

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**



Đỗ Thị Thu

**ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT TRONG
HỆ THỐNG CDMA**

KHÓA LUẬN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY

Ngành: Điện tử - Viễn thông

HÀ NỘI – 2005

**ĐẠI HỌC QUỐC GIA HÀ NỘI
TRƯỜNG ĐẠI HỌC CÔNG NGHỆ**



Đỗ Thị Thu

**ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT TRONG
HỆ THỐNG CDMA**

KHÓA LUẬN TỐT NGHIỆP ĐẠI HỌC HỆ CHÍNH QUY

Ngành: Điện tử - Viễn thông

Cán bộ hướng dẫn:

PGS.TS: **Nguyễn Viết Kính**

HÀ NỘI – 2005

Lời cảm ơn.

Trước tiên, em xin gửi lời cảm ơn chân thành tới thầy giáo PGS.TS Nguyễn Viết Kính người thầy tận tụy hướng dẫn, bảo ban, giúp đỡ em trong suốt quá trình thực hiện khóa luận.

Em xin gửi lời cảm ơn đến các thầy cô của trường ĐHQG HN đã trang bị kiến thức và tạo điều kiện thuận lợi để em có thể hoàn thành khóa luận này một cách tốt nhất.

Con xin gửi lời cảm ơn sâu sắc đến cha mẹ, người đã ủng hộ, động viên, chăm sóc, quan tâm đến từng bước đi của con trong suốt quá trình học tập đặc biệt là trong thời gian con hoàn thành khóa luận này.

Cuối cùng, tôi xin gửi lời cảm ơn chân thành đến bạn bè tôi, những người đã giúp đỡ, động viên tôi trong quá trình học tập, nghiên cứu để hoàn thành bản khóa luận.

Hà Nội, ngày 4 tháng 6 năm 2005.

Sinh viên

Đỗ Thị Thu

THUẬT NGỮ VIẾT TẮT

VIẾT TẮT	TIẾNG ANH	TIẾNG VIỆT
AGC	Automatic Gain Control	Điều khiển độ khuếch đại tự động
AMPS	American Mobile Phone System	Hệ thống điện thoại di động Mỹ
ASPC	The Adaptive Step Power Control	Điều khiển công suất bước thích nghi
AWGN	Additive White Gauss Noise	Tạp âm Gauss trắng cộng tính
BER	Bit Error Rate	Tỷ lệ lỗi bit
BTS	Base Transceiver Station	Trạm thu phát cơ sở
CAMEL	Customised Applications for Mobile Network Enhanced Logic	Logic cao cấp của những ứng dụng theo yêu cầu khách hàng mạng di động
CDMA	Code Divison Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo mã
CPC	Closed loop Power Control	Điều khiển công suất vòng kín
CRC	Cyclic Reduncy Code	Mã dư thừa tuần hoàn
CT	Transis Centre	Trung tâm quá giang
CT-1	European Analogue Cordless Telephone System	Hệ thống điện thoại không dây tương tự của Châu Âu
CT-2	Second Generation Cordless Telephone, Digital	Điện thoại không dây thế hệ hai, kỹ thuật số
CT-3	Cordless Standard 3	Điện thoại kéo dài thế hệ ba
CTIA	Cordless Terminal Adapter	Bộ phận ghép nối đầu cuối không dây
DB	Distributed Balancing algorithm	Thuật toán cân bằng phân bố
DBPA	Distance-Based Power Allocation	Phân bố công suất dựa vào khoảng cách
DCT	Digital Cordless Telephone	Điện thoại không dây số
DECT	Digital European Cordless Telecommunication	Viễn thông không dây số Châu Âu
DSSS	Direct Sequence Spreading Spectrum	Trải phổ dãy trực tiếp
EFC	Enhanced Full Rate Code	Bộ codec tiếng toàn tốc tăng cường
FCC	Federal Communication Comission	Ủy ban truyền thông liên bang Mỹ
FDMA	Frequency Divission Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo tần số
FER	Frame Error Rate	Tỷ lệ lỗi khung
FHSS	Frequency Hopping Spreading	Trải phổ nhảy tần

	Spectrum	
GPRS	General Packet Radio Service	Dịch vụ vô tuyến gói chung
GSM	Global System for Mobile	Điện thoại di động số toàn cầu
HSCSD	High Speed Circuit Switched Data	Số liệu chuyển mạch kênh tốc độ cao
IMT	International Mobile Telecommunication	Tiêu chuẩn thông tin di động quốc tế
ITU	International Telecommunication Union	Liên minh viễn thông quốc tế
MAHO	Mobile Assisted HandOff	Chuyển giao trợ giúp di động
MASPC	Modified Adaptive Step Power Control Algorithm	Thuật toán điều khiển công suất bước thích nghi
MSC	Mobile Switching Center	Trung tâm chuyển mạch di động
MSE	The Mean-Squared Error	Sai số trung bình bình phương
MSPC	Multiple Step Power Control	Điều khiển công suất đa bước
MTSO	Mobile Telephone Switching Office	Tổng đài chuyển mạch điện thoại di động
NA-TDMA	North American Time Division Multiple Access	Đa truy cập phân chia theo thời gian của Bắc Mỹ
ODMA	Opportunity Driven Multiple Access	Đa truy cập theo cơ hội
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access	Đa truy cập phân bố theo tần số trực giao
OPC	Open loop Power Control	Điều khiển công suất vòng hở
PBX	Private Branch Exchange	Tổng đài nhánh cá nhân
PCG	Power Control Group	Nhóm điều khiển công suất
PCS	Personal Communication Services	Các dịch vụ thông tin cá nhân
PD	Proportional Derivative	Bộ điều khiển đạo hàm tỷ lệ
PDC	Personal Digital Cellular	Hệ điện thoại dạng tổ ong số cá nhân
PG	Processing Gain	Độ lợi xử lý
PN	Pseudo noise	Mã giả tạp âm
PSTN	Public Switched Telephone Network	Mạng chuyển mạch điện thoại công cộng
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	Khóa dịch pha vuông góc
RSSI	Radio Signal Strength Indications	Chỉ báo cường độ vô tuyến
SIM	Subscriber Identity Module	Modun nhận dạng thuê bao
SIR	Signal to Interference Ratio	Tỉ số tín hiệu trên nhiễu
SMS	Short Messsssage Service	Dịch vụ bản tin ngắn
SS	Spread Spectrum	Trải phổ
TCP	Transmition Control Protocol	Giao thức điều khiển truyền dẫn
TDD	Time Division Duplex	Ghép song công phân chia theo thời

TDMA	Time Division Multiple Access	gian Đa truy cập phân chia theo thời gian
THSS	Time Hopping Spreading Spectrum	Trải phổ nhảy thời gian
TIA	Telecommunication Industry Association	Liên hiệp công nghiệp viễn thông Mỹ

MỞ ĐẦU

Khả năng liên lạc thông tin với những người đang di động đã tiến triển mạnh mẽ kể từ khi Guglielm Marrconi lần đầu tiên chứng minh khả năng sóng radio có thể liên lạc liên tục với các con tàu đang chạy trên eo biển Anh, đó là vào năm 1897. Kể từ khi đó các phương pháp truyền thông không dây mới và các dịch vụ đã được con người đón nhận trên toàn thế giới. Đặc biệt trong những năm qua ngành truyền thông vô tuyến di động đã tăng trưởng một cách đáng kể cho phép chế tạo các thiết bị cầm tay nhỏ hơn, rẻ hơn, độ tin cậy cao hơn.

Trên nền tảng có sẵn kết hợp với sự tiến bộ nhanh chóng về khoa học kỹ thuật đã tạo điều kiện thuận lợi cho thông tin di động phát triển với tốc độ chóng mặt. Bắt đầu với hệ điện thoại tương tự, ngày nay thông tin di động đã phát triển lên đến thế hệ thứ ba và thế hệ thứ tư cũng đang được nghiên cứu. Nhưng những tính năng ưu việt mà thế hệ ba này có thể đem lại làm cho người ta hoàn toàn thỏa mãn để đi sâu nghiên cứu và khai thác hết được tất cả những tính năng có thể có này.

Kênh truyền trong thông tin di động là kênh vô tuyến. Nó chịu nhiều ảnh hưởng của môi trường truyền dẫn, của địa hình, ... Vì thế nên bị suy hao rất lớn. Đây là nhược điểm lớn của thông tin di động, có thể khắc phục bằng cách: sử dụng lại tần số, điều khiển công suất, kỹ thuật xóa bỏ nhiễu sóng, ... Các phương pháp trên đã và đang được nghiên cứu và tỏ ra được tính ưu việt của chúng. Dựa trên những đánh giá đó, khóa luận đi vào nghiên cứu một phương pháp điều khiển công suất hiệu quả dựa trên việc đánh giá tỉ số SIR thu được.

Hy vọng khóa luận có thể giúp người đọc nắm được phần nào những kiến thức cơ bản về hệ thống thông tin di động thế hệ ba cũng như nhận thấy được sự cần thiết của việc điều khiển công suất trong hệ thống nhằm đem lại nhiều lợi ích thiết thực.

Hà Nội 20/05/05

Tác giả

CHƯƠNG 1. KHÁI QUÁT CHUNG

Vô tuyến di động đã được sử dụng gần 80 năm nay. Mặc dù các khái niệm tổ ong, kỹ thuật trải phổ, điều chế số và các công nghệ vô tuyến hiện đại khác đã được biết đến hơn 50 năm trước đây, dịch vụ thông tin di động mãi đến đầu những năm 1960 mới xuất hiện ở những dạng sử dụng được. Tuy nhiên chúng ít tiện lợi và dung lượng thấp. Các hệ thống tổ ong điều tần song công sử dụng kỹ thuật đa truy cập phân chia theo tần số (FDMA) đã xuất hiện vào những năm 80. Cuối những năm 80 người ta nhận thấy rằng các hệ thống tổ ong tương tự không thể đáp ứng được nhu cầu ngày càng tăng vào thế kỷ sau nếu như không loại bỏ được những hạn chế của hệ thống này như:

- Phân bổ tần số hạn chế, dung lượng thấp.
- Thoại ồn khó chịu và nhiễu xảy ra khi máy di động chuyển dịch trong môi trường fading đa tia.
- Không đáp ứng được các dịch vụ mới hấp dẫn với khách hàng.
- Không cho phép giảm đáng kể giá thành của thiết bị di động và cơ sở hạ tầng.
- Không tương thích giữa các hệ thống khác nhau làm cho thuê bao không thể sử dụng được máy di động của mình ở các nước khác.

Giải pháp duy nhất để loại bỏ các hạn chế trên là phải chuyển sang sử dụng kỹ thuật thông tin số cho thông tin di động cùng với kỹ thuật đa truy cập mới.

1.1 Lịch sử phát triển thông tin di động [15], [22]

Phần này cung cấp toàn cảnh chung về hệ thống tổ ong số CDMA được khởi xướng bởi QUALCOMM.Inc.. của San Diego. Những ứng dụng tổ ong số dựa vào sơ đồ đa truy cập (multiple access scheme) cũng được phát triển trong sự kết hợp với nhà sản xuất thiết bị phương tiện truyền số (AT&T, Motorola, Northern Telecom,...). Hệ thống CDMA hoàn toàn phù hợp với quy định của hiệp hội công nghệ viễn thông kiểu tổ ong (CTIA), là ứng viên cho tiêu chuẩn hoá IS-95.

Có thể kể đến các hệ thống di động số tổ ong cơ bản như sau: GSM (Tiêu chuẩn Châu Âu, 1990), NA-TDMA (Tiêu chuẩn IS-54 Bắc Mỹ, 1990), PDC (Tiêu chuẩn của Nhật, 1991) và CDMA (Tiêu chuẩn US IS-95, 1993).

Hệ thống thông tin di động số toàn cầu (GSM) TDMA được triển khai vào tháng 6/1982 ở Tây Âu. GSM cung cấp khả năng mở rộng thông qua các mạng viễn thông (cụ thể là ISDN) và tương thích trong cả lục địa châu Âu. Năm 1992 hệ thống GSM mang tính thương mại đầu tiên đã được sáng chế ra tại Đức. GSM là sự kết hợp của đa truy cập phân chia theo tần số (FDMA) và đa truy cập phân chia theo thời gian (TDMA).

Hệ thống NA-TDMA tương tự như GSM. Điểm khác nhau duy nhất là ở chỗ trong NA-TDMA có duy nhất một giao diện vô tuyến chung (common radio interface). Hệ điện thoại dạng tổ ong số cá nhân (PDC) là hệ thống tổ ong TDMA của Nhật hoạt động ở tần số từ 800 MHz đến 1.5GHz. Hệ thống này cung cấp giao diện đẹp trong mạng điện thoại số dạng tổ ong. Và năm 1994 PDC 1.5 GHz đã được đưa vào phục vụ.

Bên cạnh hệ thống đa truy cập số còn có hệ thống điện thoại không dây TDD giống như PHP, CT-2, DCT-900 (hoặc CT-3), và DECT. Hệ thống song công phân chia theo thời gian là hệ thống số và sử dụng một sóng mang duy nhất để truyền và nhận thông tin. Điện thoại cầm tay cá nhân (PHP) là hệ thống TDD không dây hỗ trợ dịch vụ truyền thông cá nhân (PCS). PHP có thể được sử dụng cho điện thoại không dây trong nhà, PBX không dây riêng, điện thoại công cộng và máy bộ đàm thông tin. Hệ thống viễn thông không dây 2 (CT-2) là hệ thống điện thoại số không dây thế hệ hai. Hệ thống này được phát minh bởi GPT.Ltd tại nước Anh và là hệ TDD đầu tiên của thông tin vô tuyến di động. CT-2 là một trong các hệ thống PCS đơn giản nhất có cấu trúc điều khiển đơn giản không hợp kênh đa đường. Hệ thống CT-2 này không có mã, kênh chuyển giao và không có nhấn tin. Vì vậy nó chỉ cho phép các cuộc gọi ra ngoài. Khoảng cách cuộc gọi thường có bán kính bé hơn 200 m cho phép một người dùng đơn lẻ chiếm độ rộng dải lớn. Điện thoại không dây số hoạt động ở tần số 900 MHz (DCT-900 hoặc CT-3) được phát minh bởi Ericsson tại Thụy Điển năm 1988 như là sự nâng cấp hệ thống CT-2. CT-2 và DCT-900 tồn tại ở nước Anh và Thụy Điển cho đến khi DECT sẵn sàng phục vụ. Viễn thông không dây số Châu Âu (DECT) là một hệ thống tiêu chuẩn Châu Âu xem như là hệ thống PCS thế hệ thứ hai. DECT đã được công nhận là tiêu chuẩn Châu Âu về điện thoại không dây hơn là CT-2 hoặc DCT-900 nhưng với tài nguyên đã cải thiện cho việc điều khiển truyền dữ liệu cũng như giọng nói. CDMA ra đời đầu năm 1989 sau khi tiêu chuẩn NA-TDMA (IS-54) đã được thiết lập. Kiểm tra tính khả thi của CDMA được tiến hành tháng

11/1989. Tiêu chuẩn trung gian CDMA IS-95 của hiệp hội công nghiệp điện tử được đưa ra tháng 12/1992.

1.2 Những đặc thù cơ bản của thông tin di động [18]

Ngoài nhiệm vụ cung cấp các dịch vụ như mạng điện thoại cố định thì thông thường các mạng điện thoại di động phải cung cấp các dịch vụ đặc thù cho mạng di động để đảm bảo tin tức mọi lúc mọi nơi. Vì vậy nó cần một số các đặc tính cơ bản như sau:

- ❖ Sử dụng hiệu quả băng tần cấp phát để đạt được dung lượng cao do sự hạn chế của dải tần vô tuyến sử dụng cho thông tin di động.
- ❖ Đảm bảo chất lượng truyền dẫn yêu cầu: Do tín hiệu truyền trong môi trường vô tuyến nên dễ bị ảnh hưởng của nhiễu và fading.
- ❖ Đảm bảo an toàn thông tin tốt: Môi trường truyền dẫn vô tuyến là môi trường rất dễ bị nghe trộm và sử dụng trộm đường truyền do đó cần phải có các biện pháp đặc biệt để đảm bảo an toàn thông tin. Để đảm bảo quyền lợi của người thuê bao cần phải giữ bí mật số nhận dạng thuê bao và kiểm tra tính hợp lệ của mỗi người sử dụng khi họ truy cập mạng. Để chống nghe trộm cần mã hóa thông tin của người sử dụng. Ở các hệ thống điện thoại di động mỗi người sử dụng một khóa nhận dạng bí mật riêng được lưu giữ ở bộ nhớ an toàn. Trong hệ thống GSM, SIM-CARD được sử dụng. Nó có kích thước bé cho phép thuê bao có thể cầm thẻ này và máy di động của mình và chỉ có người này mới sử dụng được nó. Các thông tin lưu giữ ở SIM-CARD cho phép thực hiện an toàn thông tin.
- ❖ Giảm tối đa rút cuộc gọi khi thuê bao di động chuyển từ vùng phủ sóng này sang vùng phủ sóng khác.
- ❖ Cho phép phát triển các dịch vụ mới, nhất là các dịch vụ phi thoại.
- ❖ Chuyển mạng quốc tế (International Roaming).
- ❖ Các thiết bị cầm tay phải gọn nhẹ và tiêu thụ ít năng lượng.

1.3 Một số tính năng đạt được trong hệ thống thế hệ thứ hai và ba

Thế hệ hai:

- Có nhiều dịch vụ mới và cải thiện các dịch vụ liên quan tới truyền số liệu như nén số liệu của người sử dụng, số liệu chuyển mạch kênh tốc độ cao (HSCSD) và dịch vụ vô tuyến gói chung (GPRS), số liệu tốc độ 14.5kb/s.

- Các tính năng liên quan đến dịch vụ tiếng như bộ codec tiếng toàn tốc tăng cường (EFC), bộ codec đa tốc độ thích ứng và khai thác tự do đầu cuối của các bộ codec tiếng.
- Các dịch vụ bổ sung như: Chuyển hướng cuộc gọi, hiện tên chủ gọi, ngăn hiện số chủ gọi, tính cước nóng, ...
- Cải thiện các dịch vụ bản tin ngắn (SMS), móc nối các SMS, mở rộng bảng chữ cái.
- Các công việc liên quan đến tính cước: dịch vụ trả trước, tính cước nóng, ...
- Tăng cường công nghệ SIM.
- Dịch vụ mạng thông minh như CAMEL.
- Các cải thiện chung: Chuyển mạng GSM-AMPS, các dịch vụ định vị, tương tác với các hệ thống thông tin di động vệ tinh và hỗ trợ định tuyến tối ưu.

Thế hệ ba phải là thế hệ thông tin di động cho các dịch vụ di động truyền thông đa phương tiện. Hộp thư thoại sẽ thay thế bằng bưu thiếp điện tử lồng ghép với hình ảnh và các cuộc gọi thông thường trước đây sẽ được bổ sung hình ảnh để trở thành thoại có hình, ... Để thực hiện điều đó, hệ thống thông tin di động thế hệ ba phải đáp ứng một số yêu cầu sau:

- Mạng phải là băng rộng và có khả năng truyền thông đa phương tiện.
- Có khả năng cung cấp dung lượng theo yêu cầu. Ngoài ra còn phải đảm bảo đường truyền vô tuyến không đối xứng: Tốc độ bit cao ở đường xuống và thấp ở đường lên.
- Mạng phải cung cấp thời gian truyền dẫn theo yêu cầu: Đảm bảo các kết nối chuyển mạch cho tiếng, các dịch vụ video và các khả năng số liệu gói cho dịch vụ số liệu.
- Chất lượng dịch vụ phải không thua kém chất lượng dịch vụ mạng cố định nhất là tiếng.
- Mạng phải có khả năng sử dụng toàn cầu bao gồm cả hệ thống thông tin vệ tinh

CHƯƠNG 2. HỆ THỐNG THÔNG TIN DI ĐỘNG THỂ HỆ BA (CDMA)

2.1 Đặc điểm của hệ CDMA [19], [24]

Sự phát triển nhanh của các dịch vụ số liệu đã đặt ra các yêu cầu mới đối với công nghệ vô tuyến di động. Thông tin di động thế hệ hai mặc dù sử dụng công nghệ số nhưng vì là hệ thống băng hẹp và được xây dựng trên cơ chế chuyển mạch kênh nên không thể đáp ứng được các dịch vụ mới này. Trong bối cảnh đó ITU đã đưa ra đề án tiêu chuẩn hóa hệ thống thông tin di động thế hệ ba với tên gọi IMT-2000. IMT-2000 đã mở rộng đáng kể khả năng cung cấp dịch vụ cho phép sử dụng nhiều phương tiện thông tin. Mục đích của IMT-2000 là đưa ra nhiều khả năng mới nhưng cũng đồng thời đảm bảo sự phát triển liên tục của thông tin di động thế hệ hai (2G) vào những năm 2000. Thông tin di động thế hệ ba (3G) xây dựng trên cơ sở IMT-2000 được đưa vào phục vụ từ năm 2001. Các hệ thống 3G sẽ cung cấp rất nhiều dịch vụ vô tuyến bao gồm: tiếng, số liệu, tốc độ bit thấp và bit cao, đa phương tiện, video cho người sử dụng làm việc ở các phương tiện công cộng lẫn tư nhân. Hệ thống thông tin di động thế hệ hai gồm: GSM, IS-136, IS-95 CDMA, PDC. Trong quá trình thiết kế các hệ thống thông tin di động thế hệ ba, các hệ thống thế hệ hai đã được các cơ quan tiêu chuẩn hóa của từng vùng xem xét để đưa ra các đề xuất tương ứng. Các công nghệ được nghiên cứu để đưa ra đề xuất cho hệ thống thông tin di động thế hệ ba gồm:

- W-CDMA (CDMA băng rộng)
- W-TDMA (TDMA băng rộng)
- TDMA/CDMA băng rộng
- OFDMA (Đa truy cập phân bố theo tần số trực giao)
- ODMA (Đa truy cập theo cơ hội)

Nhiều tiêu chuẩn cho hệ thống thông tin di động thế hệ ba IMT-2000 đã được đề xuất, trong đó hai hệ thống W-CDMA và CDMA 2000 được ITU chấp thuận và sẽ được đưa vào hoạt động trong những năm đầu thế kỉ XXI. W-CDMA sẽ là sự phát triển tiếp theo của các hệ thống thông tin di động thế hệ hai sử dụng công nghệ TDMA như: GSM, PDC, IS136. CDMA2000 sẽ là sự phát triển của hệ thống thông tin di động thế hệ hai sử dụng công nghệ CDMA: IS-95.

GSM và CDMA cùng phát triển tách ra từ công nghệ AMPS cũ. Điểm khác biệt quan trọng của CDMA so với GSM như sau:

- ☺ CDMA dùng mã giả ngẫu nhiên để phân biệt kênh thoại và dùng chung băng tần cho toàn mạng, có giải thuật mã hoá riêng cho từng cuộc gọi. Chỉ có thiết bị được gọi mới biết được giá trị mã giả ngẫu nhiên và giải thuật giải mã qua các kênh báo hiệu. Chính vì thế tính bảo mật của cuộc gọi và hiệu quả khai thác băng tần cao hơn.
- ☺ Hệ thống CDMA có khả năng chuyển giao mềm. Khi thiết bị di động di chuyển vào giữa hai ô, thiết bị đồng thời nhận được tín hiệu từ hai trạm phát gần nhất, tổng đài sẽ điều khiển cho hai trạm bắt tay nhau cho đến khi việc chuyển đổi trạm phát thành công. Có phần tương tự cơ chế chuyển mạch cứng trong GSM nhưng khả năng bắt tay của CDMA tốt hơn.
- ☺ So với hệ tương tự AMPS, chất lượng thoại được nâng lên và dung lượng của CDMA có thể tăng lên 6-10 lần.
- ☺ CDMA có cơ chế giúp tiết kiệm năng lượng, giúp tăng thời gian thoại của pin thiết bị.
- ☺ Khả năng mở rộng dung lượng của CDMA dễ dàng và chi phí thấp hơn so với GSM. GSM sẽ gặp bài toán khó về phân bố lại tần số cho các ô.

Tuy nhiên, CDMA hiện vẫn còn gặp phải nhiều khó khăn:

- ☺ Vùng phủ sóng của CDMA trên thế giới còn hẹp nên khả năng chuyển vùng quốc tế giữa các hệ thống CDMA còn hạn chế. Tính đến quý 1/2002, thuê bao CDMA toàn thế giới đạt 120,2 triệu. Trong đó Bắc Mỹ 52,9 triệu, vùng Caribê và Mỹ Latinh 22 triệu, Châu Âu + Nga + châu Phi 1,8 triệu, Châu Á-Thái Bình Dương 43,5 triệu.
- ☺ Số lượng nhà sản xuất thuê bao điện thoại di động CDMA ít, chủ yếu tập trung ở Mỹ, Hàn Quốc, Nhật, Trung Quốc nên chủng loại kém phong phú hơn so với chuẩn GSM.
- ☺ Thiết bị CDMA thường không dùng SIM nên việc thay đổi thiết bị trong quá trình sử dụng sẽ phức tạp hơn vì bắt buộc phải làm thủ tục với nhà khai thác mạng.

Hiện nay để đáp ứng nhu cầu ngày càng tăng của khách hàng viễn thông về các dịch vụ viễn thông mới, các hệ thống thông tin di động đang tiến tới thế hệ thứ ba. Ở đó, các hệ thống thông tin di động có xu thế hoà nhập thành một tiêu chuẩn duy nhất có khả năng phục vụ ở tốc độ bit lên đến 2Mbps. Để phân biệt với

hệ thống thông tin di động băng hẹp hiện nay, các hệ thống thông tin di động thế hệ ba được gọi là hệ thống thông tin di động băng rộng.

