

HỌC VIỆN KỸ THUẬT QUÂN SỰ
BỘ MÔN THÔNG TIN – KHOA VÔ TUYẾN ĐIỆN TỬ

ĐỖ QUỐC TRINH – VŨ THANH HẢI

KỸ THUẬT TRẢI PHỔ VÀ ỨNG DỤNG

**(Tài liệu dùng cho đào tạo Cao học
các chuyên ngành
Vô tuyến điện tử và Thông tin liên lạc)**

HÀ NỘI - 2006

MỤC LỤC

	Trang
Mục lục	03
Danh mục chữ viết tắt	06
Lời nói đầu	07
Chương 1: TỔNG QUAN	09
1.1. Giới thiệu	09
1.2. Các hệ thống thông tin trải phổ	10
1.3. Hàm tự tương quan và mật phổ công suất	12
1.3.1 . Hàm tự tương quan và mật phổ công suất	13
1.3.2. Các tín hiệu nhị phân băng gốc	15
1.3.3. Các tín hiệu băng thông	17
Chương 2: CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN TRẢI PHỔ	20
2.1. Các hệ thống trải phổ dây trực tiếp DS/SS	20
2.1.1. Mở đầu	20
2.1.2. Tín hiệu giả tạp (PN)	20
2.1.3. Các hệ thống DS/SS-BPSK	23
2.1.4. Các hệ thống DS/SS-QPSK	28
2.1.5. Hiệu suất của các hệ thống DS/SS	32
2.2. Các hệ thống trải phổ nhảy tần FH/SS	37
2.2.1. Mở đầu	37
2.2.2. Các hệ thống trải phổ nhảy tần nhanh (FFH)	37
2.2.3. Các hệ thống trải phổ nhảy tần chậm (SFH)	42
2.3. Các hệ thống trải phổ nhảy thời gian và các hệ thống lai ghép	44
2.3.1. Các hệ thống trải phổ nhảy thời gian TH/SS	44
2.3.2 So sánh các hệ thống trải phổ	46
2.3.3 Đa truy nhập	47

2.3.4. Các hệ thống lai ghép	48
Chương 3: CÁC DÂY GIÃ TẠP	52
3.1. Các dây PN	52
3.2. Các tính chất của dây m	58
3.3. Các dây đa truy nhập trải phổ	65
3.3.1. Các dây Gold	65
3.3.2. Các dây Kasami	67
3.3.3. Các giới hạn tương quan chéo	68
3.3.4. Các dây phức	69
Chương 4: ĐỒNG BỘ TRONG THÔNG TIN TRẢI PHỔ	73
4.1. Vấn đề đồng bộ trong thông tin trải phổ	73
4.2. Các hệ thống đồng bộ sơ bộ mã PN	75
4.2.1. Bắt mã trong các hệ thống DS/SS	75
4.2.2. Quá trình bắt mã PN trong các hệ thống FH/SS	87
4.3. Các hệ thống đồng bộ tinh	90
4.3.1. Bám mã PN trong hệ thống DS/SS	90
4.3.2. Quá trình bám mã trong hệ thống FH/SS	97
Chương 5: ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG CỦA DS/CDMA	100
5.1. CDMA cơ bản	100
5.1.1. Mô hình hệ thống	100
5.1.2. Xác suất lỗi bit	104
5.1.3. Xấp xỉ Gao xơ của xác suất lỗi bit	108
5.1.4. Xấp xỉ Gao xơ cải tiến của xác suất lỗi bit	109
5.1.5. Công thức dung lượng đơn giản	111
5.2. CDMA với các dạng điều chế và mã hóa khác	112
5.2.1. Các dạng điều chế khác	113
5.2.2. Mã hóa sửa lỗi	116
5.3. CDMA trong các kênh fading đa tia	118

5.3.1. Fading đa tia	118
5.3.2. Máy thu RAKE	122
5.4. CDMA tế bào và so sánh với FDMA/TDMA	124
5.5. Ví dụ thiết kế hệ thống CDMA	129
5.5.1. Giới thiệu	129
5.5.2. Kênh CDMA đường lên	129
5.5.3. Kênh CDMA đường xuống	134
Chương 6: CÁC ỨNG DỤNG CỦA KỸ THUẬT TRẢI PHỔ	138
6.1. Thông tin vệ tinh	138
6.1.1. Đa truy nhập	140
6.1.2. Tỷ số tín/tạp	141
6.2. Đo cự li	143
6.3. Hệ thống định vị toàn cầu (GPS)	146
6.4. Vô tuyến di động đa truy nhập nhảy tần	148
6.5. Radar xung	151
Tài liệu tham khảo	155

DANH MỤC CHỮ VIẾT TẮT

AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gao xơ trắng cộng tính
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Điều chế số dịch pha nhị phân
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo mã
CNR	Carrier to Noise Ratio	Tỉ số sóng mang trên tạp âm
DS	Direct Sequence	Dãy trực tiếp
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo tần số
FFH	Fast Frequency Hopping	Nhảy tần nhanh
FH	Frequency Hopping	Nhảy tần
FSK	Frequency Shift Keying	Điều chế số dịch tần
GPS	Global Positioning System	Hệ thống định vị toàn cầu
PG	Processing Gain	Độ tăng ích xử lí
PN	Pseudo-Noise	Giả tạp âm
PSD	Power Spectral Density	Mật phổ công suất
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Điều chế số dịch pha cầu phương
SFH	Slow Frequency Hopping	Nhảy tần chậm
SNR	Signal to Noise Ratio	Tỉ số tín trên tạp âm
SS	Spread Spectrum	Trải phổ
SSMA	Spread Spectrum Multiple Access	Đa truy nhập trải phổ
TDMA	Time Division Multiple Access	Đa truy nhập phân chia theo thời gian
TH	Time Hopping	Nhảy thời gian

LỜI NÓI ĐẦU

Trước đây trong thời kì chiến tranh lạnh, môn thông tin trải phổ chủ yếu nằm trong bí mật, do đó phần lớn thông tin về môn này vào thời kì đó chỉ có thể tìm thấy trong các tài liệu mật. Ngày nay bức tranh đã thay đổi đáng kể. Sách báo công khai về trải phổ khá phong phú, các ứng dụng của kĩ thuật trải phổ đã được mở rộng từ lĩnh vực quân sự sang lĩnh vực thương mại. Ví dụ như các hệ thống thông tin di động tế bào sử dụng đa truy nhập trải phổ (CDMA) ngày càng phổ biến trên thế giới, và ngay cả hệ thống di động thế hệ 3 (3G) và cao hơn cũng chọn trải phổ làm phương pháp đa truy nhập.

Tài liệu “*Kĩ thuật trải phổ và ứng dụng*” gồm 6 chương. Chương 1 ôn lại những định nghĩa cơ bản cần thiết cho nắm vững các chương tiếp theo. Các hệ thống thông tin trải phổ điển hình như DS/SS và FH/SS được trình bày chi tiết trong chương 2. Chương 3 nghiên cứu các dãy giả tạp âm và tính chất của chúng. Các hệ thống đồng bộ mã PN được trình bày trong chương 4. Chương 5 tập trung vào một ứng dụng phổ biến nhất của trải phổ là hệ thống di động tế bào CDMA. Chương 6 trình bày một số ứng dụng khác của kĩ thuật trải phổ cả trong quân sự và thương mại.

Tài liệu này được biên soạn lần đầu nên chắc chắn không tránh khỏi thiếu sót. Chúng tôi hi vọng sẽ nhận được nhiều ý kiến đóng góp để lần tái bản sau tài liệu sẽ hoàn chỉnh hơn.

TS. Đỗ Quốc Trinh
TS. Vũ Thanh Hải

Chương 1

TỔNG QUAN

1.1. GIỚI THIỆU

Phổ tần vô tuyến từ lâu đã được coi là tài nguyên công cộng quý báu của quốc gia và tự nhiên. Việc bảo vệ và tăng cường tài nguyên hạn chế này đã trở thành hoạt động quan trọng vì phổ tần vô tuyến về cơ bản là tài nguyên hữu hạn, song dùng lại được. Nó dùng lại được theo nghĩa là khi một người ngừng dùng tần số nào đó thì người khác có thể bắt đầu dùng tần số này. Phổ tần là hữu hạn ở chỗ chỉ một dải tần nhất định là dùng được cho thông tin ở trình độ công nghệ bất kì cho trước. Mặc dù những tiến bộ công nghệ tiếp tục mở rộng dải tần dùng được, các tính chất cơ bản của sóng vô tuyến làm cho một số tần số hay được dùng hơn, do đó quý giá hơn các tần số khác. Theo nghĩa này, các tính chất truyền dẫn của sóng vô tuyến trong dải 0.5-3 GHz là đặc biệt quý giá đối với nhiều dịch vụ cố định và di động.

Vấn đề là ngày càng nhiều công nghệ và dịch vụ tranh dành nhau đoạn phổ tần quý giá đó, nhất là vì nhu cầu về phổ tần vô tuyến tăng nhanh đối với các dịch vụ mới, như là *Dịch vụ thông tin cá nhân* (Personal Communication Service – PCS) và điện thoại tế bào. Quản lí việc sử dụng phổ tần là nhiệm vụ cực kì phức tạp vì có nhiều loại dịch vụ và công nghệ. Trước đây việc này được thực hiện bằng cách cấp các băng hoặc các blocks phổ cho các dịch vụ khác nhau như là quảng bá, di động, nghiệp dư, vệ tinh, điểm-điểm cố định và thông tin hàng không. Gần đây có cách tiếp cận khác để giải quyết vấn đề này. Nó dựa trên khả năng của một số phương pháp điều chế chia sẻ cùng băng tần mà không gây nên nhiễu đáng kể. Đó là phương pháp điều chế trải phổ (Spread Spectrum – SS), nhất là khi dùng kết hợp với kĩ thuật đa truy nhập phân chia theo mã (Code Division Multiple Access – CDMA). Từ đó mà còn có tên gọi kĩ thuật đa truy nhập trải phổ (Spread Spectrum Multiple Access – SSMA).

SS/CDMA đã đi qua quãng đường phát triển dài. Nó có từ thời trước chiến tranh Thế giới II, đồng thời ở Mỹ và Đức. Vào thời gian đó nó là hoạt động tối mật. Những cải tiến sau đó, đặc biệt là trong lĩnh vực CDMA, đều xảy ra sau Thế chiến II. Gần đây SS/CDMA được xem xét lại và tỏ ra là phương tiện hấp dẫn để xác định vị trí xe cộ, nhờ khả năng xác định cự li đồng thời của nó trong khi đang sử dụng kênh. Ngoài ra nó còn cung cấp giải pháp cho vấn đề tắc nghẽn phổ trong điện thoại tế bào đang phát triển nhanh.

Như có thể hình dung, sử dụng thương mại của trải phổ đang thu hút sự chú ý đáng kể. SS hoặc là đang sử dụng hoặc đang được đề xuất sử dụng trong nhiều

ứng dụng mới, như là *Mạng thông tin cá nhân* (Personal Communication Networks – PCN), WLAN (Wireless Local Area Networks), *Tổng đài nhánh cá nhân vô tuyến* (Wireless Private Branch Exchanges – WPBX), các hệ thống điều khiển kiểm kê vô tuyến, các hệ thống báo động trong tòa nhà và *hệ thống định vị toàn cầu* (Global Positioning System - GPS).

Điều chế SS có một số đặc điểm hấp dẫn, quan trọng nhất trong số đó là:

- khả năng chống lại nhiễu cố ý và không cố ý – đặc điểm quan trọng đối với thông tin trong các vùng đông đúc như thành phố;
- có khả năng loại bỏ hoặc giảm nhẹ ảnh hưởng của truyền lan đa đường, có thể là vật cản lớn trong thông tin thành phố;
- có thể chia sẻ cùng băng tần (như “tắm phủ”) với các người dùng khác, nhờ tính chất tín hiệu giống như tạp âm của nó;
- có thể dùng cho thông tin vệ tinh đã cấp phép trong chế độ CDMA;
- cho mức độ riêng tư nhất định nhờ dùng các mã trải giả ngẫu nhiên làm cho nó khó bị nghe trộm.

1.2. CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN TRẢI PHỔ

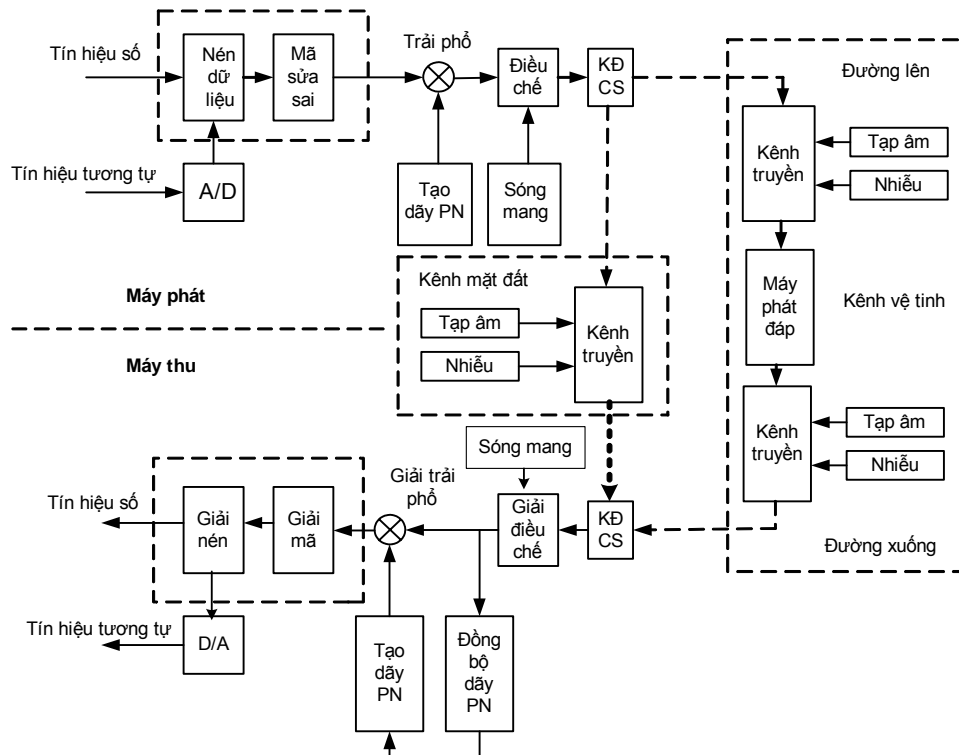
Trong các hệ thống thông tin thông thường, dải thông là điều quan tâm chủ yếu và các hệ thống đều được thiết kế sao cho sử dụng càng ít dải thông càng tốt. Dải thông cần để phát nguồn tín hiệu tương tự bằng hai lần dải thông của nguồn trong các hệ thống điều biên hai biên. Nó bằng vài lần dải thông của nguồn trong các hệ thống điều tần tùy thuộc vào chỉ số điều chế. *Đối với nguồn tín hiệu số, dải thông yêu cầu là cùng bậc với tốc độ bit của nguồn.* Dải thông yêu cầu chính xác phụ thuộc vào loại điều chế (BPSK, QPSK, v.v.).

Trong các hệ thống thông tin trải phổ, dải thông của tín hiệu được mở rộng, thường bằng vài bậc dải thông trước khi phát. Khi chỉ có một người dùng trong băng tần SS, hiệu quả dải thông là thấp. Tuy nhiên trong môi trường đa người dùng, các người dùng có thể chia sẻ cùng một băng tần SS và hệ thống có thể trở nên hiệu quả dải thông trong khi vẫn duy trì các ưu điểm của hệ thống trải phổ.

Hình 1.1 là sơ đồ khối chức năng của hệ thống thông tin trải phổ điển hình đối với cả hai cấu hình mặt đất và vệ tinh. Nguồn có thể là số hay tương tự. Nếu nguồn là tương tự, đầu tiên nó được số hóa bằng sơ đồ biến đổi tương tự/số (analog-to-digital A/D) nào đó như là điều chế xung mã (Pulse-Code Modulation – PCM) hay điều chế delta (DM). Bộ nén dữ liệu loại bỏ hoặc giảm bớt độ dư thông tin trong nguồn số. Sau đó tín hiệu ra được mã hóa bằng bộ mã hóa sửa sai, đưa thêm độ dư mã hóa vào nhằm mục đích phát hiện và sửa các sai có thể phát sinh khi truyền qua kênh tần số vô tuyến (Radio Frequency - RF). Phổ của tín hiệu nhận được trải ra trên dải thông mong muốn, tiếp sau là bộ điều chế có tác dụng dịch phổ đến dải tần phát được gán. Sau đó tín hiệu đã điều chế được khuếch đại và gửi qua kênh truyền mặt đất hoặc vệ tinh. Kênh gây ra một số tác động xấu: nhiễu, tạp âm, suy hao công suất tín hiệu. Chú ý rằng bộ nén/giải nén

dữ liệu và bộ mã sửa sai/ giải mã là tùy chọn. Chúng dùng để cải thiện chất lượng hệ thống. Vị trí của các chức năng trải phổ và điều chế có thể đổi lẫn cho nhau. Hai chức năng này thường được kết hợp và thực hiện như một khối duy nhất.

Tại đầu thu, máy thu cố gắng khôi phục lại tín hiệu gốc bằng cách khử các quá trình sử dụng ở máy phát; nghĩa là tín hiệu thu được giải điều chế, giải trải phổ, giải mã và giải nén để nhận được tín hiệu số. Nếu nguồn là tương tự, tín hiệu số được biến đổi thành tương tự nhờ bộ D/A.



Hình 1.1 Sơ đồ khối hệ thống thông tin số trải phổ điển hình

Trong các hệ thống thông thường, các chức năng trải và giải trải phổ không có trong sơ đồ khối hình 1.1. Đây là khác nhau chức năng duy nhất giữa hệ thống thông thường và hệ thống SS.

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

- tín hiệu phát chiếm dải thông lớn hơn nhiều dải thông tối thiểu cần thiết để truyền tin tức;
- sự mở rộng dải thông được thực hiện nhờ một mã không phụ thuộc vào dữ liệu.

Có 3 loại hệ thống trải phổ cơ bản: *dãy trực tiếp* (Direct Sequence – DS), *nhảy tần* (Frequency Hopping – FH) và *nhảy thời gian* (Time Hopping – TH).

Cũng có thể kết hợp các loại này với nhau. Hệ thống DS/SS đạt được trải phổ nhờ nhân nguồn với tín hiệu giả ngẫu nhiên. Hệ thống FH/SS đạt được trải phổ bằng cách nhảy tần số sóng mang của nó trên một tập lớn các tần số. Mẫu nhảy tần là giả ngẫu nhiên. Trong hệ thống TH/SS, khối các bit dữ liệu được nén và phát đi một cách gián đoạn trong một hoặc nhiều khe thời gian trong khung gồm một số lớn các khe thời gian. Mẫu nhảy thời gian giả ngẫu nhiên xác định khe thời gian nào được dùng để truyền trong mỗi khung.

Ban đầu các kĩ thuật SS được dùng trong các hệ thống thông tin quân sự. Ý tưởng là làm cho tín hiệu phát có dạng giống như tạp âm đối với máy thu không chủ định, làm cho máy thu này khó phát hiện và lấy ra tin tức. Để biến đổi tin tức thành tín hiệu giống như tạp âm, ta dùng mã được giả thiết là ngẫu nhiên để mã hóa tin tức. Ta mong muốn mã này càng ngẫu nhiên càng tốt. Tuy nhiên, máy thu chủ định phải biết được đó là mã nào để tạo ra một mã y hệt và đồng bộ với mã phát đi để giải mã tin tức. Do đó mã giả ngẫu nhiên phải là tất định. Tín hiệu giả ngẫu nhiên được thiết kế để có dải thông rộng hơn nhiều dải thông của tin tức. Tin tức được biến đổi bởi mã sao cho tín hiệu nhận được có dải thông xấp xỉ dải thông của tín hiệu ngẫu nhiên. Có thể xem việc biến đổi như là quá trình mã hóa và được gọi là *trải phổ*. Ta nói rằng tin tức được trải ra bởi mã giả ngẫu nhiên tại máy phát. Máy thu phải giải trải tín hiệu tới để đưa dải thông về dải thông ban đầu của tin tức.

Hiện nay các quan tâm chính đến hệ thống SS là trong các ứng dụng đa truy nhập, ở đó nhiều người dùng cùng chia sẻ dải thông truyền dẫn. Trong hệ thống DS/SS, tất cả các người dùng chia sẻ cùng một băng tần và phát tín hiệu của mình một cách đồng thời. Máy thu sử dụng tín hiệu giả ngẫu nhiên chính xác để khôi phục tín hiệu mong muốn bằng quá trình giải trải. Các tín hiệu không mong muốn khác sẽ giống như các can nhiễu phổ rộng công suất thấp, và ảnh hưởng của chúng được lấy trung bình bởi phép giải trải. Trong các hệ thống FH/SS và TH/SS, mỗi người dùng được gán một mã giả ngẫu nhiên khác nhau sao cho không có hai máy phát nào sử dụng cùng một tần số hoặc cùng một khe thời gian đồng thời, nghĩa là các máy phát tránh xung đột với nhau. Vì thế, FH và TH là loại hệ thống tránh, trong khi DS là loại hệ thống lấy trung bình.

Sự phát triển của các hệ thống SS có một lịch sử dài. Lưu ý rằng SS đã phát triển từ các ý tưởng có liên quan trong các hệ thống rada, thông tin mật và các hệ thống dẫn đường tên lửa. Một điều thú vị là nữ nghệ sĩ Hollywood Hedy Bamar là người đồng giải thưởng với George Antheil về phát minh ra FH trong năm 1942.

1.3. HÀM TỰ TƯƠNG QUAN và MẬT ĐỘ PHỔ CÔNG SUẤT

Để hiểu phổ của tín hiệu có thể trải ra như thế nào, ta nghiên cứu hàm tự tương quan và mật độ phổ công suất của các tín hiệu. Phần này trình bày tóm tắt các định nghĩa của hàm tự tương quan và mật độ phổ công suất của các tín hiệu ngẫu nhiên và tất định.

1.3.1. Hàm tự tương quan và mật phổ công suất (PSD)

1. Các tín hiệu tắt định

Tín hiệu tắt định $x(t)$ được gọi là *tín hiệu năng lượng* nếu năng lượng của nó là hữu hạn, tức là

$$\mathcal{E}_x = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt < \infty \quad (1.1)$$

Nó được gọi là *tín hiệu công suất* nếu năng lượng của nó là vô hạn, nhưng công suất trung bình là hữu hạn, tức là

$$P_{ave} = \lim_{t_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{t_0} \int_{-t_0/2}^{t_0/2} |x(t)|^2 dt < \infty \quad (1.2)$$

Chú ý rằng bất kì tín hiệu tuần hoàn nào cũng là tín hiệu công suất. Ví dụ $u(t) - u(t - 10)$, với $u(t) = 0, t < 0$ và $u(t) = 1, t \geq 0$ và $e^{-2t}u(t)$ là các tín hiệu năng lượng; trong khi các sóng sin, sóng vuông và các tín hiệu không đổi là các tín hiệu công suất. Một số tín hiệu như $e^t u(t)$; $tu(t)$ không phải là tín hiệu năng lượng và cũng không phải là tín hiệu công suất.

Xét tín hiệu tắt định $x(t)$, hàm tự tương quan chuẩn hóa của nó được xác định bởi

$$R_x(\tau) = \lim_{t_0 \rightarrow \infty} \frac{1}{t_0} \int_{-t_0/2}^{t_0/2} x(t + \tau)x(t) dt \quad (1.3)$$

Về ý nghĩa, hàm tự tương quan đo mức độ giống nhau giữa tín hiệu và phiên bản bị dịch đi của nó. Nó là hàm của độ dịch τ . Nếu $x(t)$ là hàm phức, thì hàm dưới dấu tích phân $x(t + \tau)x(t)$ được thay bằng $x(t + \tau)x^*(t)$, ở đây $x^*(t)$ là kí hiệu liên hợp phức của $x(t)$. Nói chung ta chỉ đề cập đến tín hiệu thực nên định nghĩa (1.3) là đủ. Nếu $x(t)$ tuần hoàn với chu kì T_p thì phép lấy trung bình (1.3) có thể thực hiện trên một chu kì tức là

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T_p} \int_{t'}^{t'+T_p} x(t + \tau)x(t) dt \quad (1.4)$$

ở đây t' là hằng số bất kì. Chú ý rằng $R_x(\tau)$ trong (1.4) cũng tuần hoàn với chu kì T_p .

Mật phổ công suất (PSD) của $x(t)$, kí hiệu là $\varphi_x(f)$ được định nghĩa là biến đổi Fourier của hàm tự tương quan của nó, tức là

$$\varphi_x(f) = \Phi\{R_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau)e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.5)$$

Do đó hàm tự tương quan là biến đổi Fourier ngược của PSD

$$R_x(\tau) = \Phi^{-1}\{\varphi_x(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_x(f)e^{j2\pi f\tau} df \quad (1.6)$$

PSD cho ta biết công suất trung bình của tín hiệu được phân bố trong miền tần số

như thế nào. Công suất tín hiệu trong băng tần được xác định bởi diện tích của PSD trong băng tần đó. Ví dụ công suất trung bình chứa trong băng tần từ $f_1 \div f_2$ Hz là

$$\int_{f_1}^{f_2} \varphi_x(f) df + \int_{-f_2}^{-f_1} \varphi_x(f) df \quad (1.7)$$

(vì tần số được biểu diễn bởi cả hai giá trị âm và dương trong miền tần số). Nếu $x(t)$ tuần hoàn với chu kỳ T_p thì $\varphi_x(f)$ chỉ chứa các hàm xung kim tại các tần số

$0, \pm \frac{1}{T_p}, \pm \frac{2}{T_p}L$, nghĩa là công suất trung bình chỉ xuất hiện tại thành phần một

chiều, tần số cơ bản và các hài.

Công suất trung bình của tín hiệu bằng giá trị hàm tự tương quan của nó tại $\tau = 0$. Nó cũng có thể nhận được bằng tích phân PSD:

$$P_{ave} = R_x(0) = \left[\int_{-\infty}^{\infty} \varphi_x(f) e^{j2\pi f \tau} df \right]_{\tau=0} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_x(f) df \quad (1.8)$$

Đối với tín hiệu năng lượng $x(t)$, ta cũng có thể định nghĩa hàm tự tương quan như là $R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t+\tau)x(t)dt$. Bình phương biên độ của biến đổi Fourier của nó được gọi là mật phổ năng lượng và kí hiệu là $|X(f)|^2$, ở đây $X(f)$ là biến đổi Fourier của $x(t)$. Mật phổ năng lượng chỉ ra năng lượng của tín hiệu được phân bố như thế nào trong miền tần số. Năng lượng của tín hiệu bằng tích phân của mật phổ năng lượng tức là

$$\mathcal{E}_x = R_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df \quad (1.9)$$

2. Các tín hiệu ngẫu nhiên

Tín hiệu ngẫu nhiên (quá trình ngẫu nhiên) $X(t)$ là tập hợp các biến ngẫu nhiên, có chỉ số t . Nếu ta cố định giá trị của t , ví dụ $t = t_1$, thì $X(t_1)$ chính là biến ngẫu nhiên. Tính chất thống kê của các biến ngẫu nhiên có thể mô tả bằng hàm mật độ xác suất đồng thời (probability density function - pdf) của chúng, còn tính chất thống kê của quá trình ngẫu nhiên có thể mô tả bằng các pdf đồng thời của quá trình ngẫu nhiên tại các thời điểm khác nhau. Tuy nhiên trong thực tế thường không cần biết các pdf đồng thời. Chỉ cần thống kê bậc 1 (trung bình) và thống kê bậc 2 (hàm tự tương quan) là đủ. Trung bình của quá trình ngẫu nhiên $X(t)$ là kì vọng (trung bình tập hợp) của nó:

$$\mu_X(t) = E(X(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{x(t)}(x) dx \quad (1.10)$$

ở đây $p_{x(t)}(x)$ là pdf của $X(t)$ tại thời điểm t . Hàm tự tương quan của tín hiệu ngẫu nhiên có thể định nghĩa tương tự trường hợp tín hiệu tất định trong phần trước, với trung bình thời gian thay bằng kì vọng. Cụ thể, hàm tự tương quan của

quá trình ngẫu nhiên $X(t)$ là

$$R_x(t+\tau, t) = E(X(t+\tau)X(t)) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} p_{x(t+\tau), x(t)}(x_1, x_2) x_1 x_2 dx_1 dx_2 \quad (1.11)$$

ở đây $E(.)$ là kí hiệu của kì vọng, còn $p_{x(t+\tau), x(t)}(x_1, x_2)$ là pdf đồng thời của $X(t+\tau)$ và $X(t)$. Nếu trung bình $\mu_x(t)$ và hàm tự tương quan $R_x(t+\tau, t)$ không phụ thuộc vào t , thì ta nói rằng $X(t)$ là quá trình ngẫu nhiên dừng theo nghĩa rộng (wide-sense stationary - WSS). Trong những trường hợp như vậy ta bỏ qua biến t và sử dụng $R_x(\tau)$ cho hàm tự tương quan. Đối với quá trình ngẫu nhiên WSS, PSD kí hiệu là $\varphi_x(f)$ được định nghĩa là biến đổi Fourier của $R_x(\tau)$ nghĩa là

$$\varphi_x(f) = \Phi\{R_x(\tau)\} = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (1.12)$$

$$R_x(\tau) = \Phi^{-1}\{\varphi_x(f)\} = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_x(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (1.13)$$

Và công suất trung bình là

$$P_{ave} = E(X^2(t)) = R_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_x(f) df \quad (1.14)$$

Đối với tín hiệu có thành phần DC và tuần hoàn, PSD chứa hàm delta tại tần số 0 (DC) và tại các tần số ứng với thành phần tuần hoàn. Hàm delta hay hàm xung kim đơn vị tại thời điểm t_0 có thể định nghĩa bởi 2 điều kiện sau

$$\delta(t-t_0) = 0, \quad t \neq t_0$$

$$\int_a^b \delta(t-t_0) dt = 1, \quad a < t_0 < b \quad (1.15)$$

Chú ý rằng biến đổi Fourier của $A\delta(t-t_0)$ là $Ae^{-j2\pi ft_0}$ và biến đổi Fourier của A là $A\delta(f)$. Ví dụ của PSD chứa hàm delta là:

$$\varphi_x(f) = e^{-|f|} + 0.2\delta(f) + 0.3\delta(f-f_c) + 0.3\delta(f+f_c) \text{ W/Hz} \quad (1.16)$$

Công suất trung bình của thành phần DC của $X(t)$ là diện tích của hàm delta tại $f=0$ và bằng 0.2 W. Công suất trung bình của thành phần f_c Hz là $2 \times 0.3 = 0.6$ W. Số hạng $e^{-|f|}$ tương ứng với thành phần phi chu kì của $X(t)$. Tổng công suất trung bình là

$$0.2 + 0.6 + \int_{-\infty}^{\infty} e^{-|f|} df = 2.8 \text{ W} \quad (1.17)$$

1.3.2. Các tín hiệu nhị phân băng gốc

Trong phần này và phần sau, ta trình bày các hàm tự tương quan và PSD của các tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên không điều chế (hay băng gốc) và các tín hiệu nhị phân có điều chế (hay băng thông). Các kết quả này rất có ích trong việc mô tả và phân tích các hệ thống DS/SS.

Trước khi tiếp tục, ta định nghĩa xung vuông biên độ đơn vị vì nó thường được sử dụng trong giáo trình này. Xung vuông biên độ đơn vị có độ rộng T

được xác định là

$$p_T(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t < T \\ 0, & \text{những trường hợp khác} \end{cases} \quad (1.18)$$

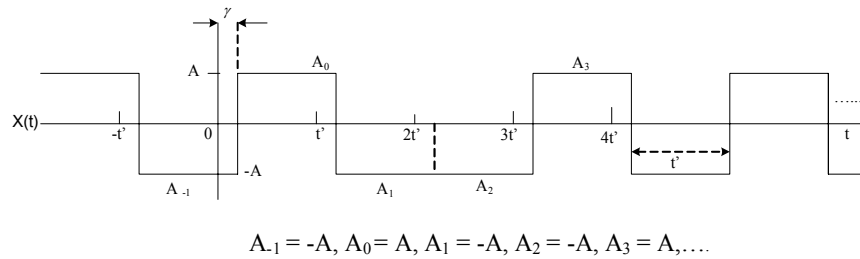
Biến đổi Fourier của $p_T(t)$ là $T \sin c(fT) e^{-\pi f T}$, ở đây $\sin c(t) = \sin(\pi t)/(\pi t)$. Chú ý rằng diện tích dưới hàm $\sin c(t)$, cũng như dưới hàm $\sin^2(t)$ bằng 1, tức là

$$\int_{-\infty}^{\infty} \sin c(t) dt = \int_{-\infty}^{\infty} \sin^2(t) dt = 1 \quad (1.19)$$

Tín hiệu ngẫu nhiên băng gốc chỉ nhận các giá trị nhị phân có thể biểu diễn như sau

$$X(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} A_k p_{t'}(t - \gamma - kt') \quad (1.20)$$

ở đây t' (hằng số) là độ dài của 1 bit, $\{A_k, A_{-2}, A_{-1}, A_0, A_1, A_2, \dots\}$ là các biến ngẫu nhiên phân bố đều và độc lập (independent and identically distributed - i.i.d), nhận các giá trị $\pm A$ với xác suất bằng nhau, γ là biến ngẫu nhiên phân bố đều từ $0 \div t'$. Biến ngẫu nhiên γ được đưa vào để làm cho tín hiệu ngẫu nhiên $X(t)$ thành WSS. Một thể hiện của $X(t)$ cho trên hình 1.2.



Hình 1.2 Một thể hiện của tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên $X(t)$

Có thể chỉ ra rằng hàm tự tương quan của $X(t)$ là

$$R_x(\tau) = E[X(t)X(t+\tau)] = \begin{cases} A^2(1 - \frac{|\tau|}{t'}), & |\tau| \leq t' \\ 0, & \text{những trường hợp khác} \end{cases} = A^2 \Lambda_{t'}(\tau) \quad (1.21)$$

ở đây $\Lambda_{t'}(t)$ là hàm tam giác có độ cao đơn vị và diện tích t' , nghĩa là

$$\Lambda_{t'}(t) = \begin{cases} 1 - \frac{|t|}{t'}, & |t| \leq t' \\ 0, & \text{những trường hợp khác} \end{cases} \quad (1.22)$$

Biến đổi Fourier của $\Lambda_{t'}(t)$ là $t' \sin c^2(ft')$. Chú ý rằng vì $X(t)$ là tín hiệu ngẫu nhiên thực (không phải phức) nên $R_x(\tau)$ là đối xứng đối với τ .

Phương trình (1.21) chỉ ra rằng $X(t)$ và $X(t+\tau)$ có "sự giống nhau" cực đại khi $\tau=0$; chúng có sự giống nhau nào đó khi $0 < |\tau| < t'$, do một phần nào đó của mỗi bit của $X(t)$ có cùng giá trị như $X(t+\tau)$ (ví dụ nếu $\gamma=0$ và $0 < \tau < t'$, nên $X(t)=X(t+\tau)=A_0$ khi $0 < t < t'-\tau$). Tuy nhiên, khi $\tau > t'$, $X(t)$ và $X(t+\tau)$ không có sự giống nhau nào vì tại thời điểm bất kì giá trị của $X(t)$ không phụ thuộc vào giá trị của $X(t+\tau)$ vì chúng ứng với các khoảng bit khác nhau. Lấy biến đổi Fourier của phương trình (1.21) ta được PSD

$$\varphi_x(f) = A^2 t' \sin c^2(ft') \quad (1.23)$$

Hàm tự tương quan và PSD của $X(t)$ được vẽ trên hình 1.3. Để ý rằng các điểm 0 đầu tiên của PSD xuất hiện tại $f = \pm \frac{1}{t'}$ và cực đại là $A^2 t'$ tại $f=0$.

Không phụ thuộc vào giá trị của t' , $R_x(0) = \int_{-\infty}^{\infty} \varphi_x(f) df = A^2$, là công suất trung bình của $X(t)$. PSD nhận được chỉ ra rằng công suất trung bình trải ra trên dải thông lớn nếu t' là nhỏ (ứng với tốc độ bit cao trong tín hiệu $X(t)$); nó tập trung trong dải hẹp nếu t' là lớn (ứng với tốc độ bit thấp trong $X(t)$).

Có một vài định nghĩa về dải thông của tín hiệu. Định nghĩa dải thông mà ta sẽ sử dụng đối với tín hiệu băng gốc là dải thông điểm 0 đầu tiên, được xác định như độ rộng từ gốc đến điểm 0 đầu tiên của PSD. Đối với $X(t)$ nhị phân trong phương trình (1.20), dải thông là $1/t'$.

1.3.3. Các tín hiệu băng thông

Bây giờ ta xét phiên bản điều chế của tín hiệu ngẫu nhiên $X(t)$, nghĩa là

$$Y(t) = X(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (1.24)$$

ở đây f_c là hằng số (tần số mang), còn θ là pha ngẫu nhiên, phân bố đều trên khoảng $(0, 2\pi)$, không phụ thuộc vào $X(t)$. Pha ngẫu nhiên θ là cần thiết để làm cho $Y(t)$ thành WSS. Hàm tự tương quan và PSD của $Y(t)$ có thể biểu diễn trên cơ sở hàm tự tương quan và PSD của $X(t)$ như sau

$$R_y(\tau) = \frac{1}{2} R_x(\tau) \cos(2\pi f_c \tau) \quad (1.25)$$

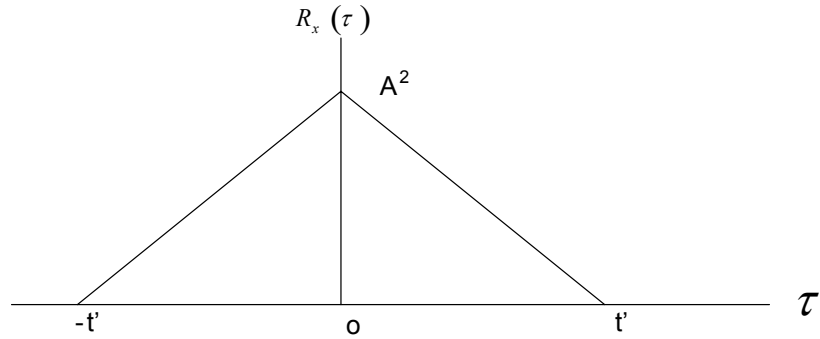
$$\varphi_y(f) = \frac{1}{4} \{ \varphi_x(f - f_c) + \varphi_x(f + f_c) \} \quad (1.26)$$

Khi $X(t)$ là tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên cho bởi phương trình (1.20), ta có

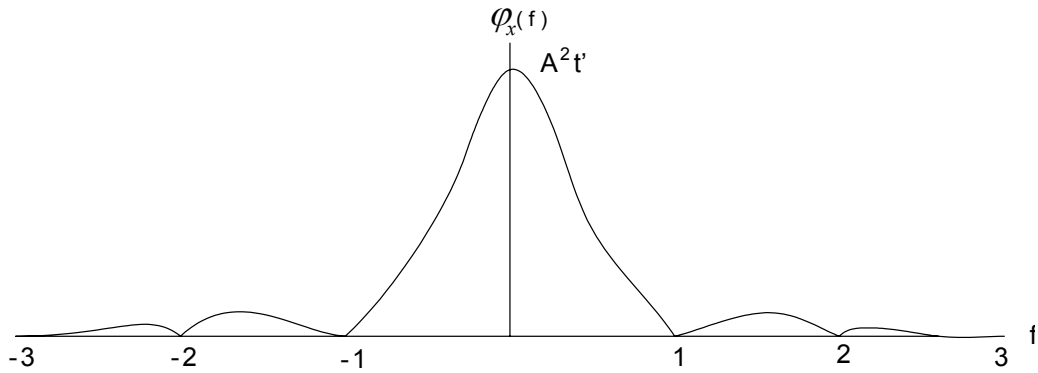
$$R_y(\tau) = \frac{A^2}{2} \Lambda_{t'}(\tau) \cos(2\pi f_c \tau) \quad (1.27)$$

$$\varphi_y(f) = \frac{A^2 t'}{4} \left\{ \sin^2((f - f_c)t') + \sin^2((f + f_c)t') \right\} \quad (1.28)$$

Chúng được vẽ trên hình 1.4. Như mong đợi, phổ có tâm ở tần số $\pm f_c$. Đối với các tín hiệu băng thông ta sử dụng dải 0 đến 0 như số đo dải thông. Do đó, dải thông của $Y(t)$ là $2/t'$. Chú ý rằng công suất trung bình của $Y(t)$ là $R_y(0) = A^2/2$, bằng một nửa công suất trung bình của $X(t)$. Trong hình 1.4, ta sử dụng $f_c = 4/t'$.

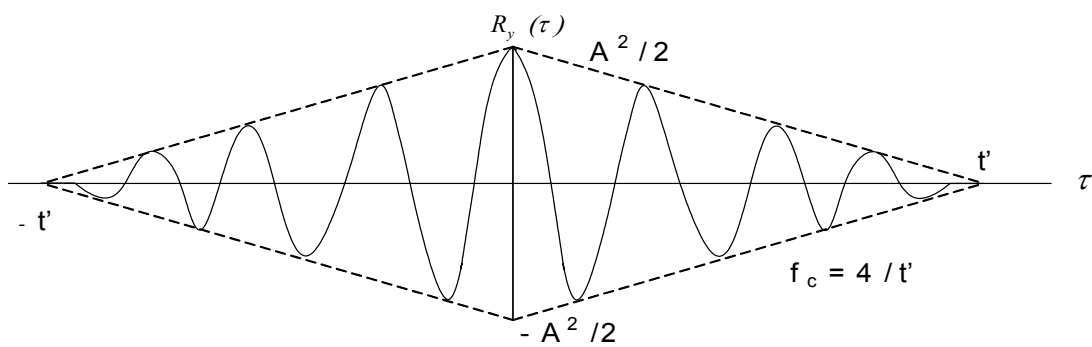


(a) Hàm tự tương quan

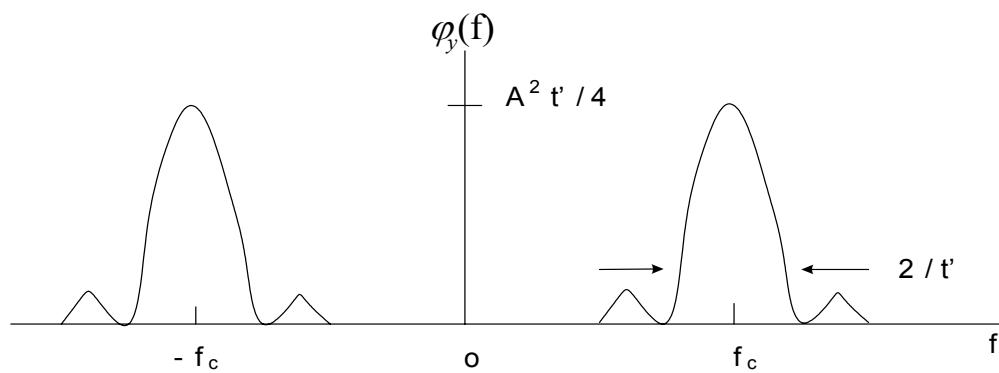


(b) Mật phổ công suất

Hình 1.3 Hàm tự tương quan và PSD của tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên $X(t)$



(a) Hàm tự tương quan



(b) Mật phổ công suất

Hình 1.4 Hàm tự tương quan và PSD của tín hiệu nhị phân đã điều chế $Y(t)$

Chương 2

CÁC HỆ THỐNG THÔNG TIN TRẢI PHỔ

2.1 CÁC HỆ THỐNG TRẢI PHỔ DÂY TRỰC TIẾP DS/SS

2.1.1 Mở đầu

Tín hiệu DS/SS nhận được bằng cách điều chế tin tức bởi tín hiệu giả ngẫu nhiên băng rộng. Sản phẩm trở thành tín hiệu băng rộng. Trước tiên ta nghiên cứu một số tính chất của các tín hiệu giả ngẫu nhiên. Sau đó ta xem xét các máy phát và các máy thu của hệ thống DS/SS sử dụng BPSK và QPSK. Ta cũng nghiên cứu ảnh hưởng của tạp âm và nhiễu cố ý đến chất lượng của hệ thống DS/SS. Cuối cùng ta nghiên cứu ảnh hưởng của việc chia sẻ cùng kênh với vài người dùng (nhiều đa truy nhập) và ảnh hưởng của đa tia.

2.1.2 Tín hiệu giả tạp

Như đã đề cập trong chương 1, ta dùng mã “ngẫu nhiên” để trải phổ của tin tức tại máy phát và giải trải phổ của tín hiệu thu được tại máy thu. Mã ngẫu nhiên đóng vai trò rất quan trọng trong các hệ thống SS. Tuy nhiên nếu mã này là ngẫu nhiên thực sự, thì ngay cả máy thu mong muốn cũng không thể lấy được tin tức vì chưa có phương pháp nào để đồng bộ với mã ngẫu nhiên thực sự, như vậy hệ thống trở nên vô dụng. Thay vào đó ta phải dùng mã giả ngẫu nhiên, là mã tất định mà máy thu mong muốn biết được, còn đối với máy thu không mong muốn thì nó giống như tạp âm. Nó thường được gọi là dây giả tạp (Pseudo-Noise PN). Dây PN là dãy các con số tuần hoàn với chu kỳ nhất định. Ta sử dụng $\{c_i, i = \text{integer}\} \equiv \{L, c_{-1}, c_0, c_1, L\}$ để chỉ dãy PN. Giả sử N là chu kỳ của nó tức là $c_{i+N} = c_i$. Đôi khi ta gọi N là độ dài của dãy PN, và dãy tuần hoàn chỉ đơn thuần là phần mở rộng có chu kỳ của dãy dài N .

Để dãy $\{a_i\}$ là dãy tạp ngẫu nhiên tốt, giá trị của a_i phải độc lập với giá trị a_j với bất kỳ $i \neq j$. Để điều này xảy ra thì dãy không được lặp lại tức chu kỳ phải là ∞ . Vì dãy PN là tuần hoàn, chu kỳ của nó phải lớn để nhận được tính chất ngẫu nhiên tốt.

Trong hệ thống DS/SS, tín hiệu liên tục thời gian (gọi là tín hiệu PN) được tạo ra từ dãy PN để trải phổ. Giả sử dãy PN là nhị phân, tức $c_i = \pm 1$, thì tín hiệu PN là

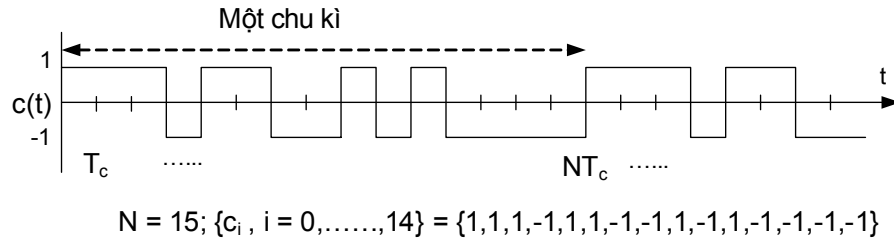
$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c_k p_{T_c}(t - kT_c) \quad (2.1)$$

ở đây $p_{T_c}(t)$ là xung vuông biên độ bằng 1. Số c_k được gọi là *chíp* và độ dài thời gian T_c giây được gọi là thời gian chíp. Để ý rằng tín hiệu PN có chu kỳ NT_c . Một

ví dụ như hình 2.1 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 PN (dãy) cũng được gọi là tín hiệu trái (dãy), tín hiệu (dãy) ngẫu nhiên, và dạng sóng (dãy) đặc trưng.



Hình 2.1 Một ví dụ của tín hiệu PN $c(t)$, tạo nên từ dãy PN có chu kì $N = 15$

Để thuận tiện, ta mô hình hóa tín hiệu PN như tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên tức giả sử c_i bằng 1 hoặc -1 với xác suất như nhau và rằng c_i và c_j là độc lập nếu $i \neq j$. Do đó hàm tự tương quan của nó là

$$R_c(\tau) = \Lambda_{T_c}(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c}, & |\tau| \leq T_c \\ 0 & \text{khác} \end{cases} \quad (2.2)$$

Và mật phổ công suất PSD của nó bằng

$$\varphi_c(f) = T_c \sin^2(fT_c) \quad (2.3)$$

Nói đúng ra thì tín hiệu PN thực chất là tín hiệu tắt định, cho nên hàm tự tương quan của nó có thể tính được từ (1.4), với $T_p = NT_c$ tức là

$$R_c(\tau) = \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t+\tau)c(t)dt \quad (2.4)$$

Hàm tự tương quan nhận được là hàm tuần hoàn với chu kì NT_c .

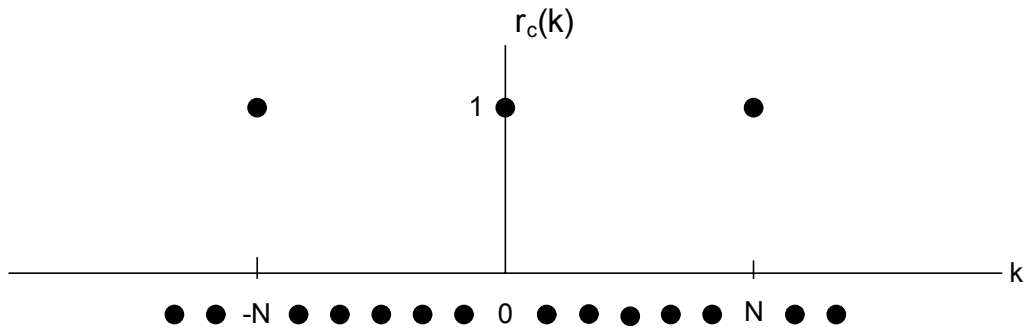
Một loại dãy gọi là dãy *độ dài cực đại* hoặc *dãy m* đã được nghiên cứu mạnh mẽ. Dãy m với chu kì N có hàm tự tương quan chuẩn hóa xác định bởi

$$r_c(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} c_{i+k}c_i = \begin{cases} 1, & k = 0, \pm N, \pm 2N, \dots \\ -\frac{1}{N} & \text{các giá trị khác} \end{cases} \quad (2.5)$$

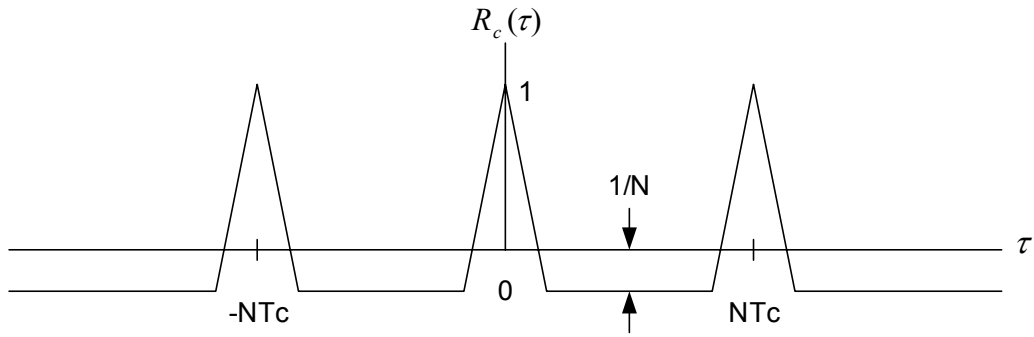
Hàm này được biểu diễn trên hình 2.2. Dãy PN tương ứng có hàm tự tương quan tuần hoàn với chu kì NT_c và chu kì đầu tiên xác định bởi

Dạng của nó là hình tam giác như hình 2.2b. Với N lớn, (2.6) xấp xỉ bằng (2.2) và xét theo các tính chất tự tương quan của mình dãy m trở thành dãy ngẫu nhiên khi $N \rightarrow \infty$.

$$\begin{aligned}
 R_c(\tau) &= \frac{1}{NT_c} \int_0^{NT_c} c(t+\tau)c(t)dt \\
 &= \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T_c} \left(1 + \frac{1}{N}\right), & 0 \leq |\tau| \leq T_c \\ -\frac{1}{N}, & T_c \leq |\tau| \leq \frac{1}{2}NT_c \end{cases} \\
 &= \left(1 + \frac{1}{N}\right)\Lambda_{T_c}(\tau) - \frac{1}{N}
 \end{aligned} \tag{2.6}$$



(a) Hàm tự tương quan của dãy m



Hàm tự tương quan của dãy PN

Hình 2.2 Hàm tự tương quan của tín hiệu PN nhận được từ dãy m.

2.1.3 Các hệ thống DS/SS-BPSK

1. Máy phát

Sơ đồ khối của máy phát DS/SS-BPSK như hình 2.3. Dữ liệu hoặc tín tức $b(t)$ nhận các giá trị ± 1 , có thể biểu diễn như sau

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k p_T(t - kT) \quad (2.7)$$

ở đây $b_k = \pm 1$ là bit dữ liệu thứ k và T là độ dài của nó (tức tốc độ dữ liệu là $1/T$ bps). Tín hiệu $b(t)$ được trải ra bởi tín hiệu PN $c(t)$ qua phép nhân. Tín hiệu kết quả $b(t)c(t)$ sau đó điều chế sóng mang dùng BPSK, tạo nên tín hiệu DS/SS-BPSK như sau

$$s(t) = Ab(t)c(t)\sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.8)$$

ở đây A là biên độ, f_c là tần số sóng mang và θ là pha sóng mang.

Trong nhiều ứng dụng, một bit tín tức bằng một chu kỳ của tín hiệu PN tức là $T = NT_c$. Trong hình 2.3 ta có $N = 7$. Có thể thấy rằng tích $b(t)c(t)$ lại là tín hiệu nhị phân với biên độ ± 1 và có cùng tần số như tín hiệu PN.

2. Máy thu

Sơ đồ khối của máy thu DS/SS-BPSK cho trên hình 2.4. Mục đích của máy thu là khôi phục tín tức $b(t)$ (dữ liệu $\{b_i\}$) từ tín hiệu thu được gồm tín hiệu phát cộng với tạp âm. Vì có độ trễ τ trong truyền sóng nên tín hiệu thu được là

$$s(t - \tau) + n(t) = Ab(t - \tau)c(t - \tau)\sin(2\pi f_c(t - \tau) + \theta) + n(t) \quad (2.9)$$

ở đây $n(t)$ là tạp âm từ kênh và từ front-end của máy thu.

Để giải thích quá trình khôi phục, giả sử rằng không có tạp âm. Đầu tiên tín hiệu thu được giải trải để đưa băng rộng về băng hẹp, sau đó nó được giải điều chế để nhận được tín hiệu băng gốc. Để giải trải, tín hiệu thu được nhân với tín hiệu PN (đồng bộ) $c(t - \tau)$ tạo ra tại máy thu, kết quả được

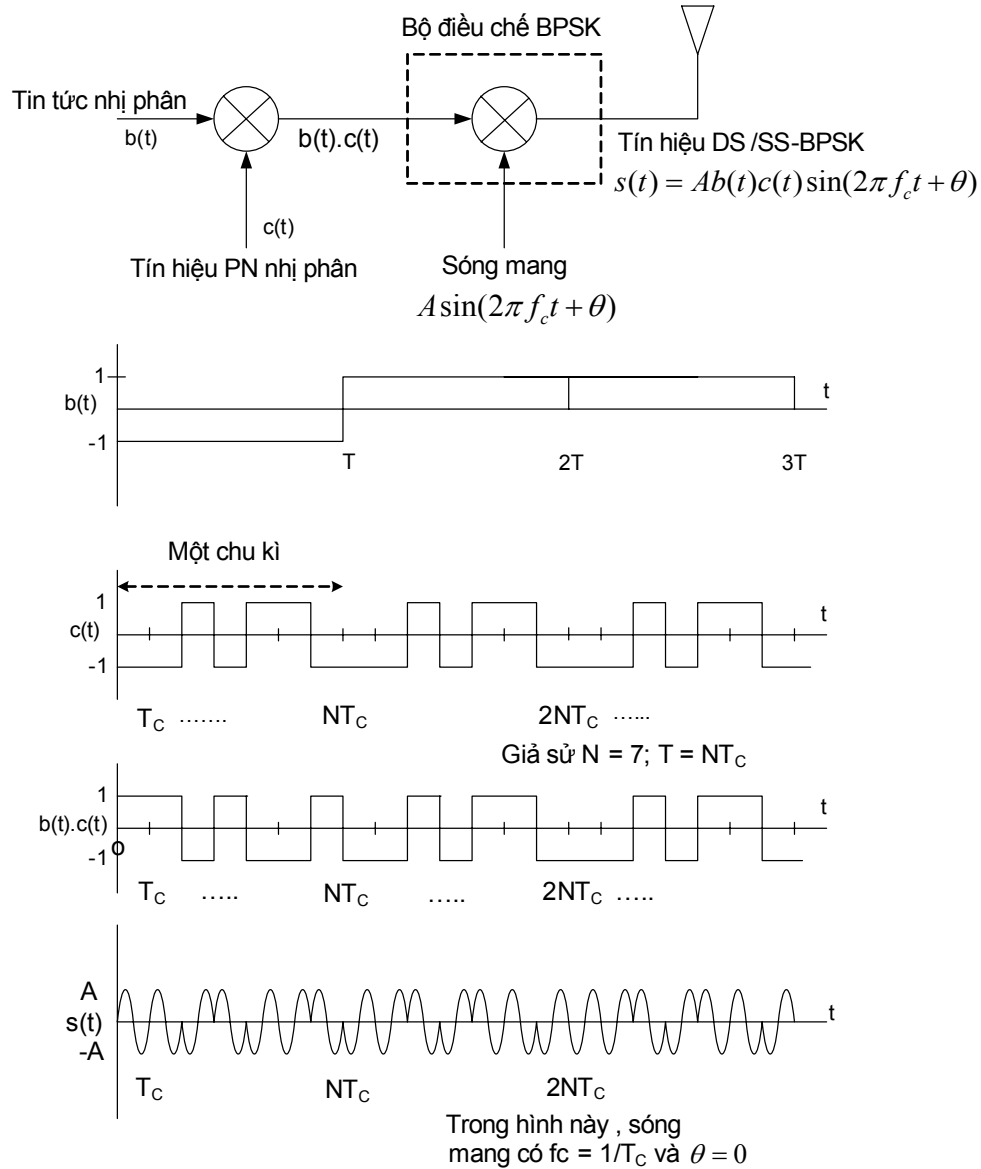
$$\begin{aligned} w(t) &= Ab(t - \tau)c^2(t - \tau)\sin(2\pi f_c t + \theta') \\ &= Ab(t - \tau)\sin(2\pi f_c t + \theta') \end{aligned} \quad (2.10)$$

vì $c(t) = \pm 1$, còn $\theta' = \theta - 2\pi f_c \tau$. Đây là tín hiệu băng thông dải hẹp với dải thông $2/T$. Để giải điều chế giả sử rằng máy thu biết được pha θ' và tần số f_c cũng như điểm bắt đầu của mỗi bit. Bộ giải điều chế BPSK gồm *bộ tương quan* theo sau là *thiết bị ngưỡng*. Để phát hiện bit dữ liệu thứ i , bộ tương quan tính toán

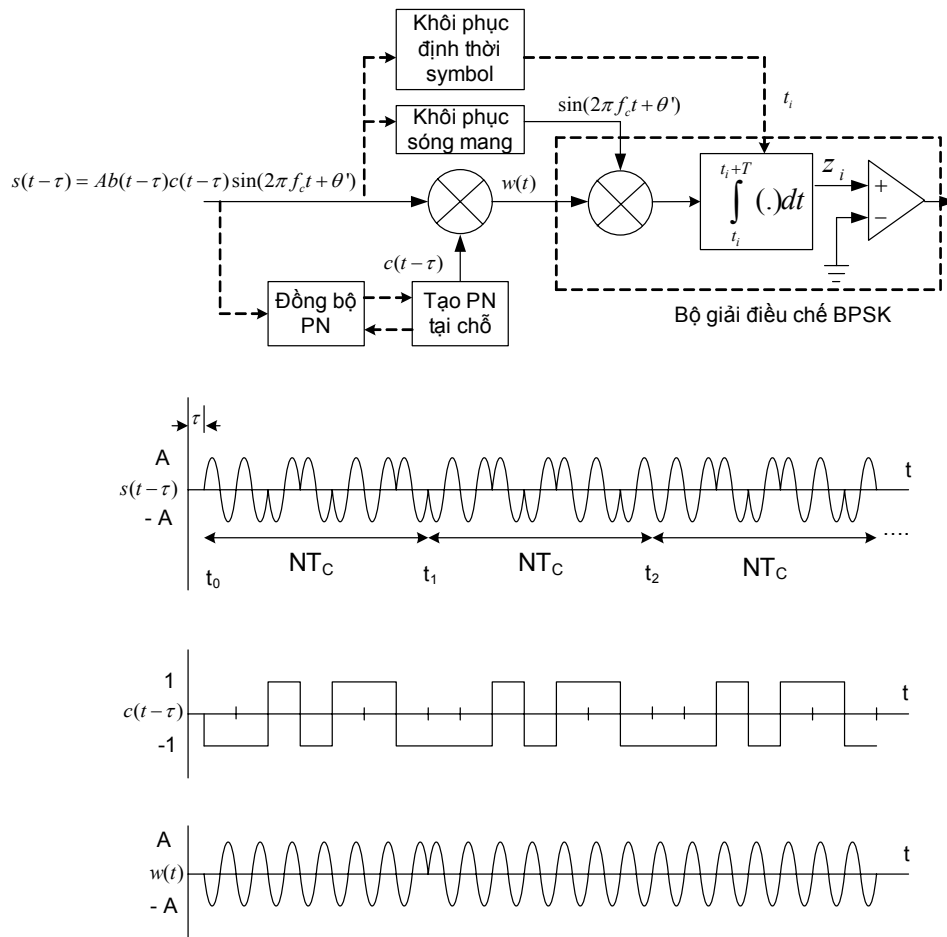
$$\begin{aligned} z_i &= \int_{t_i}^{t_i+T} w(t)\sin(2\pi f_c t + \theta')dt \\ &= A \int_{t_i}^{t_i+T} b(t - \tau)\sin^2(2\pi f_c t + \theta')dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{t_i}^{t_i+T} b(t - \tau)\{1 - \cos(4\pi f_c t + 2\theta')\}dt \end{aligned} \quad (2.11)$$

ở đây $t_i = iT + \tau$ là điểm đầu của bit thứ i . Vì $b(t - \tau)$ bằng $+1$ hoặc -1 trong mỗi bit, nên số hạng đầu tiên trong tích phân có giá trị là T hoặc $-T$. Số hạng thứ hai

là thành phần tần số gấp đôi có giá trị xấp xỉ bằng không sau tích phân. Do đó kết quả là z_i bằng $AT/2$ hoặc $-AT/2$. Cho tín hiệu này đi qua thiết bị ngưỡng (hoặc bộ so sánh) với ngưỡng bằng 0 sẽ được tín hiệu ra nhị phân 1 (logic “1”) hoặc -1 (logic “0”). Ngoài thành phần tín hiệu $\pm AT/2$, lỗi ra bộ tích phân còn có thành phần tạp âm, đôi khi gây nên các lỗi.



Hình 2.3 Sơ đồ khối của máy phát DS/SS-BPSK



Hình 2.4 Sơ đồ khối máy thu DS/SS – BPSK

Lưu ý rằng thứ tự của nhân tín hiệu PN và nhân sóng mang có thể trao đổi cho nhau mà không làm thay đổi kết quả. Tín hiệu PN được cả máy thu mong muốn và máy phát biết. Vì máy thu mong muốn biết mã nên nó có thể giải trải tín hiệu SS để khôi phục tín tức. Mặt khác, máy thu không mong muốn không biết mã $c(t)$ do đó trong điều kiện bình thường nó không thể giải mật tin tức. Điều này có thể thấy rõ từ phương trình (2.8): máy thu không mong muốn chỉ nhìn thấy tín hiệu ngẫu nhiên ± 1 .

Ta đã giả thiết rằng máy thu biết được một vài tham số: τ , t_i , θ' , f_c . Máy thu có thể tạo nên tần số mang f_c bằng bộ dao động tại chỗ. Nếu có sự sai khác nào đó giữa tần số mang và tần số dao động tại chỗ, thì có thể tạo ra tần số ở lân cận f_c và tần số đúng có thể bám bằng vòng hồi tiếp như vòng khóa pha. Máy thu phải nhận được các tham số khác nữa tức là τ , t_i , θ' từ tín hiệu nhận. Quá trình xác định τ được gọi là đồng bộ tín hiệu PN, thường thực hiện theo hai bước: bắt

(đồng bộ thô) và bám (đồng bộ tinh). Quá trình xác định t_i được gọi là khôi phục định thời symbol, còn xác định θ' (cũng như f_c) được gọi là khôi phục sóng mang. Khôi phục sóng mang và khôi phục định thời là cần thiết trong bất kì máy thu thông tin dữ liệu nào. Khi $T/T_c = N$ = chu kỳ của dãy PN, thì định thời symbol t_i có thể nhận được một khi đã biết τ . Hình 2.4 cũng chỉ ra các khối chức năng để đồng bộ tín hiệu PN, khôi phục định thời symbol và khôi phục sóng mang.

Xét ngắn gọn ảnh hưởng của pha sóng mang sai và pha mã sai trong máy thu. Giả sử rằng máy thu sử dụng $\sin(2\pi f_c t + \theta' + \gamma)$ thay cho $\sin(2\pi f_c t + \theta')$ để giải điều chế và sử dụng $c(t - \tau')$ làm tín hiệu PN tại chỗ, tức sóng mang có sai pha γ và tín hiệu PN có sai pha $\tau - \tau'$. Khi đó ta có

$$\begin{aligned} z_i &= A \int_{t_i}^{t_i+T} b(t-\tau)c(t-\tau)c(t-\tau')\sin(2\pi f_c t + \theta')\sin(2\pi f_c t + \theta' + \gamma)dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{t_i}^{t_i+T} b(t-\tau)c(t-\tau)c(t-\tau')\cos(\gamma)dt \\ &= \pm \frac{AT}{2} \cos(\gamma) \frac{1}{T} \int_{t_i}^{t_i+T} c(t-\tau)c(t-\tau')dt \\ &= \pm \frac{AT}{2} \cos(\gamma) R_c(\tau - \tau') \end{aligned} \quad (2.12)$$

ở đây dòng thứ hai nhận được do số hạng tần số gấp đôi khi tích phân cho kết quả là 0. Do đó $|z_i|$ là cực đại khi $\gamma = 0$ và $(\tau - \tau') = 0$. Nếu $|\tau - \tau'| > T_c$ hoặc $|\gamma| = \pi/2$ thì $z_i = 0$ và máy thu trở nên vô dụng. Khi $|\tau - \tau'| < T_c$ và $|\gamma| < \pi/2$, thì $|z_i|$ bị giảm về biên độ, cho nên tỉ số tín/tạp sẽ nhỏ hơn, tạo nên xác suất lỗi cao hơn. Do đó máy thu hoạt động tốt nhất khi không có sai pha nào. Tuy nhiên, nó vẫn còn có thể hoạt động được khi các sai pha $|\tau - \tau'|$ và $|\gamma|$ là nhỏ.

