

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



# **LÝ THUYẾT TRẢI PHỒ VÀ ĐA TRUY NHẬP VÔ TUYẾN**

*(Dùng cho sinh viên hệ đào tạo đại học từ xa)*

**Lưu hành nội bộ**

**HÀ NỘI - 2006**

# **LÝ THUYẾT TRẢI PHỔ VÀ ĐA TRUY NHẬP VÔ TUYẾN**

**Biên soạn : TS. NGUYỄN PHẠM ANH DŨNG**

## LỜI NÓI ĐẦU

Các công nghệ đa truy nhập là nền tảng của các hệ thống thông tin đa truy nhập vô tuyến nói chung và thông tin di động nói riêng. Các công nghệ này cho phép các hệ thống đa truy nhập vô tuyến phân bổ tài nguyên vô tuyến một cách hiệu suất cho các người sử dụng. Tùy thuộc vào việc sử dụng tài nguyên vô tuyến để phân bổ cho các người sử dụng mà các công nghệ này được phân chia thành: đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA), đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA), đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA) và đa truy nhập phân chia theo không gian (SDMA). Các hệ thống thông tin di động mới đều sử dụng kết hợp cả bốn công nghệ đa truy nhập này để phân bổ hiệu quả nhất tài nguyên cho các người sử dụng. Công nghệ đa truy nhập phân chia theo mã với nhiều ưu việt so với các công nghệ khác nên ngày càng trở thành công nghệ đa truy nhập chính.

Công nghệ đa truy nhập CDMA được xây dựng trên cơ sở kỹ thuật trải phổ. Kỹ thuật trải phổ đã được nghiên cứu và áp dụng trong quân sự từ những năm 1930, tuy nhiên gần đây các kỹ thuật này mới được nghiên cứu và áp dụng thành công trong các hệ thống tin vô tuyến tổ ong. Các phần tử cơ bản của mọi hệ thống trải phổ là các chuỗi giả ngẫu nhiên. Có thể coi rằng Sol Golomb là người đã dành nhiều nghiên cứu toán học cho vấn đề này trong các công trình của ông vào những năm 1950. Ý niệm đầu tiên về đa truy nhập trải phổ phân chia theo mã (SSCDMA: Spread Spectrum Code Division Multiple Access) đã được R.Price và P.E.Green trình bày trong bài báo của mình năm 1958. Vào đầu những năm 1970 rất nhiều bài báo đã chỉ ra rằng các hệ thống thông tin CDMA có thể đạt được dung lượng cao hơn các hệ thống thông tin đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA: Time Division Multiple Access). Các hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp đã được xây dựng vào những năm 1950. Thí dụ về các hệ thống đầu tiên là: ARC-50 của Magnavox và các hệ thống thông tin vô tuyến vệ tinh OM-55, USC-28. Trong các bài báo của mình (năm 1966) các tác giả J.W.Schwartz, W.J.M.Aein và J. Kaiser là những người đầu tiên so sánh các kỹ thuật đa truy nhập FDMA, TDMA và CDMA. Các thí dụ khác về các hệ thống quân sự sử dụng công nghệ CDMA là vệ tinh thông tin chiến thuật TATS và hệ thống định vị toàn cầu GPS. Ở Mỹ các vấn đề về cạn kiệt dung lượng thông tin di động đã nảy sinh từ những năm 1980. Tình trạng này đã tạo cơ hội cho các nhà nghiên cứu ở Mỹ tìm ra một phương án thông tin di động số mới. Để tìm kiếm hệ thống thông tin di động số mới người ta nghiên cứu công nghệ đa truy nhập phân chia theo mã trên cơ sở trải phổ (CDMA). Được thành lập vào năm 1985, Qualcomm, sau đó được gọi là "Thông tin Qualcomm" (Qualcomm Communications) đã phát triển công nghệ CDMA cho thông tin di động và đã nhận được nhiều bằng phát minh trong lĩnh vực này. Lúc đầu công nghệ này được đón nhận một cách dè dặt do quan niệm truyền thống về vô tuyến là mỗi cuộc thoại đòi hỏi một kênh vô tuyến riêng. Đến nay công nghệ này đã trở thành công nghệ thống trị ở Bắc Mỹ và nền tảng của thông tin di động thế hệ ba. Qualcomm đã đưa ra phiên bản CDMA đầu tiên được gọi là IS-95A. Hiện nay phiên bản mới IS-2000 và W-CDMA đã được đưa ra cho hệ thống thông tin di động thứ 3.

Trong lĩnh vực thông tin di động vệ tinh càng ngày càng nhiều hệ thống tiếp nhận sử dụng công nghệ CDMA. Các thí dụ điển hình về việc sử dụng công nghệ này cho thông tin vệ tinh là: Hệ thống thông tin di động vệ tinh quỹ đạo thấp (LEO: Low Earth Orbit) Loral/Qualcomm Global

Star sử dụng 48 vệ tinh, Hệ thống thông tin di động vệ tinh quỹ đạo trung bình (MEO: Medium Earth Orbit) TRW sử dụng 12 vệ tinh.

Một trong các hạn chế chính của các hệ thống CDMA hiện nay là hiệu năng của chúng phụ thuộc vào nhiễu của các người sử dụng cùng tần số, MUI (Multi user Interference). Đây là lý do dẫn đến giảm dung lượng và đòi hỏi phải điều khiển công suất nhanh. Các máy thu liên kết đa người sử dụng (MUD: Multi User Detector) sẽ cho phép các hệ thống CDMA mới dần khắc phục được các nhược điểm này và cho phép CDMA tỏ rõ được ưu điểm vượt trội của nó.

Gần đây một số công nghệ đa truy nhập mới như: đa truy nhập phân chia theo tần số trực giao (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access) và CDMA đa sóng mang (MC CDMA: Multicarrier CDMA) cũng trở thành đề tài nghiên cứu của nhiều trường đại học và các phòng thí nghiệm trên thế giới. Đây là các phương pháp đa truy nhập mới đầy triển vọng. Điều chế OFDM là cơ sở để xây dựng OFDMA đã được công nhận là tiêu chuẩn cho WLAN 802.11 và HIPERLAN. Trong tương lai hai công nghệ đa truy nhập này rất có thể sẽ tìm được các ứng dụng mới trong các hệ thống thông tin đa truy nhập vô tuyến băng rộng đa phương tiện và di động thế hệ sau.

Tài liệu bao gồm các bài giảng về môn học "Lý thuyết trải phổ và đa truy nhập vô tuyến" được biên soạn theo chương trình đại học công nghệ viễn thông của Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông. Mục đích của tài liệu là cung cấp cho sinh viên các kiến thức căn bản nhất về các phương pháp đa truy nhập vô tuyến và lý thuyết trải phổ để có thể tiếp cận các công nghệ thông tin vô tuyến di động mới đang và sẽ phát triển rất nhanh.

Tài liệu này được xây dựng trên cơ sở sinh viên đã học các môn: Anten và truyền sóng, Truyền dẫn vô tuyến số. Tài liệu là cơ sở để sinh viên học các môn học: Thông tin di động, Thông tin vệ tinh và các Hệ thống thông tin đa truy nhập vô tuyến khác như WLAN.

Do hạn chế của thời lượng nên tài liệu này chỉ bao gồm các phần căn bản liên quan đến các kiến thức cơ sở về lý thuyết trải phổ và đa truy nhập. Tuy nhiên học kỹ tài liệu này sinh viên có thể hoàn chỉnh thêm kiến thức của môn học bằng cách đọc các tài liệu tham khảo dẫn ra ở cuối tài liệu này.

Tài liệu này được chia làm sáu chương. Được kết cấu hợp lý để sinh viên có thể tự học. Mỗi chương đều có phần giới thiệu chung, nội dung, tổng kết, câu hỏi và bài tập. Cuối tài liệu là đáp án cho các bài tập.

Người biên soạn: TS. Nguyễn Phạm Anh Dũng

# CHƯƠNG 1

## TỔNG QUAN CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐA TRUY NHẬP VÔ TUYẾN VÀ KỸ THUẬT TRẢI PHỔ

### 1.1. GIỚI THIỆU CHUNG

#### 1.1.1. Các chủ đề được trình bày trong chương

- Tổng quan FDMA
- Tổng quan TDMA
- Tổng quan CDMA
- Tổng quan SDMA
- So sánh dung lượng các hệ thống FDMA, TDMA và CDMA

#### 1.1.2. Hướng dẫn

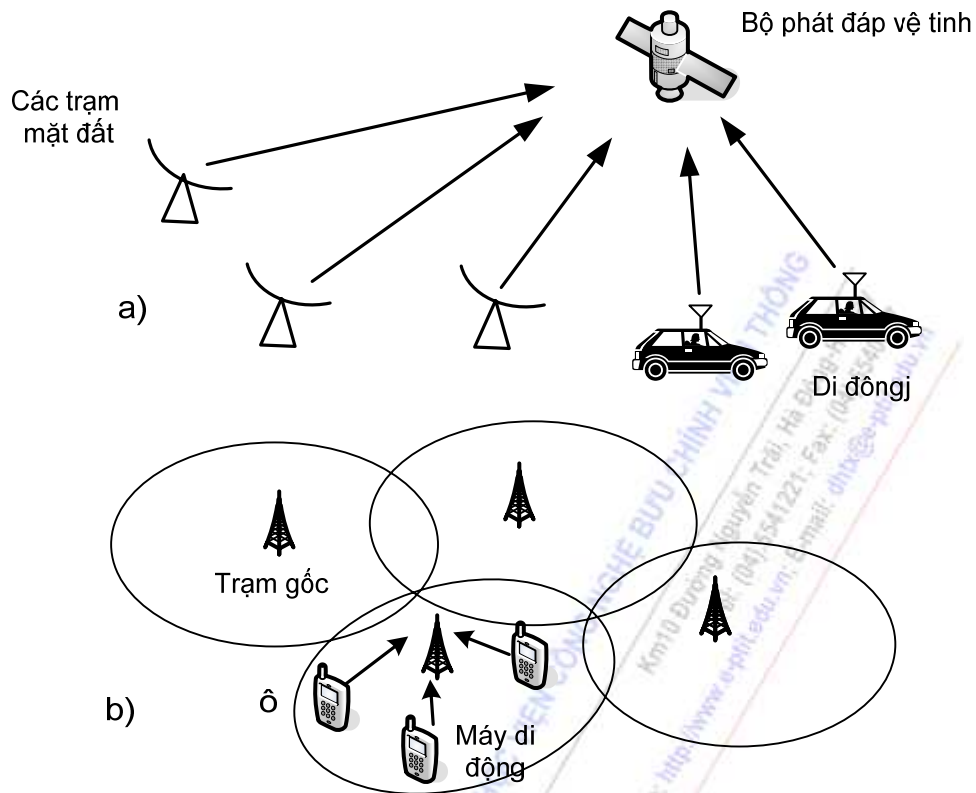
- Học kỹ các tư liệu được trình bày trong chương này
- Tham khảo thêm [2]
- Trả lời các câu hỏi và bài tập cuối chương

#### 1.1.3. Mục đích chương

- Hiểu được tổng quan các phương pháp đa truy nhập
- Hiểu cách so sánh được dung lượng của các hệ thống đa truy nhập khác nhau

### 1.2. MỞ ĐẦU

Các phương thức đa truy nhập vô tuyến được sử dụng rộng rãi trong các mạng thông tin di động. Trong chương này ta sẽ xét tổng quan các phương pháp đa truy nhập được sử dụng trong thông tin vô tuyến. Ngoài ra ta cũng xét kỹ thuật trải phổ như là kỹ thuật cơ sở cho các hệ thống thông tin di động CDMA. Mô hình của một hệ thống đa truy nhập được cho ở hình 1.1.



**Hình 1.1. Các hệ thống đa truy nhập: a) các đầu cuối mặt đất và bộ phát đáp, b) các trạm di động và các trạm gốc.**

Thông thường ở một hệ thống thông tin đa truy nhập vô tuyến có nhiều trạm đầu cuối và một số các trạm có nhiệm vụ kết nối các trạm đầu cuối này với mạng hoặc chuyển tiếp các tín hiệu từ các trạm đầu cuối đến một trạm khác. Các trạm đầu cuối ở trong các hệ thống thông tin di động mặt đất là các máy di động còn các trạm đầu cuối trong các hệ thống thông tin vệ tinh là các trạm thông tin vệ tinh mặt đất. Các trạm kết nối các trạm đầu cuối với mạng hoặc chuyển tiếp các tín hiệu từ các trạm đầu cuối đến các trạm khác là các trạm gốc trong thông tin di động mặt đất hoặc các bộ phát đáp trên vệ tinh trong các hệ thống thông tin vệ tinh. Do vai trò của trạm gốc trong thông tin di động mặt đất và bộ phát đáp vệ tinh cũng như máy di động và trạm mặt đất giống nhau ở các hệ thống đa truy nhập vô tuyến nên trong phần này ta sẽ xét chúng đôi lần cho nhau. Trong các hệ thống thông tin đa truy nhập vô tuyến bao giờ cũng có hai đường truyền: một đường từ các trạm đầu cuối đến các trạm gốc hoặc các trạm phát đáp, còn đường khi theo chiều ngược lại. Theo quy ước chung đường thứ nhất được là đường lên còn đường thứ hai được gọi là đường xuống. Các phương pháp đa truy nhập được chia thành bốn loại chính:

- Đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA: Frequency Division Multiple Access).
- Đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA: Time Division Multiple Access).
- Đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA: Code Division Multiple Access).
- Đa truy nhập phân chia theo không gian (SDMA: Space Division Access).

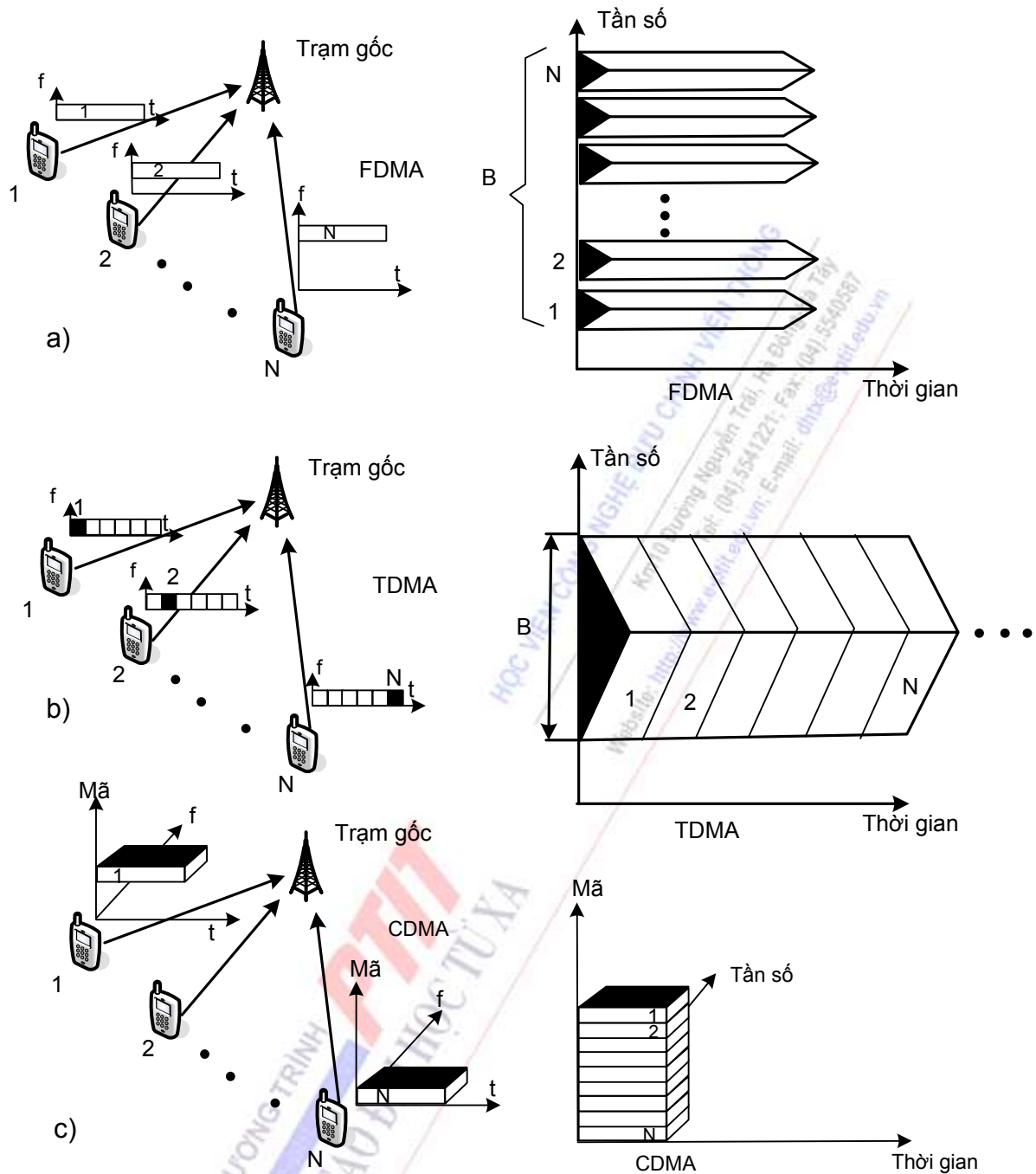
Các phương pháp đa truy nhập cơ bản nói trên có thể kết hợp với nhau để tạo thành một phương pháp đa truy nhập mới.

Các phương pháp đa truy nhập được xây dựng trên cơ sở phân chia tài nguyên vô tuyến cho các nguồn sử dụng (các kênh truyền dẫn) khác nhau.



Nguyên lý của ba phương pháp đa truy nhập cơ bản đầu tiên được cho ở hình 1.2. Mỗi kênh người sử dụng vô tuyến trong hệ thống vô tuyến tổ ong mặt đất hay một trạm đầu cuối trong hệ thống thông tin vệ tinh đa trạm sử dụng một sóng mang có phổ nằm trong băng tần của kênh vào thời điểm hoạt động của kênh. Tài nguyên dành cho kênh có thể được trình bày ở dạng một hình chữ nhật trong mặt phẳng thời gian và tần số. Hình chữ nhật này thể hiện độ rộng của kênh và thời gian hoạt động của nó (hình 1.2). Khi không có một quy định trước các sóng mang đồng thời chiếm hình chữ nhật này và gây nhiễu cho nhau. Để tránh được can nhiễu này các máy thu của trạm gốc (hay các phát thu của các trạm phát đáp trên vệ tinh) và các máy thu của các trạm đầu cuối phải có khả năng phân biệt các sóng mang thu được. Để đạt được sự phân biệt này các tài nguyên phải được phân chia:

- Như là hàm số của vị trí năng lượng sóng mang ở vùng tần số. Nếu phổ của sóng mang chiếm các băng tần con khác nhau, máy thu có thể phân biệt các sóng mang bằng cách lọc. Đây là nguyên lý đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA: Frequency Division Multiple Access, hình 1.2a).
- Như là hàm vị trí thời gian của các năng lượng sóng mang. Máy thu thu lần lượt các sóng mang cùng tần số theo thời gian và phân tách chúng bằng cách mở cổng lần lượt theo thời gian thậm chí cả khi các sóng mang này chiếm cùng một băng tần số. Đây là nguyên lý đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA: Time Division Multiple Access; hình 1.2b).
- Như là hàm phụ thuộc mã của các năng lượng sóng mang. Máy thu thu đồng thời các sóng mang cùng tần số và phân tách chúng bằng cách giải mã các sóng mang này theo mã mà chúng được phát. Do mỗi kênh hay nguồn phát có một mã riêng nên máy thu có thể phân biệt được sóng mang thậm chí tất cả các sóng mang đồng thời chiếm cùng một tần số. Mã phân biệt kênh hay nguồn phát thường được thực hiện bằng các mã giả tạp âm (PN: Pseudo Noise Code). Phương pháp này được gọi là đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA: Code Division Multiple Access; hình 1.2c). Việc sử dụng các mã này dẫn đến sự mở rộng đáng kể phổ tần của sóng mang so với phổ mà nó có thể có khi chỉ được điều chế bởi thông tin hữu ích. Đây cũng là lý do mà CDMA còn được gọi là đa truy nhập trải phổ (SSMA: Spread Spectrum Multiple Access).
- Như là hàm phụ thuộc vào không gian của các năng lượng sóng mang. Năng lượng sóng mang của các kênh hay các nguồn phát khác nhau được phân bố hợp lý trong không gian để chúng không gây nhiễu cho nhau. Vì các kênh hay các nguồn phát chỉ sử dụng không gian được quy định trước nên máy thu có thể thu được sóng mang của nguồn phát cần thu thậm chí khi tất cả các sóng mang khác đồng thời phát và phát trong cùng một băng tần. Phương pháp này được gọi là phương pháp đa truy nhập theo không gian (SDMA: Space Division Multiple Access). Có nhiều biện pháp để thực hiện SDMA như:



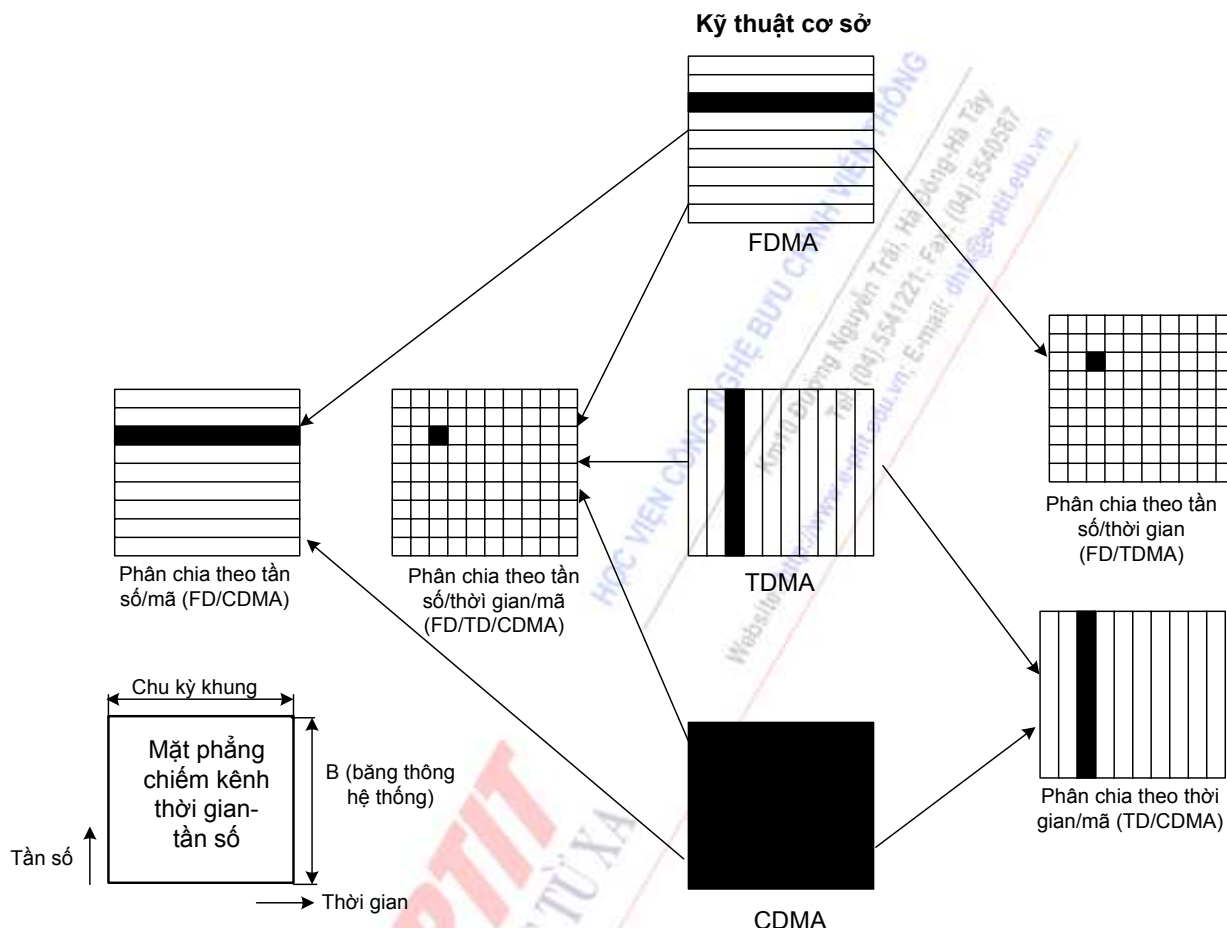
**Hình 1.2. Nguyên lý đa truy nhập: a) Đa truy nhập phân chia theo tần số (FDMA); b) Đa truy nhập phân chia theo thời gian (TDMA); c) Đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA)**

1. Sử dụng lặp tần số cho các nguồn phát tại các khoảng cách đủ lớn trong không gian để chúng không gây nhiễu cho nhau. Phương pháp này thường được gọi là phương pháp tái sử dụng tần số và khoảng cách cần thiết để các nguồn phát cùng tần số không gây nhiễu cho nhau được gọi là khoảng cách tái sử dụng tần số. Cần lưu ý rằng thuật ngữ tái sử dụng tần số cũng được sử dụng cho trường hợp hai nguồn phát hay hai kênh truyền dẫn sử dụng chung tần số nhưng được phát đi ở hai phân cực khác nhau.



2. Sử dụng các anten thông minh (Smart Anten). Các anten này cho phép tập trung năng lượng sóng mang của nguồn phát vào hướng có lợi nhất cho máy thu chủ định và tránh gây nhiễu cho các máy thu khác.

Các phương pháp đa truy nhập nói trên có thể kết hợp với nhau. Hình 1.3 cho thấy các cách kết hợp của ba phương pháp đa truy nhập đầu tiên.



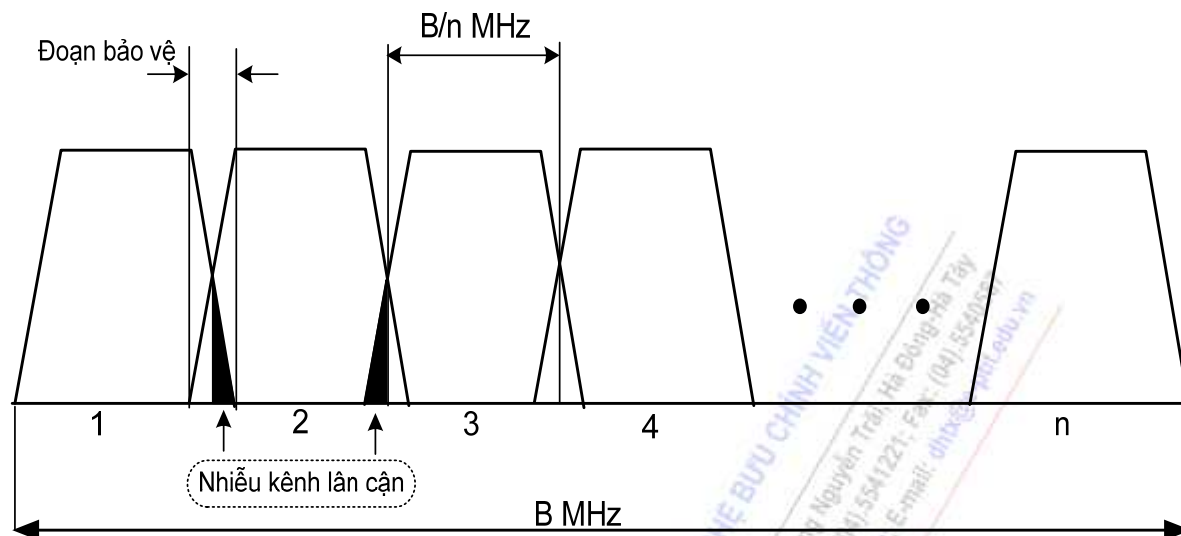
Hình 1.3. Kết hợp ba dạng đa truy nhập cơ sở thành các dạng đa truy nhập lai ghép

### 1.3. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ, FDMA

#### 1.3.1. Nguyên lý FDMA

Trong phương pháp đa truy nhập này độ rộng băng tần cấp phát cho hệ thống  $B$  MHz được chia thành  $n$  băng tần con, mỗi băng tần con được ấn định cho một kênh riêng có độ rộng băng tần là  $B/n$  MHz (hình 1.4). Trong dạng đa truy nhập này các máy vô tuyến đầu cuối phát liên tục một số sóng mang đồng thời trên các tần số khác nhau. Cần đảm bảo các khoảng bảo vệ giữa từng kênh bị sóng mang chiếm để phòng ngừa sự không hoàn thiện của các bộ lọc và các bộ dao động. Máy thu đường xuống hoặc đường lên chọn sóng mang cần thiết theo tần số phù hợp.

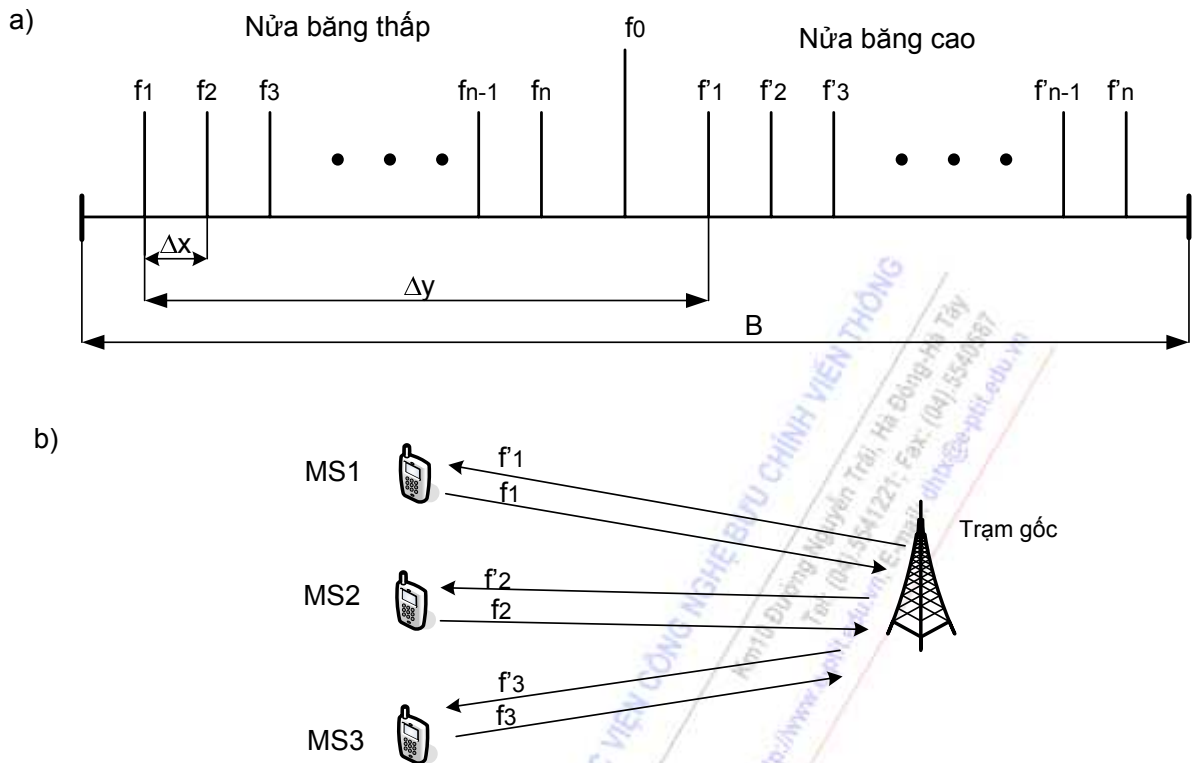
Như vậy FDMA là phương thức đa truy nhập mà trong đó mỗi kênh được cấp phát một tần số cố định. Để đảm bảo FDMA tốt tần số phải được phân chia và quy hoạch thống nhất trên toàn thế giới.



**Hình 1.4. FDMA và nhiều giao thoa kênh lân cận**

Để đảm bảo thông tin song công tín hiệu phát thu của một máy thuê bao phải hoặc được phát ở hai tần số khác nhau hay ở một tần số nhưng khoảng thời gian phát thu khác nhau. Phương pháp thứ nhất được gọi là ghép song công theo tần số (FDMA/FDD, FDD: Frequency Division Duplex) còn phương pháp thứ hai được gọi là ghép song công theo thời gian (FDMA/TDD, TDD: Time Division Duplex).

Phương pháp thứ nhất được mô tả ở hình 1.5. Trong phương pháp này băng tần dành cho hệ thống được chia thành hai nửa: một nửa thấp (Lower Half Band) và một nửa cao (Upper Half Band). Trong mỗi nửa băng tần người ta bố trí các tần số cho các kênh (xem hình 1.5a). Trong hình 1.5a các cặp tần số ở nửa băng thấp và nửa băng cao có cùng chỉ số được gọi là cặp tần số thu phát hay song công, một tần số sẽ được sử dụng cho máy phát còn một tần số được sử dụng cho máy thu của cùng một kênh, khoảng cách giữa hai tần số này được gọi là khoảng cách thu phát hay song công. Khoảng cách gần nhất giữa hai tần số trong cùng một nửa băng được gọi là khoảng cách giữa hai kênh lân cận ( $\Delta x$ ), khoảng cách này phải được chọn đủ lớn để đối với một tỷ số tín hiệu trên tạp âm cho trước (SNR: Signal to Noise Ratio) hai kênh cạnh nhau không thể gây nhiễu cho nhau. Như vậy mỗi kênh bao gồm một cặp tần số: một tần số ở băng tần thấp và một tần số ở băng tần cao để đảm bảo thu phát song công. Thông thường ở đường phát đi từ trạm gốc (hay bộ phát đáp) xuống trạm đầu cuối (thu ở trạm đầu cuối) được gọi là đường xuống, còn đường phát đi từ trạm đầu cuối đến trạm gốc (hay trạm phát đáp) được gọi là đường lên. Khoảng cách giữa hai tần số đường xuống và đường lên là  $\Delta Y$  như thấy trên hình vẽ. Trong thông tin di động tần số đường xuống bao giờ cũng cao hơn tần số đường lên để suy hao ở đường lên thấp hơn đường xuống do công suất phát từ máy cầm tay không thể lớn. Trong thông tin vệ tinh thì tùy thuộc vào hệ thống, tần số đường xuống có thể thấp hoặc cao hơn tần số đường lên, chẳng hạn ở các hệ thống sử dụng các trạm thông tin vệ tinh mặt đất lớn người ta thường sử dụng tần số đường lên cao hơn đường xuống, ngược lại ở các hệ thống thông tin vệ tinh (như di động chẳng hạn) do trạm mặt đất nhỏ nên tần số đường lên được sử dụng thấp hơn tần số đường xuống.



**Ký hiệu**

$\Delta x$ : Khoảng cách tần số giữa hai kênh lân cận

$\Delta y$ : Khoảng cách tần số thu phát

B: Băng thông cấp phát cho hệ thống

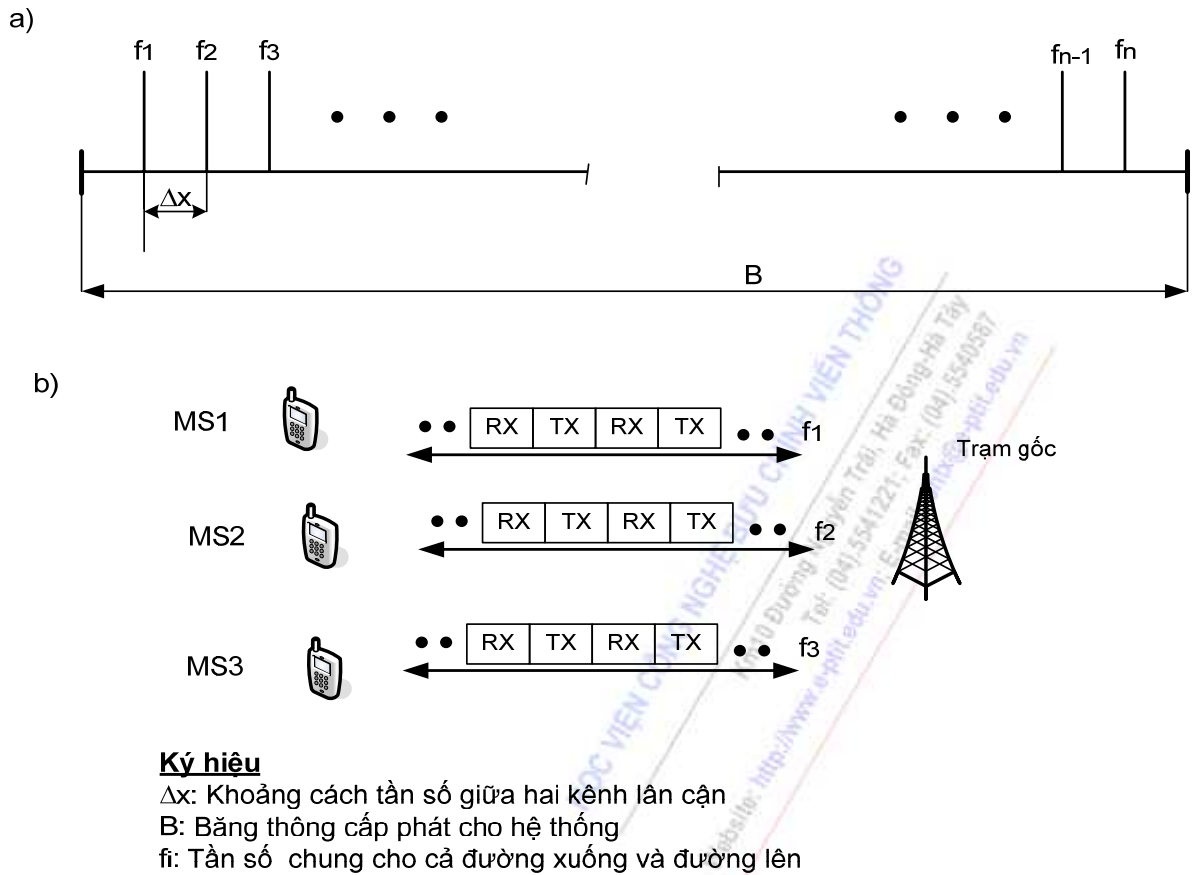
$f_0$ : Tần số trung tâm

$f'_i$ : Tần số đường xuống

$f_i$ : Tần số đường lên

**Hình 1.5. Phân bố tần số và phương pháp FDMA/FDD**

Trong phương pháp thứ hai (FDMA/TDD) cả máy thu và máy phát có thể sử dụng chung một tần số (nhưng phân chia theo thời gian) khi này băng tần chỉ là một và mỗi kênh có thể chọn một tần số bất kỳ trong băng tần (phương pháp ghép song công theo thời gian: TDD). Phương pháp này được mô tả ở hình 1.6. Hình 1.6 cho thấy kênh vô tuyến giữa trạm gốc và máy đầu cuối chỉ sử dụng một tần số  $f_i$  cho cả phát và thu. Tuy nhiên phát thu luân phiên, chẳng hạn trước tiên trạm gốc phát xuống máy thu đầu cuối ở khe thời gian được ký hiệu là Tx, sau đó nó ngừng phát và thu tín hiệu phát đi từ trạm đầu cuối ở khe thời gian được ký hiệu là Rx, sau đó nó lại phát ở khe Tx ....



Hình 1.6. Phân bố tần số và phương pháp FDMA/TDD

### 1.3.2. Nhiễu giao thoa kênh lân cận

Từ hình 1.4 ta thấy độ rộng của kênh bị chiếm dụng bởi một số sóng mang ở các tần số khác nhau. Các sóng mang này được phát đi từ một trạm gốc đến tất cả các máy vô tuyến đầu cuối nằm trong vùng phủ của anten trạm này. Máy thu của các máy vô tuyến đầu cuối phải lọc ra các sóng mang tương ứng với chúng, việc lọc sẽ được thực hiện dễ dàng hơn khi phổ của các sóng mang được phân cách với nhau bởi một băng tần bảo vệ rộng. Tuy nhiên việc sử dụng băng tần bảo vệ rộng sẽ dẫn đến việc sử dụng không hiệu quả độ rộng băng tần của kênh. Vì thế phải thực hiện sự dung hòa giữa kỹ thuật và tiết kiệm phổ tần. Dù có chọn một giải pháp dung hòa nào đi nữa thì một phần công suất của sóng mang lân cận với một sóng mang cho trước sẽ bị thu bởi máy thu được điều hưởng đến tần số của sóng mang cho trước nói trên. Điều này dẫn đến nhiễu do sự giao thoa được gọi là nhiễu kênh lân cận (ACI: Adjacent Channel Interference).

Dung lượng truyền dẫn của từng kênh (tốc độ bit  $R_b$ ) xác định độ rộng băng tần điều chế ( $B_m$ ) cần thiết nhưng phải có thêm một khoảng bảo vệ để tránh nhiễu giao thoa giữa các kênh lân cận nên  $B_m < B/n$ . Do vậy dung lượng thực tế lớn hơn dung lượng cực đại nhận được bởi một kỹ thuật điều chế cho trước. Vì vậy hiệu suất sử dụng tần số thực sự sẽ là  $n/B$  kênh lưu lượng trên MHz.

Trong các hệ thống điện thoại không dây FDMA điển hình của châu Âu hiệu suất sử dụng tần số thực của các hệ thống điện thoại không dây là 20 kênh/MHz còn đối với điện thoại không dây số là 10 kênh/MHz.

Về mặt kết cấu, FDMA có nhược điểm là mỗi sóng mang tần số vô tuyến chỉ truyền được một Erlang vì thế nếu các trạm gốc cần cung cấp  $N$  Erlang dung lượng thì phải cần  $N$  bộ thu phát cho mỗi trạm. Ngoài ra cũng phải cần kết hợp tần số vô tuyến cho các kênh này.

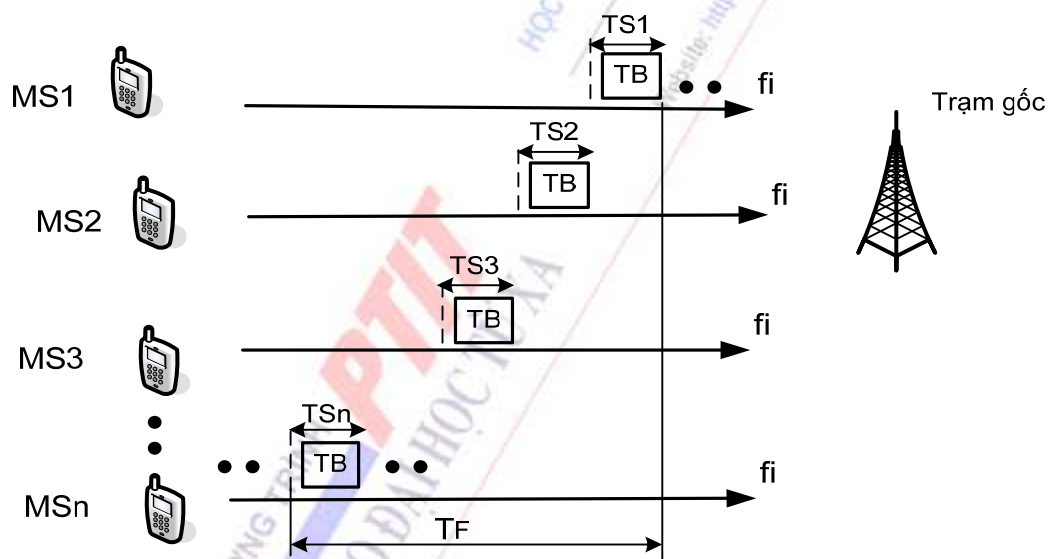
Để tăng hiệu suất sử dụng tần số có thể sử dụng FDMA kết hợp với ghép song công theo thời gian (FDMA/TDD). Ở phương pháp này một máy thu phát chỉ sử dụng một tần số và thời gian phát thu luân phiên (hình 1.6).

Phương pháp FDMA ít nhạy cảm với sự phân tán thời gian do truyền lan sóng, không cần đồng bộ và không xảy ra trễ do không cần xử lý tín hiệu nhiều, vì vậy giảm trễ hồi âm.

## 1.4. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO THỜI GIAN (TDMA)

### 1.4.1. Nguyên lý TDMA

Hình 1.7 cho thấy hoạt động của một hệ thống theo nguyên lý đa truy nhập phân chia theo thời gian. Các máy đầu cuối vô tuyến phát không liên tục trong thời gian  $T_B$ . Sự truyền dẫn này được gọi là cụm. Sự phát đi một cụm được đưa vào một cấu trúc thời gian dài hơn được gọi là chu kỳ khung, tất cả các máy đầu cuối vô tuyến phải phát theo cấu trúc này. Mỗi sóng mang thể hiện một cụm sẽ chiếm toàn bộ độ rộng của kênh vô tuyến được mang bởi tần số sóng mang  $f_i$ .



#### Ký hiệu

TS $_i$ : Khe thời gian dành cho người sử dụng  $i$

TB: Thời gian của một cụm

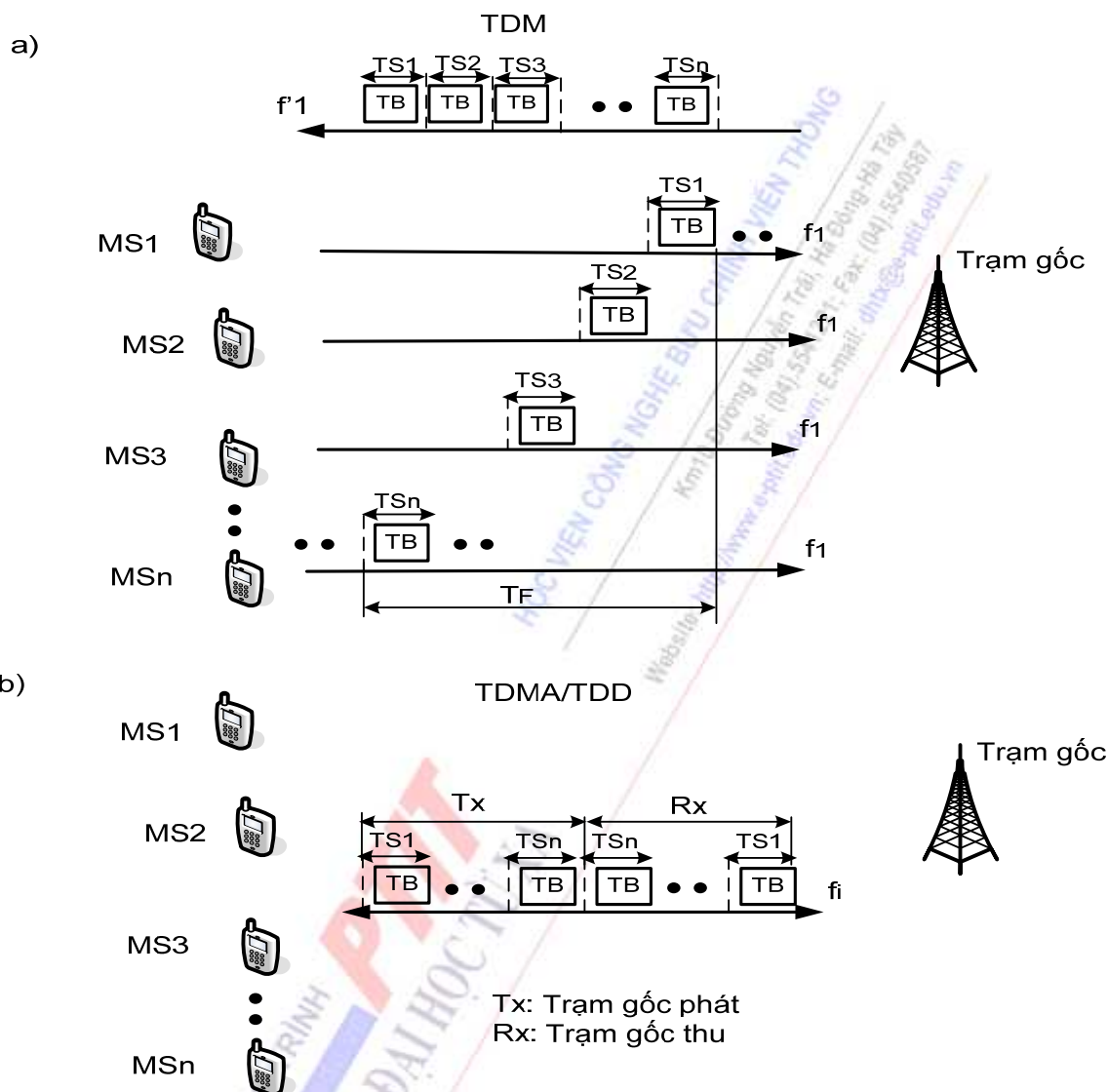
TF: Thời gian của một khung

**Hình 1.7. Nguyên lý TDMA**

Phương pháp vừa nêu ở trên sử dụng cặp tần số song công cho TDMA được gọi là đa truy nhập phân chia theo thời gian với ghép song công theo tần số TDMA/ FDD (FDD: Frequency Division Duplexing). Trong phương pháp này đường lên (từ máy đầu cuối đến trạm gốc) bao gồm các tín hiệu đa truy nhập theo thời gian (TDMA) được phát đi từ các máy đầu cuối đến trạm gốc, còn ở đường xuống (từ trạm gốc đến máy đầu cuối) là tín hiệu ghép kênh theo thời gian (TDM: Time Division Multiplexing) được phát đi từ trạm gốc cho các máy đầu cuối, (xem hình 1.8a).



Để có thể phân bổ tần số thông minh hơn, phương pháp TDMA/TDD (TDD: Time Division Multiplexing) được sử dụng. Trong phương pháp này cả hai đường lên và đường xuống đều sử dụng chung một tần số, tuy nhiên để phân chia đường phát và đường thu các khe thời gian phát và thu được phát đi ở các khoảng thời gian khác nhau (xem hình 1.8b)

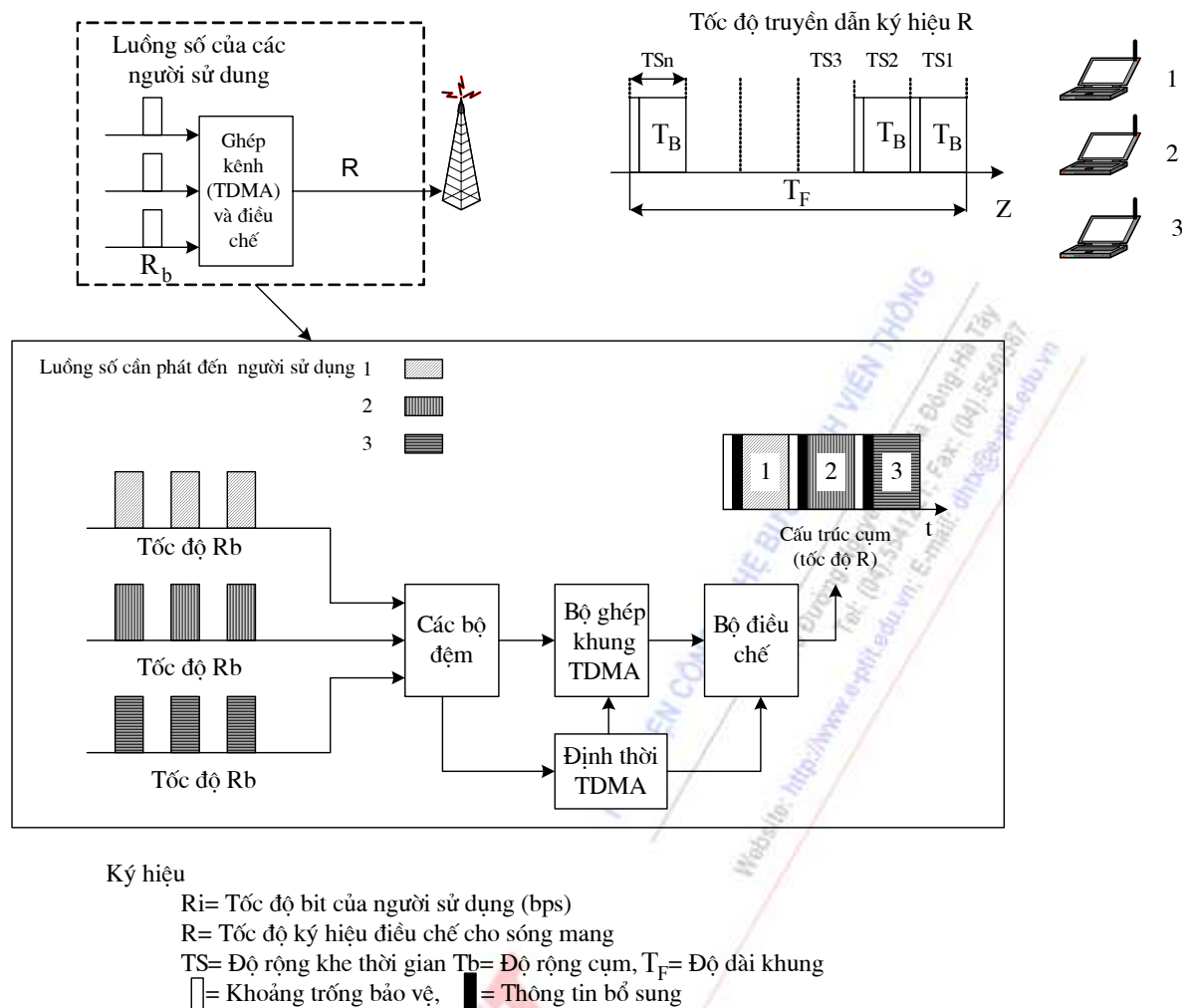


Hình 1.8. Các phương pháp đa truy nhập: a) TDMA/FDD; b) TDMA/TDD

#### 1.4.2 Tạo cụm

Quá trình tạo cụm được mô tả ở hình 1.9. Máy phát của trạm gốc nhận thông tin ở dạng luồng cơ sở hai liên tục có tốc độ bit  $R_b$  từ giao tiếp người sử dụng. Thông tin này phải được lưu giữ ở các bộ nhớ đệm và được ghép thêm thông tin điều khiển bổ sung để tạo thành một cụm bao gồm thông tin của người sử dụng và thông tin điều khiển bổ sung.





**Hình 1.9. Quá trình tạo cụm ở một hệ thống vô tuyến TDMA**

Sau đó cụm được đặt vào khe thời gian  $T_B$  tương ứng ở bộ ghép khung TDMA. Giữa các cụm có thể có các khoảng trống để tránh việc chồng lấn các cụm lên nhau khi đồng bộ không được tốt.

Đầu ra của bộ ghép khung TDMA ta được luồng ghép có tốc độ điều chế  $R$  đưa đến bộ điều chế. Tốc độ điều chế  $R$  điều chế cho sóng mang được xác định như sau:

$$R = R_b(T_F/T_B) \quad [\text{bps}] \quad (1.1)$$

trong đó  $T_B$  thời gian của cụm, còn  $T_F$  là thời gian của một khung.

Giá trị  $R$  lớn khi thời gian của cụm nhỏ và vì thế thời gian chiếm ( $T_B/T_F$ ) cho một kênh để truyền dẫn thấp. Chẳng hạn nếu  $R_b = 10\text{ kbit/s}$  và  $(T_F/T_B) = 10$ , điều chế xảy ra ở tốc độ  $100\text{ kbit/s}$ . Lưu ý rằng  $R$  là tổng dung lượng của mạng đo bằng bps. Từ khảo sát ở trên có thể thấy rằng vì sao dạng truy nhập này luôn luôn liên quan đến truyền dẫn số: nó dễ dàng lưu giữ các bit trong thời gian một khung và nhanh chóng giải phóng bộ nhớ này trong khoảng thời gian một cụm. Không dễ dàng thực hiện dạng xử lý này cho các thông tin tương tự.

Mỗi cụm ngoài thông tin lưu lượng còn chứa thông tin bổ sung như:

- 1) Đầu đề chứa:
  - a. Thông tin đề khôi phục sóng mang (CR: Carrier Recovery) và để đồng bộ đồng hồ bit của máy thu (BTR: Bit Timing Recovery).

- b. Từ duy nhất (UW : Unique Word) cho phép máy thu xác định khởi đầu của một cụm. UW cũng cho phép giải quyết được sự không rõ ràng về pha (khi cần thiết) trong trường hợp giải điều chế nhất quán. Khi biết được khởi đầu của cụm, tốc độ bit và xảy ra sự không rõ ràng pha máy thu có thể xác định được các bit đi sau từ duy nhất.
- c. Nhận dạng kênh (CI: Channel Identifier).
- d. Các thông tin nói trên có thể được đặt riêng rẽ và tập trung ở đầu cụm hay có thể kết hợp với nhau hay phân bố ở nhiều chỗ trong một số khung (trường hợp các từ đồng bộ khung phân bố).

2) Báo hiệu và điều khiển

3) Kiểm tra đường truyền

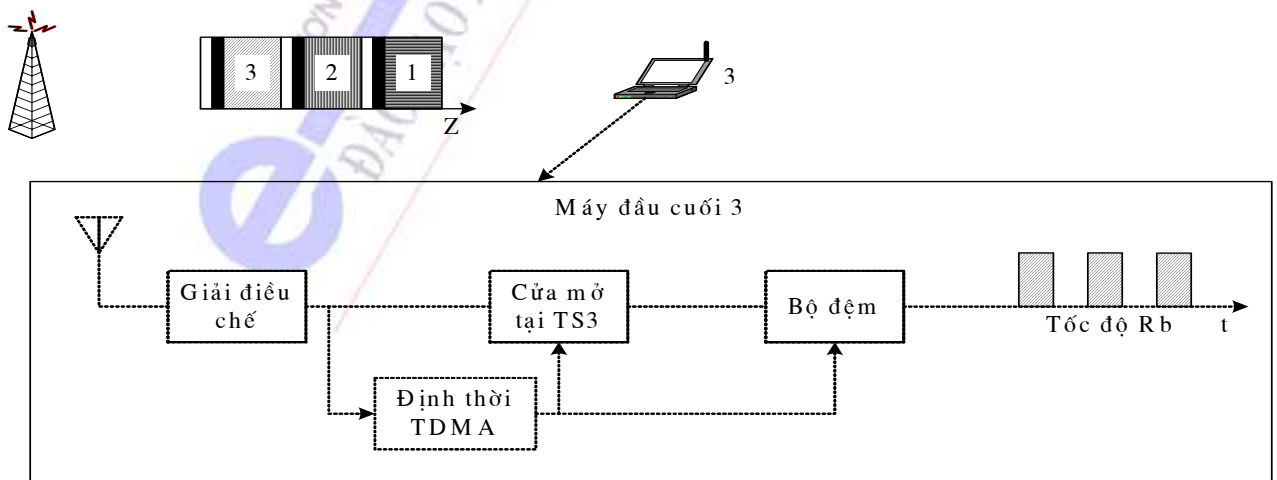
Trong một số hệ thống các thông tin bổ sung trên có thể được đặt ở các kênh dành riêng.

### 1.4.3. Thu cụm

Quá trình xử lý ở máy thu của máy vô tuyến đầu cuối 3 được cho ở hình 1.10.

Phần xử lý khung TDMA sẽ điều khiển việc mở cổng cho cụm cần thu trong khe thời gian TS3 dành cho máy đầu cuối này. Máy thu xác định khởi đầu của mỗi cụm (hoặc mỗi khung) bằng cách phát hiện từ duy nhất, sau đó nó lấy ra lưu lượng dành cho mình từ khung TDMA. (Lưu ý rằng ở một số hệ thống nhờ đồng bộ chung trong mạng nên máy thu có thể xác định ngay được khe thời gian dành cho nó mà không cần từ duy nhất). Lưu lượng này được thu nhận không liên tục với tốc độ bit là  $R$ . Để khôi phục lại tốc độ bit ban đầu  $R_b$  ở dạng một luồng số liên tục, thông tin được lưu giữ ở bộ đệm trong khoảng thời gian của khung đang xét và được đọc ra từ bộ nhớ đệm này ở tốc độ  $R_b$  trong khoảng thời gian của khung sau.

Điều quan trọng để xác định được nội dung của cụm nói trên là trạm thu phải có khả năng phát hiện được từ duy nhất ở khởi đầu của mỗi cụm (hoặc mỗi khung). Bộ phát hiện từ duy nhất xác định mối tương quan giữa các chuỗi bit ở đầu ra của bộ phát hiện bit của máy thu, chuỗi này có cùng độ dài như từ duy nhất và là mẫu của từ duy nhất được lưu giữ ở bộ nhớ của bộ tương quan. Chỉ có các chuỗi thu tạo ra các đỉnh tương quan lớn hơn một ngưỡng thì được giữ lại như là các từ duy nhất.



Hình 1.10. Quá trình thu cụm trong TDMA

### 1.4.4. Đồng bộ

Ở TDMA vấn đề đồng bộ rất quan trọng. Đồng bộ cho phép xác định đúng vị trí của cụm cần lấy ra ở máy thu hay cần phát đi ở máy phát tương ứng. Nếu các máy đầu cuối là máy di động thì đồng bộ còn phải xét đến cả vị trí của máy này so với trạm gốc. Về vấn đề đồng bộ chúng ta sẽ xét ở các hệ thống đa truy nhập vô tuyến cụ thể.

So với FDMA, TDMA cho phép tiết kiệm tần số và thiết bị thu phát hơn. Tuy nhiên ở nhiều hệ thống nếu chỉ sử dụng một cặp tần số thì không đủ đảm bảo dung lượng của mạng. Vì thế TDMA thường được sử dụng kết hợp với FDMA cho các mạng đòi hỏi dung lượng cao.

Nhược điểm của TDMA là đòi hỏi đồng bộ tốt và thiết bị phức tạp hơn FDMA khi cần dung lượng truyền dẫn cao, ngoài ra do đòi hỏi xử lý số phức tạp nên xảy ra hiện tượng hồi âm.

## 1.5. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO MÃ, CDMA

CDMA là phương thức đa truy nhập mà ở đó mỗi kênh được cung cấp một cặp tần số và một mã duy nhất. Đây là phương thức đa truy nhập mới, phương thức này dựa trên nguyên lý trải phổ. Tồn tại ba phương pháp trải phổ:

- Trải phổ theo chuỗi trực tiếp (DS: Direct Sequency).
- Trải phổ theo nhảy tần (FH: Frequency Hopping).
- Trải phổ theo nhảy thời gian. (TH: Time Hopping).

### 1.5.1. Các hệ thống thông tin trải phổ

Trong các hệ thống thông tin thông thường độ rộng băng tần là vấn đề quan tâm chính và các hệ thống này được thiết kế để sử dụng càng ít độ rộng băng tần càng tốt. Trong các hệ thống điều chế biên độ song biên, độ rộng băng tần cần thiết để phát một nguồn tín hiệu tương tự gấp hai lần độ rộng băng tần của nguồn này. Trong các hệ thống điều tần độ rộng băng tần này có thể bằng vài lần độ rộng băng tần nguồn phụ thuộc vào chỉ số điều chế. Đối với một tín hiệu số, độ rộng băng tần cần thiết có cùng giá trị với tốc độ bit của nguồn. Độ rộng băng tần chính xác cần thiết trong trường hợp này phụ thuộc vào kiểu điều chế (BPSK, QPSK v.v...).

Trong các hệ thống thông tin trải phổ (viết tắt là SS: Spread Spectrum) độ rộng băng tần của tín hiệu được mở rộng, thông thường hàng trăm lần trước khi được phát. Khi chỉ có một người sử dụng trong băng tần SS, sử dụng băng tần như vậy không có hiệu quả. Tuy nhiên ở môi trường nhiều người sử dụng, các người sử dụng này có thể dùng chung một băng tần SS (trải phổ) và hệ thống trở nên sử dụng băng tần có hiệu suất mà vẫn duy trì được các ưu điểm của trải phổ.

Một hệ thống thông tin số được coi là SS nếu:

**\* Tín hiệu được phát chiếm độ rộng băng tần lớn hơn độ rộng băng tần tối thiểu cần thiết để phát thông tin.**

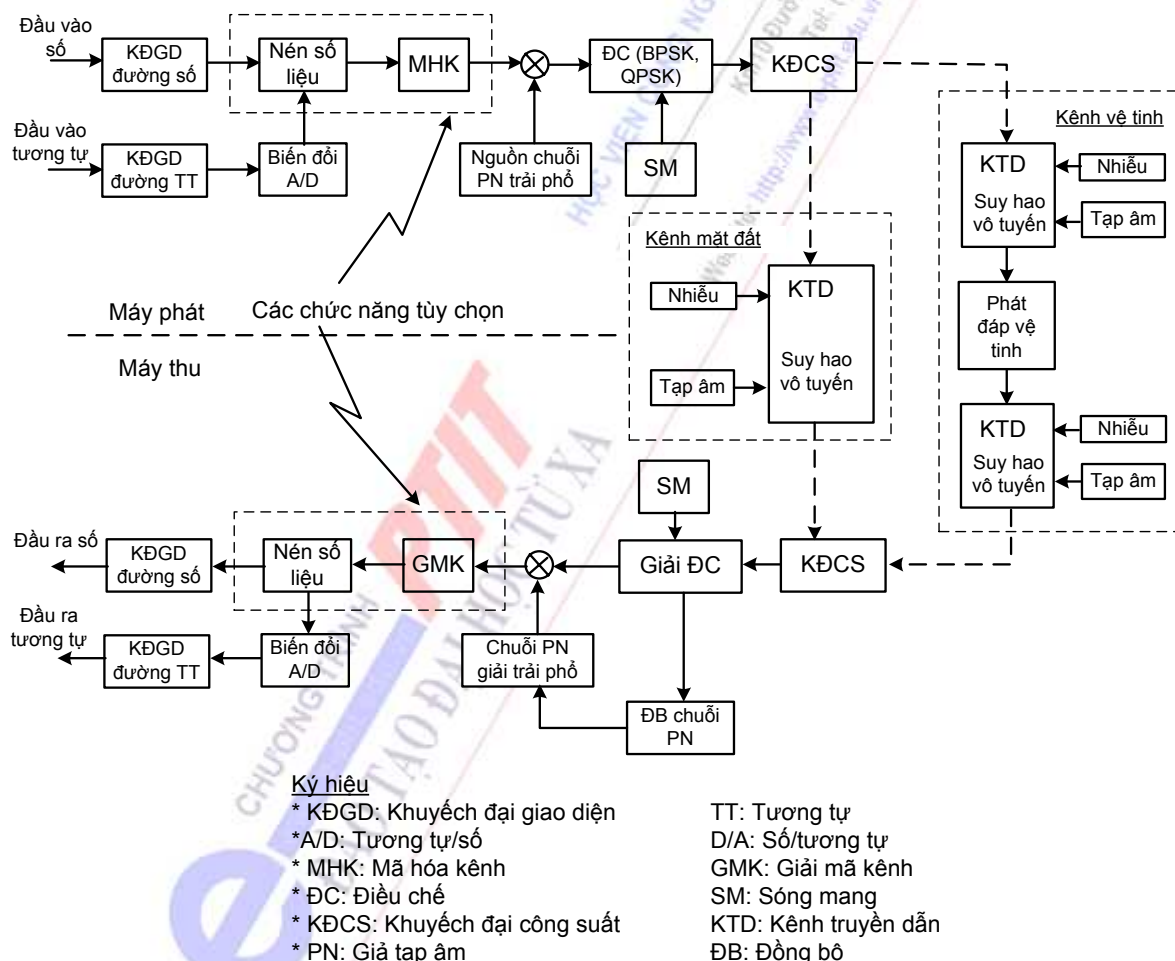
**\* Trải phổ được thực hiện bằng một mã độc lập với số liệu.**

Hình 1.10 cho thấy sơ đồ khối chức năng của một hệ thống thông tin SS điển hình cho hai cấu hình: vệ tinh và mặt đất. Nguồn tin có thể số hay tương tự. Nếu nguồn là tương tự thì trước hết nó phải được số hoá bằng một sơ đồ biến đổi tương tự vào số như: điều xung mã hay điều chế delta. Bộ nén tín hiệu loại bỏ hay giảm độ dư thông tin ở nguồn số. Sau đó đầu ra được mã hoá bởi bộ lập mã hiệu chỉnh lỗi (mã hoá kênh) để đưa vào các bit dư cho việc phát hiện hay sửa lỗi có thể xảy ra khi truyền dẫn tín hiệu qua kênh vô tuyến.