2.1.1 Vùng phủ sóng của CDMA [15]

Với hệ thống tổ ong CDMA, vùng diện tích dịch vụ được chia thành các ô lục giác. Mỗi ô gồm một trạm cơ sở, trạm này được nối với tổng đài chuyển mạch điện thoại di động (MTSO) trong suốt quá trình mã hoá và giải mã tiếng nói. Trong mỗi ô có hai kết nối bao gồm các kênh CDMA thuận và ngược giữa trạm cơ sở và mỗi máy di động trong ô. Kênh CDMA thuận dịch nội dung liên kết thuận từ trạm cơ sở tới máy di động. Kênh CDMA ngược biểu diễn sự liên kết ngược từ máy di động tới trạm cơ sở.

CDMA tái sử dụng tần số tỷ lệ trong từng ô tổ ong và điều khiển dung lượng hệ thống một cách có hiệu quả bởi vì CDMA là kiểu chống nhiễu tuyệt vời.

Kênh CDMA thuận gồm một hoặc nhiều kênh mã, được truyền theo việc gán tần số CDMA, sử dụng độ dịch hoa tiêu PN cụ thể. Mỗi trạm cơ sở dùng một độ dịch thời gian của chuỗi PN hoa tiêu (pilot) (gọi là chuỗi giả nhiễu trái) để nhận dạng kênh CDMA thuận. Độ dịch thời gian có thể tái sử dụng trong hệ thống tổ ong CDMA.

Mỗi kênh mã truyền trong kênh CDMA thuận được trải một cách trực giao bởi hàm Walsh phù hợp tạo ra sự phân kênh trực giao trong tất cả các kênh mã và sau đó được trải ra bởi một cặp ghép cầu phương (cùng pha và vuông pha) của chuỗi PN hoa tiêu, mục đích của việc này là để truyền tín hiệu trải dạng sóng dịch pha vuông góc (QPSK).

Kênh CDMA ngược gồm các kênh truy cập và kênh lưu thông ngược. Kênh truy cập (kênh lối vào) được sử dụng cho việc trao đổi tin báo hiệu ngắn cho các cuộc gọi gốc, trả lời các bản tin, các lệnh và sự đăng kí. Tất cả dữ liệu truyền trên kênh CDMA ngược được mã hoá chập dùm để sửa lỗi, xen khối (block interleaved) để tránh lỗi cụm và cải thiện chất lượng hệ thống bởi độ dư thừa truy cập (access redundancy). Các dữ liệu được điều chế bởi hàm Walsh 64 mức nhằm tạo ra sự phân đường trực giao và trải phổ trực tiếp bởi mã dài (long code) để đạt được sự bảo mật giới hạn trong một quá trình truyền.

2.1.2 Cấu trúc của kênh CDMA [15]

Các kết nối của CDMA thuận gồm kênh hoa tiêu, kênh đồng bộ, nhắn tin và một số kênh lưu thông thuận. Một ví dụ tiêu biểu của kênh CDMA thuận gồm

64 kênh mã. Trong số 64 kênh mã, CDMA thuận gồm kênh hoa tiêu, một kênh đồng bộ, 7 kênh nhắn tin, 55 kênh lưu thông thuận.

Kênh hoa tiêu là tín hiệu không điều chế, trải phổ trực tiếp và truyền liên tục bởi mỗi trạm cơ sở CDMA. Máy di động giám sát kênh hoa tiêu để thu nhận tín hiệu định thời của kênh CDMA thuận và cung cấp pha chuẩn cho giải điều chế kết hợp. Kênh mã số không (W_0) luôn luôn được gán cho kênh hoa tiêu.

Kênh đồng bộ được gán cho kênh mã số 32 (W_{32}) kênh này vận chuyển bản tin đồng bộ tới máy di động. Quan trọng hơn, kênh đồng bộ là tín hiệu trải phổ đã mã hoá, xen kẽ, trải, và điều chế mà tín hiệu này được sử dụng bởi các máy di động để thu tín hiệu định thời gốc.

Kênh nhắn tin cũng là tín hiệu trải phổ đã mã hoá, xen kẽ, trải và điều chế được sử dụng cho sự truyền thông tin điều khiển và bản tin từ trạm cơ sở tới máy di động. Kênh nhắn tin được gán cho kênh mã từ số 1 đến số 7 ($W_1 - W_7$).

Kênh lưu thông thuận được sử dụng cho phát thông tin của người dùng và báo hiệu từ trạm cơ sở tới một máy di động trong suốt thời gian cuộc gọi. Số kênh lưu thông thuận tối đa bằng 63 trừ đi số kênh đồng bộ và kênh nhắn tin hoạt động trong cùng kênh CDMA thuận.

Tốc độ dữ liệu tại lối vào kênh là như sau:

1. Kênh hoa tiêu truyền tất cả bit 0 ở tốc độ 19,2 kbps
2. Kênh đồng bộ hoạt động ở tốc độ cố định 1200bps
3. Kênh nhắn tin hỗ trợ tốc độ dữ liệu cố định hoạt động ở tại 9600, 4800, hoặc 2400 bit/s.
4. Kênh lưu thông thuận hỗ trợ dữ liệu thay đổi ở tốc độ 9600, 4800, 2400 hoặc 1200 bit/s.

Những ký hiệu đã mã hoá thông thường được xác định là lối ra của bộ mã hoá sửa lỗi. Các bit thông tin là lối vào của bộ mã hoá và các ký hiệu mã là lối ra của bộ mã hoá. Tất cả các kênh mã trừ kênh hoa tiêu, mỗi ký hiệu đã mã hoá được lặp lại trước khi xen khối bất cứ khi nào tốc độ thông tin thấp hơn 9600 bit/s.

Với kênh lưu thông và kênh nhắn tin, sự lặp lại phụ thuộc vào tốc độ dữ liệu của mỗi kênh. Mỗi ký hiệu mã ở tốc độ dữ liệu 4,8 kb/s được lặp lại một lần (mỗi ký hiệu 2 lần). Mỗi ký hiệu mã ở tốc độ 2,4 kb/s lặp lại 3 lần (mỗi ký hiệu 4 lần). Mỗi ký hiệu mã ở tốc độ dữ liệu 1,2 kb/s lặp lại 7 lần (mỗi ký hiệu 8 lần). Vì vậy, với tất cả các tốc độ dữ liệu (9.6, 4.8, 2.4, và 1.2 kb/s) sự lặp lại ký hiệu sẽ dẫn đến tốc độ ký hiệu điều chế không đổi 19.2 ksps. Với kênh đồng bộ, mỗi

ký hiệu mã hoá được lặp lại 1 lần (mỗi ký hiệu 2 lần) và tốc độ ký hiệu điều chế là 4800 sps.

Tất cả các ký hiệu sau khi lặp trong kênh đồng bộ, nhấn tin, lưu thông thuận được xen khối. Mục đích của việc sử dụng xen khối là bảo vệ dữ liệu khỏi lỗi cụm trong khi truyền chúng qua môi trường fading đa đường. Sau khi xen kẽ, mỗi kênh mã trong kênh CDMA thuận được trải trực giao bởi một trong 64 hàm Walsh và sau đó được trải bởi một cặp trực giao của chuỗi hoa tiêu PN ở tốc độ chip cố định 1.2288 Mcps. Dữ liệu nhị phân (0 hoặc 1) trải trực giao được cung cấp cho các mạch lọc băng gốc. Tiếp sau mạch lọc băng gốc, kênh CDMA thuận gồm khoá dịch pha nhị phân, dữ liệu được điều chế với sóng mang để tạo ra khoá dịch pha vuông góc QPSK trước khi truyền.

Xáo trộn dữ liệu thích hợp để cung cấp cho kênh nhấn tin và kênh lưu thông thuận. Xáo trộn dữ liệu được thực hiện trong bộ xen khối (block interleaver). Tại lối ra, tốc độ ký hiệu điều chế 19,2 ksps. Xáo trộn dữ liệu được thực hiện nhờ việc cộng modulo-2 của tín hiệu lối ra bộ xen kẽ với giá trị nhị phân của mã dài. Mã dài là một chuỗi PN $2^{42}-1$. Chuỗi này sử dụng cho sự xáo trộn trong kênh CDMA thuận (cụ thể là kênh nhấn tin và lưu thông thuận) và trải phổ trong kênh CDMA ngược (cụ thể là kênh truy cập và kênh lưu thông ngược)

Mặt nạ mã dài là số nhị phân 42-bit. Mỗi chip PN của mã dài được tạo ra bởi phép nhân modulo-2 của 42 bit mặt nạ và 42 bit trạng thái LFSR trong máy phát mã dài. Mã dài hoạt động ở tốc độ đồng hồ 1.2288MHz là tương đương với chuỗi chip PN ở lối ra của máy phát mã dài. Chú ý là chip PN được định nghĩa là một bit trong chuỗi PN. Khi mã dài được chia thành 64bit (hoặc chip), bit đầu tiên trong 64 bit được sử dụng cho việc xáo trộn dữ liệu ở tốc độ 19,2 bit/s.

Trạm cơ sở không đưa vào kênh con điều khiển công suất trong kênh nhấn tin. Nhưng kênh con điều khiển công suất trong kênh lưu thông thuận truyền các bit điều khiển công suất một cách liên tục ở tốc độ 800 bit/s cụ thể là một bit (0 hoặc 1) truyền với tốc độ 1,25ms (=1/800). Bit điều khiển công suất '0' thể hiện máy di động cần tăng mức điều khiển công suất ra trung bình và bit điều khiển công suất '1' chỉ ra rằng máy di động cần giảm mức công suất ra trung bình. Vì vậy máy di động sẽ điều chỉnh mức công suất ra trung bình của nó để đáp ứng sự nhận bit điều khiển công suất đúng trong kênh lưu thông thuận.

Kênh CDMA ngược bao gồm kênh truy cập, kênh lưu thông ngược. Dữ liệu truyền trong kênh CDMA ngược được nhóm thành các khung 20ms. Tất cả dữ liệu truyền trong kênh CDMA ngược được mã hoá cho việc sửa lỗi ngẫu nhiên để

bảo vệ bộ xen khỏi khỏi lỗi cụm (burst). Các dữ liệu này được điều chế bởi các mã 64-Walsh. Chúng gồm 64 chip và được trải phổ chuỗi trực tiếp bởi mã dài chu kỳ $2^{42}-1$ chip trước khi truyền.

Bộ ngẫu nhiên cụm dữ liệu không được sử dụng khi máy di động truyền trong kênh truy cập. Nhưng trong kênh ngược, bộ ngẫu nhiên cụm dữ liệu tạo ra phần mặt nạ gồm các số 0 và 1. Các số này che đi những dữ liệu thừa tạo ra bởi sự phát lặp mã. Kênh lưu thông ngược và kênh truy cập được trải chuỗi trực tiếp bởi mã dài. Sự trải chuỗi này liên quan đến cộng modulo-2 của tín hiệu lỗi ra từ bộ ngẫu nhiên.

Một khung được định nghĩa là khoảng định thời cơ bản trong hệ thống. Với kênh truy cập, kênh nhắn tin, và kênh lưu thông thuận nghịch thì 1 khung kéo dài 20 ms. Với kênh đồng bộ, 1 khung là 26.666 ms.

Bộ chỉ thị giá trị khung là kiểm tra CRC cho khung kênh lưu thông là 9600 bit/s và 4800bit/s. Mã dư thừa tuần hoàn (CRC) là 1 lớp mã dò lỗi tuyến tính tạo ra các bit kiểm tra chẵn lẻ bằng cách tìm ra phần dư của phép chia đa thức. Bộ chỉ thị giá trị khung hỗ trợ 2 chức năng tại máy thu. Chức năng đầu tiên là xác định tốc độ truyền khung. Chức năng thứ hai là xác định có hay không có lỗi khung.

Các bit ở phần mã hoá cuối biểu diễn chuỗi bit cố định được thêm vào phần cuối khung dữ liệu để khôi phục lại mã nhân chập thành trạng thái đã biết. Dữ liệu truyền hoặc ở kênh CDMA ngược hoặc là ở kênh CDMA thuận được nhóm trong khung 20ms.

Cấu trúc khung ở cả kênh lưu thông thuận và kênh lưu thông ngược được mô tả như sau:

(I) Mỗi khung kênh lưu thông ngược truyền tại:

1. Tốc độ dữ liệu 9600bit/s gồm 192bit với 172 bit thông tin, 12 khung bộ chỉ thị giá trị và 8 bit đuôi mã hoá
2. Tốc độ dữ liệu 4800 bit/s gồm 80 bit thông tin, 8 bit CRC, 8 bit đuôi mã hoá
3. Tốc độ 2400 bit/s gồm 48 bit với 40 bit thông tin, 8 bit đuôi mã, 8 bit CRC không được sử dụng ở khung kênh lưu thông ngược tại tốc độ này.
4. Tốc độ dữ liệu 1200 bit/s gồm 24 bit. Trong đó có 16 bit thông tin, 8 bit đuôi mã, 8 bit CRC không được sử dụng ở khung kênh lưu thông ngược tại tốc độ này.

5. Mỗi khung kênh truy cập gồm 96 bit (20 ms khung ở tốc độ 4800 bit/s) Trong đó có 88 bit thông tin và 8 bit đuôi mã, 8 bit CRC không được sử dụng trong kênh này.

(II) Mỗi khung kênh lưu thông thuận truyền tại:

1. Tốc độ dữ liệu 9600 bit/s gồm 192 bit trong đó 172 bit thông tin, 12 bit đuôi mã.
2. Tốc độ dữ liệu 4800 bit/s gồm 96 bit trong đó có 8 bit thông tin, là 8 bit CRC, 8 bit CRC, 8 bit đuôi mã.
3. Tốc độ dữ liệu 2400 bit/s gồm 48 bit trong đó gồm 40 bit thông tin, 8 bit đuôi mã. 8 bit CRC không được sử dụng trong kênh lưu thông thuận ở tốc độ này.
4. Tốc độ dữ liệu 120 bit/s gồm 24 bit trong đó có 16 bit thông tin, 8 bit đuôi mã, 8 bit CRC không được sử dụng cho kênh này tại tốc độ dữ liệu 1200 bit/s.

2.1.3 Xử lý cuộc gọi

Xử lý cuộc gọi có thể chia thành 2 phần: xử lý cuộc gọi máy di động và xử lý cuộc gọi trạm cơ sở. Xử lý cuộc gọi liên quan tới kỹ thuật về giao thức truyền bản tin giữa trạm cơ sở và máy di động

2.1.3.1 Xử lý cuộc gọi tại máy di động

Xử lý cuộc gọi tại máy di động gồm 4 trạng thái như sau:

1. *Thiết lập trạng thái khởi động máy di động*: Trong trạng thái này, máy di động phải:

- + Chọn hệ thống nào được sử dụng (tương tự hay CDMA).
- + Thu kênh hoa tiêu của hệ thống CDMA đã chọn trong vòng 20ms.
- + Nhận và xử lý bản tin kênh đồng bộ để thu được cấu hình hệ thống và thông tin định thời.
- + Đồng bộ hoá định thời mã dài và định thời hệ thống của hệ thống CDMA

2. *Trạng thái rồi của máy di động*.

Trong bước này, máy di động giám sát các bản tin trong kênh nhắn tin. Máy di động có thể nhận bản tin, nhận cuộc gọi đến hoặc khởi đầu sự truyền tin.

3. *Trạng thái truy cập hệ thống*.

Trong bước này máy di động gửi bản tin tới trạm cơ sở trong kênh truy cập và thu bản tin từ trạm cơ sở trong kênh nhắn tin. Truy cập hệ thống gồm các bước sau và máy di động phải:

+ Giám sát kênh nhắn tin cho đến khi nó đã nhận được tập bản tin cấu hình.

- + Gửi bản tin gốc tới trạm cơ sở.
- + Gửi bản tin nhắn tin tương ứng tới trạm cơ sở.
- + Gửi đáp lại bản tin đã nhận từ trạm cơ sở.
- + Gửi bản tin báo cáo tới trạm cơ sở.
- + Gửi bản tin cụm dữ liệu tới trạm cơ sở.

Máy di động truyền trong kênh truy cập sử dụng quá trình truy cập ngẫu nhiên. Toàn bộ quá trình gửi một bản tin và nhận sự ghi nhận bản tin đó được gọi là sự thử truy cập (access attempt). Mỗi lần truyền trong sự thử truy cập được gọi là dò tìm truy cập (access probe). Máy di động truyền bản tin giống nhau trong mỗi dò tìm truy cập trong sự thử truy cập. Mỗi dò tìm truy cập gồm bộ đồng bộ ban đầu kênh truy cập và gói bản tin kênh truy cập.

4. *Điều khiển máy di động trong kênh lưu thông*: Trong trạng thái này máy di động liên lạc với trạm cơ sở sử dụng kênh lưu thông thuận và nghịch.

Trạng thái này gồm các phần sau và máy di động phải:

- + Kiểm tra rằng nó có thể nhận tín hiệu ở kênh lưu thông thuận và bắt đầu truyền tin trong kênh lưu thông ngược.
- + Chờ lệnh báo thông tin bản tin.
- + Chờ người dùng trả lời cuộc gọi.
- + Trao đổi các gói truyền gốc với trạm cơ sở dưới ứng dụng lựa chọn dịch vụ đầu tiên.
- + Cắt cuộc gọi.

2.1.3.2 Xử lý cuộc gọi trạm cơ sở

Xử lý cuộc gọi trạm cơ sở liên quan tới phương pháp truyền bản tin giữa trạm cơ sở và máy di động. Xử lý cuộc gọi trạm cơ sở gồm các quá trình như sau:

- + *Xử lý kênh đồng bộ và hoa tiêu.*

Trong suốt quá trình xử lý kênh đồng bộ và kênh hoa tiêu, trạm cơ sở truyền tín hiệu kênh hoa tiêu và kênh đồng bộ. Máy di động sử dụng quá trình này để thu và đồng bộ hoá hệ thống CDMA trong khi nó ở trong trạng thái thiết lập trạng thái ban đầu.

- + *Xử lý tín hiệu kênh nhắn tin.*

Trong suốt quá trình xử lý tín hiệu kênh nhắn tin trạm cơ sở truyền tín hiệu kênh nhắn tin, máy di động giám sát để nhận bản tin trong khi nó đang ở trạng thái rỗi và truy cập hệ thống.

+ *Xử lý tín hiệu kênh truy cập.*

Trong suốt quá trình xử lý tín hiệu kênh truy cập, trạm cơ sở giám sát tín hiệu kênh truy cập để nhận bản tin truyền từ máy di động trong khi nó đang trong tình trạng truy cập hệ thống.

+ *Xử lý tín hiệu kênh lưu thông.*

Trong suốt quá trình xử lý tín hiệu kênh lưu thông trạm cơ sở sử dụng tín hiệu ở các kênh truyền thuận và ngược để liên lạc với máy di động trong khi nó đang trong tình trạng điều khiển tín hiệu kênh lưu thông.

2.2 Trải phổ trong hệ thống thông tin di động CDMA [18], [20]

2.2.1 Các hệ thống thông tin trải phổ

Trong các hệ thống thông tin, người ta thường quan tâm tới độ rộng băng tần và các thiết kế sao cho sử dụng càng ít độ rộng băng tần càng tốt. Tuy nhiên trong hệ thống thông tin trải phổ (SS), độ rộng băng tần của tín hiệu được mở rộng hàng trăm lần trước khi phát, điều này gây lãng phí nếu hệ thống chỉ có một người sử dụng. Nhưng trong môi trường nhiều người sử dụng thì tất cả họ có thể dùng chung một băng tần trải phổ. Lúc này hệ thống sử dụng băng tần có hiệu quả mà vẫn duy trì được các ưu điểm của việc trải phổ.

Trải phổ là phương thức truyền dẫn thực hiện biến đổi tín hiệu mang tin thành tín hiệu truyền dẫn với dải tần lớn hơn nhiều. Phổ của tín hiệu sau khi xử lý số được trải rộng đến độ rộng băng tần cần thiết sau đó bộ điều chế sẽ chuyển phổ này đến dải tần được cấp cho truyền dẫn rồi được khuếch đại và phát ra kênh. Tại máy thu, tín hiệu được khôi phục lại trạng thái ban đầu bằng cách thực hiện các quá trình ngược lại phía phát: giải điều chế tín hiệu thu, nén phổ và thực hiện các bước xử lý số. Quá trình trải phổ sẽ trải công suất của tín hiệu tin ra trên một băng tần rộng hơn nhiều so với ban đầu, do đó làm giảm mật độ phổ công suất. Tỷ số giữa phổ tín hiệu truyền đi (W) và dải phổ tín hiệu ban đầu (B) gọi là hệ số trải phổ (G). Trong quân sự $G = W/B \approx 100000$, trong dân sự $G=4\div 256$. Tín hiệu trải phổ được sử dụng chủ yếu để cải thiện chất lượng trong khu vực nhiễu có thể chấp nhận được, điều này được thực hiện bằng cách rải rác tín hiệu khắp dải băng tần. Tín hiệu này thường được phân tán với tốc độ lớn ít nhất gấp 10 lần hoặc lớn hơn nữa so với tốc độ thông tin. Vì vậy trong vài trường hợp việc giảm mật độ phổ công suất làm tăng khả năng chia sẻ phổ so với phương thức truy cập truyền thống (gồm FDMA và TDMA). Việc truyền năng lượng tin trên một băng tần rộng hơn rất nhiều lần yêu cầu tối thiểu cho hai lợi ích: mật độ phổ công suất và độ dư

thừa. Hệ thống thu phải nén phổ tín hiệu để chuyển đổi sang tín hiệu có phổ gốc và đồng bộ chính xác. Ưu điểm là loại bỏ được nhiễu và chống fading. Do dải băng rộng, phần năng lượng tại tần số cụ thể thấp nên mật độ công suất của tín hiệu truyền đối với hệ thống thu khác là không đáng kể (tức là không gây ra nhiễu) trong cùng khu vực và không cho đối tượng khác thâm nhập vào nội dung của tín hiệu (nghe trộm), tạo nên mức an toàn hệ thống cao. Độ dư thừa liên quan tới việc tín hiệu ở tại các tần số khác nhau và nhờ đó nó có thể được khôi phục lại khi có lỗi. Tác dụng của dư thừa là hệ thống trải phổ thể hiện sự đề kháng cao đối với nhiễu, khả năng khôi phục thông tin cao thậm chí với nhiễu ở mức trung bình.

Một hệ thống thông tin số được coi là trải phổ nếu:

- Tín hiệu được phát chiếm độ rộng băng tần lớn hơn độ rộng băng tần tối thiểu cần thiết để phát thông tin.
- Trải phổ được thực hiện bằng một mã độc lập với số liệu.

Có ba kiểu hệ thống trải phổ cơ bản: trải phổ dãy trực tiếp (DSSS), nhảy tần (FHSS) và nhảy thời gian (THSS). Ngoài ra, cũng có thể tổng hợp thành hệ thống lai ghép.

Hệ thống DSSS thực hiện trải phổ bằng cách nhân tín hiệu nguồn với một tín hiệu giả ngẫu nhiên có tốc độ chip ($R_c=1/T_c$, T_c là thời gian một chip) cao hơn nhiều tốc độ bit ($R_b=1/T_b$, T_b là thời gian một bit) của luồng số cần phát. Hệ thống FHSS thực hiện trải phổ bằng cách nhảy tần số mang trên một tập lớn các tần số. Mẫu nhảy tần có dạng giả ngẫu nhiên. Tần số trong khoảng thời gian một chip giữ nguyên không đổi. Tốc độ nhảy tần có thể nhanh hay chậm. Trong hệ thống nhảy tần nhanh, nhảy tần được thực hiện ở tốc độ cao hơn tốc độ bit của bản tin còn ở hệ thống nhảy tần chậm thì ngược lại. Trong hệ thống THSS, một khối các bit số liệu được nén và được phát ngắt quãng trong một hay nhiều khe thời gian trong một khung chứa một số lượng lớn các khe thời gian.

Lúc đầu kỹ thuật trải phổ được sử dụng trong hệ thống thông tin quân sự. Ý tưởng của kỹ thuật SS là làm cho tín hiệu phát giống như tạp âm đối với các máy thu không mong muốn nhằm gây khó khăn cho máy này trong việc tách và lấy ra được bản tin. Để biến đổi bản tin thành tín hiệu giống tạp âm, sử dụng mã giả ngẫu nhiên, máy thu phải biết được mã này để tạo ra bản sao của mã một cách chính xác và đồng bộ với mã được phát để khôi phục lại bản tin. Vì thế mã giả ngẫu nhiên phải là xác định. Mã giả ngẫu nhiên phải được thiết kế để có độ rộng băng tần lớn hơn nhiều độ rộng băng tần của bản tin. Bản tin trên được biến đổi

bởi mã sao cho tín hiệu nhận được có độ rộng phổ gần bằng độ rộng phổ của tín hiệu giả ngẫu nhiên.

Hiện nay hệ thống SS quan tâm tới các ứng dụng đa truy cập mà ở đó nhiều người sử dụng cùng sẻ một độ rộng băng tần truyền dẫn. Trong hệ thống DSSS tất cả người sử dụng dùng chung một băng tần và phát tín hiệu của họ đồng thời. Máy thu sử dụng tín hiệu giả ngẫu nhiên chính xác để lấy tín hiệu mong muốn bằng cách giải trải phổ. Các tín hiệu khác xuất hiện ở dạng nhiễu phổ rộng công suất thấp giả tạp âm. Trong các hệ thống FHSS và THSS mỗi người sử dụng được ấn định một mã giả ngẫu nhiên sao cho không có cặp máy phát nào sử dụng cùng tần số hay cùng khe thời gian vì vậy các máy phát sẽ tránh được xung đột. Như vậy FHSS và THSS là các kiểu hệ thống tránh xung đột trong khi đó DSSS là kiểu hệ thống lấy trung bình. Hệ thống thông tin di động CDMA chỉ sử dụng DSSS vì vậy ta sẽ quan tâm đặc biệt tới hệ thống này.

