

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

ĐỒ QU

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



I

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

Mục lục	Trang
	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	10
1.3. Hàm tự tương quan	12
1.3.1. Hàm tự tương quan	13
1.3.2. Các hàm tự tương quan	15
1.3.3. Các hàm tự tương quan	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	58
3.3. Các dây đa tr	65
3.3.1. Các	65
3.3.2. Các	67
3.3.3. Các	68
3.3.4. Các	69
Chương 4: ĐỒNG BỘ	73
4.1. Vấn đề đồng	73
4.2. Các hệ thống	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	129
5.5.1. Giới hạn	129
5.5.2. Kênh	129
5.5.3. Kênh	134
Chương 6: CÁC ỨNG DỤNG	138
6.1. Thông tin vệ tinh	138
6.1.1. Đa tần số	140
6.1.2. Tỷ số	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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



DANH MỤC CHỮ VIẾT TẮT

AWGN	Additive White Gaussian Noise	Tạp âm Gao xơ trắng cộng tính
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Điều chế nhị phân
CDMA	Code Division Multiple Access	Đa truy nhập chia theo mã
CNR	Carrier to Noise Power Spectral Density	Tỷ số tín trên tạp âm
DS	Direct Sequence Spread Spectrum	
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Đa truy nhập chia theo tần số
FFH	Fast Frequency Hopping	
FH	Frequency Hopping	
FSK	Frequency Shift Keying	Điều chế tần
GPS	Global Positioning System	Hệ thống định vị toàn cầu
PG	Processing Gain	
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	Tỷ 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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Copy



LỜI NÓI ĐẦU

Trước đây trong thời kì chiến tranh lạnh, môn thông tin trái phổ chủ yếu nằm trong bí mật, do đó tìm thấy trong các tài liệu công khai về trái phổ khá mở rộng từ lĩnh vực quá thông tin di động tế bào biến trên thế giới, và ng chọn trái phổ làm phươn

Tài liệu “Kỹ thuật những định nghĩa cơ bản thống thông tin trái phổ trong chương 2. Chương Các hệ thống đồng bộ m vào một ứng dụng phổ b Chương 6 trình bày một số ứng dụng khác của kỹ thuật trái 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.

**Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy**



ời kì đó chỉ có thể đáng kể. Sách báo t trái phổ đã được như các hệ thống A) ngày càng phổ và cao hơn cũng

Chương 1 ôn lại tiếp theo. Các hệ trình bày chi tiết h chất của chúng. hương 5 tập trung ng tế bào CDMA.

*TS. Đỗ Quốc Trinh
TS. Vũ Thanh Hải*

Chương 1

TỔNG QUAN

1.1. GIỚI THIỆU

Phổ tần vô tuyến là tài nguyên quốc gia và tự nhiên. Việc sử dụng phổ tần đã trở thành hoạt động quan trọng trong nền kinh tế song dùng lại được. Nó là tài sản số nào đó thì người ta không thể chỉ một dải tần nhất định mà phải chờ đợi một thời gian nhất định cho trước. Mặc dù nó là tài sản số dùng được, các tính chất cơ bản của nó dùng hơn, do đó quý giá của nó dẫn của sóng vô tuyến trong các ứng dụng 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 lý việc sử dụng phổ tần là nhiệm vụ cực kỳ 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 kỹ thuật đa truy nhập phân chia theo mã (Code Division Multiple Access – CDMA). Từ đó mà còn có tên gọi kỹ 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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



cộng quý báu của
phần chế này đã trở
nguyên hữu hạn,
người ngừng dùng
phổ tần là hữu hạn ở
độ công nghệ bất
dùng dải tần dùng
phổ tần số hay được
các tính chất truyền

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 ưu điểm:

- khả năng chống nhiễu tốt với thông tin truyền đi
- có khả năng lọc nhiễu tốt, có thể là vật cản hoặc nhiễu từ các nguồn khác
- có thể chia sẻ cùng một băng tần SS và hệ thống có thể trở nên hiệu quả dài thông trong khi vẫn duy trì các ưu điểm của hệ thống trải phổ.
- có thể dùng cho các ứng dụng đa người dùng khác, như độ CDMA;
- cho mức độ riêng tư cao, ngẫu nhiên làm cho nó khó bị nghe lén.



trong số đó là:

• Quan trọng đối

• yền lan đa đường,

• người dùng khác,

• ế độ CDMA;

• ả ngẫu nhiên làm

1.2. CÁC HỆ THỐNG

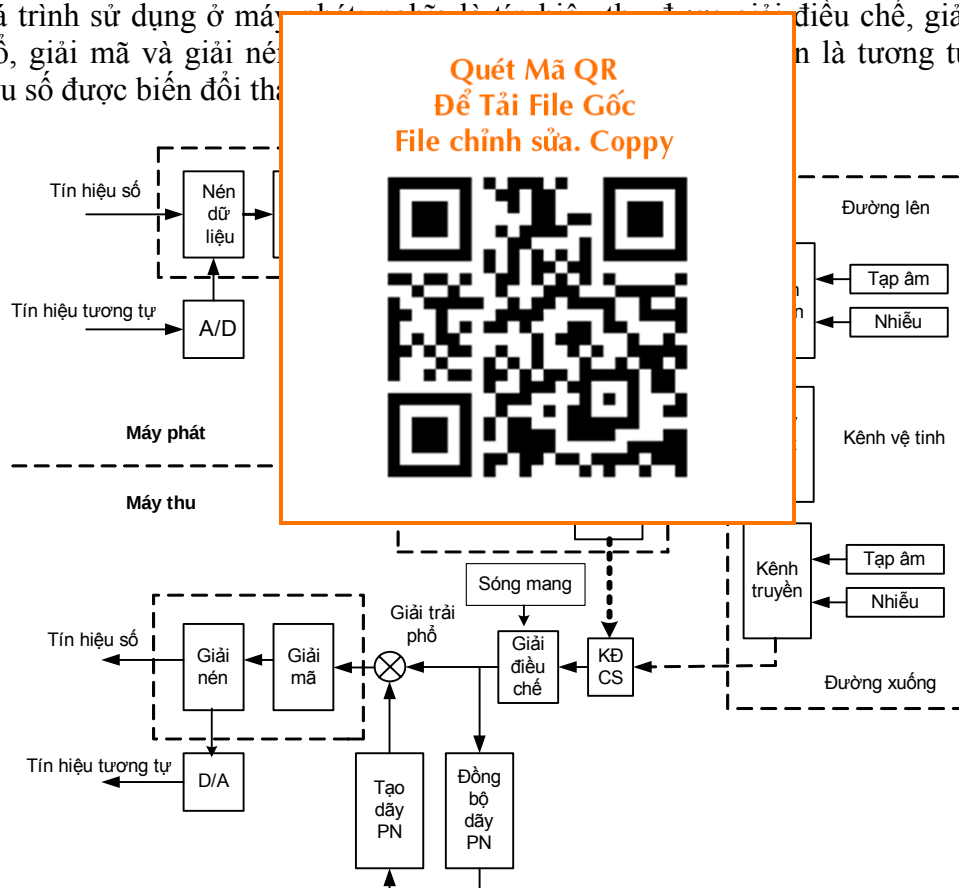
Trong các hệ thống thông tin thông thường, dải thông là điều quan tâm chủ yếu và các hệ thống đều được thiết kế sao cho sử dụng càng ít dải thông càng tốt. Dải thông cần để phát nguồn tín hiệu tương tự bằng hai lần dải thông của nguồn trong các hệ thống điều biên hai biên. Nó bằng vài lần dải thông của 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. Các quá trình này bao gồm điều chế, giải trải phổ, giải mã và giải nén. Các quá trình này là tương tự, tín hiệu số được biến đổi thành tín hiệu tương tự.



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).

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

$$(1.1)$$

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

lượng, nhưng công

$$(1.2)$$

Chú ý rằng bất kỳ tín hiệu $u(t) - u(t - 10)$, với $u(t)$ là tín hiệu năng lượng; trong khi các tín hiệu công suất. Một tín hiệu công suất và cũng không phải là tín hiệu năng lượng. Xét tín hiệu tắt định

công suất. Ví dụ $x(t)$ là các tín hiệu không đổi là các tín hiệu năng lượng 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

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

(vì tần số được biểu diễn $x(t)$ tuần hoàn với chu kỳ

$$0, \pm \frac{1}{T_p}, \pm \frac{2}{T_p} L, \text{ nghĩa là}$$

chiều, tần số cơ bản và c

Công suất trung bình $\tau = 0$. Nó cũng có thể n

$$P_{ave} = R_x$$

Đối với tín hiệu n

quan như là $R_x(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty}$

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

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

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 $R_x(t+\tau, t)$ không phụ thuộc vào t , thì ta có quá trình dừng theo nghĩa rộng (wide-sense stationary process) và sử dụng $R_x(\tau)$ như vậy ta bỏ qua biến t và sử dụng $R_x(\tau)$ để chỉ quá trình ngẫu nhiên WSS, PSD kí hiệu là φ_x của $R_x(\tau)$ nghĩa là

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



(1.12)

(1.13)

Và công suất trung bình

(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 bằng diện tích dưới hàm

$\sin(\pi t)/(\pi t)$. Chú ý rằng diện tích dưới hàm

Tín hiệu ngẫu nhiên bậc sau

$$(1.19)$$

thể biểu diễn như

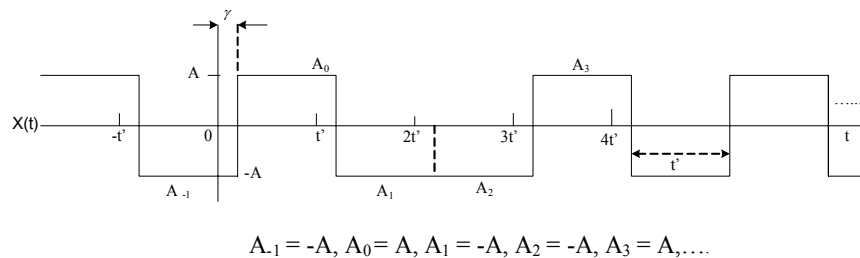
$$(1.20)$$

ở đây t' (hằng số) là độ ngẫu nhiên phân bố đều và nhận các giá trị $\pm A$ với $0 \leq t' \leq T$. Biến ngẫu nhiên thành WSS. Một thể hiện của $X(t)$ cho trên hình 1.2.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



là các biến ngẫu nhiên phân bố đều từ $-A$ đến A (i.i.d), nên phân bố đều từ $-A$ đến A ngẫu nhiên $X(t)$



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 $t' \sin^2(ft')$. 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 với $X(t+\tau)$ và $0 < \tau < t'$, nên $X(t) = X(t+\tau) = A_0$ khi t và $t+\tau$ không có sự giống nhau. Khi $\tau > t'$, $X(t)$ và $X(t+\tau)$ không phụ thuộc vào giá trị của X và $X(t+\tau)$ khác nhau. Lấy biến đổi Fourier của phương trình (1.23)

Hàm tự tương quan của $X(t)$ tại điểm 0 đầu tiên của PSD

Không phụ thuộc vào giá trị trung bình của $X(t)$. PSD như

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

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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy

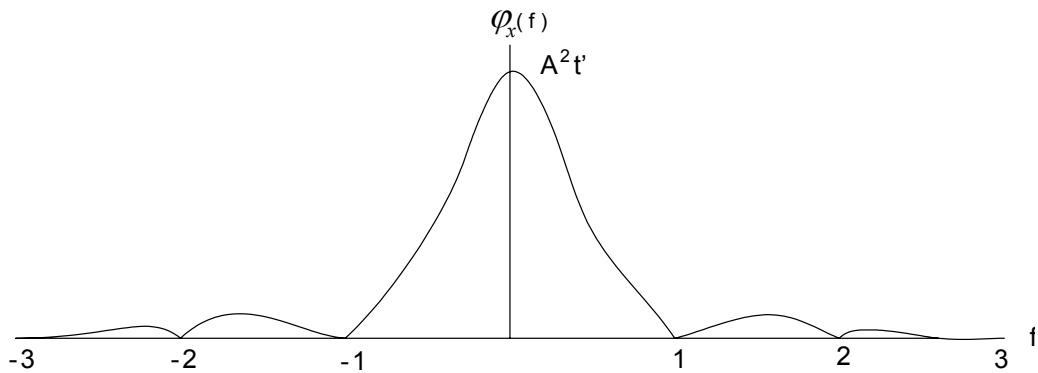


$$\varphi_y(f) = \frac{A^2 t'}{4} \left\{ \sin^2((f - f_c)t') + \sin^2((f + f_c)t') \right\} \quad (1.28)$$

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 hình của $Y(t)$ là $R_y(0) = A^2 / 2$, bằng một trong hình 1.4, ta sử dụng $f_c = 4 / t'$.

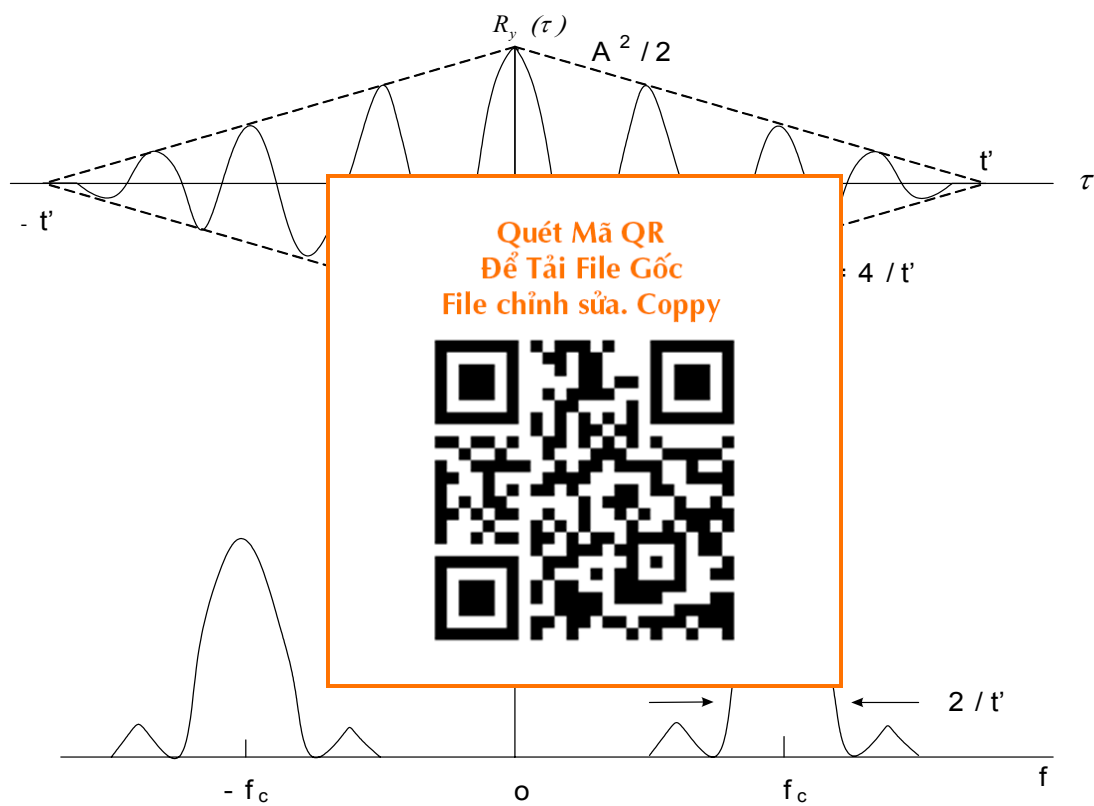


(a) Hàm tự tương quan



(b) Mật phổ công suất

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



(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

2.1.1 Mở đầu

Tín hiệu DS/SS nh
nhiên băng rộng. Sản p
cứu một số tính chất của
phát và các máy thu cũ
nghiên cứu ảnh hưởng
DS/SS. Cuối cùng ta ng
người dùng (nhiều đa tr

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



tín hiệu giả ngẫu
ước tiên ta nghiên
xem xét các máy
QPSK. Ta cũng
ng của hệ thống
ùng kênh với vài

2.1.2 Tín hiệu giả tạp

Như đã đề cập tron
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 tín 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 trải (dãy), tín hiệu (dãy) ngẫu nhiên, và dạng sóng (dãy) đặc trưng.



Hình 2.1 Một ví dụ của

Để thuận tiện, ta m
tức giả sử c_i bằng 1 ho
nếu $i \neq j$. Do đó hàm tự

, 1, -1, -1, -1, -1}

ó chu kì $N = 15$

phân ngẫu nhiên
và c_j là độc lập

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

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

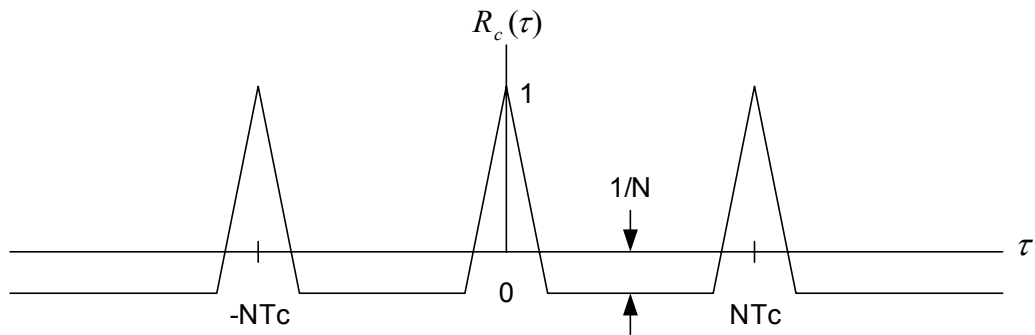
Dạng của nó là hình tam giác như hình 2.2b. Với N lớn, (2.6) xấp xỉ bằng (2.2) và xét theo các tính chất tự tương quan của mình dãy m trở thành dãy ngẫu nhiên khi $N \rightarrow \infty$.

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

$$\begin{cases} 1 - |\tau|/NT_c, & 0 \leq |\tau| \leq NT_c \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$
(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

$$(2.7)$$

ở đây $b_k = \pm 1$ là bit dữ liệu (bps). Tín hiệu $b(t)$ được nhân với tín hiệu PN $c(t)$ để tạo ra tín hiệu $b(t)c(t)$ sau đó điều chế bằng BPSK như sau

độ dữ liệu là $1/T$ nhân. Tín hiệu kết quả là tín hiệu DS/SS-BPSK

$$(2.8)$$

ở đây A là biên độ, f_c là tần số mang. Trong nhiều ứng dụng, $T = NT_c$. Trong hình 2.3, tín hiệu nhị phân với biên độ A được nhân với tín hiệu PN $c(t)$ để tạo ra tín hiệu $b(t)c(t)$ sau đó điều chế bằng BPSK như sau

2. Máy thu

Sơ đồ khối của máy thu DS/SS-BPSK như 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

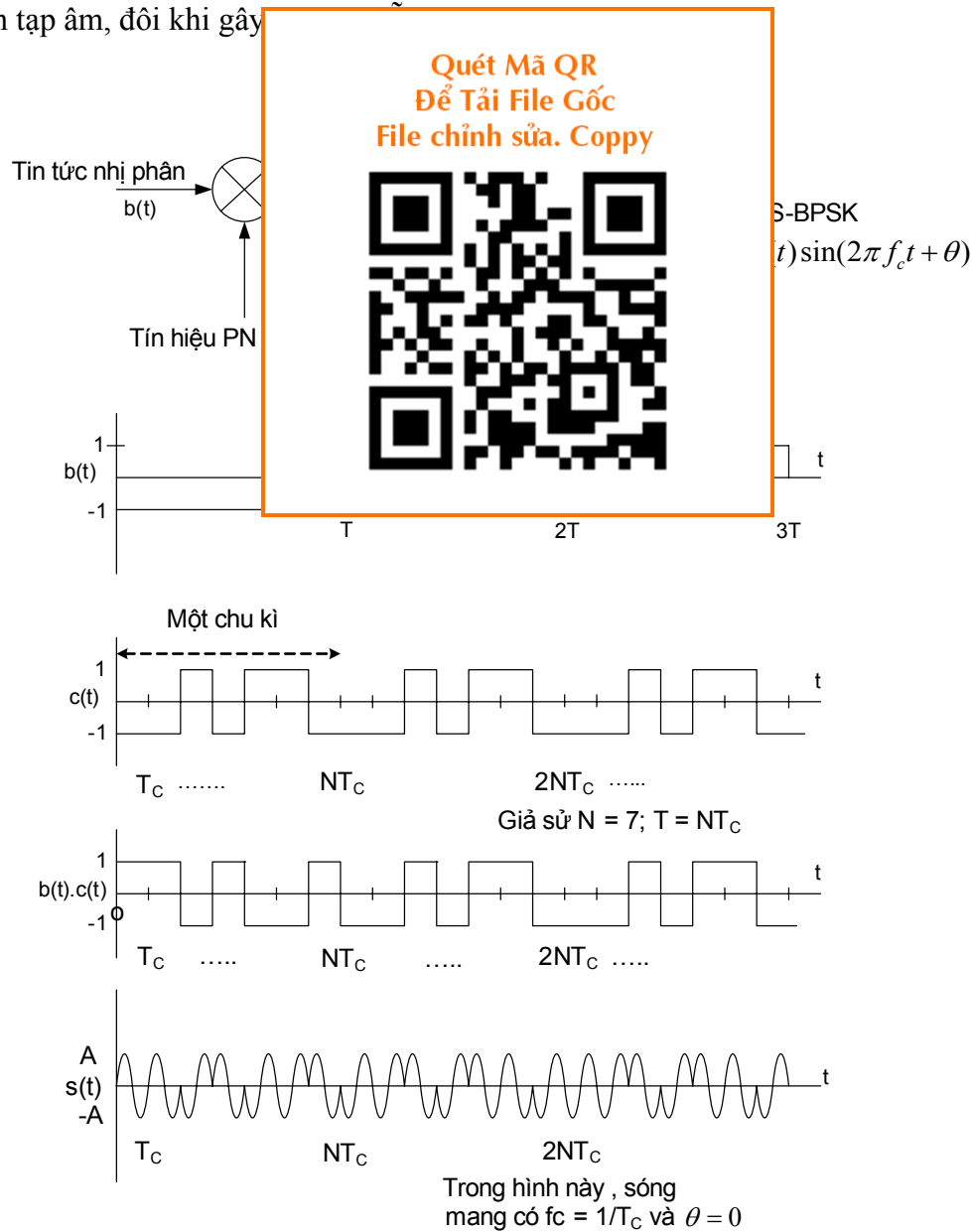
$$\begin{aligned} w(t) &= Ab(t-\tau)c^2(t-\tau)\sin(2\pi f_c t + \theta') \\ &= Ab(t-\tau)\sin(2\pi f_c t + \theta') \end{aligned} \quad (2.10)$$

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

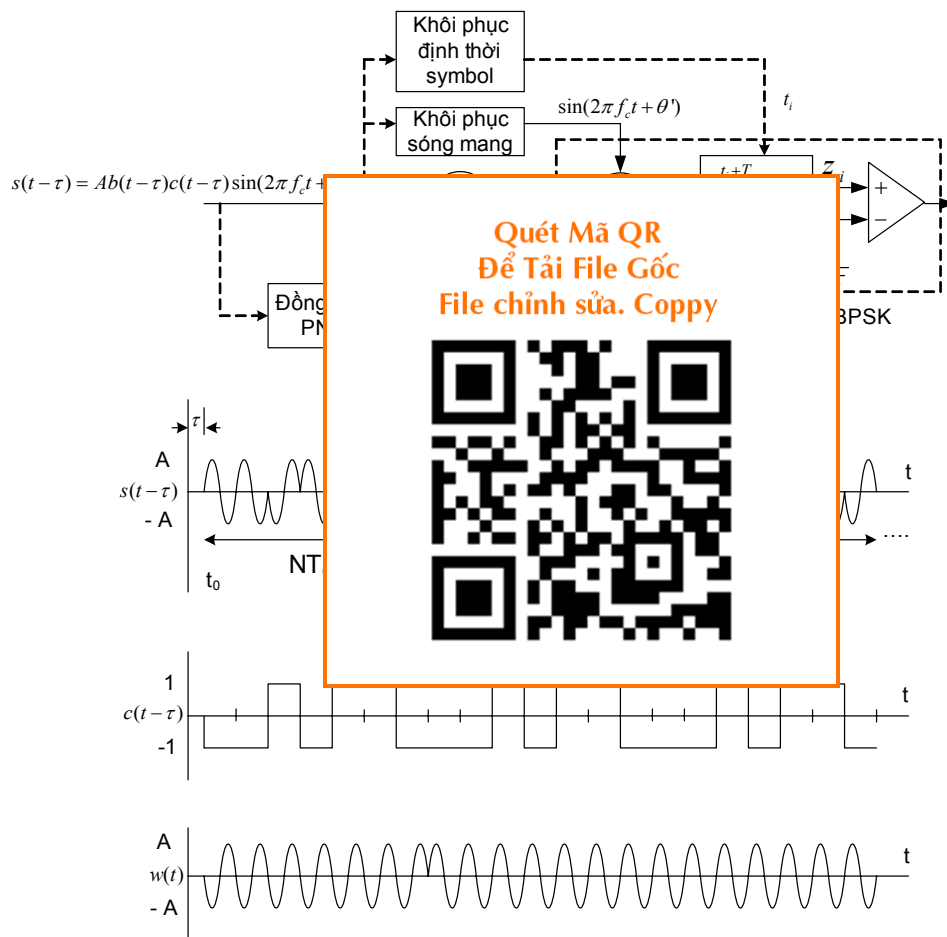
$$\begin{aligned} z_i &= \int_{t_i}^{t_i+T} w(t) \sin(2\pi f_c t + \theta') dt \\ &= A \int_{t_i}^{t_i+T} b(t-\tau) \sin^2(2\pi f_c t + \theta') dt \\ &= \frac{A}{2} \int_{t_i}^{t_i+T} b(t-\tau) \{1 - \cos(4\pi f_c t + 2\theta')\} dt \end{aligned} \quad (2.11)$$

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



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 cách chính xác nhờ khôi chức năng đồng bộ tín hiệu PN, khôi phục sóng mang.

Xét ngắn gọn ảnh hưởng của sai lệch mã sai trong máy thu. Giả sử rằng máy thu có sai lệch pha γ và tín hiệu PN có

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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



(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

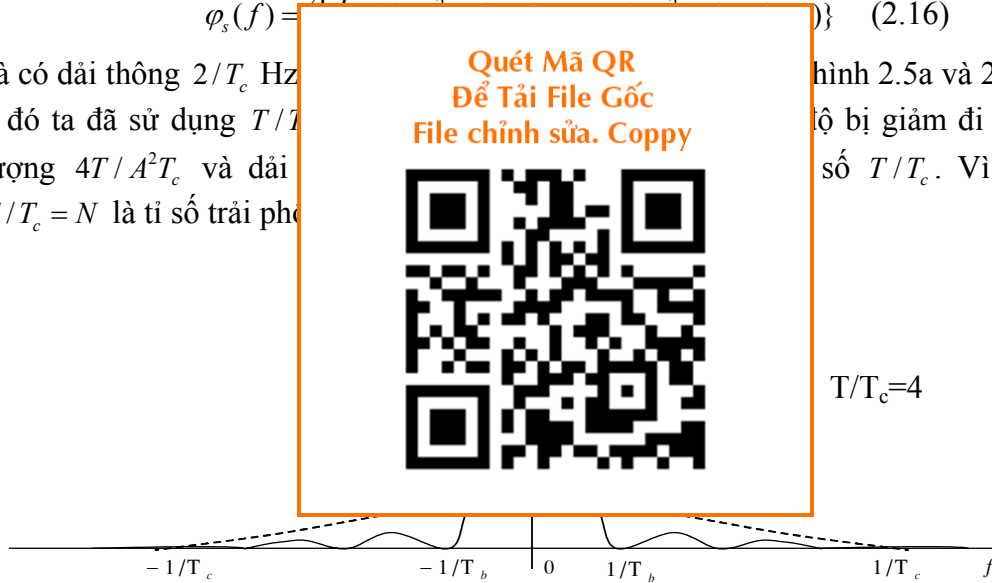
$$\varphi_{bc}(f) = T_c \sin^2(fT_c) \quad (2.15)$$

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

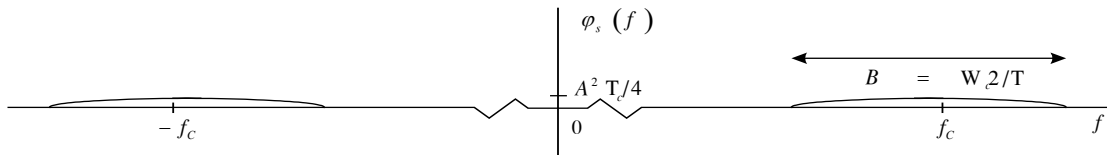
$$\varphi_s(f) = \left\{ \begin{array}{l} A^2 T \\ 0 \end{array} \right\} \quad (2.16)$$

và có dải thông $2/T_c$ Hz. Ở đó ta đã sử dụng T/T_c lượng $4T/A^2 T_c$ và dải $T/T_c = N$ là tỉ số trải phổ

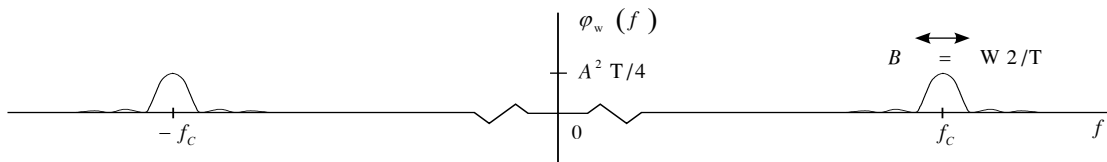
hình 2.5a và 2.5b, độ bị giảm đi một số T/T_c . Vì thế



(a) PSD của tín tức và tín hiệu PN



(b) PSD của tín hiệu DS/SS-BPSK



(c) PSD của tín hiệu w(t)

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 $b(t)$. Hình 2.5c minh xác là phiên bản điều chế của $b(t)$. Từ hình 2.5c ta thấy rằng PSD của $b(t)$ được trải bởi $c(t)$ tại máy thu.