Phổ của tín hiệu cần phát được trải rộng đến độ rộng băng tần cần thiết sau đó bộ điều chế sẽ chuyển phổ này đến dải tần được cấp cho truyền dẫn. Sau đó tín hiệu đã điều chế được khuếch đại, được phát qua kênh truyền dẫn, kênh này có thể là dưới đất hoặc vệ tinh. Kênh này có thể gây ra các giảm chất lượng như: nhiễu, tạp âm và suy hao công suất tín hiệu. Lưu ý rằng đối với SS thì các bộ nén/giãn và mã hoá/ giải mã hiệu chỉnh lỗi (mã hoá/ giải mã kênh) là tùy chọn. Ngoài ra cũng cần lưu ý rằng vị trí của các chức năng trải phổ và điều chế có thể đổi lẫn. Hai chức năng này thường được kết hợp và thực hiện ở một khối.

Tại phía thu máy thu khôi phục lại tín hiệu ban đầu bằng cách thực hiện các quá trình ngược với phía phát: giải điều chế tín hiệu thu, giải trải phổ, giải mã và giãn tín hiệu để nhận được một tín hiệu số. Nếu nguồn là tương tự thì tín hiệu số này được biến đổi vào tương tự bằng một bộ biến đổi số/ tương tự.

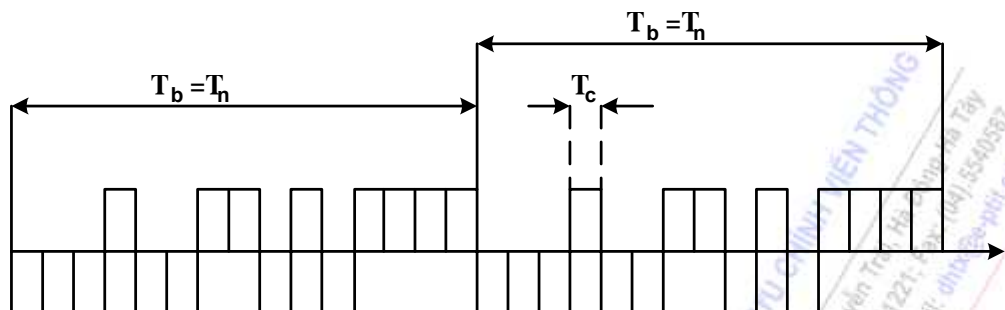
Lưu ý rằng ở một hệ thống thông thường (không phải SS), các chức năng trải phổ và giải trải phổ không có ở sơ đồ khối hình 1.11. Thực ra đây chính là sự khác nhau giữa một hệ thống thông thường và hệ thống SS.



**Hình 1.11. Sơ đồ khối của một hệ thống thông tin số điển hình với trải phổ (cấu hình hệ thống mặt đất và vệ tinh)**

Có ba kiểu hệ thống SS cơ bản: chuỗi trực tiếp (DSSS: Direct-Sequence Spreading Spectrum), nhảy tần (FHSS: Frequency-Hopping Spreading Spectrum) và nhảy thời gian (THSS: Time-Hopping Spreading Spectrum) (hình 1.12, 1.13 và 1.14). Cũng có thể nhận được các hệ thống lai ghép từ các hệ thống nói trên. Hệ thống DSSS đạt được trải phổ bằng cách nhân tín hiệu nguồn với một tín hiệu giả ngẫu nhiên có tốc độ chip ( $R_c = 1/T_c$ ,  $T_c$  là thời gian một chip) cao hơn

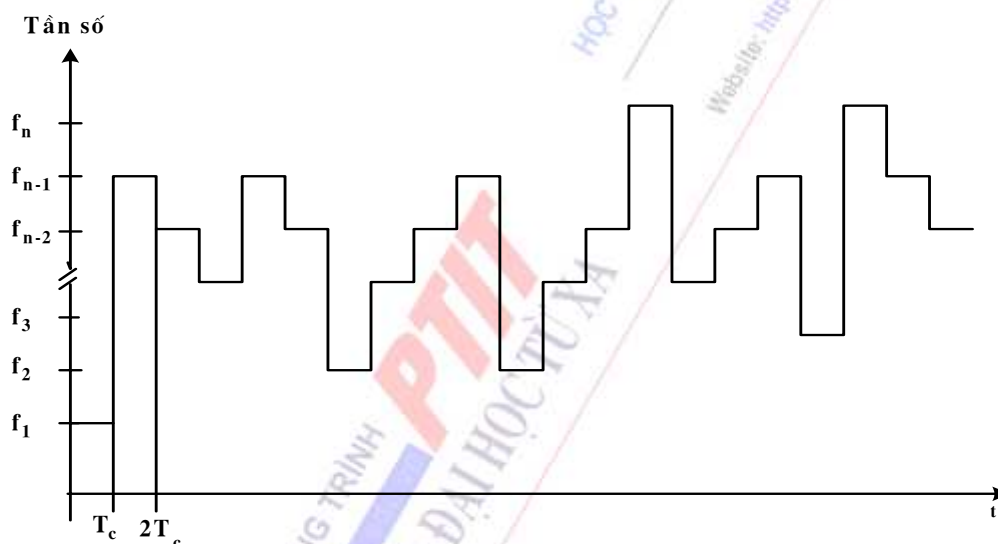
hiệu tốc độ bit ( $R_b=1/T_b$ ,  $T_b$  là thời gian một bit) của luồng số cần phát. Hệ thống FHSS đạt được trải phổ bằng cách nhảy tần số mang trên một tập (lớn) các tần số. Mẫu nhảy tần có dạng giả ngẫu nhiên. Tần số trong khoảng thời gian của một chip  $T_c$  giữ nguyên không đổi. Tốc độ nhảy tần có thể nhanh hoặc chậm. Trong hệ thống nhảy tần nhanh, nhảy tần được thực hiện ở tốc độ cao hơn tốc độ bit của bản tin, còn ở hệ thống nhảy tần chậm thì ngược lại.



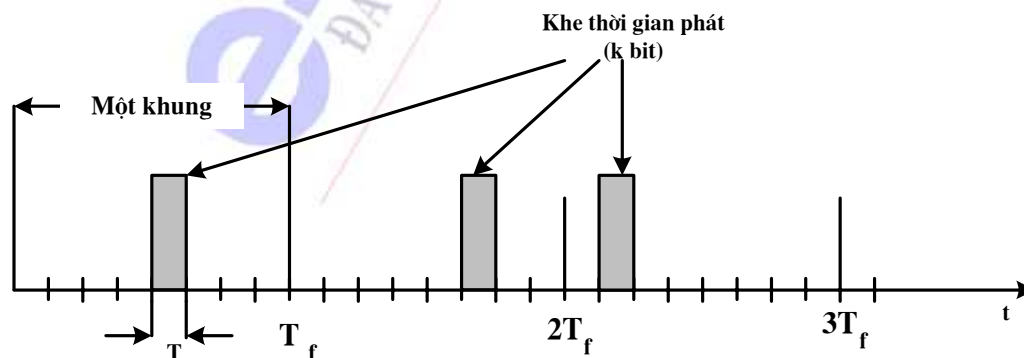
**Ký hiệu:**

- $T_b$  = thời gian một bit của luồng số cần phát
- $T_n$  = Chu kỳ của mã giả ngẫu nhiên dùng cho trải phổ
- $T_c$  = Thời gian một chip của mã trải phổ

**Hình 1.12. Trải phổ chuỗi trực tiếp (DSSS)**



**Hình 1.13. Trải phổ nhảy tần (FHSS)**



$T=T_f / M$ , trong đó  $M$  là số khe thời gian trong một khung

**Hình 1.14. Trải phổ nhảy thời gian (THSS)**



Trong hệ thống THSS một khối các bit số liệu được nén và được phát ngắt quãng trong một hay nhiều khe thời gian trong một khung chứa một số lượng lớn các khe thời gian. Một mẫu nhiễu thời gian sẽ xác định các khe thời gian nào được sử dụng để truyền dẫn trong mỗi khung.

Lúc đầu các kỹ thuật SS được sử dụng trong các hệ thống thông tin của quân sự. Ý tưởng lúc đầu là làm cho tín hiệu được phát giống như tạp âm đối với các máy thu không mong muốn bằng cách gây khó khăn cho các máy thu này trong việc tách và lấy ra được bản tin. Để biến đổi bản tin vào tín hiệu tựa tạp âm, ta sử dụng một mã được "coi là" ngẫu nhiên để mã hoá cho bản tin. Ta muốn mã này giống ngẫu nhiên nhất. Tuy nhiên máy thu chủ định phải biết được mã này, vì nó cần tạo ra chính mã này một cách chính xác và đồng bộ với mã được phát để lấy ra bản tin (giải mã). Vì thế mã "giả định" ngẫu nhiên phải là xác định. Nên ta phải sử dụng mã giả ngẫu nhiên (hay mã giả tạp âm). Mã giả ngẫu nhiên phải được thiết kế để có độ rộng băng lớn hơn nhiều so với độ rộng băng của bản tin. Bản tin trên được biến đổi bởi mã sao cho tín hiệu nhận được có độ rộng phổ gần bằng độ rộng phổ của tín hiệu giả ngẫu nhiên. Có thể coi sự biến đổi này như một quá trình "mã hoá". Quá trình này được gọi là quá trình trải phổ. Ta nói rằng ở máy phát bản tin được trải phổ bởi mã giả ngẫu nhiên. Máy thu phải giải trải phổ của tín hiệu thu được để trả lại độ rộng phổ bằng độ rộng phổ của bản tin.

Hiện nay phần lớn các quan tâm về các hệ thống SS là các ứng dụng đa truy nhập mà ở đó nhiều người sử dụng cùng chia sẻ một độ rộng băng tần truyền dẫn. Trong hệ thống DSSS tất cả các người sử dụng cùng dùng chung một băng tần và phát tín hiệu của họ đồng thời. Máy thu sử dụng tín hiệu giả ngẫu nhiên chính xác để lấy ra tín hiệu mong muốn bằng cách giải trải phổ. Các tín hiệu khác xuất hiện ở dạng các nhiễu phổ rộng công suất thấp tựa tạp âm. Ở các hệ thống FHSS và THSS mỗi người sử dụng được ấn định một mã giả ngẫu nhiên sao cho không có cặp máy phát nào sử dụng cùng tần số hay cùng khe thời gian, như vậy các máy phát sẽ tránh được xung đột. Như vậy FH và TH là các kiểu hệ thống tránh xung đột, trong khi đó DS là kiểu hệ thống lấy trung bình.

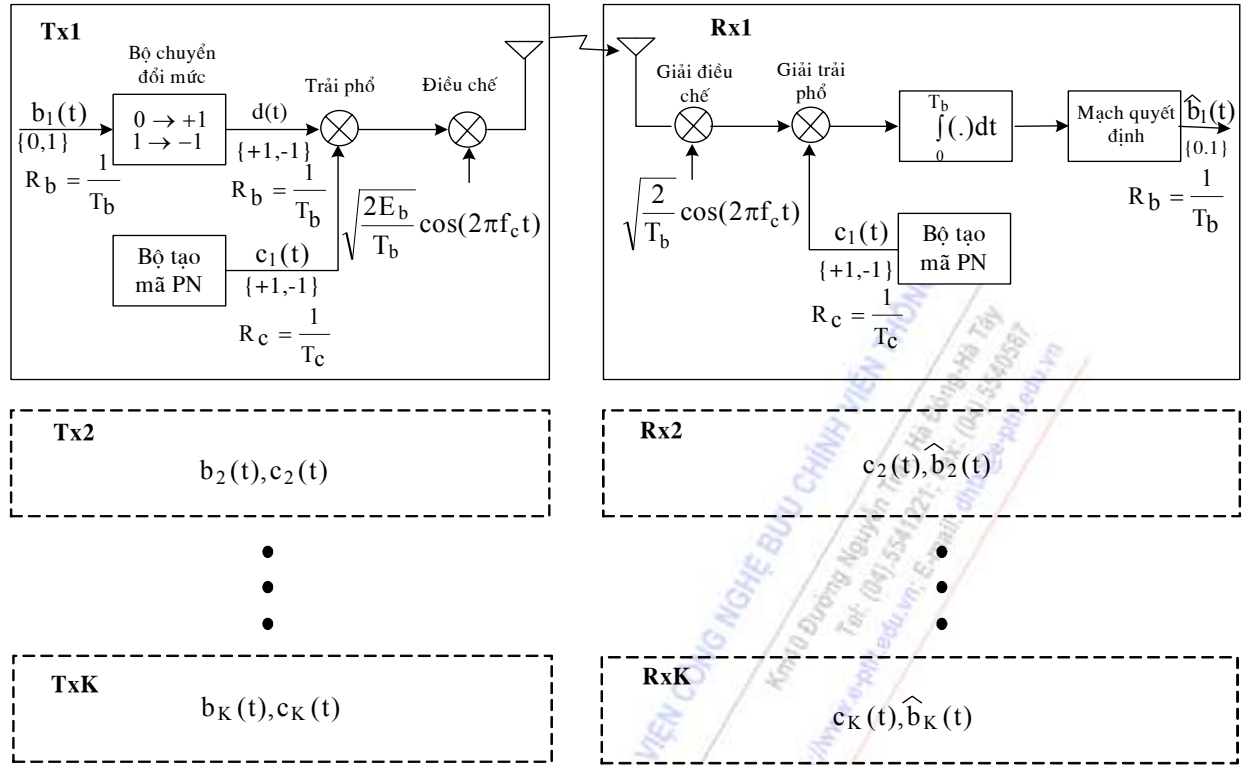
Các mã trải phổ có thể là các mã giả tạp âm (PN code) hoặc các mã được tạo ra từ các hàm trực giao.

Để hiểu tổng quan vai trò của trải phổ trong hệ thống thông tin vô tuyến phần dưới đây ta sẽ xét tổng quan trải phổ chuỗi trực tiếp (DSSS). Cụ thể về các phương pháp trải phổ DSSS, FHSS và THSS sẽ được khảo sát ở các chương tiếp theo.

### **1.5.2. Mô hình đơn giản của một hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp, DSSS**

Mô hình đơn giản của một hệ thống trải phổ gồm K người sử dụng chung một băng tần với cùng một tần số sóng mang  $f_c$  và điều chế BPSK được cho ở hình 1.15.





**Hình 1.15. Mô hình đơn giản của một hệ thống DSSS gồm K người sử dụng chung một băng tần với cùng một sóng mang  $f_c$  và điều chế BPSK.**

Mô hình được xét ở hình 1.15 gồm K máy phát thu được ký hiệu là Txk và Rxk tương ứng với  $k=1 \dots K$ , vì cấu trúc của chúng giống nhau nên ta chỉ vẽ chi tiết cho một khối (Tx1 và Rx1), các khối còn lại được vẽ ở dạng hộp đen với các thông số riêng cho các khối này như:  $b_k(t)$  thể hiện chuỗi bit phát,  $c_k(t)$  thể hiện mã trải phổ và  $\hat{b}_k(t)$  thể hiện chuỗi bit thu.

Tín hiệu ở đầu vào của máy phát k là luồng số thông tin của người sử dụng  $b_k(t)$  có tốc độ bit  $R_b=1/T_b$ . Đây là một tín hiệu cơ sở hai ngẫu nhiên đơn cực với hai mức giá trị  $\{0,1\}$  đồng xác suất được biểu diễn như sau:

$$b_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) p_{T_b}(t - iT_b) \quad (1.2)$$

trong đó  $p_{T_b}(t)$  là hàm xung vuông đơn vị được xác định như sau:

$$p_{T_b}(t) = \begin{cases} 1 & \text{nếu } 0 \leq t \leq T_b \\ 0 & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (1.3)$$

và  $b_k(i) = \{0,1\}$  với sự xuất hiện của 0 và 1 đồng xác suất.

Sau bộ chuyển đổi mức ta được luồng bit ngẫu nhiên lưỡng cực  $d(t)$  với hai mức  $\{+1,-1\}$  đồng xác suất được biểu diễn như sau:

$$d_k(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_k(i) p_{T_b}(t - iT_b) \quad (1.4)$$

trong đó  $p(t)$  được xác định theo (1.3) và  $d_k(i) = \{+1,-1\}$  với sự xuất hiện của +1 và -1 đồng xác suất.

Sau đó luồng bit lưỡng cực được đưa lên trái phở bằng cách nhân với mã trái phở được gọi là mã giả tạp âm với tốc độ được gọi là tốc độ chip  $R_c=1/T_c$ . Các mã này có chu kỳ là  $T_b$  và thông thường  $T_b=NT_c$  với  $N$  khá lớn. Để các máy thu có thể phân biệt được các mã trái phở, các mã này phải là các mã trực giao chu kỳ  $T_b$  thỏa mãn điều kiện sau:

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} c_k(t)c_j(t)dt = \begin{cases} 1 & \text{nếu } k = j \\ 0 & \text{nếu } k \neq j \end{cases} \quad (1.5)$$

và tích của hai mã trực giao sẽ bằng 1 nếu là tích của chính nó và là một mã trực giao mới trong tập mã trực giao nếu là tích của hai mã khác nhau:

$$c_k(t)c_j(t) = \begin{cases} 1 & \text{nếu } k = j \\ c_i(t) & \text{nếu } k \neq j \end{cases} \quad (1.6)$$

Mã trái phở là chuỗi chip nhận các giá trị  $\{+1, -1\}$  gần như đồng xác suất nếu  $N$  lớn và được biểu diễn như sau:

$$c_k(t) = \sum_{i=1}^N c_k(i)p_{T_c}(t - iT_c) \quad (1.7)$$

trong đó  $c_i = \{+1, -1\}$  là chuỗi các xung nhận hai giá trị  $+1$  hoặc  $-1$  và mỗi xung được gọi là chip,  $T_c$  là độ rộng của một chip,  $p_{T_c}(t)$  là hàm xung vuông được xác định như sau:

$$p_{T_c}(t) = \begin{cases} 1 & \text{nếu } 0 \leq t \leq T_c \\ 0 & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (1.8)$$

Sau trái phở tín hiệu số có tốc độ chip  $R_c$  được đưa lên điều chế BPSK bằng cách nhân với sóng mang:  $\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$  để được tín hiệu phát vào không gian như sau:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} d_k(t) c_k(t) \cos(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (1.9)$$

trong đó  $E_b$  là năng lượng bit,  $T_b$  là độ rộng bit và  $f_c$  là tần số sóng mang.

Bây giờ ta xét quá trình xảy ra ở máy thu. Để đơn giản ta coi rằng máy thu được đồng bộ sóng mang và mã trái phở với máy phát, nghĩa là tần số, pha sóng mang và mã trái phở của máy thu giống như máy phát. Ngoài ra nếu bỏ qua tạp âm nhiệt của đường truyền và chỉ xét nhiễu của  $K-1$  người sử dụng trong hệ thống, giả sử công suất tín hiệu thu tại máy thu  $k$  của  $K$  người sử dụng bằng nhau và để đơn giản ta cũng bỏ qua trễ truyền sóng, tín hiệu thu sẽ như sau:

$$r(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{2E_{br}}{T_b}} d_j(t) c_j(t) \cos(2\pi f_c t) \quad (1.10)$$

trong đó  $E_{br}=E_b/L_p$  là năng lượng bit thu,  $L_p$  là suy hao đường truyền.

Tín hiệu thu được đưa lên phần đầu của quá trình giải điều chế để nhân với  $\sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$ , sau đó được đưa lên giải trải phổ, kết quả cho ta:

$$u(t) = \frac{\sqrt{E_{br}}}{T_b} \left( \sum_{j=1}^K d_j(t) c_j(t) c_k(t) + \sum_{j=1}^K d_j(t) c_j(t) c_k(t) \cos(4\pi f_c t) \right) \quad (1.11)$$

Sau bộ tích phân thành phần thứ hai trong (1.10) là thành phần cao tần sẽ bị loại bỏ, ta được:

$$v(t) = \int_0^{T_b} u(t) dt = \frac{\sqrt{E_{br}}}{T_b} \sum_{j=1}^K d_j(t) \int_0^{T_b} c_j(t) c_k(t) dt \quad (1.12)$$

Lưu ý đến tính trực giao của các mã trải phổ theo (1.5) và  $d_j = \{+1, -1\}$  ta được kết quả của tích phân (1.12) như sau:

$$v(t) = d_k(t) \sqrt{E_{br}} = \pm \sqrt{E_{br}} \quad (1.13)$$

Mạch quyết định sẽ cho ra mức 0 nếu  $V(t)$  dương và 1 nếu âm. Kết quả ta được chuỗi bit thu  $\hat{b}(t)$  là ước tính của chuỗi phát. Trường hợp lý tưởng ta được chuỗi này bằng chuỗi bit phát  $b_k(t)$ .

### 1.5.3. Phổ của tín hiệu

Để hiểu rõ ý nghĩa của trải phổ ở các hệ thống thông tin vô tuyến trải phổ, ta xét dạng phổ của các tín hiệu trên mô hình ở hình 1.15. Tương tự như trên ta cũng sẽ chỉ xét phổ ở hệ thống phát thu Txk và Rxk làm thí dụ.

Phổ của của luồng số đơn cực  $b_k(t)$  được xác định theo công thức sau:

$$\begin{aligned} \Phi_b(f) &= \frac{b_{im}^2}{4} T_b \text{Sinc}^2(fT_b) + \frac{b_{im}^2}{4} \delta(f) \\ &= \frac{1}{4} T_b \text{Sinc}^2(fT_b) + \frac{1}{4} \delta(f) \end{aligned} \quad (1.14)$$

Nếu chỉ xét cho phổ dương và không ta được:

$$\Phi_b(f) = \frac{1}{2} T_b \text{Sinc}^2(fT_b) + \frac{1}{4} \delta(f) \quad (1.15)$$

trong đó:  $\text{Sinc}x = \frac{\sin \pi x}{\pi x}$ ,  $\delta(f)$  là hàm delta được xác định như sau:

$$\delta(f) = 0 \text{ khi } f \neq 0 \text{ và } \int_{-\infty}^{\infty} \delta(f) df = 1 \quad (1.16)$$

Phổ của luồng số lưỡng cực được xác định như sau:

$$\Phi_d(f) = d_i^2 T_b \text{Sinc}^2(fT_b)$$

$$= T_b \text{Sinc}^2(fT_b) \quad (1.17)$$

Nếu chỉ xét cho phổ dương ta được:

$$\Phi_d(f) = 2T_b \text{Sinc}^2(fT_b) \quad (1.18)$$

Phổ của luồng số sau trải phổ được xác định như sau:

$$\begin{aligned} \Phi_{dc}(f) &= (d_i c_i)^2 T_c \text{Sinc}^2(fT_c) \\ &= T_c \text{Sinc}^2(fT_c) \end{aligned} \quad (1.19)$$

Nếu chỉ xét cho phổ dương ta được:

$$\Phi_{dc}(f) = 2T_c \text{Sinc}^2(fT_c) \quad (1.20)$$

Phổ của tín hiệu sau điều chế được xác định như sau:

$$\Phi_s(f) = \frac{PT_c}{2} \text{Sinc}^2[(f - f_c)T_c] + \frac{PT_c}{2} \text{Sinc}^2[(f + f_c)T_c] \quad (1.21)$$

Nếu chỉ xét phổ dương ta được:

$$\Phi_s(f) = \frac{P}{R_c} \text{Sinc}^2[(f - f_c)T_c] \quad (1.22)$$

trong đó  $P = E_b/T_b$  là công suất trung bình của sóng mang.

Phổ của tín hiệu thu ở đầu vào máy thu k gồm được xác định như sau:

$$\Phi_r(f) = \sum_{j=1}^K \frac{P_{jr}}{R_c} \text{Sinc}^2[(f - f_c)T_c] \quad (1.23)$$

trong đó  $P_{jr} = P_j/L_p$  là suất thu từ máy thu j và  $L_p$  là suy hao truyền sóng.

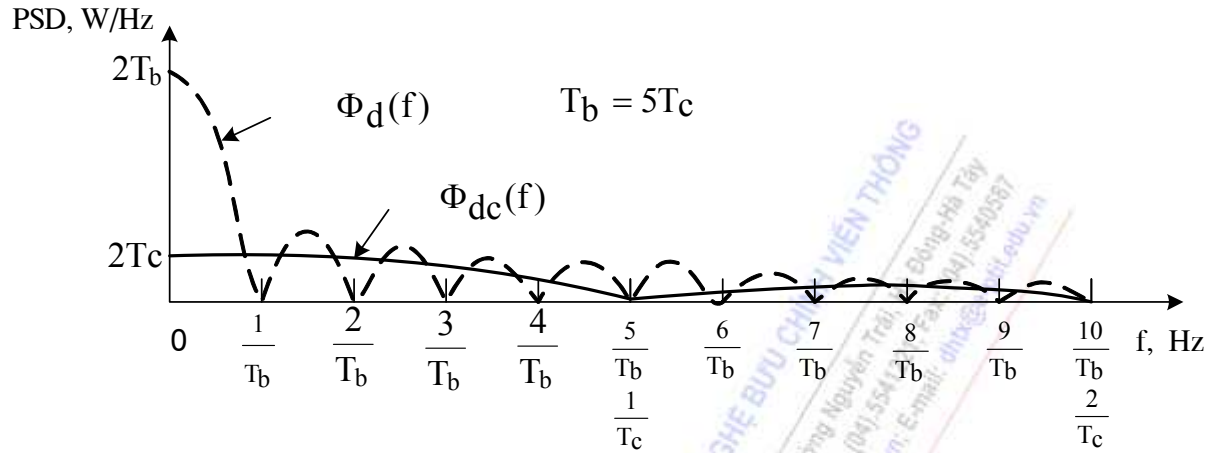
Từ điều kiện của mã trải phổ trong (1.6), sau giải trải phổ ở máy thu k chỉ có tín hiệu đến từ máy phát k là được trải phổ còn các tín hiệu đến từ các máy phát khác lại bị trải phổ bằng một mã trải phổ khác và mật độ phổ công suất được xác định như sau:

$$\Phi_u(f) = \frac{P_{kr}}{R_b} \text{Sinc}^2[(f - f_c)T_b] + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \frac{P_{jr}}{R_c} \text{Sinc}^2[(f - f_c)T_c] \quad (1.24)$$

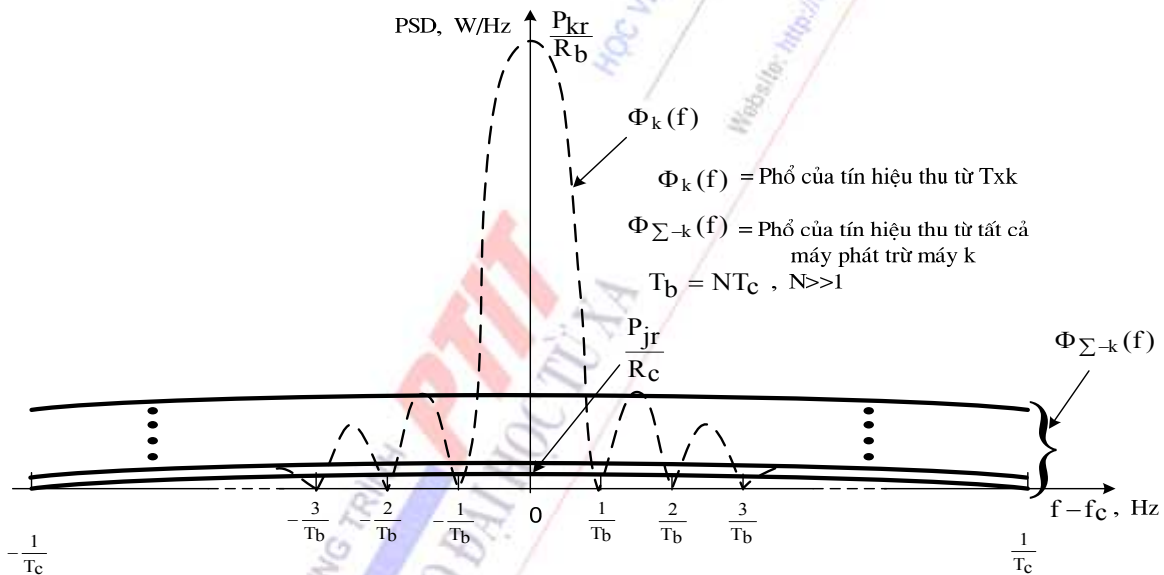
trong đó thành phần thứ nhất là phổ của tín hiệu thu từ máy phát k còn thành phần thứ hai là tổng phổ của các tín hiệu thu từ các máy phát còn lại.

Hình 1.16 cho thấy mật độ phổ công suất (PSD) của luồng bit lượng cực  $\Phi_d(f)$ , phổ của tín hiệu sau trải phổ  $\Phi_c(f)$  (cho trường hợp  $T_b = 5T_c$ ). Hình 1.17 cho thấy mật độ phổ công suất (PSD)

của tín hiệu thu gồm hai thành phần: phổ nhận được từ Txk (ký hiệu là  $\Phi_k(f)$ ) và phổ của từ tất các máy phát khác trừ máy k cho trường hợp  $T_b = NT_c$  (ký hiệu là  $\Phi_{\Sigma-k}(f)$ ) với  $N \gg 1$ .

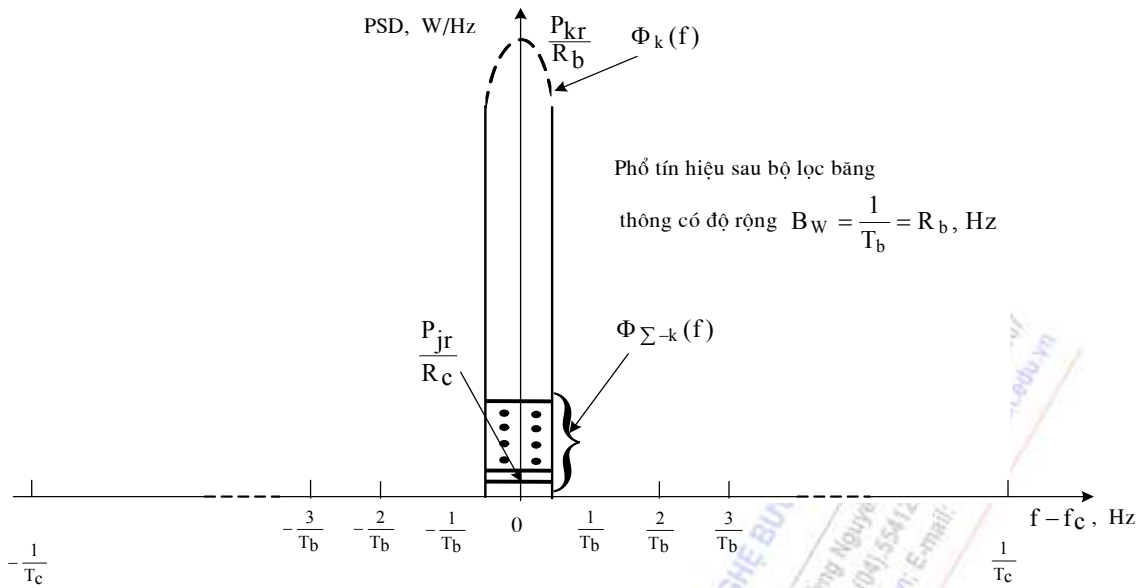


Hình 1.16. Mật độ phổ công suất của luồng bit lưỡng cực  $\Phi_d(f)$  và luồng số sau trải phổ  $\Phi_{dc}(f)$  khi  $T_b = 5T_c$ .



Hình 1.17. Mật độ phổ công suất thu từ máy phát k:  $\Phi_k(f)$  và từ tất cả các máy phát trừ máy k:  $\Phi_{\Sigma-k}(f)$ .

Để loại bỏ các nhiễu do các máy phát khác phổ tín hiệu sau trải phổ ở máy thu k được đưa qua bộ lọc băng thông (không có trên mô hình ở hình 1.15), kết quả cho ta phổ ở hình 1.18. Từ hình 1.18 ta thấy nhờ có trải phổ, công suất nhiễu đến từ các máy phát khác bị loại bỏ đáng kể và một cách gần đúng có thể coi nhiễu còn lại của chúng như tạp âm Gauss trắng cộng.

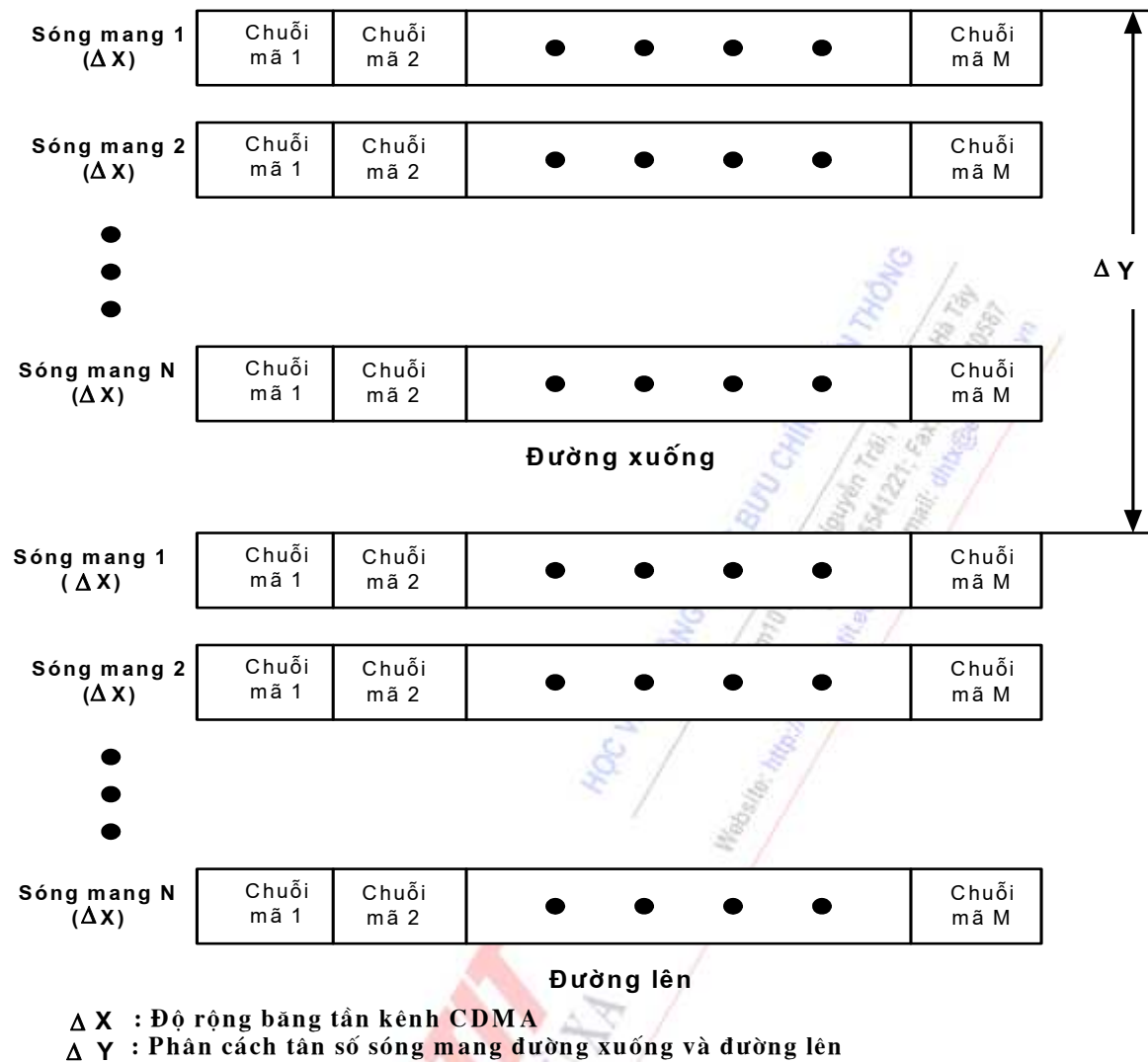


Hình 1.18. Phổ tín hiệu nhận được sau bộ lọc băng thông

#### 1.5.4. CDMA/FDD

Hệ thống CDMA/FDD làm việc ở hai băng tần với hai sóng mang: một cho đường lên và một cho đường xuống. Trên mỗi cặp sóng mang này có thể đồng thời M người sử dụng truy nhập vào mạng trên cơ sở được trải phổ bằng M chuỗi trực giao khác nhau. Mỗi cặp sóng mang này được gọi là một kênh CDMA. Thí dụ về hệ thống CDMA với N kênh CDMA trong đó mỗi kênh cho phép M người sử dụng đồng thời truy nhập mạng được cho ở hình 1.19.

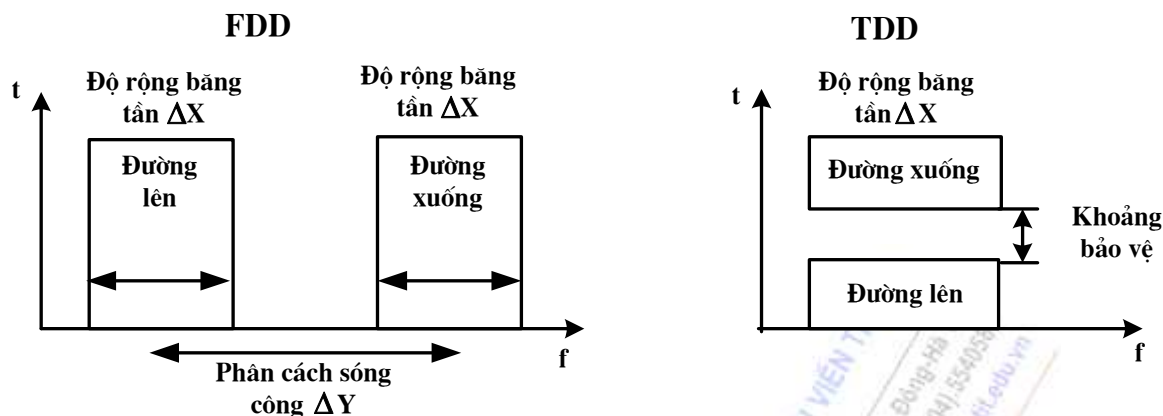




Hình 1.19. Nguyên lý CDMA/FDD

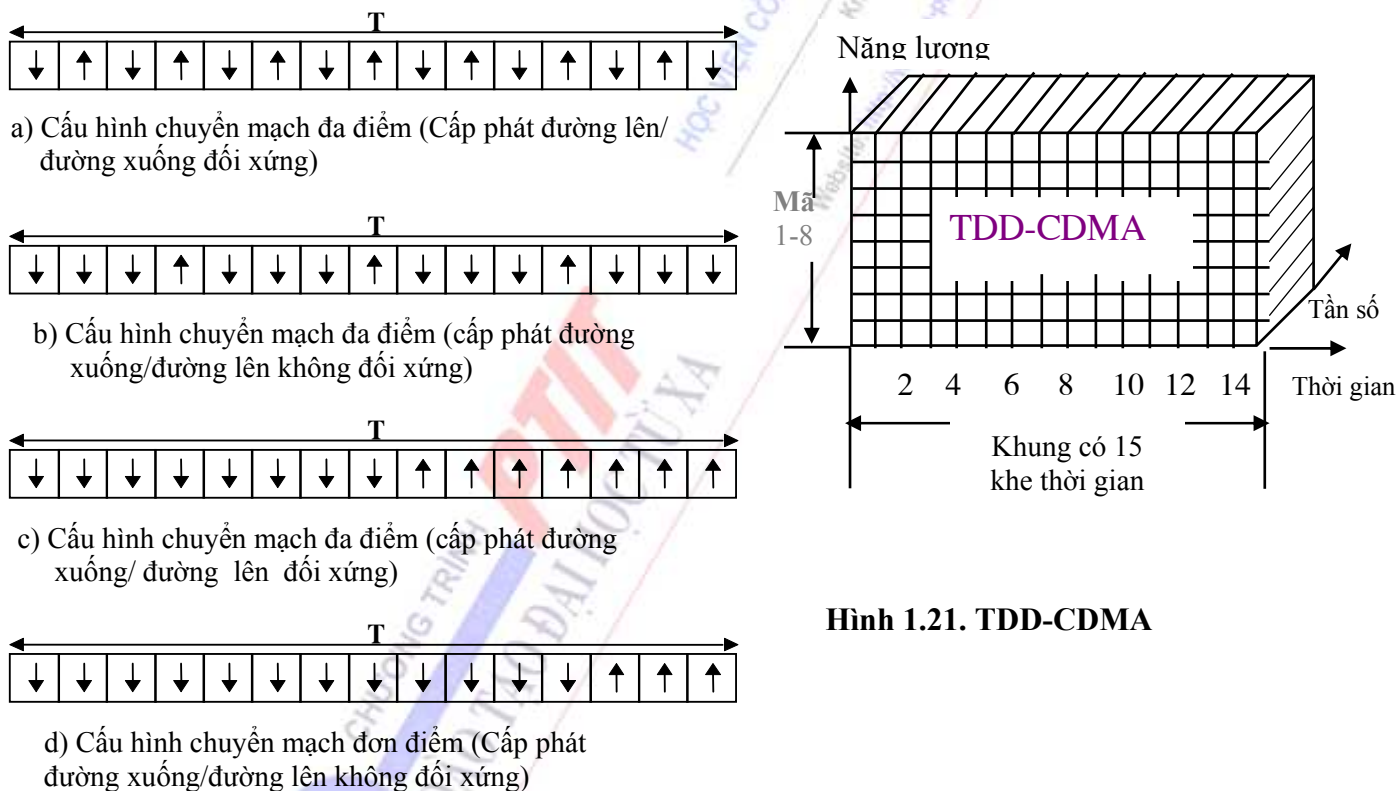
### 1.5.5. CDMA/TDD

Khác với FDD phải sử dụng cặp sóng mang cho truyền dẫn song công, TDD chỉ sử dụng một sóng mang cho truyền dẫn song công. Sự khác nhau về phân bổ tần số ở FDD và TDD được cho ở hình 1.20.



Hình 1.20. Sự khác nhau giữa FDD và TDD

Để minh họa ta xét thí dụ về một hệ thống đa truy nhập CDMA/TDD trong đó mỗi kênh CDMA/TDD bao gồm cấu trúc khung chứa 15 khe thời gian như cho ở hình 1.21.



Hình 1.21. TDD-CDMA

Từ hình 1.21 ta thấy một kênh CDMA bao gồm một tần số và tám mã trực giao. Mỗi kênh do một mã trực giao tạo nên bao gồm mỗi khung TDMA có độ dài  $T_F$  và được chia thành 15 khe thời gian (TS) và việc kết hợp TDMA với CDMA cho phép cấp phát kênh thông minh. Các kênh có thể được cấp phát đối xứng hoặc không đối xứng cho nhiều người sử dụng, hoặc đối xứng hoặc không đối xứng cho một người sử dụng. Chẳng hạn ở hình 1.21a, trừ một khe đường xuống dành cho điều khiển còn 14 khe còn lại được phân đều cho bảy người sử dụng trong đó mỗi người có một khe đường xuống và một khe đường lên. Ở hình 1.21b, trừ một khe dành cho người điều khiển, ba người sử dụng được cấp phát ba khe đường xuống và một khe đường lên, một người sử dụng được cấp phát hai khe đường xuống. Ở hình 1.21c, trừ một khe đường xuống dành cho

người điều khiển còn các khe còn lại được cấp phát đối xứng cho một người sử dụng. Ở hình 1.21d, trừ một khe đường xuống dành cho điều khiển còn các khe còn lại được cấp không đối xứng cho một người sử dụng.

CDMA có nhiều ưu điểm hơn các phương pháp đa truy nhập FDMA và TDMA như:

- Cho dung lượng cao hơn
- Khả năng chống nhiễu và phá nhiễu tốt hơn
- Bảo mật thông tin tốt hơn
- Dễ dàng áp dụng cho các hệ thống đòi hỏi cung cấp linh hoạt dung lượng kênh cho từng người sử dụng
- Cho phép chuyển giao lưu lượng mềm giữa các vùng phủ sóng nhờ vậy không xảy ra mất thông tin khi thực hiện chuyển giao.
- Vì có thể sử dụng chung tần số cho nhiều người sử dụng nên quy hoạch mạng cũng đơn giản hơn

Tuy nhiên CDMA không tránh khỏi các nhược điểm sau:

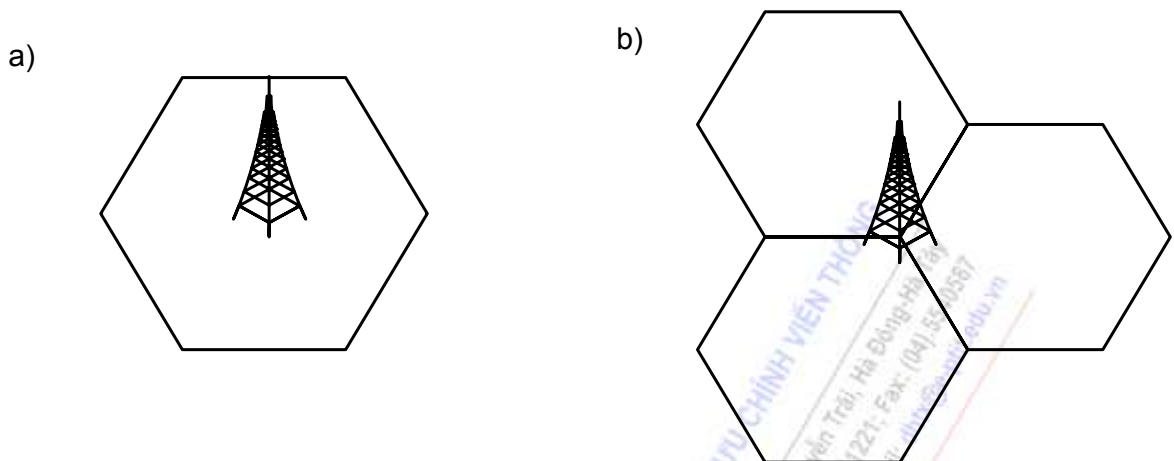
- Đồng bộ phức tạp hơn. Ở đây ngoài đồng bộ định thời còn phải thực hiện cả đồng bộ mã
- Cần nhiều mạch điện xử lý số hơn
- Mạng chỉ cho hiệu suất sử dụng cao khi nhiều người cùng sử dụng chung tần số

## 1.6. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO KHÔNG GIAN, SDMA

Đa truy nhập phân chia theo không gian (SDMA) được sử dụng ở tất cả các hệ thống thông tin vô tuyến tổ ong: cả ở hệ thống tương tự và hệ thống số. Các hệ thống thông tin vô tuyến tổ ong cho phép đa truy nhập đến một kênh vô tuyến chung (hay tập các kênh) trên cơ sở ô (tùy theo vị trí của máy di động trên mặt đất). Các hệ thống thông tin vô tuyến tổ ong là minh họa cụ thể nhất của SDMA. Yếu tố hạn chế đối với kiểu SDMA này là hệ số tái sử dụng tần số. Tái sử dụng tần số là khái niệm chủ yếu ở vô tuyến tổ ong, trong đó nhiều người sử dụng chia sẻ đồng thời cùng một tần số. Các người sử dụng này phải đủ cách xa nhau để giảm thiểu ảnh hưởng của nhiễu đồng kênh (nhiều cùng tần số). Tập các tần số trong cùng một ô có thể được lặp lại ở các ô khác trong hệ thống nếu đảm bảo đủ khoảng cách giữa các ô sử dụng cùng tần số để ngăn chặn nhiễu giao thoa đồng kênh.

Có rất nhiều sơ đồ SDMA trong các hệ thống tổ ong hiện nay: ô mini, ô micro, ô phân đoạn, ô dù che và các anten thông minh. Đây là các phương pháp phân chia không gian trong đó các máy di động làm việc với độ phân giải không gian cao hơn và nhờ vậy rút ngắn khoảng cách giữa các người sử dụng mà không vi phạm các quy định về nhiễu đồng kênh.

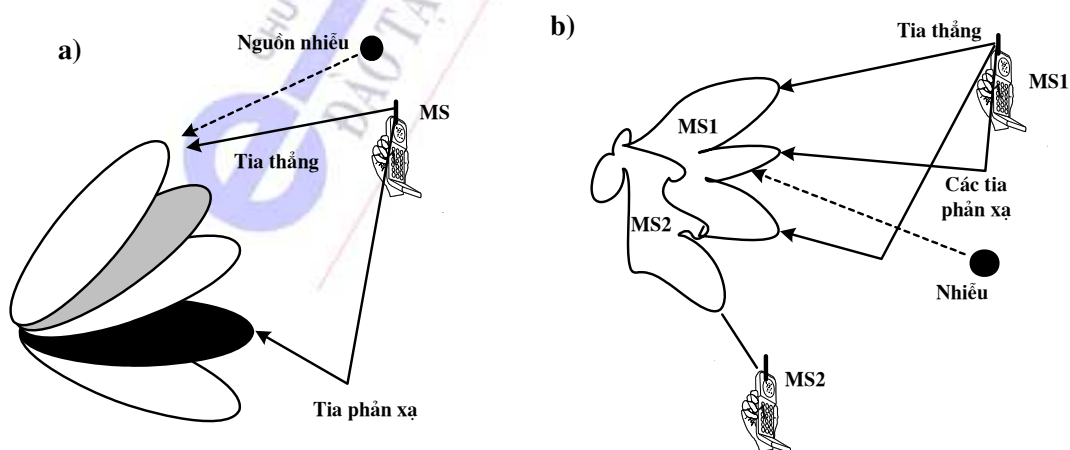
1. Ô micro được phủ sóng bởi các trạm gốc có công suất rất thấp ở các vùng mật độ lưu lượng cao trong hệ thống.
2. Ô dù phủ là các ô rất lớn được thiết kế để gánh đỡ tải cho các ô micro
3. Các ô phân đoạn là các ô được phủ sóng bởi các đoạn ô  $120^\circ$  hoặc  $60^\circ$  bằng các anten có tính hướng nhờ vậy tăng được dung lượng hệ thống. Thí dụ về ô không phân đoạn được phủ sóng bằng anten vô hướng và ô có phân đoạn được phủ sóng bằng ba anten có hướng với độ rộng búp hướng là  $120^\circ$  được cho ở hình 1.22).
4. Các anten thông minh là các phát kiến mới nhất cho hệ thống thông tin tổ ong vô tuyến. Các anten này tạo ra các búp sóng khá hẹp nhờ vậy tăng đáng kể vùng phủ sóng và dung lượng hệ thống.



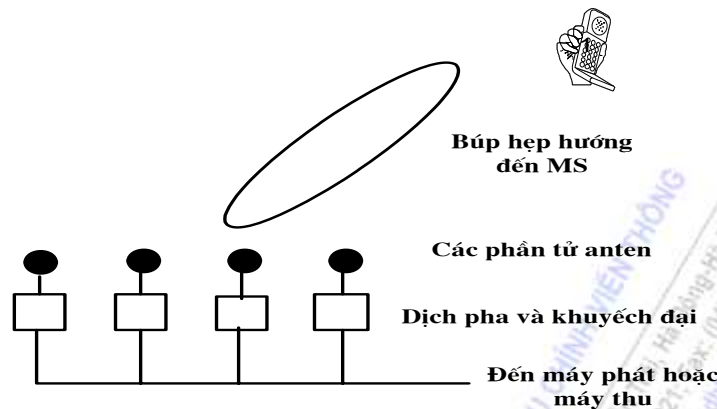
**Hình 1.22. Vùng phủ sóng của trạm gốc ở vô tuyến tổ ong: a) phủ sóng vô hướng; b) phủ sóng có hướng: mỗi ô được chia thành ba đoạn ô lệch nhau  $120^\circ$**

### Anten thông minh

Anten thông minh bao gồm hệ thống anten búp hướng chuyển mạch (SBS: Switched Beam System) hay hệ thống anten thích ứng (hình 1.23 và 1.24). SBS sử dụng nhiều búp cố định trong một đoạn ô và chuyển mạch để chọn búp tốt nhất cho việc thu tín hiệu. Ở hệ thống anten thích ứng, các tín hiệu thu từ nhiều anten được đánh trọng số, được kết hợp theo các tiêu chuẩn như: sai lỗi bình phương trung bình cực tiểu (MMSE= Minimum Mean Square Error) hay bình phương thấp nhất (LS= Least Squares) để đạt được tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR cực đại. Ưu điểm của hệ thống anten thích ứng so với SBS là ngoài việc đạt được độ khuếch đại  $M$  lần, nó còn đảm bảo độ lợi phân tập  $M$  lần. Khi công suất phát không đổi các anten thông minh có thể tăng vùng phủ bằng cách tăng hệ số khuếch đại anten. Anten có hệ số khuếch đại tăng  $M$  lần sẽ cho phép tăng vùng phủ  $M^{1/n}$  lần, trong đó  $n$  là lũy thừa của tổn hao đường truyền. Nhờ vậy có thể giảm số BS  $M^{2/n}$  lần. Một SBS với  $M$  búp có thể tăng dung lượng hệ thống  $M$  lần nhờ giảm nhiễu. Một hệ thống anten thích ứng còn có thể cung cấp độ lợi bổ sung nhờ việc triệt nhiễu tốt hơn.



**Hình 1.23. Anten thông minh. a) hệ thống búp hướng chuyển mạch; b) hệ thống anten thích ứng**



**Hình 1.24. Anten thông minh thích ứng dạng dàn**

SDMA thường được sử dụng như là một phương pháp đa truy nhập bổ sung cho ba phương pháp đa truy nhập đầu tiên để tăng dung lượng cho các mạng thông tin đa truy nhập vô tuyến sử dụng các phương pháp này.

## 1.7. SO SÁNH DUNG LƯỢNG HỆ THỐNG FDMA, TDMA, CDMA

Trong FDMA và TDMA, tổng băng tần  $B_t$  được chia thành  $M$  kênh truyền dẫn, mỗi kênh có độ rộng băng tần tương đương là  $B_c$ . Vì thế dung lượng vô tuyến cho FDMA và TDMA được xác định như sau:

$$K_{\max} = \frac{M}{\sqrt{\frac{2}{3} \left( \frac{C}{I} \right)}} \quad (1.25)$$

trong đó  $K_{\max}$  là số người sử dụng cực đại trong một ô,  $M=B_t/B_c$  tổng số kênh tần số hay số kênh tương đương,  $B_t$  là tổng băng tần được cấp phát,  $B_c$  là kênh vô tuyến tương đương cho một người sử dụng: đối với hệ thống TTĐĐ FDMA thì  $B_c$  = băng thông kênh vô tuyến còn đối với TDMA thì  $B_c$  = băng thông kênh vô tuyến/ số khe thời gian (chẳng hạn đối với TDMA AMPS  $B_c=30\text{kHz}$

còn đối với TDMA GSM  $B_c= 100\text{kHz}/8\text{TS}=25\text{kHz}$ ),  $N$  là kích thước cụm ô bằng  $\sqrt{\frac{2}{3} \left( \frac{C}{I} \right)}$  ( $N=7$

đối với FDMA AMPS,  $N=3$  đối với TDMAGSM,  $C$  là công suất trung bình sóng mang và  $I$  là công suất nhiễu.

$$K_{\max} = \left[ 1 + \frac{G_p \lambda}{(E_b/N'_0) \nu} \eta f \right] \times \frac{B_t}{B_c}$$

$$f = \frac{1}{1 + \beta} \quad (1.26)$$

trong đó  $G_p$  là độ lợi xử lý,  $\lambda$  hệ số điều khiển công suất hoàn hảo,  $E_b/N'_0$  là tỷ số tín hiệu trên tạp âm cộng nhiễu,  $\nu$  là thừa số tích cực tiếng,  $\eta$  là độ lợi phân đoạn ô,  $f$  là thừa số tái sử dụng tần số,  $\beta$  là hệ số nhiễu đến từ các ô khác,  $B_t$  là tổng băng thông được cấp phát và  $B_c$  băng thông của một kênh CDMA..



$$\beta = \begin{cases} 0,78; & n = 4 \\ 0,42; & n = 5 \end{cases}$$

Ta sẽ so sánh dung lượng của ba hệ thống FDMA, TDMA và CDMA trong tổng băng tần cấp phát  $B_t=12,5\text{MHz}$ . Ta sử dụng (1.2) để tính số người sử dụng đồng thời cực đại trên một ô cho FDMA và CDMA. Với  $N=7$ ,  $K_{\text{maxFDMA}}=59$  người/ô. Với  $N=4$ ,  $K_{\text{maxTDMA}}=125$  người/ô. Đối với IS-95 CDMA, với  $B_c=1,25$  (cho CDMA IS=95),  $E/N'_0=6\text{dB}$  ( $E/N'_0=10^{0,6}=3,98$ );  $G_p=128$ ;  $\nu=0,5$ ,  $\eta=2,25$  và  $\beta=0,6$  sử dụng phương trình (1.26) ta được  $K_{\text{maxCDMA}}=920$  người/ô.

Như vậy dung lượng hệ thống CDMA gấp:  $920:59=15,6$  lần FDMA và gấp:  $920:125=7,36$  lần TDMA. Chính nhờ cho dung lượng cao hơn các hệ thống FDMA và TDMA nên CDMA đã được chọn cho các hệ thống thông tin di động thế hệ ba.

## 1.8. TỔNG KẾT

Chương này đã xét tổng quan bốn công nghệ đa truy nhập vô tuyến cơ bản được ứng dụng trong thông tin di động: FDMA, TDMA, CDMA và SDMA. Chương này cũng phân tích ưu nhược điểm của từng công nghệ và so sánh dung lượng của ba công nghệ đa truy nhập FDMA, TDMA và CDMA. Từ phân tích và so sánh dung lượng của ba công nghệ này ta thấy vì sao CDMA được lựa chọn cho hệ thống thông tin di động thế hệ ba. Mọi số khái niệm về trải phổ và ứng dụng của nó cho CDMA cũng được trình bày trong chương này. Hiểu được các khái niệm sẽ giúp cho sinh viên dễ dàng nắm bắt các chương sau đề cập cụ thể hơn về trải phổ và CDMA. Trên cơ sở FDMA người ta đã nghiên cứu công nghệ OFDMA cho phép đạt được dung lượng cao hơn nhiều. OFDMA là một ứng cử viên sáng giá cho các hệ thống thông tin di động 4G. OFDMA sẽ được đề cập trong chương 6 của tài liệu này. Anten thông minh cũng được nói nhiều trong thập niên gần đây. Nhưng do phức tạp nên vẫn nó vẫn chưa tìm được ứng dụng cụ thể trong các hệ thống thông tin di động. Một giải pháp khác để tăng dung lượng cho các hệ thống thông tin di động là sử dụng các hệ thống truyền dẫn nhiều anten hay còn gọi là MIMO (Multi input multi output: nhiều đầu vào nhiều đầu ra). Hiện nay các hệ thống SIMO (single input multi output: một đầu vào và nhiều đầu ra) đã được áp dụng cho các hệ thống thông tin di động phân tập thu. Các hệ thống MISO (multi input single output: nhiều đầu vào một đầu ra) cũng đã được áp dụng cho các hệ thống thông tin di động phân tập phát. Các hệ thống MIMO đơn giản cũng đã tìm được các ứng dụng cho các hệ thống thông tin di động thế hệ mới. Diễn hình của MIMO là hệ thống phân tập Alamouti sẽ được xét trong chương 5.

## 1.9. CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

1. Trình bày nguyên lý đa truy nhập phân chia theo tần số
2. Trình bày nguyên lý đa truy nhập phân chia theo thời gian
3. Trình bày nguyên lý đa truy nhập phân chia theo mã
4. Trình bày nguyên lý đa truy nhập phân chia theo không gian
5. Một tín hiệu ngẫu nhiên nhị phân có tốc độ bit là  $10\text{kbps}$ . Độ rộng băng tần búp chính của tín hiệu này là bao nhiêu?



6. Nếu PSD của tín hiệu  $x(t)$  là  $\Phi(f)=0,02\Lambda_{1000}(f)+3\delta(f)+0,5\delta(f-10^6)+0,5\delta(f+10^6)$ . Công suất trung bình của tín hiệu này là các giá trị nào dưới đây? Lưu ý  $\Lambda_{1000}(f)$  có dạng :

$$\Lambda_{1000}(f) = \begin{cases} 1 - \frac{|f|}{1000} & ; |f| \leq 1000 \\ 0 & \text{nếu khác} \end{cases}$$

- (a) 3,52W; (b) 4,02W; (c) 4,2W; (d) 24W
7. Cho chuỗi mã  $\{c_k\}=\{+1,-1,+1,-1,+1,-1,+1,-1\}$ . Các chuỗi mã nào dưới đây trực giao với chuỗi này?
- (a)  $\{+1,+1,+1,+1,+1,+1,+1,+1\}$ ; (b)  $\{-1,+1,-1,+1,-1,+1,-1,+1\}$ ; (c)  $\{-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1,-1\}$ ;  
 (d)  $\{-1,+1,-1,+1,-1,+1,-1,+1\}$
8. Một hệ thống thông tin di động FDMA làm việc với tỷ số tín hiệu trên nhiễu  $C/I=20$  dB, băng thông kênh vô tuyến 25 kHz được sử dụng tổng băng thông là 12,5MHz. Tìm số người sử dụng cực đại trên ô ?
- (a) 50; (b)61; (c)75; (d) 150
9. Một hệ thống thông tin di động TDMA sử dụng 4 khe thời gian trên một kênh vô tuyến, làm việc với  $C/I=10$ dB, băng thông kênh vô tuyến 100 kHz và tổng băng thông khả dụng 12,5 MHz. Tìm số người sử dụng cực đại trên ô?
- (a) 75; (b)100; (c)194 ; (d) 200

## CHƯƠNG 2 TẠO MÃ TRẢI PHỔ

### 2.1. GIỚI THIỆU CHUNG

#### 2.1.1. Các chủ đề được trình bày trong chương

- Các chuỗi PN
- Các thuộc tính của chuỗi PN
- Các chuỗi Gold
- Các chuỗi trực giao
- Ứng dụng của các chuỗi mã trong các hệ thống thông tin di động CDMA

#### 2.1.2. Hướng dẫn

- Học kỹ các tư liệu được trình bày trong chương này
- Tham khảo thêm [1], [2] và [3]
- Trả lời các câu hỏi và bài tập cuối chương

#### 2.1.3. Mục đích chương

- Hiểu được các cách tạo ra các chuỗi PN
- Hiểu được các thuộc tính của chuỗi m nhất là các thuộc tính tương quan chéo rất cần cho các hệ thống CDMA
- Hiểu cách sử dụng các dạng chuỗi mã khác nhau cho các hệ thống CDMA

### 2.2 CÁC CHUỖI PN

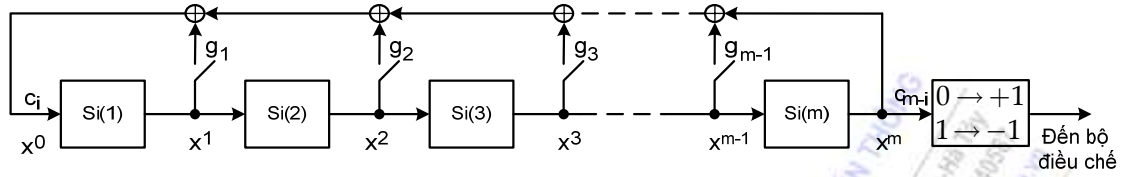
Các tín hiệu trải phổ băng rộng tựa tạp âm được tạo ra bằng cách sử dụng các chuỗi mã giả tạp âm (PN: Pseudo-Noise) hay giả ngẫu nhiên. Loại quan trọng nhất của các chuỗi ngẫu nhiên là các chuỗi thanh ghi dịch cơ sở hai độ dài cực đại hay các chuỗi m. Các chuỗi cơ sở hai m được tạo ra bằng cách sử dụng thanh ghi dịch có mạch hồi tiếp tuyến tính (LFSR: Linear Feedback Shift Register) và các mạch cộng hoặc loại trừ (XOR). Một chuỗi thanh ghi hồi tiếp tuyến tính được xác định bởi một đa thức tạo mã tuyến tính  $g(x)$  bậc  $m > 0$ :

$$g(x) = g_m x^m + g_{m-1} x^{m-1} + \dots + g_1 x + g_0 \quad (2.1)$$

Đối với các chuỗi cơ sở hai (có giá trị  $\{0,1\}$ ),  $g_i$  bằng 0 hay 1 và  $g_m = g_0 = 1$ . Đặt  $g(x) = 0$ , ta được sự hồi quy sau:

$$1 = g_1 x + g_2 x^2 + \dots + g_{m-2} x^{m-2} + g_{m-1} x^{m-1} + x^m \quad (2.2)$$

vì  $-1 \equiv 1 \pmod{2}$ . Với " $x^k$ " thể hiện đơn vị trễ, phương trình hồi quy trên xác định các kết nối hồi tiếp trong mạch thanh ghi dịch cơ sở hai của hình 2.1. Lưu ý rằng các cổng hoặc loại trừ (XOR) thực hiện các phép cộng mod 2.

