

การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกดสำหรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ



ร้อยตรี ตวีรัตน์ เมตต์การุณจิต

สถาบันวิทยบริการ

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2545

ISBN 974-17-1996-5

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

SUPPRESSED CARRIER INTERFEROMETRY FOR DS-CDMA SYSTEM



Second Lieutenant Triratana Metkarunchit

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements  
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2002

ISBN 974-17-1996-5

หัวข้อวิทยานิพนธ์                      การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกดสำหรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ  
โดย    ร้อยตรี ตรีรัตน์ เมตต์การุณจิต  
สาขาวิชา                                    วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา                          ศาสตราจารย์ ดร.ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคลการ

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร. สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ศาสตราจารย์ ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคลการ)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. วาทีต เบญจพลกุล)

..... กรรมการ  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ)

สภามหาวิทยาลัย  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตรีรัตน์ เมตต์การุณจิต : การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกดสำหรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ.  
(SUPPRESSED CARRIER INTERFEROMETRY FOR DS-CDMA SYSTEM) อ. ที่ปรึกษา :  
ศ. ดร.ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคลการ, 77 หน้า. ISBN 974-17-1996-5.

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้วิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแม่แบบ Hadamard กับแบบ การแทรกสอดของคลื่นพาห้ (Carrier Interferometry : CI) ในโดเมนเวลา เพื่อที่จะนำไปปรับปรุง สมรรถนะของระบบ ซีไอ/ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ (CI/DS-CDMA) ในข่ายเชื่อมโยงไปหน้า (forward link) ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง (fading channel) ในแง่ของความซับซ้อน และจำนวนผู้ใช้งานในระบบที่มีผล ต่อคุณภาพของการบริการที่แบ่งเป็นชั้นบริการ (Class of Service) เนื่องจากผู้ใช้แต่ละรายมีจำนวน ไตเวอร์ซิตีเชิงความถี่ไม่เท่ากัน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบใหม่ที่ เรียกว่า "การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกด (Suppressed Carrier - Interferometry : SC-I)" และได้ออกแบบระบบ DS-CDMA ที่ใช้การปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I ทั้งวงจรมอดูเลตที่เลือกรหัสแม่ และวงจรมอดูเลต

จากผลการวิจัย พบว่าระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอสามารถปรับให้ผู้ใช้แต่ละรายในระบบมีสมรรถนะในแง่ของอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน และระบบที่นำเสนอมีสมรรถนะที่ดีกว่าระบบ CI/DS-CDMA มากในการส่งคลื่นสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ทั้งในกรณีที่เครื่องรับมีการชิงโครโนซิสมมูรนต์ กรณีที่เกิดเฟสจิตเตอร์ (phase jitter) และกรณีที่ได้รับออฟเซตเชิงความถี่ (frequency offset) โดยระบบ SC-I/DS-CDMA ต้องการค่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณต่อกำลังของสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA ประมาณ 5 dB เมื่ออัตราความผิดพลาดบิตของทั้งสองระบบเท่ากับ  $10^{-3}$  นอกจากนี้ระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอสามารถลดความซับซ้อนที่ภาครับและภาคส่ง ในขั้นตอนของการแปลง ฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) และสามารถลดจำนวนค่าถ่วงน้ำหนัก (weight) ลงได้ครึ่งหนึ่ง สำหรับระบบที่ให้การรวมกันเชิงความถี่แบบค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองต่ำที่สุด (Minimum Mean Square Error Combining : MMSEC) ที่ภาครับของระบบ

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

ปีการศึกษา 2545

# # 4370302421: MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: DIRECT SEQUENCE - CODE DIVISION MULTIPLE ACCESS / CARRIER INTERFEROMETRY /  
FADING CHANNEL / MINIMUM MEAN SQUARE ERROR COMBINING / FREQUENCY DIVERSITY

TRIRATANA METKARUNCHIT: THESIS TITLE. (SUPPRESSED CARRIER  
INTERFEROMETRY FOR DS-CDMA SYSTEM) THESIS ADVISOR: PROF.DR. PRASIT  
PRAPINMONGKOLKARN, 77 pp. ISBN 974-17-1996-5

This thesis analyzed the cross correlation between the Hadamard spreading code and carrier interferometry in time domain for improving performance of Carrier Interferometry DS-CDMA (CI/DS-CDMA) system. Performance of the system is based on complexity and number of users which affect the quality of service (QoS) in each class of service. A novel suppressed carrier interferometry chip shaping was proposed and applied in DS-CDMA system for both transmitter, which has spreading code selection, and receiver.

It is found from the research results that the proposed SC-I/DS-CDMA system can equally effect QoS of each user. In this thesis the receiver considers three cases, firstly, the case of perfect synchronization, secondly, the case with phase jitter and thirdly the case with frequency offset. For signal transmission in fading channel, based on bit error probability, the proposed SC-I/DS-CDMA gives much higher performance than CI/DS-CDMA system. By fixing bit error rate at  $10^{-3}$ , signal-to-noise ratio required by the proposed SC-I/DS-CDMA system is less than that required by CI/DS-CDMA system for 5 dB. In addition, the proposed SC-I/DS-CDMA can reduce the complexity at the transmitter and receiver in FFT stage. Moreover, it can reduce the number of weight functions used by MMSEC frequency combining receiver, for 50%.

Department.....Electrical Engineering.....Student's signature.....

Field of study.....Electrical Engineering.....Advisor's signature.....

Academic year 2002

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลุล่วงไปด้วยความช่วยเหลืออย่างดีจาก ศาสตราจารย์ ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒน์มงคล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งท่านได้ให้คำแนะนำตลอดจนข้อคิดเห็นต่างๆ ตลอดเวลาในการทำวิจัยด้วยดีตลอดมา ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณ พี่ๆ และเพื่อนๆ ในห้องปฏิบัติการวิจัยโทรคมนาคม และห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล ที่ได้ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์และกำลังใจตลอดระยะเวลาที่ทำการวิจัย ขอขอบคุณ ร้อยเอก เอกพงศ์ แผงกุล ที่ได้ให้คำปรึกษา และช่วยเหลือในงานวิจัยด้วยดีตลอดมา

สุดท้ายนี้ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุน และให้กำลังใจแก่ผู้วิจัยตลอดจนสำเร็จการศึกษา



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง .....	ญ
สารบัญรูป .....	ฎ
บัญชีคำศัพท์ .....	ฐ
บทที่	
1 บทนำ .....	1
1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สาย CDMA .....	2
1.2 ระบบ DS-CDMA .....	3
1.3 ระบบ MC-CDMA (Multicarrier CDMA) .....	4
1.4 ระบบ CI/DS-CDMA (Carrier Interferometry DS-CDMA) .....	5
1.5 คุณภาพของการบริการและความซับซ้อนของระบบ CI/DS-CDMA .....	6
1.6 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ .....	7
1.7 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์ .....	7
1.8 ขอบเขตวิทยานิพนธ์ .....	8
1.9 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	8
1.10 ขั้นตอนการดำเนินงาน .....	8
2 ทฤษฎีทั่วไป .....	10
2.1 ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง .....	10
2.1.1 แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้น .....	11
2.1.2 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ .....	13
.....	
2.1.3 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading) .....	14
2.2 แบบจำลองระบบ DS-CDMA .....	15
2.2.1 แบบจำลองระบบ DS-CDMA ด้านส่ง .....	15

บทที่	หน้า
2.2.2	แบบจำลองระบบ DS-SS-SSSS ด้านรับ ..... 16
2.3	แบบจำลองระบบ CI/DS-SSSS ..... 18
2.3.1	หลักการและทฤษฎี Carrier Interferometry ที่นำมาใช้ในระบบ CI/DS-SSSS ..... 18
2.3.2	แบบจำลองระบบ CI/DS-SSSS ด้านส่ง ..... 21
2.3.3	แบบจำลองระบบ CI/DS-SSSS ด้านรับ ..... 23
3	การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกดสำหรับระบบ DS-SSSS ..... 27
3.1	การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างรหัส Hadamard และรหัส CI ในสัญญาณ ที่ภาคส่งของระบบ CI/DS-SSSS ..... 27
3.2	การปรับรูปคลื่นของชิปแบบ Suppressed Carrier-Interferometry (SC-I) ..... 37
3.3	แบบจำลองภาคส่งของระบบ SC-I/DS-SSSS ..... 39
3.4	แบบจำลองภาครับของระบบ SC-I/DS-SSSS ..... 41
3.5	ผลการแปลงฟูริเยร์ กับความซับซ้อนของระบบ SC-I/DS-SSSS ..... 46
3.5.1	ความซับซ้อนของวิธีการปรับรูปคลื่นชิปแบบ SC-I ..... 47
3.5.2	ความซับซ้อนของเครื่องรับชิปในระบบ SC-I/DS-SSSS ..... 48
4	ผลการทดสอบ ..... 49
4.1	วิธีการจำลองระบบ ..... 49
4.2	ผลการจำลองระบบในกรณีที่เครื่องรับมีการชิงโครโมสเฟสถูกต้องแม่นยำ ..... 50
4.2.1	อัตราความผิดพลาดบิต ..... 50
4.2.2	ความจุของระบบ (จำนวนผู้ใช้) ..... 53
4.3	ผลการจำลองระบบในกรณีที่เครื่องรับมีเฟสจิตเตอร์ ..... 57
4.4	ผลการจำลองระบบในกรณีที่เครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่ ..... 60
4.5	ความซับซ้อนของระบบ ..... 64
4.5.1	ความซับซ้อนที่วงจรมอดูเลต ..... 64
4.5.2	ความซับซ้อนที่วงจรมอดูเลต ..... 65



บทที่		หน้า
5	สรุปผลการจำลองระบบและข้อเสนอแนะ .....	67
	5.1 สรุปผลการจำลองระบบ .....	67
	5.2 ข้อเสนอแนะ .....	68
	เอกสารอ้างอิง .....	69
	ภาคผนวก .....	71
	ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	77



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างลำดับที่ของรหัส Hadamard กับความยาวชิปที่น้อยที่สุด $d$ .....	29
ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างลำดับของคลื่นพาห้ $n$ ที่มีสัญญาณข้อมูลกับลำดับของผู้ใช้ $k$ โดยมีความยาวของรหัส Hadamard $N = 32$ .....	34
ตารางที่ 4.1 การจำแนกกลุ่มผู้ใช้สำหรับระบบ CI/DS-CDMA ที่ใช้ในการการจำลองระบบดังรูปที่ 4.2 .....	52
ตารางที่ 4.2 การจัดสรรรหัสแฉ่ให้กับผู้ใช้สำหรับระบบ CI/DS-CDMA ที่ใช้ในการจำลองระบบดังรูปที่ 4.3.....	54
ตารางที่ 4.3 การจัดสรรรหัสแฉ่ให้กับผู้ใช้สำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ใช้ในการจำลองระบบดังรูปที่ 4.4.....	54
ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบ ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ และความซับซ้อนของวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ CI และ SC-I .....	64
ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบ ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ และระดับความซับซ้อนของการใช้ FFT กับจำนวนค่าถ่วงน้ำหนักในขั้นตอนของวิธี MMSEC ระหว่างระบบ CI/DSCDMA และ SC-I/DS-CDMA .....	65

## สารบัญรูป

รูปประกอบ	หน้า
รูปที่ 2.1 ตัวอย่าง Multipath Delay Profile .....	12
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการวัดค่าของ $\tau_{rms}$ กับกราฟของ power delay profile ภายในอาคาร	13
รูปที่ 2.3 การตอบสนองของอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ .....	14
รูปที่ 2.4 การตอบสนองของอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ flat fading .....	14
รูปที่ 2.5 แบบจำลองระบบ DS-CDMA ด้านส่ง .....	15
รูปที่ 2.6 กำลังเชิงสเปกตรัมในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณในระบบ DS-CDMA .....	16
รูปที่ 2.7 เครื่องรับแบบ RAKE สำหรับระบบ DS-CDMA .....	17
รูปที่ 2.8 สัญญาณ Carrier Interferometry $c(t)$ ( $N=16$ ) .....	19
รูปที่ 2.9 เอนVELOPEของสัญญาณ Carrier Interferometry $c(t)$ ( $N=16$ ) .....	19
รูปที่ 2.10 เอนVELOPEของรูปคลื่น $c(t)$ ที่ถูกเลื่อนเวลาออกไปในตำแหน่งที่เจาะจงไว้ ทำให้เอนVELOPE ระหว่างสัญญาณตั้งฉากกันในโดเมนเวลา .....	20
รูปที่ 2.11 รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ CI ( $A = \sqrt{1/N} \cdot \sqrt{2/T_s}$ , $T_s = 20$ ) .....	22
รูปที่ 2.12 สเปกตรัมเชิงความถี่ของชิปพัลส์แบบ CI ( $\Delta\theta_i = 2\pi/N$ ) .....	22
รูปที่ 2.13 วงจรภาคส่งของระบบ CI/DS-CDMA (สำหรับผู้ใช้ลำดับที่ $k$ ) .....	23
รูปที่ 2.14 วงจรภาครับสำหรับชิปลำดับที่ $m$ ของระบบ CI/DS-CDMA .....	24
รูปที่ 2.15 โครงสร้างวงจรภาครับของระบบ CI/DS-CDMA .....	24
รูปที่ 3.1 ตัวอย่าง Hadamard เมตริกซ์ขนาด $8 \times 8$ กับคุณสมบัติพิเศษของเมตริกซ์ย่อย $H_d$ ความยาว $d$ .....	28
รูปที่ 3.2 รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ SC-I ( $A = 1$ , $N = 16$ , $T_s = 20$ ) บนโดเมนเวลา	37
รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของรูปคลื่นชิปพัลส์แบบ SC-I บนโดเมนความถี่ .....	37
รูปที่ 3.4 วงจรภาคส่งของระบบ SC-I/DS-CDMA .....	41
รูปที่ 3.5 สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกสำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA .....	41
รูปที่ 3.6 โครงสร้างวงจรภาครับของระบบ SC-I/DS-CDMA .....	42
รูปที่ 3.7 วงจรภาครับสำหรับชิปลำดับที่ $m$ ของระบบ SC-I/DS-CDMA .....	43
รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยทั้งสามระบบ .....	51
รูปที่ 4.2 อัตราความผิดพลาดบิตที่แยกเฉลี่ยในแต่ละกลุ่มผู้ใช้สำหรับระบบ CI/DS-CDMA .....	53

## สารบัญญรูป (ต่อ)

๘

รูปประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น โดยใช้การจัดสรรลำดับรหัสแฉ่ให้กับผู้ใช้ เป็นแบบที่ 1 (ตามตารางที่ 4.2).....	56
รูปที่ 4.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น โดยใช้การจัดสรรลำดับรหัสแฉ่ให้กับผู้ใช้เป็นแบบที่ 2 (ตามตารางที่ 4.3).....	56
รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้รับผลกระทบจากเฟสจิตเตอร์ .....	58
รูปที่ 4.6 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้รับผลกระทบจากเฟสจิตเตอร์ .....	58
รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทั้งสองระบบ โดยมีค่า $\rho = 30$ .....	59
รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทั้งสองระบบ โดยมีค่า $\rho = 10$ .....	59
รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SC-I/DS-CDMA เมื่อมีออฟเซตเชิงความถี่	61
รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยระหว่างผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ CI/DS-CDMA เมื่อได้รับผลกระทบของ ออฟเซตเชิงความถี่ .....	61
รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อเครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่ $\Delta = 0.1$ .....	62
รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อเครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่ $\Delta = 0.2$ .....	62
รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อแยกเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตตามกลุ่มผู้ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA เมื่อเครื่องรับได้รับออฟเซตเชิงความถี่ .....	63

## บัญชีคำศัพท์

การกระโดดเปลี่ยนความถี่	Frequency hopping ย่อว่า FH
การกระโดดเปลี่ยนเวลา	Time hopping ย่อว่า TH
การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส	Code division multiple access ย่อว่า CDMA
การจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง	Direct sequence ย่อว่า DS
การแทรกสอดคลื่นพาห้	Carrier interferometry ย่อว่า CI
การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกด	Suppressed carrier - interferometry ย่อว่า SC-I
การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์	Inter symbol interference ย่อว่า ISI
การบังสัญญาณ	Shadowing
การปรับรูปคลื่นชิป	Chip shaping
การรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด	Maximal Ratio Combining ย่อว่า MRC
การสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง	Direct sequence-code division multiple access ย่อว่า DS-SS-CDMA
สายเชื่อมโยงไปหน้า	Forward link
ค่าถ่วงน้ำหนัก	Weight
คุณภาพของการบริการ	Quality of service ย่อว่า QoS
คลื่นพาห้เชิงตั้งฉากปกติ	Orthonormal carrier
ความกว้างแถบ	Bandwidth
ความกว้างแถบแบบร่วมนัย	Coherence bandwidth
ช่วงเวลาสัญลักษณ์	Symbol duration

ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่	Frequency non-selective fading channel
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่	Frequency selective fading channel
ช่องสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งช้าแบบเลือกความถี่	Frequency selective slowly Rayleigh fading channel
ชิป	Chip
ไดเวอร์ซิตีเชิงความถี่	Frequency diversity
ตัวดำเนินการ	Operation
แถบกว้าง	Wideband
แถบความถี่	Frequency band
แถบแคบ	Narrowband
ผลการแปลงกลับฟูรีเยร์แบบเร็ว	Inverse fast fourier transform
	ย่อว่า IFFT
ผลการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว	Fast fourier transform
	ย่อว่า FFT
พูข้าง	Side lobes
พูคลื่นหลัก	Main lobes
ฟังก์ชันสหสัมพันธ์เชิงความถี่	Frequency correlation function
เฟดดิ้งแบบราบ	Flat fading
เฟดดิ้งระยะยาว	Long-term fading
เฟดดิ้งระยะสั้น	Short-term fading
เฟดดิ้งหลายวิถี	Multipath-fading
เฟสจิตเตอร์	Phase jitter
เฟสล็อกกลุ๊ป	Phase locked loop
รหัสแผ่	Spreading code
รากของกำลังสองเฉลี่ย	Root mean square
ลำดับชั้นของการบริการ	Class of service
ลำดับลายมือชื่อ	Signature sequence
วิธีการรวมกันแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย	Minimum mean square error combining
ที่ดีที่สุด	ย่อว่า MMSEC
สถานีเคลื่อนที่	Mobile stations
สถานีฐาน	Base station

สเปกตรัม	Spread spectrum
สภาวะตั้งฉาก	Orthogonal
สหสัมพันธ์ข้าม	Cross-correlation
สัญญาณรบกวนขาว	White noise
ออฟเซตเชิงความถี่	Frequency offset
อัตราขยายประมวลผล	Processing gain
อัตราขยายเฟดดิ้ง	Fading gain
อัตราความผิดพลาดบิต	Bit error rate
อัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณแทรก- สอด	Signal to interference ratio ย่อว่า SIR
อัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	Signal to noise ratio ย่อว่า SNR
อัตสหสัมพันธ์	Autocorrelation
อัลกอริทึม	Algorithm

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# บทที่ 1

## บทนำ

ในปัจจุบันมีความต้องการใช้งานการสื่อสารไร้สายสูงมาก ซึ่งเห็นได้จากสถิติการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่มีจำนวนเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วตั้งแต่ปี 2540 ถึงปี 2545 มีอัตราการขยายตัวของผู้ใช้ (subscribers) ทั่วโลก โดยเฉลี่ย 47 เปอร์เซ็นต์ ต่อปี [1] ดังนั้นผู้ประกอบการอุตสาหกรรมทางด้าน การสื่อสารไร้สายต้องหาทางตอบสนองความต้องการที่เพิ่มขึ้นของลูกค้า เพื่อที่จะทำให้ผู้ใช้จำนวนมากสามารถใช้ ช่องสัญญาณสื่อสารร่วมกันอย่างมีประสิทธิภาพ และยังคงขยายสถานีลูกข่ายให้เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แถบความถี่ (frequency band) มีจำกัด หนึ่งในวิธีที่จะแก้ข้อจำกัดคือเทคโนโลยีในการเข้าถึงหลายทาง วิธีเข้าถึงหลายทางพื้นฐานคือ การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่ และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา วิธีการทั้งสองนี้ ผู้ใช้แต่ละรายในระบบจะถูกแบ่งแยกจากกันด้วยความกว้างแถบ หรือช่วงเวลาในการส่งตามลำดับ เนื่องจากความไม่แน่นอนของช่องสัญญาณทำให้วิธีการเข้าถึงหลายทางนี้มีข้อจำกัด รวมทั้งความต้องการความจุของระบบที่เพิ่มขึ้น จึงทำให้มีการพัฒนารูปแบบของการเข้าถึงหลายทางอีกแบบหนึ่ง คือการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access) ที่นิยมเรียกว่า CDMA

ระบบ CDMA สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ประเภทคือได้แก่ แบบจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence, DS) แบบการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping : FH) แบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time Hopping : TH) และแบบมอดูเลตไฮบริด (Hybrid Modulation: HM) [2] ในวิทยานิพนธ์นี้เน้นเฉพาะระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence-Code Division Multiple Access : DS-CDMA) เนื่องจากเป็นประเภทที่นิยมใช้ในเชิงพาณิชย์และยังเป็นหนึ่งในมาตรฐานของแอร์-อินเตอร์เฟซในยุคที่สาม (W-CDMA)

เนื่องจากการส่งผ่านคลื่นสัญญาณสำหรับระบบ DS-CDMA ผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ที่มีผลทำให้เครื่องรับมีสมรรถนะลดลง ไม่นานมาจึงนี้ได้มีการพัฒนาระบบ DS-CDMA โดยนำวิธีการแทรกสอดคลื่นพาห้ (Carrier Interferometry : CI) มาประยุกต์ใช้กับระบบ DS-CDMA ที่เรียกว่า “ระบบ ซีไอ/ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ” (Carrier Interferometry DS-CDMA : CI/DS-CDMA) ทำให้ได้คุณลักษณะคล้ายกับไดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ ซึ่งสามารถต่อสู้กับช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ โดยปกติระบบ CI/DS-CDMA จะมีสมรรถนะดีกว่าระบบ DS-CDMA แบบธรรมดา [3,4]



ในบทนี้จะแนะนำความเป็นมาของระบบ DS-CDMA MC-CDMA และ CI/DS-CDMA จากนั้นจะกล่าวถึงข้อดีของการปรับรูปคลื่นของซีบแบบ CI สำหรับระบบ DS-CDMA ที่เกี่ยวข้องกับคุณภาพของการบริการ และความซับซ้อนของเครื่องส่งกับเครื่องรับ จึงเป็นที่มาของวิทยานิพนธ์นี้ ส่วนสุดท้ายกล่าวถึงแนวทาง วัตถุประสงค์ ขอบเขตของวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนการดำเนินงาน ภาพรวมของแต่ละเนื้อหาแต่ละบทของวิทยานิพนธ์นี้

## 1.1 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบสื่อสารไร้สาย CDMA

เริ่มแรกของเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมกระจาย (spread spectrum) ได้ถูกนำมาใช้ในกองทัพสหรัฐอเมริกาและระบบนำทาง (navigation system) เทคนิคนี้ได้ถูกพัฒนาขึ้นมาเพื่อวัตถุประสงค์ด้านการรักษาความปลอดภัยของการสื่อสาร ซึ่งมีความทนทานต่อการถูกรบกวนโดยสัญญาณความถี่อื่นและการถูกดักจับจากฝ่ายตรงกันข้าม

ในปี 1949 John Pierce [5] ได้พัฒนาเทคนิค memorandom ซึ่งเป็นระบบที่มีการมัลติเพลกซ์คลื่นสัญญาณรหัสร่วมกันโดยไม่มีกริ่งโครโมสเฟอริก ระบบนี้จัดอยู่ในประเภทการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมกระจายกระโดดเปลี่ยนเวลา (time hopping spread spectrum multiple access) ในขณะเดียวกัน Claude Shannon และ Robert Pierce [6] ได้แนะนำแนวความคิด พื้นฐานของ CDMA โดยการอธิบายผลกระทบจากค่าเฉลี่ยของการแทรกสอดและคุณสมบัติของ CDMA ในปี 1950 De Rosa-Rogoff [5] ได้นำเสนอการมอดูเลตแบบสเปกตรัมกระจายแบบจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง และได้นำเสนอสมการ processing กับแนวความคิดในการมัลติเพลกซ์สัญญาณรบกวน ต่อมาในปี 1956 Price และ Green ได้วิจัยหาวิธีการต่อต้านผลกระทบของคลื่นสัญญาณหลายวิถีโดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE [5] ซึ่งเป็นวิธีที่ทำให้เครื่องรับสามารถรวมพลังงานของสัญญาณที่ส่งผ่านมาจากหลายวิถี

ในการประยุกต์ใช้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมกระจายในการสื่อสารแบบเซลลูลาร์ เริ่มต้นในปี 1978 โดย Cooper และ Nettleton [7] จนกระทั่งปี 1980 บริษัท QUALCOMM เป็นผู้ริเริ่มนำเทคนิค DS-CDMA มาใช้งานในเชิงพาณิชย์สำหรับการสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ และในปี 1993 Telecommunication Industry Association (TIA) ได้รับรองระบบ DS-CDMA เป็นมาตรฐานของแอร์ - อินเตอร์เฟซ (Air Interface) สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ ในยุคที่ 2 ที่มีชื่อเรียกว่า มาตรฐาน IS-95 โดยแต่ละช่องสัญญาณมีความกว้างแถบ 1.228 MHz

สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ในยุคที่ 1 นั้นเริ่มต้นในปี 1980 ซึ่งเป็นการสื่อสารแบบอานาล็อกโดยให้บริการด้วยเสียง โดยมีหลายมาตรฐานดังนี้ AMPS (Advanced Mobile Phone Service) เป็นมาตรฐานของประเทศสหรัฐอเมริกา TACS (Total Access

Communication System) เป็นมาตรฐานของประเทศอังกฤษ NMT (Nordic Mobile Telephone) เป็นมาตรฐานของประเทศแถบ Scandinavia และ NTT (Nippon Telephone and Telegraph) เป็นมาตรฐานในประเทศญี่ปุ่น

ในยุคที่ 2 ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์เป็นการสื่อสารแบบดิจิทัล โดยมีประสิทธิภาพการใช้แบนด์วิดท์เพิ่มขึ้นกว่าในยุคที่ 1 นอกจากนี้ยังสามารถให้บริการข้อมูลได้อีกด้วย โดยมีอยู่หลายมาตรฐานดังนี้ GSM (Global System for mobile Communication) DPC (Personal Digital Cellular) IS-136 (D-AMP) และ IS-95 (DS-CDMA)

ในระบบสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 นี้จะมีความต้องการทางด้านความจุที่เพิ่มขึ้น และต้องการบริการที่หลากหลายมากขึ้น ซึ่งเป็นผลให้ต้องการอัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นตามไปด้วย โดยมีมาตรฐานหลักๆคือ UMTS ของยุโรป และมาตรฐาน IMT-2000 ของนานาชาติ ซึ่งจำกัดของการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยความถี่ และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยเวลา ทำให้วิธีการเข้าถึงหลายทางเหล่านี้ไม่สามารถรองรับความต้องการเหล่านั้นได้ ระบบ DS-CDMA จึงมีบทบาทสำคัญต่อการสื่อสารไร้สายในรุ่นที่ 3 มาตรฐานของแอร์-อินเตอร์เฟซในระบบ CDMA สำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 มีอยู่ด้วยกัน 2 มาตรฐานหลักๆ คือมาตรฐาน WCDMA ของยุโรปและญี่ปุ่น และมาตรฐาน Wideband cdmaOne (หรือในอีกชื่อหนึ่งคือ cdma2000) ของอเมริกาเหนือ มาตรฐานเหล่านี้จะกำหนดให้แต่ละช่องสัญญาณมีความกว้างแถบตั้งแต่ 5 MHz ขึ้นไป ดังนั้นในกรณีมาตรฐาน IS-95 ซึ่งมีความกว้างแถบเพียง 1.228 MHz จึงถูกเรียกเป็น CDMA แถบแคบ (narrowband CDMA) และมาตรฐานใหม่เหล่านี้ถูกเรียกเป็น CDMA แถบกว้าง (wideband CDMA) [2]

## 1.2 ระบบ DS-CDMA

ผู้ใช้ทุกรายในระบบ DS-CDMA จะส่งสัญญาณออกมาในความกว้างแถบและช่วงเวลาเดียวกัน โดยสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจะถูกแบ่งแยกออกจากกันด้วยชุดรหัสเฉพาะ ที่เรียกว่า ลำดับลายมือชื่อ (signature sequence) หรือ รหัสแผ่ (spreading code) ก่อนที่จะส่งข้อมูลของแต่ละผู้ใช้ออกไปจะนำบิตข้อมูลเหล่านี้ไปมอดูเลตแบบสเปกตรัมแตกตรัมโดยนำบิตข้อมูลไปคูณกับรหัสแผ่ของตนเองซึ่งจะทำให้อัตราบิตมีค่าสูงขึ้น โดยทั่วไปอัตราบิตหลังจากการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแตกตรัมจะเรียกว่าอัตราชิป (chip rate) ในที่นี้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจะซ้อนทับกันในโดเมนความถี่และโดเมนเวลา โดยรหัสแผ่ที่ใช้ในการมอดูเลตอาจเป็นได้ทั้ง orthogonal หรือ pseudo-orthogonal เมื่อระบบ DS-CDMA ที่ใช้รหัสแบบ orthogonal ระบบจะรองรับผู้ใช้ได้มากที่สุดเท่ากับความยาวของรหัสแผ่ แต่ถ้าใช้รหัสแบบ pseudo-orthogonal ระบบจะสามารถรองรับ

จำนวนผู้ใช้มากกว่าความยาวรหัสแผ่ อย่างไรก็ตามจำนวนผู้ใช้ในระบบจะถูกจำกัดด้วยผลของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ทั้งหมดในระบบในขณะที่คุณภาพของการบริการเป็นที่ยอมรับได้

ในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณ DS-CDMA แลกกว้างผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading channel) นั้นมีการนำสัญญาณจากเฟดดิ้งหลายวิถี (multipath-fading) มารวมกันโดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE อย่างไรก็ตามประโยชน์จากเฟดดิ้งหลายวิถี จะมีอยู่เมื่อวิถีของสัญญาณเกิดการล่าช้าที่เครื่องรับ นอกจากนี้ยังต้องมีการประมวลผลสัญญาณที่สามารถลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดหลายวิถีจากผู้ใช้รายอื่น และเป็นการยากที่เครื่องรับแบบ RAKE จะสามารถรวมพลังงานสัญญาณที่ถูกแผ่ (spread) โดยช่องสัญญาณในโดเมนเวลา [8] อีกด้วย

### 1.3 ระบบ MC-CDMA (Multicarrier CDMA)

การรวมเทคนิค Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) กับเทคนิคของ CDMA คือระบบ ซีดีเอ็มเอแบบพหุคลื่นพาห้ (Multi-Carrier CDMA : MC-CDMA) โดยข้อมูลจะถูกส่งผ่านคลื่นพาห้จำนวน  $N$  คลื่นพาห้อย่างต่อเนื่อง โดยแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะถูกเข้ารหัสเป็น  $-1$  หรือ  $+1$  (ได้มาจากรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย) โดยข้อมูลจะถูกแผ่ในโดเมนความถี่ ในขณะที่ระบบ DS-CDMA ข้อมูลจะถูก แผ่ในโดเมนเวลา

สมรรถนะของระบบ DS-CDMA และระบบ MC-CDMA จะใกล้เคียงกันเมื่อคลื่นสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งช้าแบบราบ (slow-flat fading) และมีการชิงโครไนซ์สมบูรณ์ [9] อย่างไรก็ตามการส่งผ่านคลื่นสัญญาณ CDMA แลกกว้างผ่านช่องสัญญาณช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective fading channel) สำหรับระบบ DS-CDMA คลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณดังกล่าวจะถูกลดทอนอย่างมากและยังทำให้รูปคลื่นของสัญญาณลักษณะเกิดการขยายตัวกว้างออกในทางเวลาในเชิงเวลา (time dispersion) ซึ่งเป็นสาเหตุทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference, ISI) แต่ผลกระทบดังกล่าวจะไม่เกิดขึ้นกับระบบ MC-CDMA ถ้าแต่ละคลื่นพาห้ย่อยอยู่ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading) ในขณะที่ความกว้างแถบทั้งหมด (BW) อยู่ภายใต้ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

การส่งผ่านคลื่นสัญญาณของ MC-CDMA ผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ จะทำให้ได้ได้โดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ (frequency diversity) ที่เครื่องรับของระบบ MC-CDMA โดยการแยกรับแต่ละคลื่นพาห้ และนำแต่ละสัญญาณของแต่ละคลื่นพาห้มารวมกันตามวิธีการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining : MRC) หรือ Weiner filtering ซึ่งเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพเช่น วิธีการรวมกันแบบค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำที่สุด (Minimum Mean