3. Mật phổ công suất

Để hiểu rõ hơn các hệ thống DS/SS-BPSK, ta xét PSD của các tín hiệu tại các điểm khác nhau trong máy phát và máy thu ở hình 2.3 và 2.4. Ta mô hình hóa tín tức và tín hiệu PN như các tín hiệu nhị phân ngẫu nhiên (mỗi bit hoặc chip có xác suất bằng +1 hoặc -1 như nhau). Tín tức (với biên độ ± 1) có tốc độ bit $1/T$ bps và PSD

$$\varphi_b(f) = T \sin^2(fT) \quad (2.13)$$

có dải thông $1/T$ Hz, còn tín hiệu PN (với biên độ ± 1) có tốc độ chip $1/T_c$ chip/s và PSD

$$\varphi_c(f) = T_c \sin^2(fT_c) \quad (2.14)$$

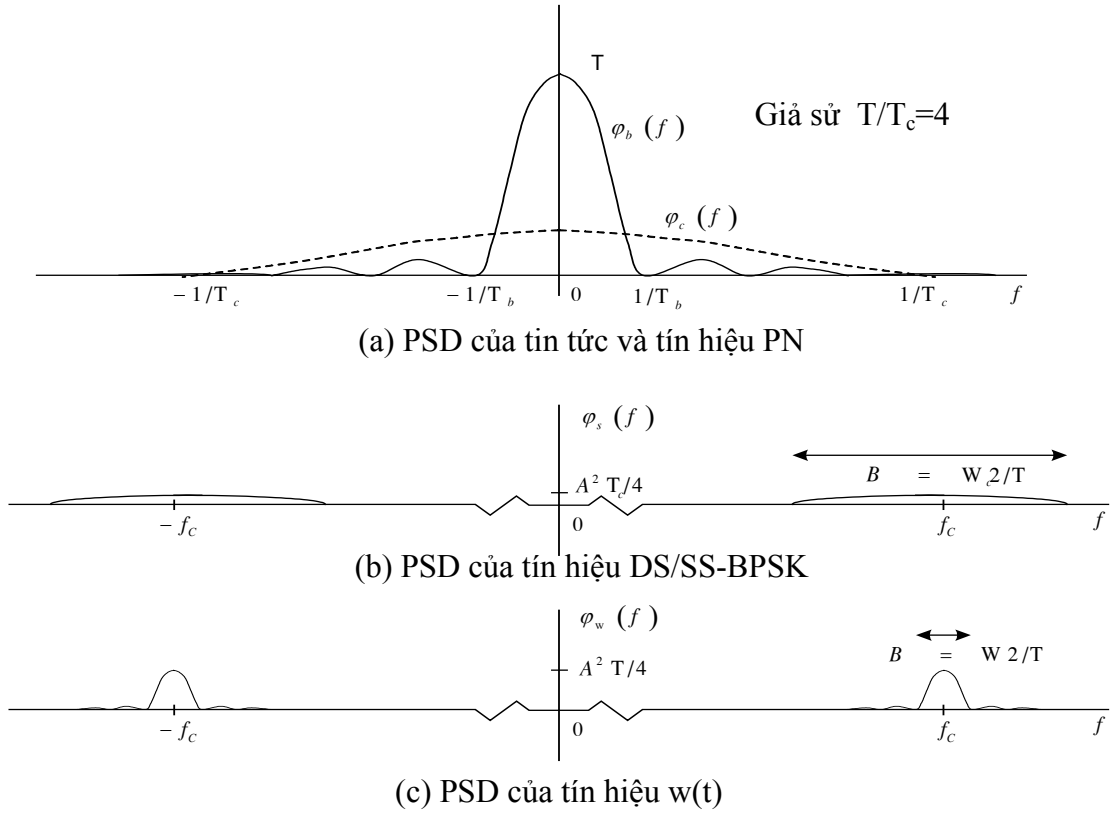
với dải thông $1/T_c$ Hz. Vì T/T_c là số nguyên và vì điểm xuất phát của mỗi bit của $b(t)$ trùng với điểm xuất phát của chip $c(t)$ nên tích của chúng $b(t)c(t)$ có PSD là

$$\varphi_{bc}(f) = T_c \sin^2(fT_c) \quad (2.15)$$

tức là có dải thông $1/T_c$ Hz, giống như của $c(t)$. Như vậy quá trình trải phổ làm tăng dải thông $T/T_c = N$ lần (thường rất lớn). Điều chế sóng mang làm thay đổi tín hiệu băng gốc $b(t)c(t)$ thành tín hiệu băng thông $s(t)$ có PSD

$$\varphi_s(f) = \frac{A^2 T_c}{4} \{ \sin^2((f - f_c)T_c) + \sin^2((f + f_c)T_c) \} \quad (2.16)$$

và có dải thông $2/T_c$ Hz. Các ví dụ của các PSD được cho trên hình 2.5a và 2.5b, ở đó ta đã sử dụng $T/T_c = 4$. So sánh $\varphi_b(f)$ và $\varphi_s(f)$, biên độ bị giảm đi một lượng $4T/A^2 T_c$ và dải thông không-không tăng lên một hệ số T/T_c . Vì thế $T/T_c = N$ là tỉ số trải phổ.



Hình 2.5 PSD của tín tức, tín hiệu PN và tín hiệu DS/SS-BPSK

Tại máy thu tín hiệu $s(t - \tau)$ là phiên bản bị trễ của tín hiệu DS $s(t)$. Do đó PSD của nó giống y như của $s(t)$, vì sự trễ không làm thay đổi sự phân bố công suất trong miền tần số. Cũng như vậy PSD của $c(t - \tau)$ giống y như PSD của $c(t)$. Sau giải trải phổ tín hiệu $w(t)$ có PSD xác định bởi:

$$\varphi_w(f) = \frac{A^2 T}{4} \{ \sin^2((f - f_c)T) + \sin^2((f + f_c)T) \} \quad (2.17)$$

và có dạng hình 2.5c. Ta thấy rằng bây giờ $\varphi_w(f)$ có PSD bằng hợp với cùng dạng phổ như của $b(t)$ dịch sang trái và sang phải một lượng f_c . Dải thông của $w(t)$ là $2/T$, bằng 2 lần của $b(t)$. Đây là điều mong đợi vì $w(t)$ chính xác là phiên bản điều chế của $b(t)$. Từ các PSD của các tín hiệu khác nhau, ta thấy rằng PSD của $b(t)$ được trải bởi $c(t)$ và sau đó được giải trải bằng $c(t - \tau)$ tại máy thu.

4. Độ lợi xử lý (Processing Gain – PG)

Độ lợi xử lý được định nghĩa như sau

$$PG = (\text{dải thông của tín hiệu SS}) / [2(\text{dải thông của tín tức băng gốc})]$$

Ta thường biểu diễn PG theo dB, bằng $10 \cdot \log_{10}(PG)$. Độ lợi xử lý chỉ ra tín hiệu tín tức phát đi được trải ra bởi hệ thống SS bao nhiêu lần. Nó là tham số chất lượng của hệ thống SS vì PG cao hơn thường kéo theo khả năng chống nhiễu tốt hơn. Đối với hệ thống DS/SS-BPSK, độ lợi xử lý bằng $(2/T_c)/(2/T) = T/T_c = N$. Ví dụ với $N = 1023$, dải thông của tín tức đã điều chế $b(t)\cos(2\pi f_c t)$ được tăng lên 1023 lần bởi quá trình trải phổ, và $PG = 1023$ hay 30.1 dB.

2.1.4 Các hệ thống DS/SS-QPSK

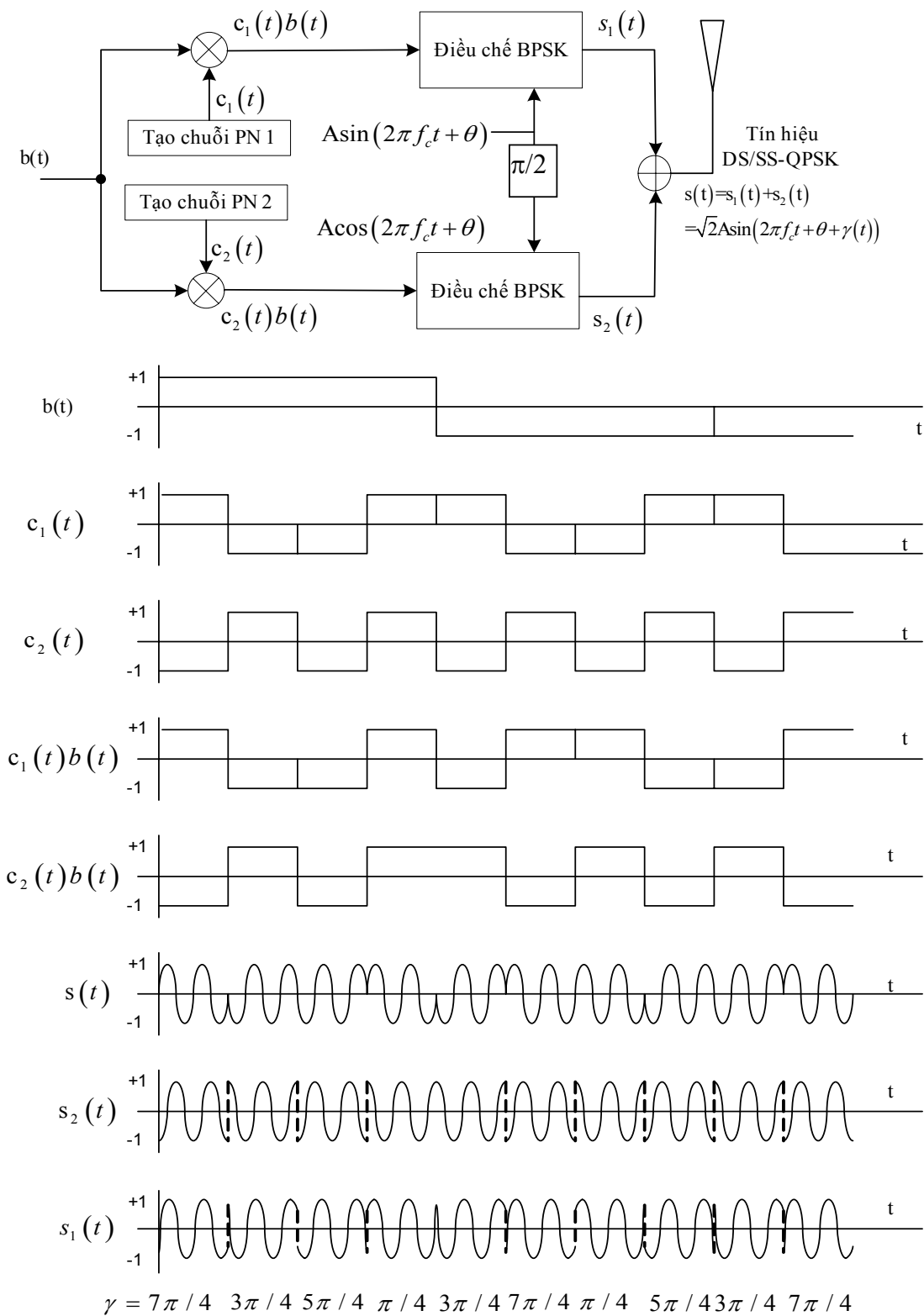
Trong hình 2.3 ta đã dùng BPSK cho quá trình điều chế. Các loại điều chế khác như là QPSK và MSK cũng thường được sử dụng trong các hệ thống SS. Sơ đồ khối chức năng của máy phát DS/SS-QPSK như trên hình 2.6 cùng với các biểu đồ dạng sóng tại các điểm khác nhau. Nó gồm 2 nhánh: nhánh cùng pha và nhánh vuông pha. Trong ví dụ này cùng một dữ liệu vào $b(t)$ điều chế các tín hiệu PN $c_1(t)$ và $c_2(t)$ trong cả 2 nhánh. Tín hiệu DS/SS-QPSK là

$$\begin{aligned} s(t) &= s_1(t) + s_2(t) \\ &= Ab(t)c_1(t)\sin(2\pi f_c t + \theta) + Ab(t)c_2(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \\ &= \sqrt{2}A\sin(2\pi f_c t + \theta + \gamma(t)) \end{aligned} \quad (2.18)$$

Trong đó

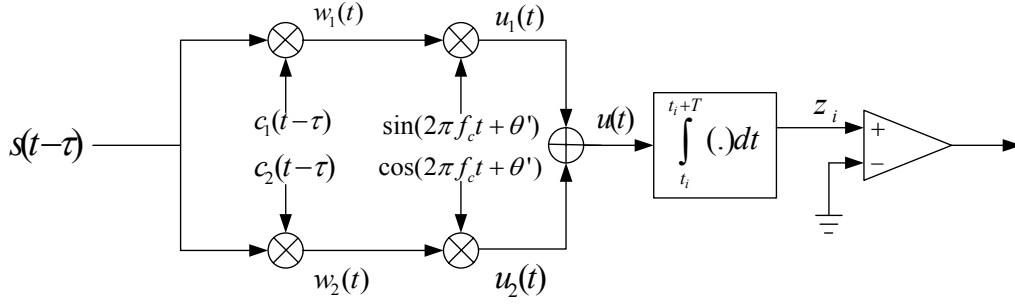
$$\begin{aligned} \gamma(t) &= \tan^{-1} \left(\frac{c_2(t)b(t)}{c_1(t)b(t)} \right) \\ &= \begin{cases} \pi/4 & c_1(t)b(t) = 1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = 1 \\ 3\pi/4 & c_1(t)b(t) = -1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = 1 \\ 5\pi/4 & c_1(t)b(t) = -1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = -1 \\ 7\pi/4 & c_1(t)b(t) = 1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = -1 \end{cases} \end{aligned} \quad (2.19)$$

Như vậy tín hiệu $s(t)$ có thể nhận 4 pha khác nhau: $\theta + \pi/4, \theta + 3\pi/4, \theta + 5\pi/4$ và $\theta + 7\pi/4$. Hình 2.6 cũng biểu diễn dạng sóng và pha của $s(t)$ khi $\theta = 0$.



Hình 2.6 Dạng sóng của hệ thống DS/SS-QPSK

Hình 2.7 là sơ đồ khối của máy thu DS/SS-QPSK. Các thành phần cùng pha và vuông pha được giải trải riêng biệt bởi $c_1(t)$ và $c_2(t)$.



Hình 2.7 Sơ đồ khối máy thu hệ thống DS/SS-QPSK

Giả sử rằng độ trễ truyền lan là τ thì tín hiệu tới sẽ là (bỏ qua tạp âm):

$$s(t-\tau) = Ab(t-\tau)c_1(t-\tau)\sin(2\pi f_c t + \theta') + Ab(t-\tau)c_2(t-\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta') \quad (2.20)$$

trong đó $\theta' = \theta - 2\pi f_c \tau$. Các tín hiệu trước bộ cộng là

$$\begin{aligned} u_1(t) &= Ab(t-\tau)\sin^2(2\pi f_c t + \theta') + Ab(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\sin(2\pi f_c t + \theta')\cos(2\pi f_c t + \theta') \\ &= Ab(t-\tau)\frac{1}{2}[1 - \cos(4\pi f_c t + 2\theta')] + Ab(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\frac{1}{2}\sin(4\pi f_c t + 2\theta') \end{aligned} \quad (2.21)$$

$$\begin{aligned} u_2(t) &= Ab(t-\tau)\cos^2(2\pi f_c t + \theta') + Ab(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\sin(2\pi f_c t + \theta')\cos(2\pi f_c t + \theta') \\ &= Ab(t-\tau)\frac{1}{2}[1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta')] + Ab(t-\tau)c_1(t-\tau)c_2(t-\tau)\frac{1}{2}\sin(4\pi f_c t + 2\theta') \end{aligned} \quad (2.22)$$

Tổng của các tín hiệu này được lấy tích phân trên một khoảng bit, tạo ra $z_i = AT$ nếu bit tin tương ứng là +1 hay $z_i = -AT$ nếu bit tin tương ứng là -1, vì tất cả các số hạng có tần số $2f_c$ đều có trung bình bằng 0. Do đó, lối ra của bộ so sánh là +1 (hoặc “1” logic) khi bit tin là +1, và bằng -1 (hoặc “0” logic) khi bit tin là -1.

Hai tín hiệu $c_1(t)$ và $c_2(t)$ có thể là 2 tín hiệu PN độc lập, hoặc chúng có thể nhận được từ 1 tín hiệu PN đơn lẻ ví dụ $c(t)$ bằng cách tách tín hiệu $c(t)$ thành 2 tín hiệu $c_1(t)$ sử dụng các chip lẻ của $c(t)$ và $c_2(t)$ sử dụng các chip chẵn của $c(t)$, với độ dài chip của $c_1(t)$ và $c_2(t)$ bằng 2 lần của $c(t)$ (hình 2.8). Ví dụ khác ta có thể chọn $c_1(t) = c(t)$ và $c_2(t)$ là phiên bản bị trễ của $c(t)$.

Giả sử T_c là độ dài chip của $c_1(t)$ và $c_2(t)$. Dải thông của các tín hiệu điều chế $s_1(t)$ và $s_2(t)$ trong 2 nhánh là như nhau, đều bằng $2/T_c$. Để ý rằng $s_1(t)$ và

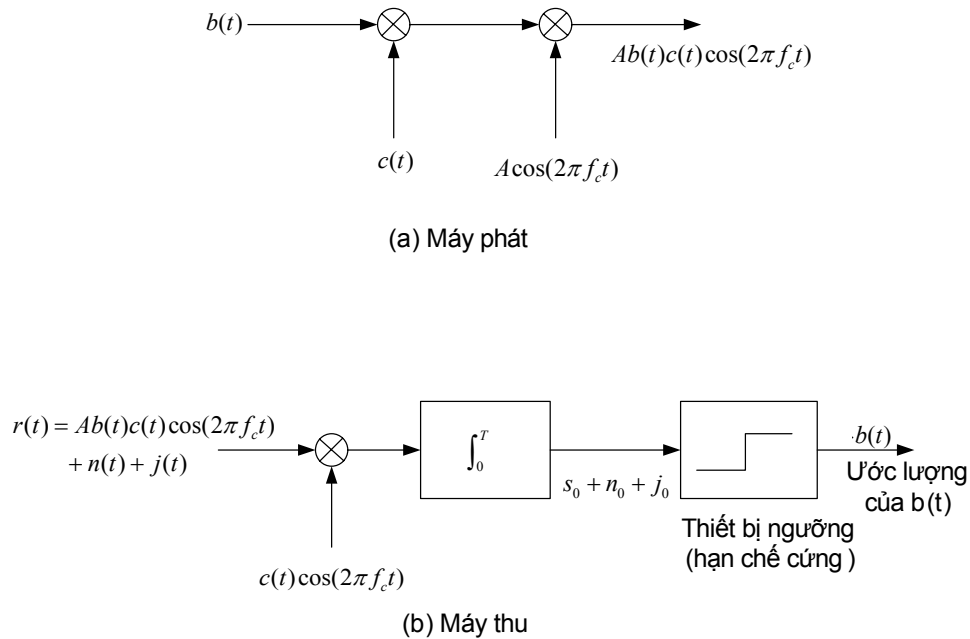
là có thể vì tính trực giao của các sóng mang $\sin(2\pi f_c t + \theta)$ và $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ trong các nhánh cùng pha và vuông pha. Nhược điểm của DS/SS-QPSK là phức tạp hơn. Ngoài ra nếu 2 sóng mang dùng để giải điều chế tại máy thu không thực sự trực giao, thì sẽ có xuyên âm giữa 2 nhánh làm giảm thêm chất lượng hệ thống. DS/SS-QPSK được dùng cho hệ thống định vị toàn cầu GPS.

2.1.5 Hiệu suất của các hệ thống DS/SS

Cho đến nay ta chưa xét đến vấn đề tạp âm và nhiễu. Phần này sẽ xét chất lượng của hệ thống DS/SS-QPSK trong môi trường có AWGN và có nhiễu cố ý. Ta cũng xét nhiễu đa người dùng từ các tín hiệu DS khác và nhiễu tự thân do đa đường. Ngoài ra độ khó nghe trộm tín hiệu DS/SS bởi người dùng ngẫu nhiên cũng được xem xét.

1. Ảnh hưởng của tạp âm trắng và nhiễu cố ý

Hình 2.9 là sơ đồ khối chức năng của máy phát và máy thu DS/SS-BPSK. Ở đây ta giả thiết rằng tín hiệu PN tại chỗ và sóng mang tại chỗ là đồng bộ hoàn hảo với tín hiệu PN tới và sóng mang tới. Do đó có thể giả thiết độ trễ $\tau = 0$. Lưu ý rằng pha sóng mang θ được giả thiết là $\pi/2$. Mục đích của chúng ta ở đây là tìm được tỉ số công suất tín hiệu trên công suất nhiễu (kí hiệu SNR_0) trước thiết bị ngưỡng cuối cùng (bộ hạn chế cứng) là nơi tạo ra $\hat{b}(t)$ như ước lượng của tín tức $b(t)$. Lỗi vào của bộ hạn chế cứng gồm 3 thành phần: s_0 do tín hiệu mong muốn, n_0 do tạp âm kênh và j_0 do nhiễu cố ý.



Hình 2.9 Sơ đồ khối chức năng của máy phát và máy thu DS/SS-BPSK

Trước tiên giả sử rằng không có nhiễu cố ý, tức $j(t) = 0$ cho nên $j_0 = 0$. Để tìm SNR_0 ta ước lượng s_0 và n_0 . Với $b(t) = \pm 1$ và $c(t) = \pm 1$, từ phương trình (2.11) thành phần tín hiệu s_0 đối với mỗi bit dữ liệu là

$$s_0 = \pm \frac{AT}{2} \quad (2.23)$$

Thành phần tạp âm n_0 là

$$n_0 = \int_0^T n(t)c(t) \cos(2\pi f_c t) dt \quad (2.24)$$

Giả sử rằng tạp âm $n(t)$ là AWGN trung bình bằng 0 và hàm tự tương quan

$$E[n(t+\tau)n(t)] = \frac{N_0}{2} \delta(\tau) \quad (2.25)$$

Tức mật phổ công suất tạp âm 2 phía bằng $N_0/2$. Suy ra n_0 là biến ngẫu nhiên Gao xơ với trung bình bằng 0 và phương sai

$$E(n_0^2) = \frac{N_0 T}{4} \quad (2.26)$$

Do đó SNR_0 bằng

$$SNR_0 = \frac{s_0^2}{E[n_0^2]} = \frac{(AT/2)^2}{N_0 T/4} = \frac{A^2 T}{N_0} \quad (2.27)$$

Có thể thấy rằng SNR_0 không phụ thuộc vào tốc độ chíp T_c . Như vậy việc trải phổ không có ưu điểm gì đối với AWGN trong kênh.

Chất lượng hệ thống thông tin số thường được đo theo xác suất lỗi bit hay lỗi symbol. Xác suất lỗi thường được biểu diễn theo E_b/N_0 , trong đó E_b là năng lượng của 1 bit tín hiệu và $N_0/2$ là PSD 2 phía của tạp âm Gao xơ trắng trong kênh. Ví dụ, xác suất lỗi bit của tín hiệu BPSK trong tạp âm AWGN là

$$P_b = Q(\sqrt{2E_b/N_0}) \quad (2.28)$$

$$Q(t) = \int_t^\infty (1/\sqrt{2\pi}) e^{-x^2/2} dx \quad (2.29)$$

Tỉ số E_b/N_0 được gọi là tỉ số năng lượng bit trên mật phổ tạp âm, hay đơn giản là tỉ số tín/tạp SNR. Đối với tín hiệu BPSK ta có

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} = \frac{A^2 T/2}{N_0} = \frac{1}{2} SNR_0 \quad (2.30)$$

Sự khác nhau duy nhất là ở hệ số 2.

Tiếp theo ta xét ảnh hưởng của nhiễu cố ý. Giả thiết rằng có nhiễu cố ý băng thông (tần số trung tâm f_1) trong kênh và có dạng sau

$$j(t) = J(t) \cos(2\pi f_1 t + \psi) \quad (2.31)$$

ở đây $J(t)$ là tín hiệu thông thấp (quá trình ngẫu nhiên) còn ψ là biến ngẫu nhiên phân bố đều trong $(0, 2\pi)$, không phụ thuộc vào $J(t)$. Suy ra rằng $j(t)$ có trung bình bằng 0.

Các hàm tự tương quan của $j(t)$ và $J(t)$ liên quan với nhau bởi hệ thức

$$R_j(\tau) = \frac{1}{2} R_J(\tau) \cos(2\pi f_1 \tau) \quad (2.32)$$

Công suất trung bình của $j(t)$ là $P_j = R_j(0) = R_J(0)/2$. Coi j_0 là thành phần tín hiệu nhiễu cố ý ở lõi ra bộ tích phân. Giả sử rằng nhiễu cố ý là băng hẹp, nghĩa là dải thông của nó nhỏ hơn nhiễu dải thông tín hiệu DS, ta có thể chỉ ra rằng phương sai của j_0 được cho bởi

$$E(j_0^2) = \frac{P_j T^2}{4N} \quad (2.33)$$

Nếu kết hợp cả AWGN và tín hiệu nhiễu cố ý và giả sử chúng độc lập nhau, thì SNR_0 tại lõi ra bộ tích phân là

$$SNR_0 = \frac{s_0^2}{E(n_0^2) + E(j_0^2)} = \frac{A^2 T^2 / 4}{(N_0 T / 4) + (P_j T^2 / 4N)} = \frac{A^2 T}{N_0 + P_j T_c} \quad (2.34)$$

Ta thấy rằng nhiễu cố ý có cùng ảnh hưởng như AWGN với PSD 2 phía là $P_j T_c / 2$. Ảnh hưởng kết hợp của tạp âm kênh và nhiễu cố ý tương đương với ảnh hưởng của tạp âm trắng với PSD 2 phía bằng $N'_0 / 2 = (N_0 + P_j T_c) / 2$. T_c càng nhỏ, P_j có ảnh hưởng càng ít đến việc giảm tỉ số tín/tạp. Khi T_c đủ nhỏ để $P_j T_c = N_0$, thì nhiễu cố ý trở nên vô tác dụng. Lưu ý rằng khi có tạp âm kênh và nhiễu cố ý thì tỉ số năng lượng bit trên mật phổ nhiễu là

$$SNR = E_b / N'_0 = (A^2 T / 2) / (N_0 + P_j T_c).$$

Bây giờ giả sử rằng nhiễu là dải rộng, tức dải thông của tín hiệu nhiễu lớn hơn dải thông của tín hiệu DS ($B_j > B_{DS}$). Khi đó tín hiệu sẽ giống như tạp âm trắng với PSD 2 phía $P_j / (2B_j)$. Công suất của tín hiệu nhiễu cố ý ở lõi ra là

$$E(j_0^2) = \frac{P_j T}{4B_j} \quad (2.35)$$

Do đó

$$SNR_0 = \frac{A^2 T}{N_0 + P_j / B_j} \text{ và } SNR = \frac{A^2 T / 2}{N_0 + P_j / B_j} \quad (2.36)$$

Khi N lớn, dải thông tín hiệu DS B_{DS} cũng lớn, kéo theo B_j cũng lớn và ảnh hưởng của nhiễu là nhỏ. Do đó, công suất trung bình P_j phải lớn để nhiễu có tác dụng.

Kết luận lại ta thấy rằng việc trải phổ không đem lại độ lợi gì đối với tạp âm Gao xo trắng. Ảnh hưởng của nhiễu giảm đi đáng kể bởi trải phổ. Máy phát nhiễu phải có công suất lớn để có tác dụng, vì thế SS là rất hấp dẫn đối với thông tin quân sự.

2. Ảnh hưởng của can nhiễu và đa tia

Nhiều đa người dùng: Xét trường hợp tín hiệu thu gồm cả can nhiễu từ các tín hiệu DS khác. Tín hiệu thu là

$$r(t) = Ab(t)c(t)\cos(2\pi f_c t) + A'b'(t-\tau')c'(t-\tau')\cos(2\pi f_c t + \theta') + n(t) \quad (2.37)$$

Trong đó số hạng thứ nhất là tín hiệu DS mong muốn, số hạng thứ 2 là tín hiệu DS nhiễu, còn số hạng sau cùng là tạp âm. Giả sử rằng $b(t), b'(t), c(t), c'(t)$ đều bằng ± 1 . Lưu ý rằng tần số sóng mang là như nhau đối với cả hai $b(t)$ và $b'(t)$, trong khi các pha sóng mang lại khác nhau. Điều này chỉ ra rằng 2 tín hiệu được phát đi độc lập đối với nhau. Sau khi tín hiệu được nhân với $c(t)\cos(2\pi f_c t)$ và tích phân, tín hiệu vào bộ hạn chế cứng là

$$s_0 + s'_0 + n_0 \quad (2.38)$$

trong đó

$$s_0 = \pm \frac{AT}{2} \quad (2.39)$$

$$\begin{aligned} s'_0 &= A' \int_0^T b'(t-\tau')c'(t-\tau')c(t)\cos(2\pi f_c t + \theta')\cos(2\pi f_c t)dt \\ &= \frac{A'}{2}\cos(\theta') \int_0^T b'(t-\tau')c'(t-\tau')c(t)dt \\ &= \frac{A'T}{2}\cos(\theta') \left[\pm \frac{1}{T} \int_0^{\tau'} c(t)c'(t-\tau')dt \pm \frac{1}{T} \int_{\tau'}^T c(t)c'(t-\tau')dt \right] \end{aligned} \quad (2.40)$$

Hai số hạng trong dấu ngoặc vuông là các tương quan chéo từng phần (chuẩn hóa) của $c(t)$ và $c'(t)$. Dấu \pm là do giá trị của $b'(t-\tau')$ bằng $+1$ hoặc -1 . Tương quan chéo nhỏ dẫn đến can nhiễu nhỏ. Do đó, trong môi trường đa người dùng ta mong muốn thiết kế các tín hiệu PN sao cho tương quan chéo là nhỏ.

Đa tia: Trong tình huống đa tia, tín hiệu thu có thành phần tín hiệu trực tiếp và 1 hoặc nhiều thành phần tín hiệu gián tiếp phản xạ từ 1 số cấu trúc nhân tạo hoặc địa hình tự nhiên. Giả sử rằng chỉ có 1 thành phần tín hiệu gián tiếp. Khi đó ta có thể dùng mô hình trong phương trình 2.37, với τ' là độ trễ phụ trong tín hiệu gián tiếp,

$$c'(t) = c(t), b'(t) = b(t) \text{ và } A' = kA, k \leq 1 \text{ là hệ số suy giảm}$$

Trong trường hợp này can nhiễu do thành phần tín hiệu gián tiếp là

$$s'_0 = 0.5\cos(\theta') \int_0^T kAb(t-\tau')c(t-\tau')c(t)dt = \pm \frac{kAT}{2}\cos(\theta')R_c(\tau') \quad (2.41)$$

Bằng 0 khi $|\tau'| > T_c$ (hoặc gần 0 nếu dùng phương trình 2.6). Do đó ảnh hưởng của đa tia bị loại bỏ hoặc trở thành can nhiễu nhỏ miễn là độ dài chip nhỏ hơn độ trễ phụ trong tia gián tiếp. Cũng có thể giải thích kết quả này từ quan điểm miền tần số như sau. Tín hiệu gián tiếp cũng như tín hiệu trực tiếp là tín hiệu băng rộng. Tín hiệu PN tại chỗ được đồng bộ với tín hiệu PN trong tia trực tiếp. Do đó, tín hiệu DS trực tiếp được giải trải phổ trong khi tín hiệu gián tiếp thì không.

Sau quá trình giải trải, máy thu khôi phục tín hiệu trong vùng hẹp xung quanh f_c Hz bởi bộ giải điều chế (gồm nhân với sóng mang và bộ tích phân có tác dụng như LPF). Chỉ 1 phần nhỏ của tín hiệu gián tiếp đi qua quá trình này và trở thành nhiễu. Như vậy tín hiệu gián tiếp có ảnh hưởng là giảm nhỏ SNR.

Vấn đề gần xa: Là hiện tượng hệ thống có nhiều người dùng bị hủy hoại bởi sự có mặt của tín hiệu mạnh. Xét hệ thống DS/SS đa truy nhập. Giả sử rằng có K người dùng phát tín hiệu qua cùng kênh. Việc thu mỗi tín hiệu bị nhiễu từ tạp âm và tất cả $K-1$ tín hiệu khác. Giả sử $N_0/2$ là PSD của tạp âm kênh Gao xơ trắng và P_s là công suất trung bình của mỗi tín hiệu. Khi đó PSD của mỗi tín hiệu người dùng là

$$(P_s T_c / 2) [\sin^2((f - f_c) T_c) + \sin^2((f + f_c) T_c)]$$

Bằng cách mô hình hóa $K-1$ tín hiệu nhiễu như các tạp âm Gao xơ trắng, thì PSD kết hợp của chúng có thể xấp xỉ bởi $(K-1)P_s T_c / 2$. Do đó SNR tương đương là

$$\frac{E_b}{N_0'} = \frac{P_s T}{N_0 + P_s T_c (K-1)} \quad (2.42)$$

Có nghĩa là can nhiễu làm tăng xác suất lỗi.

Bây giờ coi 1 trong $K-1$ máy nhiễu có cự li rất gần máy thu. Do luật lũy thừa bình phương ngược của truyền sóng điện từ, tín hiệu từ máy nhiễu ở gần này đến máy thu với công suất mạnh hơn nhiều ví dụ $P_s' = a P_s$ với a tăng bình phương khi máy nhiễu tiến gần hơn đến máy thu. Ví dụ nếu máy nhiễu gần máy thu hơn 10 lần máy phát của tín hiệu mong muốn, thì $a = 10^2 = 100$. SNR tương đương tại máy thu bằng

$$\frac{E_b}{N_0'} = \frac{P_s T}{N_0 + P_s T_c (K-2) + a P_s T_c} \quad (2.43)$$

Khi a lớn, SNR giảm mạnh và xác suất lỗi có thể trở nên quá lớn. Ta có thể giữ xác suất lỗi ở mức chấp nhận được bằng cách giảm số $K-2$ người dùng khác. Khi a lớn, giải pháp này có thể xóa sạch hoàn toàn các người dùng khác.

3. Độ khó nghe trộm

Ưu điểm nữa của các tín hiệu DS/SS là rất khó phát hiện và nghe trộm chúng. Để hiểu điều này, xét tín hiệu DS cộng với tạp âm $b(t)c(t)\cos(2\pi f_c t) + n(t)$. PSD của tín hiệu DS là $(A^2 T_c / 4) [\sin^2((f - f_c) T_c) + \sin^2((f + f_c) T_c)]$, có giá trị lớn nhất là $A^2 T_c / 4$, và AWGN có PSD bằng $N_0 / 2$. Trong các ứng dụng như là điện thoại di động, xác suất lỗi bit yêu cầu thường cỡ 10^{-3} đến 10^{-6} . Muốn vậy, SNR tương ứng E_b / N_0 có giá trị khoảng 6.8 dB đến 10.5 dB (giả sử điều chế BPSK), hay E_b / N_0 xấp xỉ 5-11; với E_b là năng lượng một bit tín hiệu DS, $E_b = A^2 T / 2$.

Do đó, $A^2 T / (2 N_0) = 5-11$ có nghĩa là $A^2 T_c / (2 N_0) = 5 T_c / T - 11 T_c / T$ hay

$(A^2T_c/4)/(N_0/2) = 5/PG - 11/PG$. Do đó, độ cao phổ của tín hiệu DS $A^2T_c/4$ bằng $5/PG$ đến $11/PG$ lần độ cao phổ của tạp âm $N_0/2$. Vì PG lớn, nên hệ số $5/PG$ và $11/PG$ thường nhỏ hơn 1 rất nhiều. Vì thế, độ cao phổ của tín hiệu DS là thấp hơn độ cao phổ của tạp âm, có nghĩa rằng tín hiệu DS bị che khuất (che dấy) bởi tạp âm, do đó nó khó bị phát hiện và nghe trộm.

2.2 CÁC HỆ THỐNG TRẢI PHỔ NHẢY TẦN FH/SS

2.2.1 Mở đầu

Ý tưởng của các hệ thống FH/SS là nhảy hoặc chuyển tần số sóng mang trên một tập tần số theo 1 mẫu xác định bởi dãy PN. Lưu ý rằng ở đây dãy PN không nhất thiết phải là dãy ± 1 . Khác với dãy PN trong hệ thống DS/SS, nó chỉ dùng để điều khiển (xác định) mẫu nhảy. Tốc độ nhảy có thể nhanh hơn (nhảy tần nhanh) hoặc chậm hơn (nhảy tần chậm) tốc độ dữ liệu.

Ta sẽ sử dụng kí hiệu T_h để chỉ độ dài của một lần nhảy (hop) và T để chỉ độ dài một bit dữ liệu. Điều chế FSK thường được sử dụng cho hệ thống FH/SS. Do sự thay đổi nhanh tần số sóng mang, giải điều chế liên kết (coherent) là không thực tế và giải điều chế không liên kết hay được sử dụng thay.

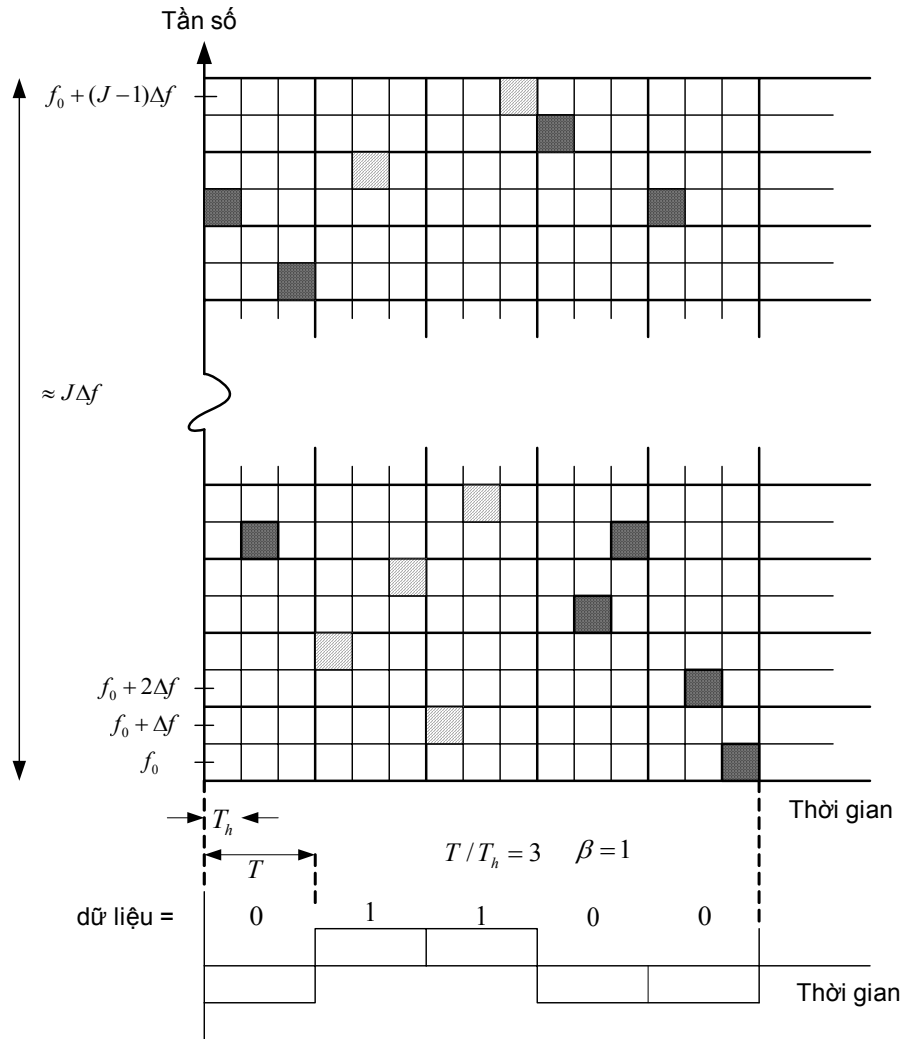
2.2.2 Các hệ thống trải phổ nhảy tần nhanh (FFH)

Trong hệ thống FH nhanh, có ít nhất 1 lần nhảy trên 1 bit dữ liệu tức là $T/T_h \geq 1$. Trong mỗi lần nhảy T_h giây, một trong J tần số $\{f_0, f_0 + \Delta f, \dots, f_0 + (J-1)\Delta f\}$ được phát đi. Biểu đồ tần số của FFH với điều chế FSK cho trên hình 2.10. Trục đứng biểu diễn tần số và trục ngang biểu diễn thời gian. Tần số phát trong mỗi lần nhảy được chỉ bởi hộp tô bóng khi bit dữ liệu là 1 hoặc bởi hộp chấm chấm khi bit dữ liệu là 0. Khi di chuyển theo chiều ngang trên biểu đồ, ta thấy rằng tần số phát thay đổi cứ mỗi T_h giây. Lưu ý rằng Δf là giãn cách tần số giữa 2 tần số lân cận. Trong hình vẽ tốc độ nhảy bằng 3 lần tốc độ bit tức là $T = 3T_h$. Mặc dù tín hiệu phát trong mỗi lần nhảy là hình sin có tần số $f_0 + i\Delta f$, do độ dài hữu hạn của nó (T_h giây) nên phổ của nó chiếm 1 dải thông xấp xỉ $2/T_h$ Hz.

Giãn cách tần số Δf thường chọn bằng $1/T_h$. Lí do là các tín hiệu $\cos(2\pi f_0 t + \theta_0)$, $\cos(2\pi(f_0 + \Delta f)t + \theta_1)$, \dots , $\cos(2\pi(f_0 + (J-1)\Delta f)t + \theta_{J-1})$ là trực giao nhau trên một độ dài nhảy, tức là

$$\int_0^{T_h} \cos(2\pi(f_0 + i\Delta f)t + \theta_i) \cos(2\pi(f_0 + k\Delta f)t + \theta_k) dt = 0 \quad \forall i \neq k \quad (2.44)$$

Khi $\Delta f = 1/T_h$. Trong các hệ thống không liên kết, sử dụng tập tín hiệu trực giao cho chất lượng tốt hơn (về mặt xác suất lỗi bit) so với tập không trực giao. Thực vậy phương trình (2.44) đúng với $\Delta f = m/T_h$, với m là số nguyên bất kì khác không. Để sử dụng hiệu quả phổ tần ta chọn $m = 1$.



Hình 2.10 Biểu đồ tần số của FFH với FSK

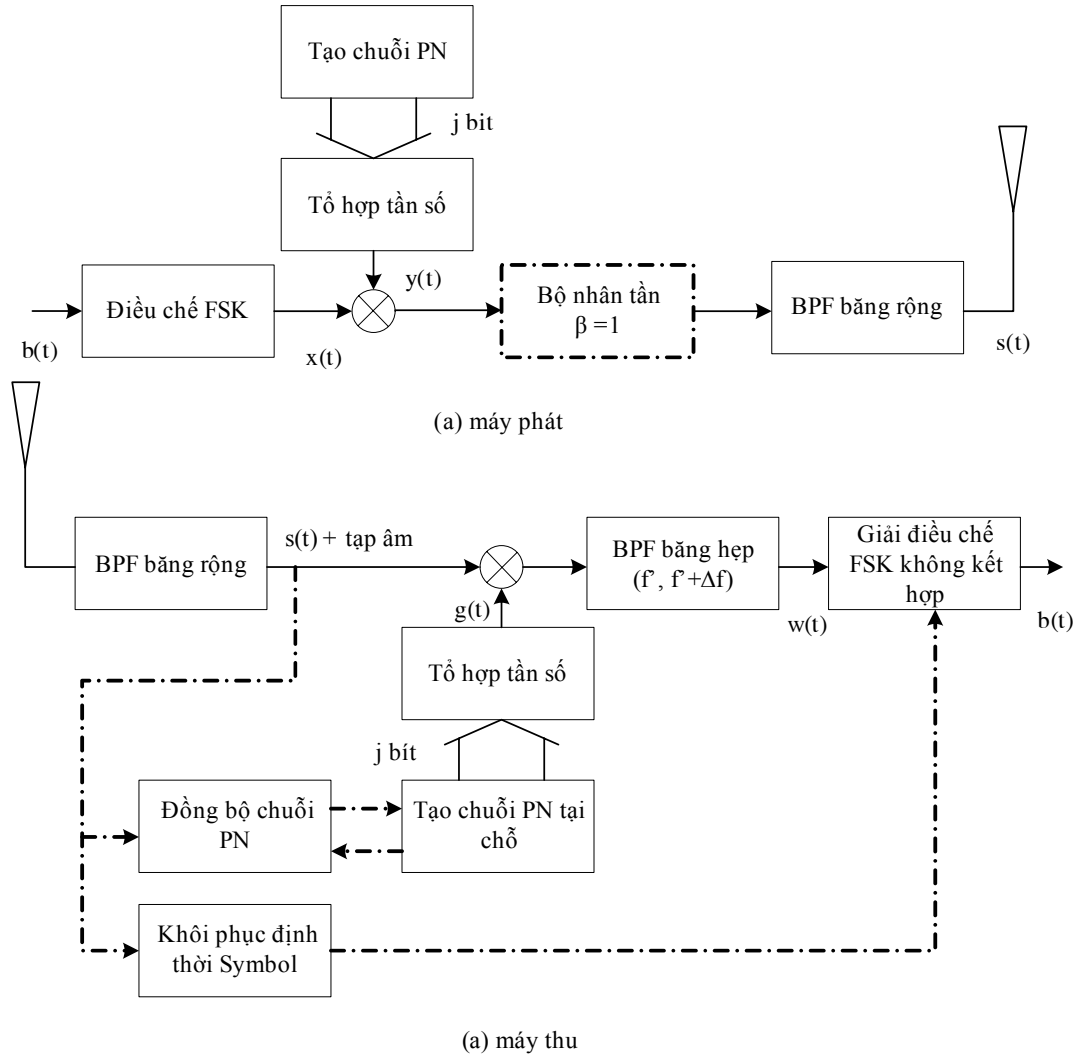
1. Máy phát

Hình 2.11 là sơ đồ khối của máy phát và máy thu cho hệ thống FH/SS. Mục đích của khối “nhân tần” sẽ giải thích sau. Tạm thời giả thiết rằng nó không có ở đó. Trong máy phát hình 2.11a, trước tiên tín hiệu FSK nhị phân $x(t)$ được tạo nên từ dữ liệu. Trong mỗi bit, $x(t)$ có 1 trong 2 tần số: f' và $f' + \Delta f$, tương ứng với bit dữ liệu 0 và bit dữ liệu 1. Cụ thể

$$x(t) = \begin{cases} \cos(2\pi f' t) & \text{nếu bit dữ liệu là 0} \\ \cos(2\pi (f' + \Delta f) t) & \text{nếu bit dữ liệu là 1} \end{cases} \quad (2.45)$$

Tín hiệu này trộn với tín hiệu $y(t)$ từ bộ tổ hợp tần số. Tần số của $y(t)$ thay

đổi cứ mỗi T_h giây theo các giá trị của j bit từ bộ tạo dãy PN. Vì có 2^j tổ hợp của j bit, ta có thể có đến 2^j tần số khác nhau tạo bởi bộ tổ hợp tần số. Bộ trộn tạo nên các tần số tổng và hiệu, 1 trong chúng bị lọc bỏ bởi bộ lọc băng thông dải rộng BPF.



Hình 2.11 Sơ đồ khối của hệ thống FH/SS

Tín hiệu tại lối ra bộ tổ hợp tần số trong lần nhảy thứ 1 có thể viết như sau

$$y(t) = 2A \cos(2\pi(f_g + i_1 \Delta f)t + \theta_1), \quad 1T_h < t < (1+1)T_h \quad (2.46)$$

Ở đây $i_1 \in \{0, 2, K, 2(2^j - 1)\}$ là số nguyên chẵn, f_g là tần số không đổi, còn θ_1 là

pha. Giá trị của i_1 được xác định bởi j bit từ bộ tạo dãy PN. Giả sử rằng tần số tổng ở lối ra bộ trộn được lọc bởi BPF. Khi đó tín hiệu ở lối ra của BPF trong lần nhảy thứ 1 sẽ là

$$s(t) = A \cos(2\pi(f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f)t + \theta_1), \quad 1T_h < t < (1+1)T_h \quad (2.47)$$

ở đây $b_1 \in \{0, 1\}$ là giá trị của dữ liệu trong khoảng $1T_h < t < (1+1)T_h$, $f_0 = f' + f_g$. Ta thấy rằng tần số phát là $f_0 + i_1 \Delta f$ khi $b_1 = 0$ và bằng $f_0 + i_1 \Delta f + \Delta f$ khi $b_1 = 1$. Vì thế các tần số phát có thể sẽ là $\{f_0, f_0 + \Delta f, f_0 + 2\Delta f, K, f_0 + (J-1)\Delta f\}$ với $J = 2^{j+1}$, suy ra có tổng cộng J tần số nhảy. Lưu ý rằng pha sóng mang θ_1 có thể thay đổi từ lần nhảy này đến lần nhảy khác bởi vì bộ tổ hợp tần số rất khó duy trì pha như nhau đối với tất cả 2^j tần số. Ta cũng có thể viết tín hiệu FH/SS như sau

$$s(t) = A \sum_{l=-\infty}^{\infty} \cos(2\pi(f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f)t + \theta_1) p_{T_h}(t - lT_h) \quad (2.48)$$

ở đây $p_T(t)$ là xung vuông xác định bởi phương trình (1.18).

Bộ nhân tần trong hình 2.11a là tùy chọn. Mục đích của nó là mở rộng hơn nữa dải thông của tín hiệu FH/SS. Bộ nhân tần với hệ số nhân β sẽ làm tăng tần số và pha của tín hiệu lên β lần. Do đó nếu dùng bộ nhân tần thì tín hiệu FH/SS trở thành

$$s'(t) = A \cos(2\pi\beta(f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f)t + \beta\theta_1), \quad 1T_h < t < (1+1)T_h \quad (2.49)$$

Giãn cách giữa 2 tần số lân cận sẽ là $\beta\Delta f$ và các tần số nhảy cuối cùng là

$$\{\beta f_0, \beta(f_0 + \Delta f), K, \beta(f_0 + (J-1)\Delta f)\}$$

2. Dải thông

Tần số của tín hiệu FFH là không đổi trong mỗi lần nhảy. Theo thời gian tín hiệu phát nhảy trên tất cả J tần số, do đó nó chiếm dải thông là

$$B_{FFH} \approx J\Delta f \text{ Hz} \quad (2.50)$$

Để tính độ lợi xử lý, ta để ý rằng dải thông dữ liệu là $1/T$ Hz cho nên

$$\begin{aligned} PG &= (\text{dải thông tín hiệu}) / 2(\text{dải thông tín tức băng gốc}) \\ &= \frac{J\Delta f}{2/T} = \frac{JT}{2T_h} \end{aligned} \quad (2.51)$$

ở đây đẳng thức cuối cùng giả thiết rằng giãn cách tần số bằng $1/T_h$. Nếu sử dụng bộ nhân tần hệ số β , thì phổ của FFH tăng lên β lần. Vì thế dải thông cuối cùng của tín hiệu FFH là $\beta J\Delta f$ Hz và PG là $\beta JT / (2T_h)$.

Cách khác để tìm dải thông là nghiên cứu phổ của phương trình (2.48). Kí hiệu $f_1 = f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f$ biến đổi Fourier của $s(t)$ là

$$\begin{aligned}
S(f) &= A \sum_{l=-\infty}^{\infty} \Phi \{ \cos(2\pi f_l t + \theta_l) p_{T_h}(t - l T_h) \} = \frac{A}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \Phi \left\{ \left[e^{j(\theta_l + 2\pi f_l t)} + e^{-j(\theta_l + 2\pi f_l t)} \right] p_{T_h}(t - l T_h) \right\} \\
&= \frac{A}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ e^{j\theta_l} \Phi \left[p_{T_h}(t - l T_h) \right]_{|f=f-f_l} + e^{-j\theta_l} \Phi \left[p_{T_h}(t - l T_h) \right]_{|f=f+f_l} \right\} \\
&= \frac{A}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ e^{j\theta_l} T_h \sin c(f T_h) e^{-j2\pi f(1+0.5)T_h} \Big|_{f=f-f_l} + e^{-j\theta_l} T_h \sin c(f T_h) e^{-j2\pi f(1+0.5)T_h} \Big|_{f=f+f_l} \right\} \\
&= \frac{A T_h}{2} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ \sin c((f - f_l) T_h) e^{j\theta_l - 2\pi(f - f_l)(1+0.5)T_h} + \sin c((f + f_l) T_h) e^{-j\theta_l - 2\pi(f + f_l)(1+0.5)T_h} \right\}
\end{aligned} \tag{2.52}$$

Số hạng thứ 1 có biến đổi Fourier với tâm ở $\pm f_l$ và có dạng hàm $\sin c$ (bỏ qua pha) với dải thông 0-0 là $2/T_h$. Do đó, mỗi lần nhảy chiếm dải thông xấp xỉ $2/T_h$, tâm ở $+f_l$. Vì tín hiệu nhảy trên J tần số:

$$\{f_0, f_0 + \Delta f, f_0 + 2\Delta f, \dots, f_0 + (J-1)\Delta f\}$$

nên các tần số này trải trên độ rộng $(J-1)\Delta f$ Hz. Vì thế tổng trong phương trình (2.52) chiếm băng tần $(J-1)\Delta f + 2/T_h$. Khi $\Delta f = 1/T_h$ dải thông sẽ là $(J+1)\Delta f \approx J\Delta f$ với J lớn.

3. Máy thu

Hình 2.11b là sơ đồ khối của máy thu FH/SS. Tín hiệu tới đầu tiên được lọc bởi BPF băng rộng có dải thông bao trùm dải của tín hiệu FH/SS, tức là xấp xỉ từ $f_0 - 0.5\Delta f$ Hz đến $f_0 + (J-0.5)\Delta f$ Hz. Trên hình cũng biểu diễn các hệ thống con thực hiện khôi phục định thời symbol và đồng bộ dãy PN. Lưu ý rằng không cần khôi phục pha sóng mang vì máy thu dùng giải điều chế không kết hợp. Lý do dùng máy thu không kết hợp là tại tần số nhảy cao máy thu khó bám pha sóng mang thay đổi trong mỗi lần nhảy. Bộ tạo dãy PN tại chỗ tạo nên dãy PN đồng bộ với dãy tới. Trong lần nhảy thứ 1, tín hiệu ra của bộ tổ hợp tần số là

$$g(t) = \cos(2\pi(f_g + i_1 \Delta f)t + \theta'_1), \quad 1 T_h < t < (l+1)T_h \tag{2.53}$$

Bỏ qua tạp âm tín hiệu vào BPF là

$$\begin{aligned}
g(t)s(t) &= A \cos(2\pi(f_g + i_1 \Delta f)t + \theta'_1) \cos(2\pi(f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f)t + \theta_1), \quad 1 T_h < t < (l+1)T_h \\
&= 0.5A [\cos(2\pi(f_g + f_0 + 2i_1 \Delta f + b_1 \Delta f)t + \theta'_1 + \theta_1) + \cos(2\pi(f_0 - f_g + b_1 \Delta f)t - \theta'_1 + \theta_1)]
\end{aligned} \tag{2.54}$$

Số hạng tần số cao được lọc bỏ bởi BPF dải hẹp và chỉ còn lại số hạng thứ 2. Nhắc lại rằng $f_0 = f_g + f'$, do đó tín hiệu vào bộ giải điều chế FSK là

$$w(t) = \begin{cases} 0.5A \cos(2\pi f' t + \theta_1 - \theta'_1), & b_1 = 0 \\ 0.5A \cos(2\pi(f' + \Delta f)t + \theta_1 - \theta'_1), & b_1 = 1 \end{cases} \tag{2.55}$$

Chứa tần số f' hoặc $f' + \Delta f$. Vì b_1 như nhau đối với mỗi độ dài bit T giây, nên tín hiệu $w(t)$ chứa cùng tần số trong mỗi độ dài bit. Khi đó bộ giải điều chế FSK

phát hiện tần số chứa trong mỗi T giây và tạo nên lỗi ra nhị phân “0” hoặc “1”. Nói cách khác ta có thể phát hiện tần số chứa trong $w(t)$ đối với mỗi lần nhảy và nhận được các giá trị T/T_h đối với mỗi độ dài bit dữ liệu. Từ các giá trị T/T_h này, ta dùng qui tắc đa số để quyết định bit dữ liệu là “0” hay “1”.

4. FFH với FSK m mức

Tổng quát hóa của điều chế BFSK là MFSK, trong đó M tần số được dùng để biểu diễn $\log_2(M)$ bit dữ liệu. Với trải phổ FH, tần số phát nhảy trên số lượng tần số lớn hơn, ví dụ $2^j M$ tần số, j là số bit từ bộ tạo PN đưa đến bộ tổ hợp tần số. Máy phát và máy thu hình 2.11 vẫn có thể sử dụng, chỉ khác là bộ điều chế và giải điều chế FSK bây giờ là MFSK. Biểu đồ tần số vẽ trên hình 2.12, với $M = 4$ tức 2 bit dữ liệu được xét 1 lần và có 3 lần nhảy trên một symbol dữ liệu (1 symbol bằng $\log_2(M)$ bit). Ta sử dụng T_s để chỉ 1 độ dài symbol, $T_s = \log_2(M)T$ và T_h biểu diễn 1 độ dài nhảy. Lưu ý rằng thang tần số (trục dọc) được chia thành 2^j nhóm 4 tần số. Số nhóm sử dụng được xác định bởi j bit của dãy PN trong khi dữ liệu 2 bit xác định tần số nào trong nhóm 4 tần số được sử dụng. Vì thế 2 bit từ dữ liệu và j bit từ dãy PN sẽ quyết định chính xác tần số nào được phát trong mỗi lần nhảy. Vì tần số phát có thể thay đổi cứ mỗi T_h giây, nên giãn cách tần số cực tiểu vẫn đảm bảo trực giao là $1/T_h$. Dải thông nhận được của hệ thống như thế sẽ xấp xỉ $2^j M / T_h$ Hz.

5. Tốc độ đồng hồ PN của hệ thống FFH

Ưu điểm của hệ thống FH so với DS là tốc độ đồng hồ trong bộ tạo dãy PN không cần cao để nhận được cùng 1 dải thông. Để thấy rõ điều này ta hãy so sánh các tốc độ đồng hồ của chúng. Trong hệ thống DS/SS-BPSK, tốc độ đồng hồ của bộ tạo dãy PN bằng tốc độ chip tức là $1/T_c$ và dải thông là $2/T_c$ Hz. Trong hệ thống FFH ta cần j bit mới từ bộ tạo dãy PN cho mỗi lần nhảy. Do đó, bộ tạo dãy PN phải có khả năng tạo j bit trong T_h giây hay j/T_h bit trên giây. Có nghĩa rằng tốc độ đồng hồ của nó phải là j/T_h Hz. Dải thông của hệ thống FH là $2^{j+1} \Delta f = 2^{j+1} / T_h$ đối với BFSK trực giao. Cân bằng dải thông của 2 hệ thống DS và FH ta có

$$2/T_c = 2^{j+1} / T_h \quad (2.56)$$

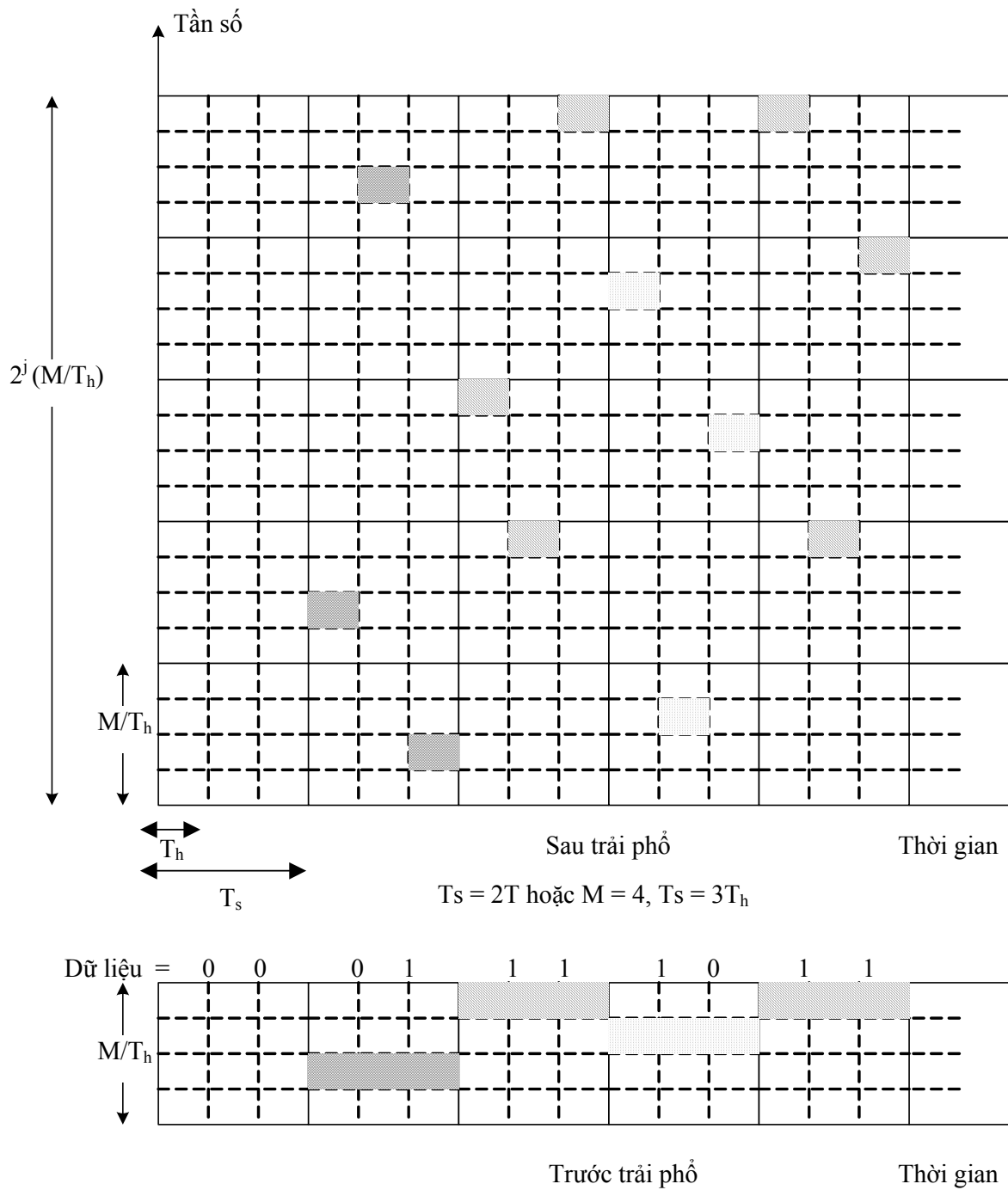
Do đó

$$(\text{Tốc độ đồng hồ DS})/(\text{Tốc độ đồng hồ FH}) = \frac{1/T_c}{j/T_h} = \frac{2^j}{j} \quad (2.57)$$

lớn hơn 1 rất nhiều với j lớn.

2.2.3 Các hệ thống trải phổ nhảy tần chậm (SFH)

Khi $T/T_h < 1$ ta có SFH. Sơ đồ khối máy phát hình 2.11a vẫn dùng được cho SFH. Hình 2.13 là biểu đồ tần số của hệ thống SFH với $T/T_h = 1/2$, tức 1 lần nhảy trên 2 bit dữ liệu. Trong mỗi lần nhảy, dữ liệu có thể thay đổi giữa “0” và “1”. Vì tần số phát có thể thay đổi mỗi T giây, nên để nhận được tín hiệu trực



Hình 2.12 Đồ thị tần số đối với một hệ thống FH nhanh với M -mức FSK, $M = 4$

giao giãn cách tần số phải là $\Delta f = m/T$ với m là số nguyên khác 0. Nếu ta dùng $\Delta f = 1/T$ và nếu bộ tổ hợp tần số tạo ra 2^j tần số thì dải thông là $J\Delta f = J/T$ Hz, $J = 2^{j+1}$. Độ lợi xử lý là $J/2$. Khi dùng bộ nhân tần β lần trong máy phát, giãn cách tần số của tín hiệu ra cuối cùng là $\beta\Delta f$ và dải thông là $\beta J/T$, độ lợi xử lý là $\beta J/2$.

SFH dùng MFSK cũng có thể thực hiện tương tự. Hình 2.14 là biểu đồ tần số của hệ thống như vậy với $M = 4$ và $T_s = T \log_2 M$ là độ dài symbol. Trong hình này ta giả sử rằng $T_h = 3T_s$ tức có 1 lần nhảy trên 3 symbol. Vì giãn cách tần số nhỏ nhất đối với tín hiệu trực giao là $1/T_s$ Hz nên dải thông của hệ thống là $2^j M/T_s$ Hz, ở đây j là số bit để điều khiển bộ tổ hợp tần số.