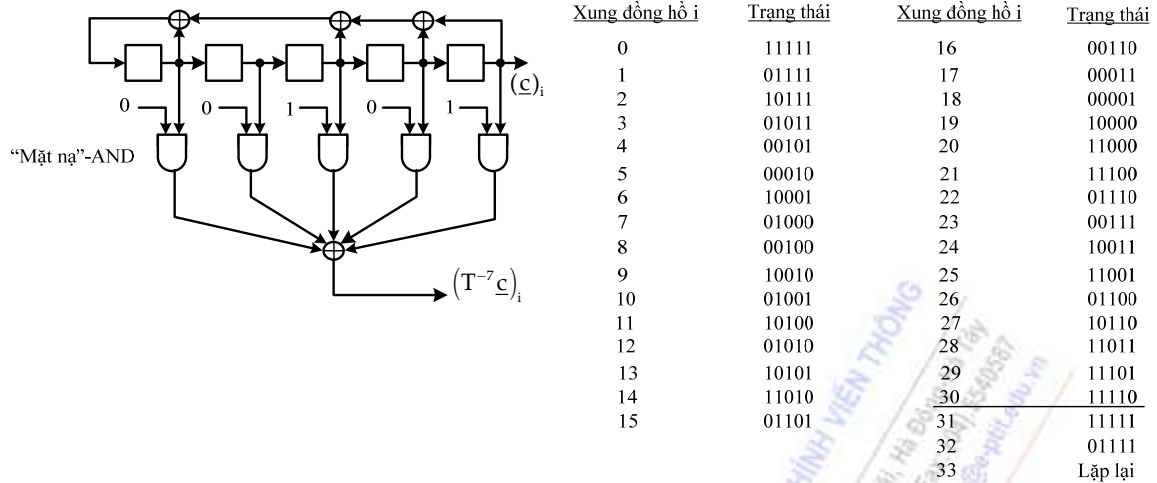


Hình 2.1. Mạch thanh ghi dịch để tạo chuỗi PN

Nếu  $g_i = 1$  khoá tương ứng của mạch đóng, ngược lại nếu  $g_i \neq 1$ , khoá này hở. Để thực hiện điều chế BPSK tiếp theo, đầu ra của mạch thanh ghi dịch phải được biến đổi vào 1 nếu là 0 và vào -1 nếu là 1. Thanh ghi dịch là một mạch cơ sở hai trạng thái hữu hạn có m phần tử nhớ. Vì thế số trạng thái khác 0 cực đại là  $2^m - 1$  và bằng chu kỳ cực đại của chuỗi ra  $\underline{c} = (c_0, c_1, c_2, \dots)$ . Xét hình vẽ 2.1, giả sử  $s_i(j)$  biểu thị giá trị của phần tử nhớ j trong thanh ghi dịch ở xung đồng hồ i. Trạng thái của thanh ghi dịch ở xung đồng hồ i là vector độ dài hữu hạn  $\underline{s}_i = \{s_i(1), s_i(2), \dots, s_i(m)\}$ . Đầu ra ở xung đồng hồ i là  $c_{i-m} = s_i(m)$ . Thay 1 bằng  $c_i$  vào ptr. (2.2) ta được điều kiện hồi quy của chuỗi ra:

$$c_i = g_1 c_{i-1} + g_2 c_{i-2} + \dots + g_{m-1} c_{i-m+1} + c_{i-m} \pmod{2} \quad (2.3)$$

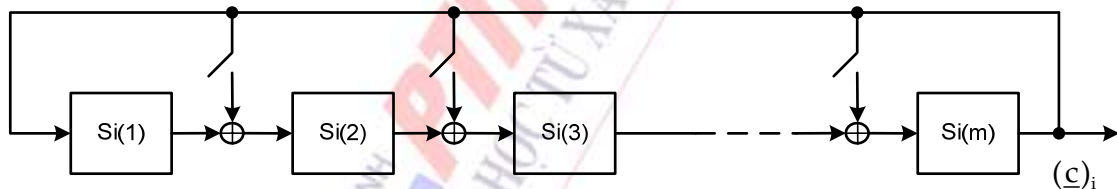
đối với  $i \geq 0$ . Thí dụ, xét đa thức tạo mã  $g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$ . Sử dụng (2.3) ta được hồi quy  $c_i = c_{i-1} + c_{i-3} + c_{i-4} + c_{i-5} \pmod{2}$  và xây dựng thanh ghi dịch hồi tiếp tuyến tính ở hình 2.2. Vì bậc của  $g(x)$  bằng  $m = 5$ , nên có 5 đơn vị nhớ ( năm phần tử thanh ghi dịch) trong mạch. Đối với mọi trạng thái khởi đầu khác không ( $s_0 \neq \{0, 0, 0, 0, 0\}$ ), trạng thái của thanh ghi dịch thay đổi theo điều kiện hồi quy được xác định bởi đa thức tạo mã  $g(x)$ . Trong thí dụ này chuỗi ra tuần hoàn là cột cuối cùng ở hình 2.2:  $\underline{c} = 111101000100101011000011100110\dots$ . Tính cờ chuỗi này có chu kỳ cực đại và bằng  $N = 2^m - 1$ . Các đa thức tạo mã khác có thể tạo ra chu kỳ ngắn hơn nhiều. Lưu ý rằng ở cấu hình mạch được xét này, m bit đầu tiên của chuỗi ra bằng các bit được nạp ban đầu vào thanh ghi dịch:  $s_0 = 11111$ . Đối với nạp ban đầu khác, chẳng hạn  $s_0 = 00001$ , đầu ra của chuỗi tương ứng trở thành  $100001110011011110100010010101\dots$ , là dịch (sang phải  $N-i = 31 - 18 = 13$  đơn vị) của chuỗi  $\underline{c}$ .



Hình 2.2. Bộ tạo mã với đa thức  $g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$

Một chuỗi thanh ghi dịch chu kỳ N có N dịch hay pha. Ta ký hiệu  $T^j \underline{c}$  là sự dịch của chuỗi  $\underline{c}$  sang trái j lần. Ở hình 2.2 ta thấy rằng có các loại dịch sau:  $T^4 \underline{c}$ ,  $T^3 \underline{c}$ ,  $T^2 \underline{c}$ ,  $T^1 \underline{c}$ . Các dịch khác có thể nhận được bằng cách kết hợp tuyến tính m = 5 đầu ra nói trên. Chẳng hạn sử dụng mặt chắn 00101 trên 5 trạng thái ở hình 2.2 (bằng các cổng AND), ta có thể nhận được  $T^2 \underline{c} + \underline{c} = 000100101011000011100110111101 \dots$ , đây chính là  $T^7 \underline{c}$  hay  $T^{-24} \underline{c}$ . Ta đã xét hai cách khác nhau để chọn pha của chuỗi ra.

Tốc độ của mạch trong hình 2.2 bị hạn chế bởi tổng thời gian trễ trong một phần tử thanh ghi và các thời gian trễ trong tất cả các cổng hoặc loại trừ ở đường hồi tiếp. Để thực hiện tốc độ cao, trong các hệ thống thông tin di động CDMA người ta sử dụng sơ đồ tốc độ cao ở hình 2.3.



Hình 2.3. Mạch thanh ghi tốc độ cao

Phương trình đệ quy trong trường hợp này được xác định như sau. Ta chuyển đổi đa thức tạo mã vào đa thức đặc tính bằng cách nhân  $x^m$  và đa thức tạo mã đảo:

$$\begin{aligned}
 x^m g(x^{-1}) &= x^m (x^{-m} + g_{m-1}x^{-m+1} + \dots + g_1x^{-1} + 1) \\
 &= 1 + g_{m-1}x + \dots + g_1x^{m-1} + x^m
 \end{aligned} \quad (2.4)$$

Sau đó chuyển 1 sang vế phải và áp dụng thủ tục như đã xét ở trên cho bộ tạo mã tốc độ thấp ta được:

$$c_i = g_{m-1}c_{i-1} + g_{m-2}c_{i-2} + \dots + g_1c_{i-m+1} + c_{i-m} \pmod{2} \quad (2.5)$$

đối với  $i \geq m$  và giống như hồi quy ở phương trình (2.3). Vì vậy hai cách thực hiện trên có thể tạo ra cùng chuỗi đầu ra nếu m bit ra đầu tiên trùng nhau. Lưu ý rằng các trạng thái đầu của chúng khác nhau và chúng có các chuỗi trạng thái khác nhau. Hình 2.4 thực hiện chuỗi thanh ghi dịch như ở hình 2.2 với tốc độ cao.

**Một chuỗi thanh ghi dịch cơ sở hai tuyến tính, với chu kỳ  $N = 2^m - 1$  trong đó  $m$  là số đơn vị nhớ trong mạch hay bậc của đa thức tạo mã, được gọi là một chuỗi cơ sở hai có độ dài cực đại hay chuỗi  $m$ .** Đa thức tạo mã của chuỗi  $m$  được gọi là đa thức nguyên thủy (Primitive Polynomial). Định nghĩa toán học của đa thức nguyên thủy là: đa thức tối giản  $g(x)$  là một đa thức nguyên thủy bậc  $m$  nếu số nguyên nhỏ nhất  $n$ , mà đối với số này  $x^n + 1$  chia hết cho đa thức  $g(x)$ , bằng  $n = 2^m - 1$ . Thí dụ  $g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$  là một đa thức nguyên thủy bậc  $m = 5$  vì số nguyên nhỏ nhất mà  $x^n + 1$  chia hết cho đa thức  $g(x)$  là  $n = 2^5 - 1 = 31$ . Trái lại  $g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$  không phải là nguyên thủy vì  $x^6 + 1 = (x + 1)(x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)$ , nên số  $n$  nhỏ nhất là 6 không bằng 31. Số các đa thức nguyên thủy bậc  $m$  bằng:

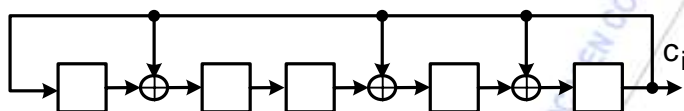
$$N_p = \frac{N}{m} \prod_{p|n} \left(1 - \frac{1}{p}\right) \quad (2.6)$$

Ở đây  $p|n$  ký hiệu "tất cả các ước số nguyên tố của  $n$ ". Thí dụ  $N=15, m=4$ :

$$N_p = (15/4) \cdot (1 - 1/3) \cdot (1 - 1/5) = 2 \quad (2.7)$$

Các đa thức nguyên thủy cho trường hợp này như sau:

$$g(x) = x^4 + x^3 + 1 \text{ và } g(x) = x^4 + x + 1$$



Xung đồng hồ $i$	Trạng thái	Xung đồng hồ $i$	Trạng thái
0	11111	16	11110
1	10010	17	01111
2	01001	18	11010
3	11001	19	01101
4	10001	20	11011
5	10101	21	10000
6	10111	22	01000
7	10110	23	00100
8	01011	24	00010
9	11000	25	00001
10	01100	26	11101
11	10110	27	10011
12	00011	28	10100
13	11100	29	01010
14	01110	30	00101
15	00111	31	11111
		32	10010
		33	Lặp lại

**Hình 2.4. Mạch thanh ghi tốc độ cao  $g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$**

## 2.3. TỰ TƯƠNG QUAN VÀ TƯƠNG QUAN CHÉO

### 2.3.1. Hàm tự tương quan

Hàm tự tương quan của một tín hiệu  $x(t)$  kiểu công suất được xác định như sau:

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\alpha+T} x(t)x(t+\tau)dt \quad (2.8)$$

Hàm tự tương quan đánh giá mức độ giống nhau giữa tín hiệu  $x(t)$  và phiên bản dịch thời  $\tau$  của nó. Đối với một chuỗi  $m$  hàm tự tương quan cho thấy hiệu số giữa các bit giống nhau và các bit khác nhau giữa chuỗi  $c$  và chuỗi dịch thời  $T^i c$  của nó.

Tương quan không chuẩn hoá giữa hai chuỗi  $m$  như sau:

$$\rho = \rho_0 - \rho_1 \quad (2.9)$$

trong đó:

$\rho_0$  là số bit giống nhau

$\rho_1$  là số bit không giống nhau

Thường người ta sử dụng tương quan chuẩn hoá theo quy tắc sau:

$$R(i) = \frac{\rho_0 - \rho_1}{\rho_0 + \rho_1} \quad (2.10)$$

trong đó:

$\rho_0$  là số bit giống nhau

$\rho_1$  là số bit không giống nhau

Để tính tự tương quan ta giữ chuỗi gốc cố định và dịch chuỗi so sánh từng bit một với  $i = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ , trong đó  $i$  là dịch chuỗi so sánh (+1 tương ứng dịch phải, -1 tương ứng với dịch trái) với chuỗi gốc.

### 2.3.2. Hàm tương quan chéo

Hàm tương quan chéo giữa hai tín hiệu  $x(t)$  và  $y(t)$  kiểu công suất định nghĩa tương quan giữa hai tín hiệu khác nhau và được xác định như sau:

$$R_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{\alpha}^{\alpha+T} x(t)y(t+\tau)dt \quad (2.11)$$

Tương quan chéo giữa hai chuỗi  $m_{c1}$  và  $m_{c2}$  khác nhau được xác định theo các công thức (2.10).

## 2.4. MỘT SỐ THUỘC TÍNH QUAN TRỌNG CỦA CHUỖI $m$

Trong phần này ta sẽ xét một số thuộc tính qua trọng của chuỗi  $m$  có ảnh hưởng trực tiếp lên sự phân tích các hệ thống CDMA.

**Thuộc tính 1 - Thuộc tính cửa sổ** : Nếu một cửa sổ độ rộng  $m$  trượt dọc chuỗi  $m$  trong tập  $S_m$ , mỗi dãy trong số  $2^m - 1$  dãy  $m$  bit khác không này sẽ được nhìn thấy đúng một lần. (Chẳng hạn xét cửa sổ độ dài 4 cho chuỗi 000100110101111. Tưởng tượng rằng chuỗi này được viết thành vòng)



**Thuộc tính II - Số số 1 nhiều hơn số số 0:** Mọi chuỗi  $m$  trong tập  $S_m$  chứa  $2^{m-1}$  số số 1 và  $2^{m-1}-1$  số số 0.

**Thuộc tính III - Hàm tự tương quan dạng đầu đỉnh:**

Trong thực tế các chuỗi  $m$  sử dụng cho các mã PN có thể được thực hiện ở dạng cơ sở hai lưỡng cực hoặc đơn cực đơn cực với hai mức logic "0" và "1" độ rộng xung  $T_c$  (c ký hiệu cho chip) cho một chu kỳ  $N$  như sau:

$$c(t) = \sum_{i=1}^N c_i p(t - iT_c) \quad (2.12)$$

trong đó:

$$p(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T_c \\ 0, & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (2.13)$$

$c_k = \pm 1$  đối với lưỡng cực và bằng 0/1 đối với đơn cực

Quan hệ giữa các xung lưỡng cực và đơn cực được xác định như sau:

Đơn cực		Lưỡng cực
"0"	$\longleftrightarrow$	"+1"
"1"	$\longleftrightarrow$	"-1"

Các thao tác nhân đối với các chuỗi lưỡng cực ở các mạch xử lý số sẽ được thay thế bằng các thao tác hoặc loại trừ (XOR) đối với các chuỗi đơn cực (hoặc ngược lại).

Hàm tự tương quan tuần hoàn chuẩn hoá của một chuỗi  $m$  có là một hàm chẵn, tuần hoàn có dạng đầu đỉnh với chu kỳ bằng  $N=2^m-1$ , được xác định theo các công thức dưới đây.

- Nếu chuỗi  $m$  có dạng đơn cực nhận hai giá trị 0 và 1:

$$R(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} (-1)^{c_j \oplus c_{i+j}} \quad (2.14)$$

bằng 1 đối với  $i=0 \pmod{N}$  và  $-1/N$  với  $i \neq 0 \pmod{N}$ .

- Nếu chuỗi  $m$  có dạng lưỡng cực nhận hai giá trị +1 và -1

$$R(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} c_j \times c_{i+j} \quad (2.15)$$

bằng 1 đối với  $i=0 \pmod{N}$  và  $-1/N$  với  $i \neq 0 \pmod{N}$ .

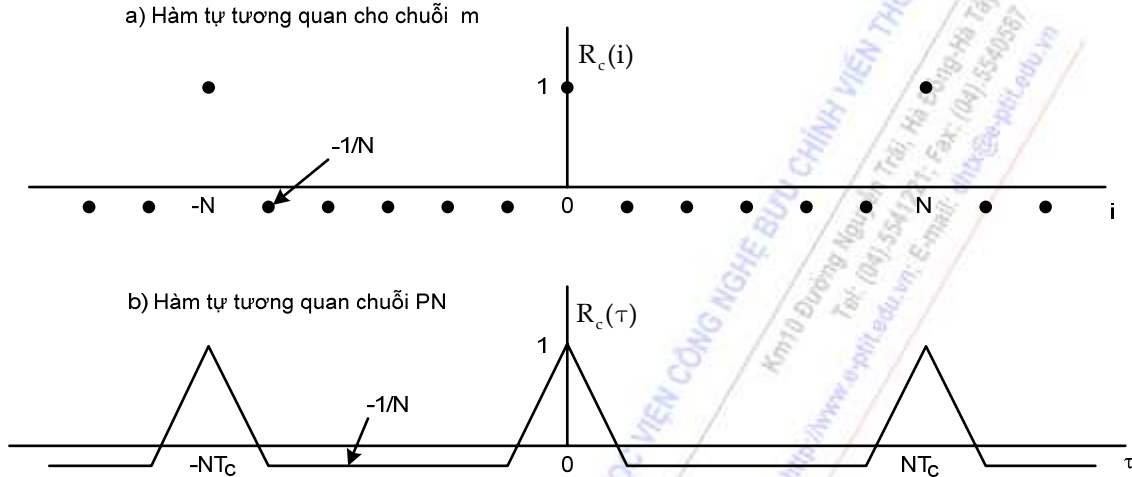
- Nếu chuỗi  $m$  là chuỗi mã PN được biểu diễn ở dạng xung có biên độ +1 và -1, thì hàm tương quan dạng tuần hoàn chu kỳ  $NT_c$  với chu kỳ thứ nhất được xác định như sau:

$$\begin{aligned} R_c(\tau) &= \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t+\tau)c(t)dt \\ &= \left(1 + \frac{1}{N}\right) \Lambda_{T_c}(\tau) - \frac{1}{N} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Trong đó  $N$  là chu kỳ mã và  $T_c$  là độ rộng xung (c ký hiệu cho chip ở CDMA) và  $\Lambda_{T_c}$  là hàm tam giác được xác định như sau;

$$\Lambda_{T_c} = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & 0 \leq |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (2.17)$$

Trong trường hợp mã hoàn toàn là ngẫu nhiên ta được hàm tương quan của mã này bằng cách đặt  $N = \infty$  hay  $1/N=0$  vào (1.37). Hàm tự tương quan cho chuỗi m và mã PN được cho ở hình 2.5a và b tương ứng.

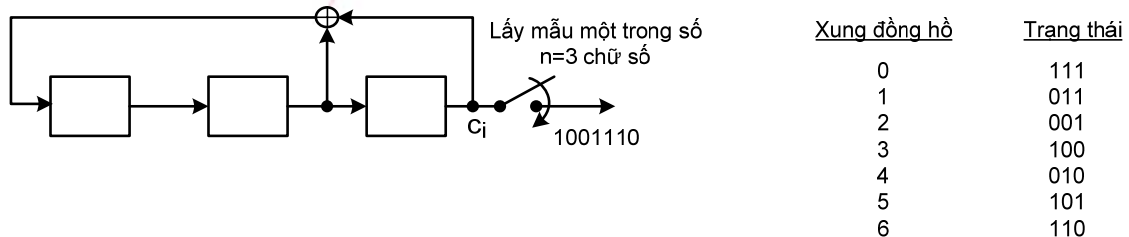


Hình 2.5. Hàm tự tương quan cho chuỗi m (a) và chuỗi PN (b)

**Thuộc tính IV - Các đoạn chạy (Runs):** Một đoạn chạy là một xâu các số "1" liên tiếp hay một xâu các số "0" liên tiếp. Trong mọi chuỗi m, một nửa số đoạn này có chiều dài 1, một phần tư có chiều dài 2, một phần tám có chiều dài 3 chừng nào các phân số này còn cho một số nguyên các đoạn chạy. Chẳng hạn có một đoạn chạy độ dài m của các số "1", một đoạn chạy dài m-1 của các số "0" và đối với đoạn chạy độ dài k,  $0 < k < m-1$ , số đoạn chạy 0 bằng số đoạn chạy 1 và bằng  $2^{m-k-2}$ .

**Thuộc tính VI - Lấy mẫu (Decimation):** Lấy mẫu 1 từ  $n > 0$  của một chuỗi- m  $\underline{c}$  (nghĩa là lấy mẫu  $\underline{c}$  cứ n bit mã một lần), được biểu thị  $\underline{c}[n]$ , có chu kỳ bằng  $N/\text{gcd}(N, n)$  nếu không phải là chuỗi toàn không; đa thức tạo mã  $g'(x)$  của nó có gốc là mũ n của các gốc của đa thức tạo mã  $g(x)$ .

Giả sử n là một số nguyên dương và xét chuỗi  $\underline{y}$  bằng cách lấy ra cứ n bit một bit từ một chuỗi  $\underline{x}$ , nghĩa là  $y_i = x_{ni}$  đối với tất cả  $i \in \mathbb{Z}$ . Chuỗi  $\underline{y}$  được gọi là lấy mẫu theo n từ  $\underline{x}$  và được ký hiệu là  $\underline{x}[n]$ . Thuộc tính lấy mẫu phát biểu rằng ta có thể tạo ra tất cả các chuỗi- m bậc m dịch vòng khác nhau bằng lấy mẫu phù hợp chỉ bằng một mạch. Như vậy nếu cho trước một đa thức nguyên thủy bất kỳ bậc m, thì ta có thể xác định tất cả các đa thức nguyên thủy bậc m khác. Chẳng hạn để tạo ra chuỗi-m  $\underline{c}[n] = \underline{c}[3] = 1001110$  (nhận được từ đa thức  $g(x)=x^3+x+1$ ), ta có thể vẫn sử dụng mạch được cho ở hình 2.6, nhưng để mạch này làm việc với tốc độ  $n=3$  lần tốc độ đồng hồ ban đầu và lấy mẫu một chữ số trong số  $n=3$  chữ số.



Hình 2.6. Tạo chuỗi bằng lấy mẫu

## 2.5. MÃ GOLD

Các chuỗi PN có các thuộc tính trực giao tốt hơn chuỗi  $m$  được gọi là các chuỗi Gold. Tập  $n$  chuỗi Gold được rút ra từ một cặp các chuỗi  $m$  được ưa chuộng có độ dài  $N=2^m-1$  bằng cách cộng modul-2 chuỗi  $m$  thứ nhất với các phiên bản dịch vòng của chuỗi  $m$  thứ hai. Kết hợp với hai chuỗi  $m$  ta được một họ  $N+2$  mã Gold. Các mã Gold có hàm tương quan chéo ba trị  $\{-1, -t(m), t(m)-2\}$  và hàm tự tương quan bốn trị  $\{2^{m-1}, -1, t(m), -t(m)\}$  trong đó

$$t(m) = \begin{cases} 2^{(m+1)/2} + 1; & \text{với } m \text{ lẻ} \\ 2^{(m+2)/2} + 1; & \text{với } m \text{ chẵn} \end{cases} \quad (2.18)$$

Lưu ý rằng khi tính toán các giá trị tương quan trước hết phải chuyển đổi các giá trị 0 và 1 vào +1 và -1. Tập hợp các chuỗi Gold bao gồm cặp chuỗi- $m$  được ưa chuộng  $\underline{x}$  và  $\underline{y}$  và các tổng mod 2 của  $\underline{x}$  với dịch vòng  $\underline{y}$ . Chẳng hạn tập hợp các chuỗi Gold là:

$$S_{\text{Gold}} = \{\underline{x}, \underline{y}, \underline{x} \oplus \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-1}\underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-2}\underline{y}, \dots, \underline{x} \oplus T^{-(N-1)}\underline{y}\} \quad (2.19)$$

trong đó  $T^{-1}\underline{y} = \{y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N-1}, y_0\}$  là dịch vòng trái của  $\underline{y}$ . Đại lượng tương quan cực đại cho hai chuỗi Gold bất kỳ trong cùng một tập bằng hằng số  $t(m)$ .

Tỷ số  $t(m)/N \approx 2^{-m/2}$  tiến tới 0 theo hàm mũ khi  $m$  tiến tới vô hạn. Điều này cho thấy rằng các chuỗi Gold dài hơn sẽ thực hiện các chuỗi trải phổ tốt hơn trong các hệ thống đa truy nhập.

## 2.6. CÁC MÃ TRỰC GIAO

### 2.6.1. CÁC MÃ WALSH

Các hàm trực giao được sử dụng để cải thiện hiệu suất băng tần của hệ thống SS. Trong hệ thống thông tin di động CDMA mỗi người sử dụng một phần tử trong tập các hàm trực giao. Hàm Walsh và các chuỗi Hadamard tạo nên một tập các hàm trực giao được sử dụng cho CDMA. Ở CDMA các hàm Walsh được sử dụng theo hai cách: là mã trải phổ hoặc để tạo ra các ký hiệu trực giao.

Các hàm Walsh được tạo ra bằng các ma trận vuông đặc biệt được gọi là các ma trận Hadamard. Các ma trận này chứa một hàng toàn số "0" và các hàng còn lại có số số "1" và số số "0" bằng nhau. Hàm Walsh được cấu trúc cho độ dài khối  $N=2^j$  trong đó  $j$  là một số nguyên dương.

Các tổ hợp mã ở các hàng của ma trận là các hàm trực giao được xác định như theo ma trận Hadamard như sau:

$$\mathbf{H}_1 = 0, \quad \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_{2N} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_N & \mathbf{H}_N \\ \mathbf{H}_N & \mathbf{H}_N \end{bmatrix}; \quad (2.20)$$

trong đó  $N=2^j$ ,  $j$  là một số nguyên dương và  $\overline{\mathbf{H}_N}$  là đảo cơ số hai của  $\mathbf{H}_N$ .

## 2.6.2. MÃ GOLAY

Các bù Golay trực giao nhận được bằng cách hồi quy sau đây

$$C_N = \begin{bmatrix} C_{N/2} & \bar{C}_{N/2} \\ C_{N/2} & -\bar{C}_{N/2} \end{bmatrix}, \forall N = 2^m, m \geq 1, C_1 = 1 \quad (2.21)$$

trong đó ma trận bù  $\bar{C}_N$  nhận được bằng các đảo ma trận  $C_N$  gốc.

## 2.7. ÁP DỤNG MÃ TRONG CÁC HỆ THỐNG CDMA

Các hệ thống cdmaOne và cdma 2000 sử dụng các mã khác nhau để trải phổ, nhận dạng kênh, nhận dạng BTS và nhận dạng người sử dụng. Các mã này đều có tốc độ chip là:  $R_c = N \times 1,2288 \text{ Mcps}$ , trong đó  $N=1,3,6,9,12$  tương ứng với độ rộng chip bằng:  $T_c = 0,814/N \mu s$ . Dưới đây ta xét các mã nói trên.

**Mã PN dài (Long PN Code).** Mã PN dài là một chuỗi mã có chu kỳ lặp  $2^{42} - 1$  chip được tạo ra trên cơ sở đa thức tạo mã sau:

$$g(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1 \quad (2.22)$$

Trên đường xuống mã dài được sử dụng để nhận dạng người sử dụng cho cả cdmaOne và cdma2000. Trên đường lên mã dài (với các dịch thời khác nhau được tạo ra bởi mặt chắn) sử dụng để: nhận dạng người sử dụng, định kênh và trải phổ cho cdma One, còn đối với cdma2000 mã dài được sử dụng để nhận dạng nguồn phát (MS). Trạng thái ban đầu của bộ tạo mã được quy định là trạng thái mà ở đó chuỗi đầu ra bộ tạo mã là '1' đi sau 41 số '0' liên tiếp.

**Mã PN ngắn (Short PN Code).** Các mã PN ngắn còn được gọi là các chuỗi PN hoa tiêu kênh I và kênh Q được tạo bởi các bộ tạo chuỗi giả ngẫu nhiên xác định theo các đa thức sau:

$$g_I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1 \quad (2.23)$$

$$g_Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \quad (2.24)$$

trong đó  $g_I(x)$  và  $g_Q(x)$  là các bộ tạo mã cho chuỗi hoa tiêu kênh I và kênh Q tương ứng.

Các chuỗi được tạo bởi các đa thức tạo mã nói trên có độ dài  $2^{15}-1 = 32767$ . Đoạn 14 số 0 liên tiếp trong các chuỗi được bổ sung thêm một số 0 để được một dãy 15 số 0 và chuỗi này sẽ có độ dài 32768. Trên đường xuống mã ngắn (với các dịch thời khác nhau được tạo ra từ mặt chắn) được sử dụng để nhận dạng BTS còn trên đường lên mã ngắn (chỉ cho cdmaOne) chỉ sử dụng tăng cường cho trải phổ. Trạng thái ban đầu của bộ tạo mã được quy định là trạng thái mà ở đó chuỗi đầu ra của bộ tạo mã là '1' đi sau 15 số '0' liên tiếp.

**Mã Gold.** Các mã Gold dài được sử dụng trong W-CDMA để nhận dạng nguồn phát. Đối với đường lên (từ MS đến BTS) mã Gold được tạo thành từ hai chuỗi m:  $x^{25} + x^3 + 1$  và  $x^{25} + x^3 + x + 1$ . Đối với đường xuống mã này được tạo thành từ hai chuỗi m:  $x^{18} + x^7 + 1$  và  $x^{18} + x^{10} + x^7 + 1$

**Mã trực giao Walsh (Walsh Code).** Mã trực giao Walsh được xây dựng trên cơ sở ma trận Hadamard. cdmaOne chỉ sử dụng một ma trận  $H_{64}$ . Các mã này được đánh chỉ số từ  $W_0$  đến  $W_{63}$  được sử dụng để trải phổ và nhận kênh cho đường xuống và điều chế trực giao cho đường lên. cdma2000 sử dụng các ma trận Hadamard khác nhau để tạo ra các mã Walsh  $W_n^N$ , trong đó

$N \leq 512$  và  $1 \leq n \leq N/2 - 1$ , để nhận dạng các kênh cho đường xuống và đường lên. Lưu ý chỉ số  $N$  ở đây tương ứng với chỉ số ma trận còn  $n$  tương ứng với chỉ số của mã, chẳng hạn  $W_{32}^{256}$  là mã nhận được từ hàng 33 của ma trận  $H_{256}$ .

## 2.8. TỔNG KẾT

Chương này đã xét phương pháp tạo mã PN. Đây là mã cơ sở mà ta sẽ sử dụng nó để xét các hệ thống trải phổ DSSS cũng như các hệ thống đa truy nhập DSSS CDMA trong các chương sau. Mã PN được xây dựng trên nguyên lý chuỗi m. Hàm tự tương quan của một chuỗi m có dạng đầu đỉnh. Nó nhận giá trị cực đại tại  $i=0$  và lặp lại giá trị này theo chu kỳ  $N$ . Tại các giá trị cách xa các điểm này giá trị của nó rất nhỏ khi  $N$  lớn. Khi  $N$  tiến đến vô hạn các giá trị này bằng không. Dựa trên tính chất này người ta lấy tương quan tín hiệu trải phổ để tách ra các tín hiệu mong muốn. Chương này cũng tổng kết các loại mã khác nhau được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin di động CDMA. Các mã Gold được xây dựng trên cơ sở chuỗi m. Trong W-CDMA mã Gold dài được sử dụng làm chuỗi nhận dạng nguồn phát vì nó cho tương quan chéo tốt hơn. Các hàm trực giao Walsh cho tương quan chéo tốt nhất trong môi trường không bị phadih. Các hàm này được sử dụng làm mã nhận dạng kênh truyền của người sử dụng trong các hệ thống 3G như: W-CDMA và cdma 2000.

## 2.9. CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

1. Một tín hiệu ngẫu nhiên  $x(t)$  có hàm tự tương quan  $R_x(\tau) = \begin{cases} 5 - 3|\tau|, & |\tau| \leq 1 \\ 2, & |\tau| > 1 \end{cases}$ .

Công suất trung bình của  $x(t)$  bằng bao nhiêu?

(a) 2W, (b) 3W, (c) 5W, (d) 7W

2. Đối với tín hiệu  $x(t)$  trong bài trước, công suất thành phần một chiều bằng bao nhiêu?

(a) 2W, (b) 3W, (c) 5W, (d) 7W

3. Một tín hiệu có mật độ phổ công suất là  $10^{-4}[\Lambda_{1000}(f-10^6)] + 10^{-4}[\Lambda_{1000}(f+10^6)]$  W/Hz. Hãy tìm giá trị trung bình trong băng tần giới hạn từ 1MHz đến 1,002MHz

(a) 0,1W; (b) 0,2W; (c) 0,3W; (d) 1W

4. Xét một chuỗi m có độ dài là 15. Nếu một tín hiệu PN được tạo ra từ chuỗi này có tốc độ chip là 1000 chip/s, tìm hàm tương quan  $R_c(\tau)$  tại  $\tau = 0,75$  ms.

(a) 0,1; (b) 0,15; (c) 0,2; (d) 0,25

5. Có hai chuỗi m chu kỳ 7:  $\{c_j\} = \{\dots, -1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, \dots\}$  và  $\{c'_j\} = \{\dots, -1, -1, -1, 1, 1, 1, \dots\}$ . Hãy tìm các giá trị hàm tương quan chéo tuần hoàn chuẩn hoá được định nghĩa bởi biểu

$$\text{thức: } R_{cc'}(k) = \frac{1}{7} \sum_{j=0}^6 c_j c'_{j+k} \text{ cho } k=0,1,2,3,4,5,6$$

(a)  $R_{cc'}(k) = 3/7, -1/7, 3/7, -1/7, -1/7, -5/7, 3/7$ ; (b)  $R_{cc'}(k) = 3/7, -1/7, -5/7, -1/7, -1/7, 3/7, -1/7$ ;

(c)  $R_{cc'}(k) = 3/7, 3/7, -1/7, -1/7, -1/7, 3/7, 3/7$ ; (d)  $R_{cc'}(k) = 3/7, 3/7, -5/7, -1/7, -1/7, 3/7, 3/7$ ;

(e)  $R_{cc'}(k) = 3/7, 3/7, -1/7, -1/7, -1/7, -3/7, -1/7$ ;

6. Giả thiết  $c(t)$  và  $c'(t)$  là hai tín hiệu PN được tạo ra từ  $\{c_i\}$  và  $\{c'_i\}$  cho ở bài trước, cả hai có cùng độ rộng chip  $T_c$ . Định nghĩa hàm tương quan chéo tuần hoàn chuẩn hoá theo



công thức  $R_{cc'}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T c(t)c'(t + \tau)dt$ , trong đó  $T=NT_c$  và  $N$  là chu kỳ của các chuỗi

- $\{c_i\}$  và  $\{c'_i\}$ . Hãy tìm  $\phi_{cc'}(\tau)$  cho  $\tau = 1,5 T_c$ .
- (a)  $-1/7$ ; (b)  $-2/7$  (c)  $-3/7$ ; (d)  $1/7$ ; (e)  $2/7$ ; (f)  $3/7$
7. Tự tương quan của  $k+x(t)$  là hàm nào dưới đây? trong đó  $k$  là hằng số và  $x(t)$  là tín hiệu ngẫu nhiên trung bình không có hàm tự tương quan là  $R_x(\tau)$ .
- (a)  $R_x(\tau)$ ; (b)  $k+R_x(\tau)$ ; (c)  $k^2+R_x(\tau)$ ; (d)  $k^2+2k+R_x(\tau)$
8. Cho một tín hiệu ba mức  $x(t)$ . Trong các đoạn thời gian  $t_1$  giây, tín hiệu này có thể nhận ba giá trị:  $-1, 0, 1$  đồng xác suất. Các giá trị trong các khoảng thời gian  $t_1$  khác nhau đều độc lập với nhau và điểm khởi đầu (pha) là ngẫu nhiên với phân bố đều trong khoảng  $[0, t_1]$ . Hàm nào dưới đây là hàm tự tương quan của tín hiệu này?
- (a)  $0,5\Lambda_{t_1}(\tau)$ ; (b)  $2/3 \Lambda_{t_1}(\tau)$ ; (c)  $0,75\Lambda_{t_1}(\tau)$ ; (d)  $\Lambda_{t_1}(\tau)$
9. Hàm nào dưới đây là hàm tự tương quan của  $k+x(t)\cos(2\pi f_c t + \theta)$ ? trong đó  $k$  là hằng số,  $x(t)$  là tín hiệu ngẫu nhiên trung bình không có hàm tự tương quan  $R_x(\tau)$ , và PSD  $\Phi(f)$  và  $\theta$  là pha ngẫu nhiên phân bố đều trong khoảng  $[0, 2\pi]$
- (a)  $k+R_x(\tau)$ ; (b)  $k+0,5 R_x(\tau)\cos(2\pi f_c \tau)$ ; (c)  $k^2+R_x(\tau)$ ; (d)  $k^2+0,5 R_x(\tau)\cos(2\pi f_c \tau)$ ;

## CHƯƠNG 3

# CÁC HỆ THỐNG TRẢI PHỔ CHUỖI TRỰC TIẾP

### 3.1. GIỚI THIỆU CHUNG

#### 3.1.1. Các chủ đề được trình bày trong chương

- Mã giả tạp âm sử dụng trong DSSS
- Hệ thống DSSS-BPSK
- Hệ thống DSSS-QPSK
- Ảnh hưởng của tạp âm Gauss trắng cộng và nhiễu pha
- Ảnh hưởng của nhiễu giao thoa và đa đường

#### 3.1.2. Hướng dẫn

- Học kỹ các tư liệu được trình bày trong chương này
- Tham khảo thêm [1] và [2]
- Trả lời các câu hỏi và bài tập cuối chương

#### 3.1.3. Mục đích chương

- Hiểu được cơ sở của các hệ thống trải phổ chuỗi trực tiếp
- Hiểu được nguyên lý làm việc của các máy phát và máy thu DSSS-BPSK và QPSK
- Hiểu được hiệu năng của hệ thống DSSS

### 3.2. MÃ GIẢ TẠP ÂM SỬ DỤNG TRONG DSSS

Như đã đề cập ở chương 1 và 2, ta dùng mã "ngẫu nhiên" để trải phổ bản tin ở phía phát và giải trải phổ tín hiệu thu được ở phía thu. Mã "ngẫu nhiên" đóng vai trò trung tâm trong các hệ thống SS. Tuy nhiên nếu mã này thực sự ngẫu nhiên thì thậm chí máy thu chủ định cũng không thể lấy ra bản tin vì không thể biết được phương pháp để đồng bộ với mã thực sự ngẫu nhiên, dẫn đến hệ thống trở nên vô dụng. Vì thế phải thay thế bằng một mã **giả ngẫu nhiên**. Đây là một mã tất định biết trước đối với máy thu chủ định. Nhưng thể hiện giống tạp âm đối với các máy thu không chủ định. Mã này thường được gọi là chuỗi **giả tạp âm** (PN: Pseudo-Noise). Các chuỗi PN đã được ta khảo sát kỹ ở chương 1. Chuỗi PN là một chuỗi các số được lặp lại theo một chu kỳ nhất định.

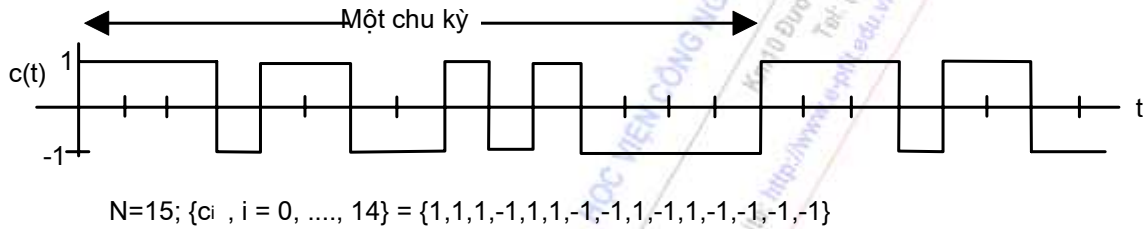
Ta sử dụng  $\{c_i, i = \text{số nguyên}\} \rightarrow \{\dots, c_{-1}, c_0, c_1, \dots\}$  để biểu thị một chuỗi PN. Giả sử  $N$  là chu kỳ sao cho  $c_{i+N} = c_i$ . Đôi khi ta gọi  $N$  là độ dài của chuỗi PN và một chuỗi tuần hoàn chỉ là sự mở rộng tuần hoàn của chuỗi có độ dài  $N$ . Để một chuỗi  $\{c_i\}$  là một chuỗi giả tạp âm tốt, giá trị của  $c_i$  phải độc lập với giá trị của  $c_j$  đối với mọi  $i \neq j$ . Để đảm bảo điều này lý tưởng chuỗi nói

trên không được lặp lại, nghĩa là chu kỳ phải là  $\infty$ . Trong thực tế vì chuỗi PN phải tuần hoàn nên chu kỳ của nó phải lớn để đạt được thuộc tính ngẫu nhiên tốt.

Trong một hệ thống DSSS, một tín hiệu liên tục theo thời gian được gọi là tín hiệu PN được tạo ra từ chuỗi PN dùng để trải phổ. Giả thiết chuỗi PN này là cơ số hai, nghĩa là  $c_i = \pm 1$ , thì tín hiệu PN này là

$$c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i p_{T_c}(t - iT_c) \quad (3.1)$$

trong đó  $p_{T_c}(t)$  là xung chữ nhật đơn vị được cho bởi phương trình (2.13),  $c_i$  được gọi là chip và khoảng thời gian  $T_c$  giây được gọi là thời gian chip. Lưu ý rằng tín hiệu PN có chu kỳ là  $NT_c$ . Một thí dụ của chuỗi này được cho ở hình 3.1 đối với  $N = 15$  và  $\{c_i, i = 0, 1, \dots, 14\} = \{1, 1, 1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1\}$ . Tín hiệu (chuỗi) PN còn được gọi là tín hiệu (chuỗi) trải phổ, tín hiệu (chuỗi) ngẫu nhiên, và dạng sóng (chuỗi) của chữ ký (Signature).



**Hình 3.1. Thí dụ về tín hiệu PN  $c(t)$  được tạo ra từ chuỗi PN có chu kỳ 15**

Để tiện cho việc khảo sát, ta sẽ lập mô hình tín hiệu PN như là một tín hiệu cơ số hai giả ngẫu nhiên, nghĩa là ta coi rằng  $c_i$  là +1 hay -1 với xác suất như nhau,  $c_i$  và  $c_j$  độc lập với nhau nếu  $i \neq j$ . Khi này hàm tự tương quan sẽ là :

$$R_c(\tau) = \Lambda_{T_c}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (3.2)$$

và mật độ phổ công suất (PSD) được xác định bởi :

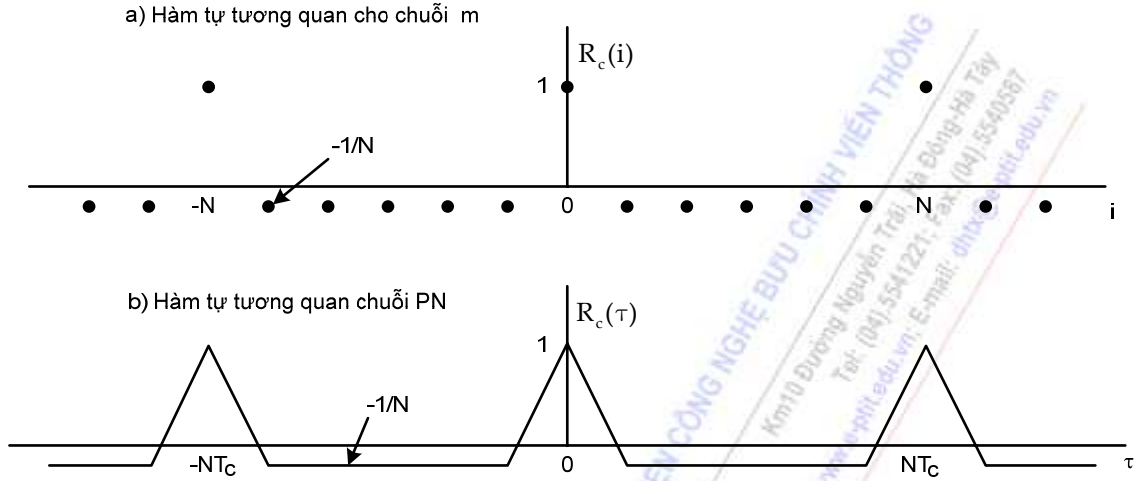
$$\Phi_c(f) = T_c \text{sinc}^2(fT_c) \quad (3.3)$$

Nói một cách chặt chẽ, một tín hiệu PN thực chất là một tín hiệu tắt định; nên có thể tính hàm tự tương quan của nó với  $T = NT_c$  là  $R_c(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t+\tau)c(t)dt$ . Hàm tự tương quan nhận được là một hàm tuần hoàn có chu kỳ  $NT_c$ .

Các chuỗi- m là các chuỗi có độ dài cực đại đã được nghiên cứu rất kỹ ở chương 1. Một chuỗi m có chu kỳ N sẽ có hàm tự tương quan chuẩn hoá được cho bởi biểu thức sau:

$$R_c(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} c_j c_{j+i} = \begin{cases} 1, & i = 0, \pm N, \pm 2N \\ -\frac{1}{N}, & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (3.4)$$

Biểu thức trên được vẽ ở hình 3.2a.



**Hình 3.2. Hàm tự tương quan của tín hiệu PN nhận được từ chuỗi m**

Tín hiệu PN tương ứng của một hàm tự tương quan tuần hoàn với chu kỳ  $NT_c$  với chu kỳ thứ nhất được cho bởi biểu thức:

$$R_c(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t+\tau)c(t)dt = \left(1 + \frac{1}{N}\right) \Lambda_{T_c}(\tau) - \frac{1}{N} \quad (3.5)$$

$$= \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \left(1 + \frac{1}{N}\right), & 0 \leq |\tau| \leq T_c \\ -\frac{1}{N}, & T_c \leq |\tau| \leq \frac{1}{2}NT_c \end{cases} \quad (3.6)$$

Biểu thức trên có dạng tam giác như được vẽ ở hình 3.2b. Lưu ý rằng đối với giá trị  $N$  lớn, biểu thức (3.6) gần bằng biểu thức (3.2). Vì thế khi xét đến các thuộc tính tự ngẫu nhiên một chuỗi trở thành chuỗi ngẫu nhiên khi  $N \rightarrow \infty$ .

Đơn giản, chủ yếu chúng ta sẽ sử dụng hàm tam giác ở ptr (3.2) là hàm tự tương quan cho một tín hiệu PN và biểu thức (3.3) cho PSD. Các thuộc tính của chuỗi m và các kiểu chuỗi PN khác đã được khảo sát ở chương 1.

### 3.3. CÁC HỆ THỐNG DSSS- BPSK

#### 3.3.1. Máy phát DSSS- BPSK

Sơ đồ khối của máy phát DS/SS sử dụng BPSK được cho ở hình 3.3. Ta có thể biểu diễn số liệu hay bản tin nhận các giá trị  $\pm 1$  như sau:

$$d(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i p_{T_b}(t - iT_b) \quad (3.7)$$

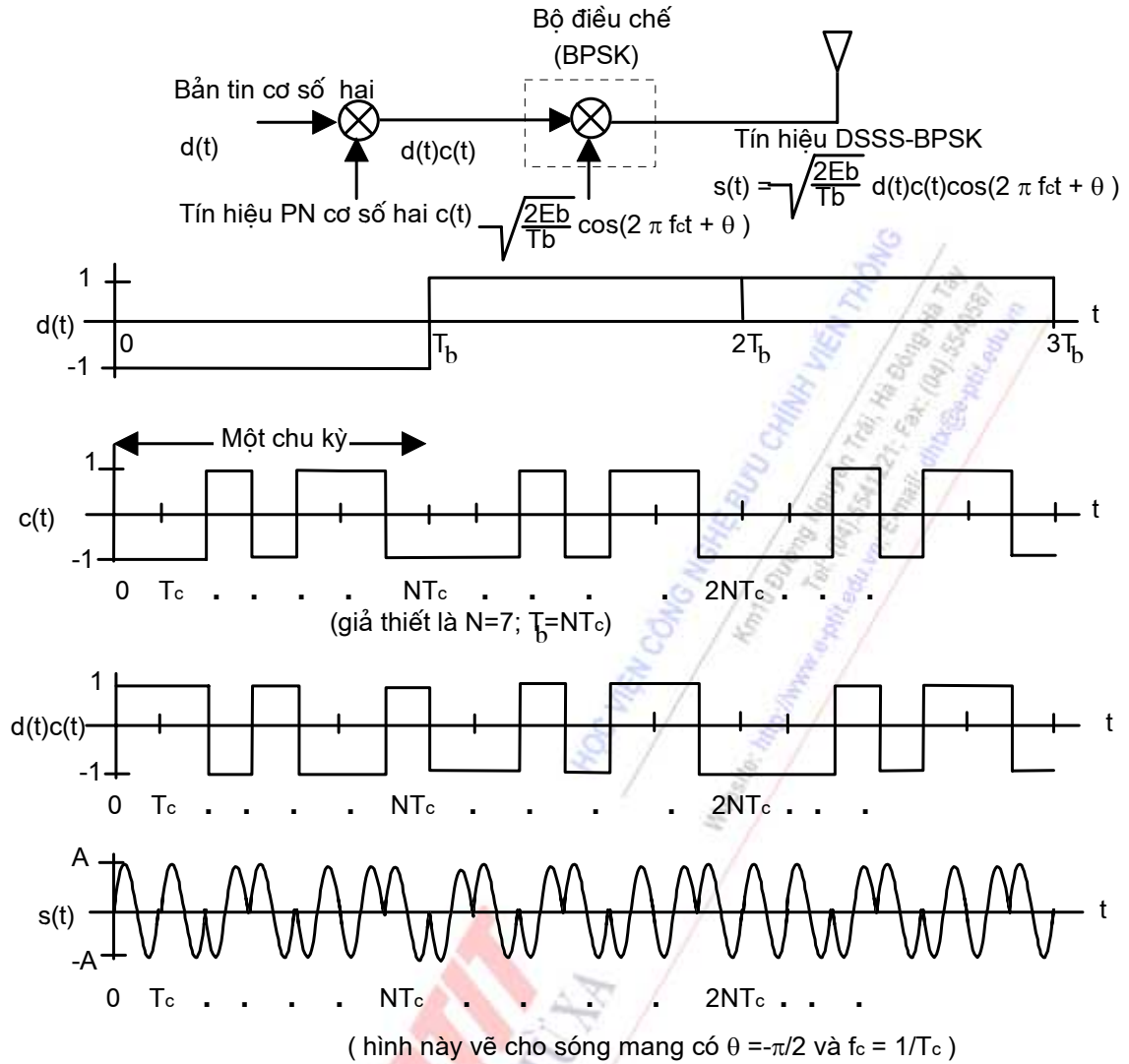
trong đó  $d_i = \pm 1$  là bit số liệu thứ  $i$  và  $T_b$  là độ rộng của một bit số liệu (tốc độ số liệu là  $1/T_b$  bps). Tín hiệu  $d(t)$  được trải phổ bằng tín hiệu PN  $c(t)$  bằng cách nhân hai tín hiệu này với nhau. Tín hiệu nhận được  $d(t)c(t)$  sau đó sẽ điều chế cho sóng mang sử dụng BPSK, kết quả cho ta tín hiệu DSSS-BPSK xác định theo công thức sau:

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} d(t)c(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (3.8)$$

trong đó  $E_b$  là năng lượng trên một bit của sóng mang,  $T_b$  là độ rộng một bit,  $f_c$  tần số mang và  $\theta$  là pha ban đầu của sóng mang. Thí dụ về các tín hiệu này được vẽ trên cùng một hình.

Trong rất nhiều ứng dụng một bit bản tin bằng một chu kỳ của tín hiệu PN, nghĩa là  $T_b = NT_c$ . Ta sử dụng giả thiết này cho các hệ thống DSSS trong toàn bộ giáo trình, nếu như không có định nghĩa khác. Trong trường hợp hình 3.3 ta sử dụng  $N = 7$ . Ta có thể thấy rằng tích của  $d(t)c(t)$  cũng là một tín hiệu cơ sở hai có biên độ  $\pm 1$ , có cùng tần số với tín hiệu PN. Tín hiệu DSSS-BPSK nhận được được vẽ ở đồ thị cuối cùng của hình 3.3.

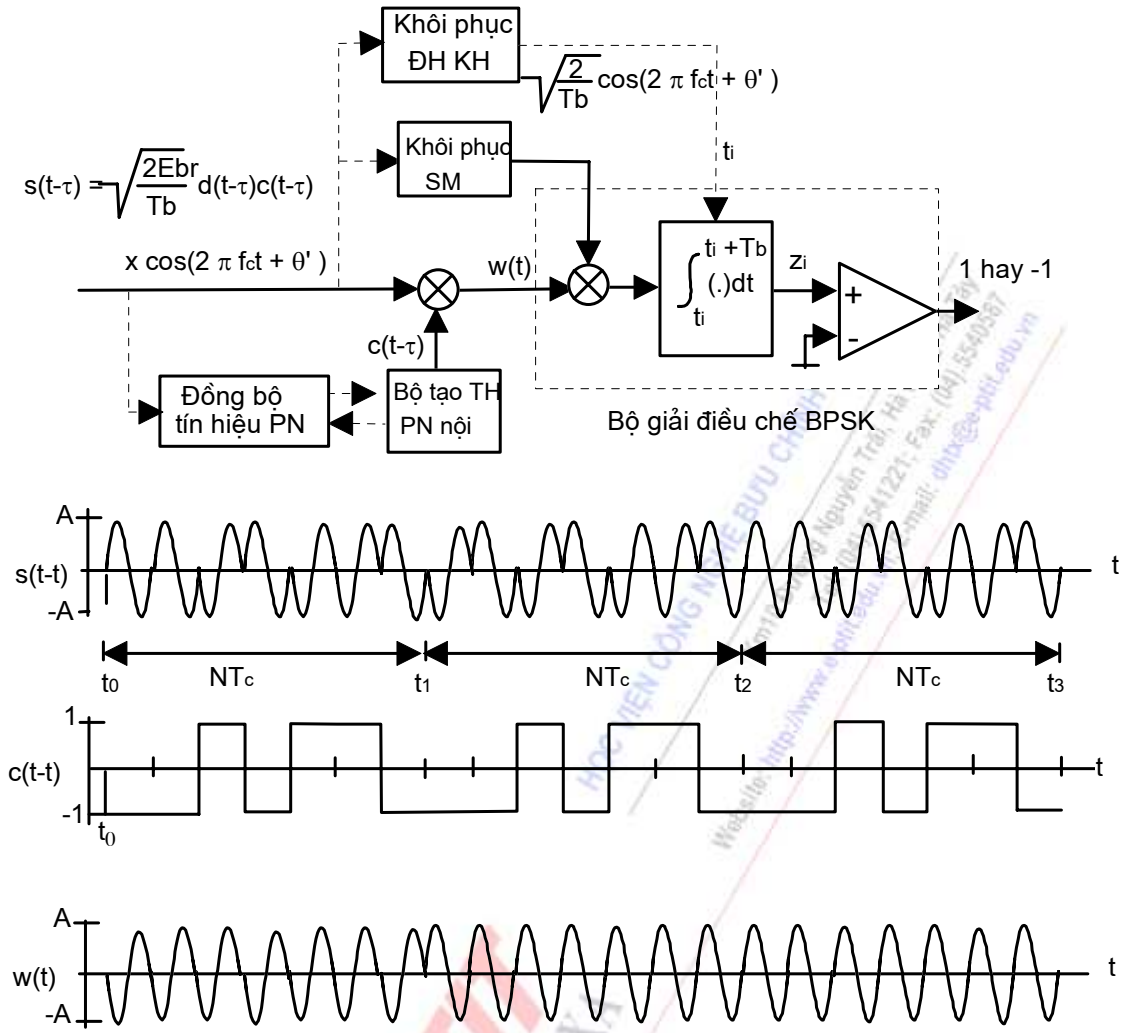




Hình 3.3. Sơ đồ khối của máy phát DSSS-BPSK

### 3.3.2. Máy thu DSSS-BPSK

Sơ đồ khối của máy thu DSSS- BPSK được cho ở hình 3.4.



ĐHKH: Đồng hồ ký hiệu, SM: Sóng mang, th: Tín hiệu

**Hình 3.4. Sơ đồ máy thu DSSS-BPSK**

Mục đích của máy thu này là lấy ra bản tin  $d(t)$  (số liệu  $\{d_i\}$ ) từ tín hiệu thu được bao gồm tín hiệu được phát cộng với tạp âm. Do tồn tại trễ truyền lan  $\tau$  nên tín hiệu thu là:

$$r(t) = s(t-\tau) + n(t) = \sqrt{\frac{2E_{br}}{T_b}} d(t-\tau)c(t-\tau) \cos[2\pi f_c(t-\tau) + \theta'] + n(t) \quad (3.9)$$

trong đó  $E_{br}$  là năng lượng trung bình của sóng mang trên một bit,  $n(t)$  là tạp âm của kênh và đầu vào máy thu. Để giải thích quá trình khôi phục lại bản tin ta giả thiết rằng không có tạp âm. Trước hết tín hiệu thu được trải phổ để giảm băng tần rộng vào băng tần hẹp. Sau đó nó được giải điều chế để nhận được tín hiệu băng gốc. Để giải trải phổ tín hiệu thu được nhân với tín hiệu (đồng bộ) PN  $c(t-\tau)$  được tạo ra ở máy thu, ta được:

$$w(t) = \sqrt{\frac{2E_{br}}{T_b}} d(t-\tau)c^2(t-\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta')$$

$$= \sqrt{\frac{2E_{br}}{T_b}} d(t-\tau) \cos(2\pi f_c t + \theta') \quad (3.10)$$

Vì  $c(t)$  bằng  $\pm 1$ , trong đó  $\theta' = \theta - 2\pi f_c \tau$ . Tín hiệu nhận được là một tín hiệu băng hẹp với độ rộng băng tần theo Niquist là  $1/T_b$ . Để giải điều chế ta giả thiết rằng máy thu biết được pha  $\theta'$  (và tần số  $f_c$ ) cũng như điểm khởi đầu của từng bit. Một bộ giải điều chế BPSK bao gồm một bộ tương quan (Correlator) hai bộ lọc phối hợp (Matched Filter) đi sau là một thiết bị đánh giá ngưỡng. Để tách ra bit số liệu thứ  $i$ , bộ tương quan tính toán:

$$\begin{aligned} z_i &= \int_{t_i}^{t_i+T_b} w(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta') dt \\ &= \frac{2\sqrt{E_{br}}}{T_b} A \int_{t_i}^{t_i+T_b} d(t-\tau) \cos^2(2\pi f_c t + \theta') dt \\ &= \sqrt{E_{br}} \int_{t_i}^{t_i+T_b} d(t-\tau) [1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta')] dt \\ &= \sqrt{E_{br}} d(t-\tau) = \pm \sqrt{E_{br}} \end{aligned} \quad (3.12)$$

trong đó  $t_i = iT_b + \tau$  là thời điểm đầu của bit thứ  $i$ . Vì  $d(t-\tau)$  là  $+1$  hoặc  $-1$  trong thời gian một bit, nên thành phần thứ nhất của tích phân sẽ cho ta  $T_b$  hoặc  $-T_b$ . Thành phần thứ hai là thành phần nhân đôi tần số nên sau tích phân gần bằng 0. Vậy kết quả cho  $z_i = \sqrt{E_{br}}$  hay  $-\sqrt{E_{br}}$ . Cho kết quả này qua thiết bị đánh giá ngưỡng (hay bộ so sánh) với ngưỡng 0, ta được đầu ra cơ số hai 1 hay -1. Ngoài thành phần tín hiệu  $\pm \sqrt{E_{br}}$ , đầu ra của bộ tích phân cũng có thành phần tạp âm có thể gây ra lỗi. Lưu ý rằng ở hình 3.4 thứ tự giữa nhân tín hiệu PN và nhân sóng mang có thể đổi lẫn mà không làm thay đổi kết quả.

Tín hiệu PN đóng vai trò như một "mã" được biết trước cả ở máy phát lẫn máy thu chủ định. Vì máy thu chủ định biết trước mã nên nó có thể giải trải phổ tín hiệu SS để nhận được bản tin. Mặt khác một máy thu không chủ định không biết được mã, vì thế ở các điều kiện bình thường nó không thể "giải mã" bản tin. Điều này thể hiện rõ ở ptr (3.8), do  $c(t)$  nên máy thu không chủ định chỉ nhìn thấy một tín hiệu ngẫu nhiên  $\pm 1$ .

Ta đã giả thiết rằng máy thu biết trước một số thông số sau :  $\tau$ ,  $t_i$ ,  $\theta'$  và  $f_c$ . Thông thường máy thu biết được tần số mang  $f_c$ , nên nó có thể được tạo ra bằng cách sử dụng một bộ dao động nội. Nếu có một khác biệt nào đó giữa tần số của bộ dao động nội và tần số sóng mang, thì một tần số gần với  $f_c$  có thể được tạo ra và có thể theo dõi được tần số chính xác bằng một mạch vòng hồi tiếp, vòng khoá pha chẳng hạn. Máy thu phải nhận được các thông số khác như  $\tau$ ,  $t_i$  và  $\theta'$  từ tín hiệu thu được. Quá trình nhận được  $\tau$  được gọi là quá trình đồng bộ, thường được thực hiện ở hai bước: bắt và bám. Vấn đề đồng bộ sẽ được khảo sát ở các chương 7 và 8. Quá trình nhận được  $t_i$  được gọi là quá trình khôi phục đồng hồ (định thời) ký hiệu (Symbol Timing Recovery). Còn quá trình nhận được  $\theta'$  (cũng như  $f_c$ ) được gọi là quá trình khôi phục sóng mang. Việc khôi phục sóng mang và đồng hồ là cần thiết ở mọi máy thu thông tin số liệu đồng bộ và chúng được xét ở hầu hết các tài liệu về thông tin. Khi  $T_b/T_c = N$  (chu kỳ của chuỗi PN), có thể nhận được định thời của ký hiệu  $t_i$  một khi đã biết  $\tau$ . Hình 3.4 cũng cho thấy đồng bộ, khôi phục đồng hồ và sóng mang.

Ta hãy khảo sát một cách ngắn gọn ảnh hưởng của sai pha sóng mang và sai pha mã ở máy thu. Giả thiết rằng máy thu sử dụng  $\cos(2\pi f_c t + \theta' + \gamma)$  thay cho  $\cos(2\pi f_c t + \theta')$  cho bộ giải điều chế và sử dụng  $c(t-\tau')$  làm tín hiệu PN nội, nghĩa là sóng mang có sai pha  $\gamma$  và tín hiệu PN có sai pha  $\tau-\tau'$ . Khi này  $z_i$  sẽ là:

$$\begin{aligned} z_i &= \sqrt{\frac{2E_{br}}{T_b}} \int_{t_i}^{t_i+T_b} d(t-\tau) c(t-\tau) c(t-\tau') \cos(2\pi f_c t + \theta') \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta' + \gamma) dt \\ &= \pm \frac{\sqrt{E_{br}}}{T_b} \cos(\gamma) \int_{t_i}^{t_i+T_b} c(t-\tau) c(t-\tau') dt \\ &= \pm \sqrt{E_{br}} \cos(\gamma) R_c(\tau - \tau') \end{aligned} \quad (3.13)$$

trong đó dòng thứ hai được rút ra từ lập luận là tích phân của thành phần tần số nhân đôi bằng 0. Vì thế  $|z_i|$  cực đại khi  $\gamma = 0$  và  $\tau - \tau' = 0$ . Nếu  $|\tau - \tau'| > T_c$  hay  $|\gamma| = \pi/2$ , thì  $z_i = 0$  và máy thu vô dụng. Khi  $|\tau - \tau'| < T_c$  và  $|\gamma| < \pi/2$ , thì  $|z_i|$  giảm đại lượng, như vậy tỷ số tín hiệu trên tạp âm sẽ nhỏ hơn gây ra xác suất lỗi cao hơn. Tuy nhiên nó vẫn có thể hoạt động đúng khi các sai pha  $|\tau - \tau'|$  và  $|\gamma|$  nhỏ.

### 3.3.3. Mật độ phổ công suất, PSD

Để có thể hiểu hơn các hệ thống DSSS, bây giờ ta đi xét PSD (Power Spectral Density) của các tín hiệu ở các điểm khác nhau trong máy phát và máy thu ở hình 3.3 và 3.2.

Ta mô hình bản tin và tín hiệu PN như là các tín hiệu cơ sở hai ngẫu nhiên (mỗi bit hay mỗi chip nhận các giá trị +1 hay -1 đồng xác suất). Bản tin  $d(t)$  với biên độ  $\pm 1$  có tốc độ bit  $1/T_b$  bps và PSD:

$$\Phi_d(f) = T_b \text{Sinc}^2(fT_b) \quad (3.14)$$

có độ rộng băng tần theo Nyquist  $1/2T_b$  Hz, còn tín hiệu PN (với biên độ  $\pm 1$ ) có tốc độ chip  $1/T_c$  và PSD là:

$$\Phi_c(f) = T_c \text{Sinc}^2(fT_c) \quad (3.15)$$

với độ rộng băng tần theo Nyquist  $1/T_c$  Hz. Vì  $T_b/T_c$  là một số nguyên và vì khởi đầu của mỗi bit  $d(t)$  trùng với khởi đầu của chip  $c(t)$  nên tích  $d(t)c(t)$  có PSD như sau:

$$\Phi_{dc}(f) = T_c \text{Sinc}^2(fT_c) \quad (3.16)$$

có độ rộng băng tần  $1/T_c$  Hz giống như độ rộng băng tần của  $c(t)$ . Vì thế quá trình trải phổ sẽ tăng độ rộng băng tần  $T_b/T_c = N$  lần, thông thường giá trị này rất lớn. Điều chế sóng mang chuyển đổi tín hiệu băng gốc  $d(t)c(t)$  vào tín hiệu băng thông  $s(t)$  có PSD:

$$\Phi_s(f) = \frac{P}{2R_c} \{ \text{Sinc}^2((f - f_c)T_c) + \text{Sinc}^2((f + f_c)T_c) \} \quad (3.17)$$

và có độ rộng băng tần theo Nyquist  $1/T_c$  Hz, trong đó  $P$  là công suất trung bình của tín hiệu. Thí dụ về  $\Phi_d(f)$ ,  $\Phi_{dc}(f)$  và  $\Phi_s(f)$  được cho ở hình 3.5, trong đó chúng ta sử dụng  $T_b/T_c = 2$ . So sánh  $\Phi_d(f)$  và  $\Phi_s(f)$  ta thấy đại lượng giảm  $2T_b/PT_c$  lần và độ rộng băng tần tăng  $T_b/T_c$  lần. Vì thế  $N=T_b/T_c$  là tỷ lệ trải phổ.

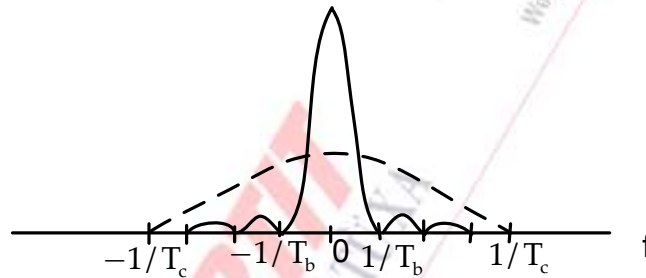
Trong máy thu tín hiệu  $r(t-\tau)$  là phiên bản trễ của tín hiệu DS  $s(t)$  và có công suất thu giảm do truyền sóng bằng  $P_r$ . Nên PSD của nó cũng giống như PSD của tín hiệu  $s(t)$  được cho ở phương trình (3.17) nhưng với công suất  $P$  được thay bằng  $P_r$ , vì trễ không làm thay đổi phân bố công suất ở vùng tần số. Ngoài ra PSD của  $c(t-\tau)$  cũng giống như PSD của  $c(t)$  được cho ở ptr (3.15). Sau khi giải trải phổ ta được tín hiệu  $w(t)$  với PSD được xác định bởi:

$$\Phi_w(f) = \frac{P_r}{2R_b} \left\{ \text{Sinc}^2((f-f_c)T_b) + \text{Sinc}^2((f+f_c)T_b) \right\} \quad (3.18)$$

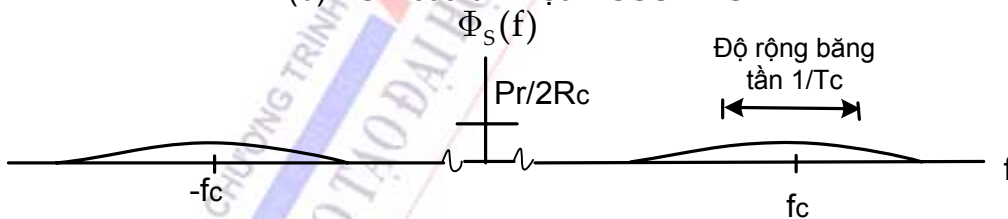
Biểu thức trên được mô tả ở hình 3.5 (c). Ta thấy rằng  $\Phi_w(f)$  bây giờ có PSD băng hẹp với cùng dạng phổ như  $d(t)$  nhưng được dịch sang trái và phải  $f_c$ . Độ rộng băng tần của  $w(t)$  là  $1/T_b$ , gấp hai lần  $d(t)$ . Điều này giống như dự tính vì  $w(t)$  giống hệt như phiên bản được điều chế của  $d(t)$ .