2.2.2 Mã giả tạp âm

Việc lựa chọn chuỗi này cho hệ thống DS-CDMA là rất quan trọng vì nó ảnh hưởng tới khả năng chống nhiễu đa đường và nhiễu đa người dùng trong DS-CDMA. Các đặc điểm của chuỗi:

- Mỗi chuỗi ở thời điểm t trong tập hợp các chuỗi phải dễ dàng phân biệt được với bản thân chúng ở thời điểm $t+k$.
- Mỗi chuỗi trong tập hợp các chuỗi phải dễ dàng phân biệt được với một chuỗi khác trong tập hợp.

2.2.2.1 Chuỗi m

Các tín hiệu trải phổ băng rộng tạp âm được tạo bằng cách sử dụng các chuỗi mã giả tạp âm (PN) hay giả ngẫu nhiên. Trong các hệ thống trải phổ trực tiếp (DS/SS) dạng sóng của trải phổ giả tạp âm là một hàm thời gian của một chuỗi PN. Trong các hệ thống trải phổ nhảy tần (FH/SS) các mẫu nhảy tần có thể được tạo ra từ một mã PN.

Loại quan trọng nhất của các chuỗi ngẫu nhiên là các chuỗi thanh ghi dịch cơ số hai độ dài cực đại hay các chuỗi- m . Các chuỗi cơ số hai m được tạo ra bằng cách sử dụng thanh ghi dịch có mạch hồi tiếp và các mạch cộng hoặc loại trừ (XOR) thực hiện các phép cộng modun-2. Một chuỗi thanh ghi dịch tuyến tính được xác định bởi một đa thức tạo mã tuyến tính $g(x)$ bậc $m>0$:

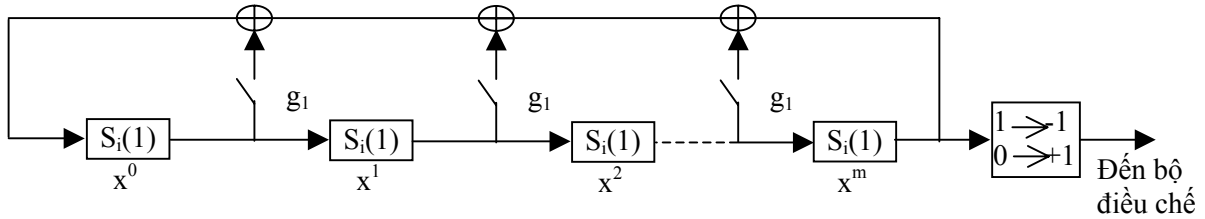
$$g(x) = g_m x^m + g_{m-1} x^{m-1} + \dots + g_1 x + g_0 \quad (2.1)$$

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

$$1 = g_1x + g_2x^2 + \dots + g_{m-1}x^{m-1} + x^m \tag{2.2}$$

Vì $-1=1(\text{mod } 2)$. Với x^k thể hiện đơn vị trễ, phương trình hồi quy trên xác định các kết nối hồi tiếp trong mạch thanh ghi dịch cơ số hai của hình 2.1.

Nếu $g_i=1$ tương ứng của mạch đóng và ngược lại. Để thực hiện điều chế 2 pha tiếp theo, đầu ra của mạch thanh ghi dịch phải được biến đổi thành 1 nếu lỗi ra là 0 và -1 nếu lỗi ra là 1. Thanh ghi dịch là một mạch cơ số hai trạng thái hữu



Hình 2.1. Mạch thanh ghi dịch

hạn có m phần tử nhớ. Vì thế số trạng thái khác 0 cực đại là 2^m-1 và bằng số chu kỳ cực đại của chuỗi ra $c=(c_0, c_1, c_2, \dots)$.

Trạng thái của thanh ghi dịch ở xung đồng hồ i là vectơ độ dài hữu hạn $s_i = \{S_i(1), S_i(2), \dots, S_i(m)\}$. Đầu ra ở xung đồng hồ i là $c_{i-m}=s_i(m)$. Thay 1 bằng c_i vào phương trình 2.2 ta được điều kiện truy hồi của chuỗi ra:

$$c_i = g_1c_{i-1} + g_2c_{i-2} + \dots + g_{m-1}c_{i-m+1} + c_{i-m} \tag{2.3}$$

Hay $c_{i-m} = g_1c_{i+m-1} + g_2c_{i+m-2} + \dots + g_{m-1}c_{i+1} + c_i$

đối với $i \geq 0$. Thí dụ xét đa thức tạo mã $g(x)=x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$. Sử dụng phương trình 2.3 ta được hồi quy $c_i=c_{i-1} + c_{i-3} + c_{i-4} + c_{i-5} \pmod{2}$ và xây dựng thanh ghi dịch hồi tiếp tuyến tính. Vì bậc của $g(x)$ là $m=5$ nên có 5 đơn vị nhớ (5 phần tử nhớ thanh ghi dịch) trong mạch. Đối với mọi trạng thái khởi đầu khác 0 ($s_0 \neq \{0,0,0,0,0\}$), trạng thái thanh ghi dịch thay đổi theo điều kiện hồi quy được xác định bởi đa thức tạo mã $g(x)$. Trong thí dụ này chuỗi ra tuần hoàn là cột cuối cùng ở hình 2.2: $c=111101000100101011000011100110\dots$. Chuỗi này có chu kỳ cực đại và bằng $n=2^m-1$. Các đa thức tạo mã khác có thể tạo ra chu kỳ ngắn hơn nhiều. Ở cấu hình mạch này, m bit đầu tiên của chuỗi ra bằng các bit được nạp ban đầu vào thanh ghi dịch: $s_0=11111$. Đối với nạp ban đầu khác, như $s_0=00001$, đầu ra của chuỗi tương ứng trở thành $1000011100110111110100010010101\dots$, là dịch (sang phải $n-i=31-18=13$ đơn vị) của chuỗi c .

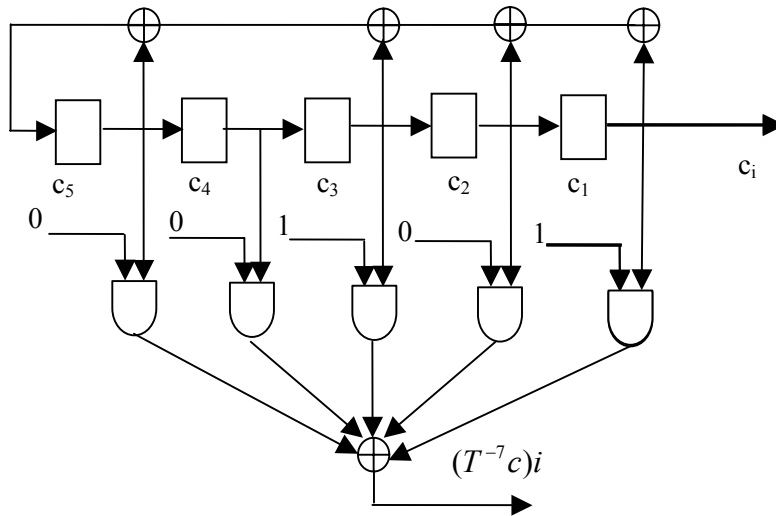
Một thí dụ về thanh ghi dịch chu kỳ n . Ta ký hiệu $T^j c$ là sự dịch của chuỗi c sang trái j lần. Từ hình 2.2 ta thấy rằng có các loại dịch sau: $T^{-4}c, T^{-3}c, T^{-2}c, T^{-1}c$

¹c. Các dịch khác có thể nhận được bằng cách kết hợp tuyến tính $m=5$ đầu ra nói trên. Chẳng hạn sử dụng mặt chắn 00101 trên 5 trạng thái ở hình 2.2 (bằng cổng AND), ta có thể nhận được $T^{-2}c+c = 0001001010110000111001101111101\dots$, đây chính là $T^{-7}c$ hay $T^{-24}c$. Ta đã xét 2 cách khác nhau để chọn pha của lỗi ra.

Vì chuỗi c tuần hoàn có độ dài không xác định nên chỉ cần xét chu kỳ của chuỗi ra vẫn sử dụng c cho chuỗi có độ dài hữu hạn $\{c_0, c_1, \dots, c_{N-1}\}$. Toán tử dịch $T^{\pm j}$ bây giờ được biểu thị với thao tác dịch vòng:

$$T^{-j}c = (c_j, c_{j+1} \dots c_{N-1}, c_0 \dots c_{j-1}) \text{ và } T^{+j}c = (c_{N-j}, c_{N-j+1} \dots c_{N-1}, c_0 \dots c_{N-j-1}) \quad (2.4)$$

Tốc độ của mạch trong hình 2.1 bị hạn chế bởi tổng thời gian trễ trong một



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

Hình 2.2 Mạch thanh ghi dịch với $g(x) = x^5+x^4+x^2+x+1$

phần thanh ghi dịch và các thời gian trễ trong tất cả các cổng hoặc loại trừ ở đường hồi tiếp, rõ ràng tốc độ đồng hồ không thể nhanh hơn

$$(\tau_{phantudich} + \tau_{XOR} \sum_{i=1}^{m-1} g_i)^{-1}. \text{ Để thực hiện tốc độ cao với tốc độ đồng hồ bằng}$$

$(\tau_{phantudich} + \tau_{XOR})^{-1}$, người ta có thể sử dụng sơ đồ tốc độ cao ở hình 2.3. Ta thấy rằng:

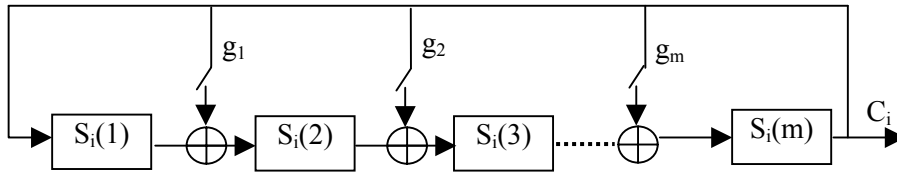
$$\begin{aligned} s_i(m) &= g_{m-1}s_{i-1}(m) + s_{i-1}(m-1) = g_{m-1}s_{i-1}(m) + (g_{m-2}s_{i-2}(m) + s_{i-2}(m-2)) \pmod{2} \\ &= \dots \\ &= g_{m-1}s_{i-1}(m) + g_{m-2}s_{i-2}(m) + \dots + g_1s_{i-m+1}(m) + s_{i-m+1}(1) \end{aligned} \quad (2.5)$$

Vì $s_{i-m+1}(1) = s_{i-1}(m)$ (xem ở hình 2.1) và phương trình trên cho:

$$c_i = g_{m-1}c_{i-1} + g_{m-2}c_{i-2} + \dots + g_1c_{i-m+1} + c_{i-m}$$

Vì vậy hai cách thực hiện trên có thể tạo ra cùng chuỗi đầu ra nếu m bit đầu tiên ra trùng nhau. Nhưng các trạng thái đầu của chúng khác nhau thì sẽ có

các chuỗi trạng thái khác nhau. Hình 2.4 thực hiện chuỗi thanh ghi dịch như ở hình 2.2 với tốc độ cao.



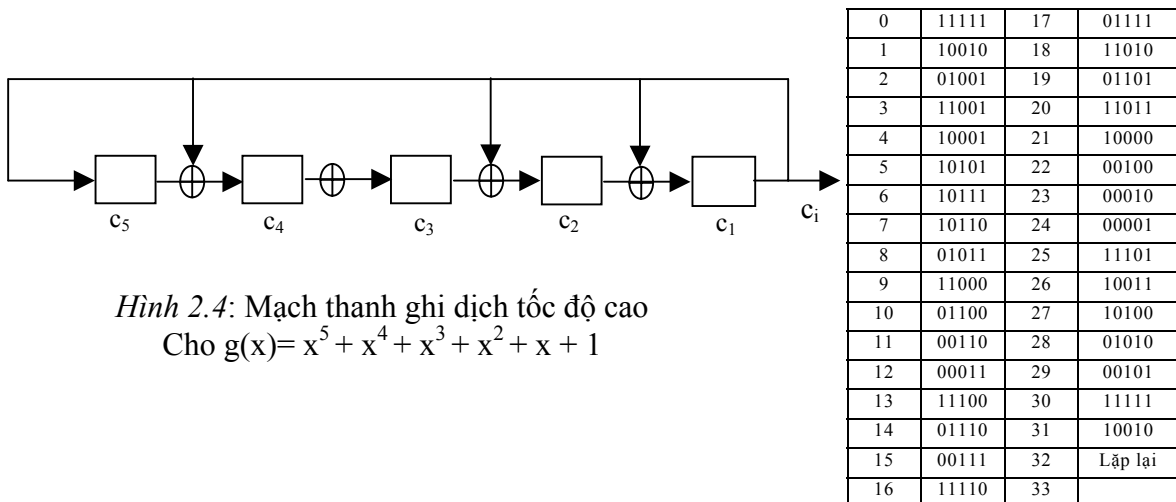
Hình 2.3 Mạch thanh ghi dịch tốc độ cao

Một chuỗi thanh ghi dịch cơ số 2 tuyến tính, với chu kỳ $n=2^m-1$ trong đó m là số đơn vị nhớ trong mạch hay bậc của đa thức tạo mã, được gọi là một chuỗi cơ số hai có độ dài cực đại hay cơ số m. Đa thức tạo mã của chuỗi m được gọi là đa thức nguyên thủy (Primitive Polynomial). Định nghĩa toán học của đa thức này là: $g(x)$ là một đa thức nguyên thủy bậc m nếu số nguyên nhỏ nhất n, mà đối với số này, x^n-1 chia hết cho đa thức $g(x)$, bằng $n=2^m-1$. Thí dụ $g(x)=x^5+x^4+x^3+x^2+x+1$ là một đa thức nguyên thủy bậc $m=5$, vì số nguyên n nhỏ nhất mà x^n-1 chia hết cho đa thức $g(x)$ là $n=2^5-1=31$. Trái lại $g(x)=x^4+x^3+x^2+x+1$ không phải là nguyên thủy vì số nguyên n nhỏ nhất mà x^n-1 chia hết cho đa thức $g(x)$ là 6 không phải bằng $2^4-1=15$. Số các đa thức nguyên thủy bậc m bằng:

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

Trong đó là hàm Euler xác định bởi:
$$\varphi(n) = n \cdot \prod_{p/n} (1 - \frac{1}{p}) \tag{2.6}$$

ở đây p/n ký hiệu tất cả các ước số nguyên tố của n



Hình 2.4: Mạch thanh ghi dịch tốc độ cao

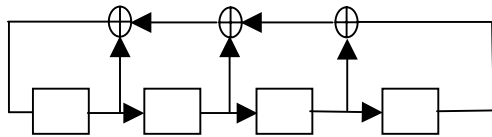
Cho $g(x)=x^5+x^4+x^3+x^2+x+1$

Ta có thể tìm thấy các đa thức nguyên thủy bằng cách chọn thử. Nhiều bảng đa thức nguyên thủy được công bố ở nhiều tài liệu.

VD: đa thức nguyên thủy cơ số 2 có bậc $m=3, 4$ với trình tự các hệ số $g(0), g(1), \dots, g(4)$ như sau:

$$\begin{aligned}
 & m=3 \\
 & \quad 1011 \quad 1 + x^2 + x^3 \\
 & \quad 1101 \quad 1 + x + x^3 \\
 & m=4 \\
 & \quad 10011 \quad 1 + x^3 + x^4 \\
 & \quad 11001 \quad 1 + x + x^4
 \end{aligned}$$

Đa thức nguyên thủy là tối giản nghĩa là ta không thể phân tích thành các đa thức bậc thấp hơn. Nhưng ngược lại thì không đúng. Một đa thức không nguyên thủy có thể cho một chuỗi có chu kỳ nhỏ hơn $n=2^m-1$. Chẳng hạn đa thức $g(x)=x^5+x^4+x^3+x^2+x+1$ được sử dụng ở hình 2.2 tạo ra một chuỗi m có chu kỳ $n=2^5-1=31$ như đã thấy. Trái lại đa thức tạo mã $g(x)=x^4+x^3+x^2+x+1$ không phải là đa thức nguyên thủy (mặc dù có thể chỉ ra rằng không chứa thừa số nào có bậc nhỏ hơn vì thế là nó đa thức tối giản, hay đa thức nguyên tố), vì nó tạo ra một chuỗi có chu kỳ là 5 thay vì $2^4-1=15$ (xem hình 2.5)



Hình 2.5: Mạch thanh ghi dịch cho đa mức tạo mã $g(x)=x^4+x^3+x^2+x+1$

Xung đồng hồ	trạng thái
0	1111
1	0111
2	1011
3	1101
4	1110
5	1111
6	lặp lại

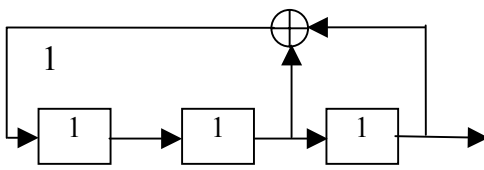
Xét đa thức $g(x) = x^5 + x^4 + 1$ là một đa thức chưa tối giản vì ta có thể phân tích nó vào các thừa số: $(x^3 + x + 1)(x^2 + x + 1) = x^5 + x^4 + 2x^3 + 2x^2 + 2x + 1$ vì $2=0(\text{mod } 2)$. Cả 2 đa thức thành phần $x^3 + x + 1$ và $x^2 + x + 1$ là nguyên thủy vì thế nó tối giản. Chuỗi thanh ghi dịch được tạo ra bởi $g(x) = x^5 + x^4 + 1$ có tính chất đặc biệt, chẳng hạn khi nạp ban đầu là 11111, chuỗi đầu ra là 1111100001000011001010... với chu kỳ $7.3=21$. Giả sử $c=c_0c_1c_2\dots c_{2m-2}$ là một chuỗi m được tạo ra bởi một đa thức nguyên thủy cố định:

$$g(x) = x^m + g_{m-1}x^{m-1} + g_{m-2}x^{m-2} + \dots + g_1x + 1 \tag{2.7}$$

Xét hình 2.1 nếu ta sử dụng các giá trị nạp ban đầu khác không, khác nhau cho thanh ghi dịch m phần tử thì có thể nhận được các chuỗi m khác nhau, tất cả chúng là dịch vòng so với nhau. Giả sử S_m biểu thị tập $n=2^m-1$ chuỗi được tạo bởi $g(x)$ và chuỗi toàn không có độ dài $n=2^m-1$. Tập S_m này sẽ tạo nên một không

gian vectơ có $2^m=n+1$ chuỗi. Ví dụ, xét $g(x)=x^3+x^2+1$, mạch thanh ghi dịch được mô tả ở hình 2.6 và S_m được cho bởi:

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



Hình 2.6 Mạch thanh ghi dịch cho đa thức tạo mã $g(x)=x^3+x^2+1$

Xung đồng hồ	Trạng thái
0	111
1	011
2	001
3	100
4	010
5	101
6	110

Khoảng cách Hamming giữa 2 vectơ là số vị trí mà chúng khác nhau. Đối với 2 vectơ hàng bất kỳ ta có thể thấy rằng khoảng cách Hamming giống nhau và bằng $(n+1)/2$. Vì vậy S_m được coi là một tập đơn.

Chuỗi-m là nhân tố quan trọng trong trải phổ. Phần phụ lục đưa ra phần tính toán thực hiện các thanh ghi dịch tạo nên chuỗi-m. Thuật toán tính toán có thể thay đổi dễ dàng các thông số nhằm tạo ra chuỗi-m có chiều dài tùy ý. Một số kết quả được đưa ra như dưới đây:

Bậc của tín hiệu giả ngẫu nhiên bằng 5, đa thức sinh là $x^5+x^4+x^2+x+1$. Tín hiệu giả ngẫu nhiên được phát ra:

dayGNN =

Columns 1 through 17

1 0 0 0 0 1 1 0 1 0 1 0 0 1 0 0 0

Columns 18 through 31

1 0 1 1 1 1 1 0 1 1 0 0 1 1

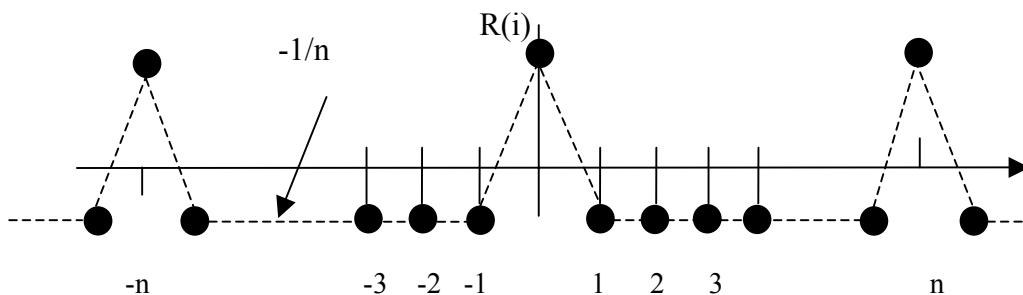
2.2.2.2 Các thuộc tính của chuỗi m

- Thuộc tính ghi dịch: Dịch vòng (dịch trái hoặc dịch phải) của một chuỗi m cũng là chuỗi m. Nói cách khác nếu \underline{c} nằm trong tập S_m thì dịch vòng \underline{c} cũng nằm trong tập S_m .
- Thuộc tính hồi quy: mọi chuỗi m đều thỏa mãn chuỗi hồi quy:

$$c_i = g_1 c_{i-1} + g_2 c_{i-2} + \dots + g_{m-1} c_{i-m+1} + c_{i-m} \quad \text{với } i = 0, 1, 2, \dots$$
- Thuộc tính cửa sổ: Nếu một cửa sổ độ rộng m trượt dọc chuỗi m trong tập S_m , mỗi dãy $n=2^m-1$ trong số m dãy bit khác không này sẽ được nhìn thấy đúng một lần. Chẳng hạn xét cửa sổ độ dài 4 cho chuỗi 000100110101111. Tưởng tượng rằng chuỗi này được viết thành vòng.
- Thuộc tính số số 1 nhiều hơn số số 0: Một chuỗi m trong tập S_m chứa $n=2^m-1$ số 1 và $n=2^m$ số 0.
- Thuộc tính cộng: Tổng 2 chuỗi m (cộng mod 2 theo tổng thành phần) là một chuỗi m khác.
- Thuộc tính dịch và cộng: Tổng của một chuỗi m và dịch vòng của chính nó (cộng mod 2 theo tổng thành phần) là một chuỗi m khác.
- Thuộc tính hàm tự tương quan dạng đầu đỉnh: Hàm tự tương quan tuần hoàn chuẩn hoá của một chuỗi m được xác định như sau:

$$R(i) = \frac{1}{n} \sum_{j=0}^{n-1} (-1)^{c_i \oplus c_{i+j}}$$

Bảng 1 đối với $i=0 \pmod n$ và bằng $-1/n$ với $i \neq 0 \pmod n$ (hình 2.7).



Hình 2.7 Hàm tự tương quan dạng đầu đỉnh của một chuỗi m

- Thuộc tính các đoạn chạy (Runs): Một đoạn chạy là một xâu các số 1 hay số 0 liên tiếp. Trong mọi chuỗi m, số bước chạy có chiều dài bằng 1 là $1/2$ tổng các bước chạy, số bước chạy có chiều dài bằng 2 là $1/4$ tổng các bước chạy, số bước chạy có chiều dài bằng 3 là $1/8$ tổng các bước chạy.

- Thuộc tính pha đặc trưng: có đúng một chuỗi \underline{c} trong tập S_m thỏa mãn điều kiện $C_i=C_{2i}$ đối với tất cả các $i \in Z$. Chuỗi m này được gọi là chuỗi \underline{c} đặc trưng hay pha đặc trưng của các chuỗi m trong tập S_m .
- Thuộc tính lấy mẫu: Lấy mẫu cứ n bit 1 lần được biểu thị $\underline{c}(n)$.

2.2.3 Các chuỗi Gold

Các chuỗi- m là các hàm tự tương quan dạng đầu đỉnh. Chúng có các thuộc tính tự tương quan tuần hoàn dạng đầu đỉnh tốt nhất sẽ giảm tối đa tự tương quan lệch pha. Vì thế các chuỗi- m rất phù hợp cho hoạt động đồng bộ mã. Đối với thông tin dị bộ nhiều người sử dụng cần có một tập lớn các chuỗi- m có giá trị tương quan chéo nhỏ.

Giả sử ta định nghĩa tương quan chéo tuần hoàn của hai chuỗi (có thể là phức) $\underline{u} = u_0u_1u_2...u_{N-1}$ và $\underline{v} = v_0v_1v_2...v_{N-1}$ (trong đó u_i, v_i có giá trị là 1 hoặc -1 đối với chuỗi cơ số hai) như sau:

$$R_{u,v}(n) = \sum_{i=1}^{n-1} u_i v_{n+i}^* \quad \text{với } n \in Z$$

Trong đó chỉ số $n+i$ được tính theo mod n (phép chia cho n lấy phần dư). Cần đảm bảo các giá trị tương quan chéo ở mọi lần dịch tương đối đủ nhỏ để nhiều tương hỗ giữa hai người sử dụng nhỏ. Số chuỗi- m độ dài $n=2^m - 1$ là $\frac{1}{m}\phi(n)$.