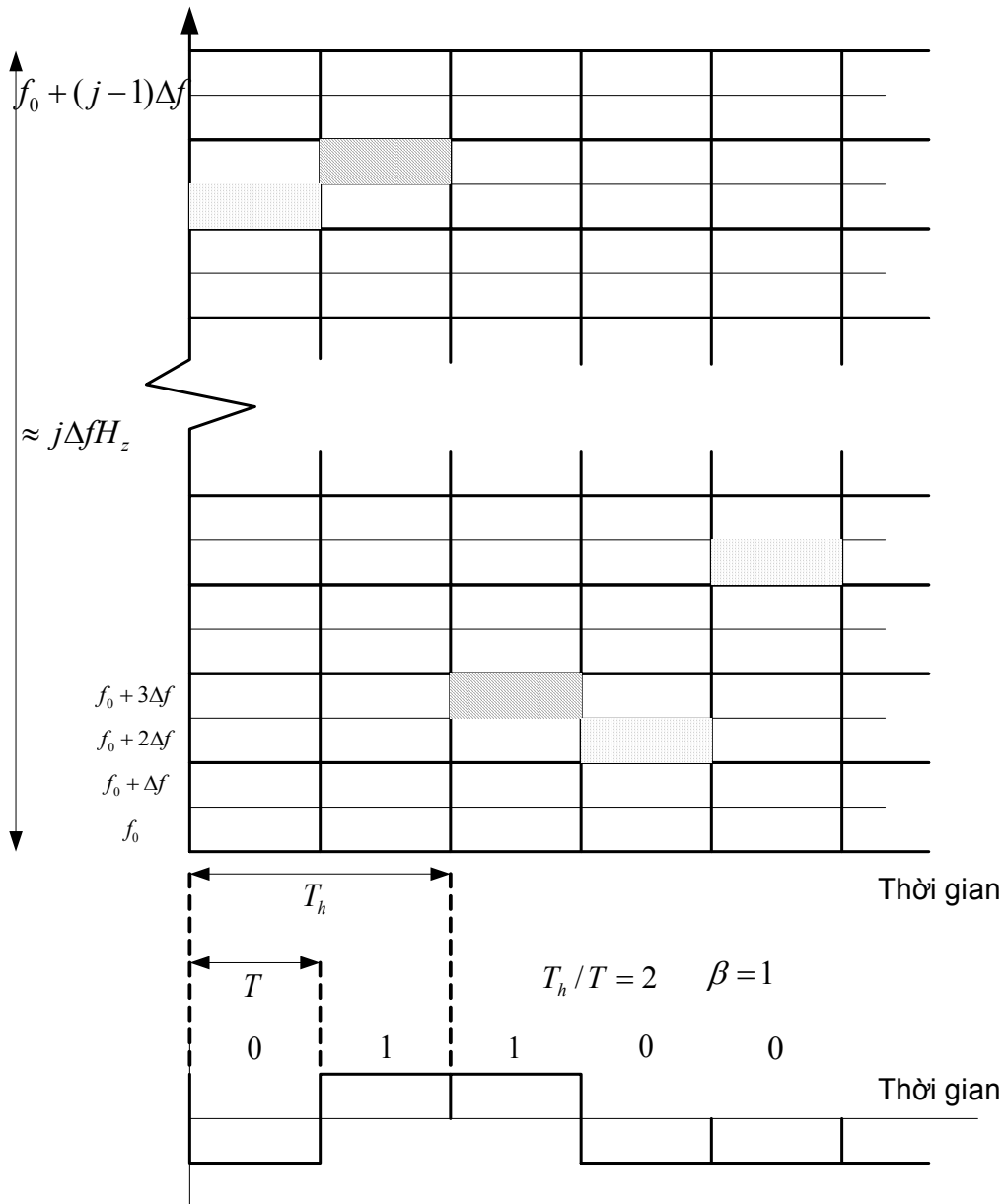
2.3 CÁC HỆ THỐNG TRẢI PHỔ NHẢY THỜI GIAN và CÁC HỆ THỐNG LẠI GHÉP

2.3.1 Các hệ thống trải phổ nhảy thời gian TH/SS

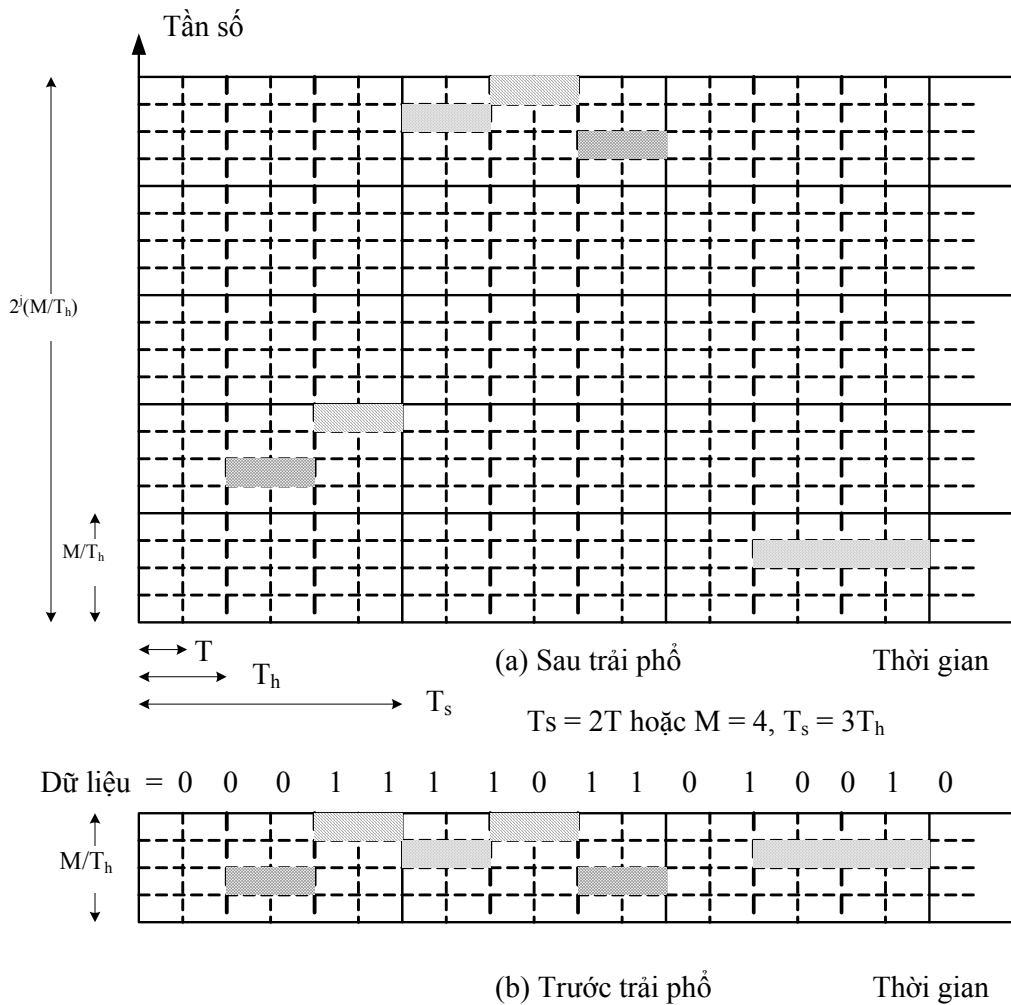
Trong TH/SS dữ liệu được phát đi thành từng cụm, mỗi cụm gồm k bit dữ liệu và thời điểm chính xác để phát mỗi cụm được xác định bởi dãy PN. Cụ thể hơn, giả sử thang thời gian được chia thành các khung mỗi khung T_f giây sau đó mỗi khung lại chia tiếp thành J khe thời gian. Như vậy mỗi khe thời gian chiếm một độ dài $T_s = T_f/J$ giây. Biểu đồ thời gian cho trên hình 2.15. Trong mỗi khung, 1 nhóm gồm k bit dữ liệu được phát đi trong T_s giây, tức là trong 1 trong J khe thời gian. Khe được dùng để phát được xác định bởi dãy PN. Mỗi bit chiếm $T_0 = T_s/k$ giây phát. Mối liên hệ giữa T_f, T_s, T_0 như trên hình 2.15. Giả sử độ dài bit dữ liệu là T , ta cần $T_f = kT$ để phát kịp theo dữ liệu vào. Nếu các bit dữ liệu là $\{b_i, i = \text{integer}\}$ thì có thể biểu diễn tín hiệu TH/SS như sau:

$$s_{TH}(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{l=0}^{k-1} b_{l+ik} p_{T_0}(t - iT_f - a_l T_s - l T_0) \quad (2.58)$$

ở đây $p_{T_0}(t)$ là xung vuông biên độ đơn vị có độ dài T_0 giây, $a_l \in \{0, 1, \dots, J-1\}$ là số giả ngẫu nhiên xác định bởi j bit của dãy PN, còn $J = 2^j$. Lưu ý rằng i biểu thị khung thứ i , a_l biểu diễn số thứ tự của khe thời gian, còn l là số thứ tự của bit trong mỗi cụm. Có thể thấy rằng việc phát dữ liệu là theo từng cụm k bit 1 lần, mỗi bit được phát đi trong $T_0 = (T_f/J)/k$ giây. Do đó tốc độ bit trong cụm là $1/T_0$ bps. Đối với truyền băng gốc dải thông sẽ là $1/T_0$ Hz, còn nếu truyền băng thông thì dải thông là $2/T_0$ Hz. Vì tín tức có dải thông $1/T$ nên hệ số mở rộng dải thông là $(1/T_0)/(1/T) = (kT)J/T_f = J$ với truyền dẫn băng gốc và $2J$ đối với truyền dẫn băng thông. Độ lợi xử lý là $(2/T_0)/(2/T) = J$ khi truyền băng thông.



Hình 2.13 Giản đồ tần số của SFH với BPSK



Hình 2.14 Đồ thị tần số của hệ thống SFH với M -mức FSK, $M = 4$

2.3.2 So sánh các hệ thống SS

Mỗi loại hệ thống SS có ưu và nhược điểm của mình. Việc lựa chọn hệ thống nào để sử dụng phụ thuộc vào ứng dụng cụ thể.

DS/SS làm giảm công suất nhiễu bằng cách trải nó trên phổ tần rộng. Trong FH/SS tại thời điểm bất kì đã cho các người dùng khác nhau phát các tần số khác nhau vì thế tránh được nhiễu. TH/SS tránh nhiễu bằng cách phòng ngừa nhiều hơn 1 người dùng phát tại cùng thời điểm.

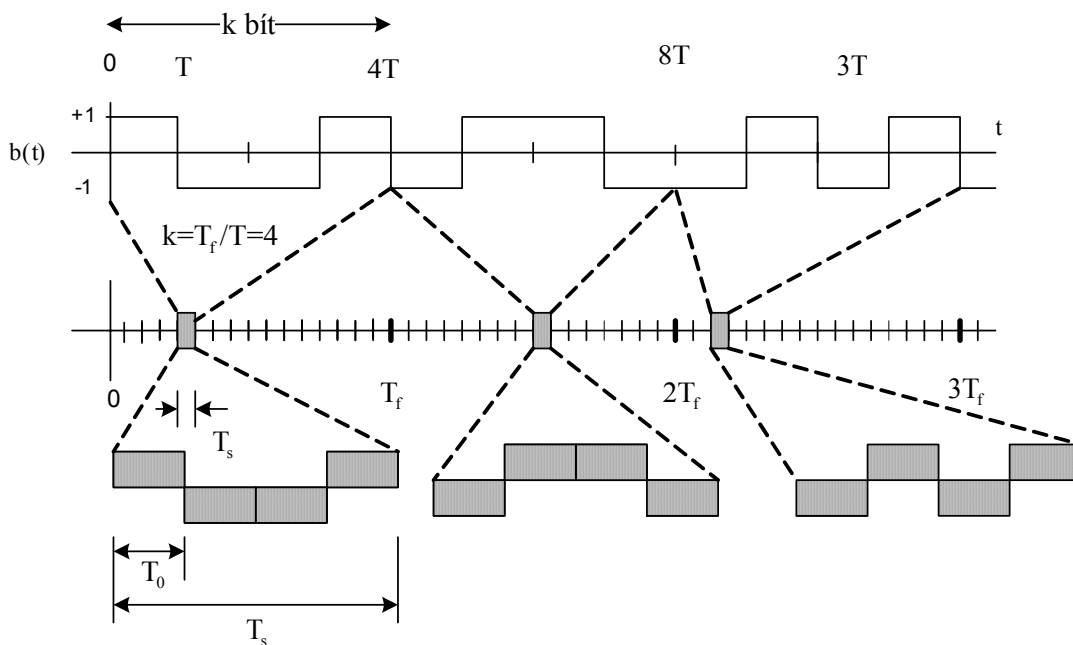
DS/SS có thể thiết kế với giải điều chế kết hợp hoặc không kết hợp. FH/SS hay dùng giải điều chế không kết hợp vì khó duy trì đồng bộ pha sóng mang do sự thay đổi nhanh của tần số phát. Trong thực tế các hệ thống DS/SS có ưu thế về chất lượng (về SNR để đạt được xác suất lỗi bit nhất định) cỡ khoảng 3 dB so với FH/SS do giải điều chế kết hợp. Giá phải trả cho ưu điểm này là chi phí của mạch

PLL sóng mang.

Với cùng tốc độ đồng hồ của bộ tạo PN, các tín hiệu FH/SS có thể nhảy về tần số trên băng tần rộng hơn nhiều so với băng tần của DS/SS. Ta cũng có thể tạo các tín hiệu TH/SS có băng tần rộng hơn nhiều so với DS/SS khi các bộ tạo PN của cả 2 loại hệ thống có cùng tốc độ đồng hồ. Các hệ thống FH/SS cũng có thể loại bỏ 1 số kênh có nhiễu thường xuyên hay nhiễu mạnh. Các hệ thống DS/SS là miễn cảm nhất với vấn đề gần-xa, tức hiện tượng bộ gây nhiễu ở gần có thể phá hỏng nghiêm trọng hoặc thậm chí loại bỏ hoàn toàn thông tin mong muốn do công suất trung bình cao của nhiễu gần. Các hệ thống FH/SS miễn cảm hơn đối với nghe trộm so với đối tác DS/SS của chúng, nhất là khi tốc độ nhảy thấp và đối phương sử dụng máy thu kênh hóa thích hợp.

Thời gian cần thiết để đồng bộ mã PN ban đầu (acquisition) là ngắn nhất trong hệ thống FH/SS trong khi nó dài hơn đối với DS/SS và TH/SS. Tuy nhiên việc thực hiện máy phát và máy thu FH/SS lại đắt hơn vì độ phức tạp của bộ tổ hợp tần số.

Các hệ thống FH/SS có khả năng chịu đựng tốt các tín hiệu đa tia và các can nhiễu. Các máy thu DS/SS yêu cầu mạch đặc biệt để làm việc tin cậy trong môi trường loại này.



Hình 2.15 Đồ thị thời gian của hệ thống TH/SS

2.3.3 Đa truy nhập

Trong các hệ thống thông tin thông thường khi nhiều người dùng cùng chia sẻ cùng kênh, FDMA hoặc TDMA được sử dụng. Đối với các hệ thống này, mỗi

người dùng được phân bổ một băng tần cố định hoặc khe thời gian cố định để phát. Tổng số người dùng được xác định bởi băng thông phân cho mỗi người dùng và tổng dải thông có sẵn trong hệ thống FDMA, hoặc bởi độ dài của một khung và độ dài của khe thời gian trong hệ thống TDMA. Vì băng tần (hoặc khe thời gian) được phân là cố định cho mỗi người dùng, tức không người dùng nào khác có thể sử dụng cùng băng tần (khe thời gian) nên tránh được nhiễu do người dùng khác. Tuy nhiên trong nhiều trường hợp, các người dùng sử dụng băng được phân (khe thời gian) chỉ 1 phần thời gian, do đó hiệu quả của toàn hệ thống có thể thấp. Để tăng hiệu quả, có thể dùng phân phối băng tần động, tức băng tần được gán cho người dùng khi có yêu cầu phát. Một vấn đề với sơ đồ này là thêm độ phức tạp trong việc điều khiển quá trình phân phối. Ngoài ra trong hệ thống tế bào đồng đúc, khi người dùng di chuyển qua biên giới từ 1 tế bào này sang tế bào khác, nếu không có băng tần rỗi nào trong tế bào mới thì cuộc gọi bị mất.

Trong các hệ thống DS/SS, mỗi người dùng được gán một mã PN duy nhất có tính chất tương quan chéo thấp, vì thế cho phép 1 số lượng lớn người dùng chia sẻ cùng băng tần rộng. Các tín hiệu từ các người dùng khác trở thành can nhiễu giống tạp âm. Do tương quan chéo thấp, mức nhiễu là nhỏ. Hệ thống như vậy gọi là CDMA. Bởi vì toàn bộ băng tần được dùng toàn bộ thời gian nên dải thông có thể được sử dụng hiệu quả hơn (tức là dải thông tương đương/người dùng nhỏ hơn) so với hệ thống thông thường. Số lượng người dùng trong hệ thống được xác định bởi SNR yêu cầu (được xác định bởi các yêu cầu thiết kế hệ thống). Lưu ý rằng có sự hạn chế cứng về số người dùng cực đại trong hệ thống TDMA và FDMA, tức là số người dùng không thể vượt quá số khe thời gian hoặc số băng tần. Tuy nhiên dung lượng của hệ thống CDMA được hạn chế mềm, tức số người dùng cực đại không phải là con số cố định. Khi nhiều người dùng hơn cùng chia sẻ kênh CDMA, chất lượng tín hiệu giảm dần đến khi không chấp nhận được. Hệ thống CDMA có thể thiết kế để có nhiều người dùng hơn hệ thống FDMA. Ngoài ra CDMA có sự chuyển giao mềm hơn từ tế bào này sang tế bào khác khi người dùng đi qua biên giới tế bào.

Trong hệ thống FH/SS tín hiệu từ mỗi người dùng có tần số phát nhảy trên băng tần đã chọn sao cho không có 2 người dùng nào sử dụng cùng tần số trong cùng thời gian. Khi mẫu nhảy được gán 1 cách thích hợp cho các người dùng, thì phổ tần sẽ bị chiếm trong phần lớn thời gian, tạo nên sự sử dụng hiệu quả dải thông được cấp. Tình trạng tương tự xảy ra trong hệ thống TH/SS, trừ 1 điều rằng tín hiệu từ mỗi người dùng nhảy theo thời gian sao cho không có 2 tín hiệu nào sử dụng cùng khe thời gian cùng lúc.

2.3.4 Các hệ thống lai ghép (kết hợp)

Về khái niệm có thể lai ghép các kỹ thuật DS, FH và TH. Các hệ thống như vậy có thể đem lại các ưu điểm của mỗi kỹ thuật trên. Tuy nhiên việc thực hiện các hệ thống như vậy sẽ phức tạp hơn và chủ yếu dùng trong quân sự.

1. Hệ thống FH/DS

Hệ thống lai FH/DS là hệ thống DS trong đó tần số phát thay đổi có chu kì. Một dạng của tín hiệu DS/FH như sau

$$s_{FH/DS}(t) = Ac(t)s_{FH}(t) = Ac(t) \sum_{l=-\infty}^{\infty} \cos(2\pi(f_0 + i_l \Delta f + b_l \Delta f)t + \theta_l) p_{T_h}(t - lT_h) \quad (2.59)$$

ở đây $c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i p_{T_c}(t - iT_c)$ là dạng sóng trải DS và $s_{FH}(t)$ là tín hiệu FH, với $b_l \in \{0,1\}$ là giá trị của dữ liệu $b(t)$ trong lần nhảy thứ l , còn i_l là số nguyên chẵn xác định trên bộ tạo PN. Phần DS trong tín hiệu lai ghép này cung cấp khả năng khử đa tia, phần FH cho phép trải phổ trên băng tần không kề nhau. Bởi vì thay đổi pha do nhảy tần nên yêu cầu giải điều chế không kết hợp trừ khi tốc độ nhảy tần rất thấp. Tín hiệu lai ghép có khả năng hạn chế nhiễu cố ý tốt hơn vì nhảy tần và trải bằng dãy PN. Nhiều 1 phần băng được khắc phục bằng cách tương tự: đầu tiên FH tránh phần nhiễu theo thời gian, sau đó DS trải công suất nhiễu trên phổ rộng. Đối với nhiễu đa người dùng, hệ thống lai ghép ít nhạy cảm hơn đối với vấn đề gần xa.

Tín hiệu FH/DS có thể có dạng khác với phương trình (2.59). Ví dụ, tích $b(t)c(t)$ có thể dùng làm tín hiệu vào cho hệ thống FH, như chỉ trên hình 2.16a với điều chế FSK nhị phân. Giống như trước đây ta kí hiệu độ dài 1 lần nhảy là T_h , thời gian chíp của $c(t)$ là T_c và độ dài bit dữ liệu $b(t)$ là T , với $T = NT_c$, N là chu kì của dãy PN $\{c_i\}$. Khi đó tín hiệu FH/DS kết quả là

$$s_{FH/DS}(t) = A \cos(2\pi(f_0 + i_l \Delta f + d_l \Delta f)t + \theta_l), \quad lT_h < t < (l+1)T_h \quad (2.60)$$

ở đây i_l là số nguyên chẵn xác định bởi bộ tạo PN và

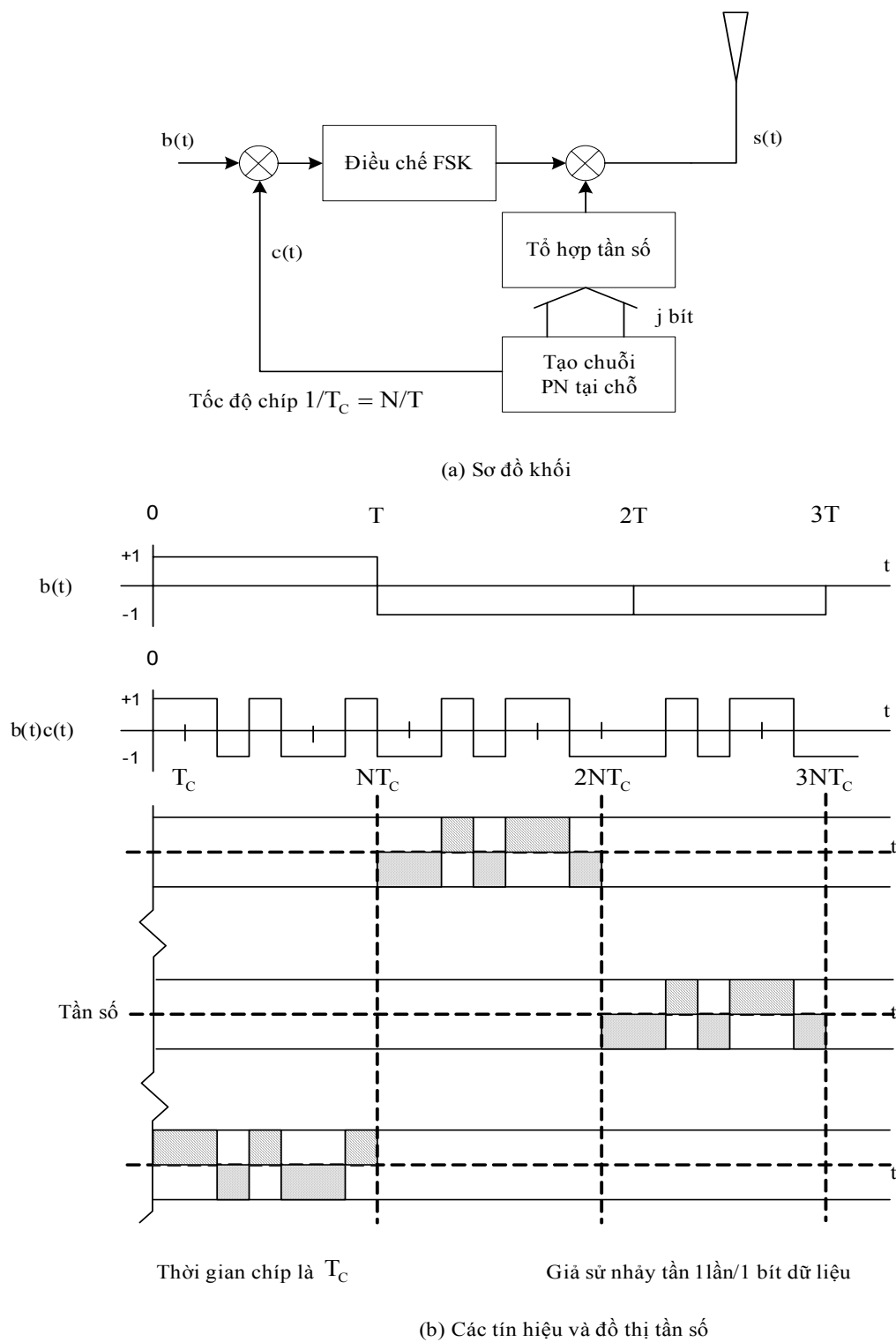
$$d_l = \begin{cases} 0, & b(t)c(t) = -1 \quad t \in (lT_h, (l+1)T_h) \\ 1, & b(t)c(t) = 1 \quad t \in (lT_h, (l+1)T_h) \end{cases} \quad (2.61)$$

Như chỉ ra trên hình 2.16a, một bộ tạo PN có thể sử dụng cho cả hai chức năng DS và FH. Biểu đồ tần số và 1 số tín hiệu cho trên hình 2.16b, ở đó ta giả thiết rằng có 1 lần nhảy trên 1 bit dữ liệu tức là $T_h = T$. Đối với FSK trực giao, giãn cách tần số là $\Delta f = 1/T_c$ do đó dải thông của hệ thống này xấp xỉ $2^{j+1}/T_c$ Hz, với 2^j là số tần số tạo ra bởi bộ tổng hợp tần số. Dải thông này lớn hơn nhiều dải thông của hệ thống DS/SS với cùng tốc độ chíp hoặc dải thông của FH/SS có cùng tốc độ nhảy. Máy thu có thể thực hiện theo sơ đồ khối hình 2.17. Đầu tiên phần FH được giải trải và giải điều chế, tạo ra tín hiệu DS sau đó giải trải tiếp bởi $c(t - \tau)$.

2. Hệ thống lai ghép nhảy tần số/thời gian

Tín hiệu lai ghép nhảy tần số/thời gian có thể viết như sau

$$s_{TFH}(t) = As_{TH}(t)s_{FH}(t) \quad (2.62)$$



Hình 2.16 Sơ đồ khối máy phát của hệ thống lai FH/SS

ở đây $s_{TH}(t)$ là dạng sóng nhảy thời gian tuần hoàn (bật và tắt phát), còn $s_{FH}(t)$ là phần FH. Trong hệ thống này, 1 nhóm bit dữ liệu được phát đi trong 1 khe thời gian trong khung và tần số phát nhảy theo mẫu điều khiển được. Số của khe thời gian cũng thay đổi theo mẫu nhảy nào đó. Các tín hiệu TFH có thể thiết kế cho số lượng lớn người dùng với công suất phát và khoảng cách tương đối thay đổi rộng. Các thiết kế thông minh của các mẫu nhảy tần số-thời gian kết hợp có thể tránh được nhiễu nhiễu đa người dùng về tần số hoặc về thời gian. Nếu có thể duy trì đồng bộ thô giữa các người dùng thì có thể đạt được tính trực giao tín hiệu tổng. Nó cũng cung cấp giải pháp tốt cho vấn đề gần xa.

3. Nhảy thời gian/Dãy trực tiếp

Một lựa chọn khác để thiết kế số lượng lớn các tín hiệu đa truy nhập là trải phổ DS/TH, tín hiệu của nó có dạng

$$s_{TH/DS}(t) = A s_{TH}(t) c(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (2.63)$$

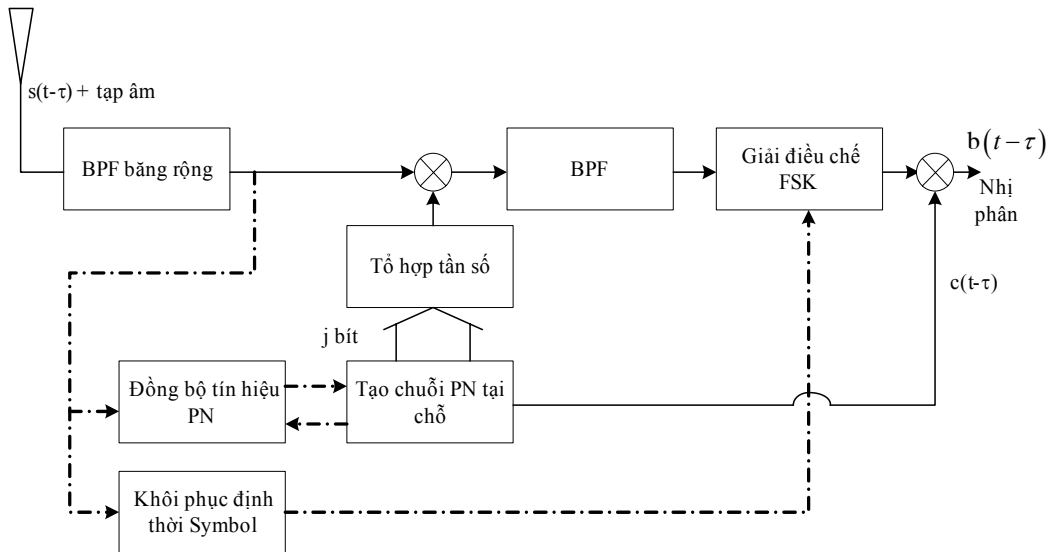
Nếu không tránh được nhiễu theo thời gian thì công suất của nó sẽ được trải ra trên phổ tần rộng bởi tín hiệu PN. Ảnh hưởng phá hoại của nhiễu ở gần cũng giảm đi nhờ nhảy thời gian.

4. Hệ thống lai ghép TFH/DS

Tín hiệu này có dạng sau

$$s_{TFH/DS}(t) = A c(t) s_{TH}(t) s_{FH}(t) \quad (2.64)$$

Ba kỹ thuật trải phổ được sử dụng để đạt được yêu cầu chất lượng đặc biệt. Người ta nhận thấy rằng hầu hết các nhiễu kênh đều có thể hạn chế được bằng nhảy tần số/thời gian kết hợp. Nhược điểm chính của các hệ thống lai ghép là độ phức tạp và giá thành của chúng.



Hình 2.17 Máy thu hệ thống lai FH/SS

Chương 3

CÁC DÃY GIẢ TẠP

3.1 CÁC DÃY PN

Các tín hiệu băng rộng trải phổ giống tạp âm được tạo ra bằng các dãy giả tạp PN hoặc dãy mã giả ngẫu nhiên. Trong các hệ thống DS/SS, dạng sóng trải PN là hàm thời gian của dãy PN. Trong hệ thống FH/SS các mẫu nhảy tần có thể tạo nên từ mã PN. Lưu ý rằng các dãy PN được tạo nên 1 cách xác định, vì chúng phải như vậy nếu không thì không thể có sự trao đổi tin tức có ích nào trên đường liên lạc SS. Tuy nhiên các dãy này được thiết kế sao cho gần giống các dãy ngẫu nhiên đối với người quan sát không chủ định. Các dạng sóng thời gian tạo nên từ các dãy PN cũng gần giống tạp âm ngẫu nhiên.

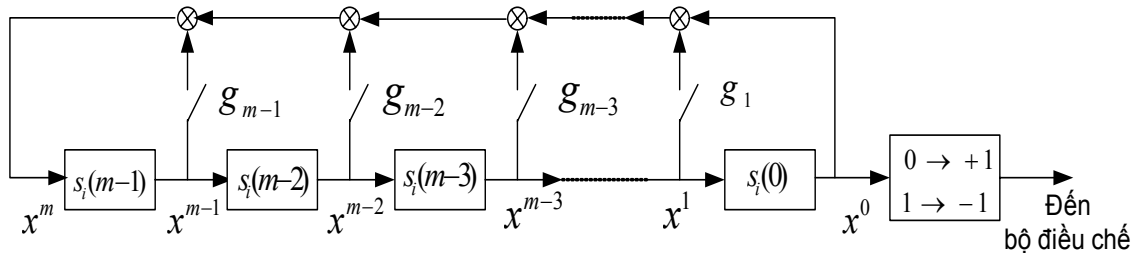
Lớp quan trọng nhất các dãy PN là các dãy nhị phân dùng thanh ghi dịch có chiều dài cực đại, gọi là dãy m . Các dãy m nhị phân được tạo ra bằng thanh ghi dịch hồi tiếp tuyến tính và các mạch “hoặc loại trừ”. Dãy ghi dịch nhị phân tuyến tính được xác định bởi đa thức sinh tuyến tính $g(x)$ bậc $m > 0$:

$$g(x) = g_m x^m + g_{m-1} x^{m-1} + \dots + g_1 x + g_0 \quad (3.1)$$

Đối với các dãy nhị phân (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:

$$x^m = g_{m-1} x^{m-1} + g_{m-2} x^{m-2} + \dots + g_1 x + 1 \pmod{2} \quad (3.2)$$

vì $-1 = 1 \pmod{2}$. Với “ x^k ” thể hiện k đơn vị trễ, phương trình hồi quy trên xác định các kết nối hồi tiếp trong mạch thanh ghi dịch nhị phân của hình 3.1.



Hình 3.1 Mạch thanh ghi dịch để tạo dãy PN

Để ý rằng các cổng “hoặc loại trừ” thực hiện phép toán $\pmod{2}$. Nếu $g_i = 1$ thì chuyển mạch tương ứng đóng, nếu $g_i \neq 1$ thì chuyển mạch hở. Đối với điều chế 2 pha tiếp theo, lối ra của bộ ghi dịch được biến đổi thành 1 nếu nó là 0, và thành -1 nếu nó bằng 1. Thanh ghi dịch là mạch trạng thái hữu hạn nhị phân với

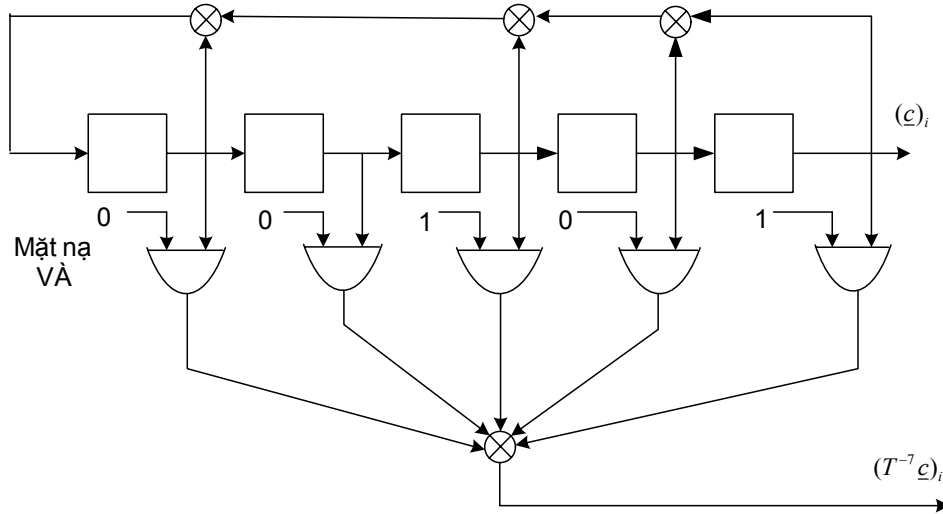
m đơn vị nhớ. Do đó số lượng trạng thái khác 0 cực đại là $2^m - 1$, bằng chu kỳ cực đại của dãy ra $\underline{c} = (c_0, c_1, c_2, \dots)$. Từ hình vẽ 3.1, kí hiệu $s_i(j)$ là giá trị của ghi dịch thứ j tại xung đồng hồ i . Trạng thái của thanh ghi dịch tại xung đồng hồ thứ i là vec tơ độ dài hữu hạn $\underline{s}_i = (s_i(m-1), s_i(m-2), \dots, s_i(0))$. Lỗi ra tại xung đồng hồ thứ i là $c_i = s_i(0)$. Thay $x^m = c_{i+m}$ trong phương trình 3.2 ta được điều kiện hồi qui của dãy ra là:

$$c_{i+m} = g_{m-1}c_{i+m-1} + g_{m-2}c_{i+m-2} + \dots + g_1c_{i+1} + c_i \pmod{2} \quad (3.3)$$

với $i \geq 0$. Ví dụ xét đa thức sinh $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$, dùng (3.3) ta được qui tắc hồi qui $c_{i+5} = c_{i+4} + c_{i+2} + c_{i+1} + c_i \pmod{2}$ và xây dựng thanh ghi dịch hồi tiếp tuyến tính như trên hình 3.2. Vì bậc của $g(x)$ là $m = 5$ nên có 5 đơn vị nhớ trong mạch. Đối với bất kì trạng thái ban đầu khác 0 nào ($\underline{s}_0 \neq (0, 0, 0, 0, 0)$), trạng thái của thanh ghi dịch thay đổi theo điều kiện hồi qui xác định bởi đa thức sinh $g(x)$. Trong ví dụ này dãy tuần hoàn lỗi ra là cột cuối cùng trong hình 3.2:

$$\underline{c} = 1111101000100101011000011100110 \dots$$

có chu kỳ là $N = 31$. Một cách ngẫu nhiên, dãy này có chu kỳ cực đại ($2^5 - 1 = 31$).



Hình 3.2 Ví dụ dãy ghi dịch với $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$

Các đa thức sinh khác có thể cho dãy có chu kỳ ngắn hơn đáng kể. Lưu ý rằng trong mạch cụ thể này, m bit đầu tiên của dãy ra là bằng nội dung ban đầu của bộ ghi dịch, cụ thể là $\underline{s}_0 = 11111$. Với nội dung ban đầu khác, ví dụ $\underline{s}_0 = 00001$, dãy ra tương ứng sẽ là $100001110011011110100010010101 \dots$, là sự dịch chuyển sang phải đi một lượng $N - i = 31 - 18 = 13$ đơn vị của dãy \underline{c} .

Dãy ghi dịch chu kỳ N có N phép dịch hay pha. Kí hiệu $T^{-j}\underline{c}$ là sự dịch sang trái đi j . Trong mạch hình 3.2 ta thấy rằng $T^{-4}\underline{c}$, $T^{-3}\underline{c}$, $T^{-2}\underline{c}$, $T^{-1}\underline{c}$ và \underline{c} xuất

hiện. Các dịch khác của \underline{c} có thể nhận được bằng tổ hợp tuyến tính của $m = 5$ lỗi ra này. Ví dụ dùng mặt nạ 00101 trên 5 trạng thái hình 3.2 (với cổng VÀ), ta có thể nhận được $T^{-2}\underline{c} + \underline{c} = 0001001010110000111001101111101\dots$, chính là $T^{-7}\underline{c}$ của $T^{24}\underline{c}$. Như vậy ta đã chỉ ra 2 cách khác nhau để chọn pha của dãy ra.

Xung đồng hồ i	Trạng thái
0	11111
1	01111
2	10111
3	01011
4	00101
5	00010
6	10001
7	01000
8	00100
9	10010
10	01001
11	10100
12	01010
13	10101
14	11010
15	01101
16	00110
17	00011
18	00001
19	10000
20	11000
21	11100
22	01110
23	00111
24	10011
25	11001
26	01100
27	10110
28	11011
29	11101
30	11110
31	11111
32	01111
33	lặp lại

Để ý rằng dãy tuần hoàn \underline{c} có độ dài vô hạn. Sau đây ta chỉ xét 1 chu kì dãy ra là

đủ và ta chọn cùng kí hiệu \underline{c} cho dãy dài hữu hạn (c_0, c_1, K, c_{N-1}) . Toán tử dịch $T^{\pm j}$ được coi là toán tử dịch tuần hoàn (vòng), với

$$T^{-j}\underline{c} = (c_j, c_{j+1}, K, c_{N-1}, c_0, K, c_{j-1})$$

và

$$T^{+j}\underline{c} = (c_{N-j}, c_{N-j+1}, K, c_{N-1}, c_0, K, c_{N-j-1}).$$

Tốc độ đồng hồ của mạch hình 3.1 bị hạn chế bởi tổng các thời gian trễ trong 1 ô ghi dịch và thời gian trễ trong tất cả các cổng “hoặc loại trừ” ở mạch hồi tiếp. Cụ thể tốc độ đồng hồ không thể nhanh hơn

$$(\tau_{\text{shift-register}} + \tau_{\text{OR-gate}} \sum_{i=1}^{m-1} g_i)^{-1}$$

ở đây τ là thời gian trễ. Để thực hiện tốc độ cao với tốc độ đồng hồ nhanh đến

$$(\tau_{\text{shift-register}} + \tau_{\text{OR-gate}})^{-1}$$

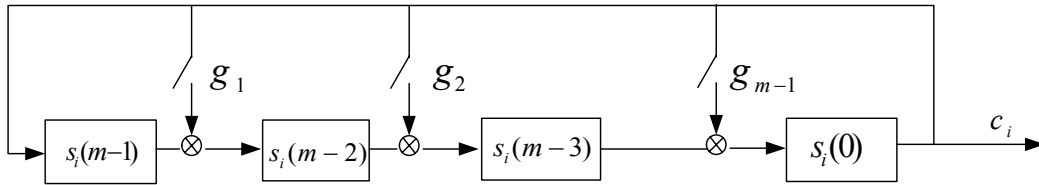
ta có thể dùng dạng tốc độ cao như hình 3.3. Từ hình này ta có:

$$\begin{aligned} s_i(0) &= g_{m-1}s_{i-1}(0) + s_{i-1}(1) = g_{m-1}s_{i-1}(0) + (g_{m-2}s_{i-2}(0) + s_{i-2}(2)) \\ &= L \quad L \\ &= g_{m-1}s_{i-1}(0) + g_{m-2}s_{i-2}(0) + L + g_1s_{i-m+1}(0) + s_{i-m+1}(m-1) \pmod{2} \end{aligned} \quad (3.4)$$

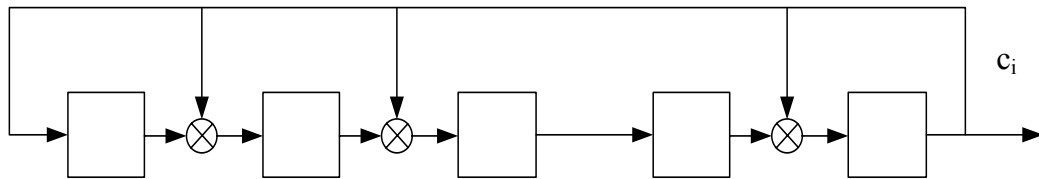
Vì $s_{i-m+1}(m-1) = s_{i-m}(0)$ (xem đường hồi tiếp hình 3.3) và $s_i(0) = c_i$, phương trình trên trở thành

$$c_i = g_{m-1}c_{i-1} + g_{m-2}c_{i-2} + K + g_1c_{i-m+1} + c_{i-m} \pmod{2}, \quad i \geq m \quad (3.5)$$

giống hệt phương trình hồi qui (3.3). Do đó 2 cách thực hiện có thể tạo ra cùng dãy ra nếu m bit ra đầu tiên trùng nhau. Để ý rằng các trạng thái ban đầu của chúng là khác nhau và chúng có các dãy trạng thái khác nhau. Thể hiện tốc độ cao của hình 3.2 như hình 3.4.



Hình 3.3 Mạch ghi dịch tốc độ cao



Hình 3.4 Mạch ghi dịch tốc độ cao đối với $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$

Dãy ghi dịch tuyến tính nhị phân có chu kỳ $N = 2^m - 1$, m là số ô nhớ trong mạch hay bậc của đa thức sinh, được gọi là dãy nhị phân độ dài cực đại hay dãy m . Đa thức sinh của dãy m được gọi là đa thức *nguyên thủy*. Định nghĩa toán học của đa thức nguyên thủy là: $g(x)$ là đa thức nguyên thủy bậc m nếu số nguyên nhỏ nhất n sao cho $g(x)$ chia hết cho $x^n + 1$ chính là $n = 2^m - 1$. Ví dụ:

$$g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x^1 + 1$$

là đa thức nguyên thủy có bậc $m = 5$ vì số nguyên nhỏ nhất n sao cho $g(x)$ chia hết cho $x^n + 1$ là $n = 2^5 - 1 = 31$. Mặt khác $g(x) = x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x^1 + 1$ không phải là nguyên thủy vì $x^6 + 1 = (x + 1)(x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1)$, do đó n nhỏ nhất là 6 không bằng 31. Số lượng các đa thức nguyên thủy bậc m là

$$\frac{1}{m} \phi(2^m - 1)$$

ở đây $\phi(n)$ là hàm Ô le có dạng

$$\phi(n) = n \cdot \prod_{p|n} \left(1 - \frac{1}{p}\right) \quad (3.6)$$

Kí hiệu $p|n$ chỉ "tất cả các ước số nguyên tố khác nhau của n ". Hàm Ô le bằng số các số nguyên dương nhỏ hơn n và nguyên tố cùng nhau đối với n .

Ví dụ:

$$\phi(15) = 15 \cdot \left(1 - \frac{1}{3}\right) \left(1 - \frac{1}{5}\right) = 8, \quad (3.7)$$

cụ thể là các số 1, 2, 4, 7, 8, 11, 13, 14. Tương tự

$$\phi(31) = 31 \cdot \left(1 - \frac{1}{31}\right) = 30 \quad (3.8)$$

Đề ý rằng $\phi(p) = (p - 1)$ với số nguyên tố bất kì $p \geq 1$ vì tất cả các số nguyên dương nhỏ hơn p đều phải nguyên tố cùng nhau với nó. Các số m và n nguyên tố cùng nhau khi và chỉ khi $\gcd(n, m)$ (ước số chung lớn nhất của n và m) bằng 1.

Ta có thể tìm các đa thức nguyên thủy bằng phương pháp "thử và lỗi". Sau đây là các đa thức nguyên thủy nhị phân bậc $m = 3, 4, 5, 6$.

$m = 3$: 1011 và 1101

$m = 4$: 10011 và 11001

$m = 5$: 100101, 110111, 101001, 111011, 101111, 111101

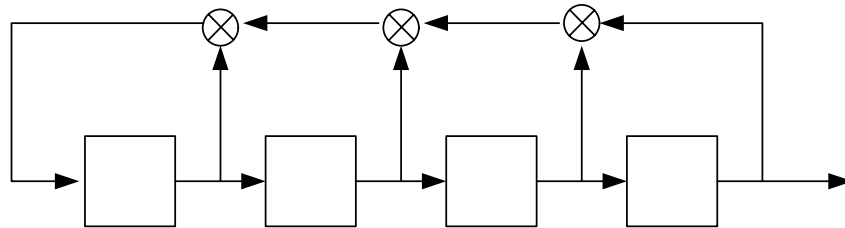
$m = 6$: 1000011, 1100111, 1011011, 1101101, 1100001, 1110011

ở đây mục 1100111 tại $m = 6$ chẳng hạn ứng với đa thức $x^6 + x^5 + x^2 + x + 1$. Ta có thể kiểm tra lại rằng $\phi(2^m - 1) = 6, 8, 30, 36, 126, 128, 432, 600$ với $m = 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10$ tương ứng. Điều thú vị là các đa thức sinh có dạng $g(x) = x^m + x^k + 1$, $1 < k < m$ chỉ có 3 số hạng khác không và chúng được gọi là các *tam thức*. Các tam thức sinh là loại có tốc độ cao vì chúng chỉ cần 1 cổng "hoặc loại trừ" trong mạch hồi tiếp bộ ghi dịch tuyến tính (hình 3.1 hoặc 3.3) không phụ thuộc vào bậc của m , do đó chúng rất được quan tâm trong thực tế.

Các đa thức nguyên thủy là không rút gọn được, tức không thể phân tích thành tích các đa thức có bậc nhỏ hơn, nhưng điều ngược lại thì không đúng. Các đa thức sinh không nguyên thủy sẽ cho các dãy có chu kỳ nhỏ hơn $2^m - 1$. Ví dụ đa thức $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ mà ta đã dùng trong hình 3.2 là nguyên thủy và nó cho dãy m có chu kỳ $N = 2^5 - 1 = 31$. Mặt khác đa thức sinh $g(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$ không phải là nguyên thủy (mặc dù có thể chỉ ra rằng nó không chứa các thừa số có bậc thấp hơn nên nó là không rút gọn được, hay đa thức nguyên tố) vì nó cho dãy có chu kỳ 5 thay cho $2^4 - 1 = 15$ (xem hình 3.5). Một ví dụ khác: xét đa thức $g(x) = x^5 + x + 1$. Đa thức này là rút gọn được vì có thể phân tích nó thành các thừa số

$$(x^3 + x^2 + 1)(x^2 + x + 1) = x^5 + 2x^4 + 2x^3 + 2x^2 + x + 1 = x^5 + x + 1 \pmod{2}$$

vì $2 \equiv 0 \pmod{2}$. Cả hai đa thức thành phần $x^3 + x^2 + 1$ và $x^2 + x + 1$ đều là nguyên thủy (do đó không rút gọn được) trong trường hợp này. Dãy ghi dịch tạo ra bởi $g(x) = x^5 + x + 1$ có tính chất đặc biệt, ví dụ khi nội dung ban đầu là 11111, dãy ra sẽ là 1111100010001001010..... có chu kỳ $7 \times 3 = 21$.



Xung đồng hồ i	Trạng thái
14	1111
15	0111
16	1011
17	1101
18	1110
19	1111
20	lặp lại

Hình 3.5 Mạch ghi dịch đối với đa thức sinh không nguyên thủy

$$g(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$$

Kí hiệu $\underline{c} = c_0 c_1 c_2 \dots c_{2^m-2}$ là dãy m tạo ra bởi đa thức nguyên thủy cố định

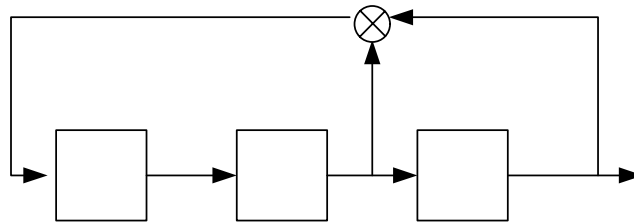
$$g(x) = x^m + g_{m-1}x^{m-1} + g_{m-2}x^{m-2} + \dots + g_1x + 1$$

Quay trở lại hình 3.1: nếu ta sử dụng $2^m - 1$ nội dung ban đầu khác 0 khác nhau trong m ghi dịch, ta có thể nhận được $2^m - 1$ dãy m khác nhau, tất cả đều là các dịch vòng đối với nhau. Kí hiệu S_m là tập hợp của $2^m - 1$ dãy m tạo bởi $g(x)$

cộng với dãy toàn 0 có độ dài $2^m - 1$. Tập hợp này tạo thành không gian vec tơ gồm $2^m = N + 1$ dãy. Ví dụ xét $g(x) = x^3 + x + 1$, mạch ghi dịch cho trên hình 3.6 và tập S_m được xác định như sau:

$$S_m = \begin{bmatrix} \underline{c} \\ T^{-1}\underline{c} \\ T^{-2}\underline{c} \\ T^{-3}\underline{c} \\ T^{-4}\underline{c} \\ T^{-5}\underline{c} \\ T^{-6}\underline{c} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1110010 \\ 1100101 \\ 1001011 \\ 0010111 \\ 0101110 \\ 1011100 \\ 0111001 \\ 0000000 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Khoảng cách Hamming giữa 2 vec tơ là số các vị trí khác nhau của chúng. Đối với 2 vec tơ hàng bất kì trong S_m , ta có thể thấy rằng khoảng cách Hamming của chúng đều bằng $(N + 1)/2$. Vì lí do này S_m được gọi là tập đơn giản.



Xung đồng hồ i	Trạng thái
7	111
8	011
9	001
10	100
11	010
12	101
13	110

Hình 3.6 Mạch ghi dịch đối với đa thức sinh $g(x) = x^3 + x + 1$

3.2 CÁC TÍNH CHẤT CỦA DÃY m

Một số tính chất của dãy m là:

Tính chất 1- Tính chất dịch: Dịch vòng (trái hoặc phải) của dãy m cũng là dãy m . Nói cách khác, nếu \underline{c} thuộc S_m thì dịch vòng của nó cũng thuộc S_m .

Tính chất 2- Tính chất hồi qui: Dãy m bất kì trong S_m thỏa mãn sự hồi qui

$$c_{i+m} = g_{m-1}c_{i+m-1} + g_{m-2}c_{i+m-2} + \dots + g_1c_{i+1} + c_i \pmod{2}, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (3.10)$$

Ngược lại bất kì nghiệm nào của phương trình hồi qui này cũng là dãy m trong tập S_m . Có m nghiệm độc lập tuyến tính của phương trình hồi qui này, do đó có m dãy độc lập tuyến tính trong S_m .

Tính chất 3- Tính chất của số: Nếu trượt một cửa sổ có độ rộng m dọc theo dãy m trong S_m thì ta nhìn thấy đúng 1 lần mỗi bộ m nhị phân khác 0 trong $2^m - 1$ bộ (thử cửa sổ có độ rộng $m = 4$ với dãy 000100110101111. Hãy hình dung dãy này được viết thành vòng tròn).

Tính chất 4- Số số 1 nhiều hơn số số 0 một đơn vị: Bất kì dãy m nào trong S_m cũng chứa 2^{m-1} số 1 và $2^{m-1} - 1$ số 0.

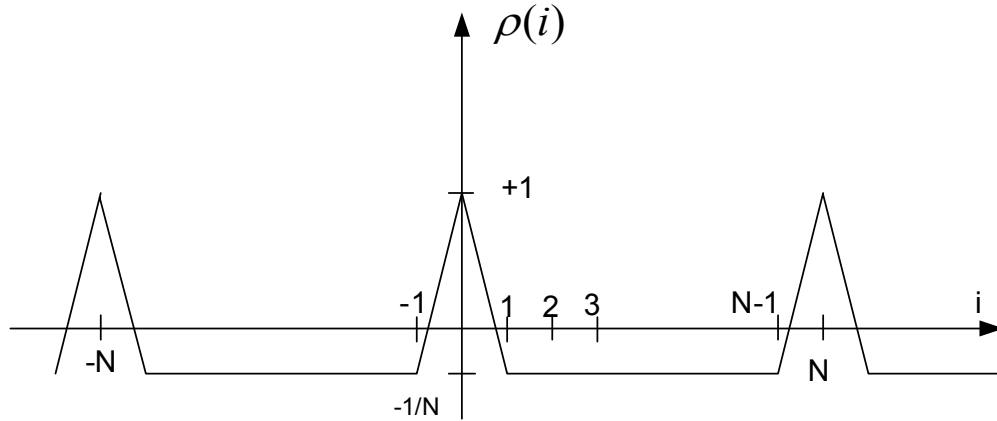
Tính chất 5- Tính chất cộng: Tổng của 2 dãy m trong $S_m \pmod{2}$, từng số hạng một) là dãy m khác trong S_m .

Tính chất 6- Tính chất dịch và cộng: Tổng của dãy m và dịch vòng của chính nó $\pmod{2}$, từng số hạng một) là dãy m khác.

Tính chất 7- Tự tương quan có dạng đỉnh bắm: Hàm tự tương quan tuần hoàn chuẩn hóa của dãy m được xác định bởi

$$\rho(i) = \frac{1}{N} \sum_{j=0}^{N-1} (-1)^{c_j \oplus c_{i+j}} \quad (3.11)$$

và bằng 1 khi $i = 0 \pmod{N}$, và bằng $-1/N$ với $i \neq 0 \pmod{N}$ (xem hình 3.7).



Hình 3.7 Hàm tự tương quan tuần hoàn có hình đỉnh ghim của dãy m

Tính chất 8- Hành trình: Hành trình là 1 xâu các số 1 liên tiếp hoặc các số 0 liên tiếp. Trong dãy m bất kì, một nửa các hành trình có độ dài 1, một phần tư có độ dài 2, 1/8 có độ dài 3 v.v..đến khi nào các phân số này còn cho số nguyên các hành trình. Cụ thể, có 1 hành trình có độ dài m các số 1, 1 hành trình có độ dài $m-1$ các số 0. Đối với độ dài hành trình k , $0 < k < m-1$, số các hành trình của số 0 bằng số hành trình của số 1 và bằng 2^{m-k-2} .

Tính chất 9- Pha đặc trưng: Có đúng 1 dãy m ϑ trong tập S_m thỏa mãn $\vartheta'_0 = \vartheta'_\vartheta, \forall i \in \mathbb{Z}$. Dãy m này được gọi là dãy m đặc trưng, hoặc pha đặc trưng của

các dãy m trong S_m .

Tính chất 10 - Phép chia: Phép chia cho $n > 0$ của dãy m (tức lấy mẫu \underline{c} cứ mỗi n bit mã) kí hiệu là $\underline{c}[n]$, có chu kì bằng $N/\gcd(N, n)$ nếu nó không phải là dãy toàn 0. Đa thức sinh của nó $\mathcal{H}(x)$ có nghiệm là các lũy thừa bậc n của các nghiệm của $g(x)$.

Các tính chất 3, 4, 7, 8 giải thích cho tên gọi các dãy giả ngẫu nhiên. Các tính chất 1 và 2 không yêu cầu chứng minh. Để chứng minh tính chất 3 ta xét hình 3.1. Dãy m đi qua bộ ghi dịch cho nên cửa sổ độ rộng m chính là phản ánh trạng thái của bộ ghi dịch. Vì dãy m có độ dài cực đại $N = 2^m - 1$, nên bộ ghi dịch phải đi qua tất cả $N = 2^m - 1$ trạng thái khác 0 có thể (các bộ m) đúng 1 lần. Do đó suy ra tính chất 3. Mỗi trạng thái khác 0 là 1 bộ m , có thể coi như là biểu diễn nhị phân của số nguyên từ 1 đến $2^m - 1$. Số nguyên lẻ có bit có nghĩa nhỏ nhất bằng 1. Trong phạm vi 1 đến $2^m - 1$, số số nguyên lẻ nhiều hơn số số nguyên chẵn đúng 1 đơn vị, do đó tính chất 4 được chứng minh. Tính chất 5 suy ra từ tính chất hồi qui vì dãy m nào trong hai dãy m bất kì trong S_m đều phải thỏa mãn 3.10, do đó tổng của chúng cũng vậy. Từ đây suy ra rằng tổng của các dãy m trong S_m cũng là dãy m trong S_m . Để ý rằng các dãy m trong S_m là các dịch pha của nhau, do đó chúng là tương đương dịch vòng và rõ ràng chia sẻ cùng đa thức sinh. Tính chất Cộng và Dịch trở nên hiển nhiên vì dịch pha của dãy m trong S_m vẫn là dãy m khác trong S_m . Tính chất Tự tương quan là hệ quả của tính chất 4. Xem xét định nghĩa của hàm tự tương quan chuẩn hóa trong 3.11, ta thấy rằng $\rho(i)$ hiển nhiên bằng $1/N$ lần của (số vị trí mà dãy m \underline{c} và dịch vòng $T^i \underline{c}$ của nó giống nhau - số vị trí mà chúng khác nhau). Theo số học mod 2 ta có $1 \oplus 1 = 0 \oplus 0 = 0; 1 \oplus 0 = 0 \oplus 1 = 1$ nên ta có

$$\rho(i) = \frac{1}{N} (\text{số số 0 trong } \underline{c} \oplus T^i \underline{c} - \text{số số 1 trong } \underline{c} \oplus T^i \underline{c})$$

Nếu $i = 0$, $\rho(0) = 1$ tầm thường. Nếu $i \neq 0$, $\underline{c} \oplus T^i \underline{c}$ là dãy m khác theo tính chất dịch và cộng. Do đó số số 0 ít hơn số số 1 đúng một đơn vị, suy ra $\rho(i) = -\frac{1}{N}$, $i \neq 0$. Cho đến nay ta đã coi các dãy nhị phân như dãy có giá trị $\{0, 1\}$ và điều chế cơ sở là on-off (OOK). Trong thực tế các dãy 2 pha có giá trị $\{1, -1\}$ hay được sử dụng do tính phổ biến của điều chế BPSK. Phương trình 3.11 thực sự là hàm tự tương quan chuẩn hóa của các dãy $\{1, -1\}$ với phép biến đổi $c_i \rightarrow (-1)^{c_i}$, có trị bằng 1 nếu $c_i = 0$ và bằng -1 nếu $c_i = 1$. Chẳng hạn xét dãy $\underline{c} = 000100110101111$. Để tính $\rho(5)$ ta thấy rằng $\underline{c} = 000100110101111$ và $T^5 \underline{c} = 0111100010011101$ giống nhau ở 7 vị trí và khác nhau ở 8 vị trí (tức $\underline{c} \oplus T^5 \underline{c}$ là dãy có 7 số 0 và 8 số 1), vì thế $\rho(5) = -1/15$. Mặt khác xét 2 dãy 2 pha tương ứng +++-++--+-+---- và +----+++-+---+-, ta tính tích chấm (tích vô hướng) và

được - 1, nghĩa là $\rho(5) = -1/15$.

Tính chất “Hành trình” có thể chứng minh như sau. Trước tiên ta định nghĩa khối là hành trình các số 1 (ví dụ xâu các số 1 hoặc 11111..111) và khe hở là hành trình các số 0 (ví dụ xâu các số 0 hoặc 000...00).

1). Theo tính chất của số ta biết m số 1 liên tiếp xuất hiện đúng 1 lần, và khối này phải có 0 đứng trước và đứng sau. Song $11\underbrace{0}_{m-1}$ hoặc $011\underbrace{0}_{m-1}$ phải xuất hiện đúng 1 lần do đó $011\underbrace{0}_{m-1}$ không thể xảy ra và do đó không có khối nào có độ dài bằng $m-1$.

2). Số các khối có độ dài k , $0 < k < m-1$, đúng bằng $2^{m-(k+2)}$.

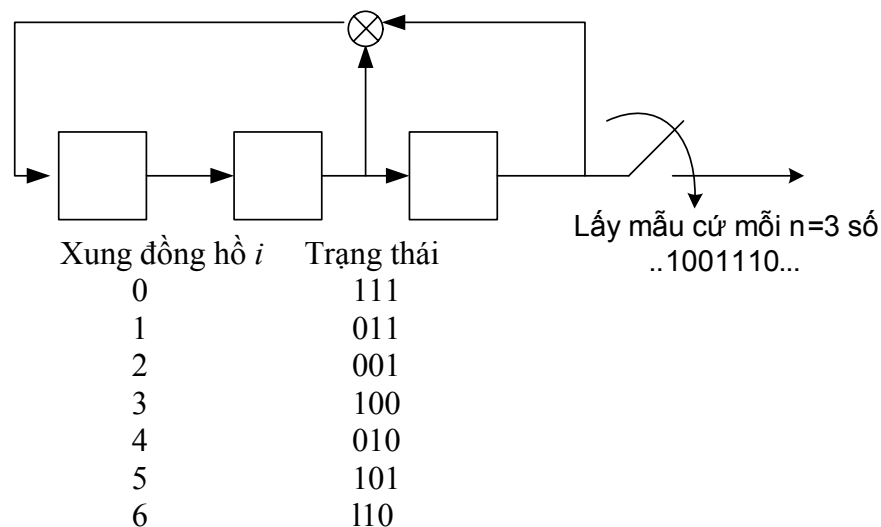
3). Tổng số các khối bằng $1 + \sum_{k=1}^{m-2} 2^{m-(k+2)} = 2^{m-2}$.

4). Tương tự, số các khe hở có độ dài k , $0 < k < m-1$, cũng bằng $2^{m-(k+2)}$.

5). Không có khe hở nào có độ dài m , nhưng có một khe hở dài $m-1$, do đó tổng số khe hở cũng bằng $1 + \sum_{k=1}^{m-2} 2^{m-(k+2)} = 2^{m-2}$.

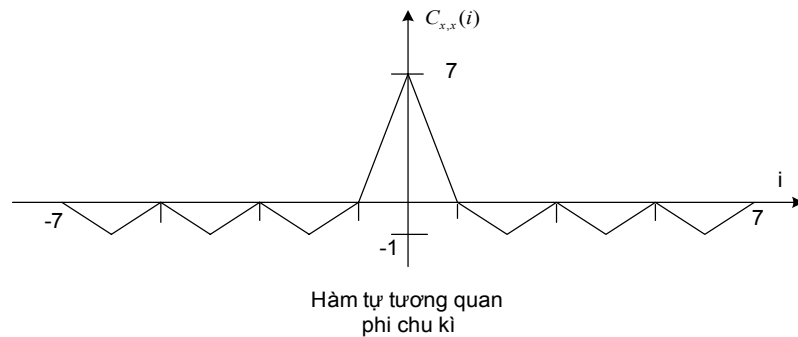
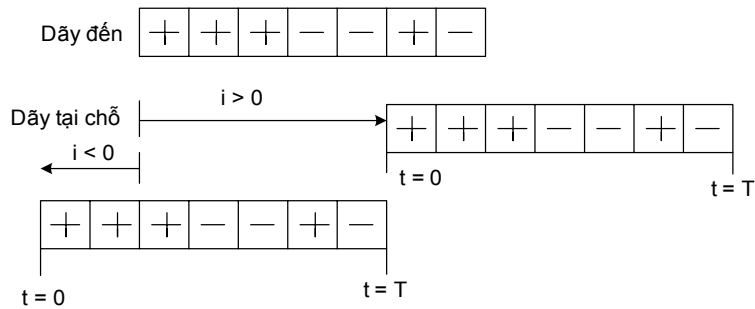
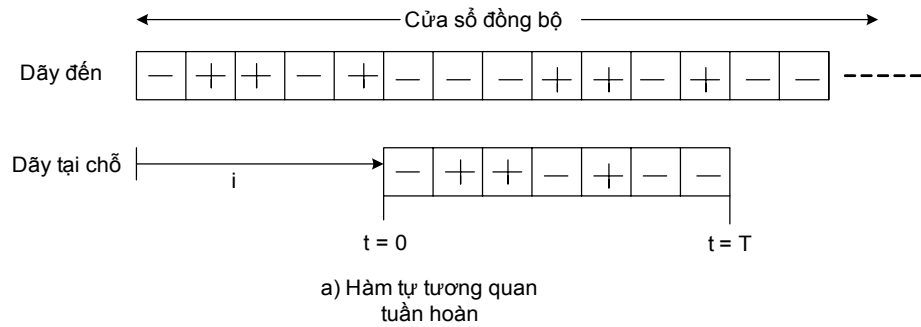
Như vậy tính chất hành trình được chứng minh. Để làm ví dụ, xét dãy m 1111101000100101011000011100110 có chu kì 31 ta có:

Độ dài hành trình	Các khối (số 1)	Các khe hở (số 0)
$k = 1$	4	4
2	2	2
3	1	1
4	0	1
5	1	0



Hình 3.8 Tạo dãy bằng phép chia

Ta không chứng minh các tính chất 9 và 10, mà bàn về cách sử dụng chúng. Kí hiệu n là số nguyên dương và xét dãy \underline{y} bằng cách lấy mỗi bit thứ n của dãy \underline{x} , tức là $y_i = x_{ni}$, $\forall i \in \mathbb{Z}$. Dãy \underline{y} được gọi là decimation cho n của \underline{x} và được kí hiệu là $\underline{x}[n]$. Để kiểm tra tính chất pha đặc trưng, xét ví dụ S_m cho bởi (3.9). Trong số $N = 7$ dãy m trong tập S_m này, chỉ có dãy $\underline{c} = 1001011$ thỏa mãn điều kiện $\vartheta_i = \vartheta_{-i}$. Đối với tính chất chia, xét $\underline{c} = 1110010$. Ở đây $N = 7$ là số nguyên tố, do đó dãy decimation $\underline{c}[n], n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$ tất cả đều có chu kì 7 và là các dãy m . Thực vậy, $\underline{c}[1] = \underline{c}$, $\underline{c}[2] = 1100101 = T^{-1}\underline{c}$, $\underline{c}[3] = 1001110$, $\underline{c}[4] = 1011100 = T^{-5}\underline{c}$, $\underline{c}[5] = 1101001 = T^{-4}\underline{c}[3]$, $\underline{c}[6] = 1010011 = T^{-5}\underline{c}[3]$.



Hình 3.9 (a) Tính hàm tự tương quan tuần hoàn của dãy $m = ++-+-$;
(b) Tính hàm tự tương quan phi chu kì của dãy $m = +++--+-$

Để ý rằng $c[1], c[2], c[4]$ có thể tạo nên bởi đa thức $g(x) = x^3 + x + 1$. Mặt khác $c[3], c[5], c[6]$ có thể tạo ra từ đa thức $h(x) = x^3 + x^2 + 1$. Tính chất Decimation phát biểu rằng ta có thể tạo ra tất cả các dãy m vòng khác nhau có bậc m sử dụng cách chia thích hợp chỉ bằng 1 mạch. Như vậy, dựa trên cơ sở một đa thức nguyên thủy bất kỳ bậc m , tất cả các đa thức nguyên thủy bậc m khác đều có thể xác định được. Trong ví dụ cụ thể này, để tạo nên dãy m $c[n] = c[3] = 1001110$ ta vẫn có thể sử dụng mạch cho trong hình 3.6 nhưng chạy mạch ở $n = 3$ lần tốc độ đồng hồ ban đầu và lấy mẫu cứ mỗi $n = 3$ số ở lối ra như hình 3.8. Nói chung dãy decimation $c[N-1]$ bằng dịch ngược của dãy m c .

Tiếp theo xét dãy m dài hơn $c' = 000100110101111$ tạo ra bởi $g(x) = x^4 + x + 1$. Xét $c'[3]$. Vì $\gcd(15, 3) = 3$ nên $c'[3] = 011110111101111$ có chu kỳ bằng $N/\gcd(N, n) = 15/3 = 5$. Đa thức sinh của $c'[3]$ là $h(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$, không phải là nguyên thủy. Chia c' cho 11 ta được $c'[11] = 011110101100100$, có chu kỳ $15/\gcd(15, 11) = 15$ và đa thức sinh nguyên thủy là $x^4 + x^3 + 1$. Để ý rằng $c[5] = 0$ là dãy toàn 0 và decimation cho lũy thừa của 2 của dãy m là phiên bản dịch của chính dãy m , tức là $c[2^i] = T^{-i}c$.

Các dãy m có hàm tự tương quan tuần hoàn tốt nhất về mặt cực tiểu hóa giá trị cực đại của hàm tự tương quan lệch pha. Do đó chúng rất tốt cho đồng bộ mã. Các tính chất tự tương quan của chúng được sử dụng tốt nhất nếu cửa sổ đồng bộ dài hơn 1 chu kỳ (hình 3.9a). Trong hình này cửa sổ đồng bộ chứa vài bản sao của dãy m . Dãy m tạo ra tại chỗ trùng lên 2 chu kỳ liên tiếp của dãy m tới, vì thế giá trị tương quan được cho bởi hàm tự tương quan tuần hoàn của hình 3.7. Mặt khác, nếu cửa sổ đồng bộ chỉ dài một chu kỳ hoặc ngắn hơn, thì tương quan là phi chu kỳ như hình 3.9b. Các dãy Barker là các dãy có biên độ tự tương quan phi chu kỳ lệch pha bị chặn bởi 1 (hình 3.9b). Chúng được sử dụng rộng rãi làm các dãy đồng bộ. Các dãy Barker có chiều dài $N = 1, 2, 3, 4, 5, 7, 11$ và 13 như sau:

+ ;
 ++, +- ;
 ++- ;
 +++-, ++-+ ;
 +++-+ ;
 +++--+-
 +++---+-+ ; +++++-++-+-+

Không tồn tại dãy Barker nào khác có độ dài lớn hơn. Lưu ý rằng nếu $\underline{x} = (x_0, x_1, K, x_{N-1})$ là dãy Barker, thì phủ định của \underline{x} , kí hiệu $-\underline{x}$, và đảo của \underline{x} , kí hiệu $\underline{x}^{(r)} = (x_{N-1}, x_{N-2}, K, x_1, x_0)$ cũng phải là dãy Barker.