Square Error Combining : MMSEC) เป็นต้น ในขณะที่ระบบ DS-CDMA จะใช้เครื่องรับแบบ RAKE โดยเป็นการแยกรับสัญญาณที่มาจากหลายวิถี ทำให้ได้โดเวอร์ซิตีเชิงวิถี (path diversity) ซึ่งยากที่จะรวมพลังงานสัญญาณที่กระจายในโดเมนเวลาได้ทั้งหมด [8,9] เนื่องจาก

- 1) ผลกระทบจากคลื่นสัญญาณในวิถีอื่นของผู้ใช้รายอื่นไปแทรกสอดกับคลื่นสัญญาณของผู้ใช้ที่ต้องการ ทำให้คุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (Orthogonal) ระหว่างผู้ใช้สูญหายไป เป็นผลให้ได้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณแทรกสอด (signal to interference ratio : SIR) ต่ำลง
- 2) การรวมพลังงานสัญญาณสำหรับเครื่องรับแบบ RAKE จะถูกจำกัดด้วยจำนวนอุปกรณ์ต่อแยก (tap)

นอกจากนี้เครื่องรับแบบ RAKE ยังมีปัญหาในการแยกแยะวิถีของคลื่นสัญญาณ เนื่องจากในแต่ละวิถีของคลื่นสัญญาณ DS-CDMA มีสหสัมพันธ์ระหว่างกันในโดเมนเวลา ในขณะที่แต่ละคลื่นพาหีย่อยของระบบ MC-CDMA ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณแบบเลือกความถี่จะมีการลดทอนที่แตกต่างกันและยังมีสภาพเชิงตั้งฉากระหว่างคลื่นพาหีย่อยอีกด้วย ซึ่งทำให้การแยกแยะคลื่นพาหีย่อยทำได้อย่างสมบูรณ์โดยใช้อัลกอริทึม (Algorithm) การแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) อย่างไรก็ตามระบบ MC-CDMA จะไวต่อการไม่เป็นเชิงเส้นของเครื่องขยายสัญญาณมากซึ่งเป็นข้อเสียของระบบ MC-CDMA [8]

#### 1.4 ระบบ CI/DS-CDMA (Carrier Interferometry DS-CDMA)

แต่เดิมหลักการ Carrier Interferometry (CI) ใช้ในการทดลองทางฟิสิกส์ซึ่งเป็นรูปแบบของการแทรกสอดที่เป็นผลมาจากการรวมกันของคลื่นที่มีความยาวคลื่นต่าง ๆ กัน ต่อมาได้มีการนำหลักการ Carrier Interferometry มาประยุกต์ใช้ในระบบโทรคมนาคม เช่น การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเส้นทางโดยใช้สายอากาศแถวลำดับ (antenna arrays) เป็นต้น

ในปี 1999 Dr. Nassar แห่งมหาวิทยาลัย Colorado State ประสบผลสำเร็จในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ DS-CDMA ให้ใกล้เคียงกับระบบ MC-CDMA โดยนำหลักการของ Carrier Interferometry มาประยุกต์ใช้กับระบบ DS-CDMA ที่เรียกว่า “ระบบ ซีไอ/ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ (Carrier Interferometry DS-CDMA : CI/DS-CDMA) [3],[4] โดยระบบนี้ใช้วิธีการกำเนิดรูปคลื่นของชิปแบบใหม่เรียกว่า CI ชิปปัลส์ แทนที่รูปคลื่น สี่เหลี่ยมแบบเดิมที่ใช้ในระบบ DS-CDMA การกำเนิดรูปคลื่นแบบ CI ทำได้โดยการนำคลื่นสัญญาณที่มีความถี่ต่างกันจำนวนเท่ากับความยาวรหัสแผ่รวมกันทำให้ได้รูปคลื่นสัญญาณของชิปแบบ CI เมื่อส่ง CI พัลส์ผ่านช่องสัญญาณแต่ละคลื่นพาหีย่อยจำนวนเท่ากับความยาวรหัสแผ่จะได้รับอัตราขยายเฟดดิ้ง (fading gain)

ไม่เท่ากันเป็นผลให้ที่เครื่องรับของระบบ CI/DS-CDMA ได้รับไดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ สำหรับวงจรรักษาของระบบ CI/DS-CDMA จะแยกเครื่องรับของแต่ละชิปออกจากกัน ซึ่งแต่ละเครื่องรับของชิปใช้วิธีการรวมกันเชิงความถี่เพื่อที่จะสร้างข้อมูลของชิปกลับมาใหม่เช่น MMSEC

ที่เครื่องส่งและเครื่องรับของระบบ CI/DS-CDMA ก็สามารถใช้การประมวลผลสัญญาณแบบ FFT ได้เช่นเดียวกับระบบ MC-CDMA โดยแต่รูปคลื่นของทุกๆชิปในรหัสแม่แบบ Hadamard จะมีคุณสมบัติเชิงตั้งฉากระหว่างกันในโดเมนเวลา ในที่นี้รูปคลื่นของแต่ละชิปจำนวนเท่ากับความยาวของรหัสแม่แบบจะมีการวางตำแหน่งที่เจาะจง (โดยใช้เฟสที่แตกต่างกัน) ให้อยู่ภายในช่วงเวลาสัญลักษณ์ (symbol duration) ทำให้แต่ละชิปของรหัสแม่แบบ Hadamard ถูกแผ่ด้วยชุดของรหัสแม่แบบ CI บนโดเมนความถี่อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งแตกต่างจากจากระบบ MC-CDMA ที่ข้อมูลบิตจะถูกแผ่ด้วยชุดรหัสแม่แบบ Hadamard บนโดเมนความถี่เพียงครั้งเดียว อย่างไรก็ตามระบบ CI/DS-CDMA สามารถเพิ่มจำนวนชิปเป็นสองเท่าของความยาวรหัสแม่แบบ ให้อยู่ภายในช่วงเวลาสัญลักษณ์ได้ แต่คุณสมบัติเชิงตั้งฉากระหว่างรูปคลื่นของชิปจะลดลง ซึ่งก็คือการเพิ่มความจุของระบบเป็นสองเท่านั่นเองทำให้ระบบ CI/DS-CDMA จะมีความยืดหยุ่นต่อจำนวนผู้ใช้มากกว่าระบบ MC-CDMA และ DS-CDMA [4 ]

### 1.5 คุณภาพของการบริการและความซับซ้อนของระบบ CI/DS-CDMA

คุณภาพของการบริการ (Quality of Service : QoS) ของแต่ละผู้ใช้ในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิตนั้น สามารถแสดงได้กับจำนวนไดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ของข้อมูล [8] ในขณะที่จำนวนไดเวอร์ซิตี เชิงความถี่จะแปรผันตามจำนวนคลื่นพาห่ที่มีข้อมูลอยู่ ซึ่งส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งช้าแบบเลือกความถี่ (frequency selective slowly Rayleigh fading channel) ไปยังเครื่องรับ ในกรณีนี้ที่แต่ละผู้ใช้มีจำนวนคลื่นพาห่ที่มีข้อมูลไม่เท่ากัน เป็นผลให้ทำให้สมรรถนะของผู้ใช้แต่ละรายไม่เท่ากัน หรือ มีลำดับชั้นของการบริการ (class of service) ของแต่ละผู้ใช้ ในระบบ CI/DS-CDMA

ความซับซ้อนที่ภาคส่งของระบบ CI/DS-CDMA จะพิจารณาความซับซ้อนในวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ CI ในทางปฏิบัติจะใช้ผลการแปลงกลับฟูริเยร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) โดยความซับซ้อนจะแปรผันกับปริมาณของตัวดำเนินการ (operation) ที่มีระดับความซับซ้อนในอัลกอริทึม FFT เท่ากับ  $O(N \log_2 N)$

ความซับซ้อนที่ภาครับของระบบ CI/DS-CDMA จะพิจารณาความซับซ้อนจากวิธีการรวมกันแบบ MRC ที่แปรผันตามจำนวนค่าสัมประสิทธิ์ (coefficients) หรือค่าถ่วงน้ำหนัก (weights) และเครื่องมือ FFT สำหรับระบบ CI/DS-CDMA นั้นเครื่องรับของชิปใดๆจะใช้วิธีการรวมความถี่

แบบ MMSEC คำนวณค่าถ่วงน้ำหนักในกระบวนการรวมความถี่ ในที่นี้จำนวนค่าถ่วงน้ำหนักในแต่ละเครื่องรับของชิป จะเท่ากับความยาวรหัสแม่ [3,4] เพราะฉะนั้นจำนวนค่าถ่วงน้ำหนักของเครื่องรับชิปใดๆเท่ากับความยาวของรหัสแม่ ในขณะที่ระดับความซับซ้อนของการใช้ FFT เท่ากับ  $O(\frac{1}{2} N \log_2 N)$

## 1.6 แนวทางของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ระหว่างรหัส Hadamard กับรหัส CI โดยจะนำคุณสมบัติจากค่าสหสัมพันธ์ข้ามไปปรับปรุงวิธีการปรับรูปคลื่นของชิป ที่เรียกว่า “การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกด” (Suppressed Carrier-Interferometry : SC-I) เพื่อที่จะปรับปรุงให้ คุณภาพของการบริการ ให้เท่าเทียมกัน และสมรรถนะในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิตให้ดีขึ้น จากนั้นจะนำเสนอวงจรภาครับและภาคส่งของระบบ DS-CDMA ที่ประยุกต์ใช้กับหลักการของการแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกด โดยระบบที่นำเสนอนี้เรียกว่า “ระบบ เอสซี-ไอ/ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ” (suppressed carrier - interferometry DS-CDMA : SC-I/DS-CDMA)

นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะพิจารณาความซับซ้อนในวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปที่ภาคส่งเพื่อที่จะลดปริมาณตัวดำเนินการคูณ สำหรับการประมวลผล IFFT ส่วนที่ภาครับต้องการลดความซับซ้อนในการคำนวณของ FFT ที่ใช้ในเครื่องรับชิป และลดจำนวนค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับวิธี MMSEC

## 1.7 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

1. เสนอวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I สำหรับระบบ DS-CDMA ที่ใช้รหัสแม่แบบ Hadamard เพื่อที่จะทำผู้ใช้ทุกรายในระบบให้มีคุณภาพของการบริการเท่ากัน
2. เสนอวิธีการลดความซับซ้อนของเครื่องรับ และเครื่องส่ง สำหรับระบบ CI/DS-CDMA ในข่ายเชื่อมโยงไปหน้า (forward link)
3. พิสูจน์ว่าวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I จะทำให้ข้อมูลที่ส่งผ่านช่องสัญญาณจะได้จำนวนไคเบอร์ชิตีเชิงความถี่ที่มากกว่าการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ CI และพิสูจน์ว่า วิธีการรวมความถี่ในวงจรถูกที่ได้นำเสนอ เป็นวิธีที่เหมาะสมสำหรับระบบ CI/DS-CDMA ในทางคณิตศาสตร์
4. ออกแบบวงจรถูกที่และรับของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่นำเสนอ

## 1.8 ขอบเขตวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาคุณสมบัติของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแม่แบบ Hadamard และแบบ CI ในโดเมนเวลา
2. ปรับปรุงวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปสำหรับระบบ DS-CDMA ในกรณีที่คลื่นสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งช้าแบบเลือกความถี่ (frequency selective slowly Rayleigh fading channel) ในข่ายเชื่อมโยงไปหน้า (forward link)
3. วิเคราะห์สมรรถนะของระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA ในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งช้าแบบเลือกความถี่ ในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิต โดยใช้โปรแกรมจำลองระบบ ซึ่งเครื่องรับได้ใช้วิธีการรวมความถี่แบบ MMSEC
4. ออกแบบวงจรภาคส่งและรับสำหรับการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I ที่ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA
5. ศึกษาผลกระทบของเฟสจิตเตอร์และออฟเซตเชิงความถี่ กับสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA และเปรียบเทียบกับระบบ CI/DS-CDMA โดยใช้โปรแกรมจำลองระบบ

## 1.9 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ซอฟต์แวร์สำหรับการจำลองระบบเพื่อประเมินสมรรถนะของระบบ CI/DS-CDMA และระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอ
2. สามารถนำหลักการของระบบ SC-I/DS-CDMA มาใช้ประยุกต์ใช้กับระบบสื่อสารไร้สายที่มีประสิทธิภาพและความจุสูง เช่น ระบบ LAN ไร้สาย ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่
3. คุณสมบัติพิเศษของรหัส Hadamard ที่สหสัมพันธ์ข้ามกับรหัส CI ในโดเมนเวลา ที่คาดว่าจะสามารถนำไปเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาและออกแบบระบบสื่อสารอื่นๆ เช่น วิธีการแผ่ข้อมูล การเข้ารหัสข่าวสาร เป็นต้น

## 1.10 ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีของระบบ MC-CDMA CI/MC-CDMA CI/DS-CDMA ที่ผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

2. ศึกษาการใช้งานโปรแกรม MATLAB ที่นำมาใช้กับทฤษฎีที่เกี่ยวข้องในการจำลองระบบ
3. เขียนโปรแกรมจำลองระบบ CI/DS-CDMA ทั้งวงจรรภาคส่ง และวงจรรภาครับ รวมถึงรูปแบบของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง
4. ศึกษาและแก้ไขข้อเสียของระบบ CI/DS-CDMA โดยการวิเคราะห์ในทางคณิตศาสตร์ และจำลองระบบ
5. หาวิธีการแก้ไขข้อเสียนั้นและพิสูจน์ออกมาในทางคณิตศาสตร์ว่าสามารถแก้ไขได้
6. ออกแบบวงจรรภาคส่งและรับ สำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA ตามวิธีที่ได้นำเสนอ
7. เขียนโปรแกรมจำลองระบบ SC-I/DS-CDMA เมื่อคลื่นสัญญาณถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้ง
8. วิเคราะห์สมรรถนะในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิตโดยเปรียบเทียบจำนวนผู้ใช้ กับ SNR และเฟสจิตเตอร์ (phase jitter) กับออฟเซตเชิงความถี่ (frequency offset) โดยใช้โปรแกรมจำลองระบบ
9. ตรวจสอบและเปรียบเทียบระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอกับระบบ CI/DS-CDMA
10. สรุปงานวิจัยและเขียนวิทยานิพนธ์



## บทที่ 2

### ทฤษฎีทั่วไป

เนื้อหาในบทนี้ กล่าวถึงทฤษฎีที่เกี่ยวกับช่องสัญญาณเฟดดิ้ง แบบจำลองของระบบ DS-CDMA และระบบ CI/DS-CDMA ทั้งภาครับและภาคส่ง สำหรับขยายเชื่อมโยงไปหน้า

#### 2.1 ช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์นั้น สัญญาณที่ส่งจากเครื่องส่งมักจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรงเข้าตรงจากสถานีฐานไปยังเครื่องรับแต่จะเป็นสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนจากสิ่งกีดขวางต่างๆ เช่น อาคาร ภูเขา ตามสภาพแวดล้อมในบริเวณนั้น โดยสัญญาณที่ได้รับจะเกิดการรวมกันของสัญญาณจากการสะท้อนที่มีเส้นทางต่างๆกัน (Multipath) ที่มีขนาดและเฟสต่างๆกัน ขึ้นอยู่กับผลรวมของสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนกับสิ่งกีดขวาง รวมกันแบบหักล้างหรือเสริมกัน เราเรียกปรากฏการณ์นี้ว่าเฟดดิ้ง (fading) เฟดดิ้งสามารถแยกออกเป็น 2 ประเภทหลักๆ คือ เฟดดิ้งระยะยาว (Long-term fading) และเฟดดิ้งระยะสั้น (Short-term fading) [10,11] ซึ่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาผลของเฟดดิ้งระยะสั้นเท่านั้น

1) เฟดดิ้งระยะยาว (Long-term fading) เป็นการรวมผลของการสูญเสียทางวิถีและผลของการบังสัญญาณ (shadowing) เข้าด้วยกัน

การสูญเสียทางวิถี เกิดจากสัญญาณที่เป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเคลื่อนที่ผ่านอากาศเป็นผลให้กำลังของสัญญาณลดทอนลง โดยการสูญเสียมีค่าผกผันกับระยะทางยกกำลัง  $\alpha$  โดยค่า  $\alpha$  ขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมที่สัญญาณเดินทางผ่าน เช่น  $\alpha = 2$  กรณีเป็นพื้นที่เปิดว่าง และ  $\alpha = 2$  ถึง 4 ในกรณีเป็นพื้นที่ชานเมือง และ  $\alpha = 4$  ในกรณีที่เป็นพื้นที่ในเมือง โดยทั่วไปการสูญเสียทางวิถีจะถูกพิจารณาเมื่อระยะทางระหว่างเครื่องส่งไปยังเครื่องรับมาก (ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระยะทางอยู่ในช่วง  $10^2$  ถึง  $10^3$ ) [2]

ผลกระทบของ Shadowing เกิดจากการบดบังสัญญาณโดยสิ่งกีดขวางเช่น ต้นไม้ ภูเขา สิ่งก่อสร้างต่างๆ และความแตกต่างของความหนาแน่นในชั้นบรรยากาศ ทำให้สัญญาณไม่สามารถเดินทางเป็นเส้นตรง จากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ (line-of-sight) เป็นผลให้ขนาดและกำลังของสัญญาณลดลงอย่างไม่คงที่และเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในการหาค่าสูญเสียจะใช้วิธีทางสถิติ โดยการใช้การแจกแจงความน่าจะเป็นของการแจกแจงแบบล็อกปกติ (log-normal distribution) โดย

ทั่วไปผลกระทบของ shadowing จะถูกพิจารณาเมื่อ ระยะทางระหว่างเครื่องส่งไปยังเครื่องรับไม่ไกล้มาก (ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระยะทางมากกว่า 40 เท่าของความยาวคลื่นสัญญาณ) [2]

2) เฟดดิ้งระยะสั้น (short-term fading) เกิดจากการสะท้อนของสัญญาณที่มาเครื่องส่ง โดยสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเป็นสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทางรวมกัน โดยผลต่างเฟสของสัญญาณที่รับได้มีค่าแปรผันอยู่ระหว่าง 0 ถึง 360 องศา เนื่องจากมีจำนวนเส้นทางที่เป็นไปได้ที่เกิดเฟดดิ้งได้อย่างไม่จำกัด ในสภาวะแวดล้อมหนึ่งโดยเฉพาะอย่างยิ่งในสภาวะแวดล้อมที่มีสิ่งกีดขวางเป็นจำนวนมาก ดังนั้นจึงใช้วิธีทางสถิติในการหาค่าเฟดดิ้ง ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะพิจารณาเฉพาะเฟดดิ้งระยะสั้นที่มีการแจกแจงแบบ เรย์เลย์

### 2.1.1 แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้น

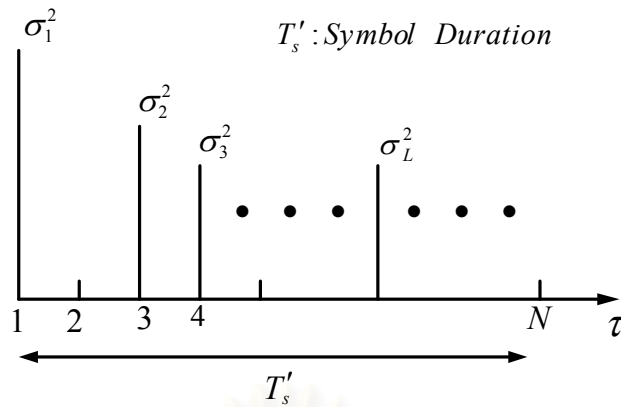
แบบจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งอย่างสั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ไม่ได้พิจารณาผลจากการเคลื่อนที่ของเครื่องรับ แต่จะพิจารณาเฉพาะผลของเวลาประวิงของสัญญาณเท่านั้น โดยสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่งในแต่ละเส้นทางไม่สัมพันธ์ระหว่างกัน และช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่เป็นกระบวนการแรนดัมแบบ WS-SUS (Wide-Sense Stationary Uncorrelated Scattering) การตอบสนองอิมพัลส์ความถี่ต่ำผ่านของช่องสัญญาณเฟดดิ้งสามารถเขียนได้เป็น

$$h^j(t; \tau) = \sum_{l=1}^L g_l^j(t) \delta(\tau - \tau_l) \quad (2-1)$$

โดย  $g_l^j(t)$  เป็นอัตราการขยายสัญญาณที่มีค่าเฉลี่ยเชิงสถิติเป็นศูนย์ และมีค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma_l^2$  ในเส้นทางลำดับที่  $l$  สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $j$  ส่วน  $\tau$  คือเวลาประวิงในการแพร่กระจายสัญญาณ ในที่นี้  $\sigma_l^2$  คือกำลังของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ เมื่อนำมาสัมพันธ์กับเวลาประวิง  $\tau_l$  ในลำดับที่  $l$  จะเรียกว่า Multipath Delay Profile แสดงได้ดังรูปที่ 2.1[8]

Multipath Delay Profile หาได้จาก ค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) เชิงซ้อนของผลตอบสนองอิมพัลส์จากช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ดังนี้

$$\begin{aligned} \phi_c^j(\tau) &= \frac{1}{2} E[h^{j*}(\tau; t) \cdot h^j(\tau; t)] \\ &= \sum_{l=1}^L \sigma_l^2 \delta(\tau; t) \end{aligned} \quad (2-2)$$



รูปที่ 2.1 ตัวอย่าง Multipath Delay Profile

โดย \* เป็นคอนจูเกตเชิงซ้อน (complex conjugate) สำหรับฟังก์ชันสหสัมพันธ์เชิงความถี่ (frequency correlation function) หาได้จากการทำฟูริเยร์ทรานส์ฟอร์มของ  $\phi_c^j(\tau)$  คือ

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \phi_c(\tau) \cdot e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \tag{2-3}$$

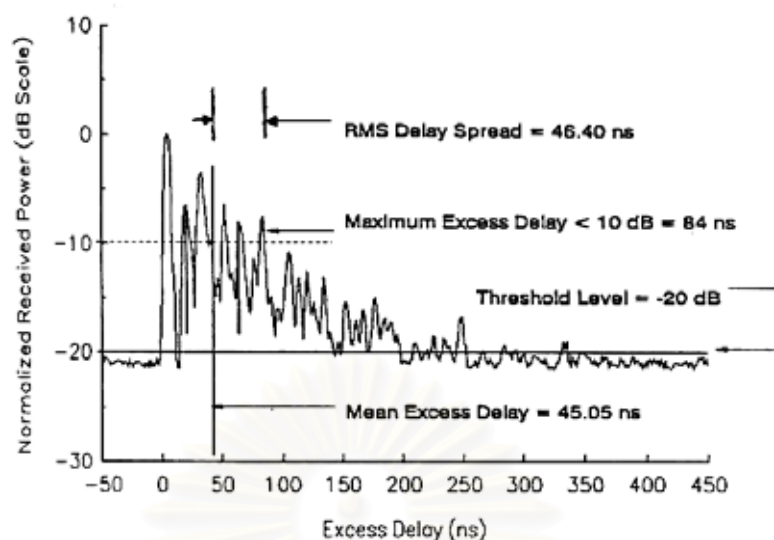
ตัวแปรที่สำคัญในสภาวะแวดล้อมใดๆ สำหรับช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่ต้องคำนึงถึงในการสื่อสารไร้สายคือ ความกว้างแถบแบนด์วิธ (coherence bandwidth :  $\Delta f_c$ ) ซึ่งหาได้จาก ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ย (root mean square delay spread :  $\tau_{rms}$ ) [10] ที่ได้มาโดย

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - (\bar{\tau})^2} \tag{2-4}$$

โดย  $\bar{\tau}$  คือ ค่าประวิงเวลาการเข้าถึงเฉลี่ย (mean access delay) สำหรับตัวอย่างการวัดค่าของ  $\tau_{rms}$  แสดงได้ดังรูป 2.2 โดยความสัมพันธ์ระหว่างความกว้างแถบแบนด์วิธ  $\Delta f_c$  กับเวลาประวิง  $\tau_{rms}$  นั้นไม่สามารถหาได้โดยตรงแต่จะหาได้จากการวัดและวิเคราะห์สัญญาณในสภาวะแวดล้อมของช่องสัญญาณจริง การประมาณค่า  $\Delta f_c$  ที่นิยมใช้คือ [10,11]

$$\Delta f_c = \frac{1}{5 \cdot \tau_{rms}} \tag{2-5}$$

ในที่นี้ค่าของ  $\Delta f_c$  เรียกอีกอย่างหนึ่งว่าความกว้างแถบของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง โดยนำมาใช้แบ่งแยกประเภทของช่องสัญญาณเฟดดิ้งระยะสั้น



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการวัดค่าของ  $\tau_{rms}$  กับกราฟของ power delay profile ภายในอาคาร [10]

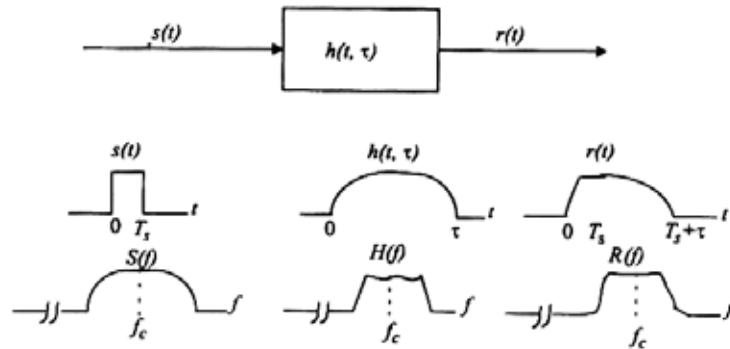
ช่องสัญญาณเฟดดิ้งสามารถแบ่งออกเป็นสองประเภท [10] ซึ่งเปรียบเทียบ ความกว้างแถบของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ( $\Delta f_c$ ) กับความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่ง (BW)

- ถ้า  $\Delta f_c < BW$  คือ ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency selective fading channel)
- ถ้า  $\Delta f_c > BW$  คือ ช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ (frequency non-selective fading channel) หรือ เฟดดิ้งราบ (flat fading)

### 2.1.2 คุณสมบัติของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่

ในช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ สามารถเกิดขึ้นได้ในการสื่อสารไร้สายเมื่อมีความต้องการที่จะส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูง ทำให้ความกว้างแถบของสัญญาณสูงขึ้นตามไปด้วยเช่น ในระบบWCDMA ที่ใช้ความกว้างแถบเท่ากับ 5 MHz หรือเซลล์ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่อยู่ในสภาวะแวดล้อมที่มีเวลาประวิง  $\tau_{rms}$  มาก (มากกว่า 1 คาบเวลาสัญลักษณ์) เช่น เขตภูเขาในชนบท เป็นต้น

โดยผลของสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่แสดงได้ดังรูปที่ 2.3 พิจารณาในโดเมนเวลา เมื่อสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม  $s(t)$  ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ที่มีการตอบสนองอิมพัลส์เป็น  $h(t, \tau)$  พัลส์จะกระจายออกในทางเวลาเนื่องจาก  $\tau \gg T_s$  ทำให้ไปซ้อนทับพัลส์ในสัญลักษณ์ที่ติดกันได้ซึ่งเรียกว่า การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) สำหรับโดเมนความถี่สเปกตรัมของพัลส์  $S(f)$



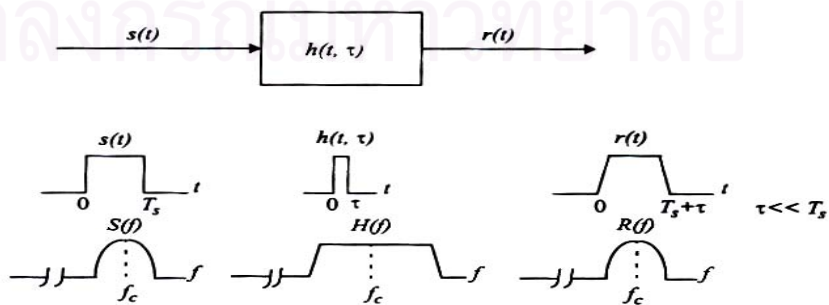
รูปที่ 2.3 การตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ [10]

เมื่อผ่านการตอบสนองอิมพัลส์เชิงความถี่ของช่องสัญญาณ  $H(f)$  จะเกิดการลดทอนที่แตกต่างกันในสเปกตรัมที่แตกต่างกัน

### 2.1.3 คุณลักษณะของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading)

สำหรับช่องสัญญาณแบบ flat fading สามารถเกิดขึ้นได้เมื่อระบบการสื่อสารไร้สายที่มีความกว้างแถบแคบ เช่นในระบบ GSM มีความกว้างแถบเท่ากับ 270 KHz หรือระบบที่อยู่ในสภาวะแวดล้อมที่มีเวลาประวิง  $\tau_{rms}$  น้อย (น้อยกว่า 1 คาบเวลาสัญลักษณ์) เช่นในเซลล์ของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในเขตเมือง เป็นต้น คุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบ flat fading แสดงได้ดังรูปที่ 2.4

จากรูปที่ 2.4 ในโดเมนเวลาพัลส์ที่ส่งผ่านช่องสัญญาณแบบ flat fading จะมีการตอบสนองอิมพัลส์เป็น  $h(t, \tau)$  โดยที่  $\tau \ll T_s$  ดังนั้นพัลส์ที่ออกมาจะเกิดการกระจายตัวทางเวลาน้อยมากเมื่อเทียบกับช่วงเวลาสัญลักษณ์ จึงไม่ได้รับผลกระทบของ ISI สำหรับโดเมนความถี่นั้น สเปกตรัมของสัญญาณเกือบทั้งหมดสามารถส่งผ่านช่องสัญญาณไปได้ อย่างไรก็ตามสมรรถนะของระบบก็จะลดลงเนื่องมาจากการลดทอนของค่า SNR (Signal to Noise Ratio)



รูปที่ 2.4 การตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบ flat fading [10]

## 2.2 แบบจำลองระบบ DS-CDMA

ในระบบ DS-CDMA ข้อมูลผู้ใช้แต่ละรายจะถูกแผ่ด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้รายนั้น โดยข้อมูล 1 บิตจะถูกกระจายออกมาเป็นข้อมูลจำนวนหลายบิต เรียกแต่ละบิตนั้นใหม่ว่า ชิพ (chip) ดังนั้น อัตราของบิตข้อมูลที่ถูกคูณแล้วจะสูงกว่าอัตราบิตของข้อมูลเดิมมาก เป็นผลให้มีการแผ่ขยายของสเปกตรัมขึ้น ซึ่งผู้ใช้ทุกคนจะส่งสัญญาณออกมาในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน ทำให้สัญญาณระหว่างผู้ใช้แต่ละรายจะรบกวนซึ่งกันและกัน

### 2.2.1 แบบจำลองระบบ DS-CDMA ด้านส่ง

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้พิจารณาระบบ DS-CDMA ในทิศทางการส่งผ่านคลื่นสัญญาณจากสถานีฐาน (base station) ไปยังสถานีเคลื่อนที่ (mobile stations) รูปที่ 2.1 เป็นวงจรรภาคส่งของระบบ DS-CDMA สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $j$  โดยสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่ง (สมมูลกับวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ) สามารถแสดงได้ดังสมการ

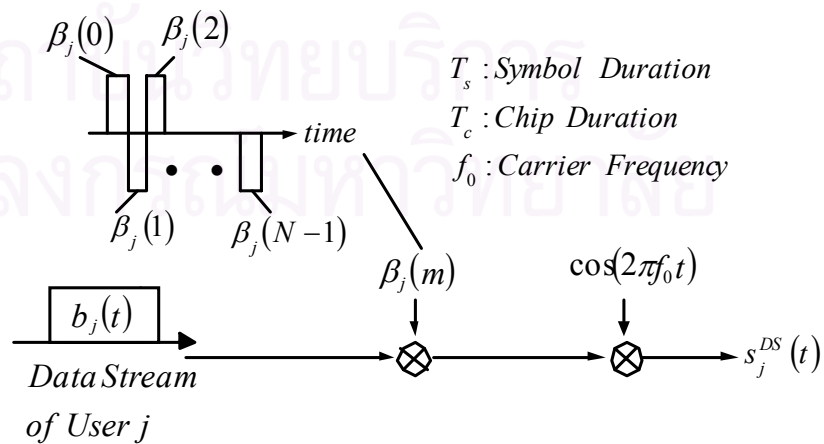
$$s_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=0}^{N-1} b_j(i) \beta_j(m) p_c(t - mT_c - iT_s) \tag{2-6}$$

โดยพารามิเตอร์ของของสมการ (2-6) มีดังนี้

$b_j(i)$  คือข่าวสารบิตลำดับที่  $i$

$\beta_j(m)$  คือรหัสแผ่ที่มีความยาว  $N$  ชิพส์โดยคาบเวลาชิพเป็น  $T_c$  และคาบเวลา

