/4, để tăng tốc độ kênh lên đến 24 kbit/s. Tín hiệu được điều chế dạng offset-QPSK (QPSK bù). Dữ liệu được truyền ở tốc độ nằm trong khoảng 2,4 đến 9,6 kbit/s, và fax được truyền ở tốc độ lên đến 9,6 kbit/s sử dụng điều chế bù offset-QPSK. Các dịch vụ dữ liệu tốc độ cao (HSD) của INMARSAT-B cung cấp truyền tin số tốc độ 64 kbit/s cho các người sử dụng trên mặt đất và trên biển cũng như kết nối với mạng ISDN thông qua các trạm chủ mặt đất I.E.S. Một thiết bị đầu cuối cần có một kênh để thiết lập một cuộc gọi bằng cách truyền một tín hiệu điều chế QPSK bù đắp 24 kbit/s khi sử dụng giao thức ALOHA. Các kênh được phân định bằng cách sử dụng một kênh BPSK TDM. Hệ thống INMARSAT-B hoạt động trong băng tần 1.626,5 - 1.646,5 MHz cho chế độ phát và băng tần 1.525 - 1.545 MHz cho chế độ thu.

• INMARSAT-C cung cấp các dịch vụ tốc độ dữ liệu thấp ở khoảng 600 bit/s, hệ thống sử dụng mã chập 1/2 tốc độ, chiều dài cố định là 7 để truyền với tốc độ 1200 bit/s. Tín hiệu phát sử dụng điều chế BPSK trong một dải tần là 2,5 kHz. Các thiết bị đầu cuối gọn, nhẹ sử dụng anten vô hướng và hoạt động với một tỷ số G/T là -23 dB/K, EIRP trong phạm vi 11 - 16 dBW. Kênh quay về sử dụng điều chế ALOHA BPSK ở khoảng 600 bit/s. Các kênh được phân chia theo tín hiệu điều chế TDM BPSK. Hệ thống INMARSAT-C hoạt động trong dải tần phát là 1626,5 - 1645,5 MHz và dải tần thu là 1530,0 - 1545,0 MHz, sử dụng bước nhảy khoảng 5 kHz.

• INMARSAT-M đưa vào dịch vụ thương mại tháng 12 năm 1992 với sự tuyên bố đầu tiên về điện thoại vệ tinh di động cầm tay cá nhân [tổ chức vệ tinh hàng hải quốc tế - 93]. Hệ thống này cung cấp dịch vụ điện thoại 4,8 kbit/s, sử dụng mã hoá kích thích đa băng tần được cải tiến (IMBE), và mã chập tốc độ 3/4 để tăng tốc độ truyền dẫn lên đến 8 kbit/s. Ngoài ra, máy fax 24 kbit/s và các dịch vụ dữ liệu (1,2 - 2,4 kbit/s) cũng được dự phòng. INMARSAT-M là hệ thống phục vụ chủ yếu trong các lĩnh vực hàng hải và di động mặt đất. Các thiết bị đầu cuối hàng hải hoạt động với EIRP là 27 dBW hoặc là 21 dBW và một tỷ số G/T là -10 dB/K, các thiết bị đầu cuối di động trên bộ hoạt động với EIRP là 25 hoặc là 19 dBW và một tỷ số G/T là -12 dB/K. Kênh quay về sử dụng các tín hiệu điều chế BPSK ALOHA được chia khe khoảng 3 kbit/s. Các kênh được

phân định theo tín hiệu điều chế TDM BPSK. Hệ thống INMARSAT-M hàng hải hoạt động trong dải tần phát là 1.626,5 - 1.660,5 MHz và dải tần thu là 1.525,0 - 1.559,0 MHz, với một khoảng giữa các kênh là 10 kHz.

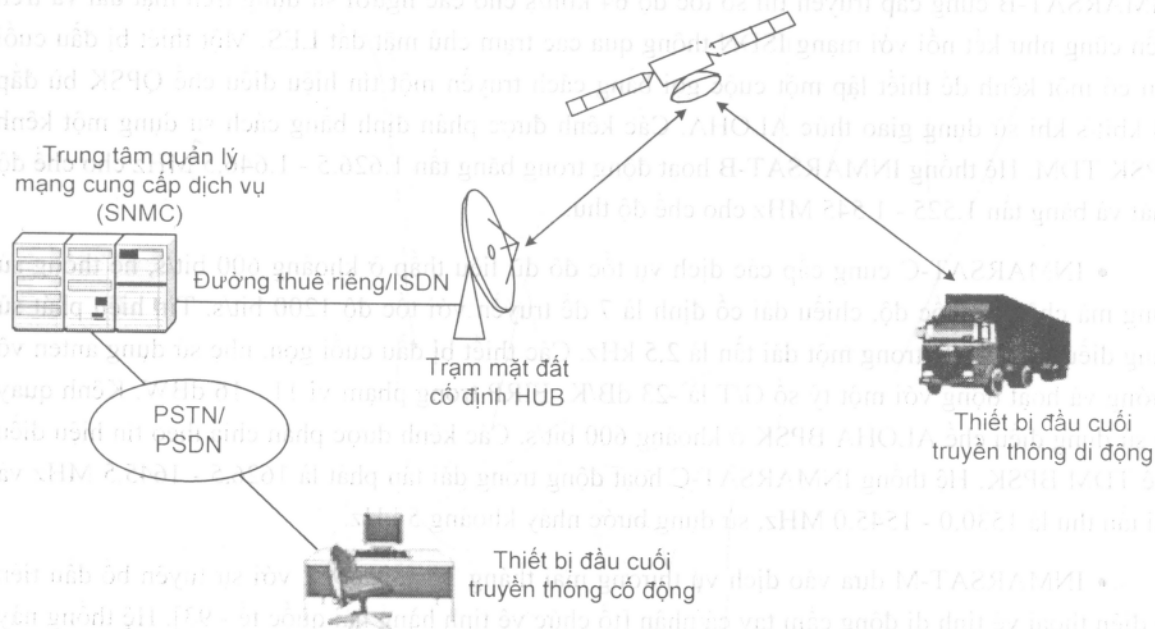
• Ngoài các hệ thống thường gặp trên, INMARSAT còn có INMARSAT MINI-M (sử dụng các loại đầu cuối nhỏ hơn), INMARSAT-D (nhớ và hiển thị các đoạn tin nhắn lên tới 128 ký tự), INMARSAT-E (dịch vụ thông tin hàng hải toàn cầu), MINI-MAERO (cung cấp dịch vụ thông tin hàng không), và mạng truy nhập toàn cầu GAN (Global Access Network) để cung cấp dịch vụ ISDN di động và các dịch vụ di động IP (Mobile Internet Protocol - MIP).

1.6.1.3. Hệ thống thông tin vệ tinh EUTELSAT

Tổ chức thông tin vệ tinh châu Âu EUTELSAT (European Telecommunication Satellite Organisation) có hai hệ thống thông tin vệ tinh EUTELRACS (chuyên dụng) và EMSAT (thương mại).

• Hệ thống EUTELRACS

Hệ thống EUTELRACS là một hệ thống thông tin quản lý hạm đội, được sử dụng để truyền tin, liên lạc giữa các phương tiện tàu bè, xe cộ di động thông qua một vệ tinh địa tĩnh. Đầu tiên hệ thống là một mạng thông tin vệ tinh di động thương mại sau đó phát triển thêm nhiệm vụ truyền tin và theo dõi định vị các phương tiện vận chuyển di động.



Hình 1.12: Cấu trúc mạng EUTELRACS

EUTELRACS hoạt động trong băng tần Ku và tổ chức mạng theo kiểu cấu trúc tập trung quanh một mạng chủ trung tâm được điều hành bởi tổ chức vệ tinh viễn thông châu Âu (EUTELSAT). Mạng này gồm có 5 phần tử, đó là: trạm chủ mặt đất trung tâm, phân đoạn không gian, trung tâm quản lý mạng cung cấp dịch vụ (SNMC), thiết bị đầu cuối truyền thông cố định và thiết bị đầu cuối di động. Hình 1.12 mô tả cấu trúc tổng quát mạng EUTELRACS.

Trạm chủ mặt đất có chức năng điều khiển truy nhập vệ tinh, quản lý mạng và các khả năng tính cước dịch vụ. Những khách hàng gửi và nhận tin nhắn từ một thiết bị đầu cuối gửi đi, được nối với trạm chủ mặt đất thông qua trung tâm quản lý mạng cung cấp dịch vụ (SNMC: Service Provider Network Management center). Thiết bị đầu cuối cố định thực chất là một máy PC có cài đặt phần mềm điều hành hệ thống. Trung tâm quản lý SNMC được nối trực tiếp với một trạm chủ mặt đất thông qua đường thuê riêng hoặc qua mạng chuyển mạch số công cộng PSDN. Sự kết nối giữa SMNC với thiết bị đầu cuối truyền thông cố định thông qua PSTN, PSDN hoặc sử dụng một đường dây riêng. Các phương tiện liên lạc với trạm trung tâm (trạm chủ mặt đất) bằng cách sử dụng thiết bị đầu cuối truyền tin di động MCT (Mobile Communication Terminal). Hệ thống EUTELTRACS là một dạng dịch vụ theo nhóm khép kín, hệ thống sử dụng kỹ thuật ghép kênh phân chia thời gian (TDM) cho tuyến phía trước từ trạm chủ mặt đất đến thiết bị đầu cuối MCT, tín hiệu được trải trên độ rộng dải tần 2 MHz để tránh sự gây nhiễu đến các vệ tinh khác trong vùng lân cận và làm mất tác dụng pha đỉnh đa đường.

Hệ thống sử dụng hai tốc độ dữ liệu là 1X và 3X, việc chọn tốc độ nào là phụ thuộc vào môi trường truyền dẫn. Tốc độ dữ liệu 1X khoảng 4.96 kbit/s, mã hóa Golay nửa tốc độ và được điều chế bằng cách dùng BPSK. Tốc độ dữ liệu 3X có tốc độ cơ bản là 14.88 kbit/s được mã hóa tốc độ 1/4 và điều chế QPSK. Do đó nhịp độ toàn bộ trong cả hai trường hợp là 9920 ký hiệu/giây.

Ở tuyến quay về sử dụng bộ mã hóa chập tốc độ 1/3 với độ dài cố định là 9 và giải mã Viterbi. Sau khi mã hóa, dữ liệu được chèn khối để bảo vệ thông tin kênh do lỗi cụm trong môi trường di động. Đầu ra của bộ xen là dạng FSK sử dụng 5 ký hiệu trong một tín hiệu FSK ($2^5 = 32$). Tín hiệu FSK đó được phối hợp trải phổ dây trực tiếp DSS (Direct Spreading Sequence) và điều chế khóa dịch cực tiểu MSK (Minimum Shift Keying) ở tốc độ 1 MHz. Tín hiệu sau đó được trải trên độ rộng dải tần là 36 MHz do bộ phát đáp của vệ tinh cung cấp bởi một chuỗi nhảy tần sử dụng dãy giả ngẫu nhiên dùng cho cả trạm chủ mặt đất và thiết bị di động.

EUTELRACS sử dụng dạng tải vệ tinh có nhớ và chuyển tiếp để đảm bảo dữ liệu thu được chính xác.

• Hệ thống EMSAT

EUTELSAT có một hệ thống cung cấp dịch vụ dữ liệu và thoại di động với tên thương mại là EMSAT. Các dịch vụ cụ thể là: thoại 4.8 kbit/s, máy fax nhóm 3 ở tốc độ 2.4 kbit/s, truyền dữ liệu ở tốc độ 2.4 kbit/s, nhắn tin 44 bit/gói và xác định vị trí bằng cách dùng một card tích hợp GPS. Hệ thống làm việc ở băng tần L và sử dụng tải vệ tinh di động châu Âu EMS (European Mobile Satellite) của vệ tinh ITALSAT-F2.

1.6.1.4. Hệ thống thông tin vệ tinh tế bào châu Á, THURAYA và các hệ thống khác

Hiện nay có khá nhiều hệ thống thông tin vệ tinh phục vụ các dịch vụ truyền thông di động. Các hệ thống phục vụ theo vùng tập trung và cung cấp dịch vụ theo các vùng thế giới, ví dụ các hệ thống được triển khai ở Úc (OPTUS) [NEW-90], Nhật Bản (N-Star) [FUR-96], Nam Mỹ (MSAT) [JOH-93], Đông Nam Á (ACeS), Ấn Độ, Nam Phi và Trung Đông (THURAYA).

Hệ thống vệ tinh tế bào châu Á (ACeS) cung cấp các dịch vụ đến các khu vực được giới hạn bởi Nhật Bản ở phía Đông, Pa-ki-xtan ở phía Tây, Bắc Trung Quốc ở phía Bắc và In-đô-nê-xi-a ở phía Nam [NGU-97]. Vùng này được phủ sóng bởi tổng cộng của 140 búp sóng trong băng tần L, cộng với một búp vùng phủ sóng đơn ở trong băng tần C. Khu vực này có khoảng 3 tỉ dân cư sinh sống và là một vùng mà ở đó các phương tiện truyền thông mặt đất chưa với tới. Châu Á là một vùng có yêu cầu về truyền thông vệ tinh rất lớn và vùng này rất thích hợp cho việc sử dụng các vệ tinh địa tĩnh.

Vệ tinh ACeS đầu tiên là vệ tinh GARUDA-1 được phóng lên quỹ đạo vào ngày 12 tháng 02 năm 2000. Vệ tinh này được thiết kế có thời gian hoạt động được 12 năm và hỗ trợ ít nhất 11000 kênh thoại tức thời với dự trữ tuyến là 10 dB. Để cung cấp vùng phủ sóng ở băng tần L, vệ tinh này dùng anten phát và anten thu riêng, cả hai đều có đường kính là 12 m. Tải vệ tinh làm nhiệm vụ chuyển mạch và định tuyến các cuộc gọi, cho phép thực hiện được các cuộc gọi di động-di động thực hiện qua một bước nhảy.

Mạng này bao gồm một trung tâm điều khiển mạng NCC, trạm điều khiển vệ tinh (SCF), các thiết bị đầu cuối của người dùng và các cổng chính vùng. NCC và SCF được đặt ở đảo Batam In-đô-nê-xi-a sử dụng anten có đường kính 15,5 m. Trung tâm NCC có chức năng quản lý và điều khiển mạng. Các cổng ra vào khu vực (cổng chính) được đặt ở In-đô-nê-xi-a, Phi-líp-pin, Đài Loan và Thái Lan. Cũng như mạng GSM, các thuê bao ACeS được đăng ký với một cổng ra vào địa phương mình và có thể chuyển vùng đến các cổng khác. Các cổng chính cung cấp việc tính cước và truy cập đến mạng lõi mặt đất. NCC và các cổng chính hoạt động trong băng tần C-/S, tương ứng dải tần 6425 - 6725 MHz (tuyến mặt đất lên vệ tinh) và 3400 - 3700 MHz (từ vệ tinh xuống mặt đất).

Các thiết bị đầu cuối của người sử dụng như fax, thoại và dữ liệu, hoạt động trong các băng tần L-/S, cụ thể là các dải tần 1626,5 - 1660,5 MHz (từ mặt đất lên vệ tinh) và 1252,0 - 1559,0 MHz (từ vệ tinh đến mặt đất).

Các thiết bị đầu cuối có thể được phân loại thành thiết bị đầu cuối di động, máy di động cầm tay hoặc thiết bị đầu cuối cố định. Các thiết bị đầu cuối di động và xách tay cho phép làm việc song song với mạng GSM. Bởi vì khi giao diện ACeS được lắp đặt và dựa vào GSM nên nó cho phép việc cung cấp các dịch vụ gói như GPRS hoặc truyền dữ liệu với công nghệ GSM (EDGE).

Các vệ tinh GARUDA đang có phương án mở rộng vùng phủ sóng sang châu Âu và Trung Á.

Một hệ thống thông tin vệ tinh khác phủ sóng đến các thị trường Trung Đông và Trung Á là hệ thống THURAYA-1, nó bắt đầu hoạt động vào năm 2001 với một thời gian hoạt động là 12 năm. Vệ tinh THURAYA-1 có toạ độ 44° Đông. Có vùng phủ sóng giới hạn từ -20° Tây đến 100° Đông và 60° Bắc đến -2° Nam. Vệ tinh có thể hỗ trợ đến 13750 cuộc gọi đồng thời và xác suất nghẽn cuộc gọi là 2%. Vệ tinh THURAYA-2 đóng vai trò như là một vệ tinh dự phòng.

Cũng giống như ACeS, hệ thống THURAYA được thiết kế tương thích với mạng GSM. Các thiết bị đầu cuối cầm tay có thể làm việc cả hai phương thức như mô tả trong hình 1.12.

Tuyến đi động hoạt động trong băng tần L-/S, cụ thể trong dải tần 1626,5 - 1660,5 MHz (cho các tuyến lên) và 1525,0 - 1559,0 MHz (cho tuyến xuống). Các tuyến cung cấp làm việc ở băng tần C-/S, với dải tần 6425,0 - 6725,0 MHz (từ dưới lên) và 3400,0 - 3625,0 MHz (từ trên xuống). Đa truy nhập sử dụng kỹ thuật FDMA/TDMA và QPSK được sử dụng để điều chế các tín hiệu. Mạng hỗ trợ các dịch vụ thoại, fax và dữ liệu ở các tốc độ 4; 4,8; 9,6 kbit/s.



Hình 1.12: Thiết bị di động vệ tinh THURAYA

1.6.2. Các hệ thống thông tin vệ tinh không địa tĩnh tầm thấp loại nhỏ

Gọi các hệ thống thông tin vệ tinh tầm thấp loại nhỏ “little LEO satellite” là bởi vì các hệ thống này chỉ cung cấp các dịch vụ nhắn tin, tốc độ dữ liệu di động bit thấp ví dụ thư điện tử (e-mail), giám sát từ xa và ghi đọc các thông số đo lường từ xa trên phạm vi toàn cầu dựa vào việc sử dụng các vệ tinh hoạt động ở quỹ đạo thấp so với trái đất là trong khoảng 700 - 2000 km. Các dịch vụ đó hoạt động theo thời gian thực hoặc là theo dạng có nhớ và phụ thuộc vào khả năng vùng phủ sóng của mạng. Mức độ của vùng phủ sóng phụ thuộc vào chùm vệ tinh và khả năng cấu trúc của mạng mặt đất mà chùm vệ tinh đó hỗ trợ. Ví dụ một vệ tinh chỉ có khả năng ghi nhận các dữ liệu khi nó đi ngang qua một vùng phủ sóng nào đó, tương ứng với vị trí của một cổng chính vệ tinh được kết nối với cấu trúc của mạng mặt đất.

Thuật ngữ hệ thống “loại nhỏ” (little LEO satellite) ở đây sử dụng là có ý so sánh với các hệ thống vệ tinh không địa tĩnh được dùng để cung cấp các dịch vụ mạng thông tin vệ tinh cá nhân (PCN) cho người sử dụng, nó có cấu trúc được thiết kế phức tạp hơn nhiều.

Băng tần làm việc của các hệ thống thông tin vệ tinh tầm thấp cũng theo quy chế phân chia tần số của Liên minh Viễn thông Quốc tế (ITU) (xem phân định tần số theo 3 vùng của ITU).

Sau đây sẽ giới thiệu một số hệ thống vệ tinh tầm thấp loại nhỏ điển hình.

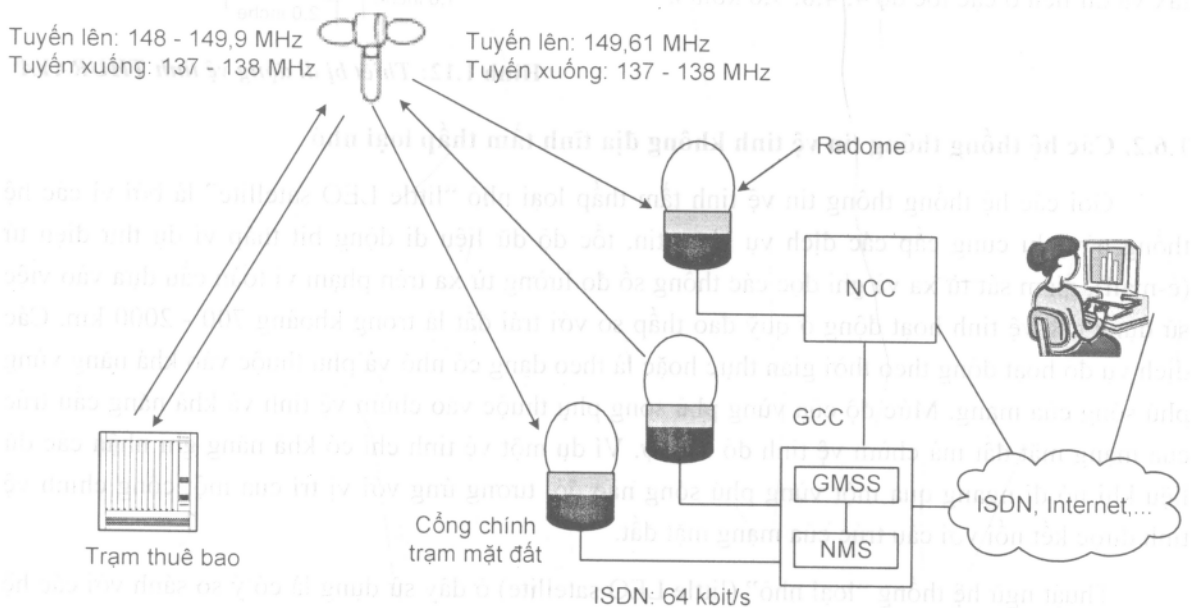
• ORBCOMM

ORBCOMM là một hệ thống vệ tinh tầm thấp loại nhỏ (của Mỹ) được bắt đầu khai thác dịch vụ vào ngày 30 tháng 11 năm 1998, hiện tại hoạt động với một chùm 36 vệ tinh và dự kiến phát triển lên 48 vệ tinh trong tương lai. Chùm các vệ tinh này được sắp xếp như sau:

- + Ba mặt phẳng quỹ đạo có góc nghiêng 45° với 8 vệ tinh trên một mặt phẳng và ở độ cao là 825 km.
- + Hai mặt phẳng quỹ đạo có góc nghiêng với nhau một góc 70° và 108° , trên mỗi mặt phẳng có hai vệ tinh, đặt cách nhau 180° và ở độ cao là 780 km.
- + 8 vệ tinh đặt trên mặt phẳng xích đạo.

Hệ thống ORBCOMM cung cấp tốc độ truyền dữ liệu cho người dùng là 2,4 kbit/s cho tuyến lên và 4,8 kbit/s cho tuyến xuống và có khả năng tăng lên đến 9,6 kbit/s. Cả tuyến lên và xuống đều dùng kỹ thuật khóa dịch pha vì phân đối xứng (SDPSK) và bộ lọc nâng cuộn cosin. Tuyến thuê bao vệ tinh hoạt động trong dải băng tần từ 148 - 149,9 MHz cho tuyến lên và 137 - 138 MHz cho tuyến xuống.

Vệ tinh cũng phát một tín hiệu dẫn đường với tần số 400,1 MHz. Ngoài trừ các vệ tinh, mạng ORBCOMM còn bao gồm: thiết bị truyền thông thuê bao (SC); một NCC và các cổng ra vào. NCC được đặt ở Mỹ và kiến trúc mạng ORBCOMM được mô tả ở hình 1.13.



Hình 1.13: Cấu trúc mạng ORBCOMM

• E-SAT

E-SAT là một hệ thống vệ tinh tầm thấp loại nhỏ gồm có 6 vệ tinh đặt trên các quỹ đạo cực ở độ cao 800 km. Chùm vệ tinh này được triển khai trên hai mặt phẳng và có trung tâm điều khiển đặt tại Guildford (Anh), cổng chính đặt tại Spitzbergen (Na Uy).

Các thiết bị đầu cuối E-SAT hoạt động ở dải tần 148 - 148,55 MHz cho tuyến lên, phương thức đa truy cập trải phổ dây trực tiếp (DS-SSMA), tốc độ dữ liệu 800 bit/s. Kỹ thuật BPSK được dùng để điều chế mã trải phổ với các ký tự và kỹ thuật MSK được sử dụng để điều chế sóng mang. Các thiết bị đầu cuối có công suất phát là 49 W với mức EIRP là 5,4 dBW. Mỗi vệ tinh E-SAT có thể hỗ trợ đến 15 thiết bị đầu cuối cùng một lúc.

Dải tần 137,0725 - 137,9275 MHz được dùng cho tuyến xuống. Mạng cung cấp các dịch vụ đo xa, giám sát và định vị.

• LEO ONE

Hệ thống LEO ONE sử dụng một chùm 48 vệ tinh, bố trí 6 vệ tinh trên một mặt phẳng quỹ đạo, ở độ cao 930 km và góc nghiêng là 50° so với đường xích đạo [GOL-99]. LEO ONE được thiết kế để hoạt động ở chế độ có nhớ, tốc độ dữ liệu khoảng 24 kbit/s, dải tần tuyến lên là 137 - 138 MHz và tốc độ 2.4 đến 9.6 kbit/s, ở dải tần tuyến xuống là 149.5 - 150.05 MHz và dải tần 400,15 - 401 MHz.

Mỗi vệ tinh sẽ có khả năng giải điều chế và giải mã tất cả các gói tin hiệu thu được và nhớ, sau đó sẽ phát lại hoặc truyền trực tiếp đến trạm mặt đất công chính. Mỗi vệ tinh có 4 thiết bị phát sóng và 15 thiết bị thu sóng.

1.6.3. Các hệ thống thông tin vệ tinh không địa tĩnh đến cá nhân thuê bao

Như đã phân tích ở các phần trên, bắt đầu từ năm 1990 các hệ thống thông tin di động vệ tinh đã đánh dấu một mốc quan trọng trong sự phát triển truyền thông di động, trong đó có các hệ thống vệ tinh không địa tĩnh.

Năm 1990 cũng đã đánh dấu bước chuyển tiếp quan trọng trong cuộc cách mạng truyền thông vệ tinh di động, cùng với một số đề xuất cho các hệ thống vệ tinh không địa tĩnh. Trong phần trước đã trình bày sự phát triển của những vệ tinh "little LEO". Cũng vào thời gian đó, một hệ thống thông tin vệ tinh không địa tĩnh đến cá nhân thuê bao nhằm mục đích cung cấp các dịch vụ thoại cũng có những thử nghiệm và các mạng truyền tin thông qua các vệ tinh đến cá nhân thuê bao đó được ký hiệu là S-PCN (Satellite Personal Communication Network).

Mục đích của các mạng S-PCN là cung cấp các dịch vụ thoại và các dịch vụ tốc độ dữ liệu thấp, tương tự như các mạng tế bào mặt đất, sử dụng các điện thoại cầm tay để liên lạc thông qua các vệ tinh ở các quỹ đạo tầm thấp (LEO) hoặc là quỹ đạo tầm trung (MEO). Các vệ tinh quỹ đạo tầm trung MEO được đặt ở độ cao từ 10.000 - 20.000 km so với mặt đất với thời gian có chu kỳ quỹ đạo là 6 giờ. Các vệ tinh trong quỹ đạo thấp được gọi là "big LEO" và có chu kỳ quỹ đạo là 90 phút. Những vệ tinh này được triển khai ở độ cao 750 - 2000 km.

Các vệ tinh ở quỹ đạo tầm thấp LEO thường có thời gian sống khoảng 5-7 năm, các vệ tinh trên quỹ đạo tầm trung MEO có thời gian sống khoảng 10-12 năm.

Các mạng S-PCN hoạt động trong băng tần L và băng tần S. Bảng 1.5 liệt kê các dải tần được phân định cho thông tin vệ tinh di động sử dụng quỹ đạo tầm thấp LEO và tầm trung MEO.

Những S-PCN cung cấp vùng phủ sóng dịch vụ toàn cầu bằng cách sử dụng các chùm đa vệ tinh. Số lượng các vệ tinh trong một chùm là một hàm của độ cao quỹ đạo và các yêu cầu đặc tính dịch vụ. Hiện nay đã có một số mạng S-PCN đã có thể cung cấp các dịch vụ thông tin di động đến các máy di động cầm tay phạm vi toàn cầu và vừa có thể sử dụng di động vệ tinh vừa sử dụng di động mặt đất. Trong các mạng đó, có nhiều mạng đang trong thời kỳ vừa khai thác vừa thử nghiệm. Sau đây sẽ giới thiệu một số mạng điển hình.

Bảng 1.5: Phân định tần số cho thông tin vệ tinh di động băng tần L và S

Tần số (MHz)	Hướng truyền	Vùng phủ sóng
1.492 - 1.525	Tuyến xuống	Vùng 2
1.525 - 1.530	Tuyến xuống	Vùng 2/Vùng 3
1.610 - 1.626,5	Tuyến lên	Toàn cầu
1.613,8 - 1.626,5	Tuyến xuống	Toàn cầu
1.626,5 - 1.631,5	Tuyến lên	Vùng 2/Vùng 3
1.675 - 1.710	Tuyến lên	Vùng 2
1.930 - 1.970	Tuyến lên	Vùng 2
1.970 - 1.980	Tuyến lên	Vùng 2
1.980 - 2.010	Tuyến lên	Toàn cầu
2.120 - 2.160	Tuyến xuống	Vùng 2
2.160 - 2.170	Tuyến xuống	Vùng 2
2.170 - 2.200	Tuyến xuống	Toàn cầu
2.483,5 - 2.500	Tuyến xuống	Toàn cầu
2.500 - 2.520	Tuyến xuống	Toàn cầu
2.670 - 2.690	Tuyến lên	Toàn cầu

• IRIDIUM

Hãng Motorola (Mỹ) đã phát triển hệ thống IRIDIUM vào năm 1990. Vào ngày 01 tháng 11 năm 1998 IRIDIUM trở thành S-PCN đầu tiên bước vào lĩnh vực dịch vụ. Hiện đã có 88 vệ tinh được phóng thành công trên quỹ đạo tầm thấp. Đã có 3 loại dàn phóng khác nhau được sử dụng để phóng vệ tinh lên quỹ đạo. Hệ thống vệ tinh của Mỹ đã phóng được 55 vệ tinh, hệ thống của Nga đã phóng được 21 vệ tinh và của Trung Quốc đã phóng được 14 vệ tinh.

Khởi đầu hệ S-PCN của IRIDIUM sử dụng 77 vệ tinh, (vì thế tên của nó là IRIDIUM do số nguyên tử của nguyên tố IRIDIUM là 77). Các vệ tinh này được phân đều trên 6 mặt phẳng quỹ đạo cực, với góc nghiêng là $86,4^\circ$. Quỹ đạo vệ tinh có độ cao so với mặt đất là 780 km. Mỗi vệ tinh có trọng lượng 689 kg và có thời gian sống khoảng từ 5-8 năm.

Sự kết nối với mạng mặt đất thông qua các cổng chính đặt ở 11 quốc gia và kết nối với mạng toàn cầu. Công chính và các tuyến điều khiển hoạt động trong băng tần Ka, tương ứng với dải tần 19.4 - 19.6 GHz (tuyến xuống) và dải tần 29,1 - 29.3 GHz (tuyến lên).

Hệ thống IRIDIUM cung cấp các dịch vụ thoại song công, fax và dữ liệu tốc độ thấp 2,4 kbit/s. Tốc độ dữ liệu có thể đến 10 kbit/s. Các tín hiệu được điều chế QPSK và sử dụng đa truy nhập FDMA/TDMA.

IRIDIUM do không tìm được khách hàng cho mạng của mình cho nên đã ngừng các dịch vụ vào tháng 3 năm 2000.

Tuy vậy các chùm vệ tinh vẫn hoạt động trên quỹ đạo, các dịch vụ vẫn được cung cấp cho các khách hàng công nghiệp, hàng không, hàng hải và dầu khí hướng thị trường Mỹ.

• GLOBALSTAR

Cùng thời kỳ với IRIDIUM, một hệ thống thông tin vệ tinh quỹ đạo tầm thấp khác do Qualcomm và Loran khởi xướng có tên là hệ thống GLOBALSTAR. Trong vòng 4 năm từ 1996 đến 2000 hệ thống triển khai 48 vệ tinh trên 8 mặt phẳng quỹ đạo có góc nghiêng 52° so với mặt phẳng xích đạo và các quỹ đạo tầm thấp có độ cao so với mặt đất là 1414 km. Hệ thống GLOBALSTAR không cung cấp phủ sóng toàn cầu mà chỉ giới hạn trong vùng giữa vĩ tuyến 70° Bắc và Nam so với xích đạo. Cũng giống như IRIDIUM, các vệ tinh của GLOBALSTAR là trong suốt. Tuyến truyền tin giữa người sử dụng di động và mạng cố định chỉ có thể được thiết lập khi mà cả thiết bị đầu cuối và cổng chính cùng nhìn thấy vệ tinh. Bởi vì các vệ tinh quỹ đạo tầm thấp chỉ cung cấp một vùng phủ sóng nhỏ cho nên hệ thống phải sử dụng nhiều cổng chính để đảm bảo dịch vụ toàn cầu. Việc kết nối với mạng mặt đất cũng được thực hiện thông qua nhiều cổng chính phân bố trên toàn cầu. Cổng chính bao gồm trạm chuyển mạch và có từ 3 đến 4 anten để cung cấp kết nối đến các mạng di động và cố định.

Các tuyến cổng chính làm việc ở băng tần C, cụ thể là ở dải tần 6,875 - 7,055 GHz cho tuyến xuống và ở dải tần 5,091 - 5,520 GHz cho tuyến lên. Ngoài cổng chính, GLOBALSTAR cũng đặt trung tâm điều khiển hoạt động mặt đất (GOCC) và trung tâm điều khiển vệ tinh (SOCC). Các cổng chính, GOCC, SOCC được kết nối với nhau thông qua mạng dữ liệu GLOBALSTAR.

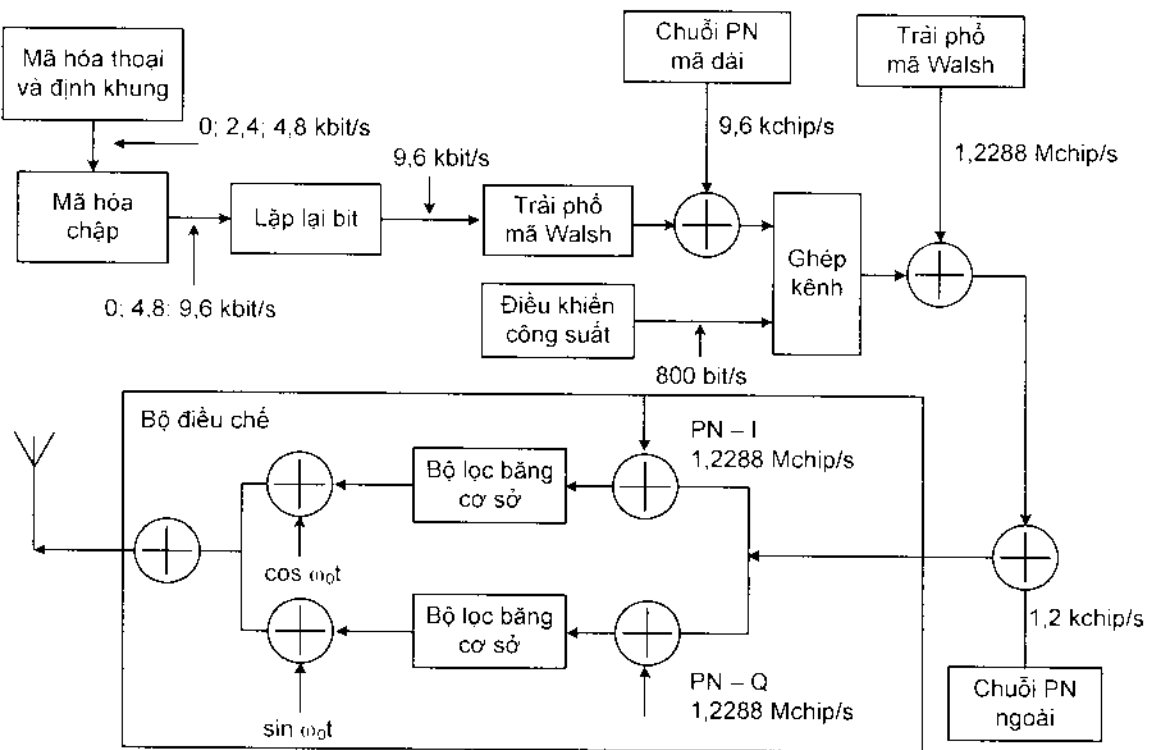
Các tuyến từ di động đến vệ tinh làm việc ở băng tần S, dải tần 1610 - 1626,5 MHz cho tuyến lên và ở dải tần 2483,5 - 2500,7 MHz cho tuyến xuống. Độ rộng băng tần được chia làm 13 kênh FDM, mỗi kênh có độ rộng là 1,23 MHz, giao diện không gian của GLOBALSTAR được xây dựng trên cơ sở giải pháp CdmaOne (IS-95), như đã đề cập ở các mục trước, dịch vụ thoại của GLOBALSTAR được cung cấp thông qua một bộ mã hoá/giải mã thoại codec thích nghi ở tốc độ là 0,6 - 9,6 kbit/s (trung bình là 2,2 kbit/s). Việc truyền dữ liệu được hỗ trợ thông qua kênh thoại ở tốc độ cơ sở là 2,4 kbit/s. Tín hiệu được điều chế QPSK và đa truy nhập sử dụng kỹ thuật CDMA.

Mỗi cổng chính có thể truy cập đến 128 kênh CDMA, mỗi kênh được lấy từ một dòng của ma trận Walsh Hadamard 128×128 với số dòng được đánh số từ 0 đến 127. Một trong các kênh đó, ứng với hàm Walsh 0 được sử dụng để truyền tín hiệu dẫn đường (pilot), bao gồm tất cả là số 0. Một kênh đồng bộ được sử dụng để cung cấp cho các thiết bị đầu cuối các thông tin điều khiển, ví dụ như nhận dạng cổng chính, thời gian hệ thống và đánh số kênh được gán. Cũng giống như IS-95, kênh đồng bộ luôn truyền ở tốc độ dữ liệu là 1,2 kbit/s.

Còn lại 126 kênh được dành cho lưu lượng. Hệ thống GLOBALSTAR hỗ trợ hai loại tốc độ khác với mạng tế bào: loại tốc độ thứ nhất là 2,4 và 4,8 kbit/s, loại tốc độ thứ hai là 2,4 - 4,8 hoặc 9,6 kbit/s. Dữ liệu được nhóm trong các khung có độ dài là 20 ms và sau đó chúng được mã hoá bằng bộ mã hoá xoắn tốc độ $1/2$ và chiều dài cố định là 9. Để có tốc độ không đổi là 9,6 kbit/s cho loại tốc độ thứ nhất và để có 19,2 kbit/s cho loại tốc độ thứ hai, kỹ thuật đan xen được sử dụng. Tín hiệu 9,6 kbit/s hoặc 19,2 kbit/s sau đó được ghép kênh với các bit điều khiển công suất có tốc độ

50 kbit/s. Mã Walsh được gán cho kênh lưu lượng của người sử dụng sau đó tín hiệu được trải trước khi được trải bởi một bộ tạo dãy mã giả ngẫu nhiên PN có độ dài là 288 chip ở tốc độ là 1200 chip PN/s. Dãy PN ở bên ngoài đó được sử dụng để nhận dạng vệ tinh và được điều chế với dãy mã giả ngẫu nhiên PN ở bên trong của kênh I và kênh Q, có độ dài là 2^{15} chip và tốc độ chip là 1.2288 Mcchip/s.

Bộ băng lọc cơ sở sau đó được sử dụng trước khi điều chế các thành phần I và Q trên một kênh CDMA. Hình 1.14 mô tả sơ đồ khối một tuyến truyền đi, ứng với tốc độ loại 1 của hệ thống GLOBALSTAR.



Hình 1.14: Mô tả sơ đồ khối điều chế lưu lượng tuyến truyền lên, tốc độ loại 1, của GLOBALSTAR

Ở hướng truyền ngược lại, kênh lưu lượng hỗ trợ tốc độ dữ liệu 2,4; 4,8 và 9,6 kbit/s. Dữ liệu được tổ chức trong các khung 20 ms. Với tốc độ loại 1, dữ liệu đó được mã hoá chập một lần nữa tốc độ và chiều dài cố định là 9. Tín hiệu sau đó được điều chế Walsh chéo để tạo dãy 64 bit tương ứng với một dòng của ma trận Walsh Hadamard 64×64 bit. Mỗi một thiết bị di động phát một mã Walsh khác nhau và điều đó cho phép trạm gốc nhận dạng được máy phát. Sóng mang được điều chế Offset-QPSK. Điều đó đòi hỏi lệch thời gian của kênh cầu phương (Q) là một nửa chip. Cặp quân phương của chuỗi mã giả ngẫu nhiên PN sau đó được sử dụng để trải tín hiệu ở 1.2288 Mcchip/s với chu kỳ là $2^{15} - 1$ chip. Tín hiệu sau đó được qua bộ lọc băng cơ sở để đảm bảo các thành phần của điều chế nằm trong kênh trước khi điều chế các tín hiệu cùng pha và tín hiệu quân phương trong CDMA.

- Một số hệ thống khác

Ngoài một số hệ thống S-PCN sử dụng các vệ tinh ở quỹ đạo tầm trung MEO và tầm thấp LEO như đã nêu trên, cũng trong khoảng thời gian này, có một số hệ thống S-PCN khác được xây dựng cùng với các vệ tinh được phóng lên các quỹ đạo tầm thấp. Các hệ thống S-PCN đó, ví dụ như: NEW ICO, CONSTELLATION, ELLIPSO, v.v... Các bảng 1.6, 1.7 và 1.8 nêu một số thông số so sánh chủ yếu về số vệ tinh, quỹ đạo sử dụng các đặc tính kỹ thuật và dịch vụ của các hệ thống đó.

Bảng 1.6: Số vệ tinh sử dụng và đặc tính quỹ đạo

Đặc tính	IRIDIUM	GLOBALSTAR	NEW ICO	CONSTELLATION	ELLIPSO
Độ cao quỹ đạo (km)	780	1414	10.390	2000	7605/8050
Loại quỹ đạo	LEO	MEO	LEO	Lai ghép	LEO/HEO
Trọng lượng phóng (kg)	689	450	2750	500	650
Số lượng vệ tinh	66	48	10	11	10/7
Số vệ tinh/quỹ đạo	11	6	5	11	5/7
ISL	Có	Không	Không	Không	Không
OBP	Có	Không	Không	Không	Không
Số búp sóng vết	48	16		24	61

Bảng 1.7: Các đặc tính dịch vụ

Đặc tính	IRIDIUM	GLOBALSTAR	NEW ICO	CONSTELLATION	ELLIPSO
Năm phóng	1998, 2000, 2001	2000	2004	2001	2000
Tốc độ truyền dữ liệu	2,4 kbit/s	0,6-9,6 kbit/s (thoại) 2,4 kbit/s (dữ liệu)	4 kbit/s (thoại) 2,4; 4,8 và 9,6 kbit/s (dữ liệu)	4 kbit/s (thoại) 2,4; 4,8 và 9,6 kbit/s (dữ liệu)	
Dịch vụ	Thoại Fax Dữ liệu	Thoại Fax Dữ liệu SMS	Thoại Fax Dữ liệu SMS Internet	Thoại Fax Dữ liệu	Thoại Fax Dữ liệu E-mail
Phủ sóng	Toàn cầu	Toàn cầu giới hạn vĩ tuyến $\pm 70^\circ$	Toàn cầu	Toàn cầu	Toàn cầu trên 50° vĩ tuyến Nam

Bảng 1.8: Các đặc tính giao diện vô tuyến

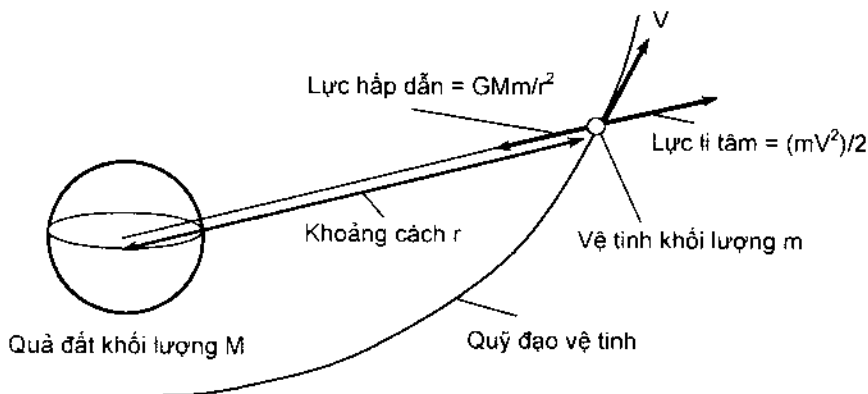
Đặc tính	IRIDIUM	GLOBALSTAR	NEW ICO	CONSTELLATION	ELLIPSO
Tần số tuyến lên di động (MHz)	1616-1626,5	1610-1625,5	1985-2015	2483,5-2500	1610-1626,5
Tần số tuyến xuống di động (MHz)	1616-1626,5	2483-2500	2170-2200	1610-1625,5	2483,5-2500
Đa truy nhập	FDMA/TDMA	CDMA	FDMA/TDMA	CDMA	W-CDMA
Điều chế tín hiệu	QPSK	QPSK	GMSK (tuyến lên) BPSK/QPSK (tuyến xuống)	QPSK O-QPSK	

Chương 2

QUỹ ĐẠO CỦA VỆ TINH VÀ CÁC THÔNG SỐ QUỹ ĐẠO

2.1. QUỹ ĐẠO CỦA VỆ TINH TRONG KHÔNG GIAN

Quỹ đạo của vệ tinh là hành trình của vệ tinh trong không gian mà trong đó vệ tinh được cân bằng bởi hai lực đối nhau. Hai lực đó là lực hấp dẫn của quả đất và lực ly tâm được hình thành do độ cong của hành trình vệ tinh (hình 2.1). Quỹ đạo của vệ tinh nằm trên một mặt phẳng có dạng hình tròn hoặc elip. Nếu quỹ đạo là tròn thì tâm của quỹ đạo trùng với tâm của quả đất. Nếu quỹ đạo là elip thì có một đầu elip nằm xa quả đất nhất và đầu kia nằm gần quả đất nhất. Điểm xa nhất trên quỹ đạo so với quả đất được gọi là viễn điểm (apogee) và điểm gần nhất được gọi là cận điểm (perigee), hình 2.2.



Hình 2.1: Mô tả các lực tác động lên chuyển động của vệ tinh trên quỹ đạo

2.2. PHÂN LOẠI QUỹ ĐẠO VỆ TINH THEO ĐỘ CAO

Các vệ tinh được sử dụng trong viễn thông được phân thành bốn dạng quỹ đạo sau đây theo độ cao của quỹ đạo vệ tinh so với mặt đất:

1. Quỹ đạo địa tĩnh, GEO (Geostationary Orbit)
2. Quỹ đạo elip tầm cao, HEO (Highly Elliptical Orbit)
3. Quỹ đạo mặt đất tầm trung, MEO (Medium Earth Orbit)
4. Quỹ đạo mặt đất tầm thấp, LEO (Low Earth Orbit)

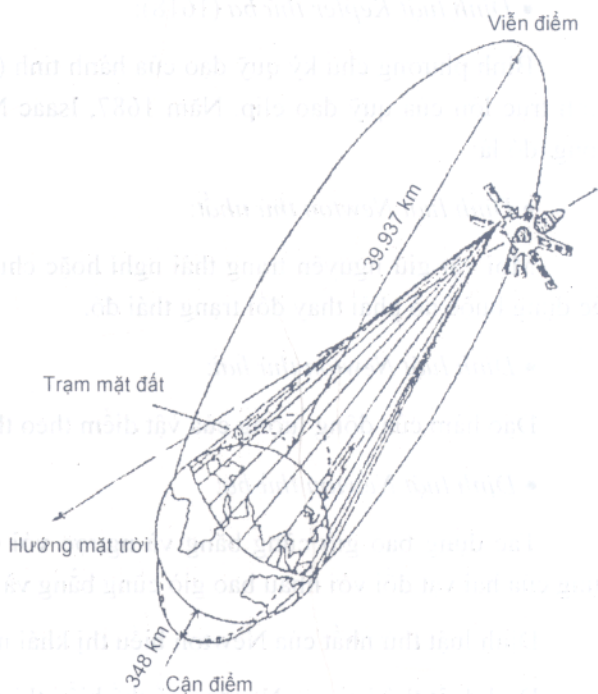
trong số các quỹ đạo trên thì quỹ đạo địa tĩnh là được sử dụng phổ biến nhất.

Quỹ đạo địa tĩnh (GEO) là một dạng đặc biệt của quỹ đạo địa đồng bộ, có chu kỳ quỹ đạo là 23 giờ 56 phút 4,1 giây. Chu kỳ thời gian đó còn gọi là ngày thiên văn và chính bằng thời gian mà quả đất quay một vòng quanh trục của nó. Như vậy, vệ tinh địa tĩnh xem như đứng yên tương đối (địa tĩnh) so với mọi điểm trên quả đất. Dạng của quỹ đạo địa tĩnh là tròn, nằm trên mặt phẳng xích đạo và có độ cao so với mặt đất là khoảng 35.786 km.

Quỹ đạo elip tầm cao (HEO) là các quỹ đạo dạng elip và có chiều cao so với mặt đất xấp xỉ và lớn hơn quỹ đạo địa tĩnh. Trong một số tài liệu kỹ thuật, quỹ đạo địa tĩnh cũng được xếp vào loại quỹ đạo tròn tầm cao.

Quỹ đạo tầm thấp (LEO) là các quỹ đạo có chiều cao so với mặt đất khoảng 700 - 2000 km.

Quỹ đạo tầm trung (MEO) là các quỹ đạo có chiều cao so với mặt đất nằm giữa quỹ đạo tầm cao (HEO) và quỹ đạo tầm thấp (LEO).



Hình 2.2: Quỹ đạo elip của vệ tinh MOLNIYA và các viễn điểm, cận điểm của quỹ đạo

2.3. CÁC ĐỊNH LUẬT KEPLER VÀ NEWTON, CÁC BIỂU THỨC CỦA QUỸ ĐẠO VỆ TINH

2.3.1. Các định luật Kepler và Newton

Nghiên cứu sự chuyển động của vệ tinh có quan hệ chặt chẽ với các định luật về chuyển động của vật thể trong vật lý và vị trí của vệ tinh trong không gian. Từ xa xưa, người Trung Quốc đã nghiên cứu sự chuyển động của mặt trăng quanh quả đất và xây dựng âm lịch. Năm 1543, Copernic đã đưa ra lý thuyết về các hành tinh quay quanh hệ mặt trời. Năm 1609 và 1619, Johannes Kepler đưa ra ba định luật về sự chuyển động của các hành tinh quay quanh mặt trời (mặt trời là tâm hấp dẫn). Ba định luật đó có thể áp dụng cho sự chuyển động của vệ tinh quanh quả đất (quả đất là tâm hấp dẫn) như sau:

- Định luật Kepler thứ nhất (1602):

Quỹ đạo của hành tinh (vệ tinh) dạng elip nhận mặt trời (tâm hấp dẫn là quả đất) là một trong hai tiêu cự của elip.

- Định luật Kepler thứ hai (1603):

Bán kính véc-tơ nối hành tinh (vệ tinh) với mặt trời (quả đất) quét những vùng có diện tích bằng nhau trong những thời gian bằng nhau.

- *Định luật Kepler thứ ba (1618):*

Bình phương chu kỳ quỹ đạo của hành tinh (vệ tinh) tỷ lệ thuận với lũy thừa bậc ba của bán kính trục lớn của quỹ đạo elip. Năm 1687, Isaac Newton công bố ba định luật cơ bản về chuyển động, đó là:

- *Định luật Newton thứ nhất:*

Mọi vật giữ nguyên trạng thái nghỉ hoặc chuyển động thẳng đều của nó cho đến khi có lực tác dụng buộc nó phải thay đổi trạng thái đó.

- *Định luật Newton thứ hai:*

Đạo hàm của động lượng của vật điểm theo thời gian tỷ lệ với lực tác dụng.

- *Định luật Newton thứ ba:*

Tác dụng bao giờ cũng bằng và ngược với phản tác dụng, nói một cách khác, các lực tác dụng của hai vật đối với nhau bao giờ cũng bằng và ngược chiều nhau.

Định luật thứ nhất của Newton biểu thị khái niệm về quán tính.

Định luật thứ hai của Newton có thể biểu thị dưới dạng biểu thức toán học:

$$\mathbf{F} = m \frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} = m \mathbf{a} \quad (2.1)$$

trong đó $\mathbf{F}$ là tổng véc-tơ của tất cả các lực tác động lên khối lượng m ; $\mathbf{r}$ là gia tốc véc-tơ của khối lượng.

Ngoài ba định luật cơ bản trên, Newton cũng đưa ra "bài toán hai vật thể" và phát biểu định luật hấp dẫn vũ trụ:

Giữa hai vật có khối lượng m_1 và m_2 ở cách nhau một khoảng r , có các lực hút tương hỗ bằng nhau tác dụng, độ lớn của các lực này tỷ lệ với tích các khối lượng m_1 và m_2 và tỷ lệ nghịch với bình phương khoảng cách giữa chúng.

$$\mathbf{F} = G m_1 m_2 \frac{1}{r^2} \frac{\mathbf{r}}{r} \quad (2.2)$$

trong đó: $\mathbf{F}$ là lực véc-tơ lên khối lượng m_1 do m_2 theo hướng từ m_1 đến m_2 ; $G = 6,672 \times 10^{-11} \text{ Nm/kg}^2$ là hằng số hấp dẫn vũ trụ; r là khoảng cách giữa hai vật thể và $\mathbf{r}/r$ là véc-tơ đơn vị từ m_1 đến m_2 .

Ba định luật cơ bản về chuyển động và định luật hấp dẫn vũ trụ của Newton được sử dụng để xác định gần đúng chuyển động theo quỹ đạo của vệ tinh quanh mặt đất và chứng minh sự đúng đắn của ba định luật của Kepler.

2.3.2. Các biểu thức của quỹ đạo vệ tinh - Chứng minh định luật Kepler thứ nhất

Từ các biểu thức (2.1) và (2.2) có thể xác định được lời giải của bài toán hai vật thể. Ở đây, trung tâm là quả đất sẽ là gốc của hệ tọa độ xem xét và véc-tơ bán kính có chiều dương tính từ tâm

toạ độ hướng ra ngoài. Như vậy, lực tác dụng lên vệ tinh có khối lượng m do quả đất có khối lượng M sẽ là:

$$\mathbf{F}_m = -GMm \frac{\mathbf{r}}{r^3} = -m\mu \frac{\mathbf{r}}{r^3} \quad (2.3)$$

trong đó $\mu = GM = 3.9861352 \times 10^5 \text{ km}^3/\text{s}^2$ là hằng số Kepler.

Dấu (-) trong biểu thức (2.3) nói lên rằng, lực tác dụng theo chiều hướng về gốc toạ độ.

Cân bằng (2.1) và (2.3) có:

$$\frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} = -\mu \frac{\mathbf{r}}{r^3} \quad (2.4)$$

Biểu thức (2.4) nói lên định luật bảo toàn năng lượng. Nhân biểu thức (2.4) với $\mathbf{r}$ có:

$$\mathbf{r} \times \frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} = -\mu \mathbf{r} \times \frac{\mathbf{r}}{r^3} \quad (2.5)$$

Bởi vì ngoại tích của một véc-tơ với chính nó là bằng không, có nghĩa là $\mathbf{r} \times \mathbf{r} = 0$, do đó:

$$\mathbf{r} \times \frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} = 0 \quad (2.6)$$

Sử dụng hằng đẳng thức về nội tích véc-tơ và sắp xếp lại (2.4) có:

Chú ý đến biểu thức sau:

$$\frac{d}{dt} \left[\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] = \frac{d\mathbf{r}}{dt} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} + \mathbf{r} \times \frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} \quad (2.7)$$

Từ biểu thức (2.6) và định nghĩa của ngoại tích các véc-tơ thì hai thừa số phía bên phải biểu thức (2.7) sẽ bằng không, do đó:

$$\frac{d}{dt} \left[\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] = 0 \quad (2.8)$$

tức

$$\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} = \mathbf{h} \quad (2.9)$$

trong đó $\mathbf{h}$ là một véc-tơ hằng số và đặc trưng cho tốc độ vùng quỹ đạo của vệ tinh.

Ngoại tích biểu thức (2.4) với giá trị của $\mathbf{h}$ trong (2.9) sẽ có:

$$\frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} \times \mathbf{h} = -\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \times \mathbf{h} = -\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \times \left[\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] \quad (2.10)$$

Sử dụng hằng đẳng thức trong phép toán véc-tơ $\mathbf{a} \times (\mathbf{b} \times \mathbf{c}) = (\mathbf{a} \cdot \mathbf{c})\mathbf{b} - (\mathbf{a} \cdot \mathbf{b})\mathbf{c}$, biểu thức (2.10) có thể viết:

$$\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \times \left[\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] = -\frac{\mu}{r^3} \left[\left(\mathbf{r} \cdot \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right) \mathbf{r} - (\mathbf{r} \cdot \mathbf{r}) \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] \quad (2.11)$$

và bởi vì $\mathbf{r} \cdot \frac{d\mathbf{r}}{dt} = 0$

do đó có
$$\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \times \left[\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] = \mu \frac{d}{dt} \left[\frac{\mathbf{r}}{r} \right] \quad (2.12)$$

So sánh (2.10) với (2.12) có:

$$\frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} \times \mathbf{h} = \mu \frac{d}{dt} \left[\frac{\mathbf{r}}{r} \right] \quad (2.13)$$

Tích phân (2.13) theo t có:

$$\frac{d\mathbf{r}}{dt} \times \mathbf{h} = \mu \frac{\mathbf{r}}{r} + \mathbf{c} \quad (2.14)$$

Nội tích (2.14) với $\mathbf{r}$ có:

$$r \left[\frac{d\mathbf{r}}{dt} \times \mathbf{h} \right] = r \left[\mu \frac{\mathbf{r}}{r} + \mathbf{c} \right] \quad (2.15)$$

$$\mathbf{h} \cdot \left[\mathbf{r} \times \frac{d\mathbf{r}}{dt} \right] = \frac{\mu}{r} \mathbf{r} \cdot \mathbf{r} + \mathbf{c} \cdot \mathbf{r} \quad (2.16)$$

Thay thế (2.9) vào (2.16) có:

$$h^2 = \mu r + r c \cos \theta \quad (2.17)$$

trong đó θ là góc nằm giữa véc-tơ $\mathbf{c}$ và véc-tơ $\mathbf{r}$.

Bởi vì $c = \mu e$ (2.18)

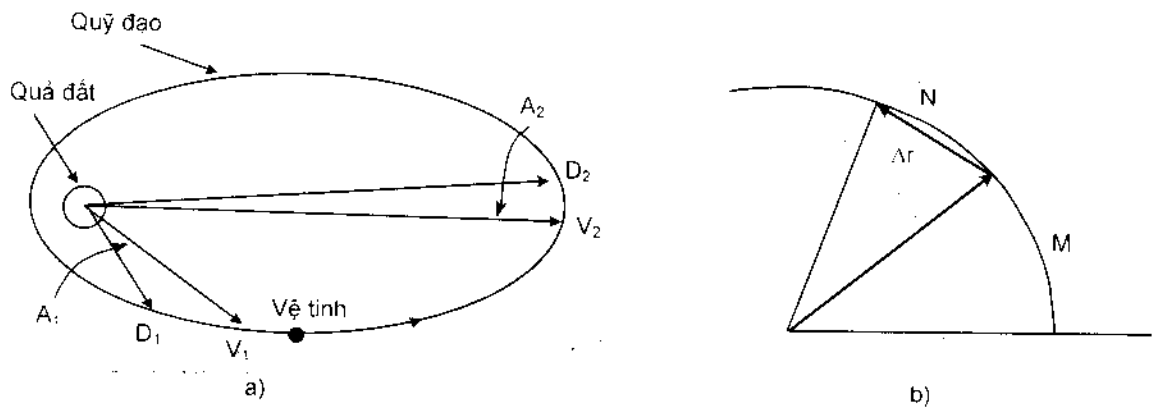
do đó

$$r = \frac{h^2 / \mu}{1 + e \cos \theta} \quad (2.19)$$

Biểu thức (2.19) là biểu thức cực tổng quát đối với một conic có tiêu điểm tại gốc. Đối với $0 \leq e \leq 1$, thì biểu thức một elip có bán trục p được xác định bởi:

$$p = \frac{h^2}{\mu} a(1 - e^2) \quad (2.20)$$

trong đó a và e là bán trục lớn và độ lệch tâm tương ứng của elip. Điều đó đã chứng minh cho định luật Kepler thứ nhất. Hình 2.3 mô tả mặt phẳng quỹ đạo của vệ tinh.



Hình 2.4: Mô tả vùng quét bán kính véc-tơ r trên đơn vị thời gian
a) Mô tả định luật Kepler; b) Mô tả vùng quét bán kính véc-tơ r trên đơn vị thời gian

2.3.4. Chu kỳ quỹ đạo vệ tinh - Chứng minh định luật Kepler thứ ba

Từ biểu thức (2.20),

$$h = \sqrt{\mu a(1 - e^2)} \quad (2.25)$$

tại các cận điểm và viễn điểm.

$$r_p v_p = r_a v_a = h \quad (2.26)$$

trong đó v_p và v_a là các gia tốc của vệ tinh tại cận điểm và viễn điểm tương ứng.

Tích phân (2.25) theo t lấy từ $t = 0$ đến $t = t_1$ sẽ có:

$$A = t_1 \sqrt{\mu a(1 - e^2)} \quad (2.27)$$

Khi t bằng T , trong đó T là chu kỳ quỹ đạo, sẽ có:

$$A = \pi ab \quad (2.28)$$

trong đó $b = a(1 - e^2)^{1/2}$ là bán trục bé của elip.

Cân bằng biểu thức (2.27) và (2.28) khi $t = T$, sẽ có:

$$T = 2\pi \sqrt{\frac{a^3}{\mu}} \quad (2.29)$$

Điều đó đã chứng minh cho định luật Kepler thứ ba.

2.3.5. Tốc độ của vệ tinh

Sử dụng định luật về chuyển động năng lượng ở biểu thức (2.4) và đem nội tích với $\mathbf{v}$, trong đó $\mathbf{v}$ là vận tốc của vệ tinh, sẽ có:

$$\frac{d^2 \mathbf{r}}{dt^2} \cdot \mathbf{v} = -\mu \frac{\mathbf{r}}{r^3} \cdot \mathbf{v} \quad (2.30)$$

Từ biểu thức (2.30)

$$\frac{d\mathbf{v}}{dt} \cdot \mathbf{v} = -\frac{\mu}{r^3} \mathbf{r} \cdot \frac{d\mathbf{r}}{dt} \quad (2.31)$$

đối với hai véc-tơ $\mathbf{a}$ và $\mathbf{b}$ nào đó

$$\frac{d}{dt} (\mathbf{a} \cdot \mathbf{b}) = \mathbf{a} \cdot \frac{d\mathbf{b}}{dt} + \frac{d\mathbf{a}}{dt} \cdot \mathbf{b}$$

Từ đó dẫn đến

$$\frac{d(v \cdot v)}{dt} = \frac{dv^2}{dt} = 2 \frac{dv}{dt} \cdot v \quad (2.32)$$

và

$$\frac{dr^2}{dt} = 2\mathbf{r} \cdot \frac{d\mathbf{r}}{dt} \quad (2.33)$$

Thay thế (2.32) và (2.33) vào (2.31) có:

$$\frac{1}{2} \frac{dv^2}{dt} = -\frac{\mu}{2r^3} \frac{dr^2}{dt} \quad (2.34)$$

Tích phân (2.34) theo t có

$$\frac{1}{2} v^2 = \frac{\mu}{r} + k \quad (2.35)$$

trong đó k là một hằng số.

Từ biểu thức (2.26) và lấy giá trị k tại cận điểm có:

$$k = \frac{1}{2} v_p^2 - \frac{\mu}{r_p} \quad (2.36)$$

$$\begin{aligned} &= \frac{1}{2} \left(\frac{h}{r_p} \right)^2 - \frac{\mu}{r_p} \\ &= \frac{1}{2} \frac{\mu a (1 - e^2)}{a^2 (1 - e^2)} - \frac{\mu}{a(1 - e)} \\ &= -\frac{\mu}{2a} \end{aligned} \quad (2.37)$$

$$\text{Do đó} \quad \frac{1}{2} v^2 - \frac{\mu}{r} = -\frac{\mu}{2a} \quad (2.38)$$

và dẫn đến

$$v^2 = \mu \left(\frac{2}{r} - \frac{1}{a} \right)$$

Theo mô tả quỹ đạo vệ tinh ở hình 2.1 thì các tốc độ vệ tinh tương ứng v_p và v_a tại cận điểm và tại viễn điểm của quỹ đạo sẽ là:

$$v_p = \sqrt{\frac{\mu}{a} \left[\frac{a(1+e)}{a(1-e)} \right]} = \sqrt{\frac{\mu r_a}{a r_p}} \quad (2.39)$$

$$v_a = \sqrt{\frac{\mu}{a} \left[\frac{a(1+e)}{a(1-e)} \right]} = \sqrt{\frac{\mu r_p}{a r_a}} \quad (2.40)$$

trong đó $r_a = a(1+e)$ là bán kính viễn điểm và $r_p = a(1-e)$ là bán kính cận điểm của quỹ đạo.

2.4. VỊ TRÍ CỦA VỆ TINH TRONG KHÔNG GIAN

2.4.1. Tổng quan

Để thiết kế một chùm vệ tinh phủ sóng toàn cầu hoặc một vệ tinh cho vùng phủ sóng cụ thể nào đó thì điều trước tiên là phải xác định vị trí của vệ tinh trong không gian. Một vị trí của vệ tinh có thể được xác định theo các hệ tọa độ khác nhau và việc chọn sử dụng hệ tọa độ nào phụ thuộc vào yêu cầu ứng dụng cụ thể. Ví dụ trong truyền thông thường sử dụng các góc nhìn thấy và được đặc trưng bởi góc phương vị và góc ngẩng đối với việc định vị anten (các hệ tọa độ thông dụng sẽ giới thiệu ở các phần sau).

2.4.2. Các thông số xác định vị trí của vệ tinh

Có sáu thông số quỹ đạo được sử dụng để xác định vị trí của vệ tinh trong không gian tại thời điểm cho nào đó. Các thông số đó là:

Ω : Góc đo trong mặt phẳng xích đạo theo chiều kim đồng hồ từ điểm Xuân Phân đến điểm bay lên của vệ tinh nằm trong mặt phẳng xích đạo;

i : Góc nghiêng của mặt phẳng quỹ đạo được đo bởi góc giữa mặt phẳng xích đạo và mặt phẳng của quỹ đạo;

ω : Argument của viễn điểm, góc giữa điểm bay lên nằm trong mặt phẳng xích đạo và phương của viễn điểm;

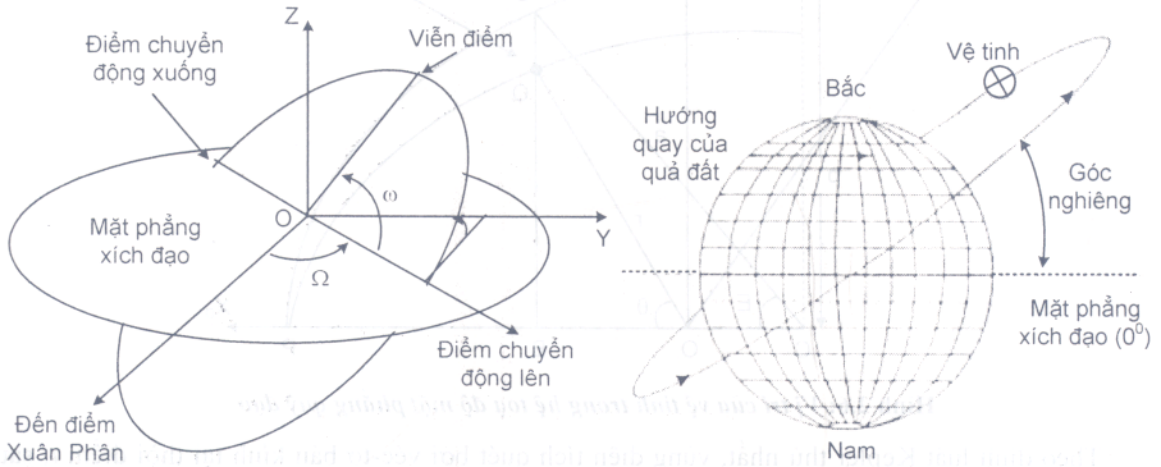
e : Độ lệch tâm ($0 \leq e < 1$);

a : Bán trục lớn của quỹ đạo elip

θ : Góc ứng với vị trí thực của vệ tinh

Ba thông số đầu là Ω , i và ω xác định hướng của mặt phẳng quỹ đạo. Chúng được sử dụng để xác định vị trí của vệ tinh so với quả đất đang quay. Ba thông số sau là e , a và θ được sử dụng để xác định dạng hình học của quỹ đạo và chuyển động của vệ tinh, tức xác định vị trí của vệ tinh trong mặt phẳng quỹ đạo. Hình 2.5 mô tả các thông số quỹ đạo so với mặt phẳng xích đạo của quả đất. Hệ thống tọa độ được gọi là hệ thống tọa độ xích đạo tâm địa cầu, được sử dụng để xác định vị trí của vệ tinh trong không gian so với quả đất. Trong hệ tọa độ đó, góc O của hệ tọa độ là tâm của quả đất và mặt phẳng xy trùng với mặt phẳng xích đạo. Trục z của hệ tọa độ trùng với trục quay của

quả đất theo hướng cực Bắc. Các điểm trên trục x theo hướng điểm Xuân Phân. Các điểm mà vệ tinh chuyển động lên hoặc chuyển động xuống cắt mặt phẳng xích đạo được gọi là điểm chuyển động lên hoặc điểm chuyển động xuống tương ứng.



Hình 2.5: Các thông số quỹ đạo vệ tinh trong hệ tọa độ xích đạo tâm địa cầu

Ngoài việc xác định vị trí của vệ tinh trong không gian, còn một công việc khá quan trọng là xác định hướng để theo đó anten của trạm mặt đất có thể hướng về vệ tinh trong công việc liên lạc truyền tin. Hướng đó được xác định bởi các góc nhìn - các góc nâng và các góc phương vị - có quan hệ với kinh tuyến và vĩ tuyến của trạm mặt đất. Các phần sau sẽ đề cập đến vị trí của vệ tinh trong không gian theo các hệ tọa độ khác nhau. Ở đây cần lưu ý một điều là các biểu thức tính toán theo giả định là quả đất là một hình cầu tròn.

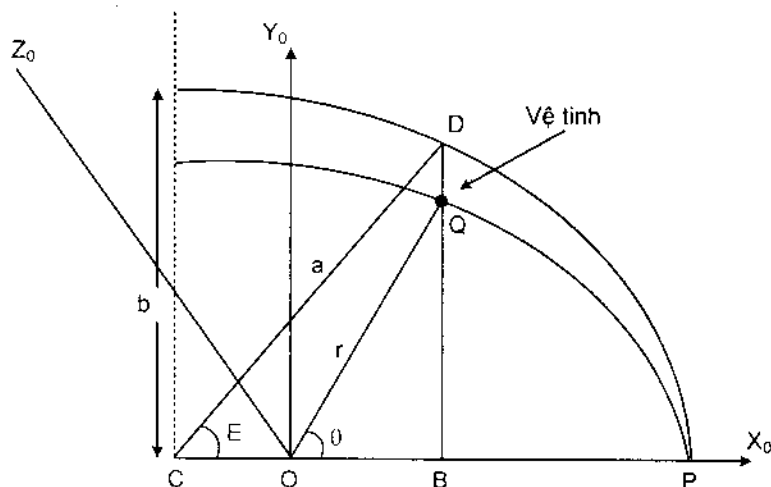
2.4.3. Vị trí của vệ tinh trong mặt phẳng quỹ đạo

Vị trí của vệ tinh trong mặt phẳng quỹ đạo của nó tại một thời điểm t nào đó được xác định bởi góc ứng với góc thực A như mô tả ở hình 2.6. Trong hình, quỹ đạo được biểu thị bởi đường tròn có bán kính a bằng trục lớn elíp của quỹ đạo và bị thu hẹp ở hai phía bán trục nhỏ. Điểm O là tâm của quả đất, đồng thời là tâm của hệ tọa độ. Điểm C là tâm của quỹ đạo elíp và đồng thời là tâm của vòng tròn được thu hẹp hai phía. E là góc lệch tâm.

Quay trở lại hình 2.1 và giả thiết là trong phần tư thứ nhất của hệ tọa độ chứa các điểm P , B , O , C và D như mô tả ở hình 2.6.

Để định vị được một vị trí của vệ tinh tại một thời điểm t nào đó thì cần phải tìm được vận tốc góc ω và giá trị góc thực trung bình M của vệ tinh. Xem viễn điểm làm điểm tham chiếu, góc thực trung bình được xác định là độ dài của cung (tính bằng radian) mà vệ tinh đi qua trong thời gian t tính từ thời điểm t_0 tại viễn điểm, trên vòng tròn được thu hẹp với cùng vận tốc góc. Từ biểu thức (2.29) vận tốc góc là:

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = \sqrt{\frac{\mu}{a^3}} \quad (2.41)$$



Hình 2.6: Vị trí của vệ tinh trong hệ tọa độ mặt phẳng quỹ đạo

Theo định luật Kepler thứ nhất, vùng diện tích quét bởi véc-tơ bán kính tại thời điểm t , sau khi vệ tinh chuyển động từ thời điểm t_0 tại viễn điểm, sẽ được tính là:

$$\delta A = A \frac{t - t_0}{T} \quad (2.42)$$

Thay thế (2.41) vào (2.42) có:

$$\delta A = A \frac{\varpi(t - t_0)}{2\pi} = A \frac{M}{2\pi} \quad (2.43)$$

Từ biểu thức (2.43) rút ra:

$$M = \varpi(t - t_0) \quad (2.44)$$

Từ hình 2.6 có thể nhìn thấy rằng, vùng diện tích (CPD) là bằng $(a^2 E/2)$ và vùng diện tích (CDB) là bằng $(a^2 \cos E \sin E/2)$ điều đó có nghĩa là:

$$\text{diện tích (DBP)} = a^2 [E - \cos E \sin E]/2 \quad (2.45)$$

Bởi vì $DB/QB = b/a$

Do đó diện tích (QBD) = (b/a) diện tích (DBP) = $ab[E - \cos E \sin E]/2$

và diện tích (OQB) = $(OB)(QB)/2 = (a \cos E - ae)(b \sin E)/2 = ab \sin E (\cos E - e)/2$

Vì vậy

$$\text{diện tích (OQP)} = \text{diện tích (OQB)} + \text{diện tích (QBP)} = \frac{ab}{2} [E - e \sin E] = \delta A \quad (2.46)$$

Cân bằng biểu thức (2.43) và (2.46) có:

$$M = E - e \sin E \quad (2.47)$$

Biểu thức (2.47) được xem như biểu thức của Kepler. Để xác định E từ biểu thức (2.47) thì thường sử dụng phương pháp tính gần đúng.

Trở lại hình 2.6, ta có:

$$\begin{aligned} QB &= r \sin \theta \\ &= (b/a)(a \sin E) \\ &= b \sin E \\ &= a(1 - e^2)^{1/2} \sin E \end{aligned} \quad (2.48)$$

và

$$\begin{aligned} OB &= r \sin \theta \\ &= a \cos E - ae \end{aligned} \quad (2.49)$$

Cộng giá trị QB^2 và OB^2 từ các biểu thức (2.48) và (2.49) có:

$$r = \sqrt{a^2(1 - e \cos E)^2} \quad (2.50)$$

và

$$\theta = 2 \tan^{-1} \left[\left(\frac{1+e}{1-e} \right)^{1/2} \tan \frac{E}{2} \right] \quad (2.51)$$

Như vậy, vị trí của vệ tinh trong mặt phẳng quỹ đạo được xác định bởi:

$$\begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r \cos \theta \\ r \sin \theta \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

2.4.4. Vị trí của vệ tinh đối với quả đất quay

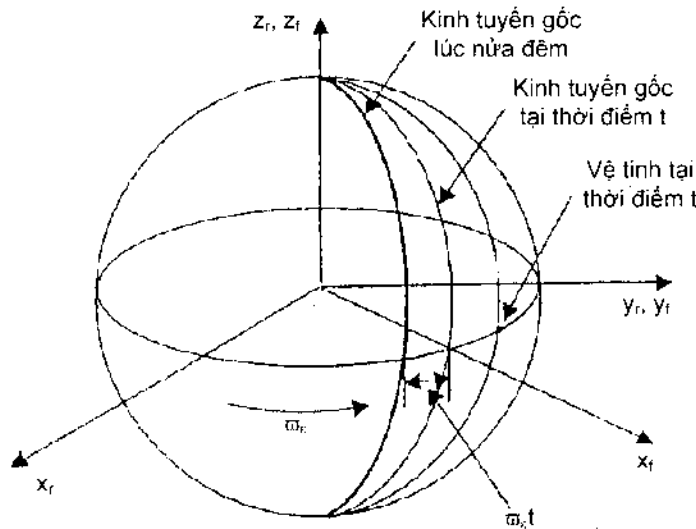
Cho ba thông số quỹ đạo, Ω , i và ω như mô tả trong hình 2.5, vị trí của vệ tinh trong hệ thống tọa độ xích đạo tâm địa cầu được biểu thị trong hệ thống tọa độ mặt phẳng quỹ đạo như sau:

$$\begin{bmatrix} x_f \\ y_f \\ z_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \Omega \cos \omega - \sin \Omega \cos i \sin \omega & -\cos \Omega \sin \omega - \sin \Omega \cos i \cos \omega & \sin \Omega \sin i \\ \sin \Omega \cos \omega + \cos \Omega \cos i \sin \omega & -\sin \Omega \sin \omega + \sin \Omega \cos i \cos \omega & -\cos \Omega \sin i \\ \sin i \sin \omega & \sin i \cos \omega & \cos i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_0 \\ y_0 \\ z_0 \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

trong đó ma trận thứ nhất phía bên phải của biểu thức (2.53) được gọi là ma trận quay. Hệ trục tọa độ xích đạo tâm địa cầu (x_f, y_f, z_f) đặc trưng cho hệ quả đất cố định. Nếu tính đến quả đất quay thì phải biến đổi hệ cố định đó thành hệ phù hợp với quả đất quay. Quan hệ giữa hệ quả đất quay với hệ quả đất cố định được mô tả ở hình 2.7.

Trong hình 2.7, quả đất quay với tốc độ góc là ω_e và nếu gọi T_e là thời gian xoay để trục x_f và trục x_e trùng khớp nhau thì vị trí của vệ tinh trong hệ thống quả đất quay có quan hệ với hệ thống xích đạo tâm địa cầu như sau:

$$\begin{bmatrix} x_r \\ y_r \\ z_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\varpi_c T_c) & \sin(\varpi_c T_c) & 0 \\ -\sin(\varpi_c T_c) & \cos(\varpi_c T_c) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_f \\ y_f \\ z_f \end{bmatrix} \quad (2.54)$$



Hình 2.7: Hệ thống tọa độ ứng với quả đất quay so với hệ thống đứng yên (cố định)

Giá trị của $\varpi_c T_c$ tại một thời điểm t nào đó tính theo phút, được xác định theo biểu thức sau:

$$\varpi_c T_c = \alpha_{g,0} + 0,25068447t \text{ (}^0\text{)} \quad (2.55)$$

trong đó:

$$\alpha_{g,0} = 99,6909833 + 36000,7689\tau + 0,00038707\tau^2 \text{ (}^0\text{)};$$

$$\tau = (\text{JD} - 2415020)/36525;$$

$$\text{JD} = 2415020 + (Y - 1899) \times 365 + \text{Imt}[(Y - 1900/4)] + M_m + (D_m - D) + (h - 12) \times 24.$$

JD là ngày trong năm Y (Giulius); D là ngày trong tháng m và h là giờ.

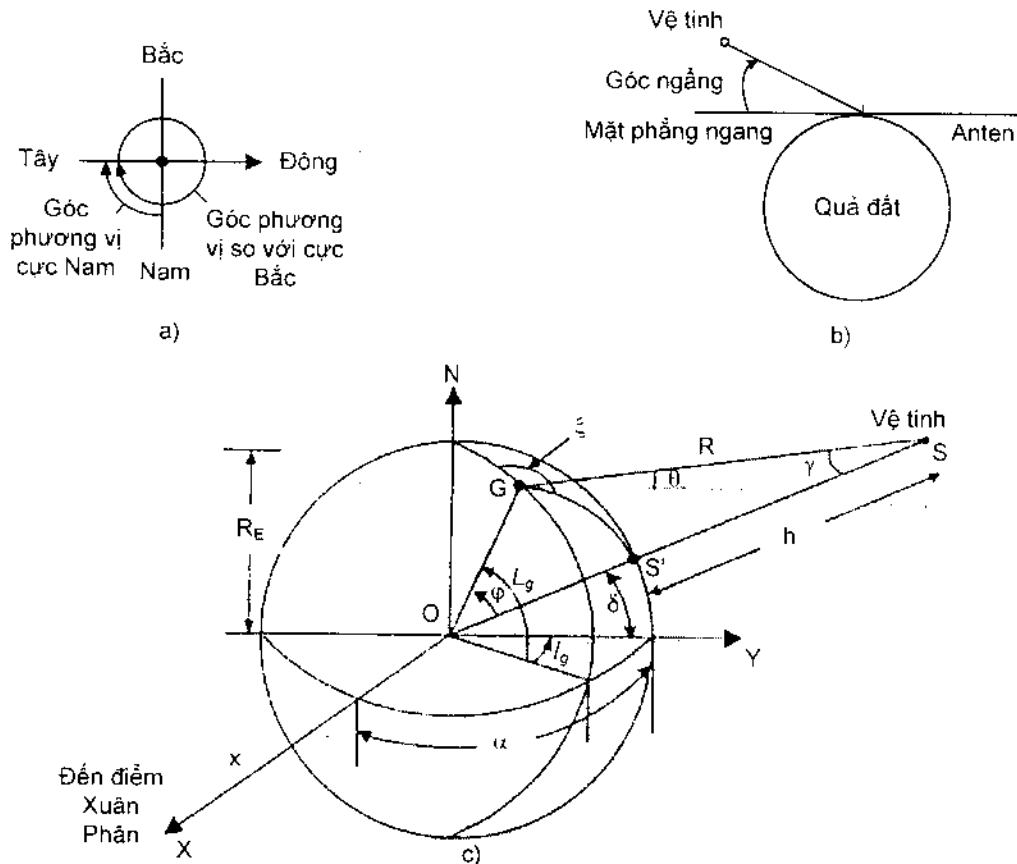
2.5. ĐỊNH VỊ VỆ TINH THEO CÁC GÓC NHÌN

2.5.1. Định nghĩa

Trong kỹ thuật truyền tin vô tuyến thường sử dụng khái niệm các góc ngang và các góc phương vị, như mô tả ở hình 2.8. Góc phương vị, ký hiệu là ξ , là góc được đo từ góc chuẩn là cực Bắc theo chiều kim đồng hồ, tính từ cực Bắc địa lý tại trạm mặt đất G đến điểm phụ S' của vệ tinh. Điểm S' được định nghĩa là điểm cắt trên mặt đất của đường thẳng nối từ tâm O quả đất đến vệ tinh S. Góc ngang θ là góc theo hướng lên tính từ tiếp tuyến với mặt đất tại trạm mặt đất với đường thẳng nối trạm mặt đất G với vệ tinh S.

Trong hình 2.8, góc φ được gọi là góc tâm hoặc góc phủ sóng được khép bởi các đường thẳng OG và OS; trong đó O là tâm quả đất, G là trạm mặt đất và S là vệ tinh. Góc γ được gọi là góc nghiêng hoặc góc nhìn từ vệ tinh được khép bởi các đường thẳng GS và OS. L_g và I_g là ký hiệu cho vĩ tuyến và kinh tuyến tương đối (nghĩa là có liên quan đến kinh tuyến của điểm S') của trạm

mặt đất và vĩ tuyến của vệ tinh. Lưu ý rằng, trong hệ tọa độ ở đây các vĩ tuyến Bắc và các kinh tuyến Đông sẽ nhận các giá trị dương. R là khoảng cách từ vệ tinh đến trạm mặt đất. δ là góc lệch của vệ tinh so với hệ tọa độ xích đạo tâm địa cầu.



Hình 2.8: Định vị vệ tinh theo các góc nhìn
a) Góc phương vị; b) Góc ngẩng; c) Định vị vệ tinh theo các góc nhìn

2.5.2. Góc nghiêng

Để tính góc ngẩng θ thì các giá trị góc tâm φ và khoảng cách R cần phải được xác định. Các toạ độ của trạm mặt đất $G(x_g, y_g, z_g)$ có quan hệ với vĩ tuyến Bắc và kinh tuyến Đông theo biểu thức sau:

$$\begin{bmatrix} x_s \\ y_s \\ z_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ R_E \cos L_s \cos l_s \\ R_E \sin L_s \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

Xét tam giác $OS'G$, khoảng cách d giữa G và S' có thể tìm được bằng cách sử dụng định luật cosin:

$$d^2 = 2 R_F^2 (1 - \cos \varphi) \quad (2.58)$$

khoảng cách d đó cũng có thể tính được theo biểu thức sau:

$$d^2 = (x_g - x_s)^2 + (y_g - y_s)^2 + (z_g - z_s)^2 \quad (2.59)$$

Thay thế (2.56) và (2.57) vào (2.59) và sau đó cân bằng (2.58) và (2.59) có:

$$\cos \varphi = \cos L_e \cos L_s \cos l_e + \sin L_e \sin L_s \quad (2.60)$$

Bây giờ xét tam giác GOS và cũng sử dụng định luật cosin, khoảng cách R được tính là:

$$R = \sqrt{R_e^2 + (R_e + h)^2 - 2R_e(R_e + h)\cos \varphi} \quad (2.61)$$

trong đó h là độ cao của vệ tinh so với bề mặt quả đất. Áp dụng định luật sin có:

$$\frac{R_e + h}{\sin(90^\circ + \theta)} = \frac{R}{\sin \varphi} \quad (2.62)$$

Thay thế (2.61) vào (2.62) và biến đổi, tính được góc ngẩng θ :

$$\cos \theta = \frac{\sin \varphi}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_e}{R_e + h}\right)^2 - 2\left(\frac{R_e}{R_e + h}\right)\cos \varphi}} \quad (2.63)$$

2.5.3. Góc phương vị

Việc tính toán góc phương vị ξ có hơi phức tạp hơn so với việc tính toán góc ngẩng do vị trí tương đối của điểm S' đối với trạm mặt đất và bán cầu trên đó có điểm S và trạm mặt đất. Ở hình 2.8 thì điểm S' nằm về phía Đông so với trạm mặt đất G .

Xét tam giác cầu GNS' , $\angle GNS' = l_e$ và cung $(GS') = \varphi$. Áp dụng định luật sin ta có:

$$\frac{\sin \xi}{\sin(90^\circ - L_s)} = \frac{\sin l_e}{\sin \varphi} \quad (2.64)$$

Bởi vì $L_s = \delta$, do đó:

$$\xi = \sin^{-1} \left[\frac{\cos \delta \sin l_e}{\sin \varphi} \right] \quad (2.65)$$

Biểu thức (2.65) trên đối với ξ là chưa tính đến vị trí tương đối của S' đối với trạm mặt đất. Bảng 2.1 liệt kê các góc phương vị thực khi tính đến vị trí tương đối của S' .

Bảng 2.1: Giá trị của góc phương vị ξ so với vị trí tương đối của S'

	Vị trí của S' so với vị trí của trạm mặt đất G	Góc phương vị (ξ)
Bán cầu Bắc	S' Tây Bắc của G	$360^\circ - \xi$
	S' Tây Nam của G	$360^\circ - \xi$
	S' Đông Bắc của G	ξ
	S' Đông Nam của G	ξ
Bán cầu Nam	S' Tây Bắc của G	$180^\circ + \xi$
	S' Tây Nam của G	$180^\circ + \xi$
	S' Đông Bắc của G	$180^\circ - \xi$
	S' Đông Nam của G	$180^\circ - \xi$

2.5.4. Góc ngẩng tối thiểu, khả năng nhìn thấy vệ tinh

Điều kiện đủ cho một vệ tinh được nhìn thấy từ một trạm mặt đất là góc $\theta \geq 0^\circ$. Từ hình 2.8 để điều kiện đó được thỏa mãn là:

$$R_E + h \geq \frac{R_E}{\cos \varphi} \quad (2.66)$$

Từ đó có thể rút ra điều kiện khả năng nhìn thấy vệ tinh là:

$$\cos \varphi \leq \frac{R_E}{R_E + h} \quad (2.67)$$

Theo quan điểm hình học thì điều kiện tối thiểu mà vệ tinh được nhìn thấy từ một trạm mặt đất là ứng với góc $\theta = 0^\circ$. Trong thực tế góc θ có một giá trị tối thiểu nào đó, được gọi là góc ngẩng tối thiểu θ_{min} đủ để cho phép các yếu tố truyền sóng ví dụ việc bị che khuất. Thông thường góc ngẩng tối thiểu nằm trong khoảng $5 - 7^\circ$. Từ hình 2.8, xét tam giác SGO, góc tâm φ cũng có thể biểu thị theo giá trị của góc θ_{min} như sau:

$$\varphi = \cos^{-1} \left[\frac{R_E \cos \theta_{min}}{R_E + h} \right] - \theta_{min} \quad (2.68)$$

2.5.5. Định vị vệ tinh địa tĩnh

Đối với các quỹ đạo địa tĩnh thì góc nghiêng $i = 0^\circ$, độ lệch tâm $e = 0$ và vệ tinh nằm trong mặt phẳng xích đạo, $L_s = 0^\circ$. Mặt khác, đối với các vệ tinh địa tĩnh thì độ cao của vệ tinh tính từ tâm qua đất: $R_E + h = 42.164$ km. Sử dụng các thông số đó, góc tâm φ theo biểu thức (2.68) trong trường hợp này có thể viết lại như sau:

$$\cos \varphi = \cos L_g \cos l_g \quad (2.69)$$

Góc ngẩng theo biểu thức (2.63) trong trường hợp này sẽ là:

$$\cos \theta = \frac{\sqrt{1 - \cos^2 L_g \cos^2 l_g}}{\sqrt{1 + \left(\frac{R_E}{R_E + h} \right)^2 - 2 \left(\frac{R_E}{R_E + h} \right) \cos L_g \cos l_g}} \quad (2.70)$$

Góc phương vị ξ theo biểu thức (2.65) sẽ là:

$$\xi = \sin^{-1} \left[\frac{\sin l_g}{\sqrt{1 - \cos^2 L_g \cos^2 l_g}} \right] \quad (2.71)$$

Khi áp dụng giới hạn khả năng nhìn thấy, có nghĩa là $\theta = 0^\circ$, thì lúc đó góc tâm φ có thể tính được từ biểu thức (2.60) và có giá trị là:

$$\cos \varphi = \frac{R_E}{R_E + h} = 0,151 \quad (2.72)$$

Mặt khác, theo hình 2.8 có:

$$\cos L_g = \frac{\cos \varphi}{\cos l_g} \quad (2.73)$$

Như vậy, trong trường hợp nếu như vệ tinh và trạm mặt đất cùng nằm trên một kinh tuyến, có nghĩa là $l_g = 0$. Như vậy, vĩ tuyến cực đại L_{gmax} mà vệ tinh nhìn thấy có thể biểu thị bởi biểu thức sau:

$$\cos L_{g,max} = \cos \varphi = 0,151 \quad (2.74)$$

Điều đó cũng có nghĩa là $L_{gmax} = 81,3^\circ$.

2.6. SỰ BIẾN ĐỘNG CỦA QUỹ ĐẠO VỆ TINH

Các biểu thức về quỹ đạo vệ tinh được đề cập ở các mục trên là dựa trên hai giả thiết cơ bản sau đây:

- Chỉ có một lực tác động lên vệ tinh là lực hấp dẫn của quả đất.
- Vệ tinh và quả đất được xem là một khối điểm và hình dạng quả đất là hoàn toàn cầu tròn.