Các dãy Barker phức cũng tồn tại, ví dụ:

Các dãy Barker 4-pha ($\omega^{j\pi/2}$)

1

1, ω

1, ω , 1

1, ω , ω^2 , ω

1, ω , ω^2 , ω , 1

1, ω , ω^2 , ω , ω^2 , ω , 1

1, ω , ω , ω , ω , ω , ω , ω , ω , 1

1, ω , ω^2 , ω^3 , 1, ω^3 , 1, ω^3 , 1, ω^3 , ω^2 , ω , 1

Các dãy Barker 6-pha ($\omega = e^{j\pi/3}$)

1

1, ω

1, ω , ω^2

1, 1, ω , ω^4

1, 1, 1, ω^2 , ω^5

1, 1, ω , ω^3 , 1, ω^4

1, 1, 1, ω^2 , ω^5 , ω^4 , ω^2

1, 1, 1, 1, ω^3 , ω^2 , ω^5 , ω

1, 1, 1, 1, ω^2 , ω^4 , 1, ω^4 , ω^2

1, 1, 1, 1, ω^2 , ω^4 , 1, ω^3 , ω , ω^5

1, 1, 1, 1, ω^2 , ω^2 , ω^5 , 1, ω^3 , 1, ω^4

1, 1, ω , 1, ω^5 , ω^2 , ω^2 , ω^4 , 1, ω^4 , ω , ω^3

Khác với trường hợp nhị phân và tứ phân, người ta tiên đoán rằng các dãy Barker 6-pha tồn tại đối với tất cả N.

Định nghĩa hình thức của tương quan chéo phi chu kì của 2 dãy (có thể là dãy phức) $\underline{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ và $\underline{y} = (y_0, y_1, \dots, y_{N-1})$ như sau:

$$C_{x,y}(i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-i} x_j y_{j+i}^*, & 0 \leq i \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+i} x_{j-i} y_j^*, & -(N-1) \leq i < 0 \end{cases} \quad (3.13)$$

Hàm tự tương quan phi chu kì của dãy \underline{x} , đơn giản là $C_{x,x}(i)$, i là dịch thời gian rời rạc.

Ta kết luận phần này bằng nhận xét về tính an ninh của các dãy m . Các dãy m có thể cung cấp mức độ riêng tư cao đối với nghe trộm không cố ý, song chừng ấy không đủ cho các ứng dụng mật mã ở các hệ thống thông tin có độ an ninh cao. Dựa trên $2m$ bit mã liên tiếp của dãy m với chu kì $N = 2^m - 1$, đa thức sinh (và do đó toàn bộ dãy) có thể xác định được. Có thể thấy được điều này từ tính chất hồi

qui. Bằng cách áp dụng tính hồi qui 3.10 cho đoạn mã thu được $c_i c_{i+1} c_{i+2} \dots c_{i+2m-1}$ m lần ta được:

$$\begin{bmatrix} c_{i+m} \\ c_{i+m+1} \\ \vdots \\ c_{i+2m-2} \\ c_{i+2m-1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{i+m-1} & c_{i+m-2} & L & L & c_{i+1} & c_i \\ c_{i+m} & c_{i+m-1} & L & L & c_{i+2} & c_{i+1} \\ M & M & & M & M & M \\ c_{i+2m-3} & c_{i+2m-4} & L & L & c_{i+m-1} & c_{i+m-2} \\ c_{i+2m-2} & c_{i+2m-3} & L & L & c_{i+m} & c_{i+m-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{m-1} \\ g_{m-2} \\ \vdots \\ g_1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Tập m phương trình tuyến tính đồng thời trên có $m - 1$ ẩn số, nghĩa là g_1, g_2, \dots, g_{m-1} , do đó là giải được. Ví dụ giả sử ta biết rằng chu kỳ dãy là 31 và ta có thể ước lượng chính xác xâu gồm $2m = 10$ bit mã liên tiếp, cụ thể 1010001001. Phương trình (3.14) bây giờ trở thành

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 00101 \\ 00010 \\ 10001 \\ 01000 \\ 00100 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_4 \\ g_3 \\ g_2 \\ g_1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

Giải phương trình này ta được $g_2 = 1, g_1 = 1, g_4 = 1, g_3 = 0$. Do đó suy ra đa thức sinh là $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$. Số lượng ô nhớ cần thiết để tạo dãy ghi dịch tuyến tính được gọi là khoảng (span) tuyến tính của dãy, kí hiệu L . Đối với các dãy m có chu kỳ $2^m - 1, L = m$. Số bit mã cần thiết để phá mã là $2m$, hay 2 lần khoảng tuyến tính. Tất nhiên, máy thu không cố ý có thể có khó khăn trong việc ước lượng chính xác chu kỳ mã và $2m$ bit mã. Tỉ số L/N là số đo tốt của độ phức tạp dãy. Tỉ số này càng cao, dãy càng khó bị phá mã.

3.3 CÁC DÂY ĐA TRUY NHẬP TRÁI PHỔ (SSMA)

3.3.1 Các dãy Gold

Các dãy m có hàm tự tương quan dạng đỉnh ghim và có thể coi là hàm tự tương quan tuần hoàn có thể có tốt nhất về mặt cực tiểu hóa giá trị cực đại của tự tương quan lệch pha. Do đó chúng là tuyệt vời đối với việc đồng bộ mã. Đối với thông tin *dị bộ* đa người dùng, yêu cầu phải có tập lớn các dãy SSMA hay CDMA có giá trị tương quan chéo nhỏ.

Ta định nghĩa tương quan chéo tuần hoàn đối với 2 dãy (có thể phức) $\underline{u} = u_0 u_1 u_2 \dots u_{N-1}$ và $\underline{v} = v_0 v_1 v_2 \dots v_{N-1}$ như sau:

$$\theta_{u,v}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} u_i v_{n+i}^*, \quad n \in Z \quad (3.16)$$

ở đây phép cộng trong $n + i$ của chỉ số dưới được tính theo *mod N*. Các giá trị tương quan chéo tại các dịch tương đối n nên giữ nhỏ để nhiễu tương hỗ (xuyên

âm) giữa 2 người dùng là nhỏ. Số dãy m có độ dài $N = 2^m - 1$ bằng $\frac{1}{m}\phi(N)$, tuy nhiên 1 số cặp dãy m không thích hợp đối với sử dụng trong cùng tập dãy SSMA.

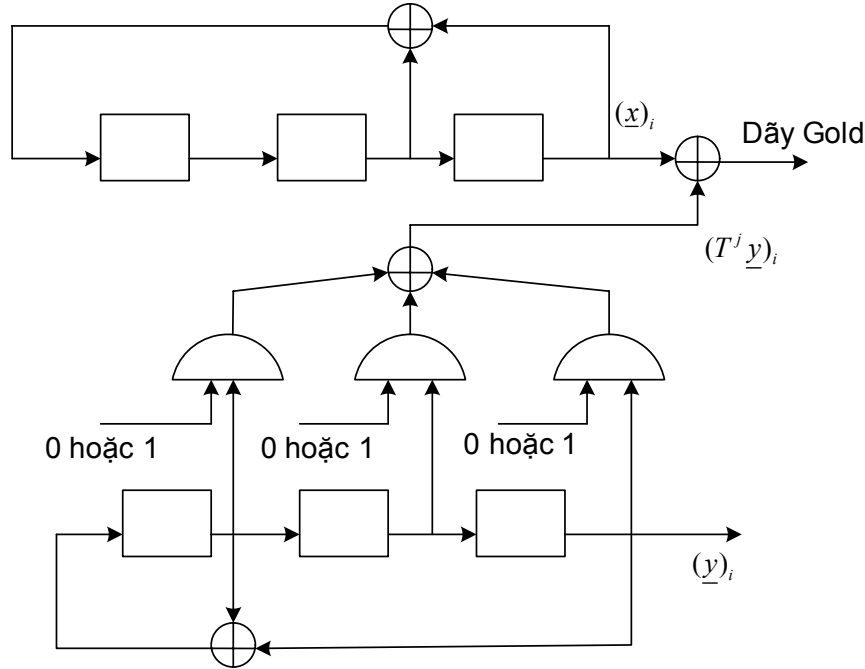
Một lớp quan trọng các dãy tuần hoàn có thể cung cấp 1 số lượng lớn các dãy với tương quan chéo tuần hoàn tốt là các dãy Gold. Tập gồm $N + 2$ các dãy Gold với độ dài $N = 2^m - 1$ có thể được xây dựng từ *cặp ưa thích* các dãy m có chu kỳ giống nhau N . Cặp ưa thích các dãy m , ví dụ \underline{x} và \underline{y} , có hàm tương quan chéo 3 trị

$$\theta_{x,y}(n) = -1; -t(m); t(m)-2, \forall n \quad (3.17)$$

ở đây $t(m) = 1 + 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor}$, $\lfloor c \rfloor$ chỉ phần nguyên của số thực c . Khi tính các trị tương quan chéo, đầu tiên các số 0 và 1 được biến đổi thành các số +1 và -1. Tập các dãy m bao gồm cặp ưa thích các dãy \underline{x} và \underline{y} , các tổng $\text{mod } 2$ của \underline{x} và các dịch vòng của \underline{y} . Cụ thể, tập các dãy Gold là

$$S_{\text{Gold}} = \{\underline{x}, \underline{y}, \underline{x} \oplus \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-1}\underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-2}\underline{y}, \dots, \underline{x} \oplus T^{-(N-1)}\underline{y}\} \quad (3.18)$$

ở đây $T^{-1}\underline{y} = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N-1}, y_0)$ là dịch vòng trái của \underline{y} . Biên độ tương quan cực đại đối với 2 dãy m bất kì trong cùng tập là bằng hằng số $t(m)$. Người ta biết rằng các cặp ưa thích của các dãy m không tồn tại đối với $m = 4, 8, 12, 16$ và tiên đoán rằng không tồn tại nghiệm đối với tất cả $m = 0 \pmod{4}$.

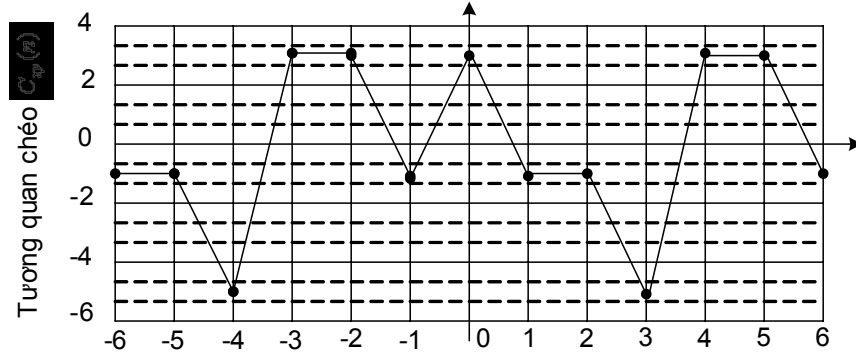


Hình 3.10 Bộ tạo dãy Gold đối với cặp ưa thích

$$g_1(x) = x^3 + x + 1 \text{ và } g_2(x) = x^3 + x^2 + 1$$

Ví dụ của dãy Gold đối với $m = 3$ như sau. Có $\frac{1}{3}\phi(7) = 2$ dãy m vòng khác nhau có độ dài 7. Hai đa thức nguyên thủy bậc $m = 3$ là $x^3 + x + 1$ và $x^3 + x^2 + 1$, tương ứng các dãy $\underline{x} = 1001011$ và $\underline{y} = 1001110$. Nội dung ban đầu của cả 2 mạch ghi dịch là 001. Dễ dàng kiểm tra được rằng hàm tự tương quan đối với cả 2 dãy m là cùng hàm dạng đỉnh ghim. Ngoài ra hàm tương quan chéo đối với cặp dãy m này có 3 trị: -1, -5 hoặc 3; cho nên \underline{x} và \underline{y} là cặp ưa thích các dãy m . Bộ sinh dãy Gold cho trên hình 3.10. Tương quan chéo đối với \underline{x} và \underline{y} như trên hình 3.11. Tập tương ứng gồm 9 dãy Gold chu kì 7 là: 1001011, 1001110, 0000101, 1010110, 1110001, 0111111, 0100010, 0011000, 1101100.

Tỉ số $t(m)/N \approx 2^{-m/2}$ tiến tới 0 theo hàm mũ khi m tiến tới vô hạn. Điều này chứng tỏ rằng các dãy Gold dài hơn sẽ làm dãy SSMA tốt hơn.



Hình 3.11 *Tương quan chéo tuần hoàn đối với dãy Gold*
-++-+-- và -++---+

3.3.2 Các dãy Kasami

Lớp quan trọng khác các dãy nhị phân SSMA là các dãy Kasami. Giả sử m là số nguyên chẵn và \underline{x} là dãy m có chu kì $N = 2^m - 1$. Các dãy Kasami nhận được bằng cách chia dãy m \underline{x} và thực hiện phép cộng $\text{mod } 2$ trên các dãy dịch vòng. Decimating dãy tức là lấy mẫu nó một cách tuần hoàn. Để xây dựng các dãy Kasami đầu tiên ta nhận được dãy $\underline{y} = \underline{x}[s(m)]$, $s(m) = 2^{m/2} + 1$. Dãy decimation \underline{y} cũng là dãy m tuần hoàn, nhưng với chu kì nhỏ hơn và bằng $(2^m - 1)/s(m) = 2^{m/2} - 1$. Tập *nhỏ* các dãy Kasami được cho bởi

$$S_{Kasami} = \{\underline{x}, \underline{x} \oplus \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-1}\underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-2}\underline{y}, \dots, \underline{x} \oplus T^{-(2^{m/2}-2)}\underline{y}\} \quad (3.20)$$

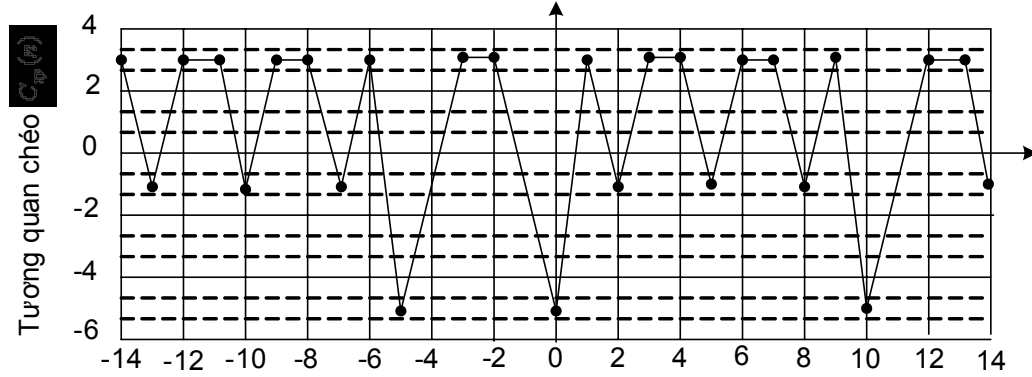
Tổng số dãy trong tập là $2^{m/2}$. Hàm tương quan chéo đối với 2 dãy Kasami nhận các giá trị trong tập $\{-1, -s(m), s(m) - 2\}$.

Để làm ví dụ, xét $m = 4$ và sử dụng đa thức nguyên thủy $x^4 + x + 1$, tương

ứng với dãy m $\underline{x} = 100010011010111$ đối với nội dung ban đầu 0001. Giá trị của hằng số $s(m)$ là $2^2 + 1 = 5$. Chia \underline{x} cho $s(m)$, ta được $\underline{y} = \underline{x}[5] = 101101101101101$, gồm $s(m) = 5$ dãy m mỗi dãy có chu kỳ $2^{m/2} - 1 = 3$. Bốn ($= 2^{m/2}$) dãy Kasami có độ dài $2^m - 1 = 15$ được cho bởi

100010011010111, 001111110111010,
111001000001100, 010100101100001.

Tương quan chéo đối với 2 dãy sau cùng trong tập này được vẽ trên hình 3.12. Để ý rằng hàm tương quan chéo chỉ nhận các giá trị trên tập $\{-1, -5, 3\}$.



Hình 3.12 Tương quan chéo của các dãy Kasami

---++-++++--++ và +-+--+---++++-

3.3.3 Các giới hạn tương quan chéo

Để so sánh các dãy SSMA khác nhau, ta cần 1 tiêu chuẩn hay số đo định lượng để đánh giá. Một lựa chọn tốt là biên độ cực đại của tự tương quan tuần hoàn lệch pha và của các tương quan chéo tuần hoàn, kí hiệu là θ_{\max} . Tự tương quan lệch pha nhỏ cho phép đồng bộ dễ dàng hơn, còn tương quan chéo thấp nghĩa là ít xuyên âm. Phân tích đầy đủ các dãy SSMA nên xét thêm các hàm tương quan phi chu kỳ. Tuy nhiên ta sẽ thấy rằng định nghĩa đơn giản của θ_{\max} cũng có thể cung cấp những thông tin có ích.

1. Giới hạn dưới Sidelnikov

Sidelnikov phát biểu rằng đối với N hoặc nhiều hơn các dãy nhị phân bất kì có chu kỳ N , ta có:

$$\theta_{\max} > (2N - 2)^{1/2} \quad (3.21)$$

Đặt $N = 2^m - 1$, giới hạn dưới Sidelnikov kéo theo

$$\theta_{\max} > (2^{m+1} - 4)^{1/2} > 2^{(m+1)/2} - 1 \quad (3.22)$$

Khi m lẻ, $2^{(m+1)/2} - 1 = t(m) - 2$ cũng phải là số nguyên lẻ. Vì N lẻ, θ_{\max} phải lẻ và ta có:

$$\theta_{\max} \geq t(m) \quad (3.23)$$

đối với tập N bất kì hoặc nhiều hơn các dãy nhị phân có chu kỳ $N = 2^m - 1$, m lẻ.

Các dãy Gold đạt được giới hạn dưới của phương trình (3.23), do đó chúng là tối ưu theo nghĩa (3.23).

2. Giới hạn dưới Welch

Xét các dãy phức căn của đơn vị $\underline{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})$ với $x_i = e^{j2\pi k_i / p_i}$, k_i, p_i là các số nguyên. Giới hạn dưới tổng quát hơn đối với θ_{\max} là giới hạn Welch, phát biểu như sau: Đối với tập K dãy phức căn của đơn vị có chu kỳ N thì:

$$\theta_{\max} \geq N \sqrt{\frac{K-1}{KN-1}} \quad (3.24)$$

Nhận xét rằng đối với các giá trị lớn của K, $\theta_{\max} \approx \sqrt{N}$. Áp dụng giới hạn Welch cho dãy Kasami với $K = 2^{m/2}$, m chẵn:

$$\theta_{\max} \geq \sqrt{\frac{N^2(K-1)}{NK-1}} > \sqrt{2^m - 2^{m/2} - 1} > 2^{m/2} - 1 \quad (3.25)$$

Vì θ_{\max} lẻ nên có thể nói rằng:

$$\theta_{\max} \geq 2^{m/2} + 1. \quad (3.26)$$

Tập nhỏ các dãy Kasami đạt được giới hạn dưới trong phương trình (3.26) với dấu bằng, do đó nó là tối ưu theo nghĩa phương trình (3.26).

3.3.4 Các dãy phức

Các dãy nhị phân \pm chủ yếu sử dụng với điều chế 2 pha BPSK. Khi 1 số sơ đồ điều chế hiệu quả dải thông khác được sử dụng như MPSK, thì các thiết kế phi nhị phân của các dãy có thể tốt hơn. Một bổ sung tự nhiên cho các dãy nhị phân là các dãy phức. Có thể coi các dãy căn 2 của đơn vị là các dãy phức cơ bản, trong đó các giá trị của dãy thay đổi trên vòng tròn đơn vị của mặt phẳng phức. Chiều bổ xung trong trục ảo cũng làm tăng số dãy có tính chất tương quan tốt. Nói chung các dãy phức có thể có biên độ khác đơn vị.

1. Các dãy m phức

Các dãy m nhị phân là tập con đặc biệt của các dãy m phức tổng quát hơn. Kí hiệu p là số nguyên tố. Căn bậc p của đơn vị là các số phức $e^{jk2\pi/p}$, $0 \leq k \leq p-1$ (chẳng hạn khi $p = 2$, hai căn bậc 2 của đơn vị là 1 và -1). Để tạo dãy m phức trước tiên ta tìm đa thức nguyên thủy bậc m

$$g(x) = g_m x^m + g_{m-1} x^{m-1} + \dots + g_1 x + g_0 \quad (3.27)$$

Với g_i thuộc về tập $\{0, 1, 2, \dots, p-1\}$, $g_m \neq 0, g_0 \neq 0$. Đặt $g(x) = 0$ và giải phương trình đối với x^m , ta được mạch như hình 3.13.

Số học trong hình 3.13 được tính theo mod p . Chu kỳ của dãy phức m là $N = p^m - 1$. Ví dụ, cho $p = 3$, $m = 2$ và dùng đa thức nguyên thủy $g(x) = x^2 + 2x + 2$. Qui tắc hồi qui là:

$$x^2 = -2x - 2 = x + 1 \pmod{3} \quad (3.28)$$

Với nội dung ban đầu trong bộ ghi dịch là 21, ta được dãy ternary có chu

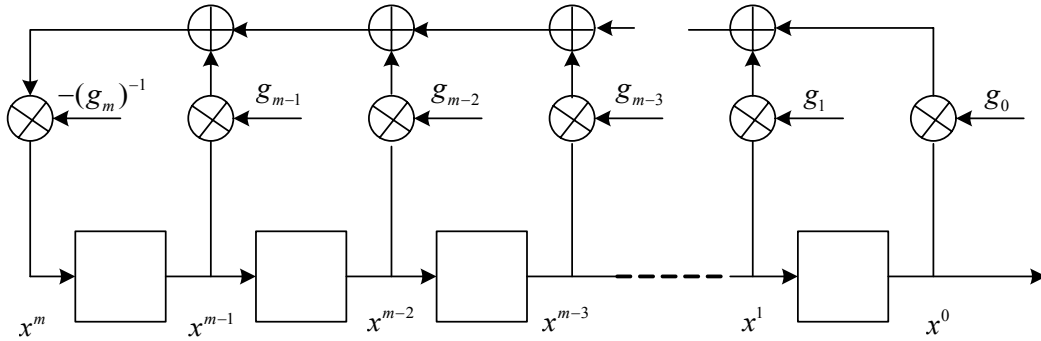
kì $N = 3^2 - 1 = 8$:

12022101

Ánh xạ các số này lên vòng tròn đơn vị theo qui tắc $x^k = e^{c_k j 2\pi k / p}$, ta được dãy phức

$$\underline{x} = (e^{j2\pi/3}, e^{j4\pi/3}, 1, e^{j4\pi/3}, e^{j2\pi/3}, 1, e^{j2\pi/3}) \quad (3.29)$$

có biểu diễn đồ thị như hình 3.14.



Hình 3.13 Mạch ghi dịch đối với dãy phức

Hàm tự tương quan tuần hoàn (không chuẩn hóa cho N) đối với các dãy m phức là

$$\theta_{x,x}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} x_i x_{n+i}^* = \begin{cases} N, & n = 0 \pmod{N} \\ -1, & n \neq 0 \pmod{N} \end{cases} \quad (3.30)$$

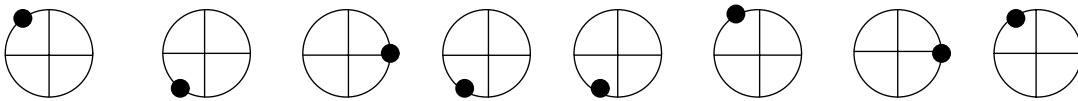
là hàm tự tương quan dạng đinh ghim đã biết rõ. Một số đa thức nguyên thủy đối với $p = 3$:

$m = 1$: 11

$m = 2$: 112, 122

$m = 3$: 1021, 1121, 1201, 1211

$m = 4$: 10012, 11222, 10022, 12002, 11002, 12112, 11122, 12212



Hình 3.14 Các dãy m phức

2. Các dãy FZC

Lớp các dãy phức thứ 2 là các dãy FZC (Frank-Zadoff-Chu), có thể dùng cho mục đích SSMA. Gọi p là số chia nguyên tố nhỏ nhất của số nguyên lẻ N , và M_i là đảo multiplicative của $i \pmod{N}$, $1 \leq i \leq p-1$, tức là $M_i \cdot i \equiv 1 \pmod{N}$. Tập

gồm $p - 1$ dãy FZC có chu kì N là:

$$S_{FZC} = \{\underline{x}^{(M_i)}; 1 \leq i \leq p-1\} \quad (3.31)$$

ở đây

$$x_k^{(M_i)} = (-1)^{kM_i} \exp(j\pi M_i k^2 / N), \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (3.32)$$

Các hàm tự tương quan lệch pha đối với các dãy FZC chính xác bằng 0, còn các hàm tương quan chéo bị chặn bởi \sqrt{N} . Nói chung, nếu ta kí hiệu θ_a là biên độ cực đại của tự tương quan lệch pha và θ_c là biên độ cực đại của các giá trị tương quan chéo đối với K dãy phức có chu kì N , thì có thể chỉ ra rằng:

$$\left(\frac{\theta_c^2}{N}\right) + \frac{N-1}{N(K-1)} \left(\frac{\theta_a^2}{N}\right) \geq 1 \quad (3.33)$$

Đề ý rằng $\theta_{\max} = \max\{\theta_a, \theta_c\}$. Đối với các dãy FZC, $\theta_a = 0$ cho nên giới hạn trong bất phương trình trên trở thành:

$$\theta_c \geq \sqrt{N} \quad (3.34)$$

Hơn nữa, vì $\theta_c = \sqrt{N}$ đối với các dãy FZC xác định trong phương trình (3.32), ta có:

$$\theta_a \geq 0 \quad (3.35)$$

Các dãy FZC là tối ưu theo nghĩa của phương trình (3.34) và (3.35). Khi N là số nguyên tố lẻ, có $N - 1$ dãy FZC có độ dài N . Ví dụ xét $N = 5$, bốn dãy FZC độ dài 5 là ($\omega = e^{j\pi/5}$)

$$\begin{aligned} i=1, \quad M_i=1, \quad \underline{x}^{(1)} &= (1, -\omega, \omega^4, -\omega^9, \omega^6) \\ i=2, \quad M_i=3, \quad \underline{x}^{(3)} &= (1, -\omega^3, \omega^2, -\omega^7, \omega^8) \\ i=3, \quad M_i=2, \quad \underline{x}^{(2)} &= (1, \omega^2, \omega^8, \omega^8, \omega^2) \\ i=4, \quad M_i=4, \quad \underline{x}^{(4)} &= (1, \omega^4, \omega^6, \omega^6, \omega^4) \end{aligned} \quad (3.36)$$

Mặc dù các dãy FZC có các tính chất tương quan chéo và tự tương quan tuyệt vời, trên thực tế thực hiện chúng rất đắt bởi vì tập các giá trị có thể đối với dãy FZC có thể lớn. Điều này dẫn ta đến lớp dãy phức tiếp theo, chỉ có 4 pha.

3. Các dãy phức 4 pha

Các dãy này được xây dựng bằng các đa thức không rút gọn được trên vành số nguyên $Z_4 = \{0, 1, 2, 3\}$. Vì chỉ có 4 pha nên dễ tạo ra chúng. Các dãy 4 pha có chu kì $N = 2^m - 1$, m là số nguyên dương, kích thước $N+2$, và $\theta_{\max} \leq 1 + \sqrt{N+1}$ đối với tất cả các m . Chúng là gần tối ưu đối với giới hạn dưới Welch. Các dãy 4 pha có cùng kích thước và chu kì như họ các dãy Gold nhị phân, nhưng θ_{\max} của chúng nhỏ hơn với hệ số $\sqrt{2}$. Vì họ Gold đối với m lẻ là tối ưu theo giới hạn Sidelnikov, nên các dãy 4 pha là tốt hơn dãy nhị phân tốt nhất có thể có cùng kích thước. Chìa khóa để xây dựng các dãy 4 pha là các đa thức sinh không rút gọn được trên Z_4 . Một số dãy cụ thể như sau

$m = 3$: 1213, 1323

$m = 4$: 10231, 13201

$m = 5$: 100323, 113013, 113123, 121003, 123133, 130133

$m = 6$: 1002031, 1110231, 1211031, 1301121, 1302001, 1320111

Ví dụ xét $m = 3$ và dùng đa thức sinh 1323: $g(x) = x^3 + 3x^2 + 2x + 3$. Qui tắc hồi qui là $x^3 = -3x^2 - 2x - 3 = x^2 + 2x + 1 \pmod{4}$. Bây giờ $N = 2^m - 1 = 7$. Có $4^m - 1 = 63$ nội dung ban đầu khác 0 của mạch ghi dịch $\text{mod } 4$, nhưng chỉ có 1 tập $(4^m - 1)/N = N + 2 = 9$ trong chúng là cho các dãy khác nhau đều đặn (theo chu kì). 9 dãy đó là:

Nội dung ban đầu	Dãy 4 pha
001	1001132
002	2002220
003	3003312
010	0102333
011	1103021
013	3101201
023	3203130
113	3112122
122	2213323

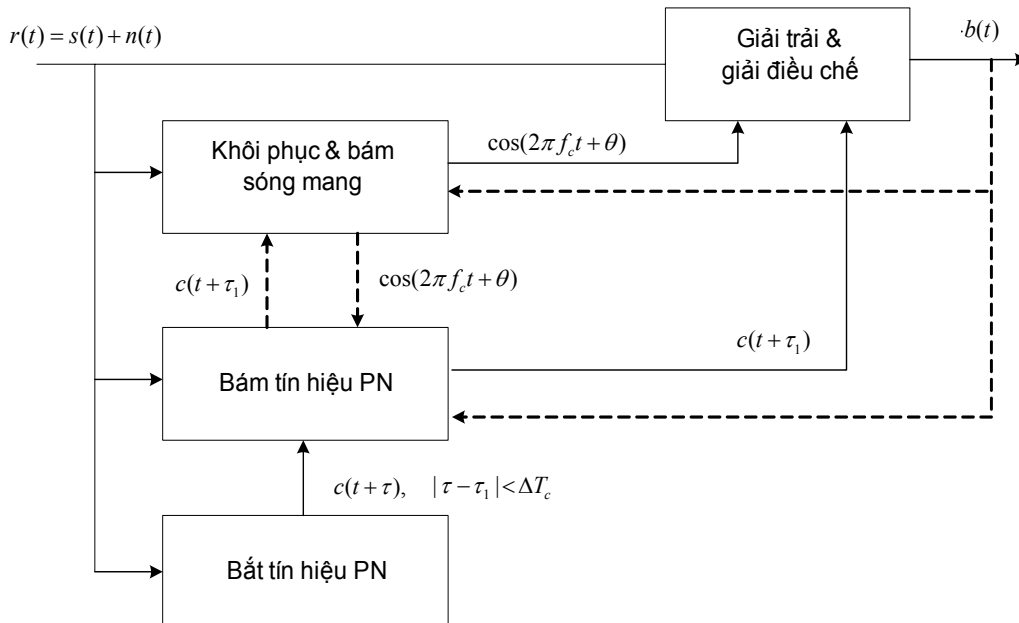
Đề ý rằng ánh xạ $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow e^{j\pi/2}, 2 \rightarrow e^{j\pi}, 3 \rightarrow e^{3j\pi/2}$ được sử dụng để biến đổi các dãy căn hai của đơn vị. Phân bố tương quan của các dãy 4 pha được biết đầy đủ.

Chương 4

ĐỒNG BỘ TRONG THÔNG TIN TRẢI PHỔ

4.1 VẤN ĐỀ ĐỒNG BỘ TRONG THÔNG TIN TRẢI PHỔ

Như đã trình bày ở phần trước, sự thành công của các hệ thống thông tin trải phổ phụ thuộc vào khả năng của máy thu tạo ra tín hiệu (dãy PN) là bản sao của (và đồng bộ với) tín hiệu PN thu được. Máy thu biết tín hiệu PN là gì nhưng nó không biết pha của tín hiệu này khi nó đến máy thu. Đồng bộ dãy PN thường có hai bước: bước thứ nhất gọi là bắt (đồng bộ thô hoặc đồng bộ sơ bộ), là bước điều chỉnh độ lệch pha của tín hiệu PN tới và tín hiệu PN tại chỗ đến nằm trong một khoảng nào đó cỡ một chip hoặc nhỏ hơn. Bước thứ hai gọi là bám (đồng bộ tinh), thực hiện việc điều chỉnh tinh để đưa sai lệch pha này tiến tới 0.



Hình 4.1 Sơ đồ khối chức năng máy thu hệ thống DS/SS

Sơ đồ chức năng của máy thu DS/SS được trình bày trong hình 4.1. Tín hiệu tới máy thu là :

$$r(t) = s(t) + n(t) \quad (4.1)$$

bao gồm tín hiệu có ích DS/SS $s(t)$ xác định bởi

$$s(t) = \sqrt{2P}c(t + \tau_1)b(t + \tau_1)\cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (4.2)$$

và tạp nhiễu trắng cộng tính Gao xơ $n(t)$ với mật độ phổ công suất hai phía là $N_0/2$ (W/Hz). Trong đó:

- P là công suất trung bình của tín hiệu $s(t)$ tại lối vào máy thu;
- $c(t)$ là tín hiệu PN;
- $b(t) = \pm 1$ là dữ liệu;
- f_c là tần số sóng mang;
- θ là pha sóng mang;

Thông thường tuyến trước của máy thu có bộ lọc thông dải băng rộng bao trùm toàn bộ băng tần của tín hiệu SS, với tần số trung tâm là f_c dùng để lọc các nhiễu và tạp âm ngoài dải. Với tín hiệu DS/SS, độ rộng của bộ lọc băng rộng phải vào khoảng $2/T_c$.

Như mô tả trên hình 4.1, máy thu cần thực hiện một số chức năng như: bắt PN, bám PN, phục hồi/bám sóng mang, giải trải phổ và giải điều chế tín hiệu. Sau khi phân hệ bắt PN hoàn thành nhiệm vụ của mình, nó tạo ra chuỗi $c(t + \tau)$, ở đây $|\tau - \tau_1| < \Delta T_c$, với Δ là một hằng số nhỏ. Để có được pha τ nằm trong khoảng $(\tau_1 - \Delta T_c, \tau_1 + \Delta T_c)$, phân hệ bắt phải thực hiện tìm kiếm khắp một tập các pha và chọn ra pha có tương quan lớn nhất với tín hiệu PN tới. Một khi pha của tín hiệu PN tại chỗ nằm trong khoảng ΔT_c của tín hiệu PN tới, mạch bám mới bắt đầu hoạt động và cố gắng làm cho lệch pha giữa hai tín hiệu PN tiến tới không nhờ vào vòng hồi tiếp nào đó. Mạch phục hồi sóng mang tách tín hiệu sóng mang $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ từ tín hiệu tới. Sóng mang từ mạch phục hồi và tín hiệu PN từ mạch bám được sử dụng cho quá trình giải trải phổ và giải điều chế để thu được $\hat{b}(t)$, một dự đoán của dữ liệu $b(t)$. Các tín hiệu từ mạch khôi phục sóng mang và mạch bám PN còn có thể được dùng để hỗ trợ chức năng của nhau, như chỉ ra bởi các đường chấm chấm trên hình 4.1. Ngoài ra dữ liệu ra còn hỗ trợ cho quá trình khôi phục sóng mang và bám tín hiệu PN. Các sơ đồ đồng bộ và khôi phục sóng mang sử dụng dữ liệu ra được gọi là đồng bộ và khôi phục sóng mang *định hướng quyết định* (decision-directed).

Trong nhiều trường hợp việc bắt PN thực hiện trước (hay tốt nhất là đồng thời với) khôi phục sóng mang và bám. Vì thế, trong khi đang bắt mã thì tần số và pha sóng mang chưa có; có nghĩa là giải điều chế sóng mang không kết hợp cần phải được dùng với mạch bắt. Một khi pha của tín hiệu PN đã được bắt thì mạch bám được khởi động. Lưu ý rằng bám PN và bám sóng mang là quá trình liên tục, trong khi mạch bắt ngừng hoạt động sau khi đã bắt được pha PN. Nếu có hiệu ứng Doppler và nó làm dịch tần số mang một lượng f_d Hz, thì có thể phải sửa đổi máy thu để tính đến hiệu ứng này. Sơ đồ khối của máy thu hệ thống FH/SS tương tự hình 4.1, chỉ khác là không cần khôi phục sóng mang khi dùng giải điều chế không kết hợp.

Các quá trình giải điều chế và giải trải phổ được trình bày trong các bài trước. Vài loại mạch có thể sử dụng để khôi phục sóng mang như PLL, vòng bình phương, vòng Costas (không trình bày ở đây).

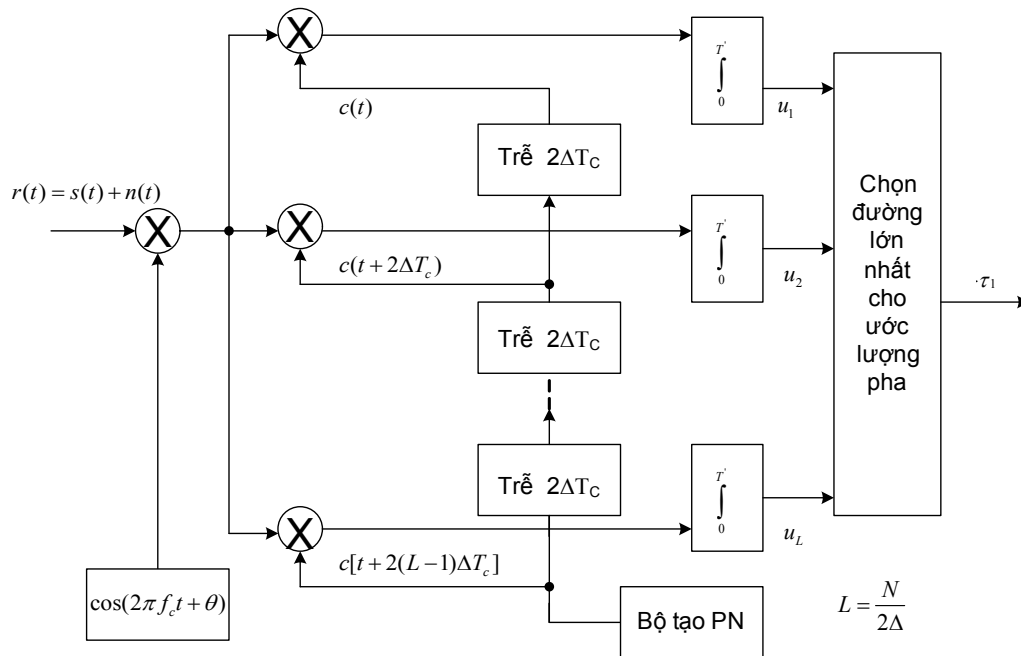
4.2 CÁC HỆ THỐNG ĐỒNG BỘ SƠ BỘ MÃ PN

4.2.1 Bắt mã PN trong các hệ thống DS/SS

Như đã đề cập trong phần trên, quá trình bắt nhằm đưa các pha của tín hiệu PN tại chỗ và tín hiệu tới nằm trong khoảng nào đó. Khoảng này phải nằm trong dải kéo vào của mạch bám. Khi quá trình bắt thành công thì mạch bám được khởi động và thực hiện đồng chỉnh pha liên tục trong dải đó. Bắt có lẽ là một nhiệm vụ khó khăn và tốn thời gian nhất của máy thu. Khi bắt tiến hành trước phục hồi sóng mang thì giải điều chế sóng mang không kết hợp phải được sử dụng trong thời gian tiến hành bắt. Bắt với giải điều chế kết hợp có thể thực hiện trong một số trường hợp, như khi thiết lập lại đồng bộ PN sau khi hệ thống mất đồng bộ PN nhưng sóng mang vẫn có sẵn sàng. Rõ ràng một hệ thống bắt với giải điều chế kết hợp tốt hơn một hệ thống bắt với giải điều chế không kết hợp. Để dễ dàng cho việc bắt, các sơ đồ hiện nay đều không phát dữ liệu trong thời gian bắt. Các sơ đồ bắt trình bày ở đây đều chấp nhận giả thiết này. Trong các hệ thống phải thực hiện bắt khi có dữ liệu, thì 1 số cải biến của sơ đồ bắt là cần thiết để cải thiện năng suất.

Giả sử khoảng bắt mong muốn là $(-\Delta T_c, \Delta T_c)$, ở đây T_c là thời gian một chip và Δ là một giá trị dương nào đó không lớn hơn 1. Giá trị của Δ thường chọn bằng 1, 1/2, 1/4. Ý tưởng cơ bản của việc bắt là tìm kiếm từ đầu đến cuối các pha có thể của tín hiệu PN tại chỗ để có một pha nào đó đồng chỉnh với pha của tín hiệu PN tới trong khoảng $\pm \Delta T_c$. Việc đồng chỉnh có thể được kiểm tra thông qua việc quan sát đầu ra tương quan của chúng. Khi được đồng chỉnh thì mức tương quan cao; còn ngược lại thì thấp. Việc bắt có thể được phân loại theo chiến lược (phương pháp) tìm kiếm. Tìm kiếm song song kiểm tra các pha có thể của tín hiệu PN tại chỗ một cách đồng thời và chọn pha tốt nhất, tiếp theo là khởi động mạch bám. Nếu chu kỳ của tín hiệu PN là NT_c , thì có $N/(2\Delta)$ pha cần được kiểm tra. Mỗi pha như thế cần có một bộ tương quan. Do vậy với N lớn, sơ đồ song song đòi hỏi phần cứng quá lớn, làm cho nó trở thành không thực tế. Sơ đồ tìm kiếm nối tiếp lần lượt kiểm tra một pha của tín hiệu PN tại chỗ tại một thời điểm để xem nó có đồng chỉnh với pha tới hay không. Nếu có thì mạch bám được khởi động. Ngược lại thì pha của bộ tạo PN tại chỗ được cập nhật một lượng $2\Delta T_c$ và quá trình trên được lặp lại. Phần cứng yêu cầu bởi sơ đồ nối tiếp là tối thiểu, tuy nhiên thời gian bắt trung bình trong sơ đồ này dài hơn nhiều so với thời gian bắt của sơ đồ bắt song song. Có thể thực hiện thỏa hiệp bằng các sơ đồ lai, tức là nhóm một số pha kiểm tra đồng thời. Nếu không có pha nào trong nhóm đồng chỉnh với pha tới thì nhóm tiếp theo được kiểm tra cho tới khi tìm được pha đồng chỉnh với pha tới. Cả hai sơ đồ song song và nối tiếp sẽ được đề cập trong phần tiếp theo. Các sơ đồ cũng được phân loại theo quá trình thẩm tra: một khoảng cố định (hay một khoảng đơn), đa khoảng, và các sơ đồ lần lượt. Trong sơ đồ một khoảng cố định, việc quyết định đồng chỉnh hay chưa đồng chỉnh được dựa trên đầu ra

của bộ tương quan qua một độ dài tích phân cố định (gọi là thời gian dừng). Trong sơ đồ hai khoảng, tương quan đầu tiên được thực hiện trên một độ dài thời gian cố định (được gọi là dừng đầu tiên). Nếu kết quả nhỏ, việc đồng chỉnh sẽ bị loại với pha đang kiểm tra, và pha của PN sẽ được cập nhật. Nếu không thì việc tương quan thực hiện trên đoạn thời gian phụ thêm (được gọi là dừng thứ hai) và việc đồng chỉnh hay không được chấp nhận tại cuối khoảng thứ hai. Ý tưởng của sơ đồ hai khoảng là: khoảng đầu được sử dụng để loại bỏ đồng chỉnh 1 cách nhanh chóng, khoảng thứ hai dùng để xác minh thêm. Do đó việc không đồng chỉnh được quyết định rất nhanh chóng. Do hầu hết các pha đều ứng với không đồng chỉnh, nên thời gian tìm bắt được đẩy nhanh thông qua việc quyết định nhanh chóng không đồng chỉnh. Sơ đồ nhiều khoảng là mở rộng của sơ đồ hai khoảng khi dùng một vài tích phân trên khoảng cố định. Một sơ đồ liên tục kiểm tra lần lượt việc đồng chỉnh hay không đồng chỉnh. Tại một thời điểm bất kì, nếu việc đồng chỉnh hay không xuất hiện ở đầu ra bộ tích phân thì quá trình kiểm tra kết thúc và đưa ra quyết định tương ứng. Ngược lại thì nó vẫn tiếp tục thực hiện. Các sơ đồ khoảng cố định dễ phân tích nhất và chúng có thể được dùng với cả hai chiến lược tìm kiếm song song và nối tiếp. Các sơ đồ nhiều khoảng và lần lượt khó phân tích hơn, nhưng chúng hiệu quả hơn sơ đồ khoảng đơn, theo nghĩa thời gian trung bình để ra quyết định ngắn hơn. Các sơ đồ này phù hợp với chiến lược tìm kiếm nối tiếp, nhưng hiệu quả của chúng bị giảm đi khi được dùng với chiến lược tìm kiếm song song. Sau đây ta xét chi tiết hơn các sơ đồ này.



Hình 4.2 Sơ đồ bắt song song với khoảng cố định, giải điều chế kết hợp

I. Các sơ đồ song song với khoảng cố định

1. Sơ đồ coherent (kết hợp)

Sơ đồ bắt song song với khoảng cố định điển hình với giải điều chế kết hợp được mô tả ở hình 4.2. Tín hiệu đầu vào là :

$$r(t) = \sqrt{2P_c}(t + \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n(t) \quad (4.3)$$

So sánh với công thức (4.1) và (4.2), cần thấy rằng $b(t)$ ở đây được đặt bằng 1 do không có dữ liệu phát trong khi bắt. Thời gian tích phân là T' cố định. Với giải điều chế kết hợp, ta coi rằng f_c và θ là đã biết. Phép nhân với $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ và bộ tích phân trong mỗi nhánh dùng làm bộ giải điều chế sóng mang kết hợp. Tích $r(t)\cos(2\pi f_c t + \theta)$ tương quan với tín hiệu PN tại chỗ $c(t + 2(i-1)\Delta T_c)$ trong nhánh thứ i . Tổng số các nhánh là $L = N/(2\Delta)$ đối với L pha được kiểm tra. Các tín hiệu ra từ L bộ tích phân được so sánh với nhau. Nếu lỗi ra của nhánh thứ j lớn nhất, thì ước lượng của τ_1 là $\hat{\tau}_1 = 2(j-1)\Delta T_c$ và mạch bám được khởi động. Do có nhiễu nên đôi khi ta có thể sai lầm trong ước lượng pha. Trong trường hợp này, mạch bám không thể giảm sai pha về không. Nếu sau một thời gian nào đó phát hiện ra rằng pha ước lượng là nhầm thì mạch bắt được kích hoạt lại để bắt lại pha của tín hiệu PN. Thời gian để làm việc này là thời gian trả giá cho ước lượng nhầm. Do đó xác suất chọn được pha đúng có ảnh hưởng trực tiếp đến thời gian bắt. Xác suất này được tính trong mục sau. Thời gian bắt trung bình sẽ tính sau.

Giả sử rằng $\Delta = 1/2$, suy ra $2\Delta T_c = T_c$ và rằng tạp âm kênh là Gao xơ trắng cộng tính với PSD hai phía $N_0/2$. Không mất tính tổng quát, có thể viết độ trễ τ_1 như sau

$$\tau_1 = (k-1)T_c + \gamma, \quad |\gamma| < T_c/2 \text{ với } k \text{ nguyên nào đó} \quad (4.4)$$

Do đó nhánh thứ k trong hình 4.2 ứng với đồng chỉnh pha. Xác suất phát hiện pha đúng là

$$\begin{aligned} P_d &= P(\text{chọn nhánh thứ } k | \text{nhánh thứ } k \text{ là đồng chỉnh}) \\ &= P(u_k \text{ là lớn nhất} | \text{nhánh } k \text{ là đồng chỉnh}) \end{aligned} \quad (4.5)$$

Xác suất này bằng :

$$P_d = \int_{-\infty}^{\infty} \prod_{j=1, j \neq k}^L \Phi\left(\frac{u - \mu_j}{\sigma}\right) \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-(u - \mu_k)^2 / (2\sigma^2)} du \quad (4.6)$$

ở đây $\sigma^2 = T' N_0 / 4$, $\Phi(x) = \int_{-\infty}^x (1/\sqrt{2\pi}) \exp\{-t^2/2\} dt$ là hàm phân bố của biến ngẫu nhiên Gao xơ chuẩn, và μ_j là trung bình của u_j cho bởi:

$$\mu_j = \begin{cases} \sqrt{\frac{P}{2}} T' R_c(\gamma), & j = k \\ \sqrt{\frac{P}{2}} T' R_c(T_c - \gamma), & j = k + 1 \\ 0, & j \neq k, k + 1 \end{cases} \quad 0 \leq \gamma \leq T_c / 2 \quad (4.7)$$

hoặc

$$\mu_j = \begin{cases} \sqrt{\frac{P}{2}} T' R_c(\gamma), & j = k \\ \sqrt{\frac{P}{2}} T' R_c(T_c + \gamma), & j = k - 1 \\ 0, & j \neq k, k - 1 \end{cases} \quad -T_c / 2 \leq \gamma \leq 0 \quad (4.8)$$

Ở đây hàm $R_c(\delta)$ là hàm tự tương quan chuẩn hóa của tín hiệu PN, giả sử có dạng hình tam giác:

$$R_c(\delta) = \begin{cases} 1 - \frac{|\delta|}{T_c}, & |\delta - iNT_c| < T_c, \quad i = \text{integer} \\ 0, & \text{các giá trị khác} \end{cases} \quad (4.9)$$

Đề ý rằng $\left[1 - \frac{T_c - |\gamma|}{T_c}\right] < \frac{1}{2} < \left[1 - \frac{|\gamma|}{T_c}\right]$. Do đó μ_j là lớn nhất khi $j = k$. Biểu thức của P_d trong (4.6) phải được ước lượng bằng số. Nó là hàm của μ_j , đến lượt mình μ_j lại là hàm của γ , ở đây $|\gamma| \leq T_c / 2$. Xác suất P_d là lớn nhất khi $\gamma = 0$ và nhỏ nhất khi $|\gamma| = T_c / 2$.

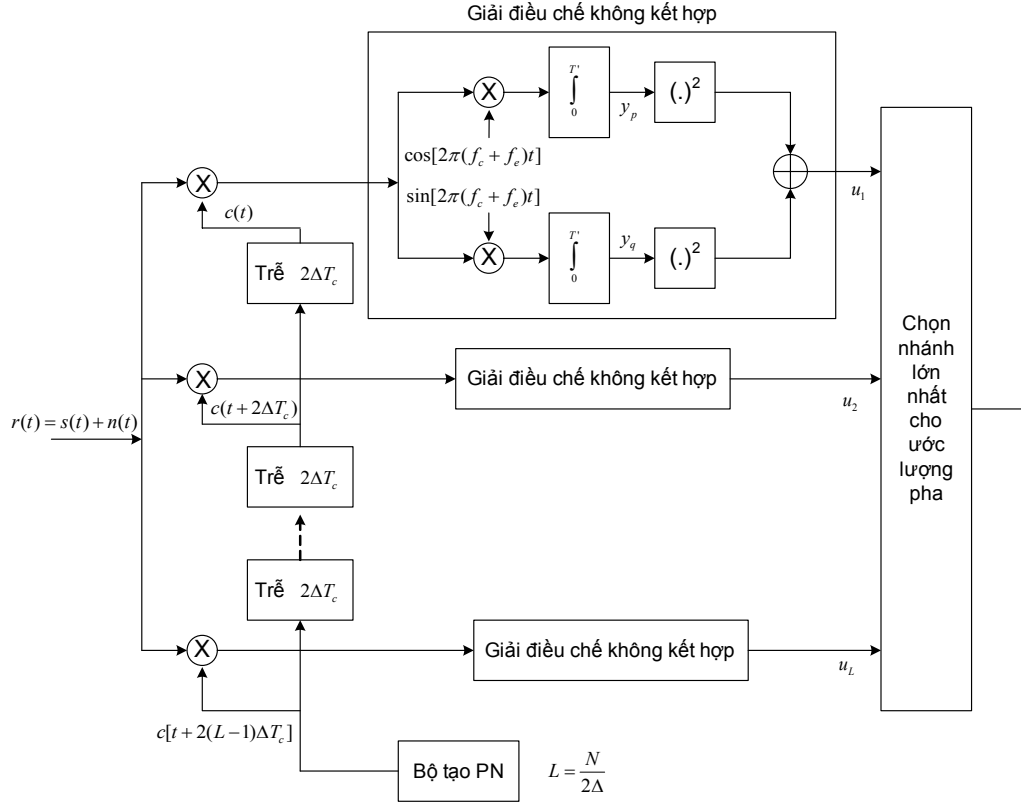
2. Sơ đồ không kết hợp (noncoherent)

Trong thực tế pha sóng mang thường không có sẵn trong khi bắt PN. Ngoài ra mặc dù tần số sóng mang là cố định và đã biết ở cả máy thu và máy phát, nhưng vẫn có một sai số nhỏ nào đó trong tạo tần số mang ở máy phát hoặc máy thu. Hơn nữa tần số sóng mang có thể bị ảnh hưởng do hiệu ứng Doppler. Do vậy việc giải điều chế kết hợp trong khi bắt thường không thể được và phải sử dụng giải điều chế không kết hợp. Sơ đồ khoảng cố định song song có giải điều chế không kết hợp được biểu diễn trong hình 4.3.

Như chỉ ra trên hình vẽ, tín hiệu tới ở mỗi nhánh trong L nhánh được nhân với tín hiệu PN có pha khác nhau, sau đó được đưa đến bộ giải điều chế sóng mang không kết hợp. Tần số sóng mang được sử dụng ở bộ giải điều chế không kết hợp được giả định là có một sai số nhỏ của f_e Hz. Không mất tính

tổng quát ta giả sử pha của nó bằng 0. Vẫn như trước đây, tín hiệu vào là:

$$r(t) = \sqrt{2P}c(t + \tau_1) \cos(2\pi f_c t + \theta) + n(t) \quad (4.10)$$



Hình 4.3 Sơ đồ bắt song song dùng cố định, giải điều chế không kết hợp

Để tìm hiểu hệ thống làm việc như thế nào, ta cần nhận được biểu thức của u_i trong trường hợp không có nhiễu. Tín hiệu y_p và y_q trong nhánh thứ i có thể biểu diễn như sau:

$$y_p = \sqrt{2P} \int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) \cos(2\pi f_c t + \theta) \cos(2\pi(f_c + f_e)t) dt \quad (4.11)$$

$$y_q = \sqrt{2P} \int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) \cos(2\pi f_c t + \theta) \sin(2\pi(f_c + f_e)t) dt \quad (4.12)$$

Các tích $\cos(.)\cos(.)$ và $\cos(.)\sin(.)$ có thể viết như tổng các hàm cosine và sine với các thành phần tần số cao và thấp. Việc tích phân sẽ loại bỏ các thành phần cao tần, như vậy:

$$y_p = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) \cos(2\pi f_e t - \theta) dt \quad (4.13)$$

$$y_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) \sin(2\pi f_e t - \theta) dt \quad (4.14)$$

Do sai lệch tần số f_e là nhỏ, nên các số hạng sine và cosine xấp xỉ hằng số trong quá trình tích phân. Do đó chúng ta có:

$$y_p = \sqrt{\frac{P}{2}} \cos(2\pi f_e t - \theta) \int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) dt \quad (4.15)$$

$$y_q = \sqrt{\frac{P}{2}} \sin(2\pi f_e t - \theta) \int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) dt \quad (4.16)$$

Tổng các bình phương của y_p và y_q là hàm thống kê u_i . Do vậy:

$$\begin{aligned} u_i &= \frac{P}{2} \left[\int_0^{T'} c(t + \tau_1) c(t + 2(i-1)\Delta T_c) dt \right]^2 \\ &= \frac{PT'^2}{2} R_c^2(\tau_1 - 2(i-1)\Delta T_c) \end{aligned} \quad (4.17)$$

ở đây $R_c(\delta)$ xác định bởi biểu thức (4.9).

Nếu $2(j-1)\Delta T_c$ gần với τ_1 nhất thì u_j đạt giá trị lớn nhất và nó là giá trị có thể nhất sẽ được mạch bắt chọn. Tuy nhiên do có tạp âm, có thể pha sai lại được chọn và mạch bám sẽ được khởi động bởi pha sai. Điều này dẫn đến thời gian trả giá là thời gian mất đi do bám không thành công.

Quá trình tương tự như đối với sơ đồ kết hợp có thể sử dụng để nhận được biểu thức của P_d đối với sơ đồ không kết hợp này. Tuy nhiên trường hợp này có hàm pdf χ bình phương, vì u_i là tổng các bình phương của 2 biến ngẫu nhiên Gao xơ độc lập, tạo nên biến ngẫu nhiên χ bình phương.

3. Thời gian bắt trung bình

Thời gian bắt được định nghĩa là thời gian từ lúc bắt đầu đến khi đạt được việc bắt (nhận dạng được pha PN chính xác). Tất nhiên là thời gian bắt càng ngắn càng tốt. Vì tạp âm là ngẫu nhiên nên thời gian bắt cũng là biến ngẫu nhiên. Do đó *thời gian bắt trung bình* là chỉ tiêu chất lượng thích hợp. Bây giờ ta tìm biểu thức của thời gian bắt trung bình đối với các sơ đồ dùng cố định với tìm kiếm song song.

Để đơn giản giả sử $\Delta = 1/2$ cho nên có $L = N$ nhánh song song để kiểm tra N pha bất định, N là chu kỳ của dãy PN. Gọi thời gian trả giá cho quyết định nhầm là T_p , là thời gian mất đi trong lần thử thất bại của mạch bám. Nếu ước lượng của mạch bắt là chính xác thì thời gian bắt là T' . Nếu ước lượng bắt

là nhầm lần 1, thì sẽ mất thời gian T_p trước khi mạch bắt đầu nhận được ước lượng khác. Nếu ước lượng thứ 2 là đúng thì thời gian bắt tổng cộng là:

$$(T' + T_p) + T' = 2T' + T_p$$

Theo lập luận này nếu mạch bắt phạm phải $\eta - 1$ lựa chọn sai lầm trước khi có lựa chọn đúng, thì thời gian bắt là $\eta T' + (\eta - 1)T_p$. Do đó:

T_{acq} = thời gian bắt trung bình

$$\begin{aligned} &= T' P(\text{ước lượng đầu tiên là chính xác}) \\ &\quad + [2T' + T_p] P(\text{ước lượng đầu tiên sai, ước lượng thứ 2 đúng}) \\ &\quad + \dots \\ &\quad + [\eta T' + (\eta - 1)T_p] P(\eta - 1 \text{ ước lượng đầu sai, ước lượng thứ } \eta \text{ đúng}) \\ &\quad + \dots \end{aligned}$$

Giả sử rằng các ước lượng là độc lập thống kê. Vì xác suất chọn đúng pha đồng chỉnh là P_d và xác suất chọn sai là $1 - P_d$ nên ta có:

$$\begin{aligned} T_{acq} &= \sum_{\eta=1}^{\infty} [\eta T' + (\eta - 1)T_p] (1 - P_d)^{\eta-1} P_d = P_d \left[\sum_{\eta=1}^{\infty} \eta T' (1 - P_d)^{\eta-1} + \sum_{i=1}^{\infty} i T_p (1 - P_d)^i \right] \\ &= P_d \left[T' + T_p (1 - P_d) \right] \sum_{\eta=1}^{\infty} \eta (1 - P_d)^{\eta-1} = \frac{T' + T_p (1 - P_d)}{P_d} = \frac{T' + T_p}{P_d} - T_p \end{aligned} \quad (4.18)$$

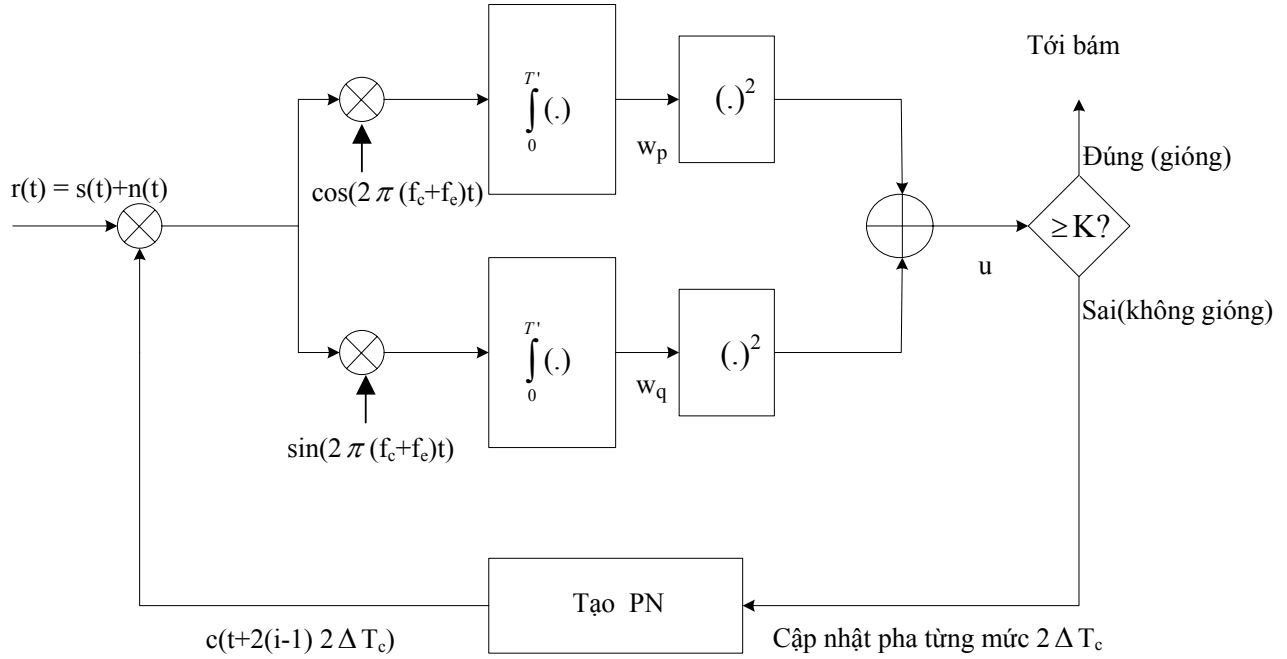
Lưu ý rằng biểu thức này đúng đối với các hệ thống có giải điều chế kết hợp và không kết hợp. P_d là hàm của T' , do đó phương trình 4.18 phụ thuộc vào T' một cách phi tuyến. Nếu ta cố định tất cả các tham số khác và chỉ thay đổi T' , giá trị của T_{acq} tăng khi T' tiến đến 0 vì P_d trở nên nhỏ hơn. T' rất lớn cũng sẽ làm tăng T_{acq} vì P_d tiến đến 1 và T' xuất hiện ở tử số của 4.18. Có lựa chọn tối ưu của T' sao cho cực tiểu hóa T_{acq} và có thể tìm được bằng số. Bây giờ nếu ta tăng tỉ số tín/tạp khi các tham số khác là cố định, thì P_d sẽ tăng, từ đó làm giảm T_{acq} .

II. Các sơ đồ nối tiếp dừng cố định

Trong sơ đồ bắt nối tiếp, các pha chưa chắc chắn sẽ được kiểm tra mỗi pha một thời điểm, theo kiểu nối tiếp cho đến khi tìm thấy được pha đồng chỉnh. Sơ đồ khối nối tiếp được trình bày trên hình 4.4. Coi bộ tạo PN tại chỗ tạo ra tín hiệu PN có pha là $2(i - 1)\Delta T_c$. Tín hiệu này được lấy tương quan với tín hiệu tới. Giá trị đo thử thống kê u có thể nhận được theo cùng cách như u_i trong hình 4.3.

Giá trị của u được so sánh với ngưỡng K để quyết định chấp nhận hay từ chối đồng chỉnh. Nếu $u \geq K$, thì đồng chỉnh là đúng, mạch bám được kích hoạt. Ngược lại, nếu không đồng chỉnh thì pha bộ tạo PN được tăng lên

một lượng $2\Delta T_c$ và quá trình được lặp lại. Do có tạp âm, cảnh báo nhầm (quyết định đồng chỉnh khi thực ra nó là không đồng chỉnh) có thể xuất hiện, điều này dẫn đến thời gian trả giá do cảnh báo nhầm. Ta cũng có thể bỏ sót (quyết định không đồng chỉnh khi nó thực sự đồng chỉnh), lúc này hệ thống phải đi qua 1 chu trình pha không chắc chắn trước khi đến được pha đồng chỉnh kế tiếp.



Hình 4.4 Sơ đồ nối tiếp dùng cố định với giải điều chế không kết

Thời gian bắt trung bình đối với sơ đồ nối tiếp khó xác định hơn so với sơ đồ song song. Tuy nhiên, xác suất phát hiện lại dễ nhận được hơn. Sau đây ta tìm các xác suất phát hiện và cảnh báo nhầm ($P_d, P_{f/a}$) cũng như thời gian bắt trung bình T_{acq} .

1. Xác suất phát hiện và xác suất cảnh báo nhầm

Không mất tính tổng quát ta có thể viết pha của tín hiệu PN tới như sau

$$\tau_1 = 2(k-1)\Delta T_c + \gamma, |\gamma| < \Delta T_c \quad (4.19)$$

ở đây k là số nguyên. Giả sử pha của tín hiệu PN tại chỗ là $2(i-1)\Delta T_c$. Coi 2 pha này là đồng chỉnh nếu hiệu của chúng nằm trong phạm vi ΔT_c , tức là

$$0 \leq \tau_1 - 2(i-1)\Delta T_c < \Delta T_c$$

Vì $|\gamma| < \Delta T_c$ nên suy ra $i = k$. Hai pha này được coi là không đồng chỉnh khi chúng khác nhau ít nhất T_c nhưng không gần hơn T_c của chu kỳ tiếp theo, tức là

khi

$$T_c \leq \tau_1 - 2(i-1)\Delta T_c \leq (N-1)T_c$$

Lí do cho sự sử dụng dài này là hàm tự tương quan $R_c(\delta)$ của tín hiệu PN xấp xỉ 0 khi $T_c \leq |\delta| \leq (N-1)T_c$. Để đơn giản ta coi $\Delta = 1/2$, suy ra:

$$\tau_1 = (k-1)T_c + \gamma, \quad |\gamma| < T_c/2.$$

Trong trường hợp này, điều kiện $|\tau_1 - 2(i-1)\Delta T_c| < \Delta T_c$ kéo theo $i-k=0$. Xác suất phát hiện P_d được xác định bởi:

$$P_d = P(\text{có đồng chỉnh} | |\tau_1 - (i-1)T_c| < T_c/2) = P(\text{có đồng chỉnh} | i=k)$$

$$= \int_K \frac{1}{2\sigma^2} e^{-(u+\lambda_1)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{\sqrt{\lambda_1}u}{\sigma^2}\right) du \quad (4.20)$$

ở đây $\sigma^2 = T'N_0/4$ là phương sai tạp âm, $\lambda_1 = \frac{PT'^2}{2} \left[1 - \frac{|\gamma|}{T_c}\right]^2$, và $I_0(\cdot)$ là hàm

Bessel cải biên bậc 0 loại 1. Biểu thức trên yêu cầu ước lượng số vì nó không ở dạng tường minh (closed form). Nhận xét rằng λ_1 là hàm của γ , do đó P_d phụ thuộc γ .