สัญลักษณ์ เป็น  $T_s = 1/R$  ( $R$  คือ อัตราสัญลักษณ์)

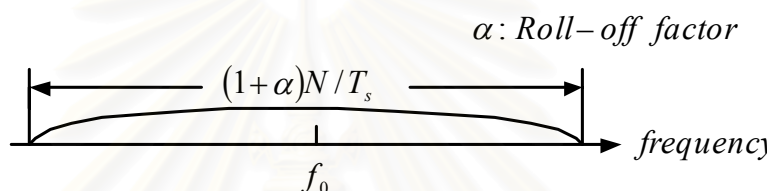


รูปที่ 2.5 แบบจำลองระบบ DS-CDMA ด้านส่ง

$p_c(t)$  เป็นรูปคลื่นของชิปเมื่อพัลส์ที่ใช้เป็นรูปสี่เหลี่ยมคือ

$$p_c(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq T_c \\ 0, & \text{otherwise.} \end{cases}$$

ในที่นี้ข้อมูลบิตจะถูกแผ่ในโดเมนเวลาด้วยรหัสแม่แบบ Hadamard ซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ มีความยาวรหัสเท่ากับ  $N$  ชิป โดยสเปกตรัมเชิงความถี่ของสัญญาณสำหรับรูปคลื่นพัลส์ในควิสต์กับ rolloff factor ( $\alpha$ ) แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 กำลังเชิงสเปกตรัมในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณในระบบ DS-CDMA

ดังนั้นความกว้างแถบของสัญญาณที่มีคาบเวลาสัญลักษณ์  $T_s$  เขียนได้เป็น

$$B_{DS} = (1 + \alpha)N / T_s \quad (0 \leq \alpha \leq 1.0) \quad (2-7)$$

## 2.2.2 แบบจำลองระบบ DS-CDMA ด้านรับ

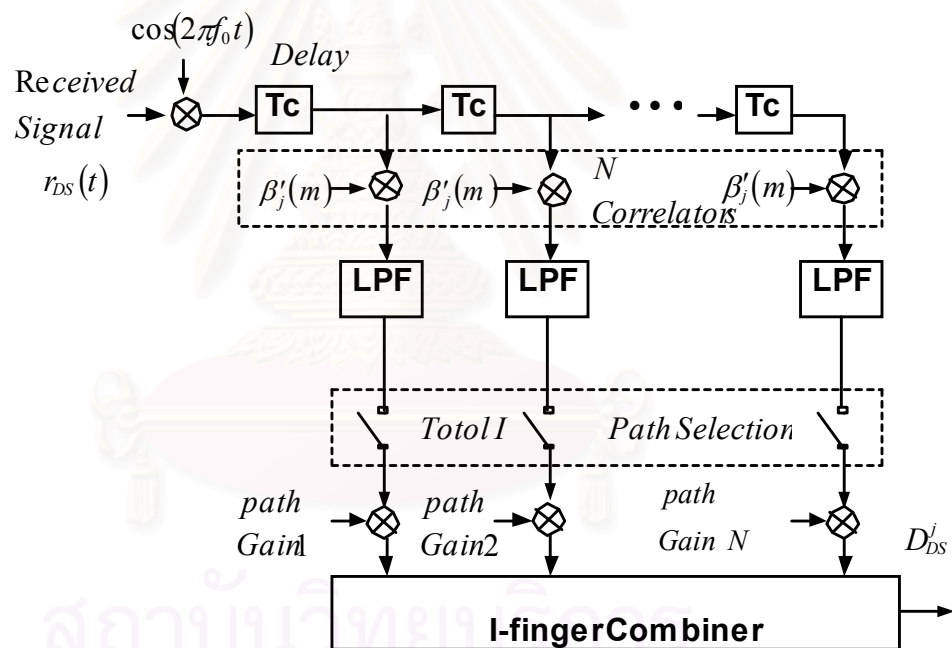
สัญญาณที่ส่งออกจากภาคส่งจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้ง และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ (สมมูลกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ) สามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} r_{DS} &= \sum_{j=1}^J \int_{-\infty}^{+\infty} s_{DS}^j(t - \tau) \otimes h^j(\tau; t) d\tau + n(t) \\ &= \sum_{l=1}^L \sum_{j=1}^J s_{DS}^j(t - \tau_l) g_l^j(t) + n(t) \end{aligned} \quad (2-8)$$

โดย  $J$  เป็นจำนวนของผู้ใช้จริงทั้งหมด ส่วน  $\otimes$  เป็นการทำคอนโวลูชันและ  $n(t)$  คือ สัญญาณรบกวนขาว ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีความแปรปรวนเป็น  $\sigma_n^2$  และ  $g_j'(t)$  เป็นอัตรา การขยายสัญญาณในลำดับวิถีที่  $l$  อันเนื่องมาจากช่องสัญญาณเฟดดิ้ง

ในมาตรฐาน IS-95 ระบบ DS-SS นั้นจะมีความกว้างแถบเท่ากับ 1.228 MHz (5 MHz ขึ้นไปสำหรับมาตรฐาน WCDMA) ซึ่งมากกว่าความกว้างแถบของช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ดังนั้นคลื่น สัญญาณจะประวิงเวลาออกไปจากสัญลักษณ์แรกที่ได้รับมากกว่า 1 คาบเวลาสัญลักษณ์ (ในรูปที่ 2.3)

ดังนั้นที่เครื่องรับของระบบ DS-SS สามารถใช้ประโยชน์จากเวลาประวิงดังกล่าว โดยการรวมพลังงานของสัญญาณในช่วงเวลาประวิงที่กำหนดไว้ ทำให้ได้พลังงานของสัญญาณมากขึ้น ซึ่งเครื่องรับแบบนี้เรียกว่า เครื่องรับแบบ RAKE [2,12] แสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 เครื่องรับแบบ RAKE สำหรับระบบ DS-SS

สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจะถูกประวิงเวลาออกไปครั้งละ  $T_c$  เป็นจำนวน  $I$  ครั้ง หรือเรียกว่า  $I$  Finger จากนั้นของแต่ละสัญญาณที่ Finger ต่างๆจะถูกคูณด้วยรหัสแผลลำดับที่  $m$  และวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ โดยสัญญาณในทุก Finger จะถูกเลือกสัญญาณที่มีกำลังมากกว่า ค่าที่กำหนดผ่านเข้าไปในกระบวนการรวมกัน โดยตัวแปรที่ใช้ตัดสินใจบิตที่เวลา



$$D_{DS}^{j'} = \sum_{v=1}^L g_v^*(iT_s) \cdot \frac{1}{T_s} \int_{iT_s+\tau_v}^{iT_s+\tau_v+T_s} \sum_{m=0}^{N-1} \beta_{j'}(m) p_c(t - mT_c - iT_s - \tau_v) r_{DS}(t) dt \quad (2-9)$$

$t = iT_s$  ในขณะที่  $g_v^*(iT_s)$  เป็น อัตราการขยายวิถีเชิงซ้อน (complex path gain) สำหรับ Finger ที่ถูกเลือก ลำดับที่  $v$  และการตัดสินใจบิตเขียนได้เป็น

$$\hat{b}(i) = \text{sgn}(D_{DS}^j(i)) \quad (2-10)$$

ในขณะที่  $\text{sgn}(\cdot)$  คือฟังก์ชันซิกนัม และ  $\hat{b}(i)$  เป็นบิตข้อมูลที่ถูกตัดสินใจได้ที่ภาครับ

## 2.3 แบบจำลองระบบ CI/DS-CDMA

ระบบ CI/DS-CDMA เป็นการนำเทคนิค Carrier Interferometry (CI) มาประยุกต์ใช้ในการปรับรูปคลื่นของชิป [3,4] สำหรับระบบ DS-CDMA ซึ่งแต่ละชิปที่ถูกปรับรูปคลื่นมาแล้วจะกำเนิด  $N$  คลื่นพาห์ที่ตั้งฉากระหว่างกันในโดเมนความถี่ ทำให้ ระบบ DS-CDMA ได้คุณลักษณะคล้ายกับไดเวอร์ซิตีทางความถี่

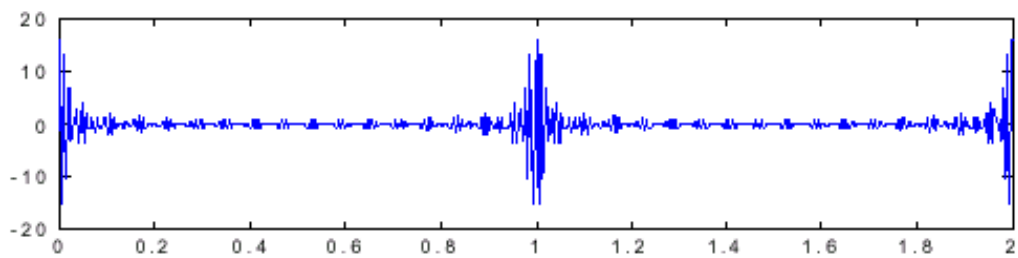
### 2.3.1 หลักการและทฤษฎี Carrier Interferometry ที่นำมาใช้ในระบบ CI/DS-CDMA

หัวใจของระบบ CI/DS-CDMA คือหลักการพื้นฐานของสัญญาณ Carrier Interferometry (CI) โดยใช้หลักการซ้อนทับ (superpositioning) เริงความถี่ของคลื่นพาห์  $N$  ความถี่ที่มีระยะห่างในโดเมนความถี่เท่ากับ  $\Delta f$  ในทางคณิตศาสตร์สัญญาณของ CI เขียนได้เป็น

$$c(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi(f_c + n\Delta f)t) \quad (2-11)$$

โดยสัญญาณ  $c(t)$  นี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งเป็นสัญญาณรูปคลื่นโคไซน์ที่มีความถี่

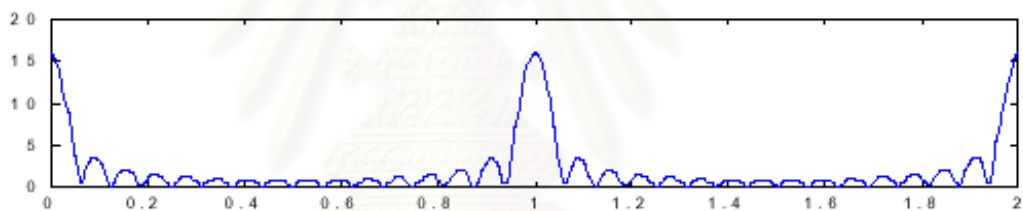
$$f_c + \frac{(N-1)}{2} \Delta f \quad (2-12)$$



รูปที่ 2.8 สัญญาณ Carrier Interferometry  $c(t)$  ( $N=16$ )

แอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณ CI สามารถเขียนได้เป็น

$$E(t) = \frac{\sin(N/2 \cdot 2\pi\Delta f t)}{\sin(1/2 \cdot 2\pi\Delta f t)} \quad (2-13)$$

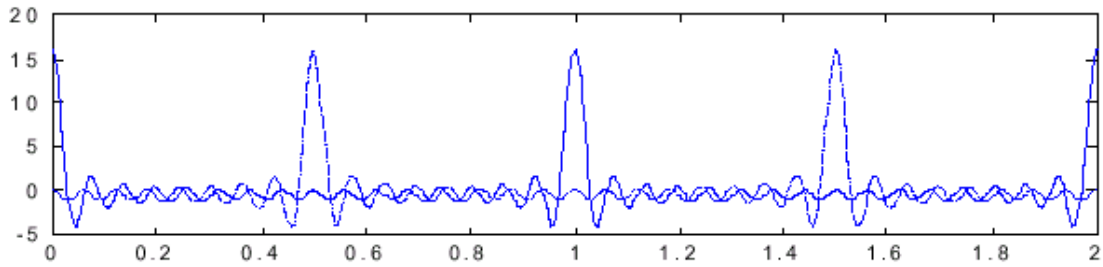


รูปที่ 2.9 แอมพลิจูดของสัญญาณ Carrier Interferometry  $c(t)$  ( $N=16$ )

แอมพลิจูดของรูปคลื่นสัญญาณ  $c(t)$  สำหรับ  $N = 16$  แสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งนำมาใช้ในการวิเคราะห์และจำลองระบบ CI/DS-SS-CDMA โดยคาบเวลาทั้งหมดของสัญญาณ  $c(t)$  เท่ากับ  $1/\Delta f$  และคาบเวลาของพีกหลัก (main lobes) คือ  $2/N\Delta f$  กับคาบเวลาพีกข้าง (side lobes) คือ  $1/N\Delta f$  โดยแอมพลิจูดสูงสุดของพีกข้างลำดับที่  $l$  คือ

$$A(l) = \frac{1}{\sin(\pi/N(l+0.5))} \quad (2-14)$$

ต่อไปจะนำเอาเฟสออฟเซต  $i\Delta\theta$  บวกเข้าไปแต่ละคลื่นพายุ่อยลำดับที่  $i$  ซึ่งทำให้แอมพลิจูดของสัญญาณ CI ถูกประวิงเวลาออกไปโดย  $\Delta t = \Delta\theta/2\pi\Delta f$  แต่ต้องระมัดระวังในการ



รูปที่ 2.10 เอนVELOปของรูปคลื่น  $c(t)$  ที่ถูกเลื่อนเวลาออกไปในตำแหน่งที่เจาะจงไว้ ทำให้เอนVELOป ระหว่างสัญญาณตั้งฉากกันในโดเมนเวลา

เลือกค่า  $\Delta\theta$  เพื่อที่จะทำให้สัญญาณ  $c(t)$  ถูกเลื่อนตำแหน่งทางเวลาออกไปให้ตั้งฉากกัน โดยเอนVELOปของสัญญาณ  $c(t)$  ที่ถูกเลื่อนเวลาออกไปในตำแหน่งที่ต่างกันแสดงได้ดัง รูปที่ 2.10 ค่าสหสัมพันธ์ข้ามของ  $c_k(t)$  (ลำดับที่  $k$ ) กับ  $c_j(t)$  (ลำดับที่  $j$ ) ที่มีเวลาประวิงระหว่างกันเท่ากับ  $\tau$  คือ

$$R_{j,k}(\tau) = \frac{1}{2} \cdot \sum_{i=0}^{N-1} \cos(2\pi\Delta f\tau) \quad (2-15)$$

$$R_{j,k}(\tau) = \frac{\sin(N/2 \cdot 2\pi\Delta f\tau)}{\sin(1/2 \cdot 2\pi\Delta f\tau)} \cos(N - 1/2 \cdot 2\pi\Delta f\tau) \quad (2-16)$$

ในพจน์ของ CC สามารถพิสูจน์ได้ว่ามี  $2(N-1)$  พจน์ที่มีค่าเป็นศูนย์ดังนี้

**เซตที่ 1** จากพจน์  $\sin(\cdot)/\sin(\cdot)$  ถ้าให้  $\tau = k/N\Delta f$  จะมี  $N-1$  พจน์ที่ทำให้  $R_{j,k}(\tau)$  มีค่าเป็นศูนย์ได้ โดย  $k = 1, 2, \dots, N-1$

**เซตที่ 2** จากพจน์  $\cos(\cdot)$  ถ้าให้  $\tau = (2k-1)/2(N-1)\Delta f$  จะมี  $N-1$  พจน์ที่ทำให้  $R_{j,k}(\tau)$  มีค่าเป็นศูนย์ได้ โดย  $k = 1, 2, \dots, N-1$

ในที่นี้เป็นกรบ่งชี้ว่ามี  $2(N-1)$  ตำแหน่งในทางเวลา (ภายในช่วงเวลา  $T_s$ ) ที่ทำให้รูปคลื่น  $c_k(t)$  กับ  $c_j(t)$  ตั้งฉากกันในโดเมนเวลา

โดยสัญญาณ  $c(t)$  จำนวน  $N$  รูปคลื่นจะตั้งฉากระหว่างกันได้ ถ้าวางตำแหน่งของสัญญาณในทางเวลาให้แตกต่างกัน ซึ่งจะใช้เวลาในเซตที่ 1 ( $\tau = k/N\Delta f$ ) หรือเซตที่ 2 ( $\tau = (2k-1)/2(N-1)\Delta f$ ) ก็ได้ แต่ถ้าใช้ตำแหน่งในทางเวลาทั้งเซตที่ 2 และเซตที่ 1 พร้อมกัน

ก็จะสามารถรองรับสัญญาณ  $c(t)$  ได้มากขึ้นเป็น  $2(N-1)$  รูปคลื่น แต่จะทำให้สถานะระหว่างสัญญาณ  $c(t)$  มีสภาพเป็น pseudo orthogonal [4] ในโดเมนเวลา

### 2.3.2 แบบจำลองระบบ CI/DS-CDMA ด้านส่ง

ในระบบ CI/DS-CDMA ใช้รูปคลื่นสัญญาณของชิปแบบ CI แทนที่รูปคลื่นแบบเดิมที่เป็นรูปสี่เหลี่ยม  $\text{sinc}(\cdot)$  หรือ raised cosine โดยรูปคลื่นแบบ CI ประกอบด้วย  $N$  คลื่นพาหะ ที่มีระยะห่างในโดเมนความถี่เท่ากับ  $\Delta f = 1/T_s$  และ  $T_s$  คือคาบเวลาของสัญญาณ โดยรูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ CI ในทางคณิตศาสตร์เขียนได้เป็น

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(n2\pi\Delta ft) \quad (2-17)$$

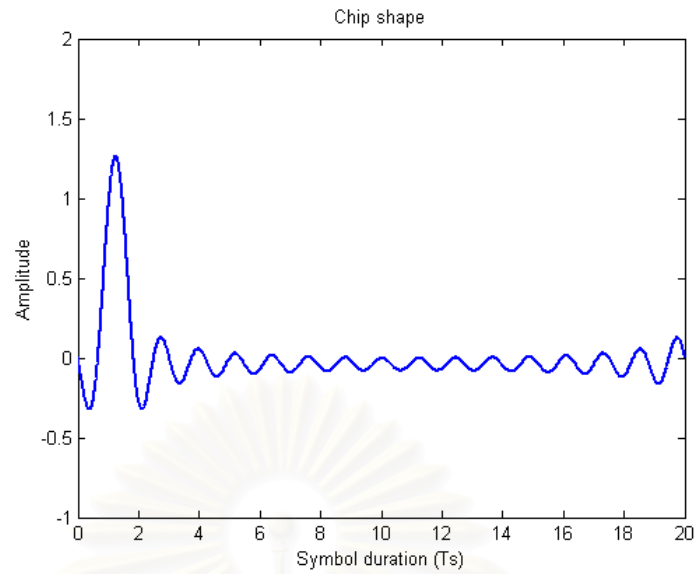
ในที่นี้  $N$  สอดคล้องกับความยาวของรหัสแผ่ในระบบ DS-CDMA ซึ่งให้อัตราขยายประมวลผล (processing gain) เมื่อเกิดการรวมกัน และ  $A$  เป็นค่าคงที่เพื่อทำให้พลังงานของสัญญาณหลังจากการแผ่เป็นหนึ่ง ( $A = \sqrt{1/N} \cdot \sqrt{2/T_s}$ ) รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ CI แสดงได้ดังรูปที่ 2.10

ในระบบ CI/DS-CDMA ข้อมูลบิตจะถูกแผ่ โดยรหัสแผ่ (spreading code) ที่มีค่า  $+1$  หรือ  $-1$  ตามอนุกรมรหัส Hadamard  $\beta_i^{(k)}$  สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  และชิปลำดับที่  $i$  โดยแต่ละชิปจะถูกมอดูเลตโดยฟิลเตอร์  $h(t - iT_c)$  ที่เปรียบได้กับการแผ่แต่ละชิปของ (Hadamard) ด้วยรหัสแบบ CI ไปบนคลื่นพาหะย่อยจำนวน  $N$  คลื่นพาหะ สำหรับลำดับชิปที่  $i$  บนโดเมนความถี่ที่เป็นไปตาม  $(1, e^{j\Delta\theta_i}, e^{j2\Delta\theta_i}, \dots, e^{j(N-1)\Delta\theta_i})$  โดย  $\Delta\theta_i = i2\pi/N$  ดังรูปที่ 12.11 สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  (สมมูลกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ) เป็น [4]

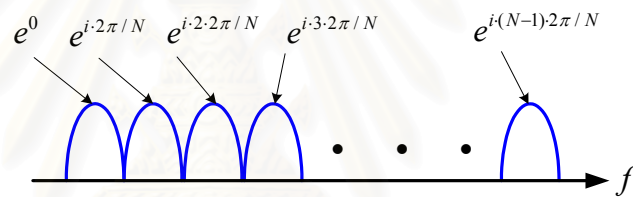
$$s_k(t) = b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} h(t - iT_c) g(t) \quad (2-18)$$

แทนค่าสมการ (2-17) ในสมการ (2-18) จะได้สัญญาณส่งออกของผู้ใช้ลำดับที่  $k$

$$s_k(t) = b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi n\Delta f(t - iT_c)) g(t) \quad (2-19)$$

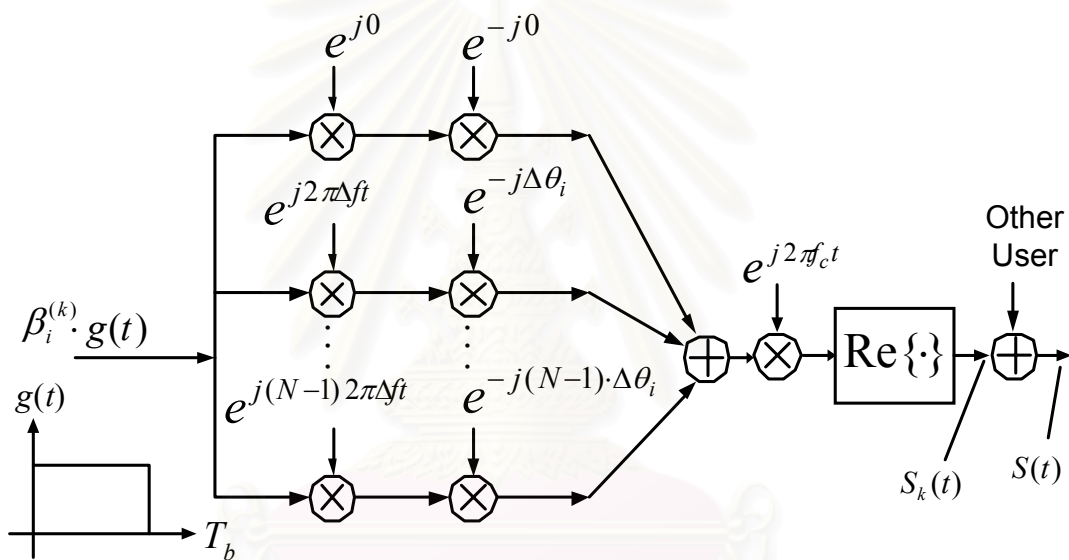


รูปที่ 2.11 รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ CI ( $A = \sqrt{1/N} \cdot \sqrt{2/T_s}$ ,  $T_s = 20$ )



รูปที่ 2.12 สเปกตรัมเชิงความถี่ของชิปพัลส์แบบ CI ( $\Delta\theta_i = 2\pi / N$ )

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.13 วงจรภาคส่งของระบบ CI/DS-SS (สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$ )

ในที่นี้  $b_k$  คือข้อมูลบิตของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  และ  $g(t)$  คือรูปคลื่นสี่เหลี่ยมหนึ่งหน่วยที่มีคาบเวลา  $T_s$  โดยวงจรภาคส่งที่สอดคล้องกับสมการ (2-19) แสดงได้ดังรูป 2.13 ซึ่งข้อมูลบิตจะถูกแผ่ด้วย รหัสแผ่ 2 ครั้ง (รหัส Hadamard กับ CI เฟส) และหลังจากนั้นจะรวมสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่ส่งออกไปคือ (สมมูลกับวงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ)

$$S(t) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(2\pi n \Delta f t - n i 2\pi / N) \cdot g(t) \quad (2-20)$$

สัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่ง สมมติให้ผ่านช่องสัญญาณชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งช้าแบบเลือกความถี่ ( $1/T_s \ll (\Delta f)_c \ll BW$ ) โดยมีผลต่อความกว้างแถบของสัญญาณ ( $BW$ ) แต่จะ

มีค่าคงที่สำหรับคลื่นพาริย่อยใดๆ ดังนั้นแต่ละส่วนประกอบความถี่ที่ใช้ในการสร้างชิปของระบบ CI/DS-CDMA จะอยู่ภายใต้สภาพเฟดดิ้งแบบราบ ที่มีสหสัมพันธ์ระหว่างคลื่นพาริย่อยลำดับที่  $i$  กับคลื่นพาริย่อยลำดับที่  $j$  โดยคลื่นพาริย่อยที่ได้รับผลของเฟดดิ้งจะมีคุณลักษณะของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างคลื่นพาริย่อย  $\rho_{i,j}$  ดังนี้ [4,9]

$$\rho_{i,j} = \frac{1}{1 + ((f_i - f_j) / \Delta f_c)^2} \quad (2-21)$$

### 2.3.3 แบบจำลองระบบ CI/DS-CDMA ด้านรับ

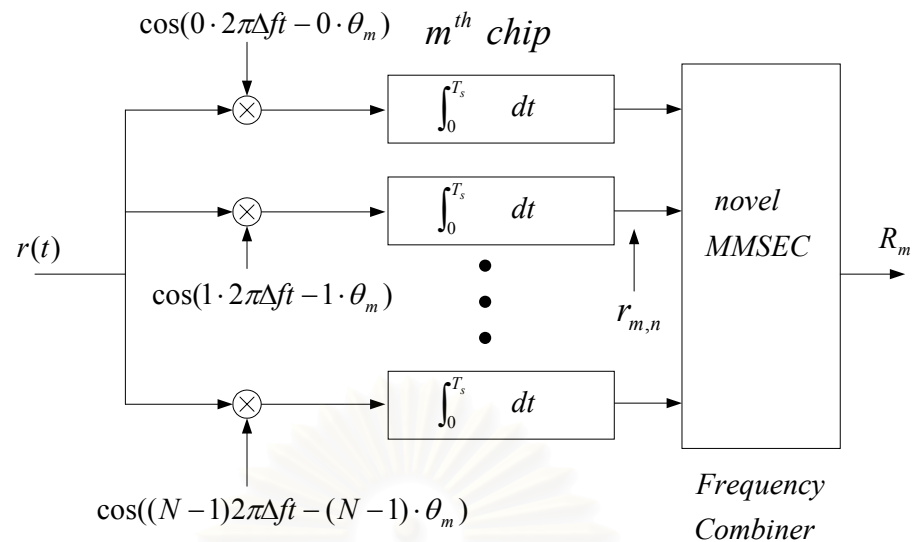
สัญญาณที่รับได้ (สมมูลกับวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ) จากช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ผสมกับสัญญาณรบกวนเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} \alpha_n \cos(2\pi m \Delta f t - n i 2\pi / N + \phi_n) \cdot g(t) + n(t) \quad (2-22)$$

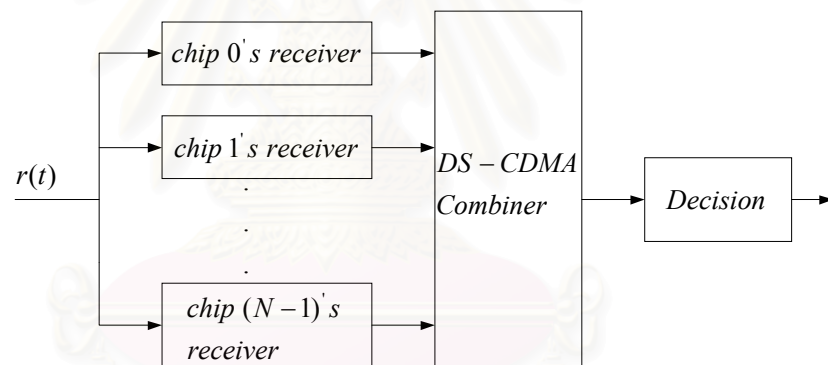
ในที่นี้  $\alpha_n$  คืออัตราขยายเฟดดิ้งและ  $\phi_n$  คือเฟสออฟเซตในคลื่นพาริ ลำดับที่  $n$  ของ CI พัลส์ และ  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนขาว (white noise) ในการวิเคราะห์สมมติว่าการชิงโครไนซ์ เฟสมีความถูกต้องแม่นยำ

เครื่องรับของระบบ CI/DS-CDMA แสดงในรูปที่ 2.14 และ 2.15 โดยเครื่องรับประกอบด้วยเครื่องรับชิปจำนวน  $N$  เครื่องรับ สำหรับเครื่องรับชิปลำดับที่  $m$  สัญญาณที่รับได้จะถูกแยกอยู่บนคลื่นพาริเชิงตั้งฉากปกติ (orthonormal carrier) ของสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งจำนวน  $N$  คลื่นพาริ โดยแต่ละส่วนประกอบสัญญาณที่ถูกแยกออกบนคลื่นพาริลำดับที่  $n$  และรูปคลื่นชิปลำดับที่  $m$  จะได้ตัวแปร  $r_{m,n}$  โดย

$$r_{m,n} = \sum_{k=0}^{K-1} b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \alpha_n \cos(n \cdot m \cdot 2\pi / N - n \cdot i \cdot 2\pi / N) + n_{m,n} \quad (2-23)$$



รูปที่ 2.14 วงจรภาครับสำหรับชิปลำดับที่  $m$  ของระบบ CI/DS-CDMA



รูปที่ 2.15 โครงสร้างวงจรภาครับของระบบ CI/DS-CDMA

ค่า  $r_{m,n}$  ที่ได้จะถูกส่งผ่านวิธีการรวมกัน 2 แบบคือ

- 1) วิธีการรวมกันเชิงความถี่ (MMSEC) สามารถลดการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห้ได้เนื่องจากมีการรวมกันตลอดความถี่คลื่นพาห้ ดัชนี  $n$  และทำให้ได้โดเวอร์ซิตีทางความถี่ ดังรูปที่ 2.14
- 2) วิธีการรวมกันของชิป (DS-CDMA combiner) เป็นการถอดรหัสแผ่ตลอดดัชนี  $m$  ที่สามารถกำจัดหรือลดการแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใ้รายอื่นได้ ดังรูปที่ 2.15

เครื่องรับที่ใช้วิธีการรวมกันเชิงความถี่จากคลื่นพาห้ที่ความถี่ต่างๆสำหรับระบบ CI/DS-CDMA คือ วิธีการรวมกันแบบค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining) [3] โดย  $r^{(l)}_{m,n}$  สำหรับผู้ที่ใ้รายที่  $l$  สามารถแยกได้เป็นห้าพจน์คือ



$$\begin{aligned}
r_{m,n}^{(l)} &= b_l \beta_m^{(l)} \alpha_n + \\
& b_l \alpha_n \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^{N-1} \beta_i^{(l)} \cos(n \cdot m \cdot 2\pi / N - n \cdot i \cdot 2\pi / N) + \\
& \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{K-1} b_k \beta_i^{(k)} \alpha_n + \\
& \sum_{\substack{k=0 \\ k \neq l}}^{K-1} b_k \alpha_n \sum_{\substack{i=0 \\ i \neq m}}^{N-1} \beta_i^{(k)} \cos(n \cdot m \cdot 2\pi / N - n \cdot i \cdot 2\pi / N) + n_{m,n}
\end{aligned} \tag{2-24}$$

ในที่นี้พจน์แรกเป็นข้อมูลสำหรับผู้รับรายที่  $l$  บนคลื่นพาลำดับที่  $n$  และชิปลำดับที่  $m$  พจน์ที่สองเป็นการแทรกสอด (ในคลื่นพาลำดับที่  $n$ ) จาก  $(N-1)$  ชิปอื่นๆของผู้รับรายเดียวกัน พจน์ที่สามเป็นการแทรกสอดจากผู้รับรายอื่นๆเนื่องมาจากชิปลำดับที่  $m$  พจน์ที่สี่เป็นการแทรกสอด (ในคลื่นพาลำดับที่  $n$ ) เนื่องมาจากผู้รับรายอื่นๆของ  $N-1$  ชิป และพจน์ที่ห้าแสดงสัญญาณรบกวนที่มี  $\sigma_n^2 = N_0 / 2$  และค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สังเกตได้ว่า  $n_{m,n}$  มีสหสัมพันธ์ข้ามชิป แต่จะไม่มีสหสัมพันธ์ข้ามคลื่นพาดังโคแวลเรียนซ์เมทริกซ์

$$C_{i,j} = \cos((i-j)2\pi / N) \tag{2-25}$$

โดย  $i$  และ  $j$  เป็นลำดับของชิปในรหัสแผ่ ในวิธี MMSEC เป็นการทำให้เกิดการแทรกสอดต่ำสุดในพจน์ที่สอง สี่ และห้า ในสมการ (2-24) แสดงในรูปที่ 2.14 ที่เป็นการรวมข้อมูลของชิปตลอดความถี่ ( $r_{m,0}, r_{m,1}, \dots, r_{m,N-1}$ ) จะได้ [3]

$$R_m = \sum_{n=0}^{N-1} r_{m,n} \cdot \frac{\alpha_n}{KP_n \cdot \alpha_n^2 + N_0 / 2} \tag{2-26}$$