Trong thực tế, các giả thiết đó không hoàn toàn đúng. Hình dạng quả đất không hoàn toàn hình cầu. Mặt khác ngoài lực hấp dẫn của quả đất, vệ tinh còn chịu tác động của các lực hấp dẫn của các tinh thể khác và đáng chú ý nhất là mặt trời và mặt trăng. Các yếu tố liên quan đến trường không hấp dẫn khác bao gồm áp suất bức xạ mặt trời và ảnh hưởng của tầng khí quyển cũng gây những tác động làm xáo trộn quỹ đạo của vệ tinh.

Giả thiết rằng các lực gây nên sự biến động đó làm cho vệ tinh có một sự trôi dạt nào đó khỏi quỹ đạo Kepler, và các biên độ đó là tuyến tính với thời gian thì lúc đó vị trí của vệ tinh được biểu thị bởi 6 thông số quỹ đạo (xem mục 2.7.1) tại thời điểm t_1 nào đó, có thể được biểu thị như sau:

$$[\Omega_0 + \frac{d\Omega}{dt} \delta t, i_0 + \frac{di}{dt} \delta t, \omega_0 + \frac{d\omega}{dt} \delta t, e_0 + \frac{de}{dt} \delta t, a_0 + \frac{da}{dt} \delta t, v_0 + \frac{dv}{dt} \delta t]$$

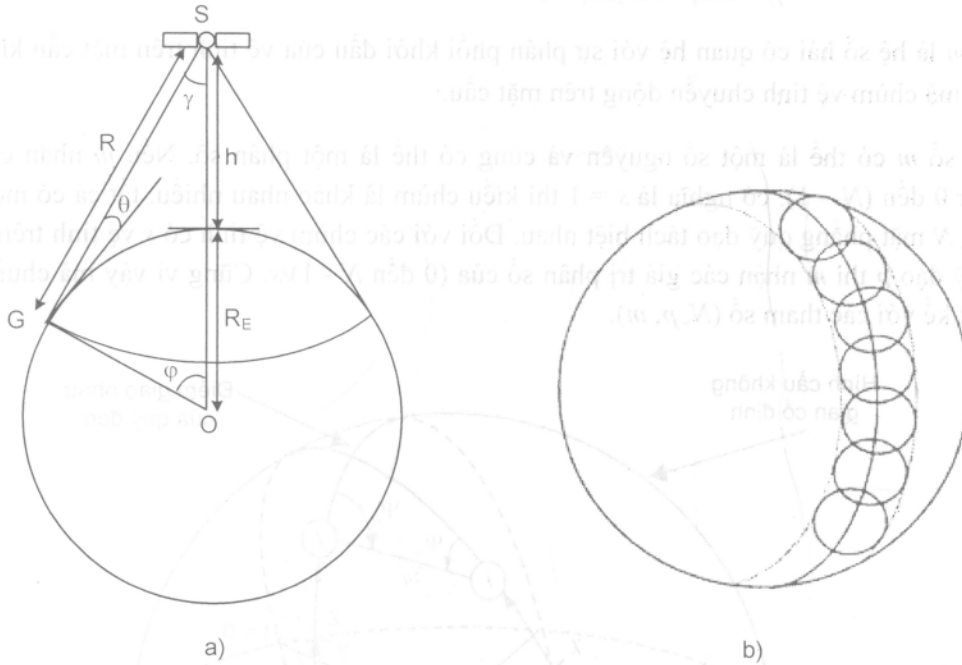
trong đó $(\Omega_0, i_0, \omega_0, e_0, a_0, v_0)$ là các thông số quỹ đạo của vệ tinh tại thời điểm t_0 ; $d(.) / dt$ là sự trôi dạt tuyến tính thông số quỹ đạo theo thời gian và δt là $(t_1 - t_0)$. Việc tính toán hiệu ứng của mặt trời, mặt trăng, hiệu ứng của quả đất dẹt hai cực, ảnh hưởng của tầng khí quyển đến quỹ đạo của vệ tinh khá phức tạp, ở đây không đề cập sâu.

2.7. THIẾT KẾ CHÙM VỆ TINH

2.7.1. Các yếu tố cần xem xét khi thiết kế

Đối với việc thiết kế một chùm vệ tinh thì có một yếu tố quan trọng cần xem xét đầu tiên là việc cung cấp vùng phủ sóng theo yêu cầu với số lượng vệ tinh là ít nhất. Khi góc ngang có giá trị bằng 0° thì vùng phủ sóng tức thời của vệ tinh là cực đại đối với vệ tinh đó. Một điểm nào đó nằm trong vùng phủ sóng đó cũng sẽ nằm trong vùng nhìn thấy hình học đến vệ tinh. Như vậy, gần với

góc ngẩng bằng không có khả năng thu nhận tín hiệu (sẽ trình bày ở chương sau). Điều đó sẽ dẫn đến khái niệm góc ngẩng cực tiểu. Góc ngẩng cực tiểu được định nghĩa là góc ngẩng mà nó đáp ứng yêu cầu vùng phủ sóng tức thời cho liên lạc giữa vệ tinh và trạm mặt đất. Đối với một góc ngẩng tức thời cho thì vùng phủ sóng phụ thuộc vào độ cao của vệ tinh. Hình 2.9 mô tả vòng tròn phủ sóng của một vệ tinh có độ cao là h .



Hình 2.9: a) Vùng phủ sóng của một vệ tinh có độ cao h ;
b) Vùng phủ sóng chùm vệ tinh dạng vật

2.7.2. Chùm vệ tinh quỹ đạo nghiêng

Hình 2.10 mô tả một kiểu chùm vệ tinh quỹ đạo nghiêng. Ở đây các quỹ đạo có độ cao giống nhau được thiết kế để giảm thiểu tối đa giá trị của góc tâm φ được chọn với tất cả điểm quan sát có thể ở trên mặt đất tại tất cả thời điểm. Độ cao của chùm được chọn sao cho để có được góc ngẩng cực tiểu đảm bảo. Chùm vệ tinh dạng này thường được thiết kế để cung cấp vùng phủ sóng toàn cầu, ví dụ tất cả các quỹ đạo có cùng độ cao và chu kỳ T . Tất cả các vệ tinh chuyển động trên các đường tròn có bán kính là $R_E + h$. Vị trí của vệ tinh được xác định bởi ba góc định hướng không đổi và góc pha thay đổi theo thời gian:

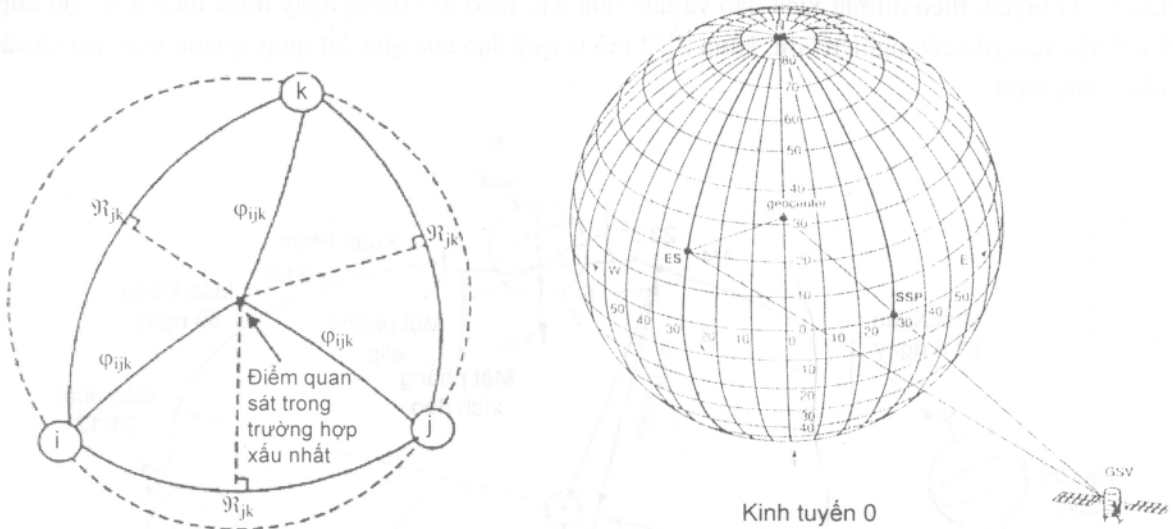
α_j : góc lên đối với mặt phẳng quỹ đạo thứ j ;

i_j : góc nghiêng;

γ_j : góc pha khởi đầu của vệ tinh thứ j trong mặt phẳng quỹ đạo của nó tại thời điểm $t = 0$ được tính từ điểm lên bên phải;

χ_j : $2\pi t/T$ = góc pha thay đổi theo thời gian đối với tất cả vệ tinh của chùm vệ tinh.

Hình 2.10 mô tả hình học việc tối ưu hóa chùm quỹ đạo nghiêng.



Hình 2.11: Mô tả tam giác cầu sử dụng để tính tối ưu hóa cung φ

2.8. CHUYỂN ĐỘNG CỦA QUẢ ĐẤT QUANH MẶT TRỜI

Theo định luật Kepler thì quả đất được giả thiết là một vật thể tròn xoay và đồng nhất. Trong thực tế thì quả đất không phải là hình tròn xoay mà nó bị bẹt ở hai đầu cực Bắc và cực Nam. Chính xác là nó có dạng gần như elip. Hiệp hội Thiên văn Quốc tế cũng đưa ra giá trị của bán trục lớn của elip - tức bán kính xích đạo $R_e = 6.387.144$ km và độ bẹt là $A = (a - b)/a = 1/298.257$ trong đó b là bán trục bé.

Quả đất quay xung quanh mặt trời với một chu kỳ là 364,25 ngày theo một quỹ đạo elip có độ lệch tâm 0,01673 và bán kính trục lớn là 149.597.870 km. Giá trị đó được gọi là đơn vị đo khoảng cách trong thiên văn ký hiệu là AU (Astronomical Unit).

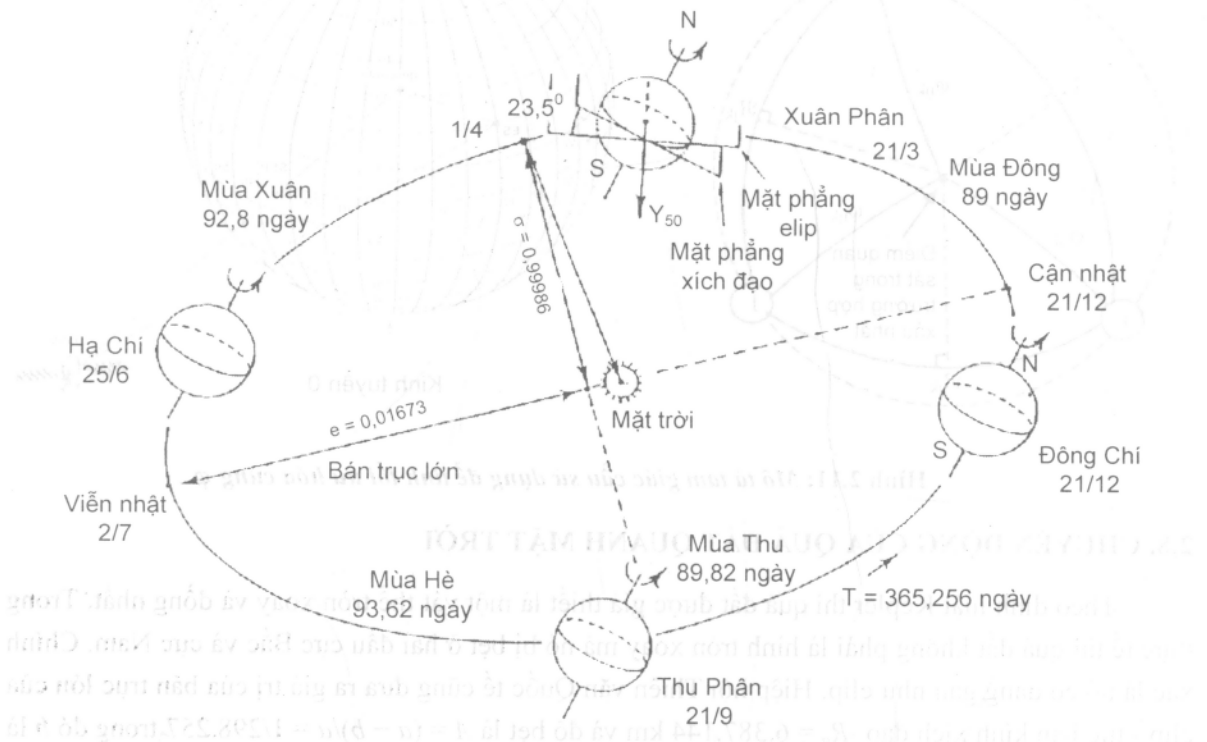
Hàng năm, vào ngày 02 tháng Giêng Dương lịch, quả đất nằm ở vị trí gần mặt trời nhất và vào ngày 05 tháng 7 quả đất nằm ở vị trí xa mặt trời nhất (có khoảng cách khoảng 152 triệu km).

Mặt phẳng quỹ đạo của quả đất có dạng hình elip. Mặt phẳng elip đó có góc nghiêng so với mặt phẳng xích đạo chính là $23,44^\circ$ và góc nghiêng đó giảm $47''$ cứ sau 100 năm.

Sự chuyển động biểu kiến của mặt trời so với mặt phẳng xích đạo được biểu thị bởi góc lệch giữa hướng của mặt trời với mặt phẳng xích đạo. Trong một năm độ lệch đó biến đổi từ $+22,44^\circ$ (ở thời điểm Hạ Chí) đến $-23,44^\circ$ (ở thời điểm Đông Chí). Độ lệch đó có giá trị bằng 0° ở thời điểm Xuân Phân. Hướng của mặt trời tại thời điểm Xuân Phân, xác định thời điểm lập Xuân và tại thời điểm này bán kính địa tâm là vô hạn.

Trục quay của quả đất cắt bề mặt quả đất tại hai đầu cực. Cực của quả đất có dịch chuyển chút ít theo thời gian (phạm vi dịch chuyển trong vòng tròn đường kính khoảng 20 m) so với mặt quả đất. Trục quay đó cũng chuyển dịch chút ít trong không gian. Trong các nghiên cứu tính toán

có liên quan đến chuyển động tự quay của quả đất người ta có thể sử dụng các hệ tọa độ theo kinh tuyến - vĩ tuyến, theo đường xích đạo và tâm quả đất, theo giờ trong ngày hoặc theo quỹ đạo elip, tùy thuộc vào yêu cầu nghiên cứu. Hình 2.12 mô tả quỹ đạo của quả đất quay quanh mặt trời và các mùa trong năm.



Hình 2.12: Quỹ đạo của quả đất quay quanh mặt trời

2.9. KHOẢNG CÁCH GIỮA TRẠM MẶT ĐẤT VÀ VỆ TINH

Bài toán ở đây là xác định khoảng cách liên lạc giữa trạm mặt đất được đặt tại vị trí bất kỳ trên mặt đất với vệ tinh trong không gian. Hình 2.13 mô tả vị trí của trạm mặt đất (điểm P), vị trí của vệ tinh (SL) và các thông số hình học trong hệ tọa độ cầu có tâm O là tâm quả đất. Điểm vị trí của vệ tinh được xem là điểm S và khoảng cách cần phải xác định là $R = PS$.

Xét tam giác OPS có:

$$R^2 = R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \phi \quad (2.76a)$$

hoặc

$$R = \sqrt{R_E^2 + r^2 - 2R_E r \cos \phi} \quad (2.76b)$$

trong đó:

$R = PS$ là khoảng cách từ trạm mặt đất đến vệ tinh;

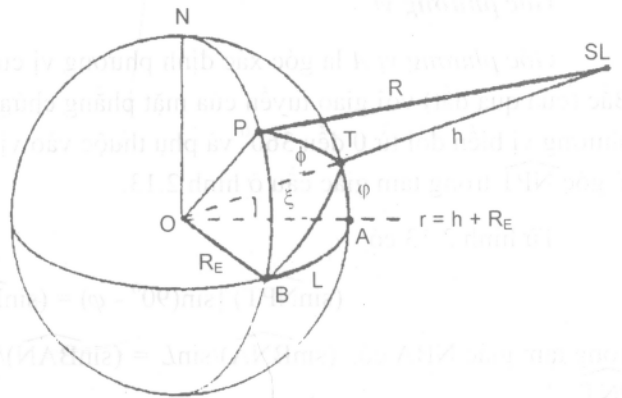
R_E là bán kính của quả đất;

$r = h + R_E$ là khoảng cách từ vệ tinh đến tâm O của quả đất (h là độ cao của vệ tinh đến mặt đất);

ϕ là góc tam giác cầu được tính toán là:

$\cos\phi = \cos L \cos\varphi \cos l + \sin\varphi \sin l$ (với L là tọa độ kinh tuyến, l là tọa độ vĩ tuyến của trạm mặt đất và góc φ là góc lệch của vệ tinh so với mặt phẳng xích đạo như hình 2.13).

Biểu thức theo (2.76) trên là xem quả đất hình cầu tròn xoay có bán kính R_E (tính theo bán kính ở xích đạo), nếu tính toán thật chính xác với quả đất bẹt hai đầu (dạng elipsoid) thì sẽ có sai lệch một ít.



Hình 2.13: Vị trí của trạm mặt đất và vệ tinh cùng các thông số tính toán khoảng cách giữa trạm mặt đất và vệ tinh

2.10. VỊ TRÍ CỦA VỆ TINH - GÓC NGÃNG VÀ GÓC PHƯƠNG VỊ

Từ trên bề mặt quả đất, trạm mặt đất nhìn vệ tinh dưới hai góc, đó là góc ngẩng và góc phương vị.

Góc ngẩng:

Góc ngẩng E là góc hợp thành giữa đường chân trời (horizon) tính từ điểm đặt trạm mặt đất và đường thẳng nối trạm mặt đất với vệ tinh. Góc ngẩng đó nằm trong mặt phẳng chứa 3 điểm: vệ tinh, trạm mặt đất và tâm quả đất (mặt phẳng OPS trong hình 2.14). Từ hình 2.14 tính được giá trị của góc ngẩng E là:

$$\cos E = (r/R) \sin\phi \quad \text{hoặc} \quad E = \arccos[(r/R)\sin\phi] \quad (2.77a)$$

trong đó r là khoảng cách từ vệ tinh đến tâm O của quả đất và R là khoảng cách từ vệ tinh đến trạm mặt đất tính theo biểu thức (2.76).

Bán kính của quả đất, R_E , có thể biểu thị bởi biểu thức:

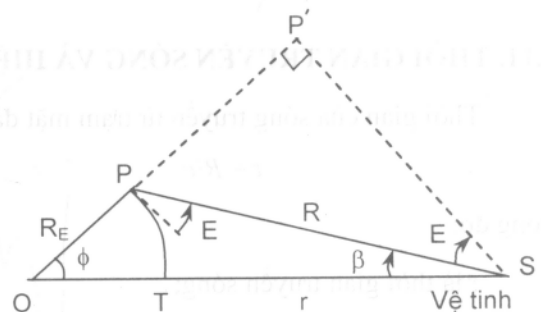
$$\tan E = [\cos\phi - (R_E/r)]/\sin\phi \quad (2.77b)$$

hoặc

$$\sin E = [\cos\phi - (R_E/r)]/(R/r)$$

Thay thế giá trị R từ (2.76) có:

$$(R/r) = \sqrt{1 + (R_E/r)^2 - 2(R_E/r)\cos\phi} \quad (2.77c)$$



Hình 2.14: Mô tả góc ngẩng E (trạm mặt đất nhìn vệ tinh)

Góc phương vị

Góc phương vị A là góc xác định phương vị của trạm mặt đất và được hợp thành bởi phương Bắc (của quả đất) với giao tuyến của mặt phẳng chứa vệ tinh và tâm quả đất (mặt phẳng OPS). Góc phương vị biến đổi từ 0 đến 360° và phụ thuộc vào vị trí tương đối của vệ tinh và điểm xem xét. Nó là góc $\widehat{NPT}$ trong tam giác cầu ở hình 2.13.

Từ hình 2.13 có:

$$(\widehat{\sin NPT}) / \sin(90^\circ - \varphi) = (\widehat{\sin PNT}) / \sin \varphi$$

trong tam giác NBA có: $(\widehat{\sin BNA}) / \sin L = (\widehat{\sin BAN}) / \sin AON = 1$. Do đó, góc $\widehat{BNA}$ là bằng góc $\widehat{PNT}$.

$$\widehat{\sin PNT} = (\widehat{\sin L} \cos \varphi) / \sin \phi$$

Phép tính trên cho giá trị của góc phương vị là bé hơn $\pi/2$ mặc dù góc phương vị có giá trị lớn hơn $\pi/2$. Đó là do tính đối xứng của hàm sin. Kết quả phép tính được xem là một thông số trung gian a ($a < \pi/2$). Như vậy:

$$\sin a = (\widehat{\sin L} \cos \varphi) / \sin \phi$$

Góc phương vị thực A nhận được từ thông số a phù hợp với vị trí của điểm T so với điểm P. Bảng 2.1 cho các số liệu để xác định quan hệ giữa góc phương vị A và tham số trung gian a trong các trường hợp khác nhau.

Bảng 2.1: Xác định góc phương vị A

Vị trí của điểm T so với điểm P	Quan hệ giữa A và a
Đông - Nam	$A = 180^\circ - a$
Đông - Bắc	$A = a$
Tây - Nam	$A = 180^\circ + a$
Tây - Bắc	$A = 360^\circ - a$

2.11. THỜI GIAN TRUYỀN SÓNG VÀ HIỆU ỨNG DOPPLER

Thời gian của sóng truyền từ trạm mặt đất đến vệ tinh được tính theo biểu thức:

$$\tau = R/c \quad (2.79)$$

trong đó:

τ là thời gian truyền sóng;

R là khoảng cách từ trạm mặt đất đến vệ tinh;

c là tốc độ ánh sáng $= 3 \cdot 10^8$ m/s.

Khi vệ tinh có sự chuyển động so với quả đất thì khoảng cách R từ vệ tinh đến trạm mặt đất cũng có sự thay đổi. Sự chuyển động tương đối đó của vệ tinh gây nên sự tăng giảm tần số tại phía máy thu. Hiện tượng này được gọi là *hiệu ứng Doppler*. Hiện tượng xuất hiện ở cả tuyến lên và tuyến xuống. Độ lệch tần số Doppler, Δf_d , so với tần số f của tuyến được biểu thị bởi:

$$\Delta f_d = V_d f/c = V_d \cos \xi (f/c) \quad (2.80)$$

trong đó:

Δf_d là độ lệch tần số Doppler;

V_r là tốc độ góc tương đối của vệ tinh;

$V_d = dR/dt$ là tốc độ tức thời di chuyển của vệ tinh;

V là tốc độ của vệ tinh;

ξ là góc giữa phương của điểm xem xét và tốc độ V của vệ tinh;

f là tần số công tác của tuyến;

c là tốc độ ánh sáng $= 3.10^8$ m/s.

Có một thông số quan trọng cần phải chú ý khi điều khiển tần số tự động ở hệ thống thu, đó là tốc độ biến đổi của tần số, $d(\Delta f_d)/dt$.

$$d(\Delta f_d)/dt = d/dt(V_d f/c) \quad (2.81)$$

Trên một quỹ đạo tròn, ở mặt phẳng xích đạo thì giá trị cực đại của độ lệch Doppler (khi vệ tinh xuất hiện và biến mất ở đường chân trời) có thể tính được (theo CCIR-Rep-214) là:

$$\Delta f_d \approx \pm 1.54 \cdot 10^{-6} f \cdot m \text{ (Hz)}$$

trong đó m là hằng số vòng quay trong ngày của vệ tinh so với điểm cố định trên mặt đất (chu kỳ T của quỹ đạo là $24/(m + 1)$ giờ). Trường hợp $m = 0$ thì chu kỳ là 24 giờ, đó là trường hợp vệ tinh địa tĩnh, đứng yên tương đối với quả đất và độ lệch Doppler trong trường hợp này về lý thuyết là bằng không. Trường hợp nếu $m = 3$ thì chu kỳ T có giá trị là 6 giờ (đối với độ cao khoảng 11.000 km) thì độ lệch Doppler là khoảng 18 kHz với tần số $f = 6$ GHz.

Đối với quỹ đạo elip giả thiết rằng sự thay đổi khoảng cách R cũng giống như sự thay đổi khoảng cách xuyên tâm r thì tốc độ của vệ tinh V_r sẽ được biểu thị bởi:

$$dr/dt = (dr/d\theta)(d\theta/dt)$$

trong đó: $d\theta/dt = H/r^2$ được tính từ các biểu thức của Kepler, và

$$V_r = dr/dt = e \sqrt{\mu/a(1-e^2)} \sin \nu \quad (2.82)$$

trong đó: e là độ lệch tâm; μ là GM; a là bán trục lớn của elip và θ là góc ứng với điểm gần nhất của vệ tinh trong toạ độ cực xem xét. Tốc độ V_r có giá trị cực đại khi $\nu = 90^\circ$.

2.12. MỘT SỐ QUỸ ĐẠO VỆ TINH TRUYỀN THÔNG THÔNG DỤNG

Các vệ tinh truyền thông thường sử dụng quỹ đạo elip có góc nghiêng (so với mặt phẳng xích đạo) lớn hoặc quỹ đạo tròn trên mặt phẳng xích đạo (vệ tinh địa tĩnh). Chu kỳ của các quỹ đạo thông thường là có quan hệ (bằng hoặc bội số) với chu kỳ quay của quả đất quanh trục của nó.

2.12.1. Quỹ đạo elip có góc nghiêng khác không

2.12.1.1. Tổng quan

Ở các quỹ đạo elip thì tốc độ của vệ tinh không phải là hằng số. Tốc độ đó có giá trị cực đại ở cận điểm và có giá trị cực tiểu ở viễn điểm. Do đó vệ tinh ở vùng viễn điểm có thời gian phù

sóng lớn hơn so với vùng cận điểm, và hiệu ứng đó sẽ gia tăng nếu như độ lệch tâm gia tăng. Vệ tinh ở vùng viễn điểm cũng nhìn thấy các trạm mặt đất trong một phần lớn chu kỳ của quỹ đạo, và điều đó cho phép thiết lập tuyến liên lạc trong một khoảng thời gian lớn.

Với một quỹ đạo có góc nghiêng khác không thì vệ tinh đi qua những vùng về hai phía xích đạo và có khả năng phủ sóng các vùng cực nếu góc nghiêng của quỹ đạo gần 90° . Sau đây sẽ giới thiệu hai loại quỹ đạo nghiêng cụ thể của vệ tinh MOLNYA (có chu kỳ quỹ đạo là 12 giờ) và vệ tinh TUNDRA (có chu kỳ quỹ đạo là 24 giờ).

2.12.1.2. Quỹ đạo vệ tinh MOLNYA

Vệ tinh MOLNYA là vệ tinh truyền thông của Liên Xô (cũ) có quỹ đạo như hình 2.2 và nằm ở các vĩ tuyến cao của Bắc bán cầu. Chu kỳ của quỹ đạo là 12 giờ. Bảng 2.2 mô tả một số đặc tính của quỹ đạo. Trong hình 2.2, các phần của hành trình vệ tinh di chuyển về hướng đông (so với mặt phẳng của quả đất) có tốc độ góc của vệ tinh chiếu trên mặt phẳng xích đạo là lớn hơn tốc độ của quả đất. Sau khi giao nhau với mặt phẳng xích đạo, tốc độ của vệ tinh lại giảm, nó có giá trị bằng tốc độ quả đất tại điểm tiếp tuyến đứng và tiếp tục giảm nhỏ hơn tốc độ của quả đất khi di chuyển về hướng Tây. Việc giảm tốc độ vệ tinh cho đến viễn điểm và sau đó lại tăng lên. Viễn điểm nằm giữa các điểm với tiếp tuyến đứng. Hình 2.15 mô tả hành trình của vệ tinh MOLNYA ứng với các giờ trong ngày và kinh độ mặt đất.

Bảng 2.2: Một số đặc tính quỹ đạo vệ tinh MOLNYA

Chu kỳ (τ)	12h
Nửa ngày thiên văn	11h58'2"
Bán trục lớn quỹ đạo	26.556 km
Độ nghiêng quỹ đạo	$63^\circ 4'$
Độ lệch tâm	0,6 - 0,7
Độ cao cận điểm	1.250 km
Độ cao viễn điểm	39.105 km



Hình 2.15: Ví dụ hành trình của vệ tinh MOLNYA

2.12.1.3. Quỹ đạo của vệ tinh TUNDRA

Vệ tinh TUNDRA có chu kỳ quỹ đạo là 24 giờ. Bảng 2.3 mô tả một số thông số của đặc tính quỹ đạo.

Bảng 2.3: Một số thông số của quỹ đạo vệ tinh TUNDRA

Chu kỳ quỹ đạo	24h
(bằng ngày thiên văn)	23h56m 4s)
Bán kính trục lớn	42.164 km
Độ lệch tâm	0,25 - 0,4
Độ cao của cận điểm	25.231 km
Độ cao của viễn điểm	46.340 km

Hình 2.16 mô tả hành trình của vệ tinh ứng với kinh độ quả đất.

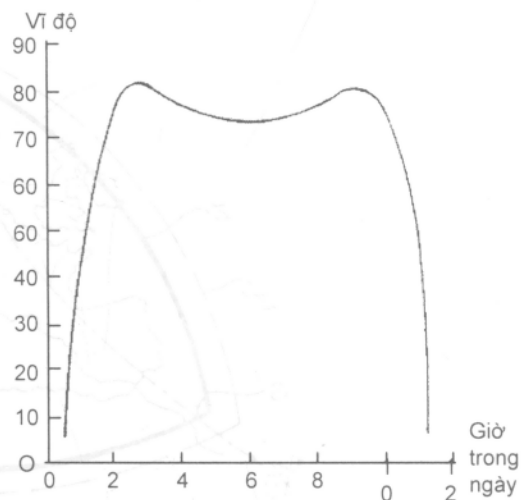


Hình 2.16: Ví dụ hành trình của vệ tinh TUNDRA

2.12.1.4. Phạm vi nhìn thấy vệ tinh

Có hai thông số quan trọng được cân nhắc xem xét khi chọn quỹ đạo vệ tinh, đó là góc ngẩng và khoảng thời gian nhìn thấy vệ tinh.

Lý tưởng nhất là vệ tinh luôn ở vị trí trên, "đỉnh đầu" của trạm mặt đất. Đối với một hệ thống vận hành thì các biến thiên về góc định vị so với hướng đỉnh đầu là cho phép bởi vì, hoặc các trạm mặt đất có trang bị hệ thống bám vệ tinh hoặc là các anten có búp sóng rộng. Giá trị giới hạn cực tiểu của góc ngẩng còn do sự gia tăng nhiệt độ tập âm của anten và búp sóng bị che khuất (trong trường hợp các thiết bị di động). Sự biến thiên cho phép của góc định vị so với hướng đỉnh đầu của một vệ tinh với một quỹ đạo cho được xác định theo vùng địa lý, trong đó có vệ tinh được nhìn thấy dưới một góc ngẩng lớn hơn một giá trị tối thiểu quy định. Vùng đó được mở rộng khi vệ tinh ở xa mặt đất không nhìn thấy vệ tinh (đang chuyển động so với quả đất) trong một khoảng thời gian nào đó. Các trạm mặt đất có hệ thống bám vệ tinh

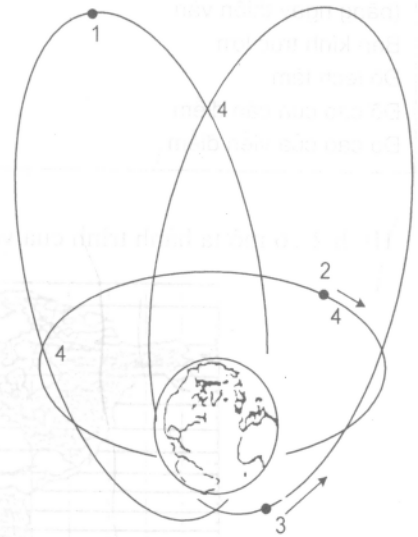


Hình 2.17: Ví dụ về thời gian nhìn thấy vệ tinh MOLNYA khi vệ tinh ở viễn điểm cùng với góc ngẩng

và ở những vùng lân cận viễn điểm của quỹ đạo thì thời gian nhìn thấy vệ tinh sẽ lớn hơn so với các vùng khác. Thông thường các vùng được thông số hoá phù hợp với thời gian nhìn thấy vệ tinh.

Để đảm bảo phủ sóng liên tục trong những vùng nói trên thì hệ thống có thể sử dụng một vài vệ tinh để sao cho khi có một vệ tinh rơi vào dưới giá trị góc ngẩng tối thiểu thì sẽ có một vệ tinh khác thay thế có thể nhìn thấy dưới góc ngẩng lớn hơn giá trị xác định. Ví dụ vệ tinh MOLNYA (có chu kỳ là 12 giờ) có khoảng thời gian nhìn thấy vệ tinh là lớn hơn 8 giờ với một góc ngẩng khá rộng lúc vệ tinh ở viễn điểm của quỹ đạo (hình 2.17).

Một hệ thống sử dụng ba vệ tinh cách nhau 120° sẽ đảm bảo phủ sóng liên tục các vùng nói trên. Hình 2.18 mô tả quỹ đạo của ba vệ tinh được nhìn từ một điểm quan sát cố định (hệ thống được gọi là T-SAT).

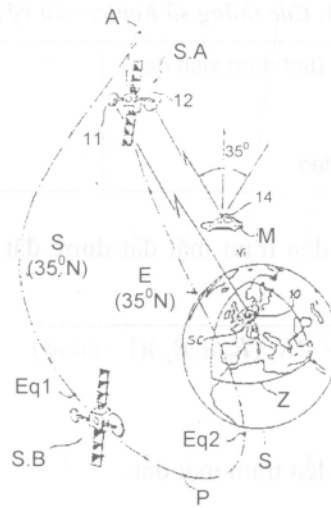


Hình 2.18: Ba quỹ đạo vệ tinh MOLNYA lệch nhau 120° , nhìn từ một điểm

Đối với vệ tinh TUNDRA (có chu kỳ 24 giờ) thì thời gian nhìn thấy vệ tinh có thể lớn hơn 12 giờ với góc ngẩng lớn, như vậy chỉ cần hai vệ tinh cách nhau 180° là đủ. Đây cũng là nguyên lý được hệ thống vệ tinh SYCONMORE sử dụng. Hình 2.19 mô tả vùng mà vệ tinh có tác dụng (của hai trong hệ thống) được nhìn với góc ngẩng lớn hơn 55° . Hình 2.20 mô tả hành trình biểu kiến của các vệ tinh nhìn từ một điểm quan sát từ xa được kiểm chế bởi quả đất đang quay. Hai vệ tinh kế tiếp nhau được sử dụng các viễn điểm.



Hình 2.19: Vùng phủ sóng với góc ngẩng lớn hơn 55° của hai vệ tinh trong quỹ đạo TUNDRA



Hình 2.20: Hành trình biểu kiến của các vệ tinh nhìn từ một điểm quan sát từ quả đất đang quay

2.12.1.5. Ưu nhược điểm của các quỹ đạo vệ tinh dạng elip và có góc nghiêng lớn

Ứng dụng chủ yếu của các quỹ đạo vệ tinh dạng elip, có góc nghiêng lớn là để đảm bảo những vùng phủ sóng ở các vĩ tuyến cao với một góc ngẩng lớn và sự chuyển động biểu kiến của vệ tinh so với quả đất là rất nhỏ. Góc ngẩng lớn không những có lợi đối với thông tin cố định trong thu phát sóng mà đối với thông tin di động nó còn giảm thiểu hiệu ứng che khuất (nhà cửa, cây cối) cũng như hiệu ứng đa đường so với góc ngẩng bé. Việc bám vệ tinh cũng sẽ dễ dàng hơn với chuyển động biểu kiến của vệ tinh bé và thời gian nhìn thấy vệ tinh dài hơn. Hệ thống có thể sử dụng anten có độ rộng búp sóng (3 dB) vài chục độ định vị theo hướng đỉnh đầu và như vậy giá thành thiết bị sẽ giảm mà vẫn đạt được độ lợi yêu cầu. Với góc ngẩng lớn, tạp âm do anten trạm mặt đất thu được từ mặt đất hoặc do nhiễu của các hệ thống mặt đất khác cũng được giảm thiểu. Điều này có thể áp dụng với tất cả dạng tổn hao truyền tín hiệu và hiệu ứng tạp âm tạo nên (ví dụ khí quyển, các chất khí, mưa, v.v...) mà nó có liên quan đến độ dài của hành trình vệ tinh trong tầng khí quyển. Chính với những ưu điểm trên mà Liên Xô (cũ) đã sử dụng loại quỹ đạo này trong một thời gian dài để cung cấp phủ sóng cho những vùng lãnh thổ ở các vĩ độ cao.

Nhược điểm của việc sử dụng quỹ đạo này là, muốn cung cấp một dịch vụ liên tục trên một vùng địa lý cho thì cần phải có nhiều hơn một vệ tinh; điều đó làm gia tăng giá thành của đoạn không gian. Mặt khác, cần phải có sự chuyển mạch lưu lượng từ vệ tinh này sang vệ tinh khác. Các thủ tục đó tạo nên một tải điều hành ở trung tâm điều khiển và làm giảm dung lượng trong thời gian chuyển mạch; điều đó phải có hai anten tại trạm mặt đất cùng lúc hướng về hai vệ tinh để cho việc chuyển lưu lượng không bị ngắt quãng.

2.12.2. Quỹ đạo vệ tinh địa tĩnh

Quỹ đạo vệ tinh địa tĩnh dạng tròn (góc lệch tâm $e = 0$) và nằm trên mặt phẳng xích đạo (góc nghiêng $i = 0$). Tốc độ góc của vệ tinh đúng bằng tốc độ góc của quả đất quay quanh trục của nó ($n = \Omega_g$) và cùng chiều. Do đó với một người quan sát đứng trên quả đất thì vệ tinh được xem như là đứng yên trên bầu trời, không chuyển động. Bảng 2.4 mô tả một số thông số Kepler quỹ đạo của vệ tinh địa tĩnh.

Bảng 2.4: Các thông số Kepler của vệ tinh địa tĩnh

Bán trục lớn của quỹ đạo (tính trên xích đạo)	42.164,2 km
Tốc độ của vệ tinh	3.075 m/s
Độ cao của vệ tinh	35.786,1 km
Bán kính quả đất ở xích đạo	6.378,1 km

Khoảng cách R , từ vệ tinh đến trạm mặt đất được đặt tại một điểm bất kỳ trong vùng phủ sóng được tính theo biểu thức:

$$R = \sqrt{R_0^2 + 2R_E(R_0 + R_E)(1 - \cos\phi)}$$

trong đó:

R là khoảng cách từ vệ tinh đến trạm mặt đất;

R_0 là độ cao của vệ tinh;

R_E là bán kính quả đất;

$\cos\phi = \cos L \cos l$, với l là vĩ tuyến của trạm mặt đất và L là kinh tuyến tương đối của vệ tinh so với kinh tuyến của trạm mặt đất.

Từ một trạm mặt đất trong vùng phủ sóng của vệ tinh và có tọa độ là vĩ tuyến l và kinh tuyến tương đối L so với vệ tinh, sẽ nhìn vệ tinh dưới một góc ngẩng E được tính theo biểu thức:

$$E = \arctg \{ [\cos\phi - (R_E/(R_E + R_0))] / \sqrt{(1 - \cos^2\phi)} \}$$

trong đó:

E là góc ngẩng trạm mặt đất nhìn từ vệ tinh;

R_E là bán kính quả đất;

R_0 là độ cao của vệ tinh;

$$\cos\phi = \cos L \cos l.$$

Vệ tinh địa tĩnh nhìn quả đất (vùng phủ sóng) dưới một góc hình conic, 2β , có giá trị là:

$$2\beta = \arcsin[R_E/(R_E + R_0)] = 17,4''$$

Khoảng cách của đường truyền giữa hai trạm mặt đất truyền qua vệ tinh biến đổi trong khoảng

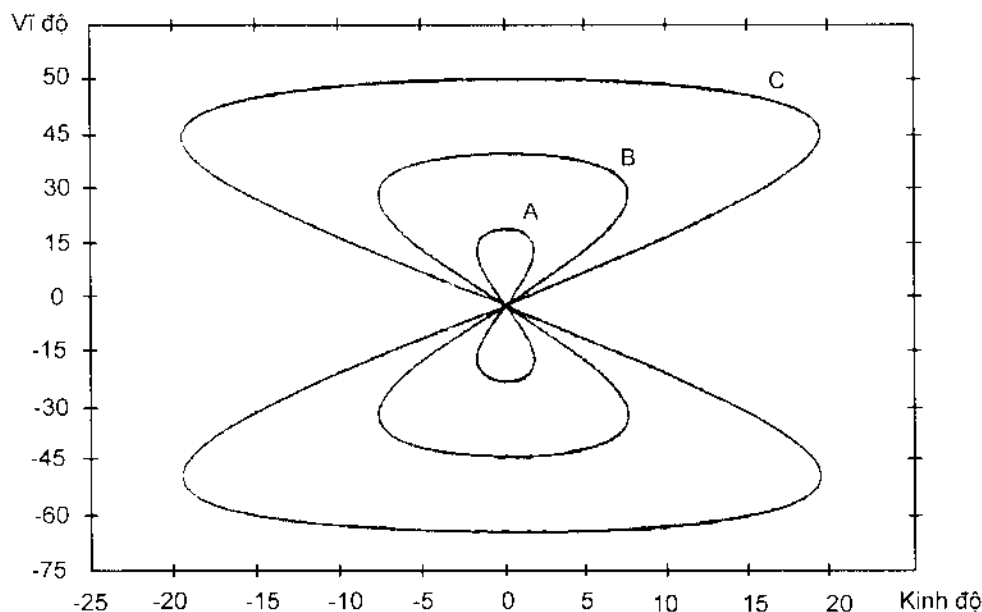
$$2R_{max} (L = 0^\circ, l = 81,3'') = 83.357,60 \text{ km và } 2R_0 = 71.572,2 \text{ km}$$

Như vậy thời gian truyền sóng là lớn hơn 0,238 s và có thể đạt đến giá trị 0,278 s.

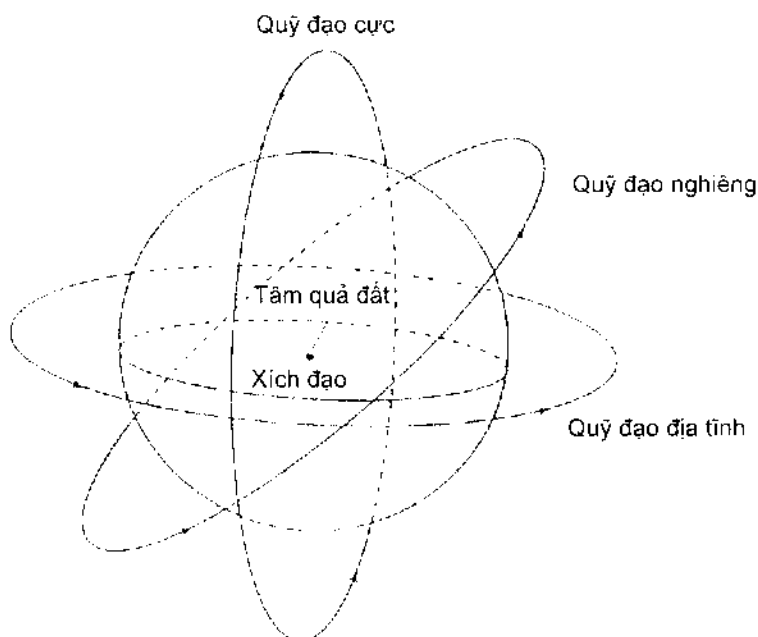
2.12.3. Một số dạng quỹ đạo khác

Ngoài hai dạng quỹ đạo vệ tinh thường gặp như đề cập trong mục 2.12.1 và 2.12.2, trong thực tế có thể còn có những dạng quỹ đạo khác. Các quỹ đạo đó, ví dụ như quỹ đạo tròn địa đồng bộ có góc nghiêng khác không (tốc độ vệ tinh gần bằng tốc độ quay của quả đất nhưng quỹ đạo

nằm trên mặt phẳng hợp với mặt phẳng xích đạo một góc nghiêng) hoặc các vệ tinh tầm thấp, tầm trung có quỹ đạo tròn hoặc elip. Hình 2.21 mô tả một số dạng hành trình của quỹ đạo đồng bộ tròn ứng với các góc nghiêng khác nhau.



Hình 2.21: Mô tả dạng hành trình của một số quỹ đạo đồng bộ tròn với các góc nghiêng khác nhau:
(A): $i = 20^\circ$; (B): $i = 40^\circ$ và (C): $i = 60^\circ$



Hình 2.22: Ba dạng quỹ đạo tiêu biểu của vệ tinh

Chương 3

ĐẶC ĐIỂM KÊNH TRUYỀN VÀ PHÂN TÍCH TUYẾN

(TRẠM MẶT ĐẤT - VỆ TINH)

3.1. CÁC ẢNH HƯỞNG CỦA TẦNG KHÍ QUYỀN ĐẾN KÊNH TRUYỀN

Tầng khí quyển là môi trường truyền sóng có ảnh hưởng trực tiếp đến sóng truyền trong hệ thống thông tin vệ tinh. Trong tầng khí quyển thì các tác động rõ nét nhất đến kênh truyền là các ảnh hưởng của tầng đối lưu và của tầng điện li.

3.1.1. Ảnh hưởng của tầng đối lưu

Lớp không khí trên mặt đất ở dưới cùng của tầng khí quyển được gọi là tầng đối lưu (troposphere). Tính từ mặt đất lên, tầng đối lưu có độ cao 8 đến 10 km ở các vĩ tuyến gần Bắc và Nam cực; 10 đến 12 km ở các vĩ tuyến trung bình và 16 - 18 km ở các vĩ tuyến gần xích đạo.

Các thành phần khí trong tầng đối lưu (chủ yếu là oxy) không biến đổi nhiều theo chiều cao, nó cũng giống như trên mặt đất ngoại trừ chỉ có hơi nước (H_2O) là phụ thuộc nhiều vào các điều kiện khí tượng thủy văn và giảm mạnh theo chiều cao.

Tính chất quan trọng của tầng đối lưu là sự giảm nhiệt độ theo chiều cao. Gradient trung bình của nhiệt độ theo chiều cao của tầng đối lưu là $6^{\circ}/\text{km}$ (ở nửa phần dưới của tầng đối lưu là $5^{\circ}/\text{km}$ và ở nửa phần trên của tầng đối lưu là $7^{\circ}/\text{km}$). Giới hạn trên của tầng đối lưu được xác định khi không còn sự giảm nhiệt độ theo chiều cao.

Các thông số cơ bản đặc trưng cho các tính chất của tầng đối lưu là: áp suất p , nhiệt độ T và độ ẩm tuyệt đối e . Năm 1925, Hiệp hội Hàng không Quốc tế đã thống nhất khái niệm "tầng khí quyển chuẩn quốc tế" hoặc còn gọi là "tầng đối lưu chuẩn", với các số liệu mà đến nay vẫn còn giá trị. Các số liệu chuẩn về tầng đối lưu, đó là tại bề mặt trái đất có áp suất $p = 1013 \text{ mBa}$; nhiệt độ $t = 15^{\circ}\text{C}$; độ ẩm tương đối $S = 75\%$ (mật độ hơi nước $= 7.5 \text{ g/m}^3$). Với độ tăng cao 100 m thì áp suất giảm 12 mBa, nhiệt độ giảm 0.55°C ; còn độ ẩm tương đối giữ nguyên giá trị suốt chiều cao. Độ cao chuẩn của tầng đối lưu tính từ mặt đất là 11 km.

Tầng đối lưu, đứng về góc độ xem xét truyền sóng thì có thể xem chúng như một hỗn hợp gồm hai chất khí: không khí khô (ôxy) và hơi nước. Sóng vô tuyến truyền trong đó bị tổn hao và hấp thụ. Có thể có nhiều nguyên nhân dẫn đến hấp thụ đối với các dải tần khác nhau của sóng. Căn cứ vào các nguyên nhân gây hấp thụ, có hai dạng hấp thụ: đó là hấp thụ do các hạt nước và hấp thụ phân tử.

a. Hấp thụ do các hạt nước

Dưới góc độ vật lý có thể giải thích sự hấp thụ sóng trong các hạt nước nhỏ đó như sau:

- Do tác động trường của sóng truyền lan, trong các hạt nước có tính bán dẫn điện sẽ có dòng điện dịch. Mật độ các dòng điện dịch đó có một giá trị tương đối nào đó, bởi vì biết rằng hệ số điện môi của nước có giá trị lớn hơn khoảng 80 lần hệ số điện môi của không khí xung quanh. Mật độ dòng điện dịch cũng tỷ lệ với tần số, do đó nó chỉ có giá trị đáng xem xét ở dải sóng siêu cao (sóng cm và sóng mm). Chính sự tổn hao năng lượng trong các hạt nước đó gây nên sự hấp thụ năng lượng sóng truyền lan.

- Sự xuất hiện dòng các hạt nước hoặc mây mù chính là nguyên nhân gây nên các nguồn bức xạ khuếch tán hoặc bức xạ thứ cấp. Trong thực tế sự khuếch tán như vậy tạo nên hiệu ứng hấp thụ theo phương truyền lan của sóng nhưng cũng chính sự khuếch tán đó lại là bức xạ thứ cấp theo phương truyền lan cần thiết.

Kích thước của các hạt nước trong mây mù có đường bán kính từ 2 đến 60 micron. Các hạt có kích thước ngưng tụ lớn hơn chuyển động rơi xuống mặt đất dưới dạng mưa. Ở nhiệt độ không khí dương, phần lớn các hạt có kích thước khoảng từ 5 đến 15 micron, còn ở nhiệt độ âm chúng có kích thước từ 2 đến 5 micron. Số lượng các hạt trong 1 cm^3 vào khoảng 5 - 100 trong sương mù yếu và vào khoảng 500 - 600 trong mây mù dày đặc. Một đặc tính quan trọng cần được xem xét ở đây đối với các dạng mây mù nói chung là số lượng nước được ngưng tụ, tính theo đơn vị g/m^3 . Với mây mù yếu tầm nhìn khoảng 1 km và đối với mây mù dày đặc tầm nhìn chỉ có thể vài m. Ở đây các dạng mây, sương mù được gọi chung là mây mù và bảng 3.1 biểu thị lượng ngưng tụ (g/m^3) và số lượng hạt nước đối với một số dạng mây mù khác nhau.

Bảng 3.1: Các đặc tính cơ bản của mây mù

Dạng mây mù	Kích thước trung bình hạt nước (micron)	Số lượng hạt nước trong 1 cm^3	Lượng nước của mây mù g/m^3
Yếu	5	60	0,03
Trung bình	5	600	0,3
Dày đặc	10	600	2,3

Các hạt nước trong mây mù tạo thành mưa có đường kính lớn hơn 60 micron và giới hạn trên của chúng có thể đến 7 mm. Phần lớn, trong thực tế thường gặp các hạt mưa có kích thước từ 0,25 đến 2 mm. Bảng 3.2 trình bày số liệu về kích thước các hạt mưa và lượng nước đối với một số dạng cường độ mưa khác nhau.

Lượng nước trong khí quyển khi trời mưa nói chung lớn hơn nhiều so với trường hợp mây mù. Lượng nước trong không khí ẩm càng lớn hơn, ở nhiệt độ 25°C lượng nước trong tầng khí quyển ẩm bão hòa là 23 g/m^3 , lớn gấp 5 lần lượng nước khi mưa rào.

Trong dải sóng siêu cao (cm và mm) thì sự hấp thụ năng lượng sóng trong các hạt nước là do tổn hao nhiệt và quá trình khuếch tán. Các tổn hao khác như phản xạ sóng thường ít gặp trong các vùng mưa. Trong thực tế kỹ thuật người ta thường thiết lập các biểu đồ số liệu thực nghiệm. Bảng

các thực nghiệm. đồ thị hệ số hấp thụ σ được thiết lập phụ thuộc vào thông số cường độ mưa. Giá trị tuyệt đối của hệ số hấp thụ σ đạt $2,64 \cdot 10^{-2}$ (km^{-1}) trên mỗi một mm lượng nước mưa trong một giờ, tương ứng với hệ số hấp thụ 0,25 dB/km trên 1 mm/h.

Bảng 3.2: Một số đặc tính cơ bản của mưa có cường độ khác nhau.

Dạng mưa	Cường độ mưa mm/h	Đường kính hạt mưa	Số hạt trong 1 m^3	Khoảng cách trung bình giữa các hạt	Lượng nước g/m^3
Mưa phùn	0,25	0,1	-	-	0,092
Mưa nhỏ (nhẹ hạt)	1	0,22	-	0-	0,14
Mưa vừa	4	0,5	530	12	0,28
Mưa to	15	0,75	450	-	0,83
Mưa rất to	40	1	-	-	1,9
Mưa rào	100	1,5-2,5	400	14	5,4

Như vậy, để có được độ tin cậy trong các đường truyền sóng trong dải tần sóng siêu cao trong trường hợp có mưa hoặc mây mù cần có các số liệu xác suất thống kê về khí tượng thủy văn phụ thuộc vào từng vùng trong đó kênh truyền sóng được thực hiện.

Qua nhiều khảo sát thực nghiệm cũng nhận thấy rằng sóng vô tuyến truyền trong vùng có mưa thì đối với các sóng trong dải sóng siêu cao, nếu tần số càng cao thì hấp thụ càng lớn. Đối với các sóng trong dải quang thì hấp thụ trong mây mù lại lớn hơn hấp thụ sóng trong mưa. Hệ số hấp thụ đối với các sóng trong dải tần số quang trong trường hợp mây mù dày đặc có thể đạt đến hàng trăm dB/km. Giải thích các hiện tượng trên bằng phân tích phân tử.

b. Hấp thụ phân tử

Các sóng vô tuyến có bước sóng ngắn hơn 1,5 cm ($f > 20 \text{ GHz}$) thì sự hấp thụ của sóng còn do tác động trường của sóng đến các phân tử khí trong tầng đối lưu. Các dạng hấp thụ đó được gọi là hấp thụ phân tử và được quan sát xem xét trong điều kiện trời trong, không mưa và không mây mù. Trong trường hợp này năng lượng sóng truyền lan bị tiêu hao do đốt nóng vật thể, ion hoá hoặc kích thích các nguyên tử, phân tử khí dưới dạng hoá quang. Khi hấp thụ, các nguyên tử và phân tử chuyển từ trạng thái năng lượng thấp đến trạng thái năng lượng cao. Do phần lớn các mức năng lượng có tính rời rạc cho nên các quá trình chuyển hoá các mức năng lượng cũng có đặc tính cộng hưởng chọn lọc, và do đó hấp thụ sóng vô tuyến trong trường hợp này cũng có tính chọn lọc. Có nghĩa là sẽ có những tần số mà ở đó hệ số hấp thụ sẽ bé hơn một cách đột ngột chứ không tăng theo quy luật.

Trong số các phân tử khí trong tầng đối lưu gây ra hấp thụ sóng vô tuyến thì chủ yếu là oxy và hơi nước. Qua nhiều nghiên cứu và thực nghiệm thấy rằng, trong dải sóng cm và mm thì oxy và hơi nước có những giá trị cộng hưởng (hấp thụ lớn đột xuất) đối với các bước sóng như sau:

$\lambda = 1,35 \text{ cm}$ - hấp thụ trong hơi nước;

$\lambda = 0,5 \text{ cm}$ - hấp thụ trong O_2 ;

$\lambda = 0,25 \text{ cm}$ - hấp thụ trong O_2 ;

$\lambda = 1,5$ cm - hấp thụ trong hơi nước;

$\lambda = 0,75$ cm - hấp thụ trong hơi nước.

Hình 3.1 mô tả giá trị hệ số hấp thụ δ (dB/km) phụ thuộc vào tần số, trong dải tần từ 1 GHz ($\lambda = 30$ cm) đến 500 GHz ($\lambda = 0,6$ mm). Từ đồ thị thấy rằng, có bốn vùng cộng hưởng của hấp thụ mà ở đó giá trị hấp thụ đặc biệt lớn hơn.

Nếu như sự hấp thụ do ôxy là một giá trị có tính chất cố định, không biến đổi bao nhiêu thì thường người ta quan tâm đến hơi nước, vì nó thay đổi phụ thuộc vào độ ẩm của không khí. Giá trị tuyệt đối của độ ẩm khi tiến đến bão hoà (giá trị giới hạn của độ ẩm) còn phụ thuộc vào nhiệt độ không khí. Bảng 3.3 mô tả giá trị tuyệt đối của độ ẩm đạt đến bão hoà tương ứng với các nhiệt độ khác nhau. Độ ẩm không khí phụ thuộc vào các điều kiện khí tượng thuỷ văn của từng vùng địa lý cụ thể trên trái đất.

Khi không khí ở nhiệt độ cao thì lượng nước trong không khí ẩm còn lớn hơn cả lượng nước so với mưa rào.

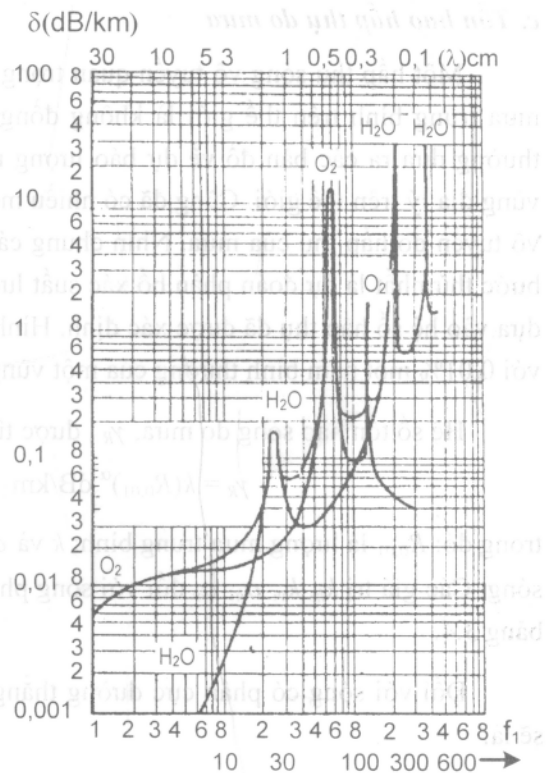
Từ đồ thị hình 3.1 cũng thấy rằng, trong tầng đối lưu đối với dải sóng cm và mm, chúng tồn tại các cửa sổ nằm giữa các đỉnh cộng hưởng. Ví dụ cửa sổ giữa các đỉnh: $\lambda = 0,5$ cm và $\lambda = 1,35$ cm, ở đó hệ số suy hao ở sóng $\lambda = 0,86$ cm đạt giá trị 0,05 dB/km, cửa sổ đó trong kỹ thuật gọi là cửa sổ k_λ .

Các thông số về đặc tính tổn hao hấp thụ được biểu thị trong hình 3.1 là đặc trưng của tầng khí quyển chuẩn. Tổn hao hấp thụ sóng do ôxy và hơi nước trong tầng đối lưu là giá trị tổng của hai hấp thụ: hấp thụ do ôxy và hấp thụ do hơi nước.

$$A_G = \gamma_o h_o + \gamma_{hn} h_{hn} \text{ dB} \quad (3.1)$$

trong đó:

A_G là tổng giá trị hấp thụ; γ_o , h_o là hệ số hấp thụ (dB/km) và chiều cao tương đương của ôxy trong tầng đối lưu; γ_{hn} , h_{hn} là hệ số hấp thụ (dB/km) và chiều cao tương đương của hơi nước trong tầng đối lưu. Các giá trị được tính theo chiều đứng so với mặt nước biển. Ứng với góc nâng θ thì biểu thức (3.1) sẽ được nhân với một hệ số $f(\sin \theta)$.



Hình 3.1: Mô tả hệ số hấp thụ sóng trong ôxy của không khí và trong hơi nước dải tần từ 1 GHz ($\lambda = 30$ cm) đến 500 GHz ($\lambda = 0,6$ mm).

Bảng 3.3: Sự phụ thuộc các giá trị giới hạn của độ ẩm tuyệt đối Q vào nhiệt độ

$t^\circ\text{C}$	Q (g/m ³)
-10	2,14
-5	3,24
0	4,86
5	6,8
10	9,4
15	12,8
20	17,3
25	23,0

c. Tổn hao hấp thụ do mưa

Một hấp thụ sóng vô tuyến quan trọng trong tầng khí quyển là hấp thụ sóng do mưa. Lượng mưa trung bình trên thế giới là không đồng đều theo vùng địa lý. Công tác khí tượng thủy văn thường đưa ra các bản đồ về dự báo lượng mưa trung bình (tính theo mm/h) trong năm theo các vùng địa lý trên thế giới. Cũng đã có nhiều mô hình nghiên cứu đưa ra các dự đoán về tổn hao sóng vô tuyến do hấp thụ của mưa. Nhìn chung các phương pháp dự đoán đều tiến hành theo hai bước: bước thứ nhất là dự đoán phân bố xác suất lượng mưa và bước thứ hai là tính tổn hao sóng do mưa dựa vào hệ số hấp thụ đã được xác định. Hình 3.2 mô tả ví dụ bản đồ về cường độ mưa (mm/h) đối với 0,01% một năm bình thường của một vùng địa lý (theo kinh tuyến và vĩ tuyến) trên thế giới.

Hệ số tổn hao sóng do mưa, γ_R , được tính từ lượng mưa trung bình, $R_{0,01}$, theo biểu thức sau:

$$\gamma_R = k(R_{0,01})^\alpha \text{ dB/km} \quad (3.2)$$

trong đó: $R_{0,01}$ là lượng mưa trung bình; k và α là các hệ số phụ thuộc vào tần số và sự phân cực của sóng. Các giá trị k_h , k_v , α_h , α_v đối với sóng phân cực đứng và phân cực ngang được giới thiệu trong bảng 3.4.

Đối với sóng có phân cực đường thẳng và phân cực tròn thì biểu thức để tính hệ số k và α sẽ là:

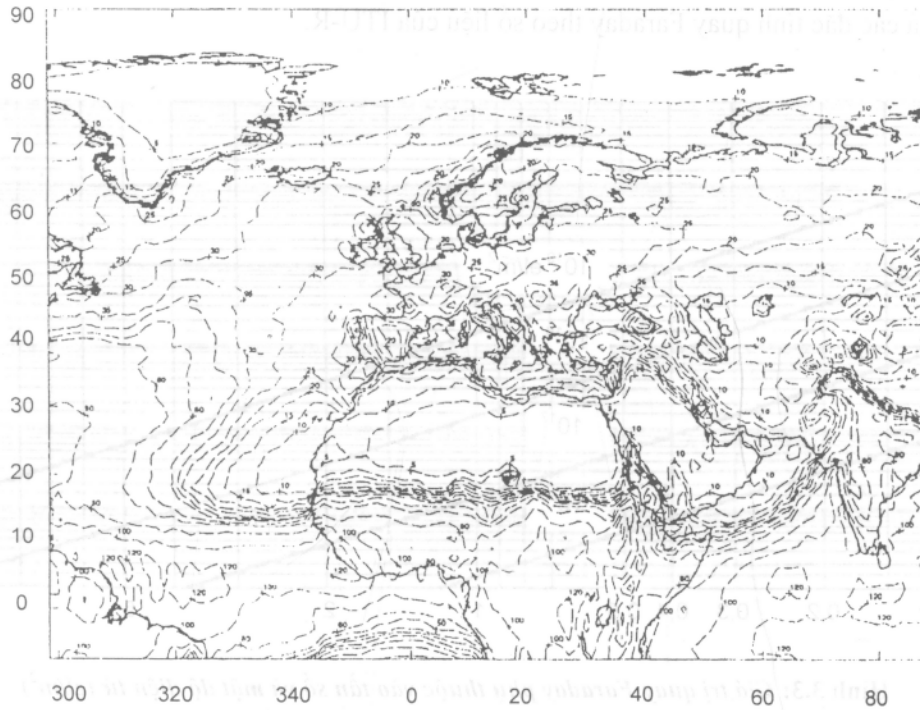
$$k = [k_h + k_v + (k_h - k_v)\cos^2\theta \cdot \cos 2\tau]/2 \quad (3.3a)$$

$$\alpha = [k_h\alpha_h + k_v\alpha_v + (k_h\alpha_h - k_v\alpha_v)\cos^2\theta \cdot \cos 2\tau]/2k \quad (3.3b)$$

trong đó: θ là góc nghiêng và τ là góc nghiêng phân cực so với mặt ngang (τ sẽ có giá trị bằng 45° nếu là phân cực tròn).

Bảng 3.4: Các hệ số hồi quy để xác định tổn hao sóng vô tuyến do mưa (ITU-R)

Tần số (GHz)	k_h	k_v	α_h	α_v
1	0,0000387	0,0000352	0,912	0,880
2	0,0000154	0,0000138	0,963	0,923
4	0,0000650	0,0000591	1,121	1,075
6	0,000175	0,00155	1,308	1,265
7	0,00301	0,00265	0,963	1,312
8	0,00454	0,00395	1,121	1,310
10	0,101	0,00887	1,308	1,264
12	0,0188	0,0168	1,217	1,200
15	0,0367	0,0335	1,154	1,128
20	0,0751	0,0691	1,099	1,065
25	0,124	0,113	1,061	1,030
30	0,187	0,167	1,021	1,000
35	0,263	0,233	0,979	0,963
40	0,350	0,310	0,939	0,929
45	0,442	0,393	0,903	0,897
50	0,536	0,479	0,873	0,868
60	0,707	0,642	0,826	0,824



Hình 3.2: Ví dụ một bản đồ mô tả lượng mưa trung bình (mm/h) trong năm

Tổng các tổn hao sóng vô tuyến trong tầng đối lưu theo các phân tích trên có thể được xác định theo biểu thức:

$$A_T(p) = A_G + \sqrt{A_R(p) + A_c^2(p)} \quad (3.4)$$

Trong đó $A_T(p)$ là tổng tổn hao ứng với xác suất cho; $A_R(p)$ là tổn hao do mưa ứng với xác suất cho; $A_c(p)$ là tổn hao do mây mù và A_G là tổn hao do hơi nước và ôxy. Các tham số trong biểu thức trên phụ thuộc vào môi trường cụ thể.

3.1.2. Ảnh hưởng của tầng điện li

Đối với dải sóng cực ngắn và siêu cao thì tầng điện li được xem là trong suốt. Ảnh hưởng rõ nét nhất của tầng điện li đối với các kênh truyền thông tin vệ tinh là hiệu ứng Faraday và trễ nhóm.

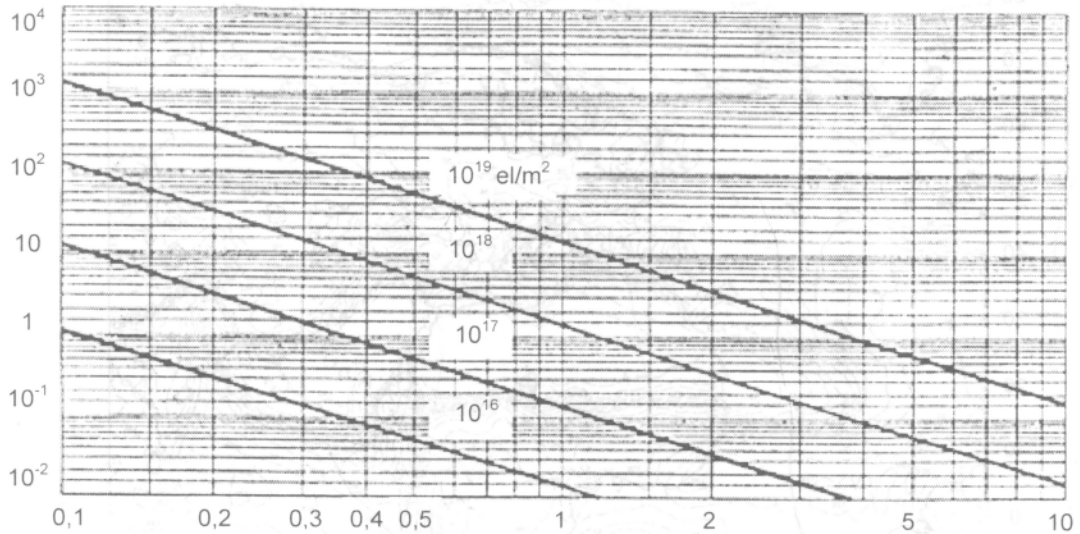
Các hiệu ứng của tầng điện li có ảnh hưởng khá lớn đến các sóng vô tuyến có tần số đến khoảng 10 GHz và đặc biệt là đối với các vệ tinh không địa tĩnh có tần số làm việc dưới 3 GHz. Các phần tử mang điện (các electron) trong tầng điện li sẽ tác động đến sóng vô tuyến khi truyền xuyên qua tầng điện li và sẽ gây nên hiện tượng quay đổi với các sóng mang có phân cực đường thẳng và một sự trễ thời gian đường truyền sóng. Hiện tượng quay phân cực tuyến tính đó được gọi là quay Faraday và trễ là trễ nhóm.

Giá trị quay Faraday ký hiệu là ϕ , được xác định bởi biểu thức:

$$\phi = 2,36 \cdot 10^2 B_{av} N_T f^2 \text{ rad} \quad (3.5)$$

trong đó B_{av} là cường độ từ trường trung bình của quả đất (Wb/m^2), $N_T = 10^{16} - 10^{18} \text{ el/m}^2$ (giá trị các điện tử tích điện/ m^2) và f là tần số (GHz).

Hiện tượng quay Faraday đã có những nghiên cứu với các số liệu dự đoán khá chính xác. Hình 3.3 mô tả các đặc tính quay Faraday theo số liệu của ITU-R.



Hình 3.3: Giá trị quay Faraday phụ thuộc vào tần số và mật độ điện tử (el/m^2)

Hiện tượng quay Faraday không có ảnh hưởng đáng kể đối với phân cực tròn, chính vì vậy chúng thường được sử dụng trong các hệ thống thông tin vệ tinh - di động.

Độ trễ nhóm, ký hiệu là T thường được xác định theo biểu thức:

$$T = \frac{1,34 N_T}{f^2} \cdot 10^{-7} \text{ s} \quad (3.6)$$

trong đó f tính theo Hz.

Xem xét dưới góc độ truyền sóng vô tuyến, tầng điện li là một tầng mà có các tham số không ổn định. Sự không ổn định đó cả về chiều cao của tầng điện li. So với mặt đất, độ dày các tầng điện li, sự xuất hiện các tầng điện li theo phân lớp và mật độ cấu trúc bên trong tầng điện li. Các tham số còn phụ thuộc vào vùng địa lý trên quả đất, mùa năm tháng trong năm và chu kỳ 11 năm hoạt tính bức xạ mặt trời. Các số liệu tham khảo [ITU-99k]. Các hiện tượng trên được gọi chung là sự biến động không bình thường của tầng điện li. Sự biến động của tầng điện li đó còn phụ thuộc vào các vùng địa lý cụ thể của quả đất.

3.2. CÁC THAM SỐ CƠ BẢN CỦA TUYẾN LIÊN LẠC THÔNG TIN VỆ TINH

3.2.1. Các tham số của anten

Anten là một thiết bị quan trọng trong tuyến liên lạc thông tin vệ tinh, nó không những có tác động đến chất lượng đường truyền mà còn có liên quan đến quy mô các trạm mặt đất và các thiết bị thu phát đặt trên vệ tinh. Các tham số phân tích sau đây có quan hệ đến phân tích tuyến liên lạc thông tin vệ tinh.

Độ tăng ích của anten

Theo lý thuyết anten, độ tăng ích của một anten G được biểu thị bởi biểu thức:

$$G(\theta, \varphi) = \eta_A D(\theta, \varphi) \quad (3.7)$$

trong đó:

- $G(\theta, \varphi)$ là độ tăng ích của anten theo góc phương vị (θ, φ) ;
- η_A là hiệu suất anten;
- $D(\theta, \varphi)$ là đồ thị phương hướng của anten theo (θ, φ) ;

Góc θ tính trong mặt phẳng đứng và góc φ tính trong mặt phẳng ngang.

Với các anten sóng siêu cao, ví dụ anten parabol sử dụng trong thông tin vệ tinh thì độ tăng ích cực đại G_{max} của anten có thể được xác định theo biểu thức:

$$G_{max} = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_{eff} \quad (3.8)$$

trong đó:

- λ là bước sóng ($\lambda = c/f$ với $c = 3.10^8$ m/s là tốc độ ánh sáng và f là tần số công tác);
- A_{eff} là diện tích hiệu dụng của anten ($A_{eff} = \eta A$ với $A = \pi D^2/4$, D là đường kính anten).

Như vậy, với anten có hiệu suất thì (3.8) có thể viết:

$$G_{max} = \eta (\pi D/\lambda)^2 = \eta (\pi D f/c)^2 \quad (3.9a)$$

hoặc có thể biểu thị dưới dạng dB:

$$G_{max, dB} = 10 \log \eta (\pi D/\lambda)^2 = 10 \log \eta (\pi D f/c)^2 \quad (3.9b)$$

Hiệu suất η là tích của các hiệu suất thành phần, bao gồm hiệu suất chiếu sáng, suy hao do tràn cũng như các suy hao khác. Thông thường hiệu suất η của anten parabol đạt trong khoảng (55 - 75)%.

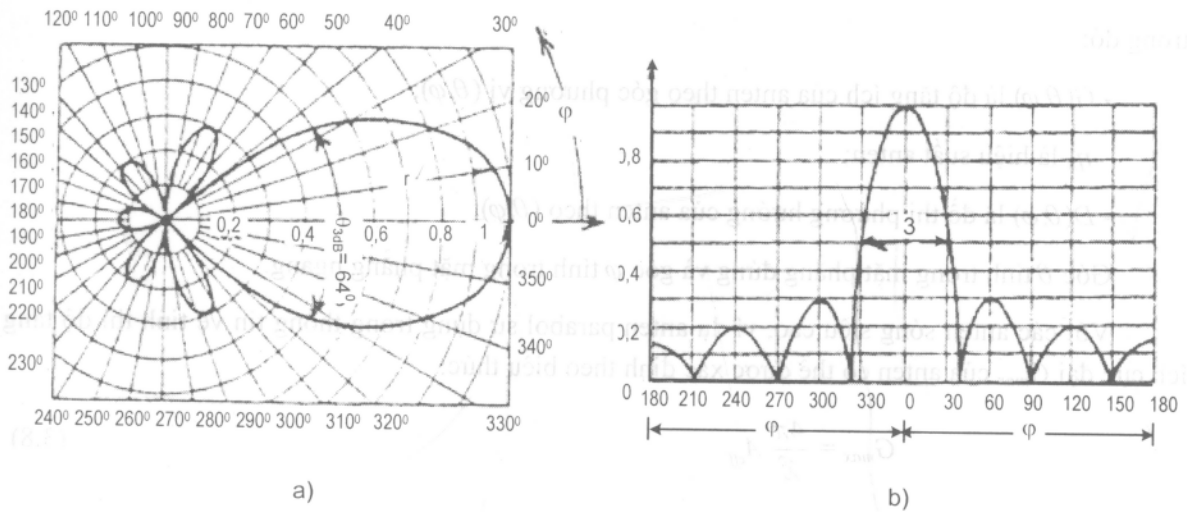
Đồ thị phương hướng bức xạ của anten

Đồ thị phương hướng bức xạ của anten biểu thị sự biến đổi độ tăng ích của anten theo các hướng xem xét. Đồ thị phương hướng bức xạ của anten thường được biểu thị theo tọa độ cực hoặc tọa độ vuông góc.

Hình 3.4a biểu thị đồ thị phương hướng bức xạ của một anten parabol trong hệ tọa độ cực và hình 3.4b, trong hệ tọa độ vuông góc.

Trong thực tế thường sử dụng khái niệm độ rộng búp sóng hoặc góc nửa công suất, tức góc giữa hai véc-tơ mà công suất ở đó giảm đi một nửa (3 dB) so với mức công suất cực đại. Trên hình 3.4 góc nửa công suất hoặc độ rộng tháp búp sóng chính được ký hiệu là θ_{3dB} . Đối với anten parabol thì độ rộng búp sóng chính θ_{3dB} phụ thuộc vào tỷ số λ/D . Ngoài búp sóng chính đồ thị

phương hướng bức xạ của anten còn có thể có các búp sóng phụ. Nếu búp sóng phụ càng giảm thì khả năng tập trung năng lượng cho búp sóng chính càng lớn và khả năng tránh can nhiễu cho các hệ thống khác càng cao.



Hình 3.4: Ví dụ đồ thị phương hướng bức xạ của một anten parabol

a. Trong hệ tọa độ cực

b. Trong hệ tọa độ vuông góc

Biểu thức thường được sử dụng để tính toán độ rộng búp sóng θ_{3dB} (phụ thuộc vào định luật chiếu sáng) của một anten parabol là:

$$\theta_{3dB} = 70(\lambda/D) = 70(c/fD) (^{\circ}) \quad (3.10)$$

Từ các biểu thức (3.9) và (3.10) có thể rút ra quan hệ giữa độ tăng ích cực đại G_{max} và độ rộng búp sóng:

$$G_{max} = \eta(\pi Df)^2 = \eta(\pi 70/\theta_{3dB})^2 \quad (3.11)$$

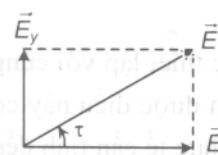
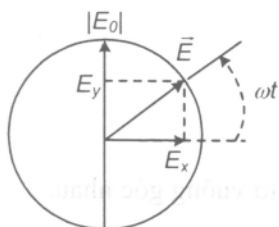
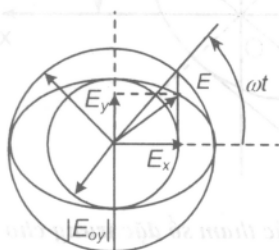
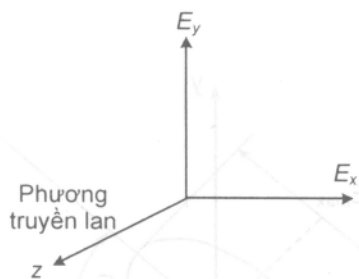
Nếu anten có giá trị hiệu suất $\eta = 0,6$ thì sẽ có:

$$G_{max} = 29000/(\theta_{3dB})^2 \quad (3.12)$$

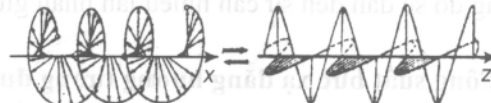
Trong đó θ_{3dB} được tính theo đơn vị độ.

3.2.2. Sự phân cực của sóng

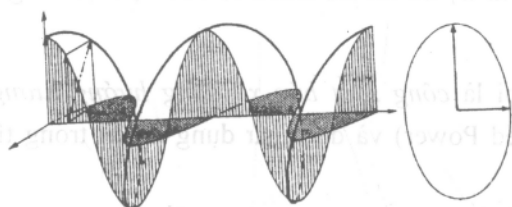
Theo lý thuyết về trường điện từ và truyền sóng biết rằng, sóng điện từ bức xạ từ một anten phát gồm có hai thành phần điện trường và từ trường vuông góc nhau; chúng cùng vuông góc với phương truyền lan. Phương của véc-tơ điện trường $\vec{E}$ và từ trường $\vec{H}$ có sự biến đổi trong quá trình truyền lan, hiện tượng được gọi là sự phân cực của sóng. Việc xác định phân cực sóng được quy ước theo véc-tơ cường độ điện trường $\vec{E}$. Phân cực có thể là elip, tròn hoặc đường thẳng. Trong trường hợp tổng quát phân cực là elip. Phân cực tròn hoặc đường thẳng là dạng đặc biệt của phân cực elip. Hình 3.5 mô tả các dạng phân cực của sóng.



Sóng phân cực tròn quay theo chiều trái



Sóng phân cực tròn quay theo chiều phải



Sóng phân cực elip quay theo chiều trái

Trường tại một điểm nào đó trên phương truyền lan ($z = \text{const}$)

$$\vec{E} = \vec{i} |E_{0x}| \cos \omega t$$

$$\vec{E}_y = \vec{j} |E_{0y}| \cos(\omega t + \varphi)$$

Phân cực elip

Nếu $\varphi = \pm 90^\circ$ (các trục chính elip nằm trên trục x và y).

$$\vec{E} = \vec{i} |E_{0x}| \cos \omega t \pm \vec{j} |E_{0y}| \sin \omega t$$

Phân cực tròn

$$|E_{0x}| = |E_{0y}| = |E_0|; \varphi = \pm 90^\circ$$

$$\vec{E} = \vec{i} |E_0| \cos \omega t \pm \vec{j} |E_0| \sin \omega t$$

Phân cực là đường thẳng

$$\varphi = 0 \text{ hoặc } \varphi = 180^\circ.$$

$$|E| = \sqrt{E_x^2 + E_y^2}; \tan \tau = \frac{E_y}{E_x}$$

Hình 3.5: Mô tả các dạng phân cực của sóng

Sự phân cực của sóng được đặc trưng bởi các tham số sau đây:

- Chiều quay của véc-tơ $\vec{E}$ và $\vec{H}$ (so với phương truyền lan) là quay phải (thuận chiều kim đồng hồ) hoặc quay trái (ngược chiều kim đồng hồ).

- Tỷ số trục ký hiệu là AR (axial ratio): $AR = E_{max}/E_{min}$, đó là tỷ số trục lớn trên trục bé của elip. Trong trường hợp phân cực là tròn thì $AR = 1 = 0$ dB. Khi elip giảm xuống chỉ còn một trục, tức AR là vô cùng thì phân cực là đường thẳng.

- Góc nghiêng τ của elip (hình 3.6).

Hai sóng là phân cực trục giao nhau nếu như các véc-tơ điện trường của chúng được biểu thị bởi các elip đối nhau. Cụ thể là:

- Hai phân cực tròn trục giao nhau được biểu thị bởi một vòng tròn quay theo chiều bên phải và một vòng tròn quay theo chiều bên trái.

- Hai phân cực đường thẳng trục giao nhau được biểu thị bởi hai véc-tơ vuông góc nhau.

Một anten được thiết kế để phát hoặc thu sóng của một phân cực cụ thể và nó có thể hoặc không phát hoặc không thu các dạng sóng phân cực trục giao.

Tính chất trục giao này cho phép hai tuyến liên lạc có thể đồng thời được thiết lập với cùng một tần số như là việc sử dụng lại tần số bằng phân cực trục giao. Để thực hiện được điều này có thể ví dụ sử dụng hai chần tử trục giao nhau (lý thuyết anten). Tuy nhiên trong thực tế cần tính đến sự không hoàn hảo của anten và sự thay đổi phân cực của sóng trong môi trường truyền lan. Các hiệu ứng đó sẽ dẫn đến sự can nhiễu lẫn nhau giữa hai tuyến liên lạc trục giao.

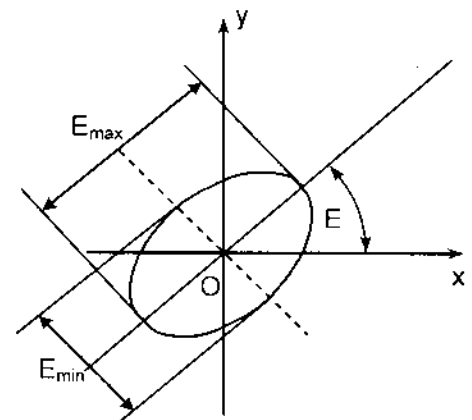
3.2.3. Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương

Công suất bức xạ với một góc đặc của một anten phát vô hướng được cấp điện bởi một nguồn tần số vô tuyến, ký hiệu là P_T được xác định bởi biểu thức: $P_T/4\pi$ (W/rad khối). Đối với hướng bức xạ có độ tăng ích là G_T thì lúc đó anten sẽ bức xạ một công suất trên đơn vị góc đầy sẽ là: $P_T G_T/4\pi$ (W/rad khối).

Tích số $P_T G_T$ được gọi là công suất bức xạ đẳng hướng tương đương, ký hiệu là $EIRP$ (Equivalent Isotropic Radiated Power) và được sử dụng nhiều trong tính toán các tuyến liên lạc thông tin vệ tinh:

$$EIRP = P_T G_T \text{ (W)} \quad (3.13)$$

trong đó P_T là công suất đầu ra của máy phát đưa vào anten và G_T là độ tăng ích của hệ thống anten và phi đơ.



Hình 3.6: Mô tả các tham số đặc trưng cho phân cực sóng

Hệ số tăng ích G_T của anten nói lên việc tập trung công suất bức xạ của máy phát cung cấp cho anten vào búp sóng hẹp của anten. Công suất bức xạ đẳng hướng là công suất phát được bức xạ với anten vô hướng, trong trường hợp này có thể xem $G_T = 1$. Nếu như anten có búp sóng của đồ thị phương hướng càng hẹp thì giá trị $EIRP$ của nó càng lớn. Việc phát sóng với búp sóng hẹp ngoài mục đích tập trung năng lượng bức xạ theo hướng xác định còn có tác dụng hạn chế nhiễu và giảm tổn hao năng lượng trong môi trường truyền sóng.

Biểu thức $EIRP$ theo (3.13) cũng có thể được biểu thị dưới dạng đề-xi-ben:

$$EIRP = P_T + G_T \quad (\text{dBW}) \quad (3.14a)$$

hoặc:

$$EIRP(\text{dBW}) = 10 \log(P_T \cdot G_T) \quad (3.14b)$$

hoặc:

$$EIRP(\text{dBm}) = 10 \log \frac{P_T}{0.001} + 10 \log G_T \quad (3.14c)$$

Trên một diện tích hiệu dụng A cách xa anten phát một khoảng R tương ứng với góc đầy tính từ anten phát là A/R^2 thì công suất thu sẽ là:

$$P_R = \left(\frac{P_T \cdot G_T}{4\pi} \right) \left(\frac{A}{R^2} \right) = \phi A \quad (\text{W}) \quad (3.15)$$

Đại lượng $\phi = P_T G_T / 4\pi R^2$ được gọi là *mật độ thông lượng công suất* có thứ nguyên là W/m^2 .

Ví dụ 3.1

Một anten phát có công suất bức xạ $P_{bv} = 100 \text{ W}$, hệ số tăng ích của anten $G_T = 10$. Hãy xác định:

- Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương, tính theo W, dBW, dBm.
- Mật độ công suất tại điểm cách xa anten 10 km.
- Mật độ công suất cũng tại điểm đó nhưng anten là vô hướng.

Giải

- Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương, $EIRP$, tính theo (3.13a), (3.14b) và (3.14c) sẽ là:

$$EIRP = P_T \cdot G_T = (100 \text{ W}) \cdot (10) = 1000 \text{ W}$$

$$EIRP(\text{dBW}) = 10 \log 1000 = 30 \text{ dBW}$$

$$EIRP(\text{dBm}) = 10 \log \frac{1000}{0.001} = 60 \text{ dBm}$$

- Mật độ công suất tại điểm cách xa anten 10 km, tính theo (3.15):

$$\phi = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi R^2} = \frac{(100 \text{ W})(10)}{4\pi (10.000)^2} = 0,796 \mu\text{W/m}^2$$

c. Mật độ công suất tại điểm đó của anten vô hướng:

$$\phi = \frac{P_T}{4\pi R^2} = \frac{(100 \text{ W})}{4\pi(10.000)^2} = 0,0796 \mu\text{W/m}^2$$

Ví dụ 3.2

Một anten phát có trở kháng bức xạ $R_{bx} = 72 \Omega$, trở kháng tổn hao của anten $R_{th} = 8 \Omega$, hệ số hướng tính $D = 20$ và công suất máy phát đưa vào anten $P_T = 100 \text{ W}$. Hãy xác định:

- Hiệu suất anten.
- Hệ số tăng ích (dB) của anten.
- Công suất bức xạ theo W, dBW và dBm.
- Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương $EIRP$ theo W, dBW và dBm.

Giải

a. Hiệu suất của anten, theo lý thuyết anten:

$$\eta = \frac{R_{bx}}{R_{bx} + R_{th}} = \frac{72}{72 + 8} \cdot 100 = 90\%$$

b. Hệ số tăng ích của anten, theo (3.7):

$$G = \eta \cdot D = (0,9)(20) = 18$$

hoặc:

$$G(\text{dB}) = 10 \log 18 = 12,55 \text{ dB}$$

c. Công suất bức xạ của anten (chưa có hướng tính):

$$P_{bx} = \eta P_T = (0,9)(100 \text{ W}) = 90 \text{ W}$$

hoặc $P_{bx}(\text{dBW}) = 10 \log 90 = 19,54 \text{ dBW}$

hoặc $P_{bx}(\text{dBm}) = 10 \log \frac{90}{0,001} = 49,54 \text{ dBm}$

d. Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương theo (3.13), (3.14) và (3.15):

$$EIRP = P_T G_T = (100 \text{ W})(18) = 1800 \text{ W}$$

hoặc $EIRP(\text{dBW}) = 10 \log 1800 = 32,55 \text{ dBW}$

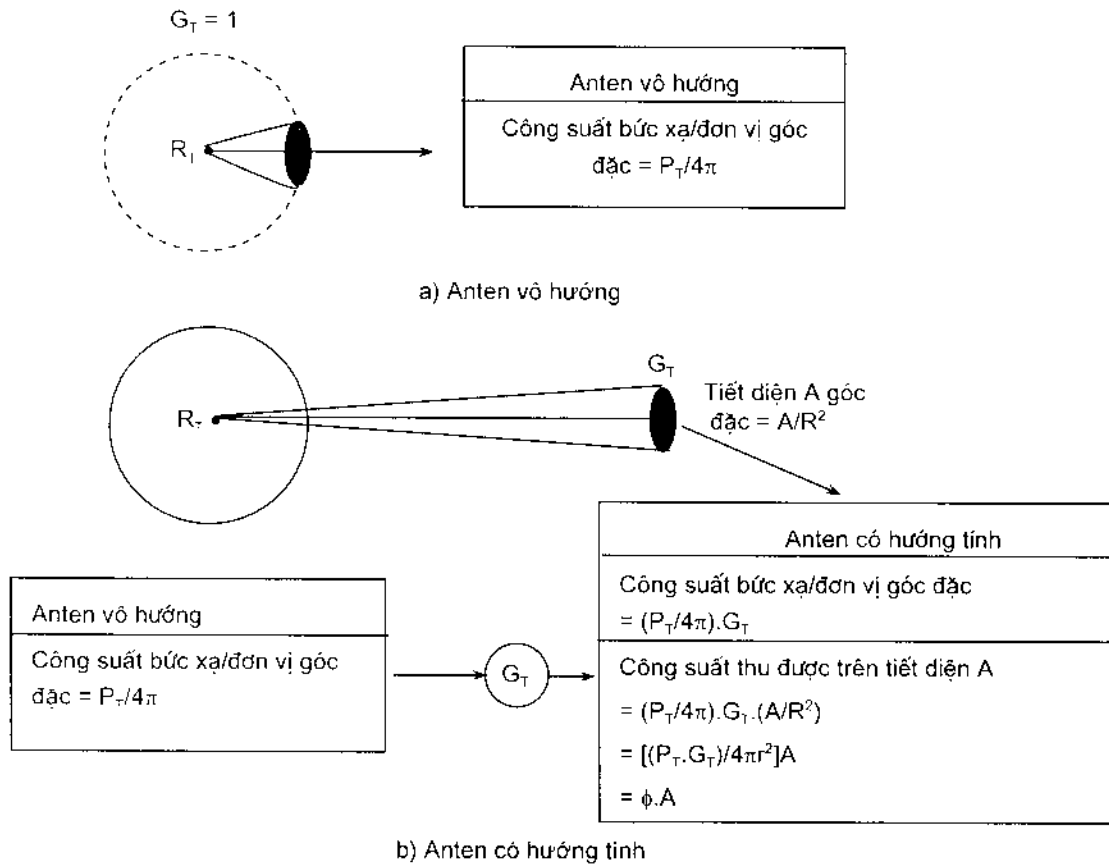
hoặc $EIRP(\text{dBm}) = 10 \log \frac{1800}{0,001} = 62,55 \text{ dBm}$

3.2.4. Mật độ thông lượng công suất

Một diện tích hiệu dụng A cách xa anten phát một khoảng cách R , đối diện với góc đầy A/R^2 với anten phát, nó sẽ thu được công suất P_R là:

$$P_R = (P_T G_T / 4\pi)(A/R^2) = A\phi \quad (3.17)$$

Đại lượng $\phi = P_T G_T / 4\pi R^2$ được gọi là mật độ thông lượng công suất (W/m^2) bức xạ của anten. Hình 3.7 mô tả mật độ thông lượng công suất của anten vô hướng và anten có hướng tính.