Tuy nhiên một số cặp chuỗi- m có tương quan chéo lớn vì thế chúng không phù hợp cho việc sử dụng trong cùng một tập chuỗi CDMA. Một họ các chuỗi tuần hoàn có thể đảm bảo các tập chuỗi có tương quan chéo tuần hoàn tốt là các chuỗi Gold. Có thể xác định một tập $n+2$ các chuỗi Gold độ dài $n=2^m - 1$ từ một cặp chuỗi- m được ưa chuộng (chẳng hạn như \underline{x} và \underline{y}) có hàm tương quan chéo ba trị:

$$\rho_{x,y}(n) = \begin{cases} -1 \\ -t(m) \\ t(m) - 2 \end{cases} \quad \forall n$$

Trong đó $t(m)=1 + 2^{\lfloor \frac{m+2}{2} \rfloor}$, ký hiệu $[c]$ cho phần nguyên của số thực c . Lưu ý rằng khi tính toán các giá trị tương quan, trước hết phải chuyển đổi các giá trị 0 và 1 thành +1 và -1. Tập hợp các chuỗi Gold bao gồm cặp chuỗi- m được ưa chuộng \underline{x} và \underline{y} , tổng modulo-2 của \underline{x} với dịch vòng của \underline{y} . Chẳng hạn tập hợp các chuỗi Gold là:

$$S_{Gold} = \{ \underline{x}, \underline{y}, \underline{x} \oplus \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-1}\underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-2}\underline{y}, \dots, \underline{x} \oplus T^{-(N-1)}\underline{y} \} \quad (2.6)$$

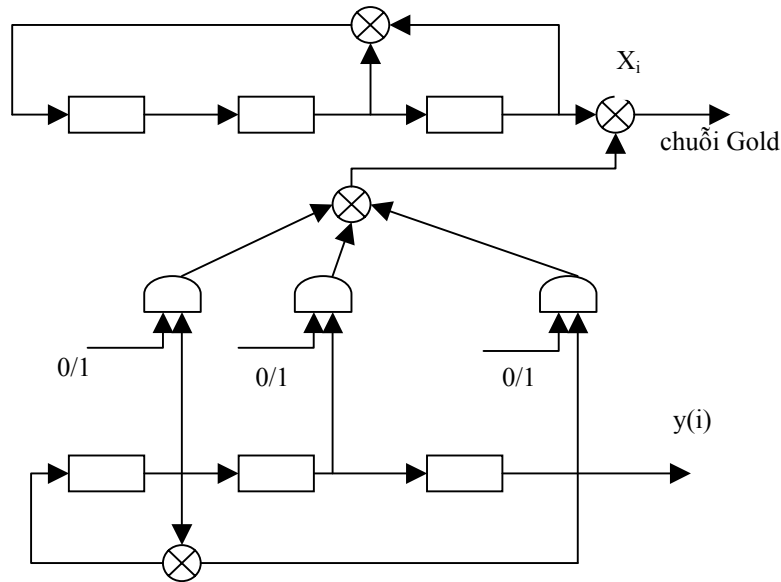
Trong đó $T^{-1} \underline{y} = \{y_1, y_2, y_3, \dots, y_{N-1}, y_0\}$ là dịch vòng trái của \underline{y} . Đại lượng tương quan cực đại cho 2 chuỗi Gold bất kì trong cùng một tập hợp là không đổi. Biết rằng cặp các chuỗi-m ưu chuộng không tồn tại đối với $m=4, 6, 12, 16, \dots$ và có thể phỏng đoán rằng không có lời giải cho tất cả $m=0$.

Ví dụ: Chuỗi Gold có $m=3$

$$\text{Số chuỗi-m độ dài } n=2^m - 1 = 7 \text{ là } \frac{1}{m} \varphi(n) = \frac{1}{3} \cdot 7 \cdot (1 - \frac{1}{7}) = 2$$

Như vậy có 2 chuỗi-m khác nhau bằng cách dịch vòng với độ dài bằng 7. Hai đa thức nguyên thủy bậc $m=3$ là: $x^3 + x^2 + 1$ và $x^3 + x + 1$ tạo ra các chuỗi-m $\underline{x}=1001011$ và $\underline{y}=1001110$ với số nạp ban đầu là 001.

Hàm tương quan chéo ba trị của cặp chuỗi-m có 3 giá trị là -1, -5, 3. Vậy \underline{x} và \underline{y} là cặp ưu chuộng của chuỗi-m. Ta có sơ đồ tạo chuỗi Gold $m=3$ như sau:



Hình 2.8. Bộ tạo chuỗi Gold cho cặp ưu chuộng

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

Tập 9 chuỗi Gold có độ dài 7 như sau:

1001011	1001110	0000101
1010110	1110001	0111111
0100010	0011000	1101100

Tỷ số $\frac{t(m)}{n} \approx 2^{-\frac{m}{2}} \xrightarrow{m \rightarrow \infty} 0$ theo hàm mũ. Do đó các chuỗi Gold dài hơn sẽ

thực hiện các chuỗi CDMA tốt hơn.

Các chuỗi Gold được tạo ra dễ dàng thông qua mô phỏng Matlab trong phần phụ lục. Kết quả thu được như sau: Chuỗi Gold tạo ra từ 2 đa thức sinh là:

x^5+x^3+1 và $x^5+x^4+x^3+x+1$, giá trị nhập vào ban đầu là 0001, độ dài $n=2^m - 1 = 31$ như sau:

1000010010110011111000110111010	1000011100110111110100010010101
0000001110000100001100100101111	1000101011011100010000010010001
1001100001101100101001111101100	1011110100001101011010100010110
1111011111001110111100011100010	0110001001001001110001100001010
0100100101000111101010011011011	0001111101011011011101101111001
1011001101100010110010000111101	1110101100010001101101010110100
0101101111110111010011110100110	0011101000111010101110110000011
1111100110100001010100111001001	0111111010010110100000101011100
0111000011111001001000001110111	0110110000100110011001000100001
0101010110011000111011010001101	0010011011100101111111111010101
1100000000011111110110101100101	0000110111101011100100000000100
1001011000000011000001011000111	1010000111010010001011101000000
1100111001110000011110001001110	0001000100110100110101001010010
1010111110111101100011001101011	1101001010101111001111000011000
0010100010001010010111011111110	1101110011000000100111100110011
0011010001010101000110010101000	1110010101111110000101110011111
0100011100101000000010111110000	

2.2.4 Các chuỗi Kasami

Giả sử m là số nguyên chẵn và \underline{x} là chuỗi- m có chu kì $2^m - 1$. Các chuỗi Kasami được thực hiện bằng cách lấy mẫu chuỗi- m \underline{x} và thực hiện cộng module-2 ở chuỗi dịch vòng. Chuỗi lấy mẫu của \underline{x} theo m được ký hiệu là $\underline{x}[n]$. Để xây dựng chuỗi Kasami, trước hết tìm chuỗi lấy mẫu $\underline{y} = \underline{x}[S(m)]$, trong đó $S(m) = 2^{\frac{m}{2}} + 1$. Chuỗi lấy mẫu \underline{y} cũng là một chuỗi- m tuần hoàn nhưng với chu kì bé hơn $\frac{2^m - 1}{S(m)} = 2^{m/2} - 1$. Tập nhỏ của chuỗi Kasami được xác định bởi:

$$S_{Kasami} = \{ \underline{x}, \underline{x} \oplus \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-1}\underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-2}\underline{y}, \dots, \underline{x} \oplus T^{-(2^{m/2}-2)}\underline{y} \} \tag{2.7}$$

Tổng số chuỗi trong tập này là $2^{m/2}$. Hàm tương quan chéo của hai chuỗi Kasami nhận các giá trị trong tập:

$$\rho_{\underline{x}, \underline{y}} = \begin{cases} -1 \\ -S(m) \\ S(m) - 2 \end{cases} \tag{2.8}$$

Ví dụ chuỗi Kasami có $m=4$: Đa thức x^4+x^3+1 tạo ra chuỗi-m $x=100010011010111$ khi nhập giá trị ban đầu là 0001. Giá trị của hằng số $S(m)=5$. Lấy mẫu x theo $S(m)$ ta có $y=x[5] = 101101101101101$ bao gồm 5 chuỗi-m mỗi chuỗi (101) có chu kỳ $2^{m/2} - 1 = 3$. $2^{m/2} = 4$ chuỗi Kasami có độ dài $2^m - 1 = 15$ như sau:

100010011010111
001111110111010
111001000001100
010100101100001

Chương trình mô phỏng tạo chuỗi Kasami cho kết quả như sau và mã nguồn được thực hiện như trong phụ lục.

Đa thức nguyên thủy là x^4+x+1 , giá trị nhập ban đầu là 0001 cho ta chuỗi Kasami có độ dài $2^m-1=15$ như sau:

100011110101100
010101000011010
001110011000001
111000101110111

2.2.5 Các hàm trực giao

Các hàm trực giao được sử dụng để cải thiện hiệu suất băng tần trong hệ thống trải phổ. Trong hệ thống thông tin di động CDMA, mỗi người sử dụng một phần tử trong tập các hàm trực giao. Hàm Walsh và chuỗi Hadamard tạo nên một tập các hàm trực giao được sử dụng trong CDMA.

Trong CDMA các hàm Walsh được sử dụng theo hai cách là mã trải phổ hoặc để tạo ra các ký hiệu trực giao. Các hàm Walsh được tạo ra bằng các ma trận vuông đặc biệt được gọi là các ma trận Hadamard. Các ma trận này chứa một hàng toàn số “0” và các hàng còn lại có số số “0” bằng số số “1”. Hàm Walsh được cấu trúc cho độ dài khối $N=2^j$ trong đó j là một số nguyên dương.

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

$$H_1=0 ; H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} ; H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} ; H_{2N} = \begin{bmatrix} H_N & H_N \\ H_N & H_N \end{bmatrix}$$

Trong đó \overline{H}_N là đảo cơ số hai của H_N

Phụ lục đưa ra phần mô phỏng thực hiện tạo ra hàm Walsh. Kết quả đưa ra như sau:

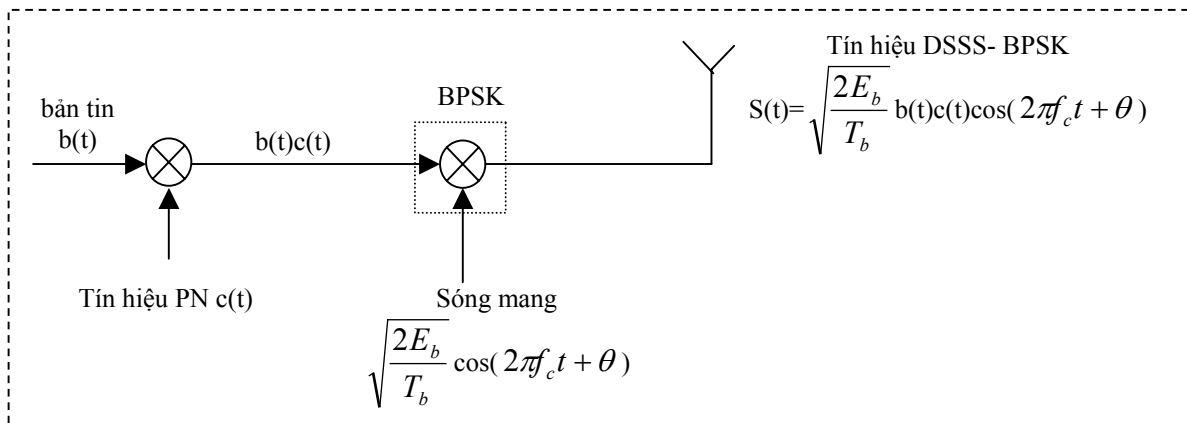
Số j được nhập là 3 dẫn đến độ dài khối là 8 như ở dưới đây:

0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	1	0	1	0	1
0	0	1	1	0	0	1	1
0	1	1	0	0	1	1	0
0	0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1	0
0	0	1	1	1	1	0	0
0	1	1	0	1	0	0	1

2.2.6 Các hệ thống DSSS-BPSK

2.2.6.1 Máy phát DSSS-BPSK

Sơ đồ khối của máy phát DSSS sử dụng BPSK được cho ở hình 2.9



Hình 2.9. Sơ đồ máy phát DSSS-BPSK

G

ia sử bản tin là các giá trị 1 và -1

$$b(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} b_k p_T(t - kT) \tag{2.9}$$

Trong đó $b_k = \pm 1$ là bit số liệu thứ k với +1 tương ứng với bit “0” và -1 ứng với bit “1”. p_T là hàm xung đơn vị.

$$p(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq T \\ 0 & \text{ngoài ra} \end{cases} \tag{2.10}$$

Tín hiệu $b(t)$ được trải phổ bằng tín hiệu PN $c(t)$:

$$c(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} c_k p(t - kT_c) \tag{2.11}$$

bằng cách nhân hai tín hiệu này với nhau. Tín hiệu nhận được $b(t)c(t)$ sau đó sẽ điều chế cho sóng mang sử dụng BPSK cho ta tín hiệu DSSS-BPSK xác định theo công thức:

$$S(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} b(t)c(t)\cos(2\pi f_c t + \theta) \tag{2.12}$$

Trong đó:

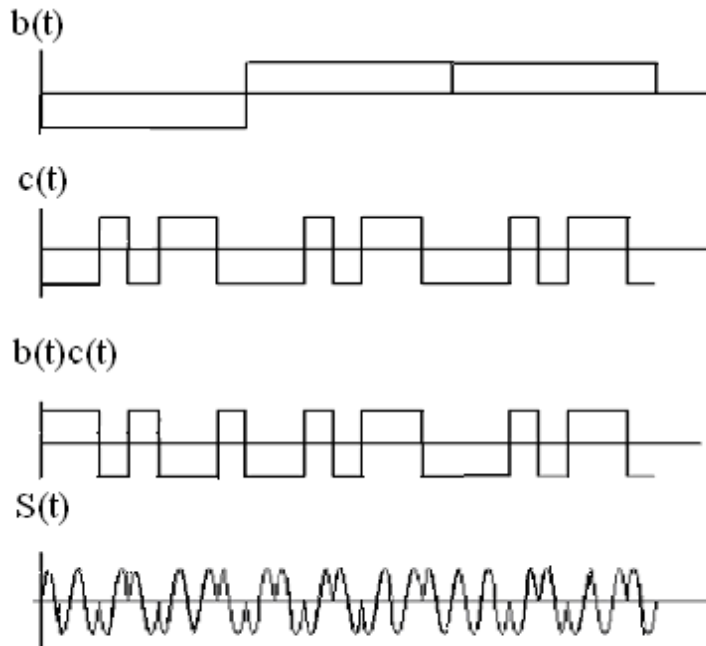
E_b : Năng lượng bit

T_b : Độ rộng bit

f_c : Tần số sóng mang

θ : Pha sóng mang

Tín hiệu điều chế có dạng như hình 2.10.

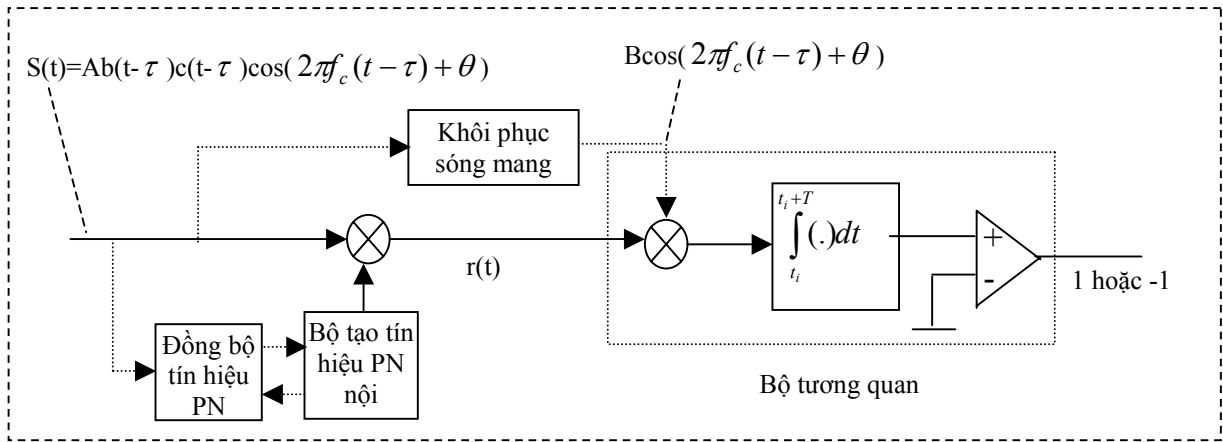


Hình 2.10. Tín hiệu điều chế

Trong nhiều ứng dụng một bit bản tin bằng số nguyên lần một chu kì của tín hiệu PN, nghĩa là $T_b = NT_c$. Ta sử dụng giả thiết này cho toàn bộ phần sau, ở hình trên sử dụng $N=7$.

2.2.6.2 Máy thu DSSS-BPSK

Sơ đồ khối của máy thu DSSS-BPSK cho như hình 2.11.



Hình 2.11. Sơ đồ máy thu DSSS-BPSK

Mục đích của máy thu là lấy ra bản tin b(t) từ tín hiệu thu được bao gồm tín hiệu được cộng với tạp âm. Để đơn giản ta bỏ qua suy hao đường truyền, tín hiệu tới máy thu trễ khoảng thời gian τ :

$$S(t-\tau)+n(t)=Ab(t-\tau)c(t-\tau)\cos(2\pi f_c(t-\tau)+\theta)+n(t) \quad (2.13)$$

Trong đó $A = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}}$.

$n(t)$ là tạp âm của kênh và đầu vào máy thu.

Để nén phổ tín hiệu thu được, tín hiệu được nhân với tín hiệu PN $c(t-\tau)$ đồng bộ được tạo ra ở máy thu:

$$\begin{aligned} r(t) &= Ab(t-\tau)c^2(t-\tau)\cos(2\pi f_c(t-\tau)+\theta) = Ab(t-\tau)c^2(t-\tau)\cos(2\pi f_c t - 2\pi f_c \tau + \theta) \\ &= Ab(t-\tau)c^2(t-\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta') = Ab(t-\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta') \end{aligned} \quad (2.14)$$

với $\theta' = -2\pi f_c \tau + \theta$. Do $c^2(t-\tau) = 1$

Tín hiệu nhận được là tín hiệu băng hẹp với độ rộng băng tần giữa hai giá trị “0” là $2/T_b$ ($=B$). Để giải điều chế ta giả thiết rằng máy thu biết được pha θ' (và tần số f_c) cũng như điểm khởi đầu của từng bit. Bộ giải điều chế BPSK bao gồm một bộ tương quan (Correlator) và một thiết bị đánh giá ngưỡng. Để tách ra bit số liệu thứ i , bộ tương quan tính toán:

$$Z_i = \int_{t_i}^{t_i+T} r(t)B \cos(2\pi f_c t + \theta') dt$$

$$\begin{aligned}
 &= AB \int_{t_i}^{t_i+T} b(t-\tau) \cos^2(2\pi f_c t + \theta') dt \\
 &= \frac{AB}{2} \int_{t_i}^{t_i+T} b(t-\tau) (1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta')) dt
 \end{aligned} \tag{2.15}$$

Trong đó:

$$A = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} ; \quad B = \sqrt{\frac{2}{T_b}} ; \quad AB = \frac{2}{T_b} \sqrt{E_b}$$

$t_i = iT_b + \tau$ là thời điểm ban đầu của bit thứ i .

vì $b(t-\tau)$ là ± 1 trong thời gian một bit do đó thành phần thứ nhất của tích phân sẽ cho ta T và $-T$. Thành phần thứ hai là thành phần nhân đôi tần số nên tích phân gần bằng không. Vì vậy $Z_i = \pm\sqrt{E_b}$, kết quả này qua thiết bị đánh giá ngưỡng (hoặc bộ so sánh) với ngưỡng 0, ta được đầu ra cơ số hai 1 (logic “0”), -1 (logic “1”). Ngoài thành phần tín hiệu $\pm\sqrt{E_b}$, đầu ra của bộ tích phân cũng có thành phần tạp âm có thể gây lỗi.

Thông thường máy thu biết được tần số sóng mang f_c do vậy nó có thể suy ra được các tham số τ, t_i, θ' . Tần số sóng mang được tạo ra bằng cách sử dụng một bộ dao động nội. Nếu có sự khác biệt nào đó giữa tần số của bộ dao động nội và tần số sóng mang thì một tần số gần với f_c có thể được tạo ra và có thể theo dõi được tần số chính xác bằng một mạch vòng hồi tiếp như vòng khóa pha. Quá trình nhận được τ gọi là quá trình đồng bộ, thường được thực hiện ở 2 bước: bắt đồng bộ và bám đồng bộ. Quá trình nhận được t_i gọi là quá trình khôi phục xung đồng hồ (định thời) ký hiệu (symbol timing). Quá trình nhận được θ' (cũng như f_c) gọi là quá trình khôi phục sóng mang. Việc khôi phục sóng mang và đồng hồ là cần thiết ở mọi máy thu thông tin số liệu đồng bộ.

2.2.6.3 Mật độ phổ công suất (PSD)

Bản tin và tín hiệu PN là các tín hiệu cơ số 2 ngẫu nhiên, mỗi bit hay mỗi chip nhận các giá trị ± 1 đồng xác xuất. Bản tin (với biên độ ± 1) có tốc độ bit $R=1/T$ (b/s) và PSD là:

$$S_b(f) = T_b \sin^2(fT_b) \quad \text{Độ rộng băng tần là } 1/T_b \text{ (Hz)}$$

tín hiệu PN (biên độ ± 1) tốc độ chip là $1/T_c$ và PSD là:

$$S_c(f) = T_c \sin^2(fT_c)$$

Độ rộng băng tần là $1/T_c$ (Hz) vì $1/T_c$ là số nguyên và vì khởi đầu của mỗi bit $b(t)$ trùng với khởi đầu của chip $c(t)$ nên tích $c(t)b(t)$ có PSD như sau:

$$S_{bc}(f) = T_c \sin^2(fT_c) \quad (2.16)$$

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

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

Thay $A = \sqrt{\frac{2E_c}{T_c}}$ và chỉ xét PSD cho tần số dương ta được:

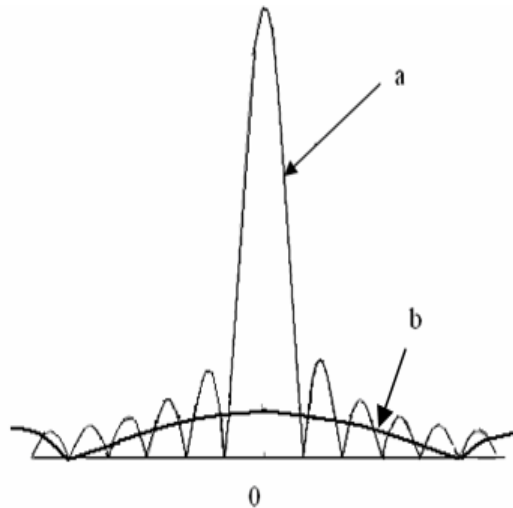
$$S_s(f) = E_c \sin^2(f - f_c)T_c = \frac{P}{R_c} \sin^2(f - f_c)T_c \quad (2.18)$$

Trong đó P là công suất, $R=1/T$ là tốc độ bit của bản tin. PSD $S(f)$ cho tín hiệu trải phổ và tín hiệu không trải phổ được chỉ ra ở hình 2.12. Từ hình 2.12 ta thấy do trải phổ, tín hiệu điều chế BPSK có độ rộng băng tần tăng $N=T_b/T_c$ lần so với không trải phổ. Ngoài ra tín hiệu BPSK có trải phổ cho PSD tại tần số sóng mang f_c thấp hơn không trải phổ là $R_c/R_b=T_b/T_c$ lần. Tỷ số N cho phép đánh giá hiệu quả của trải phổ nên được gọi là hệ số trải phổ.

Trong máy thu tín hiệu $s(t-\tau)$ là phiên bản trễ của tín hiệu DS $s(t)$. Nên PSD của nó cũng giống như PSD của tín hiệu $s(t)$ vì trễ không làm thay đổi phân bố công suất ở vùng tần số. PSD của $c(t-\tau)$ cũng giống PSD của $c(t)$. Sau khi trải phổ ta được tín hiệu $r(t)$ với PSD được xác định bởi:

$$S_r(f) = \frac{P_r}{R_b} \sin^2(f - f_c)T_b \quad (2.19)$$

Trong đó P_r là công suất thu bằng công suất phát bị suy giảm do đường truyền. $S(f)$ ở biểu thức (2.19) có dạng như hình (2.12) chỉ khác là công suất sóng mang bây giờ là công suất thu P_r . Từ PSD của các tín hiệu khác nhau ta thấy rằng PSD của $b(t)$ được trải phổ bởi $c(t)$ sau đó được nén phổ bởi $c(t-\tau)$ ở máy thu



Hình 2.12 PSD của tín hiệu điều chế

- a) Không trải phổ
- b) Có trải phổ

2.2.6.4 Độ lợi xử lý G_p

Độ lợi xử lý G_p được định nghĩa là tỷ số giữa độ rộng băng tần của tín hiệu trải phổ và độ rộng băng tần của bản tin. Ta thường biểu diễn G_p ở dạng dB. Độ lợi xử lý cho thấy tín hiệu bản tin phát được trải phổ bao nhiêu lần bởi hệ thống trải phổ. Đây là một thông số chất lượng quan trọng trong hệ thống trải phổ vì G_p cao thường có nghĩa là khả năng chống nhiễu tốt hơn.

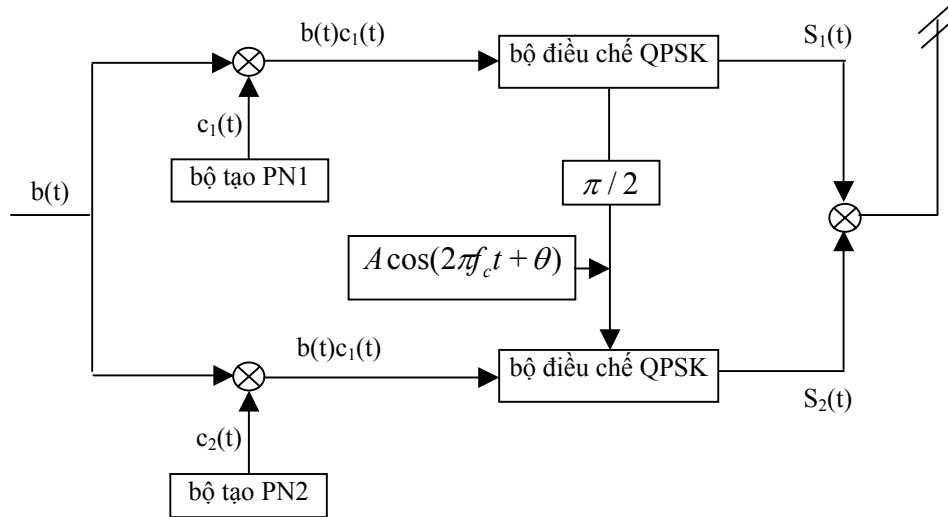
Đối với hệ thống DS/SS-BPSK, nếu coi độ rộng băng tần của tín hiệu SS là $R_c=1/T_c$ thì độ lợi xử lý là $T_b/T_c=N$. Ví dụ có $N=1023$, độ rộng tín hiệu trải phổ điều chế BPSK tăng 1023 lần so với tín hiệu không trải phổ và G_p là 1023 hay 30.1dB.