Từ PSD của các tín hiệu khác nhau ta thấy rằng PSD của  $d(t)$  được trải phổ bởi  $c(t)$  và sau đó được giải trải phổ bởi  $c(t-\tau)$  ở máy thu.

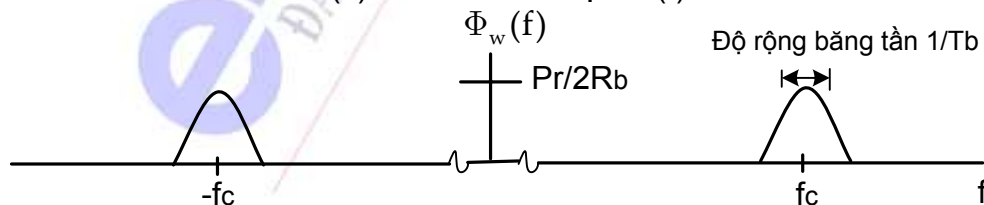
(a) PSD của bản tin và tín hiệu PN



(b) PSD của tín hiệu DSSS-BPSK



(c) PSD của tín hiệu  $W(t)$



Hình 3.5. PSD của luồng tín hiệu cực, tín hiệu PN và tín hiệu DSSS-BPSK.

### 3.3.4. Độ lợi xử lý



Độ lợi xử lý (PG: Processing Gain) được định nghĩa là: Tỷ số giữa độ rộng băng tần cần thiết của kênh vô tuyến cho tín hiệu trải phổ ( $B_{dc}$ ) và độ rộng băng tần cần thiết của kênh vô tuyến cho tín hiệu không trải phổ ( $B_d$ ):

$$G_p = \frac{B_{dc}}{B_d} \quad (3.19)$$

Vì  $B_d = R_b$ , trong đó  $R_b$  là tốc độ bit của bản tin băng tần gốc nên ta cũng có thể viết lại (3.19) như sau:

$$G_p = \frac{B_{dc}}{R_b} \quad (3.20)$$

Ta thường biểu diễn  $G_p$  ở dB:  $10\lg(G_p)$ . Độ lợi xử lý cho thấy tín hiệu bản tin phát được trải phổ bao nhiêu lần bởi hệ thống trải phổ. Đây là một thông số chất lượng quan trọng của một hệ thống SS,  $G_p$  cao thường có nghĩa là khả năng chống nhiễu tốt hơn.

Đối với hệ thống DSSS-BPSK, độ lợi xử lý là  $(1/T_c)/(1/T_b) = T_b/T_c = N$ . Chẳng hạn nếu  $N = 1023$ , độ rộng băng tần của bản tin được điều chế  $d(t)\cos(2\pi f_c t)$  tăng 1023 lần bởi quá trình trải phổ và  $G_p$  là 1023 hay 30,1dB.

### 3.4. CÁC HỆ THỐNG DSSS-QPSK

Trên hình 3.3 ta sử dụng BPSK cho quá trình điều chế. Các kiểu điều chế khác như: khóa chuyển pha vuông góc (QPSK: Quadrature Phase Shift Keying) và khóa chuyển cực tiểu (MSK: Minimum Shift Keying) cũng thường được sử dụng ở các hệ thống SS.

Sơ đồ khối chức năng cho máy phát của một hệ thống DSSS sử dụng điều chế QPSK được cho ở hình 3.6 cùng với các dạng sóng ở các điểm khác nhau trên sơ đồ. Sơ đồ bao gồm hai nhánh: một nhánh đồng pha (nhánh I) và một nhánh pha vuông góc (nhánh Q).

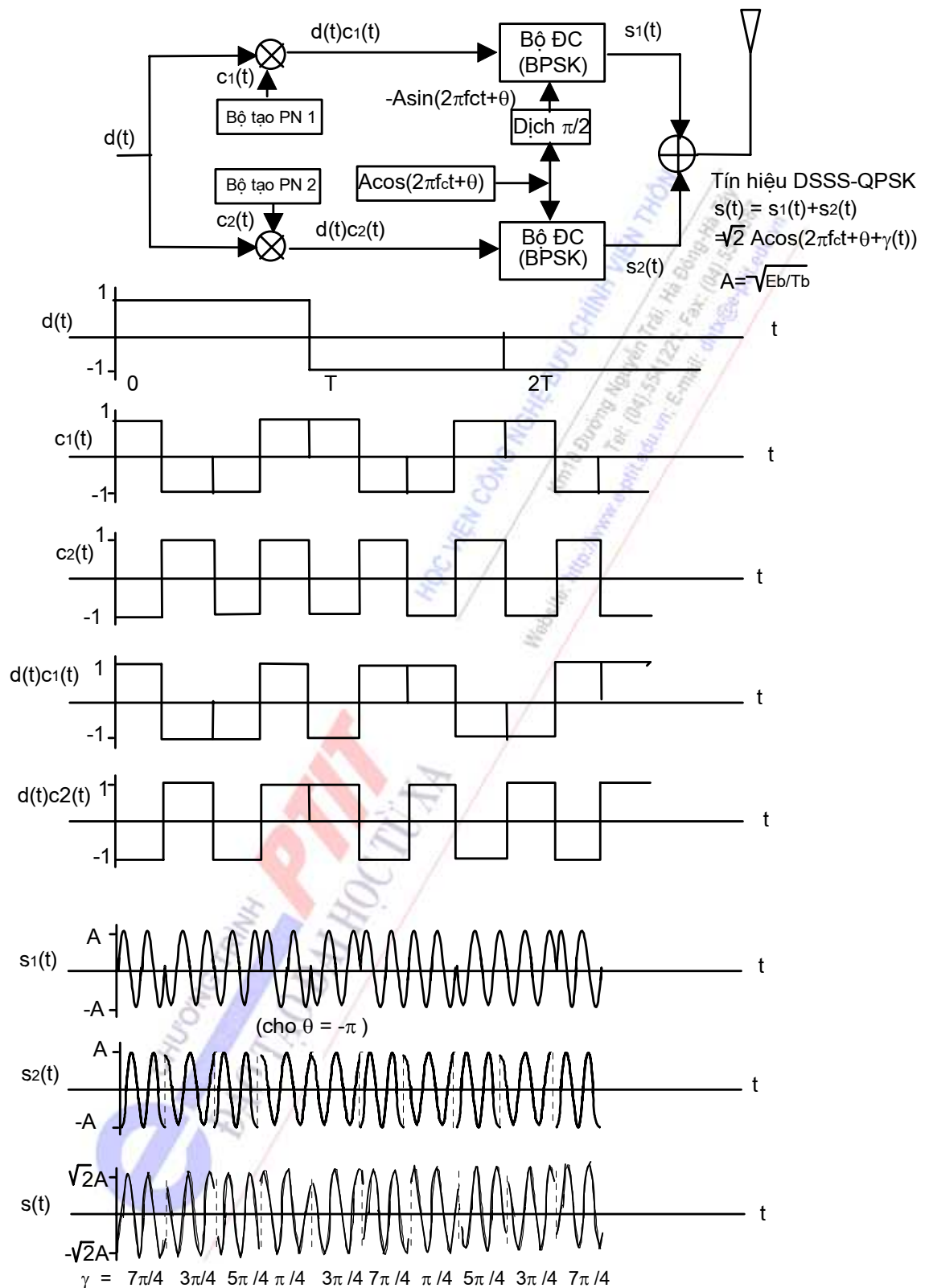
Trong thí dụ này cùng một đầu vào số liệu điều chế các tín hiệu PN  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  ở cả hai nhánh. Tín hiệu DS/SS-QPSK có dạng:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_1(t) + s_2(t) \\ &= -\sqrt{\frac{E_b}{T_b}}d(t)c_1(t)\sin(2\pi f_c t + \theta) + \sqrt{\frac{E_b}{T_b}}d(t)c_2(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \end{aligned}$$

trong đó

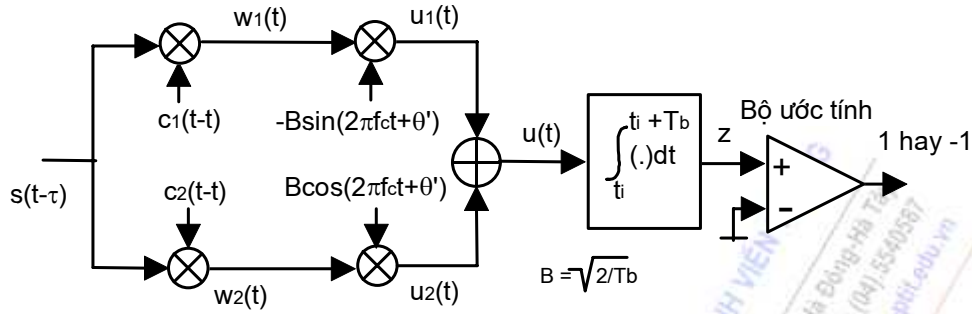
$$\begin{aligned} \gamma(t) &= \tan^{-1} \left( \frac{c_1(t)d(t)}{c_2(t)d(t)} \right) \\ &= \begin{cases} \pi/4, & \text{nếu } c_1(t)d(t) = 1, \quad c_2(t)d(t) = 1 \\ 3\pi/4, & \text{nếu } c_1(t)d(t) = 1, \quad c_2(t)d(t) = -1 \\ 5\pi/4, & \text{nếu } c_1(t)d(t) = -1, \quad c_2(t)d(t) = -1 \\ 7\pi/4, & \text{nếu } c_1(t)d(t) = -1, \quad c_2(t)d(t) = 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (3.22)$$

Vậy tín hiệu  $s(t)$  có thể nhận bốn trạng thái pha khác nhau:  $\theta + \pi/4$ ,  $\theta + 3\pi/4$ ,  $\theta + 5\pi/4$ ,  $\theta + 7\pi/4$ .



**Hình 3.6.** Các dạng sóng ở hệ thống DSSS-QPSK cho điều chế đồng thời một bit ở cả hai nhánh I và Q

Hình 3.7 cho ta sơ đồ khối của máy thu DSSS-QPSK. Các thành phần đồng pha và vuông góc được giải trải phổ độc lập với nhau bởi  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$ .



Hình 3.7. Sơ đồ khối của máy thu DSSS-QPSK

Giả thiết rằng trễ là  $\tau$ , tín hiệu vào sẽ là (nếu bỏ qua tạp âm):

$$s(t-\tau) = -\sqrt{\frac{E_{br}}{T_b}} d(t-\tau) c_1(t-\tau) \sin(2\pi f_c t + \theta') + \sqrt{\frac{E_{br}}{T_b}} d(t-\tau) c_2(t-\tau) \cos(2\pi f_c t + \theta') \quad (3.23)$$

trong đó  $E_{br}$  là năng lượng bit thu,  $\theta' = \theta - 2\pi f_c \tau$ . Các tín hiệu trước bộ cộng là:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) \sin^2(2\pi f_c t + \theta') - \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) c_1(t-\tau) c_2(t-\tau) \sin(2\pi f_c t + \theta') \cos(2\pi f_c t + \theta') \\ &= \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) \frac{1}{2} [1 - \cos(4\pi f_c t + 2\theta')] \\ &\quad - \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) c_1(t-\tau) c_2(t-\tau) \frac{1}{2} \sin(4\pi f_c t + 2\theta') \end{aligned} \quad (3.24)$$

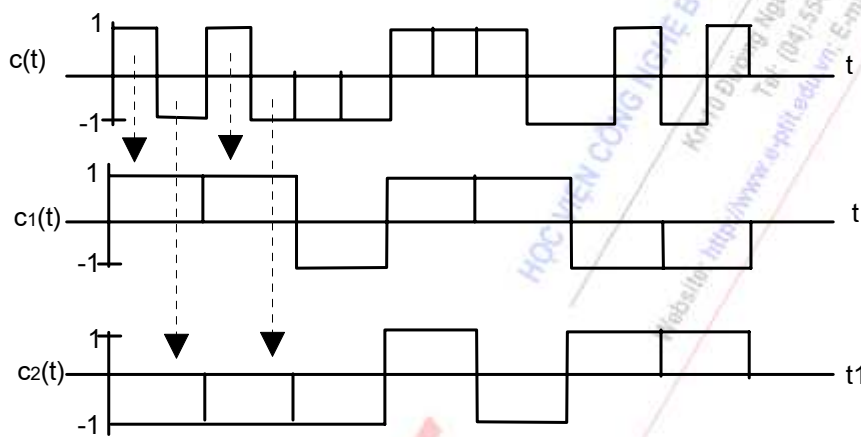
$$\begin{aligned} u_2(t) &= -\frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) c_1(t-\tau) c_2(t-\tau) \sin(2\pi f_c t + \theta') \cos(2\pi f_c t + \theta') + \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) \cos^2(2\pi f_c t + \theta') \\ &= -\frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) c_1(t-\tau) c_2(t-\tau) \frac{1}{2} \sin(4\pi f_c t + 2\theta') \\ &\quad + \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) \frac{1}{2} [1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta')] \end{aligned} \quad (3.25)$$

Lấy tích phân cho tổng của hai tín hiệu trên lưu ý tất cả các thành phần tần số  $2f_c$  có giá trị trung bình bằng không, ta được:

$$z_i = \int_0^{T_b} [u_1(t) + u_2(t)] dt = \sqrt{2E_{br}} d(t-\tau) = \pm \sqrt{2E_b} \quad (3.26)$$

Vì thế đầu ra của bộ quyết định ngưỡng ta được +1 khi bit bản tin là +1 và -1 nếu bit bản tin là -1.

Hai tín hiệu PN  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  có thể là hai tín hiệu PN độc lập với nhau hay chúng cũng có thể lấy từ cùng một tín hiệu PN, chẳng hạn  $c(t)$ . Để làm thí dụ cho trường hợp thứ hai ta lấy tín hiệu  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  bằng cách tách tín hiệu  $c(t)$  thành hai tín hiệu:  $c_1(t)$  sử dụng các chip lẻ của  $c(t)$  và  $c_2(t)$  sử dụng các chip chẵn của  $c(t)$ , trong đó độ rộng chip của  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  gấp đôi độ rộng chip của  $c(t)$  như được cho ở hình 3.8. Để làm một thí dụ khác ta giả thiết  $c_1(t) = c(t)$  và  $c_2(t)$  bị trễ. Giả sử  $T_c$  là thời gian chip của  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$ . Độ rộng băng của các tín hiệu được điều chế  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  của hai nhánh sẽ như nhau và bằng  $1/T_c$ . Lưu ý rằng  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  là trực giao và cũng chiếm cùng độ rộng băng tần. Vì thế độ rộng băng tần của  $s(t)$  cũng giống như độ rộng băng tần của các tín hiệu  $s_1(t)$  và  $s_2(t)$  và bằng  $1/T_c$ . Đối với tốc độ số liệu  $1/T_b$  độ lợi xử lý bằng  $G_p = T_b/T_c$ .



**Hình 3.8. Thí dụ  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  nhận được từ cùng một  $c(t)$ .**

Các hệ thống DSSS có thể được sử dụng ở các cấu hình khác nhau. Hệ thống ở hình 3.6 và 3.7 được sử dụng để phát một tín hiệu có tốc độ bit  $1/T_b$  bps.  $G_p$  và độ rộng băng tần của tín hiệu DSSS-QPSK phụ thuộc vào các tốc độ chip của  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$ . Ta cũng có thể sử dụng một hệ thống DSSS-QPSK để phát hai tín hiệu số  $1/T_b$  bps bằng cách để mỗi tín hiệu điều chế một nhánh. Một dạng khác ta có thể sử dụng một hệ thống DSSS-QPSK để phát một tín hiệu số có tốc độ bit gấp đôi:  $2/T_b$  bps bằng cách chia tín hiệu số thành hai tín hiệu có tốc độ bit  $1/T_b$  bps và để chúng điều chế một trong hai nhánh.

Tồn tại các nhân tố đặc trưng cho hiệu quả hoạt động của DSSS-QPSK như: độ rộng băng tần được sử dụng,  $G_p$  tổng và tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR: Signal to Noise Ratio) (thường được xác định bằng xác suất lỗi bit). Khi so sánh DSSS-QPSK với DSSS-BPSK ta cần giữ một số trong các thông số trên như nhau trong cả hai hệ thống và so sánh các thông số còn lại. Chẳng hạn một tín hiệu số có thể được phát đi ở hệ thống DSSS-QPSK chỉ sử dụng một nửa độ rộng băng tần so với độ rộng băng tần mà hệ thống DSSS-BPSK đòi hỏi khi có cùng  $G_p$  và SNR. Tuy nhiên nếu cùng một số liệu được phát đi bởi một hệ thống DSSS-QPSK có cùng độ rộng băng tần và  $G_p$  như hệ thống DSSS-BPSK, thì hệ thống DSSS-QPSK có ưu việt về SNR dẫn đến xác suất lỗi thấp hơn. Mặt khác một hệ thống DSSS-QPSK có thể phát gấp hai lần số liệu so với hệ thống DS/SS-BPSK khi sử dụng cùng độ rộng băng tần và có cùng  $G_p$  và SNR.

Ưu điểm của các hệ thống DS/SS-QPSK so với các hệ thống DS/SS-BPSK được đề cập ở trên đạt được là nhờ tính trực giao của các sóng mang  $\sin(2\pi f_c t + \theta)$  và  $\cos(2\pi f_c t + \theta)$  ở các nhánh

đồng pha và vuông góc. Nhược điểm của hệ thống DSSS-QPSK là phức tạp hơn hệ thống DS/SS-BPSK. Ngoài ra nếu các sóng mang được sử dụng để giải điều chế ở máy thu không thực sự trực giao thì sẽ xảy ra xuyên âm giữa hai nhánh và sẽ gây thêm sự giảm chất lượng của hệ thống.

Để hiểu sâu thêm hệ thống DSSS-QPSK học viên nên vẽ dạng sóng của các tín hiệu ở hình 3.7 và PSD của các tín hiệu ở các hình 3.6 và 3.7.

### 3.5. HIỆU NĂNG CỦA CÁC HỆ THỐNG DSSS

Cho đến nay chúng ta chưa đề cập đến các vấn đề tạp âm và nhiễu. Trong phần này chúng ta sẽ bàn về các hiệu năng của một hệ thống DS/SS-BPSK trong môi trường tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN: Additive White Gaussian Noise) và nhiễu. Ta cũng sẽ khảo sát tổng quan ảnh hưởng nhiễu giao thoa nhiễu người sử dụng gây ra do các tín hiệu DS khác và nhiễu tự gây do truyền nhiễu đường. Ngoài ra ta cũng giải thích khó khăn khi một người sử dụng nào đó thu trộm tín hiệu DS/SS.

#### 3.5.1. Ảnh hưởng của tạp âm trắng và nhiễu gây nhiễu.

Hình 3.9 cho ta sơ đồ khối chức năng của máy phát và máy thu DSSS-BPSK. ở đây ta cho rằng tín hiệu PN nội và sóng mang nội đồng bộ tốt với tín hiệu PN thu và sóng mang thu. Vì thế ta có thể giả thiết rằng trễ  $\tau$  bằng không (xem hình 3.4). Lưu ý rằng pha của sóng mang  $\theta$  (xem hình 3.3 cho máy phát của DS/SS-BPSK) được coi bằng  $-\pi/2$ .

Mục đích của ta ở đây là tìm được tỷ số giữa công suất tín hiệu và công suất tạp âm (và công suất nhiễu phá) ở đầu ra của máy thu (được ký hiệu là  $SNR_0$ ) trước thiết bị đánh giá ngưỡng cuối cùng (bộ chặn cứng để tạo ra  $b'(t)$  như là một ước tính của bản tin  $d(t)$ ). Đầu vào của bộ hạn biên cứng (đầu ra của bộ giải điều chế) bao gồm ba thành phần:  $s_0$  từ tín hiệu mong muốn,  $n_0$  do tạp âm kênh và  $j_0$  do nhiễu nhiễu phá.

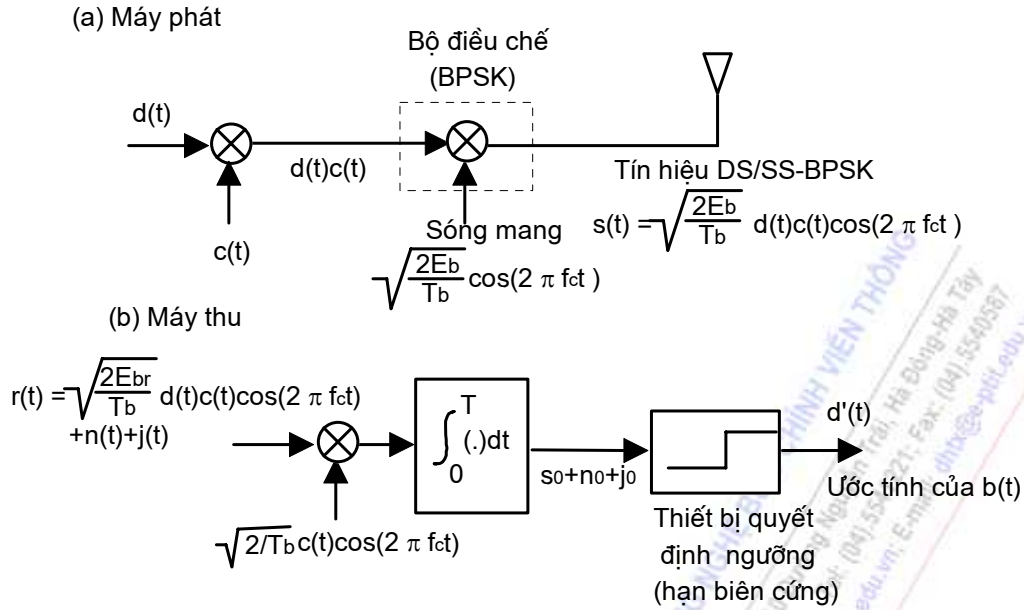
Trước hết ta coi rằng không có nhiễu phá, nghĩa là  $j(t)=0$ , nên  $j_0=0$ . Để tìm ra  $SNR_0$  ta đánh giá  $s_0$  và  $n_0$ . Với  $d(t) = \pm 1$  và  $c(t) = \pm 1$ , từ ptr.(3.12), thành phần tín hiệu  $s_0$  cho mỗi bit số liệu là:

$$s_0 = \pm \sqrt{E_{br}} \quad (3.27)$$

Thành phần tạp âm  $n_0$  là:

$$n_0 = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \int_0^{T_b} n(t)c(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (3.28)$$





Hình 3.9. Sơ đồ khối của máy phát thu DSSS-BPSK

Giả thiết tạp âm là tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN)  $n(t)$  trung bình không có hàm tự tương quan là:

$$E[n(t+\tau)n(t)] = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (3.29)$$

nghĩa là hai biên PSD của tạp âm là  $N_0/2$ . Khi này  $n_0$  là một biến ngẫu nhiên Gauss có trung bình không và phương sai :

$$E(n_0^2) = \frac{N_0}{2} \quad (3.30)$$

Vậy  $SNR_0$  là:

$$SNR_0 = \frac{s_o^2}{E[n_o^2]} = \frac{(\sqrt{E_{br}})^2}{N_0/2} = \frac{2E_{br}}{N_0} \quad (3.31)$$

Ta có thể nhận thấy rằng  $SNR_0$  độc lập với tốc độ chip. Như vậy trải phổ không có ưu điểm về AWGN trong kênh.

Hiệu năng hoạt động của hệ thống thường được đánh giá bằng xác suất lỗi bit hay xác suất lỗi ký hiệu. Xác suất lỗi thường được biểu diễn ở dạng  $E_{br}/N_0$ , trong đó  $E_b$  là năng lượng tín hiệu trên một bit và  $N_0/2$  là PSD hai biên của tạp âm Gauss trong kênh. Thí dụ, xác suất lỗi bit của một tín hiệu BPSK ở tạp âm Gauss trắng cộng là:

$$P_b = Q\left(\sqrt{2E_{br}/N_0}\right), \text{ trong đó } Q(u) = \int_u^\infty (1/\sqrt{2\pi})e^{-x^2/2} dx.$$

Tỷ số  $E_{br}/N_0$  được gọi là tỷ số năng lượng bit trên mật độ phổ tạp âm, hay đơn giản là tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR). Ta có thể lập tương quan giữa SNR và  $SNR_0$  cho hệ thống DSSS-BPSK như sau:

$$SNR = \frac{E_{br}}{N_0} = \frac{SNR_0}{2} \quad (3.32)$$

Tiếp theo ta sẽ xét ảnh hưởng của nhiễu pha. Giả định rằng có một tín hiệu nhiễu pha băng thông (với tần số trung tâm là  $f_1$ ) trong kênh. Giả sử tín hiệu nhiễu pha này là:

$$j(t) = J(t) \cos(2\pi f_1 t + \psi) \quad (3.33)$$

trong đó  $J(t)$  là tín hiệu thông thấp (quá trình ngẫu nhiên) và  $\psi$  là một biến ngẫu nhiên đồng đều ở  $(0, 2\pi)$ , độc lập với  $J(t)$ . Ta rút ra rằng  $j(t)$  có trung bình không. Các hàm  $j(t)$  và  $J(t)$  tương quan với nhau theo biểu thức:

$$R_j(\tau) = \frac{1}{2} R_J(\tau) \cos(2\pi f_1 \tau) \quad (3.34)$$

Công suất trung bình  $j(t)$  là  $P_j = R_j(0) = R_J(0)/2$ . Giả sử  $j_0$  là thành phần đầu ra của bộ tích phân tương ứng với tín hiệu nhiễu pha. Coi rằng tín hiệu nhiễu pha là một tín hiệu băng hẹp, nghĩa là độ rộng băng tần của tín hiệu nhiễu pha nhỏ hơn nhiều so với tín hiệu DS, ta có thể chỉ ra rằng phương sai được xác định bởi:

$$E[j_0^2] = P_j T_c / 2 \quad (3.35)$$

Nếu ta kết hợp cả tạp âm Gauss trắng cộng với tín hiệu nhiễu pha và giả thiết rằng chúng độc lập với nhau, thì  $SNR_0$  đầu ra bộ tích phân là:

$$SNR_0 = \frac{s_0^2}{E(n_0^2) + E(j_0^2)} = \frac{E_{br}}{N_0 / 2 + P_j T_c / 2} \quad (3.36)$$

Ta thấy rằng nhiễu pha ảnh hưởng giống như tạp âm trắng có PSD hai biên bằng  $P_j T_c / 2$ . ảnh hưởng kết hợp của tạp âm trắng và nhiễu pha tương đương với ảnh hưởng của một tạp âm trắng có PSD hai biên là  $N_0' / 2 = (N_0 + P_j T_c) / 2$ . Vậy  $T_c$  càng nhỏ thì  $P_j$  càng ít ảnh hưởng lên sự giảm tỷ số tín hiệu trên tạp âm. Khi  $T_c$  đủ nhỏ đến mức  $P_j T_c \ll N_0$  thì nhiễu pha không còn tác dụng. Lưu ý rằng khi có tạp âm kênh và nhiễu pha thì tỷ số năng lượng bit trên mật độ phổ tạp âm là  $SNR_0 = E_{br} / N_0' = 2E_{br} / (N_0 + P_j T_c)$ .

Bây giờ giả thiết rằng ta có tín hiệu nhiễu pha băng rộng, nghĩa là độ rộng băng tần của tín hiệu nhiễu pha lớn hơn độ rộng băng tần của tín hiệu DS ( $B_j > B_{DS}$ ). Khi này tín hiệu nhiễu pha giống như tạp âm trắng có tạp âm hai biên PSD:  $P_j / (B_j)$ , trong đó  $B_j$  là độ rộng băng tần của  $j(t)$ .

Bởi vậy:

$$SNR_0 = \frac{2E_{br}}{N_0 + P_j / B_j} \quad (3.37)$$

Khi  $N = T_b / T_c$  lớn, độ rộng băng tần của tín hiệu DS:  $B_{DS}$  cũng lớn, nghĩa là  $B_j$  lớn và ảnh hưởng của nhiễu pha nhỏ. Vậy công suất trung bình  $P_j$  phải lớn để nhiễu pha còn tác dụng.

Kết luận, ta thấy rằng trải phổ không mang lại ưu việt về tạp âm trắng Gauss. Ta cũng thấy rằng ảnh hưởng của nhiễu pha giảm đáng kể khi trải phổ. Nhiễu pha phải có công suất cao để có tác dụng và vì thế các hệ thống SS rất hấp dẫn trong thông tin quân sự.

### 3.5.2. Ảnh hưởng của nhiễu giao thoa và truyền đa đường

Trong phần này ta sẽ khảo sát nhiễu giao thoa nhiễu người sử dụng gây ra do các tín hiệu DS khác và do truyền nhiều đường.

### Nhiều giao thoa

Ta xét tình trạng tín hiệu thu chứa nhiều giao thoa từ một tín hiệu DS khác. Trong trường hợp này tín hiệu thu sẽ là:

$$r(t) = \sqrt{\frac{E_{br1}}{T_b}} d_1(t) c_1(t) \cos(2\pi f_c t) + \sqrt{\frac{E_{br2}}{T_b}} d_2(t-\tau') c_2(t-\tau') \cos(2\pi f_c t + \theta') + n(t) \quad (3.38)$$

trong đó thành phần thứ nhất là tín hiệu mong muốn, thành phần thứ hai là tín hiệu DS gây nhiễu và thành phần cuối cùng là tạp âm. Ta giả thiết rằng  $d_1(t)$ ,  $d_2(t)$ ,  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  là  $\pm 1$ . Lưu ý rằng tần số sóng mang giống nhau cho cả hai  $d_1(t)$  và  $d_2(t)$ , trong khi đó pha của sóng mang khác nhau, có

nghĩa là hai tín hiệu này được phát độc lập với nhau. Sau khi nhân tín hiệu với  $c_1(t) \sqrt{\frac{2}{T_b}}$

$\cos(2\pi f_c t)$  và lấy tích phân (xem hình 3.9), đầu vào của bộ hạn biên cứng sẽ là:

$$s_0 + s'_0 + n_0 \quad (3.39)$$

trong đó:

$$s_0 = \pm \sqrt{E_{br1}} \quad (3.40)$$

và:

$$\begin{aligned} s'_0 &= A' \int_0^T b'(t-\tau') c'(t-\tau') c(t) \cos(2\pi f_c t + \theta') \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \frac{A'_{0}}{2} \cos(\theta') \int_0^T b'(t-\tau') c'(t-\tau') c(t) dt \\ s'_0 &= \sqrt{E_{br2}} \cos(\theta') d(t-\tau') \left[ \frac{1}{T_b} \int_0^{\tau'} c_1(t) c_2(t-\tau') dt + \frac{1}{T_b} \int_{\tau'}^{T_b} c_1(t) c_2(t-\tau') dt \right] \end{aligned} \quad (3.41)$$

Hai thành phần trong ngoặc vuông,  $\pm \frac{1}{T} \int_0^{\tau'} c(t) c'(t-\tau') dt$  và  $\pm \int_{\tau'}^T c(t) c(t-\tau') dt$  là các hàm tương

quan chéo từng phần được chuẩn hoá của  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$ .  $d(t-\tau')$  cho ta giá trị +1 hay -1. Tương quan chéo nhỏ gây nhiễu ít. Vì thế ở môi trường đa người sử dụng ta phải thiết kế các tín hiệu PN sao cho chúng có tương quan chéo nhỏ.

### Truyền đa đường

Trong trường hợp truyền đa đường, tín hiệu thu gồm thành phần đi thẳng và các thành phần không đi thẳng phản xạ từ các công trình nhân tạo hay địa hình tự nhiên. Giả thiết rằng chỉ có một tín hiệu không đi thẳng. Khi này chúng ta có thể sử dụng mô hình ở ptr (3.38) với  $\tau'$  là trễ

bổ sung ở đường không đi thẳng,  $c_2(t) = c_1(t)$ ,  $d_1(t) = d_2(t)$ , và  $\sqrt{\frac{2E_{br2}}{T_b}} = k \sqrt{\frac{2E_{br1}}{T_b}}$ , trong đó  $k \leq 1$  là

thừa số suy giảm. Trong trường hợp này nhiễu do thành phần không đi thẳng là:

$$\begin{aligned} s'_0 &= k\sqrt{E_{br1}} \cos(\theta') \frac{1}{T_b} \int_{T_b}^{T_b} d_1(t - \tau') c_1(t - \tau') c_1(t) dt \\ &= \pm \sqrt{E_{br1}} \cos(\theta') R_c(\tau'_0) \end{aligned} \quad (3.42)$$

bằng không khi  $|\tau'| > T_c$  (hay gần không nếu ta sử dụng ptr. 3.42). Vì vậy ảnh hưởng của truyền đa tia được loại bỏ hay trở thành một nhiễu nhỏ, nếu độ rộng của chip nhỏ hơn trễ bổ sung ở đường không đi thẳng. Ta cũng có thể giải thích kết quả trên từ quan điểm vùng tần số như sau. Tín hiệu không đi thẳng cũng như tín hiệu đi thẳng là một tín hiệu băng rộng. Tín hiệu PN nội được đồng bộ đến tín hiệu đi thẳng. Vì thế tín hiệu đi thẳng được giải trải phổ còn tín hiệu không đi thẳng không được giải trải phổ. Sau quá trình giải trải phổ máy thu lấy ra tín hiệu ở vùng băng hẹp xung quanh  $f_c$  Hz bởi bộ giải điều chế (bao gồm việc nhân sóng mang và tích phân làm việc như bộ lọc thông thấp). Chỉ có một phần nhỏ của tín hiệu không đi thẳng là qua được quá trình này và trở thành nhiễu. Như vậy tín hiệu không đi thẳng sẽ chỉ giảm SNR một ít.

### Vấn đề gần - xa (Near-Far)

Vấn đề gần xa là hiện tượng mà trong đó một hệ thống nhiều người sử dụng gặp nguy hiểm do sự có mặt của một tín hiệu mạnh. Ta xét một hệ thống đa truy nhập DSSS. Giả thiết rằng có K người sử dụng phát tín hiệu trên cùng một kênh. Việc thu tín hiệu bị nhiễu do tạp âm và các tín hiệu của K-1 người sử dụng khác. Giả thiết  $N_0$  là PSD đơn biên (tạp âm trắng Gauss) của kênh tạp âm và giả sử  $P_r$  là công suất trung bình của từng tín hiệu tại máy thu được xét. Khi này PSD tần số dương của tín hiệu của từng người sử dụng là  $(P_r T_c) \text{sinc}^2[(f-f_c)T_c]$  (xem ptr. 3.18) và độ rộng băng tần của tín hiệu là  $B=1/T_c$ . Bằng cách lập mô hình K-1 tín hiệu gây nhiễu như là các tạp âm trắng Gauss, có thể xấp xỉ hoá PSD mật độ phổ công suất kết hợp bằng của K-1 tín hiệu gây nhiễu bằng  $(K-1)P_r/B = (K-1)P_r T_c$ . Vậy SNR tương đương là:

$$\frac{E_{br}}{N_0'} = \frac{P_r T_b}{N_0 + P_r T_c (K-1)} \quad (3.43)$$

Biểu thức trên cho thấy nhiễu tăng xác suất lỗi bit.

Bây giờ ta khảo sát một trong số K-1 người gây nhiễu rất gần máy thu. Do luật tỉ lệ nghịch hàm mũ bình phương của truyền lan sóng điện từ, tín hiệu của người gây nhiễu đến máy thu khi này sẽ lớn hơn rất nhiều, giả sử là  $P_r' = aP_r$ , trong đó a tăng hàm mũ khi người gây nhiễu này tiến đến gần máy thu. Chẳng hạn nếu người gây nhiễu mạnh này ở gần máy thu 10 lần hơn so với máy phát tín hiệu chủ định thì a là:  $10^n = 100$  nếu coi rằng  $n=2$  (trong môi trường di động n thường bằng 3 hoặc 4). Như vậy SNR tương đương là:

$$\frac{E_{br}}{N_0'} = \frac{P_s T_b}{N_0 + aP_r T_c + P_r T_c (K-2)} \quad (3.43)$$

Khi a lớn, SNR giảm mạnh và xác suất lỗi trở nên quá lớn. Nói một cách khác ta có thể duy trì xác suất lỗi ở mức cho phép bằng cách giảm số K-2 người sử dụng và số người sử dụng này có khi phải loại bỏ hoàn toàn khi a lớn.

### 3.5.3. Tính chất khó thu trộm



Một lợi thế của các tín hiệu DS/SS là chúng rất khó phát hiện và thu trộm. Để hiểu được vấn đề này ta xét tín hiệu DS cộng với tạp âm:  $\sqrt{\frac{2E_{br}}{T_b}} d(t)c(t)\cos(2\pi f_c t) + n(t)$ . PSD của tín hiệu này là  $(P_r/R_c)\text{Sinc}^2[(f - f_c)T_c]$  có giá trị lớn nhất là  $E_{cr} = P_r T_c = P_r/R_c$  và tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN) có PSD đơn biên là  $N_0$ . Trong các ứng dụng như các hệ thống điện thoại di động, thường đòi hỏi tỷ số lỗi bit là  $10^{-3}$  hay  $10^{-2}$ . Để đạt được điều này phải có SNR  $E_{br}/N_0$  vào khoảng 6,8 dB đến 10,5 dB (coi rằng điều chế là BPSK). Nghĩa là  $E_{br}/N_0 \approx 5$  đến 11, trong đó  $E_{br}$  là năng lượng tín hiệu thu trên một bit của tín hiệu DS, hay  $N_0 = E_{br}/(5 \text{ đến } 11)$ . Ta lại có  $E_{br} = P_r T_b$  nên  $E_{cr}/N_0 = (E_{cr}/E_{br}) \times (5 \text{ đến } 11) = (T_c/T_b) \times (5 \text{ đến } 11) = (5 \text{ đến } 11)/G_p$ . Nghĩa là chiều cao phổ của tín hiệu DS ( $E_c$ ) là  $5/G_p$  đến  $11/G_p$  lần chiều cao phổ tạp âm ( $N_0$ ). Vì  $G_p$  lớn nên các thừa số  $5/G_p$  và  $11/G_p$  thường nhỏ hơn nhiều so với 1. Vì vậy chiều cao của phổ của tín hiệu DS thấp hơn tạp âm, nghĩa là tín hiệu DS bị che lấp bởi tạp âm nên rất khó phát hiện và thu trộm.

### 3.6. TỔNG KẾT

Hệ thống DSSS sử dụng chuỗi PN trực giao để trải phổ. Các máy phát DSSS ngoài việc chứa các phần tử thông thường như điều chế còn chứa thêm bộ trải phổ. Sau trải phổ tín hiệu được trải phổ có độ rộng lớn hơn nhiều so với độ rộng phổ của tín hiệu cần phát. Sự khác nhau về độ rộng phổ này được gọi là độ lợi xử lý. Độ lợi xử lý càng lớn thì hiệu năng của hệ thống DSSS càng tốt. Các hệ thống máy thu DSSS sử dụng bộ giải trải phổ để phục hồi lại tín hiệu phát. Để bộ giải trải phổ hoạt động tốt các mã PN phải trực giao tốt. Hệ thống DSSS không tác động lên tạp âm Gauss trắng (tạp âm nhiệt) nhưng cho phép giảm nhiễu phá, giảm nhiễu đồng kênh (nhiều cùng tần số) và phادين. Nhiễu đồng kênh có thể rất mạnh khi một người sử dụng khác ở gần máy thu chủ định. Hiện tượng này được gọi là hiện tượng gần xa. Để tránh hiện tượng này trong các hệ thống thông tin di động CDMA người ta phải điều khiển công suất nhanh (giảm công suất khi máy di động tiến gần BTS và tăng công suất khi máy di động rời xa BTS). DSSS không chỉ giảm pha đin mà còn cho phép lợi dụng nó trong các hệ thống phân tập (máy thu RAKE sẽ được xét trong chương 5) để tăng cường chất lượng truyền dẫn. Ở mức độ nhất định DSSS cũng cho phép tránh được nghe trộm do phổ của tín hiệu trải phổ được che lấp bởi tạp âm khi độ lợi xử lý lớn.

### 3.7. CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

- Một tín hiệu PN có tốc độ chip là  $10^6$  chip/s. Nếu tín hiệu này được sử dụng cho một hệ thống DSSS-QPSK để phát đi một nguồn số liệu 1200bps, độ lợi xử lý của hệ thống này là bao nhiêu?  
(a) 29,2dB; (b) 22,5dB; (c) 16,2dB; (d) 13,1dB
- Một hệ thống DSSS-BPSK được thiết kế để phát một bản tin tốc độ 10kbps. Nếu một chuỗi PN chu kỳ 2047 được sử dụng để trải phổ và nếu một bit bản tin bằng một chu kỳ của tín hiệu PN, hãy tìm độ rộng băng tần theo Nyquist của tín hiệu DSSS-BPSK.  
(a) 204.7kHz; (b) 400 kHz; (c) 10,24MHz; (d) 20,47MHz; (e) không con số nào nói trên đúng



3. Xét hệ thống DSSS-QPSK cho ở hình 3.6. Nếu các tín hiệu PN  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  đều có tốc độ là  $10^7$  chip/s. Nếu độ lợi xử lý nhỏ nhất là 30dB, tốc độ số liệu cao nhất nào có thể sử dụng được cho hệ thống này?

(a) 1kbps; (b) 2kbps; (c) 10kbps; (d) 20 kbps

4. Xét máy thu cho ở hình 3.7. Giả thiết rằng tín hiệu PN được tạo ra ở đây là  $c(t-\tau')$  có sai pha  $\tau - \tau'$  so với tín hiệu PN thu. Giả thiết  $N \gg 1$ . Giả thiết rằng bit bản tin thứ  $i$  là +1 và  $\tau - \tau' = T_c/2$ . Giả thiết rằng khôi phục sóng mang và đồng hồ ký hiệu đúng. Đầu ra của  $z_i$  của bộ giải điều chế có giá trị nào trong trường hợp không có tạp âm?

(a)  $\frac{\sqrt{2E_b}}{T_b}$ ; (b)  $\frac{1}{2} \frac{\sqrt{2E_b}}{T_b}$ ; (c)  $\frac{1}{4} \frac{\sqrt{2E_b}}{T_b}$ ; (d) không trường hợp nào nêu trên đúng

5. Một hệ thống DSSS-BPSK được sử dụng để phát tín hiệu tiếng. Tiếng được lấy mẫu ở tần số 8 kHz và mỗi mẫu được biến đổi vào 8 bit bằng PCM. Giả thiết tần số sóng mang là 1,9GHz và băng thông cho phép là 40 MHz. Độ lợi xử lý có thể đạt được là bao nhiêu?

(a) 3125; (b) 321.5; (c) 125; (d) 625

6. (tiếp tục) và tốc độ chip cực đại có thể sử dụng được là bao nhiêu?

(a) 128 Mcps; (b) 64Mcps; (c) 40Mkps; (d) 20 Mcps

7. Trong tín hiệu DSSS-QPSK được cho ở ptr.(3.21), giả thiết rằng  $d(t)$  là một tín hiệu ngẫu nhiên và thời gian chip của  $c_1(t)$ ,  $c_2(t)$  là  $T_{c1} = T_{c2} = T_c$ . Nếu mô hình của  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  là các tín hiệu cơ hai ngẫu nhiên trung bình không và độc lập, PSD của DSSS-QPSK phải có dạng nào?

(a)  $\sqrt{\frac{E_b}{T_b}} \frac{T_c}{8} [\sin^2((f-f_c)T_c/2) + \sin^2((f+f_c)T_c/2)]$

(b)  $\frac{E_b}{T_b} \frac{T_c}{4} [\sin^2((f-f_c)T_c/2) + \sin^2((f+f_c)T_c/2)]$

(c)  $\frac{E_b}{T_b} \frac{T_c}{4} [\sin^2((f-f_c)T_c) + \sin^2((f+f_c)T_c)]$

(d)  $\frac{E_b}{T_b} \frac{T_c}{2} [\sin^2((f-f_c)T_c) + \sin^2((f+f_c)T_c)]$

8. Tìm pha  $\gamma$  ở hình 3.6 khi  $d(t) = -1$ ,  $A = 2$ ,  $c_1(t) = -1$  và  $c_2(t) = 1$

(a)  $\pi/4$ ; (b)  $3\pi/4$ ; (c)  $5\pi/4$ ; (d)  $7\pi/4$

9. Từ ptr (3.24) và (3.25), tín hiệu  $u(t)$  ở hình 3.7 là:

$$\frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) - \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) c_1(t-\tau) c_2(t-\tau) \sin(4\pi f_c t + 2\theta')$$

ở đây coi rằng pha sóng mang  $\theta'$  là đúng. Bây giờ giả thiết rằng pha sóng mang sai, nghĩa là ta sử dụng  $-\sin(2\pi f_c t + \theta')$  và  $\cos(2\pi f_c t + \theta')$  thay cho  $-\sin(2\pi f_c t + \theta')$  và  $\cos(2\pi f_c t + \theta')$  đối với máy thu ở hình 3.7. Điều này ảnh hưởng đến tín hiệu  $u(t)$  như thế nào?

(a) Hoàn toàn không ảnh hưởng.

- (b) Biên độ của  $\frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau)$  giảm.
- (c) Có thêm một thành phần tần thấp.
- (d) Có thêm một thành phần với tần số  $4f_c$ .
10. Trong một hệ thống DSSS-BPSK có  $G_p = 2000$ , đầu vào của máy thu bao gồm tạp âm AWGN và tín hiệu SS. Giả thiết rằng  $E_{br}/N_0 = 20\text{dB}$  và công suất trung bình của tín hiệu SS thu được là  $P_r=1\text{W}$ . Hãy tính tỷ số công suất tín hiệu trên công suất tạp âm  $\text{SNR}_0$  ở đầu vào bộ hạn biên cứng ở hình 3.9.  
(a) 50; (b) 100; (c) 200; (d) 4000
11. (tiếp) Nếu tín hiệu thu được cũng chứa một tín hiệu nhiễu phá băng hẹp có công suất 50W, tìm tỷ số công suất tín hiệu trên công suất tạp âm nhận được ở đầu vào của bộ hạn biên cứng (xét cả ảnh hưởng của AWGN và tín hiệu nhiễu phá).  
(a) 35; (b) 57; (c) 79; (d) 103
12. Giả thiết rằng một tín hiệu DSSS-BPSK bị nhiễu phá bởi một tín hiệu có độ rộng băng tần  $1/T_c$  có tần số trung tâm là  $f_c$ , trong đó  $T_c$  là thời gian chip và  $f_c$  là tần số sóng mang của tín hiệu DS/SS. Hãy tìm biểu thức cho  $\text{SNR}_0$ .  
(a)  $\frac{2P_r}{N_0R_b + P_jR_b}$ ; (b)  $\frac{2P_r}{N_0R_b + P_jR_c}$ ; (c)  $\frac{2P_r}{N_0R_b + P_j/(2G_p)}$ ; (d)  $\frac{2P_r}{N_0R_b + 2P_j/G_p}$
13. Tốc độ chip nào là tốc độ cực tiểu mà một hệ thống DSSS-BPSK cần để loại bỏ ảnh hưởng của một đường truyền không đi thẳng có độ dài lớn hơn đường truyền thẳng 15m?  
(a) 5 Mchip/s (b) 10 Mchip/s  
(c) 15 Mchip/s (d) 20 Mchip/s
14. Tìm tốc độ chip cần thiết cho một hệ thống DSSS-BPSK để triệt các tín hiệu đa tia. Nếu trễ bổ sung gây ra do tín hiệu không đi thẳng là  $\tau'$ , thời gian chip của  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  phải thế nào (xem hình 3.6) để triệt được tín hiệu không đi thẳng?  
(a) Không lớn hơn  $0,5\tau'$  (b) không lớn hơn  $\tau'$   
(c) Không lớn hơn  $1,5\tau'$  (d) Không lớn hơn  $2\tau'$
15. Một hệ thống DSSS-BPSK có thể có một hoặc hai người sử dụng.  $G_p$  bằng 1000. Hệ thống được thiết kế sao cho SNR  $E_b/N_0$  ở máy thu là 20dB khi chỉ có một người sử dụng. Ta muốn tìm ảnh hưởng máy phát thứ hai lên SNR của máy thu thứ nhất. Giả sử khoảng cách từ máy phát thứ nhất đến máy thu thứ nhất là  $D_{11}$  và khoảng cách từ máy phát thứ hai đến máy thu thứ nhất là  $D_{21}$ . Nếu  $D_{11}/D_{21} = 2$  và cả hai máy phát đều phát cùng một công suất, hãy tìm sự giảm SNR của máy thu thứ nhất gây ra do nhiễu bởi máy phát thứ hai.  
(a) Không ảnh hưởng.  
(b) SNR giảm 1,4 lần.  
(c) SNR giảm 1,8 lần.  
(d) SNR giảm 2 lần.  
(e) SNR giảm 4 lần.

## CHƯƠNG 4

# MÔ HÌNH KÊNH ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO MÃ VÀ HIỆU NĂNG CỦA NÓ

### 4.1. GIỚI THIỆU CHUNG

#### 4.1.1. Các chủ đề được trình bày

- Mô hình kênh DSCDMA
- Công thức tính toán dung lượng kênh hệ thống thông tin di CDMA
- Công thức tính toán xác suất lỗi bit
- CDMA với các hệ thống điều chế khác nhau
- 

#### 4.1.2. Hướng dẫn

- Học kỹ các tư liệu được trình bày trong chương này
- Tham khảo thêm [1], [2]
- Trả lời các câu hỏi và bài tập cuối chương

#### 4.1.3. Mục đích chương

- Hiểu được mô hình chung của một hệ thống thông tin di động DSCDMA
- Biết cách tính toán dung lượng để thiết kế hệ thống DSCDMA
- Biết cách tính toán xác suất lỗi bit của hệ thống CDMA trong môi trường nhiễu để tính toán thiết kế hệ thống DSCDMA
- Hiểu được xác suất lỗi bit của các phương pháp điều chế khác nhau áp dụng cho CDMA

### 4.2. MÔ HÌNH KÊNH ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO MÃ, DSCDMA

Trong trải phổ chuỗi trực tiếp, tín hiệu số băng gốc được trải phổ rộng nhờ một mã giả ngẫu nhiên (PN) hay mã trải phổ. Tín hiệu trải phổ có mật độ phổ công suất thấp (đo bằng Watt/Hz). Đối với một máy thu thông thường nó thể hiện gần giống như tạp âm nền và thường ít gây nhiễu. Có thể coi rằng thông tin trải phổ là thông tin cá nhân: chỉ có máy chủ định biết được mã trải phổ mới có thể giải trải phổ và giải mã thông tin. Khi các tín hiệu trải phổ sử dụng cùng một băng tần sẽ có một lượng xuyên âm nhất định, hay nhiễu tương hỗ, tuy nhiên không như ở truyền dẫn băng hẹp, nhiễu không nguy hiểm. Sở dĩ như vậy vì ta có thể thiết kế các mã trải phổ tốt với các giá trị tương quan chéo thấp để chúng hầu như trực giao, nghĩa là hàm tương quan chéo hầu như bằng 0. Nhờ vậy nhiễu tín hiệu trải phổ có thể sử dụng chung kênh tần số và không

có nhiều tương hỗ nghiêm trọng. Trong bối cảnh như vậy hiệu năng của hệ thống giảm đáng kể khi tăng số người sử dụng.

Trong chương này chúng ta sẽ tập trung lên trải phổ chuỗi trực tiếp và nghiên cứu một ứng dụng đặc biệt: thông tin đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA). Để đơn giản ta sẽ đưa ra một số giả định. Trước hết, điều chế số là BPSK và tất cả dạng sóng của số liệu và trải phổ đều hình chữ nhật. Thứ hai, sự giảm chất lượng kênh là do (1) tạp âm trắng Gauss cộng (AWGN) và (2) nhiễu giao thoa nhiễu người sử dụng (MUI: multi-user interference) xảy ra do phát đồng thời. Thứ ba, máy thu tương quan nhất quán đơn giản được sử dụng.

#### 4.2.1. Mô hình hệ thống

Đa truy nhập phân chia theo mã có lợi ít nhất là ở hai trường hợp sau: thông tin (i) vệ tinh và (ii) các hệ thống di động tổ ong. Đối với cả hai trường hợp này ta quan tâm đến kênh thông tin đường lên (vì nhiều máy đầu cuối phát đến một vệ tinh) hay hướng về (vì nhiều đầu cuối di động phát đến một trạm gốc trong một ô) (xem hình 1.1 chương 1). Trong cả hai trường hợp hệ thống thông tin đa truy nhập đều dị bộ, nghĩa là mỗi đầu cuối có chuẩn thời gian khác nhau. (Lưu ý rằng kênh thông tin đường xuống hay hướng đi sẽ đồng bộ vì vệ tinh hay trạm gốc có thể điều khiển tất cả các máy phát của mình).

Để xét hệ thống DSSSS chi tiết hơn, sơ đồ khối hệ thống điển hình được cho ở hình 4.1. Ở hình 4.1, có K tín hiệu của các người sử dụng khác nhau phát đồng thời tới máy thu. Mỗi tín hiệu phát được gán một chỉ số k, trong đó  $k=1,2, \dots, K$ . Dạng sóng số liệu cơ sở hai ( $\pm$ )  $d_k(t)$  là hàm chữ nhật có biên độ +1 hay -1 và có thể đổi dấu sau  $T_b$  giây. Dạng sóng trải phổ ( $\pm$ ),  $c_k(t)$ , cũng có hình chữ nhật, nhưng nó tuần hoàn và có tốc độ cao hơn nhiều so với tốc độ bit số liệu. Ta coi rằng thời gian một bit số liệu ( $T_b$  giây) chứa đúng một chu kỳ ( $N$  chip) mã trải phổ sao cho tốc độ chip bằng  $N/T_b = 1/T_c$ , trong đó  $T_c$  là thời gian chip hay độ rộng chip. Vì thế tốc độ chip (ký hiệu là  $R_c$ ) gấp  $N$  lần tốc độ bit ( $R_b = 1/T_b$ ). Thực chất, do dạng sóng số liệu được điều chế ở dạng sóng trải phổ và sóng mang, nên sóng trải phổ chuỗi trực tiếp là:

$$s_k(t) = d_k(t)c_k(t)\sqrt{2P_k} \cos(2\pi f_c t + \theta_k) \quad (4.1)$$

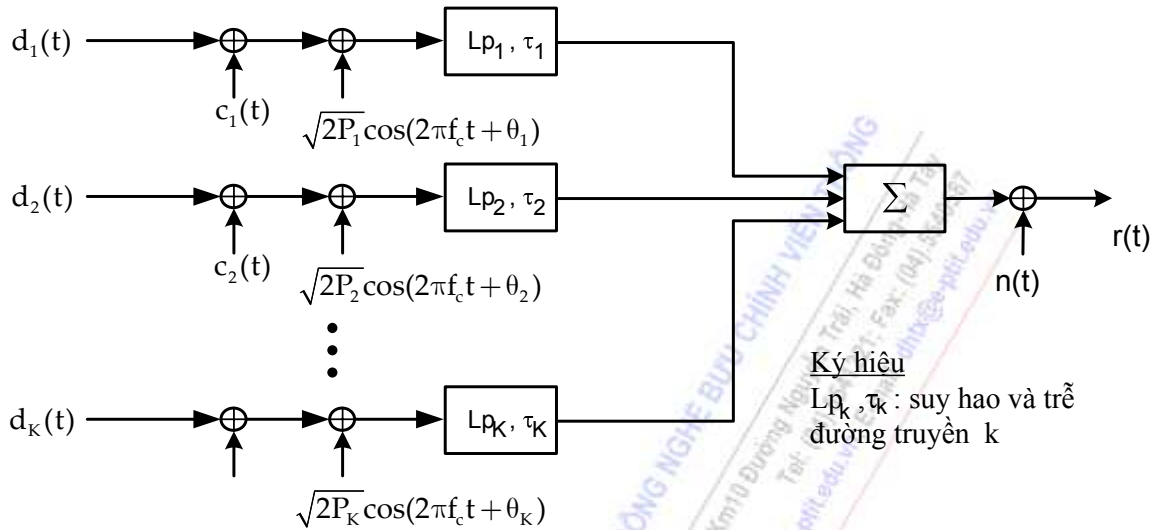
có độ rộng băng truyền dẫn gần bằng  $B=1/T_c=N/T_b$ , lớn gấp  $N$  lần độ rộng băng truyền dẫn cần thiết thông thường đối với BPSK. Có thể thấy rõ điều này nếu xét sóng trải phổ là một tín hiệu BPSK có thể thay đổi pha  $180^\circ$  ở mọi  $T_c$  giây thay cho thay đổi ở mọi  $T=NT_c$  giây. Tín hiệu BPSK gốc được trải phổ rộng hơn  $N$  lần và mật độ phổ công suất của nó giảm tương ứng  $1/N$  lần so với các giá trị ban đầu.

Công suất trung bình của thu được từ  $s_j(t)$  bằng  $P_{rj}$  do bị suy hao đường truyền là  $L_{pk}$ . Thông số  $\theta_k$  là pha của sóng mang. Vì tất cả các tín hiệu phát là dị bộ, cũng cần có thông số trễ  $\tau_j$  trong mô hình và vì thế pha của sóng mang tại máy thu sẽ là:  $\theta_j - 2\pi f_c \tau_j$ . Tạp âm  $n(t)$  là tạp âm trắng cộng Gauss (AWGN) có trung bình không với hai biên PSD (mật độ phổ công suất) bằng  $N_0/2$  (W/Hz). Hàm tự tương quan đối với  $n(t)$  (là biến đổi ngược Fourier của PSD) là  $\delta(\tau)N_0/2$ , trong đó  $\tau$  là một thông số thời gian khác. Thực chất của điều này là các mẫu của  $n(t)$  có trung bình 0 và không tương quan với nhau. Vì các mẫu tạp âm này là các biến ngẫu nhiên Gauss liên hợp, nên chúng độc lập cũng với nhau. Nếu lấy tích phân tạp âm cho  $T_b$  giây, thì đầu ra của bộ tích phân sẽ

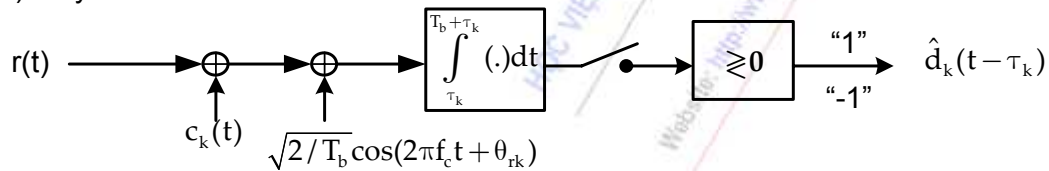


là một biến ngẫu nhiên với trung bình 0 và phương sai  $N_0T_b/2$ . Nếu coi rằng về bản chất kênh thu là cộng, thì tất cả K tín hiệu phát trễ và tạp âm cộng với nhau ở máy thu.

a) Mô hình CDMA với K máy phát



b) Máy thu k



Hình 4.1. Mô hình hệ thống DSCDMA: a) Sơ đồ khối, b) máy thu tương quan nhất quán

Giả thiết rằng máy thu đang giải mã luồng bit phát k. Trước hết, nó phải đồng bộ với đồng hồ của máy phát k. Sau đó nó giải trải phổ tín hiệu thu được (bằng cách nhân với  $c_k(t - \tau_k)$ , loại bỏ sóng mang bằng phương pháp nhất quán (bằng cách nhân với  $\sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta_{rk})$  và sau đó tích phân trong khoảng thời gian  $T_b$  giây để khôi phục lại năng lượng ký hiệu số liệu và đồng thời loại bỏ tạp âm ngoài băng. Thông số  $\theta_{rk} = \theta_k - 2\pi f_c \tau_k$  ở bộ dao động nội máy thu, được đánh giá, chẳng hạn nhờ mạch đồng bộ vòng khóa pha. Ngoài ra đồng hồ định thời của bộ lấy mẫu cũng phải được xác định bởi một mạch định thời. Hai bộ nhân cùng với mạch tích phân-và-lấy mẫu (khởi động lại và lấy mẫu  $T_b$  giây một lần) tạo nên một cấu trúc của máy thu tương quan nhất quán hay còn được gọi là bộ lọc phối hợp. (Máy thu tương quan thực hiện tương quan tích cực, ta có thể thực hiện nó ở dạng một bộ lọc thích ứng là phần tử thụ động, nhưng thực hiện điều này rất khó nếu độ dài của chuỗi trải phổ dài). Đầu ra của bộ tương quan được lấy mẫu, sau đó đưa đến mạch ngưỡng (bộ phân biệt) và bit số liệu + được quyết định nếu mẫu lớn hơn 0V, hay - nếu ngược lại và cho ta ước tính chuỗi cơ số hai ở đầu ra:  $\hat{d}(t - \tau_k)$ . Giá trị ngưỡng chính xác bằng 0 vì các dạng sóng của + hay - có cùng năng lượng do điều chế BPSK. Tất cả các hoạt động trên xảy ra trong điều kiện nhiễu giao thoa từ K-1 tín hiệu phát khác, vì trải phổ nên các tín hiệu này thể hiện như tạp âm nền đối với máy thu và có thể không ảnh hưởng lớn. Dưới đây sẽ trình bày đơn giản phân tích hiệu năng, trong đó ta coi nhiễu giao thoa của nhiều người sử dụng là một dạng tạp âm Gauss trắng cộng.



Ở hệ thống thông tin di động đa ô, số người sử dụng cực đại K trong một ô, ta được tỷ số tín hiệu trên tạp âm ở đầu vào máy thu k như sau:

$$(SNR)_{in} = \frac{P_{rk}}{\sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K v_j P_{rj} (1 + \beta) + B N_0} \quad (4.2)$$

trong đó thành phần thứ nhất ở mẫu nói lên nhiễu của các người sử dụng khác trong cùng ô cũng như đến từ các ô khác,  $P_{rk}$  là công suất cần thu của người sử dụng k,  $P_{rj}$  là công suất thu của một người sử dụng bất kỳ,  $\beta$  là hệ số nhiễu từ ô khác,  $v_j$  là hệ số tích cực tiếng,  $N_0$  là mật độ phổ tạp âm nhiệt, B là băng thông. Nếu ta quy đổi mẫu nói trên thành tạp âm Gauss trắng cộng ta có thể viết:

$$N'_0 = I_0 + N_0 = \frac{(1 + \beta)}{B} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K v_j P_{rj} + N_0 \quad (4.3)$$

trong đó  $I_0$  là mật độ phổ nhiễu của các người sử dụng khác.

Đối với BPSK xác suất lỗi bit được xác định theo công thức sau:

$$P_{b,BPSK} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_{brk}}{N'_0}}\right) \quad (4.4)$$

trong đó  $E_{brk} = P_{rk} T_b$  là năng lượng bit trung bình và  $Q(u) = \int_u^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} dy$  và  $N'_0$  trong trường hợp DSCDMA bao gồm tạp âm nhiệt và tạp âm quy đổi từ nhiễu đa người sử dụng  $I_0$ .

Tỷ số tín hiệu trên tạp âm tại đầu ra của máy thu trong trường hợp này được xác định như sau:

$$\frac{E_{rk}}{N'_0} = \frac{P_{rk} T_b}{B(N_0 + I_0)} = G_p S I R_{in} \quad (4.5)$$

trong đó  $G_p = T_b / B = T_b / T_c$  là độ lợi xử lý

Thay (4.2) vào (4.5) ta được:

$$\frac{E_{brk}}{N'_0} = G_p \frac{P_{rk}}{(1 + \beta) \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K v_j P_{rk} + B N_0} \quad (4.6)$$

Nếu coi rằng hệ thống được điều khiển công suất hoàn hảo và bỏ qua ảnh hưởng của nhiễu từ các ô khác cũng như tích cực tiếng, ta có thể đặt:  $P_{rk} = P_{jr} = P_r$ ,  $\beta = 0$ ,  $v_j = 1$  vào (4.6) để được:

$$\frac{E_{br}}{N_0'} = \frac{E_{br}}{\frac{1}{B}(K-1)P_r + N_0} = \left( \frac{K-1}{G_p} + \frac{N_0}{E_{br}} \right)^{-1} \quad (4.7)$$

Đặt (4.7) và ptr.(4.4) ta được:

$$P_{b,BPSK} = Q \left[ \left( \frac{K-1}{2G_p} + \frac{1}{2E_{br}/N_0} \right)^{-1/2} \right] \quad (4.8)$$

Lưu ý rằng khi  $K=1$ , sẽ không có nhiễu giao thoa và ta đạt được xác suất lỗi bit bằng  $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$  chính là kết quả nhận được cho BPSK. Cũng cần lưu ý rằng  $Q(u)$  giảm cùng với  $u$ . Vì thế xem xét (4.7) ta thấy rằng p.b.e tăng khi số người sử dụng đồng thời  $K$  tăng và giảm cùng với  $G_p$ . Để truyền dẫn tiếng đã số hoá, yêu cầu p.b.e vào khoảng  $10^{-3}$ . Nếu biết  $E_b/N_0'$  yêu cầu và độ lợi xử lý  $G_p$ , ta có thể sử dụng (4.8) để ước tính  $K$ : số người sử dụng đồng thời được phép trong hệ thống.

Giả sử điều khiển công suất lý tưởng (công suất thu được từ tất cả các người sử dụng cùng ô ở máy thu được xét đều như nhau:  $P_{ij}=P_{rk}=P_r$ ) và coi rằng hệ số tích cực tiếng  $v_k$  như nhau cho tất cả các người sử dụng, sử dụng ptr. (4.2) và (4.5) ta được:

$$\frac{E_{br}}{N_0'} = (SNR)_{in} G_p = G_p \frac{P_r}{BN_0 + (K-1)vP_r(1+\beta)} \quad (4.9)$$

Giải ptr.(4.9) cho  $K$  ta được:

$$K = 1 + \frac{G_p}{(E_b/N_0')v(1+\beta)} - \frac{BN_0}{P_r v(1+\beta)} \quad (4.10)$$

Ptr (4.10) đạt giá trị cực đại khi bỏ qua thành phần thứ hai:

$$K_{max} = 1 + \frac{G_p}{(E_{br}/N_0')v(1+\beta)} \quad (4.11)$$

$K_{max}$  được gọi là điểm cực hay dung lượng ô tiệm cận.