4. Độ lợi xử lý (Processing Gain)

Độ lợi xử lý được định nghĩa là tỷ lệ giữa PG = (dải thông của tín hiệu đã điều chế) / (dải thông của tín hiệu gốc). Ta thường biểu diễn PG bằng số nguyên. Tín hiệu gốc tin tức phát đi được trải bằng một lượng của hệ thống SS và thu được. Đối với hệ thống DS-SS, độ lợi xử lý là N. Ví dụ với $N = 1023$, dải thông của tín hiệu gốc sẽ tăng lên 1023 lần bởi quá trình điều chế.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



băng gốc)]
lý chỉ ra tín hiệu
ó là tham số chất
g chống nhiễu tốt
($2/T$) = $T/T_c = N$.
($2\pi f_c t$) được tăng

2.1.4 Các hệ thống DS/SS-QPSK

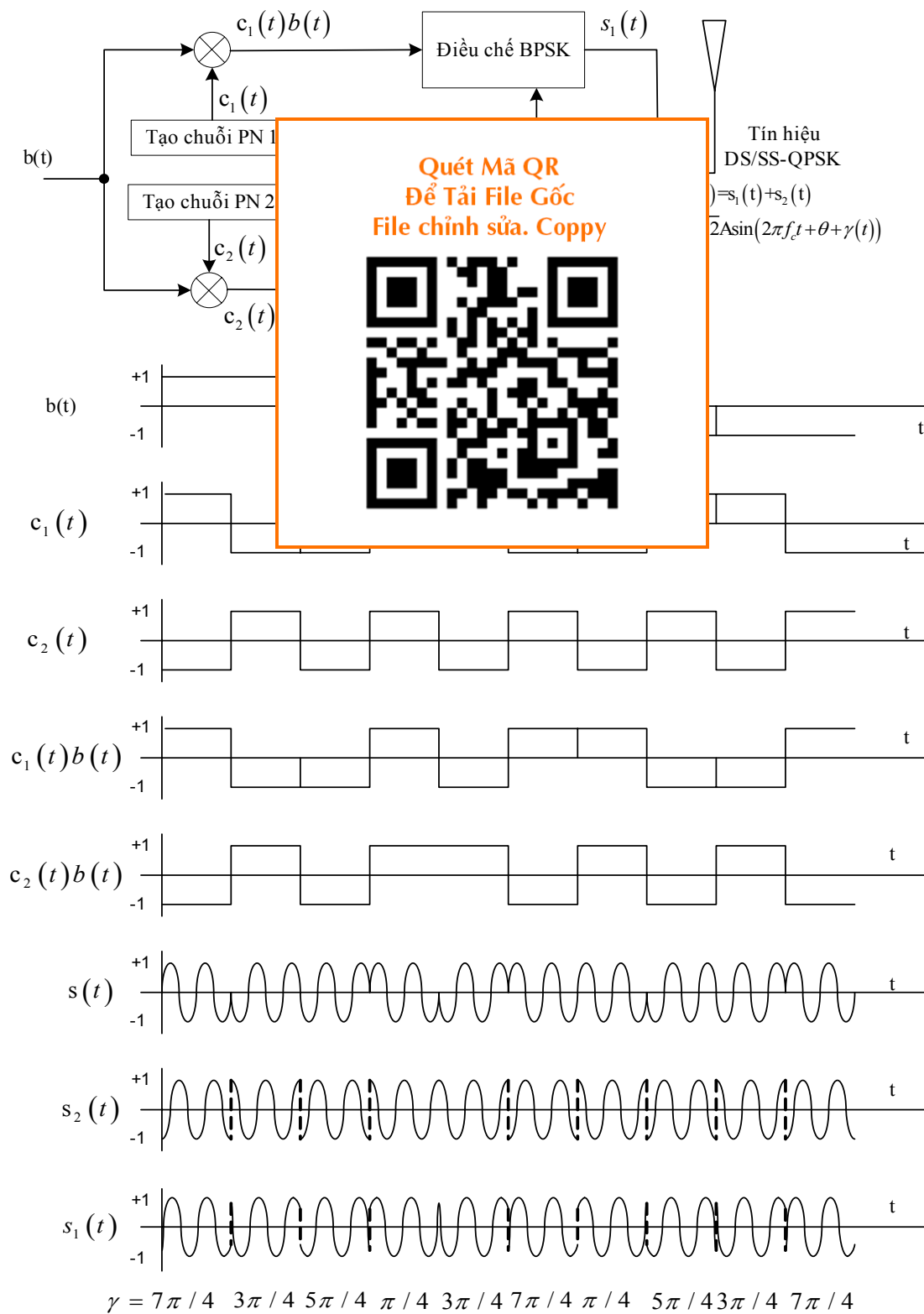
Trong hình 2.3 ta đã dùng BPSK cho quá trình điều chế. Các loại điều chế khác như là QPSK và MSK cũng thường được sử dụng trong các hệ thống SS. Sơ đồ khối chức năng của máy phát DS/SS-QPSK như trên hình 2.6 cùng với các biểu đồ dạng sóng tại các điểm khác nhau. Nó gồm 2 nhánh: nhánh cùng pha và nhánh 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

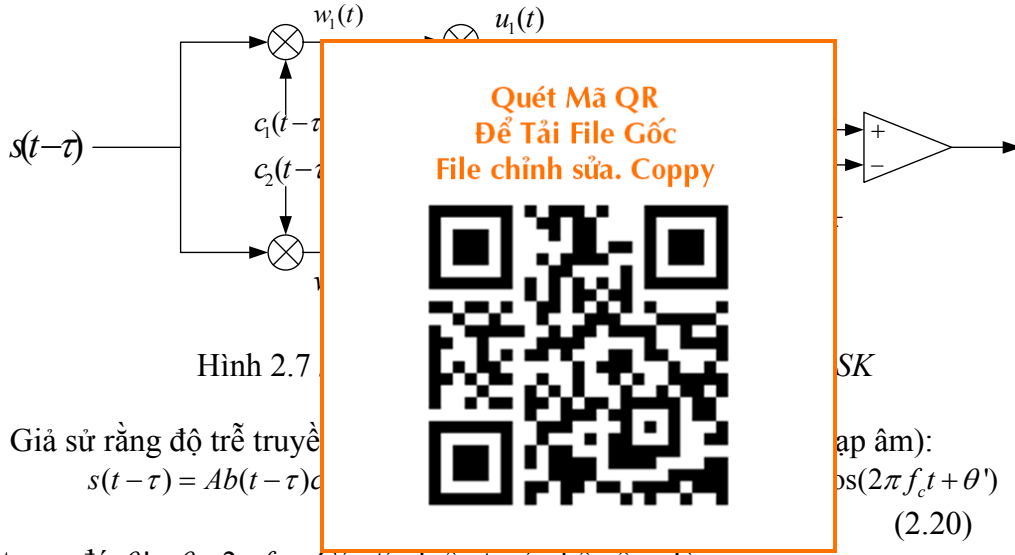
$$\begin{aligned} \gamma(t) &= \tan^{-1} \left(\frac{c_2(t)b(t)}{c_1(t)b(t)} \right) \\ &= \begin{cases} \pi/4 & c_1(t)b(t) = 1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = 1 \\ 3\pi/4 & c_1(t)b(t) = -1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = 1 \\ 5\pi/4 & c_1(t)b(t) = -1 \text{ \& } c_2(t)b(t) = -1 \\ 7\pi/4 & c_1(t)b(t) = 1 \text{ \&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

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

Giả sử rằng độ trễ truyền
 $s(t-\tau) = Ab(t-\tau)c$

áp âm):
 $\cos(2\pi f_c t + \theta')$
(2.20)

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

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

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

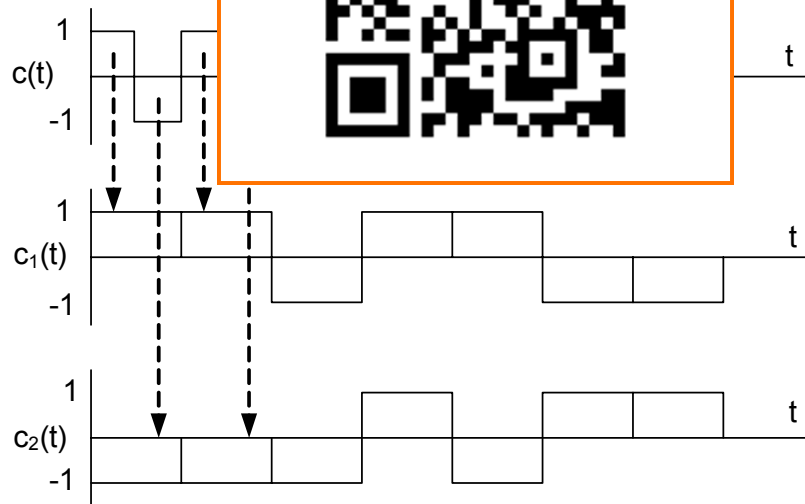
Tổng của các tín hiệu này được lấy tích phân trên một khoảng bit, tạo ra $z_i = AT$ nếu bit tin tương ứng là +1 hay $z_i = -AT$ nếu bit tin tương ứng là -1, vì tất cả các số hạng có tần số $2f_c$ đều có trung bình bằng 0. Do đó, lỗi ra của bộ so sánh là +1 (hoặc “1” logic) khi bit tin là +1, và bằng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

$s_2(t)$ là trực giao với nhau và chúng chiếm cùng băng tần. Do đó, dải thông của $s(t)$ bằng dải thông của $s_1(t)$ hoặc $s_2(t)$, tức là bằng $2/T_c$. Đối với tốc độ dữ liệu $1/T$ bps, độ lợi xử lý là $PG = T/T_c$.

Các hệ thống DS/SS-OPSK có thể sử dụng trong các cấu hình khác nhau. Hệ thống trong hình 2.6 là một hệ thống DS/SS-QPSK để truyền dữ liệu có tốc độ $1/T$ bps. PG và dải thông của $c_1(t)$ và $c_2(t)$ phụ thuộc vào các tham số của hệ thống DS/SS-QPSK để truyền dữ liệu điều chế 1 trong 2 nhánh. Cách khác, ta có thể chia tín hiệu dữ liệu với tốc độ $1/T$ bps thành 2 tín hiệu dữ liệu có tốc độ $1/2T$ bps và truyền trong 2 nhánh.



Hình 2.8 Các ví dụ về $c_1(t)$, $c_2(t)$ nhận được từ cùng $c(t)$

Có một số tham số đặc trưng cho hiệu suất của hệ thống DS/SS-QPSK: dải thông được dùng, PG nhận được, và SNR (xác định xác suất lỗi). So sánh hệ thống DS/SS-QPSK với hệ thống DS/SS-BPSK, ta cần cố định 1 trong các tham số này như nhau trong cả 2 hệ thống và so sánh các tham số còn lại. Ví dụ, tín hiệu dữ liệu có thể phát bởi hệ thống DS/SS-QPSK sử dụng 1 nửa dải thông yêu cầu bởi hệ thống DS/SS-BPSK có cùng PG và SNR. Tuy nhiên nếu cùng tốc độ dữ liệu được phát bởi hệ thống DS/SS-QPSK có cùng dải thông và PG như hệ thống DS/SS-BPSK, thì DS/SS-QPSK có ưu điểm về SNR, dẫn đến có xác suất lỗi nhỏ hơn. Mặt khác, hệ thống DS/SS-QPSK có thể phát dữ liệu tốc độ cao hơn 2 lần hệ thống DS/SS-BPSK có cùng dải thông, PG và SNR.

Ưu điểm của hệ thống DS/SS-QPSK so với DS/SS-BPSK như đã nói ở trên

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 sử dụng trong GPS.

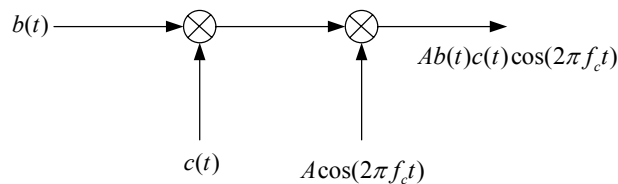
2.1.5 Hiệu suất của các

Cho đến nay ta chưa tính hiệu suất của hệ thống DS/SS. Ta cũng xét nhiều đa ngụy biến khác nhau. Ngoài ra độ khó của việc tính toán cũng được xem xét.

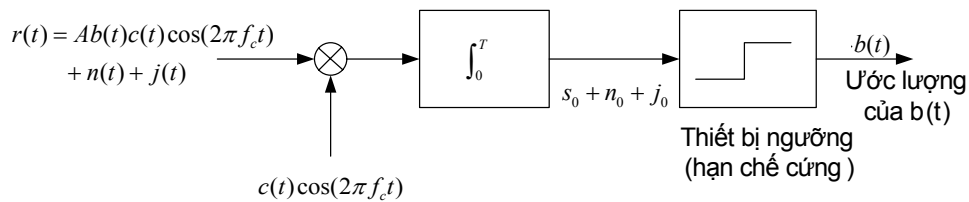
1. Ảnh hưởng của

Hình 2.9 là sơ đồ khối của máy phát và máy thu DS/SS-BPSK. Ở đây ta giả thiết rằng tín hiệu mang có pha đồng bộ hoàn hảo với tín hiệu PN tới và không có sai lệch pha. Ý rằng pha sóng mang θ là cố định. Ta tìm được tỉ số công suất

bị ngưỡng cuối cùng (bộ hạn chế cứng) là nơi tạo ra $\hat{b}(t)$ như ước lượng của tín hiệu $b(t)$. 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.



(a) Máy phát



(b) Máy thu

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

$$AT \quad (2.23)$$

Thành phần tạp âm n_0 là

$$\begin{aligned} &\text{Quét Mã QR} \\ &\text{Để Tải File Gốc} \\ &\text{File chỉnh sửa. Coppy} \end{aligned} \quad (2.24)$$

Giả sử rằng tạp âm $n(t)$

tương quan

$$(2.25)$$

Tức mật phổ công suất

là biến ngẫu nhiên

Gao xơ với trung bình bằng 0

$$(2.26)$$

Do đó SNR_0 bằng

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

Có thể thấy rằng SNR_0 không phụ thuộc vào tốc độ chip 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 lối ra của bộ lọc thông dải thông của nó nhỏ hơn nhiều so với phương sai của j_0 được

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



$$(2.33)$$

Nếu kết hợp cả AWGN và nhiễu nhiệt, SNR₀ tại lối ra bộ tích phân

$$SNR_0 = \frac{A^2 T}{E(n)}$$

độc lập nhau, thì

$$\frac{A^2 T}{N_0 + P_j T_c}$$

$$(2.34)$$

Ta thấy rằng nhiễu cố ý có ảnh hưởng kết

bởi PSD 2 phía là ảnh hưởng 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 lối ra là

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

Do đó

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

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 nhiều, còn số hạng thứ hai là tín hiệu can nhiễu. Giả sử hai tín hiệu DS này có cùng tần số mang hai $b(t)$ và $b'(t)$, cùng pha sóng mang 2 tín hiệu được nhân với $c(t)\cos(2\pi f_c t)$ và $c'(t)\cos(2\pi f_c t + \theta')$ để được tín hiệu thu $r(t)$ như (2.37).

trong đó

$$\begin{aligned} s_0 &= A' \int_0^T b'(t-\tau')c'(t-\tau')dt \\ &= \frac{A'}{2} \cos(\theta') \left[\int_0^T c(t)c'(t-\tau')dt \pm \int_0^T c(t)c'(t-\tau')dt \right] \end{aligned} \quad (2.38)$$

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 sự có mặt của tín hiệu từ người dùng phát tín hiệu và tất cả $K-1$ tín hiệu khác và P_s là công suất trung bình của người dùng là

$$(P_s T_c)$$

Bằng cách mô hình thì PSD kết hợp của chúng đương là



ng bị hủy hoại bởi Giả sử rằng có K bị nhiễu từ tạp âm kênh Gao xơ trắng của mỗi tín hiệu

âm Gao xơ trắng, Do đó SNR tương

$$(2.42)$$

Có nghĩa là can nhiễu là

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 $P'_s = aP_s$ 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, $A^2 T / (2N_0) = 5-11$ có nghĩa là $A^2 T_c / (2N_0) = 5T_c / T - 11T_c / T$ 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

2.2 CÁC HỆ THỐNG

2.2.1 Mở đầu

Ý tưởng của các hệ thống truyền thông trên một tập tần số theo thời gian không nhất thiết phải là dùng để điều khiển (xác định) tần số nhanh hoặc chậm hơn.

Ta sẽ sử dụng kí hiệu T để chỉ độ dài một bit dữ liệu. Để đơn giản, ta giả định rằng sự thay đổi nhanh

không thực tế và giải điều chế không nên kết này 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 $\{f_0, f_0 + \Delta f, f_0 + 2\Delta f, \dots, f_0 + (J-1)\Delta f\}$ 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

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

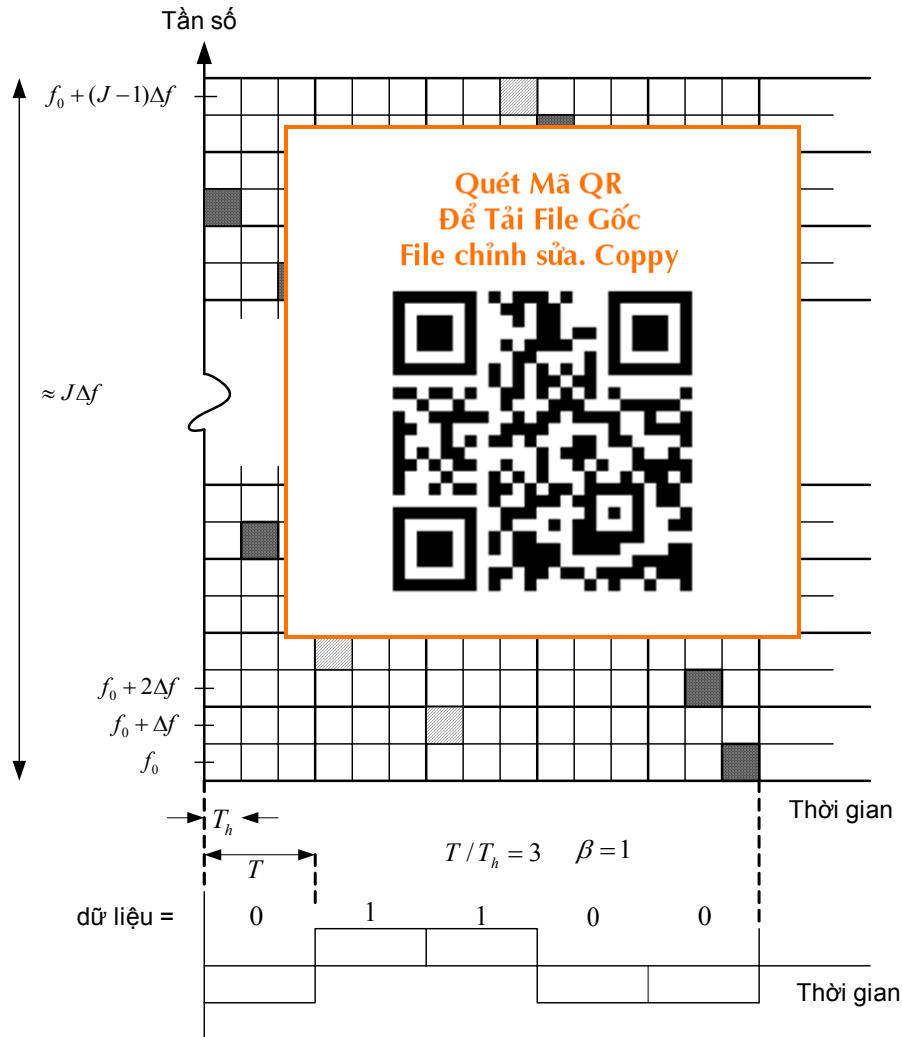
Khi $\Delta f = 1/T_h$. Trong các hệ thống không liên kết, sử dụng tập tín hiệu trực giao cho chất lượng tốt hơn (về mặt xác suất lỗi bit) so với tập không trực giao. Thực vậy phương trình (2.44) đúng với $\Delta f = m/T_h$, với m là số nguyên bất kì khác không. Để sử dụng hiệu quả phổ tần ta chọn $m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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



ần số sóng mang
ng ở đây đây PN
ng DS/SS, nó chỉ
nhanh hơn (nhảy

(hop) và T để chỉ
hệ thống FH/SS.
kết (coherent) là



Hình 2.10 Biểu đồ tần số của FFH với FSK

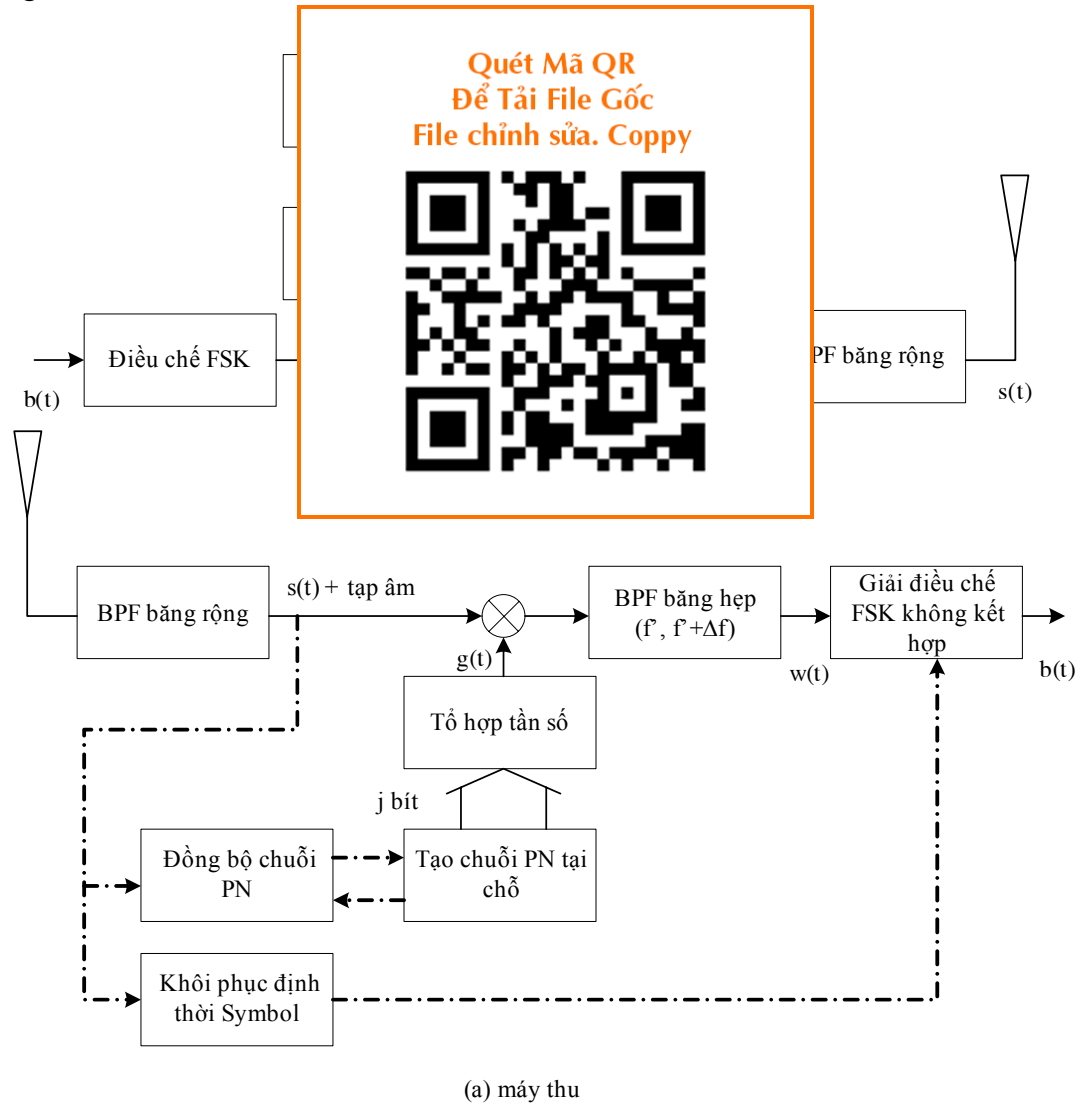
1. Máy phát

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
Ta thấy rằng tần số phát
Vì thế các tần số phát
 $J = 2^{j+1}$, suy ra có tổng
thay đổi từ lần nhảy này
pha như nhau đối với tất

$$s(t) = A$$

ở đây $p_T(t)$ là xung vuông
Bộ nhân tần trong hình
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



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

Số hạng thứ 1 có thể bỏ qua (qua pha) với dải thông (bandwidth) $2/T_h$, tâm ở $+f_l$. Vì tín hiệu

nên các tần số này trải từ $(J-0.5)\Delta f$ đến $(J+0.5)\Delta f$ trong phương trình (2.52) chiếm băng tần $J\Delta f$ dài 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. Lí 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

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

Bỏ qua tạp âm tín hiệu vào BPF là

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

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

Tổng quát hóa của để biểu diễn $\log_2(M)$ bit tần số lớn hơn, ví dụ 2^j số. Máy phát và máy thu giải điều chế FSK bây giờ tức 2 bit dữ liệu được symbol bằng $\log_2(M)$ bit và T_h biểu diễn 1 độ dài 2^j nhóm 4 tần số. Số nh dữ liệu 2 bit xác định tần từ dữ liệu và j bit từ dãy mỗi lần nhảy. Vì tần số

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



tần số được dùng hay trên số lượng đến bộ tổ hợp tần là bộ điều chế và h 2.12, với $M = 4$ symbol dữ liệu (1 ol, $T_s = \log_2(M)T$) được chia thành đây PN trong khi dụng. Vì thế 2 bit o được phát trong n 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

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

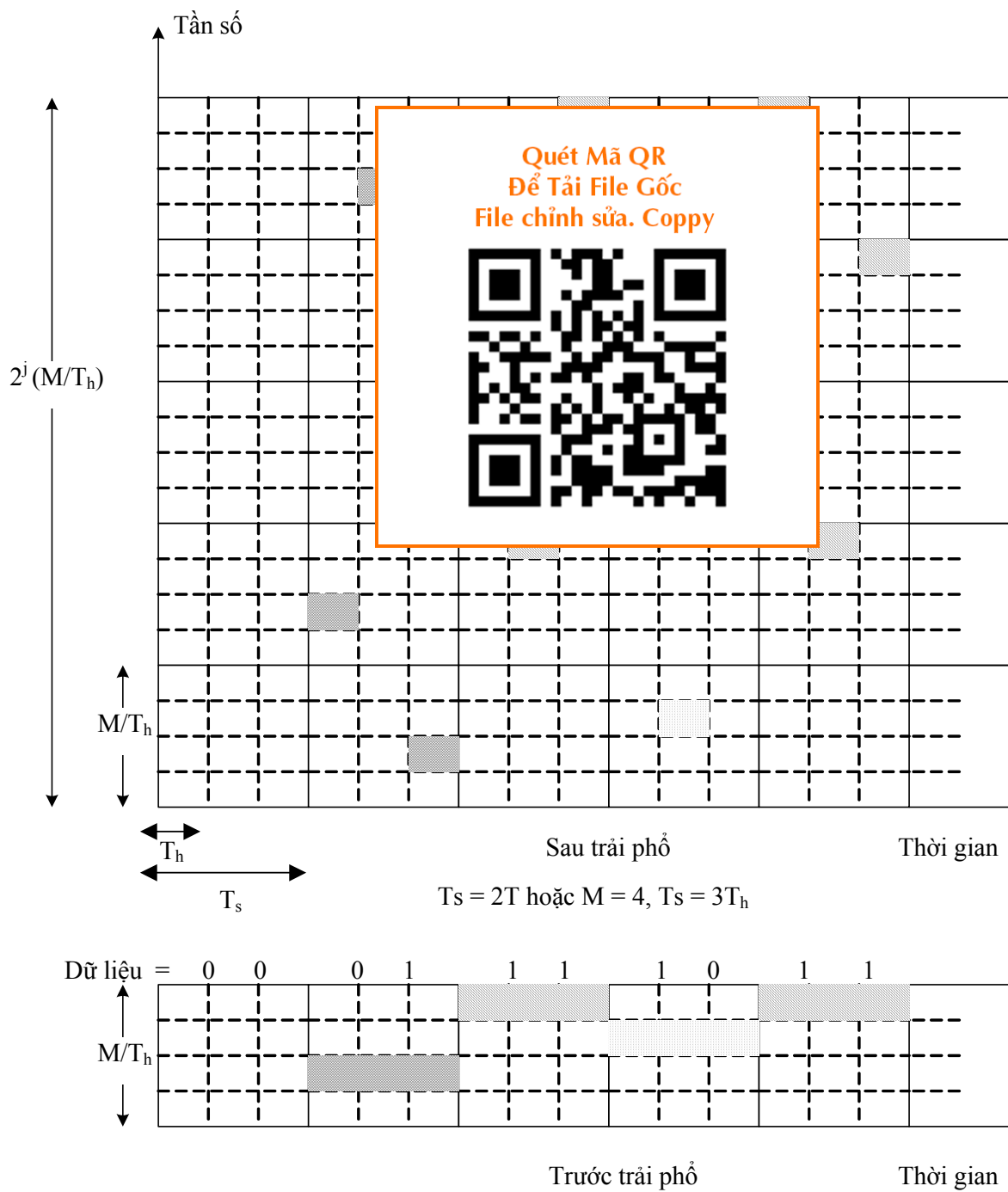
Do đó

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

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 gần 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, gần 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 có số của hệ thống như vẽ hình này ta giả sử rằng số nhỏ nhất đối với tín số $2^j M/T_s$ Hz, ở đây j là số

2.3 CÁC HỆ THỐNG THÔNG LAI GHÉP

2.3.1 Các hệ thống trải

Trong TH/SS dữ liệu và thời điểm chính 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.