2.2.7 Các hệ thống DSSS-QPSK

2.2.7.1 Điều chế

Ngoài phương pháp BPSK, các kiểu điều chế khác như khóa dịch pha cầu phương (QPSK) và khóa chuyển cực tiểu (Minimum Shift Keying) cũng thường được sử dụng trong hệ thống SS.

Sơ đồ khối máy phát của hệ thống DS/SS sử dụng điều chế QPSK được cho như trên hình 2.13. Sơ đồ gồm hai nhánh một nhánh đồng pha và một nhánh vuông pha.



Hình 2.13. Máy phát của hệ thống DSSS-QPSK

Trong sơ đồ này, cùng một đầu vào số liệu $b(t)$, điều chế bởi các tín hiệu PN $c_1(t)$ và $c_2(t)$ ở cả hai nhánh. Tín hiệu DSSS-QPSK có dạng:

$$S(t) = -Ab(t)c_1(t) \sin(2\pi f_c t + \theta) + Ab(t)c_2(t) \cos(2\pi f_c t + \theta) = \sqrt{2}A \cos(2\pi f_c t + \theta + \gamma(t)) \tag{2.20}$$

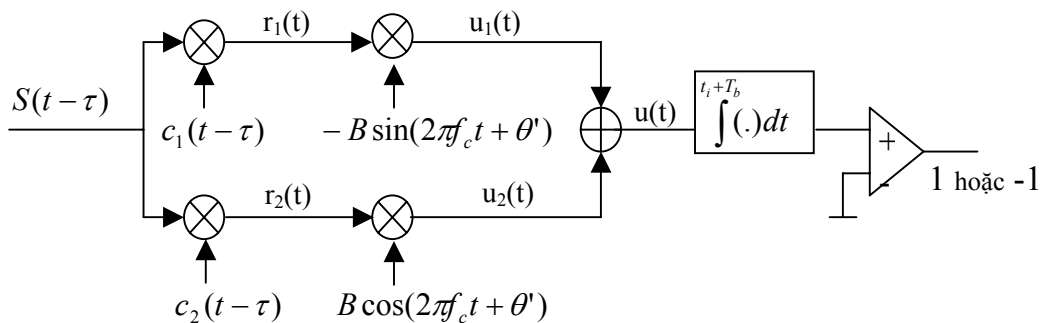
Trong đó $A = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}}$ và $\gamma(t) = \text{tg}^{-1}(\frac{c_2(t)b(t)}{c_1(t)b(t)})$

Như vậy tín hiệu $s(t)$ có thể nhận 4 trạng thái pha khác nhau:

$$\theta + \frac{\pi}{4}, \theta + \frac{3\pi}{4}, \theta + \frac{5\pi}{4}, \theta + \frac{7\pi}{4}.$$

2.2.7.2 Giải điều chế

Sơ đồ khối của máy thu như ở trên hình 2.14. Các thành phần đồng pha và vuông pha được nén phổ độc lập với nhau bởi tín hiệu $c_1(t)$ và $c_2(t)$.



Hình 2.14. Sơ đồ máy thu của điều chế tín hiệu DSSS-QPSK

Giả thiết thời gian trễ là τ , bỏ qua tạp âm và suy hao đường truyền, tín hiệu vào máy thu sẽ là:

$$s(t - \tau) = -Ab(t - \tau)c_1(t - \tau)\sin(2\pi f_c t + \theta') + Ab(t - \tau)c_2(t - \tau)\cos(2\pi f_c t + \theta') \quad (2.21)$$

với $\theta' = 2 - 2\pi f_c t$. Tín hiệu trước bộ cộng là:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= ABb(t - \tau)\sin^2(2\pi f_c t + \theta') - ABb(t - \tau)c_1(t - \tau)\sin(2\pi f_c t + \theta')\cos(2\pi f_c t + \theta') \\ &= \frac{1}{2}ABb(t - \tau)(1 - \cos(4\pi f_c t + 2\theta')) - \frac{1}{2}ABb(t - \tau)c_1(t - \tau)c_2(t - \tau)\sin(4\pi f_c t + 2\theta') \quad (2.22) \end{aligned}$$

Trong đó $A = \sqrt{\frac{E_b}{T_b}}$ và $B = \sqrt{\frac{1}{T_b}}$

$$\begin{aligned} u_2(t) &= -ABb(t - \tau)c_1(t - \tau)c_2(t - \tau)\sin(2\pi f_c t + \theta')\cos(2\pi f_c t + \theta') + ABb(t - \tau)\cos(2\pi f_c t + \theta') \\ &= \frac{1}{2}ABb(t - \tau)(1 + \cos(4\pi f_c t + 2\theta')) - \frac{1}{2}ABb(t - \tau)c_1(t - \tau)c_2(t - \tau)\sin(4\pi f_c t + 2\theta') \quad (2.23) \end{aligned}$$

Tổng của các tín hiệu trên được lấy tích phân trong khoảng thời gian một bit. Kết quả cho ta $Z_i = \pm\sqrt{E_b}$ với dấu cộng nếu bit bản tin tương ứng bằng +1 và dấu trừ nếu bit bản tin tương ứng bằng -1 vì tất cả các thành phần tần số $2f_c$ có giá trị trung bình bằng không. Vì thế đầu ra của bộ so sánh là +1 (hay logic “0”) khi bản tin là +1 và -1 (hay logic “1”) nếu bit bản tin là -1.

Giả sử T_c là chu kỳ chip của $c_1(t)$ và $c_2(t)$, độ rộng băng tần của các tín hiệu được điều chế $s_1(t)$ và $s_2(t)$ của 2 nhánh sẽ như nhau và bằng $2/k$. $s_1(t)$ và $s_2(t)$ là trực giao và cùng chiếm độ rộng băng tần vì vậy độ rộng băng tần của $s(t)$ cũng giống như của $s_1(t)$ và $s_2(t)$ và bằng $2/k$. Đối với tốc độ số liệu bằng $1/T_b$, độ lợi xử lý là $G_p = T_b/T_c$.

2.2.8 Hiệu năng của hệ thống DSSS

Phần này đề cập đến hiệu năng của hệ thống DS/SS-BPSK trong môi trường tạp âm Gauss trắng cộng (AWGN) và nhiễu. Đồng thời khảo sát nhiễu nhiều người sử dụng gây ra do các tín hiệu DS khác và nhiễu tự gây ra do truyền nhiễu tia.

2.2.8.1 Ảnh hưởng của tạp âm trắng và nhiễu gây nghẽn

Giả sử đồng bộ mã và sóng mang tốt. Tỷ số giữa công suất tín hiệu và công suất nhiễu phá ở đầu ra của máy thu: SRN_0 trước bộ tạo ngưỡng là:

$$S_0 = \pm\sqrt{E_b} .$$

Hiệu năng hoạt động của hệ thống được đánh giá bằng xác suất lỗi bit. Xác suất lỗi bit thường được ký hiệu dưới dạng: E_b/N_0 . Trong đó E_b là Năng lượng tín hiệu trên một bit, $N_0/2$ là PSD 2 biên của tạp âm Gauss trong kênh.

Xác suất lỗi bit của một tín hiệu DS/SS – BPSK ở kênh tạp âm Gauss trắng cộng là:

$$P_b = Q(\sqrt{2SNR_0}) \tag{2.24}$$

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

$$SNR_0 = \frac{A^2 T / 2}{N_0} = \frac{E_b}{N_0}$$

với $A = \sqrt{\frac{2E_b}{T}}$, E_b là năng lượng bit, T là độ rộng bit, N_0 là mật độ phổ công suất tạp âm Gauss trắng cộng tính.

Tỷ số tín hiệu trên tạp âm đầu vào SNR_i và đầu ra SNR_0 là:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_i = \frac{E_b \cdot R_b}{N_0 \cdot B} = \frac{E_b}{N_0} \cdot \frac{1}{G_p} \tag{2.25}$$

hay:
$$\left(\frac{S}{N}\right)_0 = \frac{E_b}{N_b} = G_p \cdot \left(\frac{S}{N}\right)_i$$

Xét ảnh hưởng của nhiễu pha. Giả sử có tín hiệu pha băng rộng (với tần số trung tâm f_1) trong kênh. Giả sử tín hiệu pha này là:

$$j(t) = J(t)\cos(2\pi f_1 t + \psi) \tag{2.26}$$

$j(t)$ là tín hiệu thông thấp và ψ là một biến đồng đều ở $(0, 2\pi)$ độc lập với $J(t)$. Nếu ta kết hợp cả tạp âm nhiễu Gauss trắng cộng với tín hiệu nhiễu pha và giả thiết rằng chúng độc lập nhau thì SNR của hệ thống DS/SS-BPSK là:

$$SNR = \frac{A^2 \cdot T / 2}{N_0 + P_j T_c} = \frac{E_b}{N_0 + P_j T_c} \tag{2.27}$$

P_j : Công suất trung bình của nhiễu pha.

Ta thấy rằng nhiễu pha ảnh hưởng giống như tạp âm trắng có PSD hai biên là $P_j \cdot T_c / 2$. Ảnh hưởng kết hợp của tạp âm trắng và nhiễu pha tương đương với ảnh hưởng của tạp âm trắng có PSD hai biên là: $N'_0 = (N_0 + P_j \cdot T_c) / 2$.

Như vậy T_c càng nhỏ thì P_j càng ít ảnh hưởng đến sự giảm tỷ số tín/tạp. Khi T_c đủ nhỏ đến mức $P_j \cdot T_c \ll N_0$ thì nhiễu pha không còn tác dụng.

Bây giờ giả sử rằng ta có tín hiệu nhiễu phá băng rộng, nghĩa là độ rộng băng tần của tín hiệu nhiễu phá lớn hơn của tín hiệu DS ($B_j > B_{DS}$) thì tín hiệu nhiễu giống như tạp âm trắng có tạp âm hai biên PSD $P_j/2B_j$. B_j là độ rộng băng tần của $j(t)$. Lúc này:

$$SNR = \frac{A^2 T / 2}{N_0 + P_j / B_j} \quad (2.28)$$

Khi N lớn, độ rộng băng tần của tín hiệu DS: B_{DS} lớn do đó B_j lớn, ảnh hưởng của nhiễu phá nhỏ nên công suất trung bình P_j phải lớn để nhiễu phá không còn tác dụng.

Kết luận: Ta thấy rằng trải phổ không có hiệu quả về tạp âm trắng Gauss nhưng làm giảm đáng kể ảnh hưởng của nhiễu phá.

2.2.8.2 Ảnh hưởng của nhiễu và truyền đa tia

* Nhiễu

Xét tình trạng tín hiệu thu chứa nhiễu từ một tín hiệu DS khác. Trong trường hợp này tín hiệu thu sẽ là:

$$r(t) = Ab(t)c(t)\cos(2\pi f_c t) + A'b'(t-\tau)c'(t-\tau)\cos(2\pi f_c t + \theta') + n(t) \quad (2.29)$$

Giả sử $b(t)$, $b'(t)$, $c'(t)$ bằng ± 1 . Tần số mang giống nhau cho cả $b(t)$ và $b'(t)$, pha của sóng mang là khác nhau thì hai tín hiệu này được phát độc lập với nhau. Sau khi nhân tín hiệu với $c(t)\cos(2\pi f_c t)$ và lấy tích phân đầu vào của bộ tạo ngưỡng là $S_0 + S'_0 + n_0$

$$\begin{aligned} S_0 &= A'B \int_0^T b'(t-\tau')c'(t-\tau')c(t)\cos(2\pi f_c t + \theta')\cos(2\pi f_c t)dt \quad (2.30) \\ &= \frac{A'B}{2} \cos(\theta') \int_0^T b'(t-\tau')c'(t-\tau')c(t)dt \\ &= \frac{A'BT}{2} \cos(\theta') \left[\pm \frac{1}{T} \int_0^{\tau'} c'(t-\tau')c(t)dt \pm \frac{1}{T} \int_{\tau'}^T c'(t-\tau')c(t)dt \right] \end{aligned}$$

Dấu “ \pm ” do $b'(t-\tau')$ có thể là +1 hoặc -1. Tương quan chéo nhỏ gây nhiễu ít nên môi trường đa người dùng phải thiết kế các tín hiệu PN sao cho chúng có tương quan chéo nhỏ.

* Truyền đa tia

Trong trường hợp truyền đa tia tín hiệu thu gồm thành phần đi thẳng và các thành phần phản xạ từ các công trình nhân tạo hay địa hình tự nhiên.

Giả sử chỉ có một tín hiệu không đi thẳng. Sử dụng phương trình (2.30) với τ' là thời gian trễ bổ sung trên đường truyền phản xạ $c'(t)=c(t)$, $A'=kA$, $k \leq 1$ là thừa số suy giảm. Nhiễu do thành phần không đi thẳng là:

$$\begin{aligned}
 S'_0 &= \frac{1}{2} \cos(\theta') \cdot \int_0^T kAb(t-\tau')c(t-\tau')c(t)dt \\
 &= k \frac{AT}{2} \cos(\theta') \varphi_c(\tau') \\
 &= 0 \quad \text{Khi } |\tau'| > T_c
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

Ảnh của truyền đa tia được loại bỏ hay trở thành một nhiễu nhỏ nếu độ rộng của chip bé hơn trễ bổ sung ở đường không đi thẳng.

* Hiệu ứng gần xa

Hiệu ứng gần xa là hiệu ứng trong đó một hệ thống nhiều người sử dụng gặp nguy hiểm do sự có mặt của một tín hiệu mạnh. Xét hệ thống đa truy cập DS/SS, giả thiết rằng có k người sử dụng phát tín hiệu trên cùng một kênh. Tín hiệu thu được bị nhiễu do tạp âm và các tín hiệu của k-1 người sử dụng khác.

Giả sử $N_0/2$ là PSD của kênh tạp âm, P_s là công suất trung bình của từng tín hiệu thì PSD tín hiệu của từng người sử dụng là:

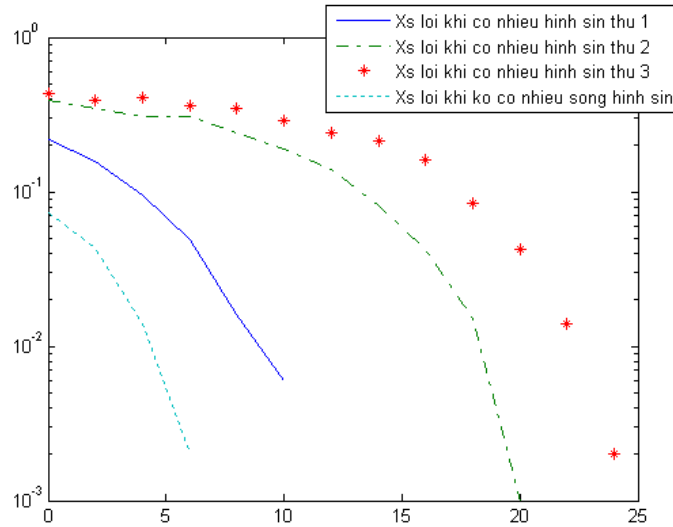
$$\frac{P_s T_c}{2} [\sin^2(f - f_c)T_c + \sin^2(f + f_c)T_c] \tag{2.32}$$

Bằng cách lập mô hình k-1 tín hiệu gây nhiễu như là các tạp âm trắng Gauss, có thể xấp xỉ hóa PSD kết hợp bằng: $(k-1)P_s T_c/2$. Do đó:

$$SNR = \frac{E_b}{N'_o} = \frac{P_s T_b}{N_0 + aP_s T_c + P_s T_c (k-2)} \tag{2.33}$$

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

Xác suất lỗi có thể tính toán thông qua chương trình mô phỏng Matlab có mã nguồn như trong phần phụ lục và kết quả thu được như sau:



Hình 2.15. Xác suất lỗi khi có nhiều hình sin

* Tính chất khó thu trộm

Xét tín hiệu DS cộng với tạp âm:

$$Ab(t)c(t)\cos(2\pi f_c t) + n(t) \tag{2.34}$$

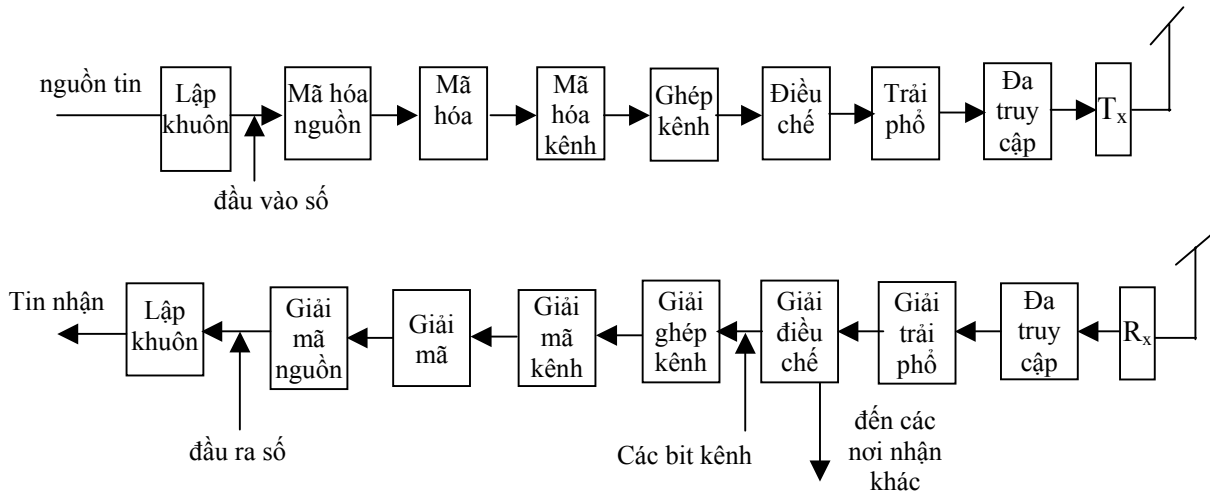
PSD của tín hiệu này là:

$$\frac{P}{R_c} \sin^2(f - f_c)T_c \tag{2.35}$$

có giá trị cực đại là P/R_c và tạp âm Gauss trắng cộng tính có PSD bằng N_0 .

Trong các hệ thống thông tin di động thường đòi hỏi tỷ số lỗi bit là 10^{-3} hoặc 10^{-6} . Để đạt được điều này phải có SNR vào khoảng 6.8dB đến 10.5dB (coi điều chế là BPSK) nghĩa là $E_b/N_0 \approx 5 \div 11$. $E_b = PT_b$ là năng lượng/ một bit của tín hiệu DS. Ta có thể viết:

$$\frac{PT_c}{N_0} = \frac{5}{G_p} \text{ hoặc } \frac{11}{G_p}$$



Hình 2.16: Sơ đồ khối tổng quát của thiết bị vô tuyến số ở hệ thống thông tin số

Nghĩa là chiều cao của phổ tín hiệu là $5/G_p$ hoặc $11/G_p$ chiều cao của phổ tạp âm. Vì G_p lớn nên các thừa số này bé hơn 1 rất nhiều. Do đó chiều cao phổ tín hiệu DS thấp hơn tạp âm, tín hiệu DS bị che lấp bởi tạp âm nên rất khó phát hiện và thu trộm.

2.3 Các kỹ thuật xử lý số và truyền dẫn ở hệ thống thông tin di động thế hệ ba

2.3.1 Sơ đồ khối của một thiết bị thu phát vô tuyến số [20]

2.3.1.1 Sơ đồ khối chung

Sơ đồ khối của thiết bị thu phát vô tuyến số được chỉ ra như hình 2.16. Khối dưới cho thấy quá trình biến đổi tín hiệu từ máy phát sang nơi nhận. Máy phát thường gồm tầng biến đổi nâng tần, khuếch đại công suất và anten. Máy thu gồm anten, bộ khuếch đại tạp âm nhỏ, bộ biến đổi hạ tần và khuếch đại trung tần.

Trong các bước xử lý tín hiệu thì bước lập khuôn, điều chế, giải điều chế là bắt buộc.

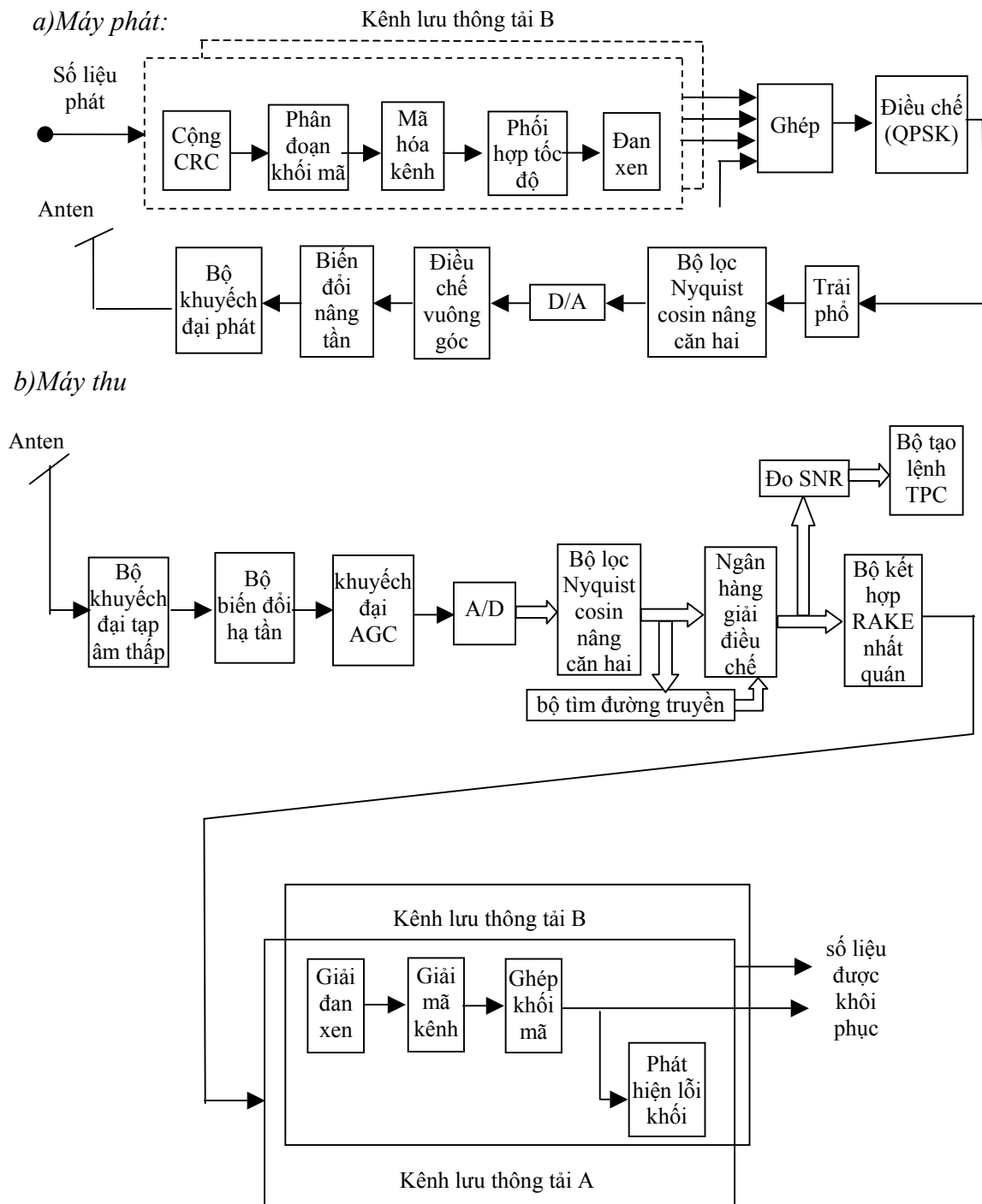
- Lập khuôn thực hiện biến đổi nguồn tin thành các tín hiệu số để nguồn tin tương thích với quá trình xử lý ở hệ thống.
- Điều chế thực hiện biến đổi các ký hiệu này thành các dạng sóng thích hợp với kênh lưu thông dẫn vô tuyến.
- Mã hóa nguồn thực hiện biến đổi tương tự sang số (đối với các nguồn tương tự) và loại bỏ thông tin thừa không cần thiết.
- Mã hóa để ngăn không cho kẻ lạ phá hoại thông tin.

- Mã hóa kênh để giám sát suất lỗi và giảm yêu cầu đối với tỷ số tín/tạp.
- Trải phổ để tạo ra tín hiệu ít bị ảnh hưởng của nhiễu, đồng thời tăng độ bảo mật tín hiệu.
- Ghép kênh và đa truy cập cho phép kết hợp sẽ cung cấp khả năng chia sẻ tài nguyên vô tuyến.