โดยค่าของ  $P_n$  คือ [2]

$$P_n = \sum_{i=0}^{N-1} \cos^2(n(m-i) \frac{2\pi}{N}) = \begin{cases} \frac{N}{2} & n = 1, 2, \dots, N-1 \\ N & n = 0, \frac{N}{2} \end{cases} \tag{2-27}$$

หลังจากผ่านวิธี MMSEC ของสมการ (2-26) และ (2-27) แล้วนำ  $R_m$  ของชิปต่างๆ มารวมกันโดยเป็นการถอดรหัสด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้งานลำดับที่  $l$  เพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้รายอื่นๆ ในพจน์ที่สามตามรูปที่ 2.15 ด้วยวิธีการรวมกันสำหรับระบบ DS-CDMA ที่เขียนได้เป็น

$$D^{(l)} = \sum_{m=0}^{N-1} R_m \beta_m^{(l)} \quad (2-28)$$

ในที่นี้แต่ละตัวแปร  $R_m$  ของชิป จะถูกคูณด้วยรหัสแผ่ลำดับที่  $m$  และรวมเข้าด้วยกัน เพื่อที่จะแยกสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้รายที่  $l$  ออกมา โดยวิธีการรวมกันแบบนี้เป็นวิธีที่ทำให้เกิดค่าต่ำสุดของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่ใช้ในระบบ DS-CDMA เนื่องจากค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้มีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (orthogonality)

### บทที่ 3

#### การแทรกสอดคลื่นพาห้ที่ถูกกดสำหรับระบบ DS-CDMA

ในระบบ CI/DS-CDMA ข้อมูลที่ส่งจากเครื่องส่งถูกแผ่ด้วยรหัสแม่แบบ Hadamard ในโดเมนเวลา และแผ่ด้วยรหัสแม่แบบ CI ในโดเมนความถี่ ส่วนที่ภาครับมีถอดรหัสแม่ในโดเมนความถี่และโดเมนเวลาตามลำดับ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เสนอการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างชุดของรหัสแม่แบบ Hadamard กับแบบ CI ที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ CI/DS-CDMA โดยนำผลจากการวิเคราะห์ดังกล่าวมาปรับปรุงวิธีการปรับรูปคลื่นของชิป เพื่อปรับปรุงสมรรถนะและคุณภาพของการบริการที่แบ่งเป็นชั้นบริการในแง่ของอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้ทุกรายให้เท่าเทียมกัน วิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบใหม่นี้เรียกว่า “การปรับรูปคลื่นของชิปแบบ การแทรกสอดของคลื่นพาห้ที่ถูกกด (Suppressed Carrier Interferometry : SC-I)” และเรียกระบบ DS-CDMA ที่นำเสนอว่า “ระบบ ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ แบบการแทรกสอดของคลื่นพาห้ที่ถูกกด (Suppressed Carrier – Interferometry DS-CDMA : SC-I/DS-CDMA)” นอกจากนี้วิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I ยังสามารถลดความซับซ้อนในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ที่วงจรภาคส่งและภาครับได้อีกด้วย

เนื้อหาในบทนี้เริ่มจากการวิเคราะห์สัญญาณที่ภาคส่งของระบบ CI/DS-CDMA กับความสัมพันธ์ระหว่างชุดของรหัสแม่แบบ Hadamard กับแบบ CI ส่วนที่สองนำเสนอวิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I ส่วนที่สามเป็นวงจรภาคส่งของระบบ SC-I/DS-CDMA และส่วนที่สี่แสดง วงจรภาครับของระบบ SC-I/DS-CDMA ส่วนสุดท้าย เป็นขั้นตอนการคำนวณหาความซับซ้อนจากอัลกอริทึมการแปลงฟูริเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT)

#### 3.1 การวิเคราะห์ความสัมพันธ์ระหว่างรหัส Hadamard และรหัส CI ในสัญญาณที่ภาคส่งของระบบ CI/DS-CDMA

เพื่อที่จะวิเคราะห์สัญญาณที่ส่งออกสำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ในโดเมนเวลา สำหรับระบบ CI/DS-CDMA สมการที่ (2-18) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} s_k(t) &= b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(n2\pi\Delta ft - ni \frac{2\pi}{N}) g(t) \\ &= b_k \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \cdot e^{j(ni \frac{2\pi}{N})} \cdot e^{j\varphi_n(t)} \right\} g(t) \end{aligned} \quad (3-1)$$

ในที่นี้กำหนดให้  $\varphi_n(t) = -n2\pi\Delta ft$  โดย  $b_k$  และ  $\beta_i^{(k)}$  คือบิตข้อมูลและชิปลำดับที่  $i$  ของรหัส Hadamard สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ส่วน  $\text{Re}\{\cdot\}$  คือพจน์ที่เป็นจำนวนจริงและ  $g(t)$  คือรูปคลื่นสี่เหลี่ยมหนึ่งหน่วยที่มีคาบเวลา  $T_s = 1/\Delta f$

จากสมการที่ (3-1) จะพบว่ามีพจน์ที่เป็นค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัส Hadamard กับรหัส CI ( $e^{j(0)}$ ,  $e^{j(n2\pi/N)}$ ,  $e^{j(2n2\pi/N)}$ , ...,  $e^{j((N-1)n2\pi/N)}$ ) ในโดเมนเวลา เมื่อเวลาประวิงระหว่างรหัสเท่ากับศูนย์

$$R(k, n) = \text{Re}\left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \cdot e^{j(ni\frac{2\pi}{N})} \right\} \quad (3-2)$$

โดย  $R(k, n)$  คือค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ระหว่างรหัส Hadamard ลำดับที่  $k$  กับรหัส CI ในคลื่นพาห้ลำดับที่  $n$  ในกรณีที่เวลาประวิงระหว่างรหัสเท่ากับศูนย์ ในที่นี้สามารถแสดงลำดับของรหัส Hadamard ได้จากแถวลำดับที่  $k$  ของ Hadamard เมตริกซ์ ดังรูปที่ 3.1 [13]

	$i=0$	$i=1$	$i=2$	$i=3$	$i=4$	$i=5$	$i=6$	$i=7$
$k=0$	1	1	1	1	1	1	1	1
$k=1$	$H_1=1$	$\bar{H}_1=-1$	1	-1	1	-1	1	-1
$k=2$	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
$k=3$	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
$k=4$	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
$k=5$	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
$k=6$	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
$k=7$	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1

รูปที่ 3.1 ตัวอย่าง Hadamard เมตริกซ์ขนาด  $8 \times 8$  กับคุณสมบัติพิเศษของเมตริกซ์ย่อย  $H_d$  ความยาว  $d$

เพื่อที่จะวิเคราะห์หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามจากสมการ (3-2) ในกรณีที่รหัสด Hadamard มีลำดับที่  $k \geq 1$  โดยจะหาความยาวชิปในรหัสด Hadamard ที่น้อยที่สุดที่สามารถหาค่าของรหัสดได้ทั้งหมด ซึ่งจะพิจารณาคูณสมบัติพิเศษของรหัสด Hadamard ขนาด  $N \times N$  ดังรูปที่ 3.1 โดยความยาวชิปที่น้อยที่สุดของรหัสด Hadamard มีค่าเท่ากับ  $d$  (ในเมตริกย่อย  $H_d$ ) จะสามารถหาค่าของชิปในลำดับถัดไปได้ทั้งหมด ( $N$  ชิป) เพราะ  $\beta_i^{(k)} = -\beta_{i+d}^{(k)}$  โดยค่า  $d$  จะสัมพันธ์กับช่วงของลำดับที่  $k$  ของรหัสด Hadamard คือ

$$2^{x-1} \leq k < 2^x \Leftrightarrow d = 2^{x-1} \quad (3-3)$$

สำหรับความยาวรหัสด  $N = 32$  แสดงความสัมพันธ์ระหว่างลำดับที่ของรหัสด Hadamard กับความยาวชิป  $d$  ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 ตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างลำดับที่ของรหัสด Hadamard กับความยาวชิปที่น้อยที่สุด  $d$

ลำดับที่ของรหัสด Hadamard $k$	ความยาวชิปน้อยที่สุด $d$
1	1
2,3	2
4,5,6,7,	4
8,9,10,11,12,13,14,15	8
16,17,18,19,20,...,30,31	16

จากคุณสมบัติพิเศษของรหัสด Hadamard ดังกล่าวนำมาจัดรูปแบบสมการที่ (3-2) ในกรณีที่ลำดับของรหัสด Hadamard  $k \geq 1$  ดังนั้นค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R(k \geq 1, n)$  เขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} R(k \geq 1, n) &= \text{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \left[ \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} e^{j(ni\frac{2\pi}{N})} - \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} e^{j(n(i+d)\frac{2\pi}{N})} + \dots - \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} e^{j(n(i+N-d)\frac{2\pi}{N})} \right] \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} \left( e^{j(ni\frac{2\pi}{N})} - e^{j(n(i+d)\frac{2\pi}{N})} + \dots - e^{j(n(i+N-d)\frac{2\pi}{N})} \right) \right\} \\ &= \text{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} \cdot Z \right\} \end{aligned} \quad (3-4)$$

$$\text{ในที่นี้ } z = \left( e^{j(ni\frac{2\pi}{N})} - e^{j(n(i+d)\frac{2\pi}{N})} + \dots - e^{j(n(i+N-d)\frac{2\pi}{N})} \right)$$

พจน์  $Z$  ในสมการที่ (3-4) เป็นอนุกรมเรขาคณิตที่มีส่วนประกอบ  $N/d$  พจน์ โดยมีลำดับที่ 1 เป็น  $e^{jni\frac{2\pi}{N}}$  และมีตัวคูณเป็น  $-e^{jnd\frac{2\pi}{N}}$  ดังนั้นตัวแปร  $Z$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$Z = e^{jni\frac{2\pi}{N}} \left( \frac{1 - (-e^{jnd\frac{2\pi}{N}})^{N/d}}{1 - (-e^{jnd\frac{2\pi}{N}})} \right) \quad (3-5)$$

จัดรูปแบบ  $Z$  ในสมการ (3-5) ใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} Z &= e^{jni\frac{2\pi}{N}} \frac{e^{jn\pi}}{e^{jnd\frac{\pi}{N}}} \left( \frac{e^{-jn\pi} - e^{jn\pi}}{e^{-jnd\frac{\pi}{N}} + e^{jnd\frac{\pi}{N}}} \right) \\ &= e^{jn\frac{\pi}{N}(N-d+2i)} \left( \frac{e^{-jn\pi} - e^{jn\pi}}{e^{-jnd\frac{\pi}{N}} + e^{jnd\frac{\pi}{N}}} \right) \end{aligned} \quad (3-6)$$

แทนค่า  $Z$  จากสมการที่ (3-6) ลงในสมการ (3-4) จะได้ว่า

$$R(k \geq 1, n) = \text{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} e^{jn\frac{\pi}{N}(N-d+2i)} \left( \frac{e^{-jn\pi} - e^{jn\pi}}{e^{-jnd\frac{\pi}{N}} + e^{jnd\frac{\pi}{N}}} \right) \right\} \quad (3-7)$$

$$R(k \geq 1, n) = \text{Re} \left\{ \left( \frac{e^{-jn\pi} - e^{jn\pi}}{e^{-jnd\frac{\pi}{N}} + e^{jnd\frac{\pi}{N}}} \right) \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} e^{jn\frac{\pi}{N}(N-d+2i)} e^{j\varphi_n(t)} \right\} \quad (3-8)$$

$$R(k \geq 1, n) = \text{Re} \left\{ j \frac{\sin(n\pi)}{\cos(nd\frac{\pi}{N})} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} e^{j\left(n\frac{\pi}{N}(N-d+2i) + \varphi_n(t)\right)} \right\} \quad (3-9)$$

$$\begin{aligned} R(k \geq 1, n) = \text{Re} \left\{ j \frac{\sin(n\pi)}{\cos(nd\frac{\pi}{N})} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} \left[ \cos\left(n\frac{\pi}{N}(N-d+2i) + \varphi_n(t)\right) \right. \right. \\ \left. \left. - j \sin\left(n\frac{\pi}{N}(N-d+2i) + \varphi_n(t)\right) \right] \right\} \quad (3-10) \end{aligned}$$

$$R(k \geq 1, n) = \frac{\sin(n\pi)}{\cos\left(n d \frac{\pi}{N}\right)} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} \sin\left(n \frac{\pi}{N} (N-d+2i) + \varphi_n(t)\right) \quad (3-11)$$

ค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัส Hadamard กับรหัส CI  $R(k, n)$  ตามสมการ (3-2) ในกรณีที่ลำดับรหัส Hadamard เป็นศูนย์ ( $k = 0$ ) จะใช้คุณสมบัติของ Hadamard เมตริกซ์ ดังรูปที่ 3.1 คือ  $\beta_i^0 = 1$  จากสมการ (3-2) จะได้

$$R(k = 0, n) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(0)} \cdot e^{j\left(ni \frac{2\pi}{N}\right)} \right\} \quad (3-12)$$

$$= \operatorname{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\left(ni \frac{2\pi}{N}\right)} \right\}$$

$$R(k = 0, n) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} e^{j\left(ni \frac{2\pi}{N} + \varphi_n(t)\right)} \right\} \quad (3-13)$$

พจน์  $R(k = 0, n)$  ในสมการที่ (3-13) เป็นอนุกรมเรขาคณิตที่มีส่วนประกอบ  $N$  พจน์ โดยมีลำดับที่ 1 เป็น  $e^{j(0+\varphi_n(t))}$  และมีตัวคูณเป็น  $e^{jn \frac{2\pi}{N}}$  ดังนั้น  $R(k = 0, n)$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$R(k = 0, n) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \left( \frac{1 - \left(e^{jn \frac{2\pi}{N}}\right)^N}{1 - e^{jn \frac{2\pi}{N}}} \right) \right\} \quad (3-14)$$

$$R(k = 0, n) = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\left(\frac{n\pi}{N}(N-1) + \varphi_n(t)\right)} \left( \frac{e^{-jn\pi} - e^{jn\pi}}{e^{-jn \frac{\pi}{N}} - e^{jn \frac{\pi}{N}}} \right) \right\} \quad (3-15)$$

$$R(k = 0, n) = \operatorname{Re} \left\{ \frac{\sin(n\pi)}{\sin\left(n \frac{\pi}{N}\right)} \left[ \cos\left(n \frac{\pi}{N} (N-1) + \varphi_n(t)\right) - j \sin\left(n \frac{\pi}{N} (N-1) + \varphi_n(t)\right) \right] \right\} \quad (3-16)$$

$$R(k = 0, n) = \frac{\sin(n\pi)}{\sin\left(n \frac{\pi}{N}\right)} \cos\left(n \frac{\pi}{N} (N-1) + \varphi_n(t)\right) \quad (3-17)$$

จากค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R(k \geq 1, n)$  ในสมการ (3-11) และ  $R(k = 0, n)$  ในสมการ (3-17) รวมเป็น  $R(k, n)$  คือ

$$R(k, n) = \begin{cases} \frac{\sin(n\pi)}{\sin(n\frac{\pi}{N})} \cos\left(\frac{n\pi}{N}(N-1) + \varphi_n(t)\right) & ; k=0 \\ \frac{\sin(n\pi)}{\cos(nd\frac{\pi}{N})} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} \sin\left(n\frac{\pi}{N}(N-d+2i) + \varphi_n(t)\right) & ; k \geq 1 \end{cases} \quad (3-18)$$

ตามสมการ (3-18) ค่าของ  $R(k, n)$  มีค่าเป็นศูนย์ได้ก็ต่อเมื่อเลือกกรหัสลำดับที่  $k$  ของ Hadamard เมตริกซ์ ให้สัมพันธ์กับลำดับคลื่นพาห์  $n$  ในที่นี้จะนิยามให้

$\mathfrak{S}$  เป็นเซตของลำดับคลื่นพาห์  $n$  ที่เป็นไปได้ทั้งหมดคือ  $\mathfrak{S} = \{0, 1, 2, \dots, N-1\}$   
 $G^{(k)}$  เป็นเซตของลำดับคลื่นพาห์  $n$  ของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ที่ทำให้ค่า สหสัมพันธ์ข้าม  $R(k, n) = 0$

1) ในกรณีที่  $k=0$  พิจารณาพจน์ของ  $\sin(n\pi)/\sin(n\pi/N)$  ตามสมการ (3-18) ค่า  $R(k=0, n) = 0$  เมื่อลำดับคลื่นพาห์  $n$  เป็น

$$n \in G^{(0)} \text{ โดย } G^{(0)} = \{1, 2, 3, \dots, N-1\} \quad (3-19)$$

ในกรณีที่ลำดับคลื่นพาห์  $n \notin G^{(0)}$  คือ  $n=0$  จะทำให้พจน์  $\sin(n\pi)/\sin(n\pi/N) = 0/0$  แต่พิสูจน์ได้ว่าพจน์  $\sin(n\pi)/\sin(n\pi/N)$  มีค่าไม่เป็นศูนย์ โดยใช้ทฤษฎีลิมิตซึ่งประยุกต์ตามกฎของโลปีตาล (*L' Hôpital, Guillaume de*) เมื่อ  $n \rightarrow 0$  ดังนี้

$$\lim_{n \rightarrow 0} \frac{\sin(n\pi)}{\sin(n\pi/N)} \xrightarrow{L'Hôpital} \frac{\frac{d}{dn} \sin(n\pi)}{\frac{d}{dn} \sin(n\pi/N)} \Bigg|_{n=0} = N \quad (3-20)$$

ดังนั้นตามสมการ (3-18) ในกรณีที่  $k=0$  ค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R(k=0, n)$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$R(k=0, n) = \begin{cases} 0 & ; n=1, 2, \dots, N-1 \\ N \cos\left(n\frac{\pi}{N}(N-1) + \varphi_n(t)\right) & ; n=0 \end{cases} \quad (3-21)$$



2) ในกรณีที่  $k \geq 1$  จะพิจารณาพจน์  $\sin(n\pi)/\cos(nd\pi/N)$  ตามสมการ (3-18) ค่า  $R(k \geq 1, n) = 0$  เมื่อลำดับคลื่นพาห้  $n$  เป็น

$$n \in G^{(k)} \text{ โดย } G^{(k)} = \mathfrak{S} - \{N/(2d), 3N/(2d), 5N/(2d), \dots, (2d-1)N/(2d)\} \quad (3-22)$$

โดย  $\mathfrak{S}$  คือเซตของลำดับคลื่นพาห้  $n$  ทั้งหมดคือ  $\mathfrak{S} = \{0, 1, \dots, N-1\}$  และตัวแปร  $d$  สัมพันธ์กับช่วงของลำดับรหัส Hadamard  $k$  ตามสมการ (3-3)

ในกรณีที่  $n \notin G^{(k)}$  คือ  $n = i \cdot N/(2k)$  โดย  $i = 1, 3, 5, \dots, 2d-1$  ทำให้พจน์  $\sin(n\pi)/\cos(nd\pi/N) = 0/0$  แต่พิสูจน์ได้ว่าพจน์นี้มีค่าไม่เป็นศูนย์ โดยใช้ทฤษฎีลิมิตซึ่งประยุกต์ตามกฎของโลปีตาล (*L' Hôpital, Guillaume de*) เมื่อ  $n \rightarrow i \cdot N/(2d)$  ดังนี้

$$\lim_{n \rightarrow i \cdot N/(2d)} \frac{\sin(n\pi)}{\cos(n\pi \cdot d/N)} \xrightarrow{L'Hôpital} \frac{\frac{d}{dn} \sin(n\pi)}{\frac{d}{dn} \cos(n\pi \cdot d/N)} \Bigg|_{n=i \cdot N/(2d)} = \pm \frac{N}{d} \quad (3-23)$$

ดังนั้นตามสมการ (3-18) ในกรณีที่  $k \geq 1$  ค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R(k \geq 1, n)$  เขียนใหม่ได้เป็น

$$R(k \geq 1, n) = \begin{cases} 0 & ; n \in G^{(k)} \\ \pm \frac{N}{d} \sum_{i=0}^{d-1} \beta_i^{(k)} \sin\left(n \frac{\pi}{N} (N-d+2i) + \varphi_n(t)\right) & ; k \geq 1 ; n \notin G^{(k)} \end{cases} \quad (3-24)$$

ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้าม  $R(k=0, n)$  ในสมการ (3-21) หรือ  $R(k \geq 0, n)$  ในสมการ (3-24) มีค่าเป็นศูนย์จะทำให้สัญญาณที่ส่งออก  $s_k(t)$  สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ในสมการ (3-1) มีค่าเป็นศูนย์

อีกนัยหนึ่ง สัญญาณข้อมูลสำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$  จะไม่มีอยู่ในคลื่นพาห้ลำดับที่  $n \in G^{(0)}$  หรือ  $n \in G^{(k)}$  อย่างไรก็ตามคลื่นพาห้ใดๆจะมีสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้อย่างน้อย 1 ราย

จากสมการ (3-21) และ (3-24) ลำดับคลื่นพาห้ที่สอดคล้องกับลำดับของผู้ใช้ที่มีสัญญาณข้อมูลอยู่แสดงถึงจำนวนของโดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ (*Frequency Diversity, FD*) ดังนี้

- ถ้าลำดับของผู้ใช้  $k=0$  แล้วสัญญาณข้อมูลมีจำนวนโดเวอร์ซิตีเชิงความถี่  $FD=1$
- ถ้าลำดับของผู้ใช้  $k \geq 1$  แล้วสัญญาณข้อมูลมีจำนวนโดเวอร์ซิตีเชิงความถี่  $FD=d$

โดยตัวแปร  $d$  สัมพันธ์กับลำดับที่ของผู้ใช้  $k$  ตามสมการ (3-3) ความสัมพันธ์ระหว่างลำดับของคลื่นพาหุ  $n$  ที่มีสัญญาณข้อมูลกับลำดับของผู้ใช้  $k$  ตามสมการ (3-21) และ (3-24) แสดงได้ดังตารางที่ 3.2

ตารางที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างลำดับของคลื่นพาหุ  $n$  ที่มีสัญญาณข้อมูลกับลำดับของผู้ใช้  $k$  โดยมีความยาวของรหัส Hadamard  $N = 32$

กลุ่มที่	เซตของลำดับของผู้ใช้ $k$ (ลำดับที่ของรหัส Hadamard)	เซตของลำดับคลื่นพาหุ $n$ ที่มีสัญญาณข้อมูล $s_k(t)$	จำนวนไคเวอร์ซิตี เชิงความถี่ FD
1	{0}	{0}	1
2	{1}	{16}	1
3	{2,3}	{8,24}	2
4	{4,5,6,7}	{4,12,20,28}	4
4	{8,9,10,11,12,13,14,15}	{2,6,10,14,18,22,26,30}	8
5	{16,17,18,...,29,30,31}	{1,3,5,7,9,...,27,29,31}	16

จากตารางที่ 3.2 จำนวนไคเวอร์ซิตีของสัญญาณข้อมูลในแต่ละผู้ใช้ไม่เท่ากันโดยมีจำนวนน้อยที่สุดคือ 1 ความถี่ (ในกรณีที่  $k = 0$ ) และมากที่สุดเท่ากับ  $N/2$  ความถี่ (ในกรณีที่  $N/2 \leq k \leq N-1$ ) ซึ่งน้อยกว่าค่า processing gain ( $N$ ) ของระบบ CI/DS-CDMA ใดๆที่สัญญาณข้อมูลของผู้ใช้  $s_k(t)$  ทุกรายจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหุจำนวน  $N$  ความถี่ ตามสมการที่ (3-1) เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างรหัส Hadamard กับรหัส CI ในโดเมนเวลาทำให้จำนวนไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่ลดลง อย่างไรก็ตามพลังงานบิตที่ส่งผ่านไปบนคลื่นพาหุที่ไม่มีสัญญาณข้อมูลสำหรับผู้ใ้รายใดๆไม่ได้หายไปไหน แต่จะถูกเลื่อนไปยังความถี่ที่มีสัญญาณข้อมูล ในการพิสูจน์เริ่มจากหาพลังงานของสัญญาณข้อมูล  $s_k(t)$  ที่ส่งออกคือ

$$E_b = \int_{-\infty}^{\infty} (s_k(t))^2 dt \quad (3-25)$$

$$= \int_0^{T_s} \left( b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(n2\pi\Delta ft + ni \frac{2\pi}{N}) dt \right)^2 dt$$

ในที่นี้  $E_b$  คือพลังงานของสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิต และ  $T_s$  คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ โดย  $\Delta f = 1/T_s$  จากคุณสมบัติเชิงตั้งฉากของฟังก์ชันโคไซน์

$$\int_0^{T_s} \cos(n2\pi\Delta ft + ni2\pi/N) \times \cos(n'2\pi\Delta ft + n'i2\pi/N) dt = \begin{cases} 0 & ; n \neq n' \\ T_s/2 & ; n = n' \end{cases} \quad (3-26)$$

ดังนั้นสมการ (3-25) เขียนใหม่ได้เป็น

$$E_b = \int_0^{T_s} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (b_k)^2 (\beta_i^{(k)})^2 (\cos(n2\pi\Delta ft + ni2\pi/N))^2 dt \quad (3-27)$$

$$E_b = \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} \int_0^{T_s} (\cos(n2\pi\Delta ft + ni2\pi/N))^2 dt \quad (3-28)$$

$$E_b = N^2 \cdot \frac{T_s}{2} \quad (3-29)$$

ต่อไปจะหาพลังงานบิตข้อมูลสำหรับคลื่นพาหุที่มีสัญญาณข้อมูลตามความสัมพันธ์ในตารางที่ 3.2 และค่าสหสัมพันธ์ข้ามในสมการ (3-21) และ (3-24) พลังงานของสัญญาณข้อมูลสำหรับผู้ใช้งานลำดับที่  $k$  ที่ส่งผ่านคลื่นพาหุลำดับที่  $n$  คือ

$$E_{k,n} = \int_0^{T_s} R^2(k,n) dt \quad (3-30)$$

$$E_{k,n} = \begin{cases} N^2 \cdot \int_0^{T_s} \cos^2\left(n2\pi\Delta ft + n\frac{\pi}{N}(N-1)\right) dt & ; k=0 \text{ and } n \notin G^{(0)} \\ \left(\frac{N}{d}\right)^2 \times \sum_{i=0}^{d-1} (\beta_i^{(k)})^2 \int_0^{T_s} \sin^2\left(n2\pi\Delta ft + n\frac{\pi}{N}(N-d+2i)\right) dt & ; k \geq 1 \text{ and } n \notin G^{(k)} \end{cases} \quad (3-31)$$

$$E_{k,n} = \begin{cases} N^2 \cdot \frac{T_s}{2} & ; k=0 \text{ and } n=0 \\ N^2 \cdot \frac{T_s}{2} \cdot \frac{1}{d} & ; k \geq 1 \text{ and } n \notin G^{(k)} \end{cases} \quad (3-32)$$

โดย  $E_{k,n}$  คือพลังงานของสัญญาณข้อมูลบิตที่ส่งผ่านคลื่นพาหุลำดับที่  $n$  สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$

เมื่อเปรียบเทียบพลังงานของข้อมูล 1 บิต ในสมการ (3-29) กับพลังงานของข้อมูลบิต เฉพาะคลื่นพาห่ที่มีสัญญาณข้อมูลในสมการ (3-32) จะได้

$$E_{k,n} = \begin{cases} E_b & ; k=0, n=0 \\ E_b/d & ; k \geq 1, n \notin G^{(k)} \end{cases} \quad (3-33)$$

สำหรับผู้ใช้รายที่  $k=0$  จะมีจำนวนโดเวอร์ซิตีเชิงความถี่เท่ากับ 1 และสำหรับผู้ใช้ ลำดับที่  $k \geq 1$  จะมีจำนวนโดเวอร์ซิตีเชิงความถี่เท่ากับ  $d$  ดังนั้นเมื่อรวมพลังงานของสัญญาณ จากความถี่ทั้งหมดที่มีสัญญาณข้อมูลได้เป็น

สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k=0$

$$(1 \text{ carrier}) \times E_{0,0} = 1 \times E_b = E_b \quad (3-34)$$

สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k \geq 1$

$$(d \text{ carrier}) \times E_{k \geq 1, n} = d \times \frac{E_b}{d} = E_b \quad (3-35)$$

จากสมการ (3-34) และ (3-35) เมื่อรวมพลังงานสัญญาณในคลื่นพาห่ทั้งหมดที่มี สัญญาณข้อมูล จะเท่ากับพลังงานของข้อมูลบิต ซึ่งพิสูจน์ได้ว่าพลังงานของสัญญาณข้อมูลบิตที่ ถูกมอดูเลตไปบนคลื่นพาห่ที่ไม่มีสัญญาณ จะถูกเลื่อนไปยังคลื่นพาห่ที่มีสัญญาณข้อมูล เนื่องจาก คุณสมบัติของค่าสหสัมพันธ์ข้าม (cross correlation) ระหว่างรหัส Hadamard กับรหัส CI หรืออีกนัยหนึ่งพลังงานบิตข้อมูลของระบบ CI/DS-CDMA จะกระจายเฉลี่ยไปยังคลื่นพาห่ที่มี สัญญาณข้อมูลตามสมการ (3-21) และ (3-24) หรือในตารางที่ 3.2

ในการสื่อสารไร้สายแบบพหุคลื่นพาห่ (multi-carrier) จำนวนโดเวอร์ซิตีจะแปรผันกับ สมรรถนะในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) โดยสัญญาณข้อมูลที่มี จำนวนโดเวอร์ซิตีมากจะมีสมรรถนะดีกว่าสัญญาณที่มีจำนวนโดเวอร์ซีน้อยกว่า [8]

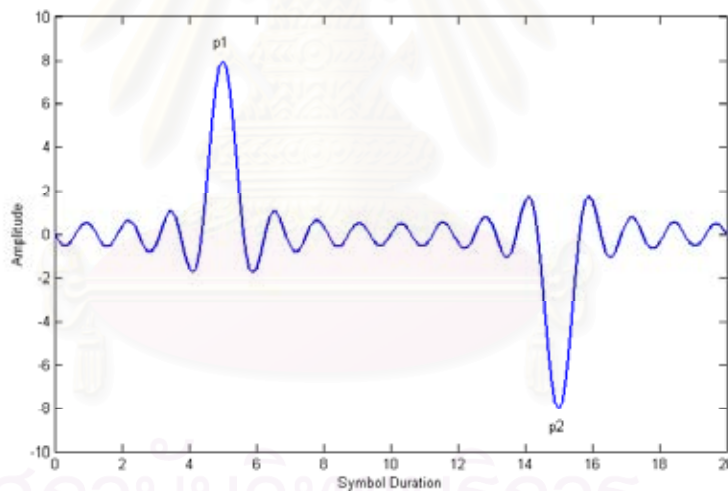
สำหรับระบบ CI/DS-CDMA จำนวนโดเวอร์ซิตีเชิงความถี่ของสัญญาณข้อมูลในแต่ละ ผู้ใช้จะไม่เท่ากันแสดงในตารางที่ 3.2 ทำให้สมรรถนะของผู้ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA จะไม่เท่ากัน ซึ่งหมายถึง คุณภาพของการบริการ (Quality of Service : QoS) ของแต่ละผู้ใช้ไม่เท่ากัน ดังนั้นผู้ ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA จะมี QoS ที่เป็นชั้นบริการ (Class of Service) ซึ่งไม่เหมาะสมกับ ระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบเซลลูลาร์ จึงเป็นข้อเสียของระบบ CI/DS-CDMA

### 3.2 การปรับรูปคลื่นของชิปแบบ Suppressed Carrier-Interferometry (SC-I)

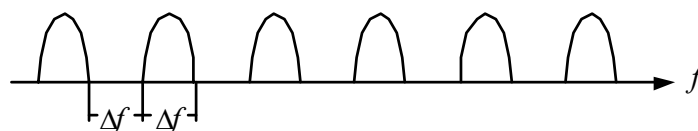
จุดประสงค์ของการทำการกำเนิดสัญญาณแบบ SC-I เพื่อที่จะนำมาใช้ในการปรับรูปคลื่นของชิปในรหัสแฉ่แบบ Hadamard เท่านั้นโดยจะทำให้สัญญาณข้อมูลสำหรับผู้ใส่ทุกราชามีได้เวอริซิติเชิงความถี่เท่ากับ  $N/2$  คลื่นพาห์ ในที่นี้  $N$  เป็นความยาวของรหัสแฉ่ในระบบ DS-CDMA ซึ่งให้ processing gain เมื่อเกิดการรวมกัน