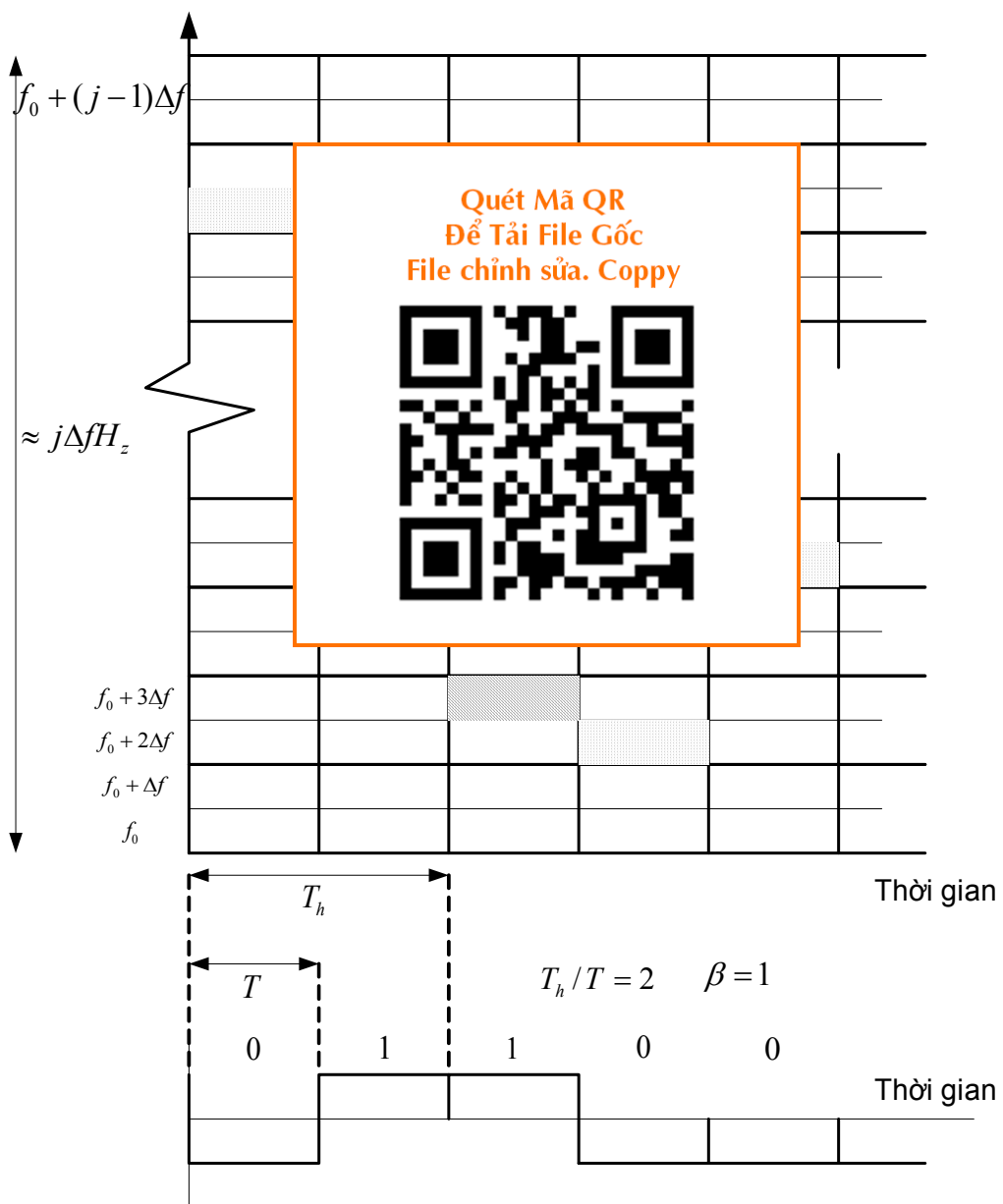
Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Copy



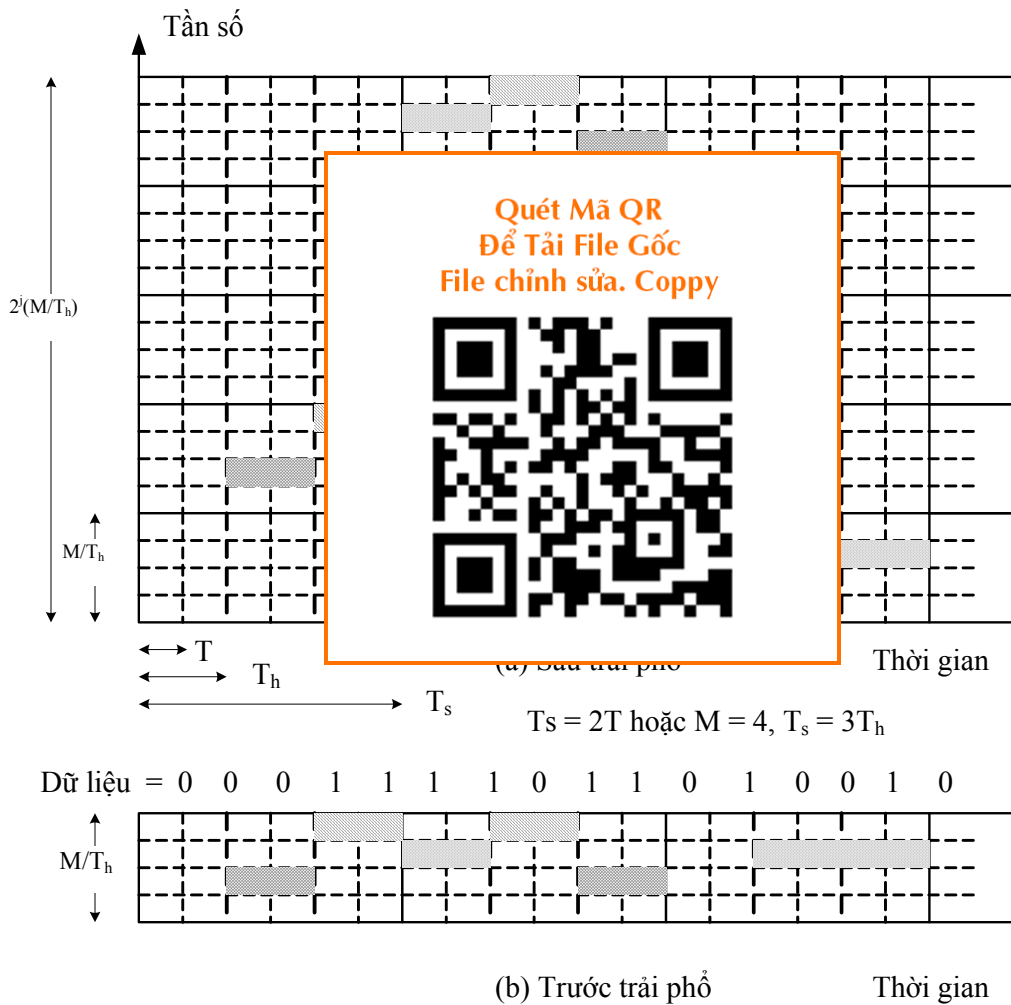
2.14 là biểu đồ tần
dải symbol. Trong
Vì gần cách tần
g của hệ thống là

N và CÁC HỆ

cum gồm k bit dữ
dây PN. Cụ thể



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 tần số. Các tín hiệu FH/SS cũng có thể loại bỏ 1 số kênh nhiễu. Các hệ thống này nhiều ở gần có tín hiệu mong muốn. SS miễn cảm hơn tốc độ nhảy thấp.

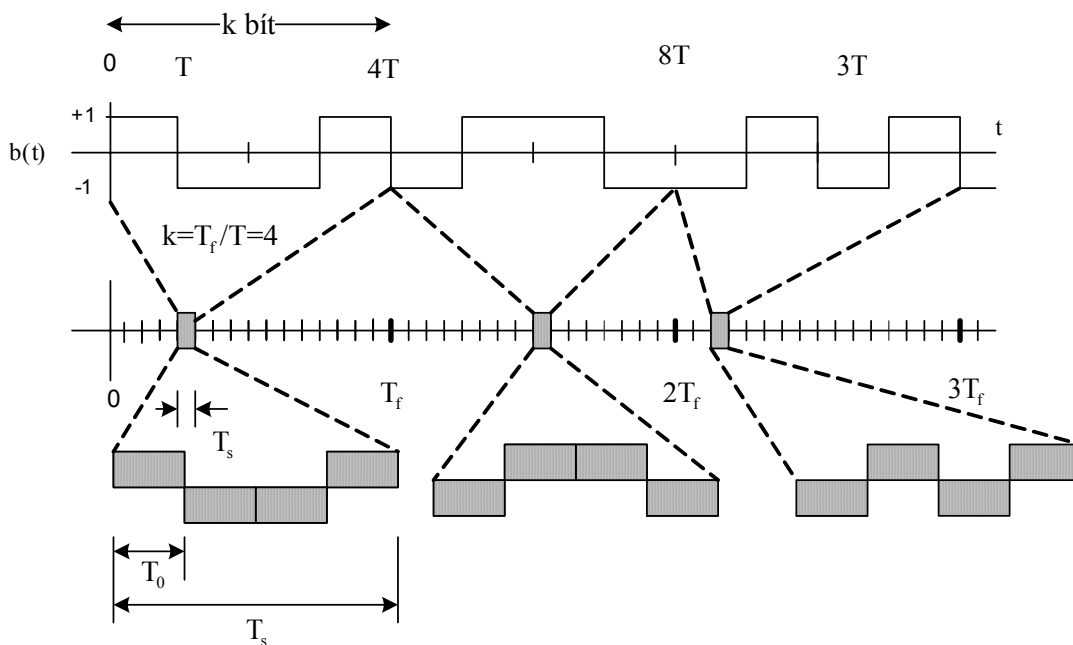
Thời gian cần thiết trong hệ thống FH/SS thực hiện máy phát hợp tần số.

Các hệ thống FH/SS nhiều. Các máy thu DS/SS trường loại này.



ion) là ngăn nhất TH/SS. Tuy nhiên chức năng của bộ tổ

đa tia và các can tín hiệu trong môi



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

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

$$s_{FH/DS}(t) = Ac(t)s_{FH}(t) = Ac(t) \sum_{i=-\infty}^{\infty} \cos(2\pi(f_0 + i_1\Delta f + b_1\Delta f)t + \theta_1) p_{T_h}(t - 1T_h) \quad (2.59)$$

ở đây $c(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} c_i p_{T_c}(t - iT_c)$ là giá trị của dữ liệu xác định trên bộ tạo PN. Phần đa tia, phần FH cho phép đổi pha do nhảy tần nên tần rất thấp. Tín hiệu lai và trải bằng dãy PN. Nhấn mạnh FH tránh phần nhiễu rộng. Đối với nhiễu đa vấn đề gần xa.

Tín hiệu FH/DS 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

$$s_{FH/DS}(t) = A \cos(2\pi(f_0 + i_1\Delta f + d_1\Delta f)t + \theta_1), \quad 1T_h < t < (1+1)T_h \quad (2.60)$$

ở đây i_1 là số nguyên chẵn xác định bởi bộ tạo PN và

$$d_1 = \begin{cases} 0, & b(t)c(t) = -1 \quad t \in (1T_h, (1+1)T_h) \\ 1, & b(t)c(t) = 1 \quad t \in (1T_h, (1+1)T_h) \end{cases} \quad (2.61)$$

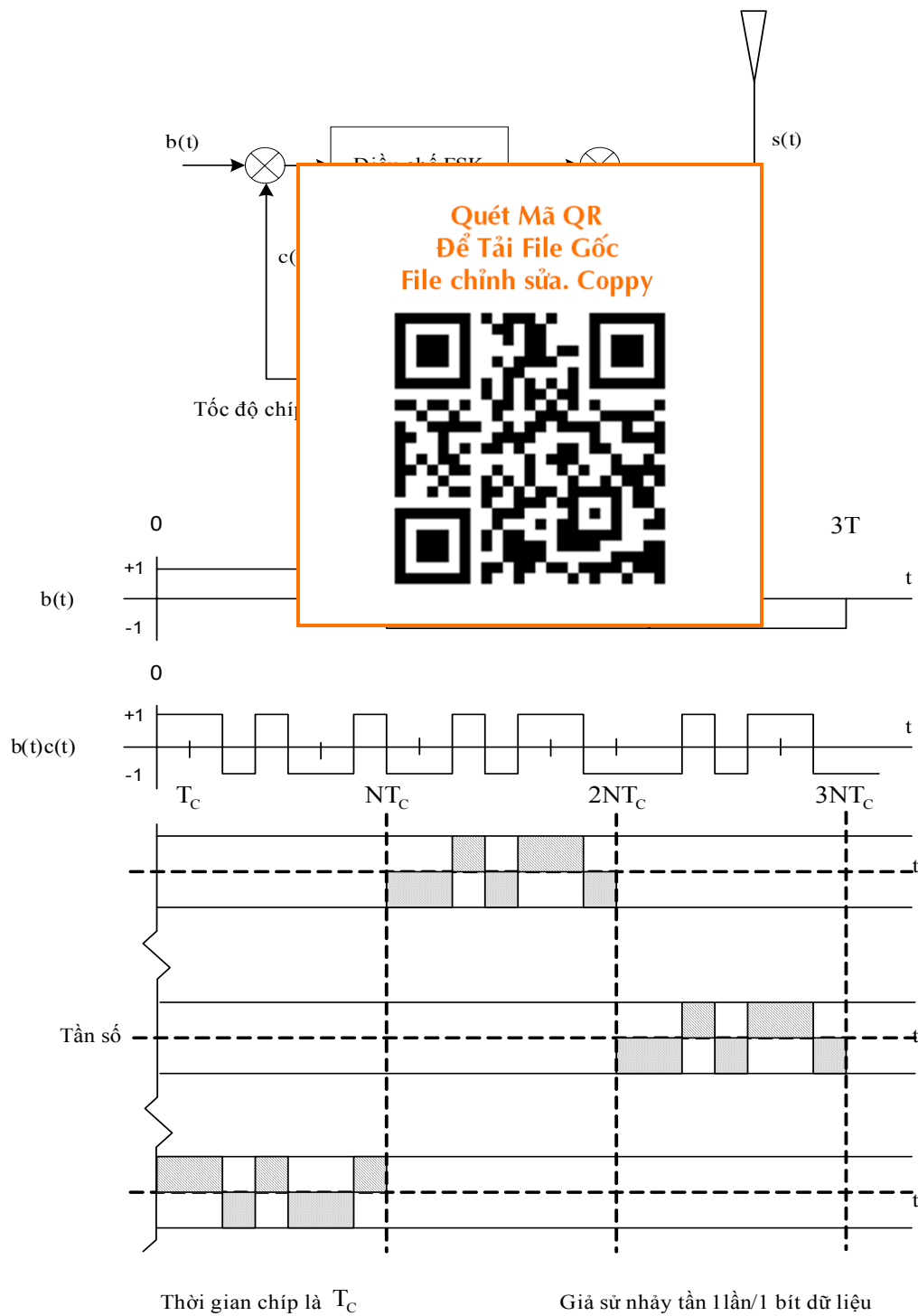
Như chỉ ra trên hình 2.16a, một bộ tạo PN có thể sử dụng cho cả hai chức năng DS và FH. Biểu đồ tần số và 1 số tín hiệu cho trên hình 2.16b, ở đó ta giả thiết rằng có 1 lần nhảy trên 1 bit dữ liệu tức là $T_h = T$. Đối với FSK trực giao, giãn cách tần số là $\Delta f = 1/T_c$ do đó dải thông của hệ thống 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

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





(b) Các tín hiệu và đồ thị tần số

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 lượng lớn người dùng rộng. Các thiết kế thông tránh được nhiễu nhiễu duy trì đồng bộ thô giữ hiệu tổng. Nó cũng cung

3. Nhảy thời gian/

Một lựa chọn khác phổ DS/TH, tín hiệu của

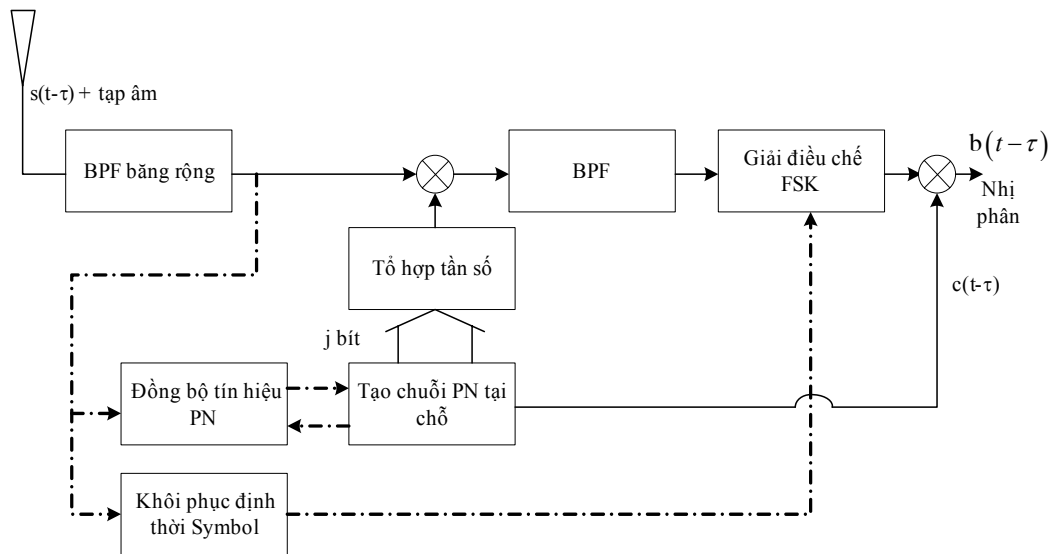
Nếu không tránh được trên phổ tần rộng bởi tín hiệu giảm đi nhờ nhảy thời gian

4. Hệ thống lai ghép

Tín hiệu này có dạng sau

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

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 bằng giả tập PN hoặc dãy mã giả PN là hàm thời gian của tạo nên từ mã PN. Lưu ý phải như vậy nếu không liên lạc SS. Tuy nhiên c nhiên đối với người qua các dãy PN cũng gần giố

Lớp quan trọng nh chiều dài cực đại, gọi là dịch hồi tiếp tuyến tính

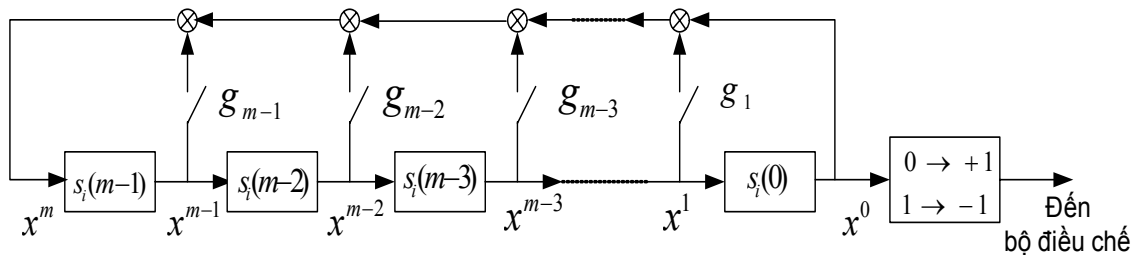
tính được xác định bởi đa thức sinh tuyến tính $g(x)$ bậc $m > 0$:

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

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.



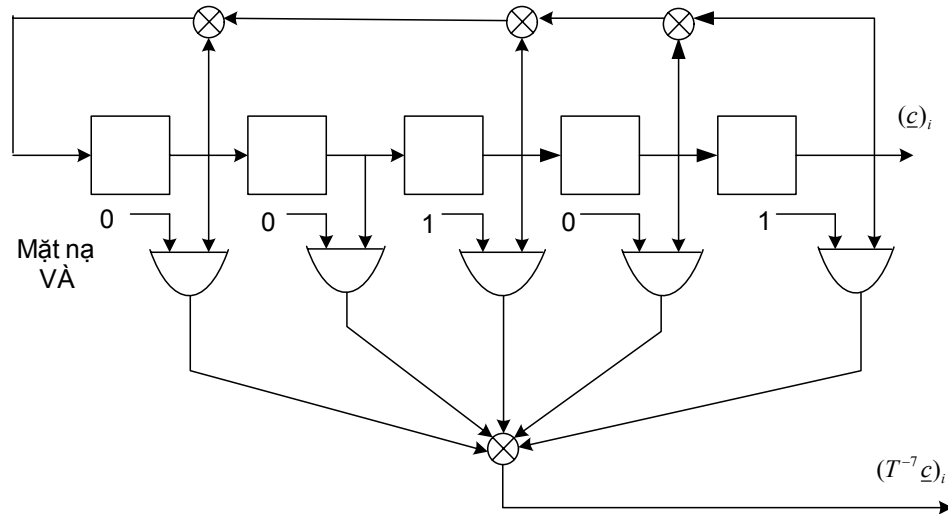
Hình 3.1 Mạch thanh ghi dịch để tạo dãy PN

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 $\underline{s}_i = (s_i(m-1), s_i(m-2), \dots, s_i(0))$. Đầu ra tại xung đồng hồ thứ i là $c_i = s_i(0)$. Thay vào điều kiện hồi qui của dãy ra là:

$$c_{i+m} = g_{m-1}c_{i+m-1} + g_{m-2}c_{i+m-2} + \dots + g_1c_{i+1} + g_0c_i \quad (3.3)$$

với $i \geq 0$. Ví dụ xét đa thức sinh $g(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ (3.3) ta được qui tắc hồi qui $c_{i+5} = c_{i+4} + c_{i+2} + c_{i+1} + c_i$ ghi dịch hồi tiếp tuyến tính như trên hình 3.2. Mỗi đơn vị nhớ trong mạch. Đối với bất kì trạng thái ban đầu $(s_0(4), s_0(3), s_0(2), s_0(1), s_0(0))$, trạng thái đa thức sinh $g(x)$. Trong ví dụ này dãy tuần hoàn có chu kỳ là $N = 31$. Một (3.2):



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 1000011100110111110100010010101....., 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 $T^{-2}\underline{c} + \underline{c} = 000100101011000011100110111101\dots$, 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.



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

Đề 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

Tốc độ đồng hồ τ trong 1 ô ghi dịch và thời gian trễ tiếp. Cụ thể tốc độ đồng hồ

ở đây τ là thời gian trễ.

ta có thể dùng dạng tốc độ đồng hồ

$$\begin{aligned} s_i(0) &= g_{m-1}s_{i-1}(0) \\ &= L \cdot L \\ &= g_{m-1}s_{i-1}(0) \end{aligned}$$

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Copy



các thời gian trễ loại trừ” ở mạch

g hồ nhanh đến

))

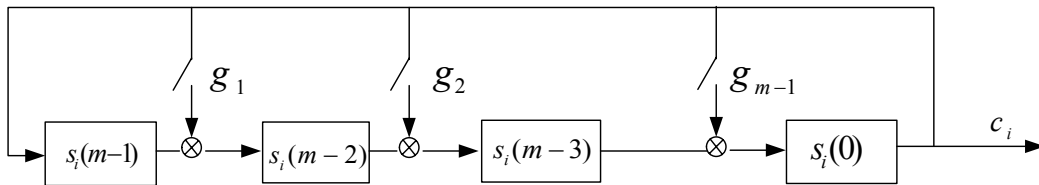
$$1) \pmod{2}$$

$$(3.4)$$

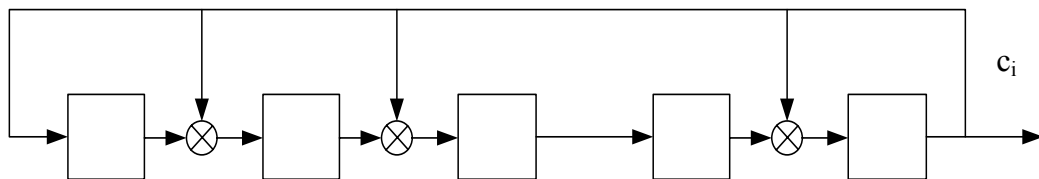
Vì $s_{i-m+1}(m-1) = s_{i-m}(0)$ (xem đường hồi tiếp hình 3.3) và $s_i(0) = c_i$, phương trình trên trở thành

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

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 $g(x)$

là đa thức nguyên thủy
hết cho $x^n + 1$ là $n = 2^m - 1$
phải là nguyên thủy vì x
không bằng 31. Số lượng

ở đây $\phi(n)$ là hàm Ô le

Kí hiệu $p|n$ chỉ "tất cả
số các số nguyên dương
Ví dụ:

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



sao cho $g(x)$ chia
 $x^2 + x^1 + 1$ không
đó n nhỏ nhất là 6

(3.6)

". Hàm Ô le bằng
với n .

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

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

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

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

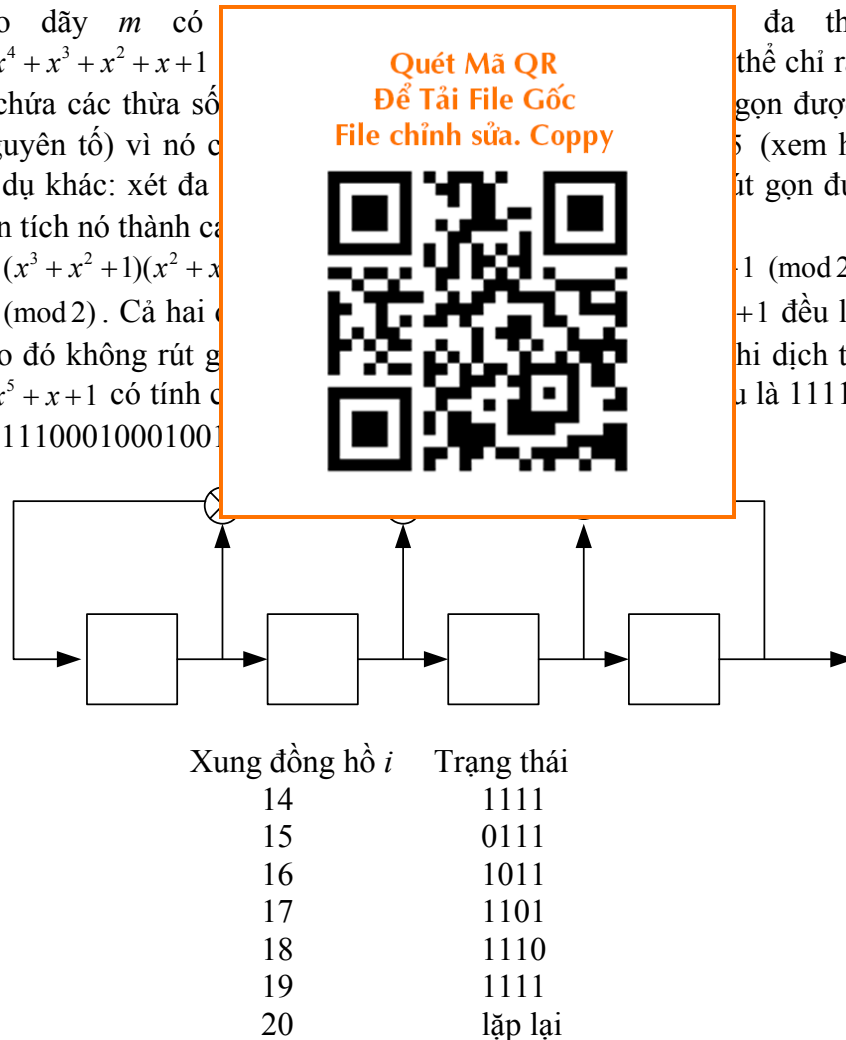
$m = 4$: 10011 và 11001

$m = 5$: 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 $g(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$ không chứa các thừa số (đa thức nguyên tố) vì nó có tính chất: Một ví dụ khác: xét đa thức $g(x) = x^3 + x^2 + 1$ (mod 2) vì $2 \equiv 0 \pmod{2}$. Cả hai đa thức (do đó không rút gọn được) $g(x) = x^5 + x + 1$ có tính chất sẽ là 1111100010001001