Trật tự của các khối trong hình 2.16 có thể được thay đổi tùy theo hệ thống truyền dẫn cụ thể

2.3.1.2 Sơ đồ khối của máy thu/phát

Sơ đồ hình 2.17 cho ta thấy sơ đồ khối của máy phát và máy thu vô tuyến trong W-CDMA. Lớp vật lý bổ sung CRC cho từng khối truyền tải là đơn vị số liệu gốc cần xử lý. Sau đó số liệu được mã hóa kênh và đan xen. Số liệu sau đan xen được bổ sung thêm các bit hoa tiêu và các bit điều khiển công suất phát (TCP). Số liệu được sắp xếp trên nhánh I và Q của QPSK, được trải phổ và ngẫu nhiên hóa. Chuỗi chip sau khi ngẫu nhiên hóa được giới hạn trong băng tần 5MHz bằng bộ lọc Nyquist cosin nâng căn bậc hai và được biến đổi thành tương tự bằng biến đổi D/A để đưa lên điều chế vuông góc cho sóng mang. Tín hiệu trung tần sau điều chế được biến đổi nâng tần vào sóng vô tuyến (RF) trong băng tần 2GHz, sau đó được khuếch đại trước khi chuyển đến anten phát để vào không gian. Tại máy thu, tín hiệu thu được khuếch đại bằng bộ khuếch đại tạp âm nhỏ, sau đó được đưa vào tầng trung tần, rồi lại được khuếch đại tuyến tính bởi bộ khuếch đại AGC (điều khiển độ khuếch đại tự động) tín hiệu được giải điều chế để được các thành phần I và Q. Các tín hiệu tương tự của các thành phần này được biến đổi thành số tại bộ biến đổi A/D. Sau đó tín hiệu qua bộ lọc Nyquist cosin nâng căn bậc hai và được phân chia thời gian vào một số thành phần đường truyền có thời gian trễ truyền sóng khác nhau. Sau khi giải trải phổ, chúng được kết hợp bởi bộ kết hợp máy thu RAKE, tín hiệu tổng hợp được giải đan xen, giải mã kênh, phân kênh thành các khối truyền tải và được phát hiện lỗi. Cuối cùng chúng được đưa đến lớp cao hơn.



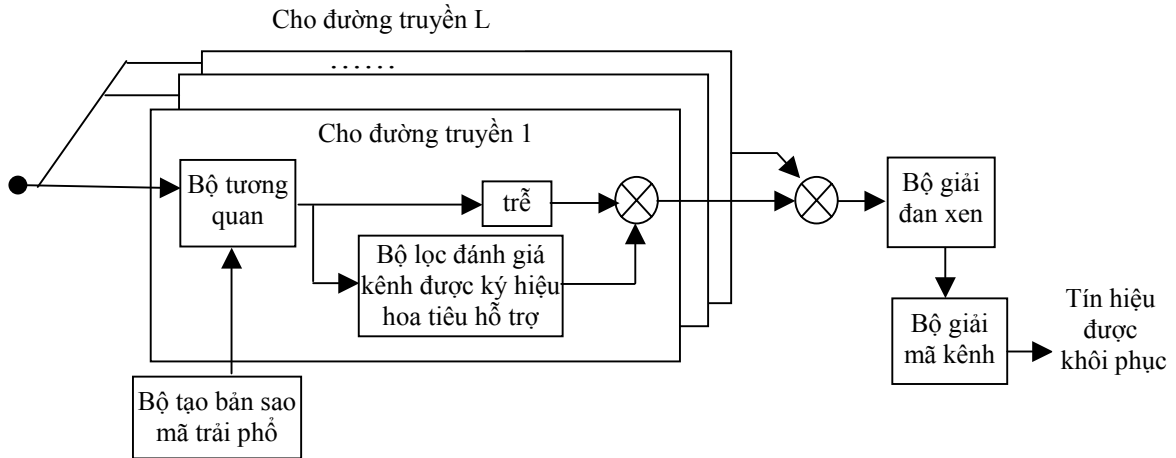
Hình 2.17. Sơ đồ khối máy thu, phát vô tuyến

2.3.2 Máy thu RAKE

Chuỗi tín hiệu giả ngẫu nhiên được phát đi ở CDMA có đặc điểm là các phiên bản dịch thời gian của nó hầu như không tương quan.

Như vậy một tín hiệu được truyền từ máy phát sang máy thu theo nhiều đường khác nhau dẫn đến có thời gian trễ khác nhau nên sẽ gây nên các tín hiệu fading khác

nhau. Máy thu RAKE (hình 2.18) thực hiện lấy tương quan các tín hiệu thu được. Các tín hiệu này là các phiên bản dịch thời gian của chuỗi giả ngẫu nhiên.



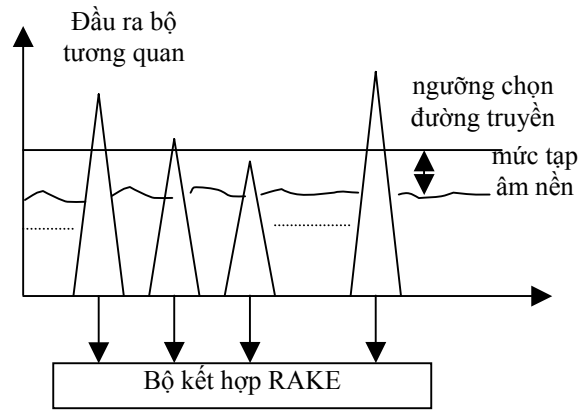
Hình 2.18: Cấu trúc máy thu RAKE

Ở máy thu RAKE để nhận được các phiên bản dịch thời của chuỗi ngẫu nhiên, tín hiệu phải đi qua đường trễ trước khi được lấy tương quan và được kết hợp. Đường trễ bao gồm nhiều mắt trễ có thời gian trễ bằng thời gian một chip T_c . Máy thu dịch định thời bản sao mã trái phổ từng chip cho từng ký hiệu thông tin để giải trái phổ ký hiệu trong cùng một ký hiệu và tạo nên lý lịch trễ công suất. Dựa trên các lý lịch trễ này, máy thu chọn các đường truyền để kết hợp RAKE theo thứ tự giảm dần công suất thu đường truyền trên cơ sở số lượng bộ tương quan, bộ ước tính kênh và bộ bù trừ biến đổi pha (gọi là các ngón máy thu RAKE).

Trong thực tế, vì các tín hiệu trái phổ có cả nhiễu của người sử dụng khác và các tín hiệu đa đường của kênh người sử dụng nên giá trị ngưỡng được lập dựa trên cơ sở công suất tạp âm nền và các đường truyền có SIR hiệu dụng được chọn. Vì MS chuyển động (hoặc môi trường truyền sóng thay đổi khi MS cố định) nên vị trí đường truyền (thời gian trễ) được kết hợp RAKE cũng sẽ thường xuyên thay đổi. Máy phải định kỳ cập nhật lý lịch trễ đường truyền trên cơ sở lý lịch mới (quá trình này được gọi là tìm kiếm đường truyền vì nó liên quan đến tìm kiếm đường truyền để kết hợp RAKE). Vì các đường truyền tách biệt được thu từ các đường truyền sóng độc lập, nên chúng bị thăng giáng fading khác nhau. Hình 2.19 cho ta thấy cấu hình của một máy thu RAKE thông tin di động 3G sử dụng tách sóng kết hợp cả đường lên và đường xuống. Tách sóng kết hợp đòi hỏi ước tính sự thay đổi pha và biên của tín hiệu thu do fading trong mỗi đường truyền.

Để đảm bảo theo dõi sự thăng giáng kênh diễn ra nhanh chóng thông tin di động 3G thực hiện đánh giá kênh theo các ký hiệu hoa tiêu.

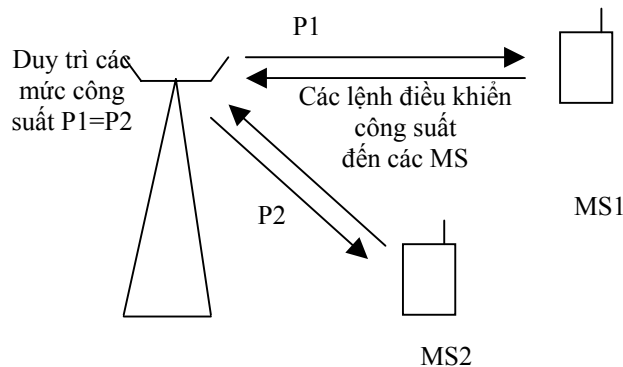
Ký hiệu hoa tiêu này cho phép máy thu biết được pha điều chế của số hiệu phát, đối với W-CDMA, ký hiệu này được đặt trên kênh 0, và ký hiệu số liệu được ghép lên kênh 1. Các ký hiệu này được điều chế bằng sóng mang trực giao. Ở đường xuống, nó được ghép thời gian chung với ký hiệu số liệu trong kênh này và được điều chế QPSK.



Hình 2.19: Phương pháp chọn đường truyền để kết hợp với RAKE

2.3.3 Điều khiển công suất

Điều khiển công suất nhanh là đặc tính ở các hệ thống thông tin di động CDMA, nhất là ở đường lên. Thiếu điều khiển công suất, một MS phát công suất lớn sẽ chặn toàn bộ ô. Hình 2.20 cho thấy vấn đề nảy sinh và giải pháp điều khiển công suất vòng kín.



Hình 2.20. Điều khiển công suất vòng kín

Các MS1 và MS2 làm việc ở cùng một tần số nhưng sử dụng các mã trải phổ khác nhau ở BS. MS1 ở xa BS hơn so với MS2. Vì vậy suy hao đường truyền đối với MS1 sẽ cao hơn MS2. Nếu không có các biện pháp điều khiển công suất để hai MS tạo ra mức thu như nhau ở BS thì MS2 có thể gây nhiễu lớn cho MS1 và như vậy có thể chặn một số lượng lớn ô dẫn đến hiện tượng gần xa ở CDMA làm giảm dung lượng hệ thống. Như vậy để đạt được công suất cực đại cần điều khiển công suất của tất cả các MS trong một ô sao cho mức công suất mà chúng tạo ra ở BS sẽ bằng nhau.

CHƯƠNG 3. ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT TRONG CDMA

3.1 Tại sao phải điều khiển công suất

Trong hệ thống thông tin di động tổ ong CDMA, các máy di động đều phát chung một tần số cùng lúc nên chúng gây nhiễu đồng kênh đối với nhau. Chất lượng truyền dẫn vô tuyến đối với từng người sử dụng trong môi trường đa truy cập phụ thuộc vào tỷ số E_b/N_0 , trong đó E_b là năng lượng bit còn N_0 là mật độ tạp âm trắng Gauss cộng bao gồm tạp âm và tạp âm do từ máy phát của người sử dụng khác gây ra. Để đảm bảo tỷ số E_b/N_0 không đổi và lớn hơn ngưỡng yêu cầu cần điều khiển công suất máy phát của người sử dụng theo khoảng cách của nó với trạm gốc. Ở trong các hệ thống FDMA và TDMA điều khiển công suất không ảnh hưởng đến dung lượng nhưng trong hệ thống CDMA điều khiển công suất là bắt buộc và phải nhanh nếu không dung lượng hệ thống sẽ giảm. Dung lượng hệ thống CDMA đạt giá trị cực đại nếu công suất phát của các máy di động được điều khiển sao cho công suất thu được ở trạm gốc là như nhau đối với tất cả người sử dụng.

Điều khiển công suất được sử dụng cho đường lên để tránh hiện tượng gần xa và giảm thiểu ảnh hưởng của nhiễu lên hệ thống. Đối với đường xuống không cần điều khiển công suất ở hệ thống đơn ô vì nhiễu gây ra bởi người sử dụng khác luôn ở mức không đổi đối với tín hiệu hữu ích. Tất cả các tín hiệu phát từ trạm gốc tới máy di động đều được phát chung cùng lúc vì thế không xảy ra sự khác biệt tổn hao truyền sóng như ở đường lên.

Ngoài việc giảm hiện tượng gần xa, điều khiển công suất còn được sử dụng để làm giảm hiện tượng che tối và duy trì công suất phát trên một người sử dụng để đảm bảo tỷ số lỗi bit ở mức cho trước tối thiểu chấp nhận được. Như vậy điều khiển công suất còn góp phần làm tăng tuổi thọ của pin máy di động.

Trong hệ thống CDMA sử dụng hai phương pháp điều khiển công suất đó là điều khiển công suất vòng hở (OPC) và điều khiển công suất vòng kín (CPC).

3.2 Điều khiển công suất vòng hở (OPC)

OPC hay còn được gọi là phương pháp tự điều khiển (AGC) ở máy di động. Trước khi phát, máy di động giám sát tổng công suất thu được từ trạm gốc. Công suất đo được cho thấy tổn hao đường truyền đối với từng người sử dụng để

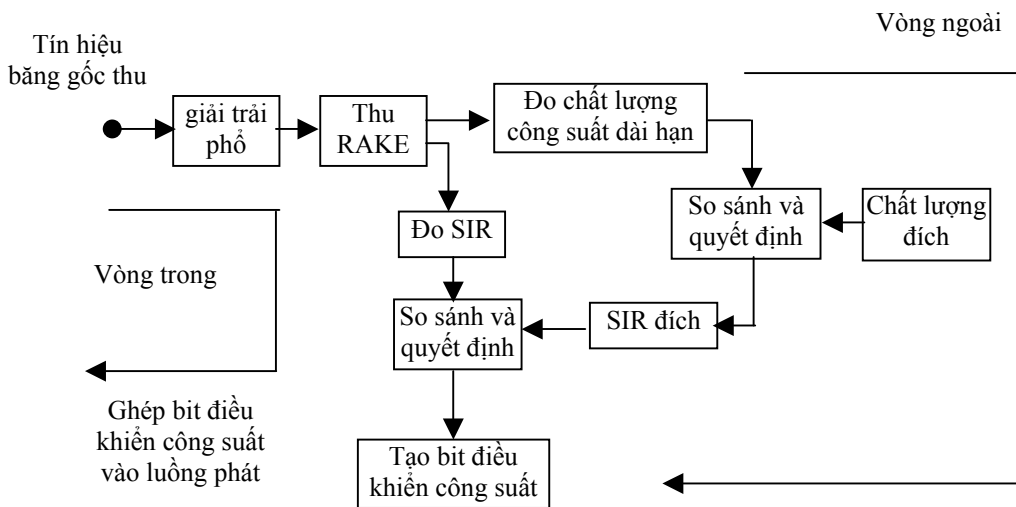
căn cứ vào đó máy di động điều chỉnh công suất phát của mình tỷ lệ nghịch với tổng công suất mà nó thu được. Điều khiển công suất vòng hở có thể là không tuyến tính. Mục đích là cho phép đáp ứng nhanh với sự hiệu chỉnh âm nhưng đáp ứng chậm với sự hiệu chỉnh dương. Nếu cường độ tín hiệu thu được cao có nghĩa là máy di động rất gần trạm gốc hoặc lượng suy hao đường dẫn thấp thì máy di động điều chỉnh cho công suất phát giảm xuống. Tốc độ tăng công suất phát máy di động thường phải nằm trong tốc độ điều khiển công suất mạch vòng khép kín từ trạm gốc. Bằng cách này các máy di động không thể tăng công suất phát quá lớn cho dù có sự suy giảm đột ngột chất lượng thoại trên kênh hướng xuống. Như vậy trong phương pháp này trạm gốc không tham gia vào quá trình điều khiển công suất.

Nhược điểm của phương pháp OPC là do điều kiện truyền sóng của đường lên và xuống khác nhau nhất là do fading nhanh nên sự đánh giá sẽ thiếu chính xác. Tần số trung tâm của các đường lên và xuống thường nằm ở các băng tần khác nhau nên sẽ không có sự đối xứng giữa hai đường vì thế tổn hao đường truyền giữa hai đường là khác nhau. Ví dụ ở hệ thống IS-95 hai tần số trung tâm cách nhau 45MHz, tổn hao đường truyền ở hai đường có thể khác nhau đến vài dB. Ở hệ thống CDMA trước đây người ta sử dụng phương pháp này kết hợp với điều khiển công suất vòng kín, còn ở hệ thống W-CDMA phương pháp này chỉ được sử dụng để thiết lập công suất gần đúng khi truy cập mạng lần đầu tiên.

3.3 Điều khiển công suất vòng kín

Có thể đạt được điều khiển công suất trung bình thời gian dài hiệu quả hơn bằng sơ đồ điều khiển công suất vòng kín như hình 3.1. Phương pháp này đòi hỏi trạm gốc phải thường xuyên liên hệ với máy di động để có thể thay đổi công suất một cách thích ứng. BS (hoặc MS) thường xuyên ước tính tỷ số tín hiệu trên nhiễu thu được (SIR) và so sánh nó với tỷ số ngưỡng $SIR_{đích}$. Nếu $SIR_{ước\ tính}$ cao hơn $SIR_{đích}$ thì BS (hoặc MS) thiết lập bit điều khiển công suất để lệnh cho MS (hoặc BS) hạ thấp công suất, ngược lại thì MS (hoặc BS) tăng công suất. Chu kỳ đo lệnh phản ứng này được thực hiện 1500 lần/giây (1,5 KHz) ở W-CDMA và 8000 lần/giây (8 KHz) ở CDMA 2000. Tốc độ này sẽ cao hơn mọi thay đổi tổn hao đường truyền và thậm chí có thể nhanh hơn fading nhanh khi MS chuyển động tốc độ thấp. Kỹ thuật điều khiển công suất vòng kín như vậy được gọi là vòng trong, cũng được sử dụng cho đường xuống mặc dù ở đây không có hiện tượng gần xa vì tất cả các tín hiệu đến MS trong cùng một ô đều bắt đầu từ một

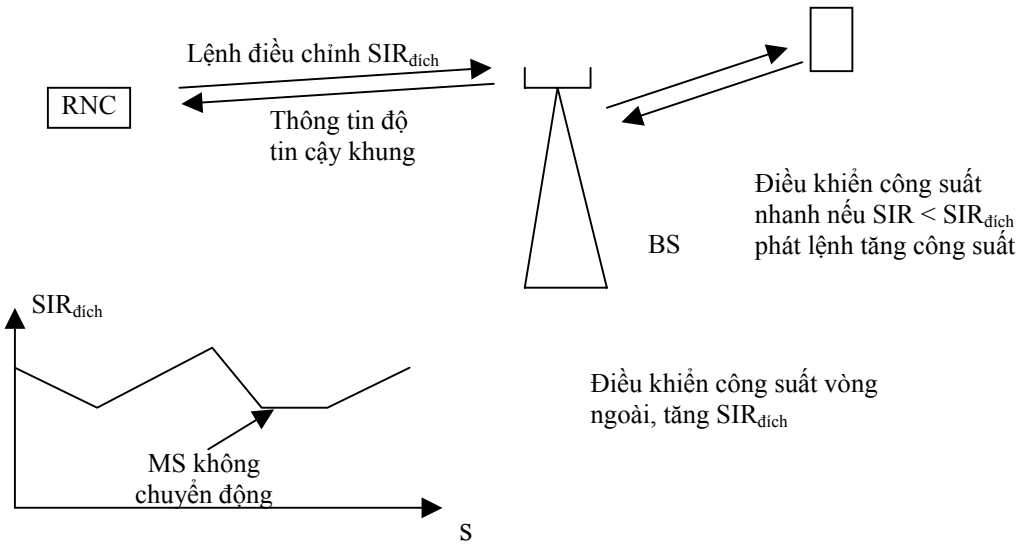
BS. Tuy nhiên, ta vẫn tiến hành điều khiển công suất ở đây vì: khi MS tiến dần đến biên giới ô, nó bắt đầu chịu ảnh hưởng ngày càng tăng của nhiễu từ các ô khác. Điều khiển công suất đường xuống trong trường hợp này để tạo một lượng dự trữ công suất cho các MS trong trường hợp nói trên. Ngoài ra điều khiển công suất đường xuống cho phép bảo vệ các tín hiệu yếu do fading Rayleigh gây ra, nhất là khi các mã sửa lỗi làm việc không hiệu quả. Điều khiển công suất vòng ngoài thực hiện đánh giá dài hạn chất lượng đường truyền trên cơ sở tỷ lệ lỗi khung (FER) hoặc tỷ lệ lỗi bit (BER) để quyết định $SIR_{đích}$ cho điều khiển công suất vòng trong.



Hình 3.1: Phương pháp điều khiển công suất vòng kín

Tuy nhiên việc loại bỏ fading đồng nghĩa với việc tăng công suất phát vì thế khi MS bị fading sâu, công suất phát sử dụng lớn và nhiễu gây ra cho các ô cũng tăng. Điều khiển công suất vòng ngoài thực hiện điều chỉnh giá trị $SIR_{đích}$ ở BS (hoặc MS) cho phù hợp với yêu cầu của từng đường truyền vô tuyến để đạt được chất lượng các đường đó như nhau. Chất lượng của các đường truyền vô tuyến thường được đánh giá bằng tỷ số bit lỗi hay tỷ số khung lỗi. Mục đích của việc điều chỉnh $SIR_{đích}$ như sau: Giả sử SIR yêu cầu là $FER=1\%$ phụ thuộc vào tốc độ của MS và đặc điểm tuyến đường. Nếu ta đặt $SIR_{đích}$ cho trường hợp xấu nhất (cho tốc cao nhất) thì sẽ lãng phí dung lượng cho các kết nối ở tốc độ thấp. Như vậy tốt nhất là để $SIR_{đích}$ thả nổi xung quanh giá trị tối thiểu đáp ứng được yêu cầu chất lượng. Hình 3.2 cho thấy sự thay đổi của $SIR_{đích}$ theo thời gian. Để thực hiện điều khiển công suất vòng ngoài, mỗi khung số liệu của người sử dụng được gán chỉ thị chất lượng khung CRC. Việc kiểm tra chỉ thị chất lượng này sẽ thông báo cho RNC về việc giảm chất lượng và RNC sẽ lệnh cho BS tăng $SIR_{đích}$. Đặt

điều khiển vòng ngoài ở RNC vì chức năng này thực hiện sau khi thực hiện kết hợp các tín hiệu ở chuyển giao mềm.



Hình 3.2. Điều khiển công suất vòng trong và ngoài

Các bộ giải điều chế ở mỗi trạm gốc đo tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm của các tín hiệu nhận được của mỗi máy di động so sánh tỷ lệ này với tỷ lệ tín hiệu trên tạp âm đã chỉ định (thường là 0.1dB) và phát các lệnh điều khiển tới máy di động qua kênh hướng đi. Cứ phát 1.25 ms một lần lệnh điều khiển đầu ra có thể theo dõi nhiễu Rayleigh trên kênh hướng về. Nó rất quan trọng để giảm thời gian thực hiện xử lý xác định công suất phát và phát lệnh để môi trường kênh không bị thay đổi nhiều cho tới khi bit điều khiển được nhận ở máy di động và hoạt động điều khiển được thực hiện thực sự.

Hệ thống CDMA cung cấp chức năng điều khiển công suất hai chiều (từ BS đến máy di động và ngược lại) để cung cấp một hệ thống có dung lượng lớn, chất lượng dịch vụ cao và các lợi ích khác. Bộ thu CDMA của BSC chuyển tín hiệu CDMA thành thông tin số băng hẹp, khi đó tín hiệu của các máy di động khác chỉ là tín hiệu tạp âm của băng rộng. Thủ tục thu hẹp băng được gọi là độ lợi xử lý nhằm nâng cao tỷ số tín hiệu/nhiều từ giá trị âm đến một mức đủ lớn để cho phép hoạt động với lỗi bit chấp nhận được.

BS cung cấp việc điều khiển công suất từ BS tới máy di động nhờ việc quy định công suất này tương ứng với công suất đo được tại máy di động. Mục đích của việc điều khiển này là làm giảm công suất phát của máy di động khi rời hoặc ở vị trí tương đối gần BS làm cho fading đa đường thấp và giảm hiệu ứng bóng râm hay làm giảm nhiễu đối với các BS khác.

Ở đường xuống, máy thu di động thu nhiễu từ các ô khác. Việc điều chỉnh công suất là cần thiết để làm giảm mức nhiễu mà các máy di động gây ra. Tồn tại hai sơ đồ điều khiển công suất đường xuống:

- Theo khoảng cách: Khi biết được vị trí của các máy di động ta có thể giảm thiểu công suất phát của các máy này bằng cách phát đi các mức công suất phù hợp theo khoảng cách. Phương pháp này phù hợp cho môi trường không bị che tối và khi đó suy hao công suất chỉ phụ thuộc vào khoảng cách. Các máy di động phải đo khoảng cách đến trạm gốc, trạm gốc phải phát tín hiệu hoa tiêu.

- Theo tỷ số C/I (Carrier to Interference): Mục đích là làm giảm thiểu tỷ số C/I theo yêu cầu của người sử dụng. Muốn vậy mỗi máy di động phải phát thông tin về C/I đến trạm gốc vì vậy trạm gốc có thể quyết định nên tăng hay giảm công suất của máy di động đó.

Trong hệ thống tế bào dải tần sử dụng từ trạm gốc tới máy di động khác với dải tần từ máy di động tới trạm gốc. Sự khác biệt tần số này cho phép sử dụng đồng thời các máy phát và máy thu ở máy di động mà không có hồi tiếp hay nhiễu của các tín hiệu phát tới máy thu. Sự tách biệt tần số này cũng có tác dụng lớn trong xử lý điều khiển công suất.

Trong thiết kế hệ thống người ta mong muốn tăng lên tối đa số lượng khách hàng gọi cùng một lúc trong dải thông xác định, nghĩa là hệ thống sẽ có dung lượng lớn. Dung lượng hệ thống là tối đa khi tín hiệu truyền của máy di động được thu bởi BS có tỷ số S/I ở mức yêu cầu tối thiểu. Nếu tín hiệu của các máy di động mà BS thu được là quá yếu thì không thể hy vọng chất lượng thoại tốt vì tỷ lệ lỗi bit quá cao. Nếu tín hiệu nhận được ở trạm gốc cao thì cải thiện được chất lượng thoại nhưng nhiều đối với các máy di động khác cùng sử dụng một kênh sẽ tăng lên làm cho chất lượng cuộc gọi của các thuê bao khác bị giảm nếu dung lượng tối đa không giảm.