Từ ptr. (4.11), nếu xét đến các ảnh hưởng khác như: phân đoạn ô, tích cực tiếng, mức độ điều khiển công suất hoàn hảo ta được số người sử dụng cực đại trong một ô xác định theo công thức sau:

$$K_{max} = 1 + \frac{G_p}{E_{br}/N_0'} \times \frac{1}{1+\beta} \times \eta \times \frac{1}{v} \times \lambda \quad (4.12)$$

trong đó:  $\beta$  là hệ số nhiễu từ các ô khác,  $\eta$  là độ lợi nhờ phân đoạn ô,  $v$  hệ số tích cực tiếng và  $\lambda$  hệ số điều khiển công suất hoàn hảo.

Lưu ý rằng mặc dù nhiều giao thoa có băng tần rất rộng, PSD của nó không phẳng và vì thế không phải là tạp âm trắng như ta mô hình nó. Nên cần có một phân tích chặt chẽ hơn. Trong phần sau ta sẽ giải thích và rút ra biểu thức chính xác hơn cho p.b.e.

Ta xét khoảng thời gian  $[0, T_b]$  và giả sử đầu ra của bộ tương quan (hình 4.1) ở thời điểm  $t=T_b$  là  $Y$ . Mẫu  $Y$  này là một biến ngẫu nhiên phụ thuộc vào tính ngẫu nhiên của tất cả các luồng bit số liệu, các pha của sóng mang và các thời gian trễ. Do tính đối xứng nên ta chỉ cần xét một bit  $+1$  của người sử dụng thứ nhất làm người sử dụng tham khảo. (Xác suất có điều kiện của lỗi bit cũng sẽ như vậy nếu ta coi rằng bit  $-1$  được phát). Tất cả  $K-1$  tín hiệu phát đi bộ đồng thời khác được coi là nhiễu. Nếu coi rằng các mạch đồng bộ hoạt động bình thường, ta có thể đặt cả hai trễ  $\tau_k$  và pha  $\theta_k$  bằng không. Ta xét tất cả các  $\tau_j$  khác ( $j \neq k$ ) như là các trễ tương đối và mô hình chúng như là các biến ngẫu nhiên độc lập có cùng phân bố (i.i.d: independent identically distributed) trên khoảng  $[0, T_b]$ . Tất cả các bit số liệu của các nguồn gây nhiễu đều được mô hình như là các biến ngẫu nhiên rời rạc độc lập i.i.d. đồng xác suất là  $+1$  hay  $-1$ . Có thể mô hình các dịch pha sóng mang thu ( $\theta_{rj} = \theta_j - 2\pi f_c \tau_j$ ,  $j \neq k$ ) như là các biến ngẫu nhiên phân bố đều trong khoảng  $[0, 2\pi]$ .

#### 4.2.2. Mô hình của một máy thu phối hợp

Ta sẽ khảo sát một hệ thống vô tuyến di động gồm các máy di động là các máy phát và các trạm gốc là các máy thu. Sơ đồ khối tổng quát của các máy phát trong hệ thống DSSSS di động và một máy phát đơn trong hệ thống này được cho ở hình 4.2.

Mỗi người sử dụng phát thông tin số tại cùng một tốc độ số liệu bằng  $1/T_b$ . Ta giả thiết rằng điều chế theo lưỡng cực, vì thế ký hiệu thứ  $m$  của người sử dụng thứ  $k$   $d_k(m)$  trên hình 4.2 có thể nhận giá trị  $+1$  hoặc  $-1$ . Ta có thể ký hiệu lưỡng số liệu lưỡng cực của người sử dụng thứ  $k$  gồm  $2M+1$  ký hiệu như sau:

$$\mathbf{d}_k^T = \{d_k(-M), \dots, d_k(0), \dots, d_k(M)\} \quad (4.13)$$

trong đó  $(2M+1)$  là số các ký hiệu số liệu được phát và  $T$  ký hiệu cho ma trận chuyển vị. Ký hiệu lưỡng cực  $d_k(m)$  được xác định bởi ký hiệu đơn cực  $b_k(m) = \{0, 1\}$  như sau:

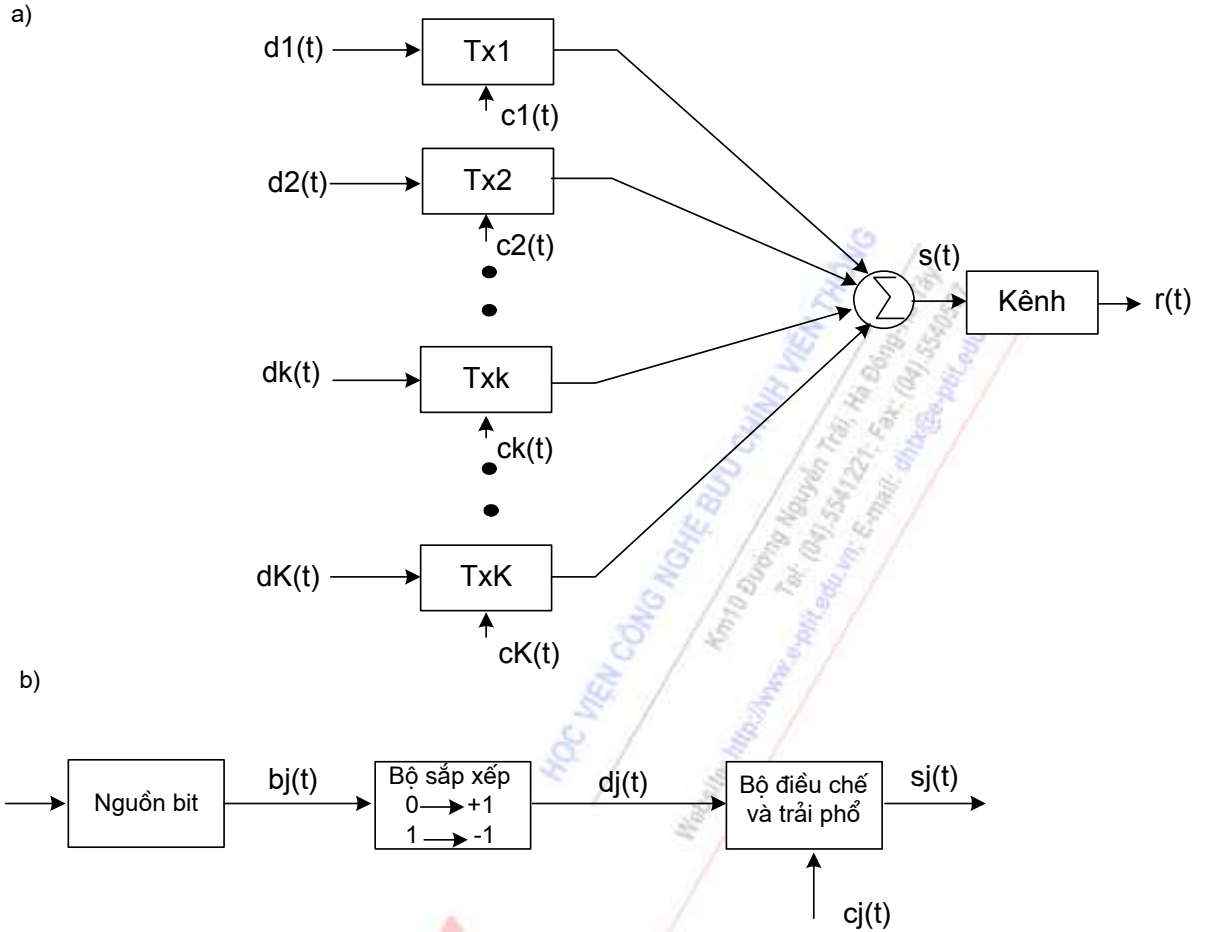
$$d_k(m) = 1 - 2b_k(m) \quad (4.14)$$

Tín hiệu lưỡng cực của người sử dụng  $k$  được biểu diễn như sau:

$$d_k(t) = \sum_{m=-M}^M d_k(m) p_{T_b}(t - mT_b) \quad (4.15)$$

trong đó  $2M+1$  là số ký hiệu được phát,  $T_b$  là độ rộng xung chữ nhật tương ứng một bit và  $p_{T_b}(t)$  là xung chữ nhật đơn vị được xác định như sau:

$$p_{T_b}(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T_b] \\ 0 & t \notin [0, T_b] \end{cases} \quad (4.16)$$



**Hình 4.2. Sơ đồ khối của máy phát trong hệ thống DSSS di động . (a) K máy phát, (b) Một máy phát đơn.**

Mỗi máy phát được ấn định một chuỗi mã PN  $c_k(t)$  có độ dài N hầu như trực giao với nhau như sau:

$$c_k(t) = \sum_{i=1}^N c_k(i) p_{T_c}(t - iT_c) \quad (4.17)$$

trong đó  $c_k(i)$  được ký hiệu cho ký hiệu tại thời điểm  $iT_c$  của chuỗi k trong đó  $T_c$  là độ rộng chip, ký hiệu này nhận các giá trị từ tập  $\{+1, -1\}$  và  $p_{T_c}(t)$  là hàm xung đơn vị xác định theo công thức sau:

$$p_{T_c}(t) = \begin{cases} 1 & t \in [0, T_c] \\ 0 & t \notin [0, T_c] \end{cases} \quad (4.18)$$

Sau trải phổ và điều chế ta được tín hiệu phát của người sử dụng j như sau:

$$s_k(t) = \sum_{m=-M}^M \sqrt{\frac{2E_{b_j}}{T_b}} d_k(t) c_k(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_k)$$

hay:

$$s_k(t) = \sum_{m=-M}^M \sqrt{P_k} d_k(t) C_k(t) \quad (4.19)$$

trong đó  $E_{bk}$  và  $P_k$  là năng lượng bit và công suất trung bình sóng mang của máy phát  $k$ ,  $\theta_k$  là pha ban đầu của sóng mang ở máy phát  $k$ ,  $C_k(t)$  là mã thể hiện đồng thời trải phổ và điều chế BPSK được gọi là chữ ký và được xác định theo công thức sau:

$$C_k(t) = \begin{cases} \sqrt{2} \cos(2\pi f_c t + \theta_k) c_k(t) & t \in [0, T_b] \\ 0 & t \notin [0, T_b] \end{cases} \quad (4.20)$$

trong đó  $f_c$  là sóng mang,  $\theta_k$  là góc pha ban đầu và  $c_k(t)$  là chuỗi chip trải phổ với thời gian một chip là  $T_c$  biên độ là +1 hoặc -1.

Để tiện ta cũng coi rằng độ dài chuỗi  $N$  bằng độ lợi trải phổ  $T_b/T_c$ , trong đó  $T_c$  là độ rộng chip. Ta dễ dàng nhận thấy rằng:

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} C_j^2(t) dt = 1 \quad j=1,2,\dots,K \quad (4.21)$$

ta có thể biểu diễn tín hiệu thu được sau kênh truyền dẫn như sau:

$$r(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{P_{rj}} \sum_{m=-M}^M d_j(m) C_j(t - mT_b - \tau_j) + n(t) \quad (4.22)$$

trong đó  $P_{rj} = P_j/L_p$  là công suất trung bình sóng mang thu,  $L_p$  là suy hao truyền sóng,  $n(t)$  là tạp âm Gauss trắng có mật độ phổ công suất đơn biên  $N_0$ .

Trong một hệ thống DSCDMA đồng bộ, tín hiệu của các người sử dụng được đồng bộ ký hiệu với nhau. Thí dụ của hệ thống này là đường xuống trong mạng thông tin di động tổ ong. Tín hiệu thu được trong hệ thống đồng bộ là trường hợp đặc biệt của công thức (4.22), khi các dịch thời  $\tau_j$  với  $j=1,2,\dots,K$  đều bằng nhau, vì thế không mất tính tổng quát nếu ta coi chúng bằng không, tín hiệu thu khi này được xác định như sau:

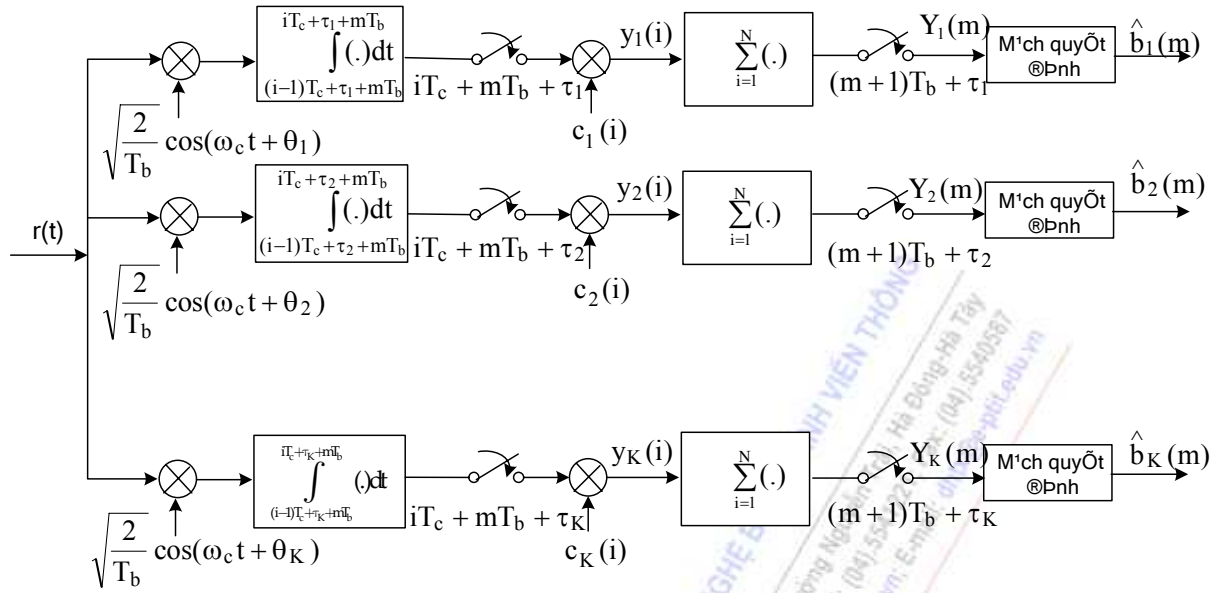
$$r(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{P_{rj}} \sum_{m=-M}^M d_j(m) C_j(t - mT_b) + n(t) \quad (4.23)$$

Vì ở đây không còn dịch thời giữa các ký hiệu nên ta có thể xét cho một bit chẳng hạn  $m=0$  theo biểu thức sau:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{P_{rk}} d_k(0) C_k(t) + n(t) \quad (4.24)$$

Máy thu bộ lọc phối hợp thông thường để tách sóng đồng thời các tín hiệu của  $K$  người sử dụng được cho ở hình 4.3.





**Hình 4.3. Máy thu bộ lọc phối hợp thông thường tách sóng đồng thời các tín hiệu DSCDMA di bộ K người sử dụng**

Máy thu này bao gồm tập hợp các bộ lọc phối hợp với các mạch quyết định. Bộ lọc k được phối hợp với tín hiệu thu  $C_k(t)$  tương ứng. Đầu ra của bộ lọc k được lấy mẫu tại cuối khoảng thời gian ký hiệu m. Ta có thể viết:

$$Y_k(m) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \int_{\tau_k + mT_b}^{\tau_k + (m+1)T_b} r(t) C_k(t - mT_b - \tau_k) dt \quad -M \leq m \leq M \quad (4.25)$$

Mạch quyết định đánh giá ký hiệu m của người sử dụng thứ j trên cơ sở lấy mẫu ở cuối thời gian của bit m và khảo sát dấu của biến quyết định  $Y_j$ :

$$\hat{d}_k(m) = \text{sign}[Y_k(m)] = \begin{cases} +1 & \text{nếu } Y_k(m) \geq 0 \\ -1 & \text{nếu } Y_k(m) < 0 \end{cases} \quad (4.26)$$

Ngoài ra trong khoảng thời gian của bit m, tín hiệu sau tích phân lại được lấy mẫu tại cuối thời gian của một chip. Kết quả lấy mẫu được so sánh tương quan với từng chip của chuỗi trải phổ địa phương trước khi đưa lên bộ cộng. Ta có thể biểu diễn lại ptr.(4.25) ở dạng tích phân phân đoạn như sau như sau:

$$Y_k(m) = \sum_{i=1}^N \sqrt{\frac{1}{T_b}} \int_{(i-1)T_c + \tau_k + mT_b}^{iT_c + \tau_k + mT_b} r(t) c_k(t - mT_b - \tau_k) dt \quad (4.27)$$

Ta coi rằng đồng bộ sóng mang là lý tưởng và bộ lọc có khuếch đại công suất bằng một. Ký hiệu:

$$y_k(i) = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \int_{(i-1)T_c + \tau_k + mT_b}^{iT_c + \tau_k + mT_b} r(t) C_k(t - mT_b - \tau_k) dt \quad (4.28)$$

ta được

$$Y_k(m) = \sum_{i=1}^N y_k(i) \quad (4.29)$$

trong đó  $N$  là độ dài của chuỗi mã.

Thay  $r(t)$  từ (4.23) vào (4.27) ta được:

$$Y_k(m) = \sqrt{E_{brk}} d_k(m) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{P_{jr}} \sqrt{\frac{1}{T_b}} \sum_{m=-M}^M \sum_{i=1}^N \int_{(i-1)T_c + \tau_k + mT_b}^{iT_c + \tau_k + mT_b} d_j(n) c_j(t - nT_b - \tau_j) c_k(t - mT_b - \tau_k) dt + n_0 \quad (4.30)$$

trong đó  $n_0 = \sqrt{\frac{1}{T_b}} \int_{\tau_k + mT_b}^{\tau_k + (m+1)T_b} n(t) c_k(t - mT_b - \tau_k) dt$  là thành phần tạp âm có trung bình không và

phương sai  $\sigma_n^2 = \frac{N_0}{2}$  với  $N_0$  là mật độ phổ công suất tạp âm đầu vào máy thu. Đặt:

$u = t - mT_b - \tau_k$ ,  $\ell = n - m$  và  $\tau_{kj} = \tau_j - \tau_k$  cho (4.29), sau khi biến đổi ta được:

$$Y_k(m) = \sqrt{E_{brk}} d_k(m) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_{bjr}} \sum_{\ell} \sum_{i=1}^N \frac{1}{T_b} \int_{(i-1)T_c}^{iT_c} d_j(m + \ell) C_j(u - \ell T_b - \tau_{kj}) c_k(u) du + n_0 \quad (4.31)$$

trong đó  $E_{brk}$  và  $E_{bjr}$  là năng lượng bit thu của người sử dụng  $k$  và  $j$ ,  $m$  là bit thứ  $m$  của của chữ ký  $C_j(t)$ . Ta có thể viết lại ptr.(4.31) như sau:

$$Y_k(m) = \sqrt{E_{brk}} d_k(m) + \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_{bjr}} \sum_{\ell} d_j(m + \ell) R_{kj}(\ell) + n_k(m) \quad (4.32)$$

trong đó  $R_{kj}(\ell)$  là tương quan chéo của hai chuỗi mã được xác định như sau:

$$R_{kj}(\ell) = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} c_j(t - \ell T_b - \tau_{kj}) c_k(t) dt \quad (4.33)$$

và  $k=1,2,...,K$ ;  $j=1, 2, ..., K$ ;  $m=-M, ..., 0, ..., M$

Phương trình (4.32) cho thấy tín hiệu thu được ở đầu ra của máy thu phối hợp  $k$  gồm ba thành phần với thành phần thứ nhất là tín hiệu hữu ích, thành phần thứ hai là nhiễu đa người sử dụng và thành phần thứ ba là tạp âm Gauss. Thành phần nhiễu tỷ lệ tuyến tính với biên độ tín hiệu nhiễu ( $\sqrt{E_{bjr}}$ ). Vì thế nếu tín hiệu nhiễu mạnh, nó sẽ gây nhiễu mạnh và chặn tất cả các tín hiệu yếu khác. Đây là nhược điểm chính của máy thu bộ lọc phối hợp. Thậm chí ngay cả khi công suất của tất cả các người sử dụng như nhau, thành phần nhiễu có thể vẫn đáng kể do tương quan chéo giữa tín hiệu hữu ích và nhiễu cao vì các giá trị trễ khác nhau.

Như vậy máy thu bộ lọc phối hợp không cho hiệu năng tối ưu khi có mặt các tín hiệu gây nhiễu. Để khắc phục nhược điểm này người ta nghiên cứu sử dụng các máy thu tách sóng đa người sử dụng.

### 4.3. XÁC XUẤT LỖI BIT

Khi không có nhiễu giao thoa ( $K=1$ ) hệ thống được xét là một hệ thống BPSK trải phổ. Từ ptr(4.22), khi chỉ xét cho truyền dẫn một bit số liệu, khi xét cả trễ do truyền sóng và tạp âm đường truyền và coi rằng công suất của tất các người sử dụng ở máy thu như nhau, ta có thể viết tín hiệu thu ở máy thu  $k$  như sau:

$$r(t) = \sum_{j=1}^K \sqrt{\frac{2E_{brj}}{T_b}} d_j(t - \tau_j) c_j(t - \tau_j) \cos(2\pi f_c t + \theta_{rj}) + n(t) \quad (4.34)$$

trong đó:  $c_j(t)$  ký hiệu cho chuỗi mã trải phổ,  $\tau_j$  là trễ truyền sóng,  $\theta_{rj} = \theta_j - 2\pi f_c \tau_j$  là góc pha của tín hiệu thu và  $\theta$  là góc pha ban đầu của sóng mang được phát.

Gia sử máy thu  $k$  đạt được đồng bộ định thời đến tín hiệu thu và đồng bộ sóng mang. Hàm được lấy mẫu quyết định  $Y_k(t)$  là tổng của các thành phần tín hiệu, tạp âm và nhiễu giao thoa được xác định như sau:

$$Y_k(t) = d_k(t - \tau_k) \sqrt{E_{br}} + \frac{2\sqrt{E_{br}}}{T_b} \int_{\tau_k}^{\tau_k + T_b} \left( \sum_{j=1, j \neq k}^K d_j(t - \tau_j) c_j(t - \tau_j) c_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \theta_{rj}) \cos(2\pi f_c t + \theta_{rk}) \right) dt + \sqrt{\frac{2}{T_b}} \int_{\tau_k}^{\tau_k + T_b} n(t) c_k(t - \tau_k) \cos(2\pi f_c t + \theta_{rk}) dt, \quad \tau_k \leq t \leq \tau_k + T_b \quad (4.35)$$

trong đó  $\tau_k$  là pha của chuỗi ngẫu nhiên nội và  $\theta_{kr}$  là pha của bộ giao động nội tại máy thu  $k$ .

Ta có thể viết lại ptr. (4.35) như sau:

$$Y_k(t) = d_k(t - \tau_k) \sqrt{E_{br}} + n_k + I_k \quad (4.36)$$

trong đó: thành phần thứ nhất là tín hiệu hữu ích mà ta cần tách ra, thành phần thứ hai:

$$n_k = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \int_{\tau_k}^{\tau_k + T_b} n(t) \cos(2\pi f_c t + \theta_{rk}) dt \quad (4.37)$$

là tạp âm Gauss độc lập có trung bình 0 và phương sai  $N_0/2$ , thành phần thứ ba là nhiễu đa người sử dụng MUI, nếu đặt:  $u = t - \tau_k$  thì sau khi biến đổi thành phần thứ hai trong ptr. (4.35) ta được:

$$I_k = \frac{2\sqrt{E_{br}}}{T_b} \int_0^{T_b} \left( \sum_{j=1, j \neq k}^K d_j(u - \tau_{kj}) c_j(u - \tau_{kj}) c_k(u) \cos(2\pi f_c u + \theta_{rj}) \cos(2\pi f_c u + \theta_{rk}) \right) du \quad (4.38)$$

trong đó:  $\tau_{kj} = \tau_j - \tau_k$  và  $\theta_{kj} = \theta_j - 2\pi f_c \tau_{kj}$ ,  $0 \leq t \leq T_b$

là tổng của  $K-1$  thành phần độc lập và có phân bố phức tạp. Quá trình tìm phân bố của  $I_k = \sum_{j=1, j \neq k}^K I_{kj}$  và sau đó sử dụng nó để ước tính p.b.e. trung bình là một công việc khó khăn và ta phải

tính toán gần đúng hay thiết lập các giới hạn. Mặc dù có thể nhận được các giới hạn trên và dưới của p.b.e khá chính xác với cái giá phải trả là tăng độ phức tạp của việc tính toán, ta sẽ chỉ xét các kết quả gần đúng.

Ta xét một nguồn gây nhiễu  $j$  đối với người sử dụng  $k$  như ở hình 4.4. Ta xét phương trình (4.38). Sử dụng công thức lượng giác ta được  $\cos(2\pi f_c u + \theta_{kj})\cos(2\pi f_c u + \theta_k) = (1/2)[\cos(\theta_{kj} - \theta_k) + \cos(4\pi f_c u + \theta_{kj} + \theta_k)]$  và để đơn giản ký hiệu ta sẽ sử dụng ký hiệu  $\theta'_{kj}$  thay cho  $\theta_{kj} - \theta_k$  trên hình vẽ cũng như trong các công thức dưới đây. Vì tần số sóng mang  $f_c$  lớn hơn nhiều so với tốc độ chip của các  $c_j(t)$ , nên thành phần nhân đôi tần số sẽ bị loại bỏ sau khi lấy tích phân. Lưu ý rằng trễ tương đối  $\tau_{kj}$  có thể là một giá trị nào đó trong khoảng 0 và  $T_b$ , giá trị của  $I_{kj}$  phụ thuộc vào hai bit gây nhiễu liên tiếp như ở hình 4.4a. Ta đã ký hiệu rằng bit đầu trong số hai bit này (từ người sử dụng  $j$ ) là  $d_{-1}^{(j)}$  và bit thứ hai là  $d_0^{(j)}$ . Ta có thể viết đầu ra của bộ tương quan gây ra do một nguồn nhiễu như sau:

$$I_{kj} = \sqrt{E_{br}} \cos(\theta'_{kj}) \left[ d_{-1}^{(j)} \frac{1}{T_b} \int_0^{\tau_{kj}} c_k(t - \tau_{kj}) c_j(t) dt + d_0^{(j)} \frac{1}{T_b} \int_{\tau_{kj}}^{T_b} c_k(t - \tau_{kj}) c_j(t) dt \right] \quad (4.39)$$

trong đó:  $\theta'_{kj} = \theta_{kj} - \theta_k$ ,  $0 \leq \tau_{kj} \leq T_b$

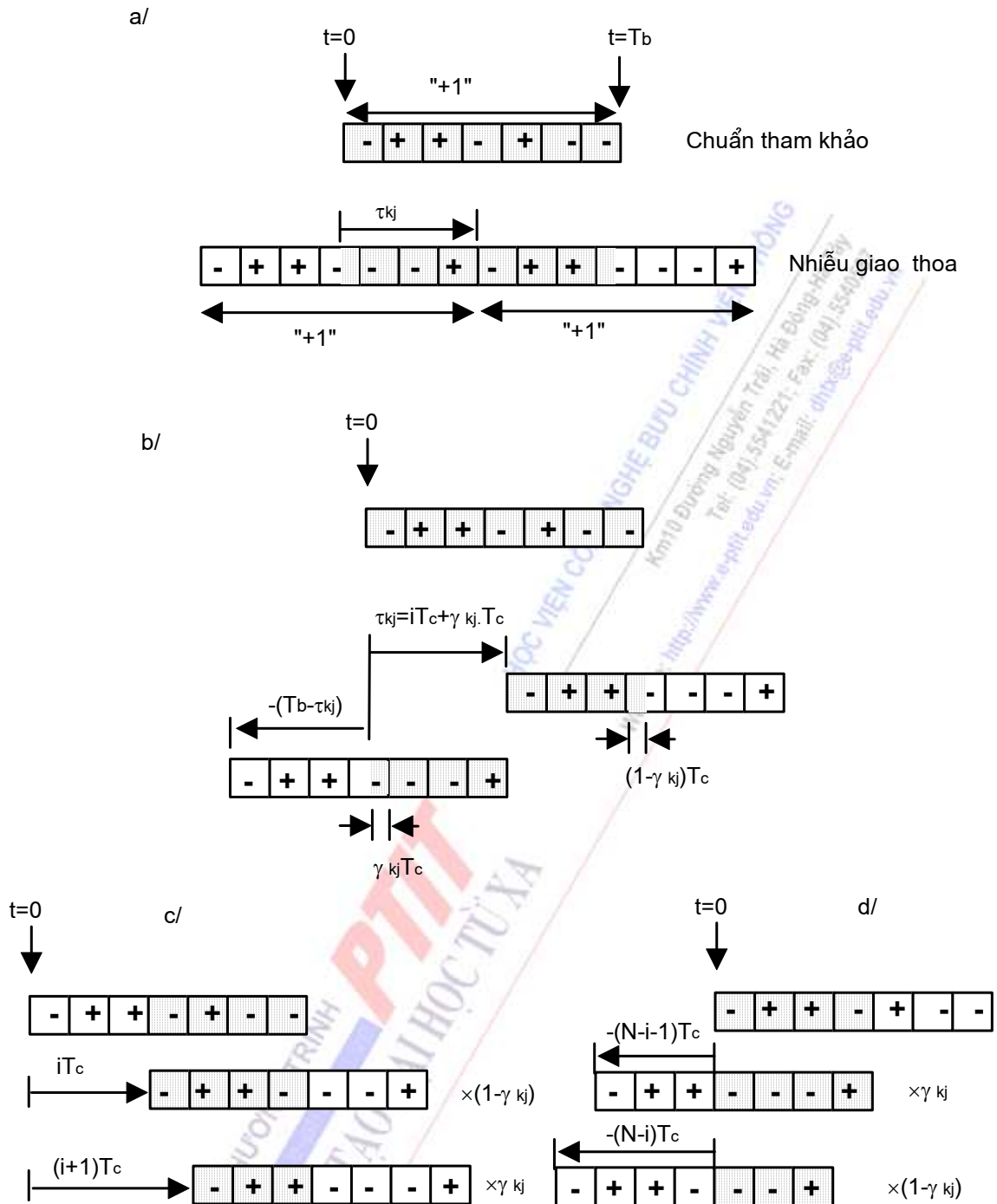
Trên hình 4.4 cả hai bit đều được đặt bằng +1, nhưng tổng quát chúng sẽ là +1 hay -1 với xác suất như nhau. Trong thí dụ này ta có  $N=7$  chip trong mỗi chu kỳ chuỗi và  $\tau_{kj}=3,5T_c$ . Xét ptr.(4.39) ta thấy rằng  $I_{kj}$  phụ thuộc vào hàm tương quan chéo tuần hoàn  $\frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} c_j(t - \tau_k) c_k(t) dt$  nếu  $d_{-1}^{(j)} = d_0^{(j)}$ , hay hiệu số giữa hai tương quan chéo không tuần hoàn từng phần

$$\frac{1}{T_b} \int_0^{\tau_{kj}} c_j(t - \tau_{kj}) c_k(t) dt \text{ và } \frac{1}{T_b} \int_{\tau_{kj}}^{T_b} c_j(t - \tau_{kj}) c_k(t) dt \text{ nếu } d_{-1}^{(j)} \neq d_0^{(j)}.$$

Có thể lập công thức tương quan chéo giữa hai dạng sóng PN liên quan đến tương quan chéo rời rạc không tuần hoàn  $R_{kj}(i)$  của các chuỗi PN tương ứng  $\underline{c}^{(k)} = (a_0^{(k)}, a_1^{(k)}, \dots, a_{N-1}^{(k)})$  và  $\underline{c}^{(j)} = (a_0^{(j)}, a_1^{(j)}, \dots, a_{N-1}^{(j)})$  trong đó  $R_{kj}(i)$  được định nghĩa như sau:

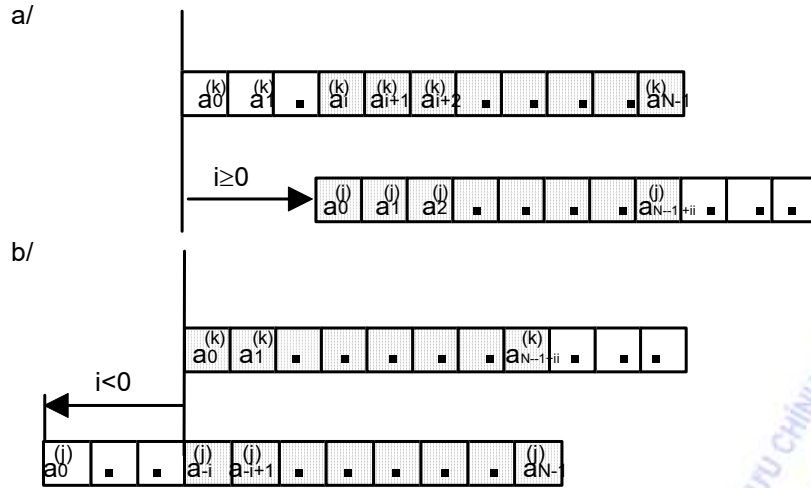
$$R_{kj}(i) = \frac{1}{N} \times \begin{cases} \sum_{\ell=0}^{N-1-i} a_{\ell}^{(j)} a_{\ell+i}^{(k)}, & 0 \leq i \leq N-1 \\ \sum_{\ell=0}^{N-1+i} a_{\ell-i}^{(j)} a_{\ell}^{(k)}, & -(N-1) \leq i < 0 \\ 0, & i \text{ khác trên} \end{cases} \quad (4.40)$$

như được vẽ ở hình 4.5.



Hình 4.4. Nhiều người sử dụng: a) tương quan trong khoảng  $(0, T_b)$ ; b) như là tổng của hai tương quan chéo không tuần hoàn; c) phân chia thành hai tương quan chéo rời rạc không tuần hoàn





**Hình 4.5. Hàm tương quan chéo rời rạc không tuần hoàn  $R_{ck,cj}$ :**

**a)  $0 \leq i \leq N-1$ , b)  $-(N-1) \leq i < 0$**

Nếu  $i$  dương, chuỗi nhiễu dịch sang phải  $i$  chip và tương quan được thực hiện ở  $N-i$  đoạn như ở hình 4.5a. Mặt khác nếu  $i$  âm chuỗi nhiễu dịch trái và khi này được tương quan như ở hình 4.5b. Xét tình huống điển hình như ở hình 4.4b khi trễ tương đối

$$\tau_{kj} = iT_c + \gamma_{kj}T_c, \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (4.41)$$

không hoàn toàn là bội số nguyên của  $T_c$ . Ở ptr. (4.41) ta mô hình  $\gamma_{kj}$  là một biến ngẫu nhiên đồng đều trong khoảng  $(0,1)$ . Từ hình 4.3d ta thấy rằng:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_b} \int_0^{\tau_k} c_j(t - \tau_{kj}) c_k(t) dt &= R_{kj} [-(N-i-1)] \gamma_{kj} + R_{kj} [-(N-i)(1-\gamma_{kj})] \\ &= R_{kj}(i-N) + [R_{kj}(1+i-N) - R_{kj}(i-N)] \gamma_{kj} \end{aligned} \quad (4.42)$$

Vì  $\gamma_{kj}$  nằm trong khoảng từ 0 đến 1, tương quan chéo từng phần ở (4.42) là một số trong khoảng  $R_{ck,cj}(i-N)$  và  $R_{ck,cj}(1+i-N)$ . Tương tự tương quan chéo từng phần thứ hai ở 4.39) có thể viết như sau (xem hình 4.3.c):

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_b} \int_{\tau_k}^{T_b} c_j(t - \tau_{kj}) c_k(t) dt &= R_{kj}(i)(1-\gamma_{kj}) + R_{kj}(i+1)\gamma_{kj} \\ &= R_{kj}(i) + [R_{kj}(i+1) - R_{kj}(i)] \gamma_{kj} \end{aligned} \quad (4.43)$$

là một số nằm giữa  $R_{kj}(i)$  và  $R_{kj}(i+1)$ . Các chuỗi SSMA  $(a_\ell^{(i)})$ ,  $j = 1, 2, 3, \dots, K$  là các chuỗi xác định và ta có thể tính tất cả các tương quan chéo  $R_{kj}(i)$  cho tất cả  $i$ . Biến ngẫu nhiên  $I_{kj}$  như vậy chỉ thuộc vào bốn biến ngẫu nhiên độc lập:  $\theta'_{kj}$ ,  $d_{-1}^{(i)}$ ,  $d_0^{(i)}$  và  $\tau_{kj}$ . Vì đã biết phân bố của chúng, nên có thể đánh giá được phân bố của mỗi  $I_{kj}$ .

Thành phần nhiễu MAI:  $I_k$  là tổng của K-1 thành phần  $I_{kj}$  độc lập vì thế hàm mật độ xác suất của nó là tích chập K-1 lần:

$$f_{I_k}(x) = f_{Y1} \otimes f_{Y2} \otimes \dots \otimes f_{YK}(x) \quad \text{trừ } f_{YK} \quad (4.44)$$

Rất khó thực hiện tích chập này nhưng ta có thể thực hiện nó ít nhất là ở lý thuyết. Để nhận được p.b.e trước hết ta đặt cố định  $I_k = x$  và tính toán xác suất lỗi thông qua ptr. (4.36):

$$\begin{aligned} P(Y_k < 0 | I_k = x) &= P\left(\frac{n_k + x + \sqrt{E_{br}}}{\sqrt{N_0/2}} < 0\right) \\ &= Q\left(\frac{x}{\sqrt{N_0/2}} + \sqrt{2E_{br}/N_0}\right) \end{aligned} \quad (4.45)$$

P.b.e trung bình khi này được xác định bằng cách lấy trung bình I:

$$\begin{aligned} P_b &= E\left[Q\left(\frac{x}{\sqrt{N_0/2}} + \sqrt{2E_{br}/N_0}\right)\right] \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_{I_k}(x) Q\left(\frac{x}{\sqrt{N_0/2}} + \sqrt{2E_{br}/N_0}\right) dx \end{aligned} \quad (4.46)$$

Việc xác định hàm mật độ  $f_{I_k}(x)$  cho MUI sau đó thực hiện tích phân trên không dễ dàng, đặc biệt khi K lớn. Ta có thể nhận được giới hạn trên và dưới bằng phương pháp số khi sử dụng một số biến đổi đối với  $f_{I_k}(x)$ ; các giới hạn này đạt được độ chính xác tùy theo độ phức tạp của tính toán. Tuy nhiên các kết quả khá chính xác này không có các lời giải ở dạng kín.

#### 4.4. CDMA VỚI CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐIỀU CHẾ KHÁC

Khi lựa chọn một sơ đồ điều chế số ta cần cân nhắc một số vấn đề: (1) độ rộng băng tần; (2) công suất; (3) hiệu năng chống lỗi p.b.e.

Băng thông là khoảng phổ cần thiết để truyền một tín hiệu đã điều chế. Đồng thời ta cũng muốn đạt được chất lượng yêu cầu (do khách hàng là người trả tiền dịch vụ) khi công suất nhỏ và giá thành thấp. Như là một quy tắc dễ thấy: Băng thông bằng tốc độ ký hiệu theo Nyquist. Trong thực tế nó phụ thuộc vào dạng xung điều chế và tốc độ ký hiệu (có thể không phải là nhị phân). Băng thông cần thiết cho một tín hiệu  $y(t)$  được xác định bởi PSD của nó. Để tìm được PSD, trước hết ta cần tìm hàm tự tương quan  $E(Y(t+\tau)Y^*(t)) = R_y(\tau, t)$ . Hàm tự tương quan này là một hàm tuần hoàn theo thời gian  $t$ . Ta trung bình hoá nó trên khoảng thời gian  $t$  và thực hiện biến đổi Fourier so với  $\tau$  để nhận được PSD  $\Phi_y(f)$ . Chẳng hạn, PSD đối với một tín hiệu BPSK là:

$$\Phi_y(f) = \frac{P}{2R_b} [\sin^2(f - f_c)T_b + \sin^2(f + f_c)T_b] \quad (4.47)$$

trong đó  $\sqrt{2P}$  là biên độ tín hiệu còn  $\text{sinc}(x) = \sin(\pi x)/(\pi x)$ . PSD cho thấy sự phân bố của tín hiệu theo tần số như thế nào. Lưu ý rằng việc lấy tích phân PSD ở tất cả các tần số sẽ cho ta tổng công suất  $E[Y^2(t)]$ . Đối với BPSK, ta có thể nhận thấy từ công thức (4.65) rằng công suất của nó tập trung xung quanh tần số sóng mang  $f=f_c$ , theo như mong đợi đối với một tín hiệu băng thông. Ngoài ra búp chính nằm trong  $(f_c - 1/T_b, f_c + 1/T_b)$  và độ rộng băng giữa hai giá trị không vào khoảng  $2/T_b = 2R_b \text{ Hz}$ , trong đó  $R_b$  là tốc độ bit. Do sự giảm chậm của các búp bên ở PSD nên độ rộng băng truyền dẫn lý thuyết đối với BPSK là vô hạn. Tuy nhiên 99% công suất ở BPSK được chứa ở độ rộng băng  $16R_b \text{ Hz}$  và vì thế độ rộng băng chứa 99% công suất của BPSK là  $B_{\text{BPSK},99\%} = 16R_b$ . Tương tự như vậy ta có thể thấy độ rộng băng 90% công suất ở BPSK là  $B_{\text{BPSK},90\%} = 1.6R_b$ . Trong thực tế một tín hiệu với độ rộng băng cho trước còn được tiếp tục hạn chế băng tần trước khi được phát. Độ rộng băng thông của bộ lọc băng thông là độ rộng băng tần truyền dẫn cuối cùng của tín hiệu được phát. Lưu ý rằng quá trình lọc gây ra méo và nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu dẫn đến lỗi trong quá trình giải điều chế. Ngoài ra lưu ý rằng PSD có thể được tạo dạng bằng cách thay đổi dạng xung và (hoặc) đưa thêm tương quan vào chuỗi số liệu.

Ở kênh AWGN, p.b.e là một hàm của tỷ số năng lượng bit tín hiệu trên mật độ phổ tạp âm (SNR), ta ký hiệu nó là  $E_{br}/N_0 = P_r T_b / N_0$ . SNR cao hơn (chẳng hạn công suất  $P$  lớn hơn hay thời gian bit  $T_b$  lâu hơn hay mật độ công phổ công suất tạp âm một biên  $N_0$  thấp hơn) có nghĩa là p.b.e thấp hơn. Đối với BPSK, quan hệ này là:

$$P_{b,\text{BPSK}} = Q(\sqrt{2 \cdot \text{SNR}}) \quad (4.48)$$

Đối với  $P_e = 10^{-3}$ , SNR cần thiết là 6,7dB.

Một sơ đồ có hiệu suất sử dụng tần số tốt hơn BPSK là điều chế khoá dịch pha vuông góc (QPSK), ở sơ đồ này độ rộng xung điều chế tăng gấp đôi từ  $T_b$  đến  $2T_b$ . Thông tin được phát đi ở hai sóng mang trực giao trong dạng sóng QPSK  $s_{\text{QPSK}}(t)$ , trong đó:

$$\begin{aligned} s_{\text{QPSK}} &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{I,i} p_{2T_b}(t - i2T_b) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta) \\ &\quad - \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{Q,i} p_{2T_b}(t - i2T_b) \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c t + \theta) \\ &= d_I(t) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta) - d_Q(t) \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c t + \theta) \\ &= \sqrt{2P} \cos\{[2\pi f_c t + \theta + \theta(t)]\} \end{aligned} \quad (4.49)$$

Ở phương trình trên,  $d_{I,i}$  và  $d_{Q,i}$  là các bit số liệu  $\pm 1$ ,  $p_{2T_b}(t) = 1$  đối với  $0 < t < 2T_b$  và bằng không nếu khác, là hàm xung chữ nhật biên độ đơn vị và hàm pha  $\theta(t)$  nhận các giá trị  $45^\circ$ ,  $135^\circ$ ,  $225^\circ$ ,  $315^\circ$  và có thể dịch pha cứ  $2T_b$  một lần. Độ rộng băng tần của QPSK bằng một nửa độ rộng của BPSK, nhưng tốc độ bit vẫn bằng  $1/T_b = R_b$ . Các bit lỗi ở kênh đồng pha (tương ứng với sóng mang đồng pha  $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ ) và kênh vuông góc (tương ứng với sóng mang vuông góc  $\sin(2\pi f_c t + \theta)$ ) gây ra do AWGN sẽ độc lập với nhau. Vì thế BPSK và QPSK có cùng hiệu năng. Nên QPSK ưu việt hơn BPSK.

QPSK thường được thực hiện với các dạng sóng vuông góc dịch nhau  $T_b$  giây. Tín hiệu tổng hợp được gọi là QPSK có dịch pha (OQPSK: Offset Quadrature Phase Shift Keying) hay QPSK lệch pha (Staggered QPSK):

$$S_{\text{OQPSK}}(t) = \sqrt{2P}d_I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) - \sqrt{2P}d_Q(t - T_b) \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (4.50)$$

OQPSK có cùng độ rộng và cùng đặc tính p.b.e. như QPSK. Một tín hiệu QPSK có thể dịch pha  $0^\circ, \pm 90^\circ$  và  $\pm 180^\circ$   $2T_b$  giây mỗi lần, còn OQPSK có thể dịch pha  $0^\circ, \pm 90^\circ$   $T_b$  giây mỗi lần.

Nếu ta thay đổi hàm xung chữ nhật ở OQPSK thành hàm nửa xung dạng cosin, thì ta nhận được dạng sóng khoá dịch cực tiểu (MSK: Minimum Shift Keying):

$$s_{\text{MSK}}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{I,k} \cos(\pi t / 2T_b) p_{2T_b}(t - i2T_b - T_b) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta) - \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_{Q,i} \cos(\pi t / 2T_b) p_{2T_b}(t - i2T_b - T_b) \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (4.51)$$

MSK có pha liên tục; nó có cùng p.b.e. như QPSK, nhưng đặc tính PSD tốt hơn. Một cách ngẫu nhiên  $B_{\text{MSK},90\%} \approx B_{\text{QPSK},90\%}$ , nhưng  $B_{\text{MSK},99\%}$  nhỏ hơn nhiều so với độ rộng băng 99% công suất của QPSK. Có thể cải thiện hơn nữa đặc tính phổ của MSK bằng cách sử dụng các xung Gauss (vì thế có tên là GMSK). Tuy nhiên các xung Gauss đưa thêm vào nhiều giao thoa giữa các ký hiệu và chất lượng sẽ giảm. Vì thế cần cân nhắc giữa độ rộng dải thông và chất lượng.

Về mặt lý thuyết các tín hiệu BPSK, QPSK, OQPSK, MSK có biên độ không đổi và chúng được hạn chế băng tần rồi khuếch đại (thường bằng bộ khuếch đại phi tuyến để được hiệu suất cao) trước khi phát. Các tín hiệu sau khi lọc không còn có biên độ không đổi và chúng có thể bão hoà bộ khuếch đại phi tuyến. Ta biết rằng ảnh hưởng của quá trình lọc là việc đưa vào một thành phần biên độ nhỏ nhưng không đột biến nếu chuyển dịch pha nhỏ. Vì thế sự thay đổi biên độ ít nhất đối với MSK, sau đó là OQPSK, QPSK và BPSK.

Các điều chế PSK là các sơ đồ nhất quán, nên đòi hỏi mạch vòng khoá pha để bám pha sóng mang ở phía thu. Nếu méo pha ở kênh không gây thay đổi đáng kể trong khoảng thời gian hai bit liên tiếp, thì có thể sử dụng sơ đồ điều chế nhất quán vi sai. Ở PSK mã hoá vi sai (DPSK: Differential Phase Shift Keying), bit "1" được phát đi bằng cách dịch pha sóng mang  $180^\circ$  so với sóng mang ở thời của bit trước. Bit "0" được phát đi với dịch pha tương đối bằng 0. Độ rộng băng truyền dẫn của DPSK giống như độ rộng băng của BPSK, nhưng nó không cần vòng khoá pha để đồng bộ pha. Nhưng cái giá phải trả cho việc thực hiện đơn giản hơn là hiệu năng kém hơn BPSK, điều này thể hiện ở biểu thức p.b.e:

$$P_{b,\text{DPSK}} = \frac{1}{2} e^{-\text{SNR}} \quad (4.52)$$

trong đó như thường lệ  $\text{SNR} = E_b/N_0$ . DPSK đòi hỏi SNR bằng 8dB.

Ở DPSK bốn pha (4-DPSK), các dịch pha tương đối giữa các đoạn thời gian  $2T$  là  $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ . Biểu thức p.b.e. cho 4-DPSK phức tạp hơn:

$$P_{b,4\text{-DPSK}} = Q(a\sqrt{\text{SNR}}, b\sqrt{\text{SNR}}) - \frac{1}{2} e^{-2\text{SNR}} I_0(\text{SNR} \cdot \sqrt{2}) \quad (4.53)$$

trong đó  $a=0,76537$  và  $b=1,8478$ .  $Q(x,y)$  là hàm Q Marcum và  $I_0(x)$  là hàm Bessel cải tiến bậc không. Ở  $P_b=10^{-3}$ , SNR cần thiết cho 4-DPSK là 9dB.

So sánh các sơ đồ điều chế số được cho ở bảng 4.1.

**Bảng 4.1. So sánh các phương thức điều chế khác nhau**

	<b>BPSK</b>	<b>QPSK hay OQPSK</b>	<b>MSK</b>	<b>DPSK</b>	<b>4-DPSK</b>
$P_b(\text{SNR})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$	$\frac{1}{2}e^{-\text{SNR}}$	$Q(a\sqrt{\text{SNR}}, b\sqrt{\text{SNR}})$
$B_{99\%}$	$16R_b$	$8R_b$	$1,2R_b$	$16R_b$	$8R_b$
$B_{\text{Nyquist}}$	$R_b$	$0,5 R_b$	$0,52 R_b$	$R_b$	$0,5 R_b$
SNR cho $P_b=0,001$	6,7 dB	6,7 dB	6,7 dB	8dB	9dB

Rõ ràng là độ rộng băng tần chứa 99% công suất của MSK tốt hơn các điều chế khác. Hiệu năng p.b.e và sự ít thay đổi đường bao tốt hơn của MSK khiến cho nó được ưa chọn hơn. Tuy nhiên giá thành thực hiện cho MSK cao. Mặt khác nếu công suất không phải là vấn đề xem xét chính thì 4-DPSK có thể là chọn lựa tốt nhờ hiệu suất sử dụng phổ tần và thực hiện đơn giản hơn. Trong khi tính toán người ta thường sử dụng độ rộng băng tần Nyquist.

Trong CDMA, băng thông cần thiết tăng khi hệ số trải phổ  $N$  tăng. Các sóng mang đồng pha và pha vuông góc ở các ptr. (4.49), (4.50) được tiếp tục điều chế bởi các dạng sóng trải phổ,  $c_1(t)$  và  $c_0(t)$ . Ngoài ra các dịch thời ở các ptr. (4.49), (4.50) và (4.51) được biến đổi từ  $T_b$  vào  $T_c$  giây và các nửa xung hàm cosin ở ptr. (4.50) cùng thay đổi độ dài từ  $2T_b$  vào  $2T_c$  giây. Nếu ta mô hình MAI như tạp âm bổ sung vào kênh như trong ptr. (4.64), thì cũng có thể mở rộng các kết quả về hiệu năng ở phần trước cho DPSK, 4-DPSK và các dạng điều chế khác. Để vậy cần cộng đóng góp của MAI và tính toán SNR như sau:

$$\begin{aligned} \text{SNR} &= \frac{E_{br}}{N_0 + I_0} = \frac{E_{br}}{N_0 + 2(K-1)P_{T_c}/2} \\ &= \frac{1}{\frac{1}{E_{br}/N_0} + \frac{(K-1)}{G_p}} \end{aligned} \quad (4.54)$$

trong đó  $G_p = B/R_b = T_b/T_c$

Từ phương trình (4.54), số người sử dụng cực đại có thể tính như sau:

$$K_{\max} = 1 + G_p \left( \frac{1}{E_{br}/N_0} - \frac{1}{E_{br}/N_0} \right) \quad (4.55)$$

Thí dụ, với 4-DPSK ở  $P_b=10^{-3}$ , SNR thu cần thiết là 9 dB (bảng 4.1). Coi rằng tỷ số tín hiệu trên tạp âm nhiệt  $E_{br}/N_0$  điển hình bằng 15 dB, ta có thể tính số người sử dụng như sau:

$$\begin{aligned} K_{\max} &= 1 + G_p \left( \frac{1}{10^{0,9}} - \frac{1}{10^{1,5}} \right) \\ &\Rightarrow K \approx 1 + 0,094G_p \end{aligned}$$



Đối với  $N=100$ , CDMA/4-DPSK sẽ đảm bảo 10 người sử dụng đồng thời. Đối với CDMA/4-DPSK, số  $K$  tăng đến  $0,254G_p$  nhưng hiệu suất băng tần giảm một nửa.

## 4.5. TỔNG KẾT

Chương này đã xét mô hình tổng quát kênh DSCDMA. Mô hình này hiện nay đang được ứng dụng rộng rãi trong các hệ thống thông tin di động thế hệ 3 (gọi tắt là 3G) như: W-CDMA và cdma2000. Để mô hình kênh này hoạt động mỗi người sử dụng cần được cấp phát một mã trải phổ trực giao (xem chương 1). Các mã này có thể là mã giả tạp âm (PN) hoặc mã Walsh. Dựa trên mô hình kênh DSCDMA chương này cũng đưa ra công thức tính toán dung lượng đơn giản để thiết kế hệ thống (phương trình 4.12). Từ phương trình này ta thấy số người sử dụng tối đa trong một ô phụ thuộc vào: hệ số nhiễu từ các ô khác  $\beta$ , độ lợi nhờ phân đoạn ô  $\eta$ , hệ số tích cực tiếng ồn và hệ số điều khiển công suất hoàn hảo  $\lambda$ . Để giảm thiểu nhiễu đến từ các ô khác hệ thống phải thực hiện chuyển giao tối ưu. Việc phân đoạn ô bằng cách sử dụng nhiều anten có búp sóng hẹp cũng giảm nhiễu đồng kênh và tăng dung lượng ô. Vì thế khi thiết kế hệ thống ta cần lưu ý đến vấn đề này. Ngoài ra điều này làm nảy sinh ý tưởng xây dựng các mô hình anten thông minh và anten thích ứng. Tiếng nói trong khi đàm thoại cũng là nguồn gây nhiễu đồng kênh. Để giảm nhiễu này người ta cũng thiết kế các CODEC có tốc độ bit thay đổi tùy theo tần suất tiếng. Điều khiển công suất là bắt buộc trong hệ thống CDMA để tránh hiện tượng xa gần. Vì thế khi thiết kế ta cũng cần lưu tâm đến đạt được  $\lambda$  gần bằng 1.

Việc tính toán BER cho đường xuống (từ BTS đến MS) là tương đối đơn giản vì có thể coi đây là đường truyền CDMA đồng bộ (các tín hiệu phát cho các người sử dụng khác nhau đến máy thu được xét là đồng thời). Nhưng tính toán BER cho đường lên (từ MS đến BTS) là rất phức tạp vì đường truyền CDMA này không đồng bộ (các tín hiệu của người sử dụng từ MS đến BTS bị trễ khác nhau phụ thuộc vào vị trí của họ). Trong trường hợp này các mã trải phổ của các người sử dụng không còn trực giao nữa dẫn đến nhiễu đồng kênh tăng. Nhiễu này được xác định theo phương trình (4.39) và được phân tích trên hình (4.4). Phân tích các hệ thống điều chế khác nhau áp dụng cho CDMA cho thấy sử dụng điều chế BPSK và QPSK là thích hợp hơn cả. Chính vì lý do này các hệ thống 3G hiện nay đều sử dụng các phương thức điều chế này. Trong tương lai để tăng thêm dung lượng hệ thống các hệ thống CDMA có thể áp dụng M-QAM với  $M>4$ .

## 4.6. CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

- Giả thiết rằng ta nhân tạp âm Gauss trung bình không  $n(t)$  với  $c(t)\sin(2\pi f_c t + \theta)$  và sau đó lấy tích phân tích nhận được trong thời gian  $2T_b$  giây, tìm giá trị trung bình đầu ra  $Z$  của bộ tích phân?
  - Bằng không;
  - Khác không
- Điều kiện giống như câu trên. Tìm phương sai đầu ra  $Z$  bộ tích phân?
  - Bằng  $N_0 T/2$ ;
  - $N_0 T/4$ ;
  - $N_0 T$
- Hiệu năng của một hệ thống thông tin DSCDMA là
  - nhiều hạn chế;
  - năng lượng hạn chế;
  - tạp âm hạn chế;
  - không nhạy cảm với nhiễu

- ứng xa-gần nếu chuỗi trải phổ rất dài được sử dụng
4. Nếu ta tăng gấp đôi độ dài chuỗi ở hệ thống DSSSS thì  
(a) số người sử dụng được phép tăng gấp đôi (b) tỷ số tín hiệu trên tạp âm giảm một nửa;  
(c) p.b.e giảm một nửa; (d) tất cả các điều nói trên đều đúng (e) không điều nào nói trên đúng
  5. Giả thiết  $E_b/N_0 = 15\text{dB}$ ,  $K/N=0,1$  và  $N$  rất lớn, tìm BER đối với CDMA BPSK khi sử dụng công thức (4.8) và công thức gần đúng sau:  $Q(x) = \exp(-x^2/2)/(\sqrt{2\pi}x)$
  6. Tính dung lượng hệ thống CDMA theo số người sử dụng /đoạn ô với các dữ liệu sau:  
 $\frac{E_b}{N_0} = 6(\text{dB})$ , nhiễu từ các ô lân cận là 60%, thừa số tích cực tiếng là 50%, Thừa số điều khiển công suất chính xác là 0,8; Độ lợi phân đoạn ô : 2,5, Độ rộng băng tần vô tuyến là : 1,25 Mhz, Tốc độ bit thông tin : 9,6 kbps  
10; (b) 26; (c) 40
  7. Tìm tốc độ chip cần thiết của chuỗi PN cho hệ thống DSSSS sử dụng điều chế BPSK với các thông số sau:  $E_b/N_0=6,8\text{dB}$ , tốc độ bit kênh 9,6 kbps; nhiễu từ các ô khác 60%; thừa số tích cực tiếng 50%; độ chính xác điều khiển công suất 0,8; không sử dụng phân đoạn ô. (a) 100kps; (b) 1Mps; (c) 1,8Mps
  8. (tiếp). Xác suất lỗi bit trong trường hợp này bằng bao nhiêu? Sử dụng công thức gần đúng sau  $Q(x) = \exp(-x^2/2)/(\sqrt{2\pi}x)$ .  
(a)  $1,5 \cdot 10^{-2}$ ; (b)  $1,5 \cdot 10^{-3}$ ; (c)  $1,5 \cdot 10^{-4}$
  9. Các hệ thống thông tin di động CDMA sử dụng điều chế nào sau đây?  
(a) BPSK; (b) QPSK; (c) GMSK; (d) DPSK

## CHƯƠNG 5

### ĐA TRUY NHẬP VÔ TUYẾN TRONG MÔI TRƯỜNG PHẠNH ĐA ĐƯỜNG DI ĐỘNG VÀ PHÂN TẬP

#### 5.1. GIỚI THIỆU CHUNG

##### 5.1.1. Các chủ đề được trình bày

- Tính chất kênh trong các miền không gian, miền tần số và miền thời gian
- Quan hệ thông số kênh giữa các miền khác nhau
- Các loại phản xạ băng hẹp
- Phân bố Rayleigh và Rice
- Mô hình kênh trong miền thời gian và tần số
- Các dạng phân tập

##### 5.1.2. Hướng dẫn

- Học kỹ các tư liệu được trình bày trong chương này
- Tham khảo thêm [2], [3]
- Trả lời các câu hỏi và bài tập cuối chương

##### 5.1.3. Mục đích chương

- Hiểu được các ảnh hưởng khác nhau của kênh truyền sóng lên truyền dẫn vô tuyến di động
- Biết cách tính toán các thông số kênh
- Xây dựng được mô hình kênh truyền sóng
- Hiểu được nguyên lý của một số dạng phân tập đa dạng

#### 5.2. MỞ ĐẦU

Trong thông tin vô tuyến di động, các đặc tính kênh vô tuyến di động có tầm quan trọng rất lớn, vì chúng ảnh hưởng trực tiếp lên chất lượng truyền dẫn và dung lượng. Trong các hệ thống vô tuyến thông thường (không phải các hệ thống vô tuyến thích ứng), các tính chất thống kê dài hạn của kênh được đo và đánh giá trước khi thiết kế hệ thống. Nhưng trong các hệ thống điều chế thích ứng, vấn đề này phức tạp hơn. Để đảm bảo hoạt động thích ứng đúng, cần phải liên tục nhận được thông tin về các tính chất thống kê ngắn hạn thậm chí tức thời của kênh.

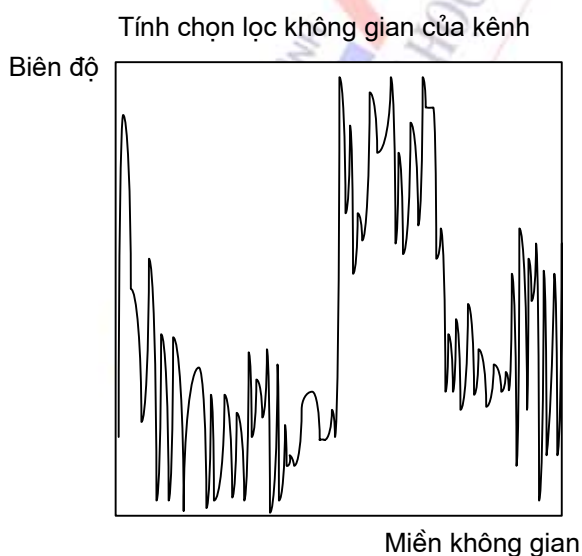
Các yếu tố chính hạn chế hệ thống thông tin di động bắt nguồn từ môi trường vô tuyến. Các yếu tố này là:

- ✓ Suy hao. Cường độ trường giảm theo khoảng cách. Thông thường suy hao nằm trong khoảng từ 50 đến 150 dB tùy theo khoảng cách

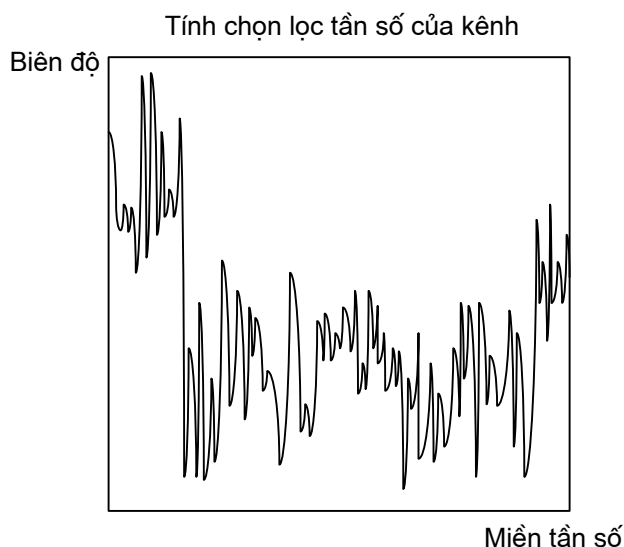
- ✓ Che tối. Các vật cản giữa trạm gốc và máy di động làm suy giảm thêm tín hiệu
- ✓ Đa đường và phân tán thời gian. Phản xạ, nhiễu xạ và tán xạ làm méo tín hiệu thu bằng cách trải rộng chúng theo thời gian. Phụ thuộc vào băng thông của hệ thống, yếu tố này dẫn đến thay đổi nhanh cường độ tín hiệu và gây ra nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu (ISI: Inter Symbol Interference).
- ✓ Nhiễu. Các máy phát khác sử dụng cùng tần số hay các tần số lân cận khác gây nhiễu cho tín hiệu mong muốn. Đôi khi nhiễu được coi là tạp âm bổ sung.

Có thể phân các kênh vô tuyến thành hai loại: "đa đường phạm vi rộng" và "đa đường phạm vi hẹp". Các mô hình truyền sóng truyền thống đánh giá công suất trung bình thu được tại các khoảng cách cho trước so với máy phát. Đối với các khoảng cách lớn (vài km), các mô hình truyền sóng phạm vi rộng được sử dụng. Đa đường phạm vi hẹp mô tả sự thay đổi nhanh chóng của tín hiệu theo biên độ, pha và trễ đa đường trong khoảng thời gian ngắn hay trên cự ly di chuyển ngắn. Đa đường trong trường hợp này gây ra do truyền sóng đa đường.

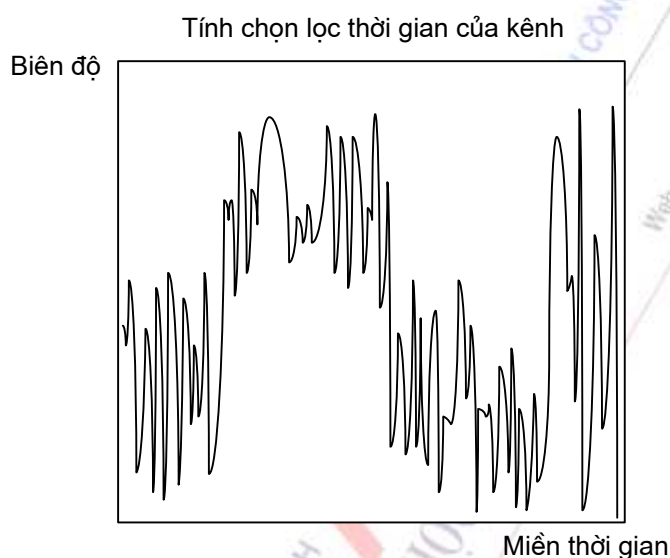
Các kênh vô tuyến là các kênh mang tính ngẫu nhiên, nó có thể thay đổi từ các đường truyền thẳng đến các đường bị che chắn nghiêm trọng đối với các vị trí khác nhau. Hình 5.1 cho thấy rằng trong miền không gian, một kênh có các đặc trưng khác nhau (biên độ chẳng hạn) tại các vị trí khác nhau. Ta gọi đặc tính này là tính chọn lọc không gian (hay phân tập không gian) và đa đường tương ứng với nó là đa đường chọn lọc không gian. Hình 5.2 cho thấy trong miền tần số, kênh có các đặc tính khác nhau tại các tần số khác nhau. Ta gọi đặc tính này là tính chọn lọc tần số (hay phân tập tần số) và đa đường tương ứng với nó là đa đường chọn lọc tần số. Hình 5.3 cho thấy rằng trong miền thời gian, kênh có các đặc tính khác nhau tại các thời điểm khác nhau. Ta gọi đặc tính này là tính chọn lọc thời gian (hay phân tập thời gian) và đa đường do nó gây ra là đa đường phân tập thời gian. Dựa trên các đặc tính trên, ta có thể phân chia đa đường kênh thành: đa đường chọn lọc không gian (đa đường phân tập không gian), đa đường chọn lọc tần số (đa đường phân tập tần số), đa đường chọn lọc thời gian (phân tập thời gian). Chương này sẽ xét các tính chất kênh trong miền không gian, thời gian và tần số,



Hình 5.1. Tính chất kênh trong miền không gian



**Hình 5.2. Tính chất kênh trong miền tần số**



**Hình 5.3. Tính chất kênh trong miền thời gian**

### 5.3. MIỀN KHÔNG GIAN

Các thuộc tính trong miền không gian bao gồm: tổn hao đường truyền và chọn lọc không gian. Tổn hao đường truyền thuộc loại phađinh phạm vi rộng còn chọn lọc không gian thuộc loại phađinh phạm vi hẹp. Các mô hình truyền sóng truyền thống đánh giá công suất thu trung bình tại một khoảng cách cho trước so với máy phát, đánh giá này được gọi là đánh giá tổn hao đường truyền. Khi khoảng cách thay đổi trong phạm vi một bước sóng, kênh thể hiện các đặc tính ngẫu nhiên rất rõ rệt. Điều này được gọi là tính chọn lọc không gian (hay phân tập không gian).