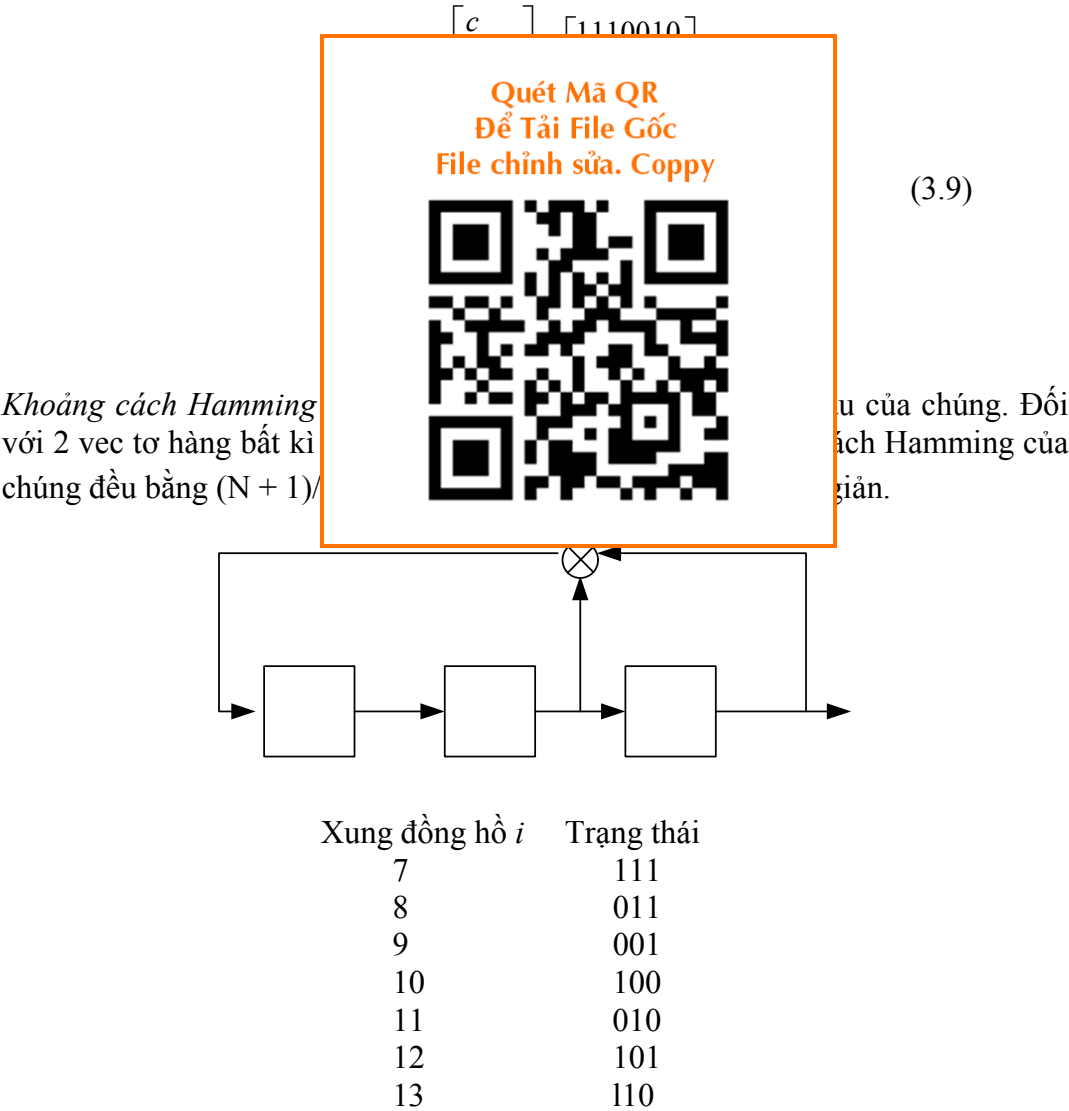
Hình 3.5 Mạch ghi dịch đối với đa thức sinh không nguyên thủy $g(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$

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:



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 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

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

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 0 trong $2^m - 1$ bộ

(thử cửa sổ có độ rộng m dọc theo dãy m trong S_m thì ta nhìn thấy 0 trong $2^m - 1$ bộ hình dung dãy này

được viết thành vòng tròn. Với mỗi dãy m nào trong S_m

Tính chất 4- Số số 1 nh

cũng chứa 2^{m-1} số 1 và 2

Tính chất 5- Tính chất của

một) là dãy m khác trong

Tính chất 6- Tính chất của

(mod 2, từng số hạng m

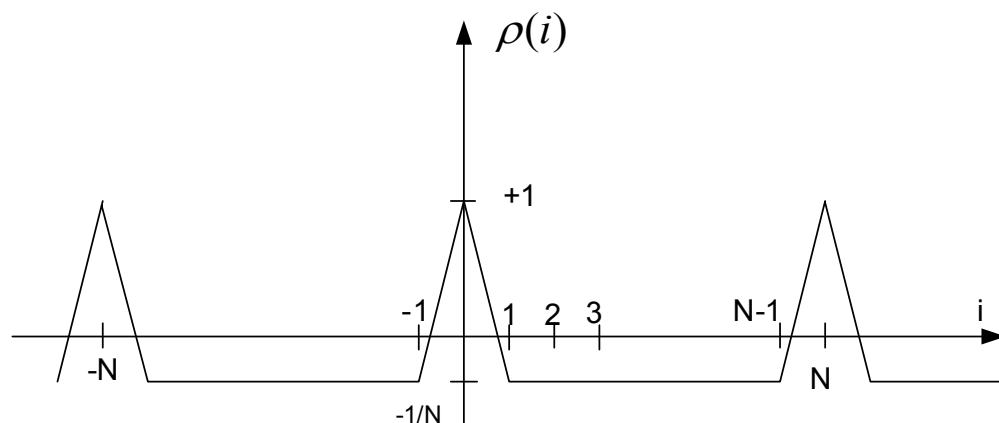
Tính chất 7- Tự tương c

chuẩn hóa của dãy m đư



(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 $\vartheta'_0 = \vartheta'_i, \forall i \in \mathbb{Z}$. 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 $H(x)$ có nghiệm là các lũy thừa bậc n của các nghiệm của $g(x)$.

Các tính chất 3, 4, tính chất 1 và 2 không hình 3.1. Dãy m đi qua trạng thái của bộ ghi dịch phải đi qua tất cả $N = 2^m$ suy ra tính chất 3. Mỗi tỉ phân của số nguyên từ 1 1. Trong phạm vi 1 đến đúng 1 đơn vị, do đó tính hồi qui vì dãy m nào tạo đó tổng của chúng cũng

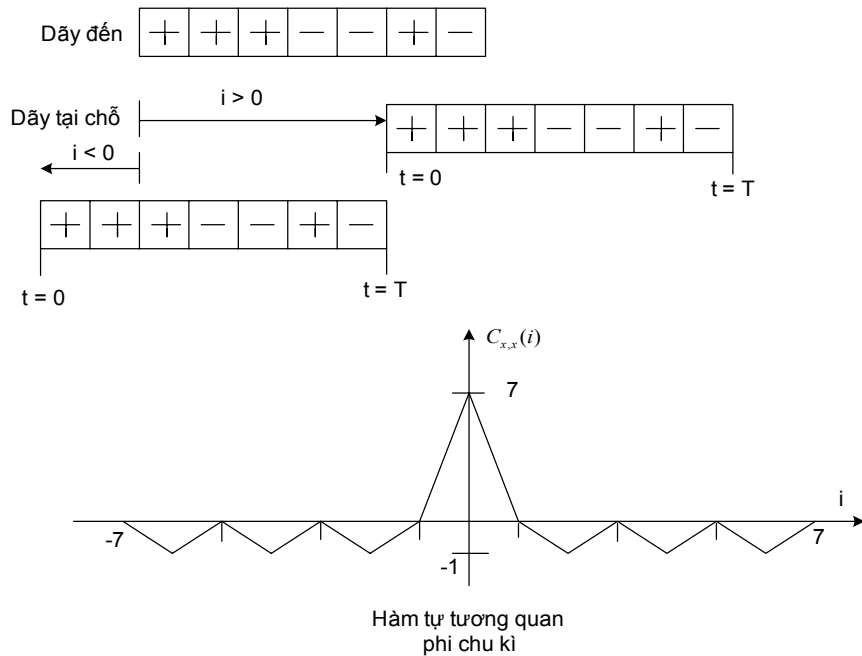
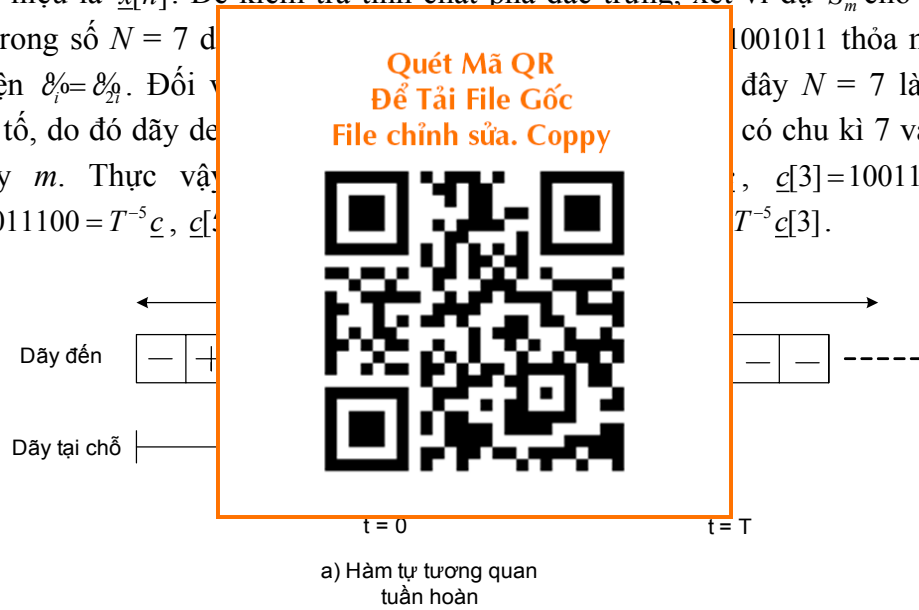
cũng là dãy m trong S_m . Dễ ý rằng các dãy m trong S_m là các dịch pha của nhau, do đó chúng là tương đương dịch vòng và rõ ràng chia sẻ cùng đa thức sinh. Tính chất Cộng và Dịch trở nên hiển nhiên vì dịch pha của dãy m trong S_m vẫn là dãy m khác trong S_m . Tính chất Tự tương quan là hệ quả của tính 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



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 y bằng cách lấy mỗi bit thứ n của dãy x , tức là $y_i = x_{ni}$, $\forall i \in \mathbb{Z}$. Dãy y được gọi là decimation cho n của x và được kí hiệu là $x[n]$. Để kiểm tra tính chất pha đặc trưng, xét ví dụ S_m cho bởi (3.9). Trong số $N = 7$ dãy c có chu kỳ 7 và là điều kiện $\vartheta_i = \vartheta_{i+7}$. Đối với dãy c nguyên tố, do đó dãy decimated $c[n]$ cũng có chu kỳ 7 và là các dãy m . Thực vậy, $c[3] = 1001110$, $c[4] = 1011100 = T^{-5}c$, $c[5] = 1100101 = T^{-5}c[3]$.



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 $m = +++--$

Đề 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 đa thức nguyên thủy bất kỳ có thể xác định được. Ví dụ, $c[n] = c[3] = 1001110$ ta vẽ mạch ở $n = 3$ lần tốc độ hình 3.8. Nói chung dãy

Tiếp theo xét $g(x) = x^4 + x + 1$. Xét $c'[3]$ kì bằng $N/\gcd(N, m)$ thì $h(x) = x^4 + x^3 + x^2 + x + 1$, $c'[11] = 011110101100100$ thủy là $x^4 + x^3 + 1$. Đề ý

của 2 của dãy m là phiên bản dịch của chính dãy m , tức là $c[2^j] = T^{-j}c$.

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 kì (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 kì 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 kì hoặc ngắn hơn, thì tương quan là phi chu kì như hình 3.9b. Các dãy Barker là các dãy có biên độ tự tương quan phi chu kì 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:



lựa trên cơ sở một dãy bậc m khác đều tạo nên dãy m h 3.6 nhưng chạy $= 3$ số ở lỗi ra như là dãy m c . 111 tạo ra bởi 111101111 có chu của $c'[3]$ là cho 11 ta được thức sinh nguyên tion cho lũy thừa

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 , ω , 1

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

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

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:

$$\begin{bmatrix} c_{i+m} \\ c_{i+m+1} \\ \vdots \\ c_{i+2m-1} \end{bmatrix} = M \begin{bmatrix} c_{i+m-1} & c_{i+m-2} & \dots & c_{i+1} & c_i \\ c_{i+m} & c_{i+m-1} & \dots & c_{i+2} & c_{i+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ c_{i+2m-1} & c_{i+2m-2} & \dots & c_{i+2} & c_{i+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} g_{m-1} \\ g_{m-2} \\ \vdots \\ g_1 \\ g_0 \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Tập m phương trình (3.14) là hệ phương trình tuyến tính, do đó là hệ phương trình có thể ước lượng chính xác chu kỳ mã và $2m$ bit mã. Phương trình (3.15) là:



1 ẩn số, nghĩa là khi đây là 31 và ta liên tiếp, cụ thể

(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) $\underline{u} = u_0 u_1 \dots u_{N-1}$ và $\underline{v} = v_0 v_1 \dots v_{N-1}$ 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 nhiều tương hỗ (xuyên

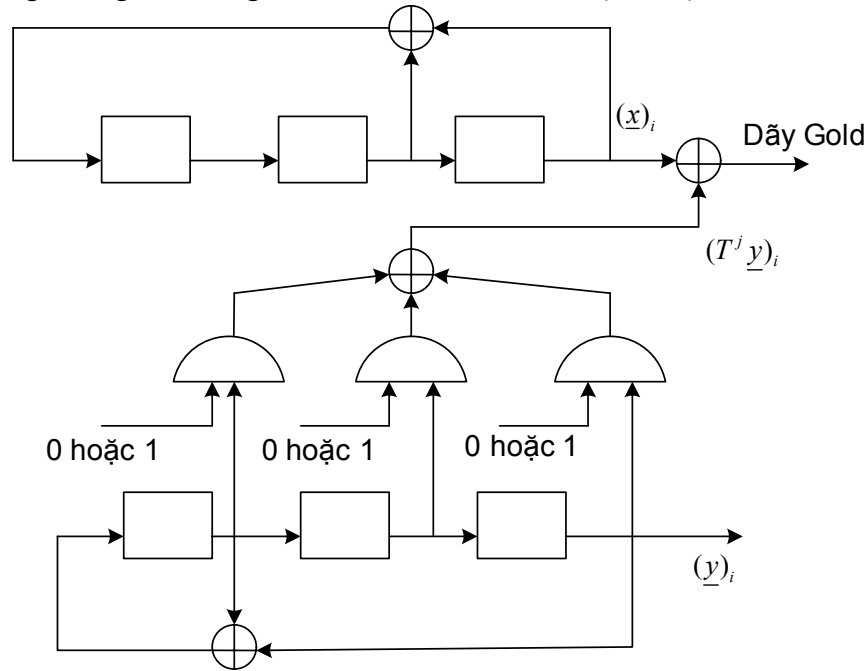
âm) giữa 2 người dùng là nhỏ. Số dãy m có độ dài $N = 2^m - 1$ bằng $\frac{1}{m}\phi(N)$, tuy nhiên 1 số cặp dãy m không thích hợp đối với sử dụng trong cùng tập dãy SSMA.

Một lớp quan trọng các dãy tuần hoàn có thể cung cấp 1 số lượng lớn các dãy với tương quan chéo thấp. Các dãy này được gọi là Gold. Tập gồm $N + 2$ các dãy Gold với độ dài $N = 2^m - 1$ có tính các dãy m có chu kỳ giống nhau N . Các dãy này có hàm tương quan chéo 3 trị

ở đây $t(m) = 1 + 2^{\lfloor (m+2)/2 \rfloor}$ là tương quan chéo, đầu tiên các dãy m bao gồm cặp dịch vòng của $\underline{y}$. Cụ thể

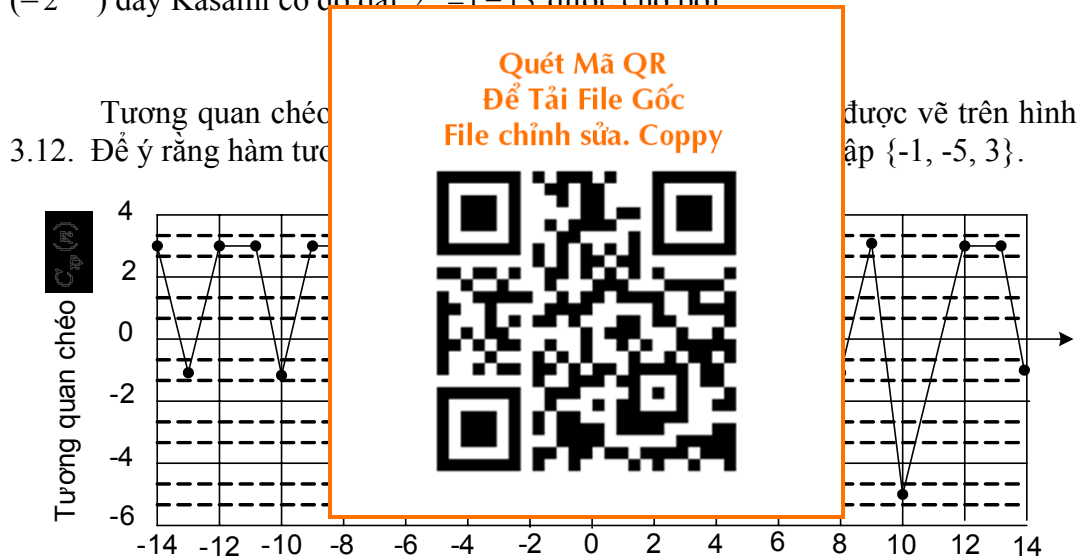
$$S_{Gold} = \{ \underline{y}, \underline{y}^{(1)}, \underline{y}^{(2)}, \dots, \underline{y}^{(N)} \}$$

ở đây $T^{-1}\underline{y} = (y_1, y_2, y_3, \dots, y_N)$ là độ tương quan cực đại đối với 2 dãy m bất kỳ 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 $g_1(x) = x^3 + x + 1$ và $g_2(x) = x^3 + x^2 + 1$

ứng với dãy $m \ x = 100010011010111$ đối với nội dung ban đầu 0001. Giá trị của hằng số $s(m)$ là $2^2 + 1 = 5$. Chia x cho $s(m)$, ta được $y = x[5] = 101101101101101$, 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



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 $\theta_{\max}$. 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 $\theta_{\max}$ 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, $\theta_{\max}$ 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 Welch, phát biểu như sau: Đối với chu kỳ N thì:

$$(3.24)$$

Nhận xét rằng đối với các dãy Kasami với $K =$

$$\theta_{\max} \quad (3.25)$$

Vì $\theta_{\max}$ lớn nên có thể nói

$$(3.26)$$

Tập nhỏ các dãy với dấu bằng, do đó nó là phương trình (3.26)



3.3.4 Các dãy phức

Các dãy nhị phân ± 1 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

$\underline{x} = (x^7, x^6, x^5, x^4, x^3, x^2, x^1, x^0)$ (3.29)
có biểu diễn đồ thị như h



Hình 3.13 MẠCH GN ĐIỆN DƯỚI DÂY PHỨC

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

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

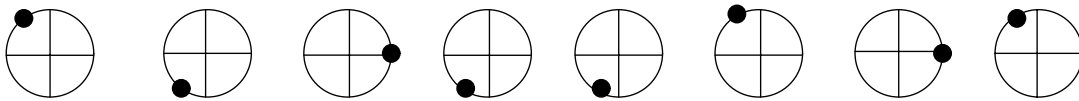
là hàm tự tương quan dạng đinh ghim đã biết rõ. Một số đa thức nguyên thủy đối với $p = 3$:

$m = 1$: 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 chéo của các dãy FZC là bằng 0, còn các hàm tương quan tự tương quan của các dãy FZC là biên độ cực đại của tự tương quan. Các giá trị tương quan chéo đối xứng.

chính xác bằng 0, do ta kí hiệu θ_a là biên độ cực đại của các giá trị tương quan chéo đối xứng. Ta chỉ ra rằng:

$$(3.33)$$

Đề ý rằng $\theta_{\max} = \max\{\theta_a\}$, bất phương trình trên trở thành

giới hạn trong

$$(3.34)$$

Hơn nữa, vì $\theta_c = \theta_a$ (3.32), ta có:

trong phương trình

$$(3.35)$$

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 $\theta_{\max}$ 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 $x^3 = -3x^2 - 2x - 3$. Vì $N = 2^m - 1 = 7$. Có $4^m - 1 = 63$ nội dung ban đầu. Nhưng chỉ có 1 tập con của nó là đủ để mã hóa. Vì $(4^m - 1) / N = N + 2 = 9$ trở lại (theo chu kỳ). 9 dãy đó là:

Nó



115
122

5112122
2213323

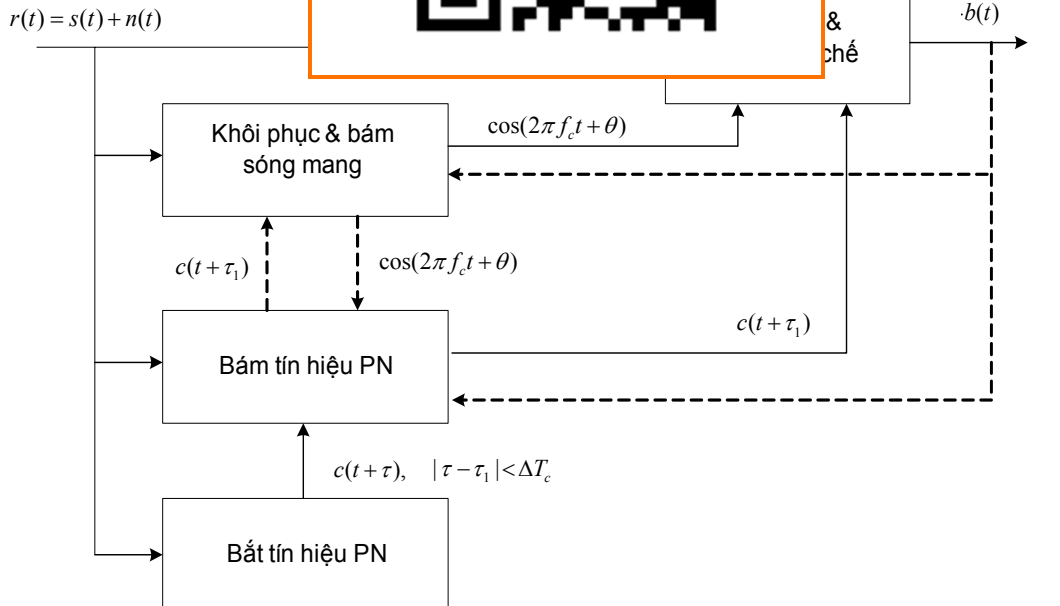
Đề ý rằng ánh xạ $0 \rightarrow 1, 1 \rightarrow e^{j\pi/2}, 2 \rightarrow e^{j\pi}, 3 \rightarrow e^{3j\pi/2}$ được sử dụng để biến đổi các dãy căn hai của đơn vị. Phân bố tương quan của các dãy 4 pha được biết đầy đủ.

Chương 4

ĐỒNG BỘ TRONG THÔNG TIN TRẢI PHỔ

4.1 VẤN ĐỀ ĐỒNG BỘ

Như đã trình bày, trải phổ phụ thuộc vào k của (và đồng bộ với) tín hiệu. Nó không biết pha của tín hiệu. Có hai bước: bước thứ nhất là bước điều chỉnh độ lệch tần số nằm trong một khoảng nhất định (đồng bộ tĩnh), thực hiện được 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 truyền dẫn truyền toàn bộ băng tần của các nhiễu và tạp âm ngẫu nhiên. Băng thông phải vào khoảng 2

Như mô tả trên hình 4.1, mạch bắt PN, bám PN, phục hồi/điều chế. Sau khi phân hệ bắt PN, ở đây $|\tau - \tau_1| < \Delta T_c$ trong khoảng $(\tau_1 - \Delta T_c, \tau_1 + \Delta T_c)$ một tập các pha và cho tín hiệu tới. Một khi pha của tín hiệu tới, mạch bám mới bắt

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).

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



ui băng rộng bao
là f_c dùng để lọc
của bộ lọc băng

ức năng như: bắt
điều chế tín hiệu.
nó tạo ra chuỗi
được pha τ nằm
n tìm kiếm khắp
tín hiệu PN tới.
của tín hiệu PN
pha giữa hai tín

4.2 CÁC HỆ THỐNG ĐỒNG BỘ SƠ BỘ MÃ PN

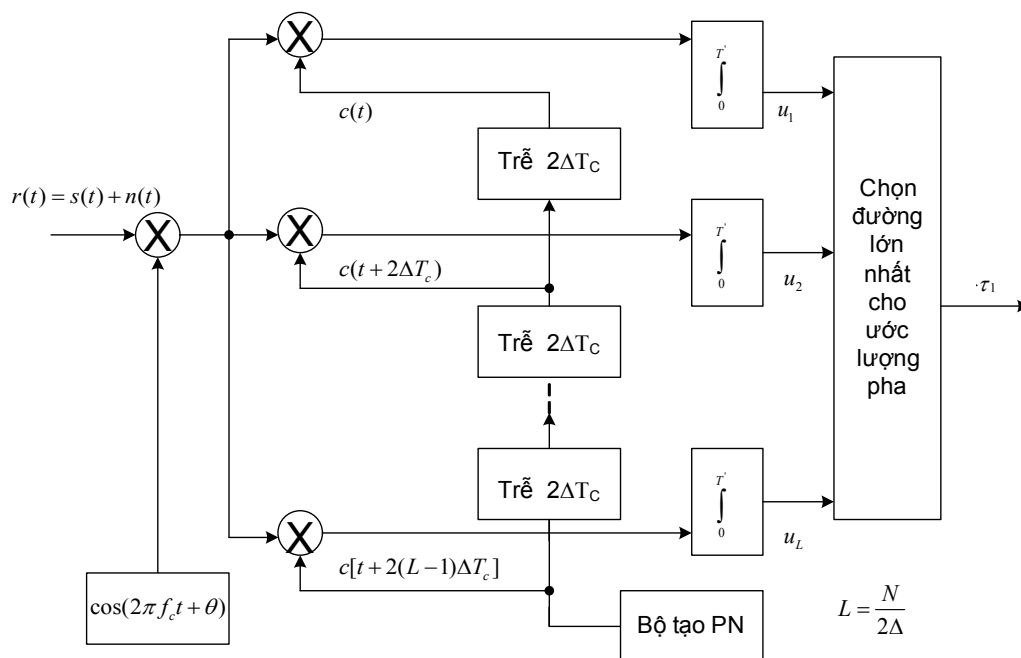
4.2.1 Bắt mã PN trong các hệ thống DS/SS

Như đã đề cập trong phần trên, quá trình bắt nhằm đưa các pha của tín hiệu PN tại chỗ và tín hiệu PN tới về cùng một pha. Khoảng này phải nằm trong dải kéo vào mạch bắt để mạch bắt có thể thực hiện trong r. Khi hệ thống mất đồng bộ, hệ thống bắt với giải điều chế không kết hợp. Để phát dữ liệu trong thời gian nhất định, giả thiết này. Trong các biên của sơ đồ bắt là cần



Giải sử khoảng b 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 thăm 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 tiếp theo sẽ được thực hiện thêm (được gọi là dừng thứ hai) và việc đồng chỉnh sẽ tiếp tục. Ý tưởng của sơ đồ đồng chỉnh 1 cách nhanh chóng đó là việc không đồng chỉnh pha đều ứng với không thông qua việc quyết định khoảng là mở rộng của khoảng cố định. Một sơ đồ đồng chỉnh hay không đồng chỉnh. Tại đầu ra của bộ tích phân, chúng ta có thể xuất hiện ở đầu ra bộ tích phân định tương ứng. Ngược lại, việc đồng chỉnh để phân tích nhất kiểm song song và nổi bật 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 nổi 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 đã điều chế là

$$r(t) = A \cos(2\pi f_c t + \theta) \quad (4.3)$$

So sánh với công thức (4.1) ta thấy rằng tín hiệu đã điều chế ở đây được đặt nhân là T' cố định. Phép nhân với tín hiệu điều chế sóng mang kết hợp. Tích $r(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)$ và bộ tích phân lấy giá trị trung bình mang kết hợp. Tích $r(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)$ trong miền $[0, T']$ pha được kiểm tra. Các tín hiệu $r(t) \cos(2\pi f_c t + \theta)$ lỗi ra của nhánh thứ j là $r_j(t) = A_j \cos(2\pi f_c t + \theta_j)$ bám được khởi động. Do đó tín hiệu $r_j(t)$ pha. Trong trường hợp này tín hiệu $r_j(t)$ một thời gian nào đó pha θ_j 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

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

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:



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

hoặc

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

Ở đây hàm $R_c(\delta)$ là hàm xung chữ nhật, giả sử có dạng hình tam giác:

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

Để 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 $|\gamma| = T_c/2$.