Hình 3.7: Mật độ thông lượng công suất của anten có hướng tính và anten vô hướng

3.3. CÔNG SUẤT TÍN HIỆU THU ĐƯỢC VÀ TỒN HAO SÓNG TRUYỀN TRONG KHÔNG GIAN TỰ DO

Một anten thu có diện tích hiệu dụng của anten là A_{eff} được đặt cách xa anten phát một khoảng cách R , sẽ thu được một công suất P_R là:

$$P_R = \phi A_{\text{eff}} = (P_T G_T / 4\pi R^2) A_{\text{eff}} \quad (\text{W}) \quad (3.18)$$

trong đó ϕ là mật độ lưu lượng (thông lượng) công suất phát

$$\phi = P_T G_T / 4\pi R^2 \quad (3.19a)$$

và A_{eff} là diện tích hiệu dụng của anten thu

$$A_{\text{eff}} = G_R / 4\pi \lambda^2 \quad (3.19b)$$

Như vậy, công suất thu được P_R sẽ là:

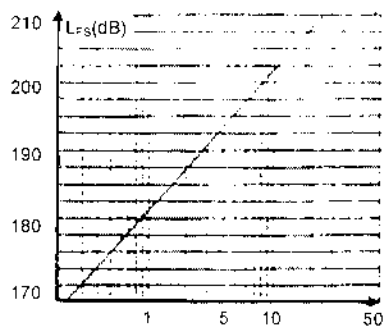
$$\begin{aligned} P_R &= (P_T G_T / 4\pi R^2) (\lambda^2 / 4\pi) G_R \\ &= (P_T G_T) (\lambda / 4\pi R)^2 G_R \\ &= (P_T G_T) (1 / L_{FS}) G_R \quad (\text{W}) \end{aligned} \quad (3.20)$$

trong đó $L_{FS} = (\lambda/4\pi R)^2$ được gọi là tổn hao truyền sóng không gian tự do (free space) và nó đặc trưng cho tỷ số của công suất thu và công suất phát trong một tuyến liên lạc giữa hai Anten vô hướng.

Hình 3.8 mô tả công suất thu được của Anten thu và hình 3.9 mô tả giá trị tổn hao $L_{FS}(R_0)$ phụ thuộc vào tần số đối với một tuyến liên lạc giữa một trạm mặt đất với một vệ tinh địa tĩnh có khoảng cách $R = R_0 = 35.786$ km, bằng độ cao của vệ tinh.



Hình 3.8: Công suất thu được của Anten thu



Hình 3.9: Mô tả tổn hao sóng trong không gian tự do của các vệ tinh LEO (1000 km), MEO (10.000 km) và GEO

Trong trường hợp khoảng cách R giữa trạm mặt đất và vệ tinh lớn hơn giá trị độ cao R_0 , tức $R > R_0$ thì biểu thức được nhân thêm với hệ số $(R/R_0)^2$, tức:

$$L_{FS} = (4\pi R/\lambda)^2 = (4\pi R_0/\lambda)^2 (R/R_0)^2 = L_{FS}(R_0)(R/R_0)^2 \quad (3.21)$$

Tổn hao trong không gian tự do, trong lý thuyết về truyền sóng còn gọi là định luật về tỷ lệ nghịch với bình phương khoảng cách ($1/R^2$). Bởi vì khoảng cách giữa trạm mặt đất và vệ tinh là khá lớn cho nên tổn hao không gian tự do trong các hệ thống thông tin vệ tinh cũng khá lớn.

Ví dụ 3.3. Công suất thu tuyến lên trường hợp tổn hao không gian tự do

- Công suất máy phát trạm mặt đất $P_T = 100$ W (20 dBW)
- Đường kính Anten $D = 4$ m
- Tần số phát cho tuyến lên $f_u = 14$ GHz
- Khoảng cách giữa trạm mặt đất và vệ tinh địa tĩnh $R = 40.000$ km
- Độ rộng búp sóng của Anten thu vệ tinh $\theta_{3dB} = 2^\circ$
- Trạm mặt đất đặt ở trung tâm vùng phủ sóng của vệ tinh
- Hiệu suất của Anten vệ tinh $\eta = 0,55$ và hiệu suất của Anten trạm mặt đất $\eta = 0,6$

Kết quả tính được:

- Độ tăng ích của Anten trạm mặt đất:

$$\begin{aligned} G_{T_{max}} &= \eta(\pi D/\lambda_u)^2 = \eta(\pi D f_u/c)^2 \\ &= 0,6(\pi \cdot 4 \cdot 14 \cdot 10^3 / 3 \cdot 10^8)^2 \\ &= 206.340 = 53,1 \text{ dB} \end{aligned}$$

- Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương $EIRP$ của trạm mặt đất (tính trên trục liên lạc):

$$EIRP = P_T G_{Tmax} = 53,1 \text{ dB} + 20 \text{ dBW} = 73,1 \text{ dBW}$$

- Mật độ thông lượng công suất:

$$\begin{aligned}\phi &= P_T G_{Tmax} / 4\pi R^2 = 73,1 \text{ dBW} - 10\lg[4\pi(4.10^7)^2] \\ &= 73,1 - 163 = -89,9 \text{ dB (W/m}^2\text{)}\end{aligned}$$

- Công suất thu được (tính theo dBW) tại anten vệ tinh:

$$P_R = EIRP - \text{tổn hao không gian tự do} + \text{tăng ích anten thu}$$

- Tổn hao không gian tự do

$$L_{FS} = (4\pi R_0 / \lambda_u)^2 = 207,4 \text{ dB}$$

- Tăng ích của anten thu vệ tinh

$$G_R = G_{Rmax} = \eta(\pi D / \lambda_u)^2$$

Với $\theta_{3dB} = 70(\lambda_u / D)$ có thể tính được $D / \lambda_u = 70 / \theta_{3dB}$ và như vậy $G_{Rmax} = \eta(70\pi / \theta_{3dB})^2 = 6650 = 38,2 \text{ dB}$.

Lưu ý rằng, độ tăng ích của anten không phụ thuộc vào tần số khi vùng phủ sóng của anten vệ tinh được tận dụng.

- Công suất thu được từ anten vệ tinh là:

$$P_R = 73,1 - 207,4 + 38,2 = -96,1 \text{ dBW tương đương } 250 \text{ pW}.$$

Ví dụ 3.4. Công suất thu tuyến xuống trường hợp tổn hao không gian tự do

- Công suất phát từ anten của vệ tinh địa tĩnh $P_T = 10 \text{ W (10 dBW)}$
- Tần số phát tuyến xuống $f_D = 12 \text{ GHz}$
- Độ rộng búp sóng anten $\theta_{3dB} = 2^\circ$
- Đường kính anten thu của trạm mặt đất $D = 4 \text{ m}$.
- Khoảng cách giữa vệ tinh và trạm mặt đất $R = 40.000 \text{ km}$
- Hiệu suất anten ở vệ tinh $\eta = 0,55$ và hiệu suất anten của trạm mặt đất $\eta = 0,6$.

Kết quả tính toán:

- Mật độ thông lượng công suất tại trạm mặt đất:

$$\phi = P_T G_{Tmax} / 4\pi R^2 \text{ (W/m}^2\text{)}$$

Độ tăng ích của anten vệ tinh ở chế độ phát cũng giống như ở chế độ thu và độ rộng búp sóng của chúng cũng giống nhau. Do đó công suất bức xạ đẳng hướng tương đương $EIRP$ của vệ tinh có giá trị là:

$$(EIRP)_{St} = P_T G_{Tmax} = 38,2 \text{ dB} + 10 \text{ dBW} = 48,2 \text{ dBW}$$

Như vậy, mật độ thông lượng công suất ϕ là:

$$\begin{aligned}\phi &= P_T G_{Tmax} / 4\pi R^2 = 48,2 \text{ dBW} - 10\lg[4\pi(4.10^7)^2] \\ &= 48,2 - 163 = -114,8 \text{ dBW/m}^2\end{aligned}$$

- Công suất (tính theo dBW) thu được tại anten thu của trạm mặt đất sẽ là:

$$P_R = EIRP - \text{tổn hao không gian tự do} + \text{tăng ích anten thu}$$

Tổn hao không gian tự do $L_{FS} = (4\pi R/\lambda_D)^2 = 206,1$ dB

Độ tăng ích $G_R = G_{Rmax}$ của anten thu trạm mặt đất là:

$$G_{Rmax} = \eta(\pi D/\lambda_D)^2 = 0,6(\pi \cdot 4/0,025)^2 = 151,597 = 51,8 \text{ dB}$$

Như vậy, công suất thu được tại trạm mặt đất sẽ là:

$$P_R = 48,2 - 206,1 + 51,8 = -106,1 \text{ dBW tương đương } 25 \text{ pW.}$$

3.4. CÔNG SUẤT TÍN HIỆU THU ĐƯỢC CÓ TÍNH ĐẾN TỔN HAO HẤP THỤ VÀ ẢNH HƯỞNG CỦA TÀNG KHÍ QUYỂN

Tầng khí quyển là môi trường truyền sóng có ảnh hưởng trực tiếp đến sóng truyền trong hệ thống thông tin vệ tinh. Tác động rõ nét nhất đến sóng vô tuyến truyền trong tầng khí quyển là các ảnh hưởng của tầng đối lưu và tầng điện li. Các ảnh hưởng đó dẫn đến tổn hao và hấp thụ sóng, gọi chung là tổn hao khí quyển L_A (Atmosphere loss) và như vậy, trong biểu thức (3.20) khi xác định công suất P_R tại điểm thu, trong trường hợp có tính đến tổn hao của tầng khí quyển chúng ta sẽ thay giá trị tổn hao L_{FS} bằng giá trị tổn hao tổng cộng L .

$$L = L_{FS} \cdot L_A \quad (3.22)$$

trong đó:

L là tổn hao tổng cộng;

L_{FS} là tổn hao trong không gian tự do;

L_A là tổn hao khí quyển.

3.5. CÔNG SUẤT TẠP ÂM TẠI ĐẦU VÀO MÁY THU

3.5.1. Nguồn gốc gây tạp âm

Tạp âm (noise) là một dạng tín hiệu không chứa nội dung thông tin được trộn lẫn vào tín hiệu hữu ích. Nó làm giảm độ chính xác của việc phục hồi nội dung thông tin tại máy thu. Nguồn gây ra tạp âm có thể là:

- Tạp âm được phát ra từ những nguồn bức xạ tự nhiên trong vùng thu sóng của anten.
- Tạp âm được tạo ra bởi các thành phần điện tử trong bản thân thiết bị.

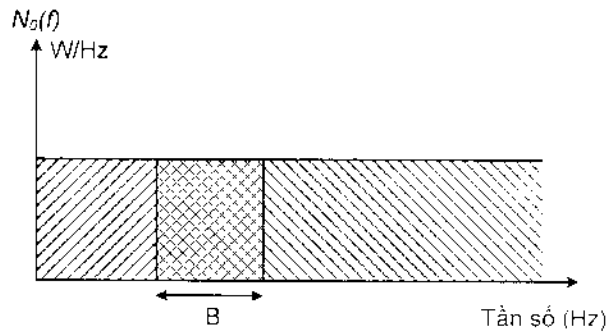
Các tín hiệu từ máy phát khác mà không phải là thông tin cần truyền cũng được coi là *tạp âm*, tạp âm này được gọi là *nhiễu* (interference).

3.5.2. Đặc trưng của tạp âm

Công suất tạp âm gây hại là những nguồn công suất tạp âm xuất hiện trong độ rộng dải tần của tín hiệu hữu ích. Thông thường sự xuất hiện đó được xem xét ở phía máy thu. Dạng tạp âm thường xuất hiện nhiều nhất là tạp âm trắng, có mật độ phổ công suất N_0 (W/Hz) và có mức đồng đều trong băng tần (hình 3.10). Công suất tạp âm tương đương đo được trong độ rộng băng tần B_N (Hz) có giá trị là:

$$N = N_0 B_N \text{ (W)} \quad (3.23)$$

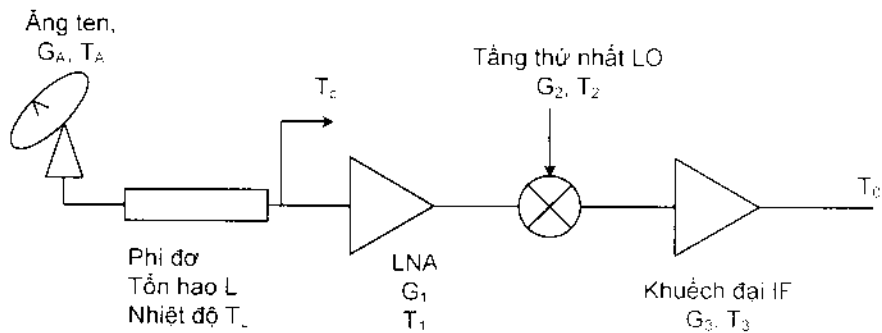
Trong thực tế tạp âm trắng không phải có mật độ phổ công suất là hằng số, tuy vậy mô hình trên thích hợp để xem xét tạp âm trắng trong độ rộng băng tần có giới hạn.



Hình 3.10: Mô tả mật độ phổ của tạp âm trắng

3.5.3. Tạp âm nhiệt

Anten thu thường được đặc trưng bởi tham số G/T_e , trong đó G là độ tăng ích của anten và T_e là nhiệt độ tạp âm hiệu dụng của máy thu. Nhiệt độ tạp âm hiệu dụng T_e bao gồm nhiệt độ tạp âm tương đương của anten và đường dây phi dơ cộng thêm toàn bộ nhiệt độ tạp âm của máy thu (hình 3.11).



Hình 3.11: Mô tả các tầng đầu vào máy thu

Trong ví dụ ở hình 3.11, khối đầu vào máy thu gồm 5 khối con: anten, đường dây phi dơ, tầng thứ nhất khuếch đại tạp âm thấp LNA, tầng thứ nhất tạo sóng nội bộ (LO) và tầng khuếch đại trung tần (IF). Bản thân mỗi một tầng có tạp âm nội bộ của tầng đó. Tạp âm hệ thống T_e là tạp âm của tất cả các tầng tính từ đầu vào đến điểm xem xét. Tạp âm đầu vào máy thu đôi lúc được tính từ đầu vào đường dây phi dơ.

Công suất tạp âm nhiệt được tạo ra bởi một thiết bị cụ thể được biểu thị bởi biểu thức:

$$N = kTB \text{ (W)} \quad (3.24)$$

trong đó: $k = 1,38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$ hoặc $k = -228,6 \text{ dBW/K/Hz}$ là hằng số Boltzmann; T là nhiệt độ tạp âm của thiết bị (K độ) và B là độ rộng dải tần (Hz).

Từ biểu thức (3.24) ta thấy rằng, công suất tạp âm đầu ra của chuỗi các khối của máy thu trên sẽ là:

$$P_o = k(T_{vao} + T_1)G_1G_2G_3B + kT_2G_2G_3B + kT_3G_3B \quad (W) \quad (3.25)$$

trong đó T_{vao} là nhiệt độ tạp âm tương đương của anten và đường dây phi đo.

Nếu điểm xem xét là đầu vào của tầng thứ nhất LNA thì biểu thức trên sẽ là:

$$P_o = kB \left[(T_{vao} + T_1) + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1G_2} \right] G_1G_2G_3 \quad (W) \quad (3.26)$$

Rút ra, nhiệt độ tạp âm tương đương T_e của máy thu là:

$$T_e = \left[(T_{vao} + T_1) + \frac{T_2}{G_1} + \frac{T_3}{G_1G_2} \right] \quad (K) \quad (3.27)$$

Từ đó có nhận xét rằng, có thể tối ưu hoá chuỗi các khối máy thu để giảm tạp âm tương đương và ở đây tầng đầu tiên đóng vai trò quan trọng nhất.

Từ biểu thức (3.24) công suất tạp âm toàn bộ sẽ là:

$$N = kT_eB \quad (W) \quad (3.28)$$

3.5.4. Tạp âm từ mặt đất

Trong các biểu thức trên thì tạp âm do anten và phi đo được đặc trưng đơn giản hoá bởi tham số T_{vao} .

Đối với một mạng có tổn hao với độ lợi là L (dB) thì nhiệt độ tạp âm tương đương sẽ là:

$$T_e = T_o \left(1 - \frac{1}{L} \right) \quad (K) \quad (3.29)$$

trong đó L là độ lợi tổn hao tính theo tỷ số công suất đầu vào trên đầu ra P_{vao}/P_o và T_o là nhiệt độ xung quanh thường được giả thiết là 290 K.

Từ các biểu thức trên, có thể rút ra:

$$T_{vao} = T_a / L + 290(1 - 1/L) \quad (K) \quad (3.30)$$

Nhiệt độ tạp âm T_a là do thu các nguồn tạp âm không mong muốn từ không gian và mặt đất ở khu vực gần anten.

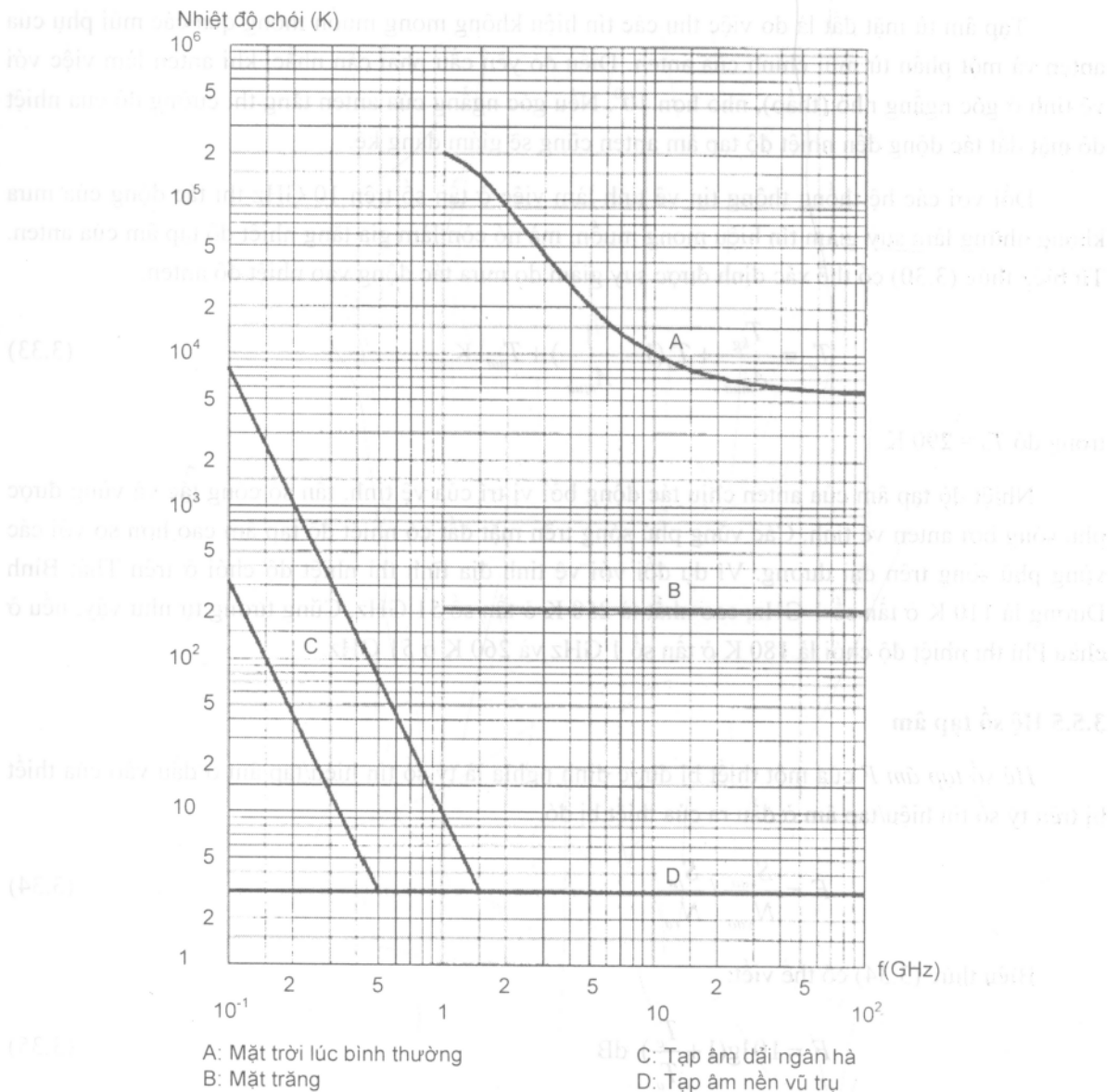
Các nguồn tạp âm không mong muốn đó thường được biểu thị dưới dạng nhiệt độ chói T_{ch} . Như vậy, nhiệt độ tạp âm của anten T_a sẽ là sự chồng nhau của độ lợi anten và nhiệt độ chói T_{ch} .

$$T_a = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi G(\theta, \phi) T_{ch}(\theta, \phi) d\Omega \quad (K) \quad (3.31)$$

Trong đó $T_{ch}(\theta, \phi)$ là nhiệt độ chói (K) của một vật thể bức xạ theo hướng (θ, ϕ) và $G(\theta, \phi)$ là đặc trưng cho độ lợi Anten ở góc nâng θ và góc phương vị ϕ ; $d\Omega$ là góc đầy phần tử theo hướng Ω .

Nhiệt độ tạp âm của Anten của một trạm mặt đất là do sự hỗn hợp của hai nguồn tạp âm: tạp âm vũ trụ ký hiệu là T_{kg} và tạp âm do Anten thu các tín hiệu không mong muốn từ vùng xung quanh Anten, ký hiệu là T_{md} . Kết quả là:

$$T_a = T_{kg} + T_{md} \cdot K \quad (3.32)$$



Hình 3.12: Mô tả một số dạng nhiệt độ chói phụ thuộc tần số

Các nguồn tạp âm không gian là mặt trời, mặt trăng, hấp thụ của ôxy, của hơi nước và mưa. Mặt trời có nhiệt độ chói trên 10.000 K ở tần số dưới 10 GHz và do đó mà Anten các trạm mặt đất thường tránh hướng về mặt trời. Mặt trăng có nhiệt độ chói khoảng 200 K. Tạp âm nền vũ trụ có giá trị khoảng 3 K và không phụ thuộc vào tần số. Hình 3.12 mô tả ví dụ một số dạng nhiệt độ chói phụ thuộc vào tần số.

Các nguồn quan trọng nhất của tạp âm không gian là hấp thụ do các chất khí và do mưa trong tầng khí quyển. Như đã đề cập trong các mục trước, việc tăng giảm nhiệt độ tạp âm có quan hệ với tần số và góc ngẩng. Khi tính toán trong điều kiện trời trong, nhiệt độ tạp âm có giá trị khoảng 15 - 30 K ở tần số 4 - 11 GHz ở góc ngẩng là 10° .

Tạp âm từ mặt đất là do việc thu các tín hiệu không mong muốn thông qua các múi phụ của Anten và một phần từ múi chính của Anten. Điều đó yêu cầu phải cân nhắc, khi Anten làm việc với vệ tinh ở góc ngẩng nhỏ (thấp), nhỏ hơn 10° . Nếu góc ngẩng của Anten tăng thì cường độ của nhiệt độ mặt đất tác động đến nhiệt độ tạp âm Anten cũng sẽ giảm đáng kể.

Đối với các hệ thống thông tin vệ tinh làm việc ở tần số trên 10 GHz thì tác động của mưa không những làm suy giảm tín hiệu mong muốn, mà nó còn làm gia tăng nhiệt độ tạp âm của Anten. Từ biểu thức (3.30) có thể xác định được suy giảm do mưa tác động vào nhiệt độ Anten.

$$T_a = \frac{T_{kg}}{A_{mua}} + T_o \left(1 - \frac{1}{A_{mua}}\right) + T_{md} \quad \text{K} \quad (3.33)$$

trong đó $T_o = 290 \text{ K}$

Nhiệt độ tạp âm của Anten chịu tác động bởi vị trí của vệ tinh, tần số công tác và vùng được phủ sóng bởi Anten vệ tinh. Các vùng phủ sóng trên mặt đất có nhiệt độ tạp âm cao hơn so với các vùng phủ sóng trên đại dương. Ví dụ đối với vệ tinh địa tĩnh thì nhiệt độ chói ở trên Thái Bình Dương là 110 K ở tần số 1 GHz, cao nhất là 250 K ở tần số 51 GHz. Cũng tương tự như vậy, nếu ở châu Phi thì nhiệt độ chói là 180 K ở tần số 1 GHz và 260 K ở 51 GHz.

3.5.5 Hệ số tạp âm

Hệ số tạp âm F của một thiết bị được định nghĩa là tỷ số tín hiệu/tạp âm ở đầu vào của thiết bị trên tỷ số tín hiệu/tạp âm ở đầu ra của thiết bị đó.

$$F = \frac{S_{vao}}{N_{vao}} / \frac{S_{ra}}{N_{ra}} \quad (3.34)$$

Biểu thức (3.34) có thể viết:

$$F = 10 \lg \left(1 + \frac{T_c}{T_o}\right) \text{ dB} \quad (3.35)$$

trong đó T_c là nhiệt độ tạp âm hiệu dụng của thiết bị (K) và T_o là nhiệt độ xung quanh (thường được giả thiết là 290 K).

Với các thiết bị hoặc các tầng thiết bị đầu nối tiếp (như hình 3.11) thì hệ số tạp âm toàn bộ được xác định bởi biểu thức:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_{n-1}}{G_1 G_2 \dots G_{n-1}} \quad (3.36)$$

Ví dụ: Các tầng của máy thu như mô tả ở hình 3.11 và thông số của các tầng có giá trị như sau: $G_{anten} = 48,5$ dB; $T_{anten} = 20$ K; $L_1 = 1,5$; $T_L = 290$ K; $G_1 = 30$ dB; $T_1 = 150$ K; $G_2 = 10$ dB; $T_2 = 600$ K; $G_3 = 20$ dB; $T_3 = 1000$ K.

Hãy tính nhiệt độ tạp âm tương đương T_e của máy thu và hệ số tạp âm của máy thu theo G/T_e .

Áp dụng biểu thức (3.27) và xem đầu vào của tầng khuếch đại thứ nhất là điểm tham chiếu sẽ có:

$$T_e = \frac{20}{1,5} + 290(1 - \frac{1}{1,5}) + 150 + \frac{600}{1000} + \frac{1000}{10.1} K = 260,7 K$$

Hệ số tạp âm:

$$F = \frac{G}{T_e} = 48,5 - 10 \lg(260,7) = 24,3 \text{ dBK}^{-1}$$

3.5.6. Tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm

Tổng hợp các biểu thức về công suất thu được P_R và tổng tạp âm (3.23) sẽ có quan hệ tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm.

$$\frac{C}{N} = P_T G_T \frac{G_R}{T} \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 \frac{1}{kB} \frac{1}{A_p} \quad (3.37a)$$

Hoặc biểu thị dưới dạng dB:

$$\frac{C}{N_o} = 10 \lg(P_T G_T) - 20 \lg \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \lg \left(\frac{G}{T} \right) - 10 \lg A_p - 10 \lg kB \text{ (dBWHz)} \quad (3.37b)$$

trong đó:

N_o là mật độ phổ công suất tạp âm (dBWHz^{-1}) và có giá trị bằng $N - 10 \lg(B)$ tính về một phía.

$10 \lg A_p$ là đặc trưng cho tổn hao khi quyển, dB

Biểu thức trên có giá trị cho tính toán cả tuyến lên đến đến vệ tinh và tuyến xuống từ vệ tinh đến trạm mặt đất.

Ở đây, nếu là tuyến lên thì EIRP được tính cho thiết bị đầu cuối di động và trạm cố định mặt đất, còn $\frac{G}{T}$ được tính cho anten vệ tinh. Nếu là tuyến xuống thì EIRP được tính cho vệ tinh còn $\frac{G}{T}$ được tính cho trạm mặt đất và thiết bị đầu cuối di động. Bảng 3.5 sau đây cho ví dụ các số liệu tính toán về dự trữ tuyến. Trong bảng các chữ nghiêng là các thông số tuyến đã biết.

Bảng 3.5: Ví dụ dự trữ tuyến

Trạm mặt đất	Công suất phát (W)	10
	Đường kính anten (m)	2
	Hiệu suất anten (%)	55
	Độ rộng búp sóng 3dB ($^{\circ}$)	1,9
	Hệ số tăng ích phát (dB)	28,6
	EIRP phát (dBW)	38,6
Tổn hao đường lên	Tần số phát (GHz)	6,0
	Khoảng cách truyền (km)	38.000
	Tổn hao không gian tự do (dB)	-199,6
	Tổn hao khi quyển (dB)	0,3
Vệ tinh	Mật độ lưu lượng công suất thu được (dBWm ⁻²)	-124
	G/T (dB/K)	-1,0
	Độ rộng dải tần (kHz)	150
Các thông số tuyến	C/N (dB)	14,2
	C/N mục tiêu	8,0
	Dự trữ tuyến	6,2

3.6. TÍNH TOÁN DỰ TRỮ TUYẾN CÓ TÍNH ĐẾN CÁC TỔN HAO KHÁC

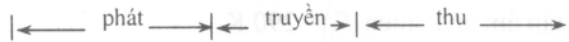
3.6.1. Các tổn hao khác

Trong các ví dụ ở mục 3.3 là chỉ tính toán sóng trong không gian tự do. Trong thực tế đường truyền còn phải tính đến các tổn hao khác, đó là các dạng tổn hao:

1. Tổn hao sóng do hấp thụ và ảnh hưởng của tầng khí quyển (như phân tích trong mục 3.2)
2. Tổn hao bên trong nội bộ thiết bị phát và thiết bị thu
3. Tổn hao do sự không đồng trục của anten phát và anten thu
4. Tổn hao do phân cực sóng

Nếu tính đến các tổn hao đó thì khi tính toán, công suất tại điểm thu P_{Rc} sẽ được biểu thị theo biểu thức:

$$P_{Rx} = (P_{TX} G_{Tmax} / L_T L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_A) (G_{Rmax} / L_R L_{FRX} L_{POL}) \text{ (W)} \quad (3.38)$$



trong đó:

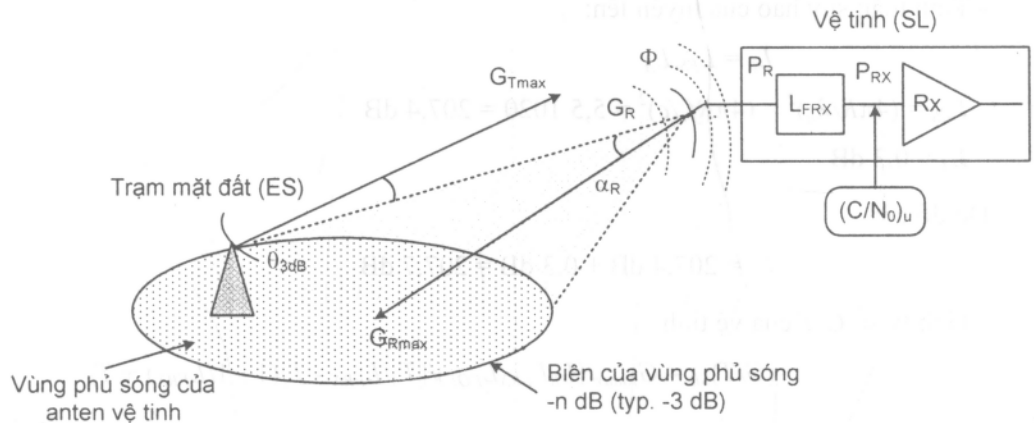
$L_T L_{FTX}$ là tổn hao ở phía nội bộ máy phát (L_T) và đường cáp điện phi đơn phát (L_{FTX})

$L_{FS} L_A$ là tổn hao không gian tự do (L_{FS}) và tổn hao khí quyển (L_A)

$L_R L_{FRX}$ là tổn hao ở phía nội bộ máy thu (L_R) và tổn hao phi đơn anten thu (L_{FRX})

3.6.2. Tuyến lên trời trong

Hình 3.13 mô tả đường truyền một tuyến lên của trạm mặt đất đến vệ tinh. Giả thiết rằng trạm phát sóng mặt đất được đặt ở biên của vùng phủ sóng 3 dB của anten thu vệ tinh.



Hình 3.13: Mô tả đường truyền một tuyến lên

Các thông số cho:

- Tần số tuyến lên $f_u = 14 \text{ GHz}$.

- Các thông số đối với trạm mặt đất (ES):

+ Công suất của bộ khuếch đại phát: $P_{TX} = 100 \text{ W}$

+ Suy hao giữa bộ khuếch đại phát và anten $L_{FTX} = 0,5 \text{ dB}$

+ Đường kính anten: $D = 4 \text{ m}$

+ Hiệu suất anten: $\eta = 0,6$

+ Sai số lớn nhất cho phép $\alpha_T = 0,1^\circ$

- Khoảng cách giữa vệ tinh và trạm mặt đất $R = 40.000 \text{ km}$

- Sự suy giảm sóng trong tần khí quyển tại tần số này với góc ngắm là 10° .

- Các thông số đối với vệ tinh (SL)

+ Góc mở búp sóng thu: $\theta_{3dB} = 2^\circ$

+ Hiệu suất anten: $\eta = 0,55$

+ Dạng tạo âm sóng thu: $F = 3 \text{ dB}$

+ Suy hao giữa anten và máy thu $L_{FRX} = 1 \text{ dB}$

- + Nhiệt độ nhiệt động của đầu nối $T_F = 290 \text{ K}$
- Nhiệt độ tập âm của anten $T_A = 290 \text{ K}$.
- Tính toán $EIRP$ của trạm mặt đất:

$$(EIRP)_{ES} = (P_{TX} G_{Tmax}) / L_T L_{FTX} \text{ (W)} \quad (3.39)$$

với

$$P_{TX} = 100 \text{ W} \rightarrow 20 \text{ dB (W)}$$

$$G_{Tmax} = \eta (\pi D^2 / \lambda_a)^2 = \eta (\pi D f_w / c)^2 = 0.6 [\pi \cdot 4 (14 \cdot 10^9) / (3 \cdot 10^8)]^2 = 206.340 = 53,1 \text{ dB}$$

$$L_T (\text{dB}) = 12 (\alpha_T / \theta_{3\text{dB}})^2 = 12 (\alpha_T D f_w / 70 c)^2 = 0,9 \text{ dB}$$

$$L_{FTX} = 0,5 \text{ dB (suy hao giữa máy phát và anten phát)}.$$

Do đó có:

$$(EIRP)_{ES} = 20 \text{ dBW} + 53,1 \text{ dB} - 0,9 \text{ dB} - 0,5 \text{ dB} = 71,7 \text{ dBW}.$$

- Tính toán suy hao của tuyến lên:

$$L_u = L_{LX} L_A \quad (3.40)$$

với

$$L_{LX} = (4\pi R / \lambda_a)^2 = (4\pi R f_w / c)^2 = 5.5 \cdot 1020 = 207,4 \text{ dB}$$

$$L_A = 0,3 \text{ dB}$$

Do đó có:

$$L_u = 207,4 \text{ dB} + 0,3 \text{ dB} = 207,7 \text{ dB}$$

- Tính tỷ số G/T của vệ tinh:

$$(G/T)_{SL} = G_{Rmax} (L_R L_{FR} L_{POL}) / [T_A / L_{FRN} + T_F (1 - 1/L_{FRN}) + T_R] \quad (3.41)$$

với :

$$G_{Rmax} = \eta (\pi D^2 / \lambda_r)^2 = \eta (\pi \cdot 70 / \theta_{3\text{dB}})^2 = 0.55 (\pi \cdot 70 / 2)^2 = 6650 = 38,2 \text{ dBi}$$

$$L_R = 12 (\alpha_R / \theta_{3\text{dB}})^2$$

Tại trạm mặt đất, ở gần vùng biên của vùng phủ sóng của vệ tinh có:

$$\alpha_R = (\theta_{3\text{dB}})^2 / 2$$

$$L_R = 3 \text{ dB}$$

$$L_{FRN} = 1 \text{ dB}$$

$$L_{POL} = 0 \text{ dB}$$

$$T_A = T_F = 290 \text{ K}$$

$$T_R = (F - 1) T_0 = (10^3 - 1) \times 290 = 290 \text{ K}$$

Do đó tính được giá trị của $(G/T)_{SL}$ là:

$$(G/T)_{SL} = 38,2 - 3 - 1 - 10 \lg [290 / 10^{0,1} + 290 (1 - 1 / 10^{0,1}) + 290] \\ = -6,6 \text{ dBK}^{-1}$$

Lưu ý rằng, khi nhiệt độ động nhiệt của việc kết nối giữa anten và máy thu vệ tinh gần bằng nhiệt độ tập âm của anten, đây là trường hợp thường thấy trong thực tế, thì lúc đó nhiệt độ tập âm tương đương ở đầu vào máy thu sẽ là: $T \approx T_F + T_R = 290 \text{ K} + T_R$. Do vậy ở vệ tinh cần bố trí máy thu có khuếch đại tập âm thấp.

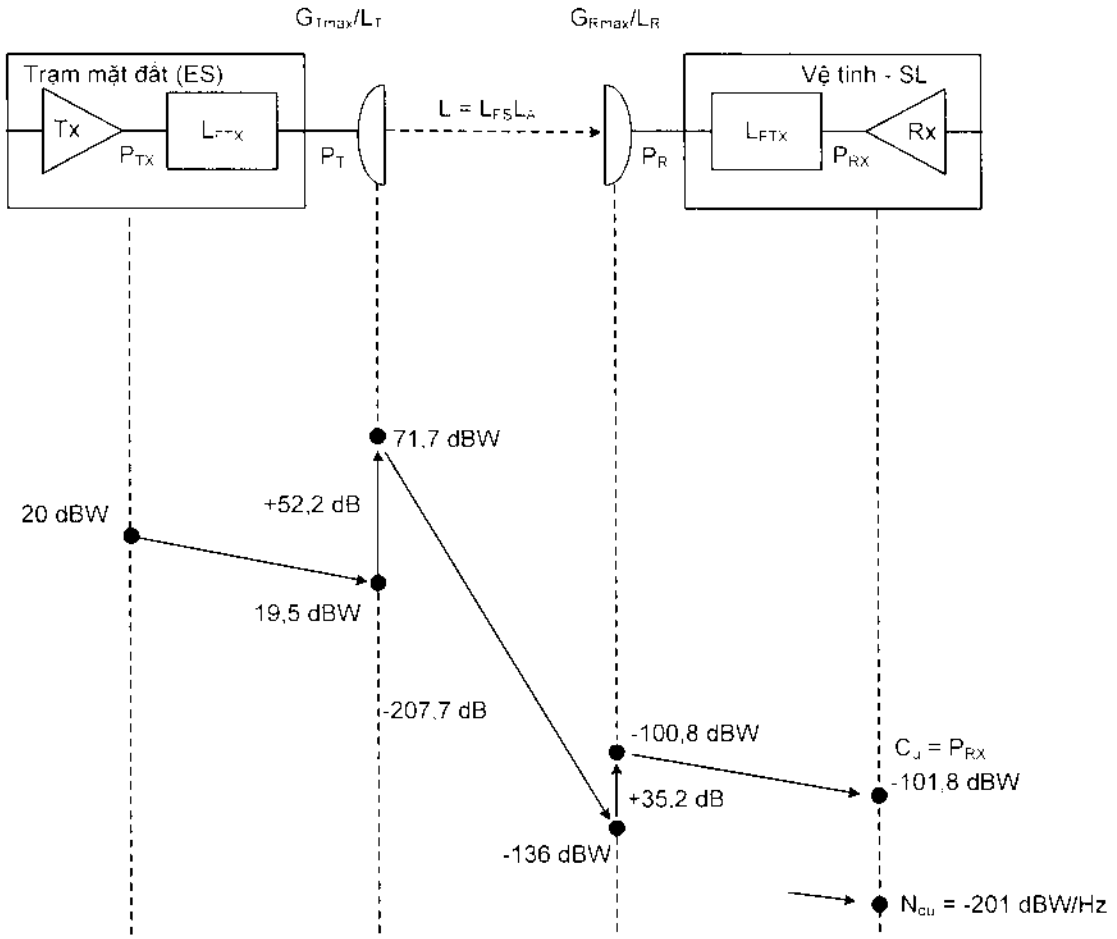
- Tính tỷ số C/N_0 của tuyến lên:

$$(C/N_0)_u = (EIRP)_{ES}(1/L_u)(G/T)_{SL}(1/k) \text{ (Hz)} \quad (3.42)$$

Như vậy có:

$$\begin{aligned} (C/N_0)_u &= 71.7 \text{ dBW} - 207.7 \text{ dB} + 6.6 \text{ dBK}^{-1} = 228.6 \text{ dBW/HzK} \\ &= 99.2 \text{ dBHz} \end{aligned}$$

Hình 3.14 mô tả các biến đổi về công suất tín hiệu của tuyến lên.



Hình 3.14: Mô tả mức công suất tín hiệu của tuyến lên theo ví dụ tính toán

3.6.3. Tuyến lên trời mưa

Nếu trời mưa thì suy giảm sóng truyền trong tầng khí quyển sẽ lớn hơn so với trời trong. Độ suy giảm do mưa A_{rain} gây ra cho sóng truyền từ trạm mặt đất trong vùng có khí hậu ôn đới có giá trị khoảng 10 dB. Ngoài ra hấp thụ sóng của các chất khí trong tầng khí quyển cần tính đến có giá trị khoảng 0.3 dB. Như vậy, trong trường hợp có mưa thì giá trị tổn hao trong tầng khí quyển L_A phải tính toán thêm sẽ là: $L_A = 10 \text{ dB} + 0.3 \text{ dB}$.

Do đó tổn hao của tuyến lên L_u sẽ là:

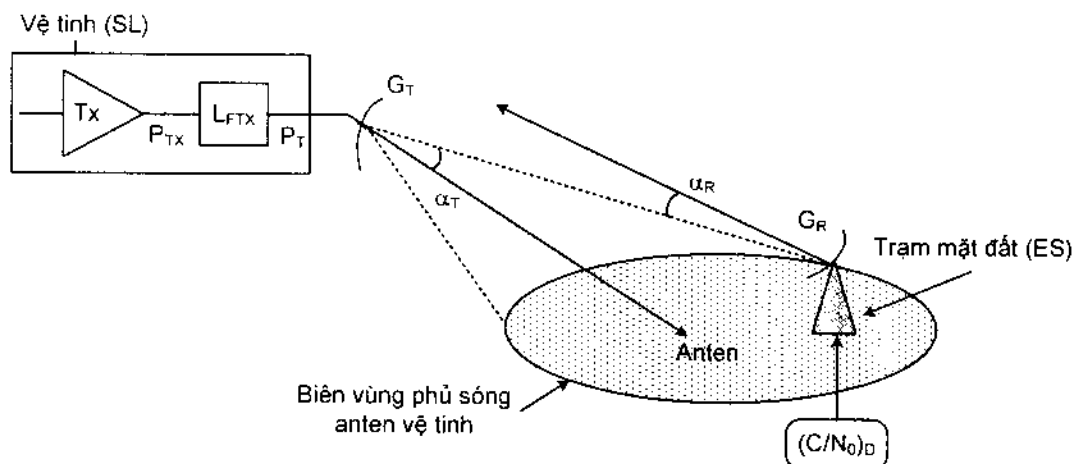
$$L_u = 207,4 \text{ dB} + 10,3 \text{ dB} = 217,7 \text{ dB}$$

Các điều kiện khác là không đổi cho nên có:

$$(C/N_0)_u = 71,7 \text{ dBW} - 217,7 \text{ dB} + 6,6 \text{ dBK}^{-1} + 228,6 \text{ dBHz} = 89,2 \text{ dBHz}$$

3.6.4. Tuyến xuống trời trong

Hình 3.15 mô tả một đường truyền tuyến xuống (từ vệ tinh xuống trạm mặt đất).



Hình 3.15: Mô tả đường truyền tuyến xuống

Giả thiết rằng, trạm mặt đất thu được đặt tại biên 3 dB của vùng phủ sóng của anten thu vệ tinh.

Các thông số cho:

- Tần số truyền xuống: $f_D = 12 \text{ GHz}$
- Đối với trạm vệ tinh (SL):
 - Công suất của bộ khuếch đại phát $P_{TX} = 10 \text{ W}$
 - Tổn hao giữa bộ khuếch đại và anten $L_{FTX} = 1 \text{ dB}$
 - Góc mở búp sóng phát $\theta_{\text{dB}} = 2^\circ$
 - Hiệu suất anten $\eta = 0,55$
- Khoảng cách giữa vệ tinh và trạm mặt đất $R = 40.000 \text{ km}$
- Tổn hao khí quyển $L_A = 0,3 \text{ dB}$ (giá trị được tính với tần số cho ứng với góc nâng là 10°).
- Đối với trạm mặt đất (ES):
 - Hệ số tạp âm máy thu $F = 2,2 \text{ dB}$
 - Tổn hao giữa anten thu và máy thu $L_{FRX} = 0,5 \text{ dB}$
 - Nhiệt độ động nhiệt của kết nối $T_F = 290 \text{ K}$
 - Đường kính anten parabol thu $D = 4 \text{ m}$.

- Hiệu suất anten $\eta = 0,6$
- Độ không thẳng hàng (anten phát và thu) lớn nhất $\alpha_T = 0,1^\circ$
- Nhiệt độ tạp âm mặt đất $T_G = 45 \text{ K}$

Tính toán giá trị $EIRP$ của vệ tinh

$$(EIRP)_{SL} = (P_{TX} G_{Tmax} / L_T L_{TFX}) \text{ (W)} \quad (3.43)$$

với

$$P_{TX} = 10 \text{ W} = 10 \text{ dBW}$$

$$G_{Tmax} = \eta(\pi D / \lambda_D)^2 = \eta(\pi \cdot 70 / \theta_{sdb})^2 = 0,55(\pi \cdot 70 / 2)^2 = 6650 = 38,2 \text{ dBi}$$

$$L_T(\text{dB}) = 3 \text{ dB}$$

$$L_{TFX} = 1 \text{ dB}$$

Do đó có:

$$(EIRP)_{SL} = 10 \text{ dBW} + 38,2 \text{ dB} - 3 \text{ dB} - 1 \text{ dB} = 44,2 \text{ dBW}$$

- Tính toán tổn hao tuyến xuống (D):

$$L_D = L_{FS} + L_A \quad (3.44)$$

với:

$$L_{FS} = (4\pi R / \lambda_0)^2 = (4\pi R f_D / c)^2 = 4,04 \cdot 10^{20} = 206,1 \text{ dB}$$

$$L_A = 0,3 \text{ dB}$$

Do đó có:

$$L_D = 206,1 \text{ dB} + 0,3 = 206,4 \text{ dB}$$

- Tính toán tỷ số G/T của trạm mặt đất

$$(G/T)_{ES} = (G_{Rmax} / L_R L_{FRX} L_{POL}) / [T_A / L_{FRX} + T_T(1 - 1/L_{FRX}) + T_R] \text{ (K}^{-1}\text{)} \quad (3.45)$$

với:

$$G_{Rmax} = \eta(\pi D / \lambda_D)^2 = \eta(\pi D f_D / c)^2 = 0,6(\pi \cdot 4 \cdot 12 \cdot 10^9 / 3 \cdot 10^8)^2 = 151.597 = 51,8 \text{ dBi}$$

$$L_R(\text{dB}) = 12(\alpha_R / \theta_{sdb})^2 = 12(\alpha_R D f_D / 70 c)^2 = 0,6 \text{ dB}$$

$$L_{FRX} = 0,3 \text{ dB}$$

$$L_{POL} = 0 \text{ dB}$$

$T_A = T_{sky} + T_{ground}$ với $T_{sky} = 20 \text{ K}$ (số liệu từ đồ thị với $f = 12 \text{ GHz}$ và $\approx 10^\circ$) và $T_{ground} = 45 \text{ K}$;
từ đó có $T_A = 20 \text{ K} + 45 \text{ K} = 65 \text{ K}$.

$$T_T = 290 \text{ K}$$

$$T_R = (F - 1)T^0 = (10^{0,22} - 1)290 = 191,3 \text{ K}$$

Từ đó tính được:

$$(G/T)_{ES} = 51,8 - 0,6 - 0,3 - 10 \lg[65/10^{0,03} + 290(1 - 1/10^{0,03}) + 19,3] = 26 \text{ dBK}^{-1}$$

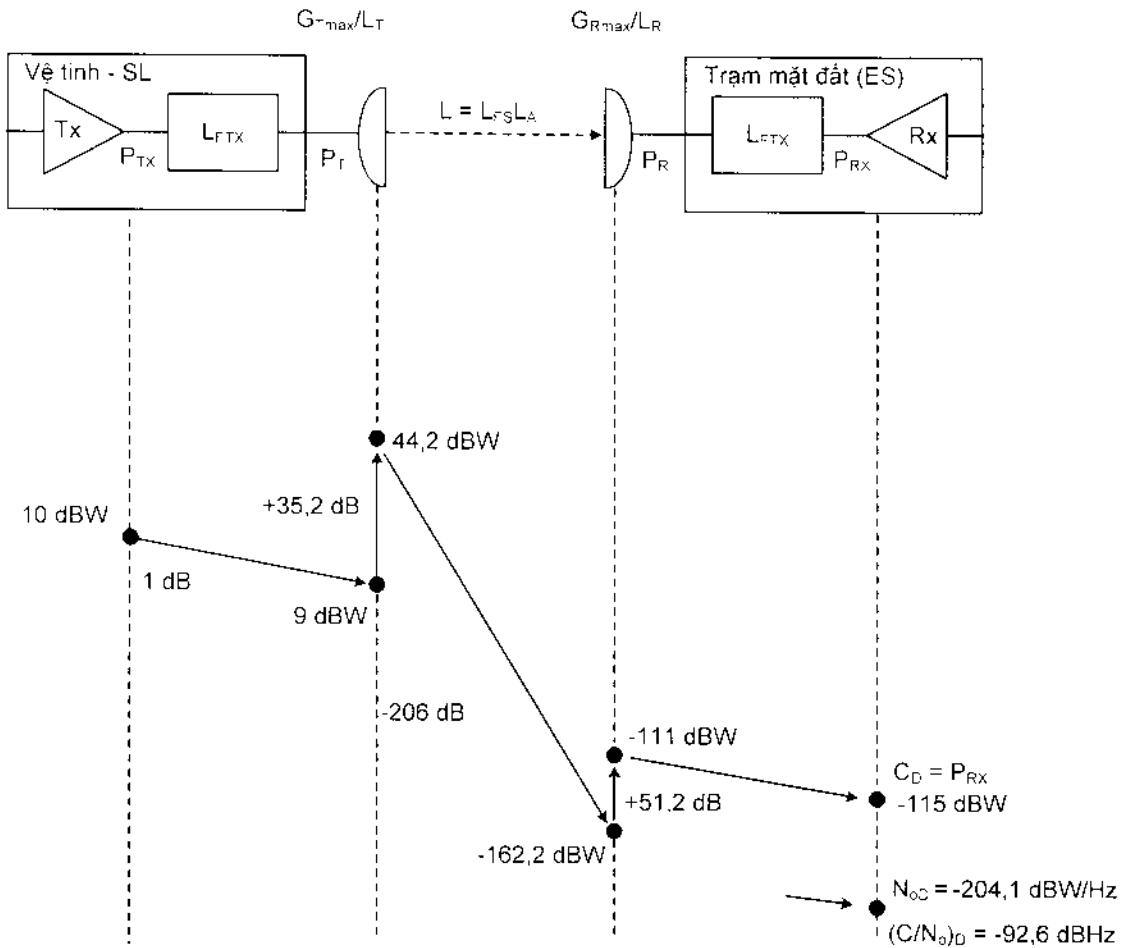
- Tính toán tỷ số C/N_0 của tuyến xuống (D):

$$(C/N_0)_D = (EIRP)_{SL}(1/L_D)(G/T)_{ES}(1/\text{K}) \text{ (Hz)} \quad (3.46)$$

Thay các giá trị vào có:

$$(C/N_0)_D = 44,2 \text{ dBW} - 206,4 \text{ dB} + 26,2 \text{ dBK}^{-1} + 228,6 \text{ dBW/HzK} = 92,6 \text{ dBHz}.$$

Hình 3.16 mô tả sự biến đổi mức công suất tín hiệu trên xuống được tính toán.



Hình 3.16: Mô tả mức công suất tín hiệu tuyến xuống theo ví dụ tính toán

3.6.5. Tuyến xuống trời mưa

Gia sử sự suy giảm do mưa có giá trị $A_{Rain} = 7 \text{ dB}$ đối với trạm mặt đất ứng với nhiệt độ bình thường và tần số làm việc của trạm mặt đất là 12 GHz thì sự tổn hao sẽ tăng là 0,01%, so với giá trị trung bình trong năm, như vậy tổn hao:

$$L_A = 0,3 \text{ dB} + 7 \text{ dB} = 7,3 \text{ dB}$$

Từ đó ta có tổn hao của tuyến xuống:

$$L_D = 206,1 + 7,3 = 213,4 \text{ dB}$$

Nhiệt độ tạp âm anten như đã biết, được xác định như sau:

$$T_A = T_{SYK}/A_{Rain} + T_m(1 - 1/A_{Rain}) + T_{Ground} \text{ (K)}$$

Cho $T_m = 275 \text{ K}$

Như vậy:

$$T_A = 20/10^{0,7} + 275(1 - 1/10^{0,7}) + 45 = 265 \text{ K}$$

Từ đó có:

$$(G/T)_{ES} = 51,8 - 0,6 - 0,5 - 10 \lg[65/10^{0,05} + 290(1 - 1/10^{0,05}) + 191,3] = 24,1 \text{ dB(K}^{-1}\text{)}$$

Để tính toán tỷ số C/N_0 đối với tuyến xuống sử dụng biểu thức sau:

$$(C/N_0)_D = (EIRP)_{SL}(1/L_D)(G/T)_{ES}(1/\text{K}) \text{ (Hz)}$$

Thay thế vào sẽ có:

$$\begin{aligned} (C/N_0)_D &= 44,2 \text{ dB(W)} - 213,4 \text{ dB} + 24,1 \text{ dB(K}^{-1}\text{)} + 228,6 \text{ dB(W/kHz)} \\ &= 83,5 \text{ dB(Hz)} \end{aligned}$$

3.6.6. Mức công suất trên toàn tuyến (ES - SL - ES)

Giả thiết rằng, trạm mặt đất phát TVRO (Television Receiver Only) truyền tín hiệu đến một trạm mặt đất khác thông qua một vệ tinh địa tĩnh với các thông số của chúng như sau:

- Trạm mặt đất phát (ES)_T
 - Tín hiệu đầu vào: -30 dBW – 1 mW
 - Khuếch đại công suất HPA: $G = 30 \text{ dB}$
 - Tăng ích anten phát: $G_{AT} = 53,5 \text{ dB}$
 - Tổn hao thiết bị và anten phát: $L_{FTX} = 1,5 \text{ dB}$

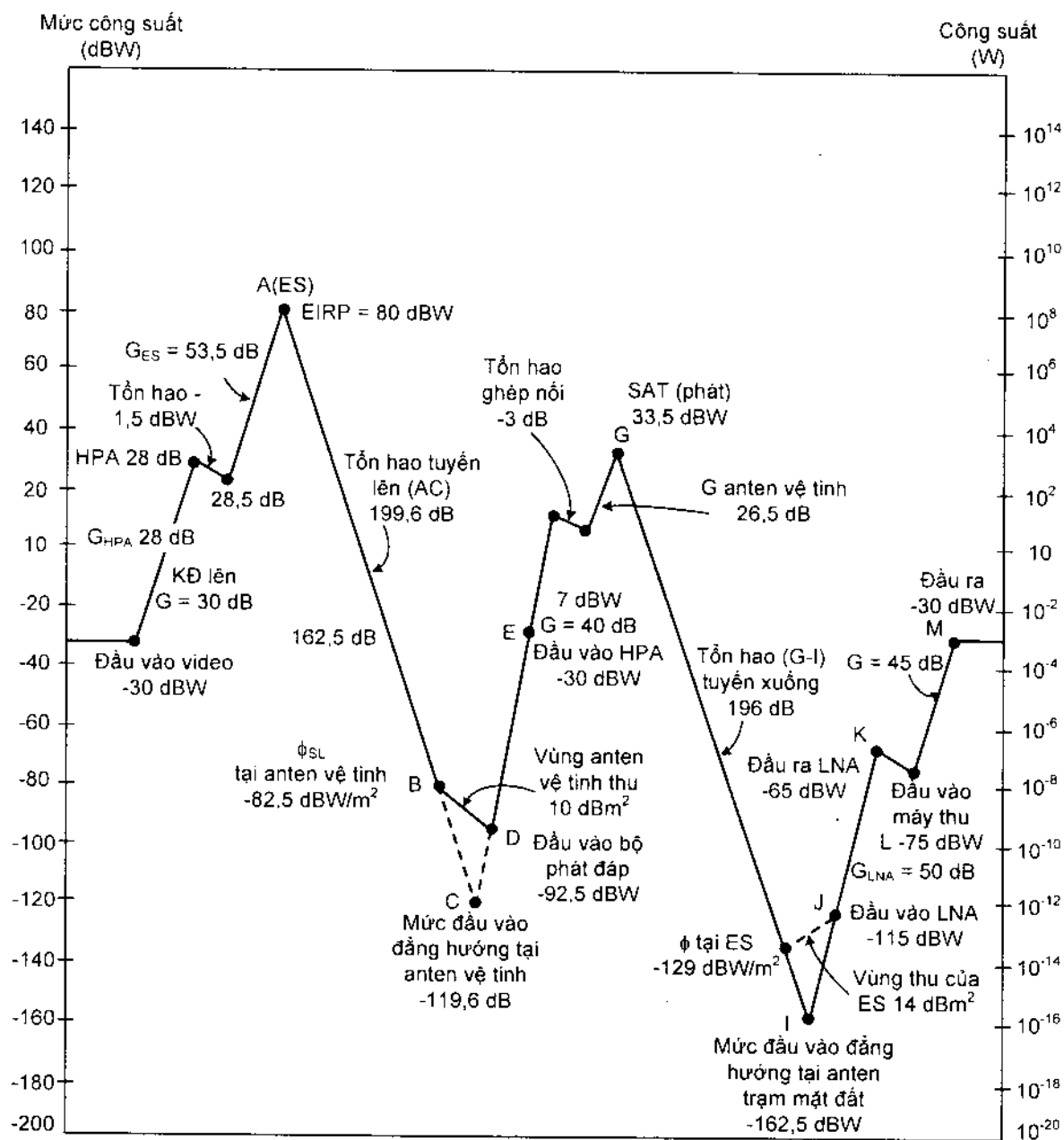
- Tổn hao đường truyền tuyến lên:

$$L = L_{FS} L_{L1} = 196,6 \text{ dB}$$

- Vệ tinh (SL)
 - Khuếch đại bộ phát đáp: 82,5 dB
 - Tăng ích anten thu vệ tinh: $G_R = 27,1 \text{ dB}$
 - Tăng ích anten phát vệ tinh: $G_T = 21,5 \text{ dB}$
 - Tổn hao thiết bị: -3 dB

- Trạm mặt đất thu (ES)_R
 - Tăng ích anten thu: $G_{AR} = 47,5 \text{ dB}$
 - Khuếch đại tạp âm thấp: $G_{LNA} = 50 \text{ dB}$
 - Khuếch đại thu: $G_R = 45 \text{ dB}$

Bằng phương pháp tính toán như các ví dụ trình bày ở các mục trước, kết quả công suất trên toàn tuyến (lên và xuống) được mô tả ở hình 3.17.



Kí hiệu:

ES: Trạm mặt đất

T: Vệ tinh

ϕ : Mật độ thông lượng công suất

EIRP: Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương

LNA: Bộ khuếch đại tạp âm thấp

G : Độ tăng ích/khuếch đại

KĐ: Khuếch đại

HPA: Bộ khuếch đại công suất

Hình 3.17: Mô tả mức công suất trên toàn tuyến đầu cuối - đầu cuối qua vệ tinh

3.7. NHẬN XÉT VỀ CHẤT LƯỢNG ĐƯỜNG TRUYỀN

Chất lượng của đường truyền giữa một máy phát và một máy thu trong hệ thống thông tin vệ tinh được đặc trưng bởi tỷ số công suất tín hiệu trên mật độ phổ công suất tạp âm C/N_0 . Đây là một

hàm phụ thuộc vào các thông số: các đặc tính của các thiết bị đầu cuối được trang bị trong tuyến, công suất bức xạ đẳng hướng tương đương EIRP của máy phát, hệ số tạp âm G/T của máy thu và các đặc tính của môi trường truyền lan.

Trong một tuyến liên lạc giữa hai trạm mặt đất thông qua vệ tinh thì tuyến lên được đặc trưng bởi tỷ số $(C/N_0)_u$ và tuyến xuống được đặc trưng bởi tỷ số $(C/N_0)_D$. Các tác động của tầng khí quyển đối với tuyến lên và tuyến xuống là khác nhau: ví dụ mưa sẽ làm giảm giá trị của tỷ số $(C/N_0)_u$ do công suất thu được C_u bị giảm trong lúc đó mưa sẽ làm giảm giá trị $(C/N_0)_D$ do công suất thu bị giảm và giá trị nhiệt độ tạp âm lại tăng lên.

Gia số đó có thể biểu thị bởi $\Delta(C/N_0)$:

$$\Delta(C/N_0)_u = \Delta C_u = (A_{mưa})_u \quad (3.47a)$$

$$\Delta(C/N_0)_D = \Delta C_D - \Delta(G/T) = (A_{mưa})_D + \Delta T \quad (3.47b)$$

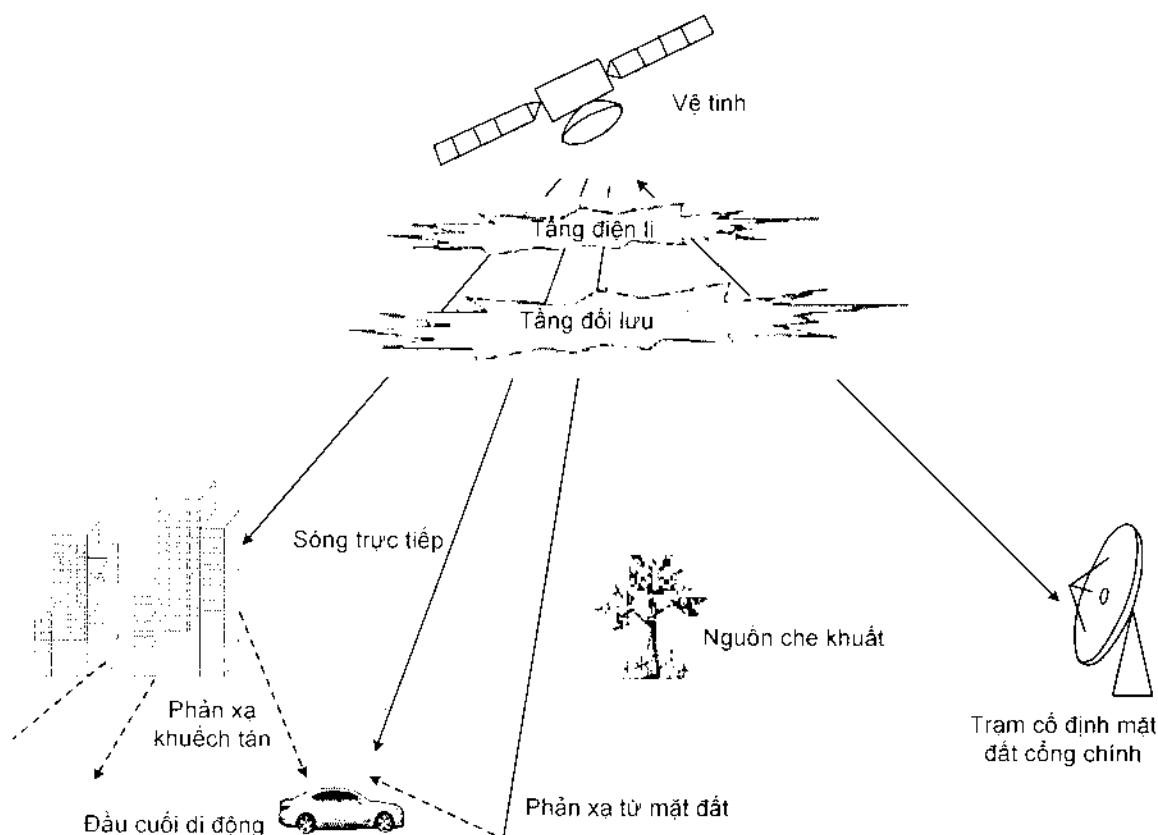
Các suy hao khí quyển trong điều kiện tầng khí quyển bình thường là có thể dự đoán được. Do đó việc chọn lọc các thiết bị trong tuyến để sao cho đảm bảo hiệu năng tuyến cao nhất là một yếu tố quan trọng trong thiết kế tuyến.

3.8. ĐẶC ĐIỂM KÊNH TRUYỀN TRÊN MẶT ĐẤT CỦA HỆ THỐNG THÔNG TIN DI ĐỘNG VỆ TINH

3.8.1. Đặc điểm chung

Khoảng không gian môi trường truyền sóng giữa máy phát và máy thu được gọi là kênh truyền. Trong các mục trước đã xem xét kênh truyền thông tin vệ tinh giữa các trạm mặt đất và trạm mặt đất qua vệ tinh. Hệ thống liên lạc trong trường hợp đó được xem như là cố định. Trong trường hợp các thiết bị đầu cuối di động trên mặt đất, hệ thống được gọi là hệ thống thông tin di động vệ tinh (một số tài liệu còn gọi là hệ thống thông tin vệ tinh đến cá nhân thuê bao - S-PCN), thì các đặc tính kênh truyền cần phải xem xét cả phần mặt đất. Có nghĩa là sẽ có hai loại kênh truyền: Một là kênh cố định giữa trạm mặt đất cố định hoặc cổng chính với vệ tinh (như đã xem xét); hai là kênh di động giữa thiết bị đầu cuối di động với trạm cổng chính hoặc trực tiếp với vệ tinh. Sau đây sẽ tập trung xem xét các đặc tính của loại kênh thứ hai. Hình 3.19 mô tả hai dạng kênh truyền thông tin vệ tinh.

Các trạm mặt đất cố định hoặc các cổng chính thường được chọn đặt ở các vị trí tối ưu vừa đảm bảo phủ sóng vừa đảm bảo nhìn thấy vệ tinh ở mọi thời điểm và giảm tối thiểu các hiệu ứng bất lợi của môi trường truyền sóng. Trong lúc đó, các thiết bị đầu cuối di động thường làm việc trong các điều kiện mà các thông số của môi trường truyền sóng luôn biến đổi. Điều đó tác động rất lớn đến chất lượng dịch vụ (QoS) của hệ thống. Trong thực tế, có nhiều loại thiết bị di động trên mặt đất, hàng không, hàng hải, v.v... do đó việc phân tích kênh truyền cũng phụ thuộc vào các điều kiện cụ thể.



Hình 3.19: Mô tả kênh truyền thông tin vệ tinh (cố định và di động)

3.8.2. Đặc điểm truyền sóng và phân vùng nghiên cứu

Lý thuyết về truyền sóng biết rằng, tín hiệu thu được của các máy di động mặt đất từ vệ tinh truyền về là sự tổng hợp của ba thành phần: sóng trực tiếp (LOS), sóng do tán xạ và sóng phản xạ từ mặt đất. Đối với dải tần L và dải tần S thì sự suy hao của thành phần sóng trực tiếp chủ yếu là do tổn hao của sóng trong không gian tự do và do bị che khuất (sẽ trình bày chi tiết ở các phần sau). Các hiệu ứng của tầng đối lưu có tác động không đáng kể đối với các sóng có tần số dưới 10 GHz. Đối với các hệ thống làm việc với các tần số trên 10 GHz thì cần phải tính đến các suy hao trong tầng đối lưu và điều đó quan hệ với các đặc tính kênh truyền tuyến cố định. Hiệu ứng che khuất xuất hiện khi có chướng ngại vật, ví dụ cây cối, nhà cửa che chắn tầm nhìn thấy đến vệ tinh làm suy giảm tín hiệu thu.

Thành phần tán xạ bao gồm các tín hiệu đa đường phản xạ từ các vật thể xung quanh: ví dụ nhà cửa, cây cối hoặc các chướng ngại khác. Khác với các mạng di động mặt đất, đối với các tuyến đường truyền thông tin vệ tinh di động, trong nhiều trường hợp môi trường cụ thể, thì hiệu ứng đa đường chỉ là thứ yếu, không quan trọng lắm.

Thành phần phản chiếu từ mặt đất là do việc thu sóng của tín hiệu phản xạ từ mặt đất vùng gần xung quanh thiết bị di động. Trong trường hợp đó, nếu như anten có độ tăng ích nhỏ, độ rộng búp sóng lớn và làm việc với vệ tinh với góc ngẩng nhỏ, thì dạng suy hao này sẽ lớn. Ví dụ các máy di động cầm tay làm việc với một vệ tinh không địa tĩnh.

Trong thực tế kỹ thuật, môi trường truyền thường được phân làm ba dạng sau đây:

- Vùng thành phố, nơi hầu như sóng trực tiếp bị che khuất;
- Vùng nông thôn, nơi các sóng trực tiếp không bị che khuất;
- Vùng ngoại ô thành phố và vùng bị che khuất bởi cây cối, nơi mà sóng trực tiếp có một phần bị che khuất (hiện tượng bóng râm).

Trong các vùng thành phố, việc nhìn thấy vệ tinh thường là khó khăn, do vậy việc thu chủ yếu là do tín hiệu đa đường. Như vậy, tại thiết bị di động, tín hiệu thu được có biên độ và góc pha là ngẫu nhiên. Trong trường hợp này việc sử dụng chùm vệ tinh với sự phân bố các vệ tinh thích hợp có thể hạn chế được hiệu ứng che khuất.

Giới hạn suy hao của công suất phát cũng cần được tính toán để bù các hiệu ứng của pha định và máy thu có thể làm việc trên mức ngưỡng hoặc đáp ứng mức tín hiệu thu tối thiểu thỏa mãn yêu cầu hiệu năng của tuyến. Giá trị của mức ngưỡng được xác định bởi được dự trữ tuyến (link budget) và sẽ đề cập ở mục sau.

Môi trường truyền trong thành phố có các yêu cầu nghiêm ngặt đối với mạng thông tin di động vệ tinh. Trong trường hợp này anten và góc ngắnten thu cần được xem xét cẩn thận.

Ở các vùng nông thôn tia trực tiếp đến vệ tinh có thể nhận được ở mức độ nào đó khá cao hơn, do đó ở đây suy hao chủ yếu là do hiệu ứng đa đường. Hiệu ứng đa đường có thể cộng pha hoặc trừ pha với sóng trực tiếp gây nên hiện tượng thăng giáng công suất tín hiệu thu.

Các môi trường bị che khuất do cây cối sẽ gây nên suy hao ngẫu nhiên cường độ trường của sóng trực tiếp. Độ suy hao phụ thuộc vào địa hình cụ thể.

Suy giảm cường độ trường ở các vùng ngoại ô thành phố chủ yếu là do che khuất bởi các toà nhà cao tầng hoặc các vật chướng ngại khác. Cường độ trường thu được của thiết bị di động khi chuyển động qua các vùng ngoại ô thành phố thường bị biến đổi liên tục cả về biên độ tổng hợp và về pha tín hiệu.

Đã có khá nhiều công trình nghiên cứu tính toán đã được xây dựng trên cơ sở thực nghiệm về tín hiệu đa đường trong những môi trường truyền khác nhau nêu trên.

Mô hình kênh truyền cũng được phân làm hai loại: kênh truyền băng hẹp và kênh truyền băng rộng. Đối với kênh truyền băng hẹp thì cường độ trường của môi trường truyền sóng có thể xem như đồng đều đối với tất cả các tần số trong dải tần xem xét. Do đó cường độ trường của môi trường truyền có thể được đặc trưng bởi một tần số sóng mang đơn. Đối với kênh truyền băng rộng thì cường độ trường trong dải tần không thể xem là bằng nhau, do đó có sự méo của các thành phần phổ chọn lọc.

3.8.3. Các mô hình kênh truyền băng hẹp

3.8.3.1. Tổng quan

Trong băng hẹp, do cường độ trường có thể xem là đồng đều trong dải tần xem xét cho nên ở đây chủ yếu là phân tích xem xét sự biến đổi của biên độ tín hiệu khi chúng được truyền qua kênh

truyền. Cho đến nay có nhiều mô hình được đề xuất và các mô hình đề xuất đó có thể được xếp vào ba loại sau đây:

1. Mô hình dựa trên các số liệu thực nghiệm;
2. Mô hình phân tích thống kê;
2. Mô hình phân tích hình học.

Các mô hình dựa trên số liệu thực nghiệm được sử dụng để đặc trưng cho nhận biết các thông số điển hình, ví dụ như tần số, góc ngẩng, v.v... Mô hình phân tích thống kê ví dụ như các phân bố Rayleigh, phân bố Rician, phân bố loga-chuẩn được sử dụng để phân tích các môi trường truyền khác nhau và việc phân tích thường kết hợp với các phần mềm tính toán. Mô hình phân tích hình học thường sử dụng để đưa ra một mô hình tổng quan về môi trường truyền thông qua việc mô hình hóa địa hình môi trường cụ thể.

3.8.3.2. Mô hình thực nghiệm về ảnh hưởng của "bóng râm" hai bên lề đường

Mô hình được sử dụng để đặc trưng cho hiệu ứng pha đỉnh vượt trội do bị che khuất bởi cây cối, nhà cửa hai bên đường khi thiết bị di động chuyển động trên đường và liên lạc với vệ tinh. Mô hình dựa vào các đo lường thực nghiệm ở các vùng nông thôn và ngoại vi thành phố Maryland (Mỹ). Các đo lường được thực hiện với góc ngẩng là $20^\circ - 60^\circ$. Biểu thức thực nghiệm được đưa ra dựa trên các số liệu đo lường ở tần số 1,5 GHz là như sau:

$$A_L(P, \theta, f_L) = -M(\theta)\ln P + N(\theta) \text{ dB với } f_L = 1,5 \text{ GHz} \quad (3.48)$$

$$M(\theta) = a + b\theta + c\theta^2 \quad (3.49)$$

$$N(\theta) = d\theta + e \quad (3.50)$$

với $a = 3,44$; $b = 0,0975$; $c = -0,002$; $d = -0,443$ và $e = 34,76$

trong đó $A_L(P, \theta, f_L)$ là đặc trưng cho giá trị suy giảm tính bằng dB; L là ký hiệu băng tần L ; f_L là tần số làm việc trong băng tần L ($f_L = 1,5$ GHz được tính trong biểu thức); P là số phần trăm mất mát trên khoảng cách truyền hoặc xác suất mất mát. Bảng 3.6 mô tả các thông số $M(\theta)$ và $N(\theta)$ theo góc ngẩng.

Giá trị tổn hao A_L của dải sóng băng tần L có quan hệ với giá trị tổn hao A_{UHF} của dải sóng siêu cao UHF, trong điều kiện có bị che khuất bởi cây cối với giá trị $P = 1 - 30\%$, được biểu thị bởi biểu thức sau:

$$A_L(P, \theta, f_L) = A_{UHF}(P, \theta, f_L) \sqrt{\frac{f_L}{f_{UHF}}} \text{ dB} \quad (3.51)$$

Cũng tương tự như vậy, giá trị tổn hao A_S đối với dải sóng băng tần S (2,6 GHz) có thể tính theo biểu thức:

$$A_S(P, \theta, f_S) \approx 1,41A_L(P, \theta, f_L) \text{ dB} \quad (3.52)$$

Đối với băng tần K , giá trị tổn hao A_K với xác suất P trong khoảng $20\% \geq P \geq 1\%$ [ITU-99a], được tính theo biểu thức:

$$A_K(P, \theta, f_K) = A_L(P, \theta, f_L) \exp \left\{ 1,5 \left[\frac{1}{\sqrt{f_L}} - \frac{1}{\sqrt{f_K}} \right] \right\} \text{ dB} \quad (3.53)$$

Bảng 3.6: Mô tả các thông số $M(\theta)$ và $N(\theta)$ theo góc ngẩng

Góc ngẩng ($^\circ$)	$M(\theta)$	$N(\theta)$
20	4,59	25,90
25	4,63	23,69
30	4,57	21,47
35	4,40	19,26
40	4,14	17,04
45	3,78	14,83
50	3,32	12,61
55	2,75	10,40
60	2,09	8,18

Một mô hình pha đình thực nghiệm khác (do trường Đại học Surrey Anh) tiến hành ở ba dải sóng (L , S và K_u) với góc ngẩng là $60 - 80^\circ$, cũng cho kết quả gần giống như mô hình ERS nêu trên, chỉ có khác là bổ sung thêm một hệ số phụ thuộc tần số. Biểu thức như sau:

$$M(P, \theta, f) = a(\theta, f) \ln(P) + c(\theta, f) \quad (3.54)$$

trong đó

$$a(\theta, f) = 0,029\theta - 0,182f - 6,315 \quad (3.55)$$

$$c(\theta, f) = -0,029\theta + 1,483f + 21,374 \quad (3.56)$$

Mô hình có giá trị trong giới hạn sau đây: Xác suất mất mát tuyến $P = 1 - 20\%$; tần số $f = 1,5 - 10,5$ GHz; góc ngẩng $\theta = 60 - 80^\circ$.

Nếu như góc ngẩng $\theta = 20 - 80^\circ$ thì các hệ số:

$$a(\theta, f) = 0,002\theta^2 - 0,15\theta - 0,2f - 0,7 \quad (3.57)$$

$$c(\theta, f) = 0,033\theta + 1,5f - 27,2 \quad (3.58)$$

3.8.4. Các mô hình phân bố xác suất

Các mô hình phân bố xác suất, ở một mức độ chính xác nào đó, có thể biểu thị các đặc trưng của hiện tượng che khuất và đa đường. Dạng mô hình như vậy cho phép đánh giá hiệu năng của kênh đối với các môi trường khác nhau. Có ba dạng hàm mật độ xác suất (PDF) thường được sử dụng để đặc trưng cho kênh, đó là: hàm Rician (sử dụng khi có sóng trực tiếp nhưng việc thu chủ yếu là do đa đường); hàm Rayleigh (sử dụng khi không có sóng trực tiếp và việc thu là do đa đường) và hàm log-chuẩn (sử dụng khi sóng trực tiếp bị che khuất và việc thu không phải chủ yếu do đa đường).

3.8.4.1. Trường hợp sóng trực tiếp hoàn toàn bị che khuất

Trong một môi trường thành phố, trong đa số trường hợp, sóng trực tiếp tại điểm thu hoàn toàn bị tắc nghẽn. Trong trường hợp đó, việc thu chủ yếu là do tín hiệu đa đường. Cũng do vậy mà tín hiệu thu được là do tổng của tất cả các thành phần phân tán. Có thể biểu thị chúng bởi hai pha điện áp độc lập và trực giao X và Y , có biên độ và góc pha ngẫu nhiên. Góc pha của thành phần phân tán có thể được đặc trưng bởi một hàm mật độ xác suất đồng nhất trong khoảng $0 - 2\pi$, còn biên độ có thể được biểu thị bởi một phân bố Rayleigh có dạng:

$$P_{\text{Rayleigh}}(r) = \frac{r}{\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.59)$$

trong đó r là đường bao tín hiệu được xác định bởi:

$$r = \sqrt{x^2 + y^2} \quad (3.60)$$

và σ_m^2 là công suất bị phân tán thu được trung bình do truyền lan đa đường.

Như đã biết, đối với một sóng mang không điều chế f_c có tần số dịch Doppler là f_d của thành phần phân tán đến ứng với một góc tới θ_i được biểu thị bởi:

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos \theta_i \text{ Hz} \quad (3.61)$$

trong đó θ_i là trong khoảng $0 - 2\pi$. Tần số dịch Doppler có giá trị cực đại $f_m = \pm vf_c/c$, trong đó c là vận tốc ánh sáng ($c \approx 3.10^8$ m/s).

Do đó, tại điểm thu, một dải tần các tín hiệu thu được trong khoảng $f_c \pm f_m$, trong đó f_m biểu thị tốc độ mất mát.

Nếu như công suất thu được là đồng nhất đối với các góc tới thiết bị đầu cuối, thì mật độ phổ công suất tại điểm thu được biểu thị bởi biểu thức:

$$S(f) = \frac{\sigma_m^2}{\pi f_m} \left[1 - \left(\frac{(f - f_c)^2}{f_m^2} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \text{ W/Hz} \quad (3.62)$$

3.8.4.2. Trường hợp sóng trực tiếp không bị che khuất

Khi tại điểm thu có mặt của sóng trực tiếp hoặc sóng trực tiếp có biên độ là A , ví dụ trong trường hợp môi trường mở của thông tin vệ tinh - di động, thì lúc đó hàm mật độ xác suất trong không gian hai chiều của điện áp thu được sẽ là:

$$P_{\text{N}}(x, y) = \frac{r}{2\pi\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{(x - A + y)^2}{2\sigma_m^2}\right) \quad (3.63)$$

Sử dụng biểu thức trên, hàm mật độ xác suất của đường bao tín hiệu ngẫu nhiên theo phân bố Rician sẽ là:

$$P_{Rice}(r) = \frac{r}{\sigma_m^2} \exp\left(-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma_m^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma_m^2}\right) \quad (3.64)$$

trong đó $I_0(\cdot)$ là hàm Bersel bậc không hạng nhất được biến đổi; $A^2/2$ là công suất thu trung bình của thành phần sóng trực tiếp; r là đường bao tín hiệu và σ_m^2 là công suất phân tán trung bình thu được của thành phần phân tán do truyền đa đường.

Từ các biểu thức trên có thể nhận thấy rằng, phân bố Rayleigh là một trường hợp đặc biệt của phân bố Rician và nó xuất hiện khi giá trị $A = 0$.

Tỷ số công suất của sóng trực tiếp trên công suất trung bình của thành phần phân bố, $A^2/2\sigma_m^2$, được xem như là hệ số Rice và thường được biểu thị bằng dB.

Các mô hình Rician có thể được sử dụng khi sóng trực tiếp không hoàn toàn bị che khuất đối với các tín hiệu có điều chế và không điều chế, ví dụ trong các vùng nông thôn.

3.8.4.3. Trường hợp sóng trực tiếp bị che khuất từng phần

Hàm mật độ log-chuẩn được sử dụng để đặc trưng cho trường hợp sóng trực tiếp bị che khuất từng phần và không có thành phần đa đường.

$$P_{log-chuẩn}(r) = \frac{r}{\sigma_s r \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\ln r - \mu_s}{2\sigma_s^2}\right) \quad (3.65)$$

trong đó: σ_s là độ lệch chuẩn của thành phần bóng râm ($\ln r$) và μ_s là giá trị trung bình của bóng râm.

Vùng ngoại ô thành phố là vùng có hiện tượng bóng râm ngẫu nhiên của sóng trực tiếp do sự che khuất của cây cối, nhà cửa, v.v... Hàm phân bố log-chuẩn được sử dụng để mô hình hiệu ứng của môi trường trong trường hợp này đối với sóng trực tiếp, còn phân bố Rayleigh được sử dụng để mô tả thành phần phân tán, đa đường.

3.8.4.4. Mô hình thực nghiệm và phân bố xác suất

Mô hình được xây dựng trên cơ sở số liệu thực nghiệm về phân bố xác suất. Các số liệu giả thiết:

- Điện áp thu được do các thành phần khuếch tán có phân bố Rayleigh.
- Các biến đổi điện áp do tổn hao của tín hiệu tia trực tiếp có phân bố log-chuẩn.

Trong trường hợp này, hàm PDF đối với một đường bao r của tín hiệu được biểu thị bởi biểu thức:

$$P_L(r) = \frac{r}{\sigma_m^2 \sqrt{2\pi\sigma_s^2}} \int_0^\infty \frac{1}{A} \exp\left(-\frac{(\ln A - \mu_s)^2}{2\sigma_s^2} - \frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma_m^2}\right) I_0\left(\frac{rA}{\sigma_m^2}\right) dA \quad (3.66)$$

trong đó: chỉ số L là ký hiệu của tác giả (LOO); σ_m^2 là công suất khuếch tán trung bình thu được của thành phần khuếch tán do truyền đa đường; σ_s là độ lệch chuẩn của thành phần bị che khuất ($\ln A$) và μ_s là giá trị trung bình của thành phần bóng râm ($\ln A$).

Biểu thức (3.66) có thể được đơn giản thành biểu thức (3.65) nếu r lớn hơn nhiều so với σ_m hoặc đơn giản thành biểu thức (3.59) nếu như r nhỏ hơn nhiều so với σ_m .

Mô hình đưa ra trên cung cấp một cách nhìn tổng quát và sâu sắc về các đặc tính kênh và có thể sử dụng khi thiết kế các thông số vô tuyến, trong các kỹ thuật mã hóa và đan xen hoặc để loại trừ các hiệu ứng của lỗi burst trên khung hoặc khối dữ liệu truyền.

3.8.4.5. Mô hình Markov N-trạng thái

Mô hình Markov trạng thái hữu hạn có thể sử dụng để biểu thị các môi trường khác nhau trong các bài toán về thông tin di động. Các đặc tính thống kê của một kênh di động là động nhưng trong một môi trường cụ thể thì các đặc tính thống kê đặc trưng cho nó có thể được xem là tĩnh và có thể dự đoán được. Để áp dụng mô hình Markov, ở đây tất cả các môi trường có khả năng là tĩnh được nhận dạng và sau đó được sắp xếp một cách thống kê. Đối với M môi trường tĩnh được nhận dạng (hoặc theo thuật ngữ thống kê là các trạng thái) thì thành phần w_i của ma trận thống kê W kích cỡ $1 \times M$ có dạng sau đây sẽ xác định xác suất tồn tại của trạng thái được nhận dạng thứ j :

$$[W] = [w_1, w_2, \dots, w_M] \quad (3.67)$$

Xác suất tồn tại của một trạng thái xem xét chỉ phụ thuộc vào trạng thái trước nó. Việc chuyển tiếp giữa các môi trường tĩnh được xác định bởi một phép chuyển ma trận bao gồm các xác suất chuyển tiếp giữa các trạng thái và có dạng:

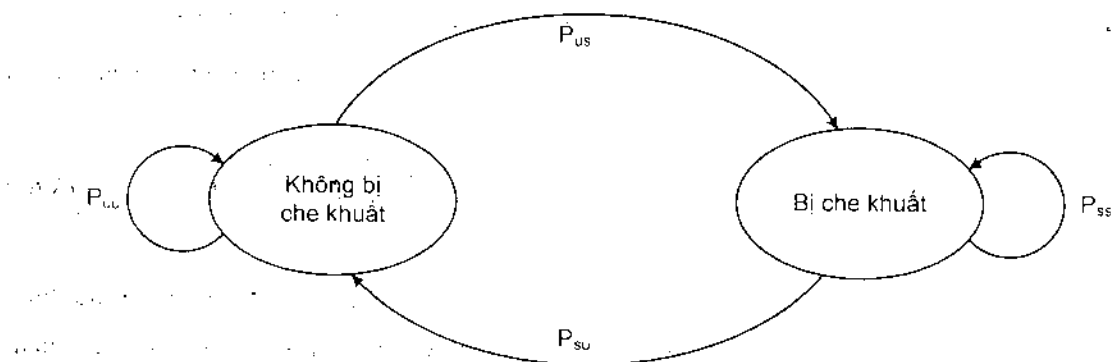
$$P = \begin{bmatrix} p_{11} & p_{12} & \dots & p_{1M} \\ p_{21} & p_{22} & \dots & p_{2M} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{M1} & p_{M2} & \dots & p_{MM} \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

Ma trận thống kê W và ma trận chuyển tiếp P thỏa mãn điều kiện sau đây:

$$[W][P] = [W] \text{ và } [W][E] = [I] \quad (3.69)$$

trong đó E là một ma trận hàng dọc với tất cả thực thể bằng 1 và I là ma trận đồng nhất.

Hình 3.20 mô tả mô hình Markov hai-trạng thái (của Lutz) đã được đưa vào ứng dụng cho một hệ thống thông tin vệ tinh địa tĩnh ở châu Âu (vệ tinh MARECS) với các góc ngẩng khác nhau ($13^\circ - 43^\circ$) và các loại anten khác nhau.



Hình 3.20: Quá trình Markov hai trạng thái cho trường hợp bị che khuất và không bị che khuất

Trong mô hình hai trạng thái của Lutz giả thiết rằng, tuyến truyền sóng có hai trạng thái phân biệt: bị che khuất và không bị che khuất. Ở trạng thái không bị che khuất hoặc trạng thái "tốt" thì tín hiệu thu được bao gồm thành phần trực tiếp và các phản xạ đa đường được giả thiết là có phân bố Rician. Ở trạng thái bị che khuất hoặc trạng thái "xấu" thì tín hiệu thu được đặc trưng bởi phân bố Rayleigh và công suất trung bình S_0 thu được là giả thiết có phân bố log-chuẩn. Hàm mật độ xác suất của S trong trường hợp này sẽ là:

$$P_{Lutz}(S) = (1 - A)P_{Rice}(S) + A \int_0^{\infty} P_{Rayleigh}(S/S_0)P_{\log\text{-chuẩn}}(S_0)dS_0 \quad (3.70)$$

Một hệ số quan trọng trong biểu thức trên là thông số A và nó là tỷ lệ tiêu hao thời gian trong mỗi trạng thái, tức "tốt" hoặc "xấu".

3.8.5. Các mô hình phân tích hình học

Các mô hình phân tích hình học cung cấp các thông tin hữu ích trên kết cấu của pha đỉnh. Phương pháp này có một vài ưu điểm so với phương pháp khác là không đòi hỏi phải có những thiết bị đắt tiền hoặc thực hiện những cuộc đo lường vất vả. Một mô hình được thực hiện cho một kênh để đặc trưng cho các môi trường truyền dẫn khác nhau bằng cách sử dụng các chùm vệ tinh khác nhau. Trong những năm gần đây, nhiều loại bản đồ số được thực hiện để cung cấp cho các yêu cầu trên. Các bản đồ đó cũng đã được sử dụng trong việc thiết kế các mạng vô tuyến hoặc mạng tế bào để chọn vị trí tối ưu đặt các trạm gốc. Ở một số nước hiện nay cũng đã xây dựng các cơ sở dữ liệu lớn về các thông tin địa lý và đo vẽ địa hình cụ thể. Các mô hình này có thể được sử dụng để nghiên cứu sự phụ thuộc của các biến đổi tín hiệu theo các tham số như đồ thị phương hướng của anten, góc phương vị, góc ngẩng, v.v...

3.8.6. Các mô hình kênh truyền băng rộng

Những năm trước đây, các nghiên cứu về mô hình và các đo lường đều tập trung vào kênh băng hẹp. Những năm gần đây, do sự phát triển của công nghệ CDMA và UMTS - vệ tinh đã có nhiều nghiên cứu mô hình và đo lường với kênh băng rộng.

Như đã biết, hậu quả của hiện tượng đa đường là tín hiệu phát đến máy thu bằng nhiều đường đi khác nhau và do đó chúng có sự lệch thời gian so với nhau. Ví dụ một xung tín hiệu được phát thì tại phía thu sẽ nhận được dạng xung phân bố trên chu kỳ thời gian, một dạng trải lệch thời gian. Quan hệ với sự trải lệch thời gian là độ rộng băng tần liên kết và đó là độ rộng băng tần trên đó có hai tín hiệu có những nét giống nhau về biên độ hoặc góc pha. Tín hiệu chiếm dụng độ rộng băng tần lớn hơn độ rộng băng tần liên kết biểu thị pha đỉnh chọn lọc tần số. Độ rộng băng tần liên kết được xác định cho hai biên độ pha đỉnh là:

$$B_c = \frac{1}{2\pi\Delta} \quad (3.71)$$

trong đó B là độ rộng băng tần kênh và Δ là trải lệch thời gian.

Mô hình kênh băng rộng thường được biểu thị như là cấu trúc bộ lọc có thời gian lệch nhỏ. Nó được sử dụng để biểu thị việc thu các hồi âm đa tín hiệu do sự phản xạ từ môi trường xung quanh.

Một số nghiên cứu đo lường thực nghiệm về truyền sóng phân chia tác động của hồi âm thành ba vùng:

- Vùng tia trực tiếp: Biên độ của tín hiệu trực tiếp được xác định bởi môi trường truyền lan, ví dụ trong một môi trường mở được phân bố theo Rician.