#### Tổn hao đường truyền

Mô hình tổn hao đường truyền mô tả suy hao tín hiệu giữa anten phát và anten thu như là một hàm phụ thuộc vào khoảng cách và các thông số khác. Một số mô hình bao gồm cả rất nhiều chi tiết về địa hình để đánh giá suy hao tín hiệu, trong khi đó một số mô hình chỉ xét đến tần số và



khoảng cách. Chiều cao anten là một thông số quan trọng. Tổn hao phụ thuộc vào hàm mũ của khoảng cách:

$$PL \propto d^{-n} \quad (5.1)$$

trong đó  $n$  là mũ tổn hao ( $n=2$  cho không gian tự do,  $n<2$  cho các môi trường trong nhà;  $n>2$  cho các vùng thành phố ngoài trời),  $d$  là khoảng cách từ máy thu đến máy phát.

Từ lý thuyết và các kết quả đo lường ta đã biết rằng công suất thu trung bình giảm so với khoảng cách theo hàm log cho môi trường ngoài trời và trong nhà. Ngoài ra tại mọi khoảng cách  $d$ , tổn hao đường truyền  $PL(d)$  tại một vị trí nhất định là quá trình ngẫu nhiên và có phân bố log chuẩn xung quanh một giá trị trung bình (phụ thuộc vào khoảng cách). Nếu xét cả sự thay đổi theo vị trí, ta có thể biểu diễn tổn hao đường truyền  $PL(d)$  tại khoảng cách  $d$  như sau:

$$PL(d)[dB] = \overline{PL(d)} + X_{\sigma} = \overline{PL(d_0)} + 10n \lg\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_{\sigma} \quad (5.2)$$

Trong đó  $\overline{PL(d)}$  là tổn hao đường truyền trung bình phạm vi rộng đối với khoảng cách phát thu  $d$ ;  $X_{\sigma}$  là biến ngẫu nhiên phân bố Gauss trung bình không (đo bằng dB) với lệch chuẩn  $\sigma$  (cũng đo bằng dB),  $d_0$  là khoảng cách tham chuẩn giữa máy phát và máy thu,  $n$  là mũ tổn hao đường truyền.

Khi các đối tượng trong kênh vô tuyến không chuyển động trong một khoảng thời gian cho trước và kênh được đặc trưng bởi phađinh phẳng đối với một độ rộng băng tần cho trước, các thuộc tính kênh chỉ khác nhau tại các vị trí khác nhau. Nói một cách khác, phađinh chỉ đơn thuần là một hiện tượng trong miền thời gian (mang tính chọn lọc thời gian).

Từ phương trình 5.2 ta thấy rằng tổn hao đường truyền của kênh được đánh giá thông kê phạm vi rộng cùng với hiệu ứng ngẫu nhiên. Hiệu ứng ngẫu nhiên xảy ra do phađinh phạm vi hẹp trong miền thời gian và nó giải thích cho tính chọn lọc thời gian (phân tập thời gian). Ảnh hưởng của chọn lọc không gian có thể được loại bỏ bằng cách sử dụng nhiều anten. MIMO (Multiple Input Multiple Output: Nhiều đầu vào nhiều đầu ra) là một kỹ thuật cho phép lợi dụng tính chất phân tập không gian này để cải thiện hiệu năng và dung lượng hệ thống.

## 5.4. MIỀN TẦN SỐ

Trong miền tần số, kênh bị ảnh hưởng của hai yếu tố: (1) điều chế tần số và chọn lọc tần số.

### 5.4.1. Điều chế tần số

Điều chế tần số gây ra do hiệu ứng Doppler, MS (mobile station: trạm di động) chuyển động tương đối so với BTS dẫn đến thay đổi tần số một cách ngẫu nhiên. Do chuyển động tương đối giữa BTS và MS, từng sóng đa đường bị dịch tần số. Dịch tần số trong tần số thu do chuyển động tương đối này được gọi là dịch tần số Doppler, nó tỷ lệ với tốc độ chuyển động, phương chuyển động của MS so với phương sóng tới của thành phần sóng đa đường. Dịch Doppler  $f$  có thể được biểu diễn như sau:

$$f = \frac{v}{\lambda} \cos \alpha = \frac{v}{c} f_c \cos \alpha = f_d \cos \alpha, \quad (5.3)$$

Trong đó  $v$  là tốc độ của MS,  $\lambda$  là bước sóng,  $\alpha$  là góc giữa phương chuyển động của MS và phương sóng tới,  $c$  là tốc độ ánh sáng và  $f_c$  là tần số sóng mang,

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{v}{c} f_c$$

là tần số Doppler cực đại.

Từ phương trình trên ta có thể thấy rằng nếu MS di chuyển về phía sóng tới dịch Doppler là dương và tần số thu sẽ tăng, ngược lại nếu MS di chuyển rời xa sóng tới thì dịch Doppler là âm và tần số thu được sẽ giảm. Vì thế các tín hiệu đa đường đến MS từ các phương khác nhau sẽ làm tăng độ rộng băng tần tín hiệu. Khi  $v$  và (hoặc)  $\alpha$  thay đổi dịch Doppler thay đổi dẫn đến trải Doppler.

#### 5.4.2. Chọn lọc tần số (phân tập tần số)

Trong phần này ta sẽ phân tích chọn lọc tần số cùng với một thông số khác trong miền tần số: băng thông nhất quán (coherence bandwidth). Băng thông nhất quán là một số đo thống kê của dải tần số trên một kênh phadinh được coi là kênh phadinh "phẳng" (là kênh trong đó tất cả các thành phần phổ được truyền qua với khuếch đại như nhau và pha tuyến tính). Băng thông nhất quán cho ta dải tần trong đó các thành phần tần số có biên độ tương quan. Băng thông nhất quán xác định kiểu phadinh xảy ra trong kênh và vì thế nó đóng vai trò cơ sở trong việc thích ứng các thông số điều chế. Băng thông nhất quán tỷ lệ nghịch với trải trễ (xem phần 5.5). Phadinh chọn lọc tần số rất khác với phadinh phẳng. Trong kênh phadinh phẳng, tất cả các thành phần tần số truyền qua băng thông kênh đều chịu ảnh hưởng phadinh như nhau. Trái lại trong phadinh chọn lọc tần số (còn gọi là phadinh vi sai), một số đoạn phổ của tín hiệu qua kênh phadinh chọn lọc tần số bị ảnh hưởng nhiều hơn các phần khác. Nếu băng thông nhất quán nhỏ hơn độ rộng băng tần của tín hiệu được phát, thì tín hiệu này chịu ảnh hưởng của phadinh chọn lọc (phân tập tần số). Phadinh này sẽ làm méo tín hiệu.

### 5.5. MIỀN THỜI GIAN

Một trong số các khác biệt quan trọng giữa các kênh hữu tuyến và các kênh vô tuyến là các kênh vô tuyến thay đổi theo thời gian, nghĩa là chúng chịu ảnh hưởng của phadinh chọn lọc thời gian. Ta có thể mô hình hóa kênh vô tuyến di động như là một bộ lọc tuyến tính có đáp ứng xung kim thay đổi theo thời gian. Mô hình kênh truyền thống sử dụng mô hình đáp ứng xung kim, đây là một mô hình trong miền thời gian. Ta có thể liên hệ quá trình thay đổi tín hiệu vô tuyến phạm vi hẹp trực tiếp với đáp ứng xung kim của kênh vô tuyến di động. Nếu  $x(t)$  biểu diễn tín hiệu phát,  $y(t)$  biểu diễn tín hiệu thu và  $h(t, \tau)$  biểu diễn đáp ứng xung kim của kênh vô tuyến đa đường thay đổi theo thời gian, thì ta có thể biểu diễn tín hiệu thu như là tích chập của tín hiệu phát với đáp ứng xung kim của kênh như sau:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} x(\tau)h(t, \tau)d\tau = x(t) \otimes h(t, \tau), \quad (5.4)$$

trong đó  $t$  là biến thời gian,  $\tau$  là trễ đa đường của kênh đối với một giá trị  $t$  cố định.

Ảnh hưởng đa đường của kênh vô tuyến thường được biết đến ở dạng phân tán thời gian hay trải trễ. Phân tán thời gian (gọi tắt là tán thời) hay trải trễ xảy ra khi một tín hiệu được truyền từ anten phát đến anten thu qua hai hay nhiều đường có các độ dài khác nhau. Một mặt tín hiệu này được truyền trực tiếp, mặt khác nó được truyền từ các đường phản xạ (tán xạ) khác nhau có độ dài khác nhau với các thời gian đến máy thu khác nhau. Tín hiệu tại anten thu chịu ảnh hưởng của tán thời này sẽ bị méo dạng. Trong khi thiết kế và tối ưu hóa các hệ thống vô tuyến số để truyền số liệu tốc độ cao ta cần xét các phản xạ (tán xạ) này.

Tán thời có thể được đặc trưng bằng trễ trội, trễ trội trung bình hay trễ trội trung bình quân phương.

### 5.5.1. Trễ trội trung bình quân phương, RDS

Trễ trội là một khái niệm được sử dụng để biểu thị trễ của một đường truyền so với đường truyền đến sớm nhất (thường là LOS: đường truyền trực tiếp). Một thông số thời gian quan trọng của tán thời là trải trễ trung bình quân phương (RDS: Root Mean Squared Delay Spread): căn bậc hai của mômen trung tâm của lý lịch trễ công suất. RDS là một số đo thích hợp cho trải đa đường của kênh. Ta có thể sử dụng nó để đánh giá ảnh hưởng của nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu (ISI).

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}, \quad (5.5)$$

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (5.6)$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}, \quad (5.7)$$

trong đó  $P(\tau_k)$  là công suất trung bình đa đường tại thời điểm  $\tau_k$ .

### 5.5.2. Trễ trội cực đại

Trễ trội cực đại (tại  $X_{dB}$ ) của lý lịch trễ công suất được định nghĩa là trễ thời gian mà ở đó năng lượng đa đường giảm  $X_{dB}$  so với năng lượng cực đại.

### 5.5.3. Thời gian nhất quán

Một thông số khác trong miền thời gian là thời gian nhất quán (coherence time). Thời gian nhất quán xác định tính "tĩnh" của kênh. Thời gian nhất quán là thời gian mà ở đó kênh tương quan rất mạnh với biên độ của tín hiệu thu. Ta ký hiệu thời gian nhất quán là  $T_C$ . Các ký hiệu

khác nhau truyền qua kênh trong khoảng thời gian nhất quán chịu ảnh hưởng đa đường như nhau. Vì thế ta nhận được một kênh đa đường khá chậm. Các ký hiệu khác nhau truyền qua kênh bên ngoài thời gian nhất quán sẽ bị ảnh hưởng đa đường khác nhau. Khi này ta được một kênh đa đường khá nhanh. Như vậy do ảnh hưởng của đa đường nhanh, một số phần của ký hiệu sẽ chịu tác động đa đường lớn hơn các phần khác. Bằng cách ấn định giá trị cho một thông số nhất định cho hệ thống truyền dẫn, ta có thể nhận được kênh đa đường chậm thay vì kênh đa đường nhanh và nhờ vậy đạt được hiệu năng tốt hơn.

## 5.6. QUAN HỆ GIỮA CÁC THÔNG SỐ TRONG CÁC MIỀN KHÁC NHAU

Ta đã nghiên cứu các đặc tính kênh và các thông số của nó trong các miền không gian, tần số và thời gian. Các đặc tính này không tồn tại riêng biệt, hay nói một cách khác chúng liên quan với nhau. Một số thông số trong miền này ảnh hưởng lên các đặc tính của miền khác.

### 5.6.1. Băng thông nhất quán và trải trễ trung bình quân phương

Ta đã biết rằng lý lịch trễ công suất và đáp ứng tần số biên của kênh vô tuyến di động quan hệ với nhau qua biến đổi Fourier. Vì thế ta có thể trình bày kênh trong miền tần số bằng cách sử dụng các đặc tính đáp ứng tần số của nó. Tương tự như các thông số trải trễ trong miền thời gian, ta có thể sử dụng băng thông nhất quán để đặc trưng kênh trong miền tần số. Trải trễ trung bình quân phương tỷ lệ nghịch với băng thông nhất quán và ngược lại, mặc dù quan hệ chính xác của chúng là một hàm phụ thuộc vào cấu trúc đa đường. Ta ký hiệu băng thông nhất quán là  $B_C$  và trải trễ trung bình quân phương là  $\sigma_\tau$ . Khi hàm tương quan tần số lớn hơn 0,90, băng thông nhất quán có quan hệ sau đây với trải trễ trung bình quân phương:

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}, \quad (5.8a)$$

Một đánh giá gần đúng  $B_C$  cũng thường được sử dụng là độ rộng băng với tương quan ít nhất bằng 0,5 là:

$$B_C = \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (5.8b)$$

Vì hai thông số trên liên quan chặt chẽ với nhau nên ta có thể chỉ xét một thông số trong quá trình thiết kế hệ thống.

### 5.6.2. Thời gian nhất quán và trải Doppler

Thời gian nhất quán chịu ảnh hưởng trực tiếp của dịch Doppler, nó là thông số kênh trong miền thời gian đối ngẫu với trải Doppler. Trải Doppler và thời gian nhất quán là hai thông số tỷ lệ nghịch với nhau. Nghĩa là



$$T_c \approx \frac{1}{f_d} \quad (5.9)$$

Khi thiết kế hệ thống ta chỉ cần xét một trong hai thông số nói trên.

## 5.7. CÁC LOẠI PHADINH PHẠM VI HEP

Phụ thuộc vào quan hệ giữa các thông số tín hiệu (độ rộng băng tần, chu kỳ ký hiệu,...) và các thông số kênh (trải trễ trung bình quân phương, trải Doppler, ...), ta có thể phân loại phadinh phạm vi hẹp dựa trên hai đặc tính: trải trễ đa đường và phadinh chọn lọc tần số. Trải trễ đa đường là một thông số trong miền thời gian, trong khi đó việc kênh là phadinh phẳng hay chọn lọc tần số lại tương ứng với miền tần số. Vì thế thông số miền thời gian, trải trễ đa đường, ảnh hưởng lên đặc tính kênh trong miền tần số. Trải Doppler dẫn đến tán tần và phadinh chọn lọc thời gian, vì thế liên quan đến trải Doppler ta có thể phân loại phadinh phạm vi hẹp thành phadinh nhanh và phadinh chậm. Trải Doppler là một thông số trong miền tần số trong khi đó hiện tượng kênh thay đổi nhanh hay chậm lại thuộc miền thời gian. Vậy trong trường hợp này, trải Doppler, thông số trong miền tần số, ảnh hưởng lên đặc tính kênh trong miền thời gian. Hiểu biết được các quan hệ này sẽ hỗ trợ ta trong quá trình thiết kế hệ thống.

Bảng 5.1 liệt kê các loại phadinh phạm vi hẹp.

**Bảng 5.1. Các loại phadinh phạm vi hẹp**

Cơ sở phân loại	Loại Phadinh	Điều kiện
Trải trễ đa đường	Phadinh phẳng	$B \ll B_C; T \geq 10\sigma_\tau$
	Phadinh chọn lọc tần số	$B > B_C; T < 10\sigma_\tau$
Trải Doppler	Phadinh nhanh	$T > T_C; B < f_d$
	Phadinh chậm	$T \ll T_C; B \gg f_d$

Các ký hiệu được sử dụng trong bảng 2.1 như sau:  $B$  ký hiệu cho độ rộng băng tần tín hiệu,  $B_C$  ký hiệu cho băng thông nhất quán,  $f_D$  ký hiệu cho trải Doppler,  $T$  ký hiệu cho chu kỳ ký hiệu và  $\sigma_\tau$  trải trễ trung bình quân phương.

Nếu băng thông nhất quán kênh lớn hơn rất nhiều so với độ rộng băng tần tín hiệu phát, tín hiệu thu sẽ bị phadinh phẳng. Khi này chu kỳ ký hiệu lớn hơn nhiều so với trải trễ đa đường của kênh. Ngược lại, nếu băng thông nhất quán kênh nhỏ hơn độ rộng băng tần tín hiệu phát, tín hiệu thu sẽ bị phadinh chọn lọc tần số. Trong trường hợp này chu kỳ tín hiệu nhỏ hơn trải trễ đa đường kênh. Khi xảy ra trường hợp này, tín hiệu thu bị méo dạng dẫn đến nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu (ISI). Ngoài ra việc lập mô hình các kênh phadinh chọn lọc tần số phức tạp hơn nhiều so với lập mô hình kênh phadinh phẳng, vì để lập mô hình cho kênh phadinh chọn lọc tần số ta phải sử dụng bộ lọc tuyến tính. Vì thế ta cần cố gắng chuyển vào kênh phadinh phẳng cho tín hiệu truyền dẫn. Tuy nhiên do không thể thay đổi trải trễ đa đường và băng thông nhất quán, nên ta chỉ có thể thiết kế chu kỳ ký hiệu và độ rộng băng tần tín hiệu để đạt được kênh phadinh phẳng. Vì thế nếu cho trước trải trễ, để cải thiện hiệu năng truyền dẫn, ta chọn giá trị chu kỳ ký hiệu trong giải thuật điều chế thích ứng để đạt được kênh phadinh phẳng thay vì kênh phadinh chọn lọc.

Dựa trên trải Doppler, ta có thể phân loại kênh thành phadinh nhanh và phadinh chậm. Nếu đáp ứng xung kim kênh (trong miền thời gian) thay đổi nhanh trong chu kỳ ký hiệu, nghĩa là



nếu thời gian nhất quán kênh nhỏ hơn chu kỳ ký hiệu của tín hiệu phát, kênh sẽ gây ra phadih nhanh đối với tín hiệu thu. Điều này sẽ dẫn đến méo dạng tín hiệu. Nếu đáp ứng xung kim kênh thay đổi với tốc độ chậm hơn nhiều so với ký hiệu băng gốc phát, kênh sẽ gây ra phadih chậm đối với tín hiệu thu. Trong trường hợp này kênh tỏ ra tĩnh đối với một số chu kỳ ký hiệu. Tất nhiên ta muốn có phadih chậm vì nó hỗ trợ chất lượng truyền dẫn ổn định hơn. Ta không thể xác định Doppler khi thiết kế hệ thống. Vì thế, khi cho trước trải Doppler, ta cần chọn độ rộng băng tần tín hiệu (băng thông sóng mang con) trong giải thuật điều chế thích ứng để nhận được kênh phadih chậm thay vì kênh phadih nhanh. Như vậy ta sẽ đạt được chất lượng truyền dẫn tốt hơn.

## 5.8. CÁC PHÂN BỐ RAYLEIGH VÀ RICE

Khi nghiên cứu các kênh vô tuyến di động, thường các phân bố Rayleigh và Rice được sử dụng để mô tả tính chất thống kê thay đổi theo thời gian của tín hiệu phadih phẳng. Trong phần này ta sẽ xét các phân bố này và đưa ra các đặc tính chính của chúng.

### 5.8.1. Phân bố phadih Rayleigh

Ta có thể coi phân bố phadih Rayleigh là phân bố đường bao của tổng hai tín hiệu phân bố Gauss vuông góc. Hàm mật độ xác suất (PDF) của phân bố phadih Rayleigh được biểu diễn như sau:

$$f_{\beta}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}, & 0 \leq r \leq \infty \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (5.10)$$

Trong đó  $\beta$  là biến ngẫu nhiên của điện áp đường bao tín hiệu thu và  $r$  là giá trị của biến này,  $\sigma$  là giá trị trung bình quân phương của tín hiệu thu của từng thành phần Gauss,  $\sigma^2$  là công suất trung bình theo thời gian của tín hiệu thu của từng thành phần Gauss.

Giá trị trung bình,  $\beta_{tb}$ , của phân bố Rayleigh trở thành:

$$\beta_{tb} = E[\alpha] = \int_0^{\infty} r p(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1,253\sigma \quad (5.11)$$

Phương sai của phân bố Rayleigh,  $\sigma_r^2$  (thể hiện thành phần công suất xoay chiều trong đường bao) được xác định như sau:

$$\sigma_r^2 = E[\beta^2] - E^2[\beta] = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} = \sigma^2 \left( 2 - \frac{\pi}{2} \right) = 0,4292\sigma^2 \quad (5.12)$$

### 5.8.2. Phân bố Phadinh Rice

Khi tín hiệu thu có thành phần ổn định (không bị phadinh) vượt trội, đường truyền trực tiếp (LOS: Line of sight), phân bố đường bao phadinh phạm vi hẹp có dạng Rice. Trong phân bố Rice, các thành phần đa đường ngẫu nhiên đến máy thu theo các góc khác nhau và xếp chồng lên tín hiệu vượt trội này.

Phân bố Rice được biểu diễn như sau:

$$f_{\beta}(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2 + A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right), & A \geq 0, r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases} \quad (5.13)$$

trong đó  $A$  là biên độ đỉnh của tín hiệu vượt trội và  $I_0(\cdot)$  là hàm Bessel cải tiến loại một bậc không được xác định như sau:

$$I_0(y) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{y \cos t} dt$$

Phân bố Rice thường được mô tả bằng thừa số  $K$  như sau:

$$K = \frac{\text{Công suất trong đường vượt trội}}{\text{Công suất trong các đường tán xạ}} = \frac{A^2}{2\sigma^2} \quad (5.14)$$

Khi  $K$  tiến đến không, kênh suy thoái thành kênh Rayleigh, khi  $K$  tiến đến vô hạn kênh chỉ có đường trực tiếp.

## 5.9. CÁC MÔ HÌNH KÊNH TRONG MIỀN THỜI GIAN VÀ TẦN SỐ

### 5.9.1. Mô hình kênh trong miền thời gian

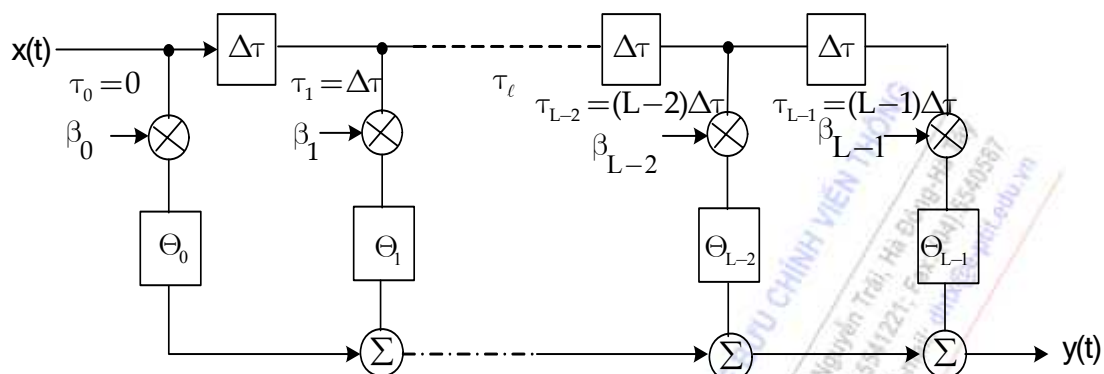
Xây dựng mô hình kênh là điều không thể thiếu được khi nghiên cứu thông tin vô tuyến. Kênh vô tuyến phadinh đa đường có thể được đặc trưng theo toán học bằng bộ lọc tuyến tính thay đổi theo thời gian. Trong miền thời gian, ta có thể rút ra tín hiệu đầu ra kênh bằng tích chập tín hiệu đầu vào kênh với hàm đáp ứng xung kim kênh thay đổi theo thời gian  $h(\tau, t)$ . Ta có thể biểu diễn hàm đáp ứng xung kim kênh như sau:

$$h(\tau; t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \beta_{\ell}(t) e^{i\Theta_{\ell}(t)} \delta(\tau - \tau_{\ell}(t)), \quad \ell = 0, 1, \dots, L-1, \quad (5.15)$$

Trong đó  $\beta_{\ell}(t)$ ,  $\Theta_{\ell}(t)$ ,  $\tau_{\ell}(t)$  biểu thị cho biên độ, pha và trễ đối với xung thu thứ  $\ell$  (đường truyền  $\ell$ );  $\tau$  biểu thị cho trễ,  $t$  biểu thị cho sự thay đổi theo thời gian của chính cấu trúc xung kim và  $\delta(\cdot)$  biểu thị cho hàm Delta Dirac,  $L$  biểu thị cho số đường truyền. Thông thường thì trễ của tia đầu tiên

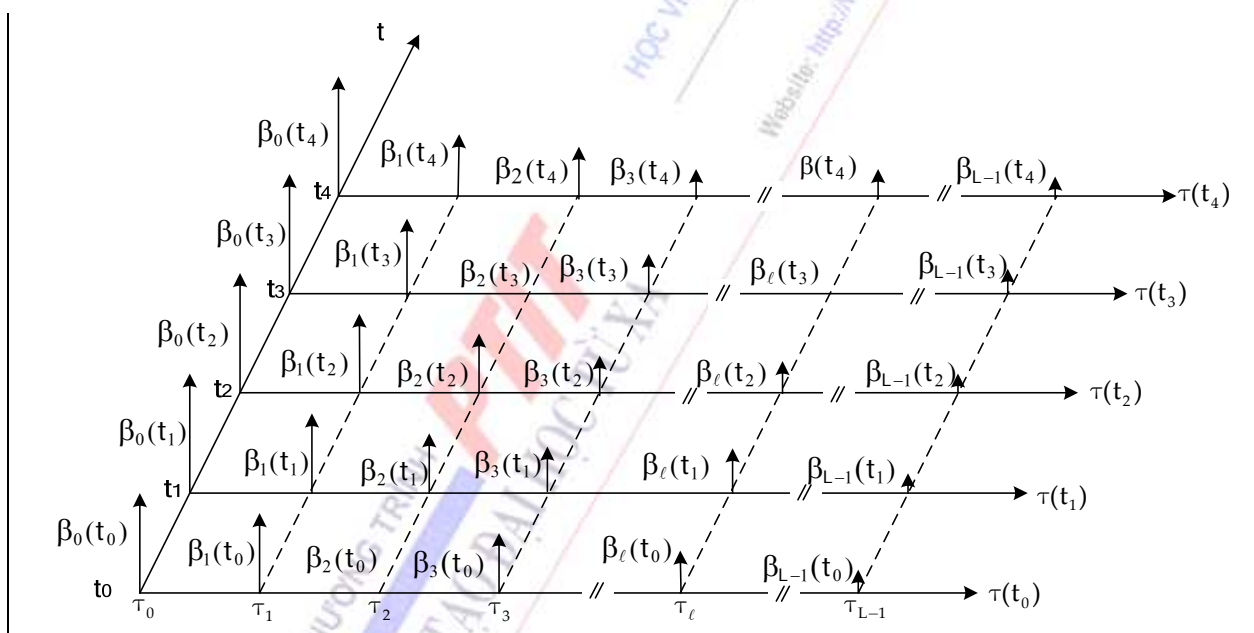
(đường truyền ngắn nhất) được định nghĩa  $\tau_0=0$ , vì thế  $\tau_L>0$  được gọi là trễ trội và đáp ứng xung kim kênh mang tính nhân quả.

Dựa trên các phân tích trên ta cũng có thể lập mô hình kênh vô tuyến đa đường di động chọn lọc tần số bằng đường trễ đa nhánh như trên hình 5.4.



Hình 1.7. Mô hình kênh vô tuyến di động bằng đường trễ đa nhánh

Hình 5.5 mô tả đáp ứng xung kim theo phương trình (5.15).



Hình 5.5. Đáp ứng xung kim phụ thuộc thời gian

Lưu ý rằng trong môi trường thực tế,  $\{\beta_i(t)\}$ ,  $\{\Theta_i(t)\}$ ,  $\{\tau_i(t)\}$  thay đổi theo thời gian. Trong phạm vi hẹp (vào khoảng vài bước sóng  $\lambda$ ,  $\{\beta_i(t)\}$ ,  $\{\tau_i(t)\}$  có thể coi là ít thay đổi. Tuy nhiên các pha  $\{\Theta_i(t)\}$  thay đổi ngẫu nhiên với phân bố đều trong khoảng  $[-\pi \pi]$ .

Tất cả các thông số kênh được đưa ra ở đây đều được định nghĩa định nghĩa từ lý lịch trễ công suất (PDP: Power Delay Profile), PDP là một hàm được rút ra từ đáp ứng xung kim. PDP được xác định như sau:

$$p(\tau) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \beta_{\ell}^2 \delta(\tau - \tau_{\ell}) \quad (5.16)$$

Thông số đầu tiên là công suất thu (chuẩn hóa), là tổng công suất của các tia:

$$p_0 = \sum_{\ell=0}^{L-1} \beta_{\ell}^2 \quad (5.17)$$

Thừa số K là tỷ số của công suất đường truyền vượt trội và công suất của các tia tán xạ, được xác định như sau:

$$K = \frac{\beta_{\ell, \max}^2}{p_0 - \beta_{\ell, \max}^2}, \quad \text{trong đó } \beta_{\ell, \max} = \max_{\ell} \{\beta_{\ell}\} \quad (5.18)$$

Lưu ý rằng khi có tia đi thẳng, tia vượt trội là tia đầu tiên và là tia đi thẳng, tương ứng với  $\ell=0$ ,  $\beta_{\ell, \max} = \beta_0$  tại  $\tau_0=0$ .

Thông số thứ hai là trải trễ trung bình quân phương,  $\sigma_{\tau}$ , là môment bậc hai của PDP chuẩn hóa, được biểu diễn như sau:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (5.19)$$

trong đó

$$\overline{\tau^m} = \sum_{\ell=0}^{L-1} \tau_{\ell}^m \beta_{\ell}^2 / p_0, \quad m=1,2$$

Vì pha của các tia không còn nữa, các thông số kênh phải hầu như không đổi trong diện hẹp, với điều kiện là các đường truyền hoàn toàn phân giải.

Rõ ràng rằng biên độ, pha và trễ trội của tất cả các xung thu tạo nên mô hình kênh miền thời gian. Ta có thể rút ra được quy luật phân bố sau đây cho biên, pha và mô hình lý lịch trễ công suất cho kênh:

- ✓ Các pha của các đường truyền độc lập tương hỗ so với nhau (không tương quan) và có phân bố đều trong khoảng  $[-\pi, \pi]$
- ✓ Nếu ta coi rằng tất cả các đường truyền đều có thể được tạo ra từ cùng một quá trình thống kê và rằng quá trình tạo đường truyền này là quá trình dừng nghĩa rộng so với biến t, thì biên độ của các đường truyền tán xạ sẽ tuân theo phân bố Rayleigh (được xác định theo phương trình 5.10) và PDF biên độ của tất cả các đường truyền (gồm cả LOS) sẽ tuân theo phân bố Rice (xác định theo phương trình 5.13)

### 5.9.2. Mô hình kênh trong miền tần số

Sự thay đổi trễ  $\tau$  dẫn đến thay đổi tần số (ta ký hiệu tần số này là  $f$ ). Hàm truyền đạt tương ứng với trường hợp này được gọi là hàm truyền đạt theo thời gian hay phổ công suất trễ (DPS: Delay Power Spectrum) nhận được trên cơ sở biến đổi fourier cho đáp ứng xung kim kênh theo  $\tau$ . Quá trình này cũng chứng tỏ rằng tán thời của kênh dẫn đến kênh mang tính chọn lọc tần số như đã nói ở phần 5.5 và 5.6.

Sử dụng biến đổi Fourier cho đáp ứng xung kênh, ta được DPS như sau:

$$\begin{aligned}
 h(f, t) &= \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau \\
 &= \sum_{\ell=0}^{L-1} \beta_{\ell}(t) e^{j\Theta_{\ell}(t)} e^{-j[2\pi f \tau_{\ell}(t)]} \\
 &= \sum_{\ell=0}^{L-1} a_{\ell} \mu_{\ell}(t) e^{-j[2\pi f \tau_{\ell}(t)]} \\
 &= \sum_{\ell=0}^{L-1} h(\tau, t) e^{-j[2\pi f \tau_{\ell}(t)]}
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

trong đó  $h(\tau, t) = \sum_{\ell=0}^{L-1} \beta_{\ell}(t) e^{j\Theta_{\ell}(t)} \delta(\tau - \tau_{\ell}(t))$ ,  $\ell = 0, 1, \dots, L-1$  mô tả đáp ứng kênh xung kim trong

miền thời gian;  $\beta_{\ell}(t) = a_{\ell} \mu_{\ell}(t)$ ;  $a_{\ell}$  là biên độ tương đối của đường truyền  $\ell$  được trong bảng 5.1 theo khuyến nghị của ITU cho 3G.

**Bảng 5.1. Lý lịch trễ công suất đa đường của ITU cho thông tin di động 3G**

$\ell$		0	1	2	3	4	5
Đi bộ A (L=4)	$\tau_{\ell}$ (ns)	0	110	190	410	NA	NA
	$a_{\ell}^2$ (dB)	0	-9,7	-19,2	-22,8		
Đi bộ B (L=6)	$\tau_{\ell}$ (ns)	0	200	800	1200	2300	3700
	$a_{\ell}^2$ (dB)	0	-0,9	-4,9	-8,0	-7,8	-23,9
Đi xe A (L=6)	$\tau_{\ell}$ (ns)	0	310	710	1090	1730	2510
	$a_{\ell}^2$ (dB)	0	-1,0	-9,0	-10,0	-15,0	-20,0
Đi xe B (L=6)	$\tau_{\ell}$ (ns)	0	300	8900	12900	17100	20000
	$a_{\ell}^2$ (dB)	-2,5	0	-12,8	-10,0	-25,2	-16,0

$$\mu_{\ell}(t) = \mu_{1,\ell}(t) + j\mu_{2,\ell}(t).$$

trong đó  $\mu_{p,\ell}(t)$  ( $p=1,2$ ) là biến ngẫu nhiên Gauss có phân bố  $\mathcal{N}(0, \sigma_{\mu_p}^2)$ .

Để tính toán  $\mu_{p,\ell}(t)$  ta chuyển quá trình ngẫu nhiên này vào quá trình tắt định gồm kết hợp của nhiều hàm điều hòa sao cho vẫn đảm bảo có trung bình không và trung bình công suất bằng  $\sigma_{\mu_p}^2$  như sau:



$$\mu_\ell(t) = \left[ \sum_{n=1}^{N_{1,\ell}} c_{1,n,\ell} \cos(2\pi(f_{1,n,\ell} - f_0)t + \theta_{1,n,\ell}) + j \sum_{n=1}^{N_{2,\ell}} c_{2,n,\ell} \cos(2\pi(f_{2,n,\ell} - f_0)t + \theta_{2,n,\ell}) \right] \quad (5.21)$$

Trong đó  $f_0 = [0, B]$  là các tần số sóng mang trong băng thông truyền dẫn B

$$f_{p,n,\ell} = \frac{f_d}{2N_p}(2n-1); n=1,2,\dots,N_p; p=1,2 \quad (5.22)$$

$\theta_{p,n,\ell}$  là biến ngẫu nhiên phân bố đều trong dải  $[0, 2\pi]$  nhận một trong các giá trị sau với xác suất bằng  $\frac{1}{2\pi}$ :

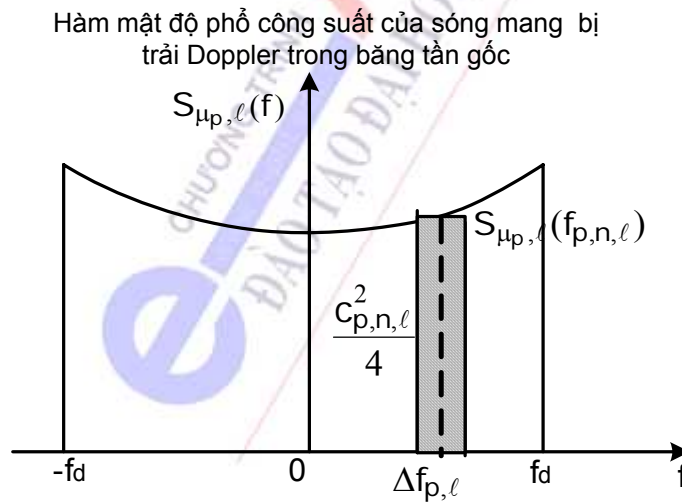
$$\theta_{p,n,\ell} = \left[ 2\pi \frac{1}{N+1}, 2\pi \frac{2}{N+1}, \dots, 2\pi \frac{N}{N+1} \right] \quad (5.23)$$

$c_{p,n,\ell}$  được chọn để thỏa mãn điều kiện  $E[\mu_{p,\ell}^2] = \sigma_{\mu_{p,\ell}}^2 \cdot \sigma_{\mu_{p,\ell}}^2$  là công suất của biến ngẫu nhiên  $\mu_{p,\ell}(t)$  có thể được xác định dựa trên mật độ phổ công suất  $S_{\mu_{p,\ell}}(f)$  của biến ngẫu nhiên này (xem hình 5.6) như sau:

$$\begin{aligned} E[\mu_{p,\ell}^2] &= \sum_{n=1}^{N_{p,\ell}} \frac{c_{p,n,\ell}^2}{2} = \int_{-f_d}^{f_d} S_{\mu_{p,\ell}}(f) df \\ &= 2 \sum_{n=1}^{N_i} S_{\mu_{p,\ell}}(f_{p,n,\ell}) \Delta f_{p,\ell}; \Delta f_{p,\ell} = \frac{f_d}{N_p} \end{aligned}$$

hay:

$$\frac{c_{p,n,\ell}^2}{4} = \Delta f_{p,\ell} S_{\mu_{p,\ell}}(f_{p,n,\ell}); \quad (5.24)$$



Hình 5.6. Hàm mật độ phổ công suất sóng mang bị trải Doppler trong băng gốc.

Phương trình (5.22) luôn thỏa mãn điều kiện trung bình bằng không:  $E[\mu] = 0$ .

Để tính hàm truyền đạt kênh phụ thuộc tần số thay đổi theo thời gian (t) và trễ ( $\tau$ ) ta cần biến đổi fourier theo cả t và  $\tau$  với ký hiệu phổ do t là f và phổ do  $\tau$  là  $f'$  ta được:

$$\begin{aligned} T(f', f) &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \int_0^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f' \tau} d\tau \right] e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} \left[ \sum_{\ell=0}^{L-1} a_{\ell} \mu_{\ell}(t) e^{-j2\pi f' \tau_{\ell}} \right] e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{\ell=0}^{L-1} h(\tau_{\ell}, f) e^{-j2\pi f' \tau_{\ell}} \end{aligned} \quad (5.25)$$

trong đó  $h(\tau, f)$  được gọi là đáp ứng xung kim thay đổi theo Doppler có các dạng phân bố theo tần số khác nhau phụ thuộc vào  $\tau$  (xem bảng 5.2).

**Bảng 5.2. Các hàm mật độ phổ công suất Doppler theo COS207 vùng thành phố điển hình**

Kiểu	Mật độ phổ công suất Doppler $S_D(f)$	Trễ $\tau_{\ell}$ , $\mu s$	Chú thích
"Jakes"	$\frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - (f/f_d)^2}}$	0	$A_1 = 50 / (\sqrt{2\pi} 3f_D)$
"GaussI"	$G(A_1; -0,8f_d, 0,05f_d) + G(A_1/10; 0,4f_d, 0,15f_d)$	1; 1,6	$A_2 = 10^{1,5} / [\sqrt{2\pi} (\sqrt{10} + 0,15)f_D]$
"GaussII"	$G(A_1/10; 0,7f_d, 0,1f_d) + G(A_2/10^{1,5}; -0,4f_d, 0,15f_d)$	5; 6,6	$\frac{(f-f_i)^2}{2S_i^2}$ $G(A_i, f_i, S_i) = A_i e^{-\frac{(f-f_i)^2}{2S_i^2}}$

Phương trình (5.25) xét cho một tần số phát vì thế đối với băng thông B ta có

$$T(f, f) = \sum_{i=0}^N \sum_{\ell=0}^{L-1} h(\tau_{\ell}, f) e^{-j[2\pi f' \tau_{\ell}(t)]} p(f - i\Delta f) \quad (5.26)$$

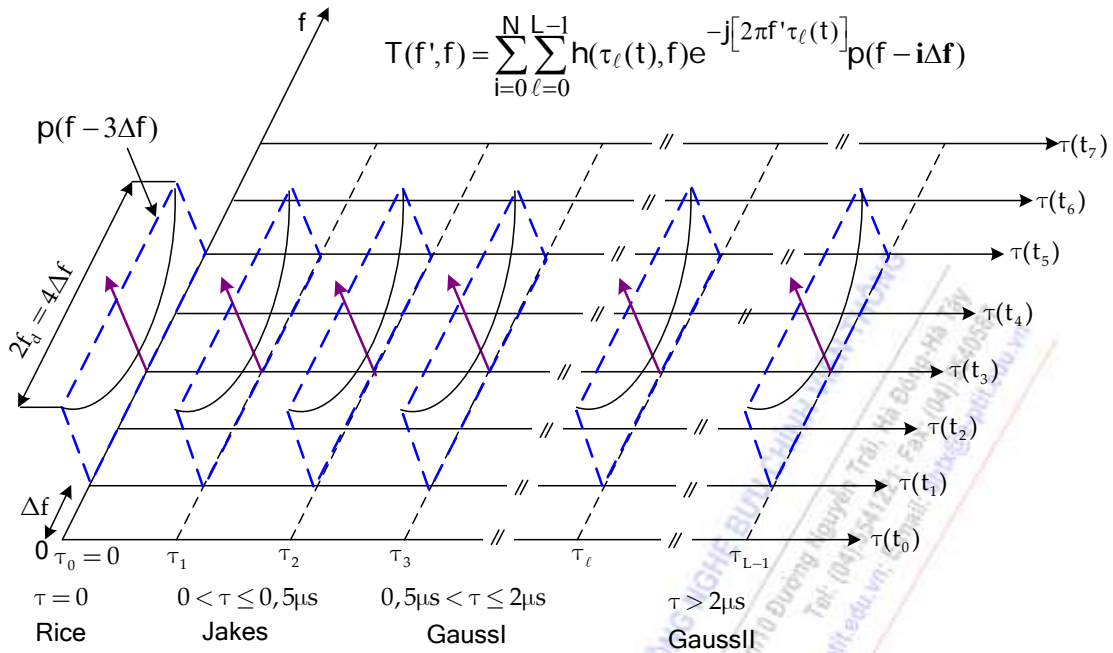
trong đó:  $N = \frac{B}{\Delta f}$  là chu kỳ lấy mẫu, B là băng thông;

$$p(f) = \begin{cases} 1 & -f_d \leq f \leq f_d \\ 0 & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (5.27)$$

Tần số lấy mẫu  $f_0$  khi này được xác định như sau:

$$f_{0,i} = i\Delta f; i=0,1,\dots,N \quad (5.28)$$

Hàm truyền đạt kênh phụ thuộc thời gian và tần số cho  $f_{0,3}=3\Delta f$  tại thời điểm cho trước  $t_k$  được cho trên hình 5.7.



Hình 5.7. Hàm truyền đạt kênh phụ thuộc tần số thời gian cho  $f=3\Delta f$

## 5.10. CÁC DẠNG PHÂN TẬP

Có thể thực hiện phân tập theo nhiều cách: thời gian, tần số, không gian, đa đường và phân cực. Để nhận được ích lợi toàn diện của phân tập, kết hợp phải được thực hiện ở phía thu. Các bộ kết hợp phải được thiết kế sao cho sau khi đã hiệu chỉnh trễ và pha cho các đường truyền khác nhau, các mức tín hiệu vào phải được cộng theo vector còn tập âm công ngẫu nhiên. Như vậy khi lấy trung bình tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR đầu ra sẽ lớn hơn đầu vào ở một máy thu.

### 5.10.1. Phân tập vĩ mô

Phân tập vĩ mô được sử dụng để giảm fading phạm vi lớn gây ra do che tối. Do sự thay đổi địa hình (đồi núi và các vật chắn) giữa máy thu BS và máy phát MS, cường độ tín hiệu trung bình địa phương thay đổi. Nếu sử dụng hai anten thu cách biệt, bộ kết hợp tín hiệu từ hai anten này của máy thu BS có thể giảm fading dài hạn. Các hệ thống di động tổ ong đạt được hiệu quả như vậy bằng cách chuyển giao khi cường độ tín hiệu thu yếu. Với các hệ thống CDMA, phân tập vĩ mô (chuyển giao mềm) đóng vai trò rất quan trọng để đảm bảo chất lượng hệ thống vì tái sử dụng tần số bằng một và điều khiển công suất nhanh. Ở hướng đường lên phân tập vĩ mô rất có lợi vì càng nhiều BS tách tín hiệu thì xác suất đạt được ít nhất một tín hiệu tốt càng cao. Khi này phân tập mang tính chọn lọc: mạng sẽ chọn ra một khung tốt nhất thu được từ các máy thu của các BS

Ở đường xuống phân tập vĩ mô xảy ra theo cách khác vì chỉ một máy thu ở MS thu nhiều tín hiệu từ các BS khác nhau. Thông thường chỉ một tín hiệu được coi là hữu ích còn các tín hiệu khác là nhiễu. Tuy nhiên ở CDMA dung lượng được cải thiện trên nguyên lý giống như máy thu RAKE ở kênh nhiều đường, trong đó sự thay đổi mức thu có khuynh hướng giảm vì tăng số các đường truyền có thể phân biệt được. Với phân tập vĩ mô, khả năng máy thu RAKE đạt được độ lợi

từ phân tập bổ sung phụ thuộc vào số các ngón RAKE. Nếu máy thu RAKE không thể thu thập đủ năng lượng phát từ hai hay trong một số trường hợp ba BS do số ngón RAKE có hạn, các đường truyền dẫn bổ sung đến MS có thể gây ảnh hưởng xấu đến tổng dung lượng do nhiễu tăng. Đây là lý do mà thông thường số ngón RAKE cần thiết để thu được đủ năng lượng trong hầu hết trường hợp được coi là bốn.

### 5.10.2. Phân tập vi mô

Phân tập vi mô sử dụng hai hay nhiều anten ở cùng một trạm nhưng được thiết kế để thu được các tia khác nhau từ trạm khác. Phân tập vi mô được sử dụng để phòng ngừa fading sâu. Dưới đây là các phương pháp sử dụng để nhận được các tín hiệu không tương quan cho việc kết hợp:

**Phân tập không gian.** Sử dụng hai đường truyền. Hai anten đặt cách nhau một khoảng ngắn  $d$  có thể cung cấp hai tín hiệu với tương quan giữa các fading thấp. Khoảng cách  $d$  phụ thuộc vào độ cao anten  $h$  và tần số. Tần số càng cao thì càng có thể đặt các anten gần nhau. Thông thường thì khoảng cách  $d$  vài bước sóng là đủ để nhận được các tín hiệu không tương quan.

**Phân tập tần số.** Tín hiệu thu được từ hai tần số cách nhau một khoảng bằng độ rộng băng tần nhất quán,  $B_c$ , là các tín hiệu không tương quan. Để sử dụng phân tập tần số ở thành phố và ngoại ô cho TTDĐ, phân cách tần số phải bằng 300 kHz (hoặc hơn). Nhảy tần của hệ thống GSM và MC hỗ trợ phân tập tần số.

**Phân tập phân cực.** Các thành phần phân cực ngang và phân cực đứng  $E_x$  và  $E_y$  được phát đi từ hai anten phân cực chéo tại BS và thu được từ hai anten phân cực chéo tại MS có thể cung cấp hai tín hiệu không tương quan. Phân tập phân cực dẫn đến giảm công suất 3 dB ở phía phát do phải phân chia công suất cho hai anten phân cực.

**Phân tập thời gian.** Nếu cùng một tín hiệu được phát tại các khe thời gian khác nhau, thì các tín hiệu thu sẽ là các tín hiệu không tương quan. Phân tập thời gian đạt được bằng cách mã hoá kênh, đan xen và phát lại.

## 5.11. MÁY THU RAKE

### 5.11.1. Mở đầu

Trong phần trước ta đã chứng minh rằng các tín hiệu băng rộng trong môi trường đa đường là các tín hiệu trong kênh chọn lọc tần số. Các kênh này có thể được trình bày bằng một mô hình đường trễ đa nhánh. Vì các mã CDMA được thiết kế để có tương quan chéo giữa các chip cạnh nhau rất nhỏ. Các phần tử của các đường bị trễ lớn hơn độ rộng một chip sẽ không tương quan và các đường này có khả năng phân giải được trong mô hình. Thông thường các hệ thống CDMA được thiết kế để có một số đường phân giải được trong trải trễ đa đường ((10 lần RDS). Đồng thời trải trễ được chọn nhỏ hơn độ rộng  $T_b$  của một bit. Nếu trải trễ được chọn lớn hơn thời gian một bit thì tốc độ số liệu cao hơn độ rộng băng tần nhất quán và điều này dẫn đến nhiễu giữa các ký hiệu. Để tránh nhiễu giữa các ký hiệu, tốc độ số liệu phải được chọn thấp hơn độ rộng băng tần nhất quán.

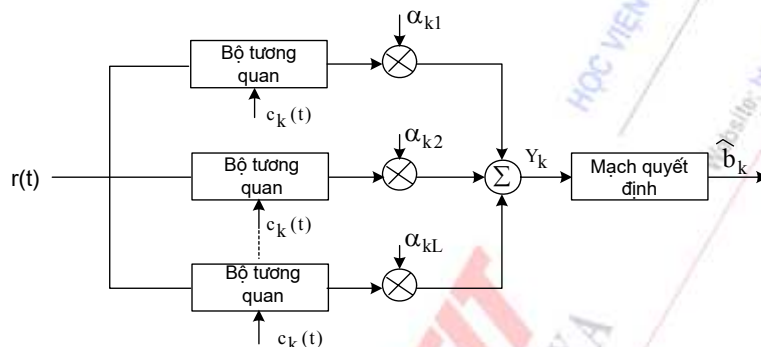
Khi trải trễ nhỏ hơn  $T_b$  và tồn tại một số phiên bản trễ của chuỗi mã phát với hiệu số trễ lớn hơn  $T_c$ , chúng sẽ có tương quan thấp hơn với chuỗi mã gốc. Như vậy mỗi tín hiệu trễ này tại

máy thu sẽ thể hiện như là một người sử dụng khác không tương quan và sẽ máy thu bị bộ lọc phối hợp cho tín hiệu hữu ích gạt ra.

Tuy nhiên các tín hiệu trải phổ có sẵn khả năng chống lại đa đường nhiễu và các thành phần đa đường mang thông tin về tín hiệu được phát và chúng độc lập với nhau. Như vậy nếu một trong số các thành phần đa đường bị suy giảm, các thành phần khác có thể không bị suy giảm và máy thu có thể thực hiện quyết định bằng cách sử dụng các thành phần không bị suy yếu này. Máy thu CDMA lợi dụng đa đường để đảm bảo phân tập được gọi là máy thu RAKE. Vì máy thu hoạt động giống như một cái cào cỏ và các hàm tương quan phù hợp với các tín hiệu đa đường nên máy thu đường trễ đa nhánh ở hình 5.8 được gọi là máy thu RAKE (rake tiếng Anh là cái cào cỏ) có bộ lọc phối hợp.

Máy thu RAKE được cho ở hình 5.8 bao gồm một tập hợp các bộ tương quan, mỗi bộ được sử dụng để tách sóng cho một trong số  $L$  phần tử đa đường mạnh nhất. Về bản chất, máy thu này là một máy thu phân tập trên cơ sở là các phần tử đa đường trong một hệ thống CDMA không tương quan nếu trễ tương đối lớn hơn thời gian của một chip.

Vì các tín hiệu nhận được ở máy thu bị dịch theo thời gian, nên trong máy thu trước khi đưa lên các bộ tương quan các tín hiệu thu được đưa quan một đường trễ trễ nhánh.

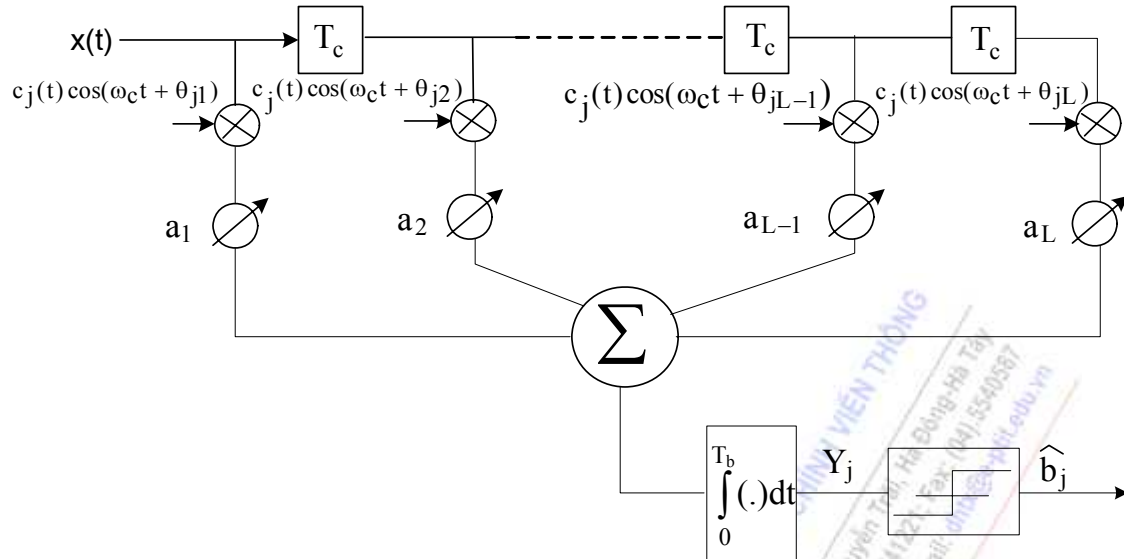


Hình 5.8. Máy thu RAKE với  $L$  nhánh

### 5.11.2. Máy thu RAKE

Ta xét  $K=1$  người sử dụng kênh. Giả thiết rằng độ trải rộng của trễ đa đường là  $\Delta$  giây. Khi này sẽ có  $L = \lceil \Delta / T_c \rceil + 1$  tín hiệu đa đường phân giải được ở máy thu. Từng đường trong số  $L$  đường phân giải được sẽ có suy hao ngẫu nhiên độc lập  $R_{ji}$  và pha ngẫu nhiên  $\theta_{ji}$ , trong đó  $i=1,2,\dots,L$ . Giả thiết rằng đa đường đủ chậm để có thể đánh giá được các thông số  $R_{ji}$  và  $\theta_{ji}$ , chẳng hạn bằng cách sử dụng thông tin nhận được từ các đoạn bit trước. Máy thu tối ưu là máy thu trên cơ sở đường trễ trễ nhánh như ở hình 5.9.





Hình 5.9. Máy thu RAKE lọc phối hợp với giải điều chế BPSK

Máy thu này sẽ chọn lựa nhất quán năng lượng nhận được từ tất cả các tín hiệu đa đường phân giải được, các tín hiệu này mang số liệu như nhau và nằm khoảng thời gian trễ nói trên.

Cuối cùng đối với các ứng dụng CDMA ta có thể xét ảnh hưởng của tạp âm MAI bằng cách thay đổi giá trị SNR thành:

$$SNR = \frac{1}{L} \left( \frac{1}{E_b / N_0} + \frac{2(K-1)}{3N} \right)^{-1} \quad (5.29)$$

Máy thu RAKE sử dụng các bộ tương quan để tách sóng riêng rẽ cho L thành phần đa đường mạnh nhất. Biên độ và pha tương đối của các thành phần đa đường tìm được bằng cách lấy tương quan dạng sóng thu được với phiên bản trễ của tín hiệu hoặc ngược lại. Có thể khôi phục năng lượng của các phần tử đa đường một cách hiệu quả bằng cách kết hợp các phần tử đa đường theo tỷ lệ cường độ của chúng. Sự kết hợp này là một dạng của phân tập và cho phép giảm đa đường. Các phần tử đa đường với thời gian trễ nhỏ hơn  $\Delta\tau=1/B$  không thể phân giải và sẽ gây ra đa đường. Trong trường hợp này mã hoá kênh sửa lỗi và các sơ đồ điều khiển công suất sẽ đóng vai trò chủ đạo để giảm ảnh hưởng của đa đường.

Nếu ta ký hiệu đầu ra của L bộ tương quan là  $Y_1, Y_2, \dots, Y_L$  và trọng số tương ứng của các đầu ra này là  $a_1, a_2, \dots, a_L$  (hình 5.9), tín hiệu tổng hợp được xác định như sau:

$$\bar{Y} = \sum_{i=1}^L a_i Y_i \quad (5.30)$$

Các hệ số  $a_i$  được chuẩn hoá với công suất ra của bộ tương quan sao cho tổng của các hệ số này bằng 1, và được cho bởi phương trình sau:

$$a_i = \frac{Y_i^2}{\sum_{i=1}^L Y_i^2} \quad (5.31)$$

Trong các hệ thống DSSSS, đường xuống sử dụng máy thu RAKE ba ngón và đường lên sử dụng bốn ngón. Trong hệ thống IS-95 CDMA, tách sóng và đo các thông số đa đường được hiện bởi một máy thu tìm kiếm (Seacher). Máy thu này duy trì một bảng các phần tử đa đường mạnh nhất và các tín hiệu của trạm gốc (trường hợp máy thu ở MS) để có thể kết hợp phân tập hoặc cho mục đích chuyển giao. Bảng này bao gồm thời gian đến, cường độ tín hiệu và dịch thời của mã PN.

### 5.12. MIMO VÀ PHÂN TẬP

Các sơ đồ MIMO được xây dựng trên hai kỹ thuật: phân tập không gian thời gian và ghép kênh không gian.

Phân tập là một kỹ thuật truyền dẫn trong đó thông tin được truyền đồng thời trên nhiều đường độc lập để đạt được độ tin cậy truyền dẫn cao. Có nhiều cách để nhận được phân tập. Phân tập thời gian có thể nhận được bằng cách mã hóa và đan xen. Thông tin được mã hóa và các ký hiệu được mã hóa này được truyền phân tán trong các khoảng thời gian nhất quán khác nhau sao cho các phần khác nhau của từ mã chỉ bị tác động của các fading độc lập. Trong kênh có nhiều anten phát và/hoặc anten thu được đặt đủ cách xa nhau, ta cũng có thể nhận được phân tập không gian. Trong mạng thông tin tổ ong di động, có thể áp dụng phân tập vĩ mô bằng cách cho phép máy di động nhận được tín hiệu từ hai hay nhiều trạm gốc. Vì phân tập là một tài nguyên quan trọng nên các hệ thống vô tuyến sử dụng nhiều kiểu phân tập khác nhau. Trong chương này ta sẽ xét phân tập thời gian và phân tập không gian, trong đó trọng tâm là phân tập không gian.

Phân tập anten hay phân tập không gian có thể được thực hiện bằng cách đặt nhiều anten tại máy phát hay máy thu. Nếu các anten được đặt đủ cách xa nhau, thì khuếch đại kênh giữa các cặp anten khác nhau sẽ bị pha định khác nhau và các đường truyền sẽ độc lập với nhau. Khoảng cách cần thiết giữa các anten phụ thuộc vào môi trường tán xạ địa phương và vào tần số. Đối với máy di động do gần mặt đất có nhiều gần các vật tán xạ kênh sẽ ít tương quan trên các khoảng cách ngắn hơn vì thế thông thường chỉ cần khoảng cách giữa hai anten vào khoảng  $1/2$  bước sóng là đủ. Đối với trạm gốc anten được đặt trên các tháp cao, ta cần khoảng cách giữa hai anten lớn hơn: khoảng vài chục bước sóng.

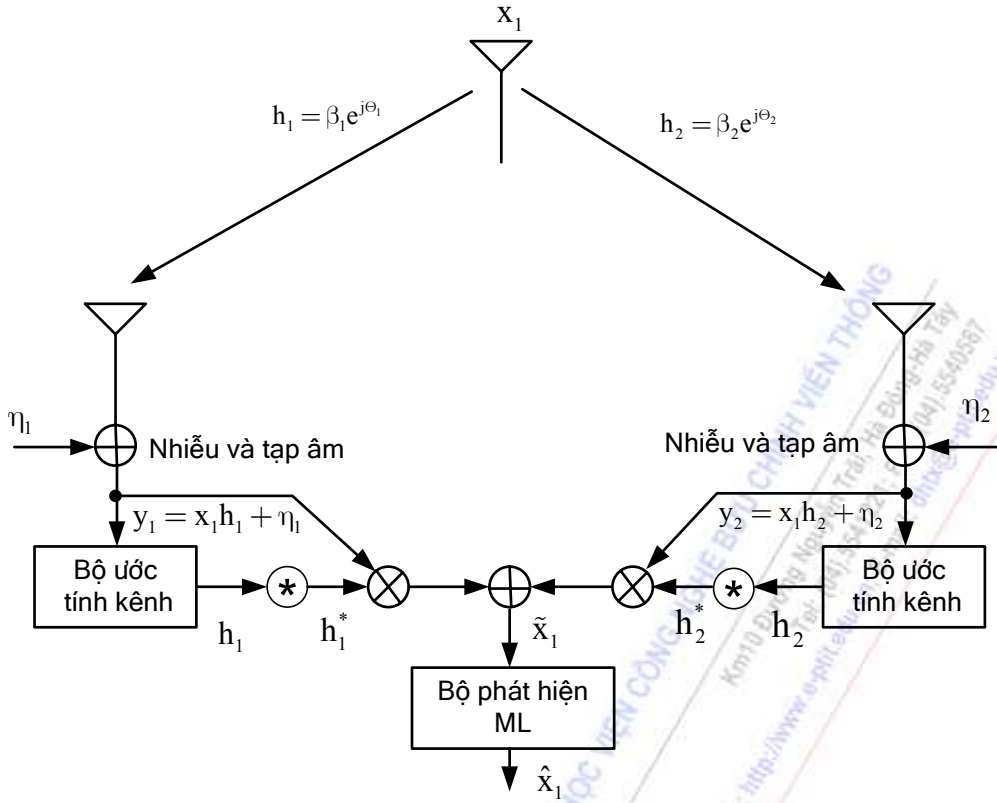
Phân tập có thể thể là phân tập thu sử dụng nhiều anten thu (SIMO: một đầu vào nhiều đầu ra) và phân tập phát sử dụng nhiều anten phát (MISO: nhiều đầu vào một đầu ra). Các kênh có nhiều anten phát và nhiều anten thu thậm chí còn cho hiệu năng cao hơn. Các kênh này được gọi là MIMO (nhiều đầu vào nhiều đầu ra). Ngoài việc đảm bảo phân tập, các kênh MIMO còn cho phép bổ sung thêm các mức độ tự do cho thông tin.

Các kỹ thuật ghép kênh không gian cho phép tăng dung lượng nhờ truyền đồng thời nhiều luồng song song trên các anten khác nhau. Sơ đồ V-BLAST là một sơ đồ sử dụng kỹ thuật này. Sơ đồ này thường sử dụng tách sóng MMSE-OSIC.

Trong chương này ta sẽ xét hai sơ đồ phân tập điển hình: phân tập thu với Sơ đồ kết hợp thu tỷ lệ cực đại (MRRC) và sơ đồ phân tập Alamouti (hay MIMO Alamouti).

#### 5.12.1. Sơ đồ phân tập thu với kết hợp thu tỷ lệ cực đại (MRRC)

Hình 5.10 cho thấy băng tần gốc của sơ đồ MRRC (Maximum ratio receive combining) hai nhánh.



Hình 5.10. MMSE hai nhánh

Giả sử hệ thống sử dụng phương pháp điều chế với các ký hiệu  $x_1, x_2, \dots, x_m, \dots, x_M$ . Tại một thời điểm  $k$  cho trước tín hiệu  $x_1(k)$  được phát đi từ máy phát. Kênh truyền dẫn bao gồm chuỗi phát, đường truyền vô tuyến và chuỗi thu. Ảnh hưởng gây méo của kênh truyền vô tuyến mang tính nhân và bao gồm đáp ứng biên và pha. Ta lập mô hình ảnh hưởng này ở dạng đáp ứng xung kim (hay độ lợi) giữa Anten phát và Anten thu là  $h_1(k)$  và  $h_2(k)$  cho đường truyền từ Anten phát đến Anten thu thứ nhất và Anten phát đến Anten thu thứ hai tương ứng:

$$\begin{aligned} h_1(k) &= \beta_1(k)e^{j\theta_1(k)} \\ h_2(k) &= \beta_2(k)e^{j\theta_2(k)} \end{aligned} \quad (5.32)$$

Nhiều và tạp âm cộng với tín hiệu phát máy thu. Tín hiệu băng gốc tổng hợp thu được như sau:

$$\begin{aligned} y_1(k) &= h_1(k)x_1(k) + \eta_1(k) \\ y_2(k) &= h_2(k)x_1(k) + \eta_2(k) \end{aligned} \quad (5.33)$$

trong đó  $\eta_1$  và  $\eta_2$  là nhiễu cộng tạp âm phức cho kênh 1 và kênh 2. Để đơn giản ký hiệu, dưới đây ta sẽ bỏ qua ký hiệu  $(k)$ .