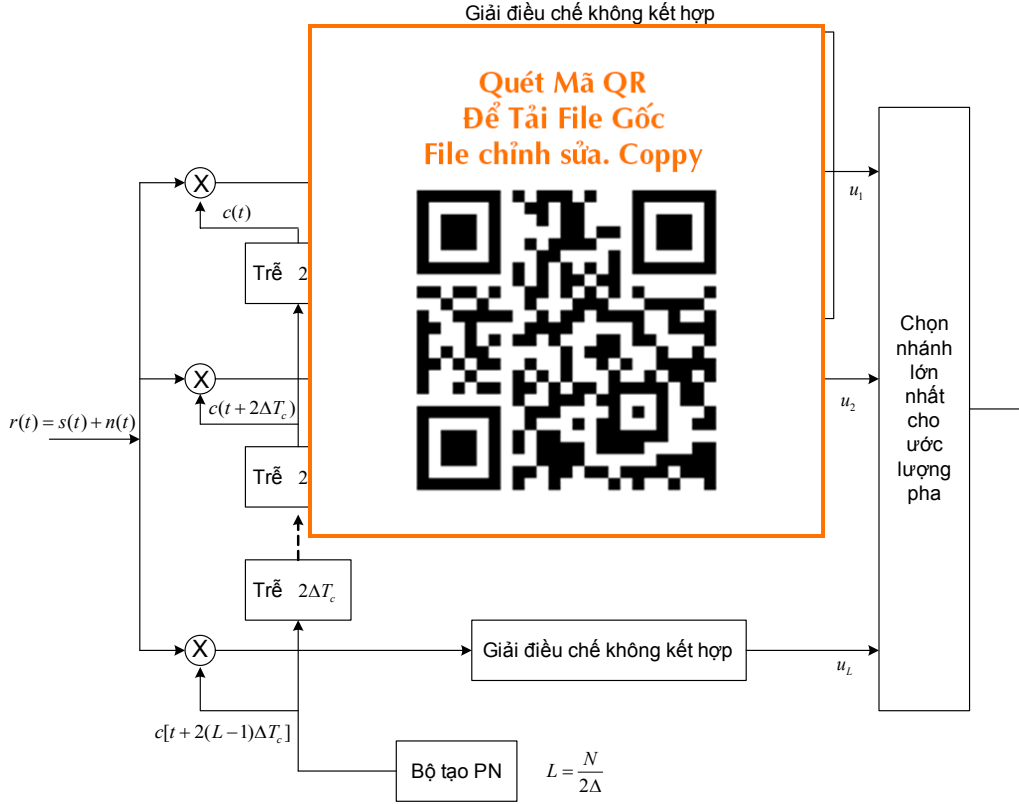
2. Sơ đồ không kết hợp (noncoherent)

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 θ . 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:

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

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

Do sai lệch tần số f trong quá trình tích phân

$$y_p = \sqrt{\frac{P}{2}}$$

$$y_q =$$

Tổng các bình phương

$$u_i =$$

$$= \frac{PT'^2}{2} R_c^2 (\tau_1 - 2(i-1)\Delta T_c) \quad (4.17)$$

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

T_{acq} = thời gian bắt trung

$$= T'P \text{ (ước lượng đầu)}$$

$$+ [2T' + T_p]P \text{ (ước lượng sai)}$$

$$+ \dots$$

$$+ [\eta T' + (\eta - 1)T_p]P \text{ (ước lượng sai)}$$

$$+ \dots$$

Giả sử rằng các ước lượng đồng chỉnh là P_d và xác

$$T_{acq} = \sum_{\eta=1}^{\infty} [\eta T' + (\eta - 1)T_p] P_d (1 - P_d)^{\eta - 1}$$

$$= P_d \left[T' + T_p (1 - P_d) \right] \sum_{\eta=1}^{\infty} \eta (1 - P_d)^{\eta - 1} = \frac{T' + T_p (1 - P_d)}{P_d} = \frac{T' + T_p}{P_d} - T_p$$

(4.18)

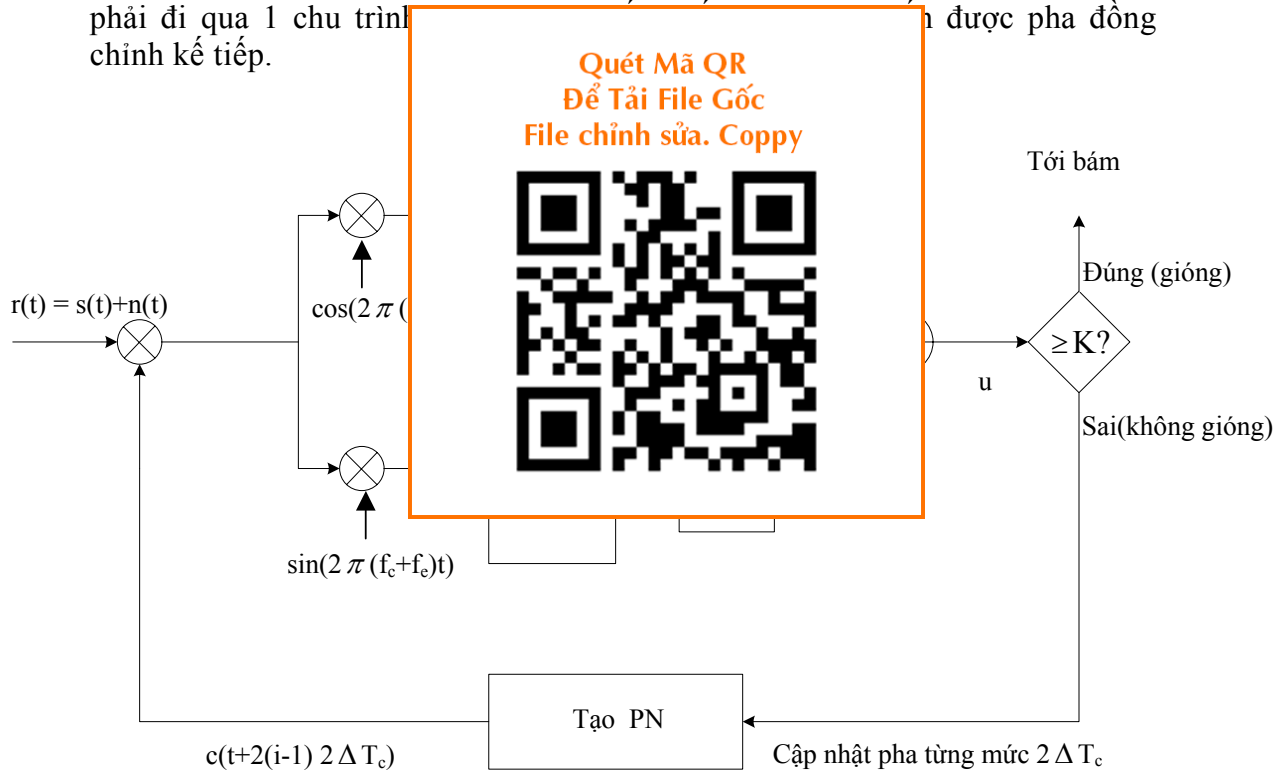
Lưu ý rằng biểu thức này đúng đối với các hệ thống có giải điều chế kết hợp và không kết hợp. P_d là hàm của T' , do đó phương trình 4.18 phụ thuộc vào T' một cách phi tuyến. Nếu ta cố định tất cả các tham số khác và chỉ thay đổi T' , giá trị của T_{acq} tăng khi T' tiến đến 0 vì P_d trở nên nhỏ hơn. 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. Còi 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 giả 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 đồng chỉnh 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 dải 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:

Trong trường hợp này, để phát hiện P_d được xác định bởi

$$P_d = P(\text{có đồng chỉnh} | \gamma) = \int_K \frac{1}{2\sigma^2} e^{-(u+\lambda_i)/2\sigma^2} I_0(u) du$$

ở đây $\sigma^2 = T' N_0 / 4$ là

Bessel cải biên bậc 0 loại 1 dạng tường minh (close form) thuộc γ .

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



$i-k=0$. Xác suất

$i=k$)

$$(4.20)$$

, và $I_0(\cdot)$ là hàm

số vì nó không ở γ , do đó P_d phụ

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

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

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 dải kéo vào của mạch bám bao hàm dải này thì ta có thể đưa dải 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 dải kéo vào của mạch bám không bao dải $T_c/2 \leq \tau_1 - (i-1)T_c < T_c$, thì dải 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 thời gian trả giá cho cảnh báo vào γ . Khi tất cả các tham số nhất khi $|\gamma| = 0.5T_c$. Cả T_{acq} cũng phụ thuộc vào giả thiết rằng chỉ có 1 pha lại là các pha không đồng không áp dụng được, thể đồ graph.

3. Các chiến lược

Trên đây ta đã giả định đều có xác suất là pha đồng 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.



$N/(2\Delta) = N$, T_p là cũng phụ thuộc khi $\gamma = 0$ và lớn số tín/tạp. Do đó an được (4.22), ta n $(L - 1)$ pha còn các giả thiết khác xác hơn bằng lưu

không chắc chắn tìm qua các pha,

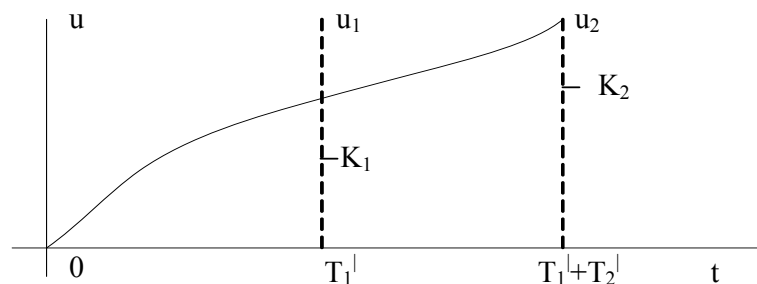
III. Các sơ đồ nhiều khoảng và sơ đồ dãy nối tiếp

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 $T_1' < T_1' + T_2'$. Trong sơ đồ hai khoảng, việc từ chối đồng chỉnh phần lớn được quyết định bởi việc sử dụng trong trường hợp khoảng đơn (đồng chỉnh sẽ lâu hơn trong sơ đồ hai khoảng (2 giây)). Do phần lớn các pha chưa chắc chắn ở trung bình của hệ thống h



(a). Khi đặt lại bộ tích phân



(b). Khi tích phân liên tục

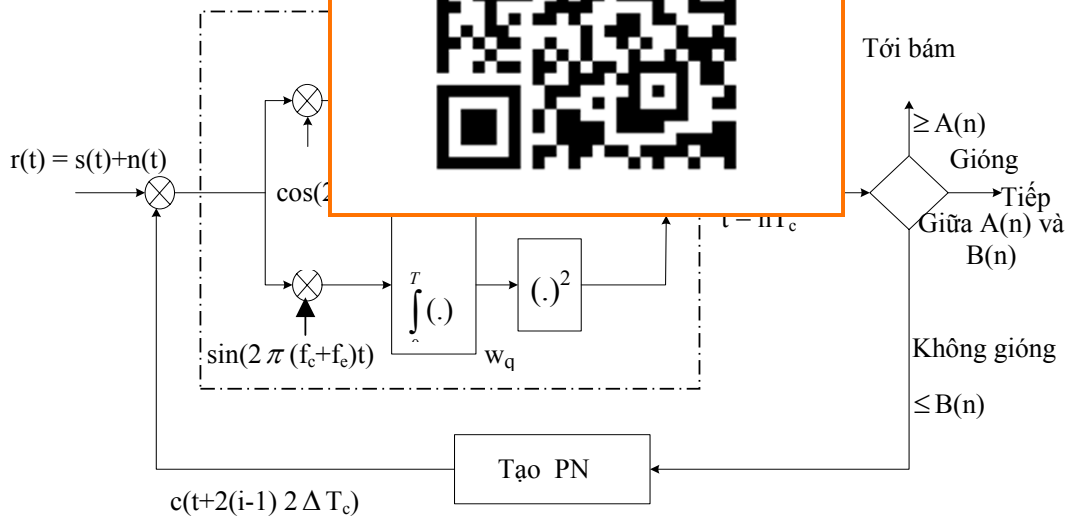
Hình 4.5 Các đường thống kê kiểm tra đối với các hệ thống bắt nối tiếp 2 khoảng

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.

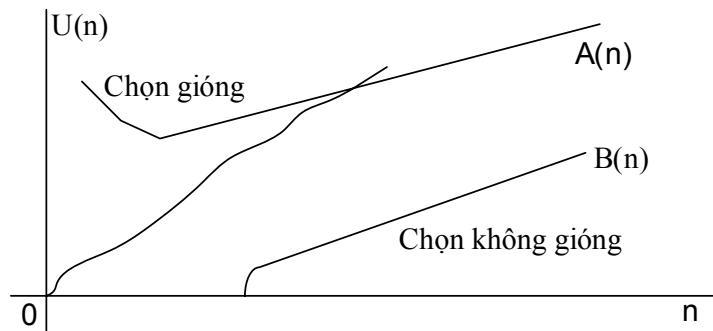
Chất lượng của các sơ đồ nhiều khoảng có thể được cải thiện bằng cách thêm ngưỡng khác đối với việc chấp nhận đồng chỉnh pha, cho nên có hai ngưỡng trong mỗi khoảng thay cho chỉ có một ngưỡng cho việc từ chối đồng chỉnh. Do đó chấp nhận hay từ chối đồng chỉnh có thể thực hiện trong bất kì

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 từ chối tín hiệu đồng chỉnh pha. Thể hiện trên hình 4.6. Tín hiệu $u(t)$ là tổng các thành phần đồng chỉnh pha và vuông pha. Các tích phân $u(t)$ được lấy mẫu một lần nữa. Nếu $u(nT_c) \geq A(n)$, thì v... á 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 cong điều khiển đòi hỏi sự hiểu biết của tài liệu này. Một vài bộ tích phân được đặt với các khoảng tích phân khác nhau như vậy để phân biệt nhau là độc lập nhau. Tuần tự tích phân liên tục.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



Việc thiết kế các (sis), vượt phạm vi đồng tuần tự trong giá trị mẫu ứng với 2 ngưỡng. Các tích phân khác so với hệ thống

4.2.2 Quá trình bắt mã PN

Các hệ thống thông tin bắt mã PN: sơ đồ đầu tiên bộ tương quan thụ động.

có hai loại sơ đồ sơ thứ hai sử dụng

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

$\{..., k_0, k_1, k_2, \dots\}$ giống dãy $\{..., i_0, i_1, i_2, \dots\}$, 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 $w(t)$ chế không kết hợp. BPF bộ giải điều chế không ra bộ tích phân u lớn hơn PN được cập nhật T_h (r hình 4.8b, tích $w(t)r(t)$ bước nhảy (từ 1 T_h tới 1 $0 < \gamma < T_h/2$, trong khi với phần còn lại của bước số $f_0 + (i_1 + k_1)\Delta f$ và $f_0 +$

Nếu $k_1 = i_1$, đã $f_0 + (i_1 - k_1)\Delta f = f_0$, tần số tích phân, trong khi đó tần số $f_0 + (i_1 - k_{1+1})\Delta f$ 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



i qua bộ giải điều chế. Kết quả của T_h giây. Nếu đầu ngược lại, bộ tạo lại. Xem biểu đồ 1 phần của mỗi T_h tới $(1+1)T_h$ nếu $f_0 + (i_1 - k_{1+1})\Delta f$ đối tổng của các tần số dải BPF.

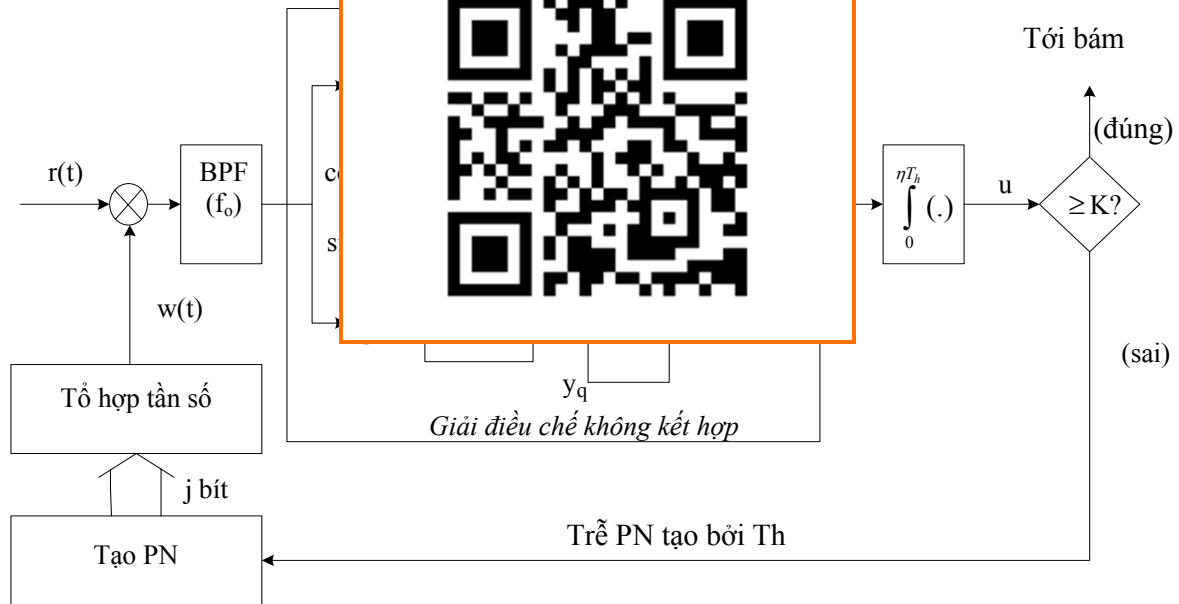
ha, thì tần số lên đầu ra của bộ

**Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Copy**



y_q

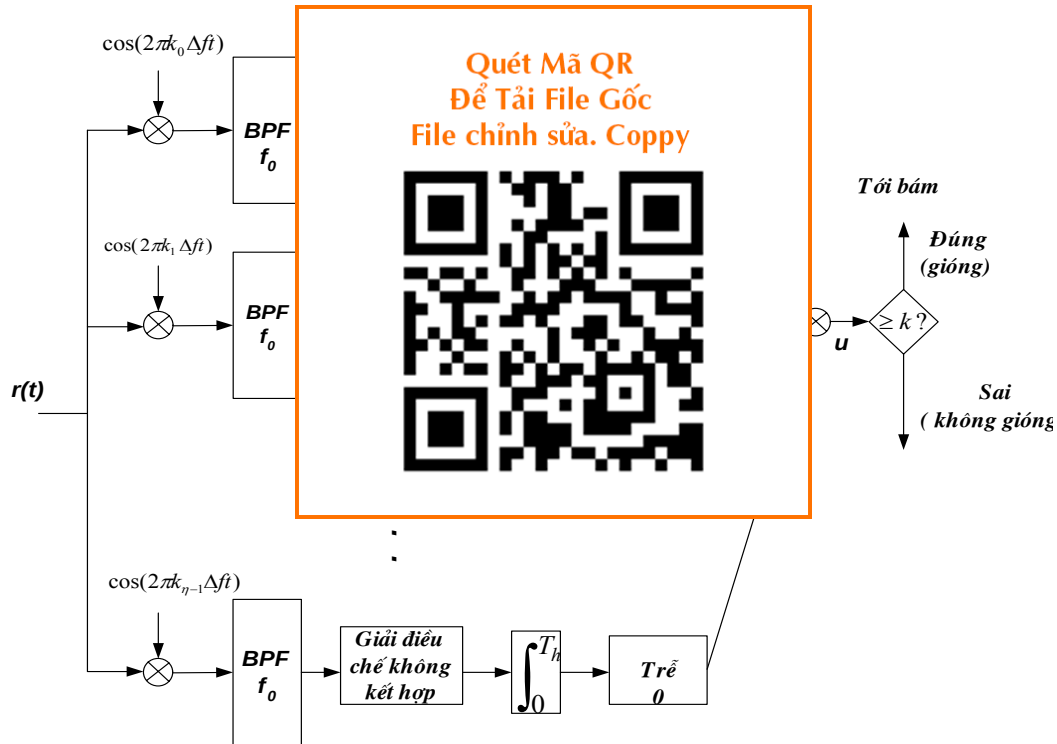
Giải điều chế không kết hợp



(b). Giảm 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. Khi $\tau=0$ và khác nhau khi $\tau \neq 0$, hai tín hiệu này khác nhau khi $\tau \neq 0$ sai số, được phản ánh và trễ pha được khôi phục sóng ra bộ trộn là:

$$v_1(t) =$$

$$=$$

$$v_2(t) =$$

$$=$$

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



$$(4.28)$$

$$(4.29)$$

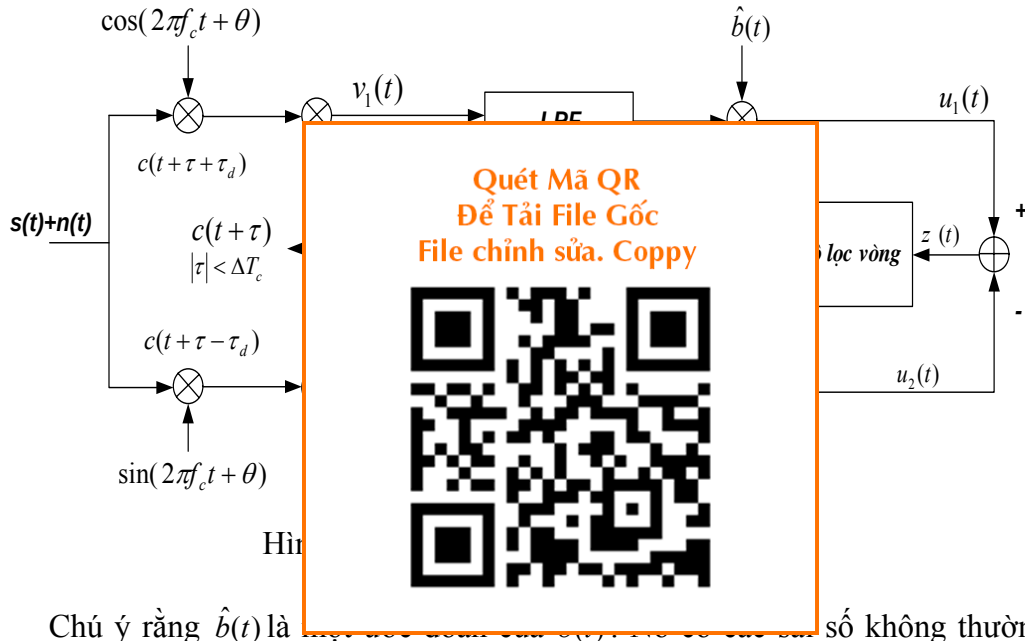
Để ý rằng $b(t)$ có dải thông hẹp hơn nhiều so với tín hiệu PN $c(t)$. Các bộ lọc thông thấp có độ rộng dải thông đủ để cho qua thành phần $b(t)$ nhưng đủ hẹp để lấy trung bình (các bộ lọc thông thấp) các thành phần $c(t)c(t+\tau \pm \tau_d)$. Bộ lọc thông thấp cũng lọc bỏ các thành phần tần số cao. 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:

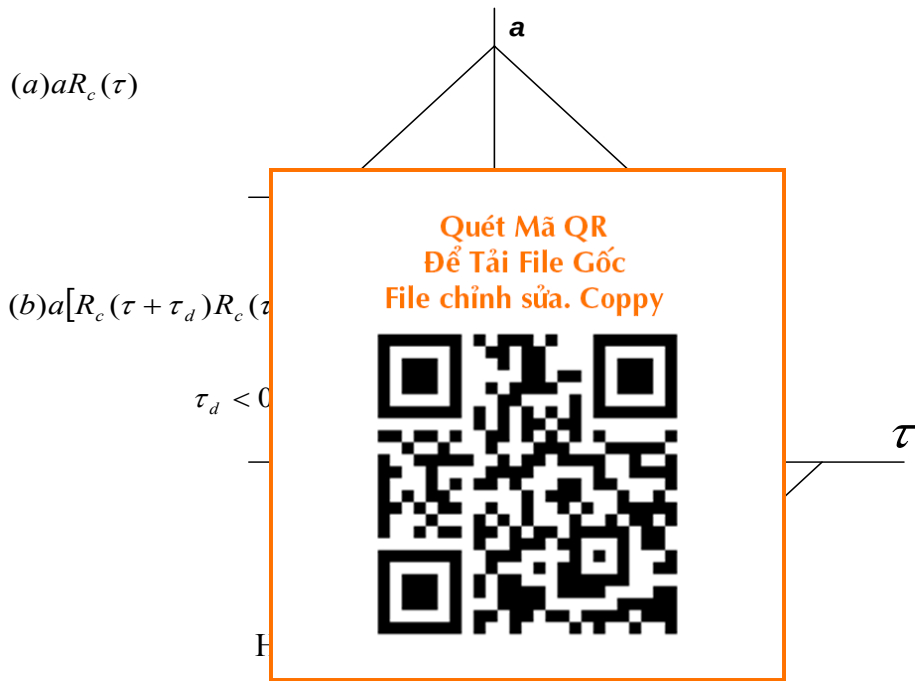
$$d(\tau) \equiv z(t) \big|_{n(t)=0} = u_1(t) - u_2(t) = \sqrt{\frac{P}{2}} [R_c(\tau+\tau_d) - R_c(\tau-\tau_d)] \quad (4.32)$$



Chú ý rằng $\hat{b}(t)$ là một 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.

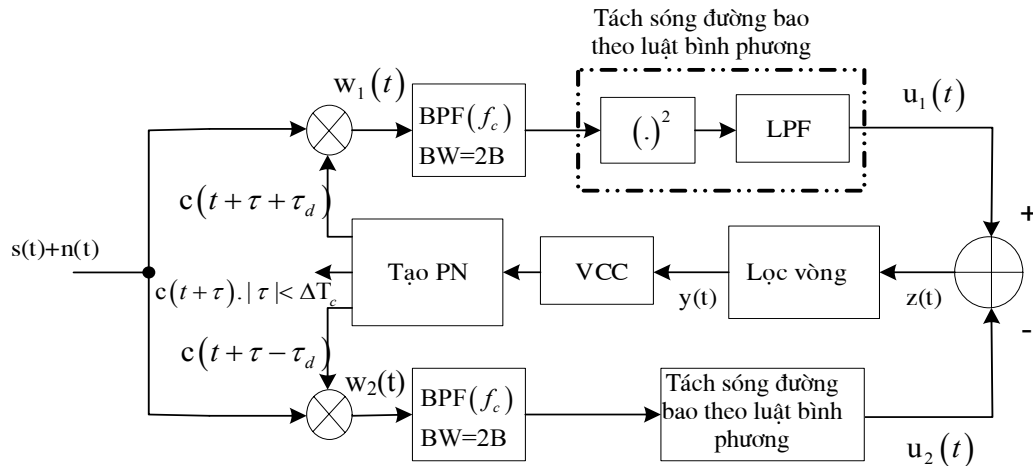
Hàm $d(\tau)$ trong (4.32) được gọi là đặc tính phân biệt trễ. Giả sử rằng hàm tự tương quan tuần hoàn $R_c(\delta)$ là tuần hoàn với chu kỳ NT_c , có dạng hình tam giác như trong công thức (4.9) và trên hình 4.11a. Hàm $d(\tau)$ cũng tuần hoàn với chu kỳ NT_c , với chu kỳ đầu tiên được vẽ trên hình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



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 tập $n(t)$ là tập 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 tập âm. Tín hiệu tại đầu vào của bộ lọc thông dải bên trên trong hình 4.12 là:

$$\omega_1(t) = \sqrt{2P}c(t)$$

Do các bộ lọc thông dải và độ lợi đơn vị, trong thông này đủ rộng để chứa tín hiệu $c(t)$. Như vậy chúng ta có công thức

$$v_1(t) = \sqrt{2P}c(t)$$

ở đây tập âm là tập thông

Tín hiệu $v_1(t)$ đi qua bộ lọc thông dải, nó được bình phương



âm

$$(4.33)$$

dải thông $2B$ Hz, B là băng tần của $b(t)$. Dải thông của bộ lọc thông dải bên trên trong hình 4.12 là:

$$(4.34)$$

theo luật bình phương, nó được:

$$(4.35)$$

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

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

$$(4.36)$$

Do vậy đầu vào bộ lọc vòng là:

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

$$(4.38)$$

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

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

$$(4.39)$$

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:

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

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

Đặc trưng phân biệt trở
là (với $0 < \tau_d \leq T_c/2$):

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



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

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 bằng cách sử dụng vòng khóa trễ (loop).

3. Vòng lắc lư "tô"

Vòng lắc lư "tô" (tapered loop) nhưng nó chỉ sử dụng một bộ lọc trong vòng khóa trễ. Hệ thống đạt được bằng cách run của vòng lắc lư "tô" là l của hai bộ tương "tô" nhỏ hơn 3 dB so với "tô" cũng lớn hơn.