- Vùng các hồi âm gần: Ở đây các hồi âm chiếm ưu thế, chúng có độ lệch thời gian từ 0 đến τ_c , trong đó $\tau_c \approx 600$ ns.

Số lượng hồi âm gần thay đổi phụ thuộc vào môi trường truyền sóng. Công suất của các hồi âm mới bị chi phối bởi phân bố Rayleigh và độ lệch thời gian giảm theo số mũ.

- Vùng hồi âm xa, có $\tau_c > 600$ ns. Các hồi âm xa được đặc trưng bởi một phân bố độ lệch thời gian đồng nhất và công suất có phân bố log-chuẩn. Số lượng các hồi âm xa giảm theo số mũ.

Các đo lường về truyền sóng cũng chứng tỏ rằng:

- Ở các đường phố, các hồi âm đáng chú ý được giới hạn nhỏ hơn 500 ns, tổn hao là 10 - 20 dB.

- Ở các vùng đồi núi, các hồi âm đến 2 μ s và tổn hao khoảng 30 dB.

- Trên các đường cao tốc, hồi âm giới hạn nhỏ hơn 500 ns, đối với góc ngăng 65°. Tổng quát hồi âm có giá trị trung bình trong khoảng 500 ns đến 2 μ s.

Chương 4

TRUYỀN TÍN HIỆU

TRÊN KÊNH THÔNG TIN VỆ TINH

4.1. TÍN HIỆU VÀ CÁC ĐẶC TRƯNG CỦA TÍN HIỆU

Trong các hệ thống viễn thông, thông tin được trao đổi giữa người sử dụng này và người sử dụng khác dưới dạng tín hiệu (signal). Thuật ngữ tín hiệu ở đây có liên quan đến mức và dạng điện áp tiêu biểu cho thông tin được truyền từ người sử dụng này đến người sử dụng khác (ví dụ điện thoại, truyền hình, telex, số liệu, v.v...). Trong nhiều tài liệu kỹ thuật các dạng tín hiệu đó được gọi là tín hiệu băng cơ sở hoặc tín hiệu băng gốc. Nếu tín hiệu băng gốc là tương tự (analog) thì điện áp biểu thị nó là liên tục theo thời gian. Nếu tín hiệu băng gốc là số hóa (digital) thì điện áp biểu thị nó là rời rạc.

Trong hệ thống thông tin vệ tinh các tín hiệu băng gốc được điều chế với sóng mang để truyền vào kênh tần số vô tuyến và truyền qua các kênh thông tin vệ tinh. Tất nhiên trước khi điều chế với sóng mang tín hiệu phải qua một số khâu xử lý tùy thuộc vào yêu cầu, tính chất dịch vụ và truyền dẫn.

Hệ thống truyền tin truyền các tín hiệu tương tự được gọi là hệ thống *truyền tin tương tự*. Hệ thống truyền tin truyền các tín hiệu số hóa được gọi là hệ thống *truyền tin số*. Hệ thống *truyền tin số* đang được ưa chuộng và dần thay thế các hệ truyền tin tương tự bởi vì nó có những ưu điểm lợi thế sau:

1. Truyền tin số có tính kháng nhiễu tốt hơn nhiều so với truyền tin tương tự. Các xung số rất ít bị tác động của nhiễu làm thay đổi hoặc biến dạng so với tín hiệu tương tự.

Ở kênh truyền tin số thì các đặc tính về biên độ, tần số và góc pha không cần phải định giá một cách chính xác như ở kênh truyền tương tự. Các xung ở truyền tin số sẽ được định giá theo khoảng thời gian mẫu hoặc mức trên, mức dưới của xung theo một mức ngưỡng nào đó. Độ chính xác về biên độ, tần số và góc pha ở truyền tin số trong nhiều trường hợp không quan trọng lắm.

2. Tín hiệu số thuận lợi và dễ dàng hơn nhiều trong các quá trình xử lý và ghép kênh so với tín hiệu tương tự. Việc xử lý tín hiệu số (digital signal processing) ở đây được hiểu là xử lý các tín hiệu tương tự theo các phương pháp số. Xử lý tín hiệu bao gồm lọc, cân bằng và chuyển dịch pha. Các xung số có thể được nhớ dễ dàng hơn tín hiệu tương tự. Tốc độ truyền của các hệ thống số có thể thay đổi một cách dễ dàng để thích ứng với các môi trường khác nhau và thích nghi với các dạng thiết bị khác nhau.

3. Ở các hệ thống truyền tin số dùng các bộ tái tạo tín hiệu trong lúc truyền tin tương tự dùng các bộ khuếch đại tín hiệu.

Tạp âm trong các mạch khuếch đại là tạp âm cộng, do đó tỷ số tín hiệu trên tạp âm ở đầu ra bộ khuếch đại sẽ bị xấu hơn và nếu đường truyền tin tương tự dùng nhiều bộ khuếch đại thì tỷ số S/N sẽ càng xấu. Trong lúc đó ở truyền tin số sử dụng các bộ tái tạo tín hiệu có tỷ số tín hiệu/tạp âm ở đầu ra bằng tỷ số tín hiệu/tạp âm ở đầu vào bộ tái tạo. Cũng vì lý do đó mà khoảng cách truyền tin số có thể lớn hơn nhiều so với truyền dẫn tương tự.

4. Việc đo lường và lượng giá các tín hiệu số đơn giản hơn nhiều so với tín hiệu tương tự đặc biệt là khi cần so sánh hiệu năng các hệ thống.

5. Các hệ thống số thích hợp hơn nhiều trong việc đánh giá hiệu năng lỗi. Lỗi truyền trong các tín hiệu số có thể được phát hiện và sửa lỗi một cách dễ dàng, có khả năng chính xác hơn nhiều so với các hệ thống tương tự.

Tuy vậy, truyền tin số cũng có những nhược điểm sau:

1. Việc truyền các tín hiệu tương tự được số hoá cần phải có độ rộng dải tần khá lớn hơn nhiều so với việc truyền tín hiệu tương tự đó không số hoá.

2. Các tín hiệu tương tự muốn truyền dẫn số thì trước khi truyền phải được chuyển đổi thành tín hiệu số và tại phía thu phải chuyển đổi ngược trở lại, có nghĩa là phải tốn thêm mạch mã hoá và giải mã.

3. Truyền tin số yêu cầu phải có sự đồng bộ thời gian chính xác giữa đồng hồ phát và thu. Như vậy các hệ thống số cần phải có các mạch hồi phục đồng hồ trong tất cả các máy thu, gây thêm tốn kém.

4. Các hệ thống truyền tin số là không tương thích với các phương tiện truyền dẫn tương tự cô điển.

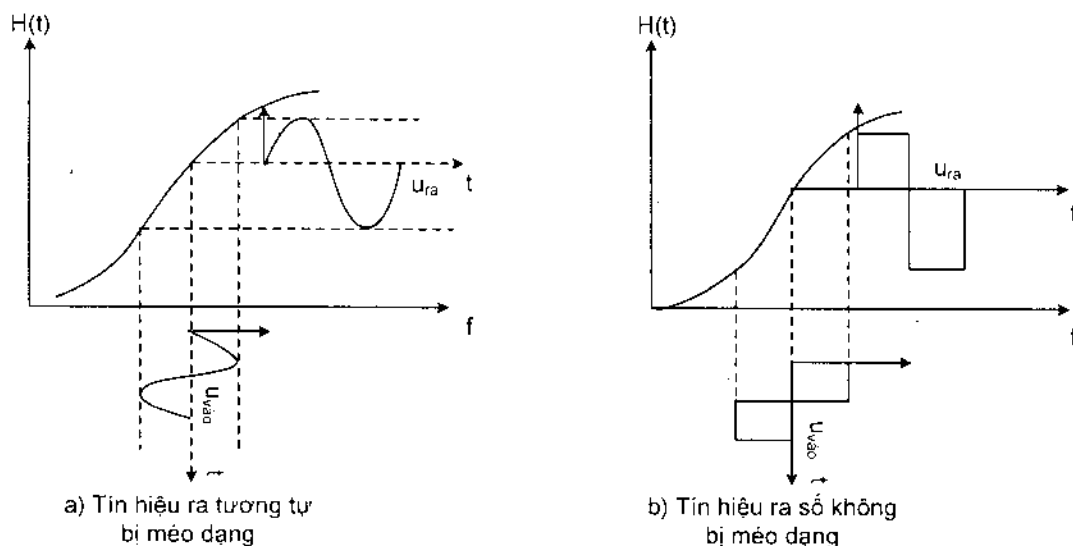
Hình 4.1 mô tả so sánh chất lượng truyền tin của một tín hiệu tương tự và một tín hiệu số được truyền qua một kênh truyền có hàm truyền đạt, $H(f)$, không tuyến tính.

Các dịch vụ phổ biến được truyền trên các kênh thông tin vệ tinh là: điện thoại, truyền hình, phát thanh quảng bá và dữ liệu.

Tín hiệu kênh thoại chiếm băng tần từ 300 Hz đến 3400 Hz. Tín hiệu thử (tôn thử) của kênh là tín hiệu hình sin có tần số 800 Hz (theo chuẩn CCITT) và 1000 Hz (theo chuẩn của Mỹ). Công suất của nó tại điểm ứng với mức không trong một kênh nào đó với trở kháng tham chiếu 600 Ω là 1 mW hoặc 0 dBm0 (chỉ số 0 ở đây là chỉ rõ giá trị được chỉ định theo dBm ứng với điểm mức không tương đối). Năng lượng cực đại của tín hiệu đặc trưng cho tiếng nói là nằm trong vùng 800 Hz và 99% năng lượng nằm dưới 3000 Hz.

Truyền hình (television) là một phương pháp tạo lại các hình ảnh tĩnh hoặc động bằng các tín hiệu điện tử và truyền đi trên các kênh viễn thông đến người nhận. Hiện nay trên thế giới đang sử dụng phổ biến ba hệ truyền hình màu, đó là: hệ NTSC (Nhật Bản, Mỹ, Ca-na-đa, Mê-hi-cô, một số nước Nam Mỹ và châu Á); hệ PAL (châu Âu trừ Pháp, Úc, một số nước châu Á trong đó có Việt Nam và một số nước châu Phi) và hệ SECAM (Pháp, Nga, một số nước châu Á và châu Phi).

Các hệ trên có các chuẩn tín hiệu khác nhau. Có một chuẩn mới được đề xuất được gọi là chuẩn MAC (Multiplexed Analogue Components - Các thành phần tương tự được ghép kênh) để truyền hình quảng bá qua vệ tinh CCIR-1073, 1074). Hiện cũng đang khuyến khích sử dụng chuẩn truyền hình độ phân giải cao HDTV (High Definition Television) sử dụng kỹ thuật số.



Hình 4.1: Tín hiệu tương tự và số truyền qua kênh có hàm truyền đạt $H(f)$ không tuyến tính

Phát thanh quảng bá chất lượng cao chiếm dải tần từ 40 Hz đến 15 kHz. Tín hiệu thử là hình sin, tần số 1000 Hz. Công suất của nó ứng với mức tham chiếu không, trở kháng 600 Ω là 1 mW hoặc 0 dBm0. Công suất trung bình của một chương trình âm thanh là -4 dBm0 và công suất đỉnh là 12 dBm0 (CCIR-491).

Các phân tử nhị phân hoặc các bit của dữ liệu có thể được biểu thị dưới các dạng khác nhau của điện áp tín hiệu. Việc lựa chọn một dạng cụ thể nào đó phụ thuộc vào đặc tính phổ và tín hiệu băng gốc cho trong đó bao gồm một chuỗi thời gian của dạng sóng. Đoạn tín nhị phân cũng có thể được biểu thị dưới dạng mã kênh được lựa chọn tương ứng với các trạng thái 0 và 1 của đoạn tin. Kênh truyền tín hiệu thông tin vệ tinh có thể là tương tự, số hoặc hỗn hợp tương tự và số hóa.

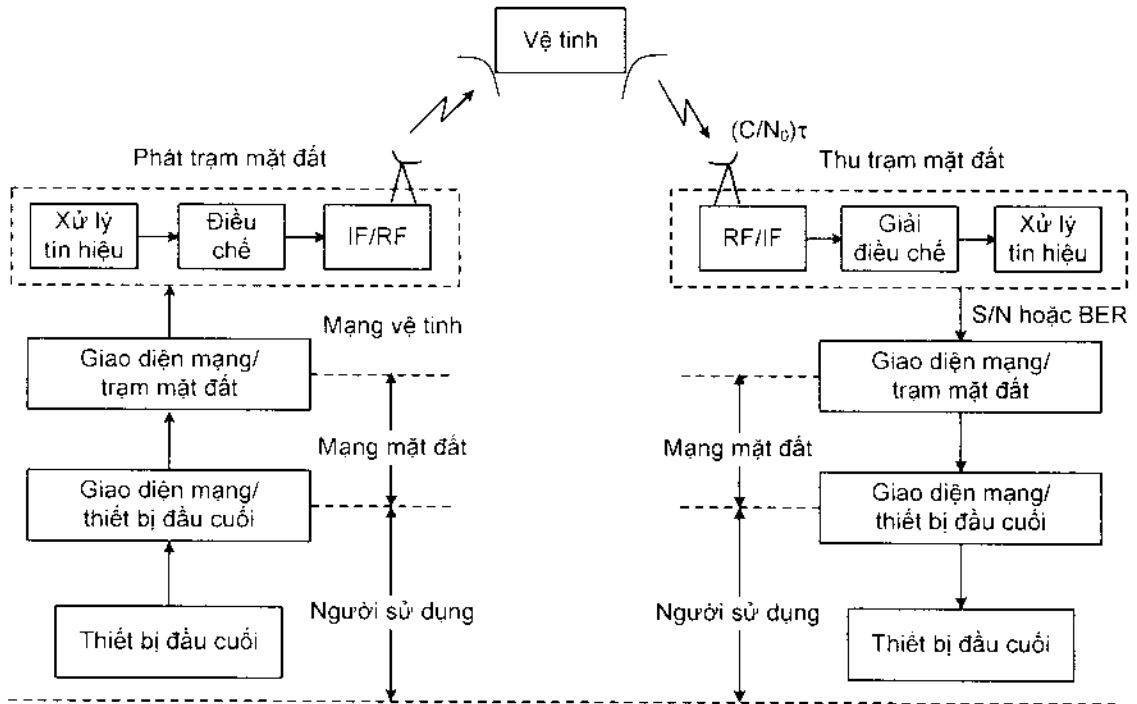
4.2. KÊNH TRUYỀN THÔNG TIN VỆ TINH

4.2.1. Mô hình kênh truyền

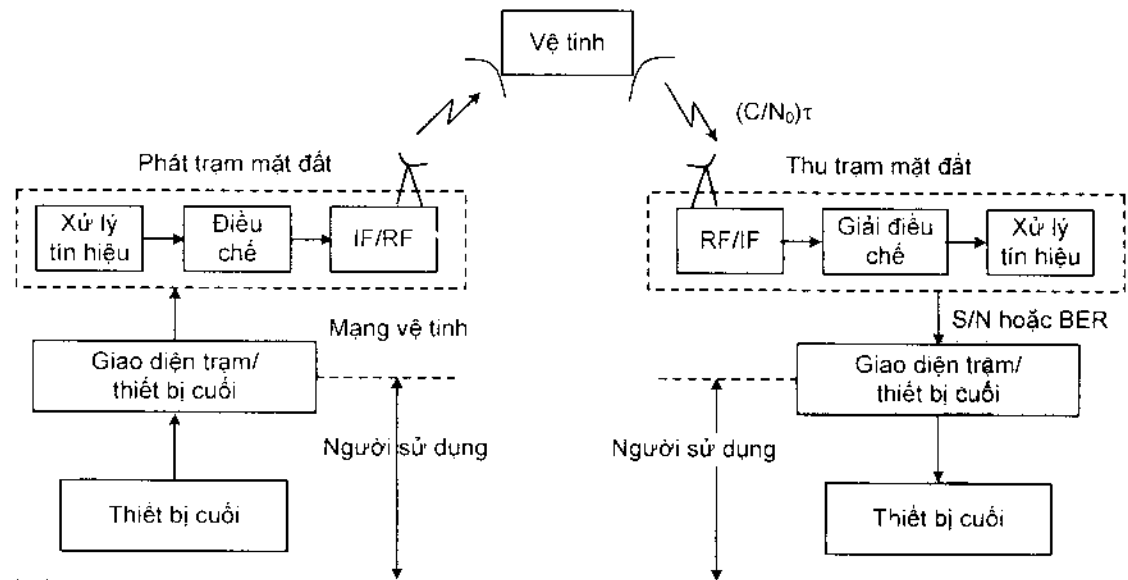
Hình 4.2 mô tả kênh truyền từ thiết bị đầu cuối của người sử dụng này đến thiết bị đầu cuối của người sử dụng khác thông qua vệ tinh. Nếu như thiết bị đầu cuối ở cách xa trạm mặt đất thì nó sẽ được kết nối với trạm mặt đất thông qua mạng mặt đất (hình 4.2a). Đây là trường hợp các trạm mặt đất cỡ lớn được kết nối với mạng mặt đất thông qua giao diện trạm/mạng mặt đất. Với các trạm mặt đất cỡ nhỏ loại VSAT (Very Small Aperture Terminal) thì chỉ cần kết nối thông qua giao diện trạm mặt đất/thiết bị đầu cuối (hình 4.2b). Giữa giao diện trạm mặt đất/mạng hoặc trạm mặt đất/thiết bị đầu cuối và anten phát là thiết bị mặt đất có chức năng cung cấp và xử lý tín hiệu băng gốc, điều chế trung tần (IF) và chuyển đổi thành tần số vô tuyến (RF). Quá trình sẽ ngược lại ở phía đầu thu.

4.2.2. Đặc tính kỹ thuật kênh truyền

Các đặc tính kỹ thuật của kênh truyền đã được chỉ tiêu hóa trong các khuyến nghị của ITU phù hợp với bản chất của dạng tín hiệu được truyền trên kênh. Chất lượng của tín hiệu cung cấp cho người sử dụng được xác định ở mức giao diện trạm mặt đất/mạng vệ tinh (hình 4.2a) hoặc ở giao diện trạm mặt đất/thiết bị đầu cuối (hình 4.2b) bởi các tham số:



a) Mô tả mạng vệ tinh kết nối với mạng mặt đất



b) Mô tả hệ thống vệ tinh kết nối trực tiếp (VSAT)

Hình 4.2: Mô hình kênh truyền trong hệ thống thông tin vệ tinh từ một thiết bị đầu cuối này đến thiết bị đầu cuối khác

1- Tỷ số S/N = công suất tín hiệu bằng gốc/công suất tạp âm bằng gốc trong trường hợp tín hiệu truyền là tương tự (analog);

2- Tỷ lệ lỗi bit BER (Bit Error Rate) trong trường hợp tín hiệu truyền là số (digital).

Các đại lượng S/N và BER nêu trên phụ thuộc vào giá trị $(C/N_0)_r$ như đã đề cập ở chương 3. Các chỉ tiêu cụ thể cho mỗi dạng tín hiệu có những khuyến nghị chi tiết của ITU.

3- Thời gian truyền tải tín hiệu của tuyến liên lạc, như mô tả ở hình 4.2, từ thiết bị đầu cuối đến thiết bị đầu cuối bao gồm thời gian truyền trong không gian (từ trạm mặt đất đến trạm mặt đất qua vệ tinh) và thời gian truyền trong mạng mặt đất. Thời gian truyền của tín hiệu trong không gian phụ thuộc vào quỹ đạo vệ tinh và có thể tính theo biểu thức:

$$T_{SS} = (R_u + R_D)/c \quad (4.1)$$

trong đó:

- T_{SS} là thời gian truyền từ trạm mặt đất đến trạm mặt đất qua vệ tinh;
- R_u và R_D là khoảng cách tuyến lên và tuyến xuống;
- c là tốc độ ánh sáng $= 3 \cdot 10^8$ m/s

Đối với vệ tinh địa tĩnh, thời gian truyền dẫn trong không gian được xác định theo hai trường hợp sau đây:

1. Trường hợp truyền thẳng đứng: $R_u = R_D = R_0$ trong đó R_0 là độ cao của vệ tinh ($R_0 = 35.786$ km). Trong trường hợp này $t_{SS} = 238$ ns.

2. Trường hợp truyền với góc ngẩng bằng 0° (giới hạn của tầm nhìn thấy): $R_u = R_D = (R_0 + R_E)\cos(17,4^\circ/2)/c$, trong đó R_E là bán kính của quả đất ($R_E = 6378$ km). Trong trường hợp này $t_{SS} = 278$ ns.

Tổng thời gian tín hiệu truyền trên mạng được tính theo biểu thức sau [CCITT.G114]:

$$t_N = 12 + (0.004 \times \text{khoảng cách tính theo km}) \text{ (ms)} \quad (4.2)$$

Giá trị $t_N \approx 30$ ms cho tổng thời gian truyền trên mỗi mạng là hợp lý.

Trong các kênh đàm thoại, ngoài hiện tượng trễ thời gian còn phải tính đến một hiệu ứng khá khó chịu, đó là hiệu ứng hồi âm (echo effect) do sự không phối hợp trở kháng, đều khó thực hiện trong thực tế, của đường dây mạng truyền dẫn. Phương pháp khắc phục trong thực tế là sử dụng các bộ nén hoặc triệt hồi âm.

4.3. TRUYỀN TÍN HIỆU TƯƠNG TỰ TRÊN KÊNH THÔNG TIN VỆ TINH

4.3.1. Tổng quan về truyền tín hiệu tương tự

Việc truyền tín hiệu tương tự trên kênh thông tin vệ tinh được đặc trưng bởi các yếu tố sau đây:

1. Thực hiện xử lý tín hiệu băng gốc (trước điều chế và sau giải điều chế) để cải thiện chất lượng của tuyến.

2. Xác định số kênh hỗ trợ cho sóng mang. Trong trường hợp đơn kênh thì việc truyền là một kênh đơn truyền trên một sóng mang, SCPC (Single Channel Per Carrier). Nếu có một số kênh được sử dụng theo kiểu ghép kênh thì phương thức truyền theo kiểu ghép kênh phân chia theo tần số. FDM (Frequency Division Multiplexing).

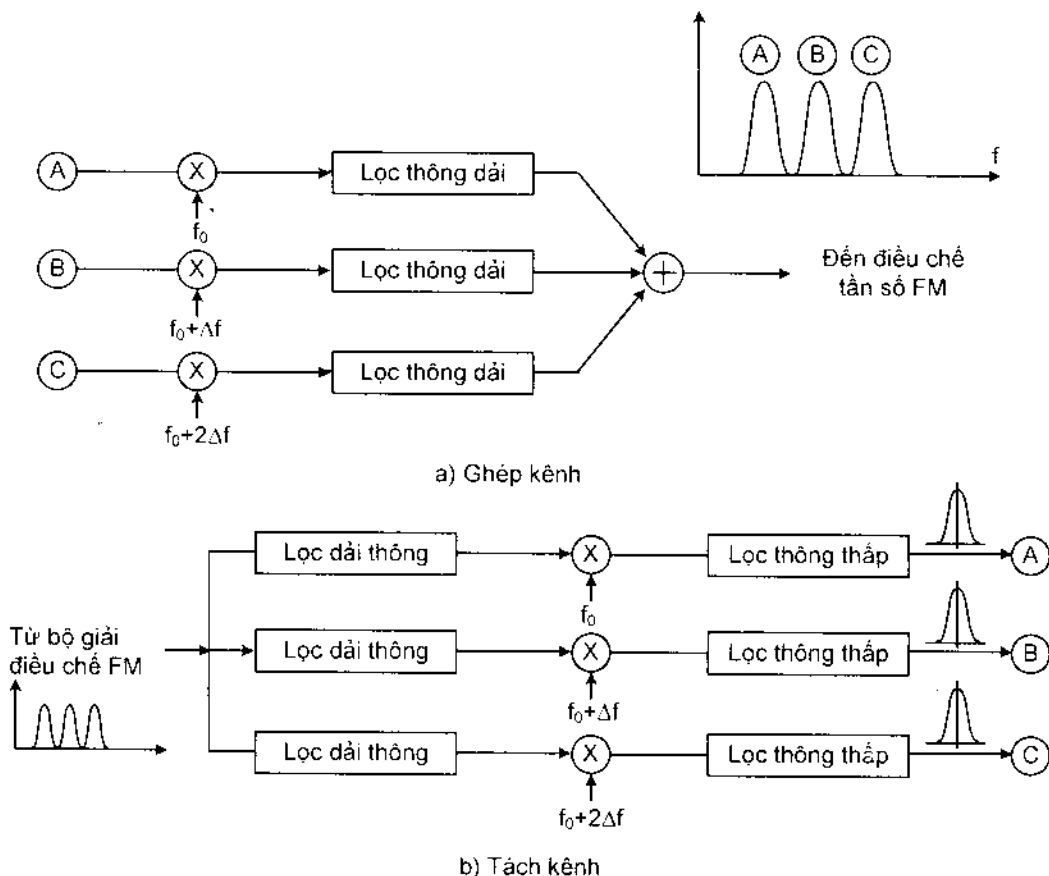
3. Xác định dạng điều chế sử dụng. Dạng điều chế sử dụng phổ biến nhất ở đây là điều tần FM (Frequency Modulation). Trong trường hợp này đường bao điều chế là hằng số (biên độ sóng mang không biến đổi theo tín hiệu điều chế mà chỉ tần số sóng mang biến đổi). điều đó có liên quan đến sự không tuyến tính của kênh. Mặt khác với một tuyến mà chất lượng tuyến đã được xác định thì nó có thể ảnh hưởng đến quan hệ giữa tỷ số tín hiệu/tạp âm và độ rộng dải thông của sóng mang.

Nói chung, tuyến không gian từ trạm mặt đất đến trạm mặt đất qua vệ tinh trong trường hợp này được đồng nhất bởi sự điều chế và ghép kênh. Có nghĩa là, sau quá trình xử lý tín hiệu băng gốc thì kỹ thuật ghép kênh và điều chế được thực hiện và có thể là:

1- Truyền thoại sử dụng SCPC/FM, FDM/FM và FDM/SSB-AM.

2- Truyền hình sử dụng SCPC/FM.

4.3.2. Ghép kênh FDM



Hình 4.3: Mô tả sơ đồ khối chức năng quá trình ghép kênh và tách kênh

Ghép kênh là việc kết hợp các tín hiệu từ một số người sử dụng vào một tín hiệu đơn sau đó tạo tín hiệu để điều chế sóng mang. Sau khi giải điều chế, các tín hiệu riêng lẻ đó lại được tách ra bởi quá trình tách kênh. Đối với ghép kênh điện thoại thì quá trình được thực hiện theo kỹ thuật ghép kênh phân chia theo tần số FDM (Frequency Division Multiplexing): phổ tín hiệu của các thuê bao được sắp xếp cạnh nhau với độ rộng là 4 kHz trong một phổ tần sóng mang. Hình 4.3 mô tả sơ đồ khối nguyên lý quá trình ghép kênh và tách kênh.

4.3.3. Công suất trung bình của ghép kênh FDM

Trong ghép kênh thoại thì các kênh là không tương quan với nhau. Khi mà số n kênh khá lớn ($n > 240$) thì tín hiệu được ghép kênh đó có thể xem như là tạp âm Gaussian trắng trong băng tần chiếm dụng. Công suất trung bình của nó, S_m , là bằng tích của số kênh, n , và công suất trung bình của mỗi kênh với $P_m = -15$ dBm0 (theo tiêu chuẩn CCITT). Như vậy, $S_m = nP_m$. Nếu biểu thị theo dB sẽ có:

$$S_m(\text{dB}) = 10\lg S_m = -15 + 10\lg n \text{ (dBm0)} \text{ với } n > 240 \quad (4.3)$$

Với số kênh nhỏ hơn 240 có:

$$S_m(\text{dB}) = 10\lg S_m = -1 + 4\lg n \text{ (dBm0)} \text{ với } n < 240 \quad (4.4)$$

4.3.4. Truyền tín hiệu kênh thoại đơn/điều tần (SCPC/FM)

SCPC/FM là sóng mang được điều chế tần số (FM) bởi tín hiệu của một kênh thoại đơn. Các tham số cần xem xét ở đây là tỷ số tín hiệu/tạp âm và độ rộng dải tần.

- Tỷ số công suất tín hiệu trên công suất tạp âm (S/N) tại đầu xa bộ giải điều chế FM có thể được xác định bởi biểu thức:

$$S/N = 3[(\Delta F)^2 / (f_{max})^2] p w (C/N_0)_r \quad (4.5)$$

trong đó:

ΔF là di tần của tín hiệu thứ;

f_{max} là tần số cực đại của tín hiệu thoại = 3400 Hz;

p là hệ số cải thiện do tiền nhấn (pre-emphasis) và giải nhấn (de-emphasis) có giá trị là 6,3 dB và hệ số cải thiện nén giãn (17 dB) nếu có sử dụng; w là hệ số psophometric;

$(C/N_0)_r$ là tỷ số công suất sóng mang trên mật độ phổ tạp âm tại đầu vào máy thu (Hz).

- Máy thu cần có độ rộng băng tần B bằng băng tần chiếm dụng của sóng mang. Độ rộng băng tần tương đương của tạp âm B_N cũng bằng độ rộng băng tần của máy thu B . Như vậy:

$$B = B_N = 2(\Delta F_p + f_{max}) \text{ (Hz)} \quad (4.6)$$

trong đó ΔF_p là di tần đỉnh (cực đại).

Ví dụ 4.1. Kênh truyền SCPC/FM (không nén)

Tuyến liên lạc thông tin vệ tinh giữa hai trạm mặt đất có độ rộng dải thông là 25 kHz. Chỉ tiêu chất lượng là $S/N = 50$ dB. Theo biểu thức (4.6) di tần đỉnh không được vượt quá $\Delta F_p = B_N/2 - f_{max} = 12.500 - 3.400 = 9.100$ Hz. Trong trường hợp có sử dụng tiền nhấn và giải nhấn, độ di tần sẽ giảm xuống còn 2063,5 Hz. Như vậy, giá trị của $(C/N_0)_r$ lúc này tính theo (4.5) sẽ là:

$$(C/N_0)_r = (S/N) / \{ (\Delta F_p)^2 / (f_{max})^2 \} pw = 76,1 \text{ dBHz}$$

Giá trị tương ứng được yêu cầu đối với $(C/N)_r$ là:

$$(C/N)_r = (C/N_0)_r / B_N = 32,1 \text{ dB}$$

4.3.5. Truyền tín hiệu thoại điều tần ghép kênh phân chia theo tần số FDM/FM

Tỷ số tín hiệu/tạp âm tại đầu ra bộ giải điều chế:

Tỷ số tín hiệu/tạp âm xấu nhất là đối với kênh thoại trong phổ tần được ghép kênh. Tỷ số S/N của công suất tín hiệu và công suất tạp âm trong kênh đó được xác định bởi biểu thức:

$$(S/N) = (\Delta F / f_{max})^2 (1/b) pw (C/N_0)_r \quad (4.7)$$

trong đó:

ΔF là độ di tần trung bình do tín hiệu thứ:

f_{max} là tần số cực đại của tín hiệu ghép kênh (nó là một hàm phụ thuộc vào số kênh thoại được ghép, xem bảng 4.1);

b là độ rộng dải thông của một kênh thoại (3100 Hz);

p là hệ số cải thiện do tiền nhấn và giải nhấn (4 dB) và nén nếu có sử dụng (17 dB);

w là hệ số psophometric;

$(C/N_0)_r$ là công suất sóng mang trên mật độ phổ tạp âm tại đầu vào máy thu (Hz).

Độ rộng dải thông yêu cầu:

Máy thu cần phải có độ rộng dải thông bằng độ rộng dải thông chiếm dụng của sóng mang. Độ rộng dải thông tạp âm tương đương, B_N , của máy thu là:

$$B_N = B = 2(\Delta F_p + f_{max}) \quad (4.8)$$

trong đó: ΔF_p là di tần đỉnh.

Ví dụ 4.2. Giả thiết một bộ phát đáp vệ tinh có độ rộng dải thông là 36 MHz. Giá trị tỷ số $(C/N_0)_r$ yêu cầu để truyền tín hiệu ghép kênh của 972 kênh sẽ được tính như sau:

Tần số cực đại của bộ ghép kênh, theo bảng 4.1, là $f_{max} = 4028$ kHz. Theo (4.8): $F_p = B_N/2 - f_{max} = 13.97$ MHz. Thay thế vào biểu thức (4.7) đối với $S/N = 50$ dB và các hệ số pw (dB) = 4 dB = 2,5 dB sẽ có $(C/N_0)_r = 92,5$ dBHz. Giá trị tương ứng của $(C/N)_r$ sẽ là: $(C/N)_r = (C/N_0)_r (1/B_N) = 16,9$ dB.

Bảng 4.1: Dung lượng và dải tần của ghép kênh thoại tương tự trong các hệ thống thông tin vệ tinh (theo CCIR-481)

Dung lượng hệ thống (số kênh)	Giới hạn băng tần chiếm dụng của các kênh thoại (kHz)
12	12 - 60
24	12 - 108
36	12 - 156
48	12 - 204
60	12 - 252
72	12 - 300
96	12 - 408
132	12 - 552
192	12 - 804
252	12 - 1052
312	12 - 1300
372	12 - 1548
432	12 - 1796
492	12 - 2044
552	12 - 2292
612	12 - 2540
792	12 - 3284
972	12 - 4028
1092	12 - 4892
1200	12 - 5340
1332	12 - 5884
1872	12 - 8120

4.3.6. Truyền hình kênh đơn điều chế tần số SCPC/FM

Biết rằng, tín hiệu truyền hình (television signal) sau bộ lọc tiền nhấn (pre-emphasis filter) được điều chế tần số với sóng mang. Chất lượng của tín hiệu truyền được xem xét đánh giá thông qua tỷ số tín hiệu/tạp âm (C/N) và có thể biểu thị bởi biểu thức:

$$S/N = (3/2)(\Delta F_{\text{pp}}/B_n)^2 p_w (C/N_0)_r \quad (4.9)$$

trong đó:

ΔF_{pp} là độ di tần đỉnh - đỉnh của tín hiệu tại đầu vào;

B_n là độ rộng dải thông của tạp âm tại đầu ra máy thu và băng tần số cực đại của tín hiệu video f_{max} . Tích p_w đặc trưng cho hiệu ứng hỗn hợp của tiền nhấn, giải nhấn và xử lý video.

$(C/N_0)_r$ là tỷ số sóng mang/mật độ tạp âm toàn tuyến. Các giá trị của p_w cho trong bảng 4.2.

Bảng 4.2: Các giá trị của B_n và p_w ứng với các hệ thống khác nhau (theo CCIR.637)

Loại hệ thống (số dòng trong khung/số khung trong giây)	Tên gọi hệ thống	B_n tại đầu ra máy thu (MHz)	Giá trị p_w (dB)
525/60	M	4,2	12,6
	-	5,0	14,6
625/50	B, G, H	5,0	16,3
	I	5,0	12,9
	-	5,0	13,2
	D, K, L	6,0	16,1

Máy thu cần phải có độ rộng dải thông bằng độ rộng dải thông chiếm dụng của sóng mang, do đó độ rộng dải thông tạp âm tương đương B_N của máy thu là:

$$B_N = B = \Delta F_{pp} + 2f_{max} \quad (4.10)$$

trong đó:

ΔF_{pp} được định nghĩa như ở biểu thức (4.9) và f_{max} là tần số cực đại trong phổ tần của tín hiệu video.

Ví dụ 4.3. Truyền hình qua vệ tinh INTELSAT theo chuẩn 625/50.

Số liệu cho: $\Delta F_{pp} = 15 \text{ MHz}$; $f_{max} = 6 \text{ MHz}$; $B_n = 5 \text{ MHz}$

Theo (4.9) có:

$$S/N = (3/2)(15 \text{ MHz}/5 \text{ MHz})^2(1/5 \text{ MHz})(C/N_0)_\tau pw$$

trong đó theo bảng 4.2 là $pw = 13,2 \text{ dB}$. Như vậy:

$$S/N = 5,6 \cdot 10^{-3} (C/N_0)_\tau$$

Nếu biểu thị theo dB có:

$$S/N = -42,5 + (C/N_0)_\tau (\text{dB})$$

Để có được giá trị $S/N = 45 \text{ dB}$ thì phải có giá trị $(C/N_0)_\tau = 87,5 \text{ dBHz}$. Với $89,6 \text{ dBHz}$ của INTELSAT có thể cung cấp $S/N = 47,1 \text{ dB}$.

Theo (4.10) có độ rộng dải thông của sóng mang bị điều chế là:

$$B = 15 \text{ MHz} + 2 \times 6 \text{ MHz} = 27 \text{ MHz}.$$

Tuy nhiên, vệ tinh INTELSAT chỉ sử dụng độ rộng dải thông là $15,75 \text{ MHz}$ để có thể truyền đồng thời hai sóng mang truyền trên cùng bộ phát đáp có độ rộng dải thông là 36 MHz . Như vậy sẽ có xuất hiện tràn đi tần số. Với $B_N = 15,75 \text{ MHz}$ sẽ có:

$$S/N = 5,6 \cdot 10^{-5} (C/N_0)_\tau B_N = 882 (C/N_0)_\tau$$

Biểu thị theo dB:

$$S/N = 29,5 \text{ dB} + (C/N_0)_\tau (\text{dB})$$

Như vậy, để có thể được giá trị $S/N = 45 \text{ dB}$ thì cần phải có $(C/N_0)_\tau = 15,5 \text{ dB}$.

Ví dụ 4.4. Truyền hình qua vệ tinh ASTRA theo chuẩn 625/50

Số liệu cho: $\Delta F_{pp} = 13,5 \text{ MHz}$; $f_{max} = 6 \text{ MHz}$; $B_n = 5 \text{ MHz}$

Theo (4.9) có:

$$S/N = (3/2)(13,5 \text{ MHz}/5 \text{ MHz})^2(1/5 \text{ MHz})(C/N_0)_\tau pw$$

với $pw = 13,2 \text{ dB}$ sẽ có:

$$S/N = 4,6 \cdot 10^{-5} (C/N_0)_\tau$$

Biểu thị theo dB:

$$S/N = -43,4 + (C/N_0)_\tau (\text{dB})$$

Như vậy, để đạt được giá trị $S/N = 45$ dB thì cần phải có $(C/N)_r = 88,4$ dBHz.

Theo (4.10), độ rộng dải thông của sóng mang được điều chế là:

$$B = 13,5 \text{ MHz} + 2 \times 6 \text{ MHz} = 25,5 \text{ MHz}$$

Với $B_A = B$ do đó có:

$$S/N = 4,6 \cdot 10^{-5} (C/N)_r B_N = 1173 (C/N)_r$$

Biểu thị theo dB có:

$$S/N = 30,7 \text{ dB} + (C/N)_r$$

Như vậy, để có giá trị cần thiết $S/N = 45$ dB thì tỷ số $(C/N)_r$ phải là: $(C/N)_r = 14,3$ dB. Vệ tinh ASTRA cung cấp $S/N = 43,7$ dB với $C/N = 13$ dB.

4.4. TRUYỀN TÍN HIỆU SỐ TRÊN KÊNH THÔNG TIN VỆ TINH

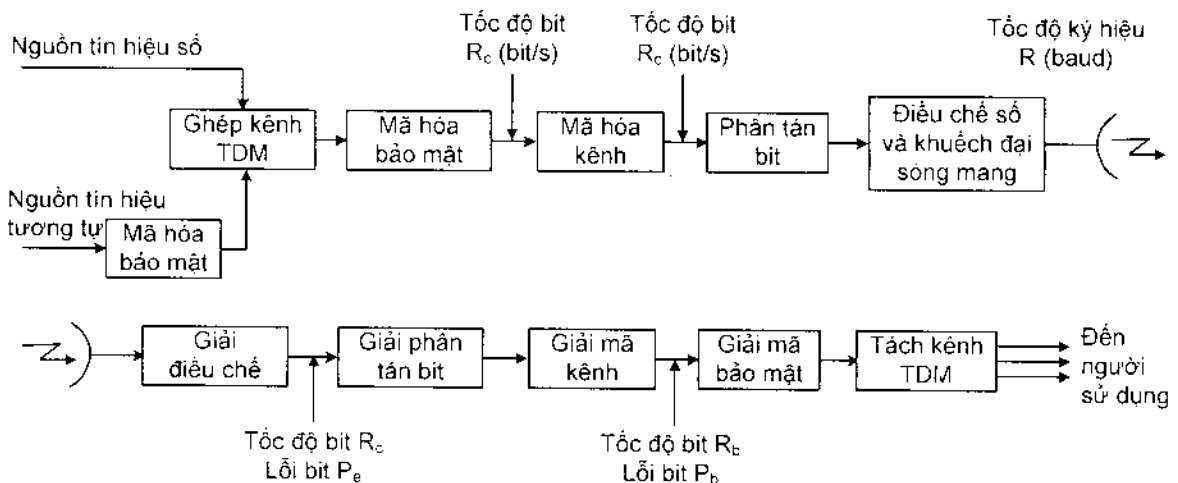
Các tín hiệu số được truyền trên kênh thông tin vệ tinh ở đây có thể là các tín hiệu dữ liệu số từ các thiết bị đầu cuối của người sử dụng (ví dụ các máy tính) hoặc cũng có thể là các tín hiệu tương tự (ví dụ thoại, âm thanh quảng bá) được số hóa. Trong một số trường hợp là tín hiệu của mạng số dịch vụ tích hợp của một quá trình truyền tín hiệu số trên kênh thông tin vệ tinh.

4.4.1. Số hóa các tín hiệu tương tự

Từ lý thuyết truyền tin biết rằng, quá trình số hóa các tín hiệu tương tự có ba giai đoạn, đó là:

- Lấy mẫu
- Lượng tử hóa
- Mã hóa nguồn

Mục đích của *lấy mẫu* là tạo một dạng sóng khác, giống như dạng sóng xung nhưng chứa đựng tin tức có trong dạng sóng tương tự. Theo định lý Nyquist tần số lấy mẫu f_s có giá trị là $f_s \geq 2f_{max}$, trong đó f_{max} là tần số lớn nhất của tín hiệu tương tự được lấy mẫu. Tín hiệu đầu ra của bộ lấy mẫu là một chuỗi các xung được điều chế biên độ, còn gọi là tín hiệu PAM (Pulse Amplitude



Hình 4.4: Sơ đồ khối chức năng quá trình truyền tín hiệu số trên kênh thông tin vệ tinh

Modulation). Với các kênh thoại thì $f_{max} = 3400$ Hz và tần số lấy mẫu được chọn là $f_s = 8$ kHz. Với các chương trình phát thanh vô tuyến thì do $f_{max} = 15$ kHz cho nên tần số lấy mẫu được chọn là 32 kHz (CCIR-606).

Mỗi xung lấy mẫu sau đó được *lượng tử hoá* thành một số hữu hạn M mức rời rạc. Việc lượng tử hóa đó sẽ gây ra một sai số nào đó mà trong một số tài liệu kỹ thuật gọi đó là *tạp âm lượng tử* (quantisation noise). Việc lượng tử hóa có thể là đồng đều (uniform) hoặc không đồng đều (non-uniform) tùy thuộc vào bước lượng tử và có nghĩa là nó phụ thuộc hoặc không phụ thuộc vào biên độ tín hiệu lấy mẫu. Trong trường hợp lượng tử hóa không đồng đều có thể sử dụng các quy tắc thích nghi để giữ cho tỷ số tín hiệu/tạp âm lượng tử là hằng số đối với tất cả biên độ tín hiệu lấy mẫu. Biện pháp được gọi là nén - giải nén. Có hai dạng nén được sử dụng phổ biến, đó là nén theo luật μ và nén theo luật A (xem Hệ thống viễn thông - Tập 1 - NXB Giáo dục).

Các mẫu đã lượng tử hóa có một số hữu hạn M mức có thể được biểu thị bởi một số hữu hạn từ mã của tín hiệu được truyền trên đường truyền. Phép biến đổi đó được gọi là *mã hóa nguồn* hoặc *điều chế mã xung PCM* (Pulse Code Modulation). Ở đây gọi mã hóa nguồn là để phân biệt với mã hóa kênh được sử dụng để giảm lỗi đường truyền. Nếu cho rằng mỗi từ mã có n chữ số nhị phân thì sẽ có $M = 2^n$ từ mã khác nhau, mỗi từ mã tương ứng với một mức biên độ xác định.

Tốc độ bit R được xác định bởi biểu thức:

$$R = f_s \log_2 M \quad (4.11)$$

Ví dụ, đối với điện thoại, nếu $M = 2^8 = 256$, như vậy yêu cầu phải là 8 bit/mẫu. Tần số lấy mẫu $f_s = 8$ kHz, như vậy tốc độ bit sẽ là $R = 8000$ (mẫu/s) $\times$ 8 (bit/mẫu) = 64.000 bit/s. Đối với chương trình phát thanh quảng bá sử dụng mã hóa nguồn có nén thì tốc độ bit là 364 kbit/s. (CCIR-660). Có các kỹ thuật khác nhau được sử dụng để giảm tốc độ bit. Các kỹ thuật đó dựa trên cơ sở là có tồn tại độ dư thừa giữa các mẫu kế cận nhau. Trong trường hợp này tốc độ R_b sẽ bé hơn tốc độ bit tính toán theo biểu thức (4.11), tức $R_b < R$ khi truyền và đó là tốc độ thông tin được truyền. Các kỹ thuật như vậy được gọi là mã hóa tốc độ thấp LRE (Low Rate Encoding). Chúng được sử dụng trong truyền âm thanh và hình ảnh. Đối với các kênh thoại thì thiết bị được sử dụng phổ biến nhất là các bộ mã hóa vi phân thích nghi ADPCM (Adaptive Differential PCM) cho giá trị $R = 32$ kbit/s. (CCITT-G.721).

4.4.2. Ghép kênh tín hiệu số, TDM

Ghép kênh phân chia theo thời gian TDM (Time Division Multiplexing) được hiểu là sắp xếp các bit đặc trưng cho các tín hiệu khác nhau vào các khe thời gian khác nhau của một khung thời gian. Như vậy, ở TDM, việc truyền tín hiệu từ nhiều nguồn khác nhau xuất hiện trên cùng một đường truyền nhưng không cùng thời gian. Dạng tín hiệu phổ biến nhất của điều chế được sử dụng cho các hệ thống ghép kênh TDM là điều chế mã xung PCM (như đã đề cập ở mục 4.2.4.2).

Việc ghép kênh đối với các kênh thoại số hóa thì hiện nay theo khuyến nghị của CCITT (G.732 và G.733) có hai chuẩn đang được sử dụng phổ biến đó là:

1. Chuẩn châu Âu của CEPT (European Conference on Post and Telecommunication);
2. Chuẩn sóng mang T (T-carrier) được sử dụng ở Mỹ, Ca-na-đa và Nhật Bản.

Ghép kênh số và phân bậc theo chuẩn châu Âu

Chuẩn ghép kênh số châu Âu (CCITT-G.732, G.704) được xây dựng trên cơ sở một khung có 256 phần tử nhị phân. Thời gian của khung là 125 μ s. Tốc độ bit là 2,048 Mbit/s. Khung 125 s đó được chia làm 32 khe thời gian, đánh số từ 0 đến 31 và mỗi khe thời gian dài 3,9 μ s gồm một từ mã 8 bit, hoặc thời gian bit dài 488 ns. Mã hóa sử dụng là luật A (G.711) với A = 87,6 và số mức lượng tử là 256. Khe thời gian 0 được sử dụng cho mẫu sắp xếp khung và một kênh cảnh báo. Khe thời gian 16 được dùng cho kênh báo hiệu chung. Như vậy, sẽ có 30 kênh băng thoại được ghép kênh phân chia theo thời gian trong mỗi khung. Có nghĩa là:

$$\frac{8 \text{ bit}}{\text{khe thời gian}} \times \frac{32 \text{ khe thời gian}}{\text{khung}} = \frac{256 \text{ bit}}{\text{khung}}$$

và

$$\text{Tốc độ đường dây} = \frac{256 \text{ bit}}{\text{khung}} \times \frac{8000 \text{ khung}}{\text{s}} = 2048 \text{ Mbit/s}$$

Việc ghép kênh ở mức cao hơn được sắp xếp theo phân bậc cứ bốn kênh cấp thấp được ghép tạo thành bậc cao hơn. Ví dụ: mức 1: 30 kênh thoại; mức 2: $30 \times 4 = 120$ kênh thoại; mức 3: $120 \times 4 = 480$ kênh thoại; mức 4: $480 \times 4 = 1920$ kênh thoại; mức 5: $1920 \times 4 = 7.680$ kênh thoại.

Ghép kênh số và phân bậc theo chuẩn Mỹ

Chuẩn ghép kênh số của Mỹ do Bell đề xuất, sau đó được cải tiến để có thể kết nối với các mạng khác trên thế giới, được CCITT thừa nhận theo khuyến nghị G.733 và G.734. Chuẩn được xây dựng trên cơ sở một khung 192 bit ghép kênh cho 24 mẫu, mỗi mẫu 8 bit. Độ dài của khung là 125 μ s.

Như vậy tốc độ bit sẽ là:

$$\frac{24 \text{ kênh}}{\text{khung}} \times \frac{8 \text{ bit}}{\text{kênh}} = 128 \text{ bit/khung}$$

$$\frac{192 \text{ bit}}{\text{khung}} \times \frac{8000 \text{ khung}}{\text{s}} = 1.544 \text{ Mbit/s}$$

Trong 24 kênh có một kênh dành cho báo hiệu. Hệ thống còn được gọi là hệ thống ghép kênh sóng mang T. Các kênh tốc độ thấp cũng được ghép kênh để có bậc cao hơn. Tuy vậy, sự phân bậc các kênh ghép của hệ thống ghép kênh T ở Mỹ và ở Nhật Bản có khác nhau. Bảng 4.1 mô tả sự khác nhau trong sự phân bậc ghép kênh theo chuẩn châu Âu (CEPT) và theo chuẩn T ở Mỹ và Nhật Bản.

Thiết bị dùng để nâng từ một cấp thấp hơn trong hệ thống phân bậc lên một cấp cao hơn được gọi là bộ ghép kênh (multiplexer) hoặc tách từ cấp cao hơn xuống cấp thấp hơn - bộ tách kênh (demultiplexer). Trong nhiều tài liệu kỹ thuật gọi tắt là *muldem* (ghép và tách kênh). Các muldem đó cũng được ký hiệu viết tắt tiếp là M12, M13... phù hợp với tín hiệu đầu vào và đầu ra có ghép

kênh và tách kênh. Ví dụ M12 làm nhiệm vụ giao tiếp các tín hiệu các tín hiệu số cấp DS-1 và cấp DS-2 hoặc muldem M23 giao tiếp các tín hiệu cấp DS-2 và cấp DS-3.

Bảng 4.1: Đặc điểm ghép kênh của CEPT và sóng mang T

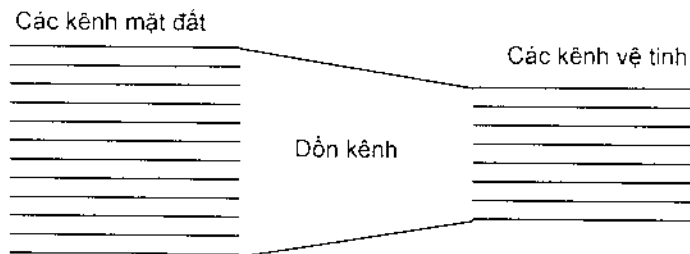
Cấp bậc ghép kênh	CEPT		Mỹ/Ca-na-đa		Nhật Bản	
	Thông lượng (Mbit/s)	Dung lượng kênh	Thông lượng (Mbit/s)	Dung lượng kênh	Thông lượng (Mbit/s)	Dung lượng kênh
1	2,048	30	1,544	24	1,544	24
2	8,448	120	6,312	96	6,312	96
3	34,386	480	44,736	672	32,064	480
4	13,9264	1920	274,176	4032	97,728	1440
5	565,128	7680	560,160	8064	400,352	5760

4.4.3. Xử lý tín hiệu số trong các kênh thông tin vệ tinh

Việc xử lý tín hiệu số trong các kênh thông tin vệ tinh về nguyên lý cũng giống như xử lý tín hiệu số trong các kênh truyền tin số ở mặt đất. Tuy vậy cũng có một số điểm hơi khác chút ít, phụ thuộc vào đặc tính cụ thể của vệ tinh cũng như kênh truyền thông tin vệ tinh. Sau đây chỉ nêu những ý tóm lược (chi tiết xem xử lý tín hiệu số).

Đồn kênh

Kỹ thuật đồn kênh trong thông tin vệ tinh nhằm giảm bớt số kênh qua vệ tinh so với số kênh mặt đất cần truyền qua vệ tinh. Nguyên lý của việc đồn kênh dựa trên cơ sở là trong một cuộc hội thoại bình thường thì mỗi người tham gia chỉ chiếm độc quyền mạch chỉ một nửa thời gian. Có những khoảng lặng giữa các câu hội thoại hoặc giữa các âm tiết. Vì vậy, thời gian thực sự hoạt động của mạch chỉ khoảng từ 30 đến 40% thời gian kết nối. Nếu gọi m là số kênh mặt đất, n là số kênh vệ tinh được đồn thì độ lợi ở đây sẽ là tỷ số m/n . Ở các vệ tinh INTELSAT/EUTELSAT thì 240 kênh mặt đất chỉ cần 127 kênh vệ tinh và một kênh điều khiển. Như vậy độ lợi trong trường hợp này là $240/127 = 1.9$ (chi tiết kỹ thuật xem phần giao diện mạng sẽ trình bày ở các chương sau). Hình 4.5 mô tả việc đồn kênh thoại số.



Hình 4.5: Mô tả đồn kênh thoại số trong hệ thống thông tin vệ tinh

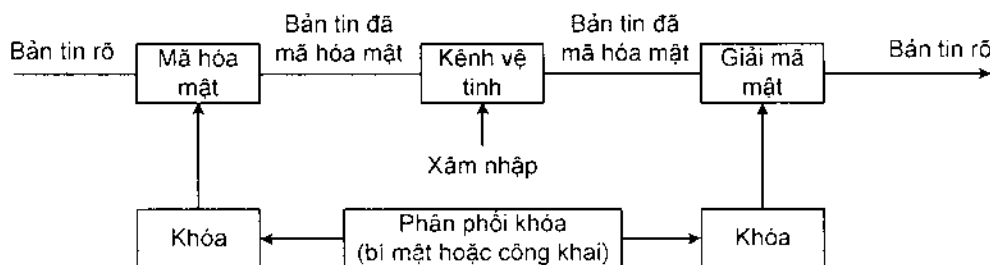
Đồng bộ giữa các mạng

Các vệ tinh trên quỹ đạo không phải là hoàn toàn đứng yên mà nó có sự chuyển động nào đó trên quỹ đạo của nó. Ngay đối với các vệ tinh địa tĩnh cũng có sự chuyển động đó, dù là chuyển

động nhỏ. Sự chuyển động đó tạo ra hiệu ứng Doppler dẫn đến tốc độ bit thu được sẽ có sự khác biệt với tốc độ bit phát đi. Cũng vì vậy, mà các mạng mặt đất ở phía đầu cuối của các tuyến liên lạc vệ tinh khi truyền tín hiệu số cần phải có các đồng hồ đồng bộ nghiêm ngặt. Để bù lại các biến đổi do vệ tinh gây ra nói trên, thường sử dụng các bộ nhớ đệm đặt ở các giao diện trạm mặt đất/mạng (khuyến nghị CCITT-G.811). Các phương thức đồng bộ phù hợp với các phương thức đồng bộ trong truyền tín số.

Bảo mật thông tin

Cũng giống như ở các hệ thống truyền tin khác, việc bảo mật thông tin trong các hệ truyền tin nhằm ngăn chặn các xâm nhập bất hợp pháp, nghe trộm hoặc phá hoại. Đặc điểm của các hệ thống thông tin vệ tinh là vùng phủ sóng của vệ tinh khá rộng, với bất kỳ một trạm mặt đất loại nhỏ trong vùng phủ sóng có thể truy nhập hệ thống. Có thể có nhiều biện pháp khác nhau để bảo vệ thông tin dữ liệu trên đường truyền tin. Một trong những phương pháp được sử dụng phổ biến nhất là dùng mật mã có khóa bí mật hoặc khóa công khai. Hình 4.6 mô tả sơ đồ khối nguyên lý một kênh truyền thông tin vệ tinh có sử dụng mã hóa mật.



Hình 4.6: Mô tả sơ đồ khối chức năng kênh truyền vệ tinh có mã hóa mật

Việc sử dụng mã hóa mật có hai hướng:

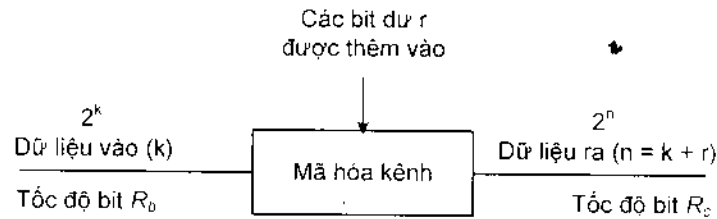
1. Sử dụng mã hóa mật để tránh việc khai thác thông tin của những người xâm nhập bất hợp pháp.
2. Xác thực đoạn tin, đảm bảo tính toàn vẹn của đoạn tin không bị thay đổi, làm giả của kẻ xâm nhập. Việc xác thực đoạn tin có thể sử dụng mật mã CBC (Cipher Block Chaining) hoặc mật mã CFB (Cipher Feed-Back).

Hai kỹ thuật sau đây thường được sử dụng:

1. Mật mã trực tuyến (on-line encryption), dạng mật mã luồng (stream cipher), tức mỗi một bit của dãy nhị phân nguyên thủy (bản tin rõ) được hỗn hợp bằng cách sử dụng phép toán (ví dụ cộng modul-2) với một bit của dãy khóa được tạo ra bởi một bộ khóa, có thể là bộ tạo dãy giả ngẫu nhiên.
2. Mã theo khối (block ciphering), tức biến đổi luồng nhị phân nguyên thủy (bản tin rõ) thành một dãy được mã hóa theo từng khối một phù hợp với khóa được đưa vào.

Mã hóa kênh

Hình 4.7 mô tả sơ đồ khối nguyên lý mã hóa kênh.



Hình 4.7: Nguyên lý mã hóa kênh

Nguyên lý làm việc của mã hóa kênh là thêm vào các bit thông tin một số bit dư thừa để làm nhiệm vụ kiểm tra phát hiện lỗi hoặc sửa lỗi trong quá trình dữ liệu truyền qua kênh. Việc cộng thêm các bit dư đó được thực hiện theo kiểu mã khối hoặc mã chập. Tốc độ mã p được xác định bởi biểu thức:

$$p = k/(k + r) \quad (4.12)$$

trong đó: k là số bit thông tin; r là số bit kiểm tra được thêm vào.

Tốc độ bit ở đầu vào bộ mã hóa là R_b . Tốc độ bit ở đầu ra R_c có giá trị lớn hơn R_b .

$$R_c = R_b/p \text{ (bit/s)} \quad (4.13)$$

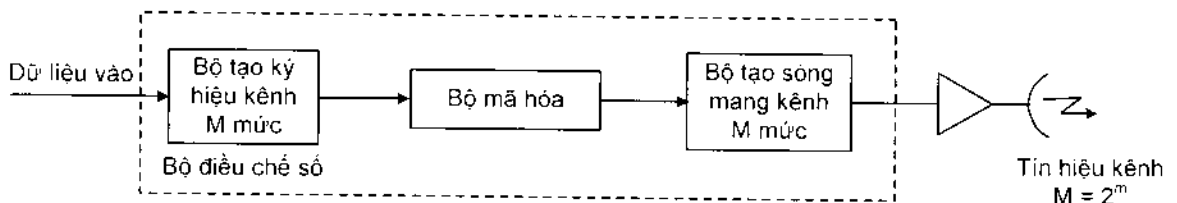
Mã kênh được sử dụng phổ biến trong hệ thống thông tin vệ tinh là các loại mã chập (convolution coding).

4.4.4. Điều chế số

4.4.4.1. Tổng quan

Điều chế số ở đây được hiểu là tín hiệu bị điều chế là tín hiệu số còn tín hiệu sóng mang vẫn là tín hiệu tương tự. Nguyên lý chung về điều chế số trong các kênh truyền tin thông tin vệ tinh cũng hoàn toàn giống như trong lý thuyết về radio số. Hình 4.8 mô tả sơ đồ khối nguyên lý một bộ điều chế số M mức, gồm các khối:

- Bộ tạo ký hiệu (symbol)
- Bộ mã hóa
- Bộ tạo tín hiệu sóng mang tần số vô tuyến



Hình 4.8: Sơ đồ khối nguyên lý bộ điều chế số

Trong sơ đồ hình 4.8, bộ tạo ký hiệu tạo ra các ký hiệu với M trạng thái, trong đó $M = 2^m$, từ m bit liên tiếp nhau (được nhóm lại thành nhóm) đưa vào đầu vào. Bộ mã hóa thiết lập một sự tương đồng giữa M trạng thái của các ký hiệu đó với M trạng thái của sóng mang được truyền. Trong thực tế thường gặp hai dạng mã hóa sau đây:

- Mã hóa trực tiếp, tức một trạng thái của ký hiệu xác định một trạng thái của sóng mang.
- Mã hóa chuyển tiếp (mã hóa vi phân), tức một trạng thái của ký hiệu xác định một sự chuyển tiếp giữa hai trạng thái liên tiếp nhau của sóng mang.

Trong các hệ thống thông tin vệ tinh thì phổ biến nhất là sử dụng kỹ thuật điều chế khóa dịch pha PSK (Phase Shift Keying) bởi vì nó có ưu điểm là đường bao sóng mang là hằng số và so với kỹ thuật điều chế khóa dịch tần FSK (Frequency Shift Keying) thì PSK có hiệu suất phổ tốt hơn (tức tính số bit/s được truyền trong một đơn vị độ rộng dải tần vô tuyến). Các bộ điều chế PSK thường gặp là:

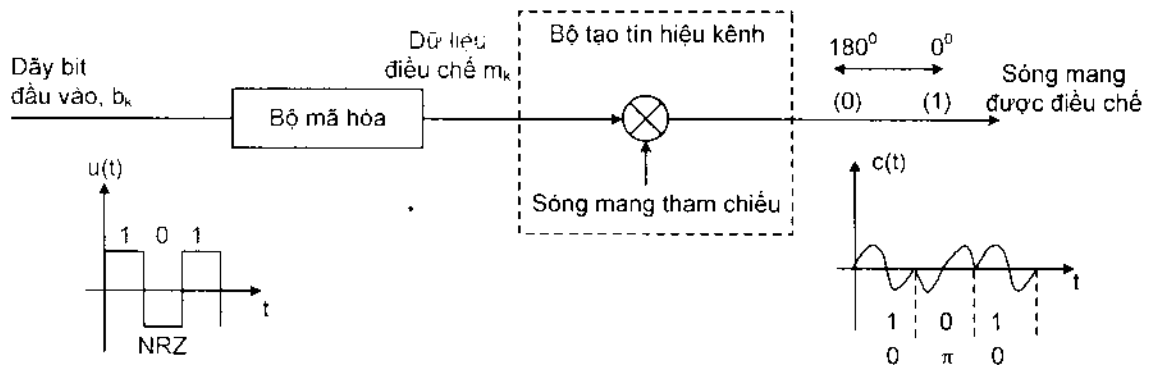
- Loại điều chế hai trạng thái ($M = 2$): Khóa dịch pha nhị phân BPSK (Binary Shift Keying) và khóa dịch pha nhị phân mã hóa vi phân DE-BPSK (Differentially Encoded-BPSK).
- Loại điều chế bốn trạng thái ($M = 4$): khóa dịch pha cầu phương QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) và khóa dịch pha cầu phương mã hóa vi phân DE-QPSK (Differentially Encoded-QPSK).
- Loại điều chế 8 trạng thái ($M = 8$): 8-PSK
- Loại điều chế 16 trạng thái ($M = 16$): 16-PSK
- Loại điều chế 32 trạng thái ($M = 32$): 32-PSK

4.4.4.2. Điều chế số hai trạng thái - BPSK và DE-BPSK

Hình 4.9 mô tả sơ đồ khối chức năng một bộ điều chế dịch pha hai trạng thái. Ở đây không có bộ tạo ký hiệu bởi vì các ký hiệu nhị phân chính là các bit đầu vào.

Nếu gọi b_k là giá trị logic của một bit ở đầu vào bộ điều chế trong khoảng thời gian $[kT_c, (k+1)T_c]$ thì bộ mã hóa sẽ biến đổi bit b_k ở đầu vào đó thành bit m_k như sau:

- Đối với mã hóa trực tiếp (BPSK): $m_k = b_k$;
- Đối với mã hóa vi phân (DE-BPSK): $m_k = b_k \oplus m_{k-1}$, trong đó $\oplus$ là phép cộng modul-2:



Hình 4.9: Mô tả sơ đồ khối chức năng một bộ điều chế dịch pha hai trạng thái BPSK

Bộ tạo tín hiệu tần số vô tuyến được điều khiển bởi bit m_k và nó được đặc trưng trong khoảng thời gian $[kT_c, (k+1)T_c]$ bởi một điện thế là $u(kT_c) = \pm U$. Tần số sóng mang $f_c = \omega_c/2\pi$ có thể được biểu thị trong khoảng thời gian đó.

$$C(t) = A \cos(\omega_c t + \theta_k) = u(kT_c) A \cos \omega_c t \quad (\text{V}) \quad (4.13)$$

trong đó $\theta_k = \overline{m_k} \pi$ và $\overline{m_k}$ là giá trị bù logic của m_k ; $\theta = 0$ nếu $m_k = 1$ và $\theta_k = \pi$ nếu $m_k = 0$.

Trong thời gian của chu kỳ đó, sóng có trạng thái pha phù hợp với hai trạng thái 0 và π . Biểu thức (4.13) trên cũng có thể được xem như là điều chế biên độ sóng mang bị triệt với hai trạng thái biên độ là $\pm U$ (chú ý rằng đường bao giữ không đổi). Phương pháp điều chế trên có thể được thực hiện một cách đơn giản, như mô tả trong hình 4.9, bằng cách nhân sóng mang với điện áp $u(t)$. Bảng 4.2 mô tả quan hệ giữa b_k và pha sóng mang đối với cả hai dạng mã hóa nêu trên.

Bảng 4.2: Quan hệ giữa bit và pha sóng mang trong BPSK

a) Mã hóa trực tiếp

b_k	Pha
0	π
1	0

b) Mã hoá vi phân

b_k	Trạng thái trước		Trạng thái sau	
	m_{i-1}	Pha	m_i	Pha
0	0	π	0	π
	1	0	1	0
1	0	π	0	0
	1	0	1	π

} Không thay
đổi pha

} Có thay
đổi pha

4.4.4.3. Mã hóa M mức

M là tên gọi xuất phát từ thuật ngữ nhị phân. M được hiểu đơn giản là một digit đặc trưng cho số các trạng thái hoặc số các hỗn hợp có thể có đối với một số biến số nhị phân đã cho. Hai kỹ thuật điều chế đã được thảo luận trong các mục trước là các hệ thống nhị phân FSK và BPSK. Các hệ thống đó mã hóa các bit đơn độc và chúng chỉ có hai trạng thái ở đầu ra. Các đầu ra của FSK là hoặc logic 1 (hoặc tần số vết) hoặc logic 0 (hoặc tần số trống) và đầu ra ở BPSK là hoặc pha tương ứng logic 1 hoặc pha tương ứng logic 0. Như vậy ở các hệ thống nhị phân FSK và BPSK là các hệ thống có mức $M = 2$.

Ở kỹ thuật điều chế số, thường người ta tận dụng mã hóa ở mức cao hơn (lớn hơn mức nhị phân $M = 2$). Ví dụ hệ thống FSK có bốn trạng thái pha ở đầu ra là hệ thống M mức trong đó $M = 4$. Nếu hệ thống có 8 khả năng trạng thái pha ở đầu ra, tức $M = 8$, v.v... Số các trạng thái có thể biểu thị theo biểu thức toán học:

$$N = \log_2 M \quad (4.14)$$

trong đó: N là số bit được mã hoá; M là số các trạng thái ở đầu ra với N bit.

Ví dụ, với mỗi bit đầu vào FSK làm việc độc lập trên tần số mang, tạo ra một trong hai trạng thái tần số ở đầu ra, như vậy:

$$N = \log_2 2 \Rightarrow 2^N = 2$$

hoặc nếu lấy log cả hai vế sẽ có:

$$\lg 2^N = \lg 2 \Rightarrow N \lg 2 = \lg 2$$

$$N = \frac{\lg 2}{\lg 2} \Rightarrow N = 1$$

Với BPSK thì mỗi bit đầu vào làm việc độc lập trên tần số mang, do đó $N = 1$.

Nếu như có hai bit được đưa vào và cùng được mã hóa, sau đó chúng đồng thời được đưa điều chế với sóng mang thì lúc đó số trạng thái ở đầu ra sẽ là:

$$M = 2^2 = 4$$

Số các trạng thái có thể có ở đầu ra đối với các giá trị trung bình của N được mô tả trong bảng 4.3.

Độ rộng băng tần tối thiểu cần thiết để cho các sóng mang được điều chế số M mức có khác so với PSK (tức PSK hoặc QAM) và có thể được biểu thị bởi biểu thức:

$$B = \frac{f_b}{\log_2 M} \quad (4.15a)$$

trong đó: B là độ rộng băng tần tối thiểu (Hz); f_b là tốc độ bit đầu vào (bit/s); M là số các trạng thái đầu ra (hư số).

Nếu như N được thay thế cho $\log_2 M$, thì (4.15a) được đơn giản thành:

$$B = \frac{f_b}{N} \quad (4.15b)$$

trong đó N là số của tín hiệu NRZ được mã hóa.

Do đó đối với tín hiệu PSK có M mức hoặc tín hiệu QAM thì độ rộng dải tần tối thiểu tuyệt đối của hệ thống là bằng tốc độ bit ở đầu vào chia có số bit được mã hóa hoặc được nhóm lại.

4.4.4.4. Khóa dịch pha cầu phương, QPSK

Khoá dịch pha cầu phương, QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) là một dạng điều chế góc, số và có biên độ không đổi. QPSK là một kỹ thuật mã hoá có mức $M = 4$ (vì vậy mà nó có tên gọi là cầu phương, ở một số tài liệu còn gọi là khoá điều chế góc một phần tư).

Ở QPSK thì sóng mang đơn ở đầu ra có bốn khả năng về góc pha. Do có bốn khả năng về góc pha ở đầu ra đó cho nên nó cần có bốn trạng thái khác nhau ở đầu vào.

Do đầu vào số đến bộ điều chế QPSK là tín hiệu nhị phân (cơ số 2) cho nên để có bốn trạng thái ở đầu vào thì cần phải nhiều hơn một bit. Có nghĩa là ở đây cần có 2 bit để có bốn trạng thái: 00, 01, 10 và 11. Như vậy ở điều chế QPSK, dữ liệu nhị phân đầu vào là các nhóm hai bit được hỗn hợp (còn gọi là bit kép). Mỗi một bit kép (dibit) đó sẽ tương ứng với một trong bốn khả năng pha ở đầu ra. Trong trường hợp này, tốc độ chuyển đổi ở đầu ra (tốc độ baud) sẽ bằng một nửa tốc độ bit ở đầu vào.

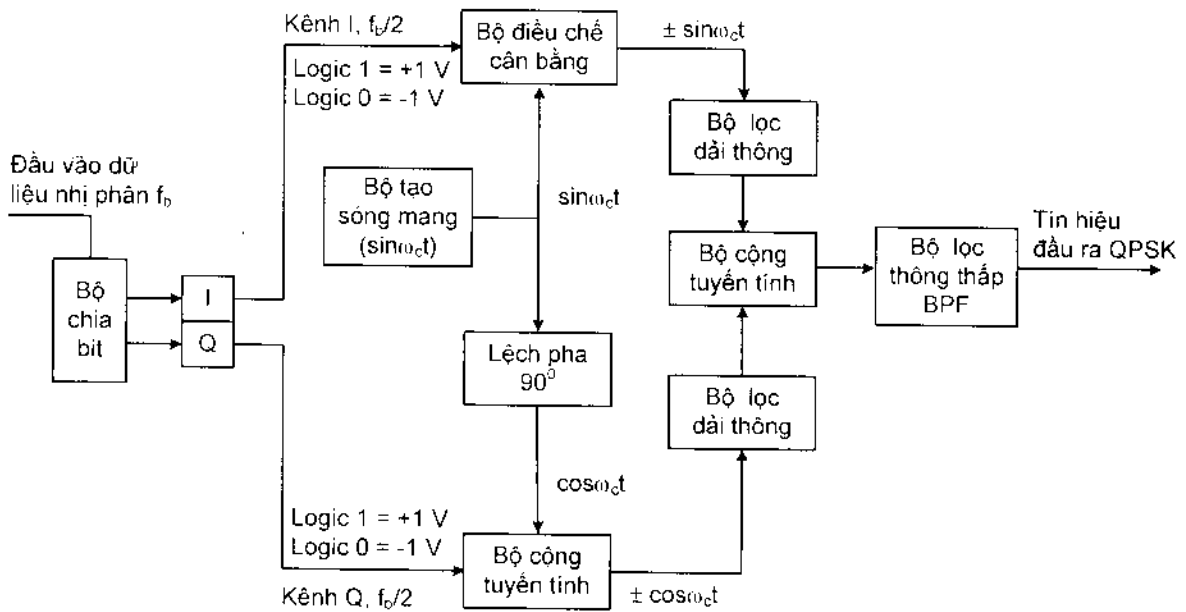
Bảng 4.3: Số các trạng thái đầu ra

N	M
1	2
2	4
3	8
4	16
5	32
6	64
7	128
8	256

1. Bộ phát QPSK

Hình 4.10 mô tả sơ đồ khối một bộ điều chế QPSK. Cứ hai bit một (một bit kép) được nhập và đưa vào bộ chia bit. Hai bit đưa vào nối tiếp đã được đưa ra song trong đồng thời và một bit được đưa vào kênh I còn bit kia đưa vào kênh Q. Bit kênh I điều chế với sóng mang và đồng pha với sóng mang của bộ tạo sóng (vì thế tên gọi kênh I là kênh đồng pha, (in phase channel)). Bit kênh Q điều chế với sóng mang có lệch pha 90° (tên gọi kênh Q-quadrature channel - có ý nghĩa lệch góc 90°).

Ở đây nhận thấy rằng, mỗi một khi có một bit kép được tách ra và đưa vào kênh I và kênh Q, thì bài toán xử lý cũng sẽ giống như ở bộ điều chế BPSK. Có nghĩa là, bộ điều chế QPSK chính là hai bộ điều chế BPSK mắc song song với nhau. Lại một lần nữa, với logic 1 = +1 V và với logic 0 = -1 V thì hai pha ở đầu ra của bộ điều chế cân bằng I sẽ là $(+\sin\omega_c t$ và $-\sin\omega_c t)$ và hai pha ở đầu ra của bộ điều chế cân bằng Q sẽ là: $(+\cos\omega_c t$ và $-\cos\omega_c t)$. Hỗn hợp của hai tín hiệu cầu phương lệch pha nhau 90° đó sẽ có bốn khả năng của pha được biểu thị bởi: $\sin\omega_c t + \cos\omega_c t$; $\sin\omega_c t - \cos\omega_c t$; $\sin\omega_c t + \cos\omega_c t$ và $-\sin\omega_c t - \cos\omega_c t$.



Hình 4.10: Sơ đồ khối chức năng bộ điều chế QPSK

Ví dụ 4.5

Bộ điều chế QPSK có sơ đồ khối như ở hình 4.10. Hãy xây dựng bảng chân lý, đồ thị pha và đồ thị không gian trạng thái.

Giải

- Với dữ liệu nhị phân đầu vào Q = 0 và I = 0 thì hai đầu vào của bộ điều chế cân bằng I là -1 và $\sin\omega_c t$ và hai đầu vào của bộ điều chế cân bằng Q là -1 và $\cos\omega_c t$. Như vậy, các đầu ra của bộ điều chế cân bằng sẽ là:

$$\text{Bộ điều chế cân bằng I} = (-1)(\sin\omega_c t) = -\sin\omega_c t$$

Bộ điều chế cân bằng $Q = (-1)(\cos \omega_c t) = -1 \cos \omega_c t$

và đầu ra của bộ cộng tuyến tính sẽ là:

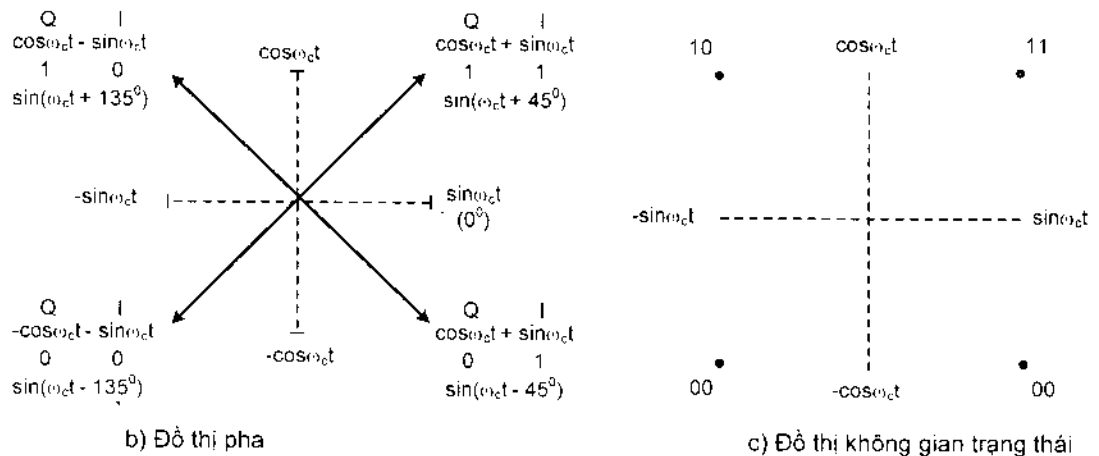
$$-1 \cos \omega_c t - 1 \sin \omega_c t = 1,414 \sin(\omega_c t - 135^\circ)$$

- Với các mã bit kép ở đầu vào là (01, 10 và 11) thì cách tính toán cũng giống như mã 00 trên.

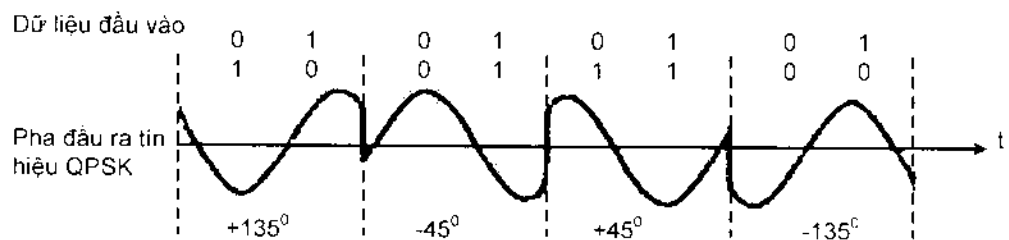
Kết quả tính toán được mô tả ở hình 4.11 và hình 4.12.

Dữ liệu nhị phân đầu vào	Pha đầu ra của QPSK
00	-135°
01	-45°
10	$+135^\circ$
11	$+45^\circ$

a) Bảng chân lý



Hình 4.11: Bộ điều chế QPSK



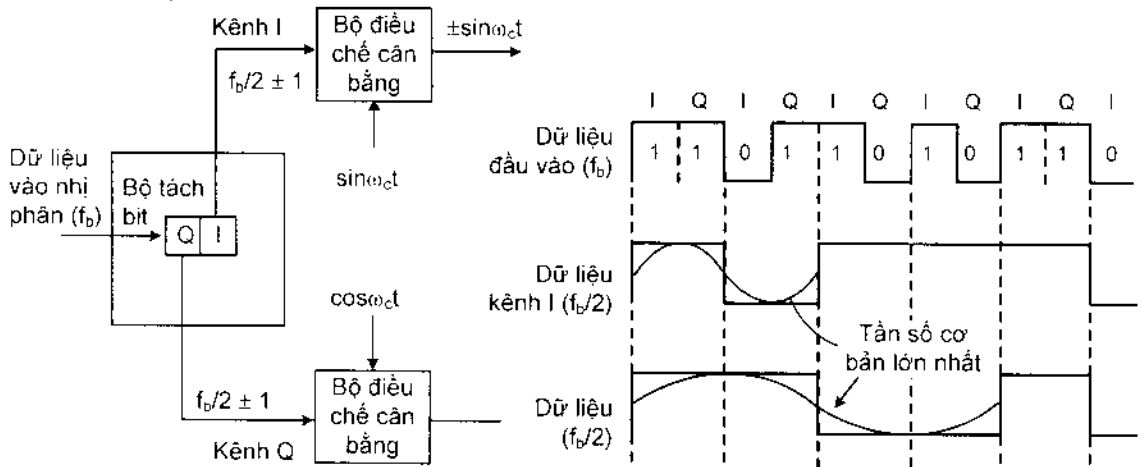
Hình 4.12: Mô tả quan hệ pha theo thời gian của bộ điều chế QPSK

2. Độ rộng dải tần của tín hiệu QPSK

Ở tín hiệu QPSK, do dữ liệu đầu vào được phân thành hai kênh, cho nên tốc độ bit của kênh I và của kênh Q là bằng một nửa tốc độ của dữ liệu đầu vào ($f_b/2$). Cụ thể là tần số cơ bản lớn nhất đặc trưng cho dữ liệu đầu vào của bộ điều chế cân bằng I hoặc bộ điều chế cân bằng Q là bằng một

phần tư tốc độ dữ liệu đầu vào (một nửa của $f_b/2 = f_b/4$). Kết quả là, ở đầu ra của bộ điều chế cân bằng I và Q có yêu cầu độ rộng dải tần Nyquist, tính cả hai đơn biên, là bằng một nửa tốc độ bit đầu vào ($f_N = \text{hai lần } f_b/4 = f_b/2$).

Như ở tín hiệu BPSK, độ rộng dải tần tối thiểu và baud là bằng nhau. Quan hệ đó được mô tả ở hình 4.13.



Hình 4.13: Độ rộng dải tần của bộ điều chế QPSK

Từ hình 4.13 có thể nhận thấy rằng, trong điều kiện đầu vào của bộ điều chế cân bằng I và Q là xấu nhất, tức trường hợp có sự chuyển tiếp trạng thái 1/0, cũng là lúc dữ liệu đầu vào có giá trị 1100. Một chu kỳ chuyển tiếp nhị phân nhanh nhất (một dãy 1/0) trong kênh I và kênh Q là thời gian đối với bốn bit dữ liệu.

Như vậy, tần số cơ bản lớn nhất tại đầu vào và tốc độ chuyển tiếp nhanh nhất tại đầu ra của bộ điều chế cân bằng là bằng một phần tư tốc độ bit ở đầu vào. Biểu thức toán học biểu thị đầu ra của bộ điều chế cân bằng là:

$$\text{Tín hiệu đầu ra} = (\sin \omega_c t)(\sin \omega_c t)$$

trong đó:

$$\begin{array}{ll} \omega_c t = 2\pi \frac{f_b}{4} t & \text{và} \quad \omega_c t = 2\pi f_c t \\ \text{góc pha} & \text{góc pha sóng mang} \\ \text{điều chế} & \text{không điều chế} \end{array}$$

Như vậy

$$\text{Tín hiệu đầu ra} = \left(\sin 2\pi \frac{f_b}{4} t \right) (\sin 2\pi f_c t) = \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c - \frac{f_b}{4} \right) = \frac{1}{2} \cos 2\pi \left(f_c + \frac{f_b}{4} \right) t$$

Phổ tần ứng với tần số ở đầu ra của bộ điều chế cân bằng tính từ $f_c + \frac{f_b}{4}$ đến $f_c - \frac{f_b}{4}$ và độ rộng của dải tần (f_N) sẽ là:

$$(f_c + \frac{f_b}{4}) - (f_c - \frac{f_b}{4}) = \frac{2f_b}{4} = \frac{f_b}{2}$$

Ví dụ 4.6

Một bộ điều chế QPSK có tốc độ dữ liệu đầu vào (f_b) là 10 Mbit/s và tần số sóng mang là 70 MHz, hãy xác định độ rộng dải tần Nyquist với hai biên và giá trị baud. So sánh kết quả thu được với bộ điều chế BPSK trong ví dụ 3.4. Sử dụng sơ đồ khối mô tả ở hình 3.20 làm bộ điều chế.

Giải

- Tốc độ bit của cả hai kênh I và kênh Q là bằng một nửa tốc độ bit truyền dẫn, hoặc:

$$f_{bQ} = f_{bI} = \frac{f_b}{2} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{2} = 5 \text{ Mbit/s}$$

Tần số cơ bản lớn nhất của bộ điều chế cân bằng là:

$$f_n = \frac{f_{bQ}}{2} \text{ hoặc } \frac{f_{bI}}{2} = \frac{5 \text{ Mbit/s}}{2} = 2,5 \text{ Mbit/s}$$

Tín hiệu sóng ở đầu ra của mỗi bộ điều chế cân bằng là:

$$\begin{aligned} (\sin 2\pi f_n t)(\sin 2\pi f_c t) &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c - f_n)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c + f_n)t \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 - 2,5) \text{ MHz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 + 2,5) \text{ MHz}]t \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(67,5 \text{ MHz})t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(72,5 \text{ MHz})t \end{aligned}$$

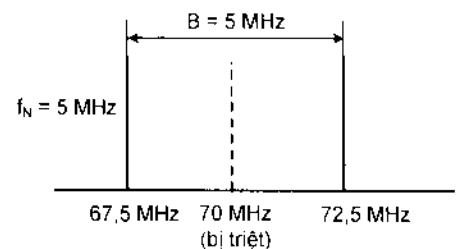
- Độ rộng dải tần Nyquist tối thiểu là:

$$f_N = (72,5 - 67,5) \text{ MHz} = 5 \text{ MHz}$$

- Tốc độ ký hiệu bằng độ rộng dải tần, do đó

$$\text{tốc độ ký hiệu (symbol)} = 5 \text{ Megabaud}$$

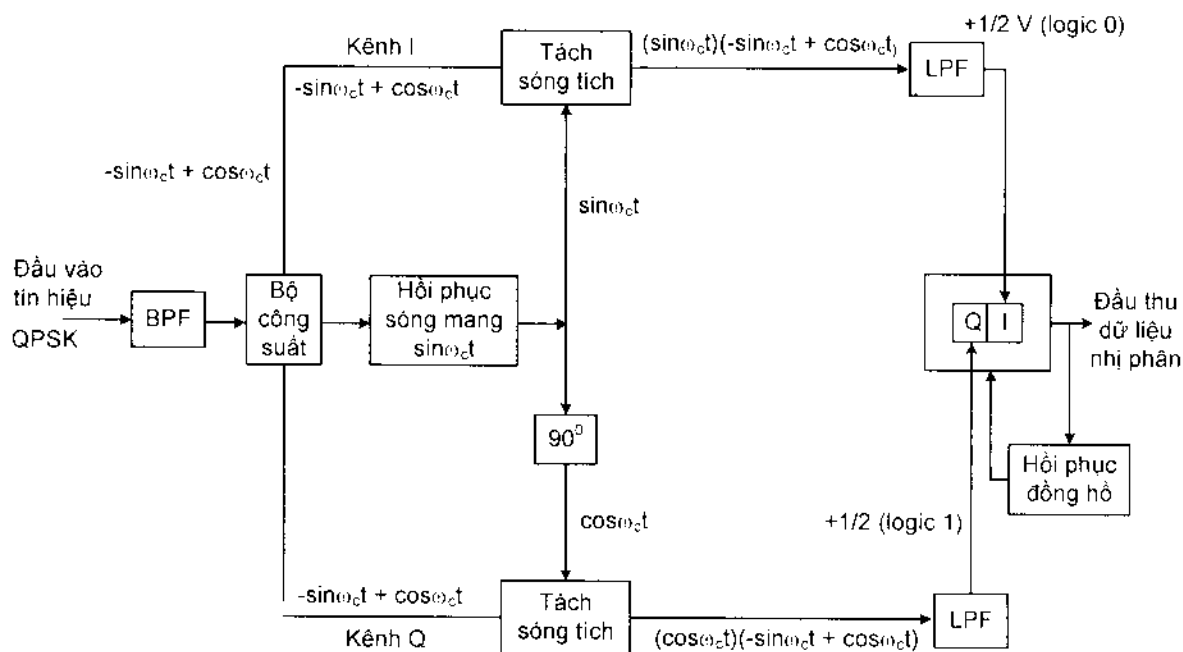
- Phổ tần đầu ra của bộ điều chế được mô tả hình bên:



Ở đây có nhận xét rằng, với cùng một tốc độ bit ở đầu vào thì với bộ điều chế QPSK có yêu cầu độ rộng dải tần tối thiểu chỉ bằng một nửa yêu cầu độ rộng dải tần của bộ điều chế BPSK, tức là $B_{QPSK} = 1/2 B_{BPSK}$.

3. Bộ thu QPSK

Hình 4.14 mô tả sơ đồ khối nguyên lý hoạt động của bộ thu QPSK.



Hình 4.14: Sơ đồ khối chức năng bộ thu QPSK

Tín hiệu QPSK đầu vào được đưa qua bộ lọc băng cơ sở BPF, đến các bộ tách sóng tích kênh I và kênh Q cùng với sóng mang được hồi phục. Mạch hồi phục sóng mang tạo và hồi phục sóng mang phù hợp với sóng mang nguyên thủy phía phát cả về tần số và pha. Tín hiệu QPSK được tách ở bộ tách sóng I và Q (tách sóng tích) mà ở đầu ra của chúng là các bit dữ liệu. Các bit dữ liệu I, Q đó được đưa qua mạch I/Q để chuyển đổi song song thành dãy dữ liệu nối tiếp ở đầu ra đúng như dãy dữ liệu ở phía phát.

Tín hiệu vào QPSK có thể là ứng với một trong bốn pha như mô tả ở hình 4.14. Để có thể mô tả quá trình giải điều chế, ở đây giả thiết rằng, tín hiệu QPSK ở đầu vào là: $-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t$. Như vậy, các quá trình của chúng có thể biểu thị bằng các biểu thức toán học như sau:

$$\begin{aligned}
 I &= \underbrace{(-\sin\omega_c t + \cos\omega_c t)}_{\text{Tín hiệu vào QPSK}} \underbrace{(\sin\omega_c t)}_{\text{Sóng mang}} \\
 &= (-\sin\omega_c t)(\sin\omega_c t) + (\cos\omega_c t)(\sin\omega_c t) \\
 &= \underbrace{-\frac{1}{2}(1 - \cos 2\omega_c t)}_{\text{bị lọc bỏ}} + \underbrace{\frac{1}{2}\sin(\omega_c + \omega_c)t}_{\text{bị lọc bỏ}} + \frac{1}{2}\sin(\omega_c - \omega_c)t \\
 &= 0 \\
 Q &= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 2\omega_c t + \frac{1}{2}\sin 0 \\
 &= -\frac{1}{2} \text{ V (logic 1)}
 \end{aligned}$$

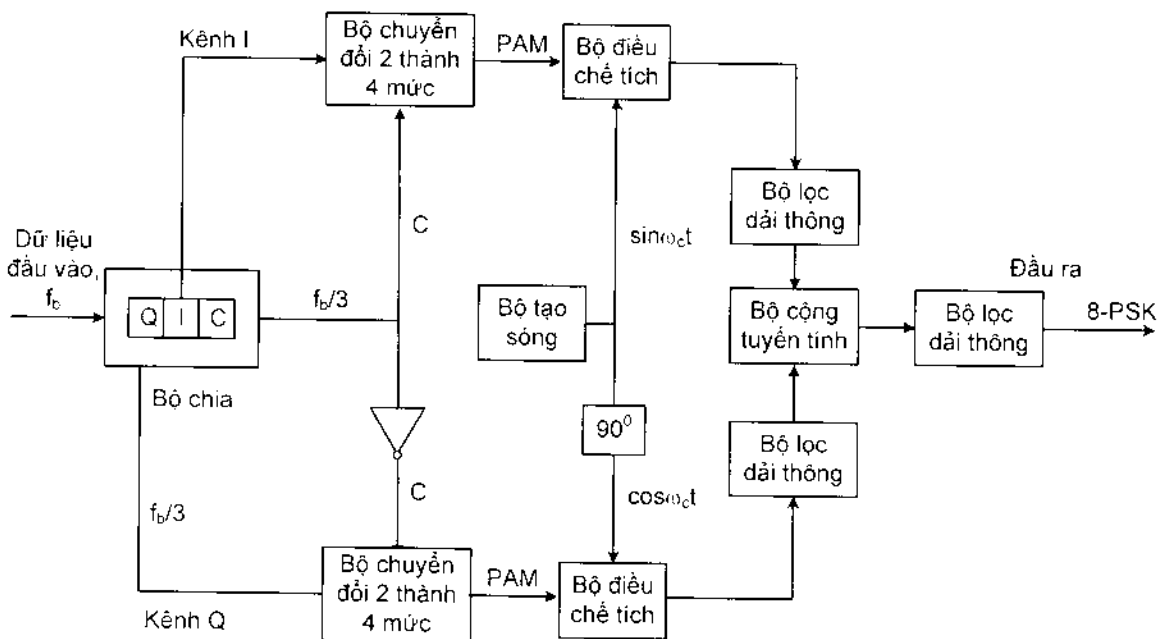
Các bit của kênh I và kênh Q được giải điều chế (có logic tương ứng 0 và 1) phù hợp với biểu đồ không gian trạng thái như mô tả ở hình 4.11.