Giả thiết  $\eta_1$  và  $\eta_2$  có phân bố Gauss, quyết định khả năng giống cực đại sẽ chọn  $x_i$  nếu và chỉ nếu:

$$\begin{aligned} d^2(y_1, h_1 x_m) + d^2(y_2, h_2 x_m) &\leq d^2(y_1, h_1 x_k) \\ &+ d^2(y_2, h_2 x_k) \quad \forall m \neq k \end{aligned} \quad (5.34)$$

trong đó  $d^2(\mathbf{a}, \mathbf{b})$  là khoảng cách Ôclit giữa tín hiệu  $\mathbf{a}$  và  $\mathbf{b}$  được tính theo công thức sau:

$$d^2(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = (\mathbf{a} - \mathbf{b})(\mathbf{a}^* - \mathbf{b}^*) \quad (5.35)$$

Sơ đồ kết hợp cho MRRC hai nhánh như sau:

$$\begin{aligned} \tilde{x}_1 &= h_1^* y_1 + h_2^* y_2 \\ &= h_1^* (h_1 x_1 + \eta_1) + h_2^* (h_2 x_1 + \eta_2) \\ &= (\beta_1^2 + \beta_2^2) x_1 + h_1^* \eta_1 + h_2^* \eta_2 \end{aligned} \quad (5.36)$$

Triển khai (5.34) và sử dụng (5.33), (5.35) ta chọn được  $x_i$  nếu và chỉ nếu (if: if and only if)

$$\begin{aligned} &(\beta_1^2 + \beta_2^2) |x_m|^2 - \tilde{x}_1 x_m^* - \tilde{x}_1^* x_m \\ &\leq (\beta_1^2 + \beta_2^2) |x_k|^2 - \tilde{x}_1 x_k^* - \tilde{x}_1^* x_k \quad \forall m \neq k \end{aligned} \quad (5.36)$$

hay:

$$\begin{aligned} &(\beta_1^2 + \beta_2^2 - 1) |x_m|^2 + d(\tilde{x}_1, x_m) \\ &\leq (\beta_1^2 + \beta_2^2 - 1) |x_k|^2 + d(\tilde{x}_1, x_k) \quad \forall m \neq k \end{aligned} \quad (5.37)$$

Đối với các tín hiệu PSK (chùm tín hiệu có năng lượng bằng nhau):

$$|x_m|^2 = |x_k|^2 = E_s \quad \forall m, k \quad (5.38)$$

trong đó  $E_s$  là năng lượng ký hiệu. Vì thế đối với các tín hiệu PSK, quy tắc quyết định (5.37) có thể đơn giản hóa việc chọn  $x_m$  nếu và chỉ nếu:

$$d(\tilde{x}_1, x_m) \leq d(\tilde{x}_1, x_k) \quad \forall m \neq k \quad (5.39)$$

Khi này bộ kết hợp tỷ lệ cực đại có thể cấu trúc tín hiệu  $\tilde{x}_1$  (xem hình 5.10) sao cho bộ tách sóng khả giống cực đại có thể tạo ra  $\hat{x}_1$  là ước tính khả giống cực đại của  $x_1$ .

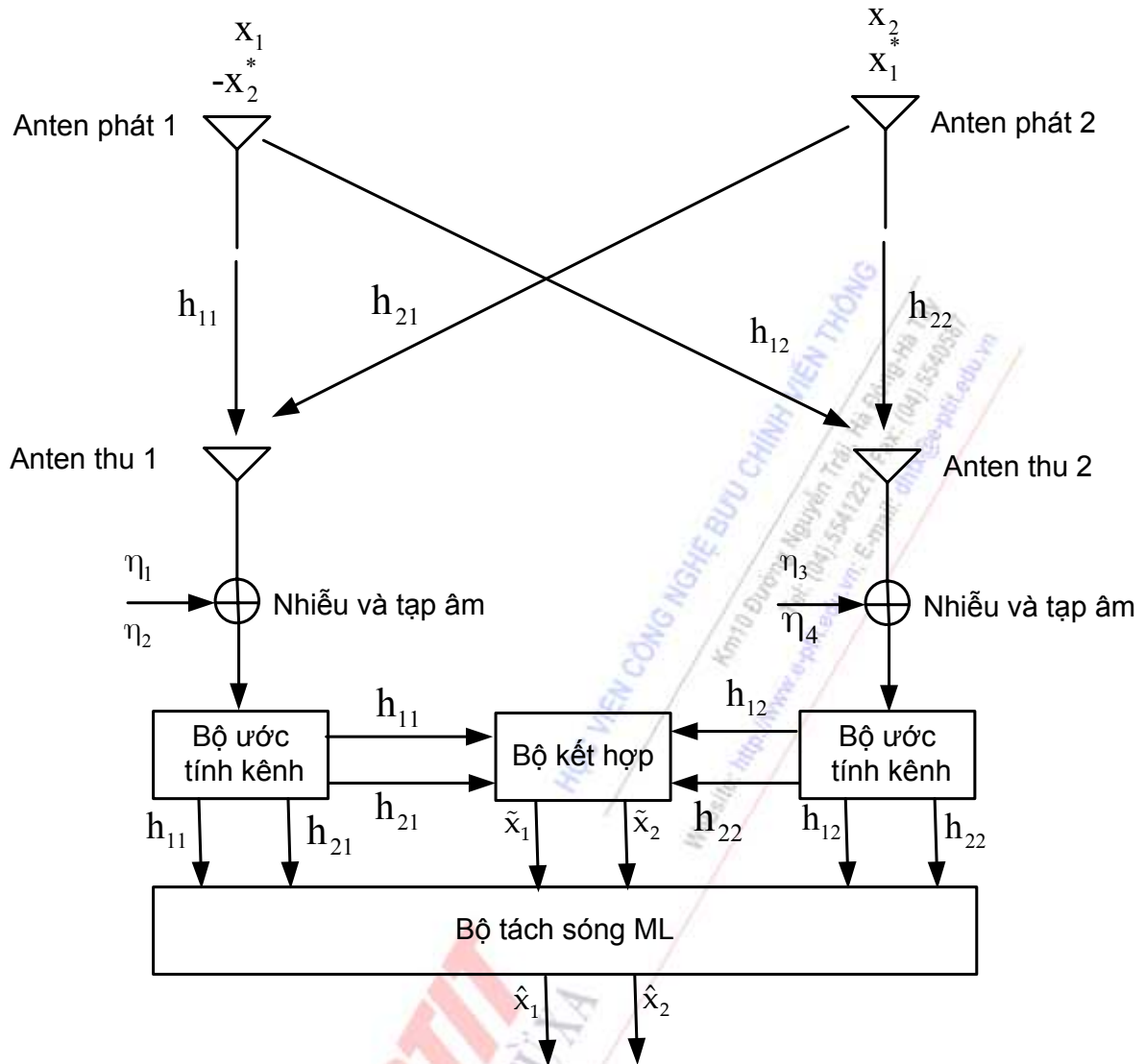
Tỷ số tín hiệu trên tạp âm trong trường hợp này được xác định như sau (nếu coi rằng tạp âm ở cả hai kênh đều như nhau):

$$SNR = \frac{P_T \sum_{m=1}^2 |h_{1,m}|^2}{2\sigma^2} = \frac{P_T \sum_{m=1}^2 \beta_{1,m}^2}{2N_0} \quad (5.40)$$

trong đó  $P_T$  là tổng công suất,  $\sigma^2 = N_0$  là mật độ phổ công suất tạp âm.

### 5.12.2. Sơ đồ Alamouti hai anten phát với M anten thu

Trong trường hợp này ta sử dụng hai anten phát và M anten thu. Để minh họa ta xét trường hợp hai anten thu ( $M=2$ ) như thấy trên hình 5.11. Ta xét quá trình xử lý trong thời gian hai ký hiệu và coi rằng các độ lợi kênh không thay đổi hay đổi trong thời gian này.



Hình 5.11. Sơ đồ phân tập phát hai nhánh với hai máy thu Alamouti

Mã hóa và chuỗi phát các ký hiệu thông tin cho trường hợp này được cho trong bảng 5.3. Bảng 5.4 định nghĩa các kênh giữa các anten phát và các anten thu. Bảng 5.5 định nghĩa các ký hiệu cho tín hiệu thu tại hai anten thu.

Bảng 5.3. Mã hóa và chuỗi ký hiệu phát cho sơ đồ phân tập phát hai anten

	Anten 1	Anten 2
Thời điểm k	$x_1$	$x_2$
Thời điểm k+1	$-x_2^*$	$x_1^*$

Bảng 5.4. Định nghĩa các kênh giữa anten phát và anten thu

	Anten thu 1	Anten thu 2
Anten phát 1	$h_{11}$	$h_{12}$
Anten phát 2	$h_{21}$	$h_{22}$

Bảng 5.5. Ký hiệu các tín hiệu thu tại hai anten thu

	Anten thu 1	Anten thu 2
--	-------------	-------------



<b>Thời gian k</b>	$y_1$	$y_3$
<b>Thời gian k+1</b>	$y_2$	$y_4$

Biểu thức cho các tín hiệu thu như sau:

$$y_1 = h_{11}x_1 + h_{21}x_2 + \eta_1 \quad (5.41a)$$

$$y_2 = -h_{11}^* x_2^* + h_{21}^* x_1^* + \eta_2 \quad (5.41b)$$

$$y_3 = h_{12}x_1 + h_{22}x_2 + \eta_3 \quad (5.41c)$$

$$y_4 = -h_{12}^* x_2^* + h_{22}^* x_1^* + \eta_4 \quad (5.41d)$$

Ta có thể viết lại (5.41) vào dạng ma trận như sau.

Đối với hai ký hiệu liên tiếp được thu tại máy thu thứ nhất ta có:

$$\mathcal{Y}_1 = \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + \mathcal{N}_1 \quad (5.42)$$

trong đó  $\mathcal{Y}_1 = [y_1 \ y_2]^T$ ,

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11}^* \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

là ma trận kênh tương đương,  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$  và  $\mathcal{N}_1 = [\eta_1 \ \eta_2]^T$ .

Đối với hai ký hiệu liên tiếp được thu tại máy thu thứ hai ta có:

$$\mathcal{Y}_2 = \mathbf{H}_2 \mathbf{x} + \mathcal{N}_2 \quad (5.44)$$

trong đó  $\mathcal{Y}_2 = [y_3 \ y_4]^T$ ,

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_{12} & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{12}^* \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

là ma trận kênh tương đương,  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T$  và  $\mathcal{N}_2 = [\eta_3 \ \eta_4]^T$ .

Để tính toán ước tính ta nhân các phương trình (5.42) và (5.44) với các ma trận kênh chuyển vị Hermitian tương ứng:

$$\mathbf{H}_1^H \mathcal{Y}_1 = \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 \mathbf{x} + \mathbf{H}_1^H \mathcal{N}_1 \quad (5.46)$$

$$\mathbf{H}_2^H \mathcal{Y}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \mathbf{x} + \mathbf{H}_2^H \mathcal{N}_2 \quad (5.47)$$

Sau đó kết hợp hai phương trình (5.46) và (5.47) với nhau ta được:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{H}_1^H \mathcal{Y}_1 + \mathbf{H}_2^H \mathcal{Y}_2 = [\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 + \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2] \mathbf{x} + \mathbf{H}_1^H \mathcal{N}_1 + \mathbf{H}_2^H \mathcal{N}_2 \quad (5.48)$$

trong đó  $\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{x}_1 \ \tilde{x}_2]^T$ ,

$$\mathbf{H}_1^H = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{21} \\ h_{21}^* & -h_{11} \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_2^H = \begin{bmatrix} h_{12}^* & h_{22} \\ h_{22}^* & -h_{12} \end{bmatrix}$$

Khai triển (5.48) ta được:

$$\tilde{x}_1 = (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2)x_1 + h_{11}^*\eta_1 + h_{21}^*\eta_2 + h_{12}^*\eta_3 + h_{22}^*\eta_4 \quad (5.49a)$$

$$\tilde{x}_2 = (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2)x_2 - h_{11}^*\eta_2 + h_{21}^*\eta_1 - h_{12}^*\eta_4 + h_{22}^*\eta_3 \quad (5.49b)$$

Sau đó các tín hiệu kết hợp này được đưa đến bộ tách sóng khả giống cực đại, tại đây ước tính cho  $x_1$  được chọn dựa trên các tiêu chuẩn quyết định trong các phương trình dưới đây cho PSK:

Chọn  $x_m$  nếu và chỉ nếu

$$\begin{aligned} & (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2 - 1)|x_m|^2 + d^2(\tilde{x}_1, x_m) \\ & \leq (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2 - 1)|x_k|^2 + d^2(\tilde{x}_1, x_k) \end{aligned} \quad (5.50)$$

hay

$$d^2(\tilde{x}_1, x_m) \leq d^2(\tilde{x}_1, x_k) \quad \forall m \neq k \quad (5.51)$$

Tương tự đối với  $x_2$  sử dụng quy tắc quyết định trên để chọn  $x_m$  nếu và chỉ nếu

$$\begin{aligned} & (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2 - 1)|x_m|^2 + d^2(\tilde{x}_2, x_m) \\ & \leq (\beta_1^2 + \beta_2^2 + \beta_3^2 + \beta_4^2 - 1)|x_k|^2 + d^2(\tilde{x}_2, x_k) \end{aligned} \quad (5.52)$$

hay

$$d^2(\tilde{x}_2, x_m) \leq d^2(\tilde{x}_2, x_k) \quad \forall m \neq k \quad (5.53)$$

Các tín hiệu kết hợp trong (5.49) tương ứng với MRRC bốn nhánh. Vì thế bậc phân tập nhận được nhận được từ sơ đồ phân tập hai nhánh phát với hai máy thu tương đương với sơ đồ MRRC bốn nhánh.

Tỷ số tín hiệu trên tạp âm của sơ đồ phân tập Alamouti 2x2 (hay 2x2 MIMO Alamouti) được xác định như sau:

$$SNR = \frac{P_T \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 |h_{n,m}|^2}{2\sigma^2} = \frac{P_T \sum_{n=1}^2 \sum_{m=1}^2 \beta_{n,m}^2}{2N_0} \quad (5.54)$$

trong đó  $P_T$  là tổng công suất,  $h_{nm}$  là hệ số khuếch đại đường truyền tức thời từ anten phát  $n$  đến anten thu  $m$ ,  $\sigma^2 = N_0$ .

Điều đáng quan tâm là các tín hiệu kết hợp từ hai anten thu chỉ là cộng đơn thuần các tín hiệu từ từng anten vì thế sơ đồ kết hợp cho trường hợp này giống như sơ đồ một anten thu. Tóm lại khi sử dụng hai anten phát và  $M$  anten thu, ta có thể sử dụng bộ kết hợp cho từng anten sau đó đơn giản cộng các tín hiệu kết hợp từ tất cả các anten để nhận được bậc phân tập tương đương với sơ đồ MRRC có  $2M$  nhánh.

### 5.13. TỔNG KẾT

Chương này đã xét các đặc tính kênh. Theo truyền thống, các kênh được phân loại thành các kênh phadinh phạm vi rộng và các kênh phadinh phạm vi hẹp. Phadinh phạm vi rộng chủ yếu

## Chương 5. Đa truy nhập vô tuyến trong môi trường đa đường di động và phân tập

được biểu thị bằng tổn hao đường truyền gây ra bởi truyền sóng khoảng cách xa (vài km). Đa đường phạm vi hẹp biểu thị ảnh hưởng truyền dẫn đa đường. Khi thiết kế hệ thống truyền dẫn vô tuyến đa đường di động, ta cần xét các đặc tính kênh trong ba miền: không gian, tần số và thời gian như cho ở bảng 5.3. Đặc tính kênh trong miền không gian liên quan đến tổn hao đường truyền phạm vi rộng và thăng giáng ngẫu nhiên phạm vi hẹp do truyền đa đường. Thăng giáng ngẫu nhiên khi khoảng cách thay đổi ít (vào khoảng bước sóng) dẫn đến phân tập không gian (đa đường chọn lọc không gian). Việc đa đường chọn lọc không gian mang tính ngẫu nhiên và khó lập mô hình dẫn đến tình trạng không rõ ràng khi thiết kế hệ thống và khó tăng cường chất lượng hệ thống. Các công nghệ truyền dẫn phân tập như: máy thu RAKE, MIMO (Multiple Input Multiple Output) và phân tập cho phép giải quyết vấn đề này. Các công nghệ phân tập có thể chuyển bất lợi của truyền sóng đa đường thành có lợi.

**Bảng 5.3. Các đặc tính kênh của ba miền**

	Miền không gian	Miền tần số	Miền thời gian
Thông số	$d$ ;  Thăng giáng ngẫu nhiên	$f_D$ ;  $B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$	$T_c \approx \frac{1}{f_D}$  $\sigma_\tau$
Nhược điểm	Chọn lọc không gian	Chọn lọc tần số	Chọn lọc thời gian
Giải pháp	MIMO	OFDM	Thích ứng
Mục đích	Lợi dụng đa đường	Đa đường phẳng ( $T \geq \sigma_\tau$ )	Đa đường chậm ( $B_s \gg f_D$ )
Chú thích	$d$ : khoảng cách thu phát; MIMO: Multiple Input Multiple Output; $f_D$ : trải Doppler; $B_c$ : độ rộng băng nhất quán của kênh xét cho trường hợp tương quan lớn hơn 90%; $T$ : chu kỳ ký hiệu; $\sigma_\tau$ : trải trễ trung bình quân phương; $T_c$ : thời gian nhất quán của kênh; $B_s$ : độ rộng băng tín hiệu phát		

Các thông số kênh trong miền tần số là trải Doppler và độ rộng băng nhất quán (xem bảng 5.3). Các thông số kênh miền thời gian là thời gian nhất quán và trải trễ trung bình quân phương. Trải Doppler gây ra do chuyển động tương đối giữa MS (trạm di động) và BTS (trạm thu phát gốc). Các thông số này có thể dẫn đến đa đường chọn lọc thời gian (hay phân tập thời gian) trong miền thời gian vì trải Doppler tỷ lệ nghịch với thời gian nhất quán của kênh. Trải trễ xảy ra do trễ đa đường. Độ rộng băng nhất quán của kênh tỷ lệ nghịch với trải trễ trung bình quân phương. Vì thế trải trễ trung bình quân phương có thể dẫn đến đa đường chọn lọc tần số (hay phân tập tần số) trong miền tần số. OFDM đưa ra giải pháp cho đa đường chọn lọc tần số vì nó có thể chuyển đa đường chọn lọc tần số vào đa đường phẳng bằng cách sử dụng chu kỳ ký hiệu dài hơn trải trễ trung bình quân phương (xem chương 6). Ngoài ra các hệ thống truyền dẫn thích ứng đưa ra giải pháp cho đa đường chọn lọc thời gian trong miền thời gian vì nó hầu như luôn luôn làm cho độ rộng băng tín hiệu phát lớn hơn nhiều so với trải Doppler bằng cách thay đổi các thông số của hệ thống truyền dẫn theo các thông số kênh..

Chương này đã trình bày ngắn gọn phân bố Rayleigh và Rice, vì các phân bố này sẽ được sử dụng nhiều nhất cho mô hình kênh truyền sóng. Các mô hình kênh trong miền tần số và thời gian đã được tổng kết. Các nghiên cứu cho thấy ảnh hưởng của một số thông số (thừa số K, trải trễ trung bình quân phương) lên hàm truyền đạt tần số của kênh là rất lớn. Trải trễ càng lớn thì tốc độ biến thiên biên độ trong hàm truyền đạt kênh miền tần số càng lớn. Vì thế ta có thể liên kết trải trễ với băng thông sóng mang con trong hệ thống OFDM. Khi trải trễ lớn, kênh sẽ biến động

nhỏ hơn trong miền tần số và ta cần ấn định băng thông sóng mang con nhỏ hơn (và ngược lại). Thừa số  $K$  xác định độ lớn biến thiên trong hàm truyền đạt kênh miền tần số.  $K$  càng lớn thì biến thiên càng nhỏ. Các kết quả mô phỏng cho thấy rằng khi thừa số  $K$  lớn hơn 10 dB, thay đổi biên độ trong hàm truyền đạt kênh miền tần số không quá 2,2 dB. Vì thế ta chỉ cần đặt băng thông sóng mang con khi thừa số  $K$  nhỏ hơn 10dB. Đặt băng thông sóng mang con trong trường hợp này như sau: trải trễ càng lớn, thì băng thông sóng mang con phải được đặt càng nhỏ. Cuối chương ta xét công nghệ MIMO và phân tập để chống ảnh hưởng bất lợi của kênh hoặc thậm chí lợi dụng fading trong ba miền. Do hạn chế về mặt thời gian ta chỉ xét phân tập đa đường (máy thu RAKE) được áp dụng trong CDMA và hai công nghệ phân tập không gian điển hình: phân tập không gian với MMRC và Alamouti MIMO. Sơ đồ phân tập không gian đã được áp dụng từ lâu trong tất cả các BTS của các hệ thống TDD. Sơ đồ phân tập Alamouti (hay MIMO Alamouti) đã được tiếp nhận cho các hệ thống thông tin di động thế hệ mới.

## 5.14. CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

1. Trình bày đặc điểm của kênh truyền sóng vô tuyến trong miền thời gian, không gian và tần số
2. Định nghĩa các thông số kênh sau: trải trễ, trải Doppler, băng thông nhất quán và thời gian nhất quán
3. Băng thông của một hệ thống truyền dẫn vô tuyến di động phải được chọn thế nào để tránh được fading nhanh?  
(a) Lớn hơn trải Doppler; (b) Nhỏ hơn trải Doppler
4. Độ dài ký hiệu được phát trong hệ thống truyền dẫn phải chọn như thế nào để tránh được fading nhanh?  
(a) Lớn hơn thời gian nhất quán; (b) Nhỏ hơn thời gian nhất quán
5. Băng thông của một hệ thống truyền dẫn phải được chọn như thế nào để kênh là kênh fading phẳng?  
(a) Lớn hơn băng thông nhất quán; (b) Nhỏ hơn băng thông nhất quán
6. Độ dài ký hiệu phát phải được chọn như thế nào để kênh là kênh fading phẳng?  
(a) Lớn hơn trải trễ; (b) nhỏ hơn trải trễ
7. Hàm mật độ xác suất của đường bao tín hiệu thu trong kênh fading phẳng có dạng gì?  
(a) Rayleigh; (b) Rice; (c) cả hai
8. Đáp ứng kênh xung kim trong băng tần gốc là đáp ứng của kênh lên tín hiệu nào sau đây?
9. (a) Không đổi, (b) Xung có độ rộng lớn hơn không; (c) Hàm Dirac
10. Kênh chọn lọc tần số là tập hợp của nhiều kênh sau?  
(a) Rayleigh; (b) Rice và Rayleigh; (c) Các kênh Rayleigh khả phân giải; (d) các kênh Rice, Rayleigh khả phân giải
11. Một tín hiệu BPSK được truyền trong kênh fading chọn lọc, để kênh này trở thành kênh fading phẳng đối với tín hiệu này và chất lượng truyền không bị giảm ta cần chọn phương án nào sau đây:  
(a) Sử dụng điều chế M-QAM để giảm tốc độ ký hiệu với  $M$  lớn  
(b) Chia luồng tín hiệu thành nhiều luồng song song độc lập và truyền các luồng này trên nhiều kênh băng tần số khác nhau
12. Máy thu RAKE được xây dựng trên nguyên lý nào sau đây?

- (a) Máy thu phân biệt được các đường đến khác nhau theo thời gian; (b) Máy thu phân biệt được các đường đến khác nhau theo tần số; (c) Máy thu phân biệt được các đường đến khác nhau theo không gian
13. Phân tập không gian được xây dựng trên nguyên lý nào sau đây?  
(a) Máy thu phân biệt được các đường đến khác nhau theo thời gian; (b) Máy thu phân biệt được các đường đến khác nhau theo tần số; (c) Máy thu phân biệt được các đường đến khác nhau theo không gian
14. Phân tích ưu điểm của sơ đồ phân tập Alamouti (2 anten phát và M anten thu) so với sơ đồ phân tập thu thông thường (một anten phát và M anten thu)?  
(a) Sơ đồ Alamouti cho bậc phân tập thấp hơn, (b) Sơ đồ Alamouti cho bậc phân tập cao hơn
15. Xét một máy phát phát xạ sóng mang có tần số 1850 MHz. Máy di động được đặt trên xe ô tô chạy vận tốc 80 km giờ. Tính tần số sóng mang tại máy thu khi máy di động tiến thẳng đến máy phát?  
(a) 1850,000010 MHz; (b) 1850,000120 MHz; (c) 1850,000137MHz
16. (Tiếp). Tính tần số sóng mang tại máy thu khi máy di động rời xa máy phát  
(a) 1850,000118MHz; (b) 1850,000220MHz; (c) 1849,999863MHz
17. (Tiếp). Tính tần số sóng mang tại máy thu khi máy di động chuyển động vuông góc với phương sóng tới.  
(a) 1850,000118MHz; (b) 1850,000220MHz; (c) 1849,999863MHz; (d) 1850 MHz
18. Giả thiết đáp ứng xung kim kênh được sử dụng để lập mô hình cho các kênh vô tuyến với trễ trễ lớn nhất là  $100\mu\text{s}$ . Nếu số nhánh trễ được cố định là 64. Tìm  $\Delta\tau$  của mô hình đường trễ đa nhánh.  
(a)  $1,3\mu\text{s}$ ; (b)  $1,56\mu\text{s}$ ; (c)  $1,5625\mu\text{s}$ ; (d)  $1,625\mu\text{s}$
19. Một đường truyền có lý lịch trễ công suất sau:
- |                        |     |     |     |   |
|------------------------|-----|-----|-----|---|
| $\tau_i (\mu\text{s})$ | 0   | 1   | 2   | 5 |
| $a_i^2 (\text{dB})$    | -20 | -10 | -10 | 0 |
- Tính trễ trễ trung bình?  
(a)  $3,5\mu\text{s}$ ; (b)  $4\mu\text{s}$ ; (c)  $4,38\mu\text{s}$ ; (d)  $5,12\mu\text{s}$
20. (tiếp) Tính moment bậc hai của lý lịch trễ công suất.  
(a)  $18,07\mu\text{s}^2$ ; (b)  $19,07\mu\text{s}^2$ ; (c)  $20,07\mu\text{s}^2$ ; (d)  $21,07\mu\text{s}^2$
21. (tiếp). Tính trễ trễ trung bình quân phương.  
(a)  $1,02\mu\text{s}$ ; (b)  $1,2\mu\text{s}$ ; (c)  $1,27\mu\text{s}$ ; (d)  $1,37\mu\text{s}$
22. (tiếp). Tính băng thông nhất quán khi tương quán tần số nhỏ nhất là 0,5.  
(a) 126KHz; (b) 136KHz; (b) 146KHz; (d) 156 kHz



## CHƯƠNG 6

# ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ TRỰC GIAO VÀ CDMA ĐA SÓNG MANG

### 6.1. GIỚI THIỆU CHUNG

#### 6.1.1. Các chủ đề được trình bày

- Nguyên lý chung của OFDM
- Sơ đồ và tín hiệu của một hệ thống truyền dẫn OFDM
- Các thông số kênh ảnh hưởng lên hiệu năng của hệ thống truyền dẫn OFDM
- Mô hình của một hệ thống OFDMA
- Nguyên lý MC-CDMA

#### 6.1.2. Hướng dẫn

- Học kỹ các tư liệu được trình bày trong chương này
- Tham khảo thêm [2]
- Trả lời các câu hỏi và bài tập cuối chương

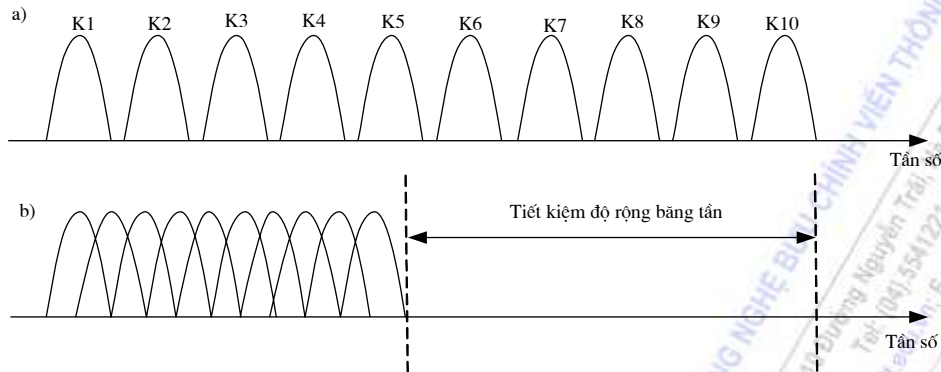
#### 6.1.3. Mục đích chương

- Hiểu được nguyên lý OFDM
- Hiểu được nguyên lý làm việc máy phát và máy thu OFDM
- Tính toán thông số OFDM theo thông số kênh
- Hiểu được nguyên lý làm việc của máy phát và máy thu MC-CDMA

### 6.2. MỞ ĐẦU

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: ghép kênh theo tần số trực giao) là một phương pháp điều chế cho phép giảm méo tuyến tính do kênh truyền dẫn vô tuyến phân tán gây ra. Nguyên lý của OFDM là phân chia tổng băng thông cần truyền vào một số sóng mang con để có thể truyền đồng thời các sóng mang này. Bằng cách này luồng số tốc độ cao có thể được chia thành nhiều luồng tốc độ thấp hơn. Vì thế có thể giảm ảnh hưởng của trễ đa đường và chuyển đổi kênh phađinh chọn lọc thành kênh phađinh phẳng. Như vậy OFDM là một giải pháp cho tính chọn lọc của các kênh phađinh. Việc chia tổng băng thông thành nhiều băng con với các sóng mang con dẫn đến giảm độ rộng băng con trong miền tần số và vì thế tăng độ dài ký hiệu. Số sóng mang con càng lớn thì độ dài ký hiệu càng lớn. Điều này có nghĩa là độ dài ký hiệu lớn hơn so với thời gian trải rộng trễ của kênh phađinh phân tán theo thời gian, hay độ rộng băng tần tín hiệu nhỏ hơn độ rộng băng tần nhất quán của kênh.

Đa truy nhập phân chia theo tần số trực giao (OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access) được xây dựng trên cơ sở nguyên lý ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplex). Trong OFDMA mỗi người sử dụng được cấp phát một số sóng mang con (kênh tần số) trong tổng số sóng mang con khả dụng của hệ thống. Về mặt này ta thấy OFDMA giống như FDMA, tuy nhiên nhờ sử dụng các sóng mang con trực giao với nhau nên mật độ phổ công suất của các kênh sóng mang con này có thể chồng lấn lên nhau mà không gây nhiễu cho nhau. Chính vì lý do này ta không cần có các đoạn băng bảo vệ giữa các kênh (hay nói chính xác hơn chỉ cần các đoạn băng bảo vệ khá hẹp) và nhờ đó tăng được dung lượng hệ thống OFDMA so với FDMA (hình 6.1).



**Hình 6.1. So sánh OFDMA và FDMA: (a) Kỹ thuật FDMA thông thường, (b) Kỹ thuật OFDMA.**

OFDMA thường được kết hợp với TDMA. Hình 10.2 cho thấy lưới tần số-thời gian của một hệ thống OFDMA bao gồm các người sử dụng được ký hiệu từ a đến g. Thí dụ trên hình vẽ này cho thấy mỗi người sử dụng không chỉ được cấp phát một số sóng mang con trực giao (số sóng mang con cho mỗi người sử dụng có thể khác nhau) mà còn được cấp phát một trong bốn khe thời gian của từng chu kỳ cấp phát.

Mới đây người ta đưa ra một hệ thống CDMA mới xây dựng trên cơ sở kết hợp CDMA và OFDMA được gọi là CDMA đa sóng mang (MC-CDMA). Hệ thống này gây được sự chú ý vì nó cho phép xử lý phát thu dễ dàng bằng cách sử dụng biến đổi Fourier nhanh (FFT) mà không tăng độ phức tạp của thiết bị, ngoài ra còn cho phép chống fading chọn lọc và sử dụng hiệu quả tần số.

Chương này trước hết xét nguyên lý chung của một hệ thống điều chế OFDM. Tiếp theo xét các thông số hiệu năng của nó. Sau đó xét hệ thống OFDMA nhảy tần được đề xuất cho UMTS. Cuối cùng xét mô hình hệ thống CDMA đa sóng mang.

Để hiểu rõ được nguyên lý OFDMA trước hết ta xét nguyên lý của ghép kênh phân chia theo tần số trực giao (OFDM) trên hình 6.2.

Tần số	a		d		a		d		a		d	
	a		d		a		d		a		d	
	a	c	d		a	c	d		a	c	d	
	a	c	d		a	c	d		a	c	d	
	b		e	g	b		e	g	b		e	g

b		e	g	b		e	g	b		e	g
b		f	g	b		f	g	b		f	g
b		f	g	b		f	g	b		f	g

Thời gian

Hình 6.2. Thí dụ lưới thời gian-tần số cho OFDMA có bảy người sử dụng từ a đến g.

### 6.3. NGUYÊN LÝ OFDM

Ở dạng tổng quát ta có thể trình bày tín hiệu OFDM bằng tần gốc trong dạng một tập N sóng mang con được điều chế và được truyền song song như sau:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left( \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} X_{i,k} g_k(t - kT) \right), \quad (6.1)$$

$i = -N/2, -N/2+1, \dots, -1, 0, 1, \dots, N/2-1$

với

$$g_i(t) = \begin{cases} e^{j2\pi f_i t}, & t \in [0, T] \\ 0, & t \notin [0, T] \end{cases} \quad (6.2)$$

thỏa mãn điều kiện trực giao sau:

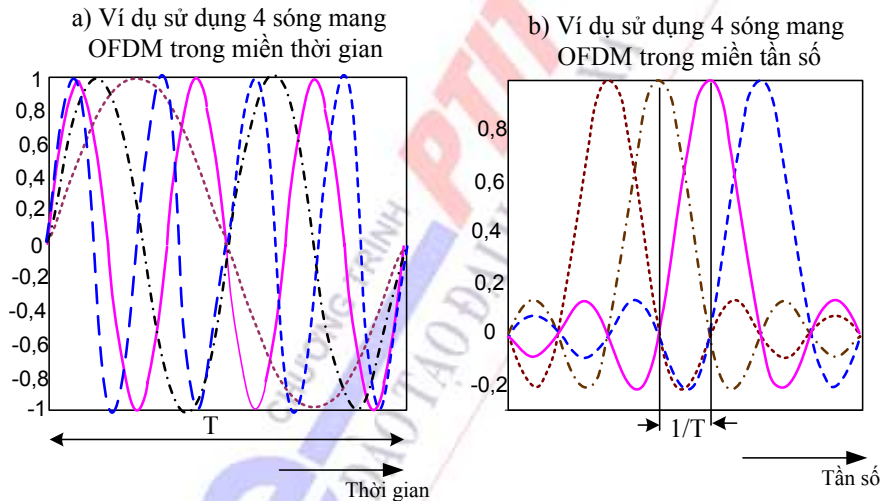
$$\frac{1}{T} \int_{t_s}^{t_s+T} g_i(t) \cdot g_\ell^*(t) dt = \begin{cases} 1, & \text{nếu } i = \ell \\ 0, & \text{nếu } i \neq \ell \end{cases} \quad (6.3)$$

và

$$f_i = i/T; i=1, 2, \dots, N-1 \quad (6.4)$$

Trong đó T được gọi là thời gian của một ký hiệu OFDM;  $X_{i,k}$  là ký hiệu điều chế thông thường được truyền trên sóng mang con trong khoảng thời gian ký hiệu OFDM thứ k; N là số sóng mang con (được chọn bằng lũy thừa của 2) và  $f_i$  là tần số sóng mang con.

Hình 6.3 cho thấy thí dụ về sử dụng bốn các sóng mang con cho một ký hiệu OFDM



### Hình 6.3. Thí dụ về sử dụng bốn sóng mang con cho một ký hiệu OFDM.6

Từ hình 6.3 ta thấy trong miền thời gian, để đảm bảo điều kiện trực giao, các sóng mang con có số chu kỳ trong một ký hiệu OFDM (T) là một số nguyên. Trong miền tần số mỗi sóng mang con của một ký hiệu OFDM có mật độ phổ công suất dạng  $\text{sinc}/x$  với  $x = \pi(f - f_i)T = \pi\left(f - \frac{i}{T}\right)T$ . Giá trị cực đại các búp chính của mật độ phổ công suất của một sóng mang xảy ra tại các tần số  $f=i/T$ . Tại đây mật độ phổ công suất của các sóng mang khác đều bằng không.

Nhờ tính trực giao (6.3), tại phía thu ta có thể giải điều chế để tìm lại ký hiệu  $X_{i,k}$  theo quan hệ sau:

$$X_{i,k} = \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} s(t)g_i^*(t) dt \quad (6.5)$$

Nếu ta ký hiệu  $F_k(t)$  là ký hiệu OFDM trong thời điểm truyền ký hiệu thứ k, thì ta có thể viết lại công thức (6.1) như sau:

$$s(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} F_k(t) \quad (6.6)$$

Các tín hiệu OFDM chỉ được tạo ra bằng xử lý số do rất khó tạo ra các tập bộ tạo sóng khóa pha và các máy thu trong miền tương tự. Để xử lý số ta lấy mẫu tín hiệu OFDM bằng gốc trong (6.1) và (6.6) bằng tần số lấy mẫu N lần lớn hơn  $1/T$ . Khi này ta có thể biểu diễn ký hiệu OFDM thứ k,  $F_k(t)$ , như sau:

$$\begin{aligned} F_k(m) &= \sum_{i=-N/2}^{N/2} X_{i,k} g_i\left(t - kT\right) \Big|_{t=\left(k+\frac{m}{N}\right)T}, m=0,1,\dots, N-1 \\ &= \sum_{i=-N/2}^{N/2} X_{i,k} e^{j2\pi \frac{i \cdot m}{N}} \\ &= \text{IDFT}(X_{i,k}) \end{aligned} \quad (6.7)$$

trong đó IDFT (inverse discrete fourrier transform) là biến đổi fourrier rời rạc ngược. Biến đổi Fourier nhanh đảo (IFFT: inverse fast fourrier transform) thực hiện chức năng giống như IDFT nhưng hiệu suất hơn về mặt tính toán nên thường được sử dụng trong các sơ đồ thực tiễn. Thời gian của ký hiệu OFDM sau IFFT được ký hiệu là  $T_{\text{FFT}}$ .

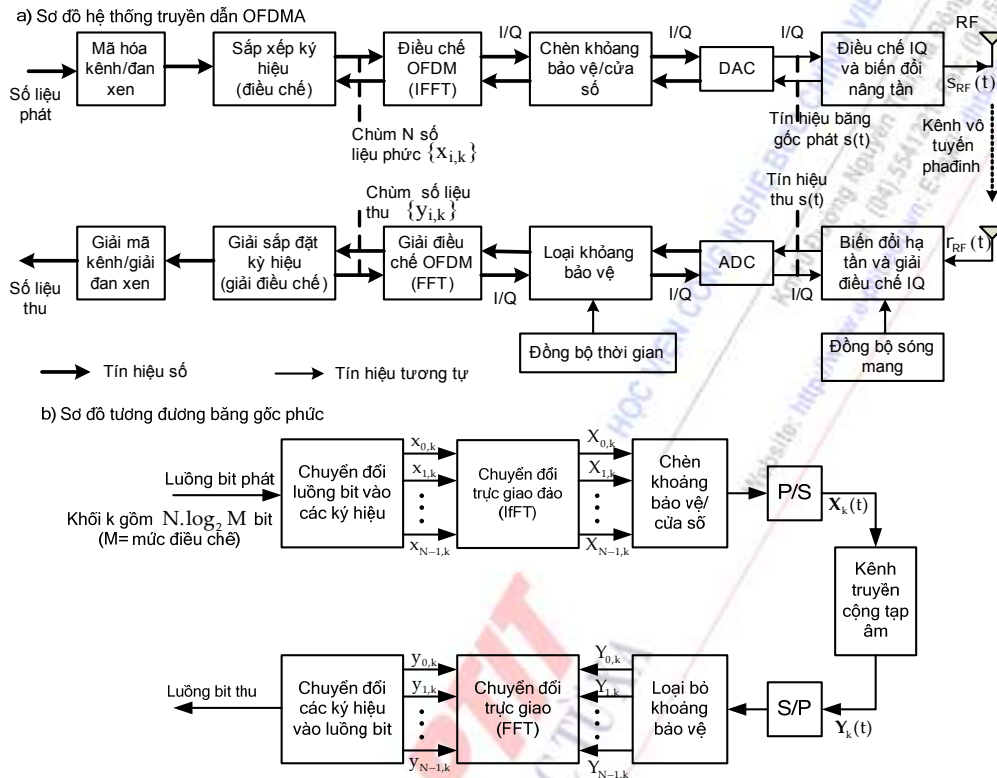
## 6.4. SƠ ĐỒ HỆ THỐNG TRUYỀN DẪN OFDM

Sơ đồ của một hệ thống truyền dẫn OFDM được cho ở hình 6.4a. Sơ đồ này gồm hai phần chính: phần xử lý tín hiệu số và phần xử lý tín hiệu tương tự. Hình 6.4b cho thấy sơ đồ tương đương băng tần gốc phức. Dưới đây ta sẽ xét các phần tử của các sơ đồ này.

### 6.4.1. Xử lý tín hiệu số

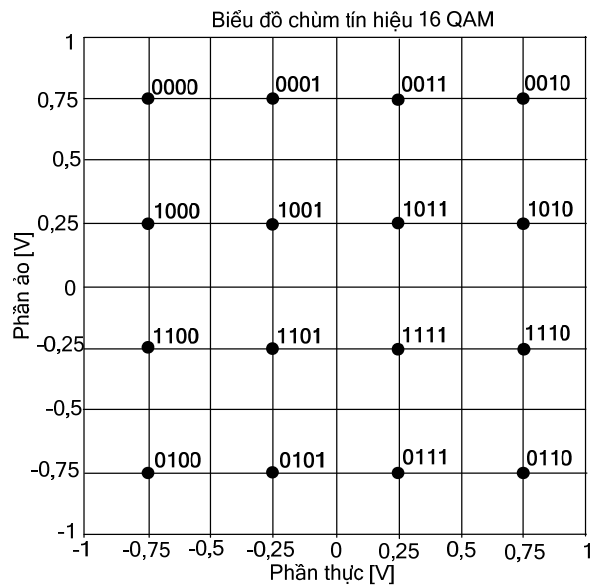
Tại phía phát trước hết luồng bit được chia thành các khối với  $N \log_2 M$  bit, trong đó M là mức điều chế. Khối các bit này sau đó được biến đổi thành N ký hiệu điều chế thông thường (mỗi

ký hiệu các ký hiệu tương ứng với  $\log_2 M$  bit, chẳng hạn của ký hiệu điều chế 16 QAM tương ứng với 4 bit) song song tương ứng với  $N$  vector xác định vị trí của điểm ký hiệu điều chế thông thường trên chùm tín hiệu điều chế thông thường (xem hình 6.5 cho 16-QAM). Các vector này thể hiện  $N$  tần phổ và được ký hiệu bằng  $\{X_{i,k}\}$  trong đó  $i \in \{-N/2, 0, 1, \dots, N-1\}$  là chỉ số vector và  $k$  là chỉ số về thứ tự theo thời gian của tập  $N$  ký hiệu song song. Sau đó các thể hiện tần phổ này được bộ biến đổi Fourier nhanh rời rạc đảo (IFFT: inverse fast fourrier transform) biến đổi vào miền thời gian. Chùm  $N$  ký hiệu này được đưa lên bộ IFFT. Đầu ra IFFT cho ta tập  $N$  sóng mang con trực giao mang  $N$  ký hiệu trong băng gốc (ở miền thời gian). Tập sóng mang con trực giao này tạo nên một ký hiệu OFDM hiệu dụng. Thông thường  $N$  nhận giá trị bằng 2 lũy thừa của một số nguyên để có thể áp dụng IFFT hiệu quả cao. Thời gian của một ký hiệu hiệu dụng được ký hiệu là  $T_{FFT}$ .



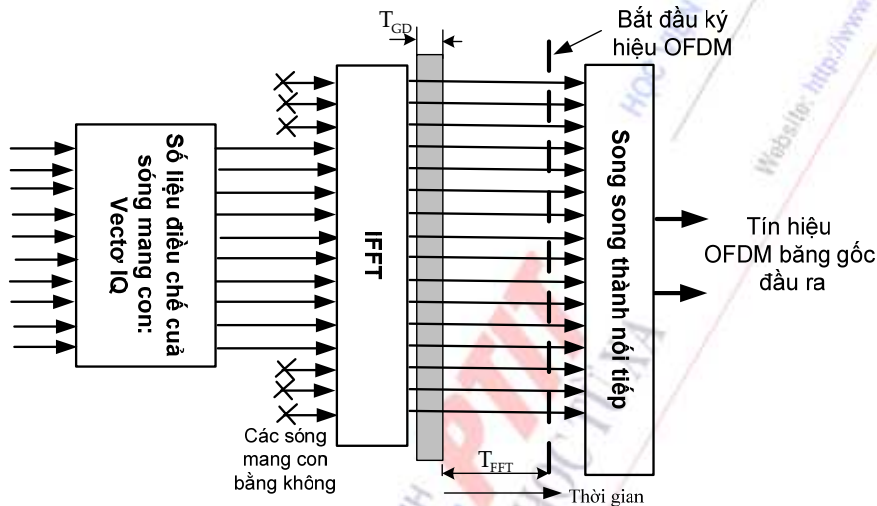
Hình 6.4. Sơ đồ hệ thống truyền dẫn OFDM.





Hình 6.5. Chùm tín hiệu 16-QAM.

Hoạt động của tầng IFFT được cho trên hình 6.6.

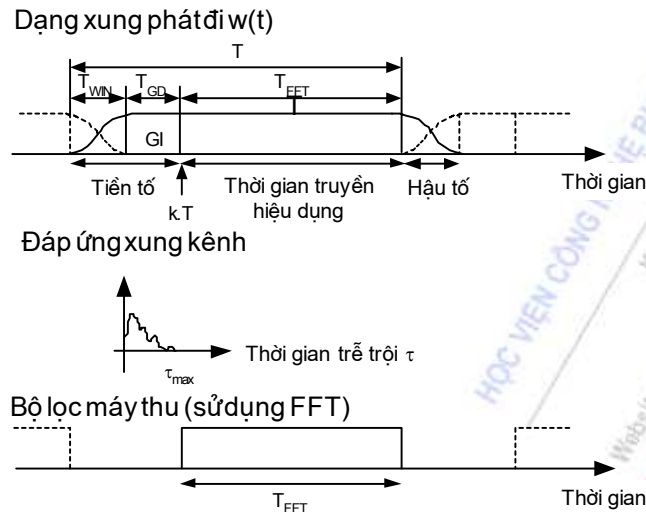


Hình 6.6. Nguyên lý của tầng IFFT

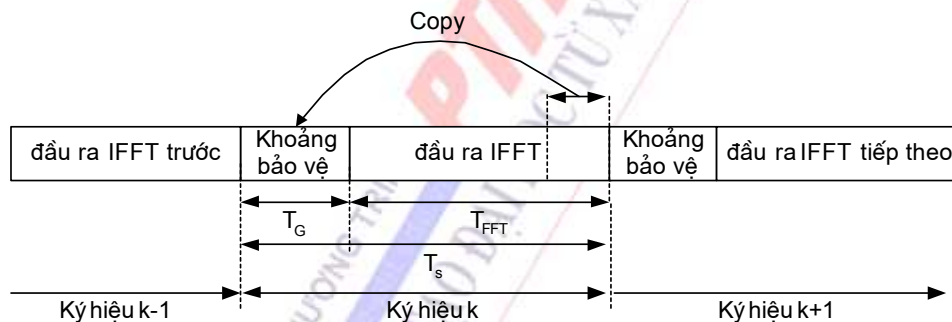
Trong miền tần số, trước khi đưa lên IFFT, mỗi mẫu rời rạc của IFFT tương ứng với một sóng mang con. Hầu hết các sóng mang con được điều chế bởi số liệu lưu lượng. Các sóng mang con bên ngoài không bị điều chế và biên độ được đặt bằng không. Các sóng mang con không điều chế này được dùng để tạo ra băng tần bảo vệ trước tần số Nyquist và để đảm bảo độ dốc của bộ lọc tương tự.

Sau IFFT, tín hiệu OFDM bằng gốc được đưa lên bộ chèn khoảng bảo vệ và tạo cửa sổ. Tại đây tín hiệu OFDM được chèn đoạn tiền tố chu trình đóng vai trò khoảng bảo vệ và chèn đoạn mở công tiền và hậu tố để tạo dạng phổ (xem hình 6.7).

Thời gian của đoạn bảo vệ được ký hiệu là  $T_{GD}$  được chọn lớn hơn thời gian trễ trễ cực đại của kênh phadinh. Vì thế phần hiệu dụng của tín hiệu thu (đoạn  $T_{FFT}$ ) có thể được coi là tích chập của ký hiệu OFDM với đáp ứng xung kim của kênh. Đoạn bảo vệ được đưa vào để duy trì tính trực giao của các sóng mang con và tính độc lập của các ký hiệu OFDM nối tiếp nhau khi tín hiệu OFDM được truyền trên kênh vô tuyến phadinh nhiễu. Việc duy trì tính trực giao của các sóng mang con cho phép tránh được ICI (inter-carrier interference: nhiễu giữa các sóng mang) và việc duy trì tính độc lập giữa các ký hiệu cho phép tránh được ISI (inter-symbol interference: nhiễu giữa các ký hiệu). Khoảng bảo vệ là một tiền tố có chu trình, nó được copy từ phần cuối cùng của ký hiệu OFDM được truyền trước đó (xem hình 6.8).

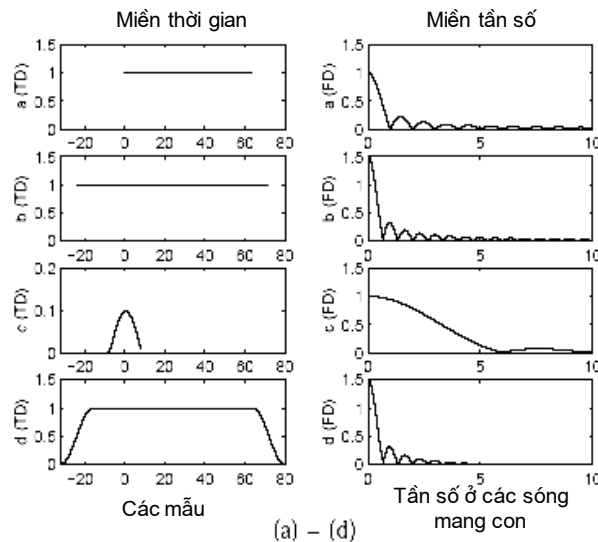


Hình 6.7. Dạng ký hiệu sau khi chèn và lập cửa sổ tại phía phát, đáp ứng xung kim của kênh và ký hiệu OFDM hiệu dụng được lấy ra tại phía thu.



Hình 6.8. Chèn khoảng bảo vệ.

Xung chữ nhật có độ rộng phổ rất lớn do các búp bên của biến đổi Fourier có dạng Sinc. Tạo cửa sổ là một kỹ thuật để giảm các búp bên này và nhờ vậy giảm công suất phát ngoài băng. Trong hệ thống OFDM, cửa sổ được sử dụng phải không được ảnh hưởng lên tín hiệu trong thời gian hiệu dụng của nó. Vì thế các phần mở rộng theo chu kỳ có dạng xung như ở hình 6.9. Tạo cửa sổ cho xung phát sử dụng hàm cosin tăng có thể coi là tích chập của xung chữ nhật có độ dài  $T$  với nửa sóng sin như ở hình 6.9. Trong miền tần số tích chập này tương đương với nhân phổ Sinc của xung chữ nhật với phổ của nửa sóng sin. Từ hình 6.9 ta thấy việc nhân này cho phép giảm các búp bên của phổ xung phát. Trên hình 6.9(a), các giá trị phổ bằng xảy ra tại các vị trí  $i\Delta f = i/T_{FFT}$ ,  $i = \{\pm 1, \pm 2, \dots\}$ , nghĩa là tại các vị trí đặt các sóng mang con lân cận. Việc mở rộng xung đến độ dài  $T = T_{FFT} + T_{GD} + T_{WIN}$  giảm khoảng cách giữa các giá trị phổ bằng không xuống còn  $1/T$  (hình 6.9(b)). Hàm tạo cửa sổ (hình 6.9(c)) nhận các giá trị không tại  $\{\pm 3/2, \pm 5/2, \pm 7/2, \dots\}/T_{win}$ . Tích của phổ trên hình 6.9(b) và phổ trên hình 6.9(c) cho ta kết quả của tạo cửa sổ (hình 6.9(d)). Nhận xét hình 6.9(d) ta thấy nhờ tạo cửa sổ các búp bên giảm đáng kể.



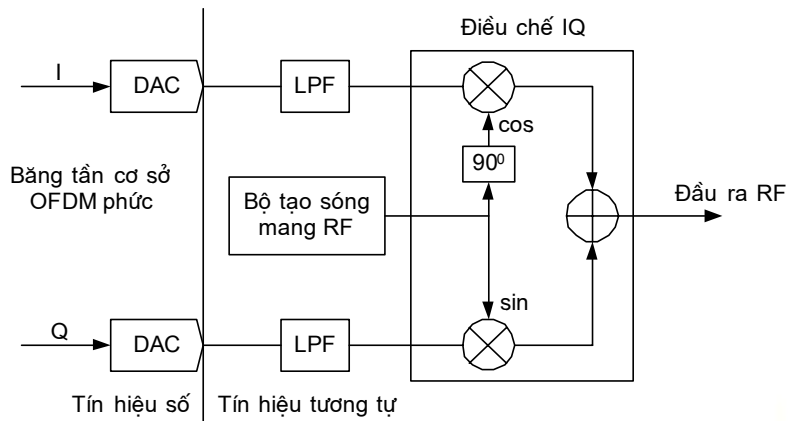
Phổ OFDM đối với  $N_{FFT}=64$ ,  $N_{GD}=16$

**Hình 6.9. (a) Dạng xung và phổ của ký hiệu OFDM hiệu dụng (được thực hiện bởi IFFT); (b) xung độ dài  $T$  và phổ của nó; (c) xung nửa sin được sử dụng để tạo dạng xung và phổ của nó; (d) xung phát  $w(t)$  và phổ của nó.**

Các độ dài xung thường được đo bằng số mẫu, trong đó  $N_{FFT}$ ,  $N_{GD}$  và  $N_{win}$  xác định số mẫu trong phần hiệu dụng, khoảng bảo vệ và khoảng tạo cửa sổ.

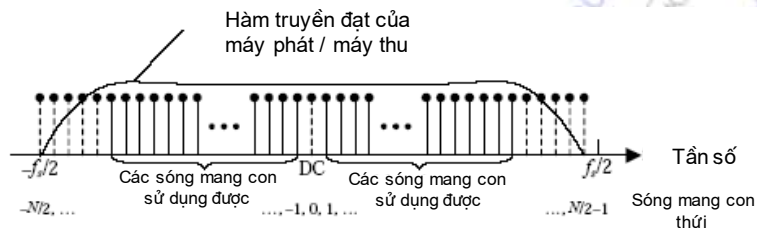
#### 6.4.2. Xử lý tín hiệu tương tự (phần điều chế vô tuyến cho tín hiệu OFDM)

Hình 6.10 cho thấy sơ đồ điều chế vô tuyến cho tín hiệu OFDM bằng gốc phức.



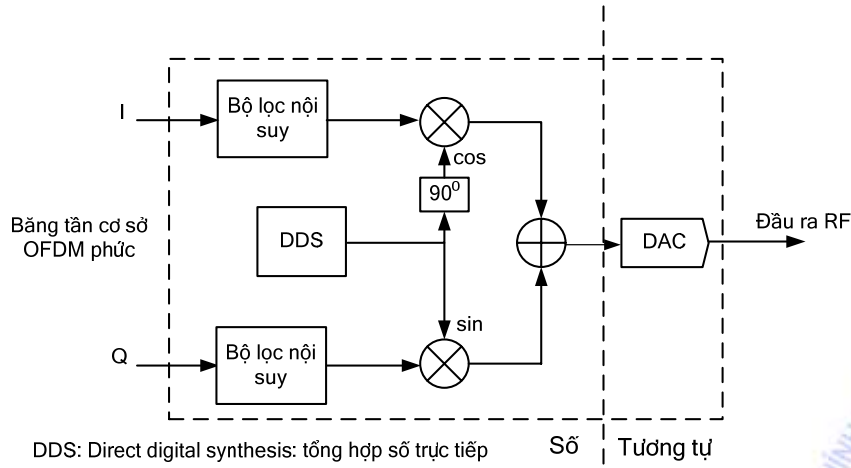
Hình 6.10. Sơ đồ điều chế vô tuyến cho tín hiệu OFDM băng gốc.

Do các bộ lọc thông thấp được sử dụng để biến đổi số vào tương tự và ngược lại (DAC and ADC) cho các tín hiệu phát và thu (băng gốc) nên không phải tất cả  $N$  sóng mang con đều được sử dụng. Các sóng mang con gần với tần số Nyquist  $f_s/2$  sẽ bị suy giảm bởi bộ lọc và vì thế không thể sử dụng cho truyền dẫn số liệu (hình 6.11). ( $f_s=1/T_s$  là tần số lấy mẫu). Ngoài ra sóng mang con DC có thể bị méo rất lớn do dịch một chiều (DC) của các bộ ADC và DAC vì thế cũng cần tránh sử dụng nó cho số liệu.



Hình 6.11. Hàm truyền đạt của máy phát/thu và ảnh hưởng của nó lên thiết kế hệ thống OFDM

Để có thể sử dụng sóng mang con DC, ta có thể sử dụng sơ đồ điều chế số trước khi đưa lên bộ chuyển đổi số vào tương tự (DAC: digital analog converter) như trên hình 6.12.



Hình 6.12. Điều chế số kết hợp biến đổi nâng tầng.

## 6.5. CÁC TÍN HIỆU CỦA HỆ THỐNG OFDM

Tín hiệu OFDM phát phức băng tần gốc ở đầu ra của DAC được xác định như sau:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k(t - kT), \quad (6.8)$$

trong đó  $x_k(t - kT)$  là tín hiệu OFDM phát phức băng gốc thứ k được xác định như sau:

$$x_k(t - kt) = \begin{cases} w(t - kt) \cdot \sum_{i=-N/2}^{N/2-1} X_{i,k} \exp \left[ j2\pi \left( \frac{i}{T_{FFT}} \right) (t - kt) \right], & kT - T_{win} - T_{GD} \leq t \leq kT + T_{FFT} + T_{win}, \\ 0, & \text{nếu khác} \end{cases} \quad (6.9)$$

trong đó:

$T$  là độ dài ký hiệu OFDM.

$T_{FFT}$  là thời gian FFT, phần hiệu dụng của ký hiệu OFDM.

$T_{GD}$  là thời gian bảo vệ, thời gian của tiền tố chu trình.

$T_{win}$  là thời gian mở cửa tiền tố và hậu tố để tạo dạng phổ.

$\Delta f = 1/T_{FFT}$  là phân cách tần số giữa hai sóng mang.

$N$  là độ dài FFT, số điểm FFT.

$k$  là chỉ số về ký hiệu được truyền.

$i$  là chỉ số về sóng mang con,  $i \in \{-N/2, -N/2+1, \dots, -1, 0, +1, \dots, N/2-1\}$ .

$X_{i,k}$  là vectơ điểm chùm tín hiệu, là ký hiệu phức (số liệu, hoa tiêu, rỗng) được điều chế lên sóng mang con  $i$  của ký hiệu OFDM thứ  $k$ .

$w(t)$  xung tạo dạng được biểu diễn như sau:



$$w(t) = \begin{cases} \frac{1}{2} [1 - \cos \pi(t + T_{GD})/T_{win}], & -T_{win} - T_{GD} \leq t \leq -T_{GD} \\ 1, & -T_{GD} \leq t \leq T_{FFT} \\ \frac{1}{2} [1 - \cos \pi(t - T_{FFT})/T_{win}], & T_{FFT} \leq t \leq T_{FFT} + T_{win} \end{cases}, \quad (6.10)$$

Tín hiệu đầu ra của bộ điều chế vô tuyến được xác định như sau:

$$x_{RF}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_{RF,k}(t - kT) \quad (6.11)$$

trong đó  $x_{RF,k}(t - kT)$  là tín hiệu OFDM vô tuyến thứ k được biểu diễn như sau:

$$x_{RF,k}(t - kT) = \begin{cases} \operatorname{Re} \left\{ w(t - kT) \sum_{i=-N/2}^{i=N/2} x_{i,k} \exp \left[ j2\pi \left( f_c + \frac{1}{T_{FFT}} \right) (t - kT) \right] \right\}, & kT - T_{win} - T_{GD} \leq t \leq kT + T_{FFT} + T_{win} \\ 0, & \text{nếu khác} \end{cases}, \quad (6.12)$$

trong đó:

$T$  là độ dài ký hiệu OFDM.

$T_{FFT}$  là thời gian FFT, phần hiệu dụng của ký hiệu OFDM.

$T_{GD}$  là thời gian bảo vệ, thời gian của tiền tố chu trình.

$T_{win}$  là thời gian mở cửa tiền tố và hậu tố để tạo dạng phổ.

$f_c$  là tần số trung tâm của phổ.

$\Delta f = 1/T_{FFT}$  là phân cách tần số giữa hai sóng mang.

$N$  là độ dài FFT, số điểm FFT.

$k$  là chỉ số về ký hiệu được truyền.

$i$  là chỉ số về sóng mang con,  $i \in \{-N/2, -N/2+1, -1, 0, +1, \dots, -N/2\}$ .

$x_{i,k}$  là vectơ điểm chùm tín hiệu, là ký hiệu phức (số liệu, hoa tiêu, rỗng) được điều chế lên sóng mang con  $i$  của ký hiệu OFDM thứ  $k$ .

$w(t)$  được xác định theo (6.10).

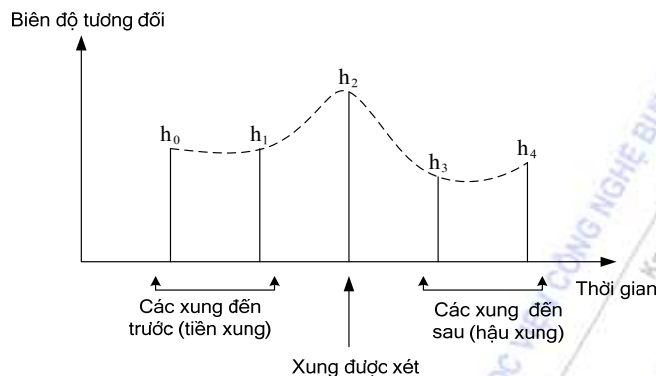
## 6.6. NHIỄU GIỮA CÁC KÝ HIỆU (ISI) VÀ GIỮA CÁC SÓNG MANG (ICI)

Trong môi trường phadih, một tín hiệu phát đến máy thu tại nhiều thời điểm khác nhau do hiện tượng truyền sóng đa đường. Từ quan điểm máy thu, kênh gây ra sự phân tán thời gian (gọi tắt là tán thời).

Do kênh phân tán tuyến tính, ta có thể coi tín hiệu thu tức thời bị méo tuyến tính là xấp xỉ chồng của nhiều ký hiệu thông tin trong quá khứ và trong tương lai. Ta có thể giải thích ISI tiền xung và ISI hậu xung bằng đáp ứng xung kim kênh giả định cho ở hình 6.13.

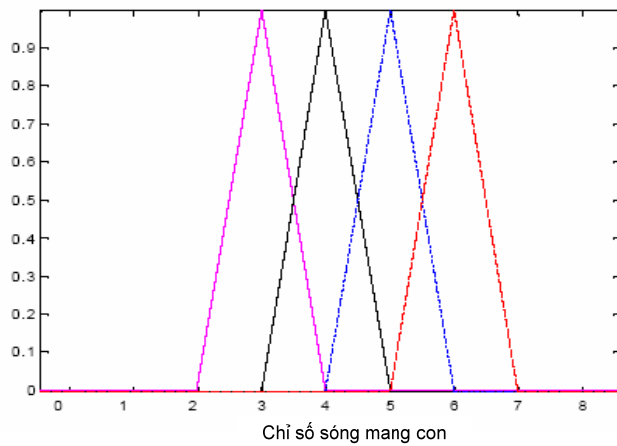
Đáp ứng xung kim kênh (CIR: Channel Impulse Response) trên hình 6.13 có thể coi như là gồm ba loại thành phần khác nhau. Thành phần có biên độ cao nhất  $h_2$  được gọi là thành phần được xét (thành phần chính). Các thành phần xảy ra trước,  $h_0$  và  $h_1$ , được gọi là tiền xung và các thành phần xảy ra sau,  $h_3$  và  $h_4$ , được gọi là hậu xung. Năng lượng của tín hiệu mong muốn chủ yếu được tạo ra bởi thành phần chính. Ngoài ra tín hiệu thu cũng gồm cả năng lượng gây ra bởi tích chập của các tiền xung và các hậu xung, các ảnh hưởng này được gọi là ISI tiền xung và ISI hậu xung. Như vậy tín hiệu thu bị méo dạng do xếp chồng tín hiệu mong muốn với các ISI tiền xung và hậu xung.

Việc mở rộng thời gian của các ký hiệu dẫn đến các ký hiệu thu hiện thời chồng lấn lên các ký hiệu thu trước đó và dẫn đến nhiễu giữa các ký hiệu (ISI). Trong OFDM, ISI thường được coi là nhiễu đối với một ký hiệu gây ra bởi các ký hiệu trước đó.



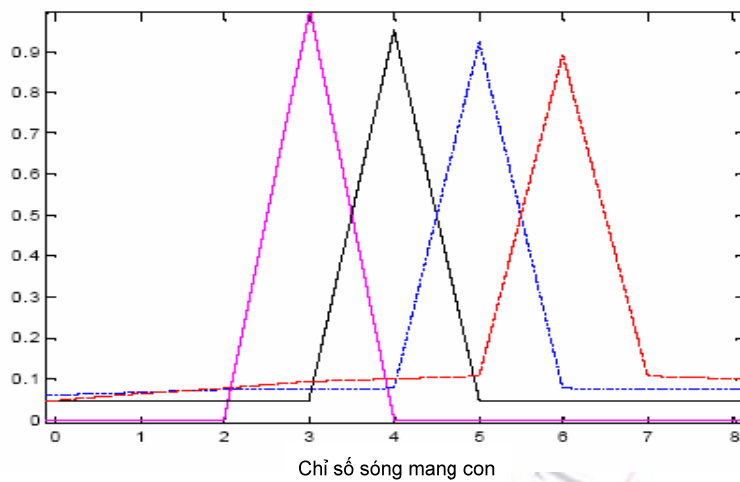
**Hình 6.13. Đáp ứng xung kim kênh (CIR)**

Trong OFDM, phổ của các sóng mang chồng lấn lên nhau nhưng trực giao với nhau. Điều này có nghĩa là tại giá trị phổ cực đại của một sóng mang con tất cả các giá trị phổ của các sóng mang con khác đều phải bằng không. Máy thu sẽ lấy mẫu các ký hiệu tại từng sóng mang con tại các điểm cực đại này và giải điều chế chúng mà không bị nhiễu gây ra do các sóng mang con khác. Trường hợp tính trực giao nói trên không được đảm bảo, nhiễu gây ra các ký hiệu trên các sóng mang con lân cận sẽ xảy ra. Nhiễu này được gọi là nhiễu giữa các sóng mang (ICI: Inter-Channel Interference). Ta có thể xét tính trực giao của các sóng mang con trong miền thời gian và miền tần số. Xét trong miền thời gian, mỗi sóng mang con phải là một hàm sin có số nguyên lần chu kỳ trong khoảng thời gian  $T_{FFT}$ , hay nói một cách khác có tần số là một số nguyên lần đại lượng nghịch đảo của thời gian  $T_{FFT}$  ( $f_i = i/T_{FFT} = i \cdot \Delta f$ ). Hình 6.14 cho thấy phổ của bốn sóng mang con có giá trị cực đại tại tần số trung tâm của chính chúng và không tại tần số trung tâm của các sóng mang con khác trong trường hợp trực giao.



**Hình 6.14. Phổ của bốn sóng mang con trực giao**

Nếu tính trực giao giữa các sóng mang con bị mất, các sóng mang con sẽ có phổ khác không tại phổ cực đại của các sóng mang con khác. Nếu xét trong miền thời gian, số chu kỳ hàm sin của sóng mang con không còn là một số nguyên trong thời gian FFT. Hình 6.15 cho thấy phổ của bốn sóng mang con trong miền tần số khi tính trực giao bị mất.