Sơ đồ khối của vòng lắc lư được điều khiển bởi tín hiệu PN sớm và trễ pha. Tín hiệu xung tương ứng với 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:

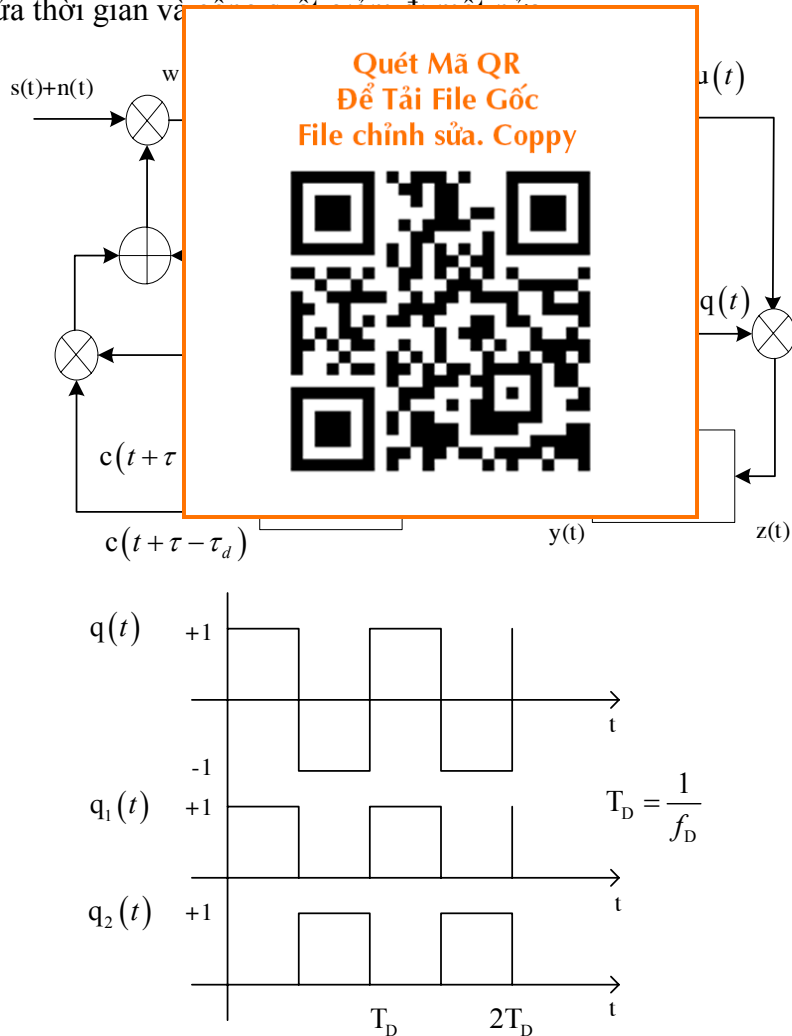
$$\begin{aligned} d(\tau) &= P\{Ave.[q_1(t)]R_c^2(\tau + \tau_d) - Ave.[q_2(t)]R_c^2(\tau - \tau_d)\} \\ &= \frac{P}{2}[R_c^2(\tau + \tau_d) - R_c^2(\tau - \tau_d)] \end{aligned} \quad (4.47)$$



ur vòng khóa trễ, hánh tương quan PN sớm và muộn ộn này. Ưu điểm ặc trưng giữa hai trong vòng lắc lư trong vòng lắc lư

nh 4.14. Việc lắc lư phiên cho các tín hiệu $T_D \gg T_c$. Hai tín hiệu vuông $q(t)$, như

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

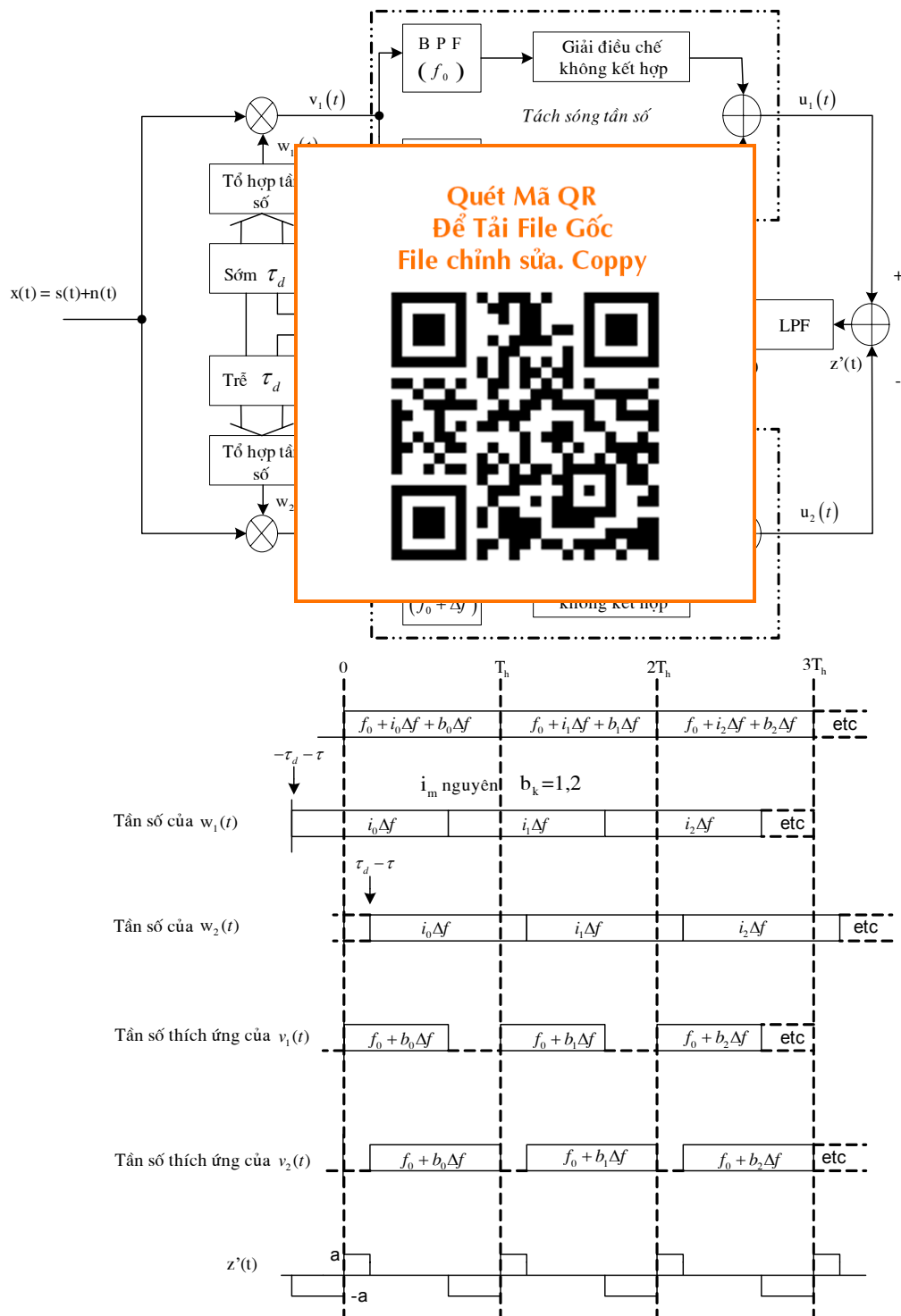


Hình 4.14 Sơ đồ khối của mạch vòng lắc lư

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 bảm 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.

Giả thiết sai pha của tín hiệu PN tại chỗ PN được trễ và sớm một

Các đầu ra $\omega_1(t)$ và $\omega_2(t)$ chip thứ i với các lệch

(xem biểu đồ tần số trong được, các tín hiệu kết quả và tần số tại chỗ. Để thể dụ từ 0 đến T_h . Từ 0 đến gian này tần số của $v_1(t)$ là đi qua bộ tách sóng tần tần số của $v_1(t)$ là $f_0 + (b_0 + i_0 \Delta f + b_1 \Delta f)$ 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 $\tau = 0$.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



Giả thiết sai pha nào đó. Tín hiệu tổng hợp tần số.

n số là $i_1 \Delta f$ trong ra tín hiệu PN tới n với tín hiệu thu và hiệu tần số tới thời gian chip, ví trong khoảng thời ó tần số $f_0 + b_0 \Delta f$ $(\tau + \tau_d)$ đến T_h , các

Chương 5

ĐÁNH GIÁ CHẤT LƯỢNG CỦA DS/CDMA

5.1. CDMA CƠ BẢN

Trong trải phổ d băng rộng bằng mã trải suất thấp (W/Hz). Nó x thường và nói chung ch thông tin riêng, chỉ máy hiệu trải phổ và giải mã có lượng xuyên âm hoặc dẫn băng hẹp, nhiều này với các giá trị tương qua tương quan chéo gần nh cùng kênh tần số và sẽ

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 lí. 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

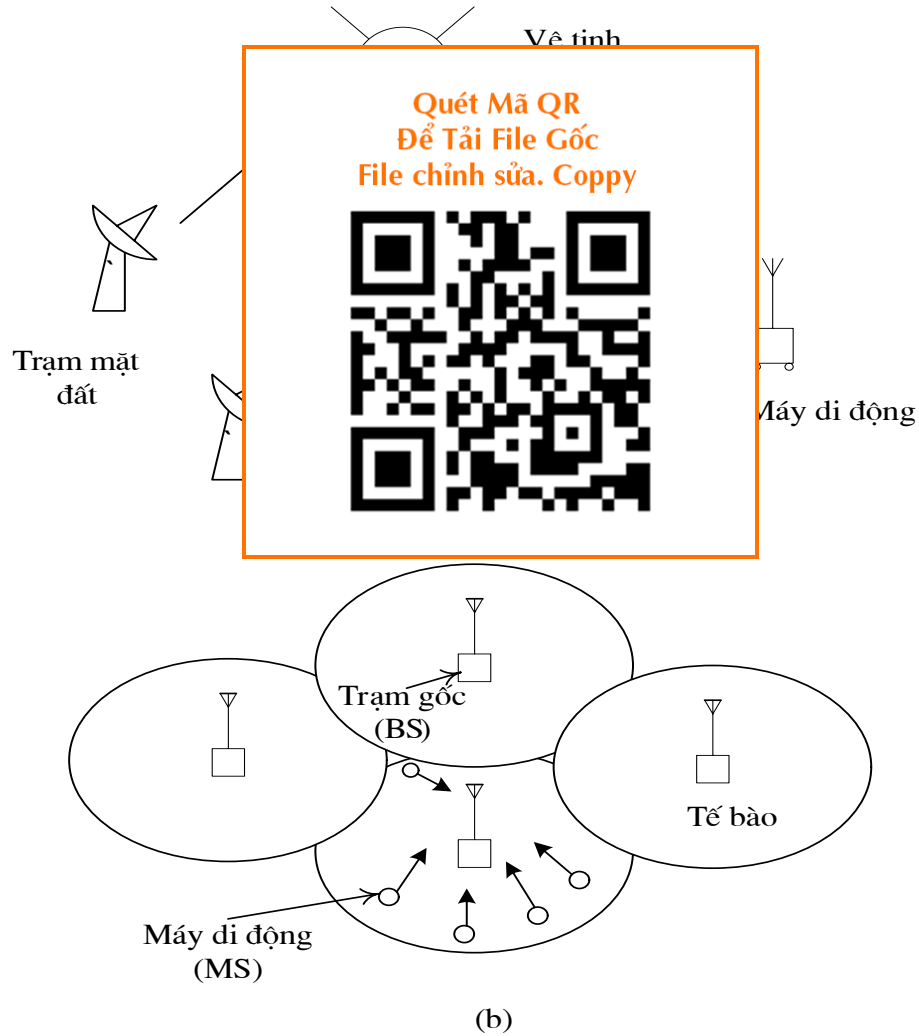
CDMA có ích trong ít nhất 2 kịch bản thông tin: (i) vệ tinh; (ii) các hệ thống thông tin di động tế bào. Đối với cả 2 kịch bản, ta quan tâm đến đường lên (vì nhiều đầu cuối mặt đất cùng phát lên 1 vệ tinh) hoặc kênh ngược (vì nhiều đầu cuối di động cùng phát đến 1 trạm gốc trong tế bào) (xem hình 5.1). 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 kì (N chip) mã trải cho nên tốc độ chip

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



c được trải thành có mật phổ công với máy thu thông g tin trải phổ như có thể giải trải tín cùng băng tần, sẽ khác với các truyền kể các mã trải tốt rục giao, tức hàm phổ có thể chia sẻ g. Trong kịch bản

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 ($1/T$).



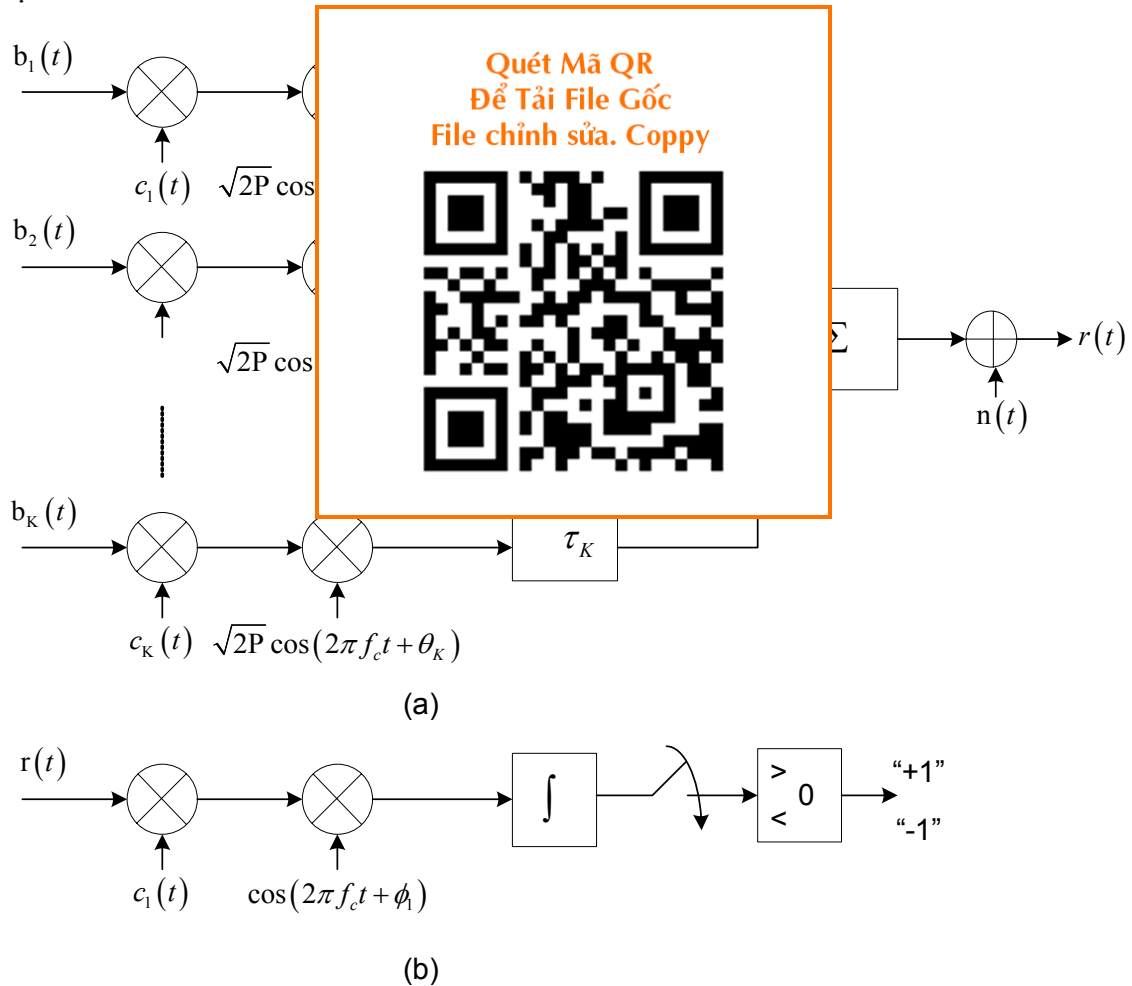
Hình 5.1 Các hệ thống đa truy nhập:
 (i) Các trạm mặt đất tới vệ tinh
 (ii) Các máy di động tới trạm gốc

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 lỗi ra bộ tích phân sẽ là biến ngẫu nhiên Gao xơ với trung bình bằng 0 và ph

chất cho nên toàn bộ K t
Giả sử rằng máy
1. Đầu tiên nó phải đôn
trải tín hiệu thu được (t
hợp (bằng cách nhân với
năng lượng symbol dữ li
trị bằng $\theta_1 - 2\pi f_c \tau_1$, có t
ra, đồng hồ thời gian của
thời. Hai bộ nhân cộng v
tạo thành máy thu tương
tương quan tích cực; nó
động) song việc thực hi

lỗi 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 $(N_0/2).2B + (K - 1)P = N_0B + (K - 1)P$, 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



cộng tính về bản
lại máy thu.
đi bởi người dùng
Tiếp theo, nó giải
ang theo cách kết
giây để khôi phục
Tham số ϕ có giá
khóa pha. Ngoài
h bằng mạch định
ầu cứ mỗi T giây)
hực hiện việc lấy
c phối hợp (là thụ
rải dài). Các mẫu

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

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

$Q(\sqrt{2E_b/N_0})$, chính là k
x. Do đó khảo sát (5.4) c
người dùng đồng thời K
số hóa, xác suất lỗi bit y
có thể sử dụng (5.4) để
hệ thống. Ta cũng thấy
không phẳng và do đó k
thô thiên. Cần phải có sự

Sau đây ta sẽ giải
suất lỗi bit. Xét khoảng
thời điểm $t = T$ là Z. M
của tất cả các luồng bit

xúng 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

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

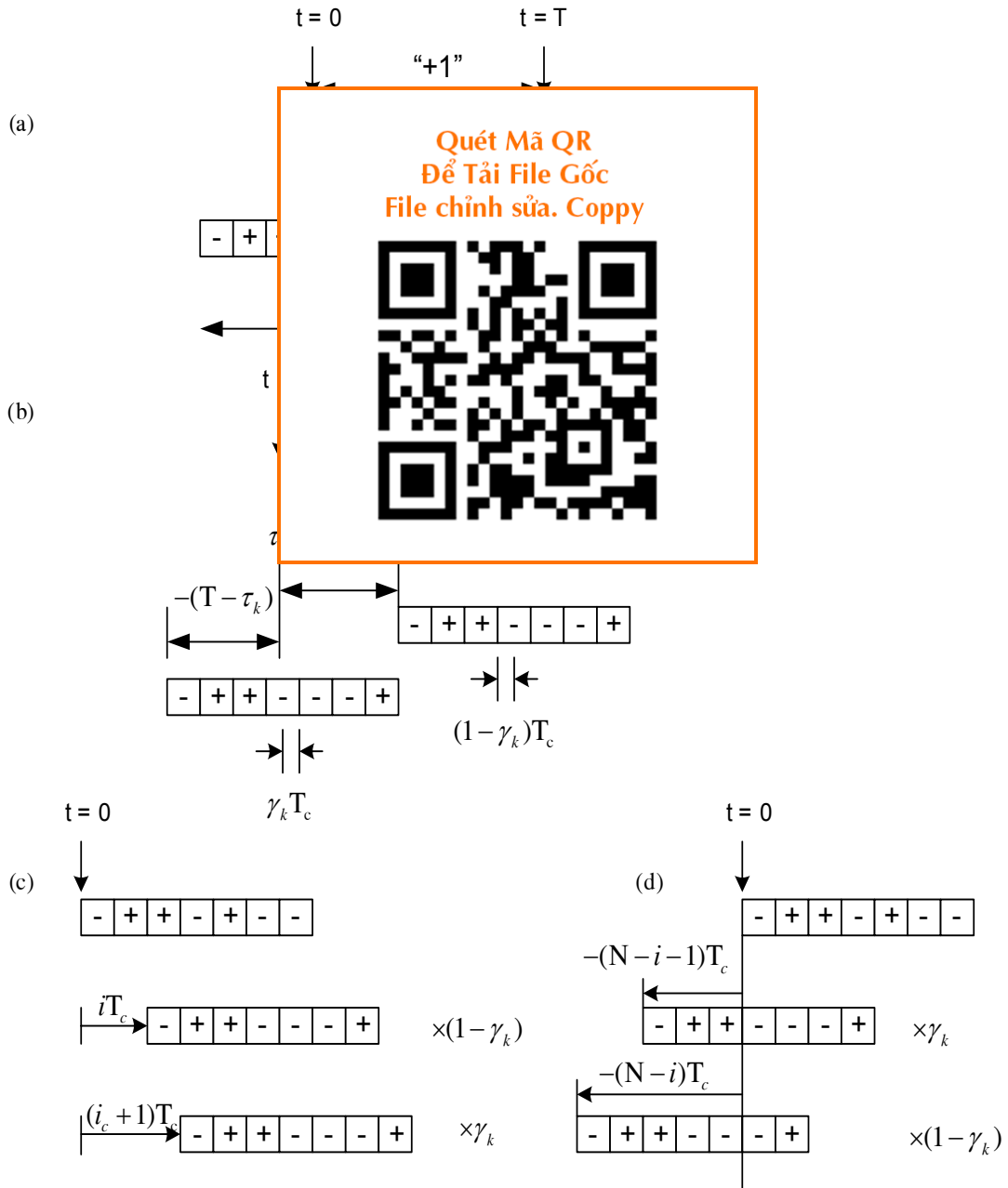
Phân bố tạp âm η là biến ngẫu nhiên Gao xơ độc lập với trung bình bằng 0 và phương sai $N_0T/4$. Số hạng nhiễu đa người dùng I là tổng của $K - 1$ số hạng độc lập và có phân bố phức tạp. Tìm được phân bố của $I = \sum_{k=2}^K I_k$ và sau đó dùng nó để ước lượng xác suất lỗi bit trung bình là một nhiệm 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.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



suất lỗi bit bằng
hàm giảm đối với
sự tăng số lượng
n dẫn tiếng nói đã
và hệ số trải N, ta
được phép trong
ộng, PSD của nó
ô hình nó 1 cách

c hơn đối với xác
quan hình 5.2 tại
vào sự ngẫu nhiên
thời gian. Do đối



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 nhiễu cho nên $\tau_1 = 0$, kéo theo $\phi_1 = 0$. Sử dụng

$$\cos(2\pi f_c t + \phi_k)$$

Vì tần số sóng mang f_c rất cao, tần số gấp đôi sẽ bị loại bỏ. τ_k ở bất cứ đâu giữa 0 và T thì ra trên hình 5.3a. Kí hiệu $b_{-1}^{(k)}$ và bit thứ hai là $b_0^{(k)}$ chúng sẽ bằng +1 hoặc -1.

Trong ví dụ này có

phương trình (5.6), ta thấy

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

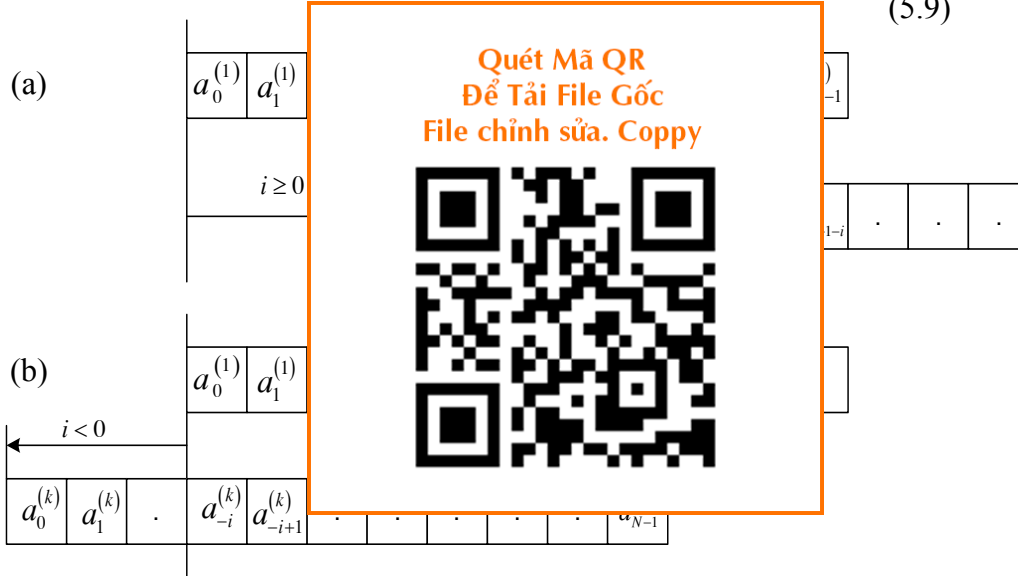
$$C_{k,1}(i) = \begin{cases} \sum_{j=0}^{N-1-i} a_j^{(k)} a_{j+1}^{(1)}, & 0 \leq i \leq N-1 \\ \sum_{j=0}^{N-1+i} a_{j-1}^{(k)} a_j^{(1)}, & -(N-1) \leq i < 0 \\ 0 & \text{các giá trị khác} \end{cases} \quad (5.7)$$

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

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



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):

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

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:

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

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 :

$$P_b = \int_{-\infty}^{\infty} P(Z < 0 | I = x) f_I(x) dx \quad (5.13)$$

Xác định hàm mật độ xác suất của I trên là không thể nhất là và dưới đối với P_b bằng có thể chặt tùy ý với sự gần chính xác này không

5.1.3. Xấp xỉ Gao xơ củ

Đối với mục đích phân tích hiện tích phân các giới hạn trên Các giới hạn này những kết quả 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:

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

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 $E(\gamma_k) = 1/2, \quad E(\gamma_k^2) = 1/3$ đến $N - 1$ trong (5.14) xuất phát từ chỗ τ_k và τ_k có thể rơi vào khoảng bất kì trong khoảng $(0, T)$ này ta có thể nhận được được gửi đi trong khoảng $(0, T)$:

$$P_b = P(Z < 0) = Q\left(\left[\frac{N_0}{2E_b}\right]^{1/2}\right) \quad (5.15)$$

ở đây

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

là tham số nhiễu. Công thức xấp xỉ (5.15) dự 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 $Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4) + v]^{1/2})$. Bỏ các điều kiện đối với V , ta nhận được xấp xỉ Gao xơ cải tiến của xác suất lỗi bit:

$$P_b \approx E(Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4) + V]^{1/2})) = \int_0^\infty Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4) + v]^{1/2}) f_V(v) dv \quad (5.16)$$

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:

$$Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4)+V])^{-1/2} \equiv g(V) = g(\mu) + (V - \mu)g'(\mu) + (1/2)(V - \mu)^2 g''(\mu) + \dots$$

ở đây $\mu = E(V)$ và giả sử Δ là một hằng số nhỏ để tiện cho việc sử dụng

các đạo hàm trong khai t

$$Q(\sqrt{P/2T}[(N_0T/4)+V])$$

$$= g(\mu) + (V - \mu) \frac{g'(\mu + \Delta)}{\Delta} + \dots$$

$$+ g(\mu - \Delta) \frac{\Delta}{2} + \dots$$

$$(5.17)$$

Chỉ giữ lại 3 số hạng đầu tiên của khai triển ta nhận được

$$P_b \approx E(g(V))$$

$$= \frac{2}{3} g(\mu) + \dots$$

ong ta nhận được

$$\frac{\Delta}{2}$$

$$(5.18)$$

ở đây $\sigma^2 = E((V - \mu)^2)$ là phương sai của V , và $\Delta = \sqrt{50}$ 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 chip 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

$$\mu = E(V) = \frac{PT^2}{2} \frac{(N+1)N}{3} = \frac{PT^2}{2} \frac{N(N+1)}{3} \quad (5.21)$$

Phương sai của V phức tạp

$$= \frac{PT^2}{2} \frac{K}{3} \quad (5.22)$$

ở đây c^2 được cho bởi:

$$c^2 = (K-1) \quad (5.23)$$

Cuối cùng ta có công thức

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

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 sơ 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 sơ 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 trung bình bằng 0 và tính phương sai có điều kiện

$$\begin{aligned} \text{Var}(I_k / \tau_k) &= \frac{P}{4} \\ &+ \int_{\tau_k}^T \int_{\tau_k}^T E(c_k(t_1 - t_2)) dt_2 dt_1 \end{aligned} \quad (5.27)$$

vì $E(\cos^2 \phi_k) = 1/2$, $E(b_{-1}^{(k)}) = 0$ và $E(b_{-1}^{(k)} c_k(t)) = 0$ được cho bởi:

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

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

$$\varphi_Y(f)$$

(5.32)

ở đây A là biên độ tín hiệu được phân bố như tất cả các tần số sẽ cho

Đối với BPSK ta trung xung quanh tần số

Búp chính được chứa tr

bằng $2/T = 2R_b$ Hz, ở đ

PSD, nên dải thông tr

công suất trong BPSK được chứa trong dải thông $16R_b$ Hz, do đó dải thông chứa 99% công suất là $B_{BPSK,99\%} = 16R_b$. Tương tự như vậy ta có thể tìm dải thông chứa 90% công suất của BPSK là $B_{BPSK,90\%} = 1.6R_b$.

Trên thực tế các tín hiệu có dải thông cho trước còn được hạn bằng tiếp nữa 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:

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

$$= b_I(t) \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

$$= \sqrt{2P} \cos(2\pi f_c t + \theta)$$

Trong phương trình (5.34), $b_I(t)$ và $b_Q(t)$ là các xung vuông có độ rộng T giây, và bằng 0 ở ngoài khoảng $0 < t < T$ và bằng 1 ở trong khoảng $0 < t < T$. Hàm pha $\phi(t)$ nhận các giá trị $0, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ$ và 270° giây. Dải thông truyền tải là $1/T = R_b$. Các lỗi trong hệ thống là do AWGN và nhiễu pha. Vì thế QPSK thường được thu và xử lý theo hai kênh.



u $\pm$, $p_r(t) = 1$ khi $0 < t < T$ và bằng 0 ở ngoài khoảng $0 < t < T$. Hàm pha $\phi(t)$ nhận các giá trị $0, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ$ và 270° giây. Dải thông truyền tải là $1/T = R_b$. Các lỗi trong hệ thống là do AWGN và nhiễu pha. Vì thế QPSK thường được thu và xử lý theo hai kênh.

Trong phương trình (5.34), $b_I(t)$ và $b_Q(t)$ là các xung vuông có độ rộng T giây, và bằng 0 ở ngoài khoảng $0 < t < T$ và bằng 1 ở trong khoảng $0 < t < T$. Hàm pha $\phi(t)$ nhận các giá trị $0, \pm 90^\circ, \pm 180^\circ$ và 270° giây. Dải thông truyền tải là $1/T = R_b$. Các lỗi trong hệ thống là do AWGN và nhiễu pha. Vì thế QPSK thường được thu và xử lý theo hai kênh.

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:

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

MSK có pha liên tục, có cùng xác suất lỗi bit như QPSK nhưng đặc tính PSD của nó tốt hơn. Một cách tính cò, $B_{MSK,90\%} \approx B_{QPSK,90\%}$ 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 lấy mẫu tín hiệu đồng pha và lệch pha trên kênh truyền. Nếu pha trên kênh truyền thay đổi, thì sơ đồ điều chế kết hợp vì sai có thể dẫn đến sai lệch. Ví dụ, trong điều chế DPSK, bit "1" được biểu diễn bằng sóng mang trong khoảng thời gian đầu tiên của một đơn vị thông truyền dẫn đối với bit "0" là sóng mang trong khoảng thời gian đầu tiên của một đơn vị thông truyền dẫn. Điều này không cần thiết phải sử dụng mạch khóa pha để thực hiện đơn giản hơn và giảm thiểu sai lệch. Biểu thức xác suất lỗi bit sau đây áp dụng cho cả hai trường hợp.