การกำเนิดสัญญาณ SC-I ทำได้อยู่บนพื้นฐานของหลักการ Carrier Interferometry ในหัวข้อที่ 2.3.1 โดยใช้การซ้อนทับเชิงความถี่ของ  $N/2$  คลื่นพาห์ที่มีระยะห่างในโดเมนความถี่เท่ากับ  $2 \cdot \Delta f$  โดย  $\Delta f = 1/T_s$  และ  $T_s$  คือคาบเวลาของสัญลักษณ์ ในทางปฏิบัติจะใช้วิธีการทำฟูริเยร์ทรานส์ฟอร์มในการกำเนิดสัญญาณ และทางคณิตศาสตร์รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ SC-I ได้มาโดย [15]

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos((2n+1) \cdot 2\pi \Delta f t) \quad (3-36)$$



รูปที่ 3.2 รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ SC-I ( $A = 1, N = 16, T_s = 20$ ) บนโดเมนเวลา [15]



รูปที่ 3.3 สเปกตรัมของรูปคลื่นชิปพัลส์แบบ SC-I บนโดเมนความถี่ [15]

ในที่นี้  $A$  เป็นค่าคงที่เพื่อทำให้พลังงานของสัญญาณหลังจากการแผ่เป็นหนึ่ง

( $A = \sqrt{2/N} \cdot \sqrt{2/T_s}$ ) โดยรูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ SC-I บนโดเมนเวลาและโดเมนความถี่ แสดงได้ดังรูปที่ 3.1 และ 3.2

จากรูปที่ 3.2 รูปคลื่นของชิปพัลส์แบบ SC-I จะมีพหุคูณหลักอยู่ 2 ตำแหน่งในทางเวลาที่  $t_{p1}$  และ  $t_{p2}$  ตามลำดับ โดยมีความสัมพันธ์  $t_{p2} = t_{p1} \pm T_s/2$  และในรูปที่ 3.3 ความกว้างแถบของแต่ละคลื่นพาห้จะห่างกันเท่ากับ  $\Delta f$  ทำให้มีแถบความถี่ ที่ว่างระหว่างคลื่นพาห้เท่ากับ  $\Delta f$  ดังนั้นสามารถนำชิปพัลส์แบบ SC-I จากข้อมูลของผู้ใช้กลุ่มอื่น ๆ ส่งไปในช่องที่ว่างในโดเมนความถี่ได้ อีก 1 ระบบ

เพื่อที่จะทำให้เกิดความเป็นสภาพเชิงตั้งฉากระหว่างสัญญาณ  $h(t)$  ในโดเมนเวลา จะนำเอาเฟสออฟเซต  $(2n+1)\theta_i$  บวกเข้าไปในแต่ละคลื่นพาห้ย่อยลำดับที่  $2n+1$  สำหรับชิปลำดับที่  $i$  ซึ่งทำให้ เอนเวโลปของสัญญาณ SC-I ถูกประวิงเวลาออกไปเท่ากับ  $\Delta t = \theta_i / 2\pi\Delta f$  จะได้

$$h_i(t) = \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos((2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1) \cdot \theta_i) g(t) \quad (3-37)$$

ค่าของสหสัมพันธ์ข้าม (cross-correlation : CC) ระหว่างสัญญาณ  $h_k(t)$  (ชิปลำดับที่  $k$ ) กับ  $h_j(t)$  (ชิปลำดับที่  $j$ ) ที่มีเวลาประวิงระหว่างกันเท่ากับ  $\tau$  คือ

$$R_{j,k} = \int_0^{T_s} h_k(t) \cdot h_j(t - \tau) dt$$

$$R_{j,k} = \frac{T_s}{2} \cdot \sum_{n=0}^{N/2-1} \cos((2n-1) \cdot 2\pi\Delta f \tau)$$

$$R_{j,k} = \frac{T_s}{2} \cdot \frac{\sin(\frac{N}{4} 2\pi\Delta f \tau)}{\sin(2\pi\Delta f \tau)} \times \cos(\frac{N}{4} 2\pi\Delta f \tau) \quad (3-38)$$

ในพจน์ของสหสัมพันธ์ข้าม  $R_{j,k}$  สามารถพิสูจน์ได้ว่ามี  $(N-1)$  พจน์ที่มีค่าเป็นศูนย์ดังนี้

**เซตที่ 1** จากพจน์  $\sin(\cdot)/\sin(\cdot)$  ถ้าให้  $\tau = 2i/N\Delta f$  จะมี  $(N/2)-1$  พจน์ที่ทำให้

$$R_{j,k}(\tau) = 0 \text{ โดย } i = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \text{ และเนื่องจาก } \tau = \frac{\theta_k - \theta_j}{2\pi\Delta f} = \frac{2 \cdot i}{N\Delta f} \text{ ดังนั้น}$$

$$\theta_k - \theta_j = 2i \frac{2\pi}{N} \quad (3-39)$$

เซตที่ 2 จากพจน์  $\cos(\cdot)$  ถ้าให้  $\tau = (2i-1)/N\Delta f$  จะมี  $(N/2)-1$  พจน์ที่ทำให้

$$R_{j,k}(\tau) = 0 \text{ โดย } i = 1, 2, \dots, \frac{N}{2} - 1 \text{ และเนื่องจาก } \tau = \frac{\theta_k - \theta_j}{2\pi\Delta f\tau} = \frac{(2 \cdot i - 1)}{N\Delta f} \text{ ดังนั้น}$$

$$\theta_k - \theta_j = (2i-1) \frac{2\pi}{N} \quad (3-40)$$

ในที่นี้เป็นการบ่งชี้ว่ามีตำแหน่งในทางเวลา (ภายในช่วงเวลา  $T_s$ ) ที่ทำให้มีสภาพเชิงตั้งฉากระหว่างชิปพัลส์  $h_k(t)$  กับ  $h_j(t)$  จำนวน  $(N/2)-1$  ตำแหน่ง ถ้าวางตำแหน่งในทางเวลาให้แตกต่างกัน โดยจะใช้ตำแหน่งทางเวลาในเซตที่ 1 ( $\tau = i/2\pi\Delta f$ ) หรือเซตที่ 2 ( $\tau = (2i-1)/N\Delta f$ ) ก็ได้ ถ้าใช้ตำแหน่งในทางเวลาทั้งเซตที่ 2 และเซตที่ 1 พร้อมกันก็จะสามารถรองรับชิปพัลส์  $c(t)$  ได้มากขึ้นเป็น  $(N-1)$  รูปคลื่น โดยชิปพัลส์ทั้งสองเซตจะมีสภาพเชิงตั้งฉากระหว่างระหว่งกัน [15] ในโดเมนเวลา ดังนั้นสามารถรวมตำแหน่งในทางเวลาทั้งสองเซตให้เป็นเซตเดียวกันได้ในรูปแบบของมุม  $\theta$  ในสมการ (3-39) และ (3-40) เป็น

$$\theta_k - \theta_j = \theta_i = i \frac{2\pi}{N} ; i = 1, 2, 3, \dots, N-1 \quad (3-41)$$

ค่ามุม  $\theta_i$  ในสมการ (3-41) ถูกใช้ในการการปรับรูปคลื่นของชิป แบบ SC-I ซึ่งสามารถรองรับชิปพัลส์ที่ทำให้มีสภาพเชิงตั้งฉากระหว่างกันได้สูงสุด  $N$  ตำแหน่งที่มาจาการรวมตำแหน่งในทางเวลาทั้งสองเซตสำหรับชิปพัลส์แบบ SC-I

อย่างไรก็ตามค่าของ  $\theta_i$  สำหรับชิปพัลส์แบบ SC-I ในสมการ (3-41) มีค่าเท่ากับ  $\theta_i$  ในเซตที่ 1 สำหรับชิปพัลส์แบบ CI ในหัวข้อ 2.3.1 โดย  $i = 1, 2, 3, \dots, N-1$  แต่การปรับรูปคลื่นแบบ CI จะสามารถรองรับสัญญาณ  $h(t)$  ได้มากขึ้นเป็น  $2(N-1)$  รูปคลื่นเมื่อใช้ตำแหน่งในทางเวลาทั้งสองเซตพร้อมกัน ซึ่งจะทำให้สถานะระหว่างสัญญาณ  $h(t)$  มีสภาพเป็น pseudo orthogonal ในโดเมนเวลา [4]

### 3.3 แบบจำลองภาคส่งของระบบ SC-I/DS-CDMA

ระบบ SC-I/DS-CDMA จะแบ่งกลุ่มผู้ใช้เป็นสองกลุ่ม ทั้งสองกลุ่มผู้ใช้สามารถรองรับผู้ใช้ได้สูงสุดกลุ่มละ  $N/2$  ราย และเลือกใช้รหัสแม่แบบ Hadamard ในลำดับที่  $N/2$  ถึง  $N-1$

เหมือนกันทั้งสองกลุ่ม โดยแต่ละกลุ่มจะแบ่งแยกโดยแถบความถี่ และใช้การปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I

เพื่อที่จะส่งชิป  $\beta_i$  สำหรับรหัสแฉ่แบบ Hadamard ที่ถูกเลือก ตั้งแต่ลำดับที่  $N/2$  ถึง  $N-1$  โดยนิยามตัวแปร  $\gamma_i^{(k)}$  ดังนี้

$$\gamma_i^{(k)} = \beta_i^{(N-1-k)} \quad (3-42)$$

ในที่นี้  $\gamma_i^{(k)}$  คือชิปลำดับที่  $i$  ของอนุกรมรหัสแฉ่ที่มีค่าเป็น  $+1$  หรือ  $-1$  ในรหัส Hadamard ลำดับที่  $(N-1-k)$  ของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  ค่าของชิป  $\gamma_i^{(k)}$  จะถูกมอดูเลตโดยฟิลเตอร์  $h(t-iT_c)$  ที่เป็นการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I สัญญาณที่ส่งออก (สมมูลกับวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ) สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $k$

$$\begin{aligned} s_k(t) &= b_k \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k)} h(t-iT_c) \\ s_k(t) &= b_k \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos((2n+1)2\pi\Delta f t - (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t) \end{aligned} \quad (3-43)$$

ในที่นี้  $b_k$  คือข้อมูลบิตของผู้ใช้ลำดับที่  $k$  และ  $g(t)$  คือรูปคลื่นสี่เหลี่ยมหนึ่งหน่วยที่มีคาบเวลา  $T_s$  ซึ่งข้อมูลบิตจะถูกแฉ่ด้วย รหัสแฉ่ 2 ครั้ง (รหัส Hadamard กับ SC-I เฟส)

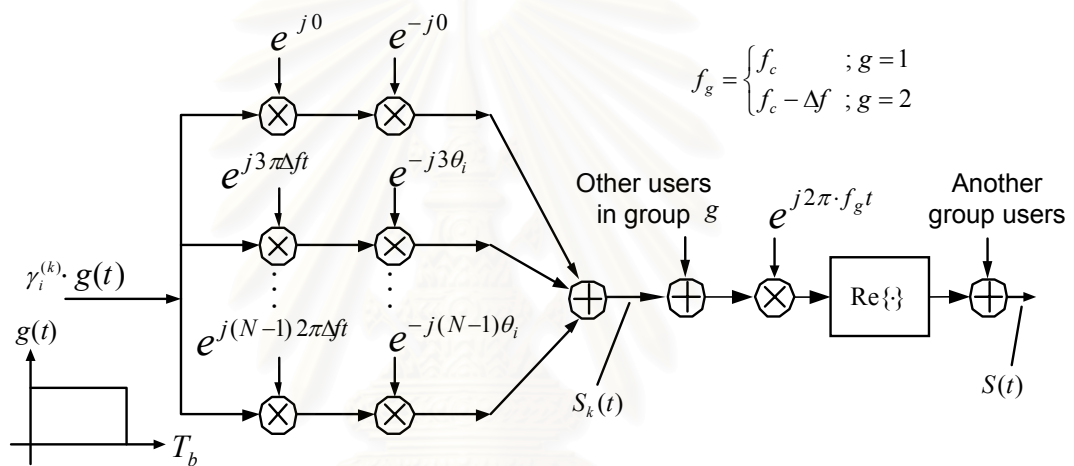
กำหนดให้ผู้ใช้แบ่งเป็นสองกลุ่ม โดยแต่ละกลุ่มมีผู้ใช้จำนวน  $K_1$  และ  $K_2$  รายตามลำดับ และจำนวนผู้ใช้งานทั้งหมดในระบบคือ  $K = K_1 + K_2$  โดยแต่ละกลุ่มผู้ใช้สามารถรองรับผู้ใช้ได้สูงสุด  $N/2$  ราย ซึ่งสัญญาณของผู้ใช้ในแต่ละกลุ่มจะถูกมอดูเลตไปยังแถบความถี่ที่ไม่เหมือนกัน หลังจากนั้นจะรวมสัญญาณของผู้ใช้ทั้งสองกลุ่มเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่ส่งออก (สมมูลกับวงจรรองผ่านความถี่ต่ำ) ไปคือ

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_1)} \times \\ &\quad \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos(2\pi f_c t + (2n+1)2\pi\Delta f t - (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t) \\ &+ \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_2)} \times \\ &\quad \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos(2\pi(f_c - \Delta f)t + (2n+1)2\pi\Delta f t - (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t) \end{aligned} \quad (3-44)$$

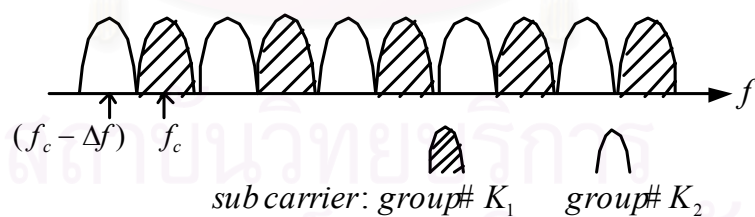


ในที่นี้  $k_1$  และ  $k_2$  คือลำดับที่ของผู้ใช้กลุ่มแรก และกลุ่มที่สองตามลำดับที่มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง  $N/2 - 1$  และค่าของ  $K_1$  และ  $K_2$  มีค่าได้สูงสุด  $N/2 - 1$

สมการ (3-44) คือสัญญาณที่ส่งออกของระบบ SC-I/DS-CDMA โดยพจน์แรกคือสัญญาณที่ส่งออกสำหรับผู้ใช้กลุ่มที่ 1 ซึ่งชิปพัลส์แบบ SC-I ถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหุที่มีความถี่  $f_c$  และพจน์ที่สองคือสัญญาณที่ส่งออกสำหรับผู้ใช้งานกลุ่มที่ 2 ซึ่งชิปพัลส์แบบ SC-I ถูกมอดูเลตไปกับคลื่นพาหุที่มีความถี่  $f_c - \Delta f$  โดยวงจรภาคส่งของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่สัมพันธ์ตามสมการ (3-44) แสดงในรูปที่ 3.4 และสเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกแสดงได้ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.4 วงจรภาคส่งของระบบ SC-I/DS-CDMA



รูปที่ 3.5 สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกสำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA [15]

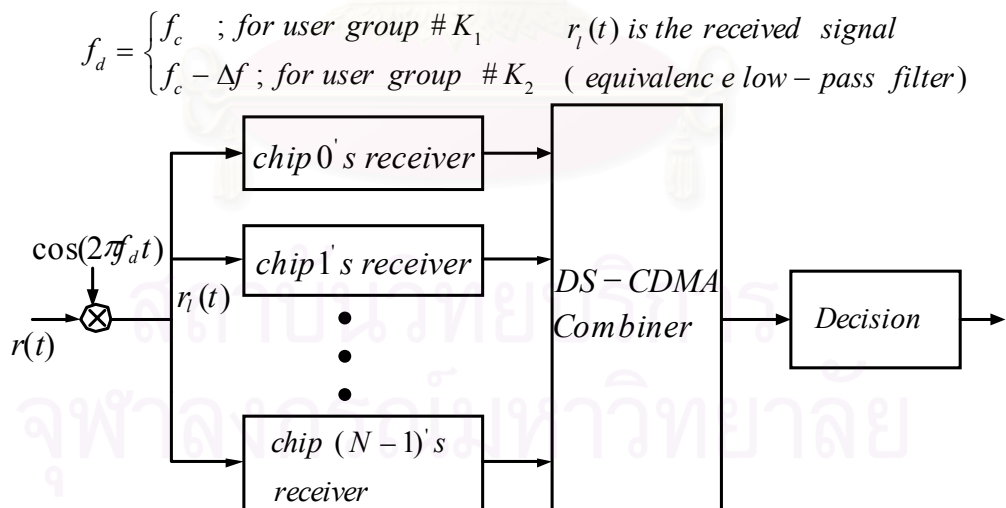
### 3.4 แบบจำลองภาครับของระบบ SC-I/DS-CDMA

สัญญาณที่ถูกส่งออกจากเครื่องส่งสมมติให้ผ่านช่องสัญญาณชนิดเรย์ลีเฟดดิ้งช้าแบบเลือกความถี่ ( $1/T_s \ll (\Delta f)_c \ll BW$ ) โดยมีผลต่อที่แบนด์วิดท์ของสัญญาณ ( $BW$ ) แต่จะมีค่า

คงที่สำหรับคลื่นพารีย่อยใดๆ ดังนั้นแต่ละคลื่นพารีย่อยที่ใช้ในการสร้างชิปของระบบ SC-I/DS-CDMA จะอยู่ภายใต้สภาพเฟดดิ้งแบบราบ (flat fading) สัญญาณที่รับได้จากช่องสัญญาณเฟดดิ้งผสมกับสัญญาณรบกวนคือ

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_1)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \alpha_n^{(1)} \times \\
 & \cos(2\pi f_c t + (2n+1)2\pi \Delta f t - (2n+1)i \frac{2\pi}{N} + \phi_n^{(1)}) g(t) \\
 & + \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_2)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \alpha_n^{(2)} \times \\
 & \cos(2\pi (f_c - \Delta f) t + (2n+1)2\pi \Delta f t - (2n+1)i \frac{2\pi}{N} + \phi_n^{(2)}) g(t) \\
 & + n(t)
 \end{aligned} \tag{3-45}$$

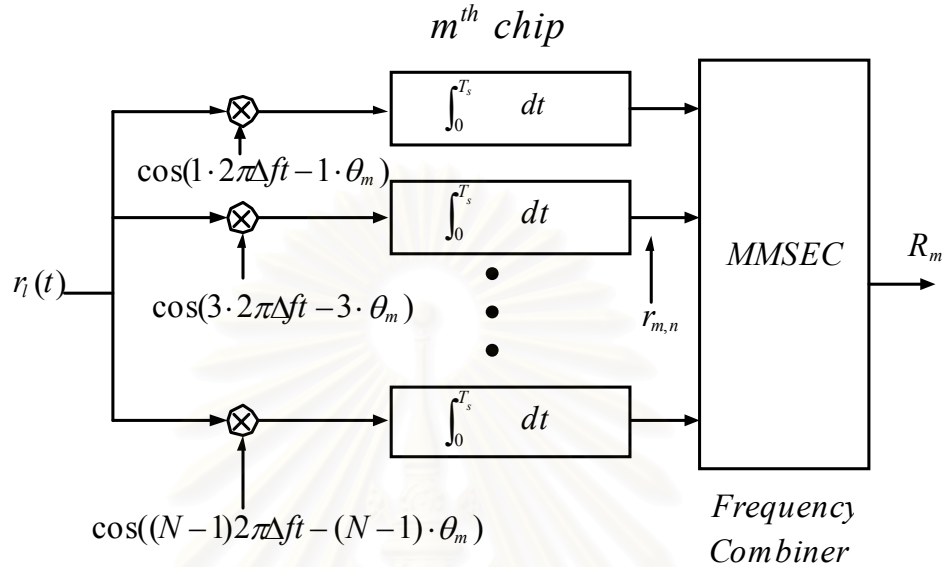
ในที่นี้  $b_{k_1}$  และ  $b_{k_2}$  คือบิตข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่  $k_1$  และบิตข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่  $k_2$  สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ส่วน  $\alpha_n^{(1)}$  กับ  $\alpha_n^{(2)}$  คืออัตราขยายเนื่องจากช่องสัญญาณเฟดดิ้งและ  $\phi_n^{(1)}$  กับ  $\phi_n^{(2)}$  คือเฟสออฟเซตในคลื่นพารีย่อยลำดับที่  $n$  สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ของ S-CD พัลส์ และ  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนขาว (white noise) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเป็น  $\sigma^2$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างวงจรภาครับของระบบ SC-I/DS-CDMA [15]

เครื่องรับของระบบ SC-I/DS-CDMA แสดงในรูปที่ 3.6 และ 3.7 โดยเครื่องรับประกอบด้วยเครื่องรับชิปจำนวน  $N$  เครื่องรับ สำหรับเครื่องรับชิปลำดับที่  $m$  สัญญาณที่รับได้จะถูกแยก

อยู่บนคลื่นพาห์เชิงตั้งฉากปกติ (orthonormal carrier) ของสัญญาณที่ถูกส่งออกมาจากเครื่องส่งจำนวน  $N$  คลื่นพาห์ โดยแต่ละส่วนประกอบสัญญาณที่ถูกแตกออก ในคลื่นพาห์ลำดับที่  $n$  สำหรับชิปลำดับที่  $m$  โดยที่  $n \in \{1,3,5,\dots,N-1\}$  คือตัวแปร  $r_{m,n}^{(1)}$  สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ  $r_{m,n}^{(2)}$



รูปที่ 3.7 วงจรภาครับสำหรับชิปลำดับที่  $m$  ของระบบ SC-1/DS-CDMA [15]

สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 2 ตามรูปที่ 3.7 ในสามกรณีดังนี้

- 1) ในกรณีที่สมมติว่าการชิ่งโครโนสเฟสมีความถูกต้องแม่นยำ

$$r_{m,n}^{(1)} = \sum_{k_1=0}^{K_2-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_1)} \alpha_n^{(1)} \cos\left(nm \frac{2\pi}{N} - ni \frac{2\pi}{N}\right) + n_{m,n}^{(1)} \quad (3-46)$$

$$r_{m,n}^{(2)} = \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_2)} \alpha_n^{(2)} \cos\left(nm \frac{2\pi}{N} - ni \frac{2\pi}{N}\right) + n_{m,n}^{(2)} \quad (3-47)$$

ในที่นี้  $n_{m,n}^{(1)}$  และ  $n_{m,n}^{(2)}$  คือสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ที่มี  $\sigma_n^2 = N_0 / 2$  และค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ สังเกตได้ว่า  $n_{m,n}$  มีสหสัมพันธ์ข้ามชิป แต่จะไม่มีสหสัมพันธ์ข้ามคลื่นพาห์ ที่มีเมตริกซ์สหสัมพันธ์สำหรับชิปลำดับที่  $i$  กับ  $j$  เป็น

$$C_{i,j} = \cos((i - j)2\pi / N)$$

- 2) ในกรณีที่มีเฟสจิตเตอร์ (phase jitter)

ในกรณีที่เครื่องรับใช้ เฟสล็อกกลูป (Phase Locked loop : PLL) ติดตามค่าของเฟส ซึ่งจะมีความไม่สมบูรณ์ในวงรอบของการติดตามเฟสจึงมี jitter ของเฟสเกิดขึ้น โดยให้  $\phi_n$  และ  $\hat{\phi}_n$  คือออฟเซตของเฟส และค่าเฟสที่เป็นการประมาณจากการที่ใช้ เฟสล็อกกลูป บนคลื่นพหุลำดับที่  $n$  ตามลำดับ ดังนั้นค่าความผิดพลาดเฟสที่เกิดขึ้นเท่ากับ  $\theta_n = \phi_n - \hat{\phi}_n$  และฟังก์ชันความน่าจะเป็นของ Tikhonov [14] คือ

$$p(\theta_i) = \frac{\exp(\rho \cos(\theta_i))}{2\pi I_0(\rho)} \quad (3-48)$$

ในที่นี้  $\rho$  คือพารามิเตอร์ที่สัมพันธ์กับวงรอบในการติดตามค่า SNR และ  $I_0(x)$  เป็นฟังก์ชันดัดแปลงของ bessel ในชนิดที่หนึ่ง โดยสัญชาตญาณที่ผ่านการตีความโดยให้  $\hat{\phi}_n$  บนคลื่นพหุลำดับที่  $n$  คือ

$$r_{m,n}^{(1)} = \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_1)} \alpha_n^{(1)} \cos(nm \frac{2\pi}{N} - ni \frac{2\pi}{N} + \theta_n^{(1)}) + n_{m,n}^{(1)} \quad (3-49)$$

$$r_{m,n}^{(2)} = \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_2)} \alpha_n^{(2)} \cos(nm \frac{2\pi}{N} - ni \frac{2\pi}{N} + \theta_n^{(2)}) + n_{m,n}^{(2)} \quad (3-50)$$

โดย  $\theta_n^{(1)}$  และ  $\theta_n^{(2)}$  คือเฟส jitter บนคลื่นพหุลำดับที่  $n$  ของกลุ่มผู้ใช้งานที่ 1 และ 2 ตามลำดับ

### 3) ในกรณีที่มียออฟเซตเชิงความถี่ (frequency offset)

ในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณด้วยเทคนิคพหุคลื่นพหุ นั้นเมื่อเกิดออฟเซตเชิงความถี่จะเป็นผลให้สมรรถนะของระบบลดลง ซึ่งมีสองปัจจัยหลักในการเกิดขึ้นของออฟเซตเชิงความถี่คือ เกิดจากการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็วของสถานีเคลื่อนที่ ทำให้ความกว้างแถบขยายออกและออฟเซตเชิงความถี่ของตัวกำเนิดสัญญาณระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่ง โดยสัญชาตญาณที่ผ่านการตีความโดยมีออฟเซตเชิงความถี่บนคลื่นพหุลำดับที่  $n$  คือ [9]

$$r_{m,n}^{(1)} = \frac{\sin \pi \Delta}{\pi} \sum_{j=0}^{N/2-1} \alpha_n \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_1)} \cos((2j+1) \cdot m 2\pi / N - n \cdot i 2\pi / N) \times \frac{1}{\Delta + j - n} \cos(\phi_n^{(1)} - \phi_j^{(1)}) + \eta_{m,n} \quad (3-51)$$

$$r_{m,n}^{(2)} = \frac{\sin \pi \Delta}{\pi} \sum_{j=0}^{N/2-1} \alpha_n \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k_2)} \cos((2j+1) \cdot m2\pi / N - n \cdot i2\pi / N) \quad (3-52)$$

$$\times \frac{1}{\Delta + j - n} \cos(\phi_n^{(2)} - \phi_j^{(2)}) + \eta_{m,n}$$

ในที่นี้  $\Delta$  เป็นออฟเซตเชิงความถี่แบบนอร์มัลไลซ์ ที่เป็นอัตราส่วนระหว่างออฟเซตของความถี่จริงกับ  $\Delta f$  ส่วน  $\phi_n^{(1)}$  และ  $\phi_j^{(1)}$  คือเฟสจิตเตอร์ของกลุ่มผู้ใช้งานที่ 1 บนคลื่นพหาลำดับที่  $n$  และ  $j$  ตามลำดับ และ  $\phi_n^{(2)}$  และ  $\phi_j^{(2)}$  คือเฟสจิตเตอร์ของกลุ่มผู้ใช้งานที่ 2 บนคลื่นพหาลำดับที่  $n$  และ  $j$  ตามลำดับ

ในวิธีการรวมกันเชิงความถี่แบบค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองต่ำที่สุด (MMSEC) [3] ตามรูปที่ 3.7 ที่เป็นการรวมตัวแปร  $r_{m,1}, r_{m,3}, r_{m,5}, \dots, r_{m,N-1}$  ซึ่งสามารถลดผลของการแทรกสอดจากคลื่นพหาลำดับอื่น และทำให้ได้โดเวอร์ซิตีเชิงความถี่อีกด้วย จากวิธีรวมความถี่ดังกล่าวทำให้ได้ค่าของตัวแปร  $R_m^{(1)}$  และ  $R_m^{(2)}$  สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 ตามลำดับดังนี้

$$R_m^{(1)} = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq \text{even}}}^{N-1} r_{m,n}^{(1)} \frac{\alpha_n^{(1)}}{K_1(\alpha_n^{(1)})^2 \cdot N/2 + N_0/2} \quad (3-53)$$

$$R_m^{(2)} = \sum_{\substack{n=1 \\ n \neq \text{even}}}^{N-1} r_{m,n}^{(2)} \frac{\alpha_n^{(2)}}{K_2(\alpha_n^{(2)})^2 \cdot N/2 + N_0/2} \quad (3-54)$$

หลังจากผ่านวิธีการรวมความถี่แบบ MMSEC ของสมการ (3-53) และ (3-54) จะนำค่า  $R_m$  ของชิปต่างๆ ( $R_0, R_1, R_2, \dots, R_{N-1}$ ) มารวมกัน แสดงในรูปที่ 3.6 โดยเป็นการถอดรหัสด้วยรหัสแม่แบบ Hadamard สำหรับผู้ใช้ลำดับที่  $l$  ทำให้ได้ตัวแปรการตัดสินใจบิต

$$D^{(l)} = \sum_{m=0}^{N-1} R_m^{(g)} \beta_m^{(l)} \quad (3-55)$$

ในที่นี้  $R_m^{(g)}$  คือตัวแปร  $R_m$  สำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่  $g$  (1 หรือ 2) โดยแต่ละตัวแปร  $R_m$  จะถูกคูณด้วยรหัสแม่ลำดับที่  $m$  และรวมเข้าด้วยกัน วิธีการรวมกันแบบนี้เป็นวิธีที่ทำให้เกิดค่าต่ำสุดของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งานที่ใช้ในระบบ DS-CDMA เนื่องจากค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแม่แบบ Hadamard มีคุณสมบัติเชิงตั้งฉาก (orthogonality) สุดท้ายจะนำเอา ตัวแปรการตัดสินใจบิตมาผ่านขั้นตอนการตัดสินใจบิตคือ

$$\hat{b} = \text{sgn}(D^{(l)}) \quad (3-56)$$

ในที่นี้  $\text{sgn}(\cdot)$  เป็นฟังก์ชันซิกนัม และ  $\hat{b}$  คือบิตข้อมูลที่ได้ออกตัดสินใจแล้วที่ภาครับ

### 3.5 ผลการแปลงฟูรีเยร์ กับความซับซ้อนของระบบ SC-I/DS-CDMA

#### 3.5.1 ความซับซ้อนของวิธีการปรับรูปคลื่นชิปแบบ SC-I

การกำเนิดรูปคลื่นของชิปแบบ CI ในทางปฏิบัติจะใช้ผลการแปลงกลับฟูรีเยร์แบบเร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) ที่ได้มาจากอัลกอริทึมการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform Algorithm) [16] ส่วนที่ภาครับของระบบ CI/DS-CDMA จะต้องมีการแตกอยู่บนคลื่นพาห้เชิงตั้งฉากปกติ (orthonormal carrier) ที่เครื่องรับชิปใดๆ โดยใช้ผลการแปลงฟูรีเยร์แบบเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT)

อย่างไรก็ตาม วิธีการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-I ก็สามารถใช้การประมวลผล IFFT ที่ใช้อัลกอริทึมของ FFT ได้เช่นเดียวกัน ส่วนที่ภาครับของระบบ SC-I/DS-CDMA สำหรับการแตกคลื่นพาห้เชิงตั้งฉากปกติ ก็สามารถใช้อัลกอริทึมของ FFT ได้ แต่ความซับซ้อนจะลดลงกว่า ความซับซ้อนของอัลกอริทึม FFT แบบเต็มรูปแบบ โดยความซับซ้อนในการคำนวณของการใช้ IFFT ที่นำมาใช้ในการปรับรูปคลื่นของชิปเริ่มจาก สมการ (3-43) เป็นสมการของสัญญาณข้อมูล ที่ภาคส่งของระบบ SC-I/DS-CDMA เขียนใหม่ได้เป็น

$$s_k(t) = b_k \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos((2n+1)2\pi\Delta f t - (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t)$$

$$s_k(t) = b_k \sum_{i=0}^{N-1} \gamma_i^{(k)} \cdot A \cdot \text{Re}\{F(i) \cdot e^{-j \cdot i \cdot 2\pi / N}\} \cdot g(t) \quad (3-57)$$

โดย

$$F(i) = \sum_{n=0}^{M-1} f(n) \cdot e^{-j \cdot n \cdot i \cdot 2\pi / M} \quad (3-58)$$

ในที่นี้  $M = N/2$  และ  $F(i)$  คือผลการแปลงฟูรีเยร์ ของฟังก์ชัน  $f(n)$  โดย

$$f(n) = e^{j \cdot (2n+1) \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t} \quad (3-59)$$