4.4.4.5. Khóa dịch pha 8 mức, 8-PSK

PSK 8 pha (8-PSK) là một dạng kỹ thuật mã hoá M mức, trong đó $M = 8$. Ở bộ điều chế 8-PSK thì có 8 khả năng pha ở đầu ra. Để mã hóa 8 pha khác nhau đó thì yêu cầu các bit đầu vào phải nhóm thành từng nhóm 3 bit ($2^3 = 8$).

1. Bộ phát 8-PSK

Hình 4.15 mô tả sơ đồ khối một bộ điều chế 8-PSK. Dòng các bit nối tiếp ở đầu vào được đưa đến bộ chia (Splitter). Ở đây các bit nối tiếp được chuyển đổi thành song song cho 3 kênh đầu ra (kênh I hoặc còn gọi là kênh đồng pha, kênh Q hoặc còn gọi là kênh cầu phương, và kênh C hoặc còn gọi là kênh điều khiển). Tốc độ bit của mỗi một trong ba kênh đó là $f_b/3$.



Hình 4.15: Sơ đồ khối chức năng bộ điều chế 8-PSK

Các bit của các kênh I và kênh Q được đưa vào bộ chuyển đổi của kênh chuyển đổi 2 mức thành 4 mức. Bốn mức đó tương ứng với bốn mức điện áp ở đầu ra. Bộ chuyển đổi đầu vào số song thành tín hiệu tương tự (DAC - Digital to Analog Converter) làm nhiệm vụ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức đó. Với 2 bộ đầu vào sẽ có 4 khả năng điện áp ở đầu ra. Thuật toán của bộ DAC khá đơn giản, bit I hoặc bit Q xác định cực của điện áp tín hiệu tương tự ở đầu ra. Như vậy, có hai biên độ và hai cực tạo thành bốn trạng thái khác nhau ở đầu ra. Hình 4.16 mô tả bảng chân lý và các trạng thái tương ứng của bộ chuyển đổi 2 thành 4 mức.

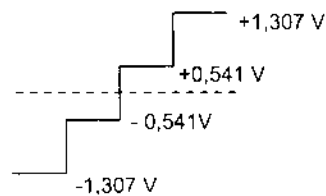
Ở đây do tín hiệu C và $\bar{C}$ là logic khác nhau (nghịch đảo của nhau) cho nên ở các đầu ra của bộ kênh chuyển đổi kênh I và kênh Q không thể có mức biên độ bằng nhau, nhưng chúng có thể có cực giống nhau. Tín hiệu đầu ra của bộ chuyển đổi 2 thành 4 mức là một dạng tín hiệu điều chế biên độ xung, PAM, có mức $M = 4$.

I	C	Đầu ra
0	0	-0,541 V
0	1	-1,307 V
1	0	+0,541 V
1	1	+1,307 V

a)

Q	C	Đầu ra
0	1	-1,307 V
0	0	-0,541 V
1	1	+1,307 V
1	0	+0,541 V

b)



c)

Hình 4.16: Bảng chân lý và mức tín hiệu của bộ chuyển đổi 2 thành 4 mức của kênh I và kênh Q

a) Bảng chân lý kênh I; b) Bảng chân lý kênh Q; c) Các mức tín hiệu PAM

Ví dụ 4.7

Một nhóm mã tín hiệu đầu vào ba bit là $Q = 0$; $I = 0$ và $C = 0$; (000). Hãy xác định pha đầu ra của bộ điều chế 8-PSK như sơ đồ khối ở hình 4.15.

Giải:

Các đầu vào đến N chuyển đổi 2 thành 4 mức của kênh I là $I = 0$ và $C = 0$. Từ hình 4.16 có mức đầu ra là -0,541 V.

Các đầu vào đến bộ chuyển đổi 2 thành 4 mức của kênh Q là $Q = 0$ và $\bar{C} = 1$. Từ hình 4.16 có mức đầu ra là -1,307 V.

Như vậy, hai đầu vào đến bộ điều chế tích của kênh I là -0,541 V và $\sin \omega_c t$, đầu ra của nó sẽ là:

$$I = (-0,541)(\sin \omega_c t) = -0,541 \sin \omega_c t$$

Hai đầu vào đến bộ điều chế tích của kênh Q là -1,307 V và $\cos \omega_c t$. Đầu ra của nó sẽ là:

$$Q = (-1,307)(\cos \omega_c t) = -1,307 \cos \omega_c t$$

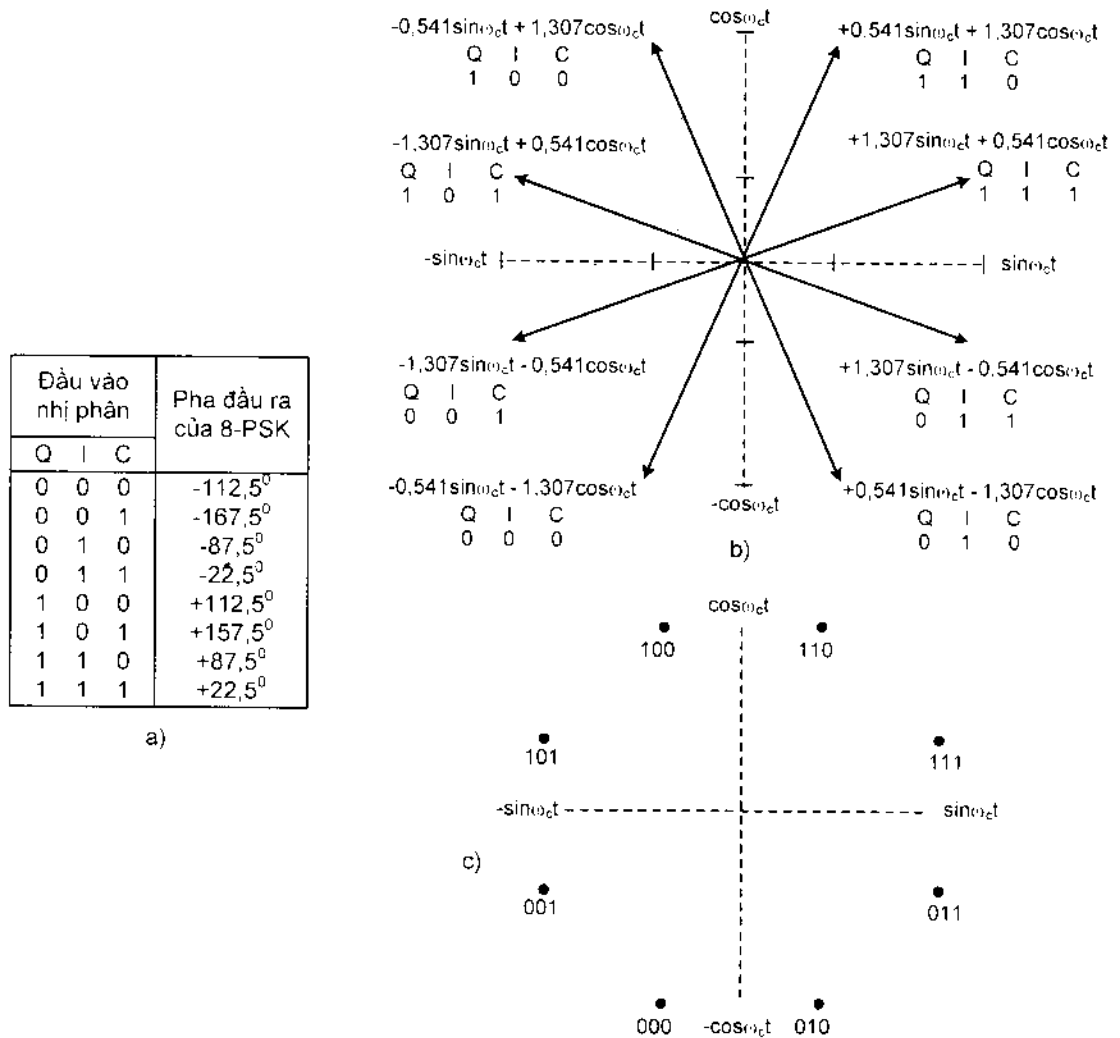
Các đầu ra của bộ điều chế tích của kênh I và kênh Q được đưa đến bộ cộng tuyến tính và đầu ra của bộ cộng tuyến tính là:

$$\begin{aligned} \text{Đầu ra bộ cộng} &= -0,541 \sin \omega_c t - 1,307 \cos \omega_c t \\ &= 1,41 \sin(\omega_c t - 112,5^\circ) \end{aligned}$$

với các nhóm mã ba bit khác (001, 010, 011, 100, 101, 110 và 111) thì thủ tục tính toán cũng như trên. Kết quả tính toán được mô tả ở hình 4.17.

Từ hình 4.17 thấy rằng, sự cách biệt về góc giữa hai pha cạnh nhau là 45° và các tín hiệu QPSK nằm ở giữa. Như vậy một tín hiệu 8-PSK sẽ có sự tách pha $22,5^\circ$ trong quá trình truyền dẫn và giá trị độ luôn được duy trì. Các pha có biên độ bằng nhau. Trạng thái của mỗi nhóm mã 3 bit (thông tin thực) tương ứng với mỗi pha của tín hiệu. Các mức 1,307 và 0,541 của tín hiệu PAM là các giá trị tương đối. Mỗi một mức có thể được sử dụng hoặc bởi giá trị độ dài hoặc bởi tỷ số của chúng là $0,541/1,307$ và $\arctg$ của chúng là $22,5^\circ$.

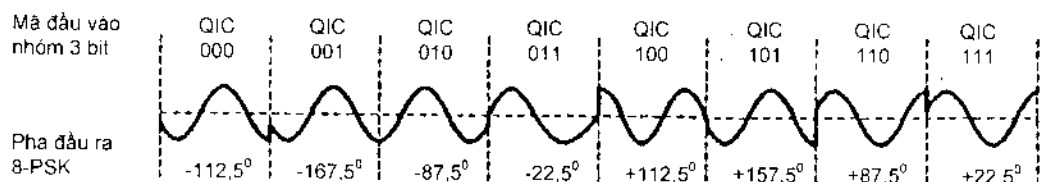
Ví dụ, các giá trị của chúng được nhân đôi là 2,614 và 1,082 thì kết quả về các góc pha của chúng không thay đổi và giá trị về biên độ của các pha cũng sẽ tăng theo tỷ lệ.



Hình 4.17: Bảng chân lý, đồ thị pha và biểu đồ không gian trạng thái của bộ điều chế 8-PSK
a) Bảng chân lý; b) Đồ thị pha; c) Biểu đồ không gian trạng thái

Ở đây cũng cần lưu ý rằng hai từ mã kế cạnh nhau của tập mã nhóm ba bit, chỉ có sự chuyển đổi pha của một bit. Loại mã này được gọi là mã Gray hoặc mã có khoảng cách cực đại. Các loại mã này được sử dụng để giảm sai số truyền tin.

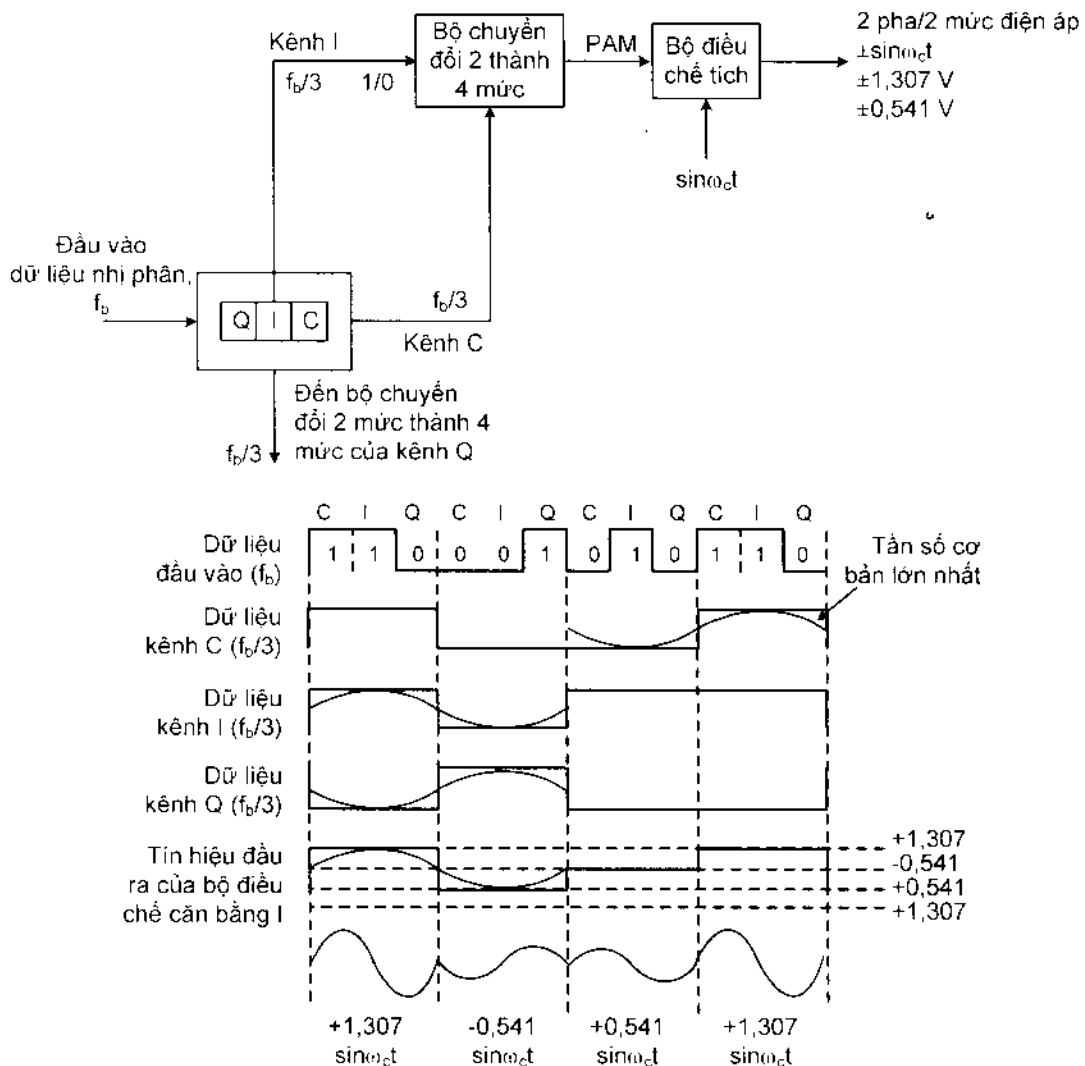
Nếu như một tín hiệu chịu một sự lệch pha trong quá trình truyền tin thì nó có thể bị lệch đến một pha kế cận. Việc sử dụng mã Gray cũng chỉ phát hiện được một bit sai thu được. Hình 4.18 mô tả quan hệ pha theo thời gian ở đầu ra của bộ chế 8-PSK.



Hình 4.18: Quan hệ pha theo thời gian ở đầu ra của bộ chế 8-PSK

2. Độ rộng dải tần của tín hiệu 8-PSK

Ở tín hiệu 8-PSK, do dữ liệu được chia thành ba kênh cho nên tốc độ bit trong các kênh I, Q hoặc C là bằng một phần ba tốc độ bit của dữ liệu nhị phân ở đầu vào ($f_b/3$). (Bộ chia bit dẫn các bit I, Q và C thành ba thời gian của bit đầu vào). Do các bit I, Q và C được đưa ra đồng thời dưới dạng song song và bộ chuyển đổi từ 2 lên 4 mức cũng chỉ làm nhiệm vụ chuyển đổi tín hiệu đầu vào cho nên tốc độ của chúng vẫn là $f_b/3$.



Hình 4.19: Độ rộng dải tần của bộ điều chế 8-PSK

Hình 4.19 mô tả quan hệ thời gian bit giữa dữ liệu đầu vào; dữ liệu kênh I, kênh Q và kênh C; với các tín hiệu PAM của kênh Q và kênh I. Ở đây có thể thấy rằng, tần số cơ bản lớn nhất trong kênh I, kênh Q hoặc kênh C là bằng một phần sáu tốc độ bit của dữ liệu nhị phân đầu vào (một chu kỳ trong kênh I, Q hoặc C có chu kỳ như nhau và bằng 1/6 thời gian của bit đầu vào).

Ở bộ điều chế 8-PSK, có một sự chuyển đổi đồng pha tại đầu ra đối với mỗi một trong ba bit đầu vào. Như vậy baud của tín hiệu là $f_b/3$ và độ rộng dải tần tối thiểu cũng như vậy. Các bộ điều chế cân bằng là các bộ điều chế tích cho nên đầu ra của nó là tích của tín hiệu sóng mang và tín hiệu PAM. Tín hiệu đầu ra đó có thể được biểu thị bởi các biểu thức toán học sau:

$$\theta = (X \sin \omega_b t)(\sin \omega_c t)$$

trong đó:

$$\underbrace{\omega_b t = 2\pi \frac{f_b}{6} t}_{\text{Tín hiệu điều chế}} \quad \text{và} \quad \underbrace{\omega_c t = 2\pi f_c t}_{\text{Sóng mang}}$$

và $X = \pm 1,307 \quad \text{hoặc} \quad \pm 0,541$

Như vậy:

$$\begin{aligned} \theta &= (X \sin 2\pi \frac{f_b}{6} t)(\sin 2\pi f_c t) \\ &= \frac{X}{2} \cos 2\pi (f_c - \frac{f_b}{6})t - \frac{X}{2} \cos 2\pi (f_c + \frac{f_b}{6})t \end{aligned}$$

Phổ tần ở đầu ra trải rộng từ $f_c + f_b/6$ đến $f_c - f_b/6$ và độ rộng dải tần (f_N) là:

$$(f_c + \frac{f_b}{6}) - (f_c - \frac{f_b}{6}) = \frac{2f_b}{6} = \frac{f_b}{3}$$

Ví dụ 4.8

Một bộ điều chế 8-PSK có tốc độ dữ liệu đầu vào (f_N) là 10 Mbit/s và tần số sóng mang là 70 MHz.

- Hãy xác định dải tần Nyquist tối thiểu với cả hai biên và baud.
- So sánh kết quả tính được với độ điều chế BPSK và QPSK trong ví dụ 4.4 và ví dụ 4.6 (sử dụng sơ đồ khối của bộ điều chế ở hình 4.15).

Giải:

- Tốc độ bit trong các kênh I, kênh Q và kênh C là bằng 1/3 tốc độ bit đầu vào, hoặc

$$f_{bC} = f_{bQ} = f_{bI} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{3} = 3,33 \text{ Mbit/s}$$

Như vậy, tốc độ chuyển đổi nhanh nhất và tần số cơ bản lớn nhất đặc trưng cho bộ điều chế cân bằng là:

$$f_u = \frac{f_{bC}}{2} \quad \text{hoặc} \quad \frac{f_{bQ}}{2} \quad \text{hoặc} \quad \frac{f_{bI}}{2} = \frac{3,33 \text{ Mbit/s}}{2} = 1,667 \text{ Mbit/s}$$

- Sóng đầu ra từ bộ điều chế cân bằng là:

$$\begin{aligned}
 (\sin 2\pi f_a t)(\sin 2\pi f_c t) &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c - f_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c + f_a)t \\
 &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 - 1,667) \text{ MHz} t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(70 + 1,667) \text{ MHz} t \\
 &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(68,333) \text{ MHz} t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(71,667) \text{ MHz} t
 \end{aligned}$$

- Độ rộng dải tần Nyquist tối thiểu là

$$f_N = (71,667 - 68,333) \text{ MHz} = 3,333 \text{ MHz}$$

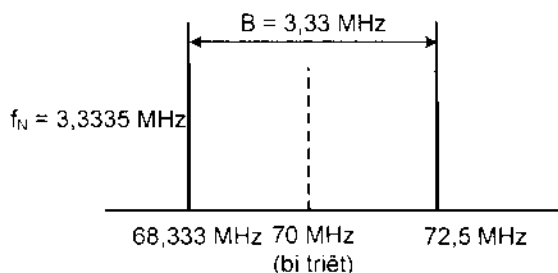
- Độ rộng dải tần tối thiểu của tín hiệu 8-PSK cũng có thể xác định theo biểu thức (3.13b):

$$B = \frac{f_b}{N} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{3} = 3,333 \text{ MHz}$$

- Giá trị baud bằng giá trị độ rộng dải tần:

$$\text{baud} = 3,333 \text{ Megabaud}$$

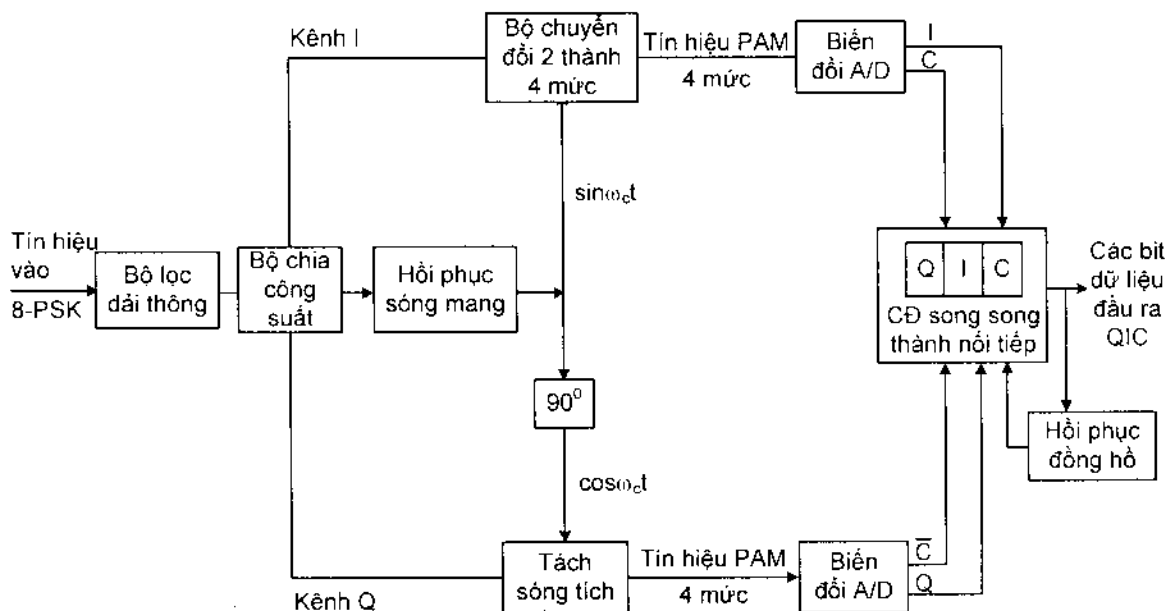
- Phổ tần ở đầu ra có thể biểu thị như sau:



- Có thể nhận xét rằng, với cùng một tốc độ bit ở đầu vào thì độ rộng băng tần yêu cầu tối thiểu của bộ điều chế 8-PSK là bằng 1/3 giá trị của bộ điều chế BPSK và bằng 50% giá trị của bộ điều chế QPSK như trong ví dụ 4.6. Giá trị baud cũng giảm theo tỷ lệ tương tự.

3. Bộ thu 8-PSK

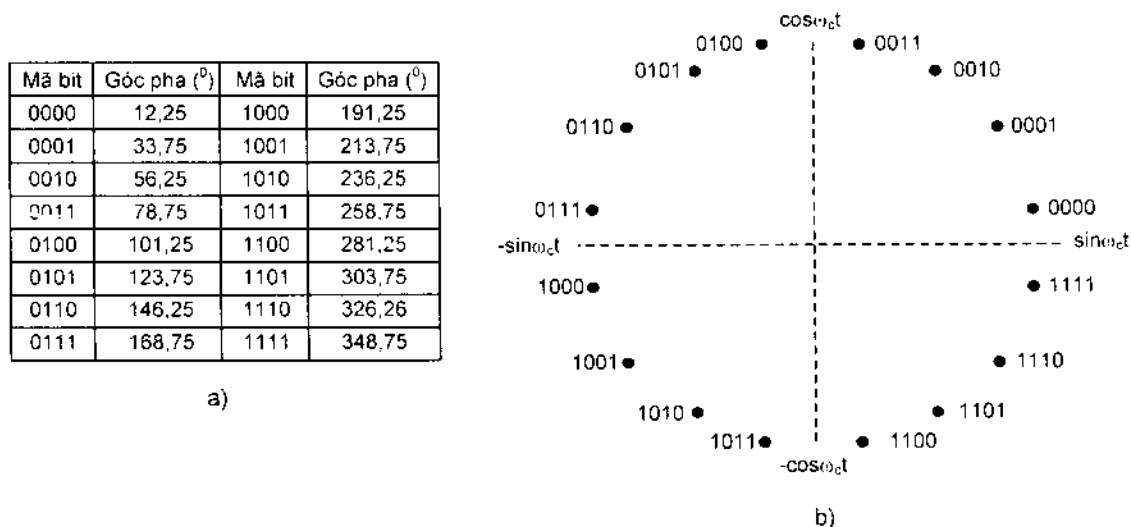
Hình 4.20 mô tả sơ đồ khối của một bộ thu tín hiệu 8-PSK. Tín hiệu vào 8-PSK qua bộ lọc thông dải, đến bộ chia công suất theo kênh I và Q, sau đó đến bộ tách sóng tích của kênh I, kênh Q và mạch hồi phục sóng mang. Nhiệm vụ của mạch hồi phục sóng mang là tái tạo lại sóng mang như sóng mang ở phía phát. Tín hiệu 8-PSK được trộn với sóng mang hồi phục trong bộ tách sóng tích kênh I và với sóng mang cầu phương (lệch 90°) trong bộ tách sóng tích kênh Q. Đầu ra của các bộ tách sóng tích là tín hiệu PAM bốn mức. Bộ chuyển đổi A/D chuyển đổi 4 mức tương tự thành 2 mức số. Đầu ra của bộ chuyển đổi A/D của kênh I là các bit I và C. Đầu ra của bộ chuyển đổi A/D của kênh Q là các bit Q và C. Mạch logic Q/I/C chuyển đổi các cặp I/C và Q/C thành các bit nối tiếp I, Q và C ở đầu ra của dây dữ liệu thu.



Hình 4.20: Bộ thu tín hiệu 8-PSK

4.4.4.6. Khóa dịch pha 16 mức, 16-PSK

PSK-16 pha (16-PSK) là một kỹ thuật mã hoá M mức trong đó $M = 16$. Ở đây tín hiệu đầu ra có 16 khả năng về pha khác nhau. Bộ điều chế 16-PSK làm việc với các nhóm dữ liệu đầu vào có độ dài là 4 bit ($2^4 = 16$). Các pha đầu ra không thay đổi cho đến khi chúng được đưa vào bộ điều chế. Vì vậy, tốc độ chuyển đổi ở đầu ra và độ rộng dải tần tối thiểu là bằng một phần tư của tốc độ bit đầu vào ($f_b/4$). Hình 4.21 mô tả bảng chân lý và đồ thị không gian trạng thái của bộ phát 16-PSK.



Hình 4.21: Bảng chân lý và biểu đồ không gian trạng thái của tín hiệu điều chế 16-PSK

a) Bảng chân lý; b) Biểu đồ không gian trạng thái

Ở điều chế 16-PSK sự cách biệt về góc pha giữa các pha kế cận nhau ở đầu ra là $22,5^\circ$ và góc cách biệt đó được duy trì. Tín hiệu 16-PSK dễ bị sai pha trong môi trường truyền dẫn, do đó các mạch điện để giữ cho không bị trôi pha khá phức tạp.

4.4.4.7. Điều chế biên độ cầu phương, QAM

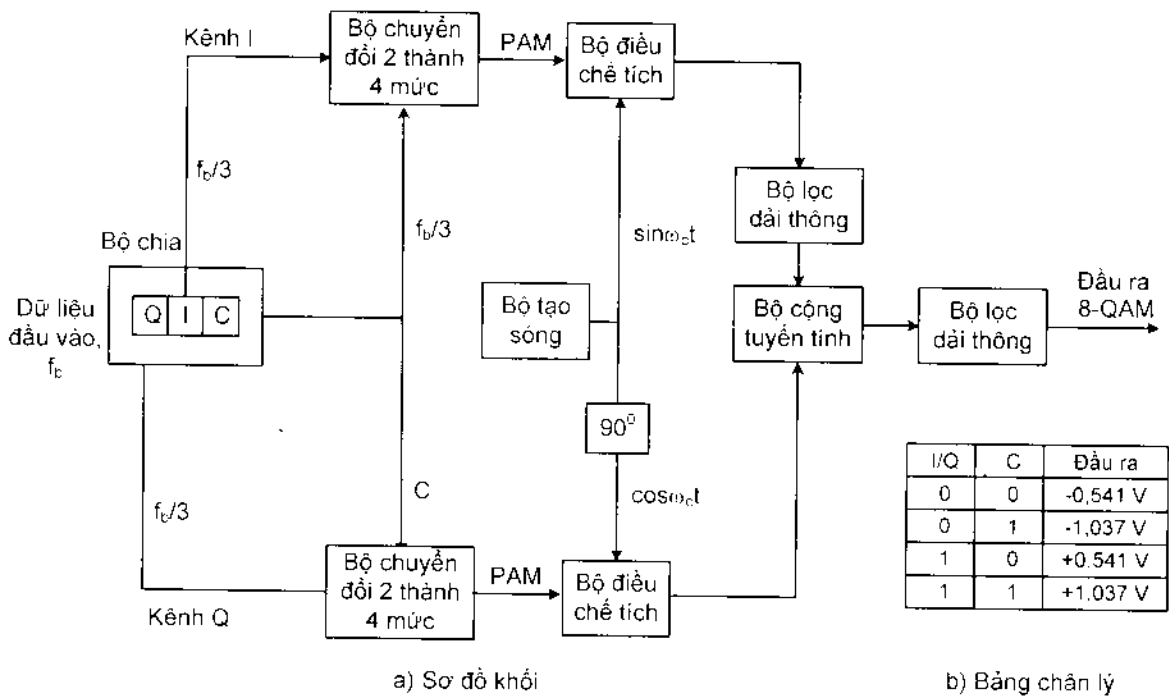
Điều chế biên độ cầu phương, QAM (Quadrature Amplitude Modulation) là một dạng điều chế số trong đó thông tin số được chứa trong cả biên độ và góc pha của sóng mang truyền đi.

• QAM-8 mức

QAM-8 mức (8-QAM) là một kỹ thuật mã hoá M mức trong đó $M = 8$. Khác với tín hiệu 8-PSK, ở đây tín hiệu đầu ra của bộ điều chế 8-QAM là tín hiệu có biên độ không phải là hằng số.

1. Bộ phát 8-QAM

Hình 4.22 mô tả sơ đồ khối của một bộ phát 8-QAM.



Hình 4.22: Bộ phát 8-QAM

Từ sơ đồ ở hình 4.22a nhận thấy rằng, chỉ có một sự khác nhau giữa mạch điện của bộ phát 8-QAM và bộ phát 8-PSK là không có bộ đảo giữa kênh C và bộ tách sóng tích của kênh Q.

Ở điều chế 8-PSK, dữ liệu đến được phân thành các nhóm 3 bit: các dòng bit I, Q và C và mỗi dòng đó có tốc độ bit bằng một phần ba tốc độ bit đầu vào. Mặt khác, các bit I và Q xác định cực của tín hiệu PAM ở đầu ra của bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức, còn kênh C thì xác định biên độ.

Ở điều chế 8-QAM, do bit C được cung cấp đồng thời không đảo cho cả hai bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh I và kênh Q, cho nên các tín hiệu QPAM là luôn luôn bằng nhau. Cực của các tín hiệu đó phụ thuộc vào trạng thái logic các bit I và Q, cũng vì vậy mà chúng có thể khác nhau. Hình 4.22b mô tả bảng chân lý của các bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh I và kênh Q.

Ví dụ 4.9

Với một mã nhóm 3 bit ở đầu vào là $Q = 0$, $I = 0$ và $C = 0$: (000). Hãy xác định biên độ và pha ở đầu ra của bộ phát 8-QAM có sơ đồ khối như ở hình 4.22a.

Giải

- Các đầu vào của bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh I là: $I = 0$ và $C = 0$. Theo bảng chân lý hình 4.22b thì đầu ra là $-0,541$ V.

- Các đầu vào của bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh Q là: $Q = 0$ và $C = 0$. Cũng theo bảng chân lý hình 4.22b thì đầu ra là $-0,541$ V.

- Như vậy hai đầu vào của bộ điều chế tích kênh I là $-0,541$ và $\sin\omega_c t$. Đầu ra là:

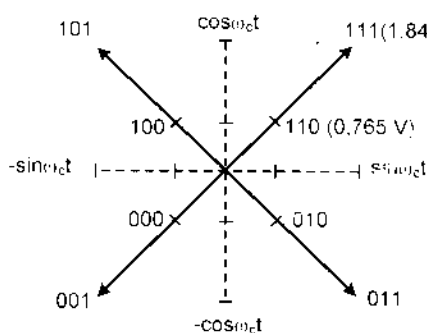
$$I = (-0,541)(\sin\omega_c t) = -0,541\sin\omega_c t$$

Hai đầu vào của bộ điều chế tích kênh Q là $-0,541$ và $\cos\omega_c t$. Đầu ra là:

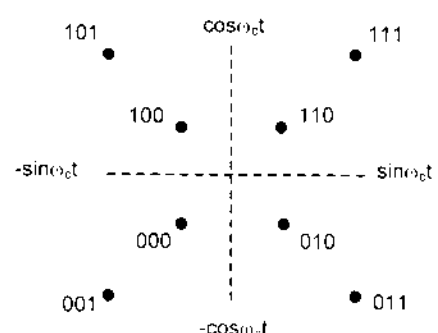
$$Q = (-0,541)(\cos\omega_c t) = -0,541\cos\omega_c t$$

Dữ liệu nhị phân đầu vào			Tín hiệu 8-QAM đầu ra	
Q	I	C	Biên độ	Pha
0	0	0	0,767 V	-135°
0	0	1	1,848 V	-135°
0	1	0	0,765 V	-45°
0	1	1	1,848 V	-45°
1	0	0	0,765 V	$+135^\circ$
1	0	1	1,848 V	$+135^\circ$
1	1	0	0,765 V	$+45^\circ$
1	1	1	1,848 V	$+45^\circ$

a) Bảng chân lý



b) Đồ thị pha



c) Biểu đồ không gian trạng thái

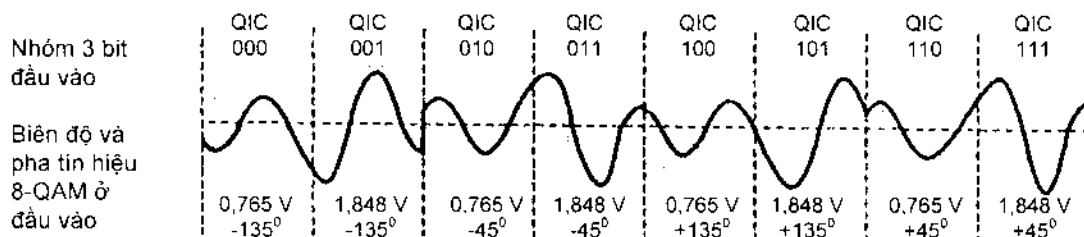
Hình 4.23: Bảng chân lý, đồ thị pha và đồ thị không gian trạng thái của bộ điều chế 8-QAM

Các đầu ra của các bộ điều chế tích của kênh I và kênh Q được hỗn hợp trong bộ công tuyến tính và đầu ra được điều chế của bộ cộng đó sẽ là:

$$\begin{aligned} \text{Đầu ra bộ cộng: } & -0,541\sin\omega_c t - 0,541\cos\omega_c t \\ & = 0,765\sin(\omega_c t - 135^\circ) \end{aligned}$$

- Đối với các nhóm mã 3 bit khác (001, 010, 011, 100, 101, 110, 111) cũng sẽ được tính toán theo phương pháp tương tự. Kết quả sẽ được mô tả như ở hình 4.23.

Hình 4.24 mô tả quan hệ pha ở đầu ra theo thời gian. Lưu ý rằng ở đây chỉ có 2 biên độ và 4 khả năng pha ở đầu ra.



Hình 4.24: Quan hệ biên độ và pha theo thời gian của tín hiệu 8-QAM

2. Bộ thu 8-QAM

Cấu trúc của bộ thu tín hiệu 8-QAM cũng gần giống như bộ thu tín hiệu 8-PSK mô tả ở hình 4.20. Chúng chỉ có sự khác nhau là các mức tín hiệu PAM ở đầu ra của bộ tách sóng tích và các tín hiệu nhị phân ở đầu ra của bộ chuyển đổi từ tương tự sang số (A/D). Ở tín hiệu 8-QAM có 2 khả năng biên độ và 8 khả năng tín hiệu đầu ra, trong lúc ở tín hiệu 8-PSK có 4 mức PAM được điều chế với 8 khả năng tín hiệu đầu ra. Do đó hệ số chuyển đổi của các bộ chuyển đổi của chúng cũng khác nhau. Ở điều chế 8-QAM thì các tín hiệu đầu ra từ bộ chuyển đổi từ tương tự sang số (A/D) của kênh I là bit 1 và bit C, còn các tín hiệu đầu ra nhị phân từ bộ chuyển đổi A/D của kênh Q là các bit Q và bit C.

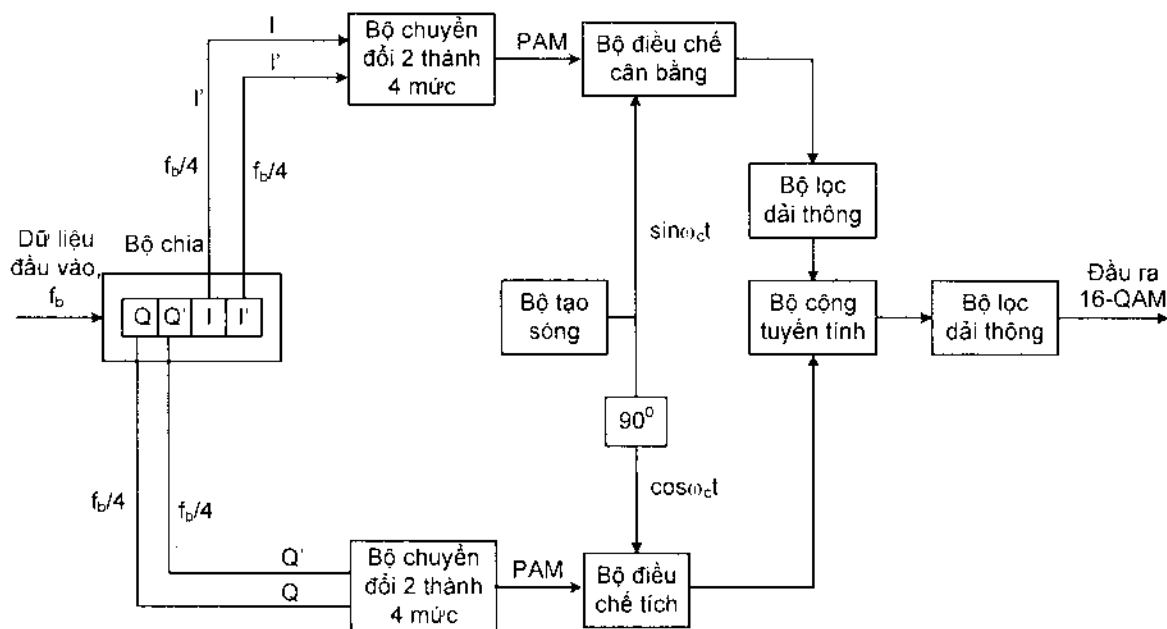
• QAM 16 mức

Cũng tương tự như điều chế 16-PSK, điều chế QAM 16 mức (16-QAM) là một hệ thống mã hoá M mức trong đó $M = 16$. Dữ liệu đầu vào được nhóm theo nhóm 4 bit ($2^4 = 16$). Cũng giống như ở điều chế 8-QAM, ở đây cả hai thông số biên độ và góc pha của sóng mang đều là các tham số biến đổi.

1. Bộ phát 16-QAM

Hình 4.25 mô tả sơ đồ khối một bộ phát 16-QAM. Ở đây dữ liệu nhị phân đầu vào được chia thành bốn kênh: kênh I, I', Q và Q'. Tốc độ bit của mỗi kênh là bằng một phần tư tốc độ bit đầu vào ($f_b/4$). Bốn bit đó được nhép nối tiếp trong bộ chia bit, sau đó chúng được đồng thời đưa ra song song đến các kênh I, I', Q và Q'. Các bit I và Q xác định cực của tín hiệu đầu ra của bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức (logic 1 = dương và logic 0 = âm). Các bit I' và Q' xác định biên độ (logic 1 = 0,821 V và logic 0 = 0,22 V). Như vậy, các bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức sẽ tạo ra một tín hiệu PAM có 4 mức ở đầu ra. Tại mỗi đầu ra của một bộ chuyển đổi 2 sang 4 đó có 2 khả năng biên độ và 2 khả năng cực. Đó là $\pm 0,22$ V và $\pm 0,821$ V. Các tín hiệu PAM được đưa điều chế với sóng mang đồng pha và sóng mang cầu phương ($+90^\circ$) ở để bộ điều chế tích. Ở bộ điều chế tích I thì chúng là: $+0,821 \sin \omega_c t$; $-0,821 \sin \omega_c t$; $+0,22 \sin \omega_c t$ và $-0,22 \sin \omega_c t$. Ở bộ điều chế tích Q thì chúng

là: $+0,821\cos\omega_c t$; $+0,22\cos\omega_c t$; $-0,821\cos\omega_c t$ và $-0,22\cos\omega_c t$. Bộ cộng tuyến tính sẽ tổng hợp các đầu ra của các bộ điều chế tích của các kênh I và kênh Q đã tạo ra 16 trạng thái đầu ra cần thiết của tín hiệu 16 QAM. Hình 4.26 mô tả bảng chân lý của các bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh I và kênh Q.



Hình 4.25: Sơ đồ khối chức năng của bộ phát 16-QAM

I	I'	Đầu ra
0	0	-0,22 V
0	1	-0,821 V
1	0	+0,22 V
1	1	+0,821 V

a) Kênh I

Q	Q'	Đầu ra
0	0	-0,22 V
0	1	-0,821 V
1	0	+0,22 V
1	1	+0,821 V

b) Kênh Q

Hình 4.26: Bảng chân lý của bộ chuyển đổi từ 2 mức lên 4 mức của kênh I và kênh Q

Ví dụ 4.10

Nhóm mã 4 bit đầu vào là: $I = 0$; $I' = 0$; $Q = 0$ và $Q' = 0$, tức nhóm mã 0000. Hãy xác định biên độ và góc pha ở đầu ra của bộ điều chế 16-QAM có sơ đồ khối như hình 4.25.

Giải:

Các đầu vào đến bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh I là: $I = 0$ và $I' = 0$. Theo bảng chân lý ở hình 4.26a thì đầu ra là -0,22 V.

Các đầu vào đến bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức của kênh Q là $Q = 0$ và $Q' = 0$. Theo bảng chân lý ở hình 4.26b thì đầu ra là -0,22 V.

- Như vậy, hai đầu vào của bộ điều chế tích kênh I là -0,22 V và $\sin\omega_c t$. Đầu ra của nó sẽ là:

$$I = (-0,22)(\sin\omega_c t) - 0,22 \sin\omega_c t$$

Hai đầu vào của bộ điều chế tích kênh Q là -0,22 V và đầu ra của nó sẽ là:

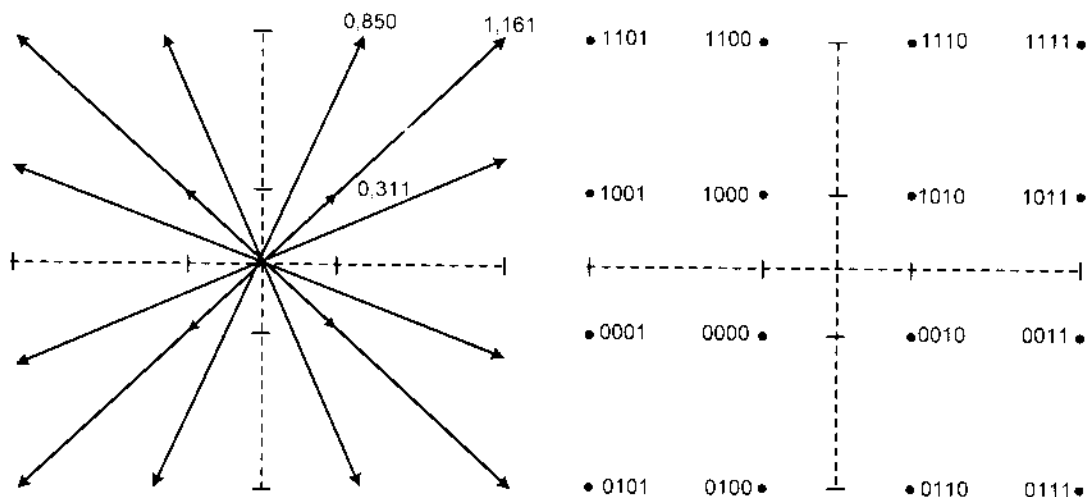
$$Q = (-0,22)(\cos\omega_c t) = -0,22 \cos\omega_c t$$

- Các đầu ra từ các bộ điều chế tích của kênh I và kênh Q được đưa đến tổng hợp trong bộ cộng tuyến tính và sẽ có tín hiệu đầu ra được điều chế là:

$$\text{Đầu ra bộ cộng: } -0,22\sin\omega_c t - 0,22 \cos\omega_c t = 0,311\sin(\omega_c t - 135^\circ)$$

- Với các nhóm mã khác thì thủ tục tính toán cũng như trên. Kết quả tính toán được mô tả ở hình 4.27.

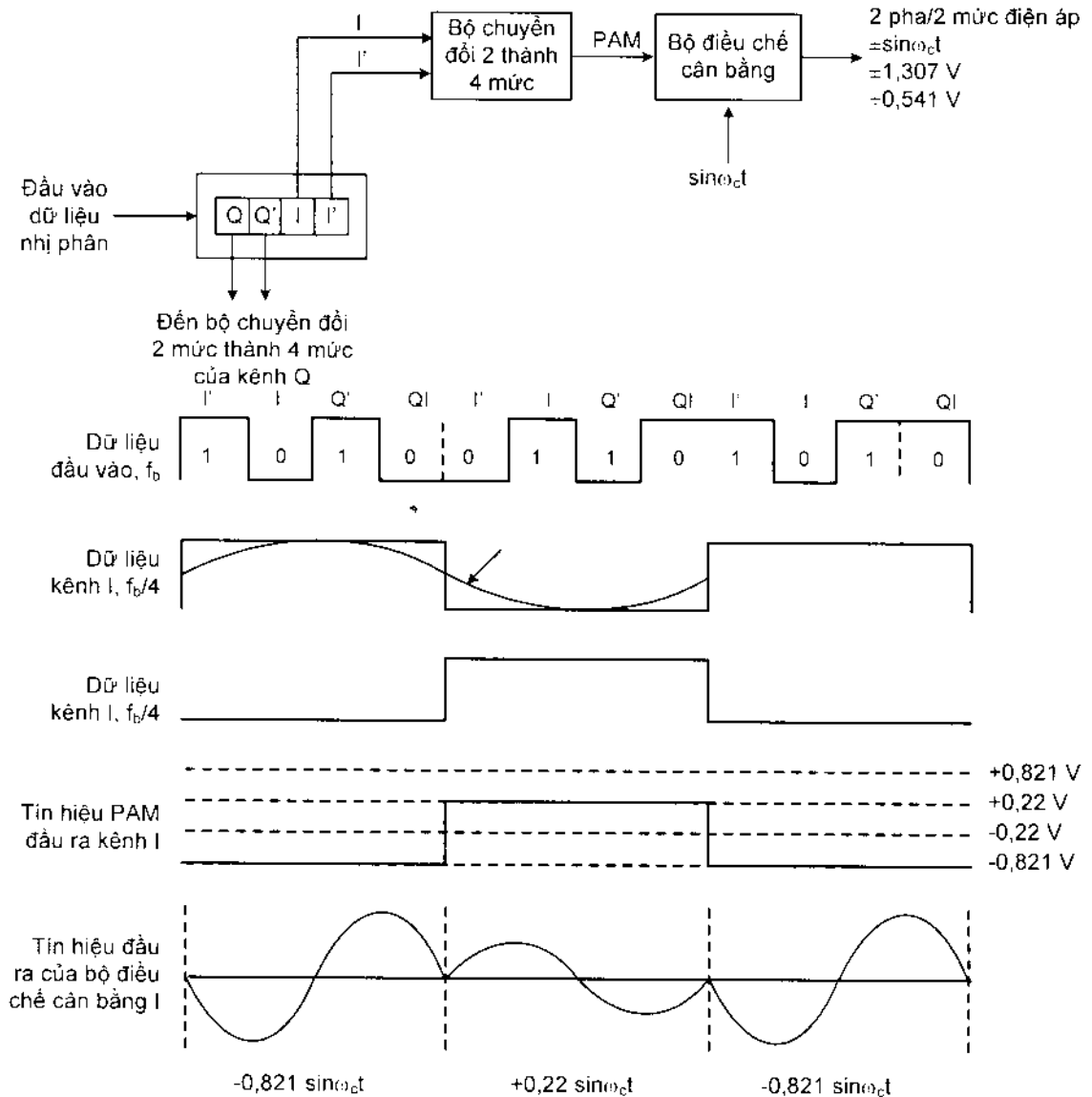
Dữ liệu đầu vào nhị phân				Tín hiệu đầu ra 16-QAM	
Q	Q'	I	I'		
0	0	0	0	0,311 V	-135°
0	0	0	1	0,850 V	-165°
0	0	1	0	0,311 V	-45°
0	0	1	1	0,850 V	-15°
0	1	0	0	0,850 V	-105°
0	1	0	1	1,161 V	-135°
0	1	1	0	0,850 V	-75°
0	1	1	1	1,161 V	-45°
1	0	0	0	0,311 V	135°
1	0	0	1	0,850 V	165°
1	0	1	0	0,311 V	45°
1	0	1	1	0,850 V	15°
1	1	0	0	0,850 V	-105°
1	1	0	1	1,161 V	135°
1	1	1	0	0,850 V	75°
1	1	1	1	1,161 V	45°



Hình 4.27: a) Bảng chân lý; b) Đồ thị pha và c) Đồ thị không gian trạng thái của bộ điều chế 16-QAM

2. Độ rộng dải tần của tín hiệu 16-QAM

Ở điều chế 16-QAM, do dữ liệu đầu vào được chia thành bốn kênh, cho nên tốc độ bit trong các kênh I, I', Q, Q' là bằng một phần tư tốc độ dữ liệu nhị phân ở đầu vào ($f_b/4$). Bộ phân chia bit trải các bit I, I', Q và Q' có độ dài bằng bốn bộ đầu vào. Mặt khác, do các bit I, I', Q, Q' được đưa ra đồng thời và song song đến các bộ chuyển đổi 2 mức thành 4 mức cho nên tốc độ đầu vào và đầu ra của bộ chuyển đổi 2/4 cũng bằng một phần tư tốc độ dữ liệu đầu vào.



Hình 4.28: Mô tả độ rộng dải tần của bộ điều chế 16-QAM

Hình 4.28 mô tả quan hệ thời gian bit giữa dữ liệu đầu vào, dữ liệu các kênh I, I', Q, Q' và tín hiệu PAM kênh I.

Từ hình 4.28 nhận thấy rằng, tần số cơ bản lớn nhất trong kênh I, I', Q hoặc Q' là bằng một phần tám tốc độ bit của dữ liệu đầu vào (một chu kỳ trong kênh I, I', Q hoặc Q' tương ứng với thời

gian của 8 bit đầu vào). Như vậy, tần số cơ bản lớn nhất của tín hiệu PAM là bằng 1/8 tốc độ bit đầu vào.

Ở bộ điều chế 16-QAM, sẽ có một sự chuyển đổi ở đầu ra (hoặc là pha, hoặc biên độ, hoặc cả pha và biên độ của chúng) ứng với bốn bit dữ liệu một. Có nghĩa là, giá trị baud sẽ bằng $f_b/4$ và đó cũng là độ rộng dải tần tối thiểu.

Các bộ điều chế cân bằng là các bộ điều chế tích, cho nên tín hiệu đầu ra của chúng được biểu thị bởi biểu thức toán học:

$$\text{Tín hiệu đầu ra} = (X \sin \omega_a t)(\sin \omega_c t)$$

$$\text{trong đó: } \underbrace{\omega_a t = 2\pi \frac{f_b}{8} t}_{\text{Pha tín hiệu điều chế}} \quad \text{và} \quad \underbrace{\omega_c t = 2\pi f_c t}_{\text{Pha sóng mang}}$$

$$\text{và} \quad X = \pm 0,22 \quad \text{hoặc} \quad \pm 0,821$$

Như vậy:

$$\begin{aligned} \text{Tín hiệu đầu ra} &= (X \sin 2\pi \frac{f_b}{8} t)(\sin 2\pi f_c t) \\ &= \frac{X}{2} \cos 2\pi (f_c - \frac{f_b}{8}) t = \frac{X}{2} \cos 2\pi (f_c + \frac{f_b}{8}) t \end{aligned}$$

Phổ tần đầu ra được trải từ $f_c - f_b/8$ và độ rộng dải tần tối thiểu (f_N) sẽ là:

$$(f_c + \frac{f_b}{8}) - (f_c - \frac{f_b}{8}) = \frac{f_b}{4}$$

Ví dụ 4.11

Một bộ điều chế 16-QAM có tốc độ dữ liệu đầu vào (f_b) là 10 Mbit/s và tần số sóng mang là 70 MHz. Hãy xác định tần số Nyquist cho cả hai biên và giá trị baud.

So sánh các kết quả nhận được với các bộ điều chế BPSK, QPSK và 8-PSK được tính trong các ví dụ 4.3, 4.5 và 4.7.

Giải:

Tốc độ bit trong các kênh I, I', Q và Q' là bằng một phần tư tốc độ bit đầu vào, hoặc:

$$f_{bI} = f_{bI'} = f_{bQ} = f_{bQ'} = \frac{f_b}{4} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{4} = 2,5 \text{ MHz}$$

Do đó, tốc độ chuyển đổi nhanh nhất và tần số cơ bản lớn nhất được đưa đến bộ điều chế cân bằng là:

$$f_u = \frac{f_{bI}}{2} \text{ hoặc } \frac{f_{bI'}}{2} \text{ hoặc } \frac{f_{bQ}}{2} \text{ hoặc } \frac{f_{bQ'}}{2} \text{ hoặc } = \frac{2,5 \text{ Mbit/s}}{2} = 1,25 \text{ MHz}$$

- Dạng sóng đầu ra của bộ điều chế cân bằng là:

$$\begin{aligned} (\sin 2\pi f_a t)(\sin 2\pi f_c t) &= \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c - f_a)t - \frac{1}{2} \cos 2\pi(f_c + f_a)t \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 - 1,25) \text{ MHz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi[(70 + 1,25) \text{ MHz}]t \\ &= \frac{1}{2} \cos 2\pi[(68,75) \text{ MHz}]t - \frac{1}{2} \cos 2\pi[(71,25) \text{ MHz}]t \end{aligned}$$

- Độ rộng dải tần Nyquist tối thiểu là:

$$f_N = (71,25 - 68,75) \text{ MHz} = 2,5 \text{ MHz}$$

- Độ rộng dải tần đối với điều chế 16-QAM được xác định theo biểu thức (3.13b) sẽ là:

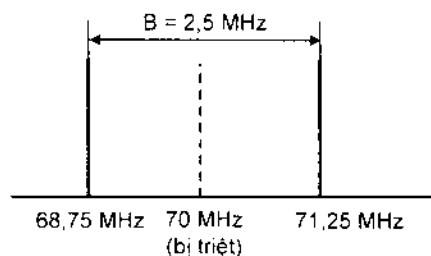
$$B = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{4} = 2,5 \text{ MHz}$$

- Tốc độ ký hiệu (symbol) bằng độ rộng dải tần, như vậy:

$$\text{Tốc độ ký hiệu} = 2,5 \text{ Mbaud (megabaud)}$$

- Phổ tần đầu ra được biểu thị như hình bên:

- Nhận xét rằng, nếu cùng một tốc độ bit ở đầu vào thì độ rộng dải tần tối thiểu ở bộ điều chế 16-QAM là bằng một phần tư so với bộ điều chế BPSK, bằng một phần hai so với bộ điều chế QPSK và 25% có giá trị nhỏ hơn so với bộ điều chế 8-PSK.



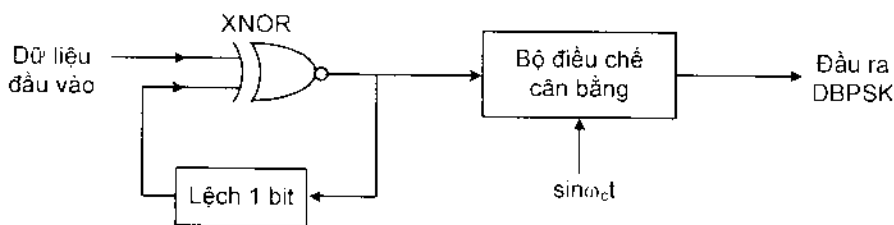
Với mỗi kỹ thuật điều chế thì các giá trị baud cũng sẽ giảm theo tỷ lệ tương ứng.

4.4.4.8. Khóa dịch pha vi phân, DPSK

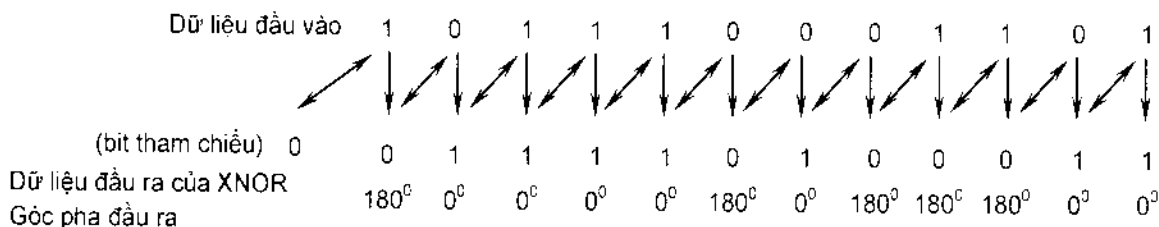
Khoá dịch pha vi phân, DPSK (Differential Phase Shift Keying) là một dạng thay đổi luân phiên của điều chế nhị phân trong đó thông tin nhị phân đầu vào có sự khác nhau giữa hai phân tử tín hiệu kế tiếp nhau mà ở đây là các pha tuyệt đối. Ở điều chế DPSK không cần phải hồi phục sóng mang. Thực chất ở đây là, phân tử tín hiệu thu được bị làm lệch một khe thời gian phần tử tín hiệu và sau đó lại đem so sánh với phân tử tín hiệu thu được kế tiếp sau đó. Sự sai pha của hai phân tử tín hiệu được so sánh đó xác định trạng thái logic của dữ liệu.

1. Bộ phát DPSK

Hình 4.29a mô tả sơ đồ khối đơn giản hoá một bộ phát khoá dịch pha vi phân, DPSK. Bit thông tin vào được đưa đến mạch XNOR (mạch OR phủ định có X đầu vào) cùng với bit đến trước nó và đầu ra của mạch XNOR được đưa đến bộ điều chế cân bằng. Ở đây bộ dữ liệu thứ nhất không phải là bit đi trước để so sánh. Vì vậy, cần sử dụng một bộ tham chiếu ban đầu.



a) Sơ đồ khối đơn giản hóa bộ phát DPSK

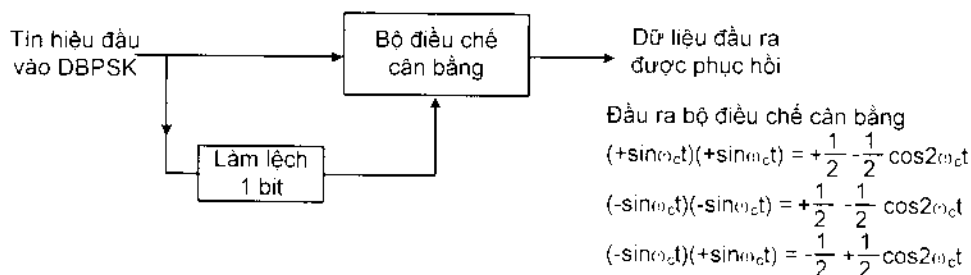


b) Đồ thị thời gian

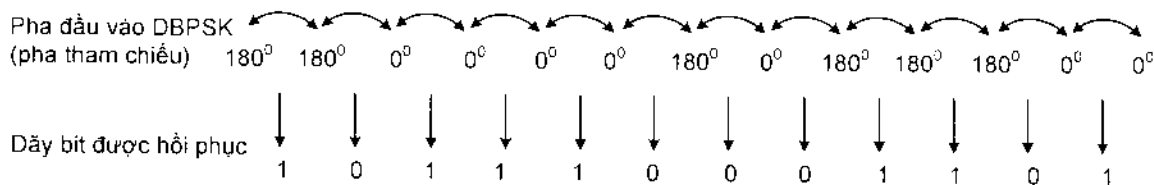
Hình 4.29: Mô tả điều chế khóa dịch pha vi phân DPSK

Hình 4.29b mô tả quan hệ giữa dữ liệu đầu vào, dữ liệu đầu ra của mạch XNOR và góc pha ở đầu ra của bộ điều chế cân bằng. Nếu như bit tham chiếu ban đầu được giả thiết là có logic 1 thì đầu ra của mạch XNOR cũng sẽ có logic 1 tương tự như đầu vào. Trong ví dụ ở hình 4.29b thì bit đầu tiên đưa vào mạch XNOR là bit tham chiếu. Nếu như chúng có logic giống nhau thì đầu ra của mạch XNOR là logic 1; nếu như chúng khác nhau thì đầu ra của mạch XNOR là logic 0. Bộ điều chế cân bằng làm việc cũng giống như bộ điều chế BPSK thông thường, có nghĩa là logic 1 tạo ra $+\sin\omega_c t$ ở đầu ra và logic 0 tạo ra $-\sin\omega_c t$ ở đầu ra.

2. Bộ thu DPSK



a) Sơ đồ khối



b) Dây thời gian

Hình 4.30: Mô tả hoạt động của bộ giải điều chế DPSK

Hình 4.30 mô tả sơ đồ khối và dãy thời gian để thu tín hiệu DPSK. Ở đây tín hiệu thu được làm lệch thời gian là một thời gian bit, sau đó được đưa đến bộ điều chế cân bằng để so sánh với phần tử bit kế tiếp sau nó.

Nếu chúng giống nhau thì logic 1 (điện áp +) được tạo ra. Còn nếu chúng khác nhau thì logic 0 (điện áp -) được tạo ra. Nếu như trường hợp pha tham chiếu không chính xác thì chỉ có bit giải điều chế đầu tiên bị sai. Mã hóa vi phân có thể ứng dụng cho các hệ thống điều chế số lớn hơn nhị phân và thuật toán vi phân lúc đó cũng sẽ phức tạp hơn so với điều chế DBPSK (khóa dịch pha nhị phân vi phân).

Ưu điểm trước tiên của điều chế DBPSK là đơn giản và dễ cài đặt, kế tiếp là ở DBPSK thì ở phía thu không cần có mạch hồi phục sóng mang. Nhược điểm của DBPSK là nó yêu cầu phải có tỷ số tín hiệu trên tạp âm lớn để đảm bảo không bị sai số

4.4.4.9. Hiệu suất băng tần của điều chế số

Hiệu suất băng tần hoặc một số tài liệu còn gọi là mật độ thông tin là một đại lượng thường được sử dụng để so sánh hiệu năng của một kỹ thuật điều chế số với các kỹ thuật điều chế khác. Cụ thể, đó là tỷ số của tốc độ bit truyền dẫn trên băng tần tối thiểu yêu cầu với một dạng điều chế cụ thể. Hiệu suất băng tần được chuẩn hoá đến 1 Hz băng tần, có nghĩa là số bit mà nó có thể truyền đạt qua môi trường truyền dẫn với mỗi một Hz băng tần. Hiệu suất băng tần (BW) có thể được biểu thị theo biểu thức:

$$\begin{aligned} \text{Hiệu suất BW} &= \frac{\text{Tốc độ truyền dẫn (bit/s)}}{\text{Băng tần tối thiểu (Hz)}} \\ &= \frac{\text{bit/s}}{\text{Hz}} = \frac{\text{bit/s}}{\text{chu kỳ/s}} = \frac{\text{bit}}{\text{chu kỳ}} \end{aligned} \quad (4.17)$$

Ví dụ 4.12

Xác định hiệu suất băng tần với các dạng điều chế sau đây: BPSK, QPSK, 8-PSK và 16-PSK.

Giải:

- Từ kết quả tính toán ở các ví dụ đã trình bày ở các mục trên thì băng tần yêu cầu tối thiểu để truyền với tốc độ truyền dẫn là 10 Mbit/s với bốn dạng điều chế trên là:

Dạng điều chế	Băng tần tối thiểu (MHz)
BPSK	10
QPSK	5
8-PSK	3,33
16-PSK	2,5

- Thay thế giá trị vào biểu thức (4.17) hiệu suất băng tần được xác định như sau:

$$\text{BPSK: Hiệu suất BW} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{10 \text{ MHz}} = \frac{1 \text{ bit/s}}{\text{Hz}} = \frac{1 \text{ bit}}{\text{chu kỳ}}$$

$$\text{QPSK: Hiệu suất BW} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{5 \text{ MHz}} = \frac{2 \text{ bit/s}}{\text{Hz}} = \frac{2 \text{ bit}}{\text{chu kỳ}}$$

$$\text{8-PSK: Hiệu suất BW} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{3,333 \text{ MHz}} = \frac{3 \text{ bit/s}}{\text{Hz}} = \frac{3 \text{ bit}}{\text{chu kỳ}}$$

$$\text{16-QAM: Hiệu suất BW} = \frac{10 \text{ Mbit/s}}{2,5 \text{ MHz}} = \frac{4 \text{ bit/s}}{\text{Hz}} = \frac{4 \text{ bit}}{\text{chu kỳ}}$$

- Các kết quả trên nói lên rằng, dạng điều chế BPSK có hiệu suất kém nhất và dạng điều chế 16-QAM có hiệu suất lớn nhất. Điều chế 16-QAM cũng chỉ cần một phần tư băng tần của BPSK nếu như cùng có tốc độ bit đầu vào như nhau. Bảng 4.3 mô tả thông số một số dạng điều chế khác nhau.

Bảng 4.3: Thông số một số dạng điều chế số

Dạng điều chế	Mã hóa	Băng tần (Hz)	Baud	Hiệu suất băng tần bit/s/Hz
FSK	Bit đơn	$\geq f_b$	f_b	≥ 1
BPSK	Bit đơn	f_b	f_b	1
QPSK	Bit kép	$f_b/2$	$f_b/2$	2
8-PSK	Nhóm 3 bit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
8-QAM	Nhóm 3 bit	$f_b/3$	$f_b/3$	3
16-PSK	Nhóm 4 bit	$f_b/4$	$f_b/4$	4
16-QAM	Nhóm 4 bit	$f_b/4$	$f_b/4$	4

4.4.5. Xác suất lỗi bit và tỷ lệ lỗi bit

Xác suất lỗi $P(e)$ (Probability of error) và tỷ lệ lỗi bit, BER (Bit Error Rate) trong thực tế có thể sử dụng thay thế cho nhau với nghĩa của chúng có sự khác nhau chút ít. Xác suất lỗi bit $P(e)$ về lý thuyết (toán học) đó là dự đoán tỷ lệ lỗi bit của một hệ thống đã cho. Tỷ lệ lỗi bit là một đại lượng được ghi nhận theo thực nghiệm về hiệu năng lỗi bit thực tế của hệ thống. Ví dụ, một hệ thống có $P(e) = 10^{-5}$, điều đó có ý nghĩa toán học, và chúng ta có thể chắc rằng sẽ có một bit sai khi 100.000 bit được truyền ($1/10^5 = 1/100.000$). Nếu một hệ thống có BER là 10^{-5} thì ý nghĩa của nó là có một bit sai trong 100.000 bit được truyền. Tỷ lệ lỗi bit được đo, sau đó được đem so sánh với xác suất lỗi dự đoán để đánh giá hiệu năng của hệ thống.

Xác suất lỗi là một hàm số của tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm (hoặc mật độ năng lượng bit trên mật độ công suất tạp âm) và số các trạng thái có khả năng mã hoá được sử dụng là M . Tỷ số công suất sóng mang trên tạp âm là tỷ số công suất trung bình của sóng mang (công suất tổng hợp của sóng mang và các dải biên của chúng) trên công suất tạp âm nhiệt. Công suất sóng mang C (carrier) có thể được biểu thị bằng đơn vị W hoặc dBm, trong đó.

$$C_{(\text{dBm})} = 10 \lg \frac{C(W)}{0,001} \quad (4.18)$$

Công suất tạp âm, theo lý thuyết tạp âm, được xác định theo biểu thức:

$$N = KTB(W)$$

trong đó: N là công suất tạp âm nhiệt (W); (K là hằng số Boltzman = $1,3 \cdot 10^{-23}$ J/Kelvin); T là nhiệt độ Kelvin ($0K = -273^{\circ}C$); nhiệt độ phòng được tính là 290 K; B là độ rộng băng tần (Hz).

Đại lượng N nếu biểu thị theo dBm:

$$N_{(dBm)} = 10 \lg \frac{KTB}{0,001} \quad (4.19)$$

Như vậy, tỷ số công suất sóng mang trên tạp âm là:

$$\frac{C}{N} = \frac{C}{KTB}$$

trong đó: C là công suất sóng mang (W); N là công suất tạp âm (W).

Và nếu biểu thị dưới dạng dB

$$\frac{C}{N} (dB) = 10 \lg \frac{C}{N} = C_{(dBm)} - N_{(dBm)} \quad (4.20)$$

Năng lượng bit (hoặc năng lượng trên bit) được hiểu đơn giản là năng lượng của một bit đơn thông tin. Biểu thức toán học của năng lượng bit là:

$$E_b = CT_b (J/bit) \quad (4.21a)$$

trong đó: E_b là năng lượng của một bit đơn (J/bit); T_b là thời gian của một bộ đơn (s); C là công suất sóng mang (W).

Nếu biểu thị bằng đơn vị dBJ thì sẽ có:

$$E_b(dBJ) = 10 \lg E_b \quad (4.21b)$$

và bởi vì $T_b = 1/f_b$, trong đó f_b là tốc độ bit trên giây cho nên đại lượng E_b có thể viết:

$$E_b = \frac{C}{f_b} (J/bit) \quad (4.21c)$$

hoặc biểu thị bằng dBJ

$$E_b = 10 \lg \frac{C}{f_b} \quad (4.21d)$$

$$= 10 \lg C - 10 \lg f_b \quad (4.21e)$$

Mật độ công suất tạp âm là công suất tạp âm nhiệt được chuẩn hoá đến 1 Hz băng tần (nghĩa là công suất tạp âm hiện diện trên băng tần là 1 Hz). Mật độ công suất tạp âm được biểu thị bởi biểu thức toán học:

$$N_o = \frac{N}{B} (W/Hz) \quad (4.22a)$$

trong đó: N_o là mật độ công suất tạp âm (W/Hz); N là công suất tạp âm nhiệt (W); B là độ rộng băng tần (Hz).

Biểu thức có thể viết dưới dạng dBm:

$$N_0(\text{dBm}) = 10 \lg \frac{N}{0,001} - 10 \lg B \quad (4.22b)$$

Cân bằng biểu thức (4.18a) và (4.20) có:

$$N_0 = \frac{KTB}{B} = KT \text{ (W/Hz)} \quad (4.22c)$$

Nếu biểu thị dưới dạng dBm:

$$N_0(\text{dBm}) = 10 \lg \frac{K}{0,001} - 10 \lg T \quad (4.22d)$$

Tỷ số năng lượng bit trên mật độ công suất tạp âm được sử dụng để so sánh hai hoặc nhiều hệ thống điều chế số có tốc độ truyền dẫn (tốc độ bit) khác nhau, các kiểu điều chế (FSK, PSK, QAM) hoặc các kỹ thuật mã hoá M mức. Tỷ số năng lượng bit trên mật độ công suất tạp âm chỉ đơn giản là tỷ số năng lượng của một bit đơn trên công suất tạp âm có trong 1 Hz băng tần. Như vậy, tỷ số E_b/N_0 tiêu chuẩn hoá tất cả các dạng điều chế nhiều pha với một băng tần tạp âm chung để đơn giản hoá và chính xác hoá việc so sánh hiệu năng lỗi của các hệ thống. Biểu thức toán học của E_b/N_0 là:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C/f_b}{N/B} = \frac{CB}{Nf_b} \quad (4.23b)$$

trong đó E_b/N_0 là tỷ số năng lượng bit trên mật độ công suất tạp âm. Biểu thức (4.23a) có thể viết:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \times \frac{B}{f_b} \quad (4.23b)$$

trong đó: E_b/N_0 là tỷ số năng lượng bit trên mật độ tạp âm; C/N là tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm; B/f_b tỷ số độ rộng băng tần tạp âm trên tốc độ bit.

Nếu biểu thị dưới dạng dB

$$\frac{E_b}{N_0} (\text{dB}) = 10 \lg \frac{C}{N} + 10 \lg \frac{B}{f_b} \quad (4.23c)$$

$$\text{hoặc} \quad = 10 \lg E_b - 10 \lg N_0 \quad (4.23d)$$

Từ biểu thức (4.23b) có thể thấy rằng, tỷ số E_b/N_0 là tích của tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm với tỷ số băng tần tạp âm trên tốc độ bit. Và cũng từ biểu thức (4.23b) thấy rằng, khi mà độ rộng băng tần bằng tốc độ bit thì $E_b/N_0 = C/N$.

Trong trường hợp chung, tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm đối với các hệ thống QAM có yêu cầu nhỏ hơn so với các hệ thống PSK. Ở các dạng mã hoá có mức cao hơn (M có giá trị lớn hơn) thì yêu cầu về tỷ số tối thiểu của công suất sóng mang trên công suất tạp âm cũng sẽ lớn hơn.

Ví dụ 4.13

Một hệ thống điều chế QPSK có các thông số cho sau:

$$C = 10^{-12} \text{ W}; N = 1,2 \cdot 10^{-14} \text{ W}; f_b = 60 \text{ kbit/s}; B = 120 \text{ kHz}.$$

Hãy xác định:

- Công suất sóng mang theo dBm;
- Công suất tạp âm theo dBm;
- Mật độ công suất tạp âm theo dBm;
- Năng lượng bit theo dBJ;
- Tỷ số công suất sóng mang trên tạp âm theo dB;
- Tỷ số E_b/N_0 .

Giải:

- a) Công suất sóng mang theo dBm được tính theo (4.18) là:

$$C = 10 \lg \frac{10^{-12}}{0,001} = -90 \text{ dBm}$$

- b) Công suất tạp âm theo dBm được tính theo (4.19) là:

$$N = 10 \lg \frac{1,2 \cdot 10^{-14}}{0,001} = -109,2 \text{ dBm}$$

- c) Mật độ công suất tạp âm được tính theo (4.21c) là:

$$N_0 = -109,2 \text{ dBm} - 10 \lg 120 \text{ kHz} = -160 \text{ dBm}$$

- d) Năng lượng bit được tính theo (4.21d) là:

$$E_b = 10 \lg \frac{10^{-12}}{60 \text{ kbit/s}} = -167,8 \text{ dBJ}$$

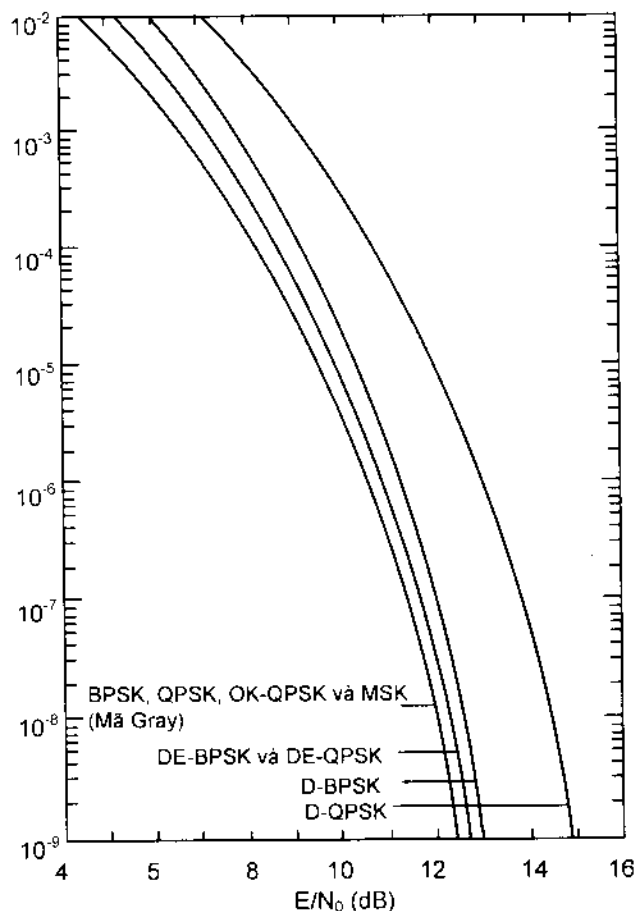
- e) Tỷ số công suất sóng mang trên tạp âm được tính theo (4.20) là:

$$\frac{C}{N} = 10 \lg \frac{10^{-12}}{1,2 \cdot 10^{-14}} = 19,2 \text{ dB}$$

- f) Tỷ số năng lượng bit trên mật độ tạp âm được tính theo (4.23c) là:

$$\frac{E_b}{N_0} = 19,2 + 10 \lg \frac{120 \text{ kHz}}{60 \text{ kbit/s}} = 22,2 \text{ dB}$$

Đối với các tuyến thông tin vệ tinh thì giá trị của tỷ số C/N_0 khi tính toán sẽ được thay thế bằng tỷ số $(C/N_0)_t$ của toàn tuyến (lên và xuống). Đối với các tuyến vệ tinh tái sinh thì giá trị C/N_0 được sử dụng là hoặc của tuyến lên, hoặc của tuyến xuống. Hình 4.31 mô tả các đường cong xác suất lỗi tương ứng với các trạng thái điều chế khác nhau.



Hình 4.31: Mô tả xác suất lỗi ứng với các dạng điều chế số

4.4.6. Nhận xét so sánh các dạng điều chế số

Đối với mỗi loại dịch vụ truyền trên kênh truyền thông tin vệ tinh thường có yêu cầu cho trước về chất lượng, tức có nghĩa là tỷ lệ lỗi bit BER đã được yêu cầu đảm bảo. Xác suất lỗi được cố định có nghĩa là giá trị yêu cầu về E_c/N_0 cũng đã được xác định. Các loại điều chế và giải điều chế sẽ được so sánh trên cơ sở các giá trị E_c/N_0 để có phương án chọn lựa thích hợp. Bảng 4.4 mô tả các giá trị theo lý thuyết của tỷ số E_c/N_0 cần thiết tương ứng với xác suất lỗi bit BEP (Bit Error Probability) đối với mỗi loại điều chế và giải điều chế số thường gặp. Trong bảng 4.4, các số liệu trong dấu ngoặc đơn là chỉ sự khác nhau giữa giá trị E_c/N_0 đối với loại điều chế /giải điều chế được xem xét và giá trị của QPSK. Đại lượng đó còn được gọi là độ suy biến theo E/N_0 . Độ suy biến đó sẽ được kết hợp với hiệu năng của điều chế/giải điều chế và xác suất lỗi bit để lựa chọn. Điều đó cũng nói lên rằng, việc gia tăng tỷ số E_c/N_0 thì cũng yêu cầu đổi lại một xác suất lỗi bit tương ứng và do đó trong thực tế, giá trị của E_c/N_0 yêu cầu để có được một xác suất lỗi bit (BEP) cho là lớn hơn so với giá trị được mô tả trong bảng 4.4. Ví dụ, giá trị E/N_0 yêu cầu để có được xác suất lỗi bit $\text{BEP} = 10^{-6}$ sử dụng bộ giải điều chế kết hợp (coherent) để giải điều chế loại điều chế mã hóa vi phân DBPSK hoặc DQPSK có thể đạt được 12,3 dB.

Bảng 4.4: Giá trị lý thuyết E_c/N_0 để có xác suất lỗi bit cho đối với các dạng điều chế số được truyền

BEP	BPSK	D- BPSK D-QPSK (Δ)	D- BPSK (Δ)	D-QPSK (Δ)
10^{-3}	6,8 dB	7,4 dB (0,6 dB)	7,8 dB (1,1 dB)	9,2 dB (2,4 dB)
10^{-4}	8,4 dB	8,6 dB (0,4 dB)	9,3 dB (0,9 dB)	10,7 dB (2,3 dB)
10^{-5}	9,6 dB	8,9 dB (0,3 dB)	10,3 dB (0,7 dB)	11,9 dB (2,3 dB)
10^{-6}	10,5 dB	10,6 dB (0,3 dB)	11,2 dB (0,7 dB)	12,6 dB (2,3 dB)
10^{-7}	11,3 dB	11,5 dB (0,2 dB)	11,9 dB (0,6 dB)	13,6 dB (2,3 dB)
10^{-8}	12,0 dB	12,2 dB (0,2 dB)	12,5 dB (0,5 dB)	14,3 dB (2,3 dB)
10^{-9}	12,6 dB	12,6 dB (0,2 dB)	13,0 dB (0,4 dB)	14,3 dB (2,3 dB)

E_c = Năng lượng trên bit được truyền;

N_0 = Mật độ phổ tạp âm;

Δ = Độ suy biến theo E_c/N_0 tương ứng với B-PSK và Q-PSK

4.5. MÃ HÓA VÀ SỬA LỖI

4.5.1. Tổng quan

Biết rằng, đối với một kênh truyền tin trong trường hợp có nhiễu trắng cộng, AWGN (Additive White Gaussian Noise) thì theo định luật Shannon-Harley, dung lượng kênh truyền được biểu thị theo biểu thức:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \text{ (bit/s)} \quad (4.24)$$

trong đó:

C là dung lượng của kênh (bit/s);

B là độ rộng dải tần của kênh;

S/N là tỷ số tín hiệu/tạp âm tại máy thu.

Cũng theo lý thuyết Shannon, nếu như tốc độ truyền tin là R nhỏ hơn dung lượng của kênh thì các biện pháp mã hóa có thể ứng với xác suất lỗi của tín hiệu thu ở mức nhỏ tùy ý. Trong trường hợp nếu như tốc độ truyền tin R lớn hơn dung lượng C của kênh thì lúc đó không thể cải thiện chất lượng đường truyền thông qua các biện pháp mã hóa thông thường. Các ứng dụng đó có thể gây nên các hiệu ứng bất lợi cho đường truyền.

Nếu đem sắp xếp lại biểu thức (4.24) theo các yếu tố năng lượng/bit và tốc độ truyền tin, trong đó tốc độ truyền tin là bằng dung lượng của kênh, thì kết quả sẽ có:

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left(\frac{E_b}{N_0} \frac{C}{B} \right) \quad (4.25)$$

Biểu thức (4.25) có thể sử dụng để xác định giới hạn Shannon, giới hạn cực tiểu của giá trị năng lượng bit trên tạp âm (E_b/N_0) cho đường truyền tin có thể không bị lỗi.

Trong hầu hết các đường truyền tin thì công suất tín hiệu và độ rộng dải tần là có giới hạn. Vấn đề ở đây là làm thế nào để giảm được công suất của tín hiệu trong lúc vẫn giữ nguyên chất lượng dịch vụ, tức giữ nguyên tỷ lệ lỗi bit (BER). Điều đó có thể thực hiện được bằng cách cộng thêm một số bit phụ, hoặc bit dư vào nội dung thông tin để thực hiện kiểm tra phát hiện lỗi và sửa lỗi. Các bit dư thêm vào được gọi là các bit kiểm tra và mã được gọi là mã kênh hoặc mã sửa lỗi.

Trong các hệ truyền tin tốc độ cao có hai loại mã kênh được sử dụng phổ biến, đó là mã hóa khối và mã hóa chấp. Tại phía thu, các bit dư cộng thêm vào đó được sử dụng để phát hiện các lỗi nào đó gây nên bởi kênh truyền.

Có hai phương pháp thường được sử dụng để kiểm tra lỗi và sửa lỗi trong các kênh truyền thông tin vệ tinh, đó là:

- Phương pháp sửa lỗi có tác động trước, FEC (Forward Acting Error Correction);
- Phương pháp yêu cầu lặp lại tự động, ARQ (Automatic Repeat Request).

Hai phương pháp trên có thể sử dụng độc lập hoặc đồng thời phối hợp với nhau. Hiệu năng của kỹ thuật mã hóa kênh cũng được biểu thị bởi thuật ngữ "độ lợi mã hóa" nó được xác định bởi hiệu số tính theo dB của tỷ số E_b/N_0 , đối với một tỷ lệ lỗi bit (BER) cho trong trường hợp mã hóa cụ thể.

4.5.2. Đường truyền có sửa lỗi FEC

Hình 4.32 mô tả quan hệ giữa xác suất lỗi bit (BEP) ở đầu ra bộ giải mã kênh với tỷ số E_b/N_0 trong trường hợp có sử dụng mã kênh và không sử dụng mã kênh.

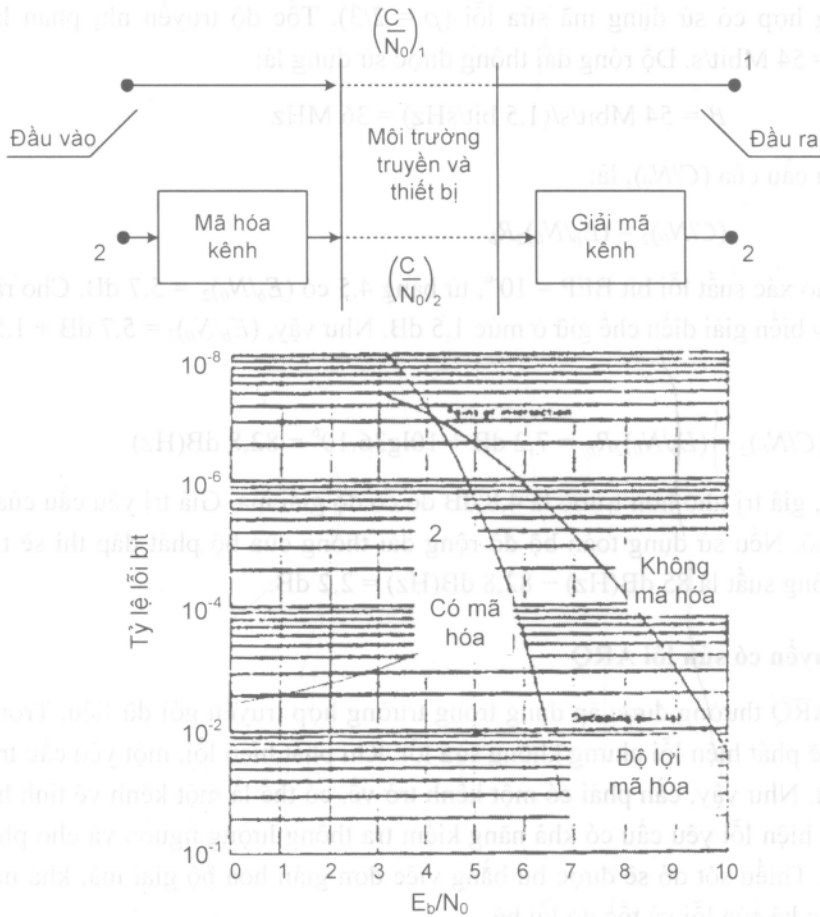
Xác suất lỗi bit (P_c) có thể xem như là một hàm của tỷ số E_b/N_0 với tỷ số E_c/N_0 theo biểu thức:

$$E_b/N_0 = E_c/N_0 - 10\lg\rho \quad (4.26)$$

trong đó: $\rho = k(r = r)$ là tốc độ mã hóa kênh; k là số bit thông tin và r là số bit kiểm tra. Độ lợi mã hóa được định nghĩa là hiệu số của E_b/N_0 ứng với một giá trị xác suất lỗi bit (BEP) của đường truyền có mã kênh và không có mã kênh. Bảng 4.5 mô tả một số giá trị điển hình của độ lợi giải mã kênh.

Bảng 4.5: Một số giá trị tiêu biểu của độ lợi mã hóa kênh

Tỷ số mã hóa ρ	Tỷ số E_b/N_0 yêu cầu đối với $BEP = 10^{-6}$	Độ lợi giải mã kênh
1	10,5 dB	0 dB
7/8	8,0 dB	2,5 dB
3/4	6,2 dB	4,3 dB
2/3	5,7 dB	4,8 dB
1/2	5,3 dB	5,2 dB



Hình 4.32: Mô tả hiệu năng của mã hóa kênh

Ví dụ 4.14

Cho một tuyến thông tin vệ tinh có tỷ số $(C/N_0)_r = 85 \text{ dB(Hz)}$. Độ rộng dải thông của bộ phát đáp là 36 MHz. Yêu cầu phải đảm bảo truyền tin ở tốc độ $R_b = 36 \text{ Mbit/s}$ với xác suất lỗi bit $\text{BEP} = 10^{-8}$. Điều chế sử dụng QPSK với hiệu số phổ $F = 1,5 \text{ bit/sHz}$.

a) Trong trường hợp không sử dụng mã sửa lỗi theo phương pháp FEC, giá trị $\rho = 1$. Tốc độ bit được truyền là $R_c = R_b = 36 \text{ Mbit/s}$. Độ rộng băng thông được sử dụng là $B = 36 \text{ Mbit/s} / 1,5 \text{ bit/sHz} = 24 \text{ MHz}$. Do đó một phần của độ rộng dải thông của bộ phát đáp được sử dụng. Giá trị yêu cầu của C/N_0 là:

$$(C/N_0)_r = (E_b/N_0)_1 \cdot R_b$$

Do không sử dụng mã hóa nên $E_b/N_0 = R_c/N_0$. Để đảm bảo xác suất lỗi bit $\text{BEP} = 10^{-6}$, theo bảng 4.5, giá trị $(E_b/N_0)_1 = 10,5 \text{ dB}$. Cho rằng suy biến giải điều chế là 1,5 dB. Do đó $(E_b/N_0)_1 = 10,5 \text{ dB} + 1,5 \text{ dB} = 12 \text{ dB}$. Từ đó có:

$$(C/N_0)_r = (E_b/N_0)_1 \cdot R_b = 12 \text{ dB} + 10 \lg 36 \cdot 10^6 = 87,6 \text{ dB (Hz)}$$

Như vậy, giá trị $(C/N_0)_r$ yêu cầu là lớn hơn giá trị $(C/N_0)_r$ cho: công suất bị giới hạn. Trong lúc đó độ rộng dải thông được sử dụng nhỏ hơn độ rộng dải thông của bộ phát đáp.

b) Trường hợp có sử dụng mã sửa lỗi ($\rho = 2/3$). Tốc độ truyền nhị phân là $R_c = R_b/p = 36 \text{ Mbit/s} \cdot (3/2) = 54 \text{ Mbit/s}$. Độ rộng dải thông được sử dụng là:

$$B = 54 \text{ Mbit/s} / (1,5 \text{ bit/sHz}) = 36 \text{ MHz}$$

Giá trị yêu cầu của $(C/N_0)_r$ là:

$$(C/N_0)_2 = (E_b/N_0)_2 R_b$$

Để đảm bảo xác suất lỗi bit $\text{BEP} = 10^{-6}$, từ bảng 4.5 có $(E_b/N_0)_2 = 5,7 \text{ dB}$. Cho rằng độ lợi giải mã là 4,8 dB. Suy biến giải điều chế giữ ở mức 1,5 dB. Như vậy, $(E_b/N_0)_2 = 5,7 \text{ dB} + 1,5 \text{ dB} = 7,2 \text{ dB}$.