**Hình 6.15. Phổ của bốn sóng mang con khi tính trực giao bị mất**

ICI xảy ra khi kênh đa đường thay đổi trong thời gian một ký hiệu OFDM. Khi xảy ra điều này, các dịch Doppler trên mỗi đường sẽ gây ra dịch tần số trên các sóng mang con làm mất tính trực giao giữa chúng. ICI cũng xảy ra khi ký hiệu OFDM bị ISI. Ta có thể xét tính huống này trong miền thời gian. Khi này các sóng mang không còn đảm bảo số chu kỳ là một số nguyên trong thời gian  $T_{FFT}$  do dịch pha gây ra bởi ký hiệu trước đó. Cuối cùng sự dịch các tần số của máy phát và máy thu cũng dẫn đến ICI đối với một ký hiệu OFDM. Chèn khoảng bảo vệ cũng như lựa chọn băng tần tín hiệu phù hợp với băng thông của kênh cho phép giảm ảnh hưởng của ISI và ICI.

Formatted: Font: 11.5 pt

Formatted: Font: 11.5 pt

Formatted: Font: 11.5 pt

Formatted: Font: 11.5 pt

Formatted: Font: 11.5 pt, Not Bold

## 6.7. DUNG LƯỢNG HỆ THỐNG OFDM

### 6.7.1. Mở đầu

Một trong các mục tiêu của điều chế thích ứng là cải thiện dung lượng. Vì thế trước hết ta cần nghiên cứu các thông số nào ảnh hưởng lên dung lượng. Trong phần này ta sẽ nghiên cứu các thông số này và đưa ra công thức để xác định chúng. Dung lượng kênh phụ thuộc vào tỷ số tín hiệu trên tạp âm (SNR) được xác định bằng công thức nổi tiếng sau:

$$C = B \log_2(1 + \text{SNR}) \text{ [bps]}, \quad (6.13)$$

trong đó C là dung lượng kênh còn B là băng thông.

### 6.7.2. Công thức tính toán dung lượng kênh cho các hệ thống OFDM

Ta biết rõ rằng mức điều chế và tỷ lệ mã ảnh hưởng lên dung lượng. Trong các hệ thống OFDM, do truyền dẫn song song và mở rộng định kỳ nên có nhiều thông số quyết định dung lượng hơn.

Ta sẽ bắt đầu xét cho trường hợp đơn giản với giả thiết là cấu hình các sóng mang con giống nhau, nghĩa là tất cả các sóng mang con đều có chung một cấu hình (điều chế, mã hóa, băng thông, công suất...). Trong trường hợp này tốc độ bit tổng của hệ thống OFDM bằng [6]:

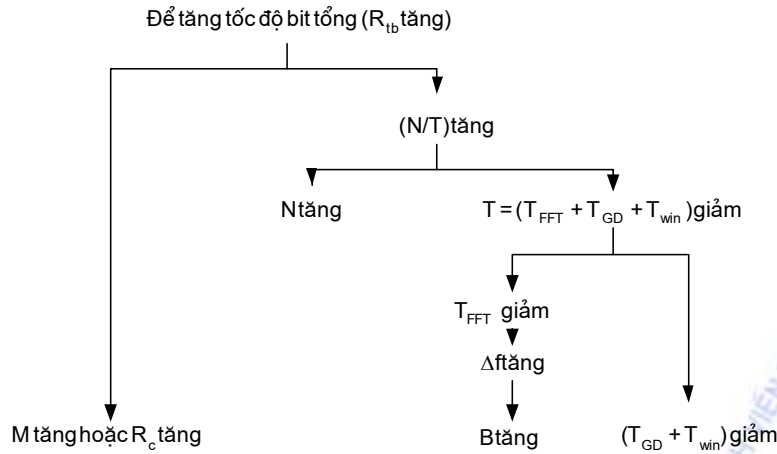
$$R_{tb} = \frac{(\text{số bit/sóng mang con/ký hiệu}) \times \text{số sóng mang con}}{\text{thời gian ký hiệu}} \text{ [bps]}, \quad (6.14)$$

Nếu ta  $r_c$  là tỷ lệ mã, M là mức điều chế, N là số sóng mang con, T là thời gian ký hiệu, B là độ rộng băng tần của tín hiệu thông tin hay số liệu,  $T_{FFT}$  là thời gian FFT, phân cách sóng mang con là  $\Delta f = 1/T_{FFT}$  và FSR là tỷ số thời gian FFT và thời gian ký hiệu OFDM, tốc độ bit tổng được xác định như sau:

$$\begin{aligned} R_{tb} &= (r_c \log_2 M) N / T = (r_c \log_2 M) (B / \Delta f) / T \\ &= (r_c \log_2 M) B_d (T_{FFT} / T) = (r_c \log_2 M) \cdot B \cdot \text{FSR}, \end{aligned} \quad (6.15)$$

Từ phương trình (3.15) ta thấy rằng để tăng tốc độ bit tổng, ta cần tăng: hoặc mức điều chế (M), hoặc tỷ lệ mã ( $r_c$ ), hoặc tỷ số N/T.

Hình 6.16 giải thích ý nghĩa của phương trình (6.15).



Hình 6.16. Các thông số dung lượng và ảnh hưởng của chúng lên tăng tổng dung lượng.

Ta dễ dàng nhận thấy rằng để tăng  $N/T$  ta cần tăng  $N$  giữ  $T$  không đổi hoặc giảm  $T$  giữ  $N$  không đổi. Ta có thể sử dụng ba phương pháp để tăng tốc độ bit: (1) tăng mức điều chế hoặc tỷ lệ mã, (2) tăng băng thông truyền dẫn thông tin, (3) tăng FSR. Ta chỉ có thể sử dụng các phương pháp này khi tình trạng kênh cho phép thay đổi các giá trị này của các thông số này.

Khi cho trước băng thông truyền dẫn và giả thiết rằng toàn bộ băng thông này và các sóng mang đều được sử dụng để truyền thông tin, ta có thể biểu diễn tốc độ bit tổng cực đại như sau:

$$\text{Max}(R_{tb}) = (r_c \log_2 M) \cdot B \cdot \text{FSR} \quad (6.16)$$

Đối với trường hợp tổng quát ta không thể sử dụng cấu hình các sóng mang con như nhau, mỗi sóng mang con sẽ có các giá trị thông số khác nhau. Trong trường hợp này tốc độ bit tổng sẽ là tổng tốc độ bit của các sóng mang con. Khi này ta có thể viết:

$$R_{tb} = \sum_{i=1}^N r_{ci} \cdot \log_2 M_i \cdot \text{FSR}_i \cdot \Delta f_i \quad (6.17)$$

Khi cấu hình các sóng mang con giống nhau:  $r_{ci} = r_c$  [Việc mở rộng thời gian của các ký hiệu dẫn đến các ký hiệu thu hiện thời chồng lẫn lên các ký hiệu thu trước đó và dẫn đến nhiễu giữa các ký hiệu \(ISI\). Trong OFDM, ISI thường được coi là nhiễu đối với một ký hiệu gây ra bởi các ký hiệu trước đó.](#)

c,  $M_i = M$ ,  $\text{FSR}_i = \text{FSR}$  và  $\Delta f_i = \Delta f$ , phương trình (6.17) chuyển thành phương trình (6.15).

Trong trường hợp  $\Delta f$  tiến đến không ta có thể viết phương trình (6.17) ở dạng tích phân như sau:

$$R_{tb} = \int_B r_c(f) \cdot \log_2 M(f) \cdot \text{FSR}(f) \cdot df \quad (6.18)$$

Phương trình (6.18) chỉ có ý nghĩa về mặt toán học, vì trong thực tế  $\Delta f$  không thể tiến tới 0. Vì thế phương trình (6.17) có ý nghĩa thực tiễn hơn cả. Lưu ý rằng giá trị các thông số ở vế phải của các phương trình (6.15), (6.17) và (6.18) phụ thuộc vào tình trạng kênh ở thời điểm xét.



## 6.8. ẢNH HƯỞNG CỦA CÁC THÔNG SỐ QUYẾT ĐỊNH DUNG LƯỢNG LÊN QOS TRONG HỆ THỐNG OFDM

### 6.8.1. Hiệu năng của các thông số quyết định dung lượng

Ta gọi các thông số ảnh hưởng lên dung lượng của hệ thống OFDM được nêu ở trên (tỷ lệ mã, mức điều chế, độ rộng băng và FSR) là các thông số quyết định dung lượng. Trong phần này ta sẽ xét ảnh hưởng của chúng lên QoS của hệ thống OFDM. Ở đây ta sẽ không xét tỷ lệ mã vì nó cũng giống như ở trường hợp mức điều chế. Ta sử dụng BER phụ thuộc vào tỷ số tín hiệu trên tạp âm SNR ( $E_b/N_0$ ) để đánh giá QoS truyền dẫn. Để đơn giản ta xét kênh tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN). Ta coi rằng toàn bộ băng thông và toàn bộ các sóng mang con được dùng để truyền thông tin. Ta coi rằng suy hao truyền dẫn bằng không (công suất phát  $P_T$  bằng công suất thu  $P_R$ ). Các kết quả mô phỏng được cho ở hình 6.17.a, 6.17.b cho trường hợp FSR không đổi và hình 6.18 cho trường hợp FSR thay đổi. Hình 6.17.a xét cho trường hợp băng thông thay đổi còn hình 6.17.b xét cho trường hợp băng thông cố định nhưng mức điều chế  $M$  thay đổi. Các thông số dung lượng để mô phỏng cho hình 6.17 được cho ở bảng 6.1, còn các thông số mô phỏng cho hình 6.18 được cho ở bảng 6.2 và 6.3.

**Bảng 6.1. Các thông số mô phỏng cho hình 6.17.a và b**

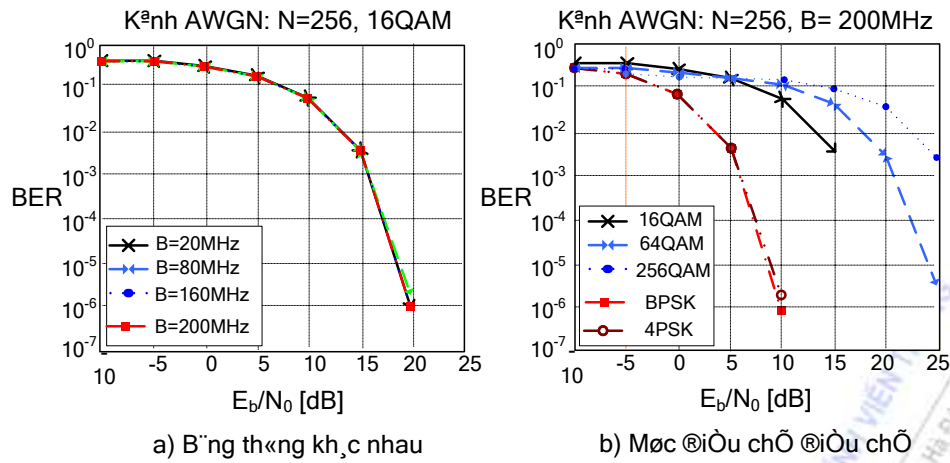
	B (MHz)	$R_b$ (Mbps)	$\Delta f$ (KHz)	N	T	$T_{FFT}(\mu s)$	$T_{GD}(\mu s)$	$P_T$	FSR
M=16 $r_c=1$	20	$15,6\log_2 M$	78,125	256	16,4	12,8	2,4	-30 dBW	0,78
	80	$62,4\log_2 M$	312,5	256	4,1	3,2	0,6		
	160	$124,8\log_2 M$	625	256	2,05	1,6	0,3		
	200	$156\log_2 M$	781,25	256	1,64	1,28	0,24		
M=4,8, 16, 64, 256 $R_c=1$	200	$156\log_2 M$	781,25	256	1,64	1,28	0,24		

**Bảng 6.2. Các thông số mô phỏng cho hình 6.17**

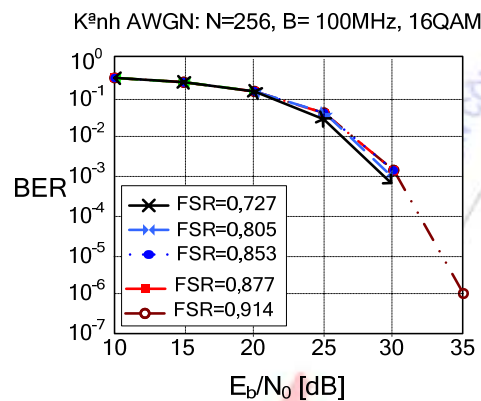
N	B(MHz)	$T_{FFT}(\mu s)$	$T_{win}(\mu s)$	$R_c$	F(KHz)	$P_T$ (dBW)
256	100	2,56	0,12	16QAM	390,625	-30

**Bảng 6.3. Thay đổi FSR cho mô phỏng hình 6.17**

FSR	$T_{FFT}/T_{GD}$	T( $\mu s$ )	$T_{GD}(\mu s)$
0,995	$+\infty$	2,56	0
0,934	42,7	2,74	0,06
0,814	21,3	2,8	0,12
0,877	10,7	2,92	0,24
0,853	8	3	0,32
0,805	5,1	3,18	0,5
0,727	3,0	3,52	0,84



Hình 6.17. BER phụ thuộc SNR: a) cho băng thông khác nhau, (b) cho mức điều chế khác nhau.



Hình 6.18. BER phụ thuộc và SNR cho FSR khác nhau.

Từ hình 6.17.a ta thấy rằng hiệu năng BER phụ thuộc vào  $E_b/N_0$  gần như giống nhau cho các băng thông khác nhau. Từ hình 6.17.b ta thấy hiệu năng BER của các mức điều chế cao hơn giảm đáng kể khi  $E_b/N_0$  lớn hơn 3dB. So sánh hình 6.17.a và 6.17.b ta thấy rằng khi tốc độ bit tăng bằng cách tăng mức điều chế, BER giảm cấp nhanh hơn khi băng thông tăng. Mặt khác phương pháp tăng mức điều chế cho hiệu suất băng thông cao hơn còn phương pháp tăng băng thông không làm thay đổi hiệu suất băng thông. Vì việc tăng tổng băng thông là không thực tế nên phương pháp này chỉ có thể được sử dụng để tăng băng thông của một sóng mang con hay một nhóm sóng mang con.

Tăng khoảng bảo vệ dẫn đến tổn thất năng lượng lớn hơn. Giảm khoảng bảo vệ dẫn đến nhạy cảm hơn đối với pha nhiễu chọn lọc. FSR là một hàm phụ thuộc và khoảng bảo vệ. Hình 6.16 cho thấy rằng FSR ít ảnh hưởng lên hiệu năng BER của kênh AWGN. Tuy nhiên đối với kênh pha nhiễu chọn lọc có thể dự báo rằng hiệu năng sẽ thay đổi lớn khi FSR thay đổi. FSR có thể được rút ra từ trải rộng trễ, sau đó sử dụng các phương trình (6.11), (6.12), (6.13) để thích ứng tỷ lệ mã,

mức điều chế và độ rộng băng theo điều kiện kênh và dung lượng để đạt được QoS yêu cầu. Các tiếp cận này rất hữu ích cho việc truyền dẫn tốc độ bit không đổi.

Ta có thể tổng kết phần này như sau. Bằng các phương trình được rút ra ở trên, chúng ta đã nghiên cứu các ảnh hưởng của việc thay đổi các thông số lên hiệu năng BER. Tăng mức điều chế (hay tỷ lệ mã hóa) dẫn đến hiệu năng BER giảm đáng kể; tăng FSR không làm thay đổi nhiều hiệu năng trong các kênh AWGN; tăng băng thông không thay đổi BER nhưng tất nhiên đòi hỏi băng tần rộng hơn và vì thế không thực tế. Vì thế khi thiết kế hệ thống truyền dẫn OFDM ta phải tìm giải pháp dung hòa để đạt được hay duy trì tốc độ bit mong muốn.

### 6.8.2. Quan hệ giữa băng thông sóng mang và RDS

Trong một hệ thống OFDM, ta cần đặt băng thông sóng mang con. Băng thông sóng mang con lớn sẽ gây ra méo lớn do kênh mang tính chọn lọc tần số. Băng thông sóng mang con cũng có thể gây ra méo lớn do hiện tượng pha trộn chọn lọc thời gian (hay pha trộn nhanh do tạp âm điều chế tần số ngẫu nhiên). Ngoài ra băng thông sóng mang con càng nhỏ thì ICI (Inter Carrier Interference: nhiễu giao thoa giữa các ký hiệu) càng cao. Vì thế ta không thể đặt băng thông sóng mang con tùy ý. Băng thông sóng mang con một mặt phải không nhỏ hơn độ rộng băng tần nhất quán đối với tương quan tần số lớn hơn 0,9 để chống ICI, mặt khác phải lớn hơn đại lượng nghịch đảo của RDS để chống pha trộn chọn lọc tần số gây ra do trải trễ (hay RDS). Vì thế băng thông sóng mang con phải nằm giữa đại lượng nghịch đảo của RDS và độ rộng băng tần nhất quán đối với tương quan tần số lớn hơn 0,9:

$$B_c \leq \Delta f \leq \frac{1}{RDS} \quad (6.19)$$

Đối với tương quan tần số lớn hơn 0,9 ta có thể lấy:

$$B_c \approx \frac{1}{50RDS} \quad (6.20)$$

Thay  $B_c$  trong (6.20) vào (6.19) ta được:

$$\frac{1}{50RDS} \leq \Delta f \leq \frac{1}{RDS} \quad (6.21)$$

Bảng 6.4 cho ta băng thông sóng mang con cực tiểu:  $\text{Min}(N_{sbc})$  và cực đại  $\text{Max}(N_{sbc})$  đối với một hệ thống OFDM có băng thông tổng bằng 400MHz khi cho trước trải trễ trung bình quân phương. Tương ứng, ta có nhận được số sóng mang con cực đại và cực tiểu.

**Bảng 6.4. Băng thông sóng mang con và số sóng mang con phụ thuộc vào RDS**

RDS (ns)	Min( $\Delta f$ )	Max( $\Delta f$ )	B	Min(N <sub>sbc</sub> )	Max(N <sub>sbc</sub> )
1	20MHz	1 GHz	400 MHz	1	20
10	2 MHz	100MHz		4	200
50	400 KHz	20 MHz		20	1000
100	200 KHz	10 MHz		40	2000
200	100 KHz	5 MHz		80	4000
300	67 KHz	3.33 MHz		121	5970

### 6.8.3. Lựa chọn thông số để thiết kế hệ thống WLAN

Để thiết kế hệ thống OFDM ta có thể tiến hành như sau:

1. Chọn  $T_{GD} = (2 \text{ đến } 4) \times RDS$ . Trong phần bài tập ta sẽ chọn  $T_{GD} = 4RDS$ .
2. Thời gian ký hiệu  $T_s = 5T_{GD}$
3. Tốc độ lặp ký hiệu:  $R_s = 1/T_s$
4. Thời gian hiệu dụng ký hiệu  $T_{FFT} = T - T_{GD}$
5. Băng thông con  $\Delta f = 1/T_{FFT}$
6. Số sóng mang con bằng  $B_t / \Delta f$ ; trong đó  $B_t$  là tổng băng thông khả dụng

## 6.9. HỆ THỐNG OFDMA NHẢY TẦN

Trải phổ nhảy tần dựa trên nguyên lý chuyển đổi tần số sóng mang ở một tập hợp các tần số mẫu được xác định bởi chuỗi giả tạp âm PN. Nếu ta gán các mẫu nhảy tần khác nhau này cho các người sử dụng khác nhau ta được OFDMA nhảy tần. Như vậy thực chất OFDMA nhảy tần là một hệ thống CDMA nhảy tần. Hệ thống này có lợi phân tập tần số vì mỗi người sử dụng được sử dụng toàn bộ băng tần khả dụng, ngoài ra nhiễu được trung bình hoá như đối với các hệ thống CDMA khác.

Vì nhiễu và phادين thay đổi theo từng bước nhảy, nên hiệu năng hệ thống phụ thuộc vào giá trị trung bình của công suất tín hiệu thu và nhiễu chứ không phụ thuộc vào trường hợp pha địn hay công suất nhiễu tối nhất.

Ưu điểm chính của các hệ thống CDMA nhảy tần so với các hệ thống CDMA chuỗi trực tiếp là dễ dàng loại bỏ nhiễu nội ô bằng cách sử dụng các mẫu nhảy tần trực giao trong một ô. Hình 6.19 cho thấy một thí dụ về về tập nhảy tần trực giao. Đối với N sóng mang con, ta luôn luôn có thể cấu trúc được N mẫu nhảy trực giao.

Tần số	a	f	e	d	c	b
	b	a	f	e	d	c
	c	b	a	f	e	d
	d	c	b	a	f	e
	e	d	c	b	a	f
	f	e	d	c	b	a
Thời gian						

**Hình 6.19. Thí dụ về sáu mẫu nhảy tần với sáu tần số nhảy khác nhau**

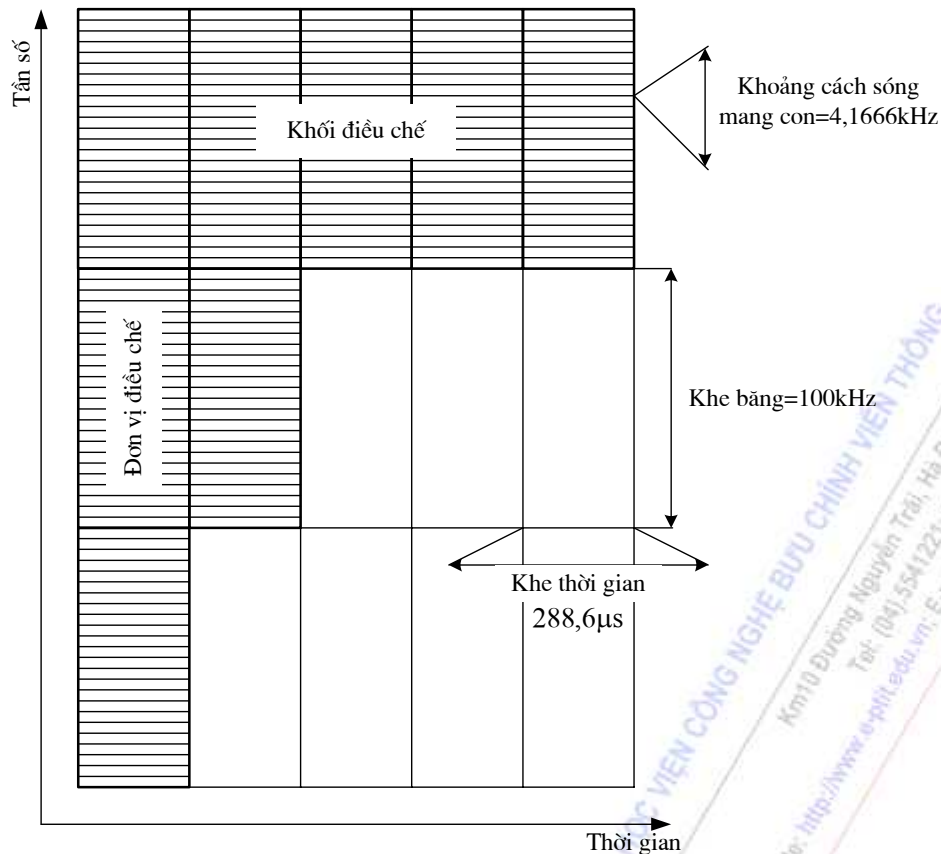
Trong phần này ta sẽ xét một hệ thống OFDMA được đề xuất cho UMTS làm thí dụ. Bảng 6.5 tổng kết các thông số và đặc tính của hệ thống này.

**Bảng 6.5. Các thông số của hệ thống được đề xuất cho OFDMA**

Số TT	Thông số	Giá trị
1	Khoảng cách sóng mang	4,1666 kHz
2	Thời gian ký hiệu	288,46 $\mu$ s
3	Số sóng mang con trên một khe tần 100kHz	24
4	Thời gian bảo vệ phía trước	38 $\mu$ s
5	Thời gian bảo vệ phía sau	8 $\mu$ s
5	Đơn vị điều chế	1 khe băng và một khe thời gian (=1 ký hiệu)
6	Khối điều chế	4 khe thời gian và một khe băng

Hình 6.20 minh họa lưới thời gian-tần số của hệ thống OFDMA này. Các tài nguyên (thời gian và tần số) được cấp phát trên cơ sở kiểu dịch vụ và môi trường làm việc. Số khe thời gian và khe băng trên một người sử dụng thay đổi theo tốc độ số liệu. Tốc độ số liệu thấp nhất được đảm bảo bằng một khe băng có 24 sóng mang con trên khe thời gian 288,46 $\mu$ s.

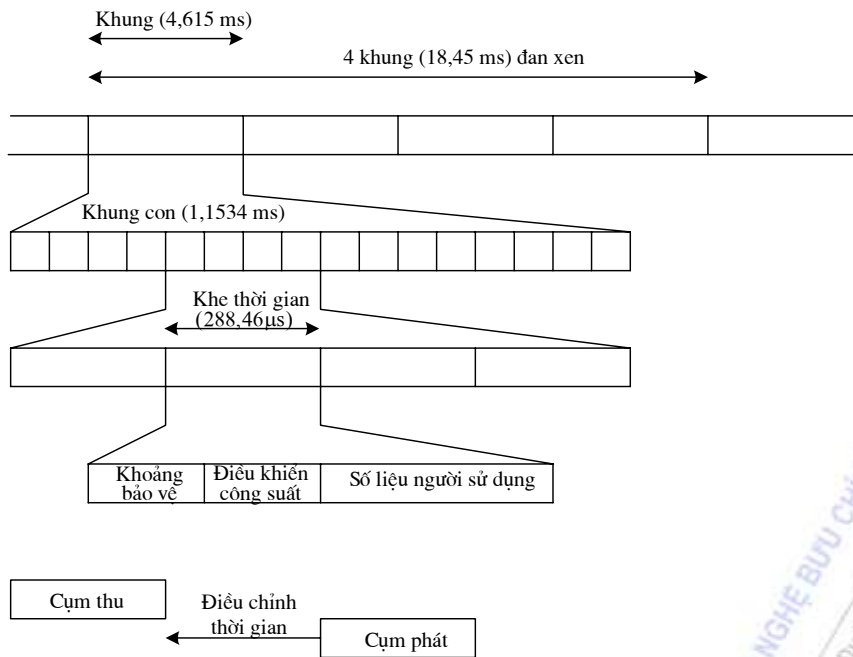




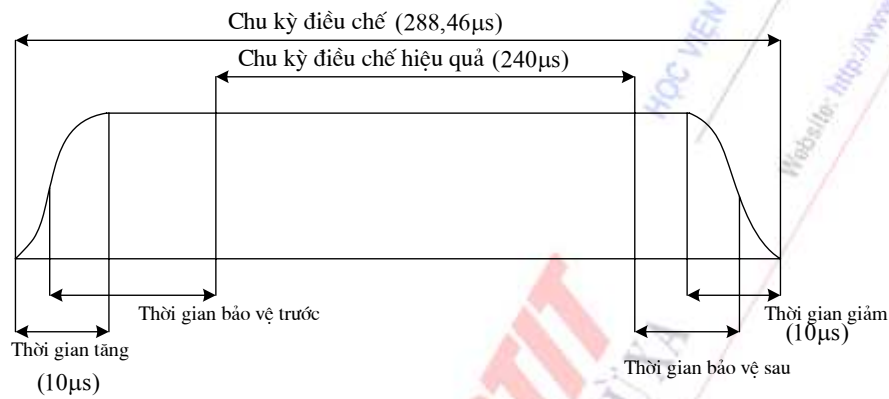
**Hình 6.20. Lưới tần số-thời gian**

Hình 6.21 cho thấy cấu trúc khung TDMA. Mỗi khung có độ dài 4,615ms được chia thành 4 khung con có độ dài 1,1534ms. Một khung con chứa 4 khe thời gian có độ dài 288,46  $\mu$ s. Một khe thời gian bao gồm khoảng bảo vệ, thông tin điều khiển công suất và số liệu. Mỗi ký hiệu OFDM được sắp xếp vào một khe thời gian. Cấu trúc của một ký hiệu OFDMA được cho ở hình 6.22.

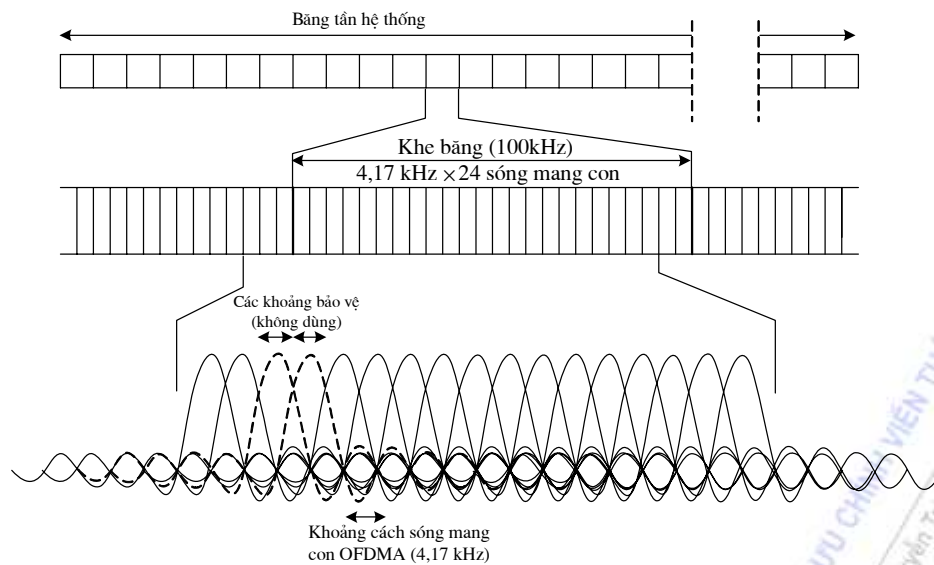
Toàn bộ băng tần hệ thống được chia thành các khối nhỏ (các khe băng) có số lượng sóng mang con không đổi. Để tương thích với GSM, một khe băng được chọn bằng 100 KHz chứa 24 sóng mang con. Vì thế khoảng cách giữa các sóng mang con bằng  $100/24=4,167$ kHz. Hình 6.23 cho thấy cấu trúc tần số của OFDMA.



Hình 6.21. Cấu trúc khung



Hình 6.22. Cấu trúc cụm điều chế OFDMA

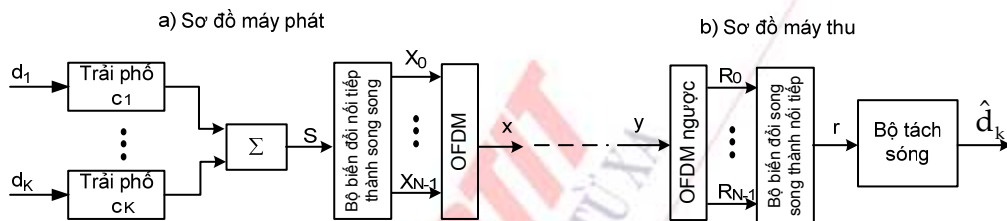


Hình 6.23. Cấu trúc tần số OFDMA

## 6.10. CDMA ĐA SÓNG MANG, MC-CDMA

Tín hiệu MC-CDMA được tạo ra bằng cách kết hợp DSSSS và OFDMA. Mỗi chip của chuỗi trực tiếp sẽ trải phổ cho ký hiệu số liệu sau đó được đặt lên một sóng mang con. Như vậy trong MC-CDMA các chip của một ký hiệu được trải phổ sẽ được truyền song song trên các sóng mang con khác nhau khác với trường hợp truyền nối tiếp trong DSSSS.

Hình 6.24 cho thấy mô hình của một hệ thống MC-CDMA.



Hình 6.24. Mô hình hệ thống MC-CDMA

Hình 6.4 Mô tả hệ thống MC CDMA gồm K người sử dụng. Máy thu thực hiện tách sóng cho người sử dụng thứ k. Tại phía phát (hình 6.24) từng ký hiệu ( $d_k$ ) tốc độ  $R_b=1/T_c$  của từng người sử dụng được trải phổ bởi chuỗi chip  $c_k$  tương ứng có chu kỳ là N và tốc độ chip  $R_c=1/T_c$ . Sau trải phổ K luồng này được cộng đại số với nhau sau đó được bộ biến đổi nối tiếp thành song song chia thành N luồng (tương ứng với N chip trải phổ cho ký hiệu số liệu):

$$s = \sum_{k=1}^K s_k = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}] \quad (6.22)$$

trong đó  $s_k = d_k c_k$ ,

$$c_k = [c_{0,k}, c_{1,k}, \dots, c_{N-1,k}] \quad (6.23)$$

rồi đưa lên bộ điều chế OFDM và đầu ra ta được một ký hiệu OFDM (x) phát đến đầu thu..

Tại phía thu, tín hiệu thu y:

$$y = hx + \eta \quad (6.24)$$

trong đó h là hàm truyền đạt kênh và  $\eta$  là tạp âm

được đưa qua bộ OFDM ngược rồi qua bộ biến đổi song song thành nối tiếp để được:

$$r = [R_0, R_1, \dots, R_{N-1}] \quad (6.25)$$

Cuối cùng luồng r này được đưa lên bộ tách sóng (giải trải phổ) để nhận được ước tính của ký hiệu  $d_k$ :  $\hat{d}_k$ .

## 6.11. TỔNG KẾT

Chương này đã xét nguyên lý chung của điều chế OFDM. OFDM là một hệ thống đa sóng mang trong đó luồng số liệu cần truyền được chia nhỏ và được truyền trên các sóng mang con trực giao với nhau. So với hệ thống FDMA, OFDM cho phép nén phổ xuống 50%. Các vi mạch xử lý tín hiệu như IFFT và FFT cho phép đơn giản hóa quá trình tạo các sóng mang con trong các hệ thống truyền dẫn OFDM. Chương này cũng trình bày các phần tử cơ bản của máy thu và máy phát OFDM trong hệ thống truyền dẫn OFDM. Hai phần tử đặc thù của máy phát và máy thu là bộ biến đổi Fourier nhanh ngược (IFFT) và bộ biến đổi Fourier (FFT). Phá vỡ nhiều đường trong hệ thống truyền dẫn OFDM dẫn đến nhiễu giữa các ký hiệu (ISI) và nhiễu giữa các sóng mang (ICI). Vì thế ta không thể đặt băng thông sóng mang con tùy ý. Băng thông sóng mang con một mặt phải không nhỏ hơn độ rộng băng tần nhất quán đối với tương quan tần số lớn hơn 0,9 để chống ICI, mặt khác phải lớn hơn đại lượng nghịch đảo của RDS để chống phá vỡ chọn lọc tần số gây ra do trải trễ (hay RDS).

Chương này cũng đã xét các thuộc tính và các thông số của OFDM. Quan hệ giữa các thông số điều chế OFDM cũng được phân tích để làm tiền đề cho việc thiết kế các hệ thống truyền dẫn OFDM. Chương này cũng đưa ra phương pháp thiết kế hệ thống truyền dẫn OFDM trong WLAN.

Thí dụ về áp dụng OFDM nhảy tần cho thông tin di động thế hệ mới đã được xét trên dựa trên đề xuất hệ thống này cho UMTS.

Phần cuối cùng của chương đã xét nguyên lý của MC-CDMA. Các sơ đồ đơn giản của máy phát và máy thu trong một hệ thống MC-CDMA cũng đã được xét trong phần cuối cùng này. Đặc thù của MC-CDMA là các chip của mã trải phổ sau khi trải phổ cho số liệu được truyền trên các sóng mang con khác nhau. Như vậy số các sóng mang con của OFDM cũng sẽ bằng số chip trong một chu kỳ chuỗi mã trải phổ.

OFDM hiện đã được ứng dụng rộng rãi trong truyền hình số và các hệ thống WLAN. OFDM và MC-CDMA cũng đang được nghiên cứu ứng dụng cho các hệ thống thông tin di động thế hệ mới.

## 6.12. CÂU HỎI VÀ BÀI TẬP

1. Trình bày nguyên lý chung của OFDM
2. Trình bày nguyên lý tạo các sóng mang con
3. Trình bày phương pháp lựa chọn băng thông sóng mang con
4. Trình bày phương pháp lựa chọn thời gian bảo vệ
5. Giải thích lý do tạo lập cửa sổ
6. Trình bày nguyên nhân gây ra ISI và ICI trong hệ thống truyền dẫn OFDM
7. Trình bày hoạt động của sơ đồ OFDM
8. Trình bày nguyên lý OFDMA nhảy tần
9. Trình bày nguyên lý MC-CDMA
10. Cho một đường truyền có lý lịch trễ công suất sau:

$\tau$ (ns)	0	110	190	410
$a_l^2$ (dB)	0	-9,7	-19,2	-22,8

Tính trễ trội trung bình.

- (a) 20ns; (b) 45,9ns; (c) 51,5ns; (d) 60ns
11. (tiếp) Tính moment bậc hai của lý lịch trễ công suất.  
(a) 1000 ns<sup>2</sup>; (b) 1530ns<sup>2</sup>; (c) 2314,5ns<sup>2</sup>; (d) 2500ns<sup>2</sup>
12. (tiếp) Tính trải trễ trung bình quân phương.  
(a) 15ns; (b) 25ns; (c) 30,6ns; (d) 46ns
13. (tiếp) Tìm băng thông con cực tiểu cho OFDM  
(a) 200 kHz; (b) 300kHz; (c) 350kHz; (d) 434,78kHz
14. (tiếp) Tìm số sóng mang con cực đại cho một hệ thống OFDM có băng thông 10 MHz  
(a) 10; (b) 18; (c) 23; (d) 30
15. Một hệ thống OFDM WLAN (802.11a) sử dụng điều chế 16-QAM với tỷ lệ mã hóa 1/2 cần đảm bảo tốc độ truyền dẫn 24Mbps với tổng độ rộng băng tần  $B_T=20\text{MHz}$  và thông số kênh RDS bằng 200ns. Tính thời gian bảo vệ cần thiết ( $T_{GD}$ ).  
(a) 400ns; (b) 500ns; (c) 800ns
16. (tiếp). Tính thời gian ký hiệu OFDM ( $T_s$ ).  
(a) 1,5  $\mu\text{s}$ ; (b) 3 $\mu\text{s}$ ; (c) 4 $\mu\text{s}$ ; (d) 4,5 $\mu\text{s}$
17. (tiếp). Tính tốc độ ký hiệu OFDM ( $R_s$ ).  
(a) 200 ksp/s; (b) 250ksp/s; (c) 300 ksp/s; (d) 350 ksp/s
18. (tiếp). Tính thời gian hiệu dụng ký hiệu ( $T_{FFT}$ ).  
(a) 3 $\mu\text{s}$ ; (b) 3,2 $\mu\text{s}$ ; (c) 3,5 $\mu\text{s}$ ; (d) 4 $\mu\text{s}$
19. (tiếp). Tính băng thông con (khoảng cách giữa hai sóng mang con)  
(a) 310 kHz; (b) 312,5 kHz; (c) 324,5kHz
20. (tiếp). Tính số bit thông tin trên một ký hiệu OFDM  
(a) 76; (b) 86; (c) 96; (d) 106
21. (tiếp). Tính số bit thông tin trên một sóng mang con.  
(a) 1; (b) 2; (c) 3; (d) 4
22. (tiếp). Tính số sóng mang con nếu cần thêm bốn sóng mang con cho hoa tiêu  
(a) 48; (b) 50; (c) 52; (d) 56
23. (tiếp). Tính tổng băng thông được sử dụng



- (a) 15,25 MHz; (b) 16,25MHz; (d) 17,25 MHz
24. (tiếp) . Tính khoảng băng bảo vệ.  
(a) 3,5 MHz; (b) 3,75MHz; (c) 4MHz; (d) 4,25MHz.
25. Nếu hệ thống WLAN 802.11a trong bài 17 sử dụng điều chế 64 QAM với tỷ lệ mã hóa 3/4 thì tốc độ truyền tin sẽ bằng bao nhiêu.  
(a) 44Mbps; (b) 47Mbps; (c) 54Mbps; (d)64Mbps



# HƯỚNG DẪN TRẢ LỜI

## CHƯƠNG 1

### Bài 6

$P=0,02 \times 1000 + 3 + 0,5 + 0,5 = 24W$ : (d)

### Bài 7

Tổng tích theo cặp của hai chuỗi phải bằng không:  
(a) và (c)

### Bài 8

$$K_{\max} = \frac{M}{\sqrt{\frac{2}{3} \left( \frac{C}{I} \right)}} = \frac{12,5 \cdot 10^3 / 25}{\sqrt{\frac{2}{3} 10^2}} = \frac{500}{8,16} = 61 : (b)$$

### Bài 9

$$K_{\max} = \frac{M}{\sqrt{\frac{2}{3} \left( \frac{C}{I} \right)}} = \frac{12,5 \cdot 10^3 / (100 : 4)}{\sqrt{\frac{2}{3} 10}} = \frac{500}{2,58} = 194 : (c)$$

## CHƯƠNG 2

### Bài 1

Ta có thể viết lại hàm tương quan như sau:

$$R_x(\tau) = 2 + 3\Lambda(\tau); \text{ trong đó } \Lambda(\tau) = \begin{cases} 1 - |\tau|; & |\tau| \leq 1 \\ 0 & \text{nếu khác} \end{cases}$$

Công suất trung bình bằng  $R_x(0) = 2 + 3 = 5W$ : (c)

### Bài 2

Biến đổi Fourier cho tín hiệu  $x(t)$  ta được:

$$\Phi_x(f) = 2\delta(f) + 3\text{Sinc}^2 f$$

Thành phần thứ nhất biểu thị công suất một chiều. Vậy công suất một chiều là  $2W$ : (a)

### Bài 3

Hàm tam giác  $\Lambda_{1000}(f-10^6)$  có giá trị bằng 1 tại  $f=10^6\text{Hz}$  và bằng không tại  $f \leq 0,999\text{MHz}$  và  $f \geq 1,001\text{MHz}$ . Vì thế công suất sẽ là 2 lần của diện tích nửa tam giác từ  $1\text{MHz}$  đến  $1,001\text{MHz}$ .

$$P = 2 \times 1000 \cdot 10^{-4} / 2 = 0,1W : (a)$$

### Bài 4

$$R_c(\tau) = \left(1 + \frac{1}{N}\right) \Lambda_{T_c}(\tau) - \frac{1}{N}$$

$$\Lambda_{T_c} = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & 0 \leq |\tau| \leq T_c \\ 0, & \text{nếu khác} \end{cases}$$

$$R_c(0,7\text{ms}) = \left(1 + \frac{1}{15}\right) \left(1 - 0,75 \times 10^{-3} \times 1000\right) - \frac{1}{15} = 0,25 \left(1 + \frac{1}{15}\right) - \frac{1}{15} = 0,2 : (c)$$

### **Bài 5**

	k/j	0	1	2	3	4	5	6	$R_{cc'}(k)$
$c_j$	0	-1	-1	-1	1	-1	1	1	3/7
	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1/7
	2	-1	1	-1	1	1	-1	-1	3/7
	3	1	-1	1	1	-1	-1	-1	-1/7
	4	-1	1	1	-1	-1	-1	1	-1/7
	5	1	1	-1	-1	-1	1	-1	-5/7
	6	1	-1	-1	-1	1	-1	1	3/7
	$C_j$	-1	-1	-1	1	1	-1	1	

Trả lời : (a)

### **Bài 6**

$$R_{cc'}(1,5T_c) = \frac{1}{7T_c} \int_0^{T_c} c(t)c'(t+1,5T_c)dt$$

$$= \frac{1}{7T_c} \int_0^{T_c} \sum_{i=0}^6 c_i p_{T_c}(t-iT_c) \sum_{j=0}^6 c'_j p_{T_c}(t+1,5T_c-iT_c)dt$$

Nhưng:

$$p_{T_c}(t-iT_c)p_{T_c}(t+1,5T_c-iT_c) = \begin{cases} 1, iT_c < t < (i+0,5)T_c & \text{khi } j = i+1 \\ 1, (i+1)T_c < t < (i+1)T_c & \text{khi } j = i+2 \\ 0, & \text{với mọi } t \text{ khi } j \neq i+1 \text{ hay } i+2 \end{cases}$$

Vì thế

$$R_{cc'}(\tau) = \frac{1}{7T_c} \left[ \int_{iT_c}^{(i+0,5)T_c} \sum_{i=0}^6 c_i c'_{i+1} dt + \int_{(i+0,5)T_c}^{(i+1)T_c} \sum_{i=0}^6 c_i c'_{i+2} dt \right]$$

$$= \frac{1}{7T_c} \left[ 0,5T_c \{(-1 \times -1) + (-1 \times -1) + (-1 \times 1) + (1 \times -1) + (1 \times 1) + (-1 \times 1) + (1 \times -1)\} \right. \\ \left. 0,5T_c \{(-1 \times -1) + (-1 \times 1) + (-1 \times -1) + (1 \times 1) + (1 \times 1) + (-1 \times -1) + (1 \times -1)\} \right] = 1$$

/7

Trả lời: (a)

### **Bài 7**

$$E[(k+x(t))(k+x(t+\tau))] = k^2 + E[x(t)x(t+\tau)] = k^2 + R_x(\tau): (c)$$

### **Bài 8**

Công suất trung bình của tín hiệu  $x(t)$  được xác định như sau:

$$P = R_c(\tau=0) = a \Lambda_{tl}(\tau) = a = (+1)^2 \Pr(x(1)=+1) + (0)^2 \Pr(x(t)=0) + (-1)^2 \Pr(x(t)=-1) = 1/3 + 1/3 = 2/3$$

Trả lời: (b)

### **Bài 9**

$$\begin{aligned} E[(k+x(t)\cos(2\pi f_c t + \theta))(k+x(t+\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta + 2\pi f_c \tau))] &= k^2 + E[x(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \\ x(t+\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta + 2\pi f_c \tau)] &= k^2 + E[x(t)x(t+\tau)]E[\cos(2\pi f_c t + \theta)\cos(2\pi f_c t + \theta + 2\pi f_c \tau)] \\ &= k^2 + 0,5R_x(\tau)\cos(2\pi f_c \tau) \end{aligned}$$

Trả lời: (d)

## **CHƯƠNG 3**

### **Bài 1**

$$G_p = 10 \lg(10^6/1200) = 29,2 \text{ dB}: (a)$$

### **Bài 2**

$$B = R_c = 1/T_c = N/T_b = NR_b = 2047 \times 10 \cdot 10^3 \text{ Hz} = 20,47 \text{ MHz}: (d)$$

### **Bài 3**

$$R_b = R_c/G_p = 10^7/10^3 = 10^4 \text{ bps} = 10 \text{ kbps}: (c)$$

### **Bài 4**

$$z_i = \frac{\sqrt{2E_b}}{T_b} \int_0^{T_b} c(t)c(t-\tau)dt = \frac{\sqrt{2E_b}}{T_b} \Lambda_{T_c}(\tau)$$

$$\text{Khi } \tau = 0,5T_c \quad \Lambda_{T_c}(0,5T_c) = 0,5. \text{ Vậy } z_i = \frac{1}{2} \frac{\sqrt{2E_b}}{T_b}: (b)$$

### **Bài 5**

$$R_b = 64 \text{ kbps}; R_c = 40 \text{ Mcps. Vậy } G_p = R_c/R_b = 40 \cdot 10^6/(64 \cdot 10^3) = 625: (d)$$

### **Bài 6**

Trả lời: (c)

### **Bài 7**

Theo phương trình (3.21) ta có:

$$\begin{aligned}
s(t) &= s_1(t) + s_2(t) \\
&= \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} [-d(t)c_1(t) \sin(2\pi f_c t + \theta) + d(t)c_2(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)] \\
&= \sqrt{\frac{E_b}{T_b}} [-X_1(t) \sin(2\pi f_c t + \theta) + X_2(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)]
\end{aligned}$$

Do  $c_1(t)$  và  $c_2(t)$  có cùng độ dài chip nên:

$$\Phi_{x1}(f) = \Phi_{x1}(f) = T_c \text{Sinc}^2(fT_c)$$

Từ giao trình vì ba số ta có

$$\begin{aligned}
\Phi_s(f) &= 2\Phi_{s1}(f) = \frac{2}{4} \frac{E_b}{T_b} [\Phi_{x1}((f - f_c)T_c) + \Phi_{x1}((f + f_c)T_c)] \\
&= \frac{E_b}{T_b} \cdot \frac{T_c}{2} [\text{Sinc}^2((f - f_c)T_c) + \text{Sinc}^2((f + f_c)T_c)]
\end{aligned}$$

Trả lời: (d)

### **Bài 8**

Từ phương trình (3.22) ta được

$$\gamma = 7\pi/4: (d)$$

### **Bài 9**

Thành phần tần thấp trong (3.24) thứ nhất trong trường hợp này sẽ nhận được từ tích sau:

$$\frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) \sin(2\pi f_c t + \theta') \sin(2\pi f_c t + \theta'') \rightarrow \frac{\sqrt{2E_{br}}}{T_b} d(t-\tau) \cos(\theta' - \theta'')$$

Vì thế tín hiệu  $u(t)$  sẽ giảm.

Trả lời: (b)

### **Bài 10**

$$SNR_0 = \frac{2E_{br}}{N_0} = 2 \cdot 10^2 = 200: (c)$$

### **Bài 11**

$$SNR_0 = \frac{E_{br}}{N_0/2 + P_j T_c/2} = \frac{2P_r}{N_0 R_b + P_j/G_p}$$

$$\frac{E_{br}}{N_0} = \frac{P_r}{N_0 R_b} \Rightarrow N_0 R_b = \frac{P_r}{(E_{br}/N_0)} = (1/100)w = 0,01w$$

$$SNR_0 = \frac{2P_r}{N_0 R_b + P_j/G_p} = \frac{2}{0,01 + 50/2000} = 57,14$$

Trả lời: (b)

### **Bài 12**



$$SNR_0 = \frac{2E_{br}}{N_0 + P_j/B_j} = \frac{2P_r}{N_0R_b + P_jR_b/R_c} = \frac{2P_r}{N_0R_b + P_j/G_p}$$

Trả lời: (d)

### **Bài 13**

Từ phương trình (3.42) ta có

Để thành phần gây nhiễu không đi thẳng:

$$s'_0 = \pm \sqrt{E_{br1}} \cos(\theta') R_c(\tau')$$

bằng không ta cần đảm bảo:  $\tau' = 15m/c = 15m/(3 \cdot 10^8 m/s) \geq T_c = 1/R_c$

Vậy tốc độ chip cực tiểu bằng:

$$R_{cmin} = (3 \cdot 10^8 m/s)/15m = 20 Mcps: (d)$$

### **Bài 14**

(xem bài 13)

Trả lời: (b)

### **Bài 15**

$$\frac{E_{br1}}{N'_0} = \frac{E_{br1}}{N_0 + (D11/D12)P_{r1}/R_c} = \frac{E_{br1}}{N_0 + 4 \frac{P_{r1}T_b}{T_c}} = \frac{E_{br1}}{N_0 + 4E_{br1}/G_p}$$

$$E_{br1} = 100N_0$$

Vậy:

$$\frac{E_{br1}}{N'_0} = \frac{E_{br1}}{N_0 + 0,4N_0} = \frac{E_{br1}}{1,4N_0}$$

Trả lời: (a)

## **CHƯƠNG 4**

### **Bài 1**

Z là một số ngẫu nhiên.

$$E \left[ \int_0^{2T_b} n(t)c(t) \sin(2\pi f_c t + \theta) dt \right] = \int_0^{2T_b} E(n(t))c(t) \sin(2\pi f_c t + \theta) dt = 0$$

Trả lời: (a)

### **Bài 2**

$$\begin{aligned}
& E \left[ \int_0^{2T_b} \int_0^{2T_b} n(t)n(s)c(t)c(s) \sin(2\pi f_c t + \theta) \sin(2\pi f_c s + \theta) dt ds \right] \\
&= \int_0^{2T_b} \int_0^{2T_b} (N_0/2) \cdot \delta(t-s) c(t)c(s) \sin(2\pi f_c t + \theta) \sin(2\pi f_c s + \theta) dt ds \\
&= N_0/2 \int_0^{2T_b} c(t)^2 \sin^2(2\pi f_c t + \theta) dt = N_0 T_b / 2
\end{aligned}$$

Trả lời: (a)

#### **Bài 4**

Không tồn tại quan hệ tuyến tính giữa  $P_b$ ,  $K$ ,  $N$ ,  $SNR$

Trả lời: (e)

#### **Bài 6**

Số người sử dụng trong 1 cell tính theo công thức :

$$K_{\max} = 1 + \frac{G_p \lambda}{(E_{br} / N_0) \nu (1 + \beta)} \eta$$

$$K_{\max} = 1 + \frac{(1,25 \cdot 10^3 / 9,6) \cdot 0,8}{10^{0,6} \cdot 0,6 \cdot (1 + 0,5)} \cdot 2,5 = 80,6. \text{ Vậy số người sử dụng trên đoạn ô là } K_{\max}/3 = 26,4$$

Trả lời: (b)

#### **Bài 7**

Do hệ thống là trải phổ DS/SS – BPSK nên ta có xác suất lỗi bit của hệ thống xác định như sau:

Hệ thống DS/SS-BPSK có xác suất lỗi là :

$$K_{\max} = 1 + \frac{G_p \lambda}{(E_{br} / N_0) \nu (1 + \beta)} \eta$$

$$\Rightarrow G = \frac{K_{\max} \frac{E_b}{N_0} (1 + \beta) \nu}{\lambda} = \frac{40,4 \cdot 8 \cdot (1 + 0,6) \cdot 0,5}{0,8 \cdot 1} = 192 \text{ (lần)}$$

$$G = \frac{R_c}{9,6} \Rightarrow R_c = 9,6 \cdot G = 9,6 \cdot 192 \approx 1,8 \text{ (Mcps)} : (c)$$

#### **Bài 8**

$$P_e = Q \left( \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right); x = \sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} = \sqrt{2,4 \cdot 8} = 3;$$

$$P_e = e^{-9/2} / (2,5 \times 3) = 1,5 \cdot 10^{-3} : (b)$$

## CHƯƠNG 5

### Bài 15

$$\lambda = c/f_c = \frac{3 \cdot 10^8}{1850 \cdot 10^6} = 0,162 \text{m}$$

$$f = f_c + f_d = 1850 \cdot 10^6 + \frac{80 \cdot 10^3}{3600 \times 0,162} = 1850,000137 \text{MHz}$$

Trả lời: (c)

### Bài 16

$$f = f_c - f_d = 1850 \cdot 10^6 - 137 \cdot 10^6 = 1849,999863 \text{MHz: (c)}$$

### Bài 17

(d)

### Bài 18

$$\Delta\tau = 100:64 = 1,5625 \mu\text{s: (c)}$$

### Bài 19

$$\bar{\tau} = \frac{(1)(5) + (0,1)(1) + (0,1)(2) + (0,001)(0)}{[0,01 + 0,1 + 0,1 + 1]} = 4,38 \mu\text{s: (c)}$$

### Bài 20

$$\bar{\tau}^2 = \frac{(1)(5)^2 + (0,1)(1)^2 + (0,1)(2)^2 + (0,01)(0)}{1,21} = 21,07 \mu\text{s}^2: (d)$$

### Bài 21

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{21,07 - (4,38)^2} = 1,37 \mu\text{s: (c)}$$

### Bài 22

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}} = \frac{1}{5(1,37 \mu\text{s})} = 146 \text{kHz: (b)}$$

## CHƯƠNG 6

### Bài 10

Chuyển bảng lý lịch trễ công suất vào số lần

$\tau_i$ (ns)	0	110	190	410
$a_i^2$	1	0,107	0,012	0,0052

$$\bar{\tau} = \frac{1(0) + 0,107(110) + 0,012(190) + 0,0052(410)}{1 + 0,107 + 0,012 + 0,0052}$$

$$= \frac{11,77 + 2,28 + 2,132}{1,1242} = 14,4\text{ns: (b)}$$

#### **Bài 11**

$$\overline{\tau^2} = \frac{1(0)^2 + 0,107(110)^2 + 0,012(190)^2 + 0,0052(410)^2}{1 + 0,107 + 0,012 + 0,0052}$$

$$= \frac{1294,7 + 433,2 + 874,12}{1,1242} = 2314,55\text{ns}^2: \text{ (c)}$$

#### **Bài 12**

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} = \sqrt{2314,55 - 207,36} = 46\text{ns: (d)}$$

#### **Bài 13**

Tính băng thông sóng mang con cực tiểu:

$$1/(50\sigma_{\tau}) = 10^9/(50 \times 46) = 434,78 \text{ kHz: (c)}$$

#### **Bài 14**

$$10 \cdot 10^6 / (434,78 \cdot 10^3) = 23 \text{ (c)}$$

#### **Bài 15**

$$T_{GD} = 4 \times 200\text{ns} = 800\text{ns: (c)}$$

#### **Bài 16**

$$\text{Tính thời gian của một ký hiệu OFDM: } T_s = 5 \times T_{GD} = 5 \times 800\text{ns} = 4\mu\text{s: (c)}$$

#### **Bài 17**

$$\text{Tính tốc độ ký hiệu OFDM: } R_s = 1/T_s = 10^6/4 = 250\text{ksp/s: (b)}$$

#### **Bài 18**

$$\text{Tính thời gian hiệu dụng ký hiệu: } T_{FFT} = T_s - T_{GD} = 3,2\mu\text{s: (b)}$$

#### **Bài 19**

$$\text{Tính độ băng thông con: } \Delta f = 1/T_{FFT} = 10^6/3,2 = 312,5 \text{ kHz: (b)}$$

#### **Bài 20**

$$\text{Tính số bit thông tin trên một ký hiệu: } 24\text{Mbps} \times 4\mu\text{s} = 96: \text{ (c)}$$

#### **Bài 21**

$$\text{Tính số bit thông tin trên một sóng mang con: } 4/2 = 2: \text{ (b)}$$

#### **Bài 22**

$$96/2 + 4 = 52: \text{ (c)}$$

#### **Bài 23**

Tính tổng băng thông được sử dụng:  $52 \times 312,5 \text{ KHz} = 16,25 \text{ MHz}$ : (b)

#### **Bài 24**

Tính khoảng băng bảo vệ:  $20 \text{ Mhz} - 16,25 \text{ Mhz} = 3,75 \text{ MHz}$ : (b)

#### **Bài 25**

Tốc độ truyền tin sẽ là:  $48 \times 6 \times 3/4 \times 250.10^3 = 54 \text{ Mbps}$ : (c)





## THUẬT NGỮ

AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gauss trắng cộng
BER	Bit Error Rate	Tỷ số bit lỗi
BPSK	Binary Phase Shift Keying Modulation	Điều chế khóa dịch pha hai trạng thái
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã
DPS	Delay Power Spectrum	Phổ công suất trễ
FFT	Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh
FSR	FFT time to Symbol period Ratio in an OFDM symbol	Tỷ số giữa thời gian FFT và chu kỳ ký hiệu OFDM
ICI	Inter Carrier Interference	Nhiều giữa các sóng mang
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Biến đổi Fourier nhanh đảo
ISI	Inter Symbol Interference	Nhiều giữa các ký hiệu
LOS	Line of Sight	Đường truyền thẳng
MA	Multiple Access	Đa truy nhập
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ghép kênh phân chia theo tần số trực giao
PDF	Probability Density Function	Hàm mật độ xác suất
PDP	Power Delay Profile	Lý lịch trễ công suất
QAM	Quadrature Amplitude Modulation	Điều chế biên cầu phương
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying Modulation	Điều chế khóa dịch pha cầu phương
QoS	Quality of Service	Chất lượng dịch vụ
RDS	Root mean square Delay Spread	Trải trễ trung bình quân phương
rms	Root mean square	Trung bình quân phương
SE	Spectrum Efficiency	Hiệu suất phổ tần
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên nhiễu cộng tạp âm
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỷ số tín hiệu trên tạp âm

## KÝ HIỆU

$B$	Băng thông tổng
$B_C$	Băng thông nhất quán
$B$	Độ rộng băng tần của số liệu hay thông tin
$f_d$	Trải Doppler
$C$	Dung lượng
$E_S$	Năng lượng ký hiệu thu
$f_c$	Tần số trung tâm
$K$	Thừa số K kênh Rice
$M$	Mức điều chế
$N$	Số sóng mang con trong hệ thống OFDM
$L$	Số tia đa đường
$N_B$	Số băng con trong hệ thống OFDM
$N_0$	Mật độ phổ công suất AWGN (W/Hz)
$P$	Công suất
$P_e$	Xác suất lỗi
$P_r$	Công suất thu
$P_{FR}$	$\Delta f \times RDS$
$P_T$	Công suất phát
$r(t)$	Công suất thu trong miền thời gian
$R_b$	Tốc độ bit
$r_c$	Tỷ lệ mã
$R_{tb}$	Tốc độ bit tổng của hệ thống
$R_S$	Tốc độ ký hiệu
$SE$	Hiệu suất phổ
$T_b$	Thời gian bit
$T_C$	Thời gian nhất quán
$T_{FFT}$	Thời gian truyền dẫn hiệu dụng trong một ký hiệu OFDM, thời gian FFT
$T_{GD}$	Không bảo vệ trong một ký hiệu OFDM
$T$	Chu kỳ ký hiệu
$T_{win}$	Thời gian cửa sổ trong một ký hiệu OFDM
$\sigma_\tau$	Trải trễ trung bình quân phương
$\Delta f$	Băng thông sóng mang con của hệ thống OFDM

## TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. TS. Nguyễn Phạm Anh Dũng, Lý thuyết trải phổ và ứng dụng, Giáo trình, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Nhà xuất bản Bưu điện, 2000
2. TS. Nguyễn Phạm Anh Dũng, Lý thuyết trải phổ và đa truy nhập vô tuyến, Giáo trình, Học Viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, 2004
3. TS. Nguyễn Phạm Anh Dũng, Cơ sở truyền dẫn vi ba số, Giáo trình, Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông, Nhà xuất bản Bưu điện, 2001



HỌC VIỆN CÔNG NGHỆ BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG  
Km10 Đường Nguyễn Trãi, Hà Đông-Hà Tây  
Tel: (04) 5541221; Fax: (04) 5540587  
Website: <http://www.o-pit.edu.vn>; E-mail: [ditx@o-pit.edu.vn](mailto:ditx@o-pit.edu.vn)

# MỤC LỤC

<b>CHƯƠNG 1. TỔNG QUAN CÁC PHƯƠNG PHÁP ĐA TRUY NHẬP VÀ KỸ THUẬT TRẢI PHỔ</b>	<b>1</b>
1.1. Giới thiệu chung	1
1.2. Mở đầu	1
1.3. Đa truy nhập phân chia theo tần số, FDMA	5
1.4. Đa truy nhập phân chia theo thời gian, TDMA	9
1.5. Đa truy nhập phân chia theo mã. CDMA	13
1.6. Đa truy nhập phân chia theo không gian, SDMA	25
1.7. So sánh dung lượng hệ thống FDMA, TDMA, CDMA	27
1.8. Tổng kết	28
1.9. Câu hỏi và bài tập	29
 <b>CHƯƠNG 2. TẠO MÃ TRẢI PHỔ</b>	 <b>30</b>
2.1. Giới thiệu chung	30
2.2. Các chuỗi PN	30
2.3. Tự tương quan và tương quan chéo	33
2.4. Một số thuộc tính quan trọng của chuỗi m	34
2.5. Mã Gold	37
2.6. Các mã trực giao	37
2.7. Áp dụng mã trong các hệ thống CDMA	38
2.8. Tổng kết	39
2.9. Câu hỏi và bài tập	39
 <b>CHƯƠNG 3. CÁC HỆ THỐNG TRẢI PHỔ CHUỖI TRỰC TIẾP</b>	 <b>41</b>
3.1. Giới thiệu chung	41
3.2. Mã giả tạp âm sử dụng trong DSSS	41
3.3. Các hệ thống DSSS-BPSK	43
3.4. Các hệ thống DSSS-QPSK	50
3.5. Hiệu năng của các hệ thống DSSS	54
3.6. Tổng kết	59
3.7. Câu hỏi và bài tập	59
 <b>CHƯƠNG 4. MÔ HÌNH KÊNH ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO MÃ VÀ HIỆU NĂNG CỦA NÓ</b>	 <b>62</b>
4.1. Giới thiệu chung	62
4.2. Mô hình kênh đa truy nhập phân chia theo mã, DSCDMA	62
4.3. Xác suất lỗi bit	72
4.4. CDMA với các phương pháp điều chế khác	76
4.5. Tổng kết	80
4.6. Câu hỏi và bài tập	80

<b>CHƯƠNG 5. ĐA TRUY NHẬP VÔ TUYẾN TRONG MÔI TRƯỜNG PHẠ ĐÌNH DI ĐỘNG VÀ PHÂN TẬP</b>	<b>82</b>
5.1. Giới thiệu chung	82
5.2. Mở đầu	82
5.3. Miền không gian	84
5.4. Miền tần số	85
5.5. Miền thời gian	86
5.6. Quan hệ giữa các thông số trong các miền khác nhau	88
5.7. Các loại phadinh phạm vi hẹp	89
5.8. Các phân bố Rayleigh và Rice	90
5.9. Các mô hình kênh trong miền thời gian và tần số	91
5.10. Các dạng phân tập	97
5.11. Máy thu RAKE	98
5.12. MIMO và phân tập	101
5.13. Tổng kết	106
5.14. Câu hỏi và bài tập	108
 <b>CHƯƠNG 6. ĐA TRUY NHẬP PHÂN CHIA THEO TẦN SỐ TRỰC GIAO VÀ CDMA ĐA SÓNG MANG</b>	 <b>110</b>
6.1. Giới thiệu chung	110
6.2. Mở đầu	110
6.3. Nguyên lý OFDM	112
6.4. Sơ đồ hệ thống truyền dẫn OFDM	114
6.5. Các tín hiệu của hệ thống OFDM	119
6.6. Nhiễu giữa các ký hiệu (ISI) và giữa các sóng mang (ICI)	121
6.7. Dung lượng hệ thống OFDM	123
6.8. Ảnh hưởng của các thông số quyết định dung lượng lên QoS trong hệ thống OFDM	125
6.9. Hệ thống OFDMA nhảy tần	128
6.10. CDMA đa sóng mang, MC-CDMA	132
6.11. Tổng kết	133
6.12. Câu hỏi và bài tập	134
 <b>HƯỚNG DẪN TRẢ LỜI</b>	 <b>136</b>
 <b>THUẬT NGỮ VÀ KÝ HIỆU</b>	 <b>144</b>
 <b>TÀI LIỆU THAM KHẢO</b>	 <b>146</b>



# LÝ THUYẾT TRẢI PHỔ VÀ ĐA TRUY NHẬP VÔ TUYẾN

**Mã số: 411TPĐ460**

**Chịu trách nhiệm bản thảo**

**TRUNG TÂM ĐÀO TẠO BƯU CHÍNH VIỄN THÔNG 1**

*(Tài liệu này được ban hành theo Quyết định số: 817/QĐ-TTĐT ngày 25/10/2006 của Giám đốc Học viện Công nghệ Bưu chính Viễn thông)*