ในกรณีที่  $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$  นั้นปริมาณของตัวดำเนินการคูณในสมการที่ (3-58) ที่ใช้อัลกอริทึมของ FFT เท่ากับ  $(M/2) \cdot \log_2 M$  [17] และปริมาณของตัวดำเนินการบวก เท่ากับ  $M \cdot \log_n M$  [17] เนื่องจาก  $e^{-j \cdot n \cdot (i+M) \cdot 2\pi / M} = -e^{j \cdot n \cdot i \cdot 2\pi / M}$  ดังนั้น

$$F(i+M) = -F(i) \quad (3-60)$$

ตามสมการ (3-58) เป็นผลการแปลงฟูริเยร์แบบเร็วของฟังก์ชัน  $f(n)$  ในกรณีที่  $i = M, M+1, M+2, \dots, 2 \cdot M$  ซึ่งไม่ต้องมีการคำนวณบวก และคูณ เนื่องจากสามารถใช้ค่าของ  $F(i)$  ในกรณีที่  $i = 0, 1, 2, \dots, M-1$  ได้ ดังนั้นผลการแปลงฟูริเยร์เร็ว ในกรณีที่  $i = 0, 1, 2, \dots, N-1$  มีปริมาณของตัวดำเนินการบวก เท่ากับ  $M \cdot \log_n M$  และปริมาณของตัวดำเนินการคูณ เท่ากับ  $(M/2) \cdot \log_2 M$  อย่างไรก็ตามในการคำนวณบวกจะใช้เวลาในการคำนวณสั้นกว่าการคำนวณคูณมาก ดังนั้นความซับซ้อนของวิธี FFT จะพิจารณาปริมาณการคำนวณคูณเพียงอย่างเดียว ทำให้ระดับความซับซ้อนของการคำนวณสำหรับการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ SC-1 เท่ากับ

$$O(N \log_2(N/2))$$

### 3.5.2 ความซับซ้อนของเครื่องรับชิปในระบบ SC-1/DS-CDMA

สำหรับความซับซ้อนในการแตกคลื่นพาห์เชิงตั้งฉากปกติ ที่เครื่องรับชิปของระบบ SC-1/DS-CDMA พิจารณา ในรูปที่ 3.6 สำหรับเครื่องรับ ชิปที่  $m$  จะได้ว่า

$$r_{m,n} = \int_0^{T_s} r(t) \cdot \text{Re}\{e^{j \cdot n \cdot m \cdot 2\pi / N} \cdot e^{j \cdot n \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t}\} dt \quad (3-63)$$

เมื่อพิจารณา สมการ (3-63) ในรูปแบบ ไม่ต่อเนื่องทางเวลา กำหนดให้  $T_s = NT_c$  และ  $t_i = iT_c$  ในขณะที่  $\text{Re}\{e^{j\theta}\} = \text{Re}\{e^{-j\theta}\}$  จะได้

$$r_{m,n} = \text{Re}\left\{\sum_{i=0}^{N-1} r(t_i) \cdot e^{-j \cdot n \cdot m \cdot 2\pi / N} \cdot e^{-j \cdot n \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot t_i}\right\} \quad (3-62)$$

เนื่องจาก  $\Delta f = 1/T_s$  ดังนั้น

$$r_{m,n} = \text{Re}\{F_r(n) \cdot e^{-j \cdot n \cdot m \cdot 2\pi / N} \cdot \} \quad (3-63)$$

ในขณะที่  $F_r(n)$  คือผลการแปลงฟูริเยร์เร็ว ของฟังก์ชัน  $r(t_i)$  โดย

$$F_r(n) = \sum_{i=0}^{N-1} r(t_i) \cdot e^{-j \cdot n \cdot i \cdot 2\pi / N} \quad (3-64)$$

ในขณะที่ลำดับของคลื่นพายุย่อยที่ถูกพิจารณาคือ  $n = 1, 3, 5, \dots, N-1$  ดังนั้นจำนวนจุดที่ต้องการสำหรับวิธี FFT เท่ากับ  $N/2$  ทำให้ความซับซ้อนของวิธี FFT สำหรับเครื่องรับของระบบ SC-I/DS-CDMA ลดลง โดยปริมาณของตัวดำเนินการคูณ เท่ากับ  $(N/4) \cdot \log_2(2 \cdot N)$  และปริมาณของตัวดำเนินการบวก เท่ากับ  $(N/2) \cdot \log_2(N)$  เมื่อพิจารณาตัวดำเนินการคูณเท่านั้น ทำให้ระดับความซับซ้อนในการคำนวณที่เครื่องรับชิปสำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA คือ

$$O\left(\frac{N}{4} \log_2 N\right)$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## บทที่ 4

### ผลการทดสอบ

ในบทนี้เป็นส่วนของการวิเคราะห์งานวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA โดยแบ่งเป็น 6 หัวข้อใหญ่ๆ ซึ่งหัวข้อแรกมีเนื้อหาเกี่ยวกับวิธีการจำลองระบบ หัวข้อที่สองแสดงผลการจำลองระบบในกรณีที่สมมติให้เครื่องรับมีการชิงโครโมสเฟสถูกต้องแม่นยำ หัวข้อที่สามแสดงผลการจำลองระบบกับความทนทานของ เฟสจิตเตอร์ (phase jitter) หัวข้อที่สี่เป็นผลการจำลองระบบ ในกรณีที่มี ออฟเซตเชิงความถี่ (frequency offset) และหัวข้อสุดท้ายเกี่ยวกับความซับซ้อนของระบบ

สำหรับระบบอื่นๆที่ถูกนำมาเปรียบเทียบกับระบบ SC-I/DS-CDMA คือระบบ CI/DS-CDMA และ DS-CDMA สำหรับเครื่องรับที่ใช้วิธีการรวมความถี่แบบค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองต่ำสุด (MMSEC) จำเป็นต้องใช้ความรู้เกี่ยวกับขนาดของสัญญาณที่มาถึงด้านรับ (ขนาดของอัตราขยาย เนื่องจากช่องสัญญาณเฟดดิ้ง) ในการประมวลผลด้วย ดังนั้นจึงตั้งสมมติฐานว่าด้านรับสามารถประมาณขนาดของสัญญาณได้ถูกต้อง

#### 4.1 วิธีการจำลองระบบ

ในการจำลองระบบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะจำลองข่ายเชื่อมโยงขาไป (forward link) เท่านั้นเนื่องจากระบบ SC-I/DS-CDMA จำเป็นต้องใช้คุณสมบัติพิเศษของรหัสแบบ Hadamard ที่กล่าวในหัวข้อ 3.2 โดยรหัสนี้ถูกใช้ในการจำแนกผู้ใช้ในข่ายการเชื่อมโยงขาไป

สำหรับแบบจำลองของช่องสัญญาณเฟดดิ้งหลายวิธีสมมติให้เป็นช่องสัญญาณเรย์ดีเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (frequency-selective Rayleigh fading channel) ที่มีผลต่อที่ความกว้างแถบของสัญญาณ ( $BW$ ) แต่จะมีค่าคงที่สำหรับคลื่นพายุย่อยใดๆตามเงื่อนไข

$$\Delta f \ll \Delta f_c < \text{total bandwidth } (BW)$$

โดย  $\Delta f$  เป็นความกว้างแถบของคลื่นพายุย่อย และ  $\Delta f_c$  คือความกว้างแถบแบบร่วมนัย (coherence bandwidth) ที่ได้มาจาก power delay profile ของช่องสัญญาณนั้นๆ กับการคำนวณ ตามสมการ (2-5) ดังนั้นสัญญาณในแต่ละคลื่นพายุย่อยจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณเรย์ดีเฟดดิ้งแบบไม่เลือกความถี่ (frequency-nonselective Rayleigh fading channel) และกำหนดให้แต่ละคลื่นพายุย่อยมีสหสัมพันธ์เชิงความถี่ ระหว่างกันดังสมการ (2-21) โดยระเบียบวิธีสำหรับการจำลองช่องสัญญาณเฟดดิ้งที่สหสัมพันธ์เชิงความถี่ดังกล่าวอยู่ในบทความ [17]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้ power delay profile ตามมาตรฐาน COS-207 GSM [18] สำหรับภูมิประเทศแบบทิวเขา (hilly terrain) แบบจำลองช่องสัญญาณนี้นิยามในตัวกรองแบบ transversal กับสัมประสิทธิ์ของการเปลี่ยนแปลงทางเวลา

สำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA และ CI/DS-CDMA สมมติให้มีความกว้างแถบของสัญญาณที่ส่งออกเท่ากับ 400 kHz โดยจะพิจารณาคุณสมบัติของช่องสัญญาณบนโดเมนความถี่ โดยใช้ ความกว้างแถบแบบร่วมนัย (coherence bandwidth)  $\Delta f_c$  ที่นิยามความกว้างแถบ บน ฟังก์ชันสหสัมพันธ์เชิงความถี่ที่สูงกว่า 0.5 จะคำนวณหาความกว้างแถบแบบร่วมนัยได้จาก power delay profile ตามมาตรฐาน COS-207 ในสมการ (2-5) โดยผลลัพธ์ ที่คำนวณได้คือความกว้างแถบแบบร่วมนัย ( $\Delta f_c$ ) สำหรับภูมิประเทศแบบทิวเขา (hilly terrain) จะได้  $\Delta f_c = 37.2$  kHz

## 4.2 ผลการจำลองระบบในกรณีที่เครื่องรับมีการซิงโครไนซ์เฟสถูกต้องแม่นยำ

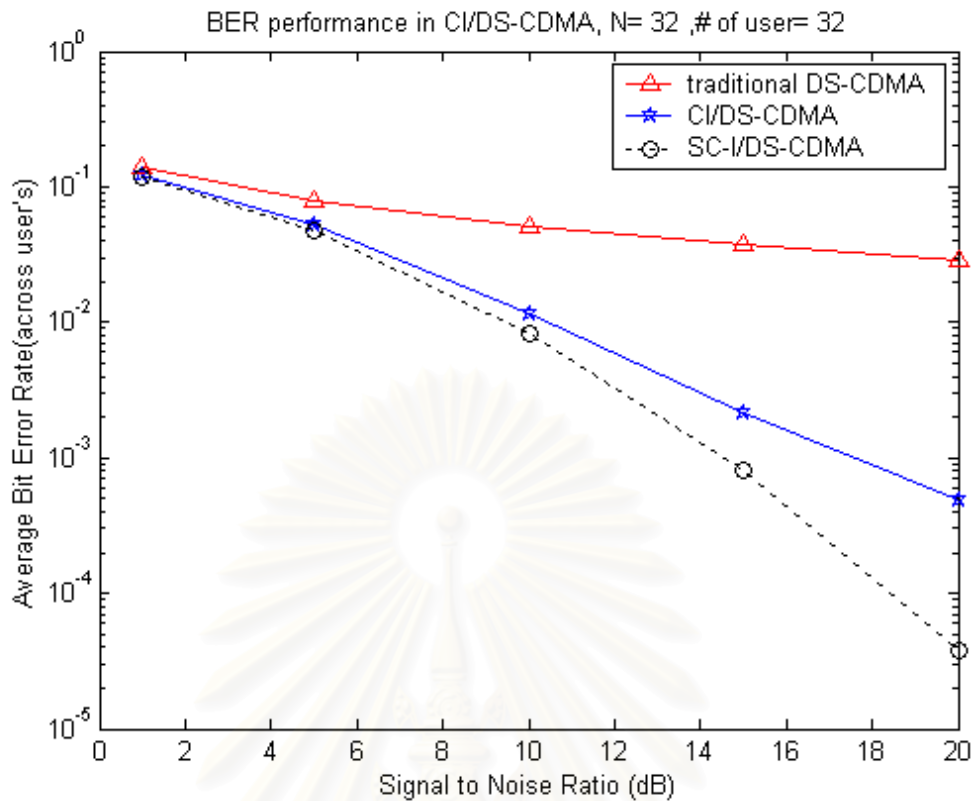
### 4.2.1 อัตราความผิดพลาดบิต

ในหัวข้อนี้เป็นผลจากการจำลองระบบ เพื่อศึกษาสมรรถนะของระบบการสื่อสาร ซึ่งเป็น ที่นิยมกันอย่างมากในบทความทั่วไป โดยเป็นการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง เพื่อหาอัตราความผิดพลาดบิต (BER) เมื่ออัตราส่วนระหว่างสัญญาณกับสัญญาณรบกวน (SNR) เปลี่ยนไป ซึ่งกำหนดให้ระบบที่มีผู้ใช้ทั้งหมด 32 ราย และถูกแผ่ด้วย รหัสแผ่แบบ Hadamard ความยาว 32 ชิป สำหรับระบบ CI/DS-CDMA ผู้ใช้แต่ละรายจะถูกแผ่ด้วย รหัสแผ่ที่ไม่เหมือนกัน ตั้งแต่ลำดับที่ 1 ถึง 32 แต่สำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA จะใช้รหัสแผ่แบบ Hadamard ตั้งแต่ลำดับที่ 17 ถึง 32 เท่านั้น โดยผู้ใช้ทั้งหมด 32 รายในระบบจะถูกแบ่งออกเป็นสองกลุ่มผู้ใช้เท่าๆ กัน อย่างไรก็ตามข้อมูลในแต่ละกลุ่มผู้ใช้จะถูกแบ่งแยกจากกันทางความถี่

ในที่นี้สัญญาณของทั้งสามระบบ (DS-SS-CDMA, CI/DS-SS-CDMA, SC-I/DS-SS-CDMA) จะใช้ การ มอดูเลตที่ทำให้ได้ อัตราบิตต่ออัตราสัญลักษณ์เท่ากับ 2 บิต/เฮิร์ตซ์ เช่นการมอดูเลตแบบ QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)

รูปที่ 4.1 เป็นผลการจำลองระบบ DS-SS-CDMA CI/DS-SS-CDMA และ SC-I/DS-SS-CDMA ภายใต้สภาวะแบบเรย์ลี (Rayleigh) โดยใช้การจำลองช่องสัญญาณที่เป็น ภูมิประเทศแบบทิวเขา (HT)

จากกราฟในรูปที่ 4.1 พบว่าระบบ SC-I/DS-SS-CDMA มีสมรรถนะดีที่สุด ส่วนระบบ CI/DS-SS-CDMA มีสมรรถนะรองลงมาและระบบ DS-SS-CDMA มีสมรรถนะด้อยที่สุด ในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน มีค่าเพิ่มขึ้นสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-SS-CDMA ก็จะได้ดีกว่าระบบ CI/DS-SS-CDMA มากขึ้นตามไปด้วย เนื่องจากสัญญาณของผู้ใช้โดยเฉลี่ยในระบบ SC-I/DS-SS-CDMA



รูปที่ 4.1 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ทั้งสามระบบ

มีจำนวนโดเวอร์ซีตีเชิงความถี่มากกว่าระบบ CI/DS-CDMA และในกรณีที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำนั้น ปัญหาสัญญาณรบกวน (Noise) สำหรับระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA จะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าปัญหาของเฟดดิ้งหลายวิถี และเมื่อกำหนดให้อัตราความผิดพลาดบิตเท่ากับ  $10^{-3}$  ระบบ SC-I/DS-CDMA จะใช้ค่า SNR น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA 5 dB

นอกจากนี้จากกราฟในรูปที่ 4.1 สำหรับระบบ DS-CDMA พบว่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) มีค่าเพิ่มขึ้นจะไม่ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นมากนักเนื่องจากปัญหาของเฟดดิ้งหลายวิถีสำหรับระบบ DS-CDMA จะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าปัญหาสัญญาณรบกวน

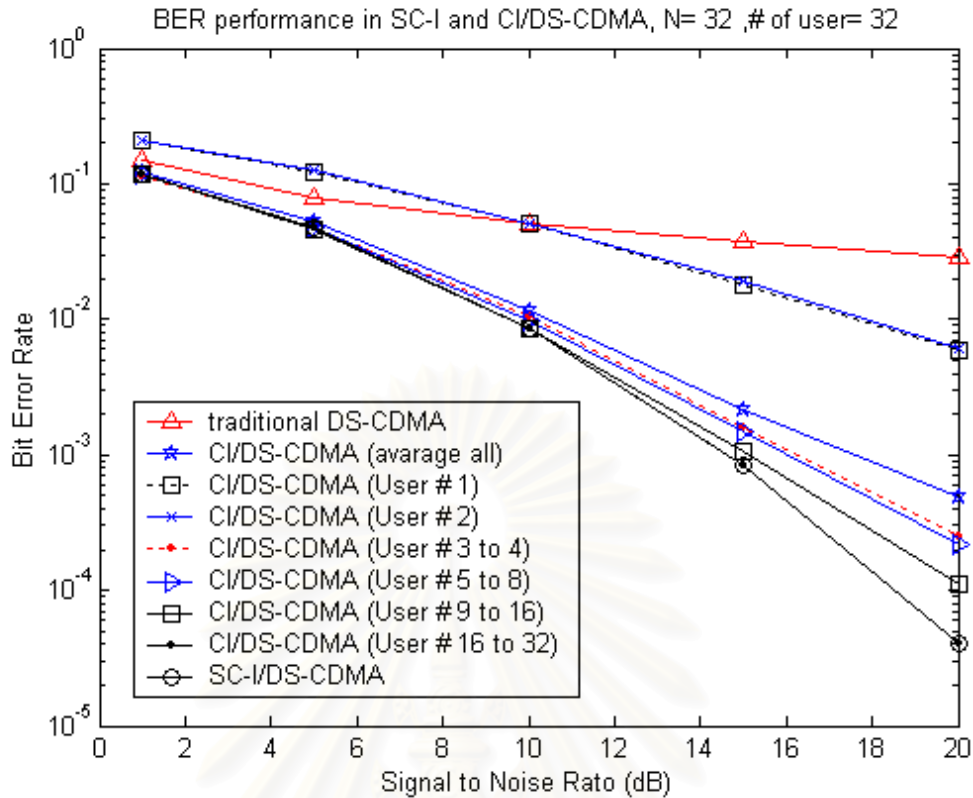
การเปรียบเทียบสมรรถนะของผู้ใช้ทั้งหมดระบบ SC-I/DS-CDMA กับระบบ CI/DS-CDMA ที่แยกเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตเฉพาะในแต่ละเซตของกลุ่มผู้ใช้ตามตารางที่ 4.1 ที่มีผู้ใช้ในแต่ละระบบทั้งหมดเท่ากับ 32 ราย ซึ่งลำดับของผู้ใช้จะแบ่งแยกตามลำดับของรหัสแม่แบบ Hadamard ที่มีความยาว 32 บิต ผลการจำลองระบบดังกล่าวแสดงในรูปที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 การจำแนกกลุ่มผู้ใช้สำหรับระบบ CI/DS-CDMA  
ที่ใช้ในการการจำลองระบบดังรูปที่ 4.2

ลำดับของกลุ่มผู้ใช้	เซตของลำดับผู้ใช้ในแต่ละกลุ่ม (สอดคล้องกับลำดับของรหัสแบบ Hadamard)
1	{1}
2	{2}
3	{3,4}
4	{5,6,7,8}
5	{9,10,11,12,13,14,15,16}
6	{16,17,18,19,20,21,22,23,24,25,26,27,28,29,30,31,32}

จากกราฟในรูปที่ 4.2 ถ้าพิจารณาเฉพาะระบบ CI/DS-CDMA พบว่าเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน มีค่าต่ำๆ (น้อยกว่า 10 dB) สมรรถนะของกลุ่มผู้ใช้ที่ 3, 4, 5, และ 6 ใกล้เคียงกัน เนื่องมาจากสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำๆนั้น ปัญหาสัญญาณรบกวน จะมีอิทธิพลเหนือผลกระทบของเฟดดิ้งหลายวิถี จึงทำให้มีค่า BER ใกล้เคียงกัน อย่างไรก็ตามสมรรถนะของกลุ่มผู้ใช้ที่ 3, 4, 5, และ 6 ดีกว่ากลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 มาก เนื่องมาจากกลุ่ม ผู้ใช้ที่ 1 และ 2 ใช้เพียงคลื่นพาห์เดียวในการส่งผ่านข้อมูลจึงไม่มีไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่ใน ขณะที่กลุ่มผู้ใช้ที่ 3 ถึง 6 มีไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่จึงทำให้สมรรถนะแบ่งออกเป็นสองส่วนอย่างชัดเจน นอกจากนี้ในกรณีที่ SNR ต่ำๆ ระบบ DS-CDMA แบบธรรมดา มีสมรรถนะที่ดีกว่ากลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 เนื่องจากความกว้างแถบของระบบ DS-CDMA แบบธรรมดา มากกว่าความกว้างแถบคลื่นพาห์ย่อยของกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 อย่างไรก็ตามเมื่อค่า SNR สูงกว่า 10 dB สมรรถนะของกลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 จะดีกว่าระบบ DS-CDMA แบบธรรมดา เนื่องจากผลของการแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะปรากฏผลมากขึ้นเมื่อสัญญาณรบกวนมีค่าน้อย ในขณะที่กลุ่มผู้ใช้ที่ 1 และ 2 ในระบบ CI/DS-CDMA ไม่มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น จึงทำให้มีสมรรถนะที่ดีกว่าดังกล่าว

เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สูง (มากกว่า 10 dB) ในรูปที่ 4.2 พบว่าสมรรถนะของกลุ่มผู้ใช้ที่ 6 ดีที่สุด และในกลุ่มที่ 5, 4,3 และ 2 กับ 1 จะมีสมรรถนะลดลงไปตามลำดับ เนื่องมาจาก จำนวนคลื่นพาห์ที่ถูกใช้ในแต่ละกลุ่มเป็นไปตามหัวข้อที่ 3.2 คือ ในกลุ่มที่ 6 เท่ากับ 16 คลื่นพาห์ กลุ่มที่ 5 เท่ากับ 8 คลื่นพาห์ กลุ่มที่ 4 เท่ากับ 4 คลื่นพาห์ กลุ่มที่ 3 เท่ากับ 2 คลื่นพาห์ กลุ่มที่ 2 และ 1 เท่ากับ 1 คลื่นพาห์ ตามลำดับ โดยจำนวนคลื่นพาห์จะแปรผันตรงกับจำนวนไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่จึงทำให้สมรรถนะในแต่ละกลุ่มไม่เท่ากันดังกล่าว



รูปที่ 4.2 อัตราความผิดพลาดบิตที่แยกเฉลี่ยในแต่ละกลุ่มผู้ใช้สำหรับระบบ CI/DS-CDMA

ถ้าเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบ CI/DS-CDMA กับระบบ SC-I/DS-CDMA ของกราฟในรูปที่ 4.2 พบว่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ SC-I/DS-CDMA ใกล้เคียงกับอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับกลุ่มผู้ใช้ที่ 6 (ผู้ใช้ในลำดับที่ 16 ถึง 32) ในระบบ CI/DS-CDMA เนื่องจากจำนวนคลื่นพาห์ ที่ถูกใช้ในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณเท่ากัน กล่าวคือ ผู้ใช้งานทั้งหมดในระบบ SC-I/DS-CDMA และกลุ่มผู้ใช้ที่ 6 ของระบบ CI/DS-CDMA มีจำนวนคลื่นพาห์ที่ส่งผ่านข้อมูลเท่ากับ 16 คลื่นพาห์ ดังนั้นสมรรถนะของผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ SC-I/DS-CDMA จะเทียบเท่ากับสมรรถนะของผู้ใช้ในกลุ่มที่มีสมรรถนะที่ดีที่สุด (กลุ่มผู้ใช้ที่ 6) ในระบบ CI/DS-CDMA ซึ่งมีจำนวนผู้ใช้อย่างมากที่สุดเพียงครั้งหนึ่งของความจุสูงสุดในระบบ

#### 4.2.2 ความจุของระบบ (จำนวนผู้ใช้)

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอ เปรียบเทียบกับระบบ CI/DS-CDMA แบบเดิม โดยจะพิจารณาความสัมพันธ์ระหว่างอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ กับจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ในขณะที่ทั้งสองระบบจะใช้ รหัสแม่แบบ

Hadamard ความยาว 32 ชิป ทำให้รองรับผู้ใช้ได้สูงสุด 32 ราย โดยผลการจำลองระบบในหัวข้อนี้เป็นค่าเฉลี่ยจากการจำลองระบบอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ในขณะที่ลำดับที่ของผู้ใช้จะแบ่งแยกตามลำดับของรหัสแม่แบบ Hadamard เนื่องจากลำดับของผู้ใช้สัมพันธ์กับสมรรถนะของระบบ ดังนั้นลำดับที่ของรหัสแม่ที่จัดสรรให้กับลำดับของผู้ใช้ในการจำลองระบบ สำหรับระบบ CI/DS-CDMA การพล็อตกราฟจะแบ่งเป็น 2 แบบในตารางที่ 4.2 ดังนี้

ตารางที่ 4.2 การจัดสรรรหัสแม่ให้กับผู้ใช้สำหรับระบบ CI/DS-CDMA  
ที่ใช้ในการจำลองระบบดังรูปที่ 4.3

CI/DS-CDMA	คู่ลำดับ (x,y) ของการจัดสรรลำดับของรหัสแม่ (y) ให้กับลำดับของผู้ใช้ (x)
แบบที่ 1	(1,32),(2,31)(3,30),..., (30,3),(31,2),(32,1)
แบบที่ 2	(1,1),(2,2),(3,3),..., (30,30),(31,31),(32,32)

สำหรับการจำลองของระบบ SC-I/DS-CDMA ในหัวข้อนี้ จะแบ่งผู้ใช้ในระบบเป็นสองกลุ่มเท่าๆกัน ให้ผู้ใช้ในแต่ละกลุ่มมีจำนวนผู้ใช้สูงสุด 16 ราย ถ้ารวมผู้ใช้ทั้งสองกลุ่มความจุของระบบสามารถรองรับได้สูงสุด 32 ราย เนื่องจากทั้งสองกลุ่มผู้ใช้นั้นถูกแบ่งแยกโดยความถี่ ดังนั้นรหัสแม่ที่นำมาใช้เท่ากับ 16 รหัส โดยเลือกลำดับของรหัสแม่แบบ Hadamard เริ่มจากลำดับที่ 16 ถึง 32 ให้กับผู้ใช้ในกลุ่มที่ 1 และกลุ่มที่ 2 สำหรับการพล็อตกราฟแบ่งเป็นสองแบบในตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 การจัดสรรรหัสแม่ให้กับผู้ใช้สำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA  
ที่ใช้ในการจำลองระบบดังรูปที่ 4.4

SC-I/DS-CDMA	คู่ลำดับ (x,y) ของการจัดสรรลำดับรหัสแม่ (y) ให้กับลำดับของผู้ใช้ (x)
แบบที่ 1	(1,32),(2,31)(3,30),..., (14,18),(15,17),(16,16)
แบบที่ 2	(1,16),(2,17),(3,18),..., (14,30),(15,31),(16,32)

รูปที่ 4.3 แสดงค่าเฉลี่ยจากการจำลองระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA อย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ที่จัดลำดับของผู้ใช้ในแบบที่ 1 ตามตารางที่ 4.2 และ 4.3 ซึ่งเป็นกราฟระหว่าง BER เฉลี่ยกับการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ ในขณะที่ผู้ใช้ทุกรายในระบบมีค่า SNR เท่ากับ 10 dB เท่ากันหมด ส่วนรูปที่ 4.4 เป็นกราฟระหว่าง BER เฉลี่ย กับการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ โดยลำดับของผู้ใช้ในการจำลองระบบเป็นไปตามแบบที่ 2 ในตารางที่ 4.2 และ 4.3

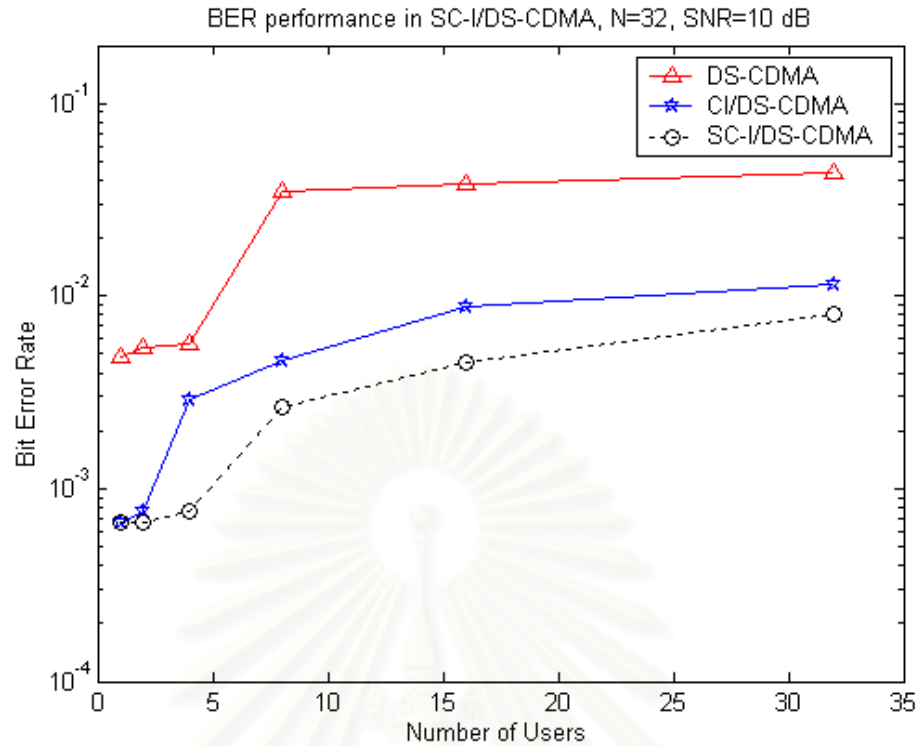
จากกราฟในรูปที่ 4.3 พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้รายอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้รายที่สนใจก็จะสูงขึ้นด้วย โดยสมรรถนะของระบบ DS-CDMA แบบทั่วไปจะลดลงอย่างมากเมื่อมีจำนวนผู้ใช้เท่ากับ 8 ผู้ใช้และโดยรวมจะมีสมรรถนะด้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA อย่างมาก ส่วนสมรรถนะของระบบ CI/DS-CDMA จะดีกว่าระบบ SC-I/DS-CDMA อย่างชัดเจน

สังเกตได้ว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA น้อยกว่าระบบ SC-I/DS-CDMA ประมาณ 2 เท่า ค่าอัตราความผิดพลาดบิตของทั้งสองระบบจะใกล้เคียงกันมาก ซึ่งสอดคล้องตามทฤษฎีของงานวิจัยใน บทที่ 3 และกราฟในรูปที่ 4.2 คือสมรรถนะของระบบ CI/DS-CDMA ที่มีลำดับผู้ใช้กับลำดับของรหัสแบบ Hadamard ในเซตที่ 6 ตามตารางที่ 4.1 จะเท่ากับสมรรถนะของทุกๆผู้ใช้ในระบบ SC-I/DS-CDMA ในขณะที่จำนวนผู้ใช้ในระบบย่อยของ SC-I/DS-CDMA เป็นครึ่งหนึ่งของจำนวนผู้ใช้ในกลุ่มที่ 6 ของระบบ CI/DS-CDMA

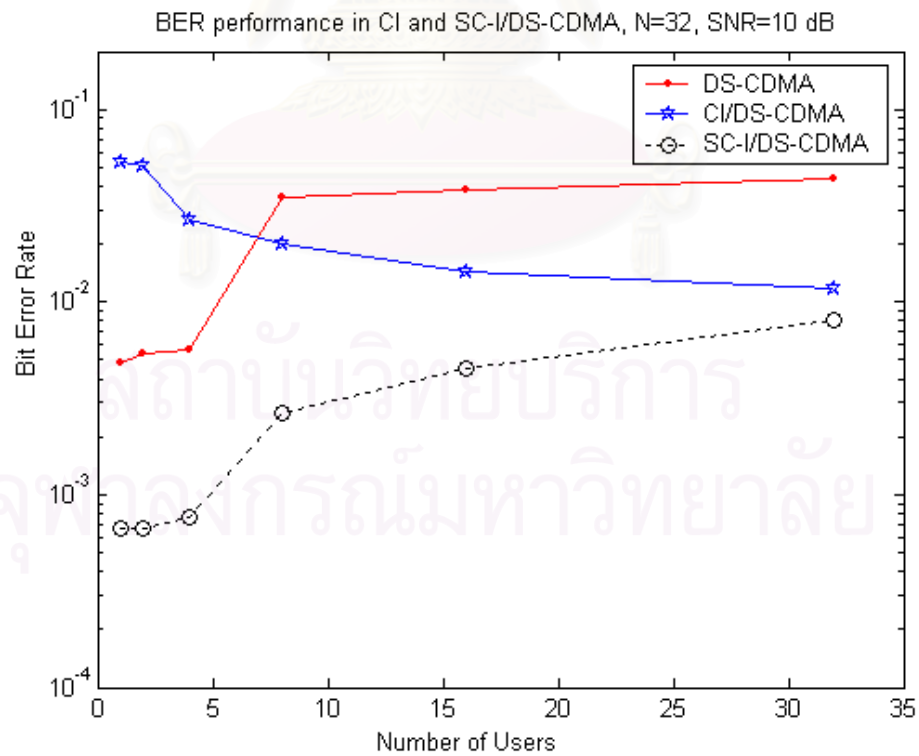
จากกราฟในรูปที่ 4.4 พบว่าระบบ DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA เมื่อมีจำนวนผู้ใช้รายอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้นอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้รายที่สนใจก็จะสูงขึ้นด้วย โดยระบบ SC-I/DS-CDMA มีอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกับกราฟในรูปที่ 4.3 แสดงว่าลำดับของ รหัสแม่แบบ Hadamard ที่จัดสรรให้กับผู้ใช้ไม่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของผู้ใช้รายนั้นๆ ในระบบที่ได้นำเสนอ