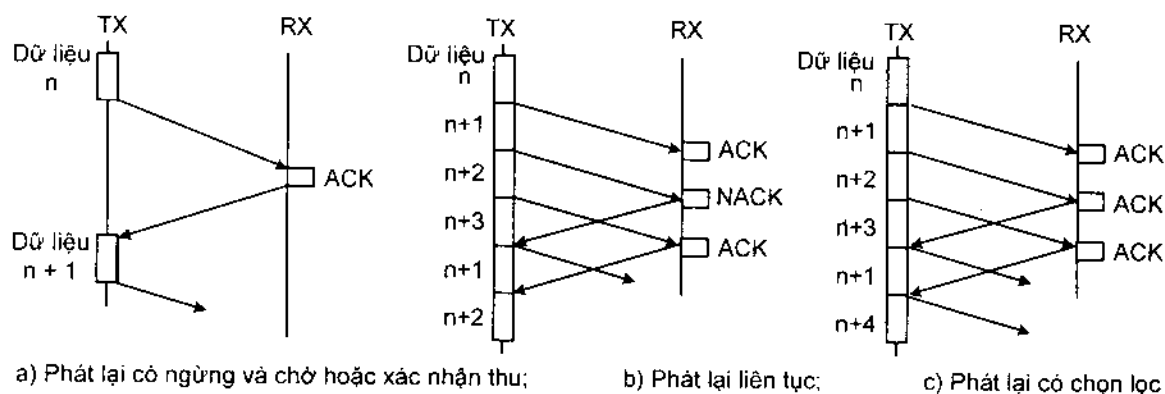
Từ đó có:

$$(C/N_0)_2 = (E_b/N_0)_2 R_b = 7,2 \text{ dB} + 10 \lg 36 \cdot 10^6 = 82,8 \text{ dB(Hz)}$$

Nhận thấy, giá trị nhỏ hơn trước là 4,8 dB do có độ giải mã. Giá trị yêu cầu của $(C/N_0)_r$ cũng nhỏ hơn giá trị có. Nếu sử dụng toàn bộ độ rộng dải thông của bộ phát đáp thì sẽ tiết kiệm công suất với dự trữ công suất là $85 \text{ dB(Hz)} - 82,8 \text{ dB(Hz)} = 2,2 \text{ dB}$.

4.5.3. Đường truyền có sửa lỗi ARQ

Kỹ thuật ARQ thường được áp dụng trong trường hợp truyền gói dữ liệu. Trong trường hợp này, bộ giải mã sẽ phát hiện lỗi nhưng không sửa lỗi. Khi phát hiện lỗi, một yêu cầu truyền lại được gửi đến phía phát. Như vậy, cần phải có một kênh trở về, có thể là một kênh vệ tinh hoặc kênh mặt đất. Các mã phát hiện lỗi yêu cầu có khả năng kiểm tra thông lượng nguồn và cho phép một độ trễ thời gian nào đó. Thiếu sót đó sẽ được bù bằng việc đơn giản hóa bộ giải mã, khả năng thích ứng các biến đổi thống kê của lỗi và tốc độ lỗi bé.



Hình 4.33: Mô tả nguyên lý ba kỹ thuật ARQ

Có ba kỹ thuật ARQ thường được sử dụng, đó là:

- 1- Phát lại có ngừng và chờ hoặc xác nhận thu (ARQ stop and wait).
- 2- Phát lại liên tục (go-back-N ARQ)
- 3- Phát lại có chọn lọc (selective-repeat ARQ).

Hình 4.33 mô tả nguyên lý ba kỹ thuật nêu trên.

Hiệu năng phương pháp được đánh giá theo hiệu suất, tức tỷ số giữa số lượng trung bình các bit thông tin được truyền trên toàn bộ số bit được truyền trong cùng thời gian.

Ví dụ 4.15

Cho một tuyến truyền tin số trên kênh vệ tinh có dung lượng $R = 48 \text{ kbit/s}$. Thời gian quay vòng trở về là 600 ms. Xác suất lỗi bit $\text{BEP} = 10^{-4}$. Dữ liệu truyền theo khối $n = 1000$ bit.

Xác suất lỗi bit trong một khối là: $P_B = 1 - (1 - \text{BEP})^n = 1 - \exp(-n\text{BEP})$ đối với $n\text{BEP} \ll 1$.

Do đó có: $P_B = 0,1$

- Hiệu suất theo ARQ-SW: $\eta = k(1 - P_B)/(1 + RT) = 0,03$

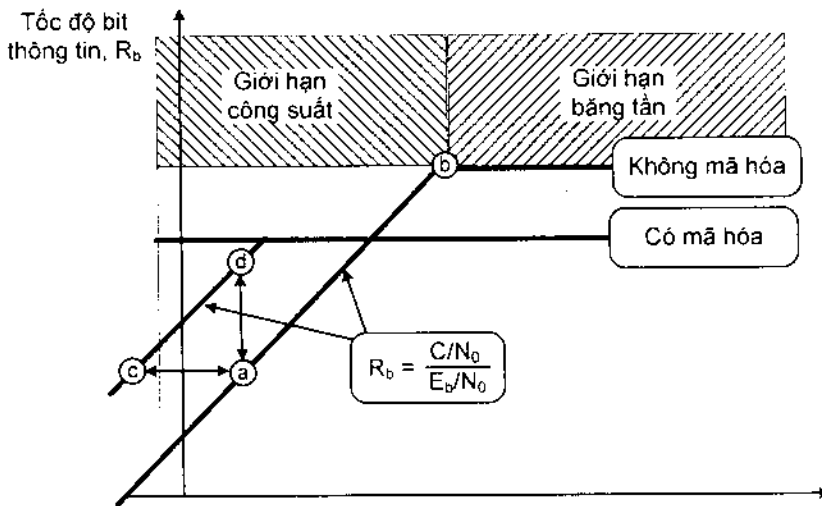
- Hiệu suất theo ARQ-GB(N): $\eta = k(1 - P_B)/[n(1 - P_B) + RTP_B] = 0,23$

- Hiệu suất theo ARQ-SR: $\eta = k(1 - P_B)/n = 0,84$

Sự gia tăng hiệu suất của phương pháp kỹ thuật này so với phương pháp kỹ thuật khác kéo theo sự phức tạp hơn về thiết bị.

4.5.4. Quan hệ giữa công suất và độ rộng dải thông

Với một xác suất lỗi bit cho thì việc sử dụng mã hóa sửa lỗi cho phép giảm giá trị $(C/N_0)_r$ trên tuyến thông tin vệ tinh với điều kiện là việc chiếm dụng độ rộng dải thông lớn hơn của tần số vô tuyến được chấp nhận. Tỷ số $(C/N_0)_r$ có quan hệ với công suất sóng mang, và điều đó trong một số tài liệu kỹ thuật gọi là quan hệ giữa công suất và độ rộng dải thông.



Hình 4.34: Mô tả quan hệ giữa tốc độ bit thông tin (R_b) và tỷ số C/N_0 với xác suất lỗi bit cho

Lưu ý rằng, trong mối quan hệ đó thì tốc độ mã hóa đóng vai trò tương tự như chỉ số điều chế trong điều tần (FM), tức việc giảm tốc độ mã hóa với một tốc độ bit thông tin không đổi (R_b) thì độ rộng dải thông sẽ được mở rộng và công suất sẽ được giảm, do việc giảm tỷ số $(C/N_0)_r$. Hình 4.34 mô tả quan hệ giữa tốc độ bit thông tin (R_b) và giá trị yêu cầu của tỷ số $(C/N_0)_r$ với xác suất lỗi không đổi phù hợp với tốc độ mã.

4.5.5. Mã kênh

Các mã kênh thường được sử dụng trong các hệ thống thông tin vệ tinh là các mã khối, mã BCH và mã chập. Tuy thuộc vào yêu cầu cụ thể mà lựa chọn ứng dụng thích hợp.

4.5.5.1. Các mã khối tuyến tính

Một mã được gọi là tuyến tính nếu như tổng tất cả các từ mã tạo nên một trường véc-tơ. Trong trường hợp đối với kênh nhị phân thì các véc-tơ của trường véc-tơ thường có cấu trúc khối (block), cũng vì vậy mà bộ mã được gọi là mã khối tuyến tính.

Mã khối tuyến tính được biểu thị dưới dạng (n, k) trong đó k là số bit thông tin và n là số bit của từ mã. Hiệu số của $n - k = r$ với r là số bit dư hoặc còn gọi là bit kiểm tra. Tốc độ mã hoặc hiệu suất mã được xác định bởi tỷ số k/n . Các từ mã tuyến tính có thể được tạo ra bằng cách sử dụng phương pháp biến đổi tuyến tính đoạn tin. Một dãy mã c gồm có các véc-tơ thành phần $[c_1, c_2, \dots, c_n]$ được tạo ra từ một dãy đoạn tin m , gồm có các véc-tơ thành phần $[m_1, m_2, \dots, m_k]$ bởi một phép toán từ tuyến tính có dạng:

$$c = mG \quad (4.26)$$

trong đó G là ma trận sinh.

Có nghĩa là, tất cả các bit mã c đều được tạo ra từ các hỗn hợp tuyến tính của các bit thông tin k .

Một dạng đặc biệt của mã khối tuyến tính là mã hệ thống (systematic code). Mã được biểu thị dưới dạng ma trận trong đó ma trận sinh có dạng:

$$G = \left[\begin{array}{cccccc|cccc} 1 & 0 & 0 & - & - & - & 0 & P_{10} & - & - & - & P_{1r} \\ 0 & 1 & - & - & - & - & - & P_{20} & - & - & - & P_{2r} \\ - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - \\ - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - & - \\ 0 & 0 & 0 & - & - & - & 1 & P_{k0} & - & - & - & P_{kr} \end{array} \right] \quad (4.27)$$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{I_m[k \times k]}$

$\underbrace{\hspace{15em}}_{P[k \times r]}$

Ở đây, ma trận gồm có ma trận con nhận dạng I_m kích thước $[k \times k]$ và ma trận kiểm tra P kích thước $[k \times r]$.

Trong thực tế, các từ mã được tạo ra bằng các thanh ghi dịch chuyển và các mạch cộng modul-2.

Với một tập từ mã cho thì khả năng bộ giải mã có thể phát hiện được lỗi được xác định bởi khoảng cách tối thiểu d_{min} giữa các từ mã, đó là giá trị nhỏ nhất của khoảng cách Hamming.

Theo lý thuyết mã, khoảng cách Hamming được định nghĩa bởi số vị trí bit khác nhau giữa hai từ mã. Điều đó có thể thực hiện bằng phép cộng modul-2 giữa hai từ mã. Ví dụ: từ mã thứ nhất $s_1 = 110100$ và từ mã thứ hai $s_2 = 101101$. Như vậy, $s_1 \oplus s_2 = 011001$, và khoảng cách Hamming là bằng 3.

Số bit lỗi có thể phát hiện được trong từ mã thu được ở phía máy thu, e , được xác định bởi:

$$e = (d_{min} - 1) \text{ bit} \quad (4.28)$$

trong đó:

e là số các bit lỗi trong từ mã có thể phát hiện;

d_{min} là khoảng cách Hamming tối thiểu.

Từ giá trị khoảng cách tối thiểu d_{min} , số các bit lỗi có thể sửa, t , sẽ là:

$$t = (d_{min}/2 - 1) \text{ nếu } d_{min} \text{ là chẵn} \quad (4.29a)$$

$$t = 1/2(d_{min} - 1) \text{ nếu } d_{min} \text{ là lẻ} \quad (4.29b)$$

Như vậy, nếu ví dụ có một khoảng cách Hamming là 3 thì có khả năng phát hiện được hai bit lỗi và sửa được một bit lỗi.

Tại máy thu, các mã khối được giải mã theo bảng tham chiếu như đã được thực hiện ở phía phát hoặc áp dụng phương pháp biến đổi tuyến tính ngược lại theo ma trận kiểm tra H , có dạng:

$$H = [P^T I_M] \quad (4.30)$$

Trong trường hợp không có lỗi tại máy thu, tức $\mathbf{r}H^T = 0$, trong đó $\mathbf{r}$ là véc-tơ dòng của ma trận mã $\mathbf{r}$ thu được.

Trong trường hợp có lỗi, từ mã thu được là từ mã không mong muốn c , trong đó có các lỗi e nào đó do kênh truyền gây nên. Như vậy, dòng thứ j của từ mã thu được sẽ là:

$$r_j = c_j \oplus e_j \quad (4.31)$$

Trong trường hợp này, có các lỗi tại máy thu và tích véc-tơ $\mathbf{r}H^T$ sẽ là một véc-tơ có giá trị khác không, được gọi là syndrom s . Syndrom tại dòng thứ i sẽ là $e_i H^T$.

Đối với một mã khối có r bit dư thì số cực đại của syndrom là 2^r . Việc tính toán syndrom thường được tra cứu theo bảng được lưu trữ trước tại máy thu.

Các mã khối tuyến tính thường gặp là các mã Hamming, các mã Hadamard và các mã Golay mở rộng.

Mã Hamming có khoảng cách tối thiểu là 3 được đặc trưng bởi biểu thức:

$$(n, k) = (2m - 1, 2m - 1 - m) \quad (4.32)$$

trong đó $m = 2, 3, 4, \dots$

Điện hình của các mã Hamming là các mã (7,4), (15,11) và (31,26).

Xác suất lỗi đối với các ký hiệu được mã hóa BPSK và giải mã liên kết (coherent) trong một kênh AWGN có thể biểu thị bởi biểu thức:

$$P_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_0}}\right) \quad (4.33)$$

trong đó:

P_e là xác suất lỗi bit;

Q là hàm lỗi bù (complementary error function),

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right), \text{ thường xác định theo bảng;}$$

E_c/N_0 là tỷ trọng năng lượng ký hiệu mã trên mật độ phổ tạp âm. E_c/N_0 có quan hệ với E_b/N_0 theo biểu thức:

$$\frac{E_c}{N_0} = \left(\frac{k}{n}\right) \frac{E_b}{N_0} \quad (4.34)$$

Đối với các mã Hamming thì biểu thức (4.34) có thể viết:

$$\frac{E_c}{N_0} = \frac{2^m - 1 - m}{2^m - 1} \times \frac{E_b}{N_0} \quad (4.35)$$

Mã Golay mở rộng có hiệu năng tốt hơn mã Hamming nhưng thực hiện ở phía thu phức tạp hơn. Mã có khoảng cách tối thiểu là mã (24,12). Mã Golay mở rộng (23,12) có khoảng cách tối thiểu là 7.

4.5.5.2. Mã vòng

Mã vòng (cyclic code) là một dạng biến đổi của mã tuyến tính. Trong trường hợp này một từ mã của mã vòng được tạo ra một cách đơn giản bằng cách dịch chuyển vòng các bit của từ mã trước đó. Có nghĩa là, mỗi một bit trong dãy mã sẽ được dịch chuyển một vị trí sang phải, và bit cuối cùng sẽ được dịch vòng về vị trí đầu. Do vậy mã được gọi là mã vòng. Các mã Hamming và mã Golay có các bộ tạo mã vòng giống nhau.

Các mã vòng không hệ thống được tạo ra bằng cách sử dụng một đa thức sinh chung và có dạng:

$$g(p) = p^{n-k} + g_{n-k}p^{k-1} + \dots + g_1p + 1 \quad (4.36)$$

trong đó đa thức sinh là một thừa số p^{n+1} .

Nếu có đa thức đoạn tin $m(p)$ là:

$$m(p) = m_{k-1}p^{k-1} + m_{k-2}p^{k-2} + \dots + m_1p + m_0 \quad (4.37)$$

trong đó các giá trị $[m_{k-1} \dots m_0]$ đặc trưng cho các bit thông tin. Khi đa thức $m(p)$ đó được nhân với đa thức sinh, kết quả sẽ tạo ra một từ mã $c(p)$ có dạng:

$$c(p) = (m_{k-1}p^{k-1} + m_{k-2}p^{k-2} + \dots + m_1p + m_0)g(p) \quad (4.38)$$

Bằng cách đó có thể tạo ra mã vòng. Việc tạo các mã vòng được thực hiện theo ba bước với các thanh ghi dịch chuyển có phản hồi:

Bước 1: Đa thức đoạn tin được nhân với p^{n-k} tương đương với việc dịch chuyển dãy đoạn tin $(n-k)$ bit.

Bước 2: Tích của bước 1 là $p^{n-k} m(p)$ được chia cho đa thức sinh, $g(p)$.

Bước 3: Số dư của phép chia ở bước 2 chính là dãy bit kiểm tra, nó được cộng với dãy đoạn tin trước khi truyền.

4.5.5.3. Mã BCH và mã Reed-Solomon

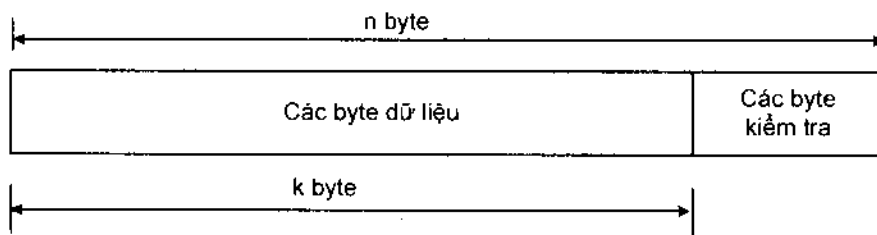
Mã Bose-Chadhuri - Hocquenghem, viết tắt là BCH và mã Reed-Solomon viết tắt là RS là hai loại mã dạng đặc biệt của mã vòng, đang được ứng dụng khá phổ biến một thời trong các hệ truyền tin để phát hiện và sửa lỗi cụm. Mã BCH thực chất là một dạng mã vòng trong đó đa thức sinh được chọn sao cho có thể có tối đa các số mũ kế tiếp là căn bậc hai của nhau. Nói cách khác là, ứng với phần tử kiểm tra cho thì đa thức sinh được chọn sao cho khoảng cách tối thiểu của mã đảm bảo dãy BCH cực đại. Các phép tính mã hóa và giải mã khá phức tạp, sau đây chỉ giới thiệu mã RS được xem như là một tập con của các mã BCH.

Các mã RS (Reed-Solomon) qui ước ký hiệu là $RS(n,k)$ trong đó n là độ dài từ mã ký tự, k là số các ký tự dữ liệu có s bit và hiệu số $(n - k)$ là số ký tự kiểm tra được cộng thêm vào dữ liệu. Khoảng cách tối thiểu của mã RS là:

$$d_{\min} = (n - k) + 1 \quad (4.39)$$

Từ biểu thức (4.39) về quan hệ giữa các lỗi được sửa và khoảng cách tối thiểu, nhận thấy rằng mã RS có khả năng sửa đến $(n - k)$ ký tự trong từ mã.

Nếu như kích cỡ ký tự là s bit thì chiều dài cực đại của một mã RS tính theo byte là $2^s - 1$. Ví dụ, nếu một ký tự được đặc trưng là 8 bit thì chiều dài cực đại của mã RS sẽ là $2^8 - 1 = 255$ byte. Mã RS(255,223) là một loại mã được sử dụng phổ biến trong các hệ truyền tin, đặc biệt là trong thông tin vệ tinh. Trong mã RS(255,223) đó thì trong mỗi từ mã có 223 byte dữ liệu và 32 byte được sử dụng cho kiểm tra lỗi. Cũng do đó mã có khả năng sửa đến 16 byte lỗi ở dữ liệu thu được nếu có lỗi. Hình 4.35 mô tả cấu trúc một mã RS.



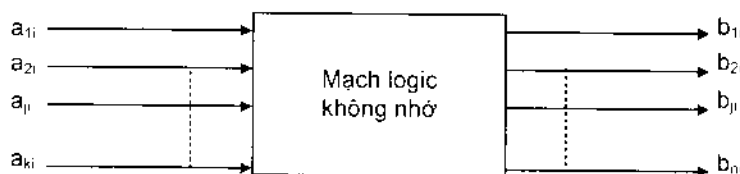
Hình 4.35: Mô tả cấu trúc mã RS

Ký tự thu có thể bị lỗi bit đơn hoặc cũng có thể trong trường hợp xấu nhất, tất cả các bit trong ký tự bị lỗi. Bất kể trường hợp nào, mã RS có khả năng sửa lỗi theo ký tự. Ví dụ với mã RS(255,223) thì tối thiểu là 16 bit và tối đa là 128, (16×8) , bit có thể được sửa lỗi trong từ mã bị lỗi. Điều đó nói lên rằng mã sửa lỗi RS là mã được sử dụng để sửa lỗi mã cụm. Các từ mã RS được rút ngắn bằng cách cộng thêm một dãy các số 0 trước khi mã hóa, sau đó loại bỏ chúng trước khi truyền và sẽ được cài lại ở phía thu cũng thường được sử dụng. Ví dụ mã rút ngắn RS(204,188) được tạo ra từ mã RS(255,239) do việc cộng thêm 51 byte số không vào dữ liệu trước khi cộng các byte kiểm tra. Các byte số không đó sẽ bị loại bỏ trước khi truyền và sẽ được cài lại tại phía thu. Như vậy sẽ giảm được số các bit phải truyền mà vẫn đảm bảo được các tính chất sửa lỗi của mã.

4.5.5.4. Mã chập

• Giới thiệu

Các mã kênh (hoặc còn gọi là mã sửa lỗi) được giới thiệu trong các mục trên là thuộc dạng mã khối. Ở các mã đó k phần tử thông tin được mã hóa dưới dạng các từ mã có n phần tử ($n > k$). Nguyên lý tổng quát của việc tạo ra các mã khối là k phần tử thông tin được đồng thời (song song) đưa vào các mạch logic không nhớ để tạo ra n phần tử ở đầu ra như mô tả ở hình 4.36; trong đó a_{ij} là k phần tử đầu vào ở thời điểm i và b_{ij} là n phần tử ở đầu ra ứng với thời điểm i .



Hình 4.36: Mô tả nguyên lý thực hiện mã khối

Nếu như mạch logic trên là có nhớ thì mã đầu ra có tính hồi quy, bởi vì khi tính các phần tử đầu ra ở thời điểm i thì cũng có thể có các phần tử thông tin đến ở các thời điểm $i - 1, i - 2, v.v...$ Do đó mà ở đây sẽ không còn gọi là các từ mã nữa, mà nó là một quá trình xử lý thông tin liên tục cho đến cuối.

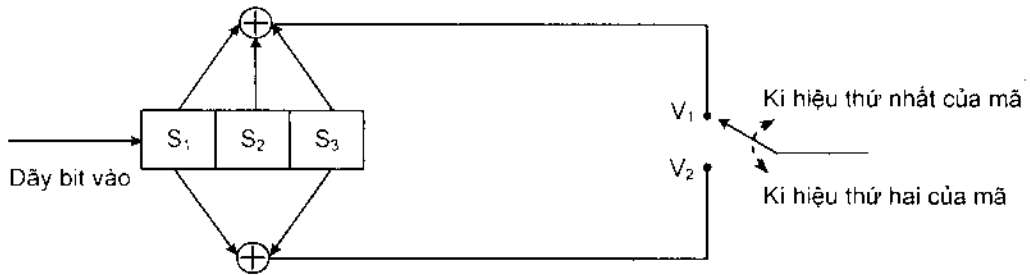
Mã chập giống mã hệ thống ở chỗ nó cũng có k phần tử thông tin và $(n - k)$ phần tử kiểm tra, nhưng $(n - k)$ phần tử kiểm tra đó được tạo ra theo một phương pháp hoàn toàn khác.

• Tạo mã chập

Các mã chập có thể được tạo ra bởi một thanh ghi dịch chuyển mắc rẽ nhánh và hai hoặc nhiều bộ cộng modulo-2 đầu nối với các tầng cụ thể của thanh ghi. Số các bit được lưu giữ ở trong thanh ghi dịch chuyển chính là độ dài bắt buộc của mã, ký hiệu là K . Các bit trong thanh ghi được dịch chuyển do tác động của k bit thông tin ở đầu vào. Mỗi một bit đầu vào tạo ra n bit ở đầu ra và các bit ở đầu ra đó được lấy từ các đầu ra của các bộ cộng modulo-2. Tỷ số k/n được gọi là tốc độ mã.

Mã chập thường được ký hiệu là mã: (n, k, K) ; ví dụ mã chập $(2, 1, 7)$ là mã có bộ mã hóa của độ dài bắt buộc 7 bit và tốc độ $1/2$. Sau đây sẽ xem xét các bit mã ở đầu ra được tạo bởi dãy bit đầu vào như thế nào. Để dễ hiểu, các xem xét sẽ dựa vào phương pháp mô phỏng kết nối, đồ thị trạng thái, đồ thị cây hoặc đồ thị lưới.

Hình 4.37 mô tả mô hình khối kết nối của một bộ mã hóa mã chập có độ dài bắt buộc là 3, ($K = 3$), để tạo ra hai bit được mã hóa ứng với mỗi bit mới ở đầu vào. Ví dụ, ở đầu vào là một dãy bit 10110, trong đó bit có trọng số lớn nhất được đưa vào bộ mã hóa trước tiên. Khởi đầu, tất cả các giá trị trong bộ mã hóa là "0". Khi bit đầu tiên "1" vào bộ mã hóa thì nội dung của thanh ghi S_1 chuyển về 1; còn nội dung của thanh ghi S_2 và S_3 vẫn giữ giá trị "0". Kết quả cho ở đầu ra của các bộ cộng modulo-2; tại V_1 và V_2 có giá trị tương ứng là 1 và 1, và nó là đầu ra được mã hoá.



Hình 4.37: Mô tả hoạt động của bộ mã hóa chập có tốc độ 1/2 và độ dài bắt buộc là 3

Bit tiếp theo ở đầu vào có giá trị là 0 được đưa đến đầu vào bộ mã hóa và bit trước đó trong các thanh ghi sẽ được dịch phải: như vậy lúc này trạng thái của S_2 sẽ là "1"; S_1 và S_3 sẽ là "0". Đầu ra của bộ mã hóa lúc này sẽ là 10. Quá trình như vậy cứ tiếp tục và ứng với dãy bit đầu vào là 10110 sẽ cho chuỗi bit ở đầu ra là: 111000 01 01 11 00 00.

Ở đây cần lưu ý rằng, bit cuối cùng của đoạn tin, "0", cần phải qua tất cả các khâu của bộ mã hóa, điều đó được thực hiện với sự kế tiếp các bit tin với các bit "0" thêm vào để mã hóa. Kết quả ở đây sẽ có $(m + k)$ từ mã được tạo ra ở đầu ra tương ứng với m bit ở đầu vào. Trong trường hợp ví dụ trên: $M + K = 5 + 3 = 8$.

Mô hình bộ mã hóa sử dụng các thanh ghi dịch chuyển và các bộ cộng modul-2 như trên có thể sử dụng phương pháp đa thức. Các bộ cộng modul-2 có thể được biểu thị bởi các đa thức sinh $g(p)$. Đa thức sinh bậc n của bộ mã hóa có dạng:

$$g_n(p) = g_0p^0 + g_1p^1 + \dots + g_np^n \quad (4.40)$$

trong đó các g_i nhận giá trị "0" hoặc "1". Giá trị "1" biểu thị cho việc có kết nối giữa phần tử của thanh ghi dịch chuyển với bộ cộng modul-2 tương ứng. Trong ví dụ trên thì bộ mã hóa có thể được đặc trưng bởi các đa thức sinh:

$$g_1(p) = 1 + p + p^2 \quad (4.41a)$$

$$g_2(p) = 1 + p^2 \quad (4.41b)$$

Các đa thức sinh có thể được sử dụng để xác định dãy đoạn tin được mã hóa ở đầu ra ứng với dãy đoạn tin cho ở đầu vào. Ví dụ với dãy đoạn tin đầu vào là 10110 như trên có thể được biểu thị bởi đa thức:

$$m(p) = 1 + p^2 + p^3 \quad (4.42)$$

Nhân đa thức $m(p)$ với đa thức sinh $g_1(p)$ và $g_2(p)$ sẽ có:

$$\begin{aligned} m(p).g_1(p) &= (1 + p^2 + p^3)(1 + p + p^2) \\ &= 1 + p + p^5 \end{aligned} \quad (4.43)$$

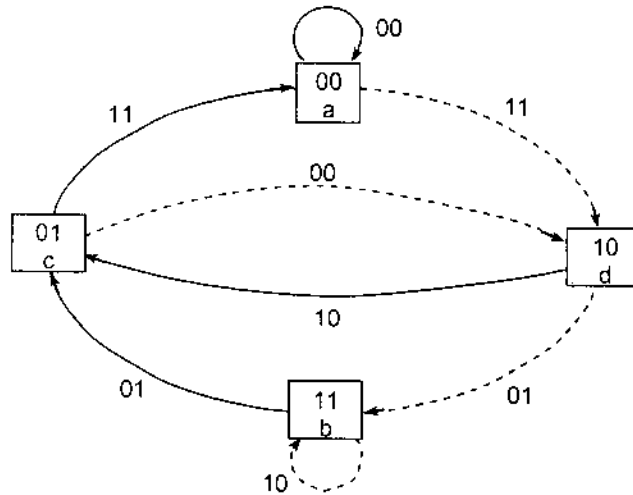
$$\begin{aligned} m(p).g_2(p) &= (1 + p^2 + p^3)(1 + p^2) \\ &= 1 + p^3 + p^5 + p^5 \end{aligned} \quad (4.44)$$

Dãy mã ở đầu ra, $c(p)$, sẽ nhận được bằng cách hỗn hợp hai tích trên:

$$c(p) = [1, 1]p^0 + [1, 0]p^1 + [0, 0]p^2 + [0, 1]p^3 + [0, 1]p^4 + [1, 1]p^5 \quad (4.45)$$

trong đó, các số trong dấu ngoặc vuông đặc trưng cho dãy mã ở đầu ra.

Hình 4.38 mô tả giản đồ trạng thái của bộ mã hóa được mô tả ở hình 4.37. Ở đây, nội dung trong các hình vuông ký hiệu là a, b, c, và d là đặc trưng cho bốn khả năng hỗn hợp nhị phân của các phần tử nhớ S_2 và S_3 . Chiều dài bắt buộc của bộ mã hóa xác định số các hộp cần thiết để có thể đặc trưng cho các khả năng hỗn hợp của các đầu vào, chúng có giá trị là 2^{k-1} . Phương pháp biểu thị như trên nhằm mục đích dễ hiểu, không thích hợp với mã có chiều dài bắt buộc lớn, có đồ thị phức tạp hơn.



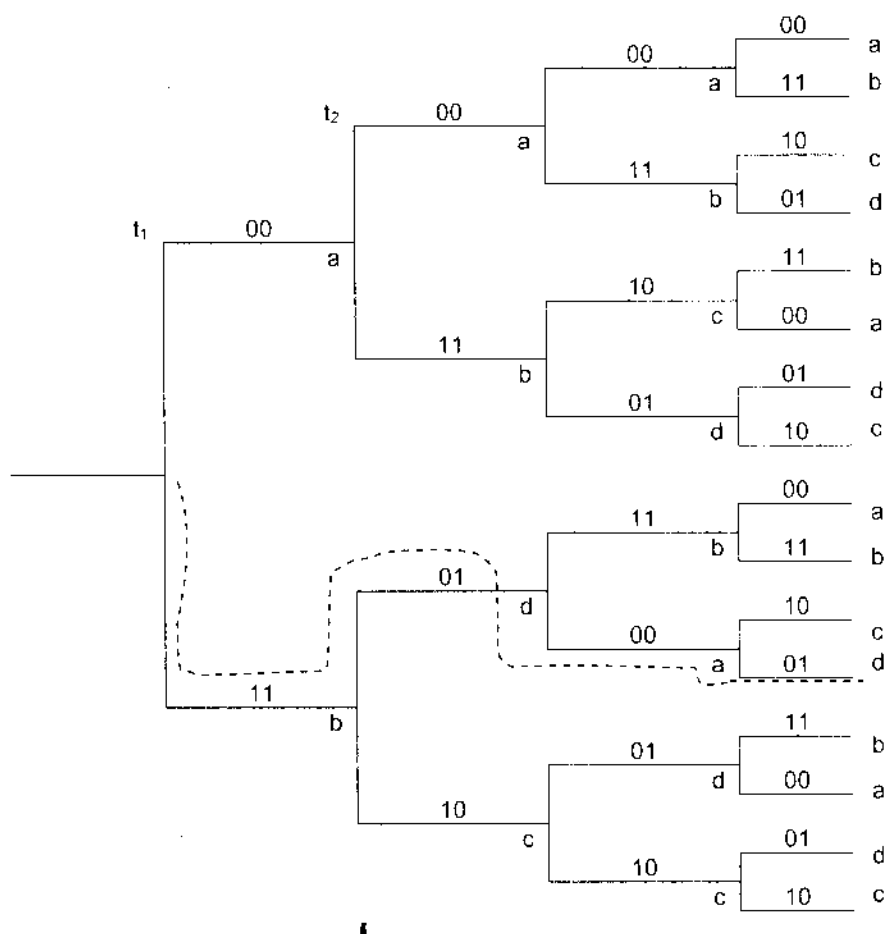
Hình 4.38: Mô tả giản đồ trạng thái

Giá trị của S_1 có thể là “0” hoặc “1” và nội dung của chúng sẽ xác định giá trị của S_2 khi bit đầu vào tiếp theo được đưa vào bộ mã hóa. Tương tự như vậy, nội dung của S_3 cũng sẽ phụ thuộc vào giá trị của S_2 . Mỗi một lần ở đầu vào có sự chuyển tiếp một bit, nó sẽ tạo ra một cặp mã tương ứng với chuỗi dữ liệu chứa trong các phần tử nhớ. Các bit mã tương ứng được tạo ra được mô tả bởi các đường có mũi tên tương ứng trên giản đồ trạng thái, mô tả sự chuyển tiếp trạng thái của S_2 và S_3 ứng với đầu vào. Ở đây các đường nét đứt là đặc trưng cho trạng thái “1” của S_1 .

Ví dụ, giả thiết nếu nội dung của S_2 là “1” và nội dung của S_3 là “0”. Nếu nội dung của S_1 là “1” thì đầu ra của bộ mã hóa được tạo ra sẽ là “01”; bit mới ở đầu vào sẽ được đưa vào bộ mã hóa và nội dung của S_1 , S_2 sẽ được dịch chuyển một bit, như vậy nội dung mới của S_2 và S_3 sẽ là “1”. Quá trình đó được mô tả ở hình 4.38. Mặt khác, nếu như nội dung của S_1 là “0” thì đầu ra của bộ mã hóa sẽ là “10” và trạng thái sẽ thay đổi từ d sang c ở đầu vào của bit tiếp theo.

Các trạng thái trên có thể dùng đồ thị cây dễ hiểu hơn để biểu thị dãy đầu ra của bộ mã hóa theo dãy đầu vào. Hình 4.39 là đồ thị hình cây đặc trưng cho bộ mã hóa được mô tả ở hình 4.37.

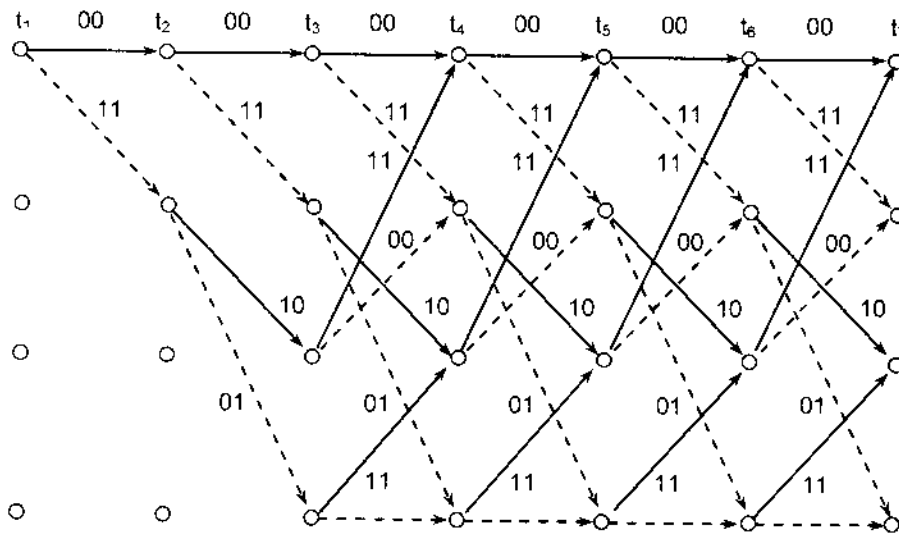
Ở đồ thị hình cây, qui ước là việc chuyển dịch đến nhánh tiếp sau theo hướng bên phải và nhánh dưới đặc trưng cho bit vào là “1” và ngược lại, sự dịch phải theo nhánh trên là đặc trưng cho bit vào “0”. Như vậy, giả thiết rằng, khởi đầu bộ mã hóa có nội dung tất cả bằng không có thể thấy rằng, khi bit vào đầu tiên là “1” thì đầu ra của bộ mã hóa sẽ là “11” (về phải theo nhánh dưới); ngược lại, nếu bit vào tiếp theo là “0” sẽ có kết quả ở đầu ra là “10”.



Hình 4.39: Mô tả đồ thị hình cây

Đồ thị dạng hình cây có thể sử dụng thích hợp với dãy đầu vào là 4 hoặc 5 bit, còn nếu lớn hơn thì dạng cây sẽ rất lớn. Vì vậy, gần với dạng hình cây, có thể xem rằng các nhánh của cây lặp lại sau tập nhánh thứ ba. Sờ dĩ như vậy là bởi vì ở đây, chiều dài bắt buộc của bộ mã hóa cho là bằng 3 và sau 3 bit vào đầu tiên, đầu ra của bộ mã hóa cũng không bị tác động dài hơn do bit vào đầu tiên qua bộ mã hoá. Theo đặc tính của đồ thị hình cây nói trên, có thể biểu thị đầu ra của bộ mã hóa theo thời gian dưới dạng ngắn gọn hơn. Dạng biểu diễn đó được gọi là đồ thị lưới như mô tả ở hình 4.40.

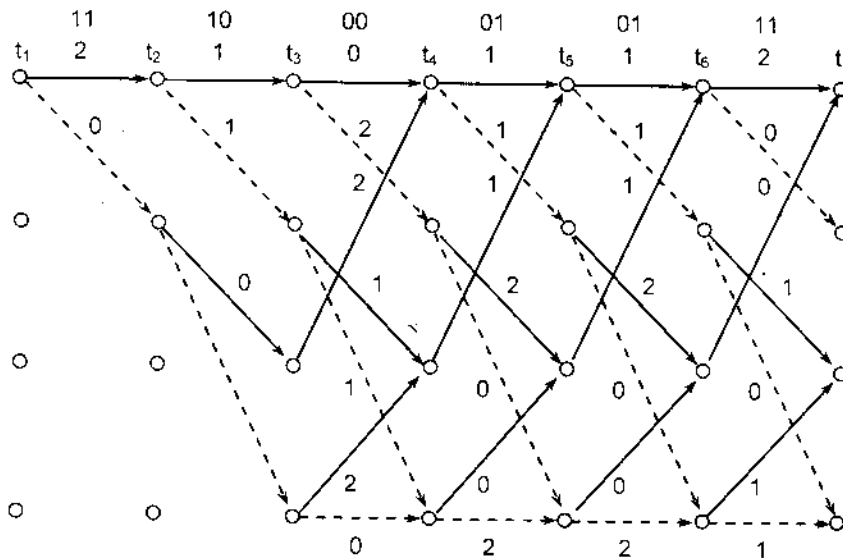
Đồ thị lưới có một quy ước để biểu thị đầu ra của bộ mã hóa phụ thuộc vào thời gian. Ví dụ, đối với bộ mã hóa như mô tả ở hình 4.37 thì các dòng ngang của lưới tương ứng với bốn trạng thái đầu ra của bộ mã hóa được định nghĩa trước là a, b, c và d. Giả thiết rằng, lúc khởi đầu các nội dung của bộ mã hóa có giá trị tất cả bằng "0", với bit vào đầu tiên, như đã phân tích ở phần trên, bộ mã hóa có thể tạo ra một trong hai cặp số là "00" và "11". Cũng quy ước như trước, các nét liền đặc trưng cho đầu vào là "1". Mã đầu ra được ghi cạnh các mũi tên. Tại thời điểm t_2 có bốn khả năng đầu ra được tạo ra bởi bộ mã hóa, giống như đã mô tả ở đồ thị hình cây (hình 4.39). Tại thời điểm t_3 , số các khả năng đầu ra được tạo ra bởi bộ mã hoá sẽ tăng lên là 8. Bắt đầu từ thời điểm t_4 lưới sẽ lặp lại với mỗi trạng thái được đưa vào có hai khả năng tuyến và mỗi trạng thái lại tạo hai khả năng đầu ra.



Hình 4.40: Mô tả đồ thị lưới

• Giải mã chấp theo phương pháp Viterbi

Sử dụng phương pháp Viterbi để giải mã chấp có khả năng cung cấp kết quả tốt nhất khi tồn tại các lỗi ngẫu nhiên. Để có dãy đầu ra nhận được từ bộ giải mã, thuật toán Viterbi mô hình hóa các chuyển tiếp trạng thái thông qua một lưới đồng nhất với lưới được sử dụng ở bộ mã hóa. Vì vậy, trong trường hợp này thích hợp nhất cho việc biểu thị các đầu ra có thể của bộ mã hóa, mô tả khoảng cách Hamming mà tại thời điểm đó là số các bit khác nhau giữa từ mã được tạo ra và từ mã tương ứng trên nhánh cụ thể của bộ thu.



Hình 4.41: Đồ thị lưới theo đường đi tối thiểu

Đồ thị lưới mô tả trên hình 4.41 biểu thị đường đi tối thiểu. Khi có hai đường đồng quy tại một nút thì đường có khoảng cách Hamming tối thiểu sẽ được giữ lại còn đường kia loại bỏ. Metric khoảng cách Hamming được đưa vào tổng tất cả khoảng cách Hamming dọc đường đi. Như vậy, tại thời điểm t_4 có hai khả năng đường đi hội tụ tại nút b, một có khoảng cách Hamming là 0 và một có

khoảng cách là 5, $(2+1+2)$. Giá trị sau được loại bỏ bởi vì nó là giá trị lớn hơn. Như vậy, có thể kết luận rằng, bit vào đầu tiên là “1” bởi vì đường đi bắt nguồn từ bit đầu tiên là “0” bây giờ được di chuyển. Phía thu tạo ra một quá trình dịch chuyển phù hợp với yêu cầu của phần tử nhớ để duy trì tất cả các tùy chọn của mã.

Các bộ giải mã Viterbi có thể được thực hiện bằng phần cứng hoặc bằng phần mềm.

4.5.6. Đan xen

Trong thông tin di động và thông tin vệ tinh thường gặp những lỗi đột ngột, xảy ra từng cụm dài do ảnh hưởng của pha đỉnh sâu. Các lỗi đó không thể xem là có tính chất độc lập thống kê hoặc không nhớ mà phần lớn các bộ mã hóa của mã khối hoặc mã chập thường xử lý tối ưu.

Để bắt chước một kênh độc lập thống kê, một kỹ thuật được gọi là *đan xen* (interleaving) được sử dụng. Nhiệm vụ của kỹ thuật đan xen là sắp xếp lại dãy các bit truyền sao cho hiệu ứng gây ra do lỗi cụm là bé nhất. Kỹ thuật đan xen có thể được ứng dụng cho cả mã khối và mã chập.

Khối đan xen được thực hiện bằng cách, trước tiên nhớ từ mã đầu ra của bộ mã hóa vào một bảng hai chiều. Giả thiết trong trường hợp này bảng có kích thước là $[m \times n]$, trong đó m là số các từ mã được đan xen và n là số bit của từ mã. Mỗi một dòng của bảng là một từ mã được tạo ra. Một khi bảng đã được xếp đầy thì các nội dung đó là đầu ra để truyền, nhưng trong trường hợp này dữ liệu được đọc ra không theo dòng mà theo thứ tự cột. Như vậy, việc truyền mỗi ký tự của một từ mã cụ thể sẽ không theo thứ tự kế tiếp nhau mà sẽ được phân chia đan xen nhau. Cũng vì vậy, mà hiệu ứng sai số cụm cũng sẽ được phân tán theo thời gian khắp suốt các từ mã được truyền.

Ví dụ dãy đầu vào là các phần tử theo các dòng hàng ngang của bảng là:

$c_{11}c_{12}c_{13}c_{14}c_{15}c_{16}c_{17}c_{18}$

$c_{21}c_{22}...$

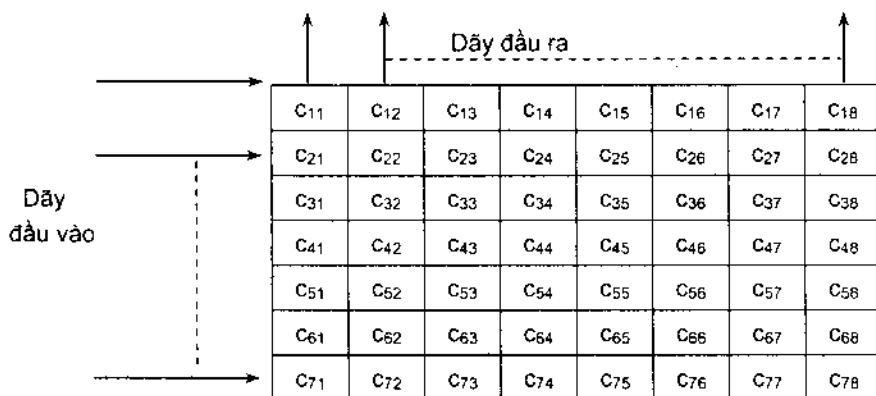
...

thì các đầu ra của bộ đan xen được đọc theo các cột của bảng là:

$c_{11}c_{21}c_{31}c_{41}c_{51}c_{61}c_{71}$

$c_{12}c_{22}....$

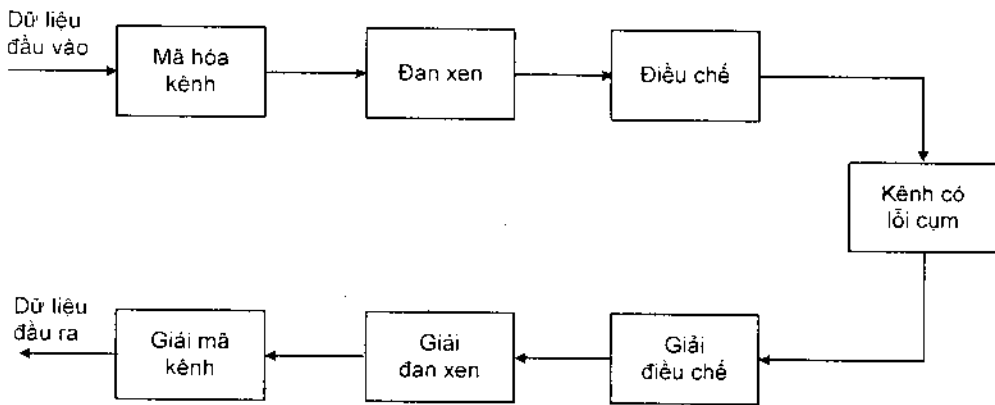
....



Hình 4.42: Bảng mô tả ví dụ sắp xếp một khối đan xen

Từ bảng sắp xếp (hình 4.42) nhận thấy rằng, trong trường hợp có lỗi cụm (lỗi nhiều bit liên tiếp nhau) thì các bit lỗi đó được phân phối đều rải rác trong các cột (các từ mã) ở đầu ra. Việc sắp

xếp lại từ mã ban đầu sẽ do một bộ giải đan xen đảm nhiệm. Hình 4.43 mô tả sơ đồ khối vị trí của bộ đan xen trong hệ thống truyền dữ liệu có sử dụng kỹ thuật đan xen và mã hóa kênh.

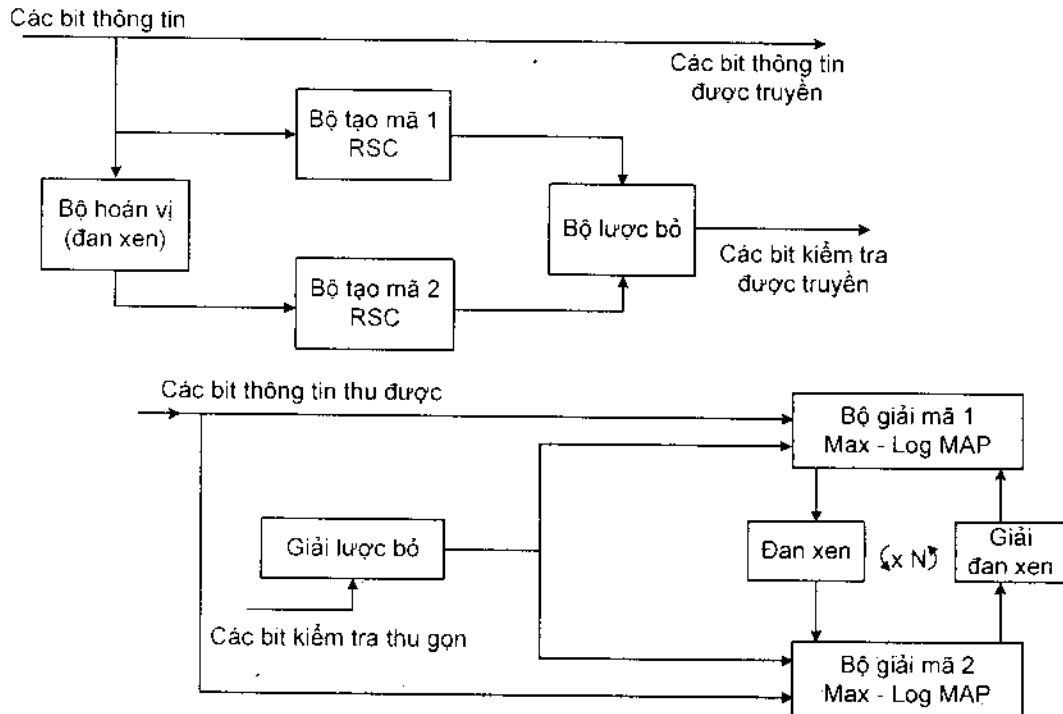


Hình 4.43: Ứng dụng kỹ thuật đan xen/giải đan xen trong kênh truyền tin có lỗi cụm

4.5.7. Mã Turbo

Các mã Turbo xuất hiện vào năm 1993 và từ đó đến nay nó là chủ đề cho nhiều nghiên cứu về mã kênh. Mã Turbo được ứng dụng rất hiệu quả trong các hệ thống thông tin di động và thông tin vệ tinh, thông tin vũ trụ. Các mã Turbo có hiệu năng tốt hơn nhiều so với các loại mã sửa lỗi khác và có thể đạt gần đến giới hạn Shannon.

Mã Turbo được tạo ra bằng cách sử dụng hai bộ tạo mã chấp hệ thống có hồi quy (RSC-Recursive Systematic Convolutional) móc nối song song. Ở đây, thuật ngữ hồi quy ngụ ý rằng có một số bit đầu ra của bộ tạo mã chấp được hồi tiếp và sử dụng cho dãy bit đầu vào. Thuật ngữ hệ thống được định nghĩa giống như trong các dạng mã khối.



Hình 4.44: Mô tả sơ đồ khối chức năng của bộ mã hóa và giải mã Turbo

Bộ mã hóa thứ nhất làm việc như đầu vào các bit thông tin. Khóa cho bộ tạo mã Turbo chính là bộ hoán vị, nó làm nhiệm vụ giống như một bộ đan xen; tuy vậy ở đây có khác là dãy đầu ra sẽ là giả ngẫu nhiên. Bộ hoán vị thực hiện theo khối các bit thông tin (để gia tăng hiệu năng, ví dụ khối lớn hơn 1000 bit) để tạo ra một dãy bit ở đầu ra dịch chuyển và ngẫu nhiên. Dãy bit sau đó được đưa trở lại bộ mã hóa thứ hai. Đầu ra của hai bộ mã hóa là các bit kiểm tra và nó sẽ được truyền cùng với các bit thông tin nguyên thủy. Để giảm số bit thông tin truyền thì các bit kiểm tra sẽ được tiêm chích vào trước khi truyền.

Bộ giải mã Turbo thực hiện nhiệm vụ là tạo ra một thuật toán giải mã đan xen. Một bộ đan xen được đặt giữa đầu ra của bộ giải mã 1 và đầu vào của bộ giải mã 2 để cho quyết định trọng số cộng vào bộ giải mã 2 và tương tự như vậy, một bộ giải đan xen được đặt ở đầu ra của bộ giải mã 2 để tạo phản hồi đến bộ mã hóa 1. Thời gian thực hiện giải mã là tỷ lệ thuận với các đan xen giữa các bộ mã hóa. Hình 4.44 mô tả sơ đồ khối chức năng bộ mã hóa/giải mã của một mã Turbo.

4.6. NHẬN XÉT, SO SÁNH GIỮA TRUYỀN TIN TƯƠNG TỰ VÀ TRUYỀN TIN SỐ TRÊN CÁC KÊNH THÔNG TIN VỆ TINH

4.6.1. Tổng quan

Lý thuyết truyền tin đã chứng minh rằng, truyền tin số có nhiều đặc tính ưu việt hơn so với truyền tin tương tự. Sau đây, dưới góc độ điều chế và tỷ số (C/N_0) sẽ xem xét so sánh hiệu năng giữa truyền tin tương tự và truyền tin số trên kênh thông tin vệ tinh.

Giả thiết rằng bộ phát đáp vệ tinh có độ rộng dải thông là 36 MHz; truy nhập đơn (tức sóng mang chiếm toàn bộ độ rộng dải thông của bộ phát đáp). So sánh hai phương pháp truyền (tương tự và số) như mô tả ở hình 4.45a và 4.45b.

- *Tín hiệu tương tự*: Sóng mang được điều chế tần số (FM) với các kênh thoại và ghép kênh phân chia theo tần số (FDM/FM).

- *Tín hiệu số*: Sóng mang được điều chế QPSK và ghép kênh thoại phân chia theo thời gian (TDM/QPSK).

Trong mỗi trường hợp thì dung lượng ghép kênh là số các kênh thoại được xác định bởi hàm của tỷ số (C/N_0), yêu cầu. Quỹ (dự trữ) chất lượng đường truyền theo khuyến nghị ITU là:

- Đối với truyền tin hiệu tương tự thì công suất tạp âm không được vượt quá 10.000 pW0p. Tỷ số công suất thử trên công suất tạp âm $S/N = 50$ dB.

- Đối với truyền tin hiệu số thì tỷ lệ lỗi bit không được vượt quá 10^{-6} .

4.6.2. Truyền tín hiệu tương tự

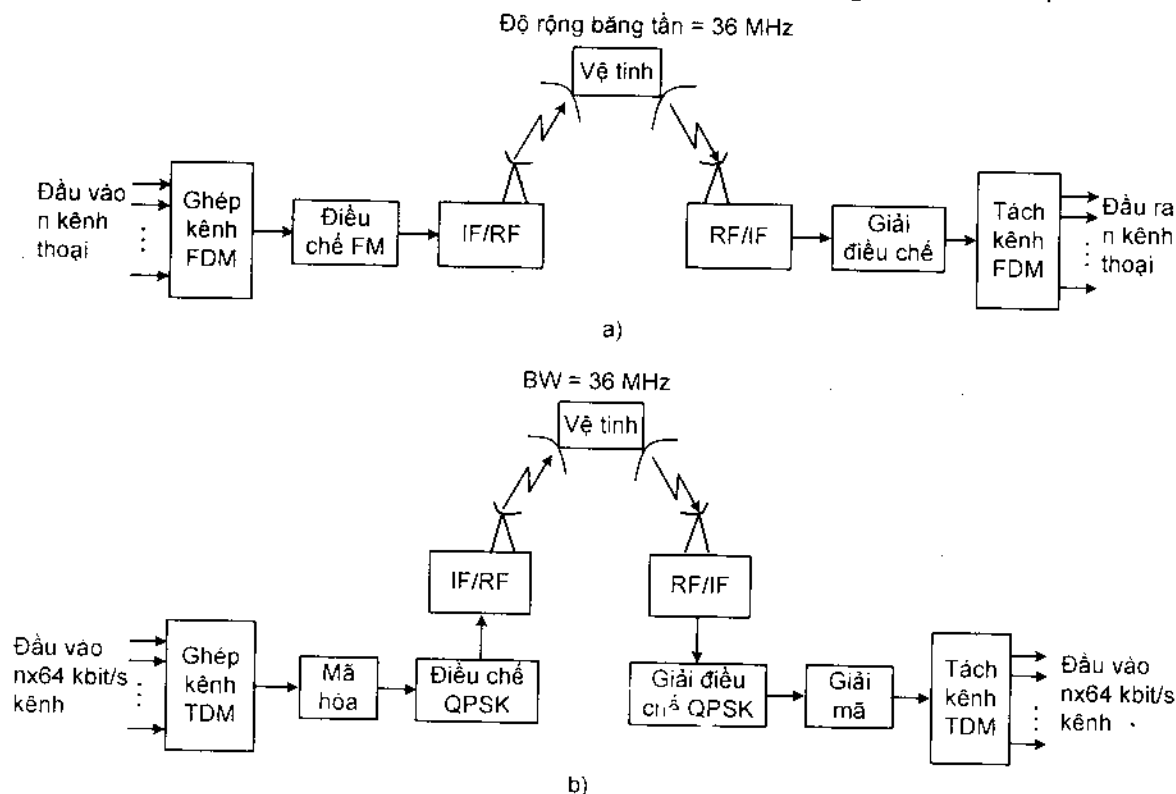
Theo bảng 4.5, dung lượng ghép kênh là hàm của tần số cực đại, f_{max} , của ghép kênh. Độ rộng phổ của sóng mang điều chế với các tín hiệu thoại ghép kênh được giới hạn bởi độ rộng dải thông của bộ phát đáp là 36 MHz. Độ rộng đó cũng là độ rộng dải thông của máy thu, $B_{IF} = 36$ MHz. Giá trị di tần đỉnh ΔF_p được xác định theo biểu thức:

$$\Delta F_p = (B_{IF}/2) - f_{max} \quad (4.46)$$

và biểu thức của tỷ số S/N là:

$$(S/N) = (\Delta F_r / f_{max})^2 (1/b) pw(C/N_0)_r \quad (4.47)$$

trong đó: B_{IF} là độ rộng dải thông trung tần máy thu; ΔF_r là di tần trung bình của tín hiệu thử.



Hình 4.45: Mô tả cấu trúc tuyến truyền tin tương tự (a) và số (b) để so sánh

Bảng 4.6 mô tả các số liệu tính toán của $(C/N_0)_r$ đối với một dung lượng n kênh thoại được ghép kênh FDM, kênh đơn, độ rộng dải thông của bộ phát đáp là 36 MHz.

Bảng 4.6

Số kênh điện thoại n	Tần số cực đại của ghép kênh f_{max} (kHz)	Di tần đỉnh ΔF_p (kHz)	Di tần hiệu dụng ΔF_e (kHz)	Tỷ số C/N_0 , yêu cầu dB (Hz)	C/N (dB)
1092	4.982	13.108	705	95,3	19,7
972	4.028	13.972	797	92,5	16,9
792	3.284	14.716	930	89,4	13,8
612	2.540	15.400	1111	85,6	10,0

4.6.3. Truyền tín hiệu số và so sánh

Cho rằng R_b là tốc độ bit của một kênh thoại. Để đơn giản, ở đây giả thiết rằng, việc truyền n kênh thoại ở tốc độ R_b cũng yêu cầu truyền các tín hiệu chiếm 5% của dung lượng ghép kênh. Việc ghép kênh như vậy được truyền sau khi mã hóa ở tốc độ R_c và tốc độ đó sẽ được điều chế với sóng mang theo điều chế pha QPSK. Độ rộng dải thông vẫn là 36 MHz.

Như vậy:

- Tốc độ bit của một kênh thoại: R_b (bit/s)
- Dung lượng ghép kênh: R (bit/s)

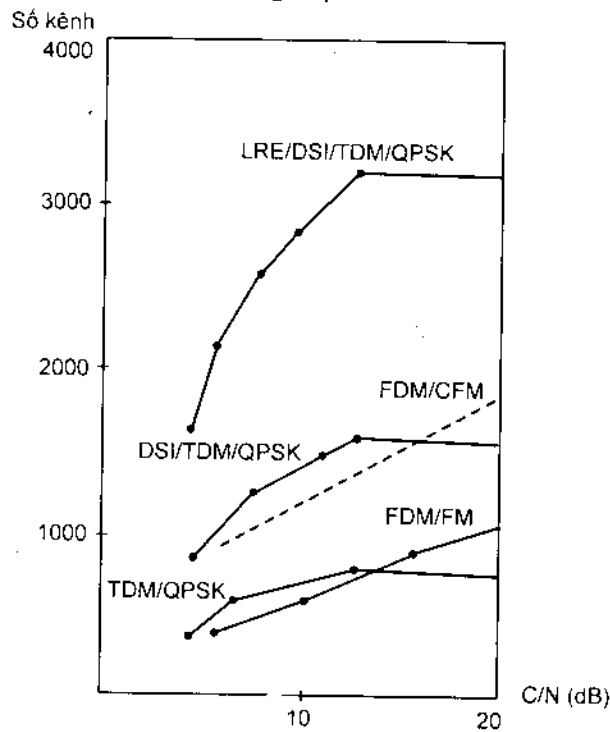
- Số kênh thoại: $n = R/(1,05R_b)$
- Tốc độ bit của dãy nhị phân điều chế: $R_c + R/p$, trong đó p là tốc độ mã.
- Độ rộng dải thông được sử dụng: $B = R_c/\Gamma$, trong đó Γ là hiệu suất phổ của điều chế QPSK ($\Gamma = 1,5$ bit/s.Hz).

Như vậy, số kênh thoại được xác định bởi:

$$n = B\rho\Gamma/(1,05R_b) \quad (4.48)$$

$$\text{và giá trị yêu cầu của } (C/N_0) \text{ là: } (C/N_0)_r = (E_b/N_0)R \quad (4.49)$$

trong đó giá trị E_b/N_0 tra theo bảng 4.7 phù hợp với loại mã hóa sử dụng. Kết quả được mô tả ở bảng 4.7 và đồ thị hình 4.36 so sánh hai trường hợp là FDM/FM và TDM/QPSK.



Hình 4.46: Mô tả đồ thị so sánh truyền theo kiểu tín hiệu tương tự và theo kiểu số hóa của việc ghép kênh thoại, sóng mang đơn, độ rộng dải thông của bộ phát đáp vệ tinh là 36 MHz.

- TDM/QPSK: mã hóa nguồn ở 64 kbit/s, ghép kênh phân chia theo thời gian (TDM), điều chế pha 4 trạng thái
- FDM/CFM: ghép kênh phân chia theo tần số (FDM), điều tần (FM), có nén (C).

Bảng 4.7: Các giá trị của $(C/N_0)_r$ và C/N yêu cầu phù hợp với việc ghép các kênh thoại số hóa, truyền kênh đơn và độ rộng dải thông của bộ phát đáp là 36 MHz

Tỷ số mã hóa p	Số kênh thoại n	$(C/N_0)_r$ dB (Hz)	C/N dB
1	803	87,9	12,3
7/8	703	84,8	9,2
3/4	602	82,2	6,7
2/3	535	81,3	5,7
1/2	401	79,6	4,0

Chương 5

ĐA TRUY NHẬP TRONG CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH

5.1. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐA TRUY NHẬP TRONG THÔNG TIN VỆ TINH

5.1.1. Tổng quan

Đa truy nhập trong các hệ thống truyền tin là một kỹ thuật để nhiều người sử dụng có thể truy nhập khai thác (hoặc được phân chia) tài nguyên nguồn (hoặc dung lượng) của hệ thống. Các chuyển tiếp vệ tinh cung cấp kênh truyền tin hiệu dữ liệu hoặc tin hiệu thoại giống như các hệ thống truyền tin vô tuyến ở mặt đất theo các phương thức đa truy nhập cơ bản. Các phương thức đa truy nhập đó có thể là theo tần số (FDMA), theo thời gian (TDMA) hoặc theo mã (CDMA). Tuy vậy, trong ứng dụng các đa truy nhập cơ bản đó ở hệ thống thông tin vệ tinh cũng có điểm khác.

Các hệ thống thông tin vệ tinh khác các đường thông tin viba mặt đất ở chỗ là kỹ thuật dùng cho *đa truy nhập* một bộ phát đáp đơn qua nhiều đường lên và nhiều đường xuống các trạm mặt đất. Bốn phương pháp chính được dùng cho đa truy nhập trong các hệ thống thông tin vệ tinh là:

1. *Đa truy nhập phân chia theo tần số* (FDMA - Frequency Division Multiple Access), nó tương tự như FDM.
2. *Đa truy nhập phân chia theo thời gian* (TDMA - Time Division Multiple Access), nó tương tự như TDM.
3. *Đa truy nhập phân chia theo mã* (CDMA - Code Division Multiple Access) hay đa truy nhập trải phổ (SSMA - Spread Spectrum Multiple Access).
4. *Đa truy nhập phân chia theo không gian* (SDMA - Space Division Multiple Access) trong đó các búp sóng anten chùm hẹp được chuyển mạch từ hướng này sang hướng khác^{*)}.

Ngoài ra có thể sử dụng một trong các kỹ thuật sau:

1. *Chế độ đa truy nhập gán cố định* (FAMA - Fixed Assigned Multiple Access) sử dụng một trong các kỹ thuật FDMA, TDMA hoặc CDMA.
2. *Chế độ đa truy nhập gán theo yêu cầu* (DAMA - Demand Assigned Multiple Access) sử dụng một trong các kỹ thuật FDMA, TDMA hoặc CDMA.

^{*)} *Đa truy nhập phân chia theo thời gian chuyển mạch vệ tinh* (SS-TDMA) cũng có thể được sử dụng. Với các vệ tinh SS-TDMA, các anten chùm hẹp khác nhau được chuyển mạch tại thời điểm thích hợp trong chu kỳ khung TDMA để hướng các chùm phát và thu theo hướng mong muốn. Do đó, với nhiều chùm SS-TDMA người ta có thể sử dụng lại cùng các tần số phát và thu đồng thời sao cho dung lượng của vệ tinh SS-TDMA lớn hơn nhiều dung lượng của vệ tinh TDMA. *INTELSAT VI* là một vệ tinh SS-TDMA.

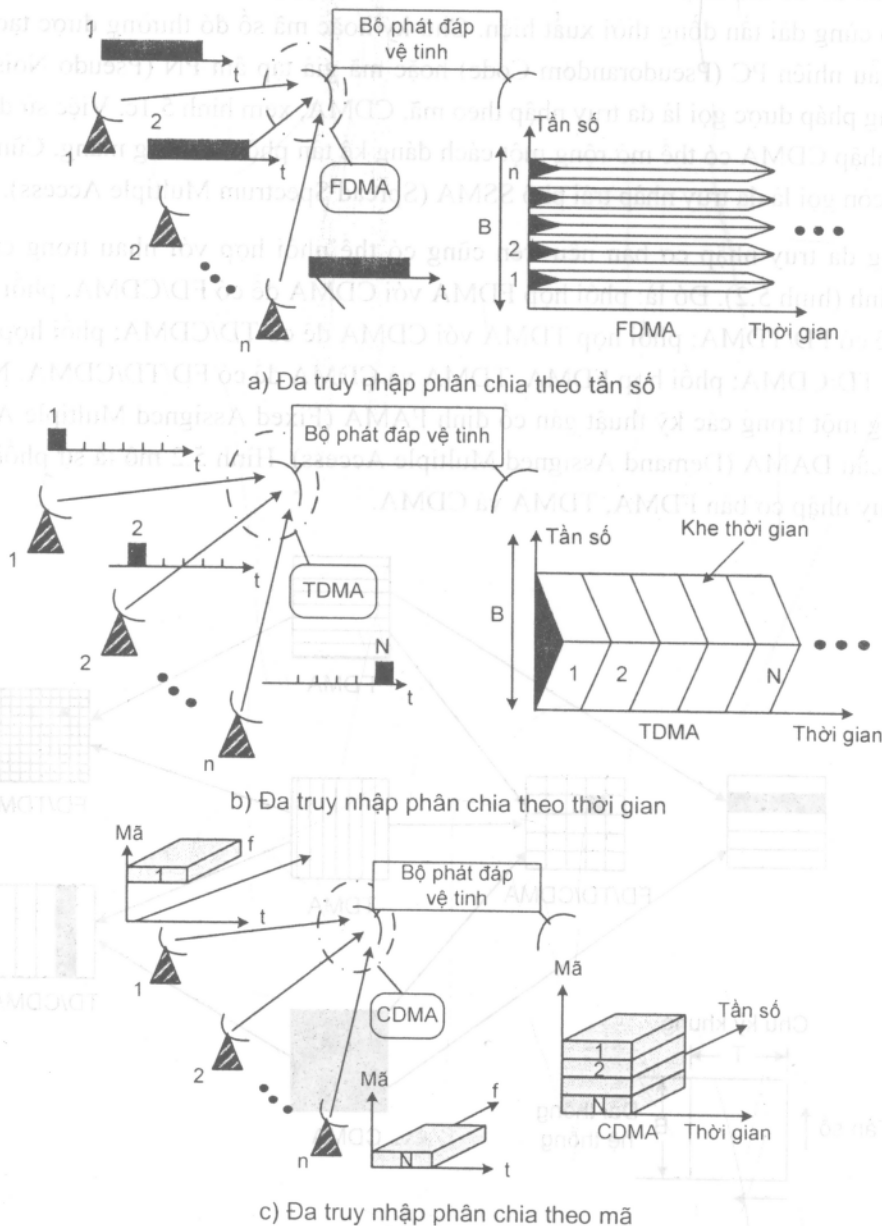
Bài toán đa truy nhập trong các hệ thống thông tin vệ tinh xuất hiện khi mà có một số sóng mang cùng đồng thời đến bộ phát đáp của vệ tinh và vệ tinh trong trường hợp đó được xem như một điểm nút của mạng. Do đó sẽ có hai trường hợp sau đây xảy ra đối với đa truy nhập trong các hệ thống thông tin vệ tinh:

1. Đa truy nhập đến một kênh cụ thể của bộ phát đáp vệ tinh.

2. Đa truy nhập đến bộ phát đáp vệ tinh.

5.1.2. Đa truy nhập đến một kênh cụ thể của bộ phát đáp vệ tinh

Đa truy nhập đến một kênh cụ thể của bộ phát đáp vệ tinh tức mỗi một kênh của bộ phát đáp vệ tinh khuếch đại mỗi một sóng mang mà phổ của sóng mang đó nằm trong dải thông của kênh. Nguồn tài nguyên do kênh cung cấp được biểu thị trong miền tần số hoặc thời gian và có thể được thực hiện theo một trong ba phương pháp cơ bản sau:



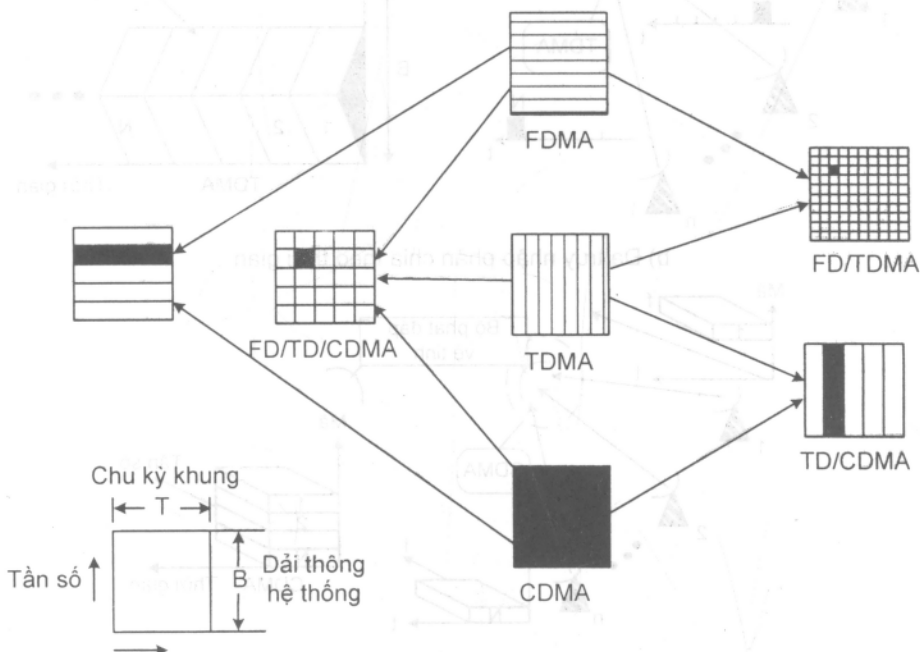
Hình 5.1: Mô tả ba phương pháp đa truy nhập cơ bản trong thông tin vệ tinh

1. Phương pháp xem các năng lượng của sóng mang là hàm theo vị trí trong miền tần số. Nếu như phổ tần của mỗi sóng mang chiếm một băng tần con khác nhau thì máy thu có thể phân biệt các sóng mang đó bằng các bộ lọc. Nguyên lý của việc đa truy nhập đó được gọi là đa truy nhập phân chia theo tần số FDMA, xem hình 5.1a.

2. Phương pháp xem các năng lượng sóng mang là hàm của vị trí theo thời gian. Một số sóng mang thu được một cách kế tiếp nhau theo thời gian có thể được phân biệt bởi các cổng thời gian nếu như chúng cùng nằm trong dải tần. Nguyên lý của việc đa truy nhập đó được gọi là đa truy nhập theo thời gian, TDMA, xem hình 5.1b.

3. Bằng cách gán một "chữ ký" hoặc còn gọi là "mã số" cho mỗi sóng mang và phía máy thu cũng biết mã số đó để thu nhận. Điều đó sẽ đảm bảo cho máy thu nhận được sóng mang khi tất cả sóng mang có cùng dải tần đồng thời xuất hiện. Chữ ký hoặc mã số đó thường được tạo ra bằng bộ tạo mã giả ngẫu nhiên PC (Pseudorandom Code) hoặc mã giả tạp âm PN (Pseudo Noise). Cũng vì vậy mà phương pháp được gọi là đa truy nhập theo mã, CDMA, xem hình 5.1c. Việc sử dụng phương pháp đa truy nhập CDMA có thể mở rộng một cách đáng kể tần phổ của sóng mang. Cũng vì vậy mà phương pháp còn gọi là đa truy nhập trải phổ SSMA (Spread Spectrum Multiple Access).

Ba dạng đa truy nhập cơ bản nêu trên cũng có thể phối hợp với nhau trong các hệ thống thông tin vệ tinh (hình 5.2). Đó là: phối hợp FDMA với CDMA để có FD/CDMA; phối hợp FDMA với TDMA để có FD/TDMA; phối hợp TDMA với CDMA để có TD/CDMA; phối hợp TDMA với CDMA để có TD/CDMA; phối hợp FDMA, TDMA và CDMA để có FD/TD/CDMA. Ngoài ra còn có thể sử dụng một trong các kỹ thuật gán cố định FAMA (Fixed Assigned Multiple Access) hoặc gán theo yêu cầu DAMA (Demand Assigned Multiple Access). Hình 5.2 mô tả sự phối hợp của ba kỹ thuật đa truy nhập cơ bản FDMA, TDMA và CDMA.



Hình 5.2: Mô tả phối hợp của ba kỹ thuật đa truy nhập cơ bản và sự phối hợp của chúng

5.1.3. Đa truy nhập đến bộ phát đáp vệ tinh

Đa truy nhập đến một kênh cụ thể của bộ phát đáp vệ tinh đã bao hàm việc đa truy nhập đến bộ phát đáp vệ tinh. Ở đây việc đa truy nhập đến bộ phát đáp vệ tinh được hiểu như là một hàm của tần số (hoặc của phân cực) của sóng mang. Đối với mỗi hỗn hợp sóng mang bắt buộc phải đa truy nhập FDMA đến bộ phát đáp (việc tách phân cực cũng tương tự như việc tách tần số) cùng với các đa truy nhập FDMA, TDMA hoặc CDMA đến mỗi kênh. Trong tất cả các trường hợp đa truy nhập, kể cả sử dụng phương pháp hỗn hợp thì việc chiếm dụng phổ của sóng mang không được vượt quá độ rộng dải thông của kênh.

5.2. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ (FDMA) TRONG THÔNG TIN VỆ TINH

5.2.1. Tổng quan về phân bố dải tần của bộ phát đáp vệ tinh

Theo phương thức đa truy nhập phân chia theo tần số thì độ rộng băng tần của kênh của bộ phát đáp được phân chia thành các băng tần con (sub-band) và mỗi băng tần con đó được gán cho các sóng mang được phát bởi một trạm mặt đất. Với dạng truy nhập này thì các trạm mặt đất phát một cách liên tục và kênh truyền một số sóng mang đồng thời với các tần số khác nhau.

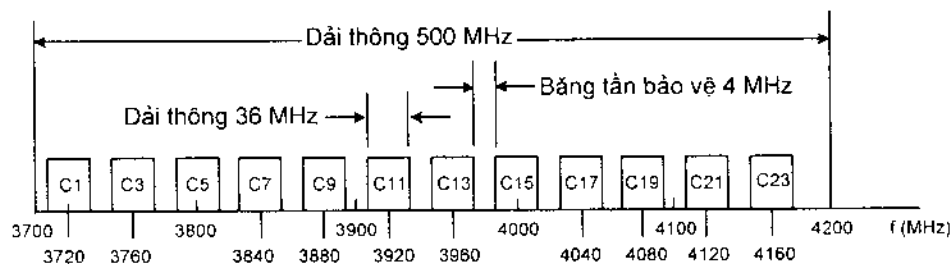
Như vậy giữa các băng tần con phải có một khoảng tần số phân cách rõ ràng để chúng không ảnh hưởng lẫn nhau và trong đó có tính đến sự không hoàn hảo của các bộ tạo sóng và các bộ lọc.

Máy thu của tuyến xuống trong trường hợp này sẽ chọn sóng mang tương ứng với tần số thích hợp để thu. Các bộ lọc sẽ làm việc với các bộ khuếch đại trung tần (IF).

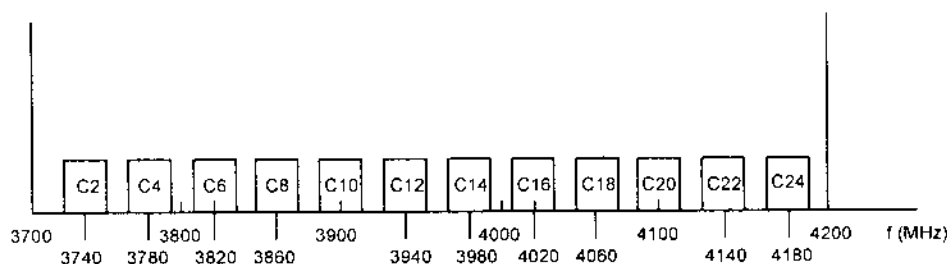
Băng tần của bộ phát đáp vệ tinh có thể từ vài trăm MHz đến vài GHz. Hầu hết các bộ phát đáp thường được thiết kế với dải thông 36 MHz, 54 MHz hoặc 72 MHz, trong đó dải thông 36 MHz là chuẩn được phổ biến cho dịch vụ truyền hình băng C (6/4 GHz). Hiện nay có một số loại bộ phát đáp có xử lý tín hiệu đã được đưa vào sử dụng và như vậy có thể cải thiện được chất lượng lỗi (đối với truyền tín hiệu số). Trong quỹ đạo địa tĩnh, mỗi vệ tinh được đặt ở một vị trí tọa độ xác định. Ví dụ, trong băng tần C (6/4 GHz) vệ tinh được sử dụng một phân định phổ rộng là 500 MHz. Như vậy vệ tinh có khả năng đặt 24 bộ phát đáp liền kề nhau và mỗi bộ phát đáp sử dụng dải thông 36 MHz trong dải tần phân định 500 MHz. Có thể thực hiện được điều đó bằng cách bố trí 12 bộ phát đáp làm việc với tín hiệu sóng bức xạ phân cực đứng và 12 bộ phát đáp làm việc với tín hiệu sóng bức xạ phân cực ngang (xem lý thuyết truyền sóng về phân cực trực giao). Hình 5.3 mô tả sự bố trí 12 kênh theo phân cực đứng và 12 kênh theo phân cực ngang trong dải tần phân định là 500 MHz. Trong hình các bộ phát đáp được ký hiệu C_1 cho kênh 1 và C_2 cho kênh 2, v.v... Các vệ tinh này chủ yếu chuyển tiếp cho tín hiệu truyền hình.

Các hệ thống thông tin vệ tinh sử dụng băng tần C (6 GHz cho tuyến lên và 4 GHz cho tuyến xuống) có đặc tính là thiết bị tương đối rẻ, tạp âm vũ trụ nhỏ và suy hao tín hiệu trong tầng khí quyển bé. Tuy nhiên cũng cần lưu ý rằng, các đường chuyển tiếp viba trên mặt đất hiện có cũng làm việc trong băng tần 6 và 4 GHz. Do vậy cần phải thận trọng việc đặt các anten thu vệ tinh của các trạm mặt đất sao cho chúng không thu tín hiệu từ các đường sóng viba của các hệ thống viba mặt đất cũng như không gây nhiễu lẫn nhau. Trong băng tần 6/4 GHz, để các vệ tinh địa tĩnh không gây nhiễu nhau thường phải bố trí vệ tinh có tọa độ cách nhau từ $1,5^\circ$ đến 2° . Các vệ tinh làm việc

với băng tần cao hơn, ví dụ ở băng tần Ku với 14 GHz cho tuyến lên và 12 GHz cho tuyến xuống thì cần đặt cách nhau là 3° . Công suất của bộ khuếch đại phát trên vệ tinh cho tuyến xuống tùy thuộc vào nhu cầu thiết kế, nó có thể từ 10 W cho đến 120 W hoặc 200 W.



(a) Phân cực ngang



(b) Phân cực đứng

Hình 5.3: Ví dụ phân bố dải tần của một bộ phát đáp vệ tinh 6/4 GHz cho các kênh của tuyến xuống trong trường hợp sử dụng phân cực trực giao

5.2.2. Các mô hình truyền tín hiệu của đa truy nhập FDMA

Phụ thuộc vào việc ghép kênh và kỹ thuật điều chế sử dụng mà có thể có một số mô hình truyền tín hiệu đối với đa truy nhập FDMA. Các mô hình đó là:

1. Ghép kênh phân chia theo tần số (FDM), điều tần (FM) và đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA) - hình 5.4a.

Các tín hiệu băng cơ sở từ mạng hoặc từ những người sử dụng là thuộc dạng tương tự. Chúng được tổ hợp dưới dạng tín hiệu ghép kênh phân chia theo tần số (FDM).

Tần số tín hiệu tương tự được ghép kênh sẽ điều chế với một sóng mang, mà sóng mang đó sẽ truy nhập vệ tinh trên một tần số cụ thể ở cùng thời gian như các sóng mang khác với các tần số khác của các trạm mặt đất khác. Để giảm thiểu tác động xuyên điều chế và sử dụng các sóng mang một cách hợp lý thì thích hợp nhất là định tuyến theo kiểu "một sóng mang cho một trạm phát". Tín hiệu ghép kênh FDM như vậy bao gồm tất cả tần số tín hiệu đặc trưng cho các trạm khác nhau. Hình 5.5 mô tả ví dụ một mạng có 3 trạm làm việc theo chế độ FDM/FM/FDMA.

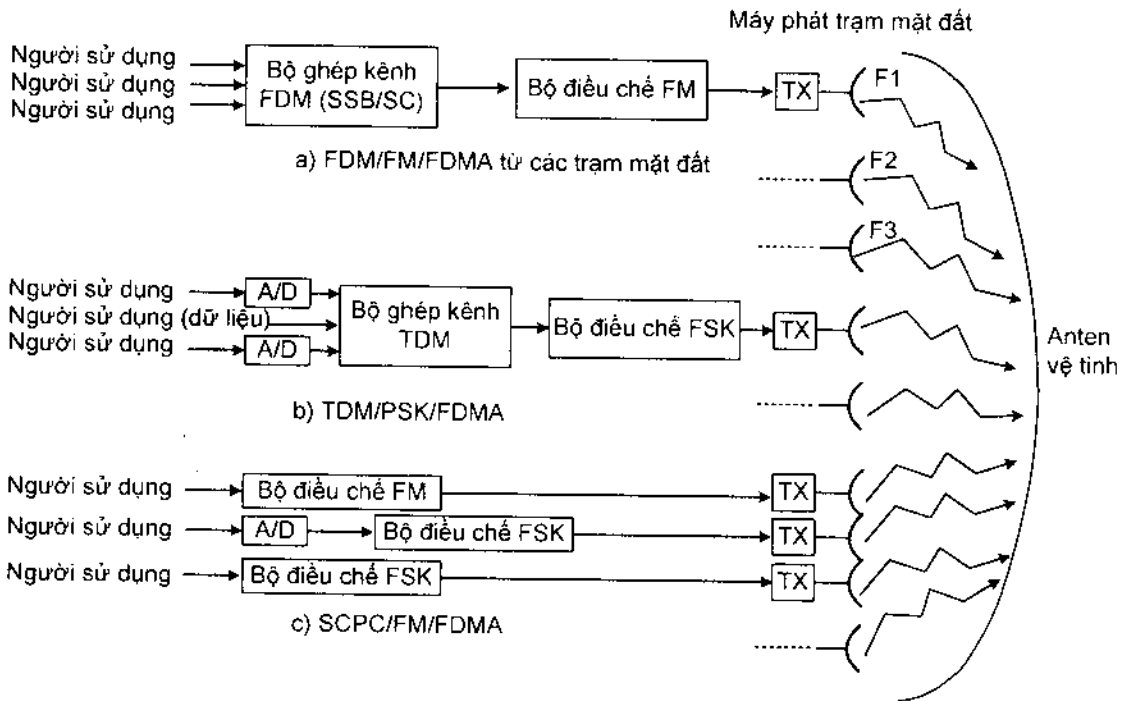
2. Ghép kênh phân chia theo thời gian (TDM), điều chế khóa dịch pha (PSK) và đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA) - hình 5.4b.

Các tín hiệu băng cơ sở từ mạng hoặc từ những người sử dụng là tín hiệu số (digital). Chúng được tổ hợp lại dưới dạng tín hiệu ghép kênh phân chia theo thời gian (TDM). Dòng nhị phân đặc trưng cho tín hiệu ghép kênh đó được điều chế với một sóng mang theo phương thức khóa dịch pha

(PSK) và tín hiệu sóng mang đã điều chế đó sẽ truy nhập đến vệ tinh ở một tần số cụ thể cùng lúc với các sóng mang có tần số khác của các trạm mặt đất khác. Để giảm thiểu tác động xuyên điều chế thì các sóng mang được lựa chọn hợp lý. Việc định tuyến lưu lượng trong trường hợp này phù hợp với nguyên lý "một sóng mang cho một trạm phát". Việc ghép kênh phân chia theo thời gian như vậy phù hợp với tất cả các tín hiệu theo thời gian đặc trưng cho các trạm mặt đất khác nhau.

3. Một sóng mang cho một kênh (SCPC), ghép kênh phân chia theo tần số (FDMA) - hình 5.4c.

Các tín hiệu băng cơ sở từ mạng hoặc từ từng người sử dụng điều chế trực tiếp với một sóng mang dưới dạng tương tự hoặc số (SCPC). Một sóng mang đã điều chế sẽ truy nhập vệ tinh ở một tần số cụ thể cùng lúc với các sóng mang khác của các trạm khác. Việc định tuyến lưu lượng trong trường hợp này phù hợp với nguyên lý "một sóng mang cho một tuyến".



Hình 5.4: Mô tả các dạng truyền theo đa truy nhập phân chia theo tần số từ các trạm mặt đất đến vệ tinh

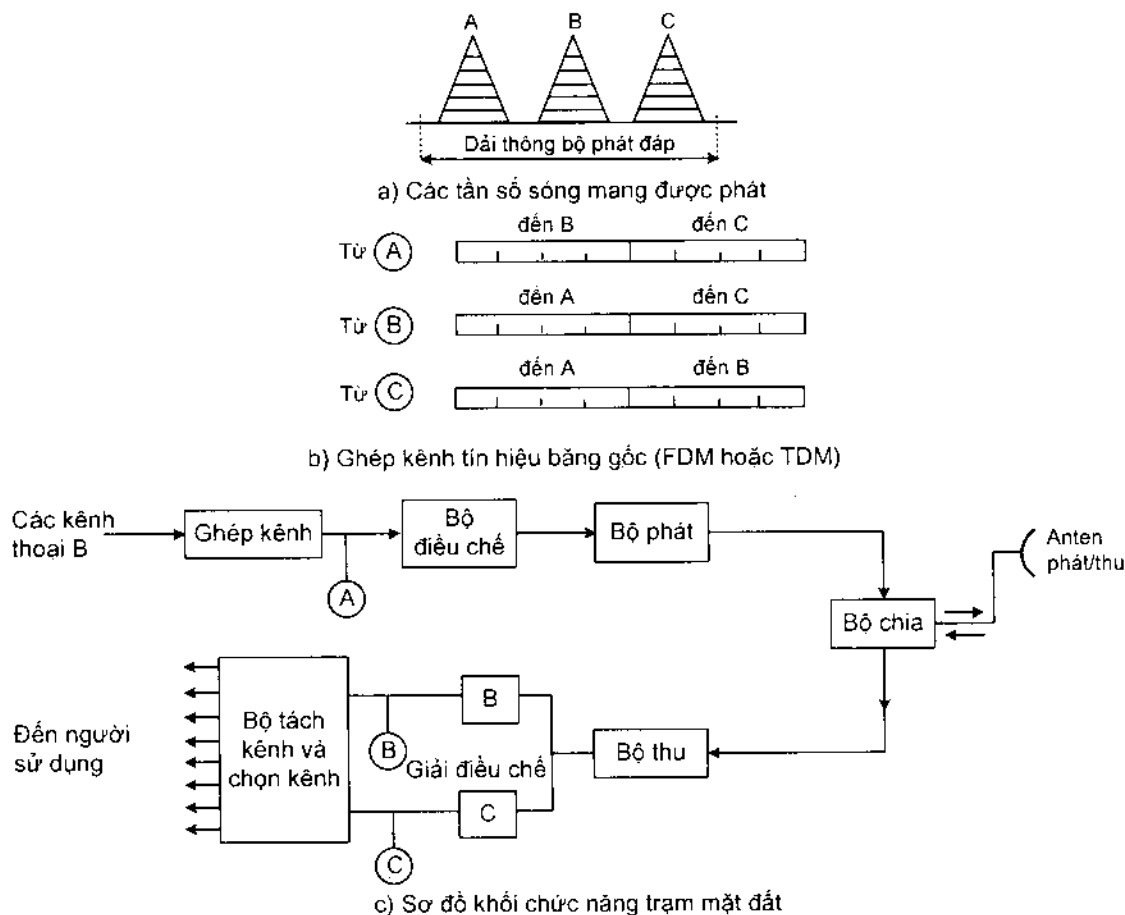
5.2.3. Nhiều kênh lân cận

Như mô tả trong hình 5.5, độ rộng băng tần của kênh được phân chia cho các sóng mang có các tần số khác nhau. Kênh vệ tinh sẽ truyền dẫn tất cả các sóng đó đến tất cả các trạm mặt đất nằm trong vùng phủ sóng của vệ tinh.