ở đây như thường lệ SNR là tỷ số công suất tín hiệu trên nhiễu. Trong 4-DPSK, các dịch pha là $0^\circ, 180^\circ, 90^\circ$ và 270° hoặc 315° . Biểu thức

(5.37)
 SNR là 8 dB.
 tiếp là $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ và 315° . Biểu thức

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

ở đây $a = 0.76537$; $b = 1.8478$; $Q(x, y)$ là hàm Marcum-Q, còn $I_0(x)$ là hàm Bessel 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/DPSK, còn 1 nửa.

người dùng đồng thời. và dải thông giảm

Bảng 5.1

	BPSK	Quét Mã QR Để Tải File Gốc File chỉnh sửa. Coppy 				4-DPSK
$P_b(\text{SNR})$	$Q(\sqrt{2\text{SNR}})$					$Q(a\sqrt{\text{SNR}}, b\sqrt{\text{SNR}})$
$B_{99\%}$	$16R_b$					$\frac{1}{2} e^{-3\text{SNR}} I_0(\sqrt{2\text{SNR}})$
$B_{90\%}$	$1.6R_b$					$8R_b$
SNR ($P_b=0.001$)	6.7 dB					$0.8R_b$
		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 trường hợp này, giải mã quyết định mềm là tốt hơn giải



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 gọi là mã xoắn tầng. Mã xoắn tầng có thể sửa 1 số lỗi giải mã trong bộ giải mã. Mã xoắn tầng đã được sử dụng trong thám hiểm không gian và trong 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 α cố định δ . Số hạng thứ 2 được gọi là thành phần phản xạ, với suy hao β ngẫu nhiên phân bố Gao xơ và pha γ ngẫu nhiên phân bố đều.



Hình 5.7 Thành phần trực tiếp và phản xạ trong pha đình 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:

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \quad (5.48)$$

ở đây A_{ki} là các biến ng
của MUI/đa tia và xét t
biệt được. Chỉ có 1 tron
biệt được bởi máy thu t
dịch đi về thời gian là h
tạp âm bản thân đối với
thu được bây giờ sẽ là:

$$r_{11}(t) = A_{11}$$

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



qua sự đóng góp
bởi $L_1 = L$ tia phân
đầu tiên là nhận
tín hiệu đa tia khác bị
hiệu tự thân hoặc
n thân, dạng sóng

$$r(t)$$

$$(5.49)$$

ở đây $E(A_{11}^2) = 2\sigma^2 + \alpha^2$, và ϕ_{11} được coi là năng số vi giai điệu 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:

$$\alpha^2 = \frac{\varepsilon}{L(1+\varepsilon)} \quad (5.51)$$

$$2\sigma^2 = \frac{1}{L(1+\varepsilon)}$$

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:

$$u = \sqrt{\frac{\varepsilon[1 + \frac{2 \cdot SNR}{1 + \varepsilon} - 2\sqrt{\frac{SNR}{1 + \varepsilon}}(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})]}{2(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})}} \quad (5.53)$$

$$v = \sqrt{\frac{\varepsilon[1 + \frac{2 \cdot SNR}{1 + \varepsilon} - 2\sqrt{\frac{SNR}{1 + \varepsilon}}(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})]}{2(1 + \frac{SNR}{1 + \varepsilon})}} \quad (5.54)$$

và

là SNR thu được trung
 $\varepsilon = \infty$ thì không có fading
 như mong đợi. Mặt khác
 ứng là:

h hao đa tia. Nếu
 bằng $Q(\sqrt{2 \cdot SNR})$
 suất lỗi bit tương

$$P_{b,BPSK} = 1 - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 + SNR} - \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \sqrt{1 + SNR} \quad (5.55)$$

vì $Q(0,0)=1, I_0(0)=1$. Đối với fading Rơ lân, (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 lân (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:

$$\frac{I_0}{2} = (1 - \frac{1}{L}) \frac{PT_c}{3} + \frac{(K-1)PT_c}{3} = \frac{PT_c}{3} (K - \frac{1}{L}) \quad (5.56)$$

Xác suất lỗi bit đối với CDMA/BPSK với fading Rơ lân cũng được xác định bởi (5.52), với giá trị của SNR thay đổi thành:

$$SNR = \frac{1}{L} [\frac{1}{E_b / N_0} + \frac{2}{3N} (K - \frac{1}{L})]^{-1} \quad (5.57)$$

Phương trình trên là định nghĩa tổng quát của SNR thu được đối với CDMA trong kênh fading Rơ lân 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:

$$P_{b,DPSK} = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0} A_{11}^2} \quad (5.58)$$

Bây giờ bỏ điều kiện đối với biến ngẫu nhiên Rayleigh A_{i1} , ta nhận được xác suất lỗi bit như sau:

$$P_{b,DPSK} = e^{-\frac{E_b}{N_0} \alpha^2} \frac{1}{2(1 + \frac{E_b}{N_0} \alpha^2)} = e^{-\frac{SNR}{1+\epsilon}} \frac{1}{2(1 + SNR)} \quad (5.59)$$

(sử dụng 5.51). Nếu $\epsilon =$
tương tự $P_{b,DPSK} = \frac{1}{2} e^{-SNR}$

hiện thành kết quả
được:

$$(5.60)$$

Đối với fading Rayleigh lấy $P_b = 10^{-3}$. DPSK có tổn
bản thân và MUI, phương
ta dùng định nghĩa tổng

Tại điểm này ta
cường độ tín hiệu. Có thể

đối với DPSK tại
đội. Với tập âm
CDMA/DPSK nếu

n tổn thất lớn về
Đầu tiên, có thể

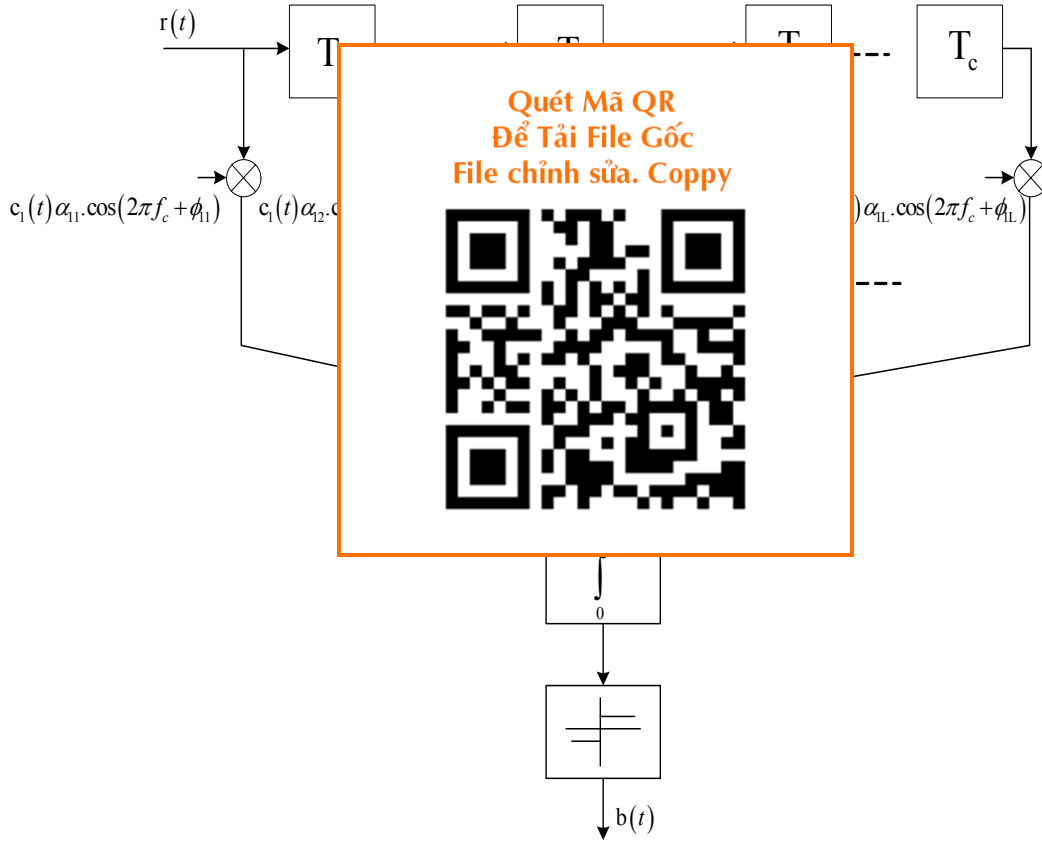
bù 1 phần tổn thất fading bằng mã hóa sửa lỗi hiệu quả. Thứ hai, nếu các độ trễ, biên độ, và pha của các tín hiệu đa tia phân biệt được có thể ước lượng (điều này hoàn toàn có thể trong kênh fading chậm), thì các tín hiệu này có thể kết hợp lại 1 cách tối ưu sao cho tổn thất SNR có thể khôi phục hoàn 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 trải 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 kì 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 quả này cho thấy rằng phân tập đa tia có thể vượt trội hơn so với kênh fading Rayleigh. Đối với RAKE/FSK, kết quả cũng tương tự. Đối với RAKE/BPSK của nó. Các kết quả này cho thấy rằng phân tập đa tia không kết hợp; xác suất lỗi giảm đáng kể. Cuối cùng đối với phân tập đa tia, chúng ta có thể đánh giá nếu ta thay

Bộ xử lý RAKE khai thác đa tia để khôi phục lại tỉ số tín hiệu trên nhiễu.

5.4. CDMA TẾ BÀO

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.

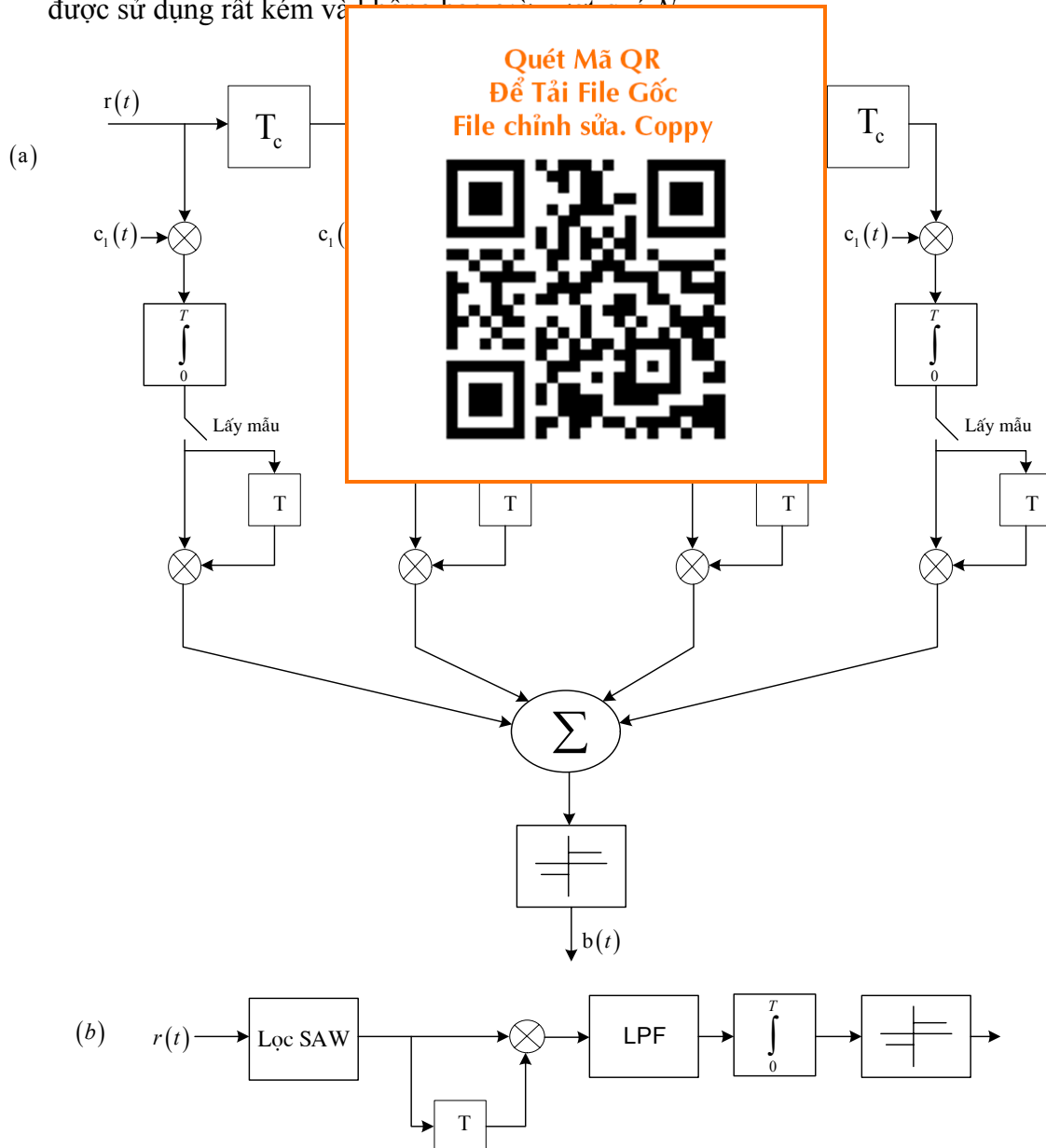
Về lý thuyết FDMA và TDMA có dung lượng như nhau, đều bằng N . Trong thực tế, các băng tần hoặc các khe thời gian đều có khoảng bảo vệ ngăn cách, làm lãng phí phần trăm tổng băng tần (hoặc thời gian) cho nên dung lượng thực của chúng sẽ nhỏ hơn N . Hiệu quả phổ kí hiệu là η được xác định như sau:

$$\eta = (\text{tốc độ dữ liệu tổng})/(\text{tổng dải thông}) \text{ bps/Hz} \quad (5.63)$$

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 hiệu suất truyền dẫn sẽ giảm.



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 tiếp 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 tiếp hoàn toàn của các tín hiệu khác, đối với các truyền dẫn đồng bộ (nghĩa là từ BS đến MS), sự giao tiếp hoàn toàn của các tín hiệu thực tế có thể là dùng các mã Hadamard trực giao trên ma trận Hadamard H_{2n} (5.64)

với điều kiện ban đầu:

Ví dụ khi $n = 4$ ta có:

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



$$H_8 = \begin{bmatrix} + & + & + & + & + & + & + & + \\ + & - & + & - & + & - & + & - \\ + & + & - & - & + & + & - & - \\ + & - & - & + & + & - & - & + \\ + & + & + & + & - & - & - & - \\ + & - & + & - & - & + & - & + \\ + & + & - & - & - & - & + & + \\ + & - & - & + & - & + & + & - \end{bmatrix} \quad (5.66)$$

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 trực giao.

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 kì 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 thu kết hợp phân
- khả năng triệt nh
- sự giảm chất lượng mềm, tức là có t
- lỗi bit; mặt khác các người dùng b
- có tính riêng tư v

Trong 1 số trường là phương pháp đa truy

tốt hơn FDMA trong mô

Trong các hệ thồ 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 lí ($= N$), tỉ số E_b / N_0 , hệ số tích cực tiếng nói ν , và số



rất thích hợp cho

ín hiệu trải phổ ít

DMA là giới hạn
rả giá về xác suất
lượng cứng tại đó

nếu không phải chỉ
ra rằng CDMA là

ùng dịch vụ được

séc tơ N_s trong an ten BS. Bằng cách chia mỗi tế bào thành N_s séc 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:

$$K \approx \frac{1}{P_b} \left(\frac{E_b}{N_0} \right)^{-1} \quad (5.68)$$

tại $P_b = 10^{-3}$. Giả sử $E_b / N_0 = 10$

Tỉ số của K_{CDMA} và K_{FDMA}

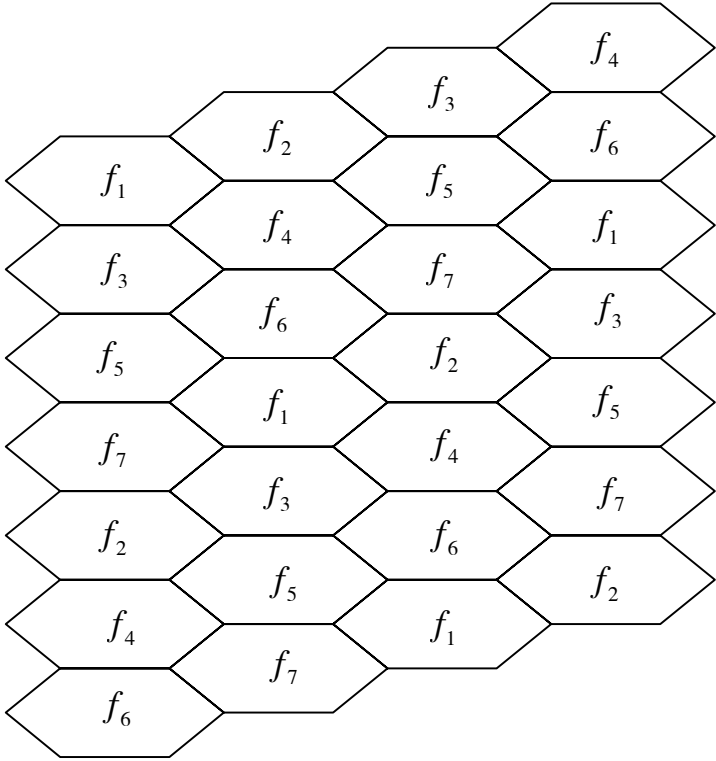
xấp xỉ bằng 9 nếu $N_s = 9$. Không gian cũng có thể sử dụng tần số F nhỏ hơn, ví dụ bằng cách chia thành $K_{CDMA} / K_{FDMA} = 0.1$. Điều này có thể tốt hơn FDMA tế bào về dung lượng thông tin thoại.



$$(5.69)$$

$$(5.70)$$

rằng séc tơ theo số dùng lại tần số ng lượng mới trở CDMA tế bào có



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 rất lớn, do đó, việc điều khiển công suất tốt, các mức công suất phát của các MS gần như nhau. Lưu ý rằng, trong môi trường truyền dẫn vô tuyến, tín hiệu truyền từ BS đến MS. Sóng mang của tín hiệu điều chế và nó không chỉ đóng vai trò điều khiển công suất cho tín hiệu mà còn làm chuẩn sóng mang pilot. Việc sử dụng giải điều chế kênh không sóng mang pilot (DSSS) hoặc DPSK hoặc FSK được áp dụng khi MS đi qua biên giới của các tế bào lân cận.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



5.5. VÍ DỤ THIẾT KẾ

5.5.1. Giới thiệu

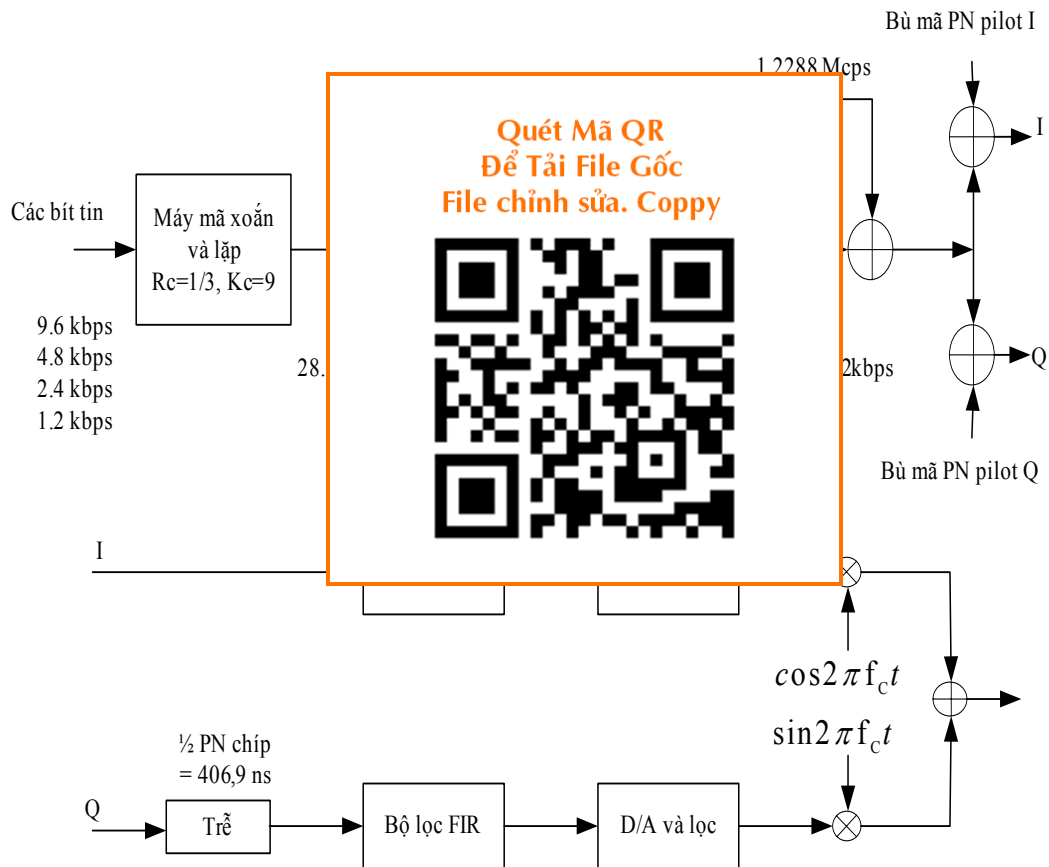
Các hệ thống DS/CDMA đang dần trở nên phổ biến trong các dịch vụ PCN và điện thoại di động tế bào số. Trong phần này ta sẽ thảo luận hệ thống tế bào chủ yếu dựa trên thiết kế tín hiệu CDMA số, được đề xuất bởi Qualcomm. Trong hệ thống FDMA tương tự hiện có, đường xuống và đường lên mỗi đường được cấp 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.

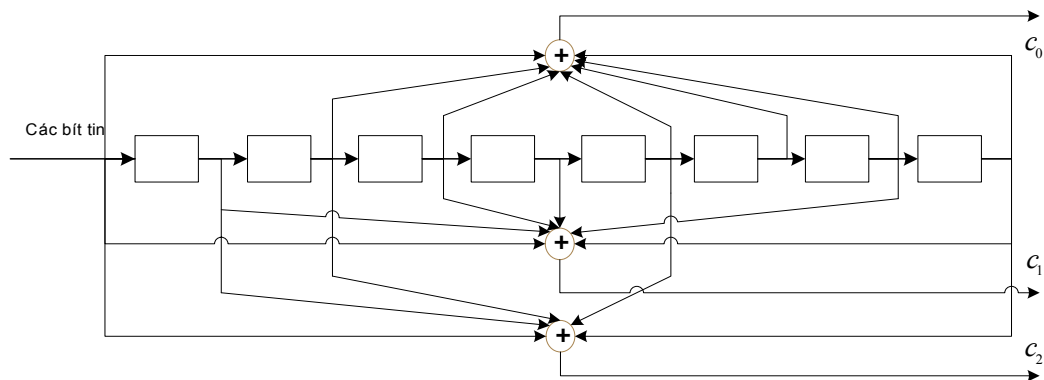
5.5.2. Kênh CDMA đường lên

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 lõi 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), 1200 bps sẽ lặp lại 7 lần, và 1200 bps sẽ lặp lại 7 lần, đến tốc độ symbol mã 1200 bps, giấy đối với tất cả các tốc độ.

Các symbol mã được xếp thành khung chứa 1 khối 576 (mỗi khối chứa 64 mức điều chế). Các lỗi cụm trên kênh có thể được sửa chữa bằng bộ điều chế trực giao 64 mức trong kênh AWGN). Tại mỗi khối, các khối 6 symbol mã được xếp thành hàng trong ma trận Hadamard, hay *symbol Oan xơ*. Lỗi 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:



00000000
01010101
00110011
01100110

(5.74)

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



V.V.

Các từ mã Hadamard có độ dài bằng 0 khi bit mã 0 được gửi. Khi vẽ các từ mã Hadamard, bộ điều chế trực giao được sử dụng để mã hóa dài và 2 ngắn được dùng để tạo nên bởi bộ ghi dịch t

g của 2 từ mã bất biến đổi thành - 1. hàm Walsh. lỗi ra hát. Ba dãy PN, 1 là $2^{42} - 1$ và được

$$g_L(x) = x^{42} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x + 1$$

(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 khoảng chạy 14 số 0 (xã bộ tạo mã PN kênh I và Chu kỳ của các mã PN p 37,5 lần lặp dãy PN pilo

Các chip Walsh ở pilot I và Q như trên hình PN dài $1/1,2288 \text{ MHz} =$ le. Sau trải bởi 1 mã dài bộ lọc FIR số sao cho p $= 0,615 \text{ MHz}$. Các tín pha, được lọc, cộng, khu

Tóm lại trong tru 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 tâm ở 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

**Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy**

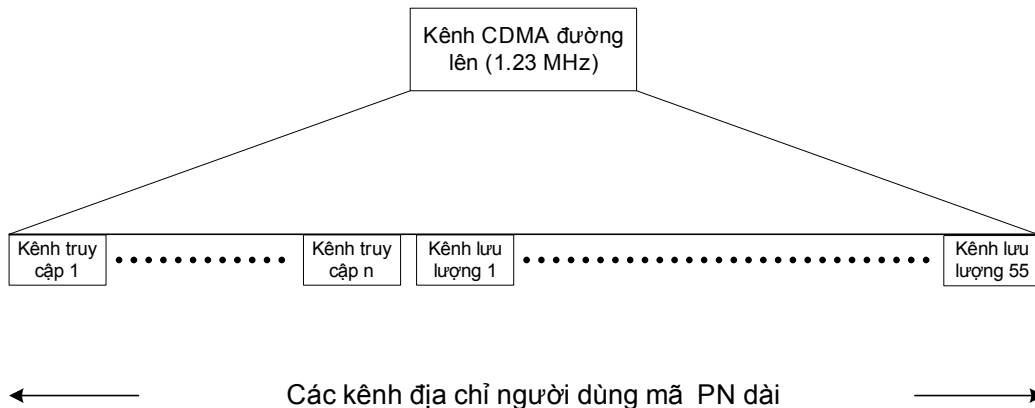


trải bằng mã PN dài sẽ có pha 45, 135, 225 hoặc 315 độ sau trải I và Q bằng các mã PN ngắn. Trong trường hợp này, BS phải bám theo pha sóng mang thu được và thực hiện giải điều chế OQPSK kết hợp trên các symbol Walsh. Điều này có thể gặp khó khăn với điều kiện SNR thấp trên kênh fading. Giải điều chế trực giao 64-phân không bị ảnh hưởng bởi fading là điều chế OQPSK. Ưu điểm của điều chế dữ liệu OQPSK mang từ symbol Walsh trong kênh fading chậm, yêu cầu kết hợp pha số khác.

Đường lên CDMA lưu lượng. Các kênh này được xác định bởi dịch sử dụng để liên lạc từ M ngắn như khởi xướng c nhập ngẫu nhiên phân kl ra ví dụ đối với tất cả cá kênh CDMA đường lên nhập trên kênh tìm gọi được hỗ trợ.



nhập và các kênh g là các kênh mã hập được các MS đổi các thông báo í. Nghi thức truy g hình 5.13 có chỉ séc tơ cụ thể. Mỗi đến 32 kênh truy



Hình 5.13 Ví dụ về kênh CDMA đường lên với tín hiệu thu được tại BS

5.5.3. Kênh CDMA đường xuống

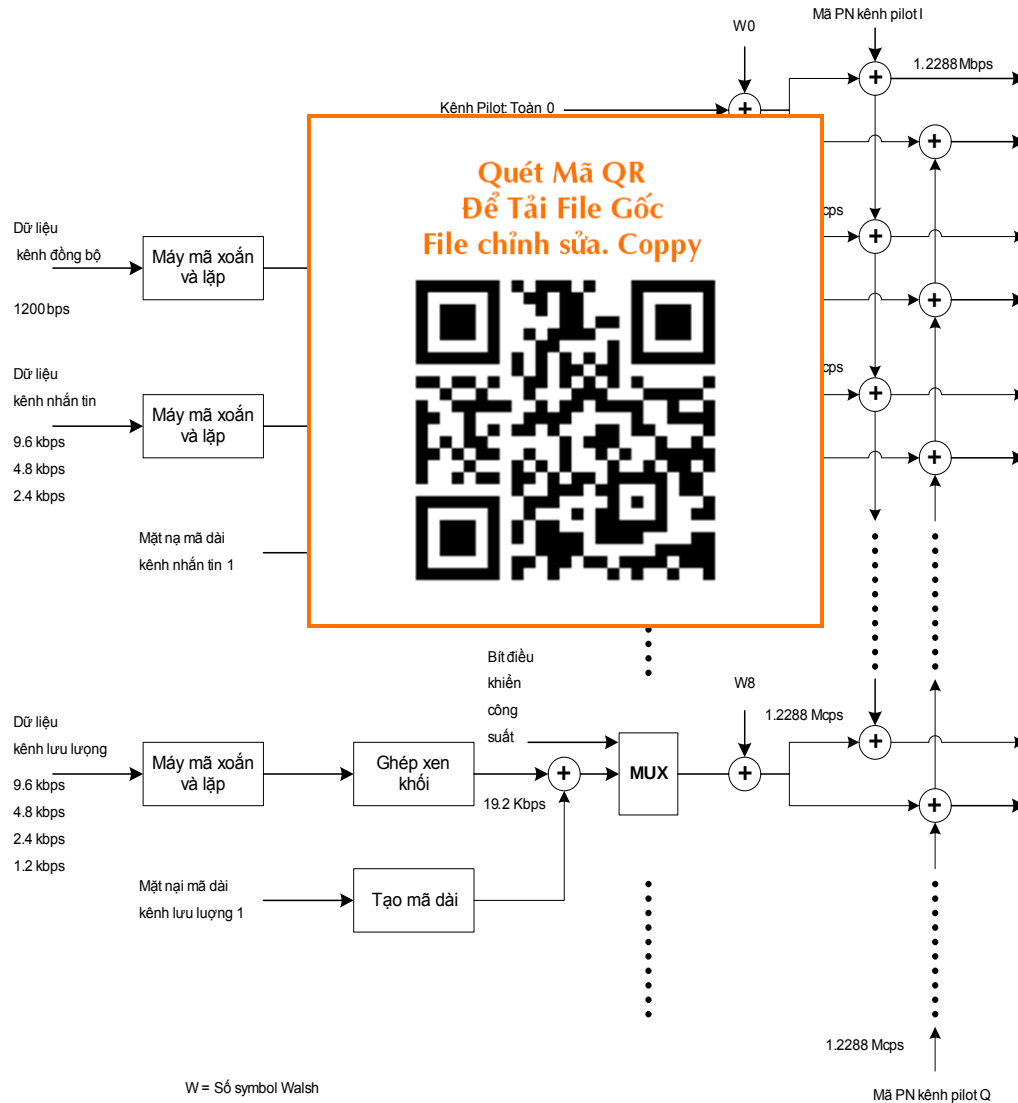
Kênh CDMA đường xuống chứa 64 kênh mã được phát trên dải thông 1.23 MHz. Tín tức được mã hóa bằng bộ mã xoắn tốc độ 1/2, độ dài hạn chế $K_c = 9$ (hình 5.14), được lặp lại nếu tốc độ dữ liệu nhỏ hơn 9600 bps, được xen kẽ khối, trải 2 pha bằng mã PN dài bởi mặt nạ mã địa chỉ người dùng, được điều chế 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. Trên đường lên, việc trải là trải PN QPSK hoặc tốc độ dữ liệu bằng cách dùng điều



Hình 5.14 Máy mã x

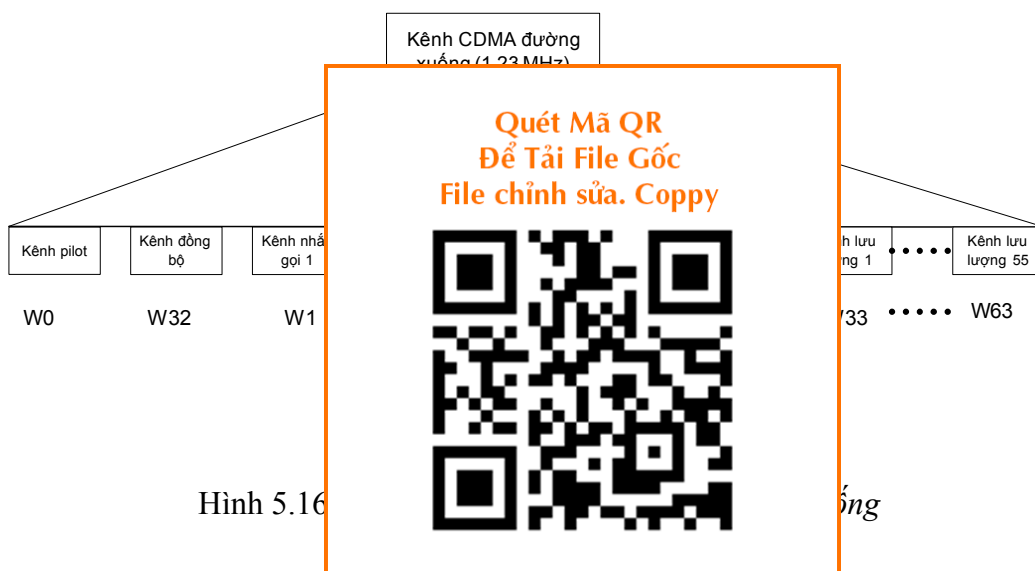
Vấn đề quan trọng trong thiết kế dạng sóng đường xuống là sử dụng tín hiệu pilot (được phát đi bởi mỗi BS như chuẩn sóng mang kết hợp cho giải điều chế bởi các MS). Tín hiệu kênh pilot không bị điều chế bởi tín tức và dùng hàm Walsh 0 (64 số không). Như vậy tín hiệu này chỉ gồm cặp vuông pha các mã PN 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

ống

Chương 6

CÁC ỨNG DỤNG CỦA KỸ THUẬT TRÁI PHỔ

6.1 THÔNG TIN VỀ T

Ý tưởng liên lạc s trở thành hiện thực vào Explorer 1 và Score. Từ lớn các vệ tinh thông t xuống nhằm *trả lời* (resp *đáp*) (transponder). Nhờ số sử lí tín hiệu (giải đí phát các tín hiệu đường trong mã/giải mã và khu thống thông tin, các vệ t đường, hệ thống định vị.