Cảnh báo nhầm xảy ra khi hiệu pha $\tau_1 - (i-1)T_c$ nằm trong khoảng:

$$T_c \leq \tau_1 - (i-1)T_c \leq (N-1)T_c$$

Vì

$$\tau_1 = (k-1)T_c + \gamma, \quad |\gamma| < T_c/2,$$

nên điều kiện trên có nghĩa là $|k-i|=2, 3, \dots, N-2$. Xác suất cảnh báo nhầm $P_{f/a}$ là:

$$P_{f/a} = P(\text{có đồng chỉnh} | T_c \leq \tau_1 - (i-1)T_c \leq (N-1)T_c) = e^{-K/2\sigma^2} \quad (4.21)$$

Từ phương trình (4.20) và (4.21) các giá trị của ngưỡng K và độ dài tích phân T' có thể chọn sao cho $P_{f/a}, P_d$ thỏa mãn giá trị mong muốn nào đó tại giá trị cụ thể nào đó của γ .

Ta có nhận xét rằng phương trình (4.20) và (4.21) không bao hàm trường hợp $T_c/2 \leq \tau_1 - (i-1)T_c < T_c$, ứng với $|k-i|=1$. Nếu dài kéo vào của mạch bám bao hàm dài này thì ta có thể đưa dài này vào loại pha đồng chỉnh. Tuy nhiên xác suất phát hiện cho trường hợp này sẽ nhỏ hơn so với trong phương trình (4.20). Mặt khác, nếu dài kéo vào của mạch bám không bao dài $T_c/2 \leq \tau_1 - (i-1)T_c < T_c$, thì dài này thuộc loại pha không đồng chỉnh. Xác suất cảnh báo nhầm ứng với trường hợp này sẽ lớn hơn so với giá trị trong phương trình (4.21).

2. Thời gian bắt trung bình

Để nhận được thời gian bắt trung bình, trước tiên ta giả sử rằng không có cảnh báo nhầm, nghĩa là mọi pha không đồng chỉnh đều được loại bỏ chính xác, và rằng không có bỏ sót trong phát hiện pha đồng chỉnh. Sau đó ta đưa vào ảnh

hường của cảnh báo nhầm và của phát hiện sót. Theo cách này ta có thể chỉ ra rằng (với $\Delta = 1/2$):

$$T_{acq} = L \frac{(1 - 0.5P_d)}{P_d} \left[T' + \frac{P_{f/a}}{(1 - P_{f/a})^2} T_p \right] \quad (4.22)$$

ở đây T' là độ dài tích phân, L là số pha không chắc chắn $= N/(2\Delta) = N$, T_p là thời gian trả giá cho cảnh báo nhầm. Vì P_d phụ thuộc vào γ , T_{acq} cũng phụ thuộc vào γ . Khi tất cả các tham số trừ γ là cố định, T_{acq} là nhỏ nhất khi $\gamma = 0$ và lớn nhất khi $|\gamma| = 0.5T_c$. Cả hai $P_d, P_{f/a}$ đều là hàm của T' và của tỉ số tín/tạp. Do đó T_{acq} cũng phụ thuộc vào T' và tỉ số tín/tạp. Trong quá trình nhận được (4.22), ta giả thiết rằng chỉ có 1 pha trong L pha ứng với đồng chỉnh, còn $(L - 1)$ pha còn lại là các pha không đồng chỉnh. Nếu các giả thiết này và các giả thiết khác không áp dụng được, thì có thể nhận được sự phân tích chính xác hơn bằng lưu đồ graph.

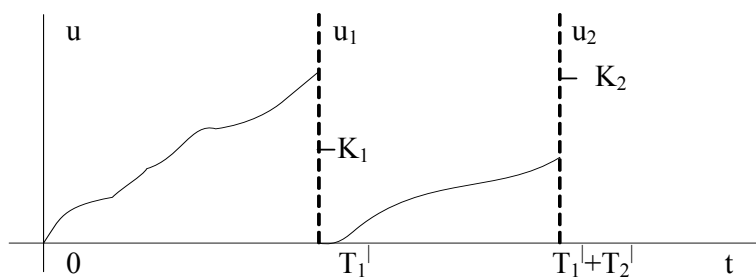
3. Các chiến lược tìm kiếm khác

Trên đây ta đã giả thiết rằng bất kì pha nào trong L pha không chắc chắn đều có xác suất là pha đồng chỉnh bằng nhau. Do đó khi tìm kiếm qua các pha, không có sự phân biệt các pha được tìm theo thứ tự như thế nào. Tuy nhiên khi máy thu đã biết 1 ít về sự phân bố của pha PN tới, tức nó biết rằng 1 số pha là có thể hơn các pha khác, thì máy thu có thể lợi dụng điều này bằng cách sắp xếp lại thứ tự tìm kiếm pha.

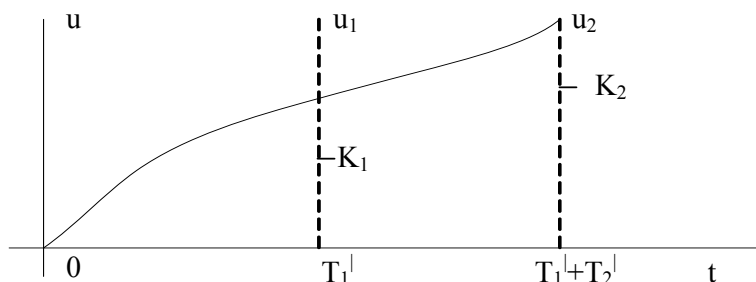
III. Các sơ đồ nhiều khoảng và sơ đồ dãy nối tiếp

Đầu tiên ta mô tả một sơ đồ hai khoảng với giải điều chế không kết hợp. Sơ đồ khối tương tự như hình 4.4, ngoại trừ một vài phần điều khiển về thời gian tích phân. Để kiểm tra việc đồng chỉnh của mỗi pha, đầu tiên khoảng tích phân trong các nhánh tương quan được đặt là T'_1 giây (từ 0 đến T'_1). Kí hiệu tham số thống kê kiểm tra (tổng các bình phương của các đầu ra tích phân) là u_1 . Giá trị của u_1 được so sánh với ngưỡng, kí hiệu K_1 . Nếu $u_1 < K_1$ thì việc đồng chỉnh bị loại bỏ và pha của bộ tạo PN được cập nhật một lượng $2\Delta T_c$. Nếu $u_1 \geq K_1$ thì việc đồng chỉnh được nghi vấn và chế độ thẩm tra được khởi động. Trong chế độ này, có hai cách tạo nên tham số thống kê thử, kí hiệu là u_2 . Hoặc là các bộ tích phân được đặt lại về 0 và khởi động lại việc tích phân trong T'_2 giây (từ T'_1 đến $T'_1 + T'_2$) hoặc là tiếp tục tích phân thêm khoảng bổ sung T'_2 (tức là u_2 nhận được từ tích phân trong khoảng $(0, T'_1 + T'_2)$). Trong trường hợp đầu, tham số thống kê u_2 không phụ thuộc vào u_1 khi tạp âm là Gao xơ trắng. Trong trường hợp sau, u_2 và u_1 phụ thuộc vào nhau, làm cho các phân tích chất lượng trở nên khó hơn nhiều, nhưng chất lượng này tốt hơn trường hợp đầu tiên. Tham số thống kê kiểm tra u_2 được so sánh với

ngưỡng thứ hai gọi là K_2 . Việc đồng chỉnh được xác nhận nếu $u_2 \geq K_2$, ngược lại việc đồng chỉnh không được xác nhận. Một số đường mẫu được mô tả trong hình 4.5. Nói chung, so sánh với hệ thống khoảng đơn (khoảng cố định) các độ dài tích phân là $T_1' < T' < T_1' + T_2'$. Trong sơ đồ hai khoảng, việc từ chối đồng chỉnh phần lớn được quyết định trong T_1' giây, ngắn hơn thời gian được sử dụng trong trường hợp khoảng đơn (T' giây). Tuy nhiên việc chấp nhận đồng chỉnh sẽ lâu hơn trong sơ đồ hai khoảng ($T_1' + T_2'$ giây) so với sơ đồ khoảng đơn (T' giây). Do phần lớn các pha chưa chắc chắn đều tương ứng với việc không đồng chỉnh, nên thời gian bắt trung bình của hệ thống hai khoảng sẽ ngắn hơn so với hệ thống khoảng đơn.



(a). Khi đặt lại bộ tích phân



(b). Khi tích phân liên tục

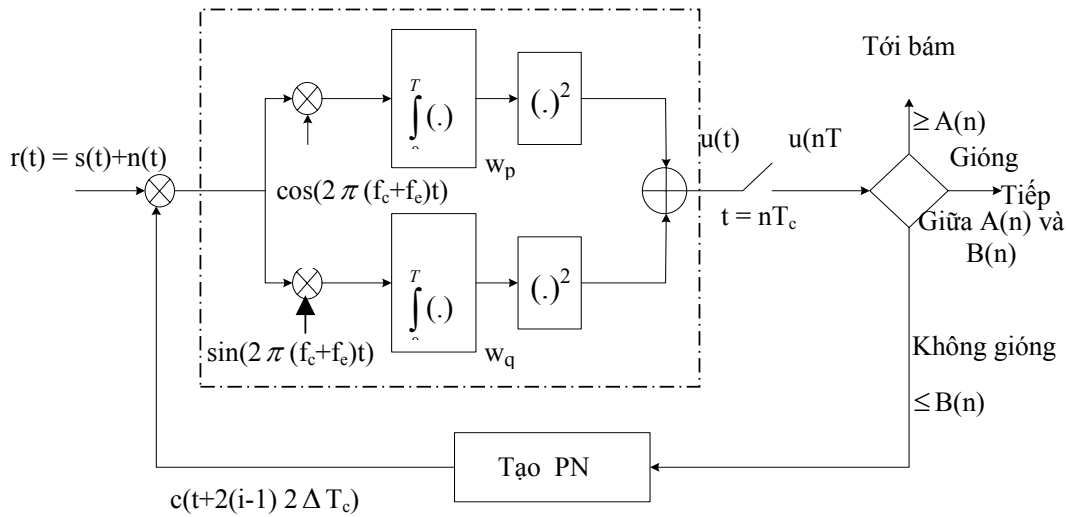
Hình 4.5 Các đường thống kê kiểm tra đối với các hệ thống bắt nối tiếp 2 khoảng

Hệ thống nhiều khoảng có thể được xây dựng trên cùng ý tưởng như trường hợp hai khoảng với nhiều chế độ kiểm tra. Việc từ chối đồng chỉnh là có thể trong bất kì khoảng nào, nhưng việc chấp nhận đồng chỉnh chỉ có thể trong khoảng cuối cùng. Mặc dù thời gian trung bình để bắt có thể giảm khi số lượng các khoảng tăng lên, song tốc độ tiết kiệm nhỏ đi khi số khoảng tăng lên. Thông thường các hệ thống hai hoặc ba khoảng làm việc tốt như các hệ thống nhiều khoảng hơn.

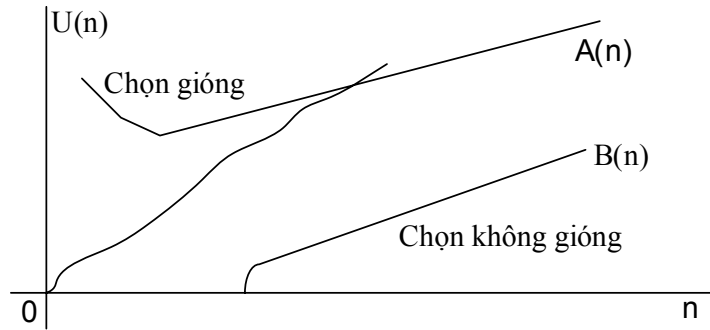
Chất lượng của các sơ đồ nhiều khoảng có thể được cải thiện bằng cách thêm ngưỡng khác đối với việc chấp nhận đồng chỉnh pha, cho nên có hai ngưỡng trong mỗi khoảng thay cho chỉ có một ngưỡng cho việc từ chối đồng chỉnh. Do đó chấp nhận hay từ chối đồng chỉnh có thể thực hiện trong bất kì

khoảng nào. Tuy nhiên, việc thiết kế và phân tích hệ thống như thế trở nên rất khó khăn.

Việc cải thiện hơn nữa có thể thực hiện bằng cách sử dụng hệ thống *quyết định tuần tự*, hệ này có hai tập ngưỡng $A(n)$ và $B(n)$ trong quá trình ra quyết định. Một tập dùng để chấp nhận đồng chỉnh pha còn tập kia dùng để từ chối đồng chỉnh pha. Thể hiện của 1 hệ thống như vậy được biểu diễn trên hình 4.6. Tín hiệu $u(t)$ là tổng các bình phương của các lỗi ra trong các nhánh cùng pha và vuông pha. Các tích phân trong 2 nhánh là liên tục, bắt đầu từ 0 đến t . Tín hiệu $u(t)$ được lấy mẫu một lần trên chip, tạo ra $u(nT_c)$, rồi so sánh với $A(n)$ và $B(n)$. Nếu $u(nT_c) \geq A(n)$, thì việc đồng chỉnh được chấp nhận và quá trình bám được kích hoạt.



Hình 4.6 Hệ thống bắt nối tiếp chuỗi không kết hợp với giải điều chế



Hình 4.7 Mẫu thống kê của hệ thống bắt chuỗi trong hình 4.6

Nếu $u(nT_c) \leq B(n)$, thì việc đồng chỉnh pha bị từ chối, bộ tạo PN được cập nhật pha tiếp theo và bộ tích phân được đặt lại. Nếu $A(n) < u(nT_c) < B(n)$, thì hệ thống không chắc chắn là pha có được đồng chỉnh hay không và cần theo dõi thêm. Trong trường hợp này, chúng ta chờ mẫu tiếp $u((n+1)T_c)$ và tiếp tục kiểm tra. Các ngưỡng và đường mẫu được thể hiện trong hình 4.7. Việc thiết kế các ngưỡng đòi hỏi sự hiểu biết về thử giả thuyết tuần tự (hypothesis), vượt phạm vi của tài liệu này. Một vài kết quả trong sách báo đã xét các hệ thống tuần tự trong đó các bộ tích phân được reset tuần hoàn cùng với lấy mẫu. Các giá trị mẫu ứng với các khoảng tích phân khác nhau được cộng lại và so sánh với 2 ngưỡng. Các hệ thống như vậy dễ phân tích hơn vì các mẫu đối với các khoảng tích phân khác nhau là độc lập nhau. Tuy nhiên chúng bị tổn thất chất lượng so với hệ thống tuần tự tích phân liên tục hình 4.6.

4.2.2 Quá trình bắt mã PN trong các hệ thống FH/SS

Các hệ thống thông tin trải phổ nhảy tần thông thường có hai loại sơ đồ bắt mã PN: sơ đồ đầu tiên sử dụng bộ tương quan tích cực, sơ đồ thứ hai sử dụng bộ tương quan thụ động.

1. Sơ đồ sử dụng bộ tương quan tích cực

Sơ đồ khối bắt mã PN sử dụng bộ tương quan tích cực được mô tả trong hình 4.8a. Đây là sơ đồ khoảng cố định với tìm kiếm nối tiếp. Giả sử sử dụng điều chế FSK, tín hiệu thu được là:

$$r(t) = \sqrt{2P} \cos(2\pi(f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f)t + \theta) + n(t), \quad 1T_h < t < (1+1)T_h \quad (4.23)$$

Ở đây T_h là độ dài một bước nhảy, Δf là giãn cách tần số giữa hai tần số nhảy liên kề, θ là pha (chưa biết đối với máy thu) của sóng mang, i_1 là số nguyên chẵn, $b_1 = 0$ hoặc 1 phụ thuộc vào giá trị của bit thông tin trong bước nhảy thứ 1. Giá trị $f_0 + (i_1 + b_1) \Delta f$ là tần số phát trong khoảng thời gian bước nhảy thứ 1, $t \in (1T_h, (1+1)T_h)$.

Nhắc lại rằng i_1 là một số nguyên chẵn được xác định bởi bộ tạo PN. Giả sử không có dữ liệu nào được phát trong thời gian bắt, do vậy $b_1 = 0$ do đó:

$$r(t) = \sqrt{2P} \cos(2\pi(f_0 + i_1 \Delta f)t + \theta) + n(t), \quad 1T_h < t < (1+1)T_h \quad (4.24)$$

Giả sử rằng định thời của bộ tạo PN được cập nhật là T_h giây sau mỗi lần quyết định không đồng chỉnh. Tín hiệu được tạo do bộ tổng hợp tần số tại chỗ là:

$$w(t) = \cos(2\pi k_1 \Delta f t), \quad 1T_h + \gamma < t < (1+1)T_h + \gamma \quad (4.25)$$

Ở đây k_1 là một số nguyên chẵn, được xác định bởi bộ tạo PN, $|\gamma| < T_h / 2$.

Chú ý rằng bắt đầu của mỗi lần nhảy $w(t)$ chậm hơn γ giây sau nhảy của $r(t)$, như chỉ ra trong biểu đồ tần số hình 4.8b. Vì bộ tạo tín hiệu PN tại chỗ ở máy thu và bộ tạo tín hiệu PN ở máy phát cần phải đồng nhất, đây

$\{..., k_0, k_1, k_2, ...\}$ giống dãy $\{..., i_0, i_1, i_2, ...\}$, ngoại trừ dịch có thể tức là $k_1 = i_{1+v}$, ở đây v là số nguyên. Nếu $k_1 = i_1$, hai tín hiệu PN được đồng chỉnh trong phạm vi $T_h/2$, tức là chúng đã được bắt pha. Nếu $\gamma = 0$ và $v = 0$ hai tín hiệu PN trong trạng thái đồng bộ hoàn hảo.

Tích của $r(t)$ và $w(t)$ được lọc thông dải, sau đó chúng đi qua bộ giải điều chế không kết hợp. BPF có tần số trung tâm là f_0 với dải thông hẹp. Kết quả của bộ giải điều chế không kết hợp được tích phân trên khoảng ηT_h giây. Nếu đầu ra bộ tích phân u lớn hơn ngưỡng K , việc bắt được xác nhận; ngược lại, bộ tạo PN được cập nhật T_h (một bước nhảy) và quá trình được lặp lại. Xem biểu đồ hình 4.8b, tích $w(t)r(t)$ có chứa tần số $f_0 + (i_1 - k_1)\Delta f$ đối với 1 phần của mỗi bước nhảy (từ $1 T_h$ tới $1 T_h + \gamma$ nếu $-T_h/2 < \gamma < 0$, hoặc từ $\gamma + 1 T_h$ tới $(1 + 1)T_h$ nếu $0 < \gamma < T_h/2$, trong khi nó chứa tần số $f_0 + (i_1 - k_{1-1})\Delta f$ hoặc $f_0 + (i_1 - k_{1+1})\Delta f$ đối với phần còn lại của bước nhảy. Tín hiệu $w(t)r(t)$ cũng chứa các tổng của các tần số $f_0 + (i_1 + k_1)\Delta f$ và $f_0 + (i_1 + k_{1\pm 1})\Delta f$, chúng bị lọc đi bởi bộ lọc thông dải BPF.

Nếu $k_1 = i_1$, đây là trường hợp đồng chỉnh pha, thì tần số $f_0 + (i_1 - k_1)\Delta f = f_0$, tần số này sẽ qua bộ lọc dải BPF và đưa đến đầu ra của bộ tích phân, trong khi đó tần số $f_0 + (i_1 - k_{1\pm 1})\Delta f$ được lọc bỏ sau khi qua BPF. Ta có thể chỉ ra rằng tín hiệu ở đầu ra ở bộ tích phân với $k_1 = i_1$ là:

$$u = S + N \quad (4.26)$$

trong đó N là tạp âm, S là tín hiệu cho bởi:

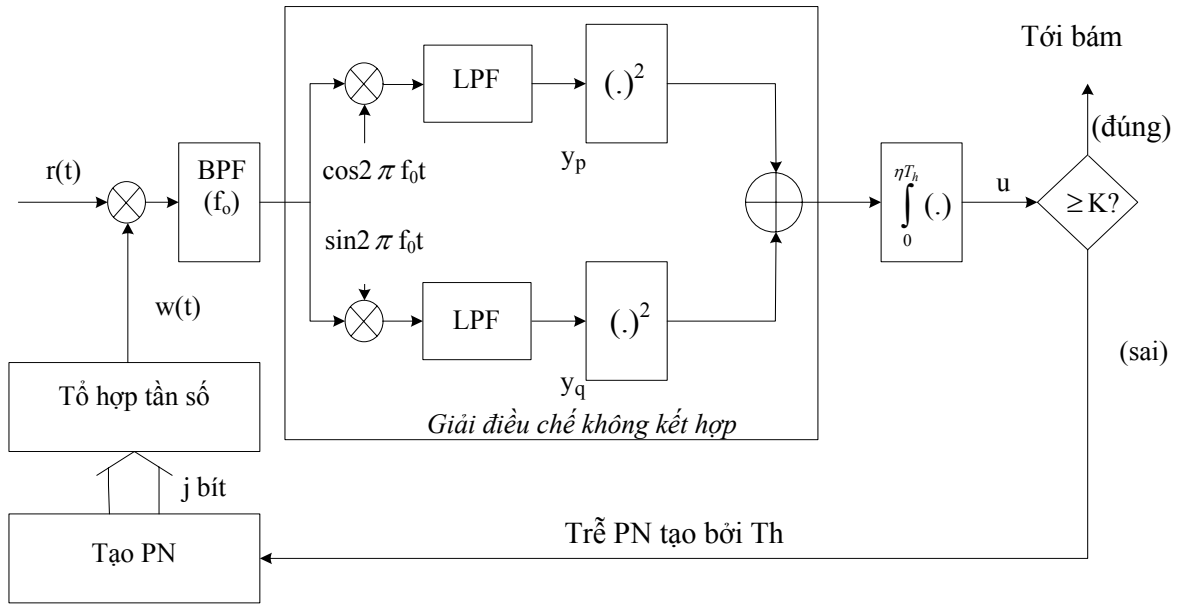
$$S = \eta \frac{P}{8} (T_h - |\gamma|) \geq \eta \frac{P}{16} T_h \quad (4.27)$$

Giá trị S lớn đối với η đủ lớn. Mặt khác, nếu $k_1 = i_{1+v}$, $|v| > 1$ (tương ứng với việc không đồng chỉnh pha), thì các tần số trong tất cả các lần nhảy đều có dạng $f_0 + m\Delta f$, ở đây $m \neq 0$, sẽ được lọc bỏ bởi BPF, và thành phần tín hiệu đầu ra của bộ tích phân sẽ bằng 0. Sử dụng các giá trị này và tham số thống kê nhiều, chúng ta có thể tính toán ngưỡng K và khoảng tích phân ηT_h sao cho xác suất cảnh báo nhầm và xác suất phát hiện thỏa mãn một vài giá trị mong muốn.

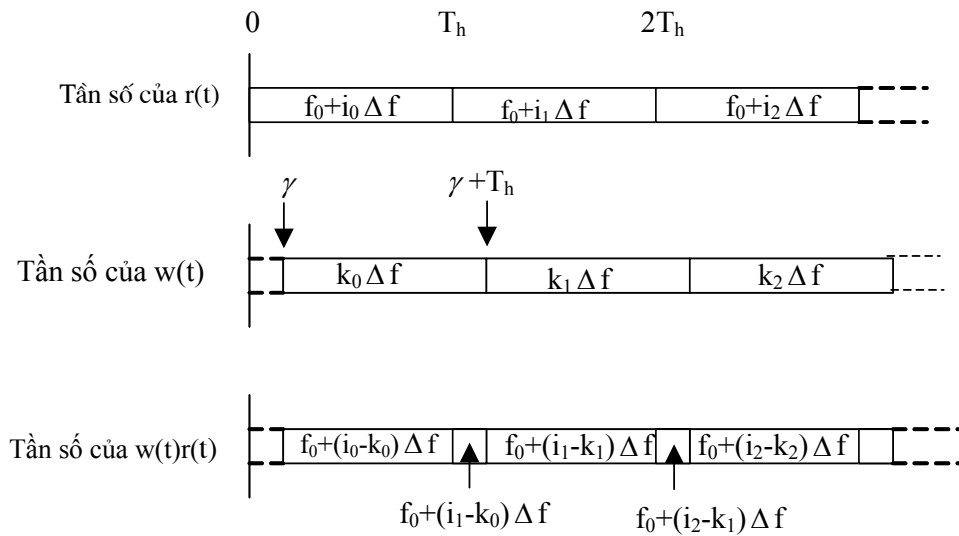
2. Sơ đồ sử dụng bộ tương quan thụ động

Sơ đồ bắt FH/SS thứ hai sử dụng bộ tương quan thụ động được biểu diễn trên hình 4.9. Ở đây, η tần số cố định ($k_1 \Delta f, 1 = 0, \dots, \eta - 1$) được tạo ra ở máy thu để sử dụng trong η nhánh tương quan. Các tần số này phải cùng tần số và cùng thứ tự với η tần số được tạo ra tại bộ tổng hợp tần số của máy phát, tức là $k_1 = i_{1+v}$, $1 = 0, 1, \dots, \eta - 1$ đối với số nguyên v nào đó. Trong nhánh thứ 1, $r(t)$ được trộn với $\cos(2\pi k_1 \Delta f t)$, sau đó qua bộ lọc BPF băng hẹp có tần số trung tâm là f_0 , bộ giải điều chế không kết hợp (xem hình 4.8), một bộ tích phân trên một

bước (T_h giây), và một bộ trễ $(\eta-1-1)T_h$ giây. Các giá trị từ η nhánh này được cộng và kiểm tra việc đồng chỉnh pha một lần trên một bước (tức là mỗi T_h giây). Các bộ trễ được đặt trên các nhánh sao cho các kết quả đối với η bước liên tiếp, mỗi bước từ mỗi một trong số η nhánh, sẽ xuất hiện tại cùng thời điểm tại bộ cộng. Khi η tần số được sử dụng tại máy thu trùng với các tần số phát trong η bước liên tiếp, thì giá trị u tại đầu ra bộ cộng là cao. Nếu không thì giá trị u sẽ thấp. Do đó, việc đồng chỉnh pha so với việc không đồng chỉnh pha có thể được quyết định dựa trên giá trị của u .



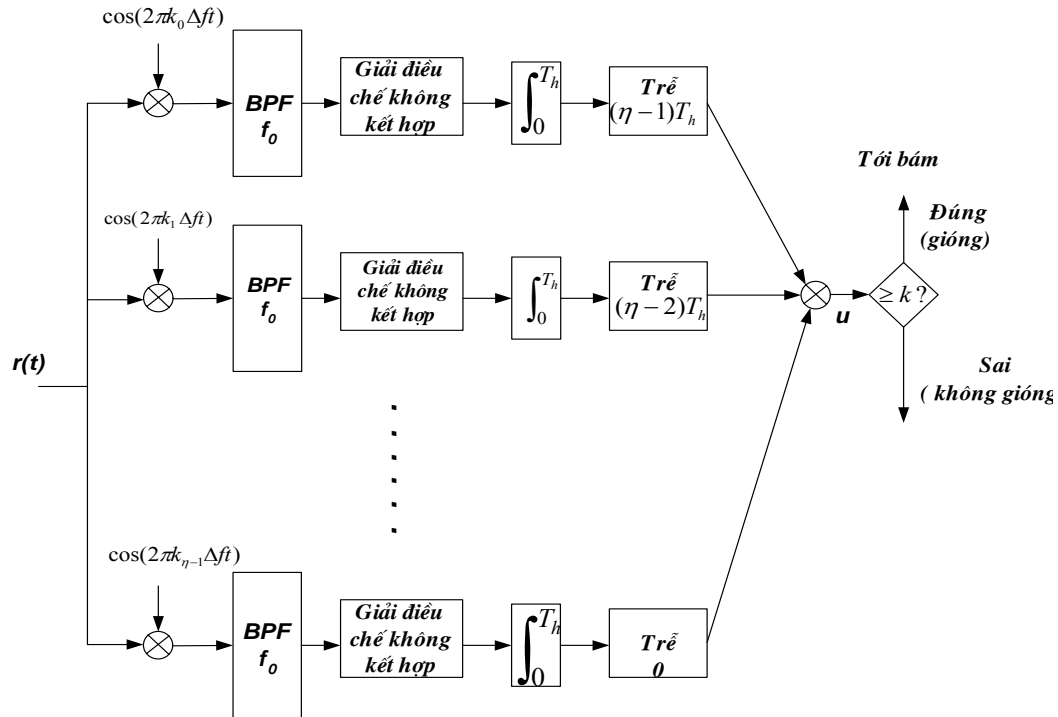
(a) Sơ đồ khối chức năng



(b). Giải đồ tần số

Hình 4.8 Hệ thống FH/SS bắt nối tiếp dùng bộ tương quan tích cực

Chú ý rằng hệ thống trong hình 4.9 thực hiện một quyết định trong một bước, trong khi đó hệ thống trong hình 4.8 chỉ quyết định một lần trong η bước. Do vậy, hệ thống trong hình 4.9 có thời gian bắt ngắn hơn. Tuy nhiên, việc phân tích nó lại khó hơn vì đầu ra của bộ cộng có thể không độc lập thống kê từ bước này sang bước khác.



Hình 4.9 Hệ thống bắt tuần tự dùng bộ tương quan thụ động

4.3 CÁC HỆ THỐNG ĐỒNG BỘ TINH (bám mã PN)

4.3.1 Bám mã PN trong các hệ thống DS/SS

Trong mục trước ta đã đề cập một số mạch bám mã PN trong hệ thống DS/SS, trong phần này chúng ta sẽ đề cập đến các mạch bám mã PN. Một mạch bám nói chung bao gồm có một vòng phản hồi để giám sát sai lệch và điều chỉnh tín hiệu mong muốn sao cho sai lệch đó giảm về 0. Ta sẽ xem xét hai kiểu mạch vòng được dùng để bám tín hiệu PN trong các hệ thống DS/SS: vòng bám khóa trễ (vòng bám sớm-muộn toàn bộ thời gian) và vòng bám tau-lắc lư (còn gọi là vòng bám sớm-muộn chia sẻ thời gian).

1. Vòng khóa trễ

Giả sử rằng việc bám đã được khởi động sau khi mạch bắt đã đưa sai pha giữa tín hiệu PN tại chỗ và tín hiệu tới trong khoảng $\pm \Delta T_c$. Hình 4.10 biểu diễn một vòng khóa trễ định hướng quyết định với giải điều chế sóng mang kết hợp. Không mất tính tổng quát, giả sử tín hiệu $s(t) = \sqrt{2P_c(t)}b(t)\cos(2\pi f_c t + \theta)$ tới lỗi

vào máy thu, có nghĩa là pha của $c(t)$ bằng 0. Vì mạch bắt đã đưa sai pha nằm trong khoảng ΔT_c , nên dao động PN tại chỗ tạo nên $c(t+\tau)$, $|\tau| < \Delta T_c$. Ngoài ra, nó cũng tạo ra các phiên bản sớm pha và trễ pha so với tín hiệu PN gốc là: $c(t+\tau+\tau_d)$ và $c(t+\tau-\tau_d)$ với độ lệch cố định τ_d . Chúng được sử dụng để giải trải tín hiệu DS/SS tới. Do tính đối xứng, hai tín hiệu giải trải bằng nhau khi $\tau=0$ và khác nhau khi $\tau \neq 0$. Hiệu của chúng chính là tín hiệu sai số, được phản hồi lại để hiệu chỉnh pha của bộ tạo PN. Các tín hiệu PN sớm pha và trễ pha được trộn (nhân) với tín hiệu tới và sóng mang $\cos(2\pi f_c t + \theta)$ từ mạch khôi phục sóng mang. Từ hình 4.10, bỏ qua các thành phần tạp âm, ta có tín hiệu ra bộ trộn là:

$$\begin{aligned} v_1(t) &= \sqrt{2P}c(t)c(t+\tau+\tau_d)b(t)\cos^2(2\pi f_c t + \theta) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}}c(t)c(t+\tau+\tau_d)b(t)[1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta)] \end{aligned} \quad (4.28)$$

$$\begin{aligned} v_2(t) &= \sqrt{2P}c(t)c(t+\tau-\tau_d)b(t)\cos^2(2\pi f_c t + \theta) \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}}c(t)c(t+\tau-\tau_d)b(t)[1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta)] \end{aligned} \quad (4.29)$$

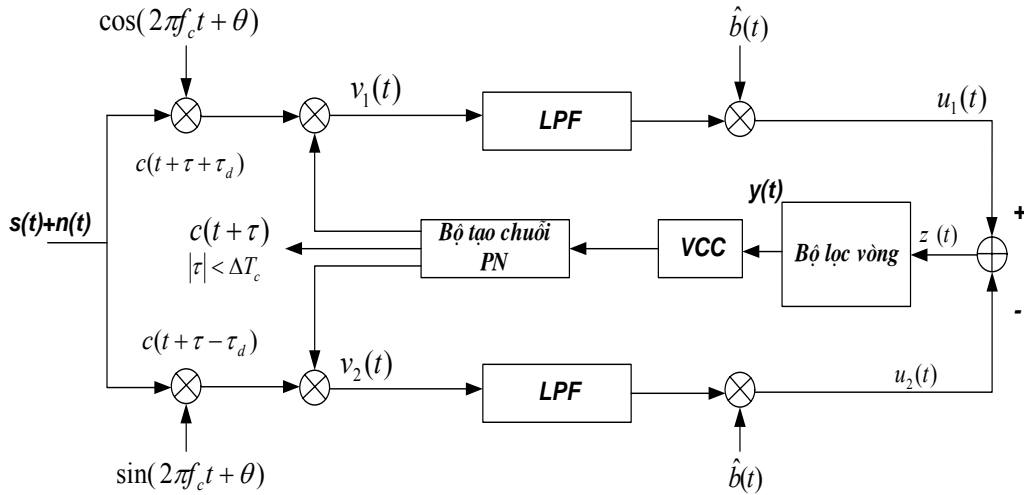
Để ý rằng $b(t)$ có dải thông hẹp hơn nhiều so với tín hiệu PN $c(t)$. Các bộ lọc thông thấp có độ rộng dải thông đủ để cho qua thành phần $b(t)$ nhưng đủ hẹp để lấy trung bình (các bộ lọc thông thấp) các thành phần $c(t)c(t+\tau \pm \tau_d)$. Bộ lọc thông thấp cũng lọc bỏ các thành phần tần số cao. Do vậy, sau khi lọc thông thấp và trộn với $\hat{b}(t)$ (ước lượng của đầu ra), các tín hiệu nhận được là:

$$\begin{aligned} u_1(t) &\approx \sqrt{\frac{P}{2}}b(t)\hat{b}(t)\frac{1}{NT_c}\int_{t-NT_c}^t c(t')c(t'+\tau+\tau_d)dt' \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}}b(t)\hat{b}(t)R_c(\tau+\tau_d) \end{aligned} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned} u_2(t) &\approx \sqrt{\frac{P}{2}}b(t)\hat{b}(t)\frac{1}{NT_c}\int_{t-NT_c}^t c(t')c(t'+\tau-\tau_d)dt' \\ &= \sqrt{\frac{P}{2}}b(t)\hat{b}(t)R_c(\tau-\tau_d) \end{aligned} \quad (4.31)$$

Trong đó $R_c(\tau)$ là hàm tự tương quan của tín hiệu PN, cho bởi công thức (4.9), với chu kỳ NT_c . Chú ý rằng các tích phân trên được thực hiện trên một chu kỳ dạng sóng PN, vì trung bình của một tín hiệu tuần hoàn là giống như trung bình trên một chu kỳ. Giả sử $\hat{b}(t) = b(t)$, do vậy $\hat{b}(t)b(t) = 1$. Sự khác nhau giữa $u_1(t)$ và $u_2(t)$ là:

$$d(\tau) \equiv z(t)|_{n(t)=0} = u_1(t) - u_2(t) = \sqrt{\frac{P}{2}}[R_c(\tau+\tau_d) - R_c(\tau-\tau_d)] \quad (4.32)$$

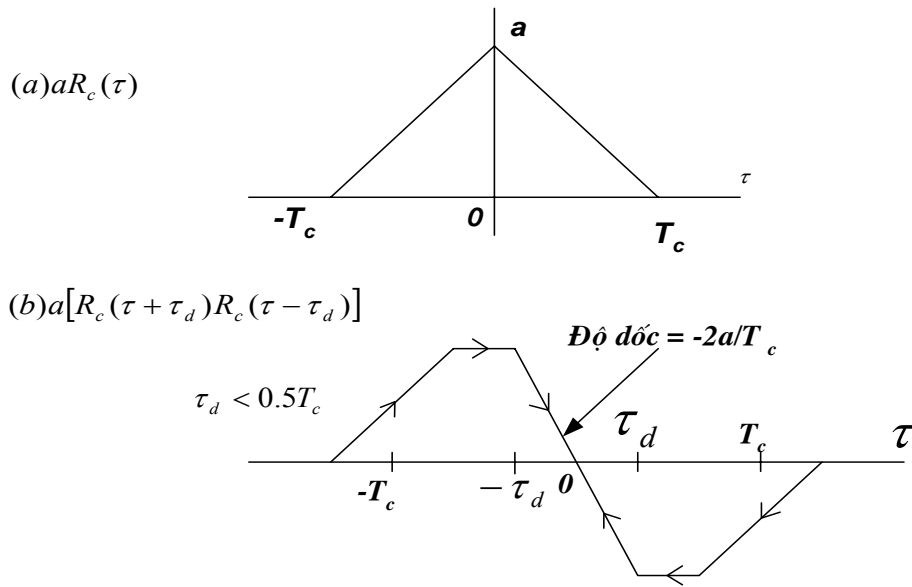


Hình 4.10 Sơ đồ của một vòng khóa trễ

Chú ý rằng $\hat{b}(t)$ là một ước đoán của $b(t)$. Nó có các sai số không thường xuyên, do đó tích của chúng không luôn luôn là 1. Trong trường hợp này, mạch lọc vòng là bộ lọc thông thấp có dải thông nhỏ, sẽ lấy trung bình tích $\hat{b}(t).b(t)$. Do xác suất lỗi trong máy thu làm việc hoàn hảo là nhỏ, nên ước đoán $\hat{b}(t)$ bằng $b(t)$ trong hầu hết thời gian và trung bình của $\hat{b}(t).b(t)$ xấp xỉ bằng 1. Do vậy, công thức (4.32) vẫn đúng, ngoại trừ sự giảm nhỏ của biên độ.

Hàm $d(\tau)$ trong (4.32) được gọi là đặc tính phân biệt trễ. Giả sử rằng hàm tự tương quan tuần hoàn $R_c(\delta)$ là tuần hoàn với chu kỳ NT_c , có dạng hình tam giác như trong công thức (4.9) và trên hình 4.11a. Hàm $d(\tau)$ cũng tuần hoàn với chu kỳ NT_c , với chu kỳ đầu tiên được vẽ trên hình 4.11b và c với $\tau_d < T_c/2$.

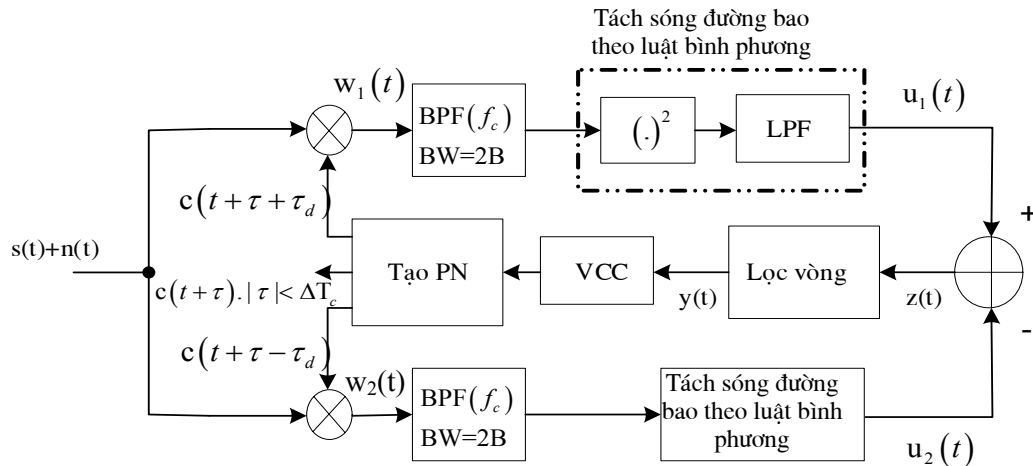
Giá trị của a trong hình 4.11 là hằng số và bằng $\sqrt{P/2}$. Độ dốc của đoạn tuyến tính giữa trong hình 4.11b là $-2a/T_c$ và $-a/T_c$ trong hình 4.12c. Tín hiệu $y(t)$ trong hình 4.10 dùng để điều khiển xung đồng hồ điều khiển bằng điện áp (VCC). Đối với mục đích nghiên cứu hoạt động của vòng khóa trễ ta coi $y(t) = z(t)$. Nếu $y(t) = 0$, tức là trường hợp $d(\tau)$ và nhiều bằng 0, thì VCC và bộ tạo PN không cần điều chỉnh. Tuy nhiên, khi $y(t) \neq 0$, thì pha τ của bộ tạo PN được điều chỉnh tương ứng (bằng cách làm trễ hay sớm pha tùy thuộc vào $y(t)$ dương hay âm). Cụ thể là pha τ của bộ tạo PN phải tăng khi $y(t)$ dương và giảm khi $y(t)$ âm. Việc điều chỉnh như vậy tương ứng với sự di chuyển trên hình 4.11b hoặc c theo hướng điểm cân bằng tại $\tau = 0$ theo chiều mũi tên trên hình vẽ.



Hình 4.11 Đặc trưng phân biệt trễ

2. Vòng khóa trễ với giải điều chế không kết hợp

Nếu pha của sóng mang không có sẵn cho mạch bám, một bộ giải điều chế không kết hợp được sử dụng để loại bỏ sóng mang. Một bộ tách sóng đường bao theo luật bình phương được sử dụng cho mục đích này. Quá trình bình phương cũng loại bỏ dữ liệu $b(t)$ mà không phải sử dụng $\hat{b}(t)$. Một vòng khóa trễ như vậy được thể hiện trên hình 4.12. Bộ tách sóng sóng đường bao theo luật bình phương bao gồm một bộ bình phương theo sau là một bộ lọc thông thấp (LPF).



Hình 4.12 Vòng khóa trễ giải điều chế không kết hợp

Theo như trên, tín hiệu $s(t) = \sqrt{2P}c(t)b(t)\cos(2\pi f_c t + \theta)$ và tạp $n(t)$ là tạp trắng Gao xơ với PSD hai phía là $N_0/2$. Để hiểu vòng bám làm việc như thế nào, chúng ta chú ý vào các tín hiệu tại các điểm khác nhau, không chú ý đến tạp âm. Tín hiệu tại đầu vào của bộ lọc thông dải bên trên trong hình 4.12 là:

$$\omega_1(t) = \sqrt{2P}c(t)c(t + \tau + \tau_d)b(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) + \text{tạp âm} \quad (4.33)$$

Do các bộ lọc thông dải có tần số trung tâm tại $\pm f_c$ và dải thông $2B$ Hz và độ lợi đơn vị, trong đó $B \approx 1/T$ Hz, với T là độ dài một bit của $b(t)$. Dải thông này đủ rộng để cho qua $b(t)$ nhưng đủ hẹp để lấy trung bình tín hiệu PN. Như vậy chúng ta có công thức sau:

$$v_1(t) = \sqrt{2P}R_c(\tau + \tau_d)b(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) + \text{tạp âm} \quad (4.34)$$

ở đây tạp âm là tạp thông dải.

Tín hiệu $v_1(t)$ được đưa qua bộ tách sóng đường bao theo luật bình phương, nó được bình phương lên và lọc thông thấp, kết quả ta được:

$$u_1(t) = PR_c^2(\tau + \tau_d) + \text{tạp âm} \quad (4.35)$$

trong đó tạp hiện giờ là tạp thông thấp. Tương tự chúng ta có:

$$u_2(t) = PR_c^2(\tau - \tau_d) + \text{tạp âm} \quad (4.36)$$

Do vậy đầu vào bộ lọc vòng là:

$$z(t) = P[R_c^2(\tau + \tau_d) - R_c^2(\tau - \tau_d)] + \text{tạp âm} \quad (4.38)$$

Đặc trưng phân biệt trở là thành phần tín hiệu của $z(t)$:

$$d(\tau) \equiv z(t)|_{\text{noise}=0} = P[R_c^2(\tau + \tau_d) - R_c^2(\tau - \tau_d)] \quad (4.39)$$

Với $R_c(\tau)$ đã cho trong công thức (4.9), các giá trị bình phương $R_c^2(\tau + \tau_d)$ và $R_c^2(\tau - \tau_d)$ là tuần hoàn với chu kỳ NT_c , với chu kỳ đầu tiên cho như sau:

$$R_c^2(\tau + \tau_d) = \begin{cases} 0, & -NT_c/2 - \tau_d < \tau < -T_c - \tau_d \\ \left(1 + \frac{\tau + \tau_d}{T_c}\right)^2, & -T_c - \tau_d \leq \tau \leq -\tau_d \\ \left(1 - \frac{\tau + \tau_d}{T_c}\right)^2, & -\tau_d \leq \tau \leq T_c - \tau_d \\ 0, & T_c - \tau_d < \tau < NT_c/2 - \tau_d \end{cases} \quad (4.40)$$

$$R_c^2(\tau - \tau_d) = \begin{cases} 0, & -NT_c/2 + \tau_d < \tau < -T_c + \tau_d \\ \left(1 + \frac{\tau - \tau_d}{T_c}\right)^2, & -T_c + \tau_d \leq \tau \leq \tau_d \\ \left(1 - \frac{\tau - \tau_d}{T_c}\right)^2, & \tau_d \leq \tau \leq T_c + \tau_d \\ 0, & T_c + \tau_d < \tau < NT_c/2 + \tau_d \end{cases} \quad (4.41)$$

Đặc trưng phân biệt trễ cũng tuần hoàn với chu kỳ NT_c và chu kỳ đầu tiên của nó là (với $0 < \tau_d \leq T_c/2$):

$$d(\tau) = \begin{cases} 0, & -NT_c/2 < \tau < -T_c - \tau_d \\ P(1 + \frac{\tau + \tau_d}{T_c})^2, & -T_c - \tau_d \leq \tau \leq -T_c + \tau_d \\ P(1 + \frac{\tau + \tau_d}{T_c})^2 - P(1 + \frac{\tau - \tau_d}{T_c})^2, & -T_c + \tau_d \leq \tau \leq -\tau_d \\ P(1 - \frac{\tau + \tau_d}{T_c})^2 - P(1 + \frac{\tau - \tau_d}{T_c})^2, & -\tau_d \leq \tau \leq \tau_d \\ P(1 - \frac{\tau + \tau_d}{T_c})^2 - P(1 - \frac{\tau - \tau_d}{T_c})^2, & \tau_d \leq \tau \leq T_c - \tau_d \\ -P(1 - \frac{\tau - \tau_d}{T_c})^2, & T_c - \tau_d \leq \tau \leq T_c + \tau_d \\ 0, & T_c + \tau_d < \tau < NT_c/2 \end{cases}$$

$$= \begin{cases} 0, & -NT_c/2 < \tau < -T_c - \tau_d \\ P(1 + \frac{\tau + \tau_d}{T_c})^2, & -T_c - \tau_d \leq \tau \leq -T_c + \tau_d \\ P\frac{4\tau_d}{T_c}(1 + \frac{\tau}{T_c}), & -T_c + \tau_d \leq \tau \leq -\tau_d \\ -P\frac{4\tau}{T_c}(1 - \frac{\tau_d}{T_c}), & -\tau_d \leq \tau \leq \tau_d \\ -P\frac{4\tau_d}{T_c}(1 - \frac{\tau}{T_c}), & \tau_d \leq \tau \leq T_c - \tau_d \\ -P(1 - \frac{\tau - \tau_d}{T_c})^2, & T_c - \tau_d \leq \tau \leq T_c + \tau_d \\ 0, & T_c + \tau_d < \tau < NT_c/2 \end{cases} \quad (4.42)$$

được vẽ ở hình 4.13b. Chú ý rằng có 3 đoạn tuyến tính ở giữa và 2 đoạn bình phương ở hai đầu. Vòng sẽ tự điều chỉnh đến khi $\tau = 0$ theo hướng mũi tên trong hình 4.13b.

Một vấn đề đặt ra đối với vòng khóa trễ là hai nhánh trong vòng phải có đặc tính phù hợp nhau. Nếu không thì đặc trưng phân biệt trễ (hình 4.11 và 4.13) có thể sẽ không đi qua điểm $\tau = 0$. Khi đó vòng sẽ khóa tới một điểm khác 0, ví dụ τ_1 . Như vậy vòng bám có sai pha τ_1 ở trạng thái ổn định. Nhược điểm này được khắc phục trong vòng "tô" lắc lư (*tau – dither - loop*).

3. Vòng lắc lư "tô"

Vòng lắc lư "tô" có nguyên tắc hoạt động giống như vòng khóa trễ, nhưng nó chỉ sử dụng một nhánh tương quan thay cho hai nhánh tương quan trong vòng khóa trễ. Hiệu ứng tương quan giữa các tín hiệu PN sớm và muộn đạt được bằng cách rung tới-lui giữa các tín hiệu sớm và muộn này. Ưu điểm của vòng lắc lư "tô" là loại trừ được vấn đề phải phù hợp về đặc trưng giữa hai nhánh của hai bộ tương quan. Tuy nhiên công suất tín hiệu trong vòng lắc lư "tô" nhỏ hơn 3 dB so với trong vòng khóa trễ và jitter bám trong vòng lắc lư "tô" cũng lớn hơn.

Sơ đồ khối của vòng lắc lư "tô" được biểu diễn trên hình 4.14. Việc lắc lư được điều khiển bởi hai tín hiệu xung $q_1(t)$ và $q_2(t)$, luân phiên cho các tín hiệu PN sớm và trễ pha đi qua với tốc độ $f_D = 1/T_D$, trong đó $T_D \gg T_c$. Hai tín hiệu xung tương ứng với các thành phần dương và âm của sóng vuông $q(t)$, như trong hình 4.14. Xung vuông $q(t)$ cũng điều khiển tín hiệu vào bộ lọc vòng, đồng bộ với quá trình lắc lư pha. Hoạt động như vậy mô phỏng hai nhánh tương quan mà chỉ cần một bộ tương quan. Tín hiệu $\omega(t)$ luân phiên bằng $\omega_1(t)$ và $\omega_2(t)$, trong đó:

$$\omega_1(t) = s(t)c(t + \tau + \tau_d) + \text{tạp âm} \quad (4.43)$$

$$\omega_2(t) = s(t)c(t + \tau - \tau_d) + \text{tạp âm} \quad (4.44)$$

Sử dụng $q_1(t)$ và $q_2(t)$ như trong hình 4.14, ta có thể viết:

$$\omega(t) = q_1(t)\omega_1(t) + q_2(t)\omega_2(t) + \text{tạp âm} \quad (4.45)$$

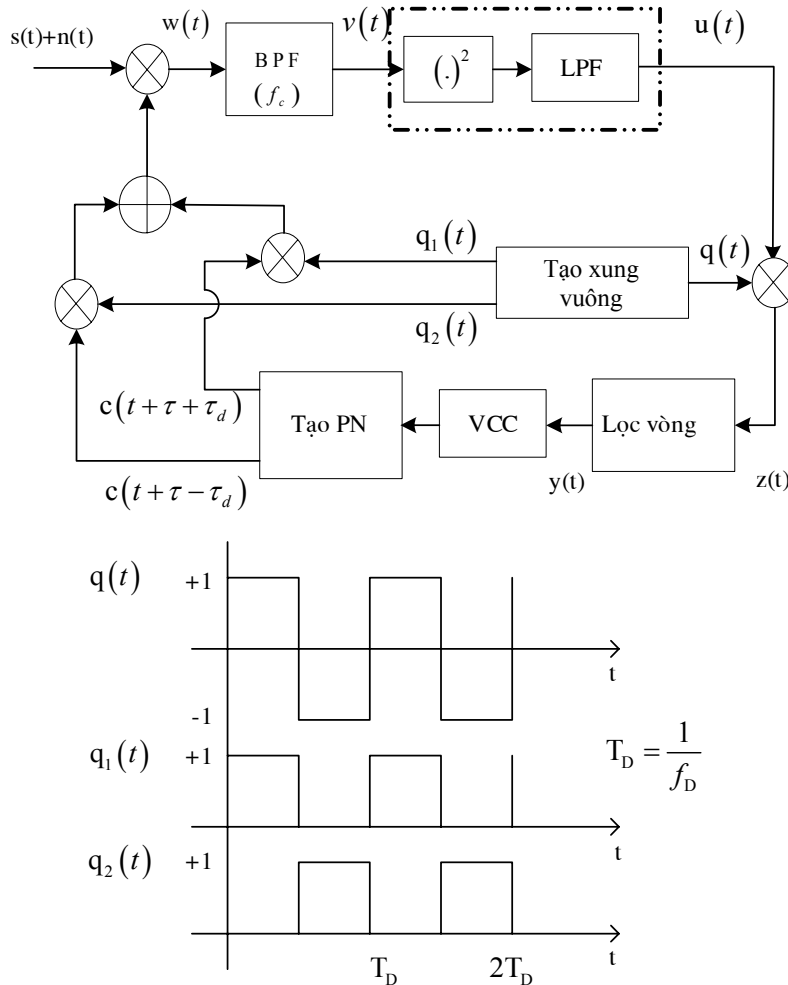
Tín hiệu $u(t)$ luân phiên giữa $u_1(t)$ và $u_2(t)$. Tín hiệu $u_i(t)$ là do $\omega_i(t)$ với $i=1,2$. Các giá trị của $u_i(t)$ là $u_1(t) = PR_c^2(\tau + \tau_d) + \text{tạp âm}$ và $u_2(t) = PR_c^2(\tau - \tau_d) + \text{tạp âm}$, có thể nhận được bằng cách giống như $u_i(t)$ trong hình 4.12. Sau khi $u(t)$ điều chế $q(t)$, ta có:

$$\begin{aligned} z(t) &= q(t)u(t) \\ &= q(t)[q_1(t)u_1(t) + q_2(t)u_2(t)] \\ &= q_1(t)u_1(t) - q_2(t)u_2(t) \\ &= P[q_1(t)R_c^2(\tau + \tau_d) - q_2(t)R_c^2(\tau - \tau_d)] + \text{tạp âm} \end{aligned} \quad (4.46)$$

Trong đó $R_c^2(\tau + \tau_d)$ và $R_c^2(\tau - \tau_d)$ cho bởi công thức 4.40 và 4.41. Nếu bộ lọc vòng có dải thông hẹp, so sánh được với f_D , thì các tín hiệu $q_1(t)$ và $q_2(t)$ được lấy trung bình một cách hiệu quả, cho ta đặc trưng phân biệt trễ là:

$$\begin{aligned} d(\tau) &= P\{Ave.[q_1(t)]R_c^2(\tau + \tau_d) - Ave.[q_2(t)]R_c^2(\tau - \tau_d)\} \\ &= \frac{P}{2}[R_c^2(\tau + \tau_d) - R_c^2(\tau - \tau_d)] \end{aligned} \quad (4.47)$$

sẽ bằng một nửa so với vòng khóa trễ (theo công thức 4.39). Do vậy công suất tín hiệu vòng lắc lư "tô" nhỏ hơn 3dB so với vòng khóa trễ. Điều này có thể giải thích bằng trực giác là do nhánh tương quan đơn của vòng lắc lư "tô" được chia sẻ thời gian cho tín hiệu sớm và trễ của tín hiệu PN. Vì thế mỗi tín hiệu chỉ chiếm 1 nửa thời gian và công suất giảm đi một nửa.

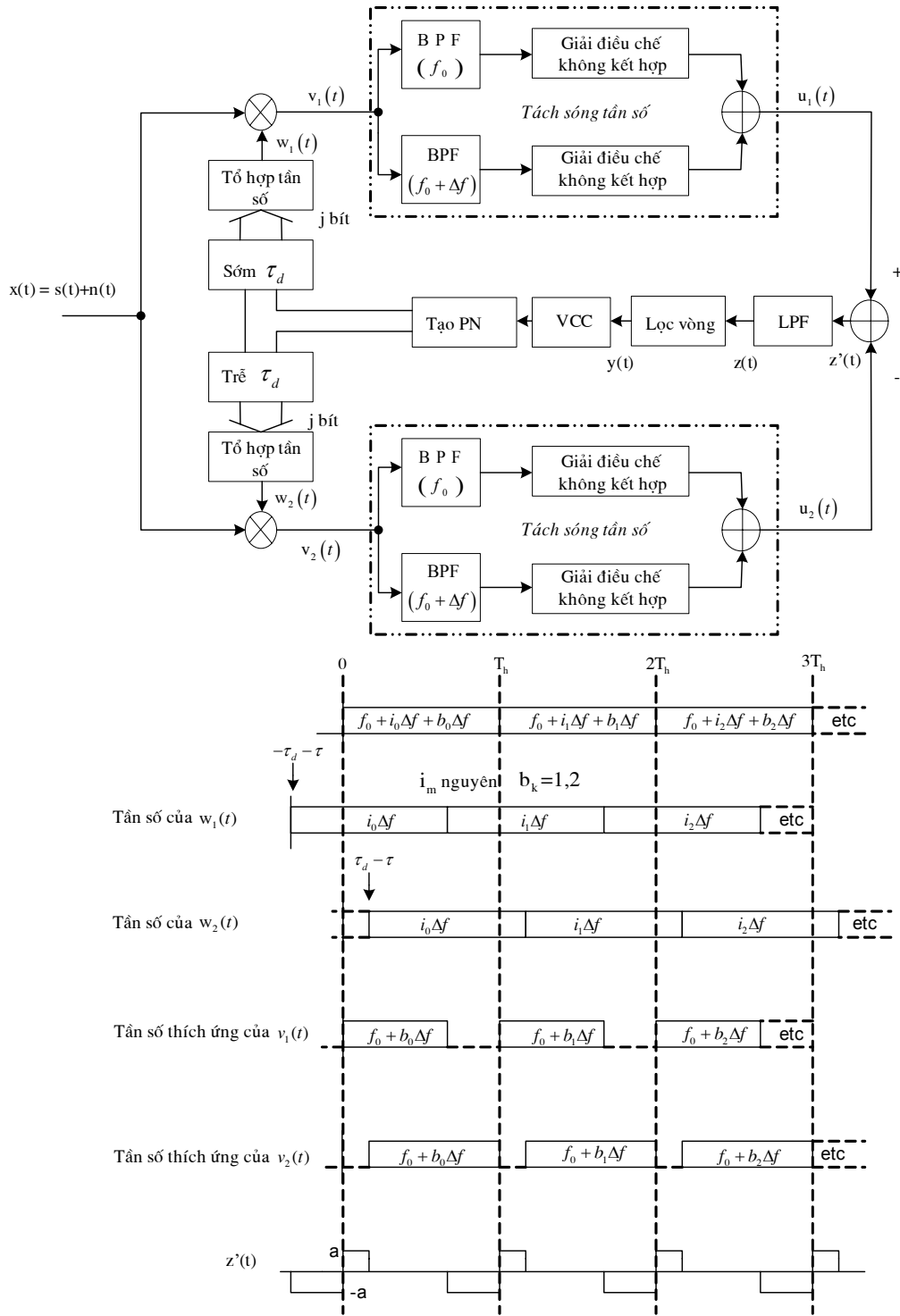


Hình 4.14 Sơ đồ khối của mạch vòng lắc lư

4.3.2 Quá trình bám mã trong hệ thống FH/SS

Các sơ đồ mạch bám trong hệ thống thông tin DS/SS có thể sử dụng để bám tín hiệu trong hệ thống FH/SS. Trên hình 4.15 trình bày sơ đồ bám mã PN trong hệ thống thông tin FH/SS sử dụng nguyên tắc vòng khóa trễ.

Giả sử dạng điều chế tín hiệu là FSK. Ở đây có hai nhánh tương quan. Một nhánh được giải trải bằng tín hiệu PN đã sớm pha và một nhánh khác sử dụng tín hiệu PN đã trễ pha. Các tần số của các tín hiệu khác nhau được vẽ trong hình 4.15, trong đó T_h là độ dài một bước nhảy.



Hình 4.15 Các hệ thống FH/SS với băm PN

Để hiểu hệ thống hoạt động như thế nào, ta sẽ bỏ qua thành phần tạp âm khi xem xét. Giả sử rằng tại bước nhảy thứ 1 của tín hiệu tới, $s(t)$ có tần số là $f_0 + i_1 \Delta f + b_1 \Delta f$ trong đó Δf là giãn cách tần số của các tần số nhảy, b_1 phụ thuộc vào thông tin $b(t)$, với $b_1 = 1$ nếu $b(t) = 1$ và bằng 0 nếu $b(t) = -1$ trong chip thứ 1, và i_1 là số nguyên chẵn được xác định bằng j bit từ bộ tạo PN. Giả thiết sai pha của tín hiệu PN tại chỗ bằng τ , trong đó $|\tau| < \Delta T_h$ đối với $\Delta \leq 1$ nào đó. Tín hiệu PN được trễ và sớm một khoảng τ_d trước khi đưa vào hai bộ tổng hợp tần số. Các đầu ra $\omega_1(t)$ và $\omega_2(t)$ của bộ tổng hợp tần số này có các tần số là $i_1 \Delta f$ trong chip thứ i với các lệch pha là $-(\tau + \tau_d)$ và $\tau_d - \tau$ từ các pha của tín hiệu PN tới (xem biểu đồ tần số trong hình 4.15). Sau khi $\omega_1(t)$ và $\omega_2(t)$ trộn với tín hiệu thu được, các tín hiệu kết quả $v_1(t)$ và $v_2(t)$ có các tần số bằng tổng và hiệu tần số tới và tần số tại chỗ. Để thấy rõ vấn đề này, ta xét kỹ một khoảng thời gian chip, ví dụ từ 0 đến T_h . Từ 0 đến $T_h - (\tau + \tau_d)$, tần số của $\omega_1(t)$ là $i_0 \Delta f$. Trong khoảng thời gian này tần số của $v_1(t)$ là $f_0 + 2i_0 \Delta f + b_0 \Delta f$ và $f_0 + b_0 \Delta f$. Chỉ có tần số $f_0 + b_0 \Delta f$ là đi qua bộ tách sóng tần số và tạo nên đầu ra $u_1(t)$. Từ $T_h - (\tau + \tau_d)$ đến T_h , các tần số của $v_1(t)$ là $f_0 + (i_0 - i_1) \Delta f + b_0 \Delta f$ và $f_0 + (i_0 + i_1) \Delta f + b_0 \Delta f$, cả hai đều không đi qua được bộ tách sóng tần số, do vậy $u_1(t) = 0$ trong khoảng thời gian này. Chỉ có tần số đi qua được bộ tách sóng tần số mới được vẽ trong biểu đồ hình 4.15. Tương tự như vậy, $u_2(t)$ bằng 0 trong khoảng $t \in (0, \tau_d - \tau)$ và $u_2(t) > 0$ trong khoảng $t \in (\tau_d - \tau, T_h)$. Tín hiệu $z'(t) = u_1(t) - u_2(t)$ được thể hiện trong hình vẽ 4.15.

Trong mỗi bước nhảy, $z'(t) = -a$ trong $\tau_d + \tau$ giây và bằng a trong $\tau_d - \tau$ giây, trong đó $a > 0$ là hằng số. Bộ lọc LPF lấy trung bình tín hiệu $z'(t)$ và tạo ra $z(t)$. Nếu $\tau = 0$, thì $z(t)$ đầu ra LPF bằng 0 và bộ tạo PN không cần điều chỉnh. Khi $\tau \neq 0$, $z(t) \neq 0$ và bộ tạo PN sẽ được điều chỉnh cho tới khi $\tau = 0$.

Chương 5

ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG CỦA DS/CDMA

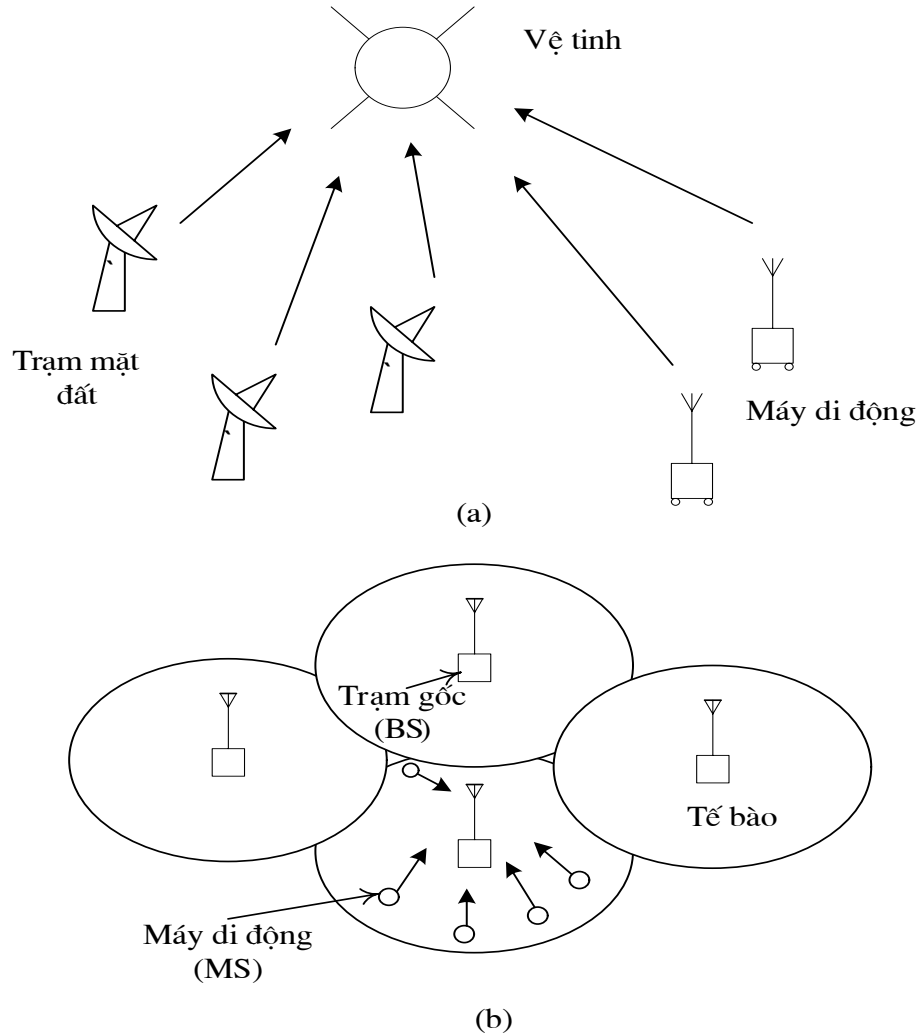
5.1. CDMA CƠ BẢN

Trong trải phổ trực tiếp, tín hiệu dữ liệu băng gốc được trải thành băng rộng bằng mã trải hay mã giả tạp PN. Tín hiệu trải phổ có mật phổ công suất thấp (W/Hz). Nó xuất hiện gần như là tạp âm nền đối với máy thu thông thường và nói chung chỉ gây nên nhiễu nhỏ. Có thể coi thông tin trải phổ như thông tin riêng, chỉ máy thu chủ định biết được mã trải mới có thể giải trải tín hiệu trải phổ và giải mã tin tức. Khi hai tín hiệu trải phổ chia sẻ cùng băng tần, sẽ có lượng xuyên âm hoặc nhiễu lẫn nhau nhất định, tuy nhiên khác với các truyền dẫn băng hẹp, nhiễu này không tai hại. Đó là vì ta có thể thiết kế các mã trải tốt với các giá trị tương quan chéo thấp sao cho chúng gần như là trực giao, tức hàm tương quan chéo gần như bằng 0. Kết quả là nhiều tín hiệu trải phổ có thể chia sẻ cùng kênh tần số và sẽ không có nhiễu tương hỗ nghiêm trọng. Trong kịch bản này chất lượng hệ thống giảm từ từ với sự tăng số lượng người dùng. Sau đây ta sẽ tập trung vào DS/SS và tìm hiểu 1 ứng dụng đặc biệt: thông tin đa truy nhập phân chia theo mã (CDMA). Tuy nhiên ta sẽ chỉ trình bày DS/CDMA ở mức độ hợp lý. Để đơn giản việc thảo luận, ta chấp nhận 1 số giả thiết sau: thứ nhất điều chế số là BPSK và tất cả dữ liệu cũng như dạng sóng trải đều có hình chữ nhật; thứ hai các yếu tố làm xấu kênh là tạp Gao xo trắng cộng tính và nhiễu đa người dùng gây bởi truyền dẫn đồng thời; thứ 3 sử dụng máy thu tương quan kết hợp đơn giản.