อย่างไรก็ตามจากกราฟในรูปที่ 4.4 สำหรับระบบ CI/DS-CDMA พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้รายอื่นที่มารบกวนเพิ่มขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้รายที่สนใจจะต่ำลง เนื่องจากลำดับของ รหัสแม่แบบ Hadamard ที่จัดสรรให้กับผู้ใช้งาน แปรผันกับจำนวนคลื่นพาห่อย่อยจึงมีผลกระทบต่อสมรรถนะของผู้ใช้รายนั้นๆ โดยการจัดสรรรหัสแม่แบบที่ 2 (ตารางที่ 4.3) นั้นจะทำให้ผู้ใช้ในระบบ มีจำนวนคลื่นพาห่ที่ส่งผ่านข้อมูลเป็นไปตามลำดับ (1,2,4,8,16) ดังนั้นเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น จำนวนไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่โดยเฉลี่ยทุกผู้ใช้เพิ่มขึ้นด้วย จึงทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยลดลงดังกล่าว

จากกราฟในรูปที่ 4.4 เมื่อเปรียบเทียบทั้งสามระบบ พบว่า สมรรถนะของระบบ CI/DS-CDMA ดีกว่าระบบ SC-I/DS-CDMA มาก และยังดีกว่าระบบ DS-CDMA ในกรณีที่ผู้ใช้ น้อยกว่า 8 รายอีกด้วย



รูปที่ 4.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น โดยใช้การจัดสรรลำดับรหัสแบ่งให้กับผู้ใช้ เป็นแบบที่ 1 (ตามตารางที่ 4.2)



รูปที่ 4.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น โดยใช้การจัดสรรลำดับรหัสแบ่งให้กับผู้ใช้เป็นแบบที่ 2 (ตามตารางที่ 4.3)



#### 4.3 ผลการจำลองระบบในกรณีที่เครื่องรับมีเฟสจิตเตอร์

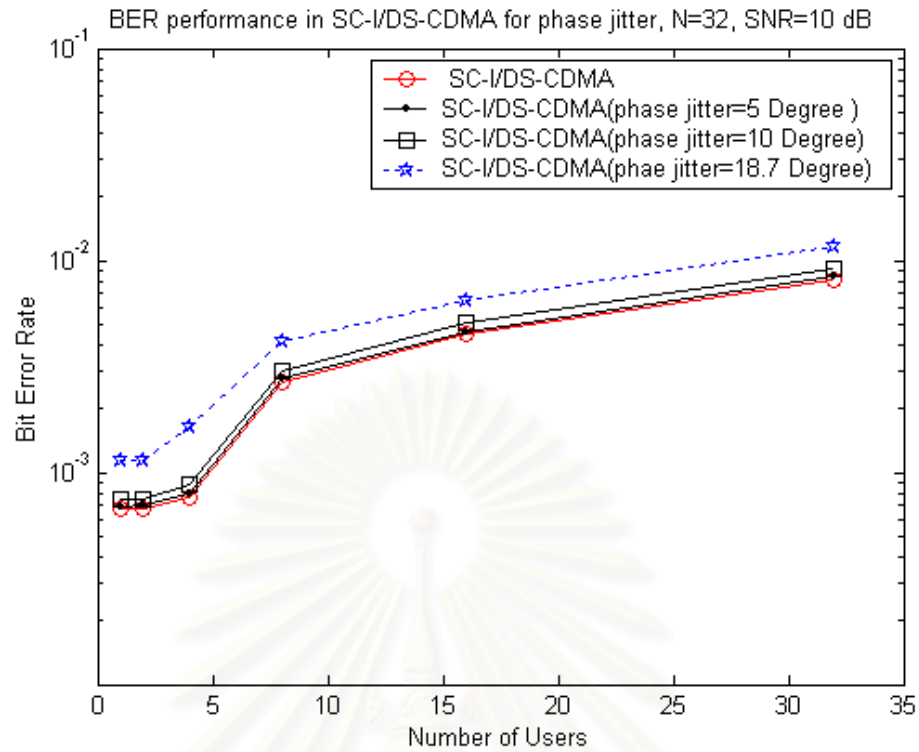
ในหัวข้อนี้จะเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอกับระบบ CI/DS-CDMA แบบเดิม ในกรณีที่เครื่องรับได้มีเฟสจิตเตอร์ เนื่องมาจากการใช้วงจรตรวจจับเฟสแบบ เฟสล็อกคูลูป (Phase Locked loop : PLL) ที่กล่าวในหัวข้อ 3.4 ในการจำลองระบบจะใช้รหัสแม่แบบ Hadamard ความยาวเท่ากับ 32 ชิป โดยการจำลองระบบจะสมมติให้ช่องสัญญาณเป็นแบบภูมิประเทศแบบทิวเขา

รูปที่ 4.5 และ 4.6 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์เฉลี่ยของการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ระหว่าง BER กับจำนวนผู้ใช้ที่เปลี่ยนไปในระบบ โดยใช้การจัดสรรรหัสแม่ให้กับผู้ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA ที่เป็นแบบที่ 1 ตามตารางที่ 4.2 และ 4.3 สำหรับกรณีที่เครื่องรับได้รับเฟสจิตเตอร์ สมมติให้ วงจรเฟสล็อกคูลูป มีพารามิเตอร์  $\rho$  ที่สัมพันธ์กับค่า SNR เท่ากับ 10, 30 และ 100 จะทำให้ได้ รากของกำลังสองเฉลี่ยของเฟสจิตเตอร์ (rms phase jitter) จากสมการ 3-48 ได้เป็น  $18.7^\circ$ ,  $10^\circ$ , และ  $5^\circ$  องศา ตามลำดับ [9,12]

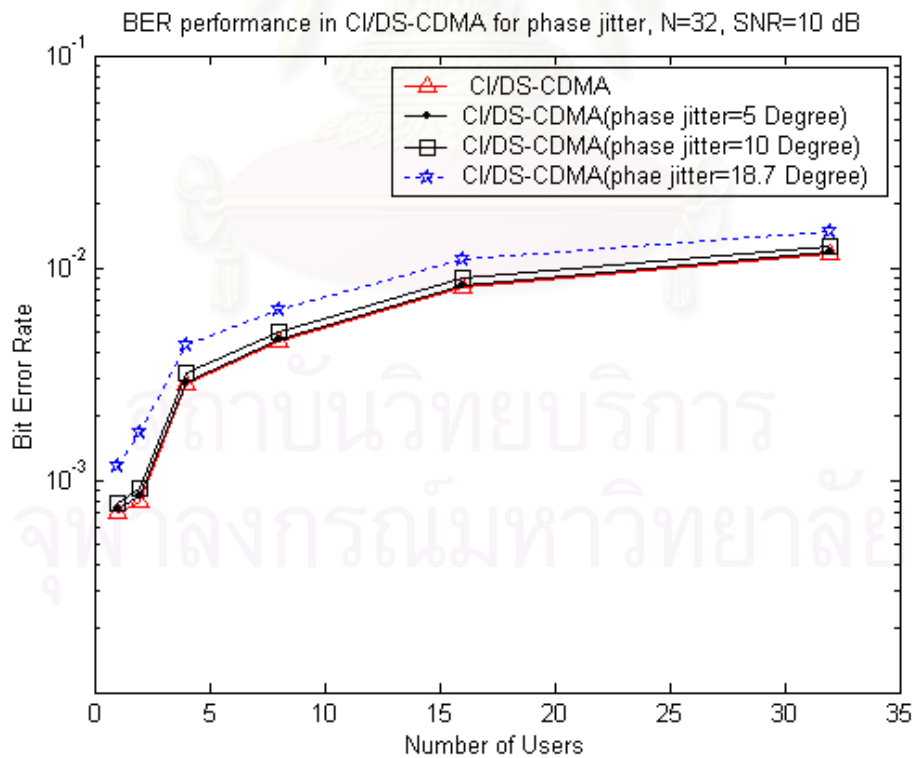
สำหรับรูปที่ 4.7 และ 4.8 เป็นกราฟที่แสดงสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA เปรียบเทียบกับ ระบบ CI/DS-CDMA ที่ได้รับผลของเฟสจิตเตอร์  $10^\circ$  องศา และ  $18.7^\circ$  ตามลำดับ

จากผลการจำลองระบบ ในรูปที่ 4.5 และ 4.6 พบว่าเมื่อระบบ SC-I/DS-CDMA และระบบ CI/DS-CDMA มีเฟสจิตเตอร์จะทำให้สมรรถนะของทั้งสองระบบลดลง ถ้ารากของกำลังสองเฉลี่ยของเฟสจิตเตอร์มากก็จะทำให้สมรรถนะลดลงมากตามไปด้วย สังเกตได้ว่า อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า BER เนื่องจากผลของเฟสจิตเตอร์ที่มากขึ้นนั้น ทั้งสองระบบจะมีอัตราการเพิ่มขึ้นของ BER ใกล้เคียงกัน เนื่องมาจากผลของเฟสจิตเตอร์ไม่ได้ทำให้คุณลักษณะของ จำนวนไวดเวอริชิตีเชิงความถี่ (จำนวนคลื่นพาห่ที่มีข้อมูล) เปลี่ยนไปของทั้งสองระบบ

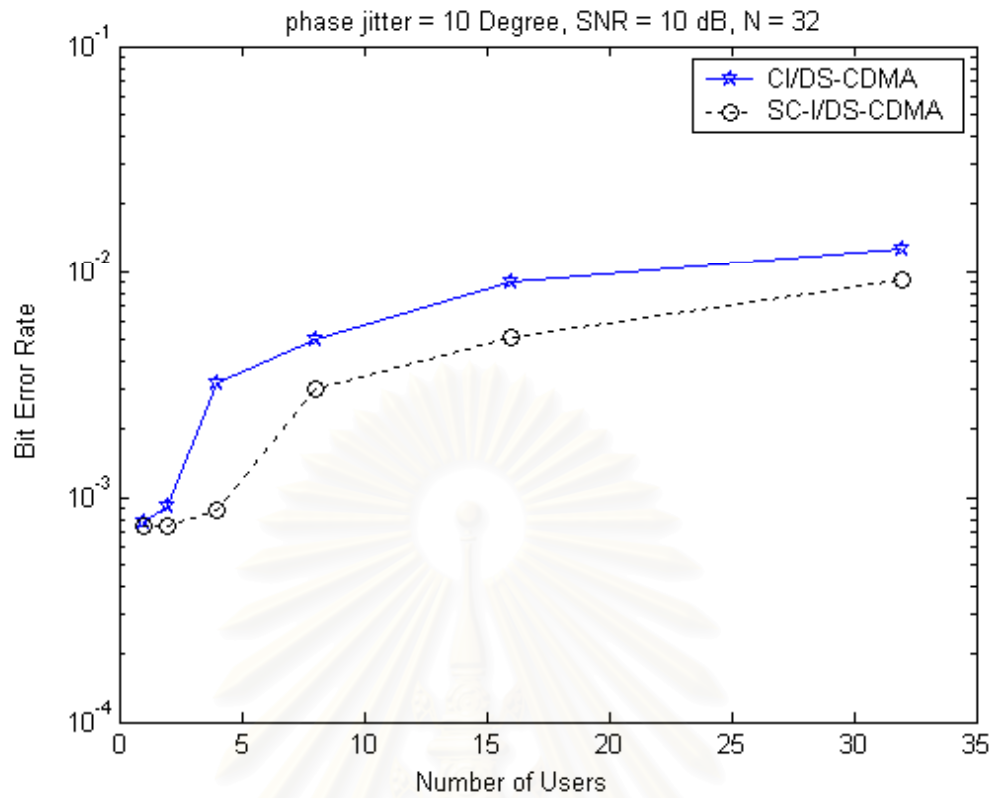
จากกราฟในรูปที่ 4.7 และ 4.8 พบว่าเมื่อมีเฟสจิตเตอร์ที่เครื่องรับของระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA เท่ากับ  $10^\circ$  องศา และ  $18.7^\circ$  ตามลำดับ ค่า BER ของระบบ SC-I/DS-CDMA จะน้อยกว่าค่า BER เฉลี่ยของระบบ CI/DS-CDMA ทั้งสองค่าของเฟสจิตเตอร์ เพราะคุณสมบัติ ปริภูมิศูนัยของค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัส Hadamard กับรหัส CI ยังคงอยู่เมื่อทั้งสองระบบได้รับผลกระทบจาก เฟสจิตเตอร์ ในสมการ (3-18) จะทำให้รูปแบบของไวดเวอริชิตีเชิงความถี่ ที่วิเคราะห์ในหัวข้อ 3.1 ยังคงอยู่เหมือนเดิม จึงทำให้สมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA ดีกว่า CI/DS-CDMA ในกรณีที่ได้รับผลกระทบจากเฟสจิตเตอร์



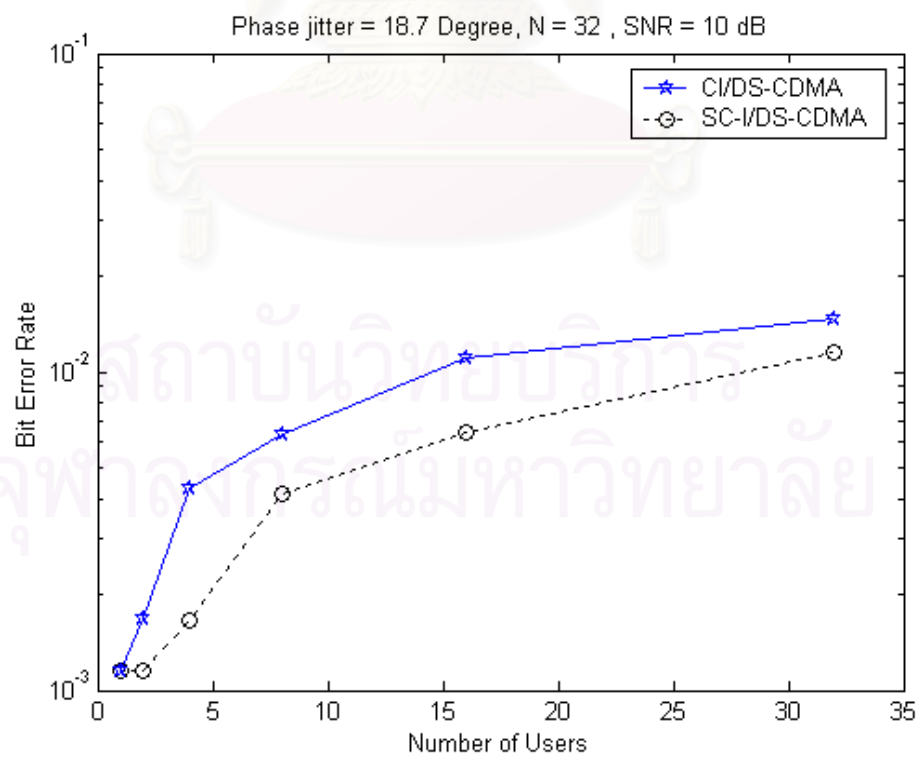
รูปที่ 4.5 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SC-IFDS-CDMA ที่ได้รับผลกระทบจากเฟสจิตเตอร์



รูปที่ 4.6 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SC-IFDS-CDMA ที่ได้รับผลกระทบจากเฟสจิตเตอร์



รูปที่ 4.7 เปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทั้งสองระบบ โดยมีค่า  $\rho = 30$



รูปที่ 4.8 เปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทั้งสองระบบ โดยมีค่า  $\rho = 10$

#### 4.4 ผลการจำลองระบบในกรณีที่เครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่

ในหัวข้อนี้จะเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอกับระบบ CI/DS-CDMA แบบเดิม ในกรณีที่เครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่เกิดขึ้น โดยผลการจำลองระบบได้จากการทดลองอย่างอิสระจำนวน 50 ครั้ง ที่เปรียบเทียบกับ อัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนระหว่างสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในการจำลองระบบจะใช้ รหัสแม่แบบ Hadamard ความยาวเท่ากับ 32 ชิป และสมมติให้เป็นช่องสัญญาณเป็นแบบภูมิประเทศแบบทิวเขา

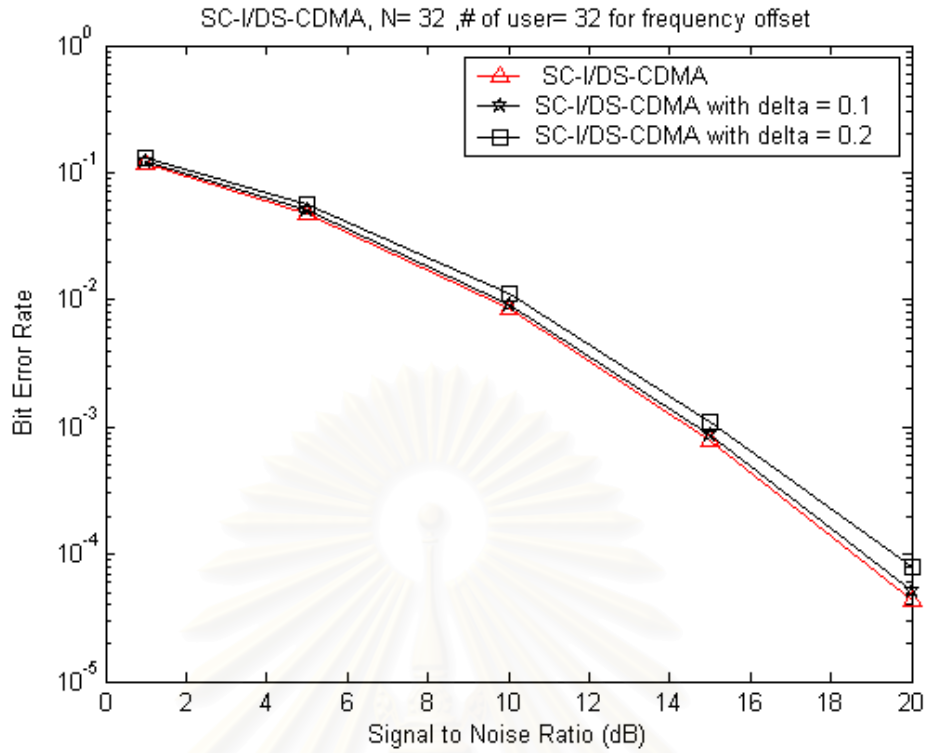
ในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณด้วยเทคนิคพหุคลื่นพาหะนั้นเมื่อเกิดออฟเซตของความถี่จะเป็นผลให้สมรรถนะของระบบลดลง มีสองปัจจัยหลักในการเกิดขึ้นของออฟเซตเชิงความถี่คือการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็วของสถานีเคลื่อนที่ ทำให้เกิดปรากฏการณ์ดอปเพลอร์เสเปรด (Doppler spread) และออฟเซตเชิงความถี่ของวงจรถ่ายสัญญาณระหว่างเครื่องรับกับเครื่องส่ง

ทั้งนี้ผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่ที่เกิดขึ้นกับระบบ CI/DS-CDMA และ ระบบ SC-I/DS-CDMA มีสองประการคือ แอมพลิจูดของสัญญาณจะถูกลดทอนลง กับการแทรกสอดระหว่างคลื่นพาห่ที่กล่าวในหัวข้อ 3.4

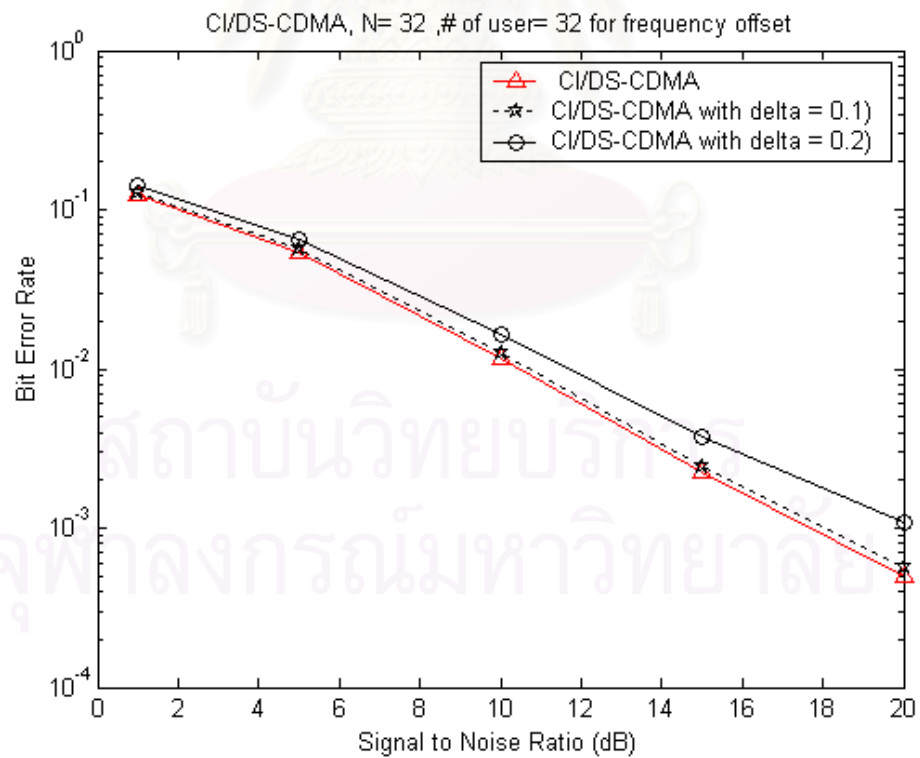
รูปที่ 4.9 เป็นกราฟแสดงสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA ในกรณีที่เครื่องรับได้รับออฟเซตเชิงความถี่ที่มีค่าออฟเซตเชิงความถี่แบบนอร์มัลไลซ์ (normalized frequency offset) เป็น  $\Delta = 0.1$  และ  $\Delta = 0.2$  ซึ่งกล่าวไว้ในส่วนที่ 3.4 ในที่นี้ค่า  $\Delta$  ที่ถูกกำหนดไว้ในทุกรูปถูกแทนด้วยคำว่า delta โดยรูปที่ 4.10 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยระหว่างผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ CI/DS-CDMA ในขณะที่ได้รับผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่แบบนอร์มัลไลซ์ ที่มีค่า  $\Delta = 0.1$  และ  $\Delta = 0.2$

รูปที่ 4.11 และ 4.12 เป็นการจำลองระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA เมื่อทั้งสองระบบได้รับผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะจากอัตราความผิดพลาดบิตของทั้งสองระบบ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยมีออฟเซตเชิงความถี่แบบนอร์มัลไลซ์ ที่มีค่า  $\Delta = 0.1$  และ  $\Delta = 0.2$  ตามลำดับ

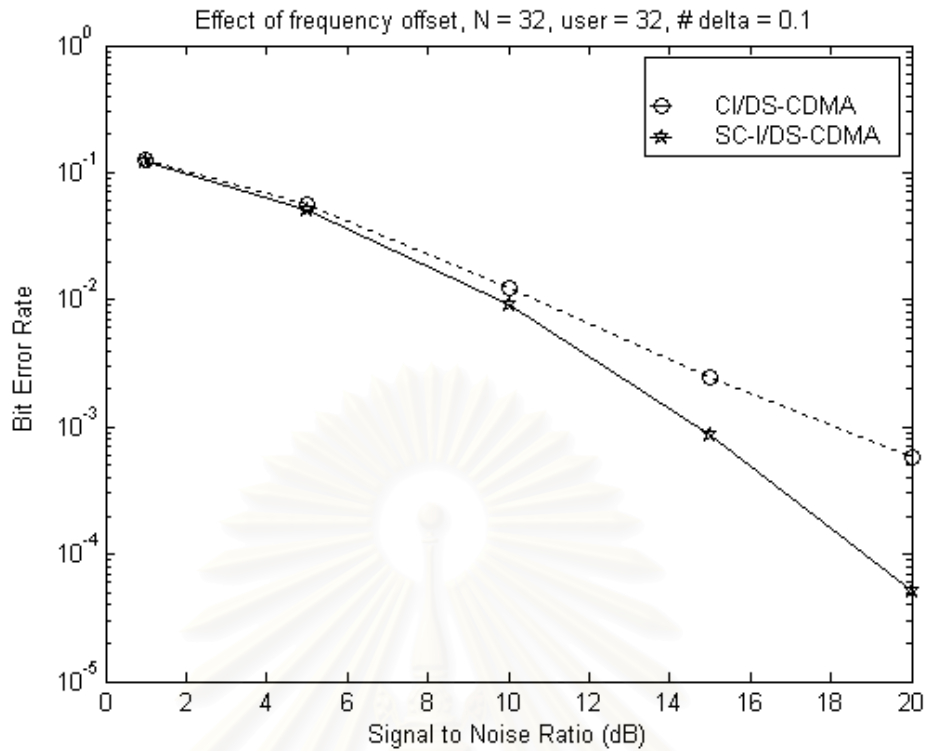
รูปที่ 4.13 เป็นกราฟแสดงสมรรถนะของระบบ CI/DS-CDMA เมื่อแยกเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของกลุ่มผู้ใช้ในตารางที่ 4.1 กับอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของระบบ SC-I/DS-CDMA ในกรณีที่เครื่องรับของทั้งสองระบบ มีออฟเซตเชิงความถี่แบบนอร์มัลไลซ์  $\Delta = 0.2$



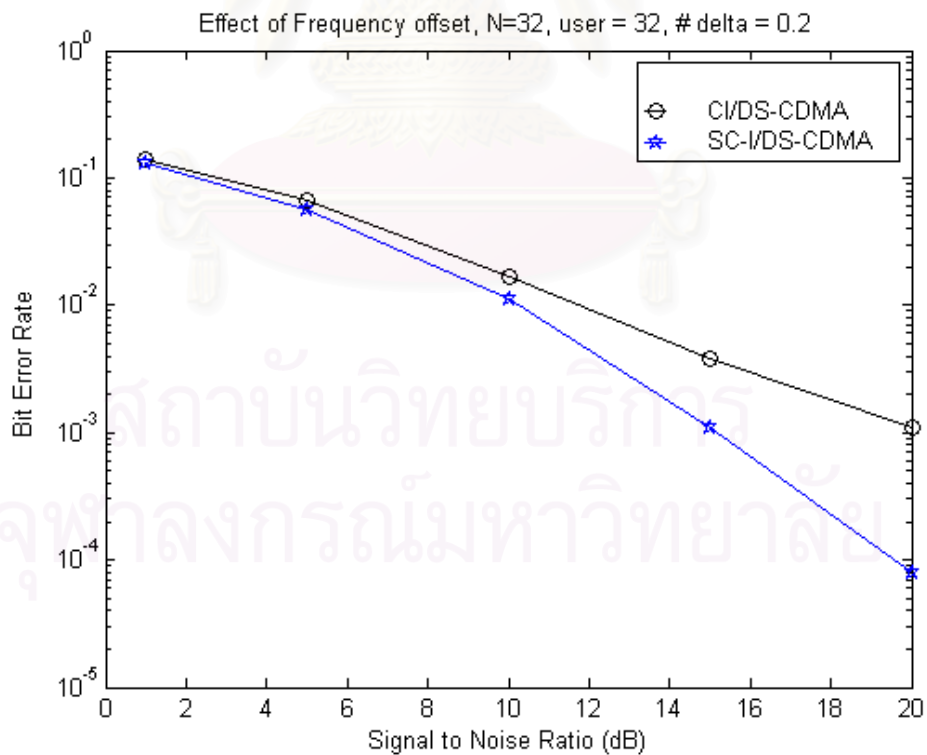
รูปที่ 4.9 อัตราความผิดพลาดบิตของระบบ SC-IFDS-CDMA เมื่อมีออฟเซตเชิงความถี่



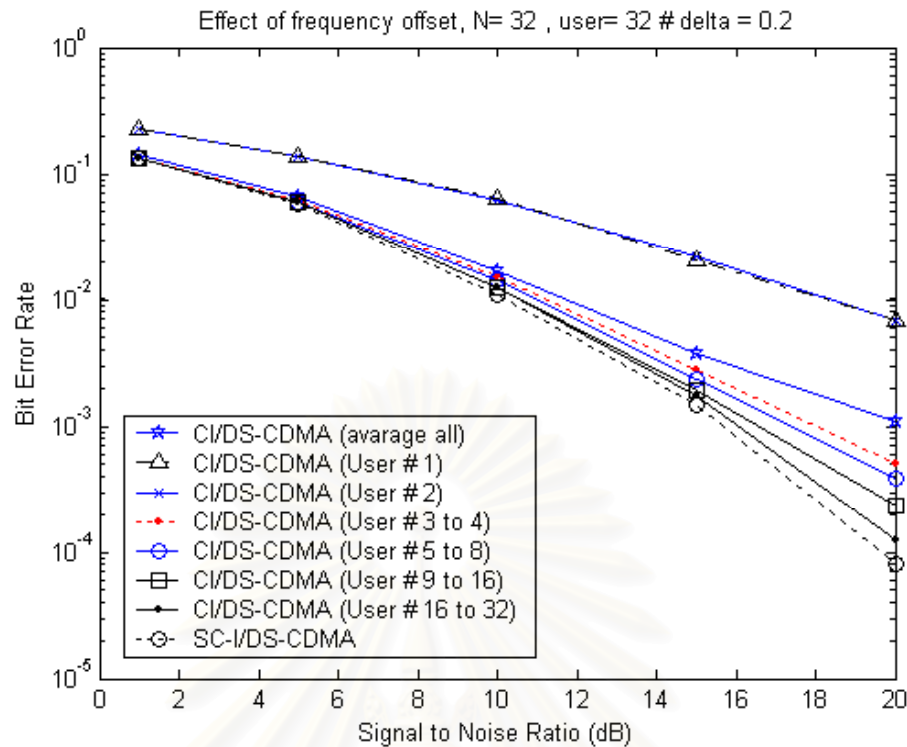
รูปที่ 4.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยระหว่างผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ CI/DS-CDMA เมื่อได้รับผลกระทบของ ออฟเซตเชิงความถี่



รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อเครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่  $\Delta = 0.1$



รูปที่ 4.12 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อเครื่องรับมีออฟเซตเชิงความถี่  $\Delta = 0.2$



รูปที่ 4.13 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อแยกเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตตามกลุ่มผู้ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA เมื่อเครื่องรับได้รับออฟเซตเชิงความถี่

จากรูปที่ 4.9 และ 4.10 พบว่าเมื่อเครื่องรับของระบบ SC-I/DS-CDMA และ CI/DS-CDMA เกิดออฟเซตเชิงความถี่จะทำให้จะทำให้สมรรถนะของทั้งสองระบบลดลง ถ้าออฟเซตเชิงความถี่แบบนอร์มัลไลซ์  $\Delta$  มากก็จะทำให้สมรรถนะลดลงมากตามไปด้วย

เมื่อพิจารณาที่ค่า  $\Delta = 0.2$  พบว่าระบบ SC-I/DS-CDMA และ CI/DS-CDMA จะมี BER สูงกว่ากรณีที่  $\Delta = 0.1$  มาก แต่เมื่อเปรียบเทียบในกรณีที่  $\Delta = 0.1$  กับ  $\Delta = 0$  พบว่าทั้งสองระบบ จะมี BER ใกล้เคียงกันมาก ทั้งนี้เนื่องมาจากผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่ สำหรับระบบที่เป็นพหุคลื่นพาห้ (multi carrier) นั้นผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่จะน้อยมากเมื่อ  $0 \leq \Delta \leq 0.1$  แต่จะได้รับผลกระทบเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อ  $\Delta > 0.1$  [19]

จากรูปที่ 4.11 และ 4.12 พบว่าสมรรถนะของระบบ SC-I/DS-CDMA ดีกว่าระบบ CI/DS-CDMA เมื่อได้รับผลจากออฟเซตเชิงความถี่ทั้งสองค่าของ  $\Delta = 0.1$  และ  $\Delta = 0.2$  และสังเกตได้ว่าเมื่อออฟเซตเชิงความถี่สูงขึ้นจาก  $\Delta = 0.1$  เป็น  $\Delta = 0.2$  ระบบ CI/DS-CDMA จะได้รับผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่มากกว่าระบบ SC-I/DS-CDMA