3.4 Một vài phương pháp điều khiển công suất cho mô hình cụ thể

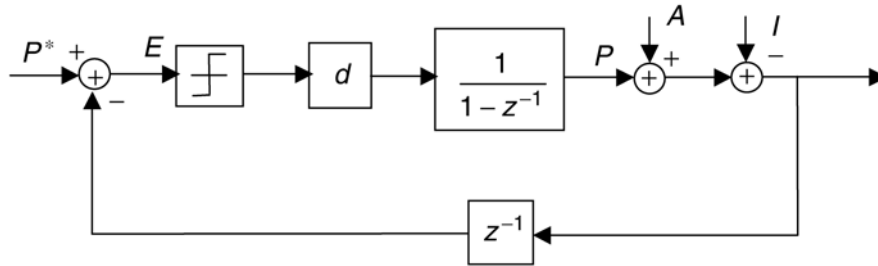
Ở trên trình bày những lý thuyết chung nhất về điều khiển công suất. Các phương pháp khác cũng phải dựa trên những lý thuyết này. Tuy nhiên tùy theo từng trường hợp cụ thể người ta chỉ tiến hành điều khiển công suất với việc tối ưu một số các tham số có lợi cho từng hệ thống cụ thể. Từ những ý tưởng trên, trong thực tế đã thực hiện rất nhiều phương pháp có thể kể đến một vài trường hợp như sau:

Trong [5], đưa ra phương pháp điều khiển công suất không tuyến tính có sơ đồ như hình 3.1 và thuật toán được thể hiện bởi phương trình:

$$P(n-1) = P(n) + d\Psi[P^* + I + P(n) - A(n)] \tag{3.1}$$

Trong đó d là bước thích nghi, $A(n)$ tổn hao đường truyền và thành phần không tuyến tính Ψ được định nghĩa như sau:

$$\Psi(x) = \begin{cases} 1 & \text{Nếu } x \geq 0 \\ -1 & \text{Các giá trị khác} \end{cases} \tag{3.2}$$



Hình 3.3. Sơ đồ khối của thuật toán điều khiển công suất đường lên/xuống

Một ví dụ về điều khiển công suất không tuyến tính đưa ra ở đó là phương pháp điều khiển công suất logic mờ.

Trong các hệ thống truyền thông không dây, các thuật toán điều khiển được đề nghị để làm tối thiểu công suất của máy phát. Nhưng điều này lại yêu cầu các phép đo hoàn hảo ít nhất là các tham số sau: Tỷ số tín hiệu trên nhiễu của máy di động, nhiễu tại máy thu và tốc độ lỗi bit. Tuy nhiên những yêu cầu này thường khó có thể đạt được. Vì thế một phương pháp điều khiển công suất cho các hệ thống vô tuyến tổ ong đã được đề xuất [16]. Trong đó sử dụng các kết quả đo được. Thuật toán điều khiển đưa ra 2 lớp: Lớp thứ nhất của thuật toán sử dụng các chuỗi kích thước bước cố định nhằm đạt được ranh giới hạn chế thấp hơn hoặc cao hơn cho sai số trung bình bình phương (MSE), điều này làm cho các ranh giới dần tới không. Lớp thứ 2 dựa vào phương pháp xấp xỉ ngẫu nhiên và sử dụng các chuỗi kích thước bước thay đổi theo thời gian dẫn đến MSE dần tới không. Các thuật toán này yêu cầu mỗi người dùng chỉ cần biết độ lợi kênh của riêng.

Các mạng thông tin tổ ong không dây thế hệ ba được thiết kế để có thể mang cả tiếng nói, dữ liệu, hình ảnh, ... Việc truyền từng loại hay kết hợp chúng vào trong một hệ thống sẽ dẫn đến tốc độ bit và tốc độ lỗi bit khác nhau. Dung lượng CDMA bị giới hạn bởi nhiễu tổng cộng từ tất cả các máy di động. Vì vậy nhiễu đa truy cập (MAI) là nhân tố quan trọng ảnh hưởng đến dung lượng hệ thống và việc giảm MAI cho ta khả năng thiết kế hệ thống di động tổ ong dung lượng cao. Thuật toán điều khiển công suất phân bố [11] là một giải pháp cho vấn

đề này. Sơ đồ điều khiển công suất phân bố được thực hiện ở mỗi ô bằng việc sử dụng công suất phát hiện tại của nó. Điều khiển công suất phân bố đơn giản hơn và yêu cầu ít thông tin hơn điều khiển công suất tập trung do nó chỉ yêu cầu phép đo nhiễu ở đường mong muốn. Tuy nhiên phương pháp này lại tiêu tốn nhiều thời gian hơn để đạt được SIR tối thiểu.

Trong [3] thực hiện phân tích 3 thuật toán điều khiển công suất đường xuống đang tồn tại hiện nay bao gồm: Thuật toán phân bố công suất dựa vào khoảng cách (DBPA), thuật toán cân bằng phân bố (DB), phương pháp điều khiển công suất đa bước dựa vào SIR (MSPC), điều khiển công suất từng bước thích nghi (ASPC), điều khiển công suất từng bước thích nghi thay đổi (M-ASPC). Các phân tích cho thấy phương pháp điều khiển công suất DB thực hiện tốt hơn thuật toán DBPA. Mặt khác, thuật toán M-ASPC thực hiện tốt hơn cả ASPC và MSPC về tốc độ của việc giảm xác suất và sự hội tụ.

Các phương pháp truyền thống để giải quyết các bài toán điều khiển đa người dùng trong các hệ thống CDMA không phân cấp tốt khi số người dùng tăng lên. Vì vậy, kích cỡ và độ phức tạp của bài toán điều khiển thường tăng theo hàm mũ với số người dùng. Để khắc phục điều này trong [6] giới thiệu một phương pháp xấp xỉ giới hạn dải tần cho các bài toán lập trình động.

Sau đây ta xét một phương pháp điều khiển công suất dùng phương pháp ngẫu nhiên làm tối thiểu phương sai.

3.5 Phương pháp ngẫu nhiên làm tối thiểu phương sai [12]

3.5.1 Giới thiệu phương pháp

Điều khiển công suất trong các hệ thống CDMA là một kỹ thuật hữu ích nhằm cung cấp chất lượng dịch vụ (QoS : Quality of Service) trong khi sử dụng tài nguyên mạng một cách hiệu quả. Hầu hết việc điều khiển công suất đã được thực hiện trong hệ thống CDMA chứng tỏ điều khiển công suất là thiết yếu. Tuy nhiên do bản chất của độ lợi liên kết, công suất nhận, nhiễu, SIR tất cả đều là quá trình ngẫu nhiên theo thời gian. Vì thế cần thiết phải có sơ đồ điều khiển công suất biến thiên.

Trong hệ thống CDMA không dây, tỷ số tín hiệu trên nhiễu (SIR) là một tham số quan trọng để đo chất lượng kênh truyền. Ở máy thu trạm gốc, các phép đo SIR được thực hiện sau khi tổ hợp ở máy thu loại RAKE. Cả ký hiệu dữ liệu và ký hiệu hoa tiêu được sử dụng để đo công suất tín hiệu thu tức thời. Chỉ có ký

hiệu hoa tiêu được sử dụng để đo công suất nhiễu sau đó lấy trung bình nhờ mạch lọc thông thấp bậc một.

Thông thường công suất tín hiệu thu tức thời giả sử gồm nhiễu trắng. Nhiễu trung bình cộng công suất nhiễu từ mạch lọc thông thấp có thể xem như là con số cố định trong một nhóm điều khiển công suất (PCG). Trên thực tế rất khó có thể đạt được sự ước lượng SIR nhanh và chính xác trong thời gian thực. Có một vài cách tiếp cận đáng quan tâm cho vấn đề này. Trong [13], bài toán ước lượng SIR được nghiên cứu dựa vào phương pháp không gian con tín hiệu (signal subspace method) sử dụng ma trận hiệp phương sai mẫu của tín hiệu nhận. Tuy nhiên, vấn đề ước lượng SIR không được đề cập đến trong khóa luận này. Sơ đồ điều khiển công suất ngẫu nhiên đã đề xuất sẽ sử dụng cơ chế phép đo SIR trong hệ thống không dây thế hệ ba (3G) và trình bày bài toán điều khiển công suất như là một hệ thống điều khiển bị điều khiển bởi nhiễu trắng.

3.5.2 Nội dung phương pháp và một số kết quả mô phỏng

Phần này ta sẽ đi sâu vào chi tiết bài toán điều khiển công suất ngẫu nhiên như là bài toán điều khiển tối ưu toàn phương tuyến tính ngẫu nhiên, trong đó nhiễu trắng gây nên sự thay đổi theo thời gian của hệ thống.

Phép đo ngẫu nhiên SIR của người dùng thứ i tại thời điểm k ở trạm gốc có thể được mô tả như sau:

$$y_i(k) = \gamma_i(k) + \omega_i(k) \tag{3.3}$$

$y_i(k)$ là giá trị SIR đo được.

$\gamma_i(k)$ là giá trị SIR thực.

$\omega_i(k)$ biểu diễn quá trình ngẫu nhiên không tương quan có giá trị trung bình không

Sự thay đổi công suất phát của máy di động tỷ lệ với sai số SIR nên công suất bây giờ là:

$$p_i(k+1) = p_i(k) + \alpha_i(k)(\gamma_i^{tar} - y_i(k)) \tag{3.4}$$

Trong đó $\alpha_i(k)$ là độ lợi điều khiển, sử dụng (3.3) và (3.4) ta có:

$$\begin{aligned} p_i(k+1) &= p_i(k) + \alpha_i(k).\gamma_i^{tar} - \alpha_i(k).\gamma_i(k) - \alpha_i(k).\omega_i(k) \\ &= p_i(k) + \alpha_i(k)e_i(k) - \alpha_i(k).\omega_i(k) \end{aligned} \tag{3.5}$$

Với $e_i(k) = \gamma_i^{tar}(k) - \gamma_i(k)$. Định nghĩa sự thay đổi kênh truyền là $\delta_i(k)$ thì $\gamma_i(k) = \delta_i(k)p_i(k)$ và sai số SIR là:

$$\begin{aligned}
 e_i(k+1) &= \gamma_i^{tar} - \gamma_i(k+1) = \gamma_i^{tar} - \delta_i(k+1)p_i(k+1) \\
 &= \gamma_i^{tar} - \delta_i(k+1)p_i(k) - \delta_i(k+1)\alpha_i(k)e_i(k) + \delta_i(k+1)\alpha_i(k)\omega_i(k) \quad (3.6)
 \end{aligned}$$

Kết hợp phương trình (3.5) và (3.6) ta được hệ thống động lực học bậc hai cho công suất phát của máy di động và sai số SIR:

$$\begin{bmatrix} p_i(k+1) \\ e_i(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_i(k) \\ -\delta_i(k+1) & -\delta_i(k+1)\alpha_i(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_i(k) \\ e_i(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\alpha_i(k) \\ \delta_i(k+1)\alpha_i(k) \end{bmatrix} \omega_i(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma_i^{tar} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Đặt

$$A_i(k) = \begin{bmatrix} 1 & \alpha_i(k) \\ -\delta_i(k+1) & -\delta_i(k+1)\alpha_i(k) \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$G_i(k) = \begin{bmatrix} -\alpha_i(k) \\ \delta_i(k+1)\alpha_i(k) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

$$\Gamma_i = \begin{bmatrix} 0 \\ \gamma_i^{tar} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Định nghĩa vector trạng thái

$$x_i(k) = \begin{bmatrix} p_i(k) \\ e_i(k) \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

Phương trình (3.7) trở thành đơn giản:

$$x_i(k+1) = A_i(k)x_i(k) + G_i(k)\omega_i(k) + \Gamma_i \quad (3.12)$$

$\omega_i(k)$ nhiễu trắng với $E\{\omega_i(k)\} = 0$ và hiệp phương sai $E\{\omega_i(k)\omega_i(n)\} = W\Delta(k-n)$ với W là mật độ phổ công suất của ω_i , $\Delta(k-n)$ là hàm delta Kronecker được định nghĩa bởi:

$$\Delta(k-n) = \begin{cases} 1 & k=n \\ 0 & \text{các giá trị } k \text{ khác} \end{cases} \quad (3.13)$$

Gọi trung bình của $x_i(k)$ là $\bar{x}_i(k)$ với giá trị khởi tạo là $[\bar{p}_i(0) \quad \bar{e}_i(0)]^T$. Ta có thể thấy rằng giá trị trung bình này thỏa mãn:

$$E\{x_i(k)\} = \bar{x}_i(k) = \prod_{j=1}^k A_i(j)\bar{x}_i(0) + \sum_{l=1}^{k-1} \prod_{j=1}^l A_i(k-j)\Gamma_i + \Gamma_i \quad (3.14)$$

Ma trận phương sai của $x_i(k)$ là $Q_i(k) = Var\{x_i(k)\}$ là ma trận 2x2. Sự biến đổi của hệ thống tuyến tính (3.12) do nhiễu trắng thỏa mãn phương trình sai phân Lypunov [13] với giả sử rằng trạng thái và nhiễu là độc lập nhau.

$$Q_i(k+1) = A_i(k)Q_i(k)A_i^T(k) + G_i(k)WG_i^T(k) \quad (3.15)$$

Chú ý rằng $Q_i(k) = Q_i^T(k) \geq 0$ (do ma trận đối xứng với mọi k). Ta có thể viết ma trận Q dưới dạng:

$$Q = Q^T = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{21} & Q_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Q_{11} & Q_{12} \\ Q_{12} & Q_{22} \end{bmatrix} \quad (3.16)$$

Từ phương trình (3.8), (3.9), (3.10), (3.16) thì:

$$Q_{11}(k+1) = Q_{11}(k) + 2\alpha_i(k)Q_{12}(k) + \alpha_i^2(k)Q_{22}(k) + \alpha_i^2(k)W \quad (3.17)$$

$$Q_{12}(k+1) = -\delta_i(k+1)(Q_{11}(k) + 2\alpha_i(k)Q_{12}(k) + \alpha_i^2(k)Q_{22}(k) + \alpha_i^2(k)W) \quad (3.18)$$

$$Q_{22}(k+1) = \delta_i^2(k+1)(Q_{11}(k) + 2\alpha_i(k)Q_{12}(k) + \alpha_i^2(k)Q_{22}(k) + \alpha_i^2(k)W) \quad (3.19)$$

Từ các phương trình ở trên, ta có thể thấy rằng với tất cả người sử dụng i thì:

$$Q_{12}(k) = -\delta_i(k)Q_{11}(k) \quad , \quad \forall k \quad (3.20)$$

$$Q_{22}(k) = \delta_i^2(k)Q_{11}(k) \quad , \quad \forall k \quad (3.21)$$

Định nghĩa tiêu chuẩn chất lượng như là tổng phương sai công suất phát của máy di động và phương sai của lỗi SIR.

$$J = Var(p_i(k+1)) + Var(e_i(k+1)) \quad (3.22)$$

Bài toán điều khiển công suất ngẫu nhiên tối ưu là làm tối thiểu J cho mọi người dùng i tại thời điểm k bằng việc chọn độ lợi điều khiển $\alpha_i(k)$ thích hợp.

$$\min(Var(p_i(k+1)) + Var(e_i(k+1))) \quad (3.23)$$

Với các điều kiện ban đầu cho trước:

$$E\{x_i(0)\} = \bar{x}_i(0) = [\bar{p}_i(0) \quad \bar{e}_i(0)]^T \quad (3.24)$$

$$\text{Và:} \quad Var\{x_i(0)\} = Q_i(0) \quad (3.25)$$

Thì: $\min(Var(p_i(k+1)) + Var(e_i(k+1)))$

$$\Leftrightarrow \min(Q_{11}(k+1) + Q_{22}(k+1))$$

$$\Leftrightarrow \min((1 + \delta_i^2(k+1))(Q_{11}(k) + 2\alpha_i(k)Q_{12}(k) + \alpha_i^2(k)Q_{22}(k) + \alpha_i^2(k)W))$$

$$\Leftrightarrow \min(Q_{11}(k) - 2\alpha_i(k)\delta_i(k)Q_{11}(k) + \alpha_i^2(k)\delta_i^2(k)Q_{11}(k) + \alpha_i^2(k)W)$$

$$\Leftrightarrow \min((1 - \alpha_i(k)\delta_i(k))^2 Q_{11}(k) + \alpha_i^2(k)W)$$

$$\Leftrightarrow \frac{\partial((1 - \alpha_i(k)\delta_i(k))^2 Q_{11}(k) + \alpha_i^2(k)W)}{\partial \alpha_i(k)} = 0 \quad (3.26)$$

$$\Leftrightarrow -2(1 - \alpha_i(k)\delta_i(k))\delta_i(k)Q_{11}(k) + \alpha_i(k)W = 0$$

$$\Leftrightarrow \alpha_i^{opt}(k) = \frac{Q_{11}\delta_i(k)}{W + \delta_i^2(k)Q_{11}(k)}$$

Trong mô phỏng thực tế, khó có thể đo được hay tính toán được phương sai của công suất phát ($Q_{11}(k)$) do đó khó tính được độ lợi tối ưu $\alpha_i^{opt}(k)$. Tuy nhiên do công suất của nhiễu đo được, SIR thường nhỏ hơn rất nhiều công suất tín hiệu do vậy ta có thể sử dụng lời giải tối ưu phụ của độ lợi điều khiển như sau:

$$\alpha_i^{opt}(k) = \frac{1}{\delta_i(k)} \quad (3.27)$$

Lúc này ma trận A trở thành:

$$A_i^{opt}(k) = \begin{bmatrix} 1 & 1/\delta_i(k) \\ -\delta_i(k+1) & -\delta_i(k+1)/\delta_i(k) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Để khảo sát sự ổn định của hệ thống rời rạc thay đổi theo thời gian, ta sử dụng lý thuyết ổn định Lyapunov cho hệ thống thay đổi theo thời gian:

Định lý: Ma trận hệ thống dưới điều khiển tối ưu $A_i^{opt}(k)$ thỏa mãn với mọi k.

Chúng minh định lý trên có thể tìm thấy trong [12]. Chúng ta hãy khảo sát tính chất của các biến trạng thái dưới độ lợi điều khiển tối ưu $\alpha_i^{opt}(k)$. Thay $A_i(j)$ và $A_i(k-j)$ bởi $A_i^{opt}(j)$ và $A_i^{opt}(k-j)$ vào phương trình (3.14) với chú ý rằng $A_i^{opt}(j)A_i^{opt}(j-1)=0, \forall j > 1$. Ta có:

$$\begin{aligned} E\{x_i^{opt}(k)\} &= A_i^{opt}(k-1)\Gamma_i + \Gamma_i \\ &= \begin{bmatrix} \frac{\gamma_i^{tar}}{\delta_i(k-1)} & (1 - \frac{\delta_i(k)}{\delta_i(k-1)})\gamma_i^{tar} \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (3.29)$$

Ta thấy, khi kênh thay đổi chậm cụ thể là $\delta_i(k) \approx \delta_i(k-1)$ và $E\{\gamma_i^{opt}(k)\} \approx \gamma_i^{opt}$ thì phương sai công suất phát và sai số SIR dưới điều khiển tối ưu là:

$$\begin{bmatrix} Var\{p_i^{opt}(k)\} \\ Var\{e_i^{opt}(k)\} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{W + (\gamma_i^{tar})^2}{\delta_i^2(k-1)} \\ \delta_i^2(k) \frac{W + (\gamma_i^{tar})^2}{\delta_i^2(k-1)} \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Các giá trị tối thiểu của tiêu chuẩn chất lượng là:

$$J_i^{opt}(k) = (1 + \delta_i^2(k+1))Q_{11}^{opt}(k+1) \quad (3.31)$$

Trong đó:

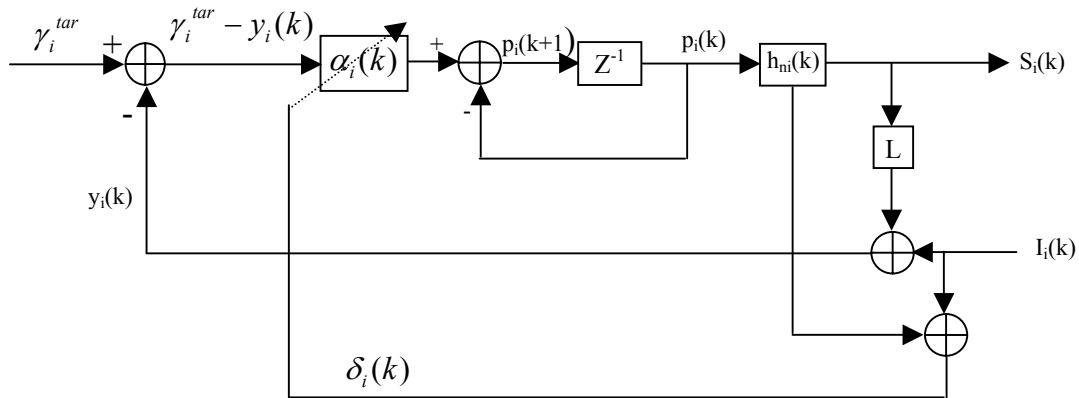
$$Q_{11}^{opt}(k+1) = (W + (\delta_i^{tar})^2) / \delta_i^2(k) \quad (3.32)$$

W là mật độ phổ công suất.

γ là tỷ số tín trên tạp.

Sơ đồ điều khiển công suất nói trên được mô tả như trong hình 3.4.

Khi nhiều phép đo SIR là nhiễu Gauss, sơ đồ điều khiển công suất ngẫu nhiên ở trên với độ lợi $\alpha_i^{opt}(k)$ là tối ưu do các biến trạng thái, sai số SIR và công suất phát của máy di động cũng có phân bố Gauss. Vì vậy sự ổn định hoàn toàn được xác định bởi các giá trị trung bình và phương sai của chúng. Chú ý rằng lỗi ra của hệ thống tuyến tính được điều chỉnh bởi nhiễu Gauss trắng cũng là một quá trình nhiễu Gauss trắng ngẫu nhiên.



Hình 3.4. Hệ thống điều khiển công suất ngẫu nhiên tối ưu

Khi các phép đo SIR gồm nhiễu Gauss trắng, độ lợi điều khiển tối ưu bằng nghịch đảo của sự thay đổi kênh truyền. Giả sử rằng tổng của số lượng lớn nhiễu là hệ số liên quan đến nhau trong khoảng một khe thời gian (0.625 ms).

Chất lượng của sơ đồ điều khiển công suất ngẫu nhiên tối thiểu phương sai được kiểm tra thông qua mô phỏng. Hệ thống CDMA có 7 ô tổ ong và 16 người dùng/1 ô. Tần số hoạt động là 1.9 GHz, băng tần mỗi kênh giả sử là 1.23MHz. Tốc độ dữ liệu được đặt là 9600 b/s, độ lợi xử lý G_p đặt là 128 (21dB), SIR mục tiêu đặt ra là 7dB tương ứng với tốc độ lỗi bit (BER) bé hơn 10^{-3} . Trong phần mô phỏng đưa thêm một số giả thiết như:

1. Công suất phát tối đa và tối thiểu có thể được phát bởi máy di động là $P_{min}=8dBm$ (6.3 mW), $P_{max}=33dBW$ (2W).
2. Công suất phát được cập nhật định kỳ mỗi 0.625 ms tương ứng với tần số điều khiển công suất vòng kín nhanh 1600 Hz.
3. Vị trí các máy di động giả sử là phân bố giống nhau trong một ô.
4. Giả sử rằng độ lợi liên kết được cho dưới dạng:

$$h_{ni}(k) = d_{ni}^{-4}(k) \cdot A_{ni}(k) \tag{3.33}$$

Trong đó:

$d_{ni}(k)$ là khoảng cách từ máy thứ i tới trạm cơ sở thứ n ở thời điểm k .

A_{ni} là quá trình ngẫu nhiên phân bố log-normal.

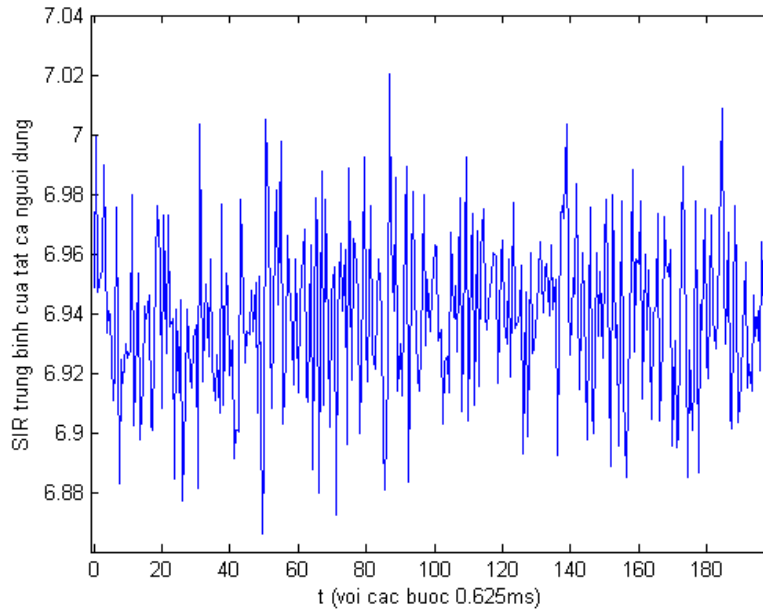
5. Giả sử rằng đường kính \hat{o} là 2 km, $d_{ni}(k)$ là biến ngẫu nhiên phân bố đều.