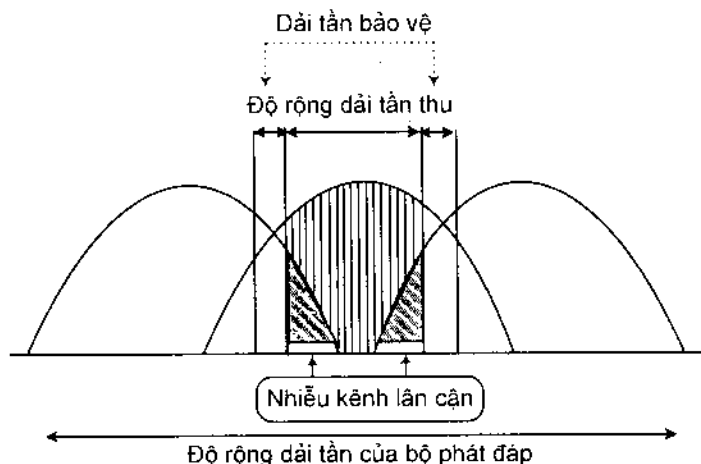
Tại máy thu của trạm mặt đất, các sóng mang từ bộ phát đáp vệ tinh truyền xuống sẽ được chọn lọc thông qua các bộ lọc. Việc lọc đó sẽ thuận lợi nếu như tần phổ của các sóng mang được cách biệt rõ ràng về băng tần.

Việc sử dụng một băng tần rộng sẽ dẫn đến hiệu suất sử dụng băng tần sóng mang kém và giá thành thiết bị của khối không gian gia tăng. Thường người ta lựa chọn một biện pháp thỏa hiệp giữa kỹ thuật và kinh tế. Dù bằng phương pháp nào thì phần công suất của sóng mang lân cận ảnh hưởng sang phần sóng mang tín hiệu cũng phải được giới hạn ở một trị số cho phép. Nhiều trong

trường hợp này được gọi là nhiễu kênh lân cận ACI (Adjacent Channel Interference). Loại nhiễu này sẽ cộng thêm vào nhiễu của toàn tuyến $(C/N_0)_T$ như đã phân tích ở chương 4 và nó là một thành phần $(C/N)_I$ của nhiễu $(C/N_0)_T$. Hình 5.6 mô tả ví dụ nhiễu kênh lân cận.



Hình 5.5: Mô tả ví dụ một hệ thống đa truy nhập FDMA gồm ba trạm mặt đất sử dụng một sóng mang cho định tuyến mỗi trạm



Hình 5.6: Tần số của bộ phát đáp đa truy nhập FDMA và nhiễu kênh lân cận

5.2.4. Ảnh hưởng của điều biến qua lại trong hệ thống đa truy nhập FDMA

5.2.4.1. Định nghĩa các tích điều biến qua lại

Điều biến qua lại, có tài liệu còn gọi là xuyên điều chế (intermodulation) là một dạng điều chế không mong muốn. Như đã biết, đặc tính truyền đạt của bộ phát đáp vệ tinh là phi tuyến. Ở phương thức đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA) thì bộ phát khuếch đại đồng thời một số sóng mang có tần số khác nhau. Theo lý thuyết mạch, khi N tín hiệu hình sin tại các tần số $f_1, f_2, \dots, f_N$ truyền qua bộ khuếch đại có đặc tuyến phi tuyến thì ở đầu ra của bộ khuếch đại không chỉ có N tín hiệu của tần số gốc mà còn cả các tín hiệu không mong muốn được gọi là các tích của điều biến qua lại (intermodulation products). Chúng xuất hiện tại các tần số f_{1M} như là một hỗn hợp tuyến tính của các tần số đầu vào:

$$f_{1M} = m_1 f_1 + m_2 f_2 + \dots + m_N f_N \text{ (Hz)} \quad (5.1)$$

trong đó: $m_1, m_2, \dots, m_N$ là các số nguyên có thể âm hoặc dương.

Đại lượng X được gọi là bậc của tích điều biến qua lại và được định nghĩa là:

$$X = |m_1| + |m_2| + \dots + |m_N| \quad (5.2)$$

Đối với một kênh bộ phát đáp vệ tinh, khi mà tần số giữa của dải thông bộ khuếch đại là khá lớn so với độ rộng dải tần thì chỉ có các bậc lẻ của tích điều biến qua lại nằm trong độ rộng dải tần của kênh. Mặt khác, biên độ của các tích điều biến qua lại giảm theo bậc của tích. Trong thực tế chỉ có tích bậc 3 và nhỏ hơn là tích bậc 5 là đáng quan tâm. Hình 5.7 mô tả việc xuất hiện các tích điều biến qua lại từ hai sóng mang là f_1 và f_2 không được điều chế với nhau. Nhận thấy rằng, trong trường hợp các sóng mang có biên độ không bằng nhau và không được điều chế với nhau thì tích điều biến qua lại lớn hơn tại tần số cao nếu sóng mang có biên độ lớn hơn là sóng mang có tần số cao hơn, và tại tần số thấp nếu sóng mang có biên độ lớn hơn là sóng mang có tần số thấp hơn. Điều này cho thấy ưu điểm là việc xác định các sóng mang có tác động lớn nhất là các sóng mang nằm ở vùng đỉnh của độ rộng dải tần của kênh. Hình 5.7d mô tả đặc tính truyền đạt của bộ khuếch đại phi tuyến trong trường hợp vận hành đa sóng mang.

Các ký hiệu sử dụng trong hình 5.7:

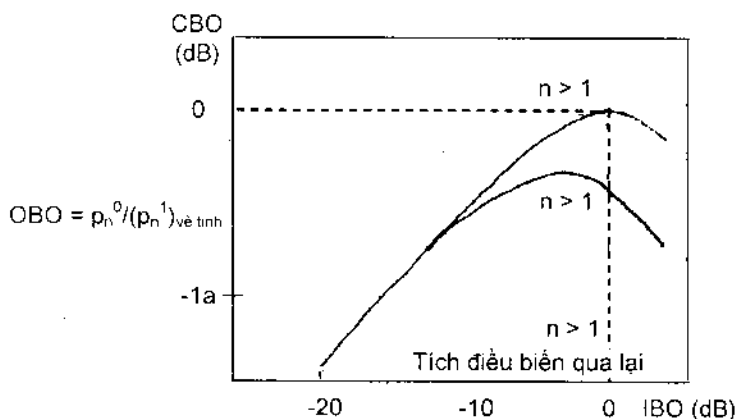
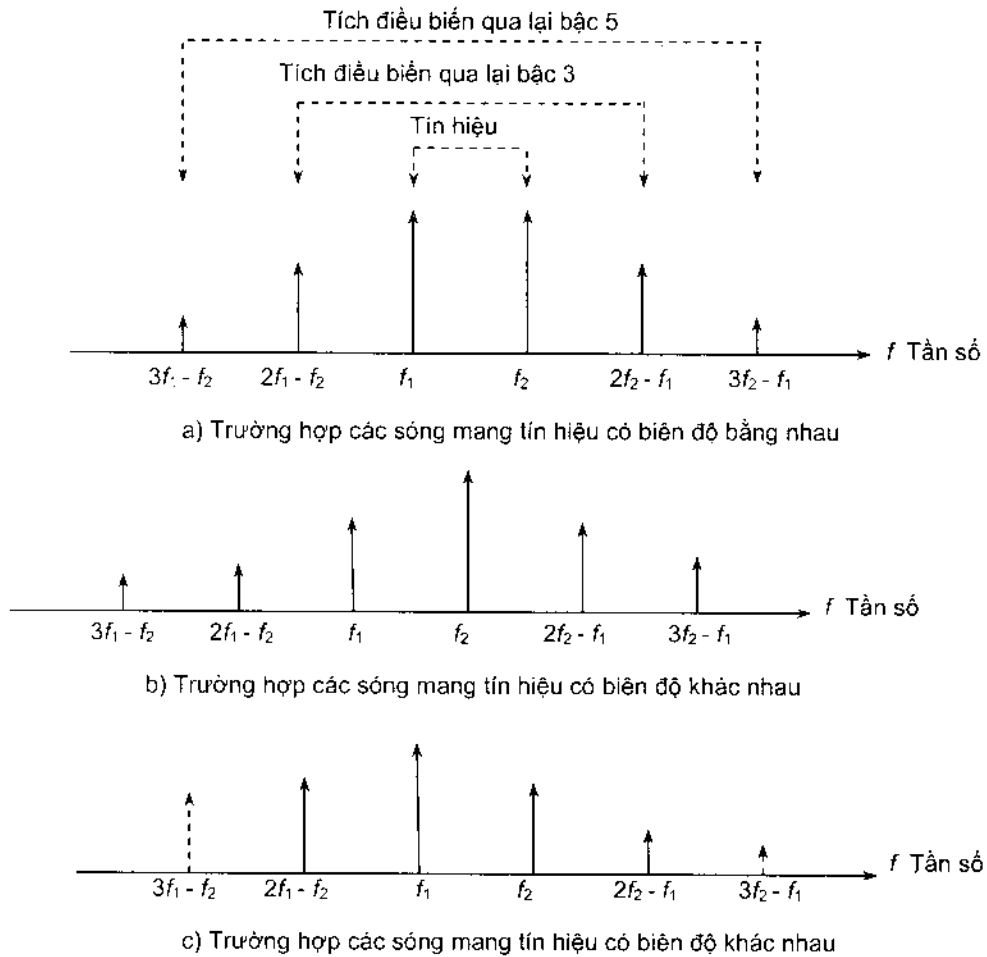
(P_i') = công suất sóng mang tại đầu vào bộ khuếch đại (i = đầu vào) khi vận hành sóng mang đơn.

(P_i'') = dung lượng của một sóng mang (từ n) tại đầu vào bộ khuếch đại khi vận hành đa sóng mang.

(P_o') = công suất sóng mang tại đầu ra bộ khuếch đại (0 = đầu ra) khi vận hành sóng mang đơn.

(P_o'') = công suất sóng mang tại đầu ra bộ khuếch đại khi vận hành đa sóng mang.

(P_o^{1MX}) = công suất điều biến qua lại của tích bậc X tại đầu ra bộ khuếch đại (i = đầu vào) trong vận hành đa sóng mang.



d) Đặc tuyến truyền đạt của bộ khuếch đại phi tuyến trong trường hợp vận hành đa sóng mang

Hình 5.7: Mô tả tích điều biến qua lại của hai tín hiệu sóng mang hình sin (không điều chế)

Định nghĩa IBO và OBO trong mục trước đối với trường hợp vận hành sóng mang đơn, được tổng quát hóa đối với trường hợp vận hành đa sóng mang như sau:

$IBO = (P_i'') / (P_i')_{\text{sat}}$: dự phòng đầu vào có tính đến bão hòa.

$OBO = (P_o'') / (P_o')_{\text{sat}}$: dự phòng đầu ra có tính đến bão hòa.

Trong biểu thức trên, “sat” chỉ ra rằng giá trị của đại lượng này được đánh giá trong trạng thái bão hòa (saturation).

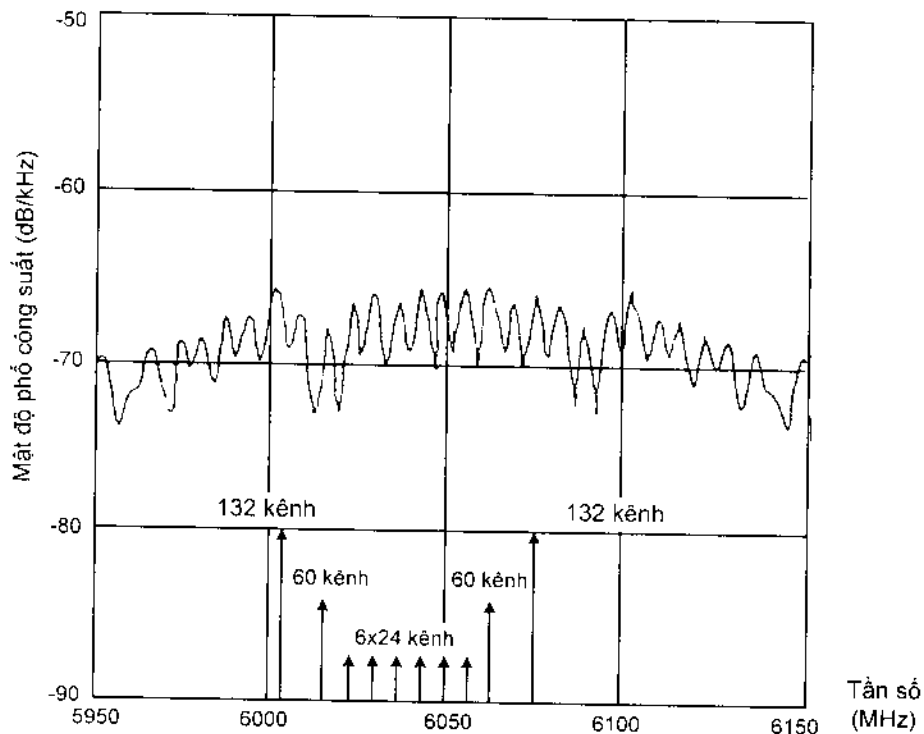
Hình 5.7d mô tả dạng biến đổi của OBO là hàm của IBO cùng với sự biến đổi của tỷ số $(P_o^{IMV}) / (P_o^I)_{sat}$.

5.2.4.2. Ảnh hưởng của tạp âm điều biến qua lại

Khi các sóng mang được điều chế thì các vạch phổ của tích điều chế qua lại có độ lớn bé hơn bởi vì công suất của chúng được phân bố trong dải phổ trải dài trong băng tần của các tần số.

Nếu số lượng sóng mang đủ lớn thì sự chồng phổ của tích điều biến qua lại dẫn đến mật độ phổ có giá trị là hằng số trên toàn bộ dải tần của bộ khuếch đại. Trong trường hợp này, tích điều biến qua lại đóng vai trò như tạp âm trắng.

Hình 5.8 mô tả ví dụ về một phổ tạp âm điều biến qua lại của một kênh mang 10 sóng mang và làm việc theo chế độ FDM/FM/FDMA.



Hình 5.8: Phổ tạp âm điều biến qua lại được tạo ra bởi các sóng mang FDM/FM/FDMA

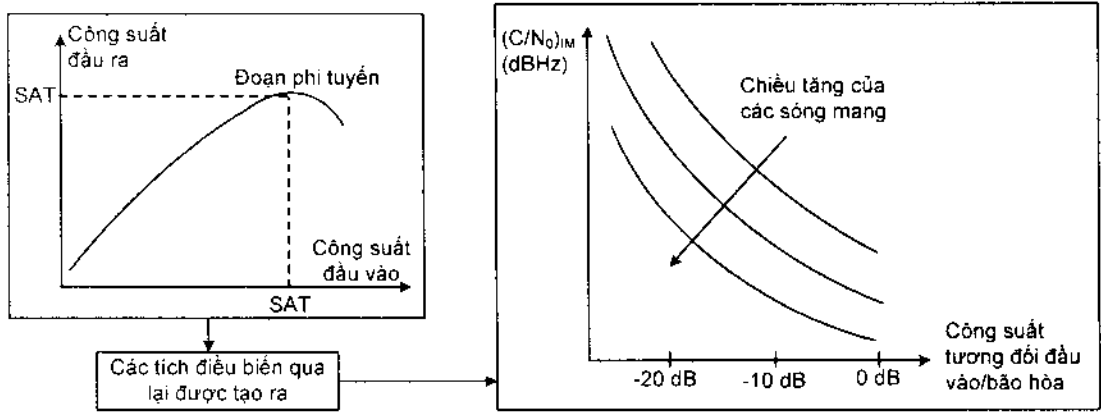
5.2.4.3. Tỷ số công suất sóng mang trên công suất mật độ phổ tạp âm điều biến qua lại $(C/N_o)_{IM}$

Mật độ phổ công suất tạp âm điều biến qua lại được xác định bởi giá trị $(N_o)_{IM}$. Giá trị đó phụ thuộc vào đặc tính truyền đạt của bộ khuếch đại, và số lượng, kiểu loại các sóng mang được khuếch đại.

Tỷ số công suất sóng mang trên mật độ phổ tạp âm cơ thể được suy ra bằng cách ước lượng từ đặc tính truyền đạt của bộ khuếch đại đối với mỗi loại sóng mang khác nhau như mô tả trong hình 5.7d, theo đó có thể biểu thị $(C/N_o)_{IM} = (P_o^{IMV}) / B$ trong đó B là dải tần sóng mang được điều chế.

Hình 5.9 mô tả dạng biến đổi của $(C/N_0)_{IM}$ phụ thuộc vào công suất đầu vào và số lượng sóng mang.

Có thể nhận thấy rằng, tỷ số $(C/N_0)_{IM}$ có giá trị nhỏ hơn khi càng gần trạng thái bão hòa (đặc tính phi tuyến rõ nét hơn) và khi số lượng sóng mang tăng lên.



Hình 5.9: Phổ tạp âm điều biến qua lại được tạo ra bởi các sóng mang FDM/FM/FDMA

5.2.4.4. Tỷ số mật độ phổ công suất sóng mang trên mật độ phổ công suất tạp âm cho toàn tuyến liên lạc (trạm mặt đất - vệ tinh - trạm mặt đất)

Trong trường hợp này, tạp âm của điều biến qua lại, sẽ được cộng vào nguồn tạp âm đã được phân tích trong chương 3. Như vậy, tỷ số mật độ phổ công suất sóng mang trên mật độ phổ công suất tạp âm cho toàn tuyến (trạm mặt đất - vệ tinh - trạm mặt đất) sẽ là:

$$(C/N_0)_t^{-1} = (C/N_0)_U^{-1} + (C/N_0)_D^{-1} + (C/N_0)_I^{-1} + (C/N_0)_{IM}^{-1} \text{ (Hz}^{-1}\text{)}$$

với

$$(C/N_0)_{IM}^{-1} = (C/N_0)_{IM,U}^{-1} + (C/N_0)_{IM,D}^{-1} \quad (5.3)$$

trong đó: $(C/N_0)_{IM,U}^{-1}; (C/N_0)_{IM,D}^{-1}$ là tạp âm điều biến qua lại của tuyến lên (U) và tuyến xuống (D).

5.2.5. Nhận xét chung về đa truy nhập FDMA trong thông tin vệ tinh

Đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA) được đặc trưng bởi sự truy nhập liên tục tới vệ tinh trong dải tần cho trước. Kỹ thuật này có ưu điểm là đơn giản và dựa trên những thiết bị có sẵn. Tuy nhiên, nó có những nhược điểm sau:

- Khó thay đổi cấu hình: để điều tiết sự biến đổi dung lượng thì cần phải thay đổi các kế hoạch về tần số. Điều này cũng có nghĩa là phải thay đổi tần số thu, tần số phát và dải tần bộ lọc của các trạm mặt đất.

- Bị tổn hao về dung lượng khi số lượng truy cập tăng lên do sự phát sinh các tích điều biến qua lại và cần phải vận hành ở chế độ công suất phát vệ tinh giảm (đoạn tuyến tính của hàm truyền đạt).

- Cần phải điều khiển công suất phát của các trạm mặt đất trong trường hợp công suất sóng mang tại đầu vào vệ tinh là cùng bậc để tránh hiệu ứng bất lợi. Sự điều khiển này phải được thực hiện theo thời gian thực và phải phù hợp với sự suy giảm do mưa tại các đường lên.

Kỹ thuật FDMA ra đời rất sớm nhưng ngày nay nó vẫn thường xuyên được sử dụng mặc dù nó có những nhược điểm nêu trên. Kỹ thuật này sẽ tồn tại vĩnh cửu bởi những ưu điểm đặc biệt của nó về mặt vận hành với đặc điểm không cần đồng bộ giữa hai trạm mặt đất và do đã có sẵn những sự đầu tư cho nó từ trước tới nay.

5.3. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN (TDMA) TRONG THÔNG TIN VỆ TINH

5.3.1. Tổng quan về đa truy nhập TDMA và truyền burst

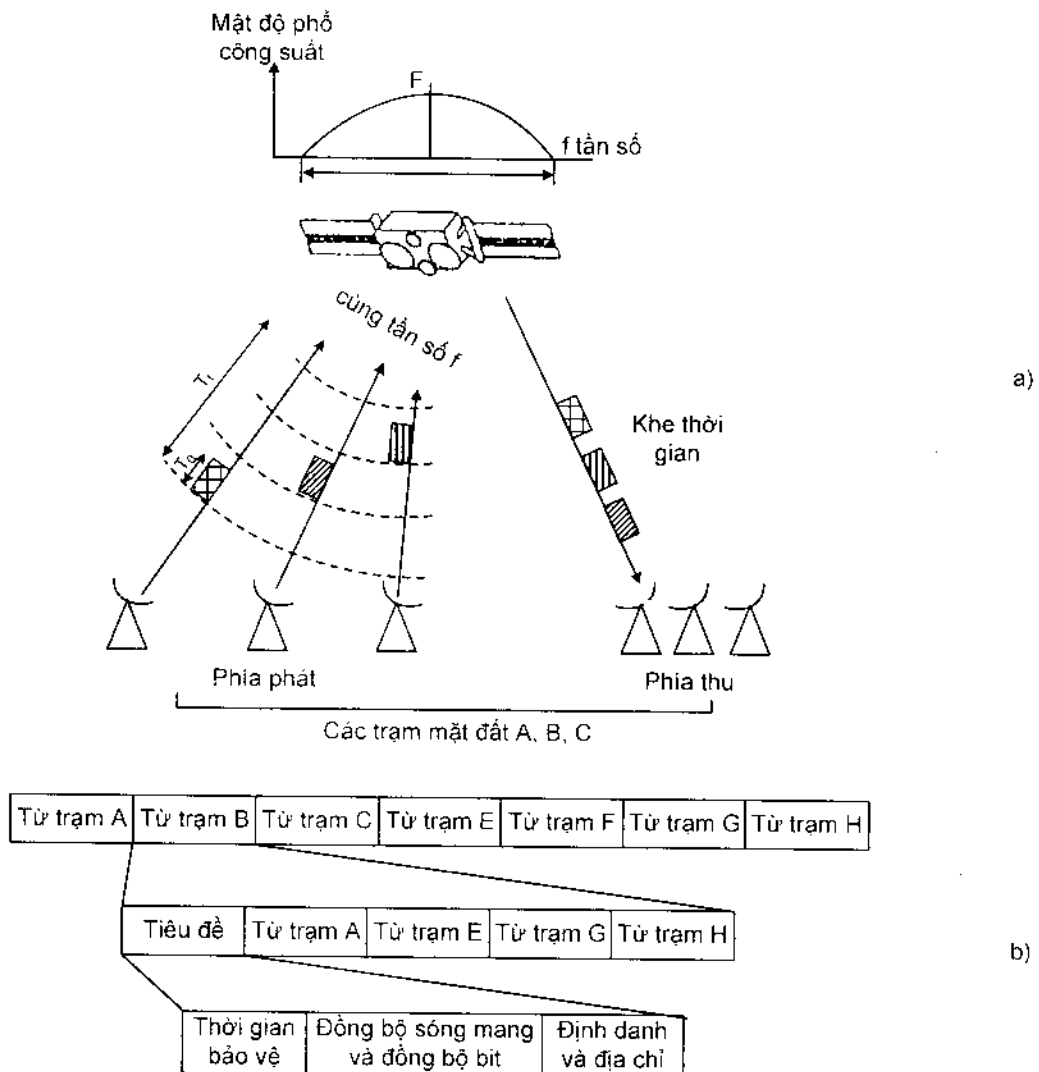
Đa truy nhập phân chia theo thời gian TDMA trong thông tin vệ tinh về nguyên lý hoạt động cũng giống như ghép kênh phân chia theo thời gian TDM ở chỗ là các trạm mặt đất khác nhau gửi lên vệ tinh các chùm (burst) năng lượng tần số RF trong đó có chứa các gói thông tin. Trong khe thời gian giành cho một trạm mặt đất cụ thể, tín hiệu của trạm đó sử dụng toàn bộ dải thông của bộ phát đáp vệ tinh. Do các trạm mặt đất trong trường hợp này sử dụng kỹ thuật điều chế đường bao không đổi, ví dụ điều chế QPSK, và chỉ có một tín hiệu được điều chế tốc độ cao truyền qua bộ phát đáp vệ tinh trong bất kỳ khoảng thời gian nào, cho nên ở đây sẽ không phát sinh hiện tượng xuyên điều chế IM (Intermodulation) cùng băng tần như trong kỹ thuật FDMA được mô tả trong mục 5.2. Bởi vậy bộ khuếch đại công suất dùng đèn đèn sóng chạy TWT trong bộ phát đáp vệ tinh có thể điều chỉnh đến trạng thái bão hòa (saturation) với công suất đầu ra lớn hơn. Tuy vậy so với FDMA thì TDMA cũng có bất lợi ở chỗ là, TDMA yêu cầu đồng bộ burst (chùm dữ liệu) nghiêm ngặt tại trạm mặt đất để ngăn chặn sự va chạm các burst tại vệ tinh. Nói cách khác, burst từ một trạm mặt đất cụ thể nào đó phải đến vệ tinh đúng trong khe thời gian (time slot) giành cho trạm đó, sao cho nó không làm nhiễu các burst đến của các khe lân cận.

Vì các trạm mặt đất được đặt ở các khoảng cách khác nhau so với vệ tinh, chúng có thể sử dụng các cấu hình thiết bị khác nhau, do đó mà độ trễ thời gian của tín hiệu các trạm cũng sẽ khác nhau cần phải tính đến. Ngoài ra có thể có những biến đổi thời gian do sự di chuyển của vệ tinh hoặc sự di chuyển của trạm mặt đất trong hệ thống di động.

Quá trình truyền như trên, trong một số tài liệu kỹ thuật gọi là truyền burst. Việc truyền burst được chèn vào trong một cấu trúc thời gian lớn hơn được gọi là một chu kỳ khung, T_F và chu kỳ khung đó tương ứng với cấu trúc thời gian theo chu kỳ của hệ thống. Mỗi một sóng mang đặc trưng cho một burst chiếm toàn bộ độ rộng dải tần của kênh. Cũng vì vậy mà kênh mang một số sóng mang tại một thời điểm. Hình 5.10 mô tả một mạng thông tin vệ tinh hoạt động theo nguyên lý đa truy nhập TDMA và khuôn dạng khung TDMA điển hình.

Một khuôn dạng khung TDMA điển hình cho dữ liệu được chuyển tiếp qua vệ tinh cho trong 5.10b. Trong ví dụ này, trạm B sẽ gửi dữ liệu tới các trạm A, E, G và H. Một khung gồm có dữ liệu đến từ mỗi trạm. Tại thời điểm bất kỳ chỉ có một trạm mặt đất cung cấp tín hiệu chuẩn thời gian cho các trạm khác sử dụng để tính thời gian truyền dẫn và các chùm dữ liệu (đồng bộ khung) của chúng. Chiều dài chùm từ các trạm khác nhau có thể khác nhau tùy thuộc vào lưu lượng thông tin.

Phần thứ hai của hình mô tả chi tiết nội dung của một khuôn dạng burst điển hình phát đi từ trạm B. Phần này gồm có hai phần chính, tiêu đề và dữ liệu gửi tới các trạm khác từ trạm B. Phần tiêu đề gồm có thời gian bảo vệ trước khi bắt đầu truyền, sau đó là một chuỗi ký tự đồng bộ được phát đi để cho các vòng khôi phục đồng bộ sóng mang và các vòng khôi phục đồng bộ bit (ở các máy thu trạm mặt đất) thời gian và khoá vào burst từ trạm B này. Cuối tiêu đề thường chứa một từ đơn duy nhất dùng để nhận ra burst đến từ trạm B và có thể cho biết địa chỉ (của các trạm) mà dữ liệu sẽ đến.



Hình 5.10:

- a) Mô tả hoạt động của một mạng thông tin vệ tinh hoạt động theo nguyên lý đa truy nhập TDMA
 b) Mô tả ví dụ khuôn dạng khung TDMA điển hình

5.3.2. Tạo lập burst

Burst tương ứng với sự chuyển đổi lưu lượng từ trạm mặt đất được xem xét. Sự chuyển đổi này có thể được tạo ra phù hợp với phương pháp một sóng mang cho một tuyến. Trong trường hợp này, trạm mặt đất sẽ phát $(N - 1)$ burst trong một khung, với N là số trạm của mạng và số lượng burst là P được xác định bởi $P = N(N - 1)$.

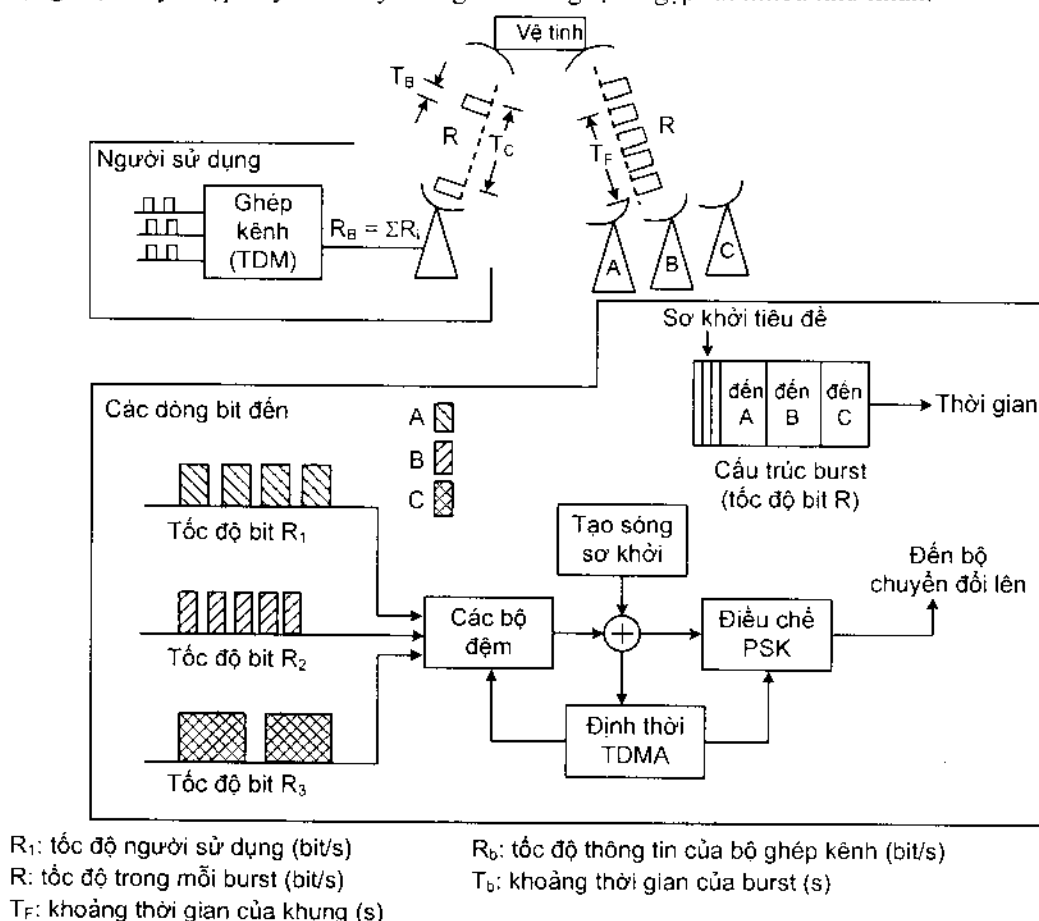
Với phương pháp "một sóng mang mang cho một trạm", trạm sẽ phát burst đơn trong một khung và số lượng burst P trong một khung bằng N . Do đó mỗi burst truyền dưới dạng các burst của lưu lượng từ trạm này tới trạm khác. Do sự suy giảm thông lượng của kênh khi số lượng burst tăng nên khái niệm "một sóng mang mang cho một trạm" vẫn tồn tại.

Hình 5.11 minh họa việc tạo lập burst. Trạm mặt đất nhận thông tin dưới dạng chuỗi nhị phân liên tục với tốc độ R_b từ mạng hay từ giao diện người sử dụng. Thông tin này phải được lưu trữ trong bộ nhớ đệm trong khi đợi thời gian truyền dẫn burst. Khi thời điểm này xuất hiện, nội dung của bộ nhớ này được truyền trong khoảng thời gian là T_B . Tốc độ bit R điều chế sóng mang được xác định bởi biểu thức:

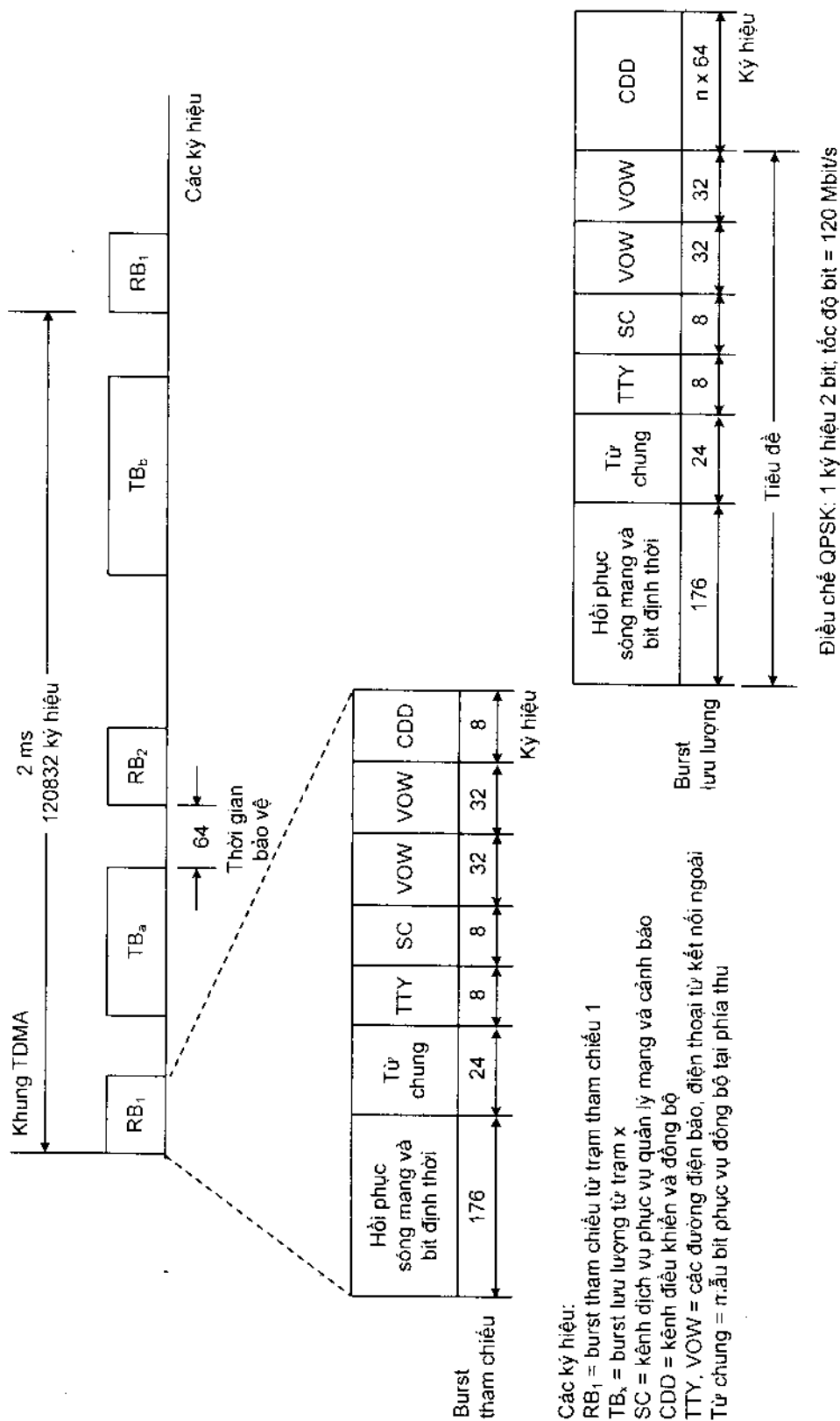
$$R = R_b(T_F/T_B) \text{ (bit/s)}$$

Giá trị R lớn khi chu kỳ burst ngắn và kết quả là chu kỳ truyền dẫn (T_F/T_B) của trạm thấp. Ví dụ, nếu $R_b = 2 \text{ Mbit/s}$ và $= 10 \text{ Mbit/s}$ thì điều chế xảy tại 20 Mbit/s . Lưu ý rằng R là dung lượng toàn phần của mạng, có nghĩa là dung lượng toàn phần các trạm đo bằng bit/s. Nếu tất cả các trạm có cùng dung lượng thì chu kỳ truyền dẫn (T_F/T_B) biểu thị số lượng các trạm của mạng.

Có thể hiểu rằng tại sao kiểu truy nhập này luôn dính dáng đến truyền dẫn số bởi vì nó dễ dàng lưu trữ các bit trong một chu kỳ khung và xóa bộ nhớ số trong khoảng thời gian nhỏ hơn một burst. Sử dụng loại truy nhập này để xử lý thông tin tương tự sẽ gặp rất nhiều khó khăn.



Hình 5.11: Mô tả quá trình tạo lập burst



Hình 5.12: Ví dụ về một cấu trúc khung theo chuẩn của vệ tinh INTELSAT/EUTELSAT

Hình 5.12 mô tả cấu trúc một burst. Nó bao gồm phần tiêu đề (header) và vùng lưu lượng.

Tiêu đề có các chức năng sau:

1. Cho phép bộ giải điều chế của máy thu trạm mặt đất, trong trường hợp giải điều chế liên kết (coherent), khôi phục lại sóng mang được phát ra bằng bộ dao động cục bộ tại máy phát. Với nhiệm vụ này, tiêu đề chứa một dãy bit cung cấp pha sóng mang không đổi.
2. Cho phép bộ tách sóng của trạm mặt đất thu đồng bộ với đồng hồ quyết định bit của nó theo tốc độ ký hiệu (symbol). Để thực hiện nhiệm vụ này thì tiêu đề chứa một dãy bit cung cấp các pha luân phiên đổi nghịch nhau.
3. Cho phép trạm mặt đất nhận dạng điểm bắt đầu của burst bằng cách phát hiện nhóm bit được gọi là "từ duy nhất" UW (Unique Word). Từ UW cho phép máy thu quyết định pha sóng mang không rõ ràng trong trường hợp giải điều chế liên kết (coherent). Biết được điểm khởi đầu của burst, tốc độ bit và được quyền quyết định pha sóng mang (nếu cần thiết) máy thu có thể nhận dạng được tất cả các bit đứng sau từ UW.
4. Cho phép chuyển giao các đoạn tin dịch vụ giữa các trạm mặt đất (điện thoại, telex) và báo hiệu.

Vùng lưu lượng được bố trí sau tiêu đề và nó tương ứng với việc truyền thông tin hữu ích. Trong trường hợp sử dụng phương thức "một sóng mang cho một trạm" mà ở đó burst được truyền bởi một trạm mặt đất mang tất cả thông tin từ trạm mặt đất đó đến các trạm mặt đất khác thì trường lưu lượng được cấu trúc thành các burst con (sub-burst) tương ứng với thông tin mà trạm mặt đất truyền cho các trạm khác.

5.3.3. Cấu trúc khung

Khung được hình thành ở mức vệ tinh. Nó bao gồm tất cả các burst được truyền bởi các trạm mặt đất và được nối tiếp nhau nếu như sự đồng bộ truyền dẫn của các trạm được thực hiện đúng. Để tính toán sự không hoàn hảo của việc đồng bộ, có một khoảng nghỉ (không truyền dẫn), được gọi là thời gian bảo vệ, giữa các burst. Hình 5.12 mô tả khung được sử dụng trong các mạng INTELSAT và EULESAT. Chiều dài của khung là 2 ms. Thời gian bảo vệ chiếm khoảng 64 hay 128 ký hiệu và nó tương ứng với thời gian khoảng 1 μ s. Lưu ý hai loại burst sau:

1. Các burst của các trạm lưu lượng có tiêu đề là 280 ký hiệu hoặc 560 bit, và trường lưu lượng được cấu trúc gồm bội số của 64 ký hiệu phù hợp với dung lượng của mỗi trạm.
2. Các burst của các trạm tham chiếu với phần tiêu đề là 288 ký hiệu, hoặc 576 bit, và không có trường lưu lượng. Trạm tham chiếu là trạm định nghĩa đồng hồ khung bằng cách truyền burst tham chiếu của nó; tất cả các trạm lưu lượng của mạng phải tự đồng bộ với trạm tham chiếu bằng cách định vị burst của trạm tham chiếu, được gọi là burst tham chiếu. Bởi vì vai trò chủ yếu của trạm tham chiếu là hiệu chỉnh sự vận hành của mạng cho nên nó được xem là chuẩn.

5.3.4. Thu burst

Ở tuyến xuống, mỗi trạm mặt đất sẽ thu tất cả các burst trong khung. Hình 5.13 mô tả quá trình thu burst của các trạm mặt đất. Máy thu của trạm mặt đất nhận dạng điểm bắt đầu (start) của

- Xác suất báo hiệu sai. Đó là xác suất nhận dạng sai từ UW trong bất kỳ chuỗi nhị phân nào, ví dụ trong vùng lưu lượng (traffic field).

Xác suất không dò tìm được sẽ giảm khi:

- Tỷ lệ lỗi bit của tuyến giảm;
- Chiều dài của từ UW giảm;
- Ngưỡng tương quan giảm.

Xác suất báo hiệu sai độc lập với tỷ lệ lỗi bit trong tuyến và chúng sẽ giảm khi:

- Chiều dài của từ UW tăng;
- Ngưỡng tương quan tăng.

Do đó trong thực tế ứng dụng cần tìm một sự thỏa hiệp thích hợp. Xác suất báo hiệu sai có thể giảm mà không cần tăng, xác suất không dò tìm được bằng cách tận dụng kiến thức ưu tiên của cấu trúc khung để thực hiện tương quan trong các khoảng thời gian khi dự kiến là có từ UW.

5.3.5. Đồng bộ trong hệ thống thông tin vệ tinh TDMA

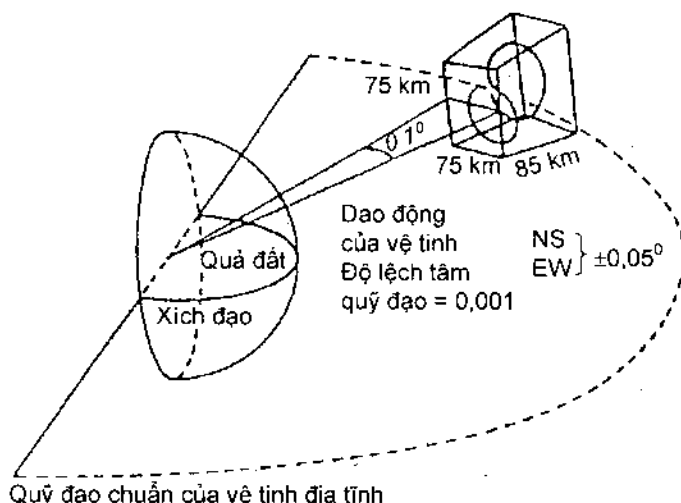
Đồng bộ việc truyền tín hiệu thông tin vệ tinh là một công việc quan trọng. Mục đích của nó là tránh việc khôi phục burst khác nhau trong khung. Ví dụ do tác động của nhiễu làm cho máy thu trạm mặt đất không có khả năng tách được thông tin trong điều kiện chuẩn. Một trong những yếu tố gây nên sự không đồng bộ có liên quan đến sự dao động của vệ tinh trên quỹ đạo địa tĩnh.

5.3.5.1. Các chuyển động dư của vệ tinh địa tĩnh

Vệ tinh địa tĩnh được xem là đứng yên tương đối so với quả đất. Trong thực tế, vệ tinh không hoàn toàn đứng yên mà có sự chuyển động dao động nào đó xung quanh toạ độ của nó, chuyển động được gọi là chuyển động dư (residual movements). Các điều khiển quỹ đạo vệ tinh có thể duy trì sự ổn định chuyển động vệ tinh với độ lệch là $0,1^\circ$ kinh tuyến và vĩ tuyến. Mặt khác sự lệch tâm của quỹ đạo cũng được giới hạn ở giá trị cực đại là khoảng 0,001. Do đó có thể xem rằng, vệ tinh sẽ có sự di chuyển dao động trong một phạm vi hình khối có kích thước là $75 \text{ km} \times 75 \text{ km} \times 85 \text{ km}$ (hình 5.14). Các di chuyển đó gây ra sự thay đổi về độ cao của vệ tinh so với mặt đất là khoảng 85 km trong chu kỳ 24 giờ và sẽ dẫn đến hai hiệu ứng:

1. Sự biến đổi thời gian của một vòng truyền sóng là khoảng $570 \mu\text{s}$. Điều đó dẫn đến sự xê dịch các burst trong khung nếu không có các tác động hiệu chỉnh. Giá trị đó được so sánh với độ dài thời gian của khung (từ 2 ms đến 20 ms).

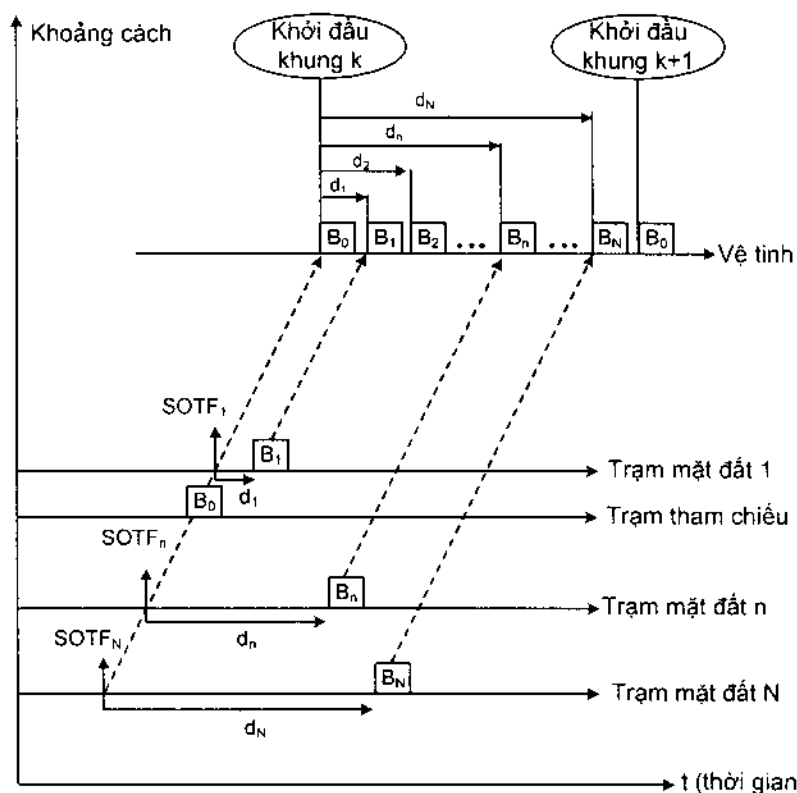
2. Hiệu ứng Doppler. Nếu như vận tốc xê dịch lớn nhất của vệ tinh là khoảng 10 km/h, thì nó sẽ gây ra sự xê dịch vị trí của burst trong khung với tốc độ là khoảng 20 ns/s. Nếu khoảng thời gian bảo vệ giữa hai burst là $1 \mu\text{s}$ và giả thiết rằng, trong trường hợp sự xê dịch theo các hướng đối nghịch nhau của hai burst liên kế nhau trong khung, thì thời gian trôi chiếm vào khoảng thời gian bảo vệ giữa hai burst là khoảng $(1/2)(1 \cdot 10^{-6}/20 \cdot 10^{-9}) = 25 \text{ s}$. Điều đó sẽ được căn cứ cho việc hiệu chỉnh. Lưu ý rằng, khoảng thời gian này lớn hơn thời gian truyền của các burst và nói lên rằng, việc điều khiển vị trí burst có thể dựa vào việc quan sát lỗi vị trí.



Hình 5.14: Mô tả khoảng không gian xê dịch của vệ tinh trên quỹ đạo địa tĩnh

5.3.5.2. Sự liên quan của điểm khởi đầu khung giữa phát và thu

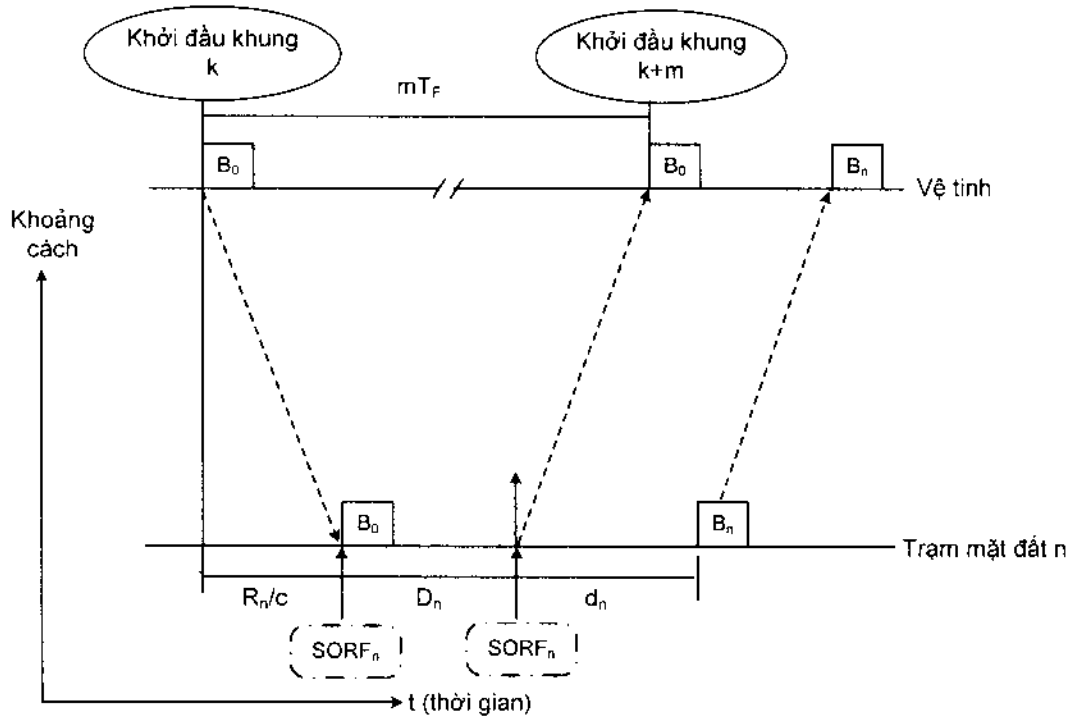
Bất kỳ một trạm mặt đất n nào ($n = 1, 2, \dots, N$) cũng phải truyền burst của nó đến vệ tinh theo phương thức truyền burst của nó đến vệ tinh theo phương thức truyền dẫn của nó với một độ trễ thời gian d_n so với burst tham chiếu. Hình 5.15 mô tả giá trị về độ lệch thời gian d_n đối với từng trạm mặt đất cụ thể.



Hình 5.15: Mô tả các burst trong khung (mỗi một trong n trạm mặt đất chuyển burst của chúng đến vệ tinh với các độ trễ thời gian d_n ($n = 1, 2, \dots, N$). So với burst tham chiếu xác định điểm khởi đầu của khung.

Tập các giá trị của d_n xác định việc sắp xếp các burst trong khung. Việc sắp xếp vị trí là chính xác mà trạm mặt đất n truyền với độ trễ d_n so với điểm khởi đầu của khung được phát và được ký hiệu là $SOTF_n$ (Start Of Transmit Frame). Thời gian $SOTF_n$ đó là tức thì (instant), tức tại đó trạm mặt đất cần phải phát để định vị burst của nó trong khe thời gian của khung bị chiếm giữ bởi burst tham chiếu. Do đó vấn đề đồng bộ n trạm là việc quyết định $SOTF_n$.

Khi mà thời gian tức thời (instant) đó được biết thì với n trạm mặt đất chỉ cần truyền với thời gian trễ d_n so với $SOTF_n$.



Hình 5.16: Quan hệ giữa các thời gian khởi đầu khung khi truyền $SOTF_n$ và thu $SORF_n$ đối với trạm mặt đất n

Với vệ tinh có búp sóng đơn thì trạm mặt đất thu tất cả các khung trên tuyến xuống. Việc phát hiện từ duy nhất (UW) của burst tham chiếu sẽ xác định thời gian khởi đầu của khung thu được, SORF (Start Of The Received Frame). Hình 5.16 mô tả quan hệ thời gian giữa khởi đầu của khung phát $SOTF$ và khởi đầu của khung thu $SORF$. Từ đồ thị thấy rằng, giá trị $SORF$ là bằng thời gian khởi đầu của khung (k) tại vệ tinh cộng với thời gian truyền sóng trên tuyến xuống là R_n/c trong đó R_n là khoảng cách từ vệ tinh đến trạm mặt đất n và c là tốc độ ánh sáng. Thời gian khởi đầu của khung ($k + m$), trong đó m là một số nguyên, là bằng $SOTF$ cộng thêm thời gian truyền sóng của tuyến lên R_n/c . Thời gian cách biệt khởi đầu của khung (k) và khung ($k + m$) tại vệ tinh được định nghĩa là mT_F . Do đó có quan hệ sau:

$$SOTF_n - SORF_n = D_n = mT_F - 2R_n/c \text{ (s)} \quad (5.4)$$

Đề đại lượng trên có giá trị dương, cần phải chọn m sao cho mT_F lớn hơn giá trị của $2R_n/c$ đối với trạm mặt đất n xa vệ tinh nhất. Ví dụ, đối với mạng TELECOM-1, thì giá trị m được chọn là 14, tương ứng với chu kỳ khung là 20 ms và thời gian truyền sóng cực đại là 280 ms.

Nói chung, trạm n nhận dạng $SOTF_n$ bằng cách phát hiện từ UW của burst tham chiếu và truyền với khoảng thời gian $D_n + d_n$ sau đó. Phụ thuộc vào phương pháp xác định giá trị của D_n , có hai phương pháp đồng bộ, đó là:

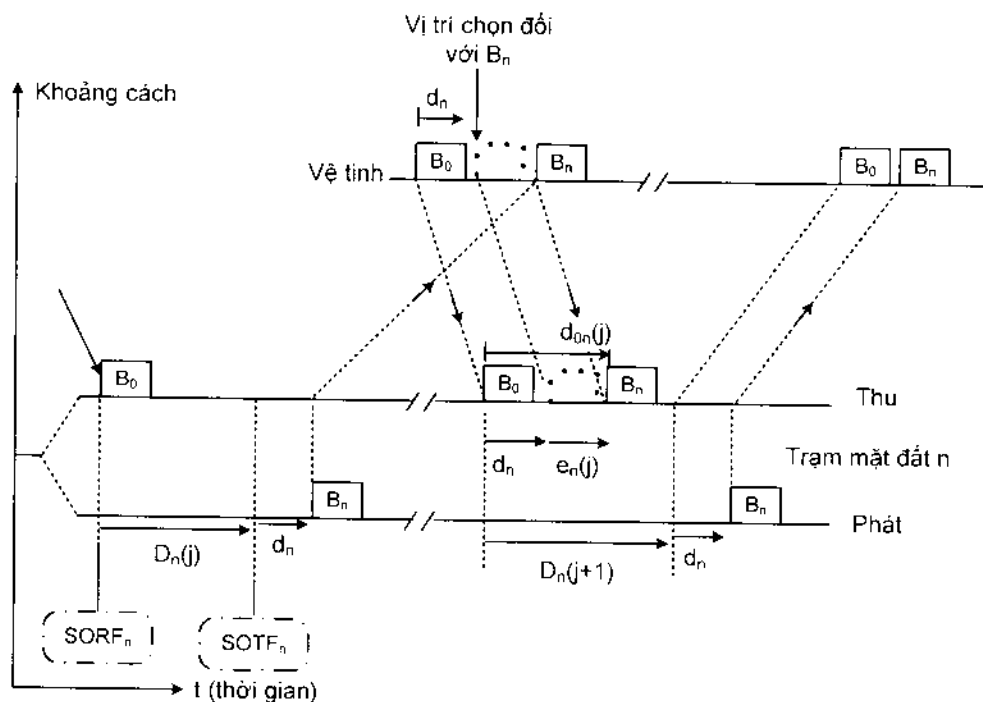
- 1- Đồng bộ theo phương pháp vòng kín;
- 2- Đồng bộ theo phương pháp vòng hở.

5.3.5.3. Đồng bộ theo phương pháp vòng kín

Hình 5.17 minh họa phương pháp đồng bộ theo vòng kín. Trạm n quan sát vị trí burst của nó trong khung so với burst tham chiếu bằng cách đo thời gian giữa sự phát hiện từ UW của burst tham chiếu và sự phát hiện từ UW của chính burst đó. Cho rằng $d_{0n}(j)$ là giá trị được quan sát của thu khung và giá trị $D_n(j)$ được sử dụng để xác định thời gian truyền sóng. Hiệu số $e_n(j) = d_{0n}(j) - d_n$ là sai số vị trí burst. Trạm mặt đất sau đó sẽ tăng thêm một giá trị là D_n theo thuật toán sau:

$$D_n(j+1) = D_n(j) - C_n(j) \quad (s) \quad (5.5)$$

và sử dụng giá trị mới của D_n để xác định thời gian truyền dẫn. Lưu ý rằng, thời gian tối thiểu cần thiết để thực hiện việc hiệu chỉnh là đúng bằng thời gian truyền sóng của hành trình đối với trạm mặt đất nằm cách xa vệ tinh nhất, thời gian đó vào cỡ 280 ms.

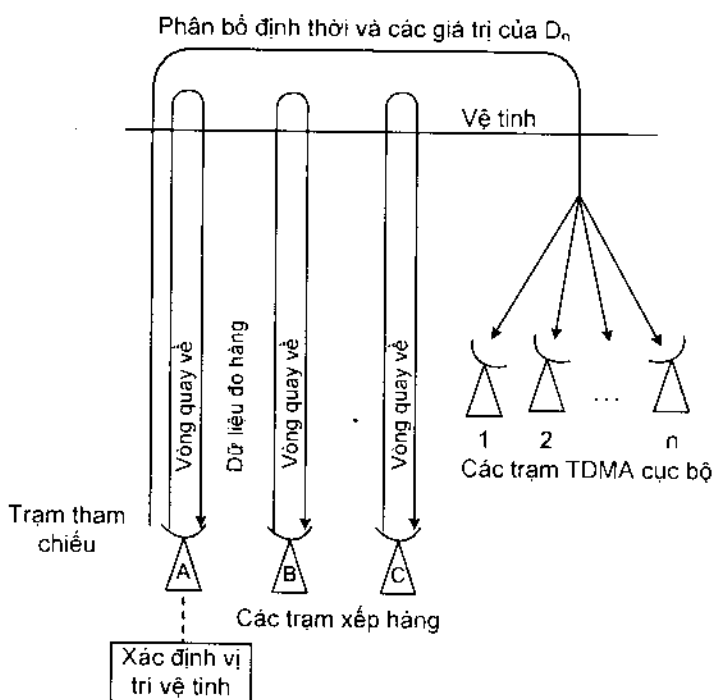


Hình 5.17: Mô tả hoạt động của đồng bộ theo phương pháp vòng kín: trạm n quan sát burst của nó và hiệu chỉnh thời gian truyền hợp lý

5.3.5.4. Đồng bộ theo phương pháp vòng hồ

Loại đồng bộ theo phương pháp vòng hồ thường được sử dụng cho các mạng có gán theo yêu cầu mà ở đó vị trí burst của các trạm lưu lượng được điều khiển bởi trạm tham chiếu. Phương pháp này có liên quan đến sự nhận biết vị trí của vệ tinh và tính toán khoảng cách R_n giữa vệ tinh và mỗi một trạm mặt đất. Vị trí của vệ tinh có thể do trạm điều khiển quỹ đạo cung cấp. Nếu tách riêng nhiệm vụ của đoạn không gian và đoạn mặt đất thì phải có thêm hai trạm phụ để hỗ trợ cho trạm tham chiếu.

Hình 5.18 minh họa điều này: hai trạm phụ và một trạm tham chiếu đo thời gian truyền dẫn của các burst của chúng. Hai trạm phụ trao đổi những giá trị này với trạm tham chiếu để xác định vị trí vệ tinh bằng phép đo tam giác và tính toán khoảng cách vệ tinh từ mỗi trạm của mạng. Trạm tham chiếu thông báo giá trị D_n được tính trong biểu thức (5.4) bằng các phương tiện của burst tham chiếu (trường CDC trong hình 5.12). Lưu ý khoảng thời gian trước khi hiệu chỉnh bằng thời gian được yêu cầu để đo thời gian truyền dẫn cộng thời gian được yêu cầu để truyền thông tin bởi hai trạm phụ tới trạm tham chiếu cộng với thời gian tính toán và cuối cùng là cộng thời gian thông báo giá trị D_n . Thời gian này có thể lên tới một số giây và có nghĩa là thời gian bảo vệ phải lớn hơn so với trường hợp đồng bộ hóa vòng kín.



Hình 5.18: Mô tả quá trình đồng bộ theo phương pháp vòng hồ

5.3.6. Nhận xét chung về đa truy nhập TDMA trong thông tin vệ tinh

Đa truy nhập phân chia thời gian (TDMA) được đặc trưng bởi việc truy nhập các kênh trong các khe thời gian. Nó có những ưu điểm sau:

1. Tại mỗi khe thời gian ngắn, kênh chỉ khuếch đại một sóng mang đơn chiếm toàn bộ độ rộng dải tần của kênh, do đó sẽ không xảy ra hiện tượng tích điều chế qua lại và như vậy có thể tận

dụng được công suất do bộ khuếch đại có thể làm việc trong khu vực bão hòa của đường cong truyền đạt. Tuy nhiên, hiệu ứng phi tuyến vẫn tồn tại và điều đó có thể khắc phục bằng cách kết hợp trong việc lọc cả phát và thu.

2. Thông lượng truyền cũng như số lượng truy nhập lớn.

3. Không cần phải điều khiển công suất phát tại các trạm mặt đất.

4. Tất cả các trạm phát và thu trên cùng một tần số, kể cả nơi phát và nơi thu burst, điều đó sẽ đơn giản trong việc điều chỉnh.

Tuy nhiên TDMA cũng có một số nhược điểm sau:

1. Cần phải có cơ chế đồng bộ.

2. Cần có các trạm có tầm cỡ để có thể truyền với thông lượng lớn.

Một phương pháp đa truy nhập khác tương tự TDMA là kỹ thuật ALOHA. Ở đây nhiều người sử dụng có thể gửi các chùm dữ liệu, gọi là các gói, bất kỳ khi nào họ muốn. Nếu hai hay nhiều chùm chồng nhau về thời gian, được gọi là sự va chạm, thì những người sử dụng có liên quan phải truyền lại các gói của họ sau một thời gian trễ ngẫu nhiên. Hy vọng rằng sẽ không xảy ra va chạm lần thứ hai. Nếu xảy ra thì quá trình truyền được lặp lại cho đến thành công. Kỹ thuật này có thuận lợi là tương đối rẻ, dễ cài đặt, nhưng nó sẽ không làm việc nếu có lưu lượng thông tin lớn trên vệ tinh. Khi đó vệ tinh trở nên bão hòa với các gói xung đột nhau và để tránh va chạm trong trường hợp này chỉ có cách là dừng tất cả các cuộc truyền mới và tăng thời gian trễ ngẫu nhiên yêu cầu trước khi truyền lại. Một kỹ thuật phức tạp hơn gọi là ALOHA có khe. Ở đây các gói được phát đi ngẫu nhiên nhưng chỉ trong các khe thời gian nhất định. Điều này tránh được va chạm do chồng từng phần gói gây ra.

5.4. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO MÃ (CDMA) TRONG THÔNG TIN VỆ TINH

5.4.1. Tổng quan

Ở các hệ thống thông tin vệ tinh sử dụng kỹ thuật đa truy nhập theo mã CDMA thì các trạm của mạng phát liên tục trên cùng băng tần của kênh. Để có thể nhận dạng được tín hiệu mong muốn, mỗi máy phát và máy thu phải có một chữ ký riêng biệt. Chữ ký đó được biểu thị dưới dạng một dãy số nhị phân, được gọi là mã. Mã đó được kết hợp với thông tin hữu ích tại mỗi máy phát. Tập các mã được sử dụng cần phải có các tính chất tương quan sau đây:

1. Mỗi mã phải dễ dàng phân biệt được với chính bản sao của nó được dịch chuyển theo thời gian.

2. Mỗi mã phải dễ dàng phân biệt với bất kỳ mã nào được sử dụng trong mạng.

Việc truyền mã kết hợp với thông tin hữu ích như vậy yêu cầu khả năng độ rộng dải tần vô tuyến lớn hơn nhiều so với yêu cầu truyền thông tin như đã xem xét ở các mục trước.

Có hai kỹ thuật được sử dụng trong đa truy nhập CDMA, đó là:

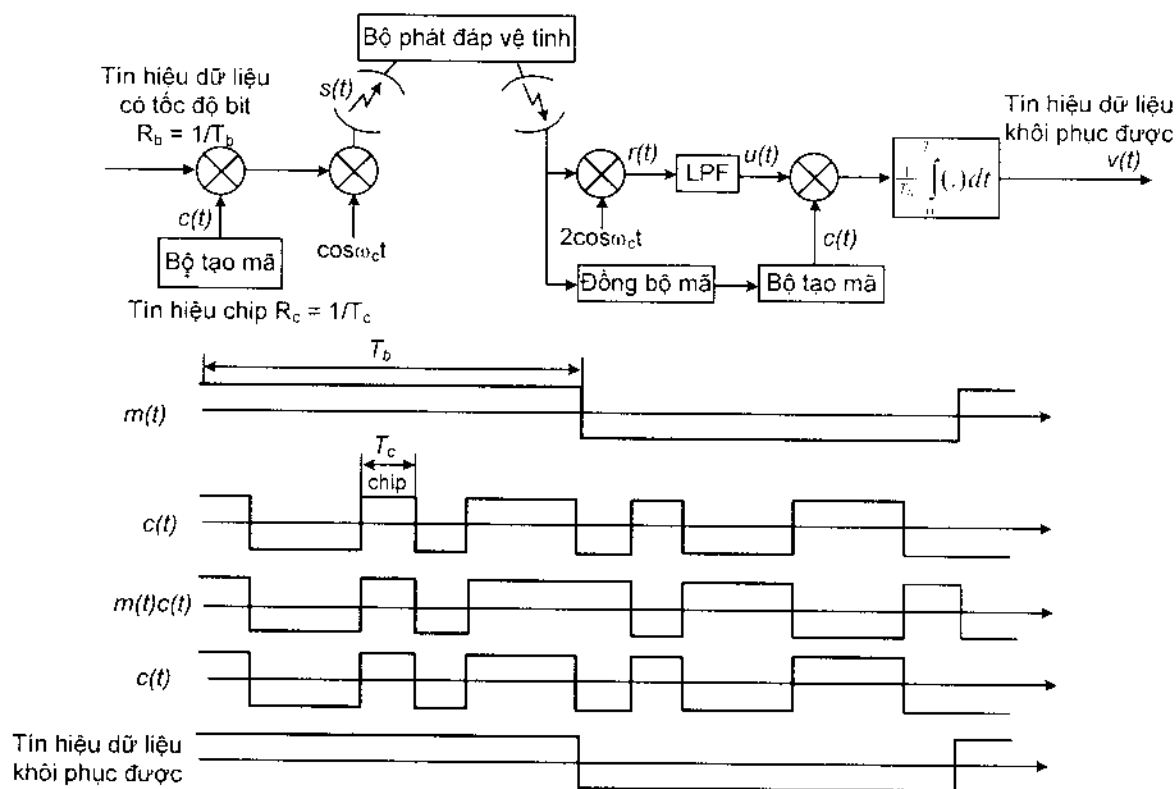
1. Kỹ thuật trải phổ dãy trực tiếp, DS (Direct Sequence).

2. Kỹ thuật trải phổ nhảy tần, FH (Frequency Hopping).

5.4.2. Đa truy nhập phân chia theo mã dùng kỹ thuật trải phổ dây trực tiếp (DS-SS)

5.4.2.1. Nguyên lý hoạt động

Hình 5.19 minh họa một mô hình đơn giản của một hệ thống thông tin vệ tinh truyền dẫn và đa truy nhập phân chia theo mã dùng kỹ thuật trải phổ dây trực tiếp (DS-SS). Từ hình 5.19 chúng ta thấy rằng:



Hình 5.19: Mô tả nguyên lý hoạt động một hệ thống DS-SS trong thông tin vệ tinh

Đoạn tín nhị phân $m(t)$ ở đầu vào được mã hóa dưới dạng mã đường dây NRZ, $[m(t) = \pm 1]$ và tốc độ bit là $R_b = 1/T_b$ được nhân với chuỗi nhị phân $p(t)$ để tạo tín hiệu đã được mã hóa. Bản thân chuỗi nhị phân cũng được mã hóa dưới dạng mã đường dây NRZ, $[p(t) = 1]$ và có tốc độ bit $R_c = 1/T_c$ lớn hơn nhiều lần (có thể từ 10^2 đến 10^6) so với tốc độ bit của đoạn tín đầu vào. Các phần tử nhị phân của chuỗi trải phổ thường được gọi là "chip" để phân biệt với các bit nhị phân của đoạn tín đầu vào (chỉ số c trong R_c và T_c trên là ký hiệu cho chip).

Tín hiệu hỗn hợp sau khi đã mã hóa đó được điều chế với sóng mang có tần số f_c theo phương thức khóa dịch pha (ví dụ BPSK) và sau đó khuếch đại công suất để truyền lên bộ phát đáp của vệ tinh. Tín hiệu được truyền có thể được biểu thị bởi biểu thức:

$$s(t) = m(t)p(t)\cos\omega_c t \quad (\text{V}) \quad (5.6)$$

tại đầu thu tín hiệu được giải điều chế liên kết (coherent) bằng cách nhân tín hiệu thu được với bản sao của sóng mang.

Không tính đến tạp âm nhiệt, tín hiệu $r(t)$ của bộ tách mã và lọc thông thấp (detector and low-pass filter) được biểu thị bởi:

$$\begin{aligned} r(t) &= m(t).p(t).\cos\omega_c t(2\cos\omega_c t) \\ &= m(t).p(t) + m(t).p(t).\cos\omega_c t \end{aligned} \quad (5.7)$$

Bộ tách và lọc thông thấp sẽ khử các thành phần tần số cao và chỉ giữ lại thành phần tần số thấp $u(t) = m(t).p(t)$. Thành phần này sau đó được nhân với mã nội bộ $p(t)$ có đồng pha với mã thu được và với tích $p(t)^2 = 1$.

Tại đầu ra của bộ nhân sẽ có

$$x(t) = m(t).p(t).p(t) = m(t).p(t)^2 = m(t) \quad (5.8)$$

Tín hiệu này sau đó được tích phân lần nữa theo chu kỳ để lọc tạp nhiễu. Kết quả là đoạn tin truyền được hoàn toàn khôi phục tại đầu ra của bộ tích phân (integrator).

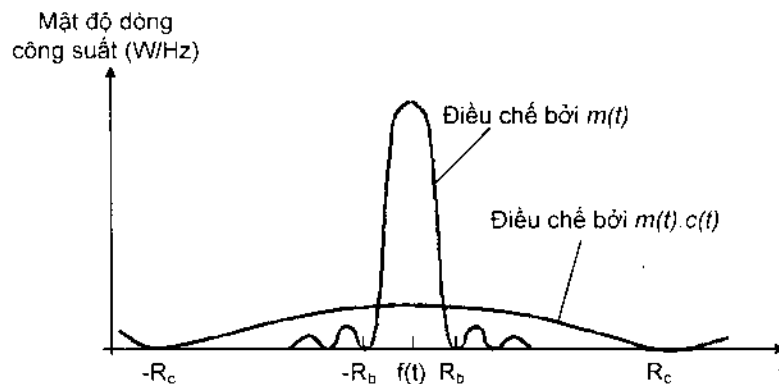
5.4.2.2. Sự chiếm dụng phổ

Phổ của sóng mang $s(t)$ với công suất P được biểu thị bởi biểu thức:

$$S(f) = P/R_c \{ \sin[\pi(f - f_c)/R_c] / [\pi(f - f_c)/R_c] \}^2 \quad (5.9)$$

và được minh họa trong hình 5.20.

Nhằm mục đích so sánh, phổ này được thêm vào trong phổ mà sóng mang sẽ có nếu chỉ điều chế với đoạn tin $m(t)$. Có thể thấy rằng, trong truyền dẫn CDMA thì tín hiệu $s(t)$ có phổ được trải với tỷ số R_c/R_b . Đó là do sự hỗn hợp giữa đoạn tin với chuỗi chip. Và từ đó cũng thấy rằng, phương pháp cho phép đa truy nhập.



Hình 5.20: Phổ của một sóng mang hoạt động theo DS-CDMA trong đó sóng mang được điều chế với đoạn tin $m(t)$

5.4.3. Thực hiện đa truy nhập CDMA trong hệ thống thông tin vệ tinh

Trong hệ thống thông tin vệ tinh, khi ứng dụng kỹ thuật đa truy nhập CDMA thì các trạm mặt đất thu từ các kênh tín hiệu hữu ích $s(t)$ chồng lên các tín hiệu $s_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, N$) của $N-1$ người sử dụng khác được truyền trong kênh và có cùng tần số. Do đó tín hiệu thu được sẽ là:

$$r(t) = s(t) + \sum s_i(t) \quad (V) \quad (5.10)$$

trong đó:

$$s(t) = m(t).p(t).\cos\omega_c t$$

$$\Sigma s(t) = \Sigma m(t).p(t).\cos\omega_c t$$

Tín hiệu đầu ra của bộ nhân của máy thu sẽ là:

$$\begin{aligned} x(t) &= m(t).p(t)^2 + \Sigma m_i(t).p_i(t).p(t) \\ &= m(t) + \Sigma m_i(t).p_i(t).p(t) \end{aligned} \quad (5.11)$$

Đoạn tin bây giờ bị chồng lên tạp âm do nhiễu. Nếu như việc lựa chọn mã thích hợp với hàm tương quan chéo thấp thì tạp âm sẽ bé. Phép nhân $\Sigma m_i(t).p_i(t)$ với $p(t)$ tại máy thu có ý nghĩa là mở rộng phổ của mỗi đoạn tin $m(t)$ theo phương pháp trải phổ. Kết quả là, mật độ phổ tạp âm $\Sigma m_i(t).p_i(t).p(t)$ là khá thấp. Công suất tạp âm nhiễu trong độ rộng dải tần của đoạn tin hữu ích $m(t)$ do đó cũng sẽ thấp.

Như ở mục trước đã phân tích, ở đây giả thiết rằng phép nhân đây chip được thực hiện trên đoạn tin nhị phân tại băng tần cơ bản. Cũng cần lưu ý rằng, biểu thức (5.6) được tính bằng cách nhân sóng mang với chuỗi chip sau khi sóng mang được điều chế với đoạn tin nhị phân. Cũng tương tự như vậy, việc giải điều chế và giải trải phổ cũng sẽ thực hiện theo tuần tự ngược lại ở phía máy thu. Nếu như việc truyền phổ trải được sử dụng để thực hiện chức năng đa truy nhập thì ở phía thu sẽ tiến hành giải trải phổ trước, sau đó mới thực hiện giải điều chế. Trong các trường hợp khác (trường hợp đơn giản) việc giải điều chế liên kết (coherent) cần phải hồi phục sóng mang tham chiếu trong phổ tần (do xử lý phi tuyến của trải phổ và các sóng mang được điều chế) chứa các sóng mang tham chiếu khác ở các mức công suất cao. Bằng phương pháp giải trải phổ trước, phổ của các sóng mang không mong muốn sẽ được trải và việc hồi phục sóng mang tham chiếu yêu cầu sẽ được thực hiện một cách dễ dàng theo các điều kiện tỷ số tín hiệu/tạp âm.

5.4.4. Chống can nhiễu giữa các hệ thống trong đa truy nhập CDMA

Các tín hiệu được phát đi trong hệ thống sử dụng đa truy nhập CDMA là được phân định cùng một dải tần sử dụng trong mạng và nó có thể là các sóng mang băng tần hẹp (ví dụ các sóng mang FDM/FM/FDMA có dung lượng trung bình).

Giả thiết rằng tín hiệu sóng mang như nói trên có dạng $J(t)\cos\omega_c t$. Lúc đó tín hiệu đầu ra của bộ nhân sẽ là:

$$x(t) = m(t) + J(t).p(t) \quad (V) \quad (5.11)$$

tạp âm nhiễu cũng sẽ được trải phổ bởi máy thu. Do đó công suất nhiễu trong dải tần của đoạn tin hữu ích $m(t)$ trong trường hợp này là rất nhỏ. Tính chất này có ưu điểm ở chỗ là:

- Ví dụ trong các ứng dụng quân sự khi một đơn vị nào đó cần tránh nhiễu do đối phương gây ra trong băng hẹp với công suất lớn. (Việc phát trải phổ cung cấp một khả năng phát riêng biệt theo ý muốn theo quan điểm sóng mang có mật độ phổ thấp).

- Đối với các ứng dụng dân dụng khi một người nào đó muốn thu các tín hiệu với anten bé trong băng tần đã bị sử dụng đông nghẹt (ví dụ ở băng tần 4 GHz), thì do độ mở của búp sóng anten khá rộng cho nên trạm thu sẽ thu được các sóng mang của các vệ tinh lân cận với công suất tương đối lớn. Việc trải phổ các sóng mang tại máy thu sẽ hạn chế được công suất nhiễu trong trường hợp này.

5.4.5. Chống hiện tượng đa hành trình trong đa truy nhập CDMA

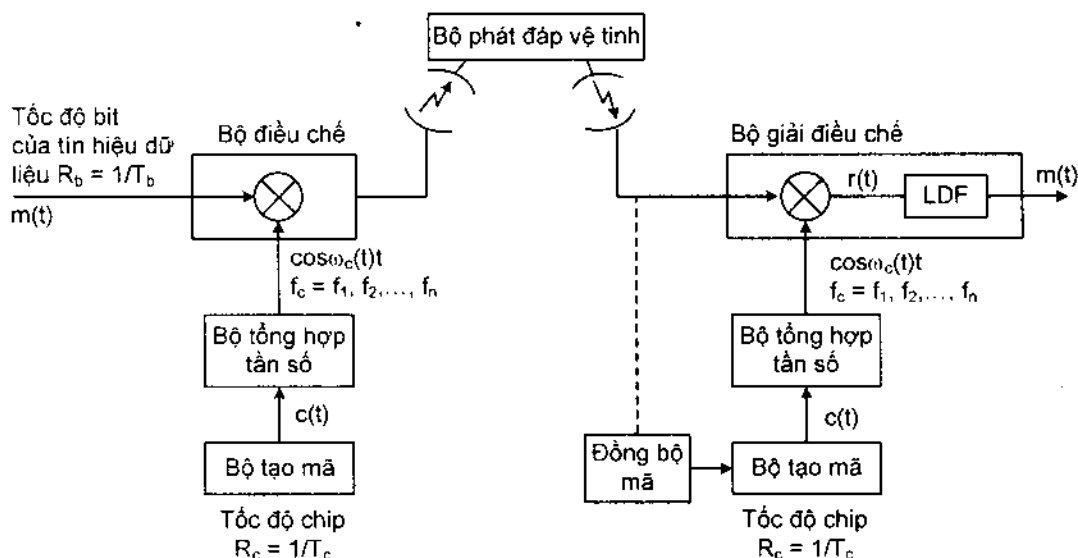
Một tuyến có đa hành trình xảy ra khi tín hiệu vô tuyến bằng các đường truyền sóng có độ dài đường đi khác nhau đến máy thu dưới dạng tín hiệu hữu ích và kèm theo đó là sự trễ thời gian lệch nhau giữa các đường đi.

Ví dụ trong các tuyến vệ tinh di động mà ở đây sóng của tuyến xuống được thu cùng với sóng phản xạ từ các vật thể xung quanh. Trong trường hợp này các tín hiệu phản xạ được xem như là nhiễu. Nếu như sự lệch thời gian giữa sóng trực tiếp và sóng phản xạ là lớn hơn chu kỳ T_c của chip thì sẽ không có sự tương quan lớn hơn giữa mã thu được và mã nội tại (local code) đối với sóng phản xạ và phổ của các tín hiệu phản xạ cũng được trải phổ. Như vậy có nghĩa là ở đây có khả năng chống được nhiễu do đa hành trình. Hiện tượng, trong một số tài liệu còn gọi là nhiễu đa đường.

5.4.6. Đa truy nhập phân chia theo mã dùng kỹ thuật nhảy tần (FH-CDMA)

5.4.6.1. Nguyên lý hoạt động

Hình 5.21 mô tả sơ đồ nguyên lý của một hệ thống thông tin vệ tinh truyền dẫn và đa truy nhập phân chia theo mã dùng kỹ thuật nhảy tần (FH-CDMA).



Hình 5.21: Mô tả sơ đồ nguyên lý hoạt động của một hệ thống truyền dẫn và đa truy nhập phân chia theo mã, ứng dụng kỹ thuật nhảy tần (FH-CDMA) trong thông tin vệ tinh

Đoạn tin đầu vào $m(t)$ được mã hóa dưới dạng mã đường dây NRZ, có tốc độ bit $R_b = 1/T_b$, được đưa vào điều chế với một sóng mang có tần số $f_c = \omega_c/2\pi$ mà sóng mang đó được tạo ra bởi một bộ tổng hợp tần số (frequency synthesizer) điều khiển bởi một bộ tạo mã hoặc tạo chuỗi nhị phân.

Bộ tạo mã này "phân phát" các chip có tốc độ bit là R_c . Nguyên lý điều chế được thực hiện theo nguyên tắc điều chế khóa dịch pha (BPSK) hoặc cũng có thể điều chế theo phương pháp khác ví dụ khóa dịch tần (FSK).

Tín hiệu đầu ra sau khi khuếch đại công suất được truyền lên bộ phát đáp vệ tinh có dạng

$$s(t) = m(t) \cdot \cos(\omega_c(t))t \quad (5.12)$$

Tần số sóng mang được xác định bởi tập hợp của các chip $\log_2 N$, trong đó N là số lượng tần số sóng mang có thể. Nó thay đổi mỗi lần mã phát ra $\log_2 N$ các chip liên tiếp. Do đó tần số sóng mang thay đổi theo các bước. Bước tần số là:

$$R_H = R_c / \log_2 N \quad (5.13)$$

Tại máy thu, sóng mang được nhân với sóng mang không được điều chế dưới cùng các điều kiện như trong máy phát. Nếu như mã nội tại là đồng pha với mã thu được thì tín hiệu tại đầu ra bộ nhân là:

$$\begin{aligned} r(t) &= m(t) \cdot \cos \omega_c(t) t \cdot 2 \cos \omega_c(t) t \\ &= m(t) + m(t) \cos 2 \omega_c(t) t \end{aligned} \quad (5.14)$$

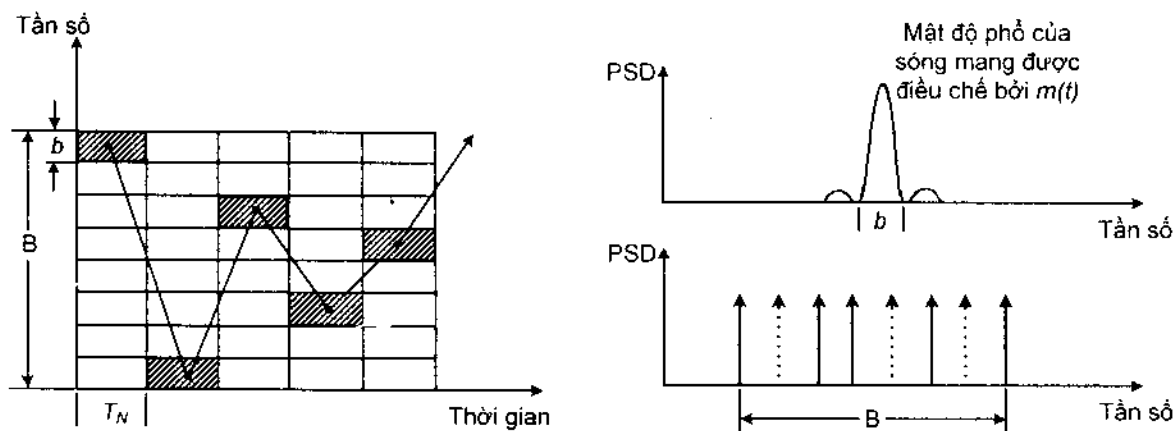
Hài bậc hai được lọc bởi bộ lọc thông thấp của bộ giải điều chế.

5.4.6.2. Phổ của tín hiệu nhảy tần

Có ba dạng hệ thống nhảy tần sau đây cần được xem xét, đó là:

1. Hệ thống có một bước nhảy tần số trên một bit thông tin. $R_H = R_b$
2. Hệ thống có một số bước nhảy tần số trên một bit thông tin. $R_H \gg R_b$
3. Hệ thống có các vùng phủ bước nhảy tần (frequency step covers) trên một bit thông tin. $R_H \ll R_b$

Hình 5.22 mô tả một ví dụ về truyền dẫn với phổ sóng mang có thời gian tồn tại ngắn ($R_H \ll R_b$) và tín hiệu có các tính chất của một sóng mang BPSK được điều chế với chuỗi nhị phân có tốc độ bit R_b . Phổ sóng mang có thời gian tồn tại dài bao gồm bằng việc chèn N sóng mang có thời gian tồn tại ngắn. Tiến trình truyền dẫn của sóng mang trong trường hợp này được mô tả bằng một lưới tần số - thời gian như trong hình 5.22 trong đó mỗi trường hợp biểu thị một trạng thái tần số của sóng mang tại thời điểm xác định.



Hình 5.22: Mô tả sự phân bố tần số trong FH-CDMA trong trường hợp $R_H \ll R_b$

5.4.6.3. Thực hiện đa truy nhập

Các sóng mang khác nhau của các trạm trong mạng có thể theo các hành trình khác nhau như mô tả ở hình 5.22. Tại máy thu, chỉ có sóng mang nào trùng với hành trình của sóng mang được tạo ra bởi bộ tổng hợp tần số nội tại (local synthesizer) mới được giải điều chế. Do đó, tín hiệu đầu ra của bộ nhân, $r(t)$, trong khoảng thời gian t_H khi tần số của bộ tổng hợp tần số $\omega_0/2\pi$ là hằng số thì sẽ có giá trị là:

$$r(t) = [m(t)\cos\omega_c(t)] + \sum m_i(t).\cos\omega_{ci}t.\cos\omega_c(t) \quad (5.15)$$

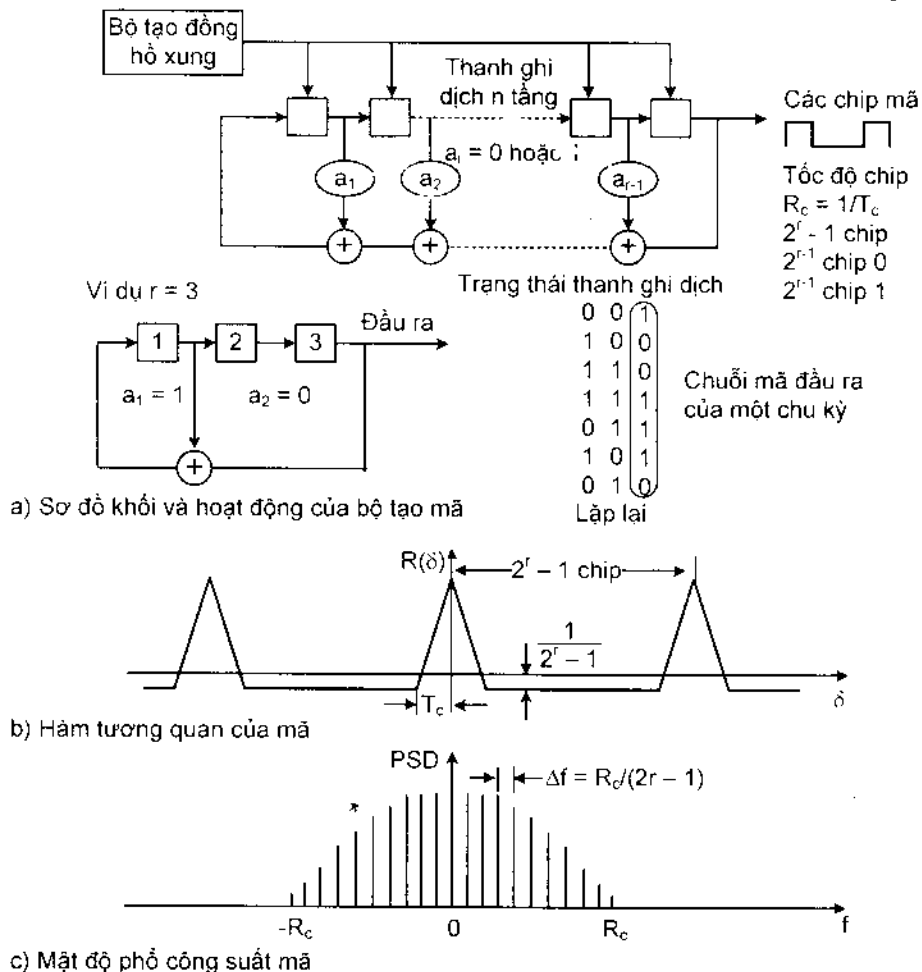
Tại đầu ra của bộ lọc thông thấp, lúc này sẽ có $m(t)$ đi kèm với tạp âm do sự có mặt của các sóng mang như $\omega_c - \omega_{ci}$. Xác suất của hiện tượng này sẽ nhỏ khi số lượng các băng tần trong lưới lớn và do đó hệ số trải phổ B/h cũng lớn. Mật độ phổ của phổ tạp âm có thời gian dài có thể được giảm thiểu.

5.4.7. Bảo vệ chống nhiễu

Cũng giống như trong trường hợp đa truy nhập phân chia theo mã dãy trực tiếp (DS/CDMA) nhiễu gây ra bởi các sóng mang có tần số cố định cũng sẽ bị phụ thuộc vào việc trải phổ ở máy thu và điều đó sẽ làm giới hạn công suất tạp âm trong độ rộng dải tần của đoạn tín hữu ích $m(t)$.

5.4.8. Tạo mã trong đa truy nhập CDMA

Một trong những yêu cầu quan trọng của đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) là phía phát cũng như phía thu phải có mã trải phổ. Hình 5.23 mô tả sơ đồ khối nguyên lý của một phương thức tạo dãy mã ngẫu nhiên (pseudo-random code sequence). Mô hình bao gồm một tập hợp r các bộ flip-flop hình thành một thanh ghi dịch chuyển với một tập hợp các đường hồi tiếp được tạo thành từ các mạch logic "OR". Chuỗi của các chip tại đầu ra biến đổi theo tốc độ R_c của xung đồng hồ.



Hình 5.23: Mô tả nguyên lý tạo chuỗi mã giả ngẫu nhiên

Chuỗi các chip tại đầu ra tuần hoàn với chu kỳ $2^n - 1$ và mỗi chu kỳ chứa $2^{n-1} - 1$ bằng 0 và $2^{n-1} - 1$ chip bằng 1. Hình còn mô tả hàm tự tương quan của thứ tự cùng với phổ tần số của nó.

5.4.9. Đồng bộ trong đa truy nhập CDMA

Việc đồng bộ giữa bộ tạo chuỗi mã giả ngẫu nhiên tại máy thu và chuỗi mã giả ngẫu nhiên trong phổ của sóng mang mà máy thu thu được là điều kiện chủ yếu để thực hiện việc đa truy nhập. Chính nhờ có điều kiện này mà máy thu có thể phân biệt được đoạn tin hữu ích $m(t)$. Việc đồng bộ được thực hiện theo hai pha:

1. Thu nhận chuỗi mã;
2. Bám chuỗi mã.

5.4.9.1. Thu nhận chuỗi mã

Hình 5.24 mô tả nguyên lý một trường hợp điển hình về thu nhận chuỗi mã trong trường hợp truyền chuỗi trực tiếp (DS-SS-SS).