5.1.1. Mô hình hệ thống

CDMA có ích trong ít nhất 2 kịch bản thông tin: (i) vệ tinh; (ii) các hệ thống thông tin di động tế bào. Đối với cả 2 kịch bản, ta quan tâm đến đường lên (vì nhiều đầu cuối mặt đất cùng phát lên 1 vệ tinh) hoặc kênh ngược (vì nhiều đầu cuối di động cùng phát đến 1 trạm gốc trong tế bào) (xem hình 5.1). Trong 2 trường hợp này, hệ thống thông tin đa truy nhập là không đồng bộ, tức là mỗi đầu cuối có chuẩn định thời khác nhau. Lưu ý rằng đường xuống hoặc kênh thuận sẽ là đồng bộ vì vệ tinh hoặc trạm gốc có thể điều khiển tất cả các truyền dẫn của nó. Để thảo luận hệ thống DS/CDMA 1 cách chi tiết hơn, ta xét sơ đồ khối điển hình của hệ thống như hình 5.2. Trong hình này có K tín hiệu phát đồng thời đến máy thu. Mỗi tín hiệu phát được gán 1 chỉ số k , với $k = 1, 2, \dots, K$. Dạng sóng dữ liệu nhị phân (\pm) $b_k(t)$ là hàm chữ nhật với biên độ $+1$ hoặc -1 và có thể thay đổi dấu cứ mỗi T giây. Dạng sóng trải (\pm) $c_k(t)$ cũng là hình chữ nhật, nhưng nó tuần hoàn và dao động ở tốc độ cao hơn nhiều tốc độ bit dữ liệu. Giả sử rằng một độ dài bit dữ liệu (T giây) chứa đúng 1 chu kỳ (N chip) mã trải cho nên tốc độ chip

bằng $N/T = 1/T_c$, ở đây T_c là độ dài chip. Như vậy tốc độ chip gấp N lần tốc độ bit ($1/T$).



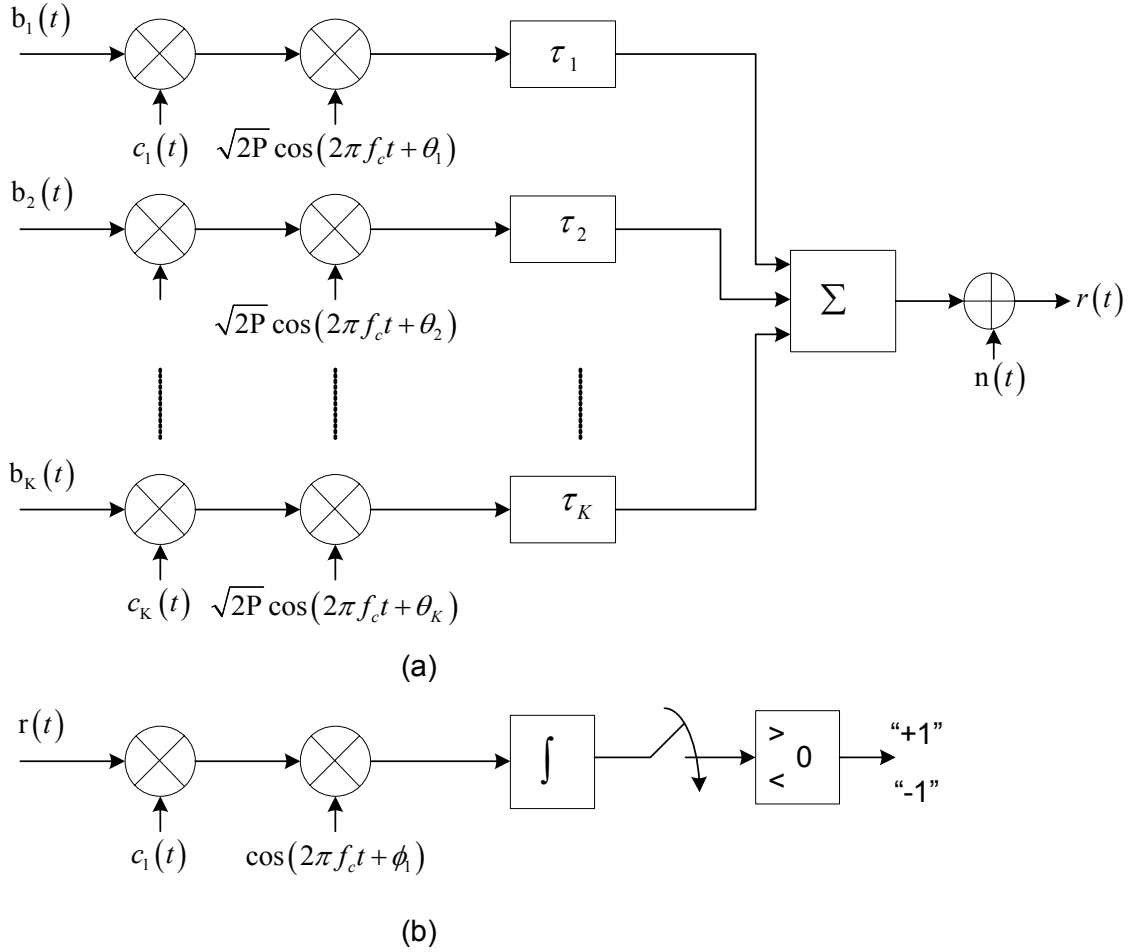
Hình 5.1 Các hệ thống đa truy nhập:
(i) Các trạm mặt đất tới vệ tinh
(ii) Các máy di động tới trạm gốc

Trên thực tế vì dạng sóng dữ liệu được điều chế trên dạng sóng trải và sóng mang nên sóng trải phổ dây trực tiếp nhận được là:

$$s(t) = b_k(t)c_k(t)\sqrt{2P}\cos(2\pi f_c t + \theta_k) \quad (5.1)$$

có dải thông truyền dẫn xấp xỉ là $B = 2/T_c = N.2/T$, bằng N lần dải thông truyền dẫn cần thiết thông thường đối với tín hiệu BPSK. Có thể thấy rõ điều này nếu ta

coi sóng trải phổ như tín hiệu BPSK có thể thay đổi pha 180 độ cứ mỗi T_c giây thay vì cứ mỗi $T = NT_c$ giây. Tín hiệu BPSK gốc được trải ra N lần rộng hơn về phổ tần và mật phổ công suất của nó (PSD) giảm đi 1 cách tương ứng $1/N$ lần giá trị trước đó của nó.



Hình 5.2 Hệ thống DS/CDMA: (a) Sơ đồ khối; (b) Máy thu tương quan phối hợp

Công suất trung bình của $s(t)$ bằng P , và ta giả sử rằng tất cả các tín hiệu phát thu được đều có công suất như nhau. Giả thiết này là chấp nhận được nếu có thể điều khiển công suất động đối với tất cả các đầu cuối. Tham số θ_k là pha của sóng mang. Vì tất cả các tín hiệu phát là không đồng bộ nên cần đưa thêm tham số độ trễ τ_k vào mô hình. Tạp âm kênh $n(t)$ là quá trình tạp âm Gao xơ trắng cộng tính trung bình bằng 0, có PSD hai phía bằng $N_0/2$ (W/Hz). Hàm tự tương quan đối với $n(t)$ là biến đổi Fourier ngược của PSD và bằng $\delta(\tau)N_0/2$, ở đây τ

là tham số thời gian khác. Một điều rất có ý nghĩa là các mẫu của $n(t)$ có trung bình bằng 0 và không tương quan lẫn nhau. Vì các mẫu tap âm này là các biến ngẫu nhiên Gao xơ cùng nhau nên chúng độc lập với nhau. Nếu ta lấy tích phân tap âm trong T giây, thì lối ra bộ tích phân sẽ là biến ngẫu nhiên Gao xơ với trung bình bằng 0 và phương sai $N_0 T / 2$. Kênh thu được coi là cộng tính về bản chất cho nên toàn bộ K tín hiệu phát bị trễ và tap âm được cộng lại máy thu.

Giả sử rằng máy thu đang giải mã luồng bit dữ liệu phát đi bởi người dùng 1. Đầu tiên nó phải đồng bộ với định thời của người dùng 1. Tiếp theo, nó giải trải tín hiệu thu được (bằng cách nhân với $c_1(t)$), khử sóng mang theo cách kết hợp (bằng cách nhân với $\cos(2\pi f_c t + \phi_1)$) rồi tích phân trong T giây để khôi phục năng lượng symbol dữ liệu và đồng thời triệt tap âm ngoài dải. Tham số ϕ_1 có giá trị bằng $\theta_1 - 2\pi f_c \tau_1$, có thể ước lượng nhờ mạch đồng bộ vòng khóa pha. Ngoài ra, đồng hồ thời gian của mạch lấy mẫu cũng phải được xác định bằng mạch định thời. Hai bộ nhân cộng với mạch tích phân và xả (xóa và lấy mẫu cứ mỗi T giây) tạo thành máy thu tương quan kết hợp. (Máy thu tương quan thực hiện việc lấy tương quan tích cực; nó có thể thực hiện ở dạng khác như bộ lọc phối hợp (là thụ động) song việc thực hiện gặp nhiều khó khăn nếu độ dài dây trải dài). Các mẫu lối ra bộ tương quan sau đó được đưa sang thiết bị ngưỡng (bộ phân biệt) và bit dữ liệu +1 được quyết định nếu mẫu lớn hơn 0 volt, hoặc -1 được quyết định trong trường hợp ngược lại. Giá trị ngưỡng đúng bằng 0 bởi vì các dạng sóng symbol dữ liệu đối với +1 và -1 có năng lượng bằng nhau, đó là hệ quả của điều chế BPSK. Tất cả các thao tác này được thực hiện trong điều kiện có nhiễu từ $K - 1$ người dùng khác. Các nhiễu này do bị trải nên xuất hiện ở dạng các tap âm nền đối với máy thu và không gây nên tác hại nghiêm trọng. Việc phân tích đơn giản chất lượng được trình bày như sau.

Xác suất lỗi bit (p.b.e) là hàm của E_b / N_0 = tỉ số giữa năng lượng bit tín hiệu và mật phổ công suất tap âm (SNR). Khi chỉ có AWGN, p.b.e bằng $P_b = Q(\sqrt{2.SNR})$ đối với BPSK. Giả sử ta mô hình hóa $K - 1$ tín hiệu nhiễu bằng rộng như AWGN. Công suất tổng của chúng trong dải thông hệ thống trải phổ ví dụ B Hz, bằng $(K - 1)P$. Công suất tap âm tổng trong hệ thống bây giờ là $(N_0/2).2B + (K - 1)P = N_0 B + (K - 1)P$, tạo nên tap âm 2 phía mới có PSD bằng $N_0/2 + (K - 1)P/2B$. Như vậy nhiễu đa người dùng (MUI) tạo nên tap âm phụ có PSD hai phía bằng

$$\frac{I_0}{2} = \frac{(K-1)P}{2B} \quad (5.2)$$

SNR mới tại máy thu bây giờ bằng

$$SNR = \frac{E_b}{N_0 + I_0} = \frac{E_b}{N_0 + (K-1)P/B} \quad (5.3)$$

Đối với BPSK, $B \approx 2/T_c$ do đó ta có

$$P_{b,BPSK} \approx Q(\sqrt{2.SNR}) = Q\left(\left[\frac{K-1}{4N} + \frac{1}{2E_b/N_0}\right]^{1/2}\right) \quad (5.4)$$

ở đây $E_b = PT$ là năng lượng bit trung bình và $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$. Chú ý rằng khi $K = 1$, không có can nhiễu nào và ta nhận được xác suất lỗi bit bằng $Q(\sqrt{2E_b/N_0})$, chính là kết quả đối với BPSK. Hơn nữa $Q(x)$ là hàm giảm đối với x . Do đó khảo sát (5.4) cho ta kết quả là xác suất lỗi bit tăng với sự tăng số lượng người dùng đồng thời K , và giảm với hệ số trải N . Đối với truyền dẫn tiếng nói đã số hóa, xác suất lỗi bit yêu cầu là vào khoảng 10^{-3} . Biết E_b/N_0 và hệ số trải N , ta có thể sử dụng (5.4) để ước lượng K , số người dùng đồng thời được phép trong hệ thống. Ta cũng thấy rằng mặc dù nhiễu là băng tần rất rộng, PSD của nó không phẳng và do đó không phải là tạp âm trắng như ta đã mô hình nó 1 cách thô thiển. Cần phải có sự phân tích chặt chẽ hơn.

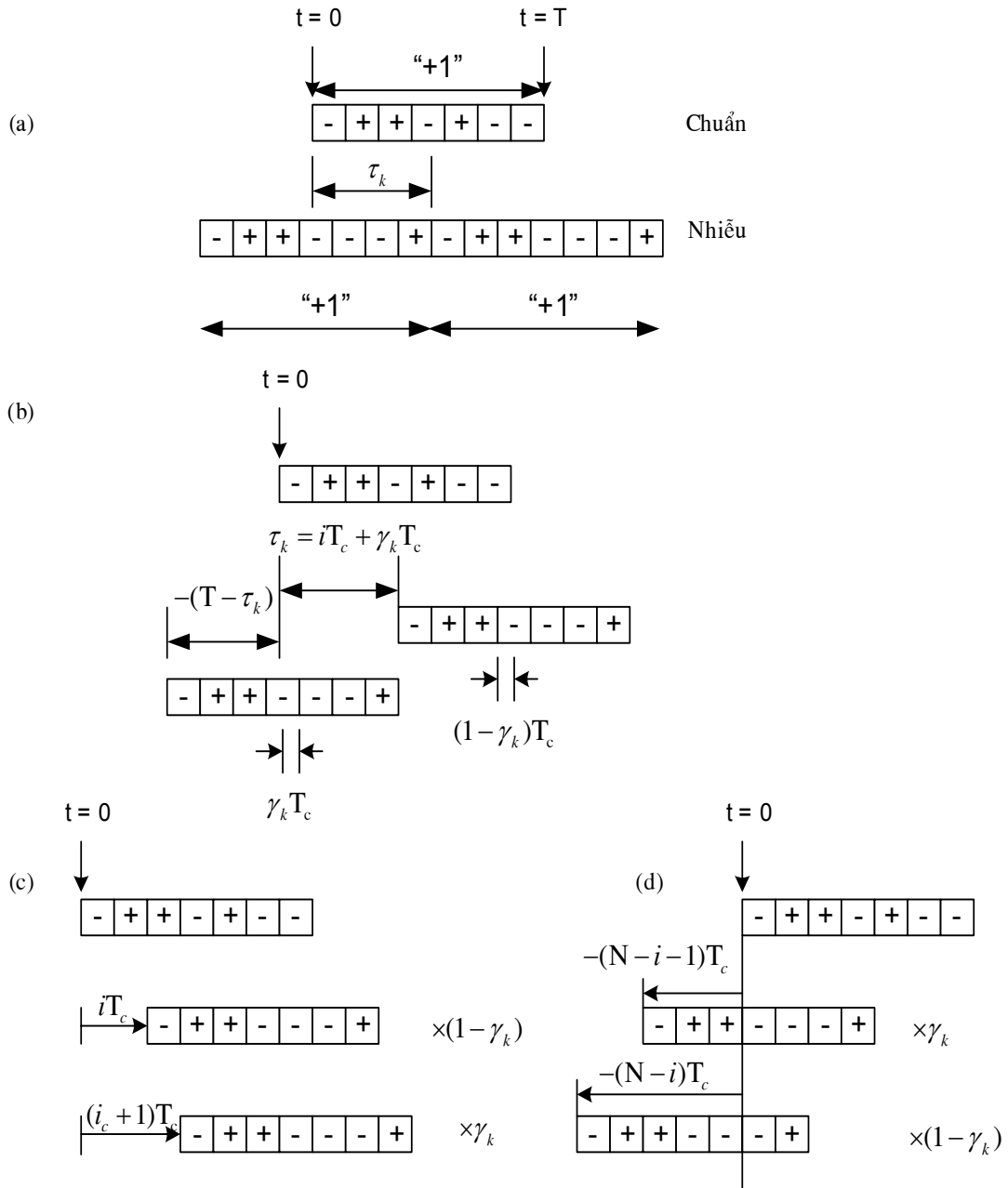
Sau đây ta sẽ giải thích và nhận được biểu thức chính xác hơn đối với xác suất lỗi bit. Xét khoảng thời gian $(0, T)$ và giả sử lỗi ra bộ tương quan hình 5.2 tại thời điểm $t = T$ là Z . Mẫu Z này là biến ngẫu nhiên phụ thuộc vào sự ngẫu nhiên của tất cả các luồng bit dữ liệu, các pha sóng mang và các trễ thời gian. Do đối xứng ta chỉ cần xét trường hợp bit +1 được gửi đi bởi người dùng đầu tiên (người dùng mong muốn). Xác suất lỗi bit có điều kiện là như nhau nếu ta giả sử bit -1 được phát đi. Tất cả $K - 1$ tín hiệu phát đồng thời không đồng bộ khác đều là nhiễu. Giả sử rằng các mạch đồng bộ làm việc thỏa mãn, ta có thể đặt cả 2 độ trễ τ_1 và pha θ_1 bằng 0. Ta coi tất cả các độ trễ khác, $\tau_k, k \neq 1$ là các độ trễ tương đối và mô hình chúng như các biến ngẫu nhiên phân bố giống nhau và độc lập (i.i.d) trên $(0, T)$. Tất cả các bit dữ liệu của nhiễu đều được mô hình hóa như các biến ngẫu nhiên rời rạc i.i.d với xác suất bằng +1 hoặc -1 là như nhau. Các lệch pha của sóng mang thu được, $\phi_k = \theta_k - 2\pi f_c \tau_k, k \neq 1$, đều có thể mô hình hóa như các biến ngẫu nhiên i.i.d đều trên $(0, 2\pi)$.

5.1.2. Xác suất lỗi bit

Khi không có nhiễu ($K = 1$), hệ thống đang xét là loại trải phổ BPSK và chỉ tiêu xác suất lỗi bit đúng bằng xác suất lỗi bit đối với BPSK. Nói chung mẫu quyết định Z có thể viết như tổng của tín hiệu, tạp âm và các phân bố nhiễu

$$Z = \sqrt{P/2T} \eta + I \quad (5.5)$$

Phân bố tạp âm η là biến ngẫu nhiên Gao xơ độc lập với trung bình bằng 0 và phương sai $N_0T/4$. Số hạng nhiễu đa người dùng I là tổng của $K - 1$ số hạng độc lập và có phân bố phức tạp. Tìm được phân bố của $I = \sum_{k=2}^K I_k$ và sau đó dùng nó để ước lượng xác suất lỗi bit trung bình là một nhiệm vụ để gây nản chí và ta phải thiết lập các giới hạn hoặc các xấp xỉ. Mặc dù các giới hạn trên và dưới chặt tùy ý có thể nhận được với sự trả giá về tăng độ phức tạp tính toán, để đơn giản ta sẽ chỉ thảo luận các kết quả gần đúng.



Hình 5.3 Nhiều đa người dùng:
 (a) Tương quan trong khoảng $(0, T)$;
 (b) Tổng của hai tương quan chéo không chu kỳ;
 (c), (d) Phân tích thành tương quan chéo rời rạc không chu kỳ

Xét 1 nhiễu như hình 5.3. Có thể viết lỗi ra bộ tương quan do 1 nhiễu như sau

$$\begin{aligned} I_k &= \int_0^T b_k(t - \tau_k) c_k(t - \tau_k) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \phi_k) \cdot c_1(t) \cos(2\pi f_c t) dt \\ &= \sqrt{P/2} \cos \phi_k \cdot [b_{-1}^{(k)} \int_0^{\tau_k} c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt + b_0^{(k)} \int_{\tau_k}^T c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt] \end{aligned} \quad (5.6)$$

Máy thu được đồng bộ với định thời của người dùng mong muốn cho nên $\tau_1 = 0$, kéo theo $\phi_1 = 0$. Sử dụng công thức góc phức ta có

$$\cos(2\pi f_c t + \phi_k) \cos(2\pi f_c t) = (1/2) [\cos \phi_k + \cos(4\pi f_c t + \phi_k)]$$

Vì tần số sóng mang f_c lớn hơn nhiều các tốc độ chip của các $c(t)$ nên số hạng tần số gấp đôi sẽ bị loại bỏ sau tích phân. Nhắc lại rằng độ trễ tương đối τ_k có thể ở bất cứ đâu giữa 0 và T , giá trị của I_k phụ thuộc vào 2 bit nhiễu liên tiếp như chỉ ra trên hình 5.3a. Kí hiệu bit đầu tiên trong 2 bit nhiễu này (từ người dùng k) là $b_{-1}^{(k)}$ và bit thứ hai là $b_0^{(k)}$. Trong hình 5.3 cả 2 bit đều bằng +1, nhưng nói chung chúng sẽ bằng +1 hoặc -1 với xác suất như nhau.

Trong ví dụ này có $N = 7$ chip trong mỗi chu kỳ dây và $\tau_k = 3.5T_c$. Xem lại phương trình (5.6), ta thấy rằng I_k phụ thuộc vào hàm tương quan chéo tuần hoàn $\int_0^T c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt$ nếu $b_{-1}^{(k)} = b_0^{(k)}$, hoặc vào hiệu của 2 tương quan chéo phi chu kì 1 phần $\int_0^{\tau_k} c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt$ và $\int_{\tau_k}^T c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt$ nếu $b_{-1}^{(k)} \neq b_0^{(k)}$. Tương quan chéo của 2 dạng sóng PN có thể tạo ra 1 cách thuận tiện trên cơ sở tương quan chéo phi chu kì rời rạc $C_{k,1}(i)$ của các dãy PN tương ứng $\underline{c}^{(k)} = (a_0^{(k)}, a_1^{(k)}, \dots, a_{N-1}^{(k)})$ và $\underline{c}^{(1)} = (a_0^{(1)}, a_1^{(1)}, \dots, a_{N-1}^{(1)})$, ở đây $C_{k,1}(i)$ được xác định như sau

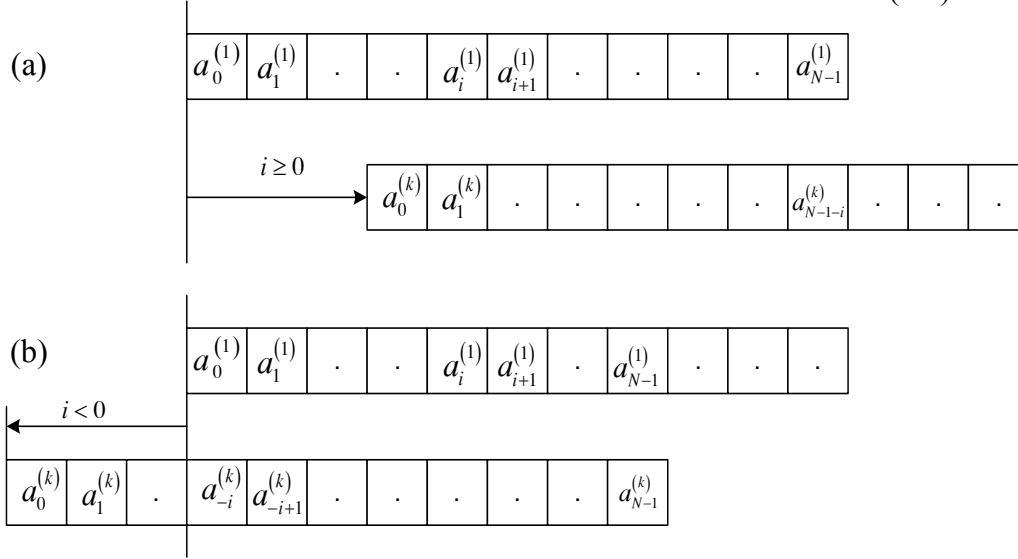
$$C_{k,1}(i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-i} a_j^{(k)} a_{j+1}^{(1)}, & 0 \leq i \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+i} a_{j-1}^{(k)} a_j^{(1)}, & -(N-1) \leq i < 0 \\ 0 & \text{các giá trị khác} \end{cases} \quad (5.7)$$

Tương quan chéo này được biểu diễn trên hình 5.4. Nếu i dương, dãy nhiễu bị dịch sang phải đi i chip và tương quan được thực hiện trên $N - 1$ khoảng chip như trên hình 5.4a. Mặt khác, nếu i âm thì dãy nhiễu bị dịch sang trái, do đó tương quan có dạng như hình 5.4b. Trở lại trường hợp điển hình như trên hình 5.3b khi độ trễ tương đối

$$\tau_k = iT_c + \gamma_k T_c, \quad 0 \leq i \leq N-1 \quad (5.8)$$

không chính xác bằng bội nguyên của T_c . Trong phương trình này ta mô hình hóa γ_k như biến ngẫu nhiên đều trên $(0, 1)$. Từ hình 5.3d ta thấy rằng

$$\begin{aligned}
\int_0^{\tau_k} c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt &= T_c [C_{k,1}(-(N-i-1))\gamma_k + C_{k,1}(-(N-i))(1-\gamma_k)] \\
&= T_c [C_{k,1}(i-N) + (C_{k,1}(1+i-N) - C_{k,1}(i-N))\gamma_k]
\end{aligned} \tag{5.9}$$



Hình 5.4 Hàm tương quan rạc không rời chu kỳ $C_{k,1}(i)$:
(a) $0 \leq i \leq N-1$; (b) $-(N-1) \leq i < 0$

Vì γ_k nằm giữa 0 và 1, nên tương quan chéo 1 phần trong (5.9) là 1 số nằm giữa $T_c C_{k,1}(i-N)$ và $T_c C_{k,1}(1+i-N)$. Tương tự, tương quan chéo 1 phần thứ 2 trong (5.6) có thể viết như sau (xem hình 5.3c):

$$\begin{aligned}
\int_{\tau_k}^T c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt &= T_c [C_{k,1}(i)(1-\gamma_k) + C_{k,1}(i+1)\gamma_k] \\
&= T_c [C_{k,1}(i) + (C_{k,1}(i+1) - C_{k,1}(i))\gamma_k]
\end{aligned} \tag{5.10}$$

và là 1 số nằm giữa $C_{k,1}(i)$ và $C_{k,1}(i+1)$. Các dãy SSMA $(a_j^{(k)})$, $k = 1, 2, 3, \dots, K$ tất cả đều là tất định và ta có thể tính tất cả các tương quan chéo phi chu kì rời rạc $C_{k,1}(i)$ đối với tất cả i . Biến ngẫu nhiên I_k (phương trình 5.6) vì thế chỉ phụ thuộc vào 4 biến ngẫu nhiên độc lập $\phi_k, b_{-1}^{(k)}, b_0^{(k)}, \tau_k$. Vì các phân bố của chúng là đã biết nên phân bố của mỗi I_k có thể ước lượng.

Số hạng I (nhiều đa truy nhập) là tổng của $K-1$ số hạng I_k độc lập, do đó hàm mật độ xác suất của nó là tích chập $(K-1)$ lần:

$$f_I(x) = f_{Z_2} * f_{Z_3} * \dots * f_{Z_K}(x) \tag{5.11}$$

Tích chập này rất khó tính toán, nhưng ít nhất là ta có thể làm như vậy về mặt lí thuyết. Để nhận được xác suất lỗi bit trước tiên ta cố định $I = x$ và tích xác suất lỗi bit qua phương trình (5.5)

$$P(Z < 0 | I = x) = P\left(\frac{\eta}{\sqrt{N_0 T / 4}} < \frac{-x - \sqrt{P/2T}}{\sqrt{N_0 T / 4}}\right) = Q\left(\frac{x}{\sqrt{N_0 T / 4}} + \sqrt{2E_b / N_0}\right) \quad (5.12)$$

Xác suất lỗi bit trung bình khi đó được xác định bằng cách lấy trung bình trên I :

$$\begin{aligned} P_b &= E\left(Q\left(\frac{x}{\sqrt{N_0 T / 4}} + \sqrt{2E_b / N_0}\right)\right) \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} f_I(x) Q\left(\frac{x}{\sqrt{N_0 T / 4}} + \sqrt{2E_b / N_0}\right) dx \end{aligned} \quad (5.13)$$

Xác định hàm mật độ $f_I(x)$ đối với MUI và sau đó thực hiện tích phân trên là không thể nhất là khi K lớn. Ta có thể nhận được bằng số các giới hạn trên và dưới đối với P_b bằng cách áp dụng 1 vài tiêu xảo trên $f_I(x)$. Các giới hạn này có thể chặt tùy ý với sự trả giá về phức tạp tính toán. Tuy nhiên những kết quả gần chính xác này không có dạng tường minh (closed form).

5.1.3. Xấp xỉ Gao xơ của xác suất lỗi bit

Đối với mục đích thiết kế hệ thống, ta luôn luôn muốn nhận được dạng tường minh của xác suất lỗi bit biểu thị các tham số chính cần được tối ưu hóa. Hướng tới điều đó ta có thể giả sử rằng K là lớn và mô hình hóa sự đóng góp của MUI như biến ngẫu nhiên Gao xơ độc lập. Điều này làm cho mọi việc trở nên rất đơn giản vì biến ngẫu nhiên Gao xơ hoàn toàn được đặc trưng bởi trung bình và phương sai của nó. Từ phương trình (5.6), trung bình của $I = \sum_{k=2}^K I_k$ có giá trị bằng 0 vì $E(\cos \phi_k) = 0$ suy ra mọi I_k đều có trung bình bằng 0. Phương sai của I bằng tổng các phương sai của I_k , xác định bởi:

$$\begin{aligned} Var(I_k) &= E(I_k^2) - [E(I_k)]^2 \\ &= E\left([\sqrt{P/2} \cos \phi_k]^2 \cdot [b_{-1}^{(k)} \int_0^{\tau_k} c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt + b_0^{(k)} \int_{\tau_k}^T c_k(t - \tau_k) c_1(t) dt]^2\right) \\ &= (P/2) \cdot (1/2) [(1) T_c^2 (1/N) \sum_{i=0}^{N-1} (C_{k,1}^2 (1+i-N) \cdot (1/3) \\ &\quad + 2C_{k,1} (1+i-N) C_{k,1} (i-N) \cdot (1/2 - 1/3) \\ &\quad + C_{k,1}^2 (i-N) \cdot (1 - 2 \cdot 1/2 + 1/3)) \\ &\quad + T_c^2 (1/N) \sum_{i=0}^{N-1} (C_{k,1}^2 (i) \cdot (1 - 2 \cdot 1/2 + 1/3) \\ &\quad + 2C_{k,1} (i+1) \cdot (1/2 - 1/3) + C_{k,1}^2 (i+1) \cdot (1/3))] \\ &= \frac{PT^2}{12N^3} \sum_{i=0}^{N-1} (C_{k,1}^2 (1+i-N) + C_{k,1} (1+i-N) C_{k,1} (i-N) + C_{k,1}^2 (i-N) \\ &\quad + C_{k,1}^2 (i) + C_{k,1} (i)(i+1) + C_{k,1}^2 (i+1)) \end{aligned} \quad (5.14)$$

bằng cách dùng các phương trình (5.9) và (5.10). Trong quá trình này ta đã sử dụng các biểu thức sau:

$$E(\cos^2 \phi_k) = 1/2, \quad E((b_0^{(k)})^2) = 1, \quad E(b_{-1}^{(k)} b_0^{(k)}) = E(b_{-1}^{(k)}) E(b_0^{(k)}) = 0.0 = 0$$

vì các bit dữ liệu là không tương quan cho nên tương quan chéo triệt tiêu, và $E(\gamma_k) = 1/2$, $E(\gamma_k^2) = 1/3$. Ngoài ra hệ số $1/N$ và tổng từ $i = 0$ đến $N - 1$ trong (5.14) xuất phát từ chỗ có N khoảng chip trong thời gian $(0, T)$ và τ_k có thể rơi vào khoảng bất kì trong chúng với xác suất bằng nhau. Sử dụng xấp xỉ Gao xơ này ta có thể nhận được biểu thức sau, giả thiết rằng bit +1 được gửi đi trong khoảng $(0, T)$:

$$\begin{aligned} P_b &= P(Z < 0 | "+1") \approx Q(\sqrt{P/2T}[(N_0 T / 4) + \sum_{k=2}^K \text{Var}(I_k)]^{-1/2}) \\ &= Q\left(\left[\frac{N_0}{2E_b} + \frac{1}{6N^3} \sum_{k=2}^K r_{k,1}\right]^{-1/2}\right) \end{aligned} \quad (5.15)$$

ở đây

$$r_{k,1} = \sum_{i=0}^{N-1} (C_{k,1}^2(1+i-N) + C_{k,1}(1+i-N)C_{k,1}(i-N) + C_{k,1}^2(i) + C_{k,1}(i)C_{k,1}(i+1) + C_{k,1}^2(i+1))$$

là tham số nhiễu. Công thức xấp xỉ (5.15) đủ chính xác khi số người dùng K là lớn. Trong thực tế người ta đề xuất một chỉ tiêu chất lượng, cụ thể là $(1/6N^3) \sum_{k=2}^K \tau_{k,1}$ để tối ưu hóa đối với tập gồm K dãy. Chỉ tiêu này càng nhỏ, tập các dãy càng tốt và xác suất lỗi trung bình càng nhỏ.

5.1.4. Xấp xỉ Gao xơ cải tiến của xác suất lỗi bit

Kết quả xấp xỉ Gao xơ (5.15) phụ thuộc vào sự lựa chọn cụ thể của K dãy. Đối với các dãy PN dài, ta có thể mô hình hóa chúng như các dãy ngẫu nhiên trong đó mỗi chip của dãy là biến ngẫu nhiên rời rạc độc lập bằng +1 hoặc -1 với xác suất bằng nhau. Sử dụng mô hình chip ngẫu nhiên này, xác suất lỗi bit sẽ chỉ phụ thuộc vào E_b / N_0 , K , và N . Tuy nhiên chưa rõ ràng là phương pháp xấp xỉ Gao xơ này có còn cho kết quả chính xác nữa hay không, nhất là khi K nhỏ. Dù sao ta có thể chỉ ra rằng đối với N lớn sự đóng góp của MUI được xấp xỉ chính xác bởi biến ngẫu nhiên Gao xơ nếu: (1) các độ trễ tương đối (τ_k), (2) các pha ϕ_k , và (3) giá trị tự tương quan $C_{1,1}(1)$ là cố định. Trong những điều kiện này phương sai có điều kiện $V = \sum_{k=2}^K \text{Var}(I_k)$ của MUI là biến ngẫu nhiên (vì các bit và các chip là ngẫu nhiên) nhưng hàm mật độ xác suất của nó $f_V(v)$ có thể ước lượng bởi tích chập $(K - 1)$ lần. Bằng cách cố định $V = v$, xác suất lỗi bit có điều kiện được xấp xỉ chính xác bởi $Q(\sqrt{P/2T}[(N_0 T / 4) + v]^{-1/2})$. Bỏ các điều kiện đối với V , ta nhận được xấp xỉ Gao xơ cải tiến của xác suất lỗi bit:

$$P_b \approx E(Q(\sqrt{P/2T}[(N_0 T / 4) + V]^{-1/2})) = \int_0^\infty Q(\sqrt{P/2T}[(N_0 T / 4) + v]) f_V(v) dv \quad (5.16)$$

Một lần nữa ta lại đối mặt với bài toán tích chập buồn tẻ khi tìm $f_V(v)$ và tích phân bằng số. Để tính kì vọng trong (5.16) ta lợi dụng khai triển chuỗi Tay lo và viết:

$$\begin{aligned} Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4)+V]^{-1/2}) &\equiv g(V) = g(\mu) + (V-\mu)g'(\mu) + (1/2)(V-\mu)^2 g''(\mu) + \dots \\ \text{ở đây } \mu &= E(V) \text{ và giả sử tất cả các đạo hàm đều tồn tại. Thay cho việc sử dụng} \\ \text{các đạo hàm trong khai triển, ta sử dụng các hiệu số và viết} \\ Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4)+V]^{-1/2}) &\equiv g(V) \\ &= g(\mu) + (V-\mu) \frac{g(\mu+\Delta) - g(\mu-\Delta)}{2\Delta} + \frac{1}{2}(V-\mu)^2 \frac{g(\mu+\Delta) - 2g(\mu) + g(\mu-\Delta)}{\Delta^2} + \dots \end{aligned} \quad (5.17)$$

Chỉ giữ lại 3 số hạng đầu tiên trong khai triển chuỗi và lấy kì vọng ta nhận được công thức xấp xỉ Gao xơ cải tiến

$$\begin{aligned} P_b \approx E(g(V)) &\approx g(\mu) + \frac{1}{2}\sigma^2 \frac{g(\mu+\Delta) - 2g(\mu) + g(\mu-\Delta)}{\Delta^2} \\ &= \frac{2}{3}g(\mu) + \frac{1}{6}g(\mu+\sqrt{3}\sigma) + \frac{1}{6}g(\mu-\sqrt{3}\sigma) \end{aligned} \quad (5.18)$$

ở đây $\sigma^2 = E((V-\mu)^2)$ là phương sai của V , và $\Delta = \sqrt{3}\sigma$ được chọn. Còn phải tìm μ và σ^2 . Rõ ràng là $E(V) = (K-1)E(Var(I_k))$. Xem xét (5.14), trước tiên ta tính kì vọng của số hạng bình phương:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{N-1} E(C_{k,1}^2(1+i-N)) &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1+(1+i-N)} \sum_{m=0}^{N-1+(1+i-N)} E(a_{j-(1+i-N)}^{(k)} a_j^{(1)} a_{m-(1+i-N)}^{(k)} a_m^{(1)}) \\ &= \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=0}^i E(1) = \sum_{i=0}^{N-1} (i+1) = \frac{(N+1)N}{2} \end{aligned} \quad (5.19)$$

vì

$$\begin{aligned} E(a_{j-(1+i-N)}^{(k)} a_j^{(1)} a_{m-(1+i-N)}^{(k)} a_m^{(1)}) &= E(a_{j-(1+i-N)}^{(k)} a_{m-(1+i-N)}^{(k)}) E(a_j^{(1)} a_m^{(1)}) \\ &= E(a_{j-(1+i-N)}^{(k)}) E(a_{m-(1+i-N)}^{(k)}) E(a_j^{(1)}) E(a_m^{(1)}) = 0 \end{aligned}$$

với $m \neq j$ bởi vì các chíp khác nhau là không tương quan. Tương tự, dễ dàng chỉ ra rằng $\sum_{i=0}^{N-1} E(C_{k,1}^2(i))$ cũng bằng $N(N+1)/2$ và $\sum_{i=0}^{N-1} E(C_{k,1}^2(i-N))$ và $\sum_{i=0}^{N-1} E(C_{k,1}^2(i+1))$ cũng bằng $N(N+1)/2$. Tiếp theo ta tính kì vọng của số hạng chéo:

$$\begin{aligned} \sum_{i=0}^{N-1} E(C_{k,1}(1+i-N)C_{k,1}(i-N)) &= \sum_{i=1}^{N-1} E(C_{k,1}(1+i-N)C_{k,1}(i-N)) \\ &= \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=0}^{N-1+(1+i-N)} \sum_{m=0}^{N-1+(i-N)} E(a_{j-(1+i-N)}^{(k)} a_j^{(1)} a_{m-(i-N)}^{(k)} a_m^{(1)}) \\ &= \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{m=0}^{i-1} E(a_{m-(1+i-N)}^{(k)} a_m^{(1)} a_{m-(i-N)}^{(k)} a_m^{(1)}) = 0 \end{aligned} \quad (5.20)$$

vì $C_{k,1}(-N) = 0$ theo định nghĩa, $E(a_j^{(1)} a_m^{(1)}) = 0$ đối với $m \neq j$, và $E(a_{m-(1+i-N)}^{(k)} a_{m-(i-N)}^{(k)}) = 0$. Tương tự ta có thể chỉ ra rằng $E(C_{k,1}(i)C_{k,1}(i+1)) = 0$. Như vậy ta tìm được

$$\begin{aligned}\mu = E(V) &= (K-1) \frac{PT^2}{12N^3} \left[2 \cdot \frac{(N+1)N}{2} + 2 \cdot \frac{N(N-1)}{2} \right] \\ &= \frac{PT^2}{2} \frac{K-1}{3N}\end{aligned}\quad (5.21)$$

Phương sai của V phức tạp hơn nhưng cũng có thể tính được là:

$$\sigma^2 = \left(\frac{PT^2}{2N^2} \right)^2 c^2 \quad (5.22)$$

ở đây c^2 được cho bởi:

$$c^2 = (K-1) \left[N^2 \frac{23}{360} + N \left(\frac{1}{20} + \frac{K-2}{36} \right) - \frac{1}{20} - \frac{K-2}{36} \right] \quad (5.23)$$

Cuối cùng ta có công thức xấp xỉ Gao xơ cải tiến sau đây:

$$\begin{aligned}P_b &\approx \frac{2}{3} Q \left(\left[\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-0.5} \right) + \frac{1}{6} Q \left(\left[\frac{(K-1)}{3N} + \frac{\sqrt{3}c}{N^2} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-0.5} \right) \\ &\quad + \frac{1}{6} Q \left(\left[\frac{(K-1)}{3N} - \frac{\sqrt{3}c}{N^2} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-0.5} \right)\end{aligned}\quad (5.24)$$

Công thức này tương đối dễ tính toán và đủ chính xác cho hầu hết các nghiên cứu kỹ thuật.

5.1.5. Công thức dung lượng đơn giản

Nếu ta chỉ sử dụng số hạng đầu tiên trong khai triển chuỗi (5.17), ta được công thức xấp xỉ Gao xơ tiêu chuẩn:

$$P_b \approx g(\mu) = Q \left(\left[\frac{K-1}{3N} + \frac{N_0}{2E_b} \right]^{-1/2} \right) \quad (5.25)$$

Công thức này dùng tốt nếu K là lớn. So sánh với (5.4), ta thấy rằng hệ số $1/4$ trong (5.4) được đổi thành $1/3$ nhờ sự phân tích chi tiết hơn này. Nếu K nhỏ và xác suất lỗi bit yêu cầu là thấp, xấp xỉ Gao xơ tiêu chuẩn có xu hướng trở nên quá lạc quan khi N tăng lên. Chú ý rằng

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(x/\sqrt{2}) \approx \exp(-x^2/2)/(\sqrt{2\pi}x)$$

đối với x lớn, suy ra $Q(3.11) \approx 10^{-3}$. Đối với xác suất lỗi bit bằng 10^{-3} , ta nhận được công thức dung lượng đơn giản sau đây:

$$K < 3N \left(\frac{1}{(3.11)^2} - \frac{1}{2E_b/N_0} \right) + 1 \approx \frac{N}{3} \quad (5.26)$$

đối với E_b/N_0 lớn. Kết quả này cho ta qui tắc kinh nghiệm khi thiết kế hệ thống: hệ thống DS/CDMA có thể hỗ trợ không quá $N/3$ ($1/3$ hệ số trải phổ) người dùng đồng thời tại tỉ lệ lỗi bit cực đại 10^{-3} .

Công thức xấp xỉ Gao xơ tiêu chuẩn của xác suất lỗi bit (5.25) hay được trích dẫn trong sách báo do tính đơn giản và độ chính xác của nó khi K lớn. Công thức này có thể nhận được từ phương trình (5.15) bằng cách thay tham số nhiễu $r_{k,1}$ bằng giá trị trung bình của nó tức là $E(r_{k,1}) = 2N^2$. Nó cũng suy ra được từ (5.6) nếu ta giả sử nhiễu $I = \sum_{k=2}^K I_k$ là biến ngẫu nhiên Gao xơ trung bình bằng 0 và tính phương sai có điều kiện $Var(I_k / \tau_k)$ như sau:

$$\begin{aligned} Var(I_k / \tau_k) &= \frac{P}{4} \left[\int_0^{\tau_k} \int_0^{\tau_k} E(c_k(t_1 - \tau_k) c_k(t_2 - \tau_k)) \cdot E(c_1(t_1) c_1(t_2)) dt_2 dt_1 \right. \\ &\quad \left. + \int_{\tau_k}^T \int_{\tau_k}^T E(c_k(t_1 - \tau_k) c_k(t_2 - \tau_k)) \cdot E(c_1(t_1) c_1(t_2)) dt_2 dt_1 \right] \\ &= \frac{P}{4} \int_0^T \int_0^T [E(c_1(t_1) c_1(t_2))]^2 dt_2 dt_1 \end{aligned} \quad (5.27)$$

vì $E(\cos^2 \phi_k) = 1/2$, $E(b_{-1}^{(k)} b_0^{(k)}) = 0$. Như vậy phương sai của I_k được cho bởi:

$$\begin{aligned} Var(I_k) &= \frac{P}{4} \int_0^T \int_0^T (1 - \frac{|t_1 - t_2|}{T_c})^2 dt_2 dt_1 \\ &= 2 \cdot \frac{P}{4} \left[\int_0^{T_c} \int_0^{t_1} (1 - \frac{t_1 - t_2}{T_c})^2 dt_2 dt_1 + \int_{T_c}^T \int_{t_1 - T_c}^{t_1} (1 - \frac{t_1 - t_2}{T_c})^2 dt_2 dt_1 \right] \\ &= \frac{PT^2}{2} \left[\frac{1}{3N} - \frac{1}{12N^2} \right] \approx \frac{PT^2}{6N} \end{aligned} \quad (5.28)$$

Suy ra phương trình (5.25) nếu ta mô hình hóa quá trình nhiễu

$$s(t - \tau_k) \cdot c_1(t) \cos(2\pi f_c t + \phi_1) \quad (5.29)$$

như tạp âm Gao xơ trắng trung bình bằng 0 với PSD đều bằng $PT_c/6$ trên tất cả các tần số. Hoặc tương đương, can nhiễu trải phổ $s(t - \tau_k)$ có thể mô hình hóa như tạp âm với PSD hai phía là

$$\varphi_s(f) = \frac{PT_c}{3} \quad (5.30)$$

Hệ số 1/3 là do phép giải trải không đồng bộ. Như vậy MUI tổng cộng có thể mô hình hóa như AWGN bổ xung trên kênh với PSD 2 phía là $I_0/2$ và

$$\frac{I_0}{2} = \frac{(K-1)PT_c}{3} \quad (5.31)$$

5.2. CDMA VỚI CÁC DẠNG ĐIỀU CHẾ VÀ MÃ HÓA KHÁC

Có vài điều mà chúng ta cần xét khi chọn sơ đồ điều chế số: (1) dải thông; (2) công suất và (3) chỉ tiêu xác suất lỗi.

Dải thông là lượng phổ tần vô tuyến cần thiết để phát tín hiệu đã điều chế. Đây là tài nguyên quý giá mà chúng ta nên cố gắng bảo toàn. Đồng thời ta cũng muốn đạt tới chất lượng chấp nhận được với công suất nhỏ và chi phí thấp. Một qui tắc kinh nghiệm đơn giản là: dải thông truyền dẫn gần bằng 2 lần tốc độ bit. Trong thực tế nó phụ thuộc vào dạng xung báo hiệu và tốc độ symbol (có thể phi

nhị phân). Dải thông truyền dẫn yêu cầu đối với tín hiệu đã điều chế số $Y(t)$ được xác định bởi PSD của nó. Để tìm PSD trước tiên ta tìm hàm tự tương quan $E(Y(t+\tau)Y^*(t)) = R_Y(\tau, t)$. Hàm tự tương quan này là tuần hoàn theo thời gian t . Ta tính trung bình nó theo thời gian t rồi lấy biến đổi Fourier đối với τ để nhận được PSD $\varphi_Y(f)$. Ví dụ PSD của tín hiệu BPSK là

$$\varphi_Y(f) = \frac{A^2 T}{4} [\sin^2(f - f_c)T + \sin^2(f + f_c)T] \quad (5.32)$$

ở đây A là biên độ tín hiệu còn $\sin c(x) = \sin(\pi x) / \pi x$. PSD chỉ ra công suất tín hiệu được phân bố như thế nào trong miền tần số. Chú ý rằng tích phân PSD trên tất cả các tần số sẽ cho công suất tổng cộng $E(Y^2(t))$.

Đối với BPSK ta có thể thấy từ (5.32) rằng công suất của nó được tập trung xung quanh tần số mang $f = f_c$, như mong đợi đối với tín hiệu thông dải.

Búp chính được chứa trong phạm vi $(f_c - \frac{1}{T}, f_c + \frac{1}{T})$, do đó dải thông gần đúng bằng $2/T = 2R_b$ Hz, ở đây R_b là tốc độ bit. Do các búp phụ suy giảm chậm trong PSD, nên dải thông truyền dẫn lý thuyết của BPSK là vô hạn. Tuy nhiên 99% công suất trong BPSK được chứa trong dải thông $16 R_b$ Hz, do đó dải thông chứa 99% công suất là $B_{BPSK, 99\%} = 16 R_b$. Tương tự như vậy ta có thể tìm dải thông chứa 90% công suất của BPSK là $B_{BPSK, 90\%} = 1.6 R_b$.

Trên thực tế các tín hiệu có dải thông cho trước còn được hạn bằng tiếp nối trước khi truyền. Dải thông cho qua của bộ lọc thông dải là dải thông truyền dẫn cuối cùng của tín hiệu phát. Chú ý rằng quá trình lọc tạo ra các méo và ISI, các yếu tố này gây nên lỗi trong quá trình giải điều chế. Cũng có thể *tạo dạng* PSD bằng cách thay đổi hình dạng xung và/hoặc đưa vào các hiệu chỉnh trong dãy dữ liệu.

Trong kênh AWGN, xác suất lỗi bit là hàm của tỉ số giữa tín hiệu năng lượng bit và mật độ công suất tạp âm (SNR), kí hiệu là $E_b / N_0 = PT / N_0$. SNR càng cao (tức là công suất P càng lớn, hoặc độ dài bit càng dài T , hoặc mật phổ công suất tạp âm 1 phía N_0 càng nhỏ) thì P_b càng nhỏ. Đối với BPSK mối quan hệ là

$$P_{b, BPSK} = Q(\sqrt{2.SNR}) \quad (5.33)$$

Với $P_b = 10^{-3}$, SNR yêu cầu là 6.7 dB.

5.2.1. Các dạng điều chế khác

Sơ đồ hiệu quả dải thông hơn BPSK là QPSK, trong đó độ rộng xung báo hiệu được tăng lên 2 lần, từ T thành $2T$ giây. Thông tin được gửi đi trên 2 sóng mang trực giao trong sóng QPSK $x_{QPSK}(t)$ ở đây:

$$\begin{aligned}
x_{QPSK}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_{I,k} p_{2T}(t-k2T) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta) \\
&\quad - \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_{Q,k} p_{2T}(t-k2T) \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (5.34) \\
&= b_I(t) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta) - b_Q(t) \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c t + \theta) \\
&= \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta + \phi(t))
\end{aligned}$$

Trong phương trình trên, $b_{I,k}$ và $b_{Q,k}$ là các bit dữ liệu ± 1 khi $0 < t < T$ và bằng 0 ở những chỗ khác, là hàm xung vuông biên độ đơn vị, còn hàm pha $\phi(t)$ nhận các giá trị tại $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ, 315^\circ$ và có thể dịch pha cứ mỗi $2T$ giây. Dải thông truyền dẫn của QPSK bằng 1 nửa của BPSK, nhưng tốc độ bit vẫn là $1/T = R_b$. Các lỗi bit trong kênh cùng pha (ứng với sóng mang cùng pha $\cos(2\pi f_c t + \theta)$) và trong kênh vuông pha (ứng với sóng mang vuông pha $\sin(2\pi f_c t + \theta)$) do AWGN kênh là độc lập nhau, do đó BPSK và QPSK có cùng xác suất lỗi bit. Vì thế QPSK tốt hơn BPSK.

QPSK thường được thực hiện với các dạng sóng dữ liệu vuông pha, $b_I(t)$ và $b_Q(t)$, lệch nhau T giây. Tín hiệu kết quả được gọi là OQPSK (QPSK so le):

$$x_{OQPSK}(t) = \sqrt{2P} b_I(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) - \sqrt{2P} b_Q(t-T) \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (5.35)$$

OQPSK có cùng dải thông và xác suất lỗi bit như QPSK. Tín hiệu QPSK có thể dịch $0^\circ, \pm 90^\circ$, hoặc $\pm 180^\circ$ về pha cứ mỗi $2T$ giây, trong khi OQPSK có thể dịch 0° hoặc $\pm 90^\circ$ về pha cứ mỗi T giây.

Nếu ta thay đổi hàm xung vuông trong OQPSK thành hàm bán xung hình sin, thì ta nhận được dạng sóng MSK:

$$\begin{aligned}
x_{MSK}(t) &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_{I,k} \cos(\pi t / 2T) p_{2T}(t-k2T) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta) \\
&\quad - \sum_{k=-\infty}^{\infty} b_{Q,k} \sin(\pi t / 2T) p_{2T}(t-k2T-T) \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c t + \theta) \quad (5.36)
\end{aligned}$$

MSK có pha liên tục, có cùng xác suất lỗi bit như QPSK nhưng đặc tính PSD của nó tốt hơn. Một cách tình cờ, $B_{MSK,90\%} \approx B_{QPSK,90\%}$ nhưng $B_{MSK,99\%} = 1.2R_b$ nhỏ hơn nhiều dải thông chứa 99% công suất của QPSK. Đặc tính phổ của MSK có thể cải thiện hơn nữa nếu dùng các xung Gao xơ (do đó có tên GMSK). Tuy nhiên, các xung Gao xơ đưa vào các ISI và làm giảm chất lượng. Kết quả là sự dung hòa giữa dải thông và chất lượng.

Về lý thuyết, BPSK, QPSK, OQPSK và MSK đều có đường bao không đổi và chúng được hạn băng và khuếch đại (thường bởi bộ khuếch đại phi tuyến để có hiệu quả cao) trước khi phát đi. Các tín hiệu đã lọc không còn có đường bao không đổi nữa và chúng có thể làm bão hòa bộ khuếch đại phi tuyến. Người ta

biết rằng nếu sự chuyển đổi pha càng nhỏ, thì việc lọc gây nên các thay đổi biên độ càng ít đột ngột. Do đó, sự thay đổi đường bao do lọc là nhỏ nhất đối với MSK, tiếp theo là OQPSK, QPSK và BPSK.

Tất cả các biến thể của điều chế PSK đều là các sơ đồ kết hợp, yêu cầu mạch vòng khóa pha để bám pha sóng mang tại đầu thu. Nếu méo pha trên kênh không thay đổi nhiều trong phạm vi 2 khoảng bit dữ liệu liên tiếp, thì sơ đồ điều chế kết hợp vi sai có thể được sử dụng. Trong PSK mã hóa vi sai nhị phân (DPSK), bit "1" được phát đi bằng cách dịch pha sóng mang đi 180° so với pha sóng mang trong khoảng bit trước. Bit "0" được phát đi bởi dịch pha 0° . Dải thông truyền dẫn đối với DPSK giống như của BPSK, nhưng máy thu DPSK không cần thiết phải sử dụng vòng khóa pha để đồng bộ pha. Trả giá cho việc thực hiện đơn giản hơn là chất lượng xấu hơn BPSK, được phản ánh trong biểu thức xác suất lỗi bit sau đây:

$$P_{b,DPSK} = \frac{1}{2} e^{-SNR} \quad (5.37)$$

ở đây như thường lệ $SNR = E_b / N_0$. Tại $P_b = 10^{-3}$, DPSK yêu cầu SNR là 8 dB.

Trong 4-DPSK, các dịch pha tương đối giữa các khoảng $2T$ liên tiếp là 45° , 135° , 225° hoặc 315° . Biểu thức xác suất lỗi bit đối với 4-DPSK phức tạp hơn:

$$P_{b,4-DPSK} = Q(a\sqrt{SNR}, b\sqrt{SNR}) - \frac{1}{2} e^{-2.SNR} I_0(SNR.\sqrt{2}) \quad (5.38)$$

ở đây $a = 0.76537$; $b = 1.8478$; $Q(x, y)$ là hàm Marcum-Q, còn $I_0(x)$ là hàm Bessen biến thể cấp 0. Tại $P_b = 10^{-3}$, SNR yêu cầu đối với 4-DPSK là 9 dB.

Việc so sánh các sơ đồ điều chế số cho trong bảng 5.1. Dải thông 99% công suất của MSK rõ ràng là tốt hơn các điều chế khác. Chỉ tiêu xác suất lỗi bit của MSK và biên độ đường bao ít biến đổi hơn của nó làm cho MSK hay được lựa chọn. Tuy nhiên chi phí thực hiện của MSK là cao. Tuy nhiên nếu công suất không phải là vấn đề lớn, thì 4-DPSK có thể là sự lựa chọn tốt nhờ hiệu quả phổ và đơn giản thực hiện của nó.

Trong CDMA, dải thông truyền dẫn yêu cầu tăng lên hệ số trải N . Các sóng mang cùng pha và vuông pha trong (5.34), (5.35) và (5.36) được điều chế tiếp bằng các dạng sóng trải $c_I(t)$ & $c_Q(t)$. Hơn thế nữa, dịch thời gian trong (5.35) và (5.36) thay đổi từ T sang T_c giây. Các nửa xung hình sin trong (5.36) cũng thay đổi từ $2T$ thành $2T_c$ giây. Nếu ta mô hình hóa MUI như tạp âm bổ xung trên kênh (5.31), thì các kết quả về chất lượng trong mục trước có thể mở rộng cho DPSK, 4-DPSK và các dạng điều chế khác. Cần phải thêm sự đóng góp của MUI và tính SNR như:

$$SNR = \frac{E_b}{N_0 + I_0} = \frac{E_b}{N_0 + 2(K-1)PT_c/3} = \frac{1}{\frac{1}{E_b/N_0} + \frac{2(K-1)}{3N}} \quad (5.39)$$

Ví dụ, với 4-DPSK tại $P_b = 10^{-3}$, SNR thu được yêu cầu là 9 dB (bảng 5.1). Giả sử E_b / N_0 điển hình là 15 dB, ta có thể tính được số người dùng như sau:

$$\left[\frac{2(K-1)}{3N} + \frac{1}{10^{1.5}} \right] = 10^{0.9} \Rightarrow K \approx 0.14N \quad (5.40)$$

Với $N = 100$, CDMA/4-DPSK cho phép khoảng 14 người dùng đồng thời. Đối với CDMA/DPSK, số K tăng lên là $0.19N$, nhưng hiệu quả dải thông giảm còn 1 nửa.

Bảng 5.1

So sánh các dạng điều chế khác nhau

	BPSK	QPSK /OQPSK	MSK	DPSK	4-DPSK
$P_b(\text{SNR})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$	$\frac{1}{2}e^{-\text{SNR}}$	$Q(a\sqrt{\text{SNR}}.b\sqrt{\text{SNR}})$ $-\frac{1}{2}e^{-3\text{SNR}}I_0(\sqrt{2\text{SNR}})$
$B_{99\%}$	$16R_b$	$8R_b$	$1.2R_b$	$16R_b$	$8R_b$
$B_{90\%}$	$1.6R_b$	$0.8R_b$	$0.84R_b$	$1.6R_b$	$0.8R_b$
SNR ($P_b=0.001$)	6.7 dB	6.7 dB	6.7 dB	8 dB	9 dB

5.2.2. Mã hóa sửa lỗi

Truyền dẫn số thường được trang bị một dạng sửa lỗi nào đó để chống lại các tác động xấu của kênh như tạp âm, ISI do fading đa tia và do lọc, và can nhiễu đa người dùng. Hai loại mã hóa sửa lỗi hay dùng là mã xoắn và mã Reed-Solomon.

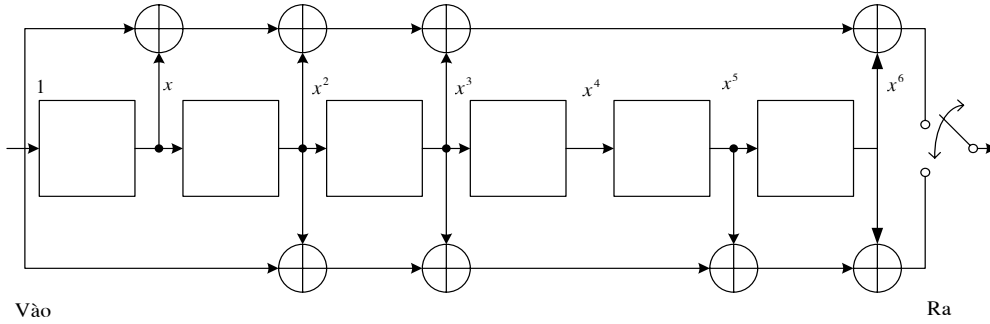
Các mã xoắn rất hiệu quả đối với các lỗi kênh ngẫu nhiên. Vì lí do này mà các bit dữ liệu thường được xen kẽ hoàn toàn trước khi mã hóa. Bộ mã hóa xoắn rất đơn giản trong thực hiện. Ví dụ, bộ mã hóa xoắn tốc độ $r_c = k/n = 1/2$, độ dài hạn chế $K_c = 7$ với đa thức sinh dạng:

$$\begin{aligned} g_1(x) &= 1 + x + x^2 + x^3 + x^6 \\ g_2(x) &= 1 + x^2 + x^3 + x^5 + x^6 \end{aligned} \quad (5.41)$$

có thể thực hiện như hình 5.5

Đối với mỗi $k=1$ bit dữ liệu ở lối vào bộ mã hóa, có $n=2$ bit mã ở lối ra bộ mã hóa, do đó tốc độ mã là $1/2$. Số ô nhớ là $K_c - 1$, bằng 6 trong trường hợp này. Lối ra bộ mã hóa là tích chập tuyến tính của dãy dữ liệu lối vào (trong biểu diễn đa thức) với các đa thức sinh. Việc giải mã các luồng dữ liệu đã mã xoắn được thực hiện qua thuật toán giải mã Viterbi, là phương pháp giải mã hợp lí cực đại, cho xác suất lỗi cực tiểu. Một metric hay số đo quyết định, được tạo nên đối với mỗi từ mã có thể. Từ mã này là 1 trong nhiều nhánh hoặc đường dẫn trong biểu đồ lưới. Thuật toán Viterbi loại bỏ 1 cách linh hoạt các đường dẫn không

thể, và chọn đường dẫn có metric lớn nhất trong số các đường dẫn sống sót làm từ mã giải mã. Metric quyết định là tổng của các metric bit mã từ tất cả các bit mã trong từ mã. Nếu metric bit mã được lượng tử hóa thành 1 hoặc 0, thì giải mã được gọi là giải mã quyết định cứng. Nếu khác, các metric không lượng tử được sử dụng trong giải mã quyết định mềm. Trong các kênh AWGN, giải mã quyết định mềm là tốt hơn giải mã quyết định cứng.



Hình 5.5 Bộ mã xoắn tốc độ 1/2 chiều dài ràng buộc 7

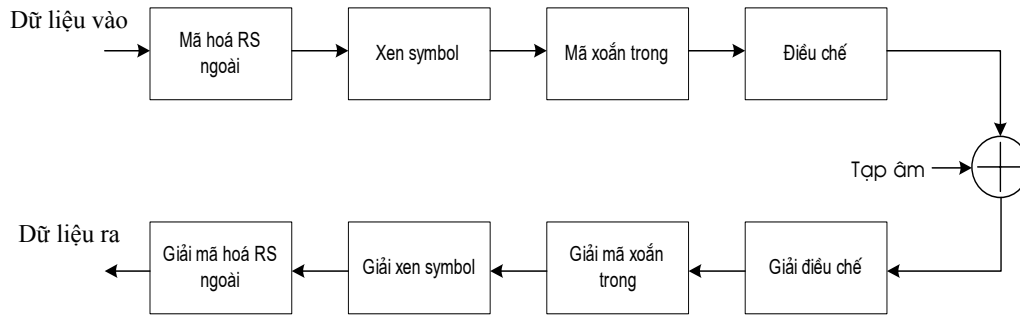
Việc sửa lỗi có thể giảm SNR yêu cầu để đạt được cùng xác suất lỗi bit, và lượng giảm tính theo dB được gọi là độ lợi mã hóa. Ví dụ với tốc độ mã 1/2, mã hóa xoắn dùng giải mã quyết định mềm, SNR yêu cầu đối với BPSK tại $P_b = 10^{-3}$ là 4; 3.7; 3.3; 3.1; 2.7; 2.3; 2.1 dB đối với các độ dài hạn chế $K_c = 3, 4, 5, 6, 7, 8$ và 9. Độ lợi mã hóa đối với mã xoắn tốc độ 1/2, độ dài hạn chế 9 với BPSK tại $P_b = 10^{-3}$ bằng $6.7 - 2.1 = 4.6$ dB. Sử dụng (5.39), sự giảm 4.6 dB này về SNR chuyển thành sự tăng số người dùng từ $K = 0.27N$ lên $K = 0.88N$ tại $E_b / N_0 = 15$ dB và $P_b = 10^{-3}$.

Các mã Reed-Solomon (RS) là các mã khối tuyến tính, trong đó các khối $k.m$ bit dữ liệu được mã hóa thành từ mã gồm $n.m$ bit mã. Từ mã RS gồm n symbol mã, trong đó mỗi symbol mã gồm m bit mã. Tốc độ mã là $r_c = k/n$, với $n = 2^m - 1$. Mã RS (n, k) có khoảng cách cực tiểu có thể cực đại $d_{\min} = n - k + 1$, ở đây d_{\min} là khoảng cách Hamming cực tiểu giữa 2 từ mã bất kì trong mã. Số các lỗi symbol mã có thể sửa được là $t = \lfloor d_{\min} / 2 \rfloor$. Suy ra là mã RS có thể sửa được xâu bất kì các lỗi bit với độ dài không quá $t.m$. Ví dụ mã RS $(31, 16)$ có thể sửa được các mẫu lỗi nhị phân bất kì có độ dài không quá $8.5 = 40$ bit. Do đó các mã RS là các mã sửa lỗi chùm tốt. Độ lợi mã hóa đối với các mã khối tuyến tính (n, k) với BPSK xấp xỉ bằng:

$$10 \cdot \log_{10} \left(\frac{k}{n} d_{\min} - k \cdot \ln 2 \frac{1}{E_b / N_0} \right), \text{ dB} \quad (5.42)$$

Chú ý rằng khả năng sửa lỗi của sơ đồ mã hóa bất kì là nhờ độ dư. Giá phải trả cho độ lợi mã hóa là sự tăng dài thông một hệ số $1/r_c = n/k$, hoặc sự

giảm tốc độ tin tức một hệ số $r_c = k/n$. Để tránh yêu cầu tăng thêm dải thông, ta có thể cần phải xem xét các sơ đồ khác hiệu quả dải thông hơn như PSK M-mức hoặc DPSK M-mức, $M \geq 4$ kết hợp với điều chế mã lưới (TCM). Đôi khi các mã RS được dùng kết hợp với mã xoắn. Mã kết quả được gọi là mã tầng (móc xích) và hệ thống kết hợp được vẽ trên hình 5.6. Bộ giải mã RS bên ngoài có thể sửa 1 số lỗi giải mã trong bộ giải mã xoắn bên trong. Sự kết hợp đặc biệt này đã được sử dụng trong thám hiểm vũ trụ. Các kết hợp khác cũng có thể đối với các ứng dụng CDMA.