6. Giả sử độ lệch chuẩn A_{ni} là 8 dB.

Mã nguồn mô phỏng được đưa ra trong phần phụ lục. SIR trung bình được vẽ như hình 3.5 và được tính toán theo công thức:

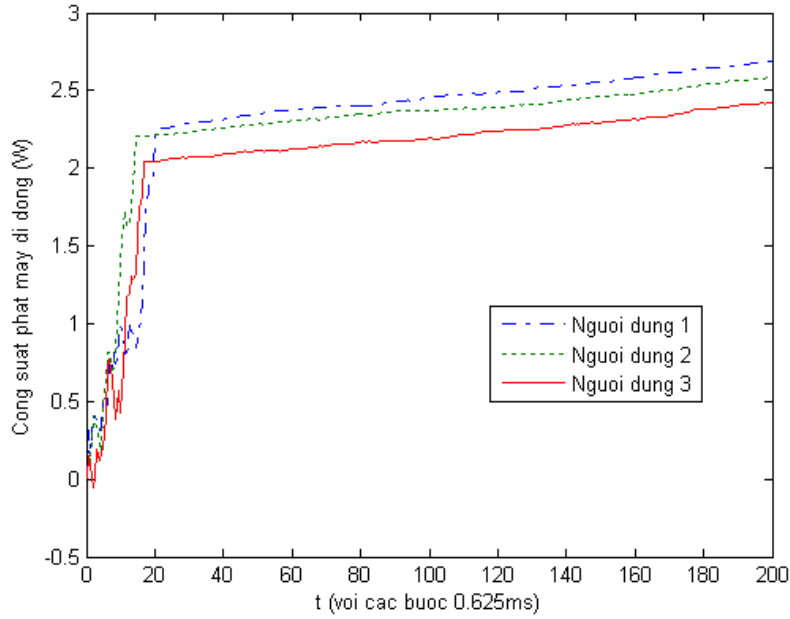
$$\bar{\gamma}(k) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \gamma_i^k \tag{3.34}$$

N là tổng số người dùng trong \hat{o} .



Hình 3.5. SIR trung bình của tất cả người dùng

Ta thấy rằng các SIR hội tụ đến SIR mục tiêu như mong đợi. Công suất phát của 3 người dùng được vẽ như hình 3.6. Chúng hội tụ đến giá trị tất yếu yêu cầu.



Hình 3.6. Công suất phát của người dùng

3.5.3 Mở rộng kết quả và phân tích

Trong khi thực hiện các hệ thống thực tế, để thực hiện sơ đồ điều khiển công suất ngẫu nhiên thì việc ước lượng sự thay đổi kênh truyền là cần thiết. Như đã đề cập ở trên, công suất nhiễu cộng tạp âm ở máy thu trạm cơ sở có thể đo được sử dụng các ký hiệu hoa tiêu và sau đó được lấy trung bình thông qua mạch lọc thông thấp. Ở đây, sử dụng công suất nhiễu cộng tạp âm trung bình để tính toán sự thay đổi kênh truyền:

$$\delta_i(k) = \delta_i(k-1) + u_i(k-1) \tag{3.35}$$

$u_i(k)$ biểu diễn quá trình tạp âm. Đặt $z_i(k)$ là phép đo $\delta_i(k)$:

$$z_i(k) = \delta_i(k) + v_i(k) \tag{3.36}$$

$v_i(k)$ là nhiễu phép đo ở máy thu trạm gốc. Nếu giả sử rằng $u_i(k)$ và $v_i(k)$ có phân bố Gauss thì mạch lọc Kalman có thể được dùng để đánh giá sự thay đổi kênh truyền. Mạch lọc Kalman cho bởi:

$$\hat{\delta}_i(k) = \hat{\delta}_i(k-1) + K^\delta(k)(z_i(k) - \hat{\delta}_i(k-1)) \tag{3.37}$$

Với $K^\delta(k)$ độ khuếch đại mạch lọc Kalman, và được tính như sau:

$$K^\delta(k) = \frac{P^\delta(k-1) + U_i(k)}{P^\delta(k-1) + U_i(k) + R_i(k)} \tag{3.38}$$

$P^\delta(k)$ được tính như sau:

$$P^\delta(k) = \frac{R_i(k)(P^\delta(k-1) + U_i(k))}{P^\delta(k-1) + U_i(k) + R_i(k)} \quad (3.39)$$

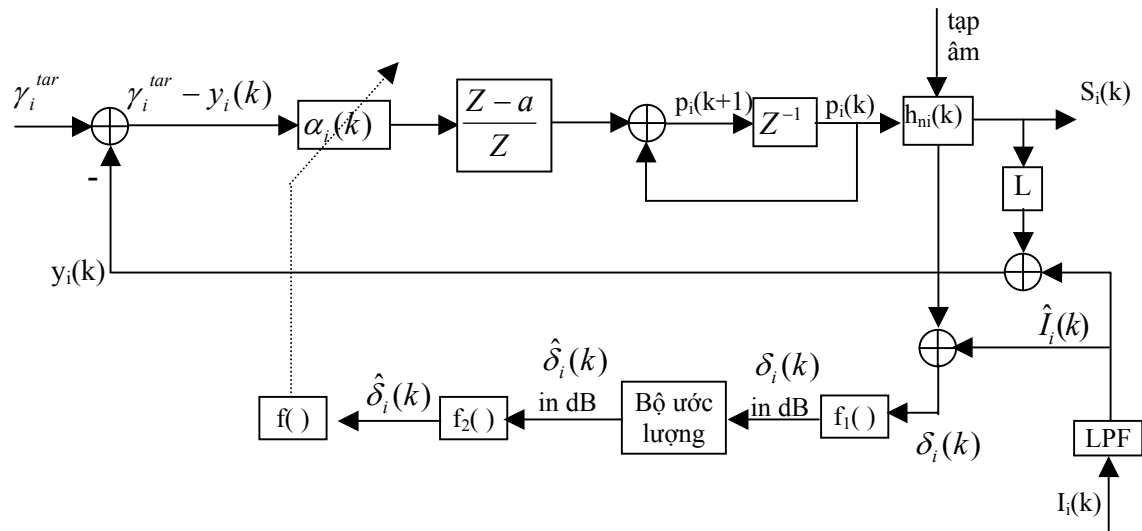
Với điều kiện ban đầu: $E[\delta_i(0)] = \hat{\delta}_i(0)$ và $E[\delta_i^2(0)] = P_i^\delta$. Sơ đồ điều khiển công suất với bộ ước lượng được trình bày như hình 3.7.

Bộ đánh giá trong vòng phản hồi có thể là mạch lọc Kalman nếu sự dao động của sự thay đổi kênh là hàm Gauss. Nhưng thông thường nó không có dạng phân bố Gauss do đó ta phải chọn mạch lọc H_∞ thay vì mạch lọc Kalman. Bằng việc sử dụng kỹ thuật lọc, ta đạt được:

$$P_i(k+1) = P_i(k) + \hat{\alpha}_i(k)(\gamma_i^{tar} - y_i(k)) \quad (3.40)$$

Với: $\hat{\alpha}_i^{opt}(k) = 1/\hat{\alpha}_i(k)$

Để chỉ ra sự hội tụ của SIR của người dùng tới giá trị mục tiêu ta vận hành thuật toán điều khiển công suất ngẫu nhiên bằng việc sử dụng mạch lọc Kalman. Để giảm sự vượt quá trong bộ điều khiển ta sử dụng một bộ điều khiển đạo hàm tỷ lệ (PD) như hình 3.7. PD sẽ làm giảm sự vượt quá và cải thiện đáp ứng nhanh. Lúc này ta phải chỉnh tham số điều khiển α .



Hình 3.7 Hệ thống điều khiển công suất sử dụng bộ điều khiển đạo hàm tỷ lệ

3.5.4 Kết luận và thảo luận

Sơ đồ điều khiển công suất ngẫu nhiên được xuất phát bằng việc chỉ sử dụng giá trị trung bình của bình phương lỗi ra mạch lọc. Phần nghiên cứu này dựa vào máy đo SIR cho tín hiệu hoa tiêu hợp kênh theo thời gian với phép đo SIR giả sử gồm nhiều Gauss trắng. Sau đó sơ đồ điều khiển công suất ngẫu nhiên tối ưu đạt được bằng cách làm tối thiểu sự thay đổi công suất phát của máy di động và sự thay đổi của sai số SIR.

Trong phép đo thực tế, nhiều trong phép đo có thể không tuân theo phân bố Gauss. Vì vậy bài toán điều khiển công suất được trình bày chính xác như là bài toán điều khiển toàn phương tuyến tính ngẫu nhiên. Lời giải cho hệ thống như vậy có thể tìm thấy trong [4].

Thêm sự lượng tử hóa vào lệnh điều khiển công suất, ta nhận được thuật toán điều khiển công suất nhiều bước. Công suất phát được làm tròn tới mức công suất gần nhất. Sự mô phỏng chỉ ra rằng việc thực hiện sẽ không ảnh hưởng quá nhiều khi lượng tử 4 bit. SIR của người dùng vẫn hội tụ tới giá trị mong muốn [13].

Có thể mong muốn đánh giá SIR hơn là đo SIR tuy nhiên sự thay đổi của SIR là không tuyến tính, mạch lọc Kalman phải được mở rộng [2]. Trong phần nghiên cứu này để đạt được lời giải tối ưu cho bài toán điều khiển công suất ngẫu nhiên, chỉ giả sử phép đo SIR là quá trình ngẫu nhiên, hệ số liên kết giả sử là cố định trong nhóm điều khiển công suất (PCG) cho đơn giản.

KẾT LUẬN CHUNG

Quá trình nghiên cứu và thực hiện khóa luận đã thu được một số kết quả như sau:

- Về lý thuyết: Khóa luận đưa ra những kiến thức chung nhất và cơ bản nhất về thông tin di động cũng như xu hướng phát triển lên thế hệ ba. Trong đó dành nhiều thời gian cho việc tìm hiểu về kênh truyền và những đánh giá quan trọng về kênh vô tuyến trong thông tin di động thế hệ ba. Từ đó thấy rằng việc điều khiển công suất đóng góp phần quan trọng cho hệ thống hoạt động hoàn hảo hơn. Có nhiều phương pháp để điều khiển công suất nhưng trong khóa luận tôi đã tập trung nghiên cứu một phương pháp đó là “phương pháp ngẫu nhiên làm tối thiểu phương sai” và tìm ra được cách áp dụng vào bài toán cụ thể.
- Về thực nghiệm: Đã học hỏi, thực hành với Matlab nhằm xây dựng được các thuật toán tính toán tạo ra các mã, tính xác suất lỗi bit, mô phỏng cho thuật toán điều khiển công suất.

Trong thời gian nghiên cứu tiếp theo, tôi hy vọng có thể thực hiện được các tính toán cụ thể hơn và tối ưu hơn nữa.

PHỤ LỤC – Mã nguồn các chương trình

```

%-----
% Chương trình tính toán tạo chuỗi Gold
%-----

%Chương trình tạo ra 1 chuỗi Gold tu cac cap chuỗi m phu hop
%Cac chuỗi m phai co cung chu ki  $N=2^n-1$ 
%Va cac chuỗi m nay phai la 1 so le
disp('Cac chuỗi-m phu hop la cac chuỗi co m le ');
m=input('Nhap bac cua tin hieu gia ngau nhien m = '); %Bac cua đa thức sinh
disp('Nhap cac chi so cua đa thức sinh ( Chi la 0 hoac 1): ')
D=2^m-1;
for id=1:m+1
    g1(id)=input('g1=');
end
%m la so trigo can dung=bac PN
x=dayGNN(m,D,g1);
disp('Nhap chi so cua đa thức sinh thu 2');
for id=1:m+1
    g2(id)=input('g2=');
end
y=dayGNN(m,D,g2);
disp('cac thanh phan cua chuỗi Gold : ');
x
for k=0:D-1
    y1=xor(x,dichvong(y,k))
end

%-----
% Chương trình tạo hàm Wash.
%-----

% Tao ma tran Hadamard
N=input('Bam muon tao ham Wash bac bao nhieu (phai la so mu cua 2) N=');
a=hadamard(N);
for i=1:N
    for j=1:N
        if a(i,j)==1
            a(i,j)=0;
        else
            a(i,j)=1;
        end
    end
end
end

```

```

disp('Ham Walsh :');

%-----
% Chương trình tạo chuỗi Kasami.
%-----

m=input('Nhap bac cua tin hieu gia ngau nhien m = '); %Bac cua da thuc sinh
disp('Nhap cac chi so cua da thuc sinh ( Chi la 0 hoac 1): ')
D=2^m-1;
for id=1:m+1
    g(id)=input('g=');
end
%m la so trigo can dung=bac PN
x=dayGNN(m,D,g)
dd=2^(m/2)-1; %Chu ky cua chuoai y
s=2^(m/2)+1; %so chuoai x ma y lay mau
y=zeros(1,D);
k=1;
x1=x;
for jd=1:s
    x1=[x1 x];
end
for id=1:D
    y(1,id)=x1(1,k);
    k=k+5;
end
y1=xor(x,y)
t=2^(m/2)-2; %So dich vong
a=2^(m/2)-2;
for t=1:a
    disp('X xor dichvong(y) = ');
    xor(x,dichvong(y,t))
end

%-----
% Chương trình tạo dãy giả ngẫu nhiên.
%-----

m=input('Nhap bac cua tin hieu gia ngau nhien m = ');
N=2^m-1
%m la so trigo can dung=bac PN
D=input('ban can tin hieu gia ngau nhien co do dai la bao nhieu bit ? , D = ');
disp('Thiet lap trang thai ban dau cua cac trigo');

```

```

MatranPN=zeros(D,m);
%Khoi tao trang thai ban dau cho cac trigo
%Nen chon trang thai xen ke 1 0 1 0 1 0 1 0....
for i=1:m
    MatranPN(1,:)=1;
end
Khoi_tao=MatranPN(1,:)
for i=1:(D-1)
    for j=1:(m-1)
        MatranPN(i+1,1)=xor(MatranPN(i,4),MatranPN(i,5));%Khoi tao tiep
%nhung hang con lai cua ma tran
        %Chi voi nhung bit dau sau do se duoc dich dan sang phai
        %Voi gia thiet tin hieu phan hoi ve trigo 1 duoc lay tu trigo 4&5
        %Tuc la D1=D4 xor D5
        MatranPN(i+1,j+1)=MatranPN(i,j);
        %Thuc hien ghi dich moi khi co xung nhip tac dong
    end
end
%Tuy theo tung loai da thuc sinh ung voi cac cac bac cua tin hieu GNN khac nhau ma
ta co cac vi tri de lay XOR phan hoi khac nhau
%VD Voi tin hieu GNN bac 5 : m=5 thi de tao ra tin hieu gia ngau nhien ta
%co the lay D1=D4 xor D5 ,Day la tinh nguyen tac cua chuoai GNN
bang_chan_li_cua_he_thong=MatranPN
disp('Tin hieu gia ngau nhien duoc phat ra :');
dayGNN=(MatranPN(:,m))'
%Tin hieu GNN duoc lay tu loi ra cua trigo D thu 2

%-----
% Chương trình tính toán thực hiện điều khiển công suất.
%-----

% So nguoi su dung N
N=10;
p_g=2;    %Tinh theo dB
p_gain=10^(p_g/10);
SIR_tar=7;
SIR_target=10^(SIR_tar/10);
Pmin=0.0063;    %Wat
Pmax=2;    %Wat
t=0:0.625:200;
P=zeros(N,length(t));
P(:,1)=Pmin;% Cong suat phat ban dau cua tat ca nguoi dung deu bang nhau va bang
Pmin
for id=1:length(t)
    SIR_tot=0;

```

```

for jd=1:N
    SIR(jd)=10*rand;    %o dang dB
    if SIR(jd)<SIR_tar
        SIR(jd)=SIR(jd) + 0.97*(SIR_tar-SIR(jd));
    else
        SIR(jd)=SIR(jd) - 0.97*(SIR(jd)-SIR_tar);
    end
    SIR_in(id,jd)=10^(SIR(jd)/10);
    SIR_tot=SIR_tot+SIR(jd);
end
SIR_ave(id)=(1/N)*SIR_tot;
end
SIR_ave;
plot(t,SIR_ave);
xlabel('t (voi cac buoc 0.625ms)');
ylabel('SIR trung binh cua tat ca nguoi dung');
figure(2);
SIR_inv=SIR_in';
for id=1:N
    for jd=2:length(t)
        if P(id,jd-1)<Pmax
            P(id,jd)=P(id,jd-1)+1.4*(SIR_target-SIR_inv(id,jd-1));
        else
            P(id,jd)=P(id,jd-1)+0.02*(SIR_target-SIR_inv(id,jd-1));
        end
    end
end
end
plot(t,P(1,:),'-',t,P(2,:),':',t,P(3,:))
legend('Nguoi dung 1','Nguoi dung 2','Nguoi dung 3');
xlabel('t (voi cac buoc 0.625ms)');
ylabel('Cong suat phat may di dong (W)');
%-----
%Chương trình đo xác suất lỗi bit.
%-----

function [p]=doxsloi(SNRindB,Lc,A,w0)
    SNR=10^(SNRindB/10); %Doi lai dang so do SNR khi nhap la dang dB
    sigma=1;
    Eb=2*sigma*SNR;    %muc tin hieu yeu cau de dat dc ti so tin tren tap cho truooc
    E_chip=Eb/Lc;    %Nang luong chip
    N=1000;    %So bit truyen
    num_of_err=0;
    for id=1:N
        temp=rand;    % temp= mot gia tri ngau nhien bat ky <1
        if (temp<0.5)

```

```

    data=-1;
else
    data=1;
end
for jd=1:Lc
    repeat_data(jd)=data;
    temp=rand;
    if temp<0.5
        PN_seq(jd)=-1;
    else
        PN_seq(jd)=1;
    end
end
end
%Tin hieu truyen
trans_sig=sqrt(E_chip)*repeat_data.*PN_seq;
%AWGN voi phuong sai sigma^2
noise=sigma*randn(1,Lc);
%Nhieu
m=(id-1)*Lc+1:id*Lc;
interference=A*sin(w0*m);
%Tin hieu nhan
rec_sig=trans_sig+noise+interference;
%Xac dinh phuong sai tu tin hieu nhan
temp=rec_sig.*PN_seq
decision_variable=sum(temp);
%Lam quyet dinh
if (decision_variable<0)
    decision=-1;
else
    decision=1;
end

if (decision~=data)
    num_of_err=num_of_err+1;
end
end

%Xac suat loi do duoc
p=num_of_err/N;
%-----
%Mô phỏng trải phổ trực tiếp
%-----
Lc=20;    %so chip/bit
A1=2;    %Cac bien do nhieu hinh sin
A2=7;

```

```
A3=12;
A4=0;
w0=1;          %tan so cua nhieu tinh = Radian
SNR_in_dB=0:2:30;
for id=1:length(SNR_in_dB)
    %Do toc do loi bit
    loi1(id)=doxsloi(SNR_in_dB(id),Lc,A1,w0);
    loi2(id)=doxsloi(SNR_in_dB(id),Lc,A2,w0);
    loi3(id)=doxsloi(SNR_in_dB(id),Lc,A3,w0);
    loi4(id)=doxsloi(SNR_in_dB(id),Lc,A4,w0);
end
semilogy(SNR_in_dB,loi1,SNR_in_dB,loi2,'-
.',SNR_in_dB,loi3,'*',SNR_in_dB,loi4,':')
legend('Xs loi khi co nhieu hinh sin thu 1','Xs loi khi co nhieu hinh sin thu 2','Xs loi
khi co nhieu hinh sin thu 3','Xs loi khi ko co nhieu song hinh sin');
```


Tài liệu tham khảo

Tiếng Anh

- [1] A.Hamid Aghvami, Lin Wang, and Williams G.Chambers, “*Capacity Estimation of SIR-based Power Controlled CDMA Cellular Systems in Presence of Power Control Error*”, Centre for Telecommunications Research King’SIR College London, UK, 2000.
- [2] A. Andrews, M. Grewal, “*Kalman Filter – Theory and Practical*”, Prentice-Hall, NJ, 1993.
- [3] Sounmya Das, Sachin Ganu, Natalia Rivera, Ritabrata Roy, “*Performance Analysis of Downlink Power Control in CDMA Systems*”, 2002.
- [4] A. Germani, G. Mavelli, “*Optimal Quadratic Solution for the non-Gaussian finite-horizon Regulator Problem*”, Systems & Control letters, Vol.38, pp.321-331, 1999.
- [5] Savo G. Glisic, “*Adaptive WCDMA: Theory and Practice*”, 2003
- [6] Andrea Goldsmith, Tim Hoolliday, Peter Glynn, “*Optimal Power Control for CDMA Systems in the Wideband Limit*”, 2002.
- [7] Vesa Hasu, “*Eigenvalue Approach to Joint Power Control and Beamforming for CDMA Systems*”, Helsinki University of Technology, 1999.
- [8] H.Kwakernaak, R.Sivan, “*Linear Optimal Control Systems*”, Wiley, 1972.
- [9] Adit Kurniawan, “*Predictive Power Control in CDMA Systems*”, February 2003.
- [10] Xiangfang Li, Zoran Gajic, “*An Improved SIR-based Power Control for CDMA Systems using Steffensen Iterations*”, 2000
- [11] Ling Lv, Shihua Zhu, Yonggang Wang, “*A Distributed Power Control Algorithm for Wideband CDMA Cellular Mobile Systems*”, National Science Foundation of China under Grant, No.69672017,
- [12] Lijun Qian, Zoran Gajic, “*Variance Minimization Stochastic Power Control in CDMA systems*”, November 4, 2002.

- [13] D.Ramakri, N.Mandayam, R.Yates, “*Subspace Based Estimation of the Signal-to-Interference for CDMA Cellular Systems*”, Proc.IEEE 47th Vehicular Technology Conference, May, 1997.
- [14] Theodore S.Rappaport, “*Wireless Communication*”, The institute of electrical and electronics engineer New York, New York
- [15] Man Young Rhee, “*CDMA Cellular Mobile Communication and Network Security*”, Prentice Hall PTR, 1998.
- [16] R.D.Yates and S.Ulukus, “*Stochastic Power Control for Cellular radio systems*”, IEEE Transactions on Communications, vol.46, No.6, June 1998.

Tiếng Việt

- [17] Nguyễn Quốc Bình, “*Các hệ thống thông tin hiện nay trình bày thông qua sử dụng Matlab*”, NXB Học Viện Kỹ Thuật Quân Sự, 2003.
- [18] Nguyễn Phạm Anh Dũng, “*Giáo trình thông tin di động*”, NXB Bưu Điện, 6/2002.
- [19] Nguyễn Phạm Anh Dũng, “*CDMA one và CDMA 2000*”, NXB Bưu Điện, 7/2003.
- [20] Nguyễn Phạm Anh Dũng, “*Giáo trình thông tin di động thế hệ ba*”, NXB Bưu Điện, 3/2004.
- [21] Nguyễn Hoàng Hải, “*Lập trình Matlab*”, NXB Khoa Học Kỹ Thuật, 2003.
- [22] Nguyễn Việt Kính, “*Thông tin không dây – Nguyên tắc và thực hành*”, NXB Đại Học Quốc Gia Hà Nội, 1999.
- [23] Vũ Đức Thọ, “*Thông tin di động số*”, NXB Giáo Dục, 1997.
- [24] *Tạp chí PCWorld Việt Nam*, 8/2002.

MỤC LỤC

Thuật ngữ viết tắt

Mở đầu.....	1
CHƯƠNG 1. KHÁI QUÁT CHUNG.....	8
1.1 Lịch sử phát triển thông tin di động	8
1.2 Những đặc thù cơ bản của thông tin di động	10
1.3 Một số tính năng đạt được trong hệ thống thế hệ thứ hai và ba	10
CHƯƠNG 2. HỆ THỐNG THÔNG TIN DI ĐỘNG THẾ HỆ BA (CDMA).....	12
2.1 Đặc điểm của hệ CDMA	12
2.1.1 Vùng phủ sóng của CDMA	14
2.1.2 Cấu trúc của kênh CDMA	14
2.1.3 Xử lý cuộc gọi	18
2.1.3.1 Xử lý cuộc gọi tại máy di động.....	18
2.1.3.2 Xử lý cuộc gọi trạm cơ sở.....	19
2.2 Trải phổ trong hệ thống thông tin di động CDMA	20
2.2.1 Các hệ thống thông tin trải phổ	20
2.2.2 Mã giả tạp âm.....	22
2.2.2.1 Chuỗi m.....	22
2.2.2.2 Các thuộc tính của chuỗi m.....	28
2.2.3 Các chuỗi Gold.....	29
2.2.4 Các chuỗi Kasami.....	31
2.2.5 Các hàm trực giao.....	32
2.2.6 Các hệ thống DSSS-BPSK.....	33
2.2.6.1 Máy phát DSSS-BPSK	33
2.2.6.2 Máy thu DSSS-BPSK	35
2.2.6.3 Mật độ phổ công suất (PSD).....	36
2.2.6.4 Độ lợi xử lý G_p	38
2.2.7 Các hệ thống DSSS-QPSK	38
2.2.7.1 Điều chế	38
2.2.7.2 Giải điều chế	39
2.2.8 Hiệu năng của hệ thống DSSS	40

2.2.8.1	Ảnh hưởng của tạp âm trắng và nhiễu gây nghẽn	40
2.2.8.2	Ảnh hưởng của nhiễu và truyền đa tia	42
2.3	Các kỹ thuật xử lý số và truyền dẫn ở hệ thống thông tin di động thế hệ ba ..	45
2.3.1	Sơ đồ khối của một thiết bị thu phát vô tuyến số	45
2.3.1.1	Sơ đồ khối chung	45
2.3.1.2	Sơ đồ khối của máy thu/phát.....	46
2.3.2	Máy thu RAKE.....	47
2.3.3	Điều khiển công suất	49
CHƯƠNG 3. ĐIỀU KHIỂN CÔNG SUẤT TRONG CDMA		50
3.1	Tại sao phải điều khiển công suất.....	50
3.2	Điều khiển công suất vòng hở (OPC).....	50
3.3	Điều khiển công suất vòng kín	51
3.4	Một vài phương pháp điều khiển công suất cho mô hình cụ thể.....	54
3.5	Phương pháp ngẫu nhiên làm tối thiểu phương sai [12	56
3.5.1	Giới thiệu phương pháp.....	56
3.5.2	Nội dung phương pháp và một số kết quả mô phỏng	57
3.5.3	Mở rộng kết quả và phân tích.....	63
3.5.4	Kết luận và thảo luận.....	64
Kết luận chung.....		60
Tài liệu tham khảo		
Phụ lục – Mã nguồn các chương trình		