Ở đây sóng mang thu được $s_1(t)$ được nhân với chuỗi giả ngẫu nhiên $p(t + \partial)$ được tạo ra tại máy thu. Chuỗi $(p + \partial)$ đó có lệch pha ∂ so với chuỗi thu được $p(t)$. Tín hiệu $s_2(t)$ ở đầu ra của bộ nhân được đưa đến bộ lọc thông dải BPF (Band Pass Filter). Bộ lọc thông dải có dải thông ứng với sóng mang ω_c ở điểm giữa và có phổ tần rộng so với $m(t)$ nhưng lại hẹp so với $p(t)$. Bộ lọc đó có hiệu ứng của tích trung bình $p(t).p(t + \partial)$ và như vậy tín hiệu đầu ra của bộ lọc được biểu thị bởi:

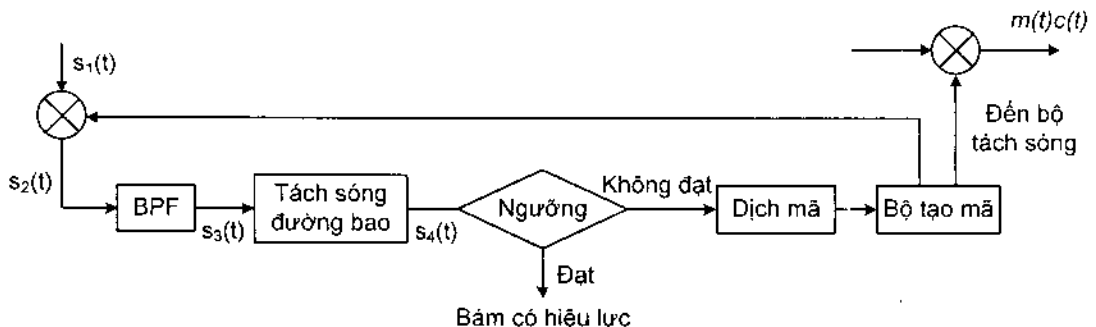
$$s_3(t) = m(t).p(t).p(t + \partial)\cos\omega_c t \quad (5.16)$$

Bộ tách hình bao được đặt sau bộ lọc để tách các giá trị đỉnh của tín hiệu ở đầu ra của bộ lọc giá trị đỉnh của tín hiệu ở đầu ra của bộ lọc.

Khi biên độ của sóng mang được điều chế bởi tín hiệu $m(t)$ là hằng số thì tín hiệu ở đầu ra của bộ tách sóng đường bao sẽ cho giá trị tuyệt đối của hàm tương quan $p(t)$, do đó

$$s_4(t) = |m(t).p(t + \partial)| = |R_p(\partial)| \quad (5.17)$$

Như thấy trong hình 5.23c, hàm có giá trị cực đại tại $\partial = 0$. Biên độ của điện áp đầu ra của bộ tách hình bao được xác định bởi các giá trị đã cho của ∂ nếu giá trị điện áp này nhỏ hơn mức ngưỡng cố định thì ∂ được gia số một lượng bằng chu kỳ T_c của chip.



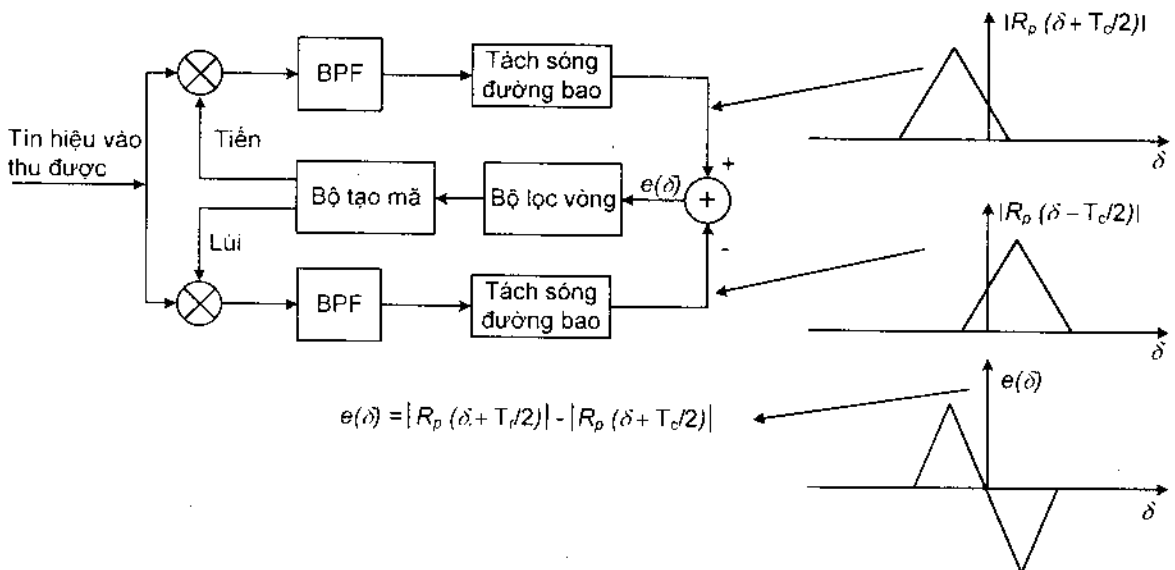
Hình 5.24: Mô tả nguyên lý thu nhận chuỗi mã trong hệ thống DS-SS-SS

Quá trình này được lặp lại cho đến khi biên độ ở đầu ra của bộ tách đường bao vượt quá mức ngưỡng cố định và điều đó nói lên rằng quá trình đã đạt được dinh tương quan đối với $\delta = 0$. Sau đó quá trình chuyển sang chế độ bám.

5.4.9.2. Bám mã

Hình 5.25 mô tả sơ đồ nguyên lý hoạt động của một quá trình bám mã (code tracking). Vòng thu nhận ở đây bao gồm hai nhánh: một nhánh "tiền" và một nhánh "lùi". Tín hiệu được tạo ra bởi bộ tạo chuỗi giả ngẫu nhiên trong nhánh tiền là $p(t + T_c/2)$ và trong nhánh lùi là $p(t - T_c/2)$. Hai tín hiệu tại đầu ra của bộ tách đường bao được trừ nhau để tạo ra tín hiệu lỗi $e(\delta) = |R_p(\delta + T_c/2)| - |R_p(\delta - T_c/2)|$ và tín hiệu đó sau khi lọc sẽ được dùng để điều khiển bộ tạo chuỗi giả ngẫu nhiên sẽ tiến hay lùi. Dấu của $e(\delta)$ chỉ ra hướng hiệu chỉnh sẽ được thực hiện và sự biến đổi của $e(\delta)$ là hàm của δ và nó có đặc tính của một tín hiệu lỗi trong vòng kiểm tra.

Trong một số ứng dụng về thu nhận và bám, người ta có thể thay bộ tách đường bao bằng một bộ tách năng lượng (quadratic detector). Việc thay đổi này không làm thay đổi nguyên lý chung nhưng nó làm thay đổi dạng đặc tính của tín hiệu lỗi. Có một khả năng khác nữa là sự tính toán số học của đường xoắn giữa tín hiệu thu được và mã được tạo ra tại chỗ.



Hình 5.25: Mô tả nguyên lý hoạt động của một bộ bám mã trong hệ thống DS-SS

5.4.10. Nhận xét chung về đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) trong các hệ thống thông tin vệ tinh

Đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) hoạt động theo nguyên lý trải phổ như mô tả trong mô hình ở hình 5.26. Chuỗi mã được sử dụng cho trải phổ có thể xem như là chữ ký của máy phát. Phía máy thu hồi phục lại thông tin hữu ích bằng cách giảm phổ của sóng mang đã được phát về độ rộng dải tần gốc của nó. Hoạt động này đồng thời cũng là trải (mở rộng) phổ của những người sử dụng khác bằng cách tương tự là những phổ đó xuất hiện như tạp âm của mật độ tạp âm thấp.

Đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) có những ưu điểm sau đây:

1. Đơn giản trong vận hành bởi vì nó không cần bất kỳ một sự đồng bộ truyền nào giữa các trạm. Việc đồng bộ chỉ thực hiện ở phía máy thu với dãy mã của sóng mang thu được.

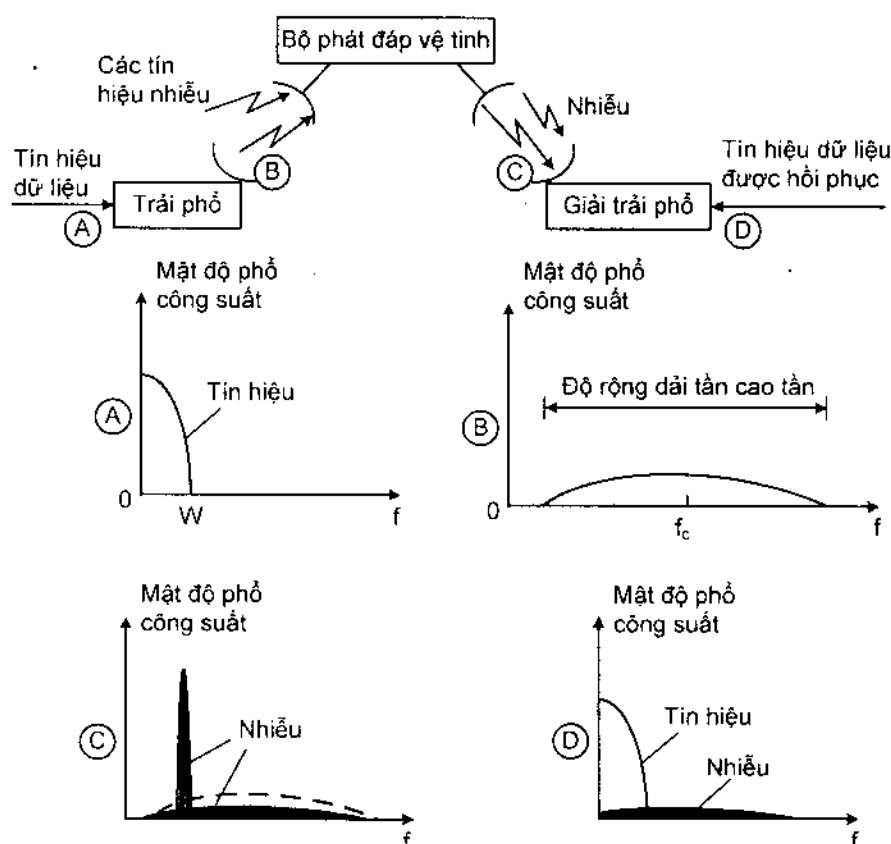
2. Có tính kháng nhiễu cao, đặc biệt là nhiễu từ các hệ thống khác và nhiễu đa đường. Điều này rất hấp dẫn với những mạng có những trạm mặt đất cỡ nhỏ, búp sóng anten rộng và các hệ thống thông tin di động vệ tinh.

Nhược điểm chủ yếu của đa truy nhập CDMA là thông lượng thấp, độ rộng dải thông của đoạn không gian lớn được sử dụng cho dung lượng toàn mạng nhỏ.

5.5. CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐA TRUY NHẬP KHÁC

Trong thông tin vệ tinh, ngoài ba phương thức đa truy nhập như đã nêu ở các mục trên, còn có thể có một số phương thức đa truy nhập khác. Các phương thức đa truy nhập này có thể sử dụng riêng rẽ, hoặc có thể kết hợp với các phương thức đa truy nhập cơ bản. Sau đây sẽ đề cập đến ba phương thức đa truy nhập khác, đó là:

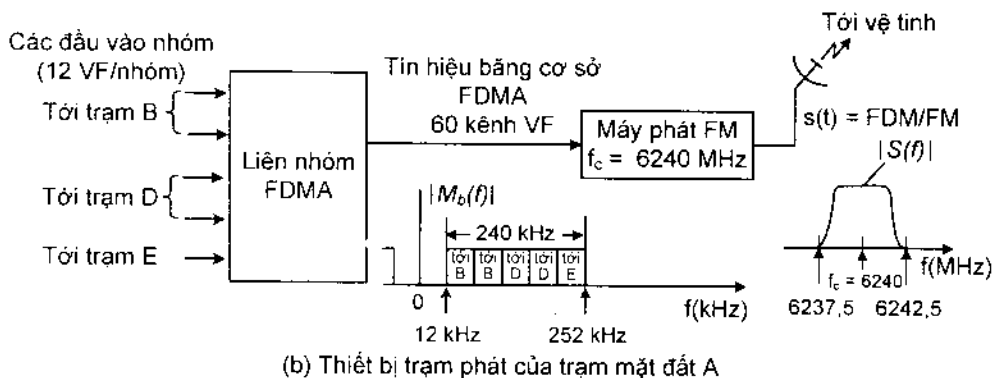
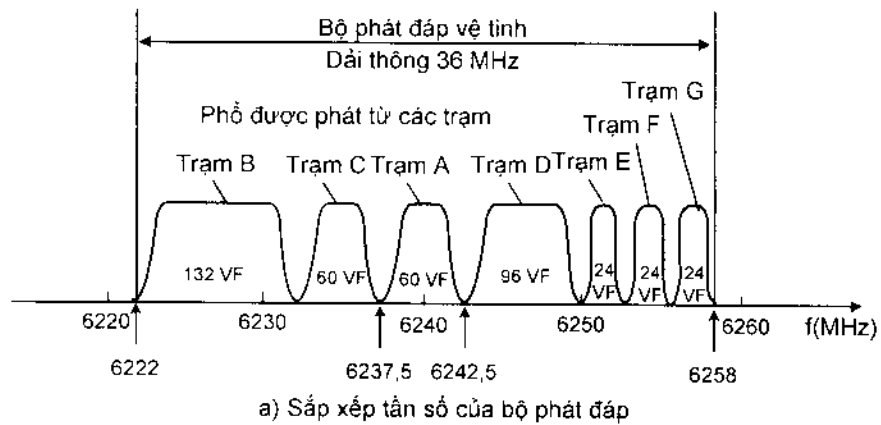
1. Truy nhập gán cố định
2. Truy nhập gán theo yêu cầu
3. Truy nhập ngẫu nhiên



Hình 5.26: Mô tả truyền dẫn theo phương pháp trải phổ trong một hệ thống đa truy nhập phân chia theo mã

5.5.1. Đa truy nhập gán cố định (FAMA)

Gán cố định FAMA (Fixed Assigned Multiple Access) là gán một lần cho sử dụng lâu dài. Các trạm mặt đất được gán nguồn tài nguyên, dung lượng và phương thức đa truy nhập; tất cả được xem như cố định phân phối cho trạm mặt đất được gán. Dung lượng của trạm mặt đất trong trường hợp này là cố định, độc lập với yêu cầu lưu lượng từ trạm mặt đất mà nó kết nối. Trong thực tế, trạm mặt đất có thể có yêu cầu lưu lượng từ mạng mà nó kết nối lớn hơn lưu lượng mà nó được phân phối (cấp phát). Trong trường hợp đó nó phải từ chối một số cuộc gọi; đây là trường hợp tắc nghẽn mặc dù trong lúc đó có thể có các trạm khác còn thừa lưu lượng. Do đó mà gán cố định thường được sử dụng chỉ trong một số trường hợp xem xét. Hình 5.27 mô tả ví dụ một kênh phát đáp vệ tinh có dải thông 36 MHz được gán cố định cho một số trạm mặt đất, truyền thoại (VF) và đa truy nhập theo phương thức FDMA được sử dụng trong vệ tinh INTELSAT IV và V.



Hình 5.27: Mô tả ví dụ gán cố định, FDMA

5.5.2. Đa truy nhập gán theo yêu cầu (DAMA)

Gán theo yêu cầu DAMA (Demand Assigned Multiple Access) là trường hợp nguồn tài nguyên do kênh cung cấp có thể được gán theo nhiều phương thức khác nhau, tùy thuộc vào yêu cầu và khả năng cụ thể của hệ thống. Cũng do sự linh hoạt đó mà gán theo yêu cầu có khả năng chuyển tải từ các trạm thừa dung lượng đến các trạm thiếu dung lượng. Trong thực tế sử dụng từ trước đến nay, gán theo yêu cầu thường được sử dụng chỉ đối với đa truy nhập FDMA và TDMA.

Cũng vì vậy mà gán theo yêu cầu của hai loại đa truy nhập trên cũng có sự phân biệt giữa hai trường hợp:

1. Gán theo yêu cầu đối với một kênh.
2. Gán theo yêu cầu đối với một bộ phát đáp (hoặc có thể là một số kênh).

5.5.2.1. Gán theo yêu cầu đối với kênh

Gán theo yêu cầu đối với kênh có thể được thực hiện với sự kết hợp của một trong những tình huống sau:

1. *Địch biến đổi:* Tất cả hoặc một phần nguồn tài nguyên do kênh vệ tinh cung cấp được cấp phát vĩnh cửu cho các kênh từ một trạm mặt đất và được gán như là một hàm của yêu cầu. Đối với đa truy nhập FDMA thì các trạm mặt đất phát sóng tại các tần số cố định đã cho và có khả năng thu sóng ở vài tần số, thay đổi theo yêu cầu lưu lượng. Đối với đa truy nhập TDMA thì tại trạm mặt đất phát có sự thay đổi về tổ chức burst, tức là các burst con trong một burst là một hàm của yêu cầu ở mức kênh, mà không làm thay đổi việc gán, và các khe thời gian từ burst đến burst vẫn giữ nguyên vị trí và độ dài thời gian cố định.

2. *Nguồn biến đổi:* Tất cả hoặc một phần nguồn tài nguyên do kênh vệ tinh cung cấp được cấp phát vĩnh cửu cho các kênh được thu bởi một trạm mặt đất và được gán như là một hàm của yêu cầu. Với các trạm mặt đất làm việc theo đa truy nhập FDMA có thể phát ở một vài tần số và các tần số đó thay đổi theo yêu cầu lưu lượng; trạm sẽ thu ở các tần số cố định cho trước. Đối với các trạm mặt đất làm việc theo TDMA thì mỗi trạm mặt đất phát ở mức kênh, các khe thời gian trong khung được cấp phát vĩnh cửu cho các trạm thu.

5.5.2.2. Gán theo yêu cầu đối với vệ tinh

Trong trường hợp nguồn tài nguyên cung cấp là đối với vệ tinh thì cũng tương tự như đã phân tích trên đối với kênh vệ tinh, nhưng ở đây cần mở rộng thêm những điểm sau đây:

1. *Địch biến đổi:* Đối với đa truy nhập FDMA thì độ linh hoạt trong trường hợp thu sóng mở rộng đến tất cả các dải tần của các kênh. Đối với đa truy nhập TDMA thì tạo ra một độ linh hoạt về tần số khi thu sóng đối với tất cả các băng tần của các kênh.

2. *Nguồn biến đổi:* Đối với đa truy nhập FDMA thì độ linh hoạt trong trường hợp phát sóng được mở rộng đến tất cả các băng tần của bộ phát đáp. Đối với đa truy nhập TDMA thì cần tạo ra độ linh hoạt tần số khi thu sóng đối với tất cả các dải tần của các kênh.

Trong chế độ FAMA, khuôn dạng FDMA, TDMA hoặc CDMA không thay đổi cho dù lưu lượng của các trạm mặt đất khác nhau thay đổi. Ví dụ, có nhiều lưu lượng điện thoại giữa các trạm mặt đất vào các giờ ban ngày (giờ địa phương) hơn là vào các giờ sau nửa đêm. Trong chế độ FAMA, một số lượng lớn các kênh vệ tinh sẽ ngừng vào các giờ buổi sáng sớm vì chúng được gán cố định. Trong chế độ DAMA, các khuôn dạng FDMA hoặc TDMA được thay đổi khi cần thiết tùy thuộc vào nhu cầu về lưu lượng thông tin của các trạm mặt đất. Bởi vậy chế độ DAMA sử dụng dung lượng vệ tinh hiệu suất hơn, nhưng nó mất nhiều chi phí hơn để cài đặt và duy trì.

Trong CDMA những người sử dụng khác nhau dùng chung một băng tần cùng một lúc, ngược với FDMA và TDMA thì ở đó những người sử dụng được gán các khe tần số hoặc các khe

thời gian khác nhau. Với CDMA mỗi người sử dụng được gán một dạng sóng mã hóa cụ thể $\phi_i(t)$ trực giao với các dạng sóng của những người khác. Dữ liệu có thể được điều chế vào dạng sóng này và được truyền đi trên hệ thống thông tin rồi được khôi phục lại. Ví dụ, nếu một bit dữ liệu m_i được điều chế vào dạng sóng đó thì tín hiệu được truyền đi từ thuê bao thứ j có thể là $m_j\phi_j(t)$ và tín hiệu CDMA hỗn hợp từ tất cả những người sử dụng sẽ là $w(t) = \sum_j m_j\phi_j(t)$. Dữ liệu của người sử dụng thứ j có thể được khôi phục từ dạng sóng CDMA bằng cách tính $\int_0^T w(t)\phi_j(t)dt = m_j$, trong đó T là chiều dài của dạng sóng mã hóa $\phi_j(t)$. Người ta thường sử dụng mã Gold để tạo ra các dạng sóng mã hóa.

5.5.3. Nhận xét so sánh giữa gán cố định và gán theo yêu cầu

Để tiện so sánh, sau đây lấy một ví dụ cụ thể. Giả thiết rằng, mạng thông tin vệ tinh có 20 trạm mặt đất. Mỗi một trạm cần truyền lưu lượng đến 19 trạm mặt đất khác qua kênh của bộ phát đáp vệ tinh. Dung lượng S là 1520 kênh. Xác suất bị rớt theo yêu cầu là 0,01. Cường độ lưu lượng kênh sẽ được tính trong trường hợp gán cố định và gán theo yêu cầu.

a) Trường hợp gán cố định

Dung lượng của kênh được phân phối cho 20 trạm. Như vậy, mỗi trạm có $1520/20 = 76$ kênh. Các kênh đó lại được phân cho 19 đích: $76/19 = 4$ kênh cho một đích. Cường độ lưu lượng cực đại cần được xác định với xác suất rớt $B(c = 4, A) = E_c - A(A)$ cần phải nhỏ hơn 0,01.

Áp dụng biểu thức tính toán lưu lượng:

$$E_n(A) = (A^n/n!) \sum_{k=0}^{k=c} (A^k/k!)$$

sẽ có:

$A = 0,87$ Erlang và như vậy là 0,217 Erlang cho một kênh.

Chú ý: Cường độ lưu lượng A được định nghĩa là:

$$A = R_{gọi} T_{gọi}$$

trong đó: $R_{gọi}$ là số trung bình cuộc gọi trong một đơn vị thời gian;

$T_{gọi}$ là thời gian trung bình của liên lạc.

b) Trường hợp gán theo yêu cầu

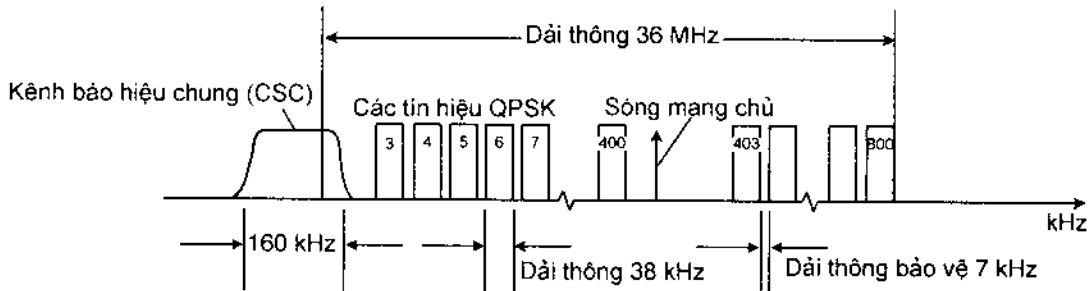
Tổng dung lượng S của kênh có thể được gán cho bất kỳ một trạm mặt đất hoặc một đích nào. Mỗi trạm cần tuân thủ điều kiện $B(S = 1520, A) = E_s - 1520(A) < 0,01$ và điều đó dẫn đến $A = 1491$ đối với 1520 kênh và do vậy, cường độ lưu lượng $A/1520 = 0,98$ Erlang cho một kênh.

5.5.4. Ví dụ một số hệ thống thông tin vệ tinh

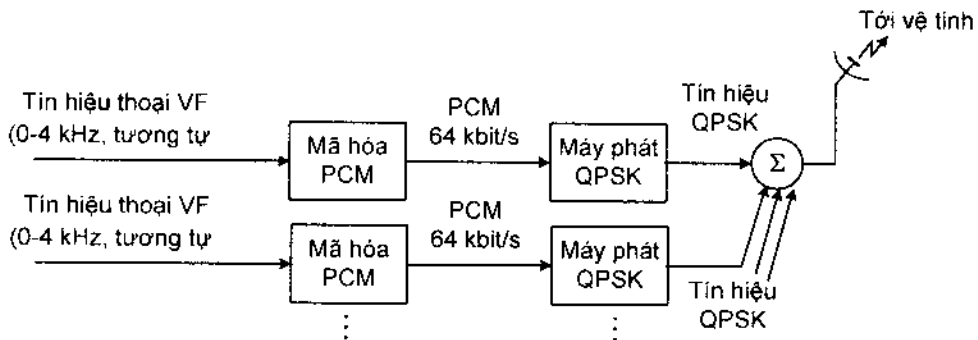
5.5.4.1. Hệ thống SPADE

Các vệ tinh *INTELSAT IV* và *V* có thể làm việc trong chế độ DAMA sử dụng khuôn dạng FDMA, trong đó có một sóng mang QPSK đơn dùng cho một kênh điện thoại (VF). Kiểu phát tín hiệu này được gọi là *một kênh truyền đơn trên một sóng mang* (SCPC - *Single Channel Per*

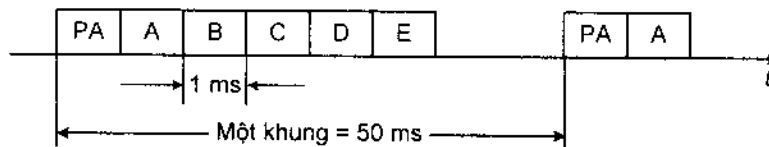
Carrier), trong đó 800 tín hiệu QPSK có thể được điều tiết trong dải thông 36 MHz của bộ phát đáp (hình 5.29a). Vì vậy, 800 đoạn tin VF có thể được phát đi đồng thời qua một bộ phát đáp vệ tinh, trong đó mỗi tín hiệu QPSK được điều chế bởi một tín hiệu tiếng nói (số) PCM 64-kbit/s. Kỹ thuật SCPC-DAMA này, được minh họa trong hình 5.28, được gọi là *hệ thống SPADE*. Thuật ngữ *SPADE* là viết tắt cho *Single channel per carrier* (một kênh đơn trên một sóng mang), *Pulse code modulation* (điều chế mã xung), *multiple access* (đa truy nhập) và *Demand Assignment Equipment* (thiết bị gán theo yêu cầu).



a) Phân định tần số của bộ phát đáp



b) Cấu hình máy phát QPSK SCPC



c) Khuôn dạng báo hiệu TDMA CSC

Hình 5.28: Hệ thống thông tin vệ tinh SPADE truyền dẫn đoạn tin VF

Phân định tần số sóng mang theo yêu cầu cho tín hiệu QPSK vào một đường lên từ trạm mặt đất cụ thể được thực hiện bằng cách phát tín hiệu TDM trong một kênh báo hiệu chung (CSC - Common Signaling Channel) (hình 5.28a). Kênh CSC gồm có một tín hiệu PSK 128 kbit/s được các trạm mặt đất chia sẻ về thời gian trong một khuôn dạng TDMA (hình 5.28c). Khoảng PA biểu thị sự đồng bộ ban đầu xuất hiện tại đầu mỗi khung, còn A, B, C, v.v... biểu thị các khe thời gian 1 ms dành để truyền dẫn cho các trạm A, B, C, v.v.... Theo cách này có thể điều tiết được 49 trạm mặt đất khác nhau trong một khung 50 ms. Ví dụ, nếu trạm mặt đất B muốn khởi tạo một cuộc gọi tới trạm mặt đất D, trạm B chọn một tần số sóng mang QPSK ngẫu nhiên trong các kênh truyền

dùng hiện có rồi truyền tin tức tần số này theo địa chỉ của trạm D (đích cuộc gọi) trong khe thời gian TDMA của trạm B. Nếu cho rằng tần số đó không bị một trạm khác chọn cho một cuộc gọi khác thì trạm D sẽ xác nhận yêu cầu trong khe thời gian TDMA của nó. Xác nhận này sẽ được trạm B lắng nghe trong khoảng 600 ms sau khi nó phát tín hiệu TDMA vì thời gian trễ đường vòng tới vệ tinh là 240 ms, cộng với thời gian trễ của thiết bị và thời gian trễ tới khe thời gian gán cho trạm D so với trạm B. Nếu một trạm khác, ví dụ trạm C, đã chọn cùng tần số trong thời gian yêu cầu thì trạm B sẽ nhận được một tín hiệu ngắt kết nối được truyền đi trong khe thời gian TDMA đó và tần số sóng mang được trả để sử dụng lại. Vì tốc độ tín hiệu CSC là 128 kbit/s và mỗi khe thời gian rộng 1 ms nên mỗi trạm truy nhập có 128 bit sử dụng để truyền tin tức địa chỉ phát, tin tức yêu cầu tần số và báo hiệu huỷ kết nối. Trong thực tế, vì chỉ có 49 khe thời gian cho chế độ TDMA nên một số tần số SCPC được gán cố định.

Nếu có một cuộc gọi từ một người sử dụng thì trạm mặt đất của người sử dụng đó được kết nối sẽ truyền một đoạn tin trên kênh báo hiệu chung đến tất cả các trạm đích của trạm mà người gọi được kết nối. Trong đoạn tin này có chỉ rõ kênh nào sẽ được sử dụng trong số các kênh tại thời điểm cụ thể. Trạm được gọi sẽ có hoạt động phản ứng tương tự và tất cả các trạm cập nhật danh sách các kênh có hiệu lực của chúng bằng cách gỡ bỏ hai kênh mới được gán từ trong bản danh sách. Khi kết thúc cuộc gọi, kênh lại được thiết lập ở chế độ sẵn sàng cho việc gán tiếp theo. Các sóng mang trong trường hợp này được điều chế với tín hiệu thoại, tức nó chỉ truyền khi có tín hiệu thoại. Như vậy, cho phép số lượng sóng mang do kênh khuếch đại sẽ được giảm đến một hệ số thực hoạt động của kênh thoại.

Kênh báo hiệu là kênh chung, có độ rộng dải thông là 160 kHz. Các trạm mặt đất đa truy nhập theo phương thức TDMA trao đổi các đoạn tin có liên quan đến việc điều khiển gán theo yêu cầu. Việc điều khiển này được phân phối cho tất cả các trạm mặt đất. Bảng 5.1 mô tả các đặc tính cơ bản của hệ thống SPADE.

Bảng 5.1: Các đặc tính cơ bản của hệ thống SPADE

Các đặc tính của kênh	
Mã hóa	PCM
Điều chế	QPSK
Dung lượng	64 kbit/s
Dải tần kênh	38 kHz
Không gian kênh	45 kHz
Độ ổn định	± 2 kHz
Tỷ lệ lỗi bit cực đại	10^{-4}
Các đặc tính kênh báo hiệu	
Kiểu truy nhập	TDMA
Dung lượng	128 kbit/s
Điều chế	BPSK
Chu kỳ khung	50 ms
Chu kỳ burst	1 ms
Số lượng truy cập	50 (49 trạm + 1 trạm tham chiếu)
Tỷ lệ lỗi bit cực đại	10^{-4}

So sánh giữa hai hệ thống gán theo yêu cầu và gán cố định:

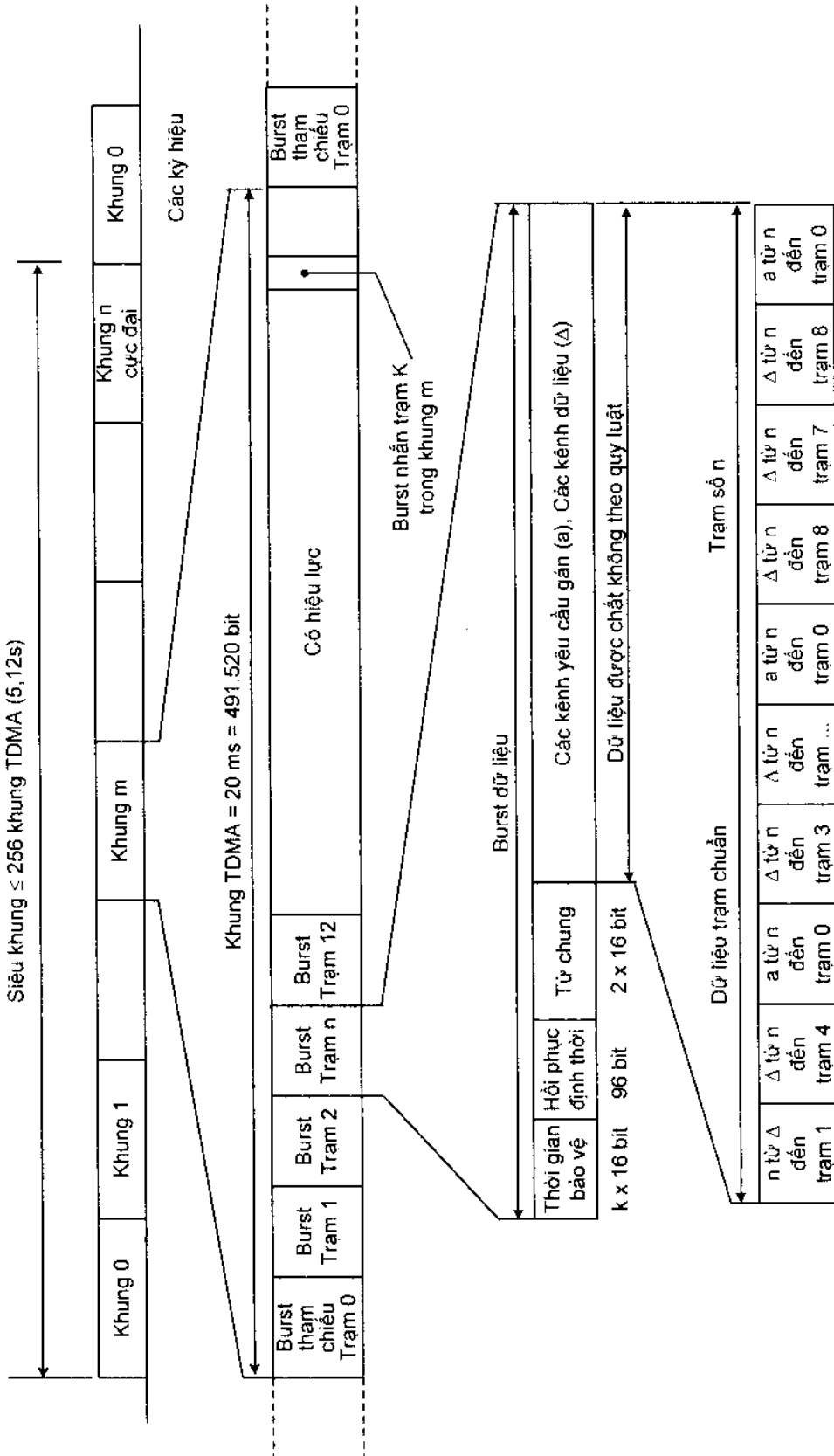
Bảng 5.2 mô tả ví dụ số liệu so sánh về dung lượng của một kênh INTELSAT có độ rộng băng tần là 36 MHz với việc gán vĩnh cửu đối với các sóng mang FDM/FM/FDMA khác nhau của hệ thống SPADE. Ưu điểm của hệ thống SPADE là lớn hơn khi số lượng truy cập trong gán cố định là lớn và dung lượng truy nhập nhỏ. Nhược điểm của hệ thống SPADE là chi phí ở các trạm mặt đất có tốn kém hơn để có thể điều khiển gán theo yêu cầu. Tuy nhiên việc này có thể giảm giá thành nếu có sự điều chỉnh tập trung của toàn hệ thống.

Bảng 5.2: Ví dụ so sánh giữa gán theo yêu cầu và gán cố định, đa truy nhập FDMA, độ rộng dải tần của bộ phát đáp 36 MHz

Loại liên lạc	Độ rộng phổ sóng mang	Số lượng kênh	Số lượng truy nhập	Tổng công suất
Gán cố định				
FDM/FM	5 MHz	60	7	420
FDM/FM theo yêu cầu (SPADE)	2,5 MHz	24	14	336
SCPS/FM	0,045 MHz	1	800	800

5.5.4.2. Hệ thống TELECOM-1

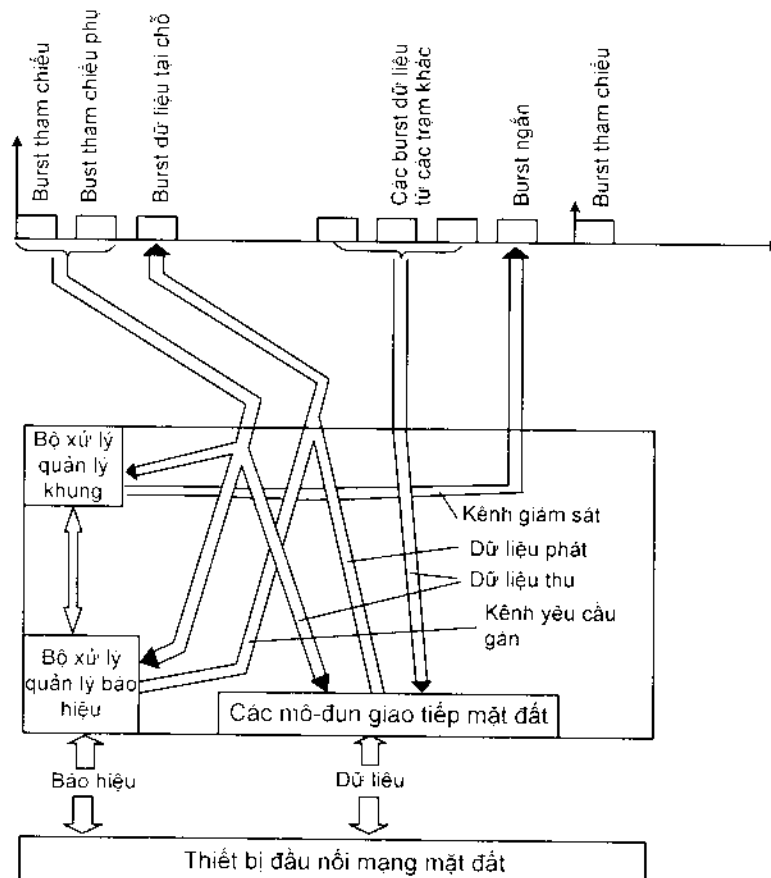
Hệ thống TELECOM-1 là hệ thống thông tin vệ tinh làm việc theo phương thức gán theo yêu cầu, đa truy nhập TDMA; tần số công tác 14/12 GHz; có 6 kênh trong đó 5 kênh phục vụ cho mạng truyền tin dịch vụ số tích hợp (ISDN), TRANSDYN của FRANCE TELECOM (Pháp). Mỗi trạm mặt đất phát trên tần số của một kênh và có thể thu đồng thời 5 tần số của 5 kênh kia; do vậy chỉ có linh hoạt ở thu sóng. Các truy nhập vệ tinh được thiết lập giữa cuộc gọi này và cuộc gọi khác theo yêu cầu của các trạm chuyển mạch mặt đất đến các trạm mặt đất được kết nối. Hình 5.30 mô tả cấu trúc khung và hình 5.31 mô tả sự biến đổi lưu lượng và các kênh báo hiệu để định tuyến lưu lượng và gán theo yêu cầu các đoạn tin. Việc quản lý gán theo yêu cầu được thực hiện tại trạm tham chiếu. Các yêu cầu gán từ các burst trạm lưu lượng (trong hình 5.29 có ghi chú từ n đến 0) và các gán trở lại được phát từ trạm tham chiếu đến các trạm lưu lượng thông qua các burst tham chiếu. Hình 5.30 mô tả các kênh lưu lượng và kênh báo hiệu biến đổi để định tuyến lưu lượng và định tuyến các đoạn tin gán theo yêu cầu thích ứng. Việc gán các burst từ các trạm khác nhau trong khung vẫn là cố định đối với chu kỳ của một siêu khung (256 khung). Việc thay đổi gán xảy ra tại khởi đầu của một siêu khung. Hệ thống có khả năng xử lý 10 cuộc gọi trong một giây và kết nối điểm - điểm ở tốc độ 64 kbit/s và được thiết lập với thời gian nhỏ hơn 6 s trong 95% trường hợp. Bảng 5.3 mô tả các đặc tính tổng quát của hệ thống thông tin vệ tinh TELECOM-1 làm việc theo phương thức gán theo yêu cầu.



Hình 5.29: Cấu trúc khung của hệ thống phát đáp TELECOM-1

Bảng 5.3: Các đặc tính tổng quát của hệ thống TELECOM-1 gán theo yêu cầu

Điều chế	BPSK với mã hóa nhị phân
Chu kỳ khung	20 ms
Chu kỳ siêu khung	5,12 s (256 khung)
Dung lượng	24,576 Mbit/s
Tỷ lệ lỗi bit	10^{-5} (99% thời gian)
Dải tần bộ phát đáp	36 MHz
Tỷ lệ dữ liệu người sử dụng	2,4 kbit/s 4,8 kbit/s 9,6 kbit/s (với dự trữ) 3,2 kbit/s (Hệ thống điện thoại DPCM) 48 kbit/s, n.64 kbit/s (n = 2, 4, 6, 8, 16 hay 30 (với dự trữ hay call by call), 2048 Mbit/s (với dự trữ).
Gán theo yêu cầu	Các bản tin gán điều khiển tập trung được truyền tới các trạm mặt đất bằng các burst tham chiếu. Các yêu cầu gán được truyền bởi trạm lưu lượng trong các burst phụ với dung lượng 12,8 kbit/s tới 32 kbit/s và mã sửa lỗi với tỷ lệ 4/5.
Thực hiện	Trả lời bởi burst với dung lượng 64 kbit/s và mã sửa lỗi với tỷ lệ 4/5.
Trạm lưu lượng	Hệ thống có dung lượng xử lý 10 cuộc thoại trong một giây. Liên lạc điểm - điểm được thiết lập nhỏ hơn 6 giây trong 95% các trường hợp. Đường kính anten là 3,5m
Mạng	Dung lượng 255 burst đối với tuyến thu và phát 62 trạm trên một bộ phát đáp x 5 bộ phát đáp = 310 trạm



Hình 5.30: Các kênh lưu lượng và các kênh bảo hiệu của hệ thống TELECOM-1

5.5.4.3. Hệ thống SBS

Hệ thống SBS là mạng thông tin vệ tinh được thiết kế để cung cấp cho các công ty, các ngân hàng, các công ty bảo hiểm, các tổ chức phi chính phủ những dịch vụ liên lạc chuyển mạch băng rộng cho hệ thống điện thoại, dữ liệu, truyền hình, fax bằng các trạm được đặt trực tiếp trong các khu vực của các công ty. Các trạm được trang bị các anten đường kính 5,5 m hoặc 7,6 m. Tốc độ dữ liệu được cung cấp cho người sử dụng từ 2,4 kbit/s đến 6,4 Mbit/s. Tỷ lệ lỗi bit là 10^{-4} trong 99,5% thời gian. Người sử dụng có thể đạt tới sử dụng 99,5% thời gian nếu như sử dụng mã sửa lỗi. Chu kỳ khung là 15 ms và tốc độ dữ liệu khung là 48 Mbit/s. Việc quản lý gán theo yêu cầu được tập trung.

5.5.5. Quản lý tập trung, phi tập trung đối với gán theo yêu cầu

Quản lý được tập trung khi mà việc quản lý gán theo yêu cầu được thực hiện ở trạm đơn; điều này có nghĩa là các trạm lưu lượng thông thường gửi các đoạn tin yêu cầu đến trạm trung tâm và điều này quyết định việc gán nguồn tài nguyên và truyền việc gán này đến toàn mạng.

Quản lý phi tập trung khi mà các trạm truyền yêu cầu của mình trên một kênh báo hiệu chung. Các yêu cầu đó được tính bởi mỗi trạm mặt đất và trạng thái của nguồn tài nguyên được cập nhật ở mỗi trạm. Bảng 5.4 mô tả so sánh ưu nhược điểm của việc quản lý tập trung và phi tập trung trong phương thức gán theo yêu cầu.

Bảng 5.4: So sánh điều khiển tập trung và phi tập trung của gán theo yêu cầu

Nguyên tắc	Ưu điểm	Nhược điểm
Điều khiển tập trung		
Các trạm lưu lượng gửi các bản tin yêu cầu tới trạm tập trung	Các trạm không phải thực hiện gán - Giá thành thiết bị thấp	Sự vận hành chính xác của mạng phụ thuộc vào sự chính xác của trạm điều khiển - Bị giám độ tin cậy
Xác định gán nguồn bởi trạm tập trung truyền gán này tới toàn mạng	Giảm bảo hệ vi toàn mạng không cần được thông báo	Cần phải thêm một trạm điều khiển. Thời gian thiết lập liên lạc được bù bởi bước nhảy kép
Điều khiển phi tập trung		
Yêu cầu được truyền trên kênh báo hiệu chung.	Không cần trạm điều khiển.	Cần nhiều thiết bị phức tạp tại mỗi trạm
Mỗi trạm cập nhật trạng thái của các nguồn	- Độ tin cậy của mạng cao hơn. Giảm thời gian thiết lập	- Giá thành cao - Cần nhiều báo hiệu.

5.5.6. Nhận xét chung về gán cố định và gán theo yêu cầu

Gán cố định được khuyến nghị sử dụng khi mà trong định tuyến có một khối lượng lớn lưu lượng giữa một số ít trạm có dung lượng lớn.

Gán theo yêu cầu tận dụng mạng vệ tinh tốt hơn trong trường hợp có một số lượng lớn các trạm có dung lượng nhỏ cho mỗi lần truy cập và yêu cầu cũng biến động lớn. Cũng do vậy các trạm dung lượng lớn thường sử dụng phương thức gán cố định sẽ có lợi hơn.

Việc quản lý gán bao hàm thời gian thiết lập liên lạc là khoảng một giây. Khi mà thời gian liên lạc có yêu cầu vài phút, ví dụ như khi đàm thoại thì thời gian thiết lập này không ảnh hưởng gì. Cũng do đó mà việc lựa chọn phương thức gán theo yêu cầu được xem xét theo các quan điểm sau:

1. Các đặc điểm về phía người sử dụng: mật độ lưu lượng, số lượng đích, xác suất bị mất cuộc gọi.
2. Độ lợi đạt được do việc vận hành gán theo yêu cầu: điều này bao gồm việc so sánh việc tăng lợi nhuận thu được do thông lượng lưu lượng lớn đối với xác suất mất cuộc gọi cho so với việc phải tăng thêm chi phí cho việc lắp đặt thiết bị và quản lý theo yêu cầu.
3. Sự lựa chọn giữa quản lý tập trung và phi tập trung.

Tuy nhiên, thời gian thiết lập liên lạc là nhân tố quyết định đối với một số loại lưu lượng, ví dụ như lưu lượng của dữ liệu được trao đổi giữa các hệ thống xử lý dữ liệu. Lưu lượng được phát ra trong trao đổi thông tin giữa các máy tính hay giữa các máy tính và các thiết bị đầu cuối máy tính, được định tính bởi sự biến đổi lớn trong chu kỳ của các bản tin và các khoảng thời gian giữa các bản tin. Hơn thế nữa, người sử dụng thường áp đặt các điều khoản về thời gian truyền dẫn, nó là ngắn khi so sánh với thời gian giữa các bản tin. Dưới những điều kiện này, thời gian thiết lập liên lạc có thể vượt quá thời gian sử dụng và điều này có nghĩa là việc sử dụng mạng không có hiệu quả. Mặt khác, thời gian thiết lập liên lạc có thể dẫn tới thời gian truyền dẫn không được chấp nhận. Do đó, người ta thường ưa sử dụng truy cập ngẫu nhiên được mô tả trong mục sau.

5.5.7. Truy cập ngẫu nhiên

Loại hình truy cập này khá phù hợp với các mạng có số lượng lớn các trạm trong đó mỗi trạm được yêu cầu truyền các bản tin được phát ngẫu nhiên ngắn với thời gian trễ dài giữa các bản tin. Nguyên tắc truy cập ngẫu nhiên là để cho phép truyền các bản tin hầu như không có giới hạn về dạng của các burst có chu kỳ giới hạn mà chiếm toàn bộ dải tần của kênh truyền dẫn. Bởi vậy, truy cập ngẫu nhiên là đa truy cập phân chia theo thời gian và truyền dẫn ngẫu nhiên. Khả năng va chạm giữa các burst tại vệ tinh là ở mức chấp nhận được. Trong trường hợp có va chạm, máy thu tại trạm mặt đất phải xử lý tạp âm nhiễu để có thể dần xếp việc nhận dạng bản tin. Việc truyền dẫn lại tất cả hay một phần các burst là cần thiết. Các loại giao thức được phân biệt bởi các phương tiện được cung cấp để khắc phục nhược điểm này.

Đặc tính của các giao thức này được đo dưới dạng thông lượng và phương tiện trễ truyền dẫn. Thông lượng là tỷ số giữa lượng lưu lượng được phân phát tại đích và dung lượng cực đại của kênh truyền dẫn. Thời gian truyền dẫn (trễ) là sự biến đổi ngẫu nhiên. Giá trị trung bình của nó chỉ ra thời gian trung bình giữa việc tạo lập của một bản tin và việc thu chính xác bởi trạm đích của nó.

Những giao thức này là đối tượng của rất nhiều nghiên cứu từ năm 1970 mà vẫn chưa tìm ra ứng dụng thương mại trên các mạng vệ tinh. Gần đây, ứng dụng thực tế của chúng đã trở nên vô cùng quan trọng đối với các mạng cá nhân sử dụng các trạm nhỏ được phát triển rộng rãi để cung cấp thông tin vệ tinh giữa các máy tính và các thiết bị đầu cuối cách xa nhau.

5.6. NHẬN XÉT CHUNG VỀ ĐA TRUY NHẬP TRONG THÔNG TIN VỆ TINH

Trong thông tin vệ tinh có thể có rất nhiều giải pháp để các trạm mặt đất có thể truy nhập đến bộ phát đáp vệ tinh. Việc lựa chọn sử dụng phương thức truy nhập nào là phụ thuộc vào điều kiện kinh tế - kỹ thuật và yêu cầu cụ thể.

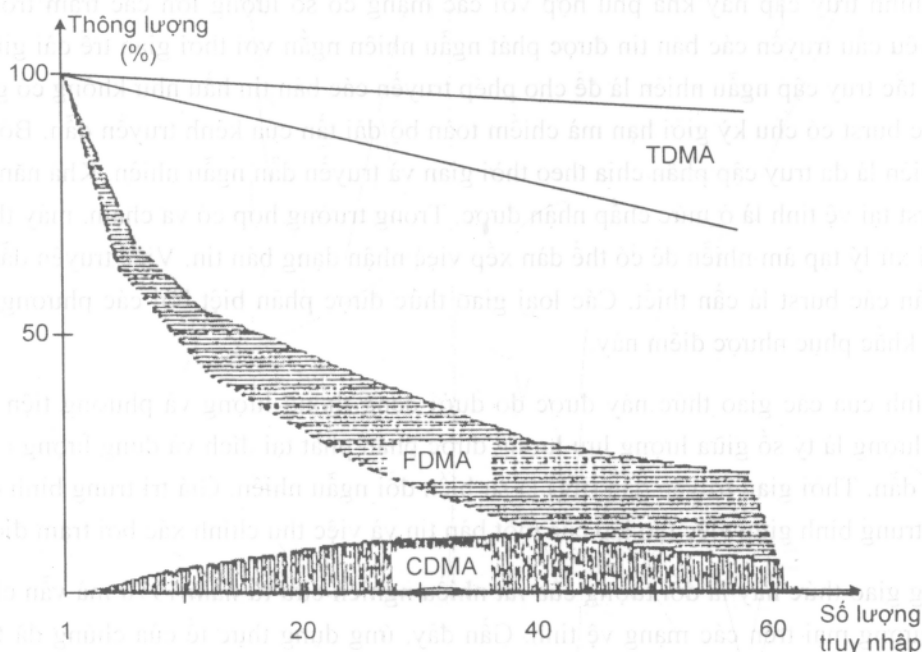
Khuyến nghị chung là thích hợp với dạng lưu lượng:

1. Đối với dạng lưu lượng có các đoạn tin dài, bao hàm cả việc truyền sóng mang là liên tục hay gián đoạn thì các kỹ thuật đa truy nhập FDMA, TDMA và CDMA là thích hợp nhất. Các kỹ thuật truy nhập này, ví dụ như lưu lượng thoại, truyền hình, hội nghị từ xa qua video. Nếu như khối lượng lưu lượng trên sóng mang là lớn và số truy nhập ít (ví dụ chung kênh - trunking) thì đa truy nhập FDMA có ưu điểm là vận hành đơn giản. Khi mà lưu lượng trên sóng mang là bé và số truy nhập lớn thì FDMA là tổn hao nhiều hiệu suất sử dụng của đoạn không gian và trong trường hợp này thì đa truy nhập TDMA và CDMA là ứng cử viên tốt nhất. Tuy nhiên TDMA yêu cầu chi phí cho trạm mặt đất sẽ tốn kém hơn; đối với các trạm nhỏ sẽ bị nhiễu giữa các hệ thống.

Việc lựa chọn phương thức đa truy nhập FDMA hoặc TDMA cũng có nghĩa là việc lựa chọn giữa gán cố định hoặc gán theo yêu cầu. Chỉ tiêu về kinh tế thường được đặt lên hàng đầu. Việc gia tăng hiệu năng thường do lưu lượng lớn hơn so với việc gia tăng chi phí lắp đặt thiết bị để điều khiển gán theo yêu cầu.

Hình 5.31 mô tả quan hệ giữa thông lượng và số truy cập của ba dạng đa truy nhập cơ bản.

2. Đối với lưu lượng có các đoạn tin ngắn và ngẫu nhiên, thời gian chết giữa các đoạn tin dài thì thích hợp nhất là sử dụng phương thức truy nhập ngẫu nhiên.



Hình 5.31: Mô tả so sánh thông lượng đối với các phương thức đa truy nhập khác nhau (thông lượng 100% là tương ứng với dung lượng cho chỉ một truy nhập - một sóng mang trong bộ phát đáp đơn)

BÀI TẬP

- BT-1. Mô tả và giải thích nguyên lý hoạt động cấu trúc tổng quát một hệ thống thông tin vệ tinh.
- BT-2. Mô tả cấu trúc tổng quát một mạng thông tin di động vệ tinh.
- BT-3. Các băng tần có thể sử dụng trong thông tin vệ tinh.
- BT-4. Thế nào là một vệ tinh địa tĩnh, vệ tinh không địa tĩnh. Quỹ đạo của chúng có gì khác nhau?
- BT-5. Định nghĩa cận điểm và viễn điểm của quỹ đạo vệ tinh. Cho ví dụ.
- BT-6. Nêu tóm tắt nội dung của ba định luật Kepler.
- BT-7. Định nghĩa góc nâng và góc phương vị của một trạm mặt đất.
- BT-8. Giải thích tóm tắt các đặc tính của các vệ tinh có quỹ đạo tầm cao, tầm trung và tầm thấp.
- BT-9. Giải thích tóm tắt các đặc tính chức năng của tuyến lên, bộ phát đáp vệ tinh và tuyến xuống trong một hệ thống thông tin vệ tinh.
- BT-10. Định nghĩa khái niệm năng lượng bit E_b .
- BT-11. Định nghĩa công suất bức xạ đẳng hướng tương đương EIRP.
- BT-12. Định nghĩa nhiệt độ tạp âm tương đương và mật độ tạp âm
- BT-13. Định nghĩa tỷ số mật độ công suất sóng mang trên mật độ công suất tạp âm (C/N_0) và tỷ số (E_b/N_0).
- BT-14. Định nghĩa tỷ số hệ số tăng ích trên nhiệt độ tạp âm tương đương (G/T).
- BT-15. Khái niệm dự trữ tuyến trong các tuyến liên lạc thông tin vệ tinh và việc sử dụng chúng.
- BT-16. Một trạm mặt đất ở Hà Nội có độ vĩ $21^{\circ}02'N$ và độ kinh $105^{\circ}40'E$; Vệ tinh địa tĩnh ở tọa độ $114^{\circ}E$. Hãy xác định góc nâng và góc phương vị của anten trạm mặt đất.
- BT-17. Một hệ thống thông tin vệ tinh làm việc ở tần số tuyến lên là 14 GHz và tần số tuyến xuống là 12 GHz; xác suất lỗi bit được thiết kế là $P_e = 10^{-7}$; điều chế là 8-PSK; hệ thống truyền với tốc độ là 120 Mbit/s; nhiệt độ tạp âm tương đương của máy thu là 400 K; độ rộng băng tần tạp âm tương đương của máy thu là bằng tần số Nyquist cực tiểu. Hãy xác định các thông số sau đây:
- 1- Tỷ số C/N cực tiểu về lý thuyết.
 - 2- Tỷ số E_b/N_0 cực tiểu về lý thuyết.
 - 3- Mật độ tạp âm.
 - 4- Tạp âm đầu vào (toàn bộ) của máy thu.

5- Công suất sóng mang thu tối thiểu.

6- Năng lượng tối thiểu trên bit ở đầu vào máy thu.

BT-18. Một hệ thống thông tin vệ tinh làm việc ở tần số tuyến lên là 6 GHz và tần số tuyến xuống là 4 GHz; xác suất lỗi bit được thiết kế là $P_e = 10^{-6}$; điều chế là QPSK; hệ thống truyền với tốc độ 100 Mbit/s; nhiệt độ tạp âm tương đương của máy thu là 290 K; độ rộng băng tần tạp âm tương đương của máy thu là bằng tần số Nyquist cực tiểu. Hãy xác định tỷ số C/N được đo ở trước bộ lọc thông dải (BPF) của máy thu với độ rộng dải tần: a) bằng 1,5 thời gian tần số Nyquist cực tiểu; b) bằng 3 thời gian tần số Nyquist cực tiểu.

BT-19. Hệ thống thông tin vệ tinh có các thông số cho sau:

a) 8-QAM; $C/N = 15$ dB; $B = 2f_N$; $f_b = 60$ Mbit/s.

b) QPSK; $C/N = 16$ dB; $B = f_N$; $f_b = 40$ Mbit/s.

Hãy tính giá trị tỷ lệ lỗi bit BER tốt nhất.

BT-20. Hãy xác định công suất tạp âm toàn bộ của một máy thu có độ rộng dải tần đầu vào là 20 MHz và nhiệt độ tạp âm tương đương là 600 K. Mật độ tạp âm trong trường hợp này là bao nhiêu?

BT-21. Hãy tính tỷ số C/N tối thiểu yêu cầu để tương ứng với một xác suất lỗi $P_e = 10^{-5}$ đối với một máy thu 8-PSK và độ rộng dải tần là bằng f_N .

BT-22. Hãy xác định mật độ năng lượng bit trên tạp âm (E_b/N_0) đối với một máy thu có công suất sóng mang đầu vào là -100 dBW, nhiệt độ tạp âm ở đầu vào máy thu là 290 K và tốc độ truyền là 60 Mbit/s.

BT-23. Hãy xác định tỷ số mật độ công suất sóng mang trên tạp âm (C/N_0) đối với một máy thu có công suất sóng mang đầu vào là -70 dBW, nhiệt độ tạp âm tương đương là 180 K và độ rộng dải tần là 20 MHz.

BT-24. Hãy xác định tỷ số C/N tối thiểu đối với một hệ thống 8-PSK, được truyền với tốc độ 60 Mbit/s, năng lượng cực tiểu của tỷ số mật độ năng lượng bit trên tạp âm là 15 dB và độ rộng dải tần máy thu là bằng tần số Nyquist tối thiểu.

BT-25. Một trạm mặt đất có nhiệt độ tương đương đầu vào là 200 K, độ rộng dải tạp âm là 20 MHz, tăng ích anten thu là 50 dB và tần số sóng mang là 12 GHz. Hãy xác định các tham số sau đây:

a) Tỷ số G/T_e

b) Giá trị N và N_0 .

BT-26. Tuyến thông tin vệ tinh giữa hai trạm mặt đất có tỷ số E_b/N_0 của tuyến lên là 14 dB và của tuyến xuống là 18 dB. Hãy xác định tỷ số E_b/N_0 của toàn tuyến.

BT-27. Hãy xác định dự trữ tuyến với các thông số cho sau đây:

Các thông số của tuyến lên:

1. Công suất đầu ra của máy phát ở bão hòa: 1 kW.
2. Tồn hao back-off của trạm mặt đất: 3 dB.
3. Tồn hao phi dơ và phân nhánh: 3 dB.
4. Anten parabol trạm mặt đất có đường kính $D = 10$ m và làm việc ở tần số 14 GHz (tính G).
5. Tồn hao không gian tự do tính ở 14 GHz.
6. Tồn hao trong tầng khí quyển của tuyến lên là 0.8 dB.
7. Bộ phát đáp vệ tinh có $G/T_e = -4,6$ dBK⁻¹.
8. Tốc độ bit là 90 Mbit/s - điều chế 8-PSK.

Các thông số của tuyến xuống:

1. Công suất đầu ra của bộ phát đáp vệ tinh ở bão hòa là 10 W.
2. Anten phát ở vệ tinh có đường kính parabol là 0.5 m và làm việc ở tần số 12 GHz (tính G).
3. Tồn hao back-off điều chế ở bộ phát đáp là 0.8 dB.
4. Tồn hao không gian tự do tính ở 12 GHz.
5. Tồn hao khí quyển tuyến xuống là 0.6 dB.
6. Anten thu của trạm mặt đất là parabol có đường kính $D = 10$ m và làm việc ở tần số 12 GHz (tính G).
7. Nhiệt độ tạp âm tương đương của trạm mặt đất là 200 K.
8. Tồn hao phi dơ và kết nối: 0 dB.
9. Tốc độ bit là 90 Mbit/s - 8-PSK.

- BT-28. Mô tả một hệ thống thông tin vệ tinh ghép kênh theo tần số, điều chế tần số (FDM/FM).
- BT-29. Mô tả ba phương pháp đa truy nhập cơ bản FDMA, TDMA và CDMA ứng dụng thông tin vệ tinh.
- BT-30. Sự khác biệt và đặc điểm ứng dụng của hai phương pháp đa truy nhập DAMA và FAMA.
- BT-31. Mô tả tóm tắt nguyên lý hoạt động của hệ thống thông tin vệ tinh SPADE.
- BT-32. Thế nào là một hệ thống thông tin đơn sóng mang, đơn kênh SCPC.
- BT-33. So sánh ưu nhược điểm của các phương thức đa truy nhập FDMA, TDMA và CDMA ứng dụng trong các hệ thống thông tin vệ tinh.
- BT-34. Cần phải có bao nhiêu bộ phát đáp vệ tinh để có thể kết nối tuyến giữa 6 trạm mặt đất với nhau theo phương thức FDM/FM.
- BT-35. Đối với hệ thống thông tin vệ tinh SPADE thì tần số sóng mang của kênh 7 là bao nhiêu? Việc phân định độ rộng các độ rộng dải thông cho kênh 7 như thế nào?
- BT-36. Xác định mã trực giao đối với mã chip (101010). Hãy chứng minh rằng kết quả lựa chọn là đúng và không tạo ra một tương quan chéo nào đối với một so sánh đồng pha.

- BT-37. Xác định tỷ số lỗi bit BER tốt nhất đối với một hệ thống thông tin vệ tinh trong trường hợp sau:
- QPSK; $C/N = 16$ dB; $B = 2f_N$; $f_b = 40$ Mbit/s.
 - 8-PSK; $C/N = 16$ dB; $B = f_N$; $f_b = 60$ Mbit/s.
- BT-38. Xác định công suất tạp âm toàn bộ đối với một máy thu có độ rộng dải tần đầu vào là 40 MHz và nhiệt độ tạp âm tương đương là 800 K.
- BT-39. Một máy thu trạm mặt đất có nhiệt độ tương đương ở đầu vào là 400 K, độ rộng băng tần tạp âm là 30 MHz, tăng ích anten thu là 44 dB, tần số sóng mang là 12 GHz. Hãy xác định: tỷ số G/T_e ; N_0 và N .
- BT-40. Một bộ phát đáp vệ tinh có tỷ số E_b/N_0 của tuyến lên là 16 dB và E_b/N_0 của tuyến xuống là 13 dB. Hãy xác định E_b/N_0 của toàn tuyến.
- BT-41. Nêu ưu nhược điểm của kỹ thuật truyền tin số so với truyền tin tương tự.
- BT-42. Mô tả một mạng vệ tinh kết nối với mạng mặt đất. Giải thích nhiệm vụ của các khối chức năng.
- BT-43. Mô tả một hệ thống thông tin vệ tinh kết nối trực tiếp (VSAT).
- BT-44. Mô tả sơ đồ khối chức năng một hệ thống thông tin vệ tinh có ghép kênh và tách kênh theo tần số (FDM).
- BT-45. Mô tả hoạt động của một hệ thống thông tin vệ tinh truyền hình đơn kênh điều chế tần số (SCPC/FM).
- BT-46. Giải thích các khối chức năng trong sơ đồ khối mô tả một hệ thống truyền tín hiệu số (bao gồm cả phát và thu) trong thông tin vệ tinh.
- BT-47. Sự khác nhau của ghép kênh số theo chuẩn châu Âu và chuẩn của Mỹ.
- BT-48. Giải thích ý nghĩa các tốc độ bit 2048 Mbit/s và 1,544 Mbit/s theo chuẩn châu Âu và chuẩn của Mỹ.
- BT-49. Nguyên lý điều chế số: BPSK, QPSK, 8-PSK, QAM. Mô tả sơ đồ khối chức năng và giản đồ trạng thái.
- BT-50. So sánh truyền tín hiệu tương tự và truyền tín hiệu số trên các kênh thông tin vệ tinh.

THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

ACI	Adjacent Channel Interference	Nhiều kênh lân cận
ADPCM	Adaptive Differential PCM	Bộ mã hóa vi phân thích nghi
AOR-E	East Atlantic Ocean	Đông Đại Tây Dương
AOR-W	West Atlantic Ocean	Tây Đại Tây Dương
APC	Adaptive Predictive Coding	Mã hóa dự đoán thích nghi
ARQ	Associate Request	Yêu cầu liên kết
ARQ	Automatic Repeat reQuest	Yêu cầu lặp lại tự động
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Nhiều trắng cộng
BCH	Bose-Chadhuri - Hocquenghem	Mã BCH
BEP	Bit Error Probability	Xác suất lỗi bit
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BPF	Band Pass Filter	Bộ lọc thông thấp
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Khóa dịch pha nhị phân
BSC	Base Station Controller	Bộ điều khiển trạm gốc
BTS	Base Transceiver System	Hệ thống thu phát gốc
CBC	Cipher Block Chaining	Chuỗi khối ký số
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã
CEPT	Conference of Europe on Post and Telecommunication	Hội nghị về Bưu chính – Viễn thông châu Âu
CFB	Code Feed-Back	Mật mã Feed-Back
CIMS	Customer Information Management System	Hệ thống quản lý thông tin khách hàng
CSC	Common Signaling Channel	Kênh báo hiệu chung
DAC	Digital to Analog Converter	Bộ chuyển đổi số sang tương tự
DAMA	Demand Assigned Multiple Access	Chế độ đa truy nhập gán theo yêu cầu
DBPSK	Differential Binary Phase Shift Keying	Khóa dịch pha nhị phân vi phân
DE-BPSK	Differentially Encoded-BPSK	Khóa dịch pha nhị phân mã hóa vi phân
DPSK	Differential Phase Shift Keying	Khóa dịch pha vi phân
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha cầu phương
DS	Direct Sequence	Dây trực tiếp
EIRP	Equivalent Isotropic Radiated Power	Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương
ES	Earth Station	Trạm mặt đất
ETSI	European Telecommunications Standards Institute	Viện Tiêu chuẩn viễn thông châu Âu
EUTELSAT	European Telecommunication Satellite Organization	Tổ chức thông tin vệ tinh châu Âu
FAMA	Fixed Assigned Multiple Access	Đa truy nhập gán cố định
FDM	Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo tần số

FEC	Forward acting Error Correction	Sửa lỗi có tác động trước
FH	Frequency Hopping	Nhảy tần
FM	Frequency Modulation	Điều tần
GEO	Geostationary Orbit	Quỹ đạo địa tĩnh
GMR	Geo Mobile Radio	Vô tuyến di động địa tĩnh
GOCC	Global Operational Control Center	Trung tâm điều khiển hoạt động mặt đất
GPRS	General Packet Radio System	Hệ thống vô tuyến gói chung
GPS	Global Positioning System	Hệ thống định vị toàn cầu
GSC	Gateway Station Controller	Bộ điều khiển trạm cổng chính
GSM	Global System for Mobile Communication	Hệ thống thông tin di động toàn cầu
GTS	Ground Transceiver Subsystem	Hệ thống con thu phát mặt đất
GWS	Gateway Subsystem	Hệ thống con cổng chính
HDTV	High Definition Television	Truyền hình độ phân giải cao
HEO	Highly Elliptical Orbit	Quỹ đạo elip tầm cao
HPA	High Power Amplifier	Bộ khuếch đại công suất cao
HSD	High Speed Data Service	Dịch vụ dữ liệu tốc độ cao
IF	Inter-Frequency	Trung tần
IMBE	Improved Multiband Excitation	Kích thích đa băng tần được cải tiến
IOL	Inter Orbit Link	Tuyến kết nối giữa các quỹ đạo với nhau
IOR	Indian Ocean	Ấn Độ Dương
ISDN	Integrated Services Digital Network	Mạng số liên kết đa dịch vụ
ISL	Inter System Link	Tuyến kết nối giữa các hệ thống với nhau
ITU	International Telecommunication Union	Liên minh Viễn thông quốc tế
LEO	Low Earth Orbit	Quỹ đạo mặt đất tầm thấp
LNA	Low Noise Amplifier	Bộ khuếch đại tạp âm thấp
LO	Local Oscillator	Bộ dao động nội
LOS	Line of Sight	Sóng trực tiếp
LRE	Low Rate Encoding	Mã hóa tốc độ thấp
MCT	Mobile Communication Terminal	Thiết bị đầu cuối truyền tin di động
MEO	Medium Earth Orbit	Quỹ đạo mặt đất tầm trung
MSC	Mobile Switching Center	Trung tâm chuyển mạch di động
NCC	Network Control Center	Trung tâm điều khiển mạng
NGEO	Non-GEO	Vệ tinh không địa tĩnh
NMS	Network Management Station	Trạm quản lý mạng
NNC	Network Control Center	Trung tâm điều khiển mạng
NTSC	National Television Standards Committee	Ủy ban Tiêu chuẩn Truyền hình Quốc gia
OAM	Operations, Administration, and Maintenance	Vận hành, quản lý và bảo dưỡng
PAL	Phase Alternation by Line	Đảo pha theo dòng
PAM	Pulse Amplitude Modulation	Điều chế biên độ xung
PC	Pseudorandom Code	Mã giả ngẫu nhiên
PCN	Personal satellite Communications Network	Mạng thông tin vệ tinh cá nhân
PLMN	Public Land Mobile Network	Mạng di động mặt đất công cộng
PN	Pseudo Noise code	Mã giả tạp âm

POR	Pacific Ocean	Thái Bình Dương
PSK	Phase Shift Keying	Khóa dịch pha
PSTN	Public Switched Telephone Network	Mạng điện thoại chuyển mạch công cộng
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên độ cầu phương
QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha cầu phương
RF	Radio Frequency	Tần số vô tuyến
RS	Reed-Solomon	Mã RS
RSC	Recursive Systematic Convolutional	Mã chấp hệ thống có hồi quy
SCC	Satellite Control Center	Trung tâm điều khiển vệ tinh
SCPC	Single Channel Per Carrier	Một kênh truyền đơn trên một sóng mang
SDMA	Space Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo không gian
SDPSK	Symmetric Differential Phase- Shift Keying	Kỹ thuật khóa dịch pha vi phân đối xứng
SECAM	Système Electronique Couleur Avec Memoire	Hệ thống màu điện tử có nhớ
SL	Satellite	Vệ tinh
SNMC	Service Provider Network Management Center	Trung tâm quản lý mạng cung cấp dịch vụ
SOCC	Satellite Operational Control Center	Trung tâm điều khiển hoạt động vệ tinh
SORF	Start of Received Frame	Khởi đầu của khung thu
SOTF	Start of Transmit Frame	Khởi đầu của khung phát
SPADE	Single channel per carrier, Pulse code modulation, multiple access, Demand assignment Equipment	Một kênh đơn trên một sóng mang, điều chế mã xung, đa truy nhập, thiết bị gán theo yêu cầu
S-PCN	Satellite Personal Communication Network	Mạng truyền tin thông qua các vệ tinh đến cá nhân
SPD	Saturated Power Density	Mật độ thông lượng công suất bão hoà
SSB	Single Sideband	Đơn biên
SSMA	Spread Spectrum Multiple Access	Đa truy nhập trải phổ
SSPA	Solid State Power Amplifier	Khuếch đại dùng bán dẫn
SS-TDMA	Satellite Switching - TDMA	Đa truy nhập phân chia theo thời gian chuyển mạch vệ tinh
S-TCH	Satellite Traffic Channel	Kênh lưu lượng vệ tinh
S-TCH/E	Satellite Eight-Rate Traffic Channel	Kênh lưu lượng vệ tinh 1/8 tốc độ
S-TCH/F	Satellite Full-Rate Traffic Channel	Kênh lưu lượng vệ tinh toàn tốc
S-TCH/H	Satellite Half-Rate Traffic Channel	Kênh lưu lượng vệ tinh 1/2 tốc độ
S-TCH/Q	Satellite Quadter-Rate Traffic Channel	Kênh lưu lượng vệ tinh 1/4 tốc độ
TCE	Traffic Channel Equipment	Thiết bị kênh lưu lượng
TDMA	Time Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo thời gian
TVRO	Television Receiver Only	Trạm mặt đất thu
TWTA	Travelling Wave Tube Amplifier	Khuếch đại dùng đèn sóng chạy
UHF	Ultra-High Frequency	Tần số cực cao
UW	Unique Word	Từ duy nhất
VHF	Very High Frequency	Tần số rất cao
VSAT	Very Small Aperture Terminal	Đầu cuối có độ mở rất nhỏ

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. LEON W Modern communication systems
Florida - USA - 1993
2. WAYNE TOMASI
Electronic communications systems
New Jersey - 2001
3. G. MARAL M. BOUSQUET
Satellite communications systems
John Wiley & Sons
4. RAY E SHERIFF and Y. FUNHU
Mobile satellite communication systems
John Wiley & Sons - England 2001
5. K. W. VATES
School of electronic Engineering
N. S. W. I. T - 1984
6. SAMON HAYKIN
Communication systems
New York - 1983
7. VARGA ANDRÁS
Adatátvitel
Budapest - 1979
8. THAI HONG NHI - PHAM MINH VIET
Hệ thống viễn thông - Tập I và II
Nhà xuất bản Giáo dục - Hà Nội
9. THAI HONG NHI
Trường điện tử, truyền sóng và anten
Nhà xuất bản Khoa học và Kỹ thuật - Hà Nội - 2006
10. THAI HONG NHI - PHAM MINH VIET
Truyền tin số và truyền dữ liệu
Nhà xuất bản Giáo dục - 2004

MỤC LỤC

Lời Nhà xuất bản.....	3
Lời nói đầu.....	5
Chương 1. HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH	7
1.1. Lịch sử phát triển hệ thống thông tin vệ tinh.....	7
1.2. Đặc điểm của thông tin vệ tinh.....	8
1.3. Cấu trúc tổng quát một hệ thống truyền tin vệ tinh.....	9
1.3.1. Phân đoạn không gian.....	10
1.3.2. Phân đoạn mặt đất.....	11
1.4. Cấu trúc tổng quát một mạng thông tin di động vệ tinh.....	12
1.4.1. Tổng quan.....	12
1.4.2. Cấu trúc mạng thông tin di động vệ tinh.....	13
1.4.3. Dải tần làm việc của hệ thống thông tin di động vệ tinh.....	16
1.4.4. Các kênh logic.....	17
1.5. Phát triển các dịch vụ thông tin vệ tinh.....	18
1.6. Một số hệ thống thông tin vệ tinh điển hình.....	21
1.6.1. Các hệ thống thông tin vệ tinh địa tĩnh.....	21
1.6.1.1. Các đặc tính tổng quan.....	21
1.6.1.2. Hệ thống thông tin vệ tinh INMARSAT.....	22
1.6.1.3. Hệ thống thông tin vệ tinh EUTELSAT.....	24
1.6.1.4. Hệ thống thông tin vệ tinh tế bào châu Á, THURAYA và các hệ thống khác.....	25
1.6.2. Các hệ thống thông tin vệ tinh không địa tĩnh tầm thấp loại nhỏ.....	27
1.6.3. Các hệ thống thông tin vệ tinh không địa tĩnh đến cá nhân thuê bao.....	29
Chương 2. QUỸ ĐẠO CỦA VỆ TINH VÀ CÁC THÔNG SỐ QUỸ ĐẠO	34
2.1. Quỹ đạo của vệ tinh trong không gian.....	34
2.2. Phân loại quỹ đạo vệ tinh theo độ cao.....	34
2.3. Các định luật Kepler và Newton, các biểu thức của quỹ đạo vệ tinh.....	35
2.3.1. Các định luật Kepler và Newton.....	35
2.3.2. Các biểu thức của quỹ đạo vệ tinh - Chứng minh định luật Kepler thứ nhất.....	36
2.3.3. Vùng quét của vệ tinh trên đơn vị thời gian - Chứng minh định luật Kepler thứ hai.....	39
2.3.4. Chu kỳ quỹ đạo vệ tinh - Chứng minh định luật Kepler thứ ba.....	40
2.3.5. Tốc độ của vệ tinh.....	40
2.4. Vị trí của vệ tinh trong không gian.....	42
2.4.1. Tổng quan.....	42

2.4.2. Các thông số xác định vị trí của vệ tinh	42
2.4.3. Vị trí của vệ tinh trong mặt phẳng quỹ đạo.....	43
2.4.4. Vị trí của vệ tinh đối với quả đất quay	45
2.5. Định vị vệ tinh theo các góc nhìn	46
2.5.1. Định nghĩa.....	46
2.5.2. Góc ngang	47
2.5.3. Góc phương vị.....	48
2.5.4. Góc ngang tối thiểu, khả năng nhìn thấy vệ tinh.....	48
2.5.5. Định vị vệ tinh địa tĩnh	49
2.6. Sự biến động của quỹ đạo vệ tinh.....	50
2.7. Thiết kế chùm vệ tinh	50
2.7.1. Các yếu tố cần xem xét khi thiết kế	50
2.7.2. Chùm vệ tinh quỹ đạo nghiêng	51
2.8. Chuyển động của quả đất quanh mặt trời	53
2.9. Khoảng cách giữa trạm mặt đất và vệ tinh	54
2.10. Vị trí của vệ tinh - góc ngang và góc phương vị.....	55
2.11. Thời gian truyền sóng và hiệu ứng Doppler	56
2.12. Một số quỹ đạo vệ tinh truyền thông thông dụng.....	57
2.12.1. Quỹ đạo elip có góc nghiêng khác không	57
2.12.1.1. Tổng quan.....	57
2.12.1.2. Quỹ đạo vệ tinh MOLNYA	58
2.12.1.3. Quỹ đạo vệ tinh TUNDRA.....	58
2.12.1.4. Phạm vi nhìn thấy vệ tinh.....	59
2.12.1.5. Ưu nhược điểm của các quỹ đạo vệ tinh dạng elip và có góc nghiêng lớn	61
2.12.2. Quỹ đạo vệ tinh địa tĩnh.....	61
2.12.3. Một số dạng quỹ đạo khác	62

Chương 3. ĐẶC ĐIỂM KÊNH TRUYỀN VÀ PHÂN TÍCH TUYẾN (TRẠM MẶT ĐẤT – VỆ TINH)

3.1. Các ảnh hưởng của tầng khí quyển đến kênh truyền	64
3.1.1. Ảnh hưởng của tầng đối lưu.....	64
3.1.2. Ảnh hưởng của tầng điện li.....	69
3.2. Các tham số cơ bản của tuyến liên lạc thông tin vệ tinh.....	70
3.2.1. Các tham số của anten.....	70
3.2.2. Sự phân cực của sóng.....	72
3.2.3. Công suất bức xạ đẳng hướng tương đương	74
3.2.4. Mật độ thông lượng công suất.....	76
3.3. Công suất tín hiệu thu được và tổn hao sóng truyền trong không gian tự do	77
3.4. Công suất tín hiệu thu được có tính đến tổn hao hấp thụ và ảnh hưởng của tầng khí quyển	80
3.5. Công suất tạp âm tại đầu vào máy thu.....	80

3.5.1. Nguồn gốc gây tạp âm.....	80
3.5.2. Đặc trưng của tạp âm	80
3.5.3. Tạp âm nhiệt.....	81
3.5.4. Tạp âm từ mặt đất	82
3.5.5. Hệ số tạp âm.....	84
3.5.6. Tỷ số công suất sóng mang trên công suất tạp âm	85
3.6. Tính toán dự trữ tuyến có tính đến các tổn hao khác.....	86
3.6.1. Các tổn hao khác	86
3.6.2. Tuyến lên trời trong	87
3.6.3. Tuyến lên trời mưa.....	89
3.6.4. Tuyến xuống trời trong	90
3.6.5. Tuyến xuống trời mưa.....	92
3.6.6. Mức công suất trên toàn tuyến (ES - SL - ES).....	93
3.7. Nhận xét về chất lượng đường truyền	94
3.8. Đặc điểm kênh truyền trên mặt đất của hệ thống thông tin di động vệ tinh	95
3.8.1. Đặc điểm chung	95
3.8.2. Đặc điểm truyền sóng và phân vùng nghiên cứu	96
3.8.3. Các mô hình kênh truyền băng hẹp.....	97
3.8.3.1. Tổng quan.....	97
3.8.3.2. Mô hình thực nghiệm và ảnh hưởng của “bóng râm” hai bên lề đường.....	98
3.8.4. Các mô hình phân bố xác suất.....	99
3.8.4.1. Trường hợp sóng trực tiếp hoàn toàn bị che khuất.....	100
3.8.4.2. Trường hợp sóng trực tiếp không bị che khuất.....	100
3.8.4.3. Trường hợp sóng trực tiếp bị che khuất từng phần.....	101
3.8.4.4. Mô hình thực nghiệm và phân bố xác suất.....	101
3.8.4.5. Mô hình Markov N-trạng thái.....	102
3.8.5. Các mô hình phân tích hình học.....	103
3.8.6. Các mô hình kênh truyền băng rộng	103

Chương 4. TRUYỀN TÍN HIỆU TRÊN KÊNH THÔNG TIN VỆ TINH

4.1. Tín hiệu và các đặc trưng của tín hiệu.....	105
4.2. Kênh truyền thông tin vệ tinh	107
4.2.1. Mô hình kênh truyền	107
4.2.2. Đặc tính kỹ thuật kênh truyền	108
4.3. Truyền tín hiệu tương tự trên kênh thông tin vệ tinh.....	109
4.3.1. Tổng quan về truyền tín hiệu tương tự.....	109
4.3.2. Ghép kênh FDM.....	110
4.3.3. Công suất trung bình của ghép kênh FDM	111
4.3.4. Truyền tín hiệu thoại trên kênh đơn/điều tần (SCPC/FM).....	111
4.3.5. Truyền tín hiệu thoại điều tần ghép kênh phân chia theo tần số FDM/FM.....	112

4.3.6. Truyền hình kênh đơn điều chế tần số SCPC/FM.....	113
4.4. Truyền tín hiệu số trên kênh thông tin vệ tinh.....	115
4.4.1. Số hóa các tín hiệu tương tự.....	115
4.4.2. Ghép kênh tín hiệu số. TDM.....	116
4.4.3. Xử lý tín hiệu số trong các kênh thông tin vệ tinh.....	118
4.4.4. Điều chế số.....	120
4.4.4.1. Tổng quan.....	120
4.4.4.2. Điều chế số hai trạng thái - BPSK và DE-BPSK.....	121
4.4.4.3. Mã hoá M mức.....	122
4.4.4.4. Khóa dịch pha cầu phương, QPSK.....	123
4.4.4.5. Khóa dịch pha 8 mức, 8-PSK.....	129
4.4.4.6. Khóa dịch pha 16 mức, 16-PSK.....	135
4.4.4.7. Điều chế biên độ cầu phương, QAM.....	136
4.4.4.8. Khóa dịch pha vi phân, DPSK.....	143
4.4.4.9. Hiệu suất băng tần của điều chế số.....	145
4.4.5. Xác suất lỗi bit và tỷ lệ lỗi bit.....	146
4.4.6. Nhận xét và so sánh các dạng điều chế số.....	150
4.5. Mã hóa và sửa lỗi.....	151
4.5.1. Tổng quan.....	151
4.5.2. Đường truyền có sửa lỗi FEC.....	152
4.5.3. Đường truyền có sửa lỗi ARQ.....	154
4.5.4. Quan hệ giữa công suất và độ rộng dải thông.....	155
4.5.5. Mã kênh.....	156
4.5.5.1. Các mã khối tuyến tính.....	156
4.5.5.2. Mã vòng.....	158
4.5.5.3. Mã BCH và mã Reed-Solomon.....	159
4.5.5.4. Mã chập.....	160
4.5.6. Đan xen.....	165
4.5.7. Mã Turbo.....	166
4.6. Nhận xét so sánh giữa truyền tin tương tự và truyền tin số trên các kênh thông tin vệ tinh.....	167
4.6.1. Tổng quan.....	167
4.6.2. Truyền tín hiệu tương tự.....	167
4.6.3. Truyền tín hiệu số và so sánh.....	168
Chương 5. ĐA TRUY NHẬP TRONG CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH.....	170
5.1. Các phương thức đa truy nhập trong thông tin vệ tinh.....	170
5.1.1. Tổng quan.....	170
5.1.2. Đa truy nhập đến một kênh cụ thể của bộ phát đáp vệ tinh.....	171
5.1.3. Đa truy nhập đến bộ phát đáp vệ tinh.....	173
5.2. Đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA) trong thông tin vệ tinh.....	173

5.2.1. Tổng quan về phân bố dải tần của bộ phát đáp vệ tinh	173
5.2.2. Các mô hình truyền tín hiệu của đa truy nhập FDMA	174
5.2.3. Nhiều kênh lân cận.....	175
5.2.4. Ảnh hưởng của điều biến qua lại trong hệ thống đa truy nhập FDMA.....	177
5.2.4.1. Định nghĩa các tính điều biến qua lại	177
5.2.4.2. Ảnh hưởng của tạp âm điều biến qua lại	179
5.2.4.3. Tỷ số công suất sóng mang trên công suất mật độ phổ tạp âm điều biến qua lại $(C/N_0)_{lm}$	179
5.2.4.4. Tỷ số mật độ phổ công suất sóng mang trên mật độ phổ công suất tạp âm cho toàn tuyến liên lạc (trạm mặt đất – vệ tinh – trạm mặt đất)	
5.2.5. Nhận xét chung về đa truy nhập FDMA trong thông tin vệ tinh.....	180
5.3. Đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA) trong thông tin vệ tinh.....	181
5.3.1. Tổng quan về đa truy nhập TDMA và truyền burst	181
5.3.2. Tạo lập burst.....	182
5.3.3. Cấu trúc khung	185
5.3.4. Thu burst	185
5.3.5. Đồng bộ trong hệ thống thông tin vệ tinh TDMA.....	187
5.3.5.1. Các chuyển động dư của vệ tinh địa tĩnh.....	187
5.3.5.2. Sự liên quan của điểm khởi đầu khung giữa phát và thu.....	188
5.3.5.3. Đồng bộ theo phương pháp vòng kín	190
5.3.5.4. Đồng bộ theo phương pháp vòng hở	191
5.3.6. Nhận xét chung về đa truy nhập TDMA trong thông tin vệ tinh	191
5.4. Đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) trong thông tin vệ tinh	192
5.4.1. Tổng quan	192
5.4.2. Đa truy nhập phân chia theo mã dùng kỹ thuật trải phổ dãi trực tiếp (DS-SS)	193
5.4.2.1. Nguyên lý hoạt động.....	193
5.4.2.2. Sự chiếm dụng phổ	194
5.4.3. Thực hiện đa truy nhập CDMA trong hệ thống thông tin vệ tinh.....	194
5.4.4. Chống can nhiễu giữa các hệ thống đa truy nhập CDMA.....	195
5.4.5. Chống hiện tượng đa hành trình trong đa truy nhập CDMA	196
5.4.6. Đa truy nhập phân chia theo mã dùng kỹ thuật nhảy tần (FH-SS).....	196
5.4.6.1. Nguyên lý hoạt động.....	196
5.4.6.2. Phổ của tín hiệu nhảy tần.....	197
5.4.6.3. Thực hiện đa truy nhập.....	197
5.4.7. Bảo vệ chống nhiễu.....	198
5.4.8. Tạo mã trong đa truy nhập CDMA	198
5.4.9. Đồng bộ trong đa truy nhập CDMA	199
5.4.9.1. Thu nhận chuỗi mã	199
5.4.9.2. Bám mã.....	200

5.4.10. Nhận xét chung về đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) trong các hệ thống thông tin vệ tinh.....	200
5.5. Các phương pháp đa truy nhập khác.....	201
5.5.1. Đa truy nhập gán cố định (FAMA).....	202
5.5.2. Đa truy nhập gán theo yêu cầu (DAMA).....	202
5.5.2.1. Gán theo yêu cầu đối với kênh	203
5.5.2.2. Gán theo yêu cầu đối với vệ tinh.....	203
5.5.3. Nhận xét so sánh giữa gán cố định và gán theo yêu cầu.....	204
5.5.4. Ví dụ một số hệ thống thông tin vệ tinh.....	204
5.5.4.1. Hệ thống SPADE.....	204
5.5.4.2. Hệ thống TELECOM-1	207
5.5.4.3. Hệ thống SBS	210
5.5.5. Quản lý tập trung, phi tập trung đối với gán theo yêu cầu.....	210
5.5.6. Nhận xét chung về gán cố định và gán theo yêu cầu	210
5.5.7. Truy cập ngẫu nhiên.....	211
5.6. Nhận xét chung về đa truy nhập trong thông tin vệ tinh.....	212
Bài tập	213
Thuật ngữ và chữ viết tắt	217
Tài liệu tham khảo	220

HỆ THỐNG THÔNG TIN VỆ TINH

(Tập 1)

Chịu trách nhiệm xuất bản

LƯU ĐỨC VĂN

Biên tập:	TRẦN VŨ THƯỜNG NGÔ MỸ HẠNH
Chế bản:	HOÀNG VIỆT BẮC
Sửa bản in:	NGÔ MỸ HẠNH
Trình bày bìa:	PHAN THẾ VINH

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở: 18 - Nguyễn Du, TP. Hà Nội

Điện thoại: 04-5772143 – 5772138

Fax: 04-5771037

E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn

Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. HCM: 27 - Nguyễn Bình Khiêm, Quận 1, TP. Hồ Chí Minh

Điện thoại: 08-9100925

Fax: 08-9100924

E-mail: chinhanh-nxbbd@hcm.vnn.vn

Chi nhánh TP. ĐN: 42 - Trần Quốc Toàn, TP. Đà Nẵng

Điện thoại: 0511-3897467

Fax: 0511-3843359

E-mail: pnbich@mic.gov.vn

NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN

Trụ sở: 18 Nguyễn Du, TP. Hà Nội

Điện thoại: 04-5772143, 04-5772138

Fax: 04-5772037

E-mail: nxbbuudien@mic.gov.vn

Website: www.nxbbuudien.com.vn

Chi nhánh TP. Hồ Chí Minh: 27 Nguyễn Bình Khiêm, quận 1, 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: ptnbich@mic.gov.vn

MỜI CÁC BẠN TÌM ĐỌC

1. CÁC TỔNG ĐÀI ĐA DỊCH VỤ TRÊN MẠNG VIỄN THÔNG THẾ HỆ SAU
2. HỆ THỐNG THÔNG TIN QUANG (02 TẬP)
3. CHỮ KÝ SỐ, CHỨNG CHỈ SỐ VÀ CƠ SỞ HẠ TẦNG KHÓA CÔNG KHAI:
CÁC VẤN ĐỀ KỸ THUẬT VÀ ỨNG DỤNG
4. AN NINH TRONG THÔNG TIN DI ĐỘNG
5. MẠNG VÔ TUYẾN TÙY BIẾN
6. MẠNG THÔNG TIN QUANG THẾ HỆ SAU
7. LÝ THUYẾT THÔNG TIN VÀ MÃ HÓA
8. CUỘC CÁCH MẠNG NOKIA

SÁCH CỦA NHÀ XUẤT BẢN BƯU ĐIỆN CÓ BÁN TẠI:

1. **Nhà sách Tiên 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

¥887 2.7

Giá: 50.000đ