Hình 5.6 Hệ thống mã hoá liên kết mã RS và mã xoắn

5.3. CDMA TRONG CÁC KÊNH FADING ĐA TIA

Truyền dẫn vô tuyến qua các kênh thông tin thực tế chịu ảnh hưởng nghiêm trọng của fading đa tia. Khi tín hiệu hình sin, $\sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta)$, được gửi đi qua kênh fading, sẽ thu được nhiều bản sao của tín hiệu gốc do tán xạ và phản xạ trong môi trường. Biên độ của các tín hiệu đa tia độc lập này có thể thay đổi theo thời gian. Các độ trễ và pha của chúng cũng có thể như vậy. Vì các thay đổi này là rất khó dự đoán nên kênh fading được mô tả tốt nhất trên cơ sở thống kê với các đặc trưng ngẫu nhiên và thay đổi theo thời gian.

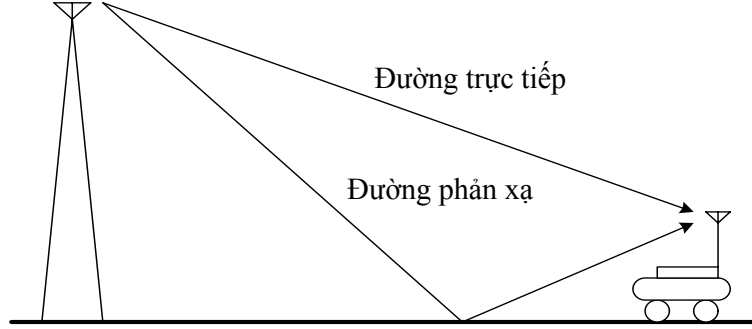
5.3.1. Fading đa tia

Trong các hệ thống trải phổ, các tín hiệu đa tia có độ trễ thời gian tương đối nhỏ hơn 1 chip (T_c giây) là không thể phân biệt được. Giả sử rằng có 1 số lượng lớn các tín hiệu đa tia đến đầu thu trong khoảng thời gian T_c giây. Các tín hiệu này được cộng lại tại máy thu và sự đóng góp của chúng tại đầu ra máy thu có thể mô hình hóa như Gao xơ theo định lý giới hạn trung tâm. Do các pha khác nhau, nhiều tín hiệu thành phần được cộng lại 1 cách xây dựng hoặc phá hoại. Kết quả là đường bao tín hiệu thay đổi theo thời gian 1 cách ngẫu nhiên và hiện tượng này được gọi là fading tín hiệu. Mô hình fading đối với các tín hiệu đa tia không phân được, thu trong khoảng T_c giây có thể viết như sau:

$$s(t) = \alpha \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c(t - \tau) + \theta + \delta) + \beta \sqrt{2P} \sin(2\pi f_c(t - \tau) + \theta + \gamma) \quad (5.43)$$

= "thành phần trực tiếp" + "thành phần phản xạ"

ở đây α là độ suy hao không đổi, τ là độ trễ tuyệt đối, δ là pha không đổi, β là biến ngẫu nhiên Gao xơ trung bình bằng 0, và γ là pha ngẫu nhiên phân bố đều. Số hạng đầu tiên trong (5.43) là thành phần trực tiếp, là kết quả của tán xạ hoặc phản xạ cố định, với suy hao không đổi α và sự thay đổi pha cố định δ . Số hạng thứ 2 được gọi là thành phần phản xạ hay ngẫu nhiên với suy hao β ngẫu nhiên phân bố Gao xơ và pha ngẫu nhiên phân bố đều γ (hình 5.7).



Hình 5.7 Thành phần trực tiếp và phản xạ trong pha fading đa

Tỉ số công suất giữa thành phần trực tiếp và thành phần phản xạ được gọi là hệ số fading ε , trong đó

$$\varepsilon = \frac{\alpha^2 P}{E(\beta^2)P} = \frac{\alpha^2}{2\sigma^2} \quad (5.44)$$

bằng cách đặt phương sai của β là $2\sigma^2$. Ta có thể viết lại (5.43) như sau:

$$s(t) = \sqrt{\alpha'^2 + \beta'^2} \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c(t - \tau) + \theta + \phi) \quad (5.45)$$

ở đây $\alpha' = \alpha \cos \delta + \beta \sin \gamma$, $\beta' = \alpha \sin \delta - \beta \cos \gamma$, $\phi = \tan^{-1} \beta' / \alpha'$. Vì α', β' là các biến ngẫu nhiên Gao xơ không tương quan với nhau (vì $E(\cos \gamma \sin \gamma) = 0$), nên chúng độc lập. Chúng có phương sai như nhau $Var(\alpha') = Var(\beta') = \sigma^2$ nhưng trung bình khác nhau $E(\alpha') = \alpha \cos \delta$ và $E(\beta') = \alpha \sin \delta$. Suy hao biên độ ngẫu nhiên A do fading đa tia, với

$$A = \sqrt{\alpha'^2 + \beta'^2} \quad (5.46)$$

là biến ngẫu nhiên Rician với pdf cho bởi

$$f_A(a) = \frac{a}{\sigma^2} e^{-(a^2 + \alpha^2)/2\sigma^2} I_0\left(\frac{a\alpha}{\sigma^2}\right), \quad a \geq 0 \quad (5.47)$$

Vì thế fading biên độ được gọi là fading Rician với hệ số fading $\varepsilon = \alpha^2 / 2\sigma^2$. Chú ý rằng nếu $\varepsilon = \infty$ (ứng với $2\sigma^2 = 0$), thành phần phản xạ sẽ vắng mặt và không có fading. Mặt khác nếu $\varepsilon = 0$ (ứng với $\alpha = 0$) thành phần trực tiếp không có và biên độ ngẫu nhiên sẽ là phân bố Rơ lây. Fading Rơ lây là kịch bản fading trường hợp xấu nhất trong mô hình này. Cũng lưu ý rằng để bảo toàn công suất,

ta phải có $\alpha^2 + 2\sigma^2 = 1$ nếu chỉ có 1 tín hiệu đa tia phân biệt được.

Xét CDMA/BPSK và giả sử rằng có $L_k (\leq N)$ tín hiệu đa tia phân biệt được đối với người dùng k . Số L_k này là biến ngẫu nhiên. Tín hiệu và tạp âm thu được tổng cộng trong kênh fading Rai xơ là:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sum_{i=1}^{L_k} A_{ki} \sqrt{2Pb_k} (t - \tau_{ki}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{ki}) + n(t) \quad (5.48)$$

ở đây A_{ki} là các biến ngẫu nhiên Rai xơ độc lập. Đầu tiên ta bỏ qua sự đóng góp của MUI/đa tia và xét tín hiệu phát của người dùng đầu tiên với $L_1 = L$ tia phân biệt được. Chỉ có 1 trong L tín hiệu đa tia, chẳng hạn tín hiệu đầu tiên là nhận biết được bởi máy thu tương quan kết hợp. Tất cả $L - 1$ tín hiệu đa tia khác bị dịch đi về thời gian là hơn 1 chip và chúng xuất hiện như là nhiễu tự thân hoặc tạp âm bản thân đối với máy thu. Tạm thời bỏ qua tạp âm bản thân, dạng sóng thu được bây giờ sẽ là:

$$r_{11}(t) = A_{11} \sqrt{2Pb_1} (t - \tau_{11}) c_1(t - \tau_{11}) \cos(2\pi f_c t + \phi_{11}) + n(t) \quad (5.49)$$

ở đây $E(A_{11}^2) = 2\sigma^2 + \alpha^2$, và ϕ_{11} được coi là hằng số vì giải điều chế kết hợp. Biết được A_{11} , xác suất lỗi bit có điều kiện là $Q(\sqrt{2E_b/N_0} \cdot A_{11})$. Xác suất lỗi bit không điều kiện nhận được bằng cách lấy trung bình theo A_{11} :

$$P_{b,BPSK} = \int_0^\infty Q(\sqrt{2E_b/N_0} \cdot a_{11}) f_{A_{11}}(a_{11}) da_{11} \quad (5.50)$$

ở đây A_{11} là biến ngẫu nhiên Rai xơ với các tham số $2\sigma^2, \alpha^2$. Nếu ta giả sử rằng công suất tín hiệu phân bố đều trên L tia, thì ta có $\alpha^2 + 2\sigma^2 = 1/L$ bởi bảo toàn công suất, do đó từ (5.44) ta có:

$$\begin{aligned} \alpha^2 &= \frac{\varepsilon}{L(1+\varepsilon)} \\ 2\sigma^2 &= \frac{1}{L(1+\varepsilon)} \end{aligned} \quad (5.51)$$

Bây giờ thì $E(A_{11}^2) = 2\sigma^2 + \alpha^2 = 1/L$. Fading đa tia không làm thay đổi công suất trung bình *tổng cộng*. Tuy nhiên nó tạo nên sự ngẫu nhiên trong biên độ tín hiệu thu và gây ra tổn thất về SNR hiệu dụng. Tích phân (5.50) có thể ước lượng để nhận được xác suất lỗi bit của fading Rai xơ:

$$P_{b,BPSK} = Q(u, v) - \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{\frac{\frac{SNR}{1+\varepsilon}}{1 + \frac{SNR}{1+\varepsilon}}} \right) e^{-(u^2+v^2)/2} I_0(uv) \quad (5.52)$$

ở đây:

$$\begin{aligned}
u &= \sqrt{\frac{\varepsilon[1 + \frac{2 \cdot SNR}{1 + \varepsilon} - 2\sqrt{\frac{SNR}{1 + \varepsilon}}(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})]}{2(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})}} \\
v &= \sqrt{\frac{\varepsilon[1 + \frac{2 \cdot SNR}{1 + \varepsilon} + 2\sqrt{\frac{SNR}{1 + \varepsilon}}(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})]}{2(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})}}
\end{aligned} \tag{5.53}$$

và

$$SNR = \frac{1}{L} \frac{E_b}{N_0} \tag{5.54}$$

là SNR thu được trung bình. Hệ số $1/L$ trong (5.4) là do tổn hao đa tia. Nếu $\varepsilon = \infty$ thì không có fading và có thể chỉ ra rằng xác suất lỗi bit bằng $Q(\sqrt{2 \cdot SNR})$ như mong đợi. Mặt khác nếu $\varepsilon = 0$, ta có fading Rơ lây và xác suất lỗi bit tương ứng là:

$$P_{b,BPSK} = 1 - \frac{1}{2} [1 + \sqrt{\frac{SNR}{1 + SNR}}] = \frac{1}{2} [1 - \sqrt{\frac{SNR}{1 + SNR}}], \quad \varepsilon = 0 \tag{5.55}$$

vì $Q(0,0) = 1, I_0(0) = 1$. Đối với fading Rơ lây, (tức là $\varepsilon = 0$) với $L = 1$, giá trị SNR yêu cầu là 24 dB đối với BPSK tại $P_b = 10^{-3}$. Fading Rơ lây (fading trường hợp xấu nhất) như vậy gây nên tổn thất $24 - 6.7 = 17.3$ dB. Tổn thất đa tia đối với $L > 1$ là $10 \log_{10} L$ dB nữa.

Tiếp theo, ta kể đến tạp âm bản thân và tạp âm MUI bằng cách giả sử rằng chúng cùng nhau tạo thành PSD tạp 2 phía bổ xung như sau:

$$\frac{I_0}{2} = (1 - \frac{1}{L}) \frac{PT_c}{3} + \frac{(K-1)PT_c}{3} = \frac{PT_c}{3} (K - \frac{1}{L}) \tag{5.56}$$

Xác suất lỗi bit đối với CDMA/BPSK với fading Rơ lây cũng được xác định bởi (5.52), với giá trị của SNR thay đổi thành:

$$SNR = \frac{1}{L} [\frac{1}{E_b / N_0} + \frac{2}{3N} (K - \frac{1}{L})]^{-1} \tag{5.57}$$

Phương trình trên là định nghĩa tổng quát của SNR thu được đối với CDMA trong kênh fading Rơ lây đa tia.

Giải điều chế kết hợp yêu cầu ước lượng chính xác pha sóng mang thu được. Nếu fading là đủ chậm sao cho lỗi pha gần như là hằng số trên 2 khoảng bit liên tiếp, thì có thể sử dụng modem DPSK đơn giản hơn. Từ (5.49), xác suất lỗi bit có điều kiện đối với DPSK không có tạp âm bản thân và MUI được cho bởi:

$$P_{b,DPSK} = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0} A_{11}^2} \tag{5.58}$$

Bây giờ bỏ điều kiện đối với biến ngẫu nhiên Ray xơ A_{i1} , ta nhận được xác suất lỗi bit như sau:

$$P_{b,DPSK} = e^{-\frac{E_b}{N_0} \alpha^2} \frac{1}{2(1 + \frac{E_b}{N_0} 2\sigma^2)} = e^{-\frac{SNR}{1+\varepsilon}} \frac{1}{2(1 + \frac{SNR}{1+\varepsilon})} \quad (5.59)$$

(sử dụng 5.51). Nếu $\varepsilon = \infty$ thì không có fading và (5.59) suy biến thành kết quả tương tự $P_{b,DPSK} = \frac{1}{2} e^{-SNR}$. Nếu $\varepsilon = 0$, có fading Rơ lây và ta nhận được:

$$P_{b,DPSK} = \frac{1}{2(1 + SNR)}, \quad \varepsilon = 0 \quad (5.60)$$

Đối với fading Rơ lây và $L = 1$, giá trị SNR yêu cầu là 27 dB đối với DPSK tại $P_b = 10^{-3}$. DPSK có tổn thất phụ 3 dB so với BPSK như mong đợi. Với tạp âm bản thân và MUI, phương trình (5.59) vẫn còn giá trị đối với CDMA/DPSK nếu ta dùng định nghĩa tổng quát của SNR cho trong (5.57).

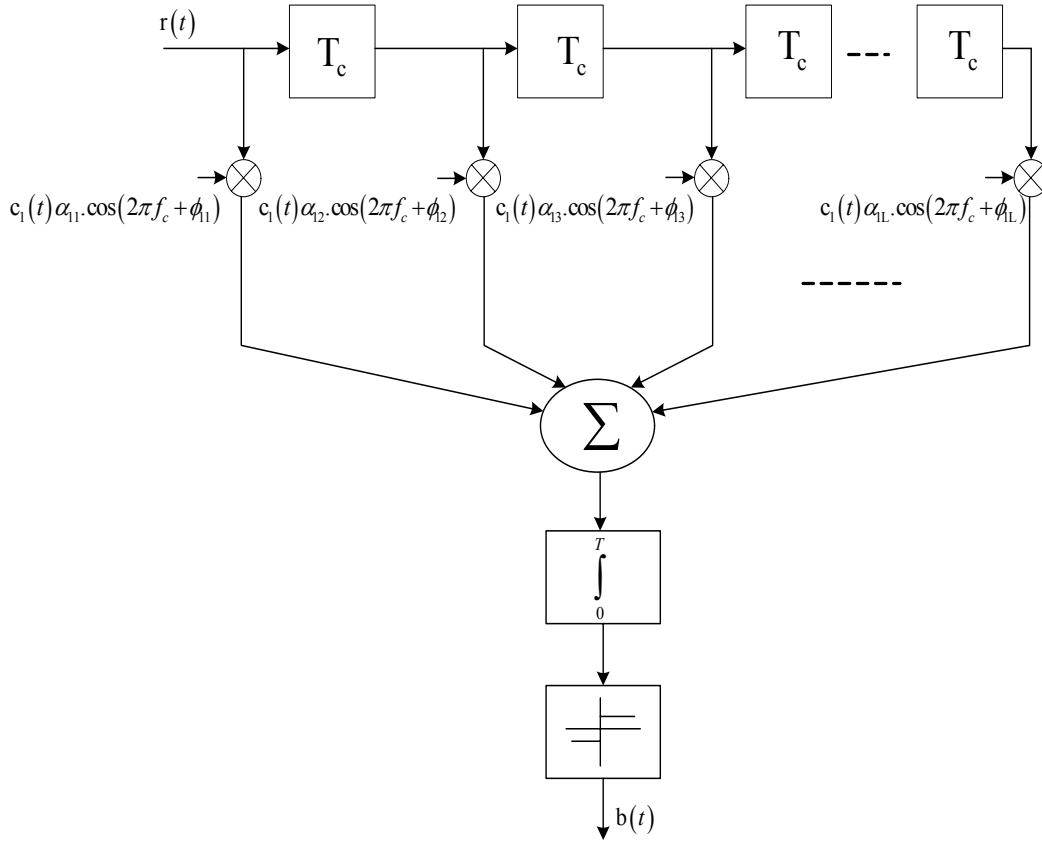
Tại điểm này ta thấy rằng fading đa tia có thể gây nên tổn thất lớn về cường độ tín hiệu. Có thể bù tổn thất fading bằng sử lý đặc biệt. Đầu tiên, có thể bù 1 phần tổn thất fading bằng mã hóa sửa lỗi hiệu quả. Thứ hai, nếu các độ trễ, biên độ, và pha của các tín hiệu đa tia phân biệt được có thể ước lượng (điều này hoàn toàn có thể trong kênh fading chậm), thì các tín hiệu này có thể kết hợp lại 1 cách tối ưu sao cho tổn thất SNR có thể khôi phục hoàn toàn. Kỹ thuật được khai thác có tên gọi là kết hợp phân tập và cấu trúc máy thu tương ứng được gọi là máy thu RAKE.

5.3.2. Máy thu RAKE

Xét $K = 1$ người dùng trong kênh. Giả sử rtrải trễ đa tia là T_m giây. Do đó có $L = \lceil T_m / T_c \rceil + 1$ tín hiệu fading đa tia phân biệt được tại máy thu. Mỗi tia có suy hao ngẫu nhiên độc lập A_{i1} và pha ngẫu nhiên ϕ_{i1} , ở đây $i = 1, 2, \dots, L$. Giả sử fading là đủ chậm sao cho các tham số A_{i1} và ϕ_{i1} có thể ước lượng 1 cách chính xác, ví dụ bằng cách dùng thông tin từ các khoảng bit trước. Máy thu tối ưu là máy thu đường dây trễ có điểm trích như trên hình 5.8. Máy thu này thu thập 1 cách kết hợp năng lượng tín hiệu từ tất cả các tín hiệu đa tia phân biệt được, mang cùng dữ liệu và rơi vào trong phạm vi của thời gian trễ. Bởi vì nó hoạt động giống như các cào cỏ và các hàm tương quan được phối hợp với các tín hiệu fading đa tia, nên máy thu đường dây trễ có điểm trích hình 5.8 được gọi là máy thu bộ lọc phối hợp RAKE.

Đối với các kênh fading chậm, pha ϕ_{i1} không thay đổi nhiều trên 2 khoảng bit liên tiếp. Trong trường hợp này, máy thu RAKE có thể sử dụng với giải điều chế DPSK như hình 5.9a. Cấu trúc máy thu RAKE/DPSK cũng có thể thực hiện như hình 5.9b, tại đó tích phân liên tục trên độ dài thời gian T_m giây đã thay cho phép tổng. Việc lấy tích phân sẽ tránh được sự đồng bộ thời gian của các bộ lấy

mẫu hình 5.9a và không cần thiết phải ước lượng độ suy hao A_{li} . Trong hình 5.9b, bộ lọc sóng âm bề mặt (SAW) được phối hợp với 1 chu kỳ của mã PN.



Hình 5.8 Máy thu lọc RAKE với giải điều chế BPSK

Chất lượng của máy thu RAKE đối với kênh fading Rayleigh khá phức tạp, mặc dù nó đã được tìm thấy và có thể tính toán. Ta sẽ chỉ xét trường hợp xấu nhất là fading Rayleigh và nghiên cứu những cải tiến có thể do bộ xử lý Rake đem lại. Đối với RAKE/BPSK xác suất lỗi bit là:

$$P_{b,BPSK} = \left(\frac{1 - \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}}}{2} \right)^L \sum_{k=0}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1 + \sqrt{\frac{SNR}{1+SNR}}}{2} \right)^k \approx \left(\frac{1}{4.SNR} \right)^L \binom{2L-1}{L} \quad (5.61)$$

ở đây $SNR = \frac{1}{L} E_b / N_0$ và phép gần đúng trong phương trình trên là tốt đối với các

giá trị lớn của SNR. Để đơn giản ta đã giả sử rằng L tia có công suất như nhau. Lấy ví dụ bằng số, đối với bậc phân tập $L = 4$, máy thu RAKE/BPSK giảm E_b / N_0 yêu cầu từ 24 dB xuống 10 dB tại $P_b = 10^{-3}$. Trong ví dụ này độ lợi kết hợp phân tập là 14 dB, một con số rất ấn tượng. Phân tập bậc cao hơn sẽ cho độ lợi phân tập tốt hơn. Kết hợp phân tập là hiệu quả hơn trong kênh fading Rơ lấy so với kênh fading Rải xơ.

Đối với RAKE/DPSK, kết quả xác suất lỗi bit là 3 dB xấu hơn đối tác RAKE/BPSK của nó. Cũng có thể mở rộng thảo luận của ta cho điều chế FSK không kết hợp; xác suất lỗi bit tương ứng là 6 dB xấu hơn BPSK.

Cuối cùng đối với các ứng dụng CDMA, ảnh hưởng của tạp âm MUI có thể đánh giá nếu ta thay đổi SNR thành:

$$SNR = \frac{1}{L} \left(\frac{1}{E_b / N_0} + \frac{2(K-1)}{3N} \right)^{-1} \quad (5.62)$$

Bộ xử lý RAKE khai thác tính chất xây dựng của tạp âm bản thân và thực tế có thể khôi phục lại tỉ số tín/tạp.

5.4. CDMA TẾ BÀO VÀ SO SÁNH VỚI FDMA / TDMA

Các phương pháp đa truy nhập đòi hỏi dạng trực giao nào đó của các tín hiệu. Trong FDMA, phổ tần có sẵn B được chia thành N băng mỗi băng có độ rộng B/N Hz. Mỗi người dùng tích cực sẽ chỉ phát trong băng tần chỉ định của mình. N băng tần tách rời nhau nên sự trực giao tín hiệu đạt được trong miền tần số. Trong TDMA, trục thời gian được chia thành N khoảng thời gian liên tiếp, gọi là các khe thời gian và có độ rộng bằng T_s / N giây. Mỗi người dùng tích cực sẽ chỉ phát trong khe thời gian chỉ định của mình trong đoạn T_s giây. Các khe thời gian là tách rời vì thế tín hiệu trực giao nhau trong miền thời gian.

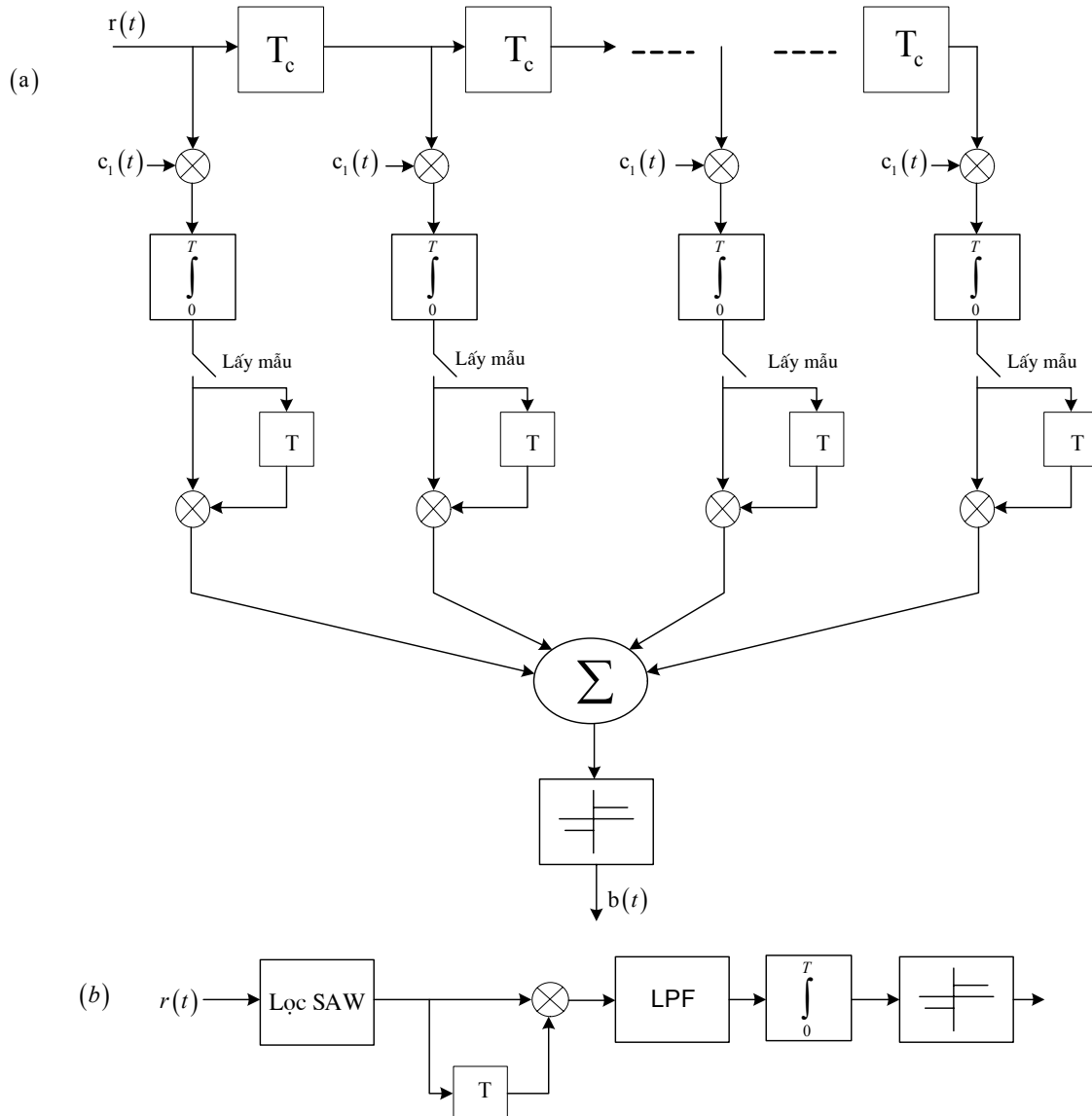
Về lý thuyết FDMA và TDMA có dung lượng như nhau, đều bằng N . Trong thực tế, các băng tần hoặc các khe thời gian đều có khoảng bảo vệ ngăn cách, làm lãng phí phần trăm tổng băng tần (hoặc thời gian) cho nên dung lượng thực của chúng sẽ nhỏ hơn N . Hiệu quả phổ kí hiệu là η được xác định như sau:

$$\eta = (\text{tốc độ dữ liệu tổng}) / (\text{tổng dải thông}) \text{ bps/Hz} \quad (5.63)$$

và như nhau đối với FDMA và TDMA. Trong FDMA, $\eta = NR_b / B$, ở đây R_b là tốc độ bit cho phép sử dụng với sơ đồ điều chế số cụ thể trong dải thông B/N Hz. Trong TDMA, toàn bộ dải thông B Hz được người dùng tích cực sử dụng. Khi người dùng phát tín hiệu, tốc độ phát sẽ là NR_b bit/giây. Tuy nhiên người dùng chỉ có thể phát gián đoạn theo thời gian cho nên tốc độ dữ liệu hiệu quả của nó là $NR_b \cdot \frac{T_s / N}{T_s} = R_b$ bit/s. Do đó hiệu quả phổ của TDMA cũng bằng NR_b / B . Cả

FDMA và TDMA đều yêu cầu sự điều khiển tập trung nào đó. Trong FDMA, trạm gốc phải gán các băng tần cho các người dùng tích cực theo yêu cầu. Trong TDMA, ngoài sự gán khe thời gian trạm gốc và tất cả các người dùng tích cực

đều phải duy trì cùng 1 chuẩn thời gian. Sau khi người dùng tích cực được gán bằng tần hoặc khe thời gian, nó sẽ thường thức môi trường không có va chạm và chất lượng truyền dẫn của nó (tỉ lệ lỗi bit) được quyết định bởi tỉ số tín/tạp âm. Không có sự phân phối hiệu quả bằng tần hoặc khe thời gian, dung lượng kênh sẽ được sử dụng rất kém và không bao giờ vượt quá N .



Hình 5.9 Máy thu lọc RAKE với giải điều chế DPSK:
(a) Kiểu truyền thống; (b) Với lọc SAW và tích phân liên tục

Trong CDMA người dùng tích cực truy nhập toàn bộ dải thông B và có thể phát bất kì lúc nào. Các tín hiệu trải phổ băng rộng chia sẻ cùng băng tần đồng thời theo thời gian. Tuy nhiên chúng giao thoa theo tương quan, nghĩa là $\int_{-\infty}^{\infty} s_i(t)s_j(t-\tau)dt \approx 0$. Đối với các truyền dẫn dị bộ (nghĩa là từ MS đến BS), sự giao thoa hoàn toàn của các tín hiệu là điều không thể, nhưng có thể giữ các tương quan chéo rất thấp nhờ chọn đúng tập dãy trải. Mặt khác, đối với các truyền dẫn đồng bộ (nghĩa là từ BS đến MS, $\tau = 0$), sự giao thoa hoàn toàn của các tín hiệu thực tế có thể đạt được. Một cách để làm việc đó là dùng các mã Hadamard giao thoa trên đỉnh các mã trải. Các từ mã Hadamard là các hàng trong ma trận Hadamard H_{2n} (n là lũy thừa của 2), được tạo lập như sau:

$$H_{2n} = \begin{bmatrix} H_n & H_n \\ H_n & -H_n \end{bmatrix}, n \geq 2 \quad (5.64)$$

với điều kiện ban đầu:

$$H_2 = \begin{bmatrix} + & + \\ + & - \end{bmatrix} \quad (5.65)$$

Ví dụ khi $n = 4$ ta có:

$$H_8 = \begin{bmatrix} + & + & + & + & + & + & + & + \\ + & - & + & - & + & - & + & - \\ + & + & - & - & + & + & - & - \\ + & - & - & + & + & - & - & + \\ + & + & + & + & - & - & - & - \\ + & - & + & - & - & + & - & + \\ + & + & - & - & - & - & + & + \\ + & - & - & + & - & + & + & - \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

Trải các từ mã Hadamard bằng mã PN cho ta các từ mã Hadamard trải, và chúng có các giá trị tương quan đúng bằng 0 đối với $\tau = 0$. Do đó nếu các từ mã Hadamard đã trải được dùng trong truyền dẫn đồng bộ thì tất cả các truyền dẫn đều là giao thoa.

Như đã nêu trước đây trong (5.26), dung lượng của CDMA 1 tế bào là $K = N/3$, kém hơn nhiều so với FDMA hoặc TDMA 1 tế bào. Hiệu quả phổ của CDMA là $\eta_{CDMA} = KR_b/B.1/3$ cũng nhỏ hơn. Theo thiết kế trải phổ không phải là phương pháp điều chế hiệu quả dải thông. Tuy nhiên, trong thông tin thoại mức MUI hiệu quả được giảm đi bởi hệ số tích cực tiếng nói $v \approx 3/8$ vì những quãng dừng thường xuyên trong cuộc đàm thoại. Sử dụng cơ chế triệt ồn, sóng mang bị triệt khi xuất hiện chu kỳ tiếng nói rồi và do đó xuyên âm sẽ giảm. Như vậy hệ số tích cực tiếng nói làm tăng dung lượng của CDMA 1 tế bào thành $K = N/3v = N.8/9$, so sánh được với của FDMA hoặc TDMA. Chú ý rằng

FDMA và TDMA là các sơ đồ không có va chạm, do đó triệt ồn (squellching) không làm tăng dung lượng.

Tới đây ta thấy rằng đối với thông tin thoại, CDMA có thể hiệu quả dải thông như FDMA hoặc TDMA. So với FDMA và TDMA, CDMA có các ưu điểm sau:

- giảm bớt fading đa tia - các tín hiệu trải phổ băng rộng rất thích hợp cho thu kết hợp phân tập;
- khả năng triệt nhiễu - khác với tín hiệu băng hẹp, các tín hiệu trải phổ ít nhạy cảm với các nhiễu băng hẹp;
- sự giảm chất lượng 1 cách từ từ - dung lượng của CDMA là giới hạn mềm, tức là có thể sắp xếp nhiều người dùng hơn với trả giá về xác suất lỗi bit; mặt khác FDMA hoặc TDMA có giới hạn dung lượng cứng tại đó các người dùng bổ xung sẽ bị từ chối dịch vụ.
- có tính riêng tư và bảo vệ chống nghe trộm.

Trong 1 số trường hợp, CDMA có thể là 1 sự cần thiết chứ không phải chỉ là phương pháp đa truy nhập được ưa thích. Sau đây ta sẽ chỉ ra rằng CDMA là tốt hơn FDMA trong môi trường tế bào.

Trong các hệ thống vô tuyến di động tế bào mặt đất, vùng dịch vụ được bao phủ bởi 1 số tế bào. Đối với các vùng thành thị nơi có nhu cầu dịch vụ cao, các tế bào có kích thước nhỏ và mật độ của chúng là cao. Trái lại, đối với các vùng nông thôn hoặc ngoại ô, các tế bào có kích thước lớn hơn và mật độ thấp hơn. Ở tâm của tế bào có trạm gốc. Các máy di động trong tế bào thực hiện cuộc gọi của mình thông qua trạm gốc, được đầu nối với các trạm gốc khác và cùng nhau lập thành mạng tế bào xương sống. Mỗi trạm gốc có vai trò như cửa ngõ đối với các dịch vụ điện thoại công cộng hoặc cá nhân khác.

Các tế bào có hình dạng tròn và biên giới trùng nhau. Chúng thường được vẽ ở dạng tế bào lục giác đều tách rời như hình 5.11. Các MS đang đi qua biên giới tế bào phải chuyển sang BS lân cận. Trong FDMA tế bào, các tế bào lân cận phải không được gây nhiễu lẫn nhau, do đó các tế bào lân cận được phân phối các băng tần không trùng nhau. Các tần số phân cho 1 BS có thể được dùng lại sau khoảng cách vài tế bào. Kế hoạch phân phối tần số cho FDMA tế bào với hệ số dùng lại $F = 7$ cho trên hình 5.10. Các kế hoạch phân phối khác với hệ số dùng lại khác cũng có thể xảy ra.

Ta sẽ chỉ ra rằng chính hệ số dùng lại tần số này làm cho CDMA tế bào tốt hơn FDMA tế bào. Đối với FDMA tế bào, do dùng lại tần số dung lượng giảm đi 1 hệ số dùng lại F , và nó trở thành:

$$K_{FDMA} = \frac{N}{F} \text{ di động/tế bào} \quad (5.67)$$

Trái lại đối với CDMA tế bào, mỗi BS sử dụng cùng 1 dải thông và không có phân phối dùng lại tần số. Các tham số chính xác định dung lượng hệ thống tế bào số CDMA là độ lợi xử lý ($= N$), tỉ số E_b / N_0 , hệ số tích cực tiếng nói ν , và số

sec tơ N_s trong an ten BS. Bằng cách chia mỗi tế bào thành N_s sec tơ theo không gian và dùng N_s an ten định hướng tại MS, MUI có thể giảm đi một hệ số $1/N_s$ trong CDMA tế bào. Dùng công thức xấp xỉ Gao xơ tiêu chuẩn (5.25), ta được ước lượng của dung lượng là:

$$K_{CDMA} = 3N_s \cdot \frac{N_s}{v} \left(\frac{1}{3.11^2} - \frac{1}{2E_b / N_0} \right) + 1 \quad (5.68)$$

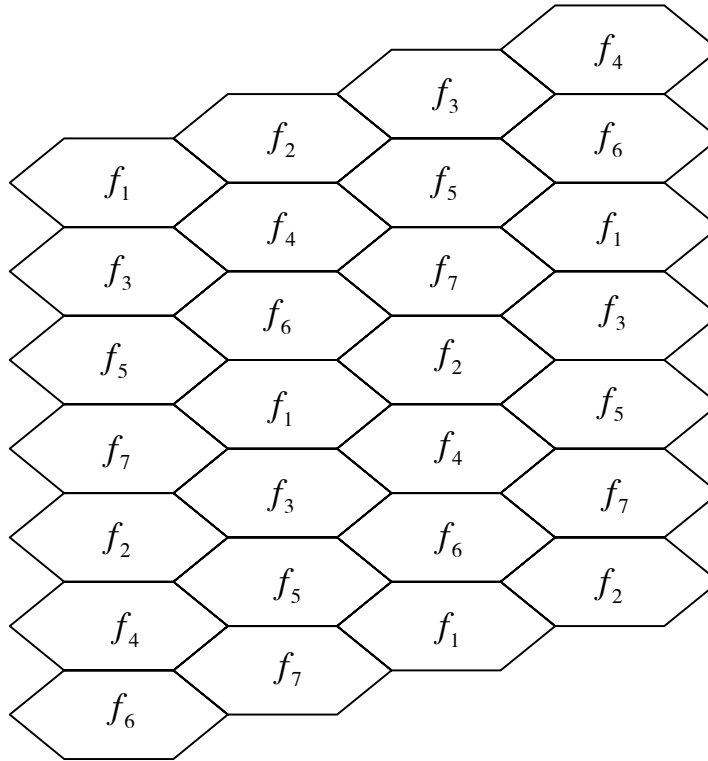
tại $P_b = 10^{-3}$. Giả sử $E_b / N_0 = 10$ dB ta được:

$$K_{CDMA} \approx \frac{0.16N_s N_s}{v} \quad (5.69)$$

Tỉ số của K_{CDMA} và K_{FDMA} là:

$$\frac{K_{CDMA}}{K_{FDMA}} = \frac{0.16N_s F}{v} \quad (5.70)$$

xấp xỉ bằng 9 nếu $N_s = 3, F = 7, v = 3/8$. Cũng có thể lập luận rằng sec tơ theo không gian cũng có thể sử dụng trong FDMA tế bào và rằng hệ số dùng lại tần số F nhỏ hơn, ví dụ bằng 3. Trong trường hợp sau này, tỉ số dung lượng mới trở thành $K_{CDMA} / K_{FDMA} = 0.16F / v = 1.28$. Cả 2 ví dụ đều chỉ ra rằng CDMA tế bào có thể tốt hơn FDMA tế bào về dung lượng thông tin thoại.



Hình 5.10 Kế hoạch phân bổ tần số với tế bào FDMA. Hệ số sử dụng lại là 7

Yêu cầu quan trọng trong CDMA tế bào là điều khiển công suất, tức là MS phải điều chỉnh linh hoạt công suất phát của nó theo khoảng cách đến BS. Các MS trong các tế bào lân cận được điều khiển công suất bởi các trạm gốc riêng của chúng. Trong môi trường mặt đất điển hình, việc truyền dẫn vô tuyến chịu tổn hao truyền sóng và che khuất do bị chắn. Với cơ chế điều khiển công suất tốt, các mức công suất thu được tại BS từ các MS trong phạm vi tế bào là gần như nhau. Lưu ý rằng băng tần đường xuống và đường lên là khác nhau. Trên thực tế, tín hiệu sóng mang pilot có thể phát đi cùng với các tín hiệu trải phổ từ BS đến MS. Sóng mang pilot này bị thăng giáng cùng với tín hiệu điều chế và nó không chỉ đóng vai trò chuẩn đồng bộ cho đường xuống mà còn làm chuẩn điều khiển công suất cho đường lên. Đường xuống CDMA tế bào nhờ đó có thể sử dụng giải điều chế kết hợp như QPSK hoặc MSK. Đối với đường lên CDMA, không sóng mang pilot nào được phát đi và giải điều chế không kết hợp như DPSK hoặc FSK được ưa thích hơn. Điều khiển công suất có thể gặp khó khăn khi MS đi qua biên giới tế bào.

5.5. VÍ DỤ THIẾT KẾ HỆ THỐNG CDMA

5.5.1. Giới thiệu

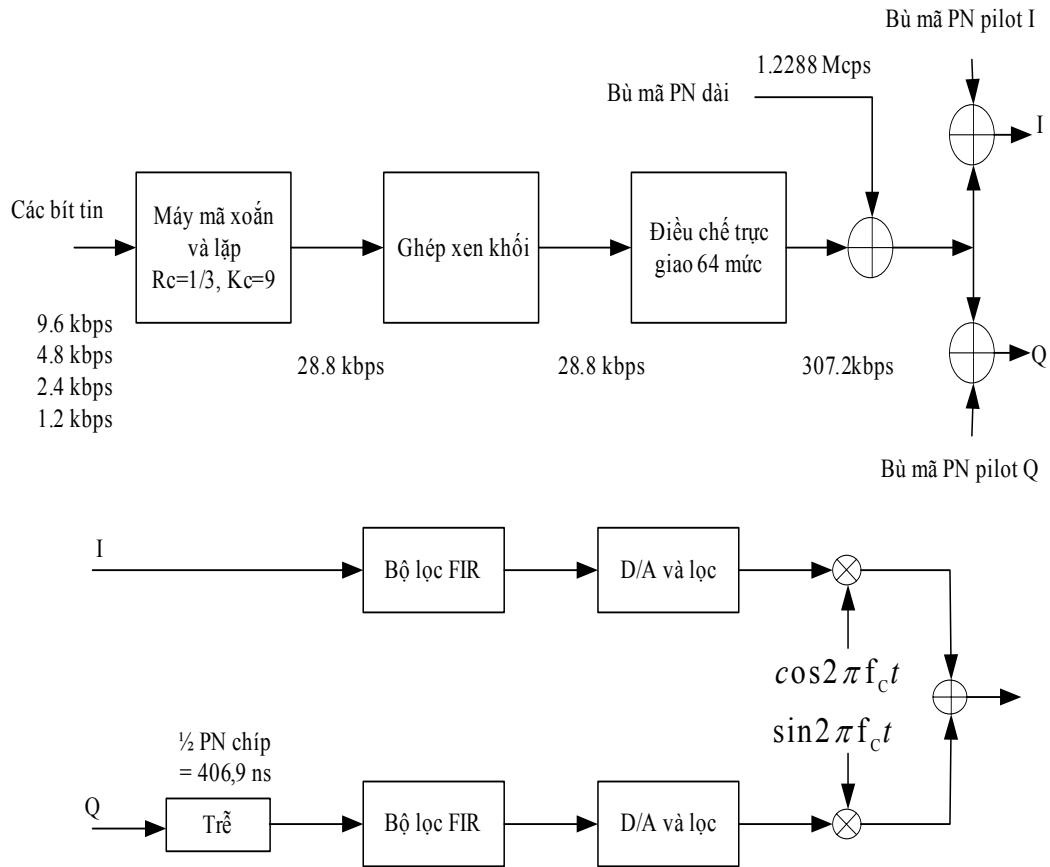
Các hệ thống DS/CDMA đang dần trở nên phổ biến trong các dịch vụ PCN và điện thoại di động tế bào số. Trong phần này ta sẽ thảo luận hệ thống tế bào chủ yếu dựa trên thiết kế tín hiệu CDMA số, được đề xuất bởi Qualcomm. Trong hệ thống FDMA tương tự hiện có, đường xuống và đường lên mỗi đường được cấp băng tần 10 MHz. Mỗi kênh vô tuyến chiếm dải thông 30 kHz và số kênh vô tuyến là $10/0.03 \approx 333$. Với hệ số dùng lại tần số là 7 (nghĩa là tế bào lân cận sử dụng 1 trong 7 tập kênh tần số khác nhau), số kênh vô tuyến cho 1 tế bào là $333/7 \approx 48$, cũng là số cuộc gọi đồng thời tối đa trong tế bào.

Hệ thống tế bào CDMA được đề xuất sử dụng cùng băng tần như hệ thống tương tự hiện thời và các tần số phát của nó nằm ở tâm của các kênh 30 kHz của hệ thống tương tự hiện thời. Tuy nhiên phổ tần phát 10 MHz được chia sơ bộ thành 8 kênh CDMA băng rộng có dải thông mỗi kênh 1.23 MHz. Ví dụ kênh CDMA đầu tiên có thể chiếm băng từ 869.415 MHz đến 870.645 MHz đối với đường xuống, và 824.415 MHz đến 825.645 MHz đối với đường lên. Các tần số trung tâm tương ứng là 870.030 MHz và 825.030 MHz, đây cũng là tần số trung tâm của hệ thống tương tự hiện thời. Kênh thứ CDMA thứ 2 có thể từ 870.645 MHz đến 871.875 MHz và từ 825.645 MHz đến 826.875 MHz, và các tần số trung tâm là $870.030 + 1.23 = 871.26$ MHz và $825.030 + 1.23 = 826.26$ MHz. Các kênh khác có thể nhận được tương tự. Tất cả các kênh đường xuống đều chia sẻ cùng dải thông 1.23 MHz, còn tất cả các kênh đường lên chia sẻ băng tần 1.23 MHz khác. Hệ thống CDMA tế bào có thể dùng nhiều hơn 1 trong 8 kênh tần số.

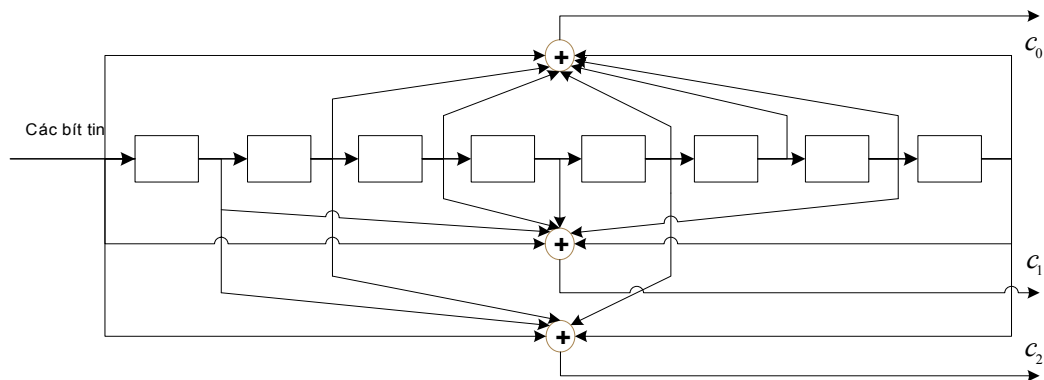
5.5.2. Kênh CDMA đường lên

Trong hình 5.11 là sơ đồ khối máy phát của đường lên. Tốc độ dữ liệu nhị phân là thay đổi và có thể nhận các giá trị 9600, 4800, 2400, hoặc 1200 bps.

Đối với tốc độ dữ liệu R_b bps, chu trình làm việc của máy phát sẽ giảm xuống đến $R_b/9600 \times 100\%$ tương ứng.



Hình 5.11 Máy phát của kênh CDMA đường lên



Hình 5.12 Máy mã xoắn tốc độ 1/3, độ dài hạn chế $K_c = 9$ cho kênh CDMA đường lên

Dữ liệu nhị phân được mã hóa xoắn tốc độ 1/3, độ dài hạn chế $K_c = 9$ như trên hình 5.12. Đối với mỗi bit dữ liệu vào, 3 symbol mã c_0, c_1, c_2 được tạo ra ở lối ra và lần lượt được phát đi. Mỗi symbol mã ở tốc độ dữ liệu R_b sẽ được lặp lại $9600/R_b - 1$ lần. Do đó symbol mã ở tốc độ 4800 bps sẽ được lặp lại 1 lần (mỗi symbol xuất hiện 2 lần), 2400 bps sẽ được lặp lại 3 lần (mỗi symbol xuất hiện 4 lần), và 1200 bps sẽ lặp 7 lần (mỗi symbol xuất hiện 8 lần). Sự lặp mã này dẫn đến tốc độ symbol mã không đổi $9600 \times 3 = 28800$ symbol mã (nhị phân) trên giây đối với tất cả các tốc độ dữ liệu.

Các symbol mã được xen kẽ khối trên các khung có độ dài 20 ms. Mỗi khung chứa 1 khối 576 ($= 28800 \times 20$ ms) symbol mã và chúng được xen kẽ theo phép toán ma trận cụ thể nào đó. Mục đích của xen kẽ là phân tán ảnh hưởng của các lỗi cụm trên kênh càng nhiều càng tốt, vì các mã xoắn chỉ hiệu quả trong việc sửa các lỗi kênh độc lập. Tiếp theo các symbol mã hóa được điều chế bằng bộ điều chế trực giao 64 mức. (Nhắc lại rằng tín hiệu trực giao là tiệm cận tối ưu trong kênh AWGN). Tại lối vào của bộ điều chế, các symbol mã được nhóm lại thành các khối 6 symbol và mỗi khối này được dùng để chọn 1 trong $2^6 = 64$ hàng trong ma trận Hadamard 64×64 . Mỗi hàng trong ma trận Hadamard được gọi là một từ mã Hadamard, hay *symbol Oan xơ*. Lối ra của bộ điều chế trực giao 64 mức có tốc độ symbol nhị phân (hoặc gọi là *chíp Oan xơ*) bằng $(28800/6) \times 64 = 307,200$ sps. Tốc độ symbol *Oan xơ* là $28800/6 = 4800$ sps.

Các ma trận Hadamard H_{2m} , m là lũy thừa của 2, có thể tạo nên bằng thủ tục lặp sau đây:

$$H_{2m} = \begin{bmatrix} H_m & H_m \\ H_m & \overline{H_m} \end{bmatrix} \quad (5.71)$$

với điều kiện ban đầu:

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.72)$$

đối với $m = 1$. Khi $m = 2$ ta có

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0000 \\ 0101 \\ 0011 \\ 0110 \end{bmatrix} \quad (5.73)$$

còn khi $m = 4$ ta có:

$$H_8 = \begin{bmatrix} 00000000 \\ 01010101 \\ 00110011 \\ 01100110 \\ 00001111 \\ 01011010 \\ 00111100 \\ 01101001 \end{bmatrix} \quad (5.74)$$

V.V.

Các từ mã Hadamard là trực giao, nghĩa là tích vô hướng của 2 từ mã bất kì bằng 0 khi bit mã 0 được biến đổi thành 1 và các bit 1 được biến đổi thành - 1. Khi vẽ các từ mã Hadamard theo thời gian chúng trở thành các hàm Walsh. lỗi ra bộ điều chế trực giao được trải PN dãy trực tiếp trước lọc và phát. Ba dãy PN, 1 dài và 2 ngắn được dùng trong trải phổ. Dãy PN dài có chu kỳ là $2^{42} - 1$ và được tạo nên bởi bộ ghi dịch tuyến tính có đa thức sinh sau đây:

$$g_L(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x + 1 \quad (5.75)$$

Tất cả các MS trong hệ thống CDMA sẽ dùng dãy PN dài này. Tuy nhiên, nhận dạng của mỗi MS được phân biệt bởi dịch pha (offset) dãy địa chỉ hóa người dùng. Nghĩa là mỗi MS sẽ sử dụng một phiên bản dịch của dãy PN dài. Vì dãy PN dịch là tổng tuyến tính của các dãy PN dịch, nên dãy PN dài của MS có thể tạo nên bằng cách che giấu các biến trạng thái 42 bit của đa thức sinh bởi mặt nạ rộng 42 bit. Bởi vì mỗi dịch pha có thể đều là địa chỉ người dùng hợp lệ, một không gian địa chỉ rất lớn được tạo ra ($2^{42} - 1$), do đó đạt được mức độ riêng tư cao. Mặt nạ sử dụng cho mã PN dài phụ thuộc vào (1) chức năng của kênh mà MS đang liên lạc, tức là nó đang truy nhập trạm gốc hay đang trả lời tìm gọi từ MS; (2) mặt nạ mã dài công cộng có chứa số seri điện tử (ESN) (đặt bởi nhà sản xuất) của MS; (3) mặt nạ mã dài cá nhân, (duy nhất đối với số nhận dạng di động của MS (MIN)), cũng là số điện thoại danh bạ của MS. Mặt nạ mã dài cá nhân không được phát đi trên không trung; nó là an ninh hơn và không thể xác định từ ESN hoặc MIN. Mã PN dài có tốc độ chip cố định là 1,2288 MHz. Vì tốc độ chip Walsh là 307,200 ksp/s, nên mỗi chip Walsh được trải bằng 4 chip mã PN dài.

Các dãy trải PN thứ 2 và thứ 3 là các mã ngắn I và Q. Chúng cũng được gọi là các mã PN pilot vì BS sử dụng chúng trong quảng bá tín hiệu đồng bộ pilot trải PN 4 pha. Tất cả các tín hiệu phát trong CDMA, từ MS hoặc từ BS, đều chia sẻ cùng 1 cặp mã pilot này. Các tế bào khác nhau sẽ sử dụng các dịch pha khác nhau đối với mã PN pilot, và tất cả các tín hiệu phát trong cùng tế bào sẽ có cùng một dịch pha mã PN pilot. Các tín hiệu từ các tế bào khác nhau do đó được phân biệt với nhau. Các mã PN pilot I và Q có đa thức sinh tương ứng là:

$$\begin{aligned} g_I(x) &= x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1 \\ g_Q(x) &= x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \end{aligned} \quad (5.76)$$

Các dãy m tạo bởi các đa thức này có chu kỳ bằng $2^{15} - 1 = 32767$. Trong hệ thống này, các mã pilot I và Q là các mã PN kéo dài được thiết kế để có chu kỳ bằng 32768. Chúng nhận được bằng cách chèn số 0 trong lối ra bộ tạo mã sau khoảng chạy 14 số 0 (xảy ra đúng 1 lần cứ mỗi chu kỳ dãy m). Đồng hồ của các bộ tạo mã PN kênh I và kênh Q có tốc độ 1,2288 MHz, giống như của mã dài. Chu kỳ của các mã PN pilot bằng $2^{15} / 1,2288 \text{ MHz} = 26,6667 \text{ ms}$, do đó có đúng 37,5 lần lặp dãy PN pilot trên giây.

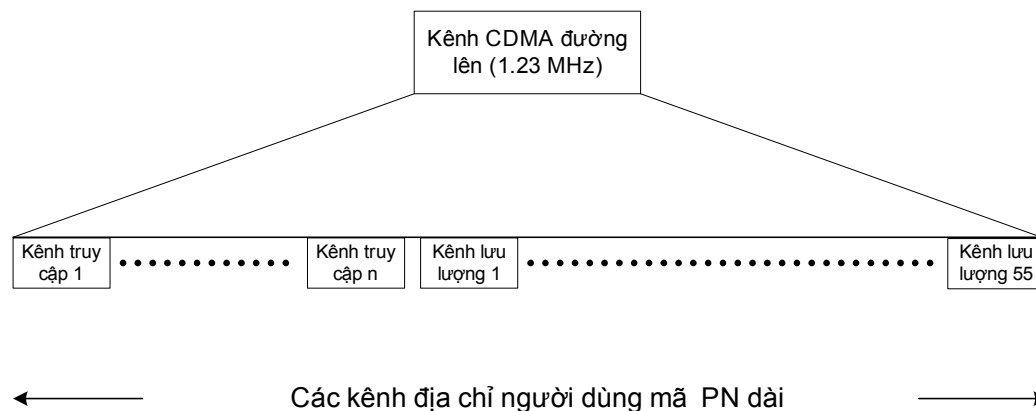
Các chip Walsh đã trải bằng mã PN dài lại được trải PN 4 pha bởi các mã pilot I và Q như trên hình 5.12. Kênh vuông pha có độ trễ 1 nửa chip PN (1 chip PN dài $1/1,2288 \text{ MHz} = 813,8 \text{ ns}$) cho nên sự trải 4 pha được gọi là trải QPSK so le. Sau trải bởi 1 mã dài và 2 mã ngắn, các dạng sóng I và Q được hạn băng bằng bộ lọc FIR số sao cho phổ băng gốc nhận được sẽ chủ yếu tập trung trong $1,23/2 = 0,615 \text{ MHz}$. Các tín hiệu băng gốc được điều chế lên các sóng mang vuông pha, được lọc, cộng, khuếch đại rồi phát đi.

Tóm lại trong truyền dẫn đường lên, dữ liệu số của MS được mã hóa xoắn, lặp lại, xen kẽ khối, mã hóa trực giao bởi các hàm Walsh hai pha, điều chế 2 pha bởi mã PN dài địa chỉ người dùng offset, trải 4 pha bằng 1 cặp các mã PN ngắn địa chỉ tế bào offset, lọc băng gốc, và điều chế các sóng mang vuông pha có tần số kênh vô tuyến được gán. Tín hiệu phát đi được trải trên dải thông 1.23 MHz chia sẻ bởi tất cả các MS trong hệ thống.

Như đã chỉ ra trước đây, mỗi BS sẽ phát quảng bá tín hiệu đồng bộ pilot PN. MS nhận các định thời của nó đối với chip, symbol, khe khung và hệ thống (chuẩn thời gian tuyệt đối như là thời gian GPS) từ nguồn chung bám theo tín hiệu pilot PN mạnh nhất (thường đến từ BS gần nhất). Sự sai khác thời gian (trễ) giữa MS và BS vào khoảng $5.37 \mu\text{s}$ trên 1 dặm ($= 1.61 \text{ km/dặm} / 3 \times 10^8 \text{ km/s}$), hay $5.37/0.8138 = 6.6$ chip PN trên dặm. Đối với bán kính tế bào là 5 dặm chẳng hạn, vùng bất định pha mã PN vào khoảng 33 chip PN hay $33/2^{15} \times 100\% = 0.1\%$ của chu kỳ mã PN pilot. Máy thu tại trạm gốc có thể nhận được đồng bộ chip và đồng bộ khung với MS. Tuy nhiên pha sóng mang không được đồng bộ và quá trình giải điều chế tại trạm gốc là giải điều chế trực giao không kết hợp. Ta chú ý rằng trong hình 5.12 cùng dãy dữ liệu được gửi đi trên cả hai kênh I và kênh Q, cho nên máy phát không dùng điều chế OQPSK cho dãy dữ liệu của nó. Thiết lập OQPSK là nhằm mục đích trải PN 4 pha, tức là mỗi chip PN được điều chế 4 pha. Dữ liệu (đã mã xoắn) được điều chế trực giao 64-phân bởi các hàm Walsh. Nếu phải sử dụng điều chế OQPSK cho dãy dữ liệu, ta có thể thử điều chế OQPSK/trực giao lai ghép 256-phân. Nhằm mục đích này, lối ra bộ mã xoắn và lặp được chia thành các khối 8 (thay cho 6) các bit mã nhị phân. 6 bit đầu tiên có thể dùng để xác định symbol Walsh cho tạo tín hiệu trực giao, còn 2 bit cuối cùng sẽ xác định tín hiệu QPSK trên symbol Walsh. Như vậy symbol Walsh đã

trải bằng mã PN dài sẽ có pha 45, 135, 225 hoặc 315 độ sau trải I và Q bằng các mã PN ngắn. Trong trường hợp này, BS phải bám theo pha sóng mang thu được và thực hiện giải điều chế OQPSK kết hợp trên các symbol Walsh. Điều này có thể gặp khó khăn với điều kiện SNR thấp trên kênh fading. Giải điều chế trực giao 64-phân không bị ảnh hưởng bởi điều chế dữ liệu OQPSK. Ưu điểm của điều chế dữ liệu OQPSK là tiết kiệm dải thông hoặc tăng tốc độ bit. Vì pha sóng mang từ symbol Walsh này đến symbol Walsh khác không được thay đổi nhiều trong kênh fading chậm, nên ta cũng có thể xem xét DPSK là phương thức không yêu cầu kết hợp pha sóng mang tuyệt đối như phương pháp điều chế dữ liệu khác.

Đường lên CDMA gồm 0 hoặc nhiều hơn các kênh truy nhập và các kênh lưu lượng. Các kênh này chia sẻ cùng dải thông CDMA; chúng là các kênh mã được xác định bởi dịch mã PN dài khác nhau. Các kênh truy nhập được các MS sử dụng để liên lạc từ MS đến BS. Chúng được dùng để trao đổi các thông báo ngắn như khởi xướng cuộc gọi, trả lời tìm gọi và các đăng kí. Nghi thức truy nhập ngẫu nhiên phân khe được dùng trên kênh truy nhập. Trong hình 5.13 có chỉ ra ví dụ đối với tất cả các tín hiệu thu được bởi BS trên anten séc tơ cụ thể. Mỗi kênh CDMA đường lên có thể có đến 62 kênh lưu lượng và đến 32 kênh truy nhập trên kênh tìm gọi được hỗ trợ.

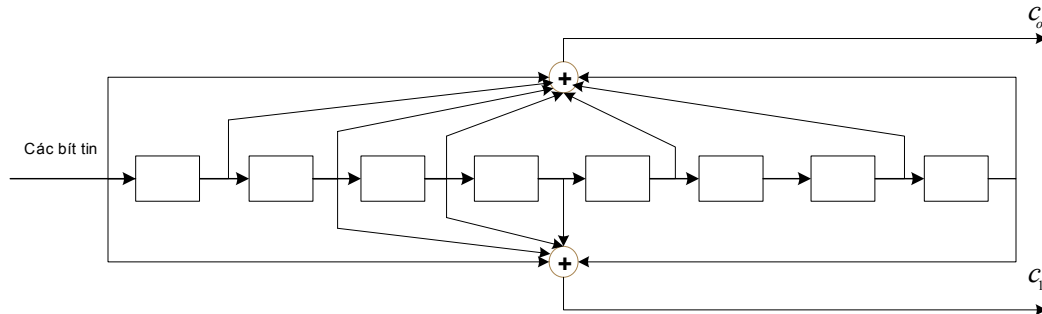


Hình 5.13 Ví dụ về kênh CDMA đường lên với tín hiệu thu được tại BS

5.5.3. Kênh CDMA đường xuống

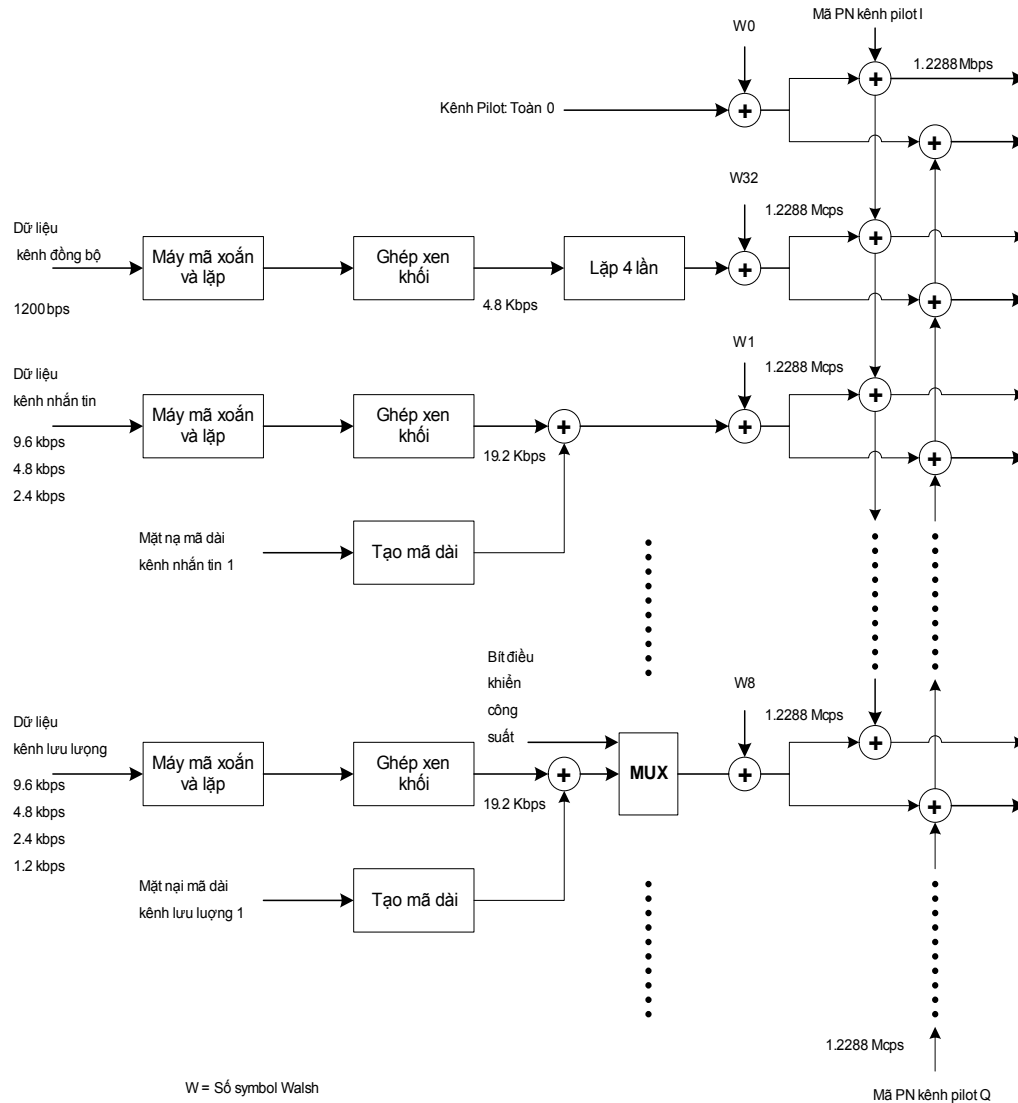
Kênh CDMA đường xuống chứa 64 kênh mã được phát trên dải thông 1.23 MHz. Tín tức được mã hóa bằng bộ mã xoắn tốc độ $1/2$, độ dài hạn chế $K_c = 9$ (hình 5.14), được lặp lại nếu tốc độ dữ liệu nhỏ hơn 9600 bps, được xen kẽ khối, trải 2 pha bằng mã PN dài bởi mặt nạ mã địa chỉ người dùng, được điều chế 2 pha bởi hàm Walsh (có 64 chip Walsh), được trải 4 pha I và Q bằng 2 mã ngắn PN pilot, được lọc, và được điều chế trên các sóng mang vuông pha (hình 5.15). Phép trải bằng mã PN dài là phép xáo trộn nhằm cung cấp độ riêng tư dữ

liệu cho MS. 64 kênh mã mỗi kênh được xác định bằng hàm Walsh. Tính trực giao giữa các hàm Walsh cung cấp sự cách li gần như hoàn hảo giữa các tín hiệu phát đi bởi BS, và các tín hiệu ghép kênh này là phân biệt được tại máy thu MS. Chú ý rằng trong kênh CDMA đường xuống, việc trải là trải PN QPSK, nhưng điều chế dữ liệu là BPSK. Ta có thể cải thiện hiệu quả dải thông hoặc tốc độ dữ liệu bằng cách dùng điều chế QPSK trên dãy dữ liệu.