Ưu điểm chính củ

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



vào năm 1945 và vệ tinh Sputnik, hiện tượng. Phần nsmitting) đường gọi là các *bộ phát* phép thực hiện 1 vệ tinh trước khi vệ tinh có ưu điểm yển tiếp trong hệ khác như là dẫn

Ưu điểm chính củ 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 để 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:

$$T = \frac{2\pi(r_e + h)}{v} = \frac{2\pi(r_e + h)^{1.5}}{\mu} \quad (6.2)$$



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.

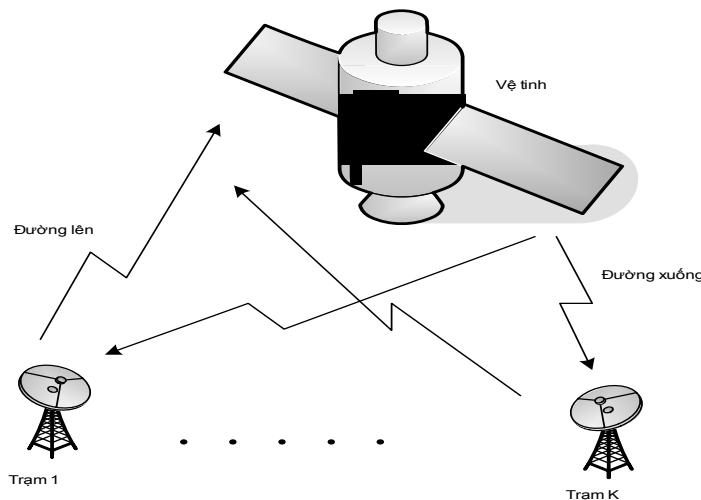
Vùng phủ sóng của vệ tinh, thường gọi là "dấu chân", là diện tích bề mặt trái đất dự định thu tín hiệu từ vệ tinh với cường độ cụ thể nào đó. Nó phụ thuộc vào độ rộng chùm anten vệ tinh và vào độ cao. Ta mong muốn giới hạn vùng phủ sóng sao cho góc ngẩng không quá nhỏ để giảm cự li nhìn thẳng (line-of-sight). 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 đi khỏi tầm nhìn của trạm mặt đất. Điều này yêu cầu mạch bám chính xác hơn đối với các vệ tinh LEO so với các vệ tinh địa tĩnh. Ưu điểm của vệ tinh LEO là độ trễ thấp hơn và rẻ hơn, nên tổn hao năng lượng ít hơn.

6.1.1 Đa truy nhập

Mô tả đơn giản của đa truy nhập là một vài trạm mặt đất thu các tín hiệu đến và để truyền tín hiệu đi. Sóng mang đường xuống (từ vệ tinh xuống trạm mặt đất) sử dụng các tần số khác nhau (trạm mặt đất sử dụng các tần số khác nhau). Trong các hệ thống TDMA, các trạm mặt đất truyền tín hiệu vào vệ tinh theo thời gian khác nhau. Trong các hệ thống FDMA, 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

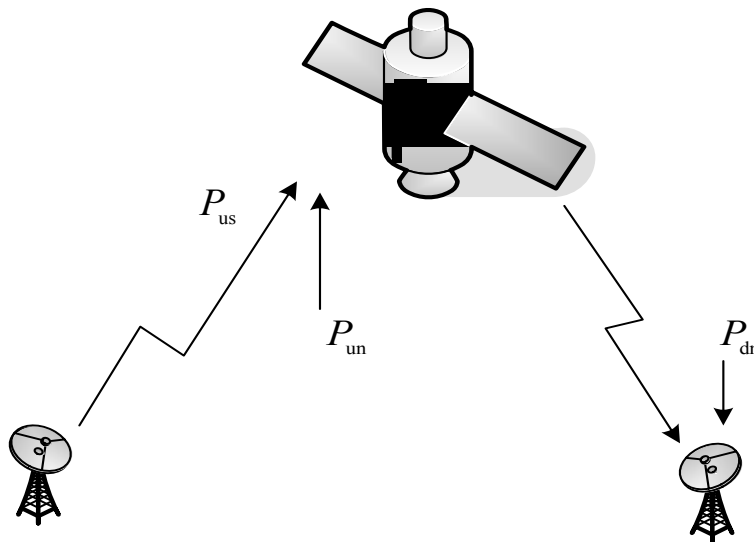
Nhiều là 1 vấn đề khi các vệ tinh láng giềng được cách li không đủ. Trên đường xuống, trạm mặt đất có thể thu nhiễu từ các vệ tinh khác ngoài vệ tinh mong muốn. Trên đường lên, vệ tinh thu các tín hiệu từ trạm mặt đất mong muốn và nhiễu từ các trạm mặt đất khác. Đây là vấn đề lớn nhất là với các anten 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 lân cận là hoàn toàn bảo vệ theo thời gian đủ nhất là trong hệ thống L số hoặc thời gian) tăng thống CDMA, nhiễu được để hoạt động tốt. Độ rộng là đủ nhỏ để lắp trên xe đứng và phân cực ngang đàm thoại, hệ thống vệ tin cuộc đàm thoại so với nhiên nhược điểm của h thống khác (trong truyền OmniTRACS được phá băng Ku, cung cấp dịch vụ chu các công ty vận chuyên. 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

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 PSD tập âm đối với đường lên và đường xuống. Với điều kiện điều chế BPSK, ta có

Do đó dựa trên P_b mô hình phân cho $(E_b/N_0)_u$ và $(E_b/N_0)_d$

Đề ý rằng $(E_b/N_0)_t$ biểu thức trên áp dụng cho hệ thống CDMA, còn có tập âm trắng dải rộng, ta có

$$\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_{total} \equiv$$



yêu cầu, sau đó

hệ thống. Do đó 1A. Trong trường hợp này như

$$\frac{1}{I}$$

(6.8)

ở đây $(E_b/N_0)_t$ 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 truy nhập là yếu tố chính.

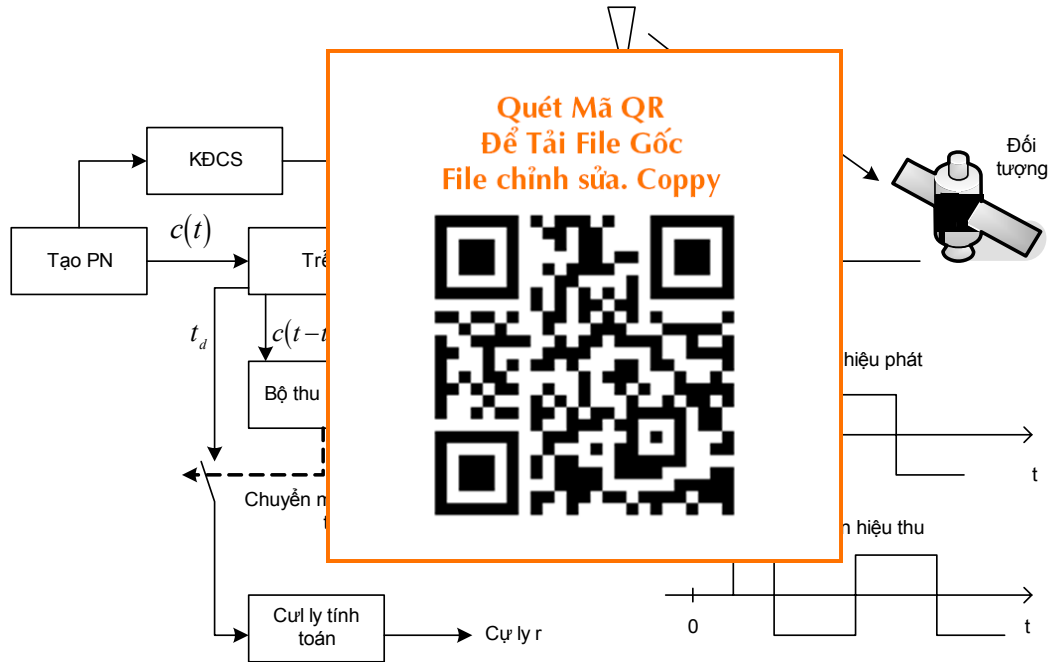
Nếu có các tập âm khác như tập điều chế chéo, thì có thể kể đến chúng theo cách như trên. Đối với FDMA, có thể có tập do xuyên âm. Tập này cũng được tính đến hoàn toàn tương tự.

6.2 ĐO CỤ LI

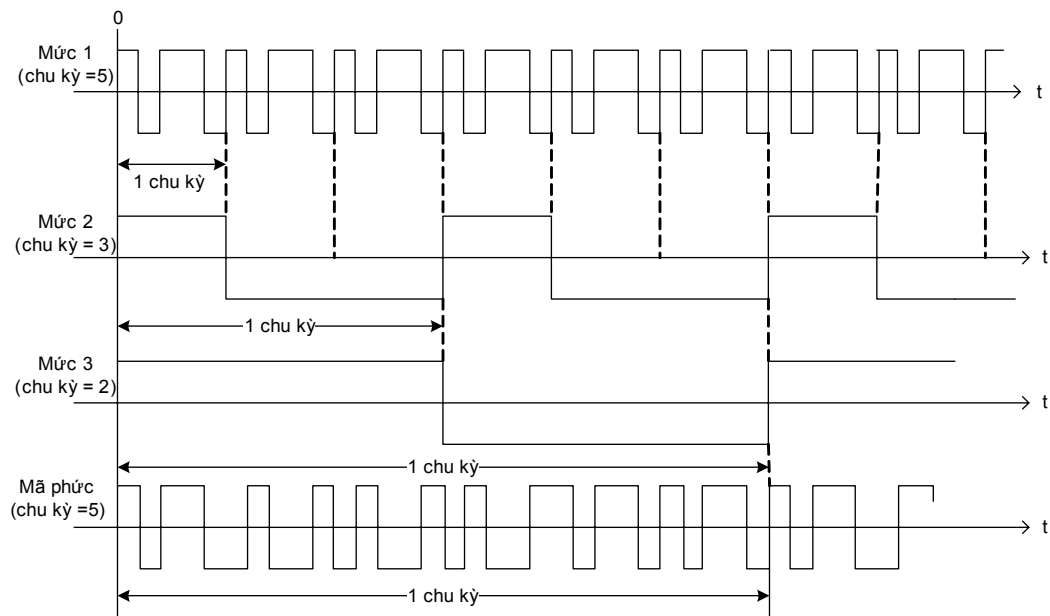
Tín hiệu DS/SS có thể được sử dụng để đo cự li giữa 2 điểm. Hệ thống đo cự li như vậy có thể sử dụng chẳng hạn để xác định khoảng cách của vệ tinh. Điều này được thực hiện bằng cách phát đi tín hiệu DS/SS từ nguồn. Tín hiệu này được phản xạ lại máy phát bởi đối tượng, từ đó máy phát có thể tách hiệu 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 chớp, ví dụ ΔT_c , ở đây T_c là độ dài chớp còn $\Delta \leq 1$.



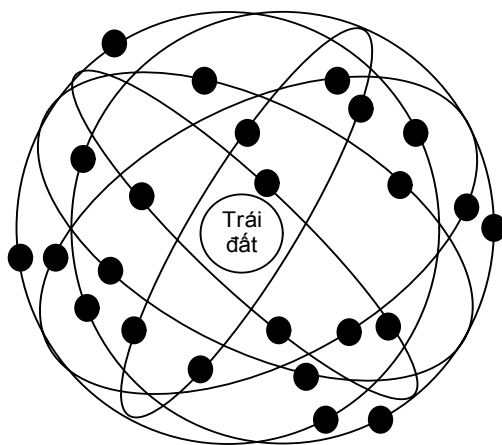
Hình 6.4 Sơ đồ khối của hệ thống đo cự ly sử dụng kỹ thuật trải phổ



Hình 6.5 Một ví dụ dãy thành phần 3 mức

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 mét thì nó phải nằm trên bề mặt của hình cầu bán kính a . Nếu máy thu biết rằng nó cách vệ tinh thứ 2 (có vị trí đã biết) b mét thì nó phải nằm trên vòng tròn là giao của 2 hình cầu: hình cầu thứ 1 có bán kính a và hình cầu thứ 2 có bán kính b . Nếu máy thu biết rằng nó cách vệ tinh thứ 3 (có vị trí đã biết) c mét thì nó phải nằm trên vòng tròn là giao của 3 hình cầu. Nếu máy thu biết rằng nó cách vệ tinh thứ 4 (có vị trí đã biết) d mét thì nó phải nằm trên điểm duy nhất là giao của 4 hình cầu. Đây là nguyên lý của hệ thống GPS, dựa trên việc xác định vị trí của máy thu dựa trên khoảng cách từ 3 vệ tinh (có vị trí đã biết) và thời gian truyền tín hiệu từ vệ tinh đến máy thu (tín hiệu DS/SS) để tính khoảng cách. 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 (đồng hồ nguyên tử caesium hoặc rubidium).



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 cần xác định thời gian đến chẳng hạn t_2 . Sau đó máy thu tính độ trễ giả vì t_m là mốc thời gian đến so với giờ hệ thống, còn thời gian thực sự là

Do đó khoảng cách thực

Máy thu tính các khoảng cách thực, nên độ trễ t_{off} là một hằng số. Phương trình trên dẫn đến một hệ phương trình bậc 2. Đề các với tâm của trái đất và vị trí của máy thu và (u_i, v_i, w_i)

trễ giả từ vệ tinh thứ i , ta có

$$\begin{aligned} r_1 + r_0 &= [(u_1 - x)^2 + (v_1 - y)^2 + (w_1 - z)^2]^{1/2} \\ r_2 + r_0 &= [(u_2 - x)^2 + (v_2 - y)^2 + (w_2 - z)^2]^{1/2} \\ r_3 + r_0 &= [(u_3 - x)^2 + (v_3 - y)^2 + (w_3 - z)^2]^{1/2} \\ r_4 + r_0 &= [(u_4 - x)^2 + (v_4 - y)^2 + (w_4 - z)^2]^{1/2} \end{aligned} \quad (6.13)$$

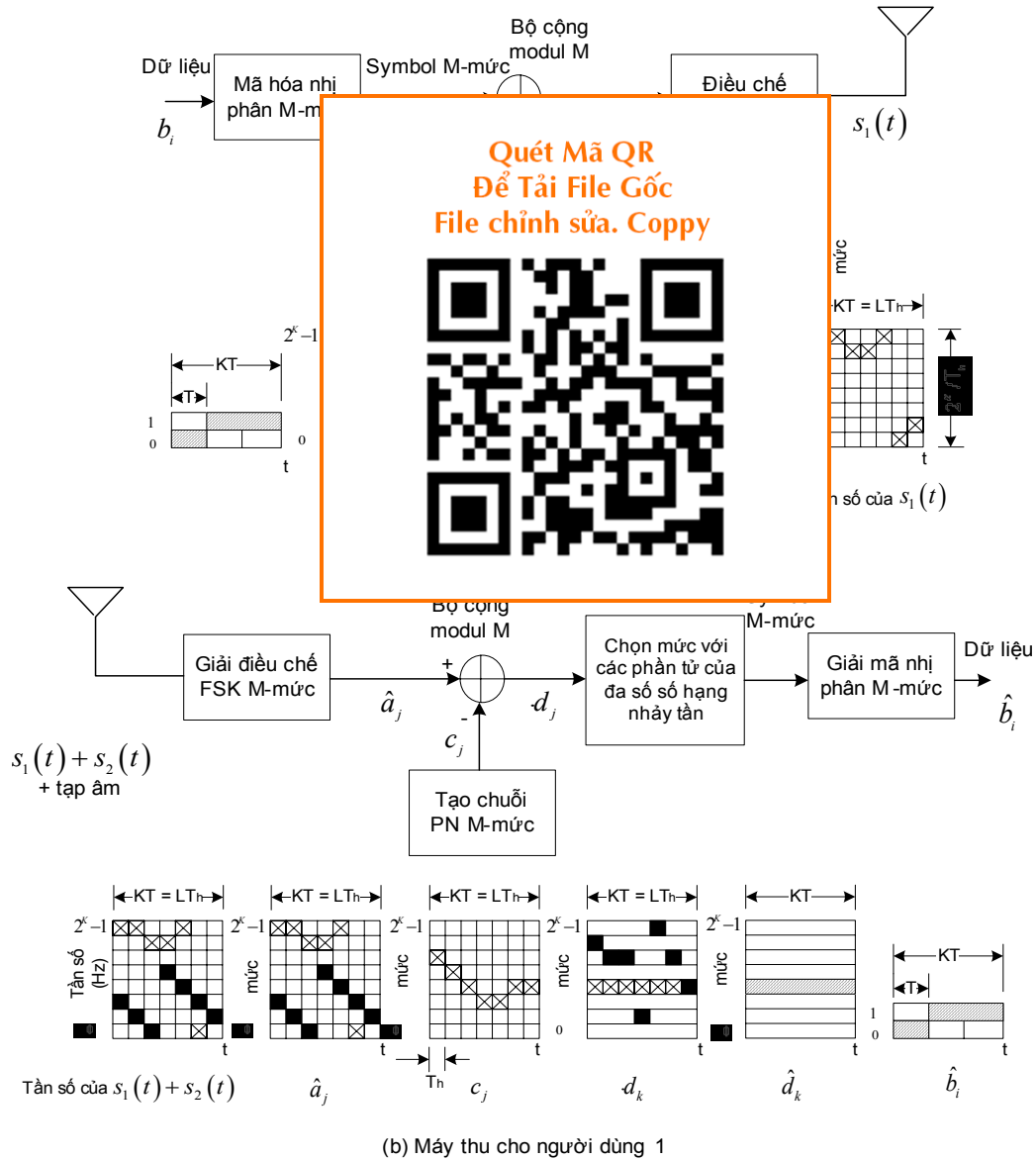
ở đây $r_i = 3 \times 10^8 t'_{d,i}$ là khoảng cách giả từ vệ tinh thứ i . Giá trị của độ trễ giả $t'_{d,i}$ được tính toán bởi máy thu sau khi bắt mã P. Vị trí (u_i, v_i, w_i) của vệ tinh i nằm trong dữ liệu thông tin trích xuất bởi máy thu. Do đó 4 phương trình đồng thời trong 6.13 có thể giải đối 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 mạng 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 . Vì $\{c_i\}$ là dãy M-mức với tốc độ nhảy là M-mức với tốc độ nhảy của dãy $\{a_j\}$ bằng điều chế MFSK. 'x' trong biểu đồ tần số. tiêu, dải thông của $s_1(t)$ thu người dùng 1 cho trước và tạp âm. Để mô tả hoạt động của bộ giải điều chế có tạp âm, bộ giải điều chế nhảy, tạo ra $\{\hat{d}_j\}$ đánh dấu



chỗ M-mức (phải đồng bộ với dãy PN tới) với $\{\hat{d}_j\}$ bằng bộ cộng modul-M. Vì không có lỗi nên dãy nhận được $\{\hat{d}_j\}$ có tất cả L số hạng tại cùng mức. Ước lượng symbol $\hat{d}_k$ là mức ứng với mức của $\{\hat{d}_j\}$ có đa số số hạng (entries). Giá trị của $\{\hat{d}_k\}$ được giải mã thành K bit của $\{\hat{b}_i\}$, đó là ước lượng K-bit của dữ liệu $\{b_i\}$. 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 $\{\hat{d}_j\}$ 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 $\{\hat{d}_k\}$ 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 phần trước của hệ thống. Trong phần này, ta xét hệ thống radar xung. Xét hệ thống radar xung, tín hiệu mang chế độ sóng mang. Nhằm nhận được tín hiệu $q(t)$, nghĩa là $q(t) = p_{T_q}(t)$

Tín hiệu trở về từ mục tiêu tại độ trễ truyền sóng, t_0 là độ trễ truyền sóng, mang thông tin về vị trí, vận tốc, mang thông tin về vận tốc mang. Để nhận được độ trễ $q(t-\tau)$ tại giá trị khác nhau. Khi không có tạp âm, lời 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. Lời 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. Giảm 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

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy



độ phân biệt cự li như thế nào. Xét xung $q(t)$ điều chế là một tam giác vuông có độ rộng Δt và biên độ A như sau

$A \cos[2\pi(f_c + f_d)t + \theta]$, ở đây f_c là dịch tần Doppler, f_d là dịch tần Doppler, θ là pha sóng mang. Khi quan sát xung $q(t)$ có dạng $A \cos[2\pi(f_c + f_d)t + \theta]$ và tạp âm.

là nó chiếm dải thông vô hạn. Có thể chỉ ra rằng độ phân biệt trễ $\Delta\tau$ 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. Điều này có độ phân biệt tần số tốt hơn vì chỉ có 1 tần số. Tuy nhiên, tần số Doppler thấp, như mô tả dưới đây.

Xét việc điều chế tần số
 T_q xác định bởi

ở đây $p_T(t)$ là xung vuông
 phân có chu kỳ N , và T_c
 độ trễ của $q_{DS}(t)$ có dạng
 gần 0) khi $|\tau| > T_q / N$ nh

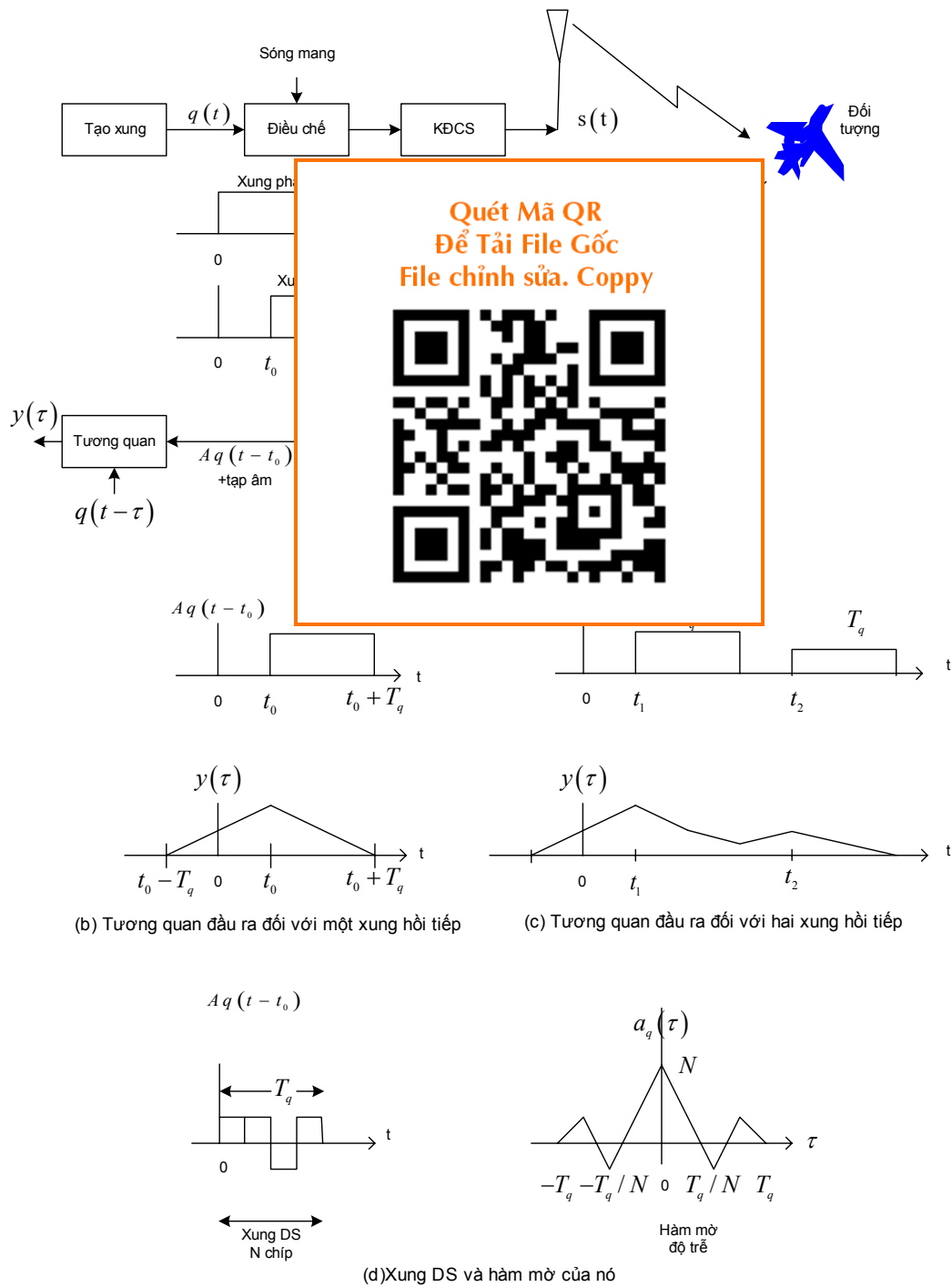
số N so với của xung vuông $q(t) = p_{T_q}(t)$ độ dài T_q . Tất nhiên dải thông của tín hiệu phát đi bây giờ sẽ lớn hơn N lần. Do đó độ phân biệt trễ được cải thiện nhiều bởi $q_{DS}(t)$ so với $q(t)$ mà không phải hi sinh độ phân biệt Doppler. Cần chỉ ra rằng phần trở về từ mục tiêu chỉ gồm 1 chu kỳ 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 $T_m \gg T_q$.



Đáp ứng tần số Doppler. Giải
 , như mô tả dưới
 ệu DS có độ rộng

$$(6.16)$$

$\pm 1\}$ là dãy PN nhị
 tên 6.9d. Hàm mờ
 trị nhỏ (tốt nhất là
 đã hẹp lại bởi hệ



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; “*W*”; Artech; 1998.
4. J.S. Lee et al.; “*CDMA for 3G Mobile*”; Artech; 1998.
5. M.D. Yacoub; “*Standard, and*”; Artech; 1998.
6. R. Esmailzadeh; “*Wireless/Personal*”; Artech; 2002.
7. S.C. Yang; “*CDMA*”; Artech; 1998.
8. V.K. Garg; “*Wireless/Personal*”; Artech; 1998.

Quét Mã QR
Để Tải File Gốc
File chỉnh sửa. Coppy