Hình 5.14 Máy mã xoắn tốc độ 1/2, độ dài hạn chế $K_c = 9$ cho kênh CDMA đường xuống

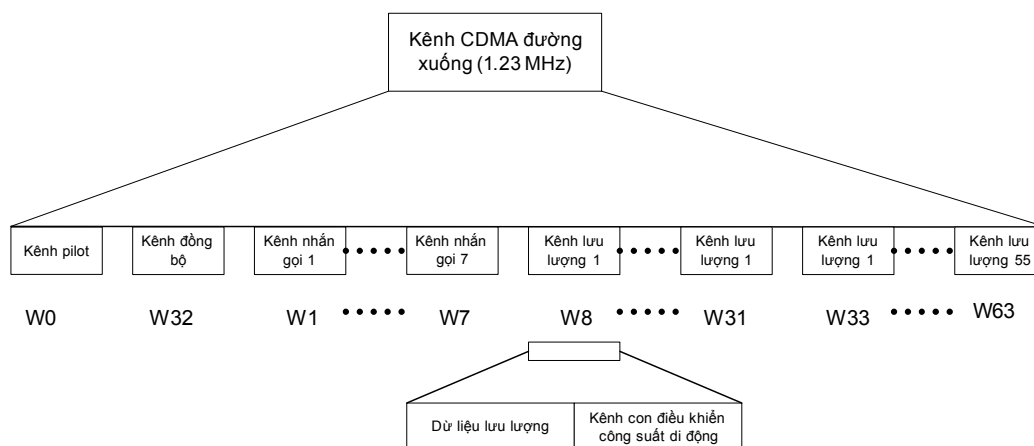
Vấn đề quan trọng trong thiết kế dạng sóng đường xuống là sử dụng tín hiệu pilot (được phát đi bởi mỗi BS như chuẩn sóng mang kết hợp cho giải điều chế bởi các MS). Tín hiệu kênh pilot không bị điều chế bởi tín tức và dùng hàm Walsh 0 (64 số không). Như vậy tín hiệu này chỉ gồm cặp vuông pha các mã PN ngắn. Nó được phát đi với mức công suất tương đối cao hơn các loại tín hiệu khác, vì thế cho phép bám cực kì chính xác. MS có thể nhận được đồng bộ với BS gần nhất không cần biết trước nhận dạng của BS bằng cách tìm kiếm trên toàn bộ độ dài của mã PN ngắn. Dịch thời gian của tín hiệu mạnh nhất ứng với dịch thời gian của mã PN ngắn BS gần nhất. Sau đồng bộ, tín hiệu pilot được dùng làm chuẩn pha sóng mang kết hợp để giải điều chế các tín hiệu khác từ BS. Hình 5.16 là ví dụ của tất cả các tín hiệu phát đi bởi BS trên an ten séc tơ cụ thể. Vì số hàm Walsh sử dụng trong hệ thống này là 64, nên có 64 kênh mã trực giao đường xuống. Có kênh đồng bộ là kênh ở đó các chi tiết đồng bộ còn lại và các tín tức hệ thống khác được phát cho MS bởi BS. Sau khi đã thu được kênh đồng bộ, MS có thể chọn 1 trong các kênh tìm gọi để nghe thông tin hệ thống khác và nghe các tìm gọi. Trong số 62 kênh mã đường xuống khác có 7 kênh là kênh tìm gọi và 55 kênh còn lại là các kênh lưu lượng. Cấu hình có thể khác có thể thay thế từng kênh tìm gọi một bằng kênh lưu lượng đến khi không còn kênh tìm gọi nào. Lưu ý rằng việc sử dụng hàm walsh đường xuống là khác với sử dụng ở đường lên. Trên đường xuống, các hàm Walsh được dùng để tạo mặt nạ trực giao của 64 kênh mã trực giao. Việc chọn hàm walsh được xác định bởi kênh mã được gán của MS. Trên đường lên, các hàm walsh được dùng để điều chế dữ liệu 64-phân. Việc chọn hàm walsh được xác định bởi thông tin phát đi của MS.



Hình 5.15 Máy phát cho 1 kênh CDMA đường xuống

Một lần nữa ta nhắc lại rằng kênh tìm gọi trên đường xuống CDMA là kênh mã (xác định bởi hàm walsh) dùng để phát thông tin điều khiển và các tìm gọi từ BS đến MS. Kênh pilot là tín hiệu trải phổ dây trực tiếp không điều chế được phát đi liên tục bởi mỗi BS dùng mã PN pilot. Kênh pilot cho phép MS nhận biết (bắt) định thời của kênh CDMA đường xuống, cung cấp chuẩn pha cho giải điều chế kết hợp và cung cấp chuẩn để so sánh cường độ tín hiệu giữa các BS để xác định khi nào thì H/O. Các mã PN pilot là cặp dãy PN độ dài cực đại cải biên có chu kỳ 2^{15} dùng để trải kênh CDMA đường xuống và đường lên. Các

BS khác nhau được cách li và nhận dạng bởi các dịch dãy PN pilot riêng cùng pha với nhau.



Hình 5.16 Ví dụ một kênh phát CDMA đường xuống

Chương 6

CÁC ỨNG DỤNG CỦA KỸ THUẬT TRÁI PHỐ

6.1 THÔNG TIN VỆ TINH

Ý tưởng liên lạc sử dụng vệ tinh được đề xuất bởi Clarke vào năm 1945 và trở thành hiện thực vào những năm cuối 1950 với sự phóng các vệ tinh Sputnik, Explorer 1 và Score. Từ đó thông tin vệ tinh đã phát triển như 1 hiện tượng. Phần lớn các vệ tinh thông tin đều thực hiện chức năng *phát* (transmitting) đường xuống nhằm *trả lời* (responding) đường lên, vì thế chúng được gọi là các *bộ phát đáp* (transponder). Những tiến bộ của công nghệ vi điện tử cho phép thực hiện 1 số xử lý tín hiệu (giải điều chế, lọc và điều chế lại) ngay trên vệ tinh trước khi phát các tín hiệu đường xuống. Việc xử lý tín hiệu ngay trên vệ tinh có ưu điểm trong mã/giải mã và khử nhiễu. Ngoài việc dùng như trạm chuyển tiếp trong hệ thống thông tin, các vệ tinh còn rất quan trọng trong các lĩnh vực khác như là dẫn đường, hệ thống định vị, chụp ảnh và thám hiểm vũ trụ.

Ưu điểm chính của các hệ thống thông tin vệ tinh là nó có vùng phủ rộng, rất phù hợp cho thông tin với các địa điểm ở xa. So với các hệ thống mặt đất, các đường truyền vệ tinh ít bị pha đỉnh kênh hơn. Tuy nhiên chúng có tổn hao truyền sóng không gian tự do lớn hơn và độ trễ lớn hơn do độ cao của vệ tinh. Suy hao do mưa cũng là vấn đề khi tần số công tác cao hơn 8 GHz. Đối với đường truyền vệ tinh, các trạm mặt đất có kích thước an ten thay đổi tùy thuộc vào hệ thống cụ thể. Các an ten hình đĩa có kích thước đường kính lớn hơn 10 m, yêu cầu các cấu trúc đỡ lớn, trong khi các an ten nhỏ hơn với đường kính 3-10 m dễ lắp đặt và bảo dưỡng hơn. Trong 1 vài ứng dụng đặc biệt và đối với các máy di động phát và thu tín hiệu tốc độ thấp từ vệ tinh, kích thước an ten thường nhỏ hơn 3 m đường kính thậm chí nhỏ đến 0.3 m. Các an ten như vậy được gọi là đầu cuối khẩu độ rất nhỏ VSAT.

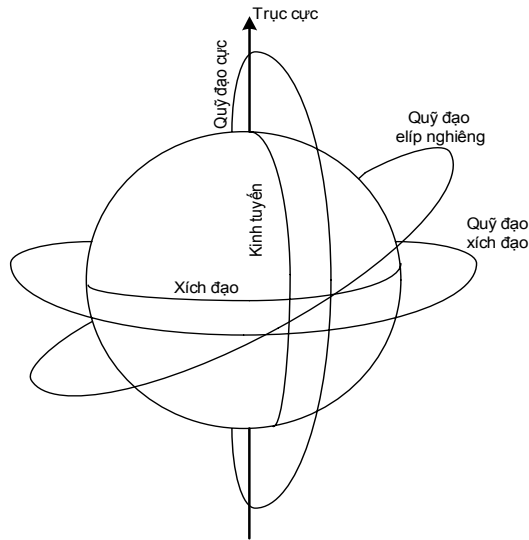
Quỹ đạo của vệ tinh xung quanh trái đất có thể là: (a) xích đạo, nằm trên mặt phẳng xích đạo; (b) nghiêng, tạo thành 1 góc đối với mặt phẳng xích đạo; (c) cực, khi góc nghiêng là 90° . Quỹ đạo cũng có thể là elip hoặc tròn. Các quỹ đạo khác nhau được trình bày trên hình 6.1. Đối với quỹ đạo elip (dành cho hệ thống thông tin chuyên dụng), điểm xa nhất của quỹ đạo so với trái đất được gọi là điểm cực viễn, còn điểm gần nhất được gọi là điểm cực cận. Trong giai đoạn cực viễn tốc độ vệ tinh là chậm hơn so với trong giai đoạn cực cận. Đối với quỹ đạo tròn, tốc độ v_s phải sao cho lực hướng tâm bằng với lực hấp dẫn. Nếu độ cao của vệ tinh là h , thì vận tốc của vệ tinh là

$$v_s = \sqrt{\frac{g_e}{r_e + h}} \quad (6.1)$$

ở đây $r_e = 6378$ km là bán kính trái đất, $g_e = 3.9861352 \times 10^5$ km³/s² là hệ số hấp

dẫn, bằng tích của hằng số hấp dẫn và trọng lượng trái đất. Vì tổng khoảng cách đối với 1 vòng quay đầy đủ là $2\pi(r_e + h)$, nên thời gian cần thiết để vệ tinh quay hết 1 vòng là:

$$T = \frac{2\pi(r_e + h)}{v_s} = \frac{2\pi(r_e + h)^{1.5}}{\sqrt{g_e}} \quad (6.2)$$



Hình 6.1 Các quỹ đạo vệ tinh khác nhau

Cả vệ tinh địa tĩnh và trái đất đều quay hết 1 vòng trong cùng thời gian khoảng 23 giờ 56 phút và 4 giây (1 ngày thiên văn). Sử dụng giá trị này cho T , ta tìm được độ cao của vệ tinh địa tĩnh là $h = 35786$ km. Các vệ tinh ở độ cao cỡ hàng trăm dặm được gọi là vệ tinh quỹ đạo thấp (LEO). Để ý rằng thời gian để sóng vô tuyến đi đến vệ tinh địa tĩnh và quay lại là $2 \times 35786 / (3 \times 10^5) = 0.24$ s. Độ trễ như vậy trong nói chuyện điện thoại là cảm thấy được và có thể là khó chịu đối với 1 số người. Do đó, đường truyền vệ tinh địa tĩnh không hay dùng trong nói chuyện điện thoại. Các vệ tinh LEO có độ trễ ít hơn nhiều cho nên chúng không gặp vấn đề gì đối với điện thoại. Trên thực tế chúng được dùng cho các hệ thống vô tuyến tế bào.

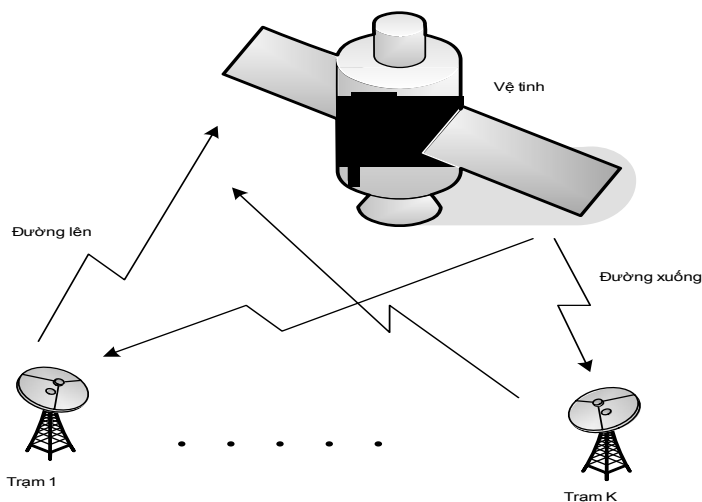
Vùng phủ sóng của vệ tinh, thường gọi là "dấu chân", là diện tích bề mặt trái đất dự định thu tín hiệu từ vệ tinh với cường độ cụ thể nào đó. Nó phụ thuộc vào độ rộng chùm anten vệ tinh và vào độ cao. Ta mong muốn giới hạn vùng phủ sóng sao cho góc ngẩng không quá nhỏ để giảm cự li nhìn thẳng (line-of-sight). Nếu trạm mặt đất nhìn thấy vệ tinh ở góc ngẩng quá thấp (gần chân trời), thì cự li là lớn. Do đó ảnh hưởng làm xấu tín hiệu cũng lớn. Trong trường hợp này, ta không muốn tính đến tất cả các điểm nhìn thấy của vệ tinh trong vùng phủ sóng và góc ngẩng thực tế thường lớn hơn 10° .

Vệ tinh địa tĩnh nhìn thấy được bởi hơn 1/3 bề mặt trái đất. Do đó phủ

sóng toàn cầu (trừ các vùng cực) là có thể chỉ với 3 vệ tinh địa tĩnh trên xích đạo. Mặt khác vệ tinh LEO chỉ nhìn thấy được bởi 1 điểm trên trái đất trong 1 phần thời gian. Do đó, để phủ sóng liên tục phải có nhiều vệ tinh trên quỹ đạo. Mỗi trạm mặt đất phải bám vị trí của vệ tinh di chuyển trên nó rồi chuyển sang vệ tinh tiếp theo khi vệ tinh này di chuyển đến vùng phủ có chứa trạm mặt đất. Điều này yêu cầu mạch bám chính xác, tức cần nhiều thiết bị hơn và đắt hơn đối với các trạm mặt đất. Ưu điểm của các vệ tinh LEO là chúng có quỹ đạo thấp hơn và rẻ hơn khi phóng lên quỹ đạo. Vì quỹ đạo thấp hơn tức gần trái đất hơn, nên tổn hao truyền sóng ít hơn và công suất yêu cầu bởi các vệ tinh LEO cũng ít hơn.

6.1.1 Đa truy nhập

Mô tả đơn giản của hệ thống thông tin vệ tinh đa truy nhập như hình 6.2. Ở đây một vài trạm mặt đất cả lớn cả nhỏ liên lạc với vệ tinh bằng cách phát và thu các tín hiệu đến và đi từ vệ tinh. Tần số sóng mang đường lên khác với tần số sóng mang đường xuống. Đối với các hệ thống FDMA, các người dùng (trạm mặt đất) sử dụng các tần số sóng mang khác nhau (tránh nhau về tần số). Trong các hệ thống TDMA, các người dùng khác nhau phát tại các khe thời gian khác nhau, như vậy chúng tránh nhau về thời gian. Sử dụng quốc tế đầu tiên của hệ thống TDMA là INTELSAT V (hoạt động năm 1980). Đối với các hệ thống CDMA, tất cả các người dùng phát đồng thời và dùng cùng băng tần nhưng với các mã trải phổ khác nhau. Kỹ thuật dây trực tiếp thường được dùng để trải phổ trong hệ thống CDMA.



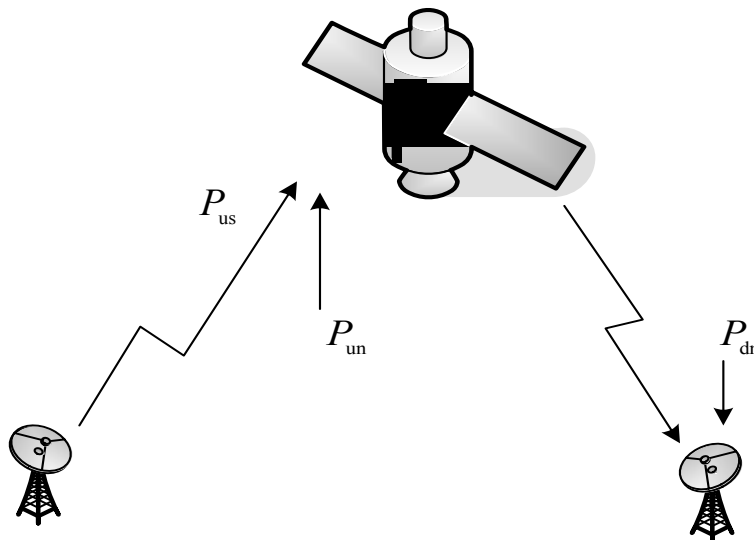
Hình 6.2 Hệ thống thông tin vệ tinh

Nhiều là 1 vấn đề khi các vệ tinh lảng giềng được cách li không đủ. Trên đường xuống, trạm mặt đất có thể thu nhiễu từ các vệ tinh khác ngoài vệ tinh mong muốn. Trên đường lên, vệ tinh thu các tín hiệu từ trạm mặt đất mong muốn và nhiễu từ các trạm mặt đất khác. Đây là vấn đề lớn nhất là với các anten nhỏ

có độ rộng chùm lớn. Để giảm bớt vấn đề này, các khoảng bảo vệ tần số theo không gian được chèn vào giữa các tần số dùng bởi các vệ tinh lân cận. Trong hệ thống vệ tinh FDMA, các kênh tần số được phân cách bởi các khoảng bảo vệ để giảm nhiễu từ các tần số lân cận. Để ý rằng do điều chế, tín hiệu có thể không chứa hoàn toàn trong băng tần cấp phép của nó và sự rò rỉ công suất sang các băng tần lân cận là hoàn toàn có thể. Trong hệ thống vệ tinh TDMA, các khoảng bảo vệ theo thời gian được dùng để phối hợp các độ trễ truyền sóng khác nhau, nhất là trong hệ thống LEO. Phần mào đầu liên quan đến các khoảng bảo vệ (tần số hoặc thời gian) tăng tuyến tính theo số người dùng. Tuy nhiên trong các hệ thống CDMA, nhiễu được trải trên phổ tần rộng và không cần khoảng bảo vệ nào để hoạt động tốt. Độ rộng chùm của anten mặt đất có thể rộng hơn, do đó anten là đủ nhỏ để lắp trên xe. Bằng cách tránh các khoảng bảo vệ, sử dụng phân cực đứng và phân cực ngang, và gán lại kênh tức thời trong các quãng nghỉ của cuộc đàm thoại, hệ thống vệ tinh CDMA có thể cung cấp nhiều hơn khoảng 2.5 lần các cuộc đàm thoại so với hệ thống FDMA hoặc TDMA có cùng dải thông. Tuy nhiên nhược điểm của hệ thống CDMA là tốc độ bit dữ liệu thấp so với các hệ thống khác (trong truyền dữ liệu). Ví dụ của hệ thống vệ tinh CDMA là hệ thống OmniTRACS được phát triển và khai thác bởi hãng Qualcomm. Nó là vệ tinh băng Ku, cung cấp dịch vụ cho các công ty vận chuyển. Nó hỗ trợ thông tin 2 chiều với hơn 25000 xe cộ ở Bắc Mỹ, Châu Âu, Mỹ La tinh, Nhật bản.

6.1.2 Tỉ số tín/tạp

Tham số quan trọng trong việc tính toán hiệu suất của hệ thống thông tin số là tỉ số giữa năng lượng bit tín hiệu và mật phổ công suất tạp âm (SNR), có liên quan chặt chẽ với tỉ số sóng mang trên tạp âm (CNR). Ta sẽ tìm các biểu thức của CNR và SNR. Việc phân tích công suất tín hiệu và công suất tạp từ máy phát đến máy thu được gọi là phân tích quỹ đường truyền.



Hình 6.3 Các số liệu trong tính toán tỷ số sóng mang trên tạp âm CNR

Để tìm CNR ta xét hình 6.3. Kí hiệu công suất tín hiệu thu được bởi vệ tinh trên đường lên là P_{us} , bao gồm công suất của trạm mặt đất, độ tăng ích an ten phát và thu, tổn hao đường truyền và tổn hao khí quyển. Tổn hao truyền sóng tỉ lệ với bình phương khoảng cách từ nguồn đến máy thu và tỉ lệ nghịch với bình phương bước sóng tín hiệu. Tổn hao khí quyển chủ yếu là do hấp thụ bởi hơi nước và ô xy trong khí quyển tại các tần số thấp hơn 6 GHz. Tại các tần số cao hơn suy hao do mưa trở nên đáng kể và cần phải tính đến. Ngoài tín hiệu, còn có tạp âm ở lối vào máy phát đáp. Giả sử công suất tạp âm là P_{un} , bao gồm tạp âm từ đường truyền lên và tạp âm tạo nên bởi tuyến trước của vệ tinh (RF front end). Công suất tạp âm thường tính như sau: $P_{un} = kT_{e,u}B$, ở đây k là hằng số Boltzmann, $T_{e,u}$ là nhiệt độ tạp âm tương đương, còn B là dải thông của hệ thống. Tổng công suất thu được bởi vệ tinh là

$$P_{ur} = P_{us} + P_{un} \quad (6.3)$$

Sau đó công suất này được khuếch đại lên bởi bộ phát đáp với hệ số khuếch đại G_{sat} rồi phát đến trạm mặt đất trên đường xuống. Giả sử độ khuếch đại tổng cộng trên đường xuống là G_{down} , bao gồm độ khuếch đại an ten thu của trạm mặt đất, tổn hao truyền sóng không gian tự do, tổn hao khí quyển và các tổn hao khác. Kí hiệu công suất tạp âm đường xuống là P_{dn} , bao gồm tạp âm khí quyển, tạp âm bầu trời, và tạp âm ở tuyến cao tần của trạm mặt đất thu. Do đó tổng công suất thu bởi trạm mặt đất là

$$P_{dr} = G_{down} G_{sat} [P_{us} + P_{un}] + P_{dn} = G_{down} G_{sat} P_{us} + [G_{down} G_{sat} P_{un} + P_{dn}]$$

Phần thứ nhất là công suất tín hiệu còn phần thứ 2 là công suất tạp âm. Do đó CNR tổng thể là

$$CNR = \frac{G_{down} G_{sat} P_{us}}{G_{down} G_{sat} P_{un} + P_{dn}} = \frac{1}{(P_{un} / P_{us}) + (P_{dn} / [G_{down} G_{sat} P_{us}])} = \frac{1}{(CNR_u)^{-1} + (CNR_d)^{-1}} \quad (6.4)$$

ở đây $CNR_u = P_{us} / P_{un}$ là CNR đường lên, còn $CNR_d = G_{down} G_{sat} P_{us} / P_{dn}$ là CNR đường xuống. Chú ý rằng

$$CNR \leq \min\{CNR_u, CNR_d\} \quad (6.5)$$

Tức là CNR không bao giờ lớn hơn cái nhỏ hơn trong CNR đường lên và CNR đường xuống. Điều này rất có ích trong thiết kế hệ thống.

Bây giờ giả sử rằng tạp âm là trắng với PSD hai phía là $N_0/2$. Để tính xác suất lỗi bit, ta cần SNR (chính là E_b / N_0). Coi T là độ dài 1 bit, ta có $E_b = TP_s$, với P_s là công suất trung bình của tín hiệu. Giả sử rằng truyền dẫn sử dụng dải thông B Hz, thì công suất tạp âm là $(2B)(N_0/2) = BN_0$. Do đó

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{TP_s}{N_0} = (BT) \frac{P_s}{N_0 B} = (BT).CNR \quad (6.6)$$

Như vậy có thể tính được E_b / N_0 từ CNR. Giả sử rằng đường lên và

đường xuống sử dụng cùng tốc độ bit $1/T$ bps và cùng dải thông B Hz, ta có:

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{total} \equiv \frac{E_{b,total}}{N_{0,total}} = \frac{1}{(E_b/N_0)_u^{-1} + (E_b/N_0)_d^{-1}} \quad (6.7)$$

ở đây $(E_b/N_0)_u$ và $(E_b/N_0)_d$ tương ứng là tỉ số năng lượng trên bit trên PSD tap âm đối với đường lên và đường xuống. Xác suất lỗi là hàm của $(E_b/N_0)_{total}$. Dạng hàm phụ thuộc vào loại điều chế cụ thể được sử dụng. Đối với BPSK, ta có

$$P_b = Q(\sqrt{2(E_b/N_0)_{total}})$$

Do đó dựa trên P_b mong muốn, có thể tìm được $(E_b/N_0)_{total}$ yêu cầu, sau đó phân cho $(E_b/N_0)_u$ và $(E_b/N_0)_d$ dùng (6.7).

Đề ý rằng (E_b/N_0) không phụ thuộc vào dải thông của hệ thống. Do đó biểu thức trên áp dụng được cho cả hệ thống FDMA và TDMA. Trong trường hợp CDMA, còn có tap âm gây bởi nhiễu đa người dùng. Nếu coi nhiễu này như tap âm trắng dải rộng, ta có

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{total} \equiv \frac{E_{b,total}}{N_{0,total}} = \frac{1}{(E_b/N_0)_u^{-1} + (E_b/N_0)_d^{-1} + (E_b/N_0)_I^{-1}} \quad (6.8)$$

ở đây $(E_b/N_0)_I$ là tỉ số năng lượng bit trên nhiễu. Dùng xấp xỉ Gao xơ, ta có

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{total} = \frac{1}{(E_b/N_0)_u^{-1} + (E_b/N_0)_d^{-1} + \frac{2(K-1)}{3N}} \quad (6.9)$$

Ta thấy rằng tỉ số tín/tạp bị hạn chế bởi 3 yếu tố: SNR đường lên, SNR đường xuống, và nhiễu đa truy nhập. Yếu tố yếu nhất trong 3 yếu tố sẽ hạn chế hiệu suất tổng thể. Vì thế khi có vài người dùng SNR đường lên và đường xuống là các yếu tố chính. Mặt khác khi các SNR cao, nhiễu đa người dùng là yếu tố chính.

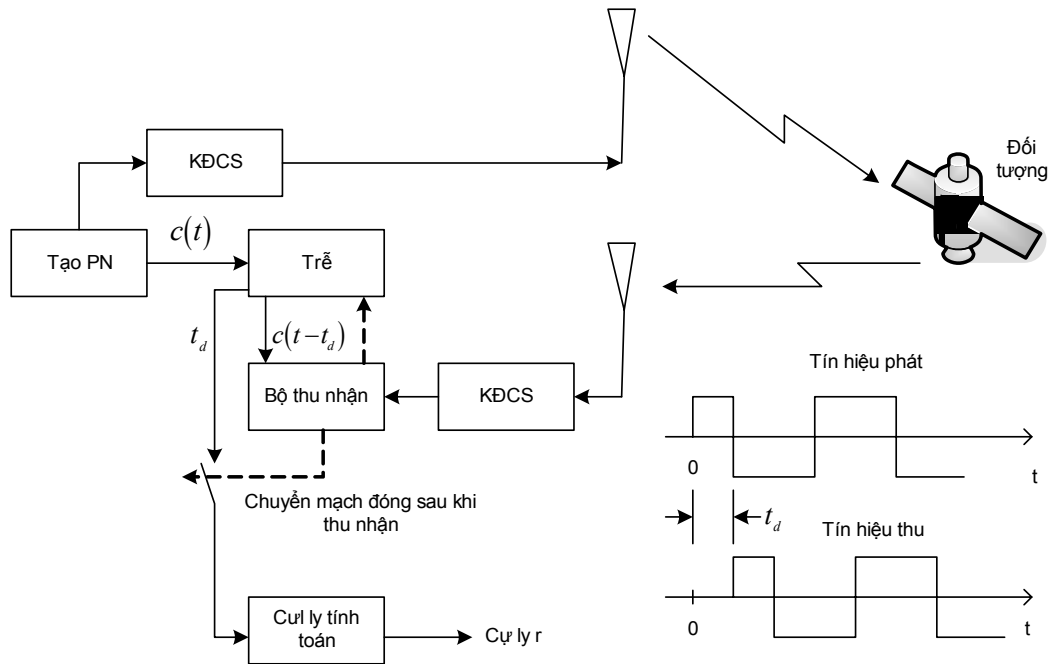
Nếu có các tap âm khác như tap điều chế chéo, thì có thể kể đến chúng theo cách như trên. Đối với FDMA, có thể có tap do xuyên âm. Tap này cũng được tính đến hoàn toàn tương tự.

6.2 ĐO CỤ LI

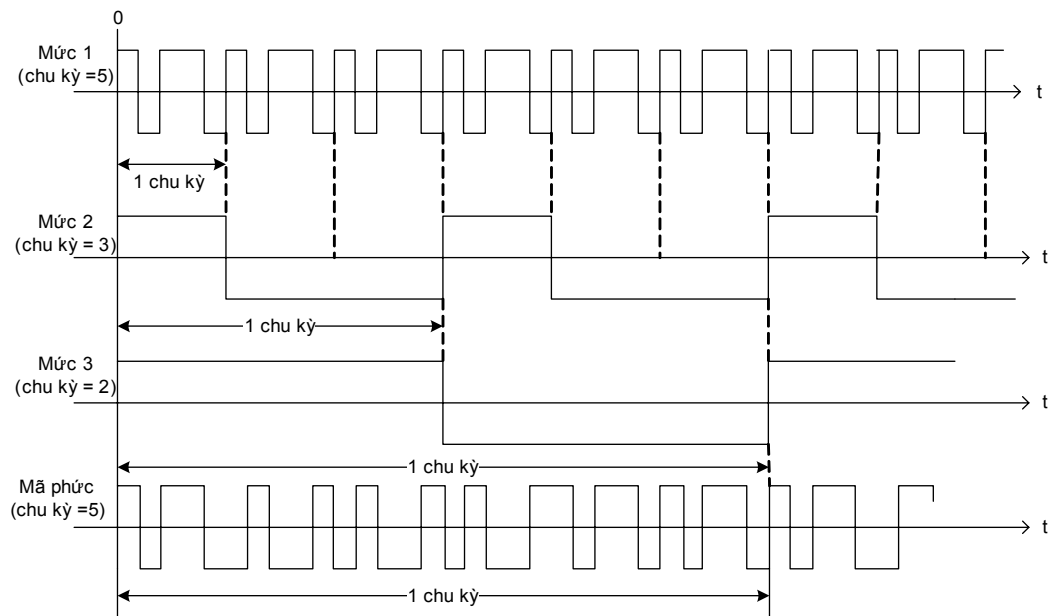
Tín hiệu DS/SS có thể được sử dụng để đo cự li giữa 2 điểm. Hệ thống đo cự li như vậy có thể sử dụng chẳng hạn để xác định khoảng cách của vệ tinh. Điều này được thực hiện bằng cách phát đi tín hiệu DS/SS từ nguồn. Tín hiệu này được phản xạ lại máy phát bởi đối tượng, từ đó máy phát có thể tách hiệu pha giữa tín hiệu phản xạ và tín hiệu chuẩn (phát đi). Có thể xác định pha này sau khi đã bắt/đồng bộ tín hiệu PN trở lại. Biết độ dài chip, có thể biến đổi pha thành độ trễ thời gian, rồi độ trễ thời gian lại được biến đổi thành khoảng cách vì ta đã biết tốc độ của sóng vô tuyến.

Sơ đồ khối của hệ thống đo cự li như vậy được biểu diễn ở hình 6.4. Tín hiệu PN phản xạ lại từ đối tượng mục tiêu sẽ đi qua hệ thống con bắt. Sau khi

bắt, ta nhận được độ trễ thời gian. Giả sử rằng quá trình bắt có thể đồng chỉnh 2 dãy đến 1 phần của thời gian chip, ví dụ ΔT_c , ở đây T_c là độ dài chip còn $\Delta \leq 1$.



Hình 6.4 Sơ đồ khối của hệ thống đo cự ly sử dụng kỹ thuật trải phổ



Hình 6.5 Một ví dụ dãy thành phần 3 mức

Khi đó độ trễ thời gian có thể xác định đến độ chính xác ΔT_c giây. Nếu độ trễ thời gian là t_d , thì cự li giữa máy phát và đối tượng mục tiêu là:

$$r = \frac{1}{2} 3 \times 10^8 (m/s) \times t_d (s) = 1.5 \times 10^8 t_d (m) \quad (6.10)$$

Độ trễ cực đại mà hệ thống có thể nhận biết được là bằng chu kì của dây PN. Nếu dây PN có chu kì là N và độ dài chip là T_c , thì độ trễ thời gian cực đại mà hệ thống có thể nhận biết được là NT_c s, tương ứng với cự li $1.5 \times 10^8 NT_c (m)$. Cự li đo được cực tiểu là $1.5 \times 10^8 \Delta T_c (m)$. Sai số cự li nằm trong khoảng $\pm 1.5 \times 10^8 \Delta T_c (m)$. Δ càng nhỏ hệ thống càng mất nhiều thời gian để nhận biết, nhưng độ chính xác tăng lên. T_c nhỏ hơn cũng làm tăng độ chính xác, nhưng với sự trả giá là dải thông kênh lớn hơn.

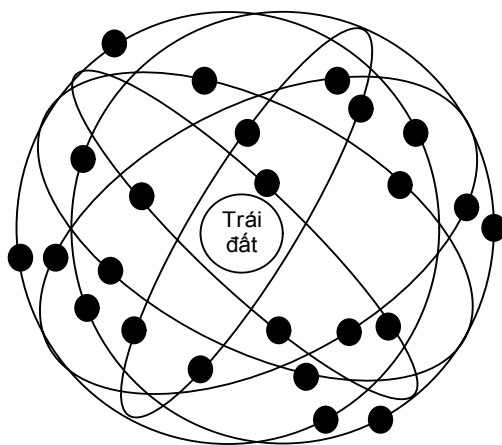
Để hệ thống có thể đo được cự li xa mà vẫn giữ nguyên độ chính xác, thì chu kì N của dây PN phải dài. Tuy nhiên dây có chu kì dài đòi hỏi thời gian bắt trung bình dài hơn. Để giải quyết vấn đề này, một loại dây gọi là *dây thành phần* có thể được xây dựng từ vài dây PN có độ dài ngắn hơn. Để minh họa, giả sử rằng ta có 3 dây PN chu kì l_1, l_2, l_3 . Nếu các chu kì này nguyên tố cùng nhau thì có thể nhận được dây thành phần có chu kì $l_1 l_2 l_3$.

Điều này được thực hiện như sau. Trước tiên ta tạo tín hiệu PN bằng dây PN thứ nhất. Sau đó tín hiệu kết quả điều chế tín hiệu PN thứ 2 có thời gian chip bằng chu kì của tín hiệu PN thứ nhất. Tín hiệu tổng hợp nhận được đem đi điều chế tín hiệu PN thứ 3 có thời gian chip bằng tích các chu kì của tín hiệu PN thứ nhất và thứ 2. Điều này được chỉ ra trên hình 6.5 với $l_1 = 5$, $l_2 = 3$ và $l_3 = 2$. Dây cuối cùng có chu kì 30. Quá trình bắt như sau: đầu tiên thực hiện bắt cấp 1 của dây, việc này yêu cầu tìm kiếm qua l_1 ô (giả sử rằng tìm kiếm nối tiếp được dùng và rằng các cập nhật tìm kiếm là 1 chip 1 lần). Sau khi dây cấp 1 đã được bắt, cấp thứ 2 có thể bắt bằng tìm kiếm qua l_2 ô, vân vân cho cấp tiếp theo của dây. Nói chung $\sum_{i=1}^L l_i$ ô được tìm kiếm đối với dây L cấp có chu kì $\prod_{i=1}^L l_i$ chip. Nhược điểm của các dây thành phần là dây tổng hợp có thể không có tính chất tự tương quan tốt. Do đó, xác suất cảnh báo nhầm là lớn hơn trong quá trình bắt.

Hệ thống đo cự li ở trên là hệ thống turn-around, nghĩa là tín hiệu đo cự li được phản xạ hoặc vọng lại bởi mục tiêu. Hệ thống đo cự li cũng có thể xây dựng mà không yêu cầu mục tiêu phải vọng lại tín hiệu đo. Trong trường hợp này, tín hiệu PN được phát đi và thu lại bởi máy thu biết chính xác thời điểm phát tín hiệu PN, tức là nó có đồng hồ chính xác, đồng bộ với đồng hồ của máy phát. Với thời gian phát của tín hiệu PN đã biết, máy thu có thể xác định độ trễ thời gian của tín hiệu và có thể tính toán cự li giữa máy phát và máy thu.

6.3 HỆ THỐNG ĐỊNH VỊ TOÀN CẦU (GPS)

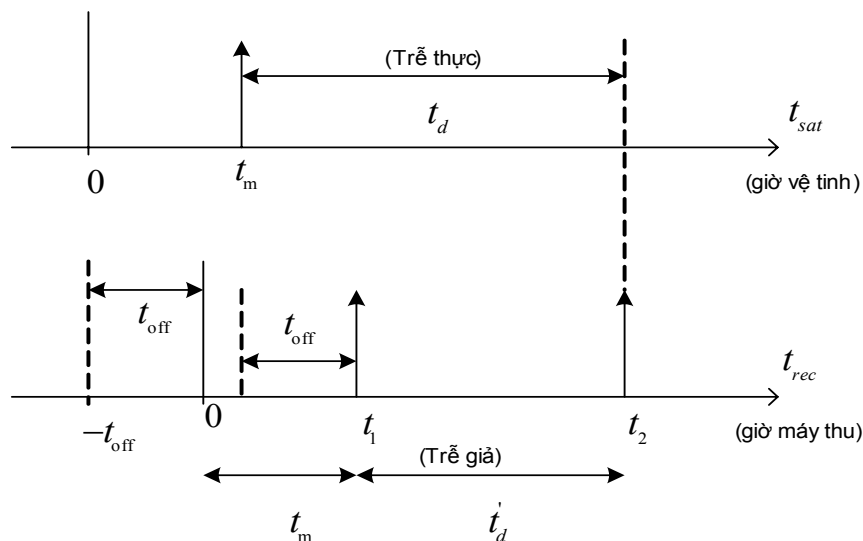
GPS cho phép máy thu trên mặt đất xác định được vị trí của nó với độ chính xác cao, trong phạm vi 10 - 20 m. Ý tưởng như sau. Dựa trên vệ tinh có vị trí đã biết, nếu máy thu biết rằng nó cách vệ tinh này a_1 mét, thì nó phải nằm trên bề mặt của hình cầu bán kính a_1 với tâm ở vệ tinh. Nếu máy thu cũng biết rằng nó cách vệ tinh thứ 2 (có vị trí đã biết) là a_2 mét, thì nó phải nằm trên vòng tròn là giao của 2 hình cầu: hình cầu thứ nhất có bán kính a_1 và tâm ở vệ tinh thứ nhất, hình cầu thứ 2 có bán kính a_2 và tâm ở vệ tinh thứ 2. Bây giờ nếu nó cách vệ tinh thứ 3 (có vị trí đã biết) là a_3 mét, thì nó phải ở 1 trong 2 điểm là giao của 3 hình cầu với bán kính a_i mét và tâm ở vệ tinh thứ i ($i = 1, 2, 3$). Trong hệ thống GPS, 1 trong 2 điểm có thể loại bỏ (chẳng hạn điểm này nằm bên trong trái đất). Do đó vị trí của máy thu trên mặt đất có thể xác định 1 cách duy nhất từ việc biết 3 khoảng cách từ 3 vệ tinh có vị trí đã biết. Các khoảng cách này được xác định bằng phương pháp đo cự li SS đã nêu ở trên. Mỗi vệ tinh phát 1 tín hiệu cự li của mình (tín hiệu DS/SS) cùng với thông tin về vị trí của nó và thời điểm phát; máy thu bắt tín hiệu cự li và giải mã thông tin đi kèm để xác định độ trễ thời gian từ thời điểm phát đến thời điểm thu. Sau khi đã biết độ trễ, có thể tính được khoảng cách. Ở đây ta giả thiết rằng máy thu có đồng hồ chính xác, đồng bộ với đồng hồ vệ tinh. Giả thiết đồng bộ này có thể bỏ đi nếu biết khoảng cách từ máy thu đến vệ tinh thứ 4 (có vị trí đã biết).



Hình 6.6 Các quỹ đạo của 24 vệ tinh NAVSTAR trong hệ thống GPS

Hệ thống GPS bắt đầu hoạt động năm 1993 bởi Bộ quốc phòng. Nó có ứng dụng trong dẫn đường mặt đất, trên biển và trên không cũng như trong vẽ bản đồ và giám sát v.v. Hệ thống có 24 vệ tinh NAVSTAR trên 6 quỹ đạo tròn ở độ cao 20200 km (10900 dặm biển) so với mặt đất. 21 vệ tinh trong số đó đang

làm việc, còn 3 vệ tinh còn lại là dự trữ. Mỗi quỹ đạo vệ tinh nghiêng góc 55° đối với mặt phẳng xích đạo như trên hình 6.6. Sáu quỹ đạo cách nhau về kinh độ là 60° . Các vệ tinh được định vị sao cho ít nhất 5 trong chúng là nhìn thấy được từ bất kì điểm nào trên trái đất tại bất kì thời gian nào. Các vệ tinh này duy trì đồng hồ nguyên tử chính xác cao và thông tin về các quỹ đạo (lịch thiên văn).



Hình 6.7 Đồ thị thời gian của hệ thống GPS

Mỗi vệ tinh trong hệ thống GPS phát 2 tín hiệu DS/SS: tín hiệu Link 1 (L1) và tín hiệu Link 2 (L2). Tín hiệu L1 mang mã đo cự li chính xác (mã P) và mã đo cự li thô/nhận biết (mã C/A). Tín hiệu L2 mang mã đo cự li chính xác cho các ứng dụng quân sự. L2 sử dụng tần số mang 1227.6 MHz. Tần số mang của L1 là 1575.42 MHz. L1 là tín hiệu QPSK, với mã C/A ngắn trong kênh cùng pha (kênh I) và mã P rất dài trong kênh vuông pha (kênh Q). Để phân biệt các vệ tinh, mỗi vệ tinh sử dụng mã C/A và mã P khác với các vệ tinh khác. Mã C/A là mã Gold có chu kỳ 1023 chip, phát với tốc độ chip 1.023 MHz, cho nên nó lặp lại cứ mỗi ms. Mã P có chu kỳ rất dài. Nó là mã tích hình thành từ 2 mã có độ dài gần bằng nhau và được phát đi ở tốc độ chip 10.23 MHz (cho nên dải thông cỡ 20.46 MHz). Tín hiệu P nhận được lặp lại 280 ngày và mỗi vệ tinh được gán 1 phần dài 1 tuần của tín hiệu này. Tín hiệu C/A có chu kỳ ngắn để dễ bắt, trong khi mã P có chu kỳ dài và tốc độ chip cao để đo cự li dài hơn và chính xác cao hơn. Độ dài chip của mã P khoảng 100 ns. Cả 2 tín hiệu C/A và P được điều chế bởi cùng dữ liệu thông tin 1500 bit, được phát đi với tốc độ 50 bps và lặp lại 1 cách có chu kỳ. Dữ liệu chứa thông tin về vị trí của vệ tinh v.v. Sau khi bắt mã C/A, dữ liệu thông tin được giải điều chế. Mã C/A và thông tin đã giải điều chế cho phép đồng bộ gần như tức thời mã P. Để tính toán vị trí của mình, máy thu bắt các mã từ 4 vệ tinh và từ dữ liệu thông tin suy ra vị trí của các vệ tinh và thời gian bắt đầu mã P (mốc thời gian). Xem biểu đồ thời gian hình 6.7, thang thời gian đầu

tiên là giờ hệ thống (giờ vệ tinh), thang thời gian thứ 2 là giờ máy thu. Đồng hồ máy thu không đồng bộ với đồng hồ hệ thống, do đó có độ trễ thể hiện sự khác nhau này. Giả sử giờ máy thu chậm hơn giờ hệ thống 1 lượng là t_{off} giây và mốc thời gian là tại t_m (giờ hệ thống). Máy thu biết giá trị của t_m từ dữ liệu thông tin. Sau khi bắt, máy thu cũng biết thời điểm (giờ máy thu) mà mốc thời gian đến chẳng hạn t_2 . Sau đó máy thu tính độ trễ giả $t'_d = t_2 - t_m$. Đây là độ trễ giả vì t_m là so với giờ hệ thống, còn t_2 là so với giờ máy thu. Từ hình 6.7 ta có thể thấy độ trễ thời gian thực sự là

$$t_d = t_2 - (t_m - t_{off}) = t'_d + t_{off} \text{ giây} \quad (6.11)$$

Do đó khoảng cách thực sự tính từ vệ tinh là:

$$r = 3 \times 10^8 t_d = 3 \times 10^8 (t'_d + t_{off}) \text{ mét} \quad (6.12)$$

Máy thu tính các khoảng cách đến 4 vệ tinh. Vì các vệ tinh có đồng hồ chung, nên độ trễ t_{off} là như nhau đối với tất cả các vệ tinh. Đặt $r_0 = 3 \times 10^8 t_{off}$ mét, phương trình trên dẫn đến 4 phương trình ứng với 4 vệ tinh. Ta sử dụng hệ tọa độ Đề các với tâm của trái đất là gốc để biểu diễn các vị trí. Giả sử (x, y, z) là vị trí của máy thu và (u_i, v_i, w_i) là các vị trí của vệ tinh thứ i , $i = 1, 2, 3, 4$. Với $t'_{d,i}$ là độ trễ giả từ vệ tinh thứ i , ta có

$$\begin{aligned} r_1 + r_0 &= [(u_1 - x)^2 + (v_1 - y)^2 + (w_1 - z)^2]^{1/2} \\ r_2 + r_0 &= [(u_2 - x)^2 + (v_2 - y)^2 + (w_2 - z)^2]^{1/2} \\ r_3 + r_0 &= [(u_3 - x)^2 + (v_3 - y)^2 + (w_3 - z)^2]^{1/2} \\ r_4 + r_0 &= [(u_4 - x)^2 + (v_4 - y)^2 + (w_4 - z)^2]^{1/2} \end{aligned} \quad (6.13)$$

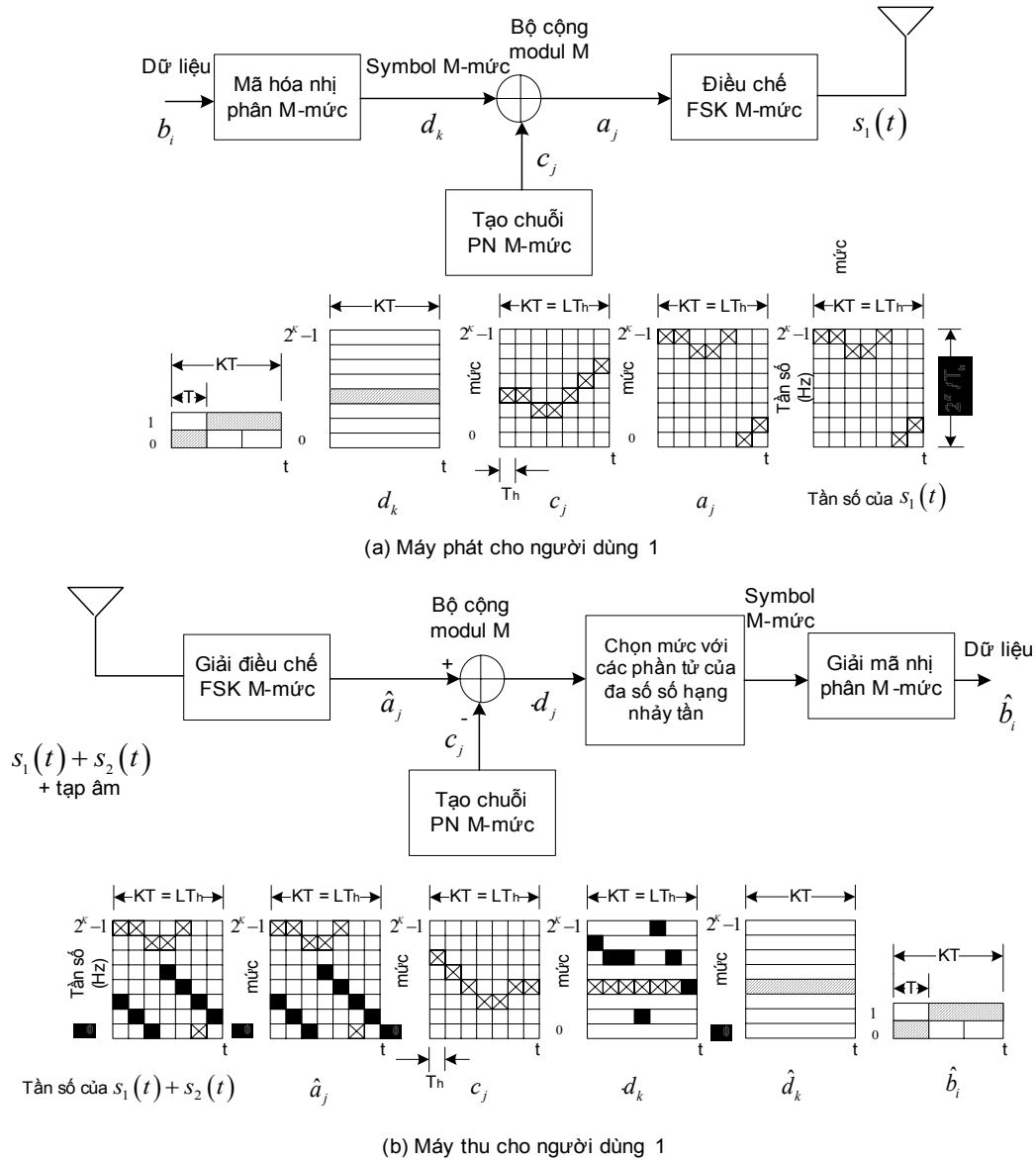
ở đây $r_i = 3 \times 10^8 t'_{d,i}$ là khoảng cách giả từ vệ tinh thứ i . Giá trị của độ trễ giả $t'_{d,i}$ được tính toán bởi máy thu sau khi bắt mã P. Vị trí (u_i, v_i, w_i) của vệ tinh i nằm trong dữ liệu thông tin trích xuất bởi máy thu. Do đó 4 phương trình đồng thời trong 6.13 có thể giải đối với r_0 và (x, y, z) . Sau khi nhận được (x, y, z) , vị trí của máy thu theo kinh độ và vĩ độ có thể dễ dàng tính được.

Ngoài vị trí, máy thu còn có thể đo dịch Doppơ trong sóng mang từ mỗi vệ tinh, từ đó tính được tốc độ của máy thu. Gần đây đã có sự phát triển về GPS vi sai (DGPS), có độ chính xác cao hơn GPS thông thường. Nó sử dụng các kiến thức về vị trí địa lý chính xác của trạm chuẩn để tính các hiệu chỉnh cho các tham số GPS. Với các hiệu chỉnh này, độ chính xác được cải thiện nhiều (trong phạm vi vài mét có thể đạt được với DGPS).

6.4 VÔ TUYẾN DI ĐỘNG ĐA TRUY NHẬP NHẢY TẦN

Trong chương trước, hệ thống CDMA sử dụng DS/SS đã được nghiên cứu chi tiết. Ta cũng có thể sử dụng các kỹ thuật trải phổ khác cho các hệ thống CDMA. Ở đây ta mô tả 1 hệ thống sử dụng kỹ thuật FH kết hợp với MFSK được

đề xuất bởi Goodman năm 1980.



Hình 6.8 Hệ thống CDMA sử dụng nhảy tần cho tín hiệu FSK M-mức

Sơ đồ khối cho trên hình 6.8. Xét máy phát trong hình 6.8a, ứng với người dùng 1. Dữ liệu $\{b_i\}$ được phát K bit 1 lần. Mỗi nhóm K bit được mã hóa thành một symbol, có thể nhận 1 trong $M = 2^K$ giá trị. Gọi T là độ dài của một bit dữ liệu. Do đó 1 symbol dài KT giây. Kí hiệu symbol thứ k là d_k . Sau đó dãy $\{d_k\}$ được trải bởi dãy PN M-mức $\{c_i\}$ bằng FFH, với L lần nhảy trên symbol,

nghĩa là độ dài nhảy bằng $T_h = KT/L$. Điều này đạt được bằng cách dùng bộ cộng modul-M theo sau là bộ điều chế MFSK. Để ý rằng mỗi symbol của dãy $\{d_k\}$ kéo dài L bước nhảy của dãy PN $\{c_i\}$ như trên biểu đồ của hình vẽ. Dãy nhận được $\{a_j\}$ được xác định bởi $a_j = c_j \oplus d_{\lfloor j/L \rfloor}$, ở đây dấu \oplus là bộ cộng modul-M và $\lfloor x \rfloor$ chỉ phần nguyên của x . Mỗi người dùng được gán 1 dãy PN cụ thể $\{c_i\}$. Vì $\{c_i\}$ là dãy M mức nên $c_j \in \{0, 1, \dots, 2^K - 1\}$. Dãy nhận được $\{a_j\}$ cũng là M-mức với tốc độ nhảy $1/T_h$ lần nhảy/giây. Tín hiệu phát đi $s_1(t)$ nhận được từ dãy $\{a_j\}$ bằng điều chế MFSK. Tần số phát đi trong mỗi lần nhảy được đánh dấu 'x' trong biểu đồ tần số. Đối với phát tín hiệu trực giao có giãn cách tần số cực tiểu, dải thông của $s_1(t)$ xấp xỉ bằng $2^K/T_h$ Hz. Để đơn giản thảo luận ta giả sử có 2 người dùng trong hệ thống: người dùng 1 và người dùng 2. Sơ đồ khối của máy thu người dùng 1 cho trên hình 6.8b. Tín hiệu tới máy thu là tổng của $s_1(t)$, $s_2(t)$ và tạp âm. Để mô tả hoạt động của nó, trước tiên ta bỏ qua tín hiệu $s_2(t)$. Không có tạp âm, bộ giải điều chế MFSK giải mã chính xác các tần số của mỗi L lần nhảy, tạo ra $\{\mathcal{S}_j\}$ đánh dấu 'x' trong biểu đồ. Để giải trải $\{\mathcal{S}_j\}$ ta trừ dãy PN tại chỗ M-mức (phải đồng bộ với dãy PN tới) với $\{\mathcal{S}_j\}$ bằng bộ cộng modul-M. Vì không có lỗi nên dãy nhận được $\{\mathcal{D}_j\}$ có tất cả L số hạng tại cùng mức. Ước lượng symbol \mathcal{S}_k là mức ứng với mức của $\{\mathcal{D}_j\}$ có đa số số hạng (entries). Giá trị của $\{\mathcal{S}_k\}$ được giải mã thành K bit của $\{\mathcal{B}_i\}$, đó là ước lượng K-bit của dữ liệu $\{\mathcal{B}_i\}$. Bây giờ xét ảnh hưởng của tín hiệu nhiễu $s_2(t)$ từ người dùng thứ 2. Các tần số phát đi của $s_2(t)$ được chỉ ra bởi các ô tô bóng trong biểu đồ tần số hình 6.8b. Trong 1 số lần nhảy, các tần số phát của $s_2(t)$ có thể trùng với các tần số của người dùng 1. Vì dãy PN đối với người dùng 2 là khác với của người dùng 1 nên sau bộ cộng modul-M, L số hạng ứng với $s_2(t)$ sẽ không ở cùng 1 mức. Chúng bị tán mạn trên 2^K mức. Máy thu chọn mức symbol ứng với đa số trong các số hạng. Vì sự đóng góp vào $\{\mathcal{D}_j\}$ của $s_2(t)$ bị tán mạn, nên nó không ảnh hưởng đến sự lựa chọn mức chính xác cho $s_1(t)$.

Lỗi có thể xảy ra trong quá trình giải mã nếu 1 số tần số bị giải điều chế sai bởi bộ giải điều chế MFSK. Điều này xảy ra do tạp âm. Có 2 loại lỗi: cảnh báo nhầm khi tần số được tạo không đúng trong lần nhảy và bỏ sót khi không phát hiện được tần số trong lần nhảy. Các cảnh báo nhầm và các bỏ sót có thể gây nên sự lựa chọn sai mức của $\{\mathcal{S}_k\}$ dẫn đến lỗi symbol và lỗi bit. Ưu điểm của hệ thống như vậy là sự bền vững của nó đối với ảnh hưởng của pha định chọn lọc tần số trong kênh. Với sự lựa chọn đúng đắn M và các dãy PN, hệ thống có thể

cung cấp số lượng lớn các người dùng đồng thời. Khi số người dùng tăng lên, nhiều đa người dùng sẽ là yếu tố giảm chất lượng chính và bắt đầu hạn chế hiệu suất hệ thống.

6.5 RADAR XUNG

Các dãy PN đã được sử dụng trong radar xung để tăng độ phân biệt cự li của hệ thống. Trong phần này ta miêu tả điều này được thực hiện như thế nào. Xét hệ thống radar xung như chỉ ra ở hình 6.9a. Một dạng sóng xung $q(t)$ điều chế sóng mang. Nhằm mục đích thảo luận, giả sử $q(t)$ là xung vuông có độ rộng T_q , nghĩa là $q(t) = p_{T_q}(t) = 1, 0 \leq t < T_q$ như vẽ trên hình. Tín hiệu phát đi là

$$s(t) = q(t) \cos(2\pi f_c t)$$

Tín hiệu trở về từ mục tiêu là $r(t) = Aq(t-t_0) \cos[2\pi f(f_c + f_d)t + \theta]$, ở đây t_0 là độ trễ truyền sóng, mang thông tin về cự li của mục tiêu, f_d là dịch tần Doppler, mang thông tin về vận tốc của mục tiêu, A là biên độ, còn θ là pha sóng mang. Để nhận được độ trễ, $r(t)$ được giải điều chế và lấy tương quan với xung $q(t-\tau)$ tại giá trị khác nhau của τ . Lối ra bộ giải điều chế là $Aq(t-t_0) +$ tạp âm. Khi không có tạp âm, lối ra bộ tương quan $y(\tau)$ là cực đại khi $\tau = t_0$ như trên hình 6.9b. Do đó giá trị của t_0 có thể trích xuất từ $y(\tau)$. Khi đó cự li được tính toán như sau: cự li $= 0.5ct_0$, c là tốc độ sóng điện từ. Khi $q(t)$ là vuông, $y(\tau)$ có dạng hình tam giác. Theo thuật ngữ radar, hàm tự tương quan của $q(t)$ được gọi là hàm mờ cự li

$$a_q(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} q(t)q(t-\tau)dt \quad (6.14)$$

Lưu ý rằng $y(\tau) = A a_q(\tau - t_0)$. Bây giờ xét 2 tín hiệu trở về từ 2 mục tiêu tại các cự li khác nhau. Giả sử tín hiệu sau giải điều chế là $A_1q(t-t_1) + A_2q(t-t_2)$, A_1, A_2 là các biên độ còn t_1, t_2 là các độ trễ ứng với 2 mục tiêu. Lối ra của bộ tương quan được xác định bởi

$$y(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} [A_1q(t-t_1) + A_2q(t-t_2)]q(t-\tau)dt = A_1a_q(\tau-t_1) + A_2a_q(\tau-t_2) \quad (6.15)$$

và được vẽ trên hình 6.9c cùng với $A_1q(t-t_1) + A_2q(t-t_2)$. Ta có thể thấy rằng $y(\tau)$ có 2 giá trị đỉnh không bằng nhau tại $\tau = t_1$ và $\tau = t_2$. Do đó trong trường hợp không có tạp âm ta có thể nhận dạng 2 độ trễ t_1 và t_2 . Khi có tạp âm, 1 hoặc cả 2 đỉnh có thể không còn nhận dạng được nữa. Giãn cách cực tiểu $\Delta t \equiv t_2 - t_1$ sao cho cả 2 đỉnh vẫn còn nhận dạng được được gọi là độ phân biệt trễ. Độ phân biệt cự li có thể tính như $0.5c\Delta t$.

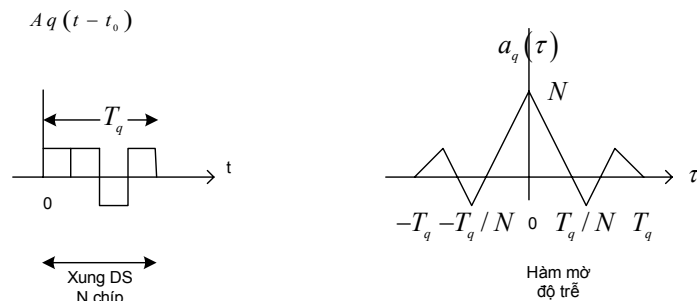
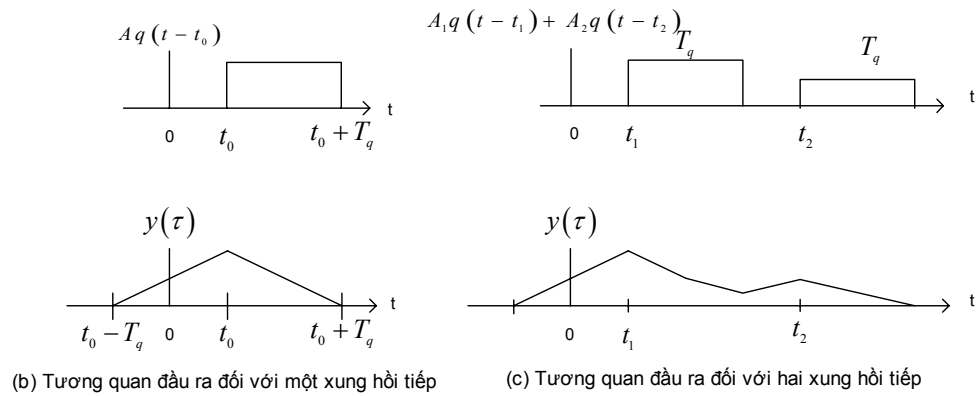
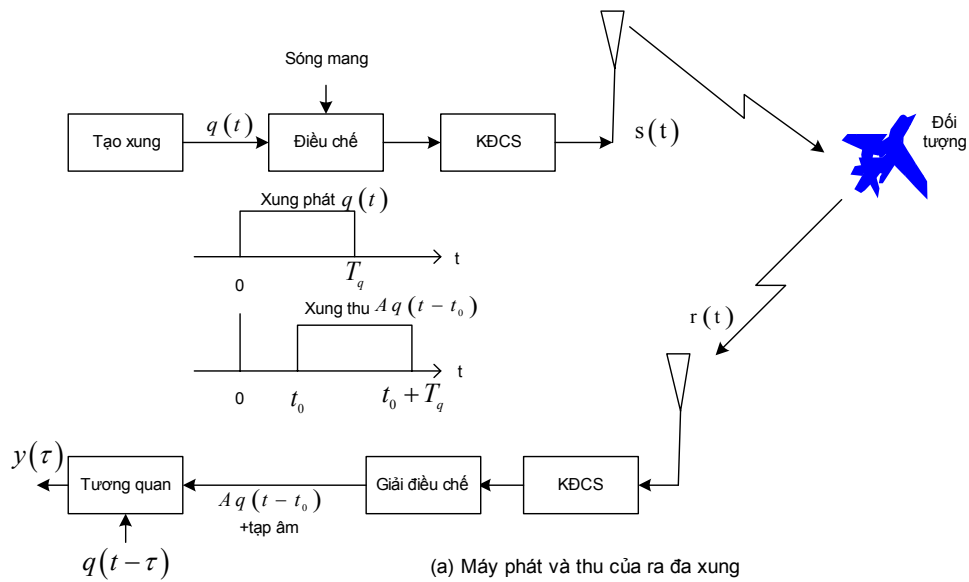
Để phân biệt tốt, hàm mờ độ trễ $a_q(\tau)$ phải tiến đến 0 càng nhanh càng tốt khi $|\tau| > 0$. Về lí tưởng ta muốn nó là hàm delta: $a_q(\tau) = \delta(\tau)$. Tuy nhiên hàm delta không thực tế vì biến đổi Fourier của nó là 1 đối với toàn dải tần số, nghĩa

là nó chiếm dải thông vô hạn. Có thể chỉ ra rằng độ phân biệt trễ Δt tỉ lệ nghịch với dải thông tương đương của xung $q(t)$. Việc thiết kế xung có hàm mờ tốt là phần quan trọng trong thiết kế radar. Để độ phân biệt trễ tốt, $q(t)$ phải có hàm mờ hẹp, có nghĩa rằng dải thông của nó lớn. Một cách để đạt được điều này là làm cho độ rộng xung T_q nhỏ. Tuy nhiên xung có độ rộng ngắn lại có độ phân biệt Đốp lơ kém vì chỉ có 1 thời gian ngắn để máy thu trích xuất dịch tần Đốp lơ. Giải pháp tốt hơn để cải thiện độ phân biệt trễ là sử dụng xung DS, như mô tả dưới đây.

Xét việc điều chế xung $q(t)$ bằng dãy PN, tạo nên tín hiệu DS có độ rộng T_q xác định bởi

$$q_{DS}(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i p_{T_c}(t - iT_c) \quad (6.16)$$

ở đây $p_T(t)$ là xung vuông biên độ đơn vị có độ dài T , $\{c_i\} \in \{\pm 1\}$ là dãy PN nhị phân có chu kỳ N , và $T_c = T_q / N$ là độ dài chip. Một ví dụ cho trên 6.9d. Hàm mờ độ trễ của $q_{DS}(t)$ có dạng tam giác hẹp khi $|\tau| < T_q / N$, có giá trị nhỏ (tốt nhất là gần 0) khi $|\tau| > T_q / N$ như trên hình 6.9d. Độ rộng của hàm mờ đã hẹp lại bởi hệ số N so với của xung vuông $q(t) = p_{T_q}(t)$ độ dài T_q . Tất nhiên dải thông của tín hiệu phát đi bây giờ sẽ lớn hơn N lần. Do đó độ phân biệt trễ được cải thiện nhiều bởi $q_{DS}(t)$ so với $q(t)$ mà không phải hi sinh độ phân biệt Đốp lơ. Cần chỉ ra rằng phần trở về từ mục tiêu chỉ gồm 1 chu kỳ của dãy PN, tương quan của nó với dãy PN tại chỗ tạo nên tương quan phi chu kỳ 1 phần. Do đó các búp bên của hàm mờ trễ là các giá trị tương quan 1 phần lệch pha. Khi có nhiều mục tiêu, các búp bên ứng với 2 hoặc nhiều hơn các tín hiệu trở về gần cách nhau 1 lượng nhất định có thể cộng lại 1 cách xây dựng. Do đó, hệ quả của hàm mờ với búp bên cao là lỗi ra bộ tương quan có thể chỉ thị đỉnh nhầm, dẫn đến nhầm lẫn mục tiêu. Hơn nữa tín hiệu trở về yếu có thể bị che lấp bởi các búp bên lớn của tín hiệu trở về mạnh, và có thể bỏ sót việc phát hiện tín hiệu về yếu vì nó trông giống như 1 trong các búp bên. Vì thế các dãy PN có tự tương quan lệch pha nhỏ là mong muốn. Các dãy Barker có tính chất này: biên độ tự tương quan lệch pha của chúng bị chặn bởi 1. Tuy nhiên người ta chưa biết được các dãy Barker có độ dài lớn hơn 13, giá trị này nhỏ hơn giá trị thường dùng của N trong radar xung. Đối với các dãy m , tự tương quan 1 phần lệch pha không thể biểu diễn 1 cách dễ dàng và nó có thể có các giá trị lớn nhất là đối với N lớn. Do đó các dãy m không thích hợp với các ứng dụng radar xung. Ta mong muốn tự tương quan lệch pha bằng 0. Điều này có thể được nếu dùng cặp dãy gọi là *dãy bù* có tính chất là các hàm tự tương quan của chúng cộng lại bằng 0 trừ tại dịch 0. Cho đến nay ta đã thảo luận radar xung chỉ phát 1 xung đối với mỗi hướng quan sát. Có thể cải thiện được hiệu suất nếu hệ thống hình 6.9a sử dụng đa xung. Giả sử rằng các xung này cách nhau T_m giây, và $T_m \gg T_q$.



Hình 6.9 Hệ thống ra đa xung và các đầu ra tương quan

Đa xung làm tăng tổng năng lượng của các tín hiệu trở về, từ đó làm tăng tỉ số tín/ tạp. Nó cũng cải thiện độ phân biệt Đốp lơ. Tuy nhiên hàm mờ độ trễ lặp

lại cứ mỗi T_m giây, vì thế các tín hiệu trở về cách nhau kT_m sẽ không phân biệt được. Điều này đặt ra giới hạn cho độ trễ cực đại có thể nhận biết được, giới hạn này đến lượt mình lại xác định cự li cực đại có thể phát hiện được.

TÀI LIỆU THAM KHẢO

1. B.Walke et al.; “*UMTS – The Fundamentals*”; Wiley; 2003.
2. D. Tse; “*Fundamentals of Wireless Communications*”; Prentice Hall; 2004.
3. H. Holma; “*WCDMA for UMTS: Radio Access for 3G Mobile Communications*”; Wiley; 2004.
4. J.S. Lee et al.; “*CDMA Systems Engineering Handbook*”; Artech; 1998.
5. M.D. Yacoub; “*Wireless Technology: Protocol, Standard, and Techniques*”; CRC Press; 2002.
6. R. Esmailzadeh et al.; “*TDD-CDMA for Wireless Communications*”; Artech; 2002.
7. S.C. Yang; “*CDMA RF System Engineering*”, Artech; 1998.
8. V.K. Garg; “*Applications of CDMA in Wireless/Personal Communications*”; Prentice Hall; 1997.