จากรูปที่ 4.13 พบว่าสมรรถนะของแต่ละกลุ่มผู้ใช้ในระบบ CI/DS-CDMA จะยังคงแยกเป็น

ลำดับชั้น (class) เมื่อได้รับผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่ เช่นเดียวกับกรณีที่เครื่องรับไม่มีออฟเซตเชิงความถี่ ในรูปที่ 4.2

อย่างไรก็ตาม จากกราฟในรูปที่ 4.13 พบว่าค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้ในกลุ่มที่ 6 (ผู้ใช้ลำดับที่ 16 ถึง 32) ในระบบ CI/DS-CDMA มากกว่าค่า BER เฉลี่ยของผู้ใช้ทั้งหมดในระบบ SC-I/DS-CDMA ซึ่งในกรณีที่ทั้งสองระบบไม่ได้รับผลกระทบจาก ออฟเซตเชิงความถี่ นั้นค่า BER เฉลี่ยทั้งสองระบบจะเทียบเท่ากันตามรูปที่ 4.2

ทั้งนี้เนื่องจากผลกระทบของออฟเซตเชิงความถี่จะมากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับจำนวนคลื่นพาห์ที่ถูกรวมกันใน ขั้นตอนการรวมความถี่แบบ MMSEC ถ้าจำนวนคลื่นพาห์มากก็จะทำให้เครื่องรับได้รับผลกระทบจากออฟเซตเชิงความถี่มากตามไปด้วย สำหรับระบบ CI/DS-CDMA มีจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับความยาวของรหัสแผ่ (N) ในขณะที่ระบบ SC-I/DS-CDMA มีจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการรวมความถี่น้อยกว่า โดยมีจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับครึ่งหนึ่งของความยาวรหัสแผ่ (N/2) ดังนั้นระบบ SC-I/DS-CDMA จึงได้รับผลกระทบเชิงความถี่น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA

#### 4.5 ความซับซ้อนของระบบ

##### 4.5.1 ความซับซ้อนที่วงจรรหัสส่ง

ความซับซ้อนที่ภาคส่งจะพิจารณา ความซับซ้อนในวิธีการปรับรูปคลื่นของซีปแบบ CI และ SC-I ในทางปฏิบัติจะใช้ ผลการแปลงกลับฟูริเยร์เร็ว (Inverse Fast Fourier Transform : IFFT) [16] ในการกำเนิดพัลส์ (รูปที่ 2.13 และ 3.3) ที่วิเคราะห์ในหัวข้อ 3.4 โดยความซับซ้อนของ วิธีการปรับรูปคลื่นของซีป แบบ CI และ SC-I แสดงในตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 การเปรียบเทียบ ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ และความซับซ้อนของวิธีการปรับรูปคลื่นของซีปแบบ CI และ SC-I

ระบบ	คุณลักษณะต่างๆ	
	ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ	ระดับความซับซ้อน
CI/DS-CDMA	$\frac{1}{2} N \cdot \log_2 N$	$O(N \log_2 N)$
SCI/DS-CDMA	$\frac{1}{4} N \cdot \log_2 (N/2)$	$O(N \log_2 (N/2))$



จาก ตารางที่ 4.4 พบว่า ปริมาณของตัวดำเนินการคูณสำหรับการปรับรูปคลื่นของซีปแบบ CI มากกว่า แบบ SC-I  $\frac{2 \cdot m}{m-1}$  เท่า นอกจากนี้แบบ SC-I ยังมีระดับความซับซ้อนน้อยกว่าแบบ CI ตัวอย่างเช่น ในกรณีที่  $N = 32$  ปริมาณของตัวดำเนินการคูณในการปรับรูปคลื่นของซีปแบบ CI จะมากกว่าแบบ SC-I 2.5 เท่า เมื่อปริมาณของตัวดำเนินการคูณลดลงแล้ว ทำให้เวลาที่ใช้ในการปรับรูปคลื่นซีปลดลง ในทางปฏิบัติ

#### 4.5.2 ความซับซ้อนที่วงจรมารับ

เนื่องจากที่วงจรมารับสำหรับการสื่อสารไร้สายนั้น มีความต้องการให้ที่ภาครับมีความซับซ้อนน้อยที่สุด เพื่อที่จะทำให้ขนาดของสถานีเคลื่อนที่ลดลง และราคาถูกลงด้วย ซึ่งความซับซ้อนที่ภาครับของระบบ CI/DS-CDMA และ SC-I/DS-CDMA จะพิจารณาจำนวนค่าถ่วงน้ำหนักที่จะต้องคำนวณหาที่ภาครับ และความซับซ้อนของการใช้ FFT [16,17] ที่ใช้ในการแตกคลื่นสัญญาณสำหรับเครื่องรับซีปใด (รูปที่ 2.13 และ 3.6) โดยการเปรียบเทียบแสดงได้ในตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 การเปรียบเทียบ ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ และระดับความซับซ้อนของการใช้ FFT กับจำนวนค่าถ่วงน้ำหนักในขั้นตอนของวิธี MMSEC ระหว่างระบบ CI/DSCDMA และ SC-I/DS-CDMA

ระบบ	คุณลักษณะต่างๆ		
	ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ	ระดับความซับซ้อน	จำนวนค่าถ่วงน้ำหนัก
CI/DS-CDMA	$\frac{1}{2} N \cdot \log_2 N$	$O(\frac{1}{2} N \log_2 N)$	$N$
SC-I/DS-CDMA	$\frac{1}{4} \cdot N \cdot \log_2 N + (N/4)$	$O(\frac{1}{4} N \log_2 N)$	$\frac{N}{2}$

จากตารางที่ 4.5 ปริมาณของตัวดำเนินการคูณ สำหรับเครื่องรับซีปใดๆ ในระบบ CI/DS-CDMA มากกว่าระบบ SC-I/DS-CDMA ประมาณ 2 เท่า และระบบ SC-I/DS-DCMA ที่ได้นำเสนอที่นี่มีระดับความซับซ้อนในการคำนวณของการใช้ FFT ลดลงจากเดิมในระบบ CI/DS-CDMA นอกจากนี้จำนวนถ่วงน้ำหนักที่ใช้ในวิธีการรวมความถี่แบบ MMSE ของระบบ SC-I/DS-CDMA น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA ครึ่งหนึ่ง

อย่างไรก็ตาม ระบบ SC-1/DS-CDMA นั้นจะมีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นเล็กน้อย จากระบบ CI/DS-CDMA สำหรับวิธีการของ ช่องสัญญาณเพจจิง (Forward Paging Channel) [13] กล่าวคือ เมื่อสถานีฐานสามารถ ติดต่อกับสถานีเคลื่อนที่ ได้แล้ว ก็จะจัดสรรช่องสัญญาณทราฟฟิก (traffic channel) ให้กับสถานีเคลื่อนที่ จำเป็นต้องส่งข้อมูลอย่างน้อย 1 บิต เพื่อระบุชุดของแถบความถี่ (ชุดที่ 1 หรือ ชุดที่ 2) ที่ใช้ในการดีมอดูเลตคลื่นพาห้  $f_d$  (รูปที่ 3.5) โดย  $d$  คือชุดของแถบความถี่



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 5

### สรุปผลการจำลองระบบและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการจำลองระบบ

ระบบ SC-I/DS-CDMA ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถแก้ไขข้อเสียของระบบ CI/DS-CDMA สำหรับข่ายเชื่อมโยงไปหน้า ที่คุณภาพของการบริการแบ่งเป็นชั้นของการบริการ (Class of Service) ทำให้ไม่ยืดหยุ่นต่อการใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สาย ทั้งนี้ระบบ SC-I/DS-CDMA ได้ปรับให้จำนวนไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่ของผู้ใช้ทุกรายในระบบมีค่าเท่ากัน และมีจำนวนไคเวอร์ซิตีเท่ากับ จำนวนไคเวอร์ซิตีที่สูงที่สุดในระบบ CI/DS-CDMA นอกจากนี้ระบบ SC-I/DS-CDMA มีสมรรถนะดีกว่าระบบ CI/DS-CDMA ทั้งในกรณีที่เครื่องรับมีการชิงโครโนซิสมบอร์น กรณีสี่ มีเฟสจิตเตอร์ และกรณีที่ ได้รับออฟเซตเชิงความถี่ ในขณะที่ระบบทั้งสองมีจำนวนผู้ใช้สูงสุด และได้ค่า BER ที่ภาครับเท่ากับ  $10^{-3}$  ระบบ SC-I/DS-CDMA ต้องการค่า SNR น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA ประมาณ 5 dB และในขณะที่ภาครับของทั้งสองระบบมีค่า SNR และ BER เท่ากัน จำนวนผู้ใช้ในระบบ SC-I/DS-CDMA จะมากกว่าระบบ CI/DS-CDMA ประมาณสองเท่า

นอกจากนี้ระบบ SC-I/DS-CDMA มีความซับซ้อนที่ภาครับและภาคส่งน้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA กล่าวคือ ความซับซ้อนของวิธี IFFT สำหรับการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ CI จะมีปริมาณของตัวดำเนินการคูณมากกว่าแบบ SC-I อยู่  $\frac{2 \cdot m}{m-1}$  เท่า โดยที่  $m = \log_2 N$  และระดับความซับซ้อนสำหรับการปรับรูปคลื่นของชิปแบบ CI เท่ากับ  $O(N \log_2 N)$  ในขณะที่ระบบ SC-I มีระดับความซับซ้อนน้อยกว่าคือ  $O(N \log_2 (\frac{1}{2} N))$  ส่วนที่ภาครับของระบบ SC-I/DS-CDMA จะมีปริมาณของตัวดำเนินการคูณที่เครื่องรับชิป น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA ประมาณ 2 เท่าและระดับความซับซ้อนของเครื่องรับชิปแบบ CI/DS-CDMA เท่ากับ  $O(\frac{1}{2} N \log_2 N)$  ในขณะที่ระบบ SC-I/DS-CDMA มีระดับความซับซ้อนน้อยกว่าคือ  $O(\frac{1}{4} N \log_2 N)$  นอกจากนี้ในระบบ SC-I/DS-CDMA มีจำนวนค่าถ่วงน้ำหนักที่จะต้องคำนวณหา ในขั้นตอนการรวมความถี่แบบ MMSE น้อยกว่าระบบ CI/DS-CDMA อยู่ 2 เท่า

อย่างไรก็ตามความซับซ้อนในขั้นตอนของช่องสัญญาณเพจจิง สำหรับระบบ SC-I/DS-CDMA มีความซับซ้อนมากกว่าระบบ CI/DS-CDMA เล็กน้อย โดยต้องการบิตข้อมูลเพิ่ม 1 บิต เพื่อที่จะระบุ แถบความถี่ของกลุ่มผู้ใช้งานที่ 1 หรือ 2 นอกจากนี้เมื่อระบบมีความต้องการเพิ่ม

ความจริงเป็นสองเท่า ระบบ SC-I/DS-CDMA จะต้องสลับไปใช้ รหัสแม่แบบ pseudo noise แทน รหัสแม่แบบ Hadamard ในขณะที่ระบบ CI/DS-CDMA สามารถเพิ่มผู้ใช้งานเป็นสองเท่าได้โดยใช้คุณสมบัติของ เซตที่สองของตำแหน่งในทางเวลาของรูปพัลส์ชิปแบบ CI โดยไม่ต้องสลับไปใช้ รหัส pseudo noise ซึ่งยืดหยุ่นต่อความจุได้มากกว่าระบบ SC-I/DS-CDMA

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

1. หาค่าสหสัมพันธ์ข้ามของรหัสแม่แบบ CI กับรหัสแม่แบบอื่นๆ เช่นรหัส Gold เป็นต้น เพื่อนำมาปรับรูปแบบของการปรับรูปคลื่นของชิปแบบต่างๆ
2. วิเคราะห์หาค่าอัตราความผิดพลาดบิตในทางคณิตศาสตร์เชิงสถิติ เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ ของระบบ DS-CDMA CI/DS-CDMA กับของระบบ SC-I/DS-CDMA
3. จำลองระบบ DS-CDMA CI/DS-CDMA SC-I/DS-CDMA เมื่อคลื่นสัญญาณถูกส่งในช่องสัญญาณเฟดดิ้งเร็วแบบเลือกความถี่ (fast frequency selective fading channel) อันเนื่องมาจากสถานีเคลื่อนที่มีการเคลื่อนที่อย่างรวดเร็ว
4. นำหลักการของระบบ SC-I/DS-CDMA มาหาวิธีในการส่งผ่านคลื่นสัญญาณ แบบ Ultra Wideband เพื่อทำให้เป็นระบบ Ultra Wideband SC-I/DS-CDMA

## รายการอ้างอิง

1. ไพโรจน์ ไหววานิชกิจ. เปิดโลก มือถือ GSM สู่ UMT. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดดูเคชั่น , 2545.
2. R. Prasad and T. Ojanpera. Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications. Boston: Artech-House, 1998.
3. Z. Wu, C.R. Nassar, and S. Shattil. MMSE frequency combining for CI/DS-CDMA. 2000 IEEE Radio and Wireless Communication Conference (Sept. 2000) : 10-13
4. Z. Wu, C.R. Nassar, and Suihua Lu. High Capacity High Performance DS-CDMA via Advances in Chip Shaping. IEEE International Conference on Communications (May 2002) : 538-543.
5. Scholtz, R. A. The Evolution of Spread-Spectrum Multiple-Access Communication. Kluwer Academic Publishers, 1995.
6. A conversation with Claude Shannon. IEEE Communication Magazine. Vol. 22, No. 5 (May 1984): 123-126.
7. Cooper, G. R., and R. W. Nettleton. A spread-spectrum technique for high-capacity mobile communication. IEEE Transactions on Vehicular Technology Vol.27, No. 4 (November 1978) : 264-275.
8. S. Hara, R. Prasad. Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels. IEEE Transactions on Vehicular Technology vol.48, No. 4 (Sep 1999) : 1584-1595.
9. B. Natarajan, C.R. Nassar, S. Shattil, M. Michellini, Z.Wu. High-Performance MC-CDMA Via Carrier Interferometry Codes. IEEE Transactions on Vehicular Technology vol. 50, Nov 2001: 1344-1353.
10. T.S. Rappaport. Wireless Communication - principles and Practice. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1997.
11. B. Sklar. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization. IEEE Communication Magazine (Sept 1997) :
12. J.G. Proakis. Digital Communication. 4th ed. New York: McGraw-Hill, 2001.
13. W. C. Y. Lee. Mobile Cellular Telecommunication – analog and digital systems. 2nd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.

14. H. Leib and S. Pasupathy. Trellis-code MPSK with reference phase error. IEEE Transactions on Communication vol. Com-35 (Sept. 1987) :
15. Triratana Metkarunchit and Prasit Prapinmongkolkarn. High Performance DS-CDMA Using Novel SC-I Chip Shaping. Accepted to 2003 IEEE International Symposium on Circuits and Systems
16. J.G. Proakis and D.G. Manolakis. Digital Signal Processing. Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1996.
17. B. Natarajan, C.R. Nassar and V Chandrasekhar. Generation of correlated Rayleigh Fading envelopes of spread spectrum applications . IEEE Communication Letter Vol. 4. No.1 (Jan 2000) : 9-11.
18. COST-207 Digital land mobile radio communications. Final report of the COST-Project 207, Commission of the European Community Brussels: 1989.
19. Qinghua Shi and Matti Latva-aho. Effect of Frequency Offset on the Performance of Asynchronous MC-CDMA System in a Correlated Rayleigh Fading Channel. International Conferences on Info-Tech & Info-Net (Oct 2001) :



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความทางวิชาการที่จะได้นำเสนอในที่ประชุมวิชาการระหว่างประเทศ  
ISCAS-2003 (IEEE International Symposium on Circuit and System) ซึ่งจัดขึ้นที่ โรงแรม  
อิมพีเรียล คิวินส์ ปาร์ค กรุงเทพฯ ระหว่างวันที่ 25 พฤษภาคม ถึง 28 พฤษภาคม 2546



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



# HIGH PERFORMANCE DS-CDMA SYSTEM USING NOVEL SC-I CHIP SHAPING

Triratana Metkarunchit and Prasit Prapinmongkolkarn

Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,  
Chulalongkorn University, Bangkok 10330, Thailand  
Tel.662-218-6903, Fax.662-218-6912, E-mail: pprasit@chula.ac.th

## ABSTRACT

In this paper, a novel chip shaping being used in a particular DS-CDMA was addressed. The chip shaping is created by superpositioning of  $N/2$  carriers in a typical interferometry-pattern chip shaping. The particular DS-CDMA refers to as a DS-CDMA whose users are separated into two groups with the maximum number of users in each group being  $N/2$ . The result shows that by considering the frequency diversity, over a fading channel, the overall performance can be improved in such a way that the same QoS in all user can be achieved.

## 1. INTRODUCTION

DS-CDMA (direct sequence code division multiple access) has emerged as a dominant system in the world of wireless telecommunication [1]. Nevertheless DS-CDMA is not without its drawbacks, such as limits to the probability of error performance.

DS-CDMA systems use RAKE receiver [1][2] and attempt to exploit path diversity to improve probability of error performance. However, DS-CDMA RAKE receiver can not only fully benefit from the path diversity but also causes a loss of user orthogonality.

MC-CDMA (multi carrier code division multiple access) outperforms DS-CDMA [3]. MC-CDMA employs receivers which offer frequency diversity benefits to enhance performance in a multipath channel.

Some earlier research [4][5], demonstrated the power of chip shaping in DS-CDMA : by replacing the usual sinc( ) and raised cosine chip shapes with CI (carrier interferometry) chip shapes in DS-CDMA (and calling the system CI/DS-CDMA), frequency diversity to better exploit the received signal energy. Here, the CI chip shape corresponded to the linear combining of  $N$  orthogonal (and adjacent) carriers.

In this work, we introduce a novel chip shaping called Suppressed Carrier-Interferometry (SC-I) chip shaping. Based on a traditional CI chip shaping, the SC-I chip shaping can be developed to acquire more frequency diversity in average than the old one. Due to the relationship between a Hadamard code and the CI code, the receiver can not get all of the  $N$  carriers but only  $1$  to  $N/2$  carriers depending on the Hadamard code. Because of the different number of frequency diversity, each user can not have the same QoS. In this paper, we can show that in a Suppressed Carrier-Interferometry Direct Sequence Code Division Multiple Access (SC-I/DS-CDMA), the SC-I chip shaping can avoid this drawback.

Section 2 explains how to analyze and generate the SC-I chip shaping. Section 3 represents the system models in both transmitter

and receiver. Section 4 shows the results indicating that the SC-I/DS-CDMA system can have a better performance than the traditional one.

## 2. INTRODUCTION TO SC-I CHIP SHAPE

A CI (Carrier Interferometry) chip shaping [4][5] is created by superpositioning  $N$  carriers equally spaced in frequency domain by  $\Delta f = 1/T_s$ , where  $N$  corresponds to the precessing gain, and  $T_s$  is the symbol duration. The CI chip shaping for  $i^{th}$  chip corresponds mathematically to:

$$h_i(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(n2\pi\Delta ft + n\theta_i)g(t) \quad (1)$$

where  $A$  is constant to ensure the chip energy being  $1/N$ ,  $\theta_i = i\frac{2\pi}{N}$ ,  $i = 0, 1, \dots, N-1$ , and  $g(t)$  is a unit amplitude rectangular waveform of symbol duration  $T_s$ . To transmit a symbol, the  $i^{th}$  value of the spreading sequence (+1 or -1),  $\beta_i^{(k)}$ , is modulated by the CI chip shape filter  $h_i(t)$ , creating the  $k^{th}$  user's transmitted signal:

$$s^{(k)}(t) = b_k \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} A \cos(n2\pi\Delta ft + ni\frac{2\pi}{N})g(t) \quad (2)$$

where  $b_k$  is data bit of the  $k^{th}$  user. By focusing the relationship between the CI spreading sequence and the Hadamard spreading code, the equation (2) can be rewritten as:

$$s^{(k)}(t) = b_k \sum_{n=0}^{N-1} A \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} e^{j(ni\frac{2\pi}{N} + n2\pi\Delta ft)} \right\} g(t) \quad (3)$$

The cross correlation between the  $n^{th}$  carrier of CI code corresponding to  $(e^{j(0)}, e^{j(n2\pi/N)}, e^{j(2n2\pi/N)}, \dots, e^{j((N-1)n2\pi/N)})$  and the  $k^{th}$  sequence of Hadamard code corresponding to:  $(\beta_0^{(k)}, \beta_1^{(k)}, \beta_2^{(k)}, \dots, \beta_{N-1}^{(k)})$  is:

$$R'(k, n) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} e^{j(ni\frac{2\pi}{N})} \right\} \quad (4)$$

In the same fashion, by adding  $\varphi_n(t) = n2\pi\Delta ft$  in the superscript of the CI term we get:

$$R(k, n) = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{N-1} \beta_i^{(k)} e^{j(ni\frac{2\pi}{N} + \varphi_n(t))} \right\} \quad (5)$$

Equation (5) is now corresponding to equation (3). Furthermore, from the Figure 1, when  $k \geq 1$ , we can observe

	$i=0$	$i=1$	$i=2$	$i=3$	$i=4$	$i=5$	$i=6$	$i=7$
$k=0$	1	1	1	1	1	1	1	1
$k=1$	$H_1=1$	$\bar{H}_1=-1$	1	-1	1	-1	1	-1
$k=2$	1	1	-1	-1	1	1	-1	-1
$k=3$	1	-1	-1	1	1	-1	-1	1
$k=4$	1	1	1	1	-1	-1	-1	-1
$k=5$	1	-1	1	-1	-1	1	-1	1
$k=6$	1	1	-1	-1	-1	-1	1	1
$k=7$	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1

**Figure 1** An example  $8 \times 8$  Hadamard Matrix with the minimum length  $d$  of sub matrix  $H_d$

the characteristic  $\beta_i^{(k)} = -\beta_{i+d}^{(k)}$ . Put it another way, in the same  $k^{\text{th}}$  group, part of the Hadamard code with the minimum length of  $d$  can be reused to make the whole Hadamard code with the length of  $N$ . Figure 1 shows the Hadamard Matrix with such a characteristic where  $d = 2^{x-1}$ . The variable  $x$  depends on the  $k^{\text{th}}$  interval with  $2^{x-1} \leq k < 2^x$  then the equation (5) can be substituted by:

$$R(k, n) = \text{Re} \left\{ e^{j\varphi_n(t)} \sum_{i=0}^{d-1} (\beta_i^{(k)} e^{j(n\frac{2\pi}{N})} - \beta_{i+d}^{(k)} e^{j(n(i+d)\frac{2\pi}{N})} + \dots - \beta_i^{(k)} e^{j(n(i+N-d)\frac{2\pi}{N})}) \right\} \quad (6)$$

from equations (5),(6) can be substituted by:

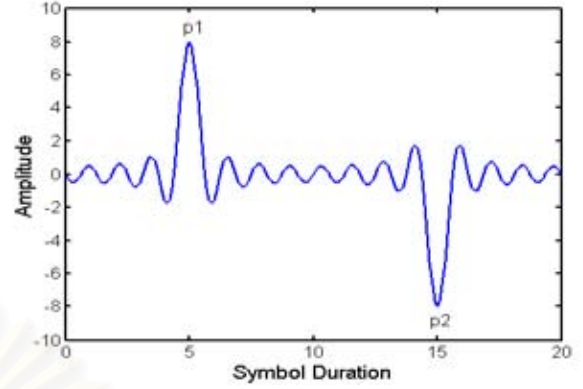
$$R(k, n) = \begin{cases} \frac{\sin(n\pi)}{\sin(n\pi/N)} \cdot \cos((N-1)n\pi/N + \varphi_n(t)) & ; k=0 \\ \frac{\sin(n\pi)}{\cos(dn\pi/N)} & \\ \times \sum_{x=0}^{d-1} \beta_x^{(k)} \sin((N-d+2x)n\pi/N + \varphi_n(t)) & ; k \geq 1 \end{cases} \quad (7)$$

$R(k, n) = 0$  when

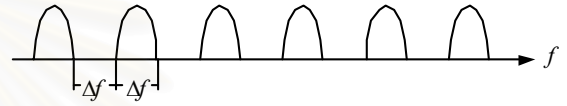
$$n = \begin{cases} 1, 2, 3, \dots, (N-1); k=0 \\ \{0, 1, 2, \dots, N-1\} - \left\{ \frac{N}{2d}, \frac{3N}{2d}, \dots, \frac{(2d-1)N}{2d} \right\}; k \geq 1 \end{cases} \quad (8)$$

Considering the cross correlation, some of the carriers can be eliminated. However, the bit energy,  $N$ , is not changed but distributed into other carriers with a proportion of  $N/d$ . We can see that only  $d$  carriers left would have the data. Since the  $d$  carriers left would affect the overall frequency diversity, we select the carriers in the range of Hadamard code from  $(N/2)^{\text{th}}$  to  $(N-1)^{\text{th}}$  to get the best frequency diversity equal to  $N/2$ . We call this style of chip shaping as Suppressed Carrier-Interferometry, SC-I.

An SC-I (Suppressed Carrier-Interferometry) chip shaping for  $i^{\text{th}}$  chip implemented using FFT's corresponds mathematically:



(a) An SC-I chip shape in time domain ( $A=1, N=16$ )



(b) An SC-I chip shape in frequency domain

**Figure 2** Suppressed Carrier-Interferometry (SC-I) chip shape

$$h_i(t) = \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos((2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1)\theta_i) g(t) \quad (9)$$

where  $A$  is constant to ensure the chip energy being  $1/N$ ,

$\theta_i = i \frac{2\pi}{N}, i=0, 1, \dots, N-1$ . Figure 2(a) shows the SC-I chip shape

$h_i(t)$  and Figure 2(b) shows the chip shaping in the frequency domain. Two chips,  $h_p(t)$  and  $h_q(t)$ , differ only in the position of their mainlobes. Specifically,  $h_p(t)$ 's mainlobe arises at

$$t_{p_1} = \frac{\theta_p}{2\pi\Delta f} = pT_c, \quad t_{p_2} = t_{p_1} + NT_c/2 \text{ and } h_q(t)\text{'s mainlobe arises at}$$

$t_{q_1} = qT_c$  and  $t_{q_2} = t_{q_1} + NT_c/2$ . As is required for chip shapes, chips are orthogonal, i.e, the cross-correlation between chips  $p$  and  $q$  corresponds to:

$$R_h(p, q) = \int_0^{T_s} h_p(t) h_q(t) dt = \sum_{n=0}^{N/2-1} A^2 \frac{T_s}{2} \cos((2n+1) \frac{2\pi}{N} (p-q)) \quad (10)$$

$$= 0 \quad p \neq q$$

### 3. SC-I/DS-CDMA SYSTEM MODEL

The SC-I/DS-CDMA refers to as a DS-CDMA whose users are separated into two equal groups with the maximum number of users in each group being  $N/2$ , and using the SC-I chip shaping.

#### 3.1 Transmitter model

To transmit a symbol,  $\beta_i^{(k)}$ , the  $i^{\text{th}}$  value of the spreading sequence +1 or -1 corresponding to the  $(N-1-k)^{\text{th}}$  Hadamard code, is

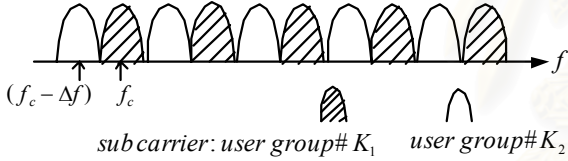
modulated by the SC-I chip shape filter  $h_i(t)$  to create the user  $k$ 's transmitted signal:

$$\begin{aligned} s^{(k)}(t) &= b_k \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k)} h_i(t) \\ &= b_k \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos(2\pi f_c t + (2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t) \end{aligned} \quad (11)$$

where  $b_k$  is the data of the  $k^{\text{th}}$  user ( $k = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1$ ) and the total transmitted signals  $K$  are separated into two different groups of users,  $K_1$  and  $K_2$ . Combining all the user signals together, we get the total transmitted signals for  $K$  users:

$$\begin{aligned} s(t) &= \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k_1)} \times \\ &\sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos(2\pi f_c t + (2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t) \\ &+ \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k_2)} \times \\ &\sum_{n=0}^{N/2-1} A \cos(2\pi(f_c - \Delta f)t + (2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1)i \frac{2\pi}{N}) g(t) \end{aligned} \quad (12)$$

where  $K_1 + K_2 = K$ ,  $K_1$  and  $K_2$  vary from 0 to  $K/2 - 1$ . Both groups are modulated by the two different groups of carriers as shown in the following Figure 3.

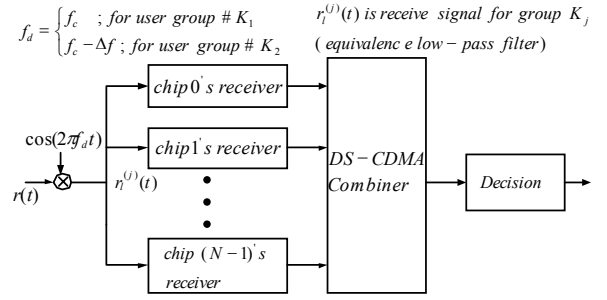


**Figure 3** A SC-I/DS-CDMA scheme, whose users are separated into two groups in frequency domain

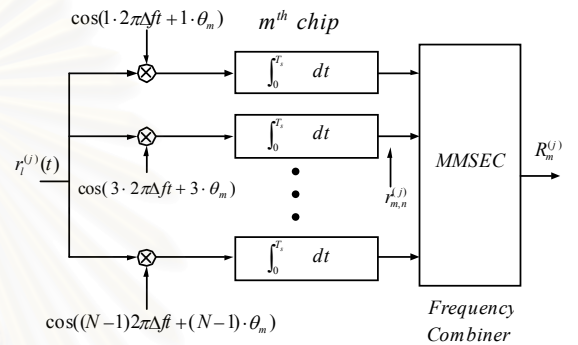
### 3.2 Receiver model

In a typical Rayleigh frequency selective slow fading channel, frequency selectivity exists over the entire bandwidth, but not over the individual carriers that make up the chip [6]. Hence, each frequency component making up the SC-I chip experiences a unique flat fade. Thus, the received signal in the fading channel is characterized by:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k_1)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \alpha_n^{(1)} \times \\ &\cos(2\pi f_c t + (2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1)i \frac{2\pi}{N} + \phi_n^{(1)}) g(t) \\ &+ \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k_2)} \sum_{n=0}^{N/2-1} A \alpha_n^{(2)} \times \\ &\cos(2\pi(f_c - \Delta f)t + (2n+1)2\pi\Delta f t + (2n+1)i \frac{2\pi}{N} + \phi_n^{(2)}) g(t) \\ &+ n(t) \end{aligned} \quad (13)$$



(a) receiver structure



(b) chip  $m$ 's receiver

**Figure 4** Receiver for SC-I/DS-CDMA with two group of users

Due to the channel fading,  $\alpha_n^{(1)}$  and  $\alpha_n^{(2)}$  are the channel gain and  $\phi_n^{(1)}$  and  $\phi_n^{(2)}$  are the phase offset in the  $n^{\text{th}}$  carrier of the SC-I pulse for user group  $K_1$  and  $K_2$  respectively, and  $n(t)$  represents additive white Gaussian noise. To simplify the analysis, exact phase synchronization is assumed.

In the SC-I/DS-CDMA receiver of Figure 4(a) and 4(b), the  $m^{\text{th}}$  chip is separated into its  $N/2$  carrier components, and the  $n^{\text{th}}$  carrier contributes a decision variable  $r_{m,n}^{(1)}$ ,  $r_{m,n}^{(2)}$  for user groups  $K_1$  and  $K_2$  respectively :

$$r_{m,n}^{(1)} = \sum_{k_1=0}^{K_1-1} b_{k_1} \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k_1)} \alpha_n^{(1)} \cos(nm \frac{2\pi}{N} - ni \frac{2\pi}{N}) + n_{m,n}^{(1)} \quad (14)$$

$$r_{m,n}^{(2)} = \sum_{k_2=0}^{K_2-1} b_{k_2} \sum_{i=0}^{N/2-1} \beta_i^{(k_2)} \alpha_n^{(2)} \cos(nm \frac{2\pi}{N} - ni \frac{2\pi}{N}) + n_{m,n}^{(2)} \quad (15)$$

where  $n_{m,n}^{(1)}$  and  $n_{m,n}^{(2)}$  is zero mean Gaussian random variable with variance  $\sigma_n^2 = N_0/2$ . Following the creation of  $r_{m,n}^{(1)}$  and  $r_{m,n}^{(2)}$ , a frequency combining scheme is employed across carriers (index  $n$ ) to remove interference and offer frequency diversity benefits. The MMSE frequency combining strategy corresponds to:

$$R_m^{(j)} = \sum_{n=0}^{N/2-1} r_{m,n}^{(j)} \frac{\alpha_n^{(j)}}{(\sigma_n^{(j)})^2 + (\sigma_n^{(j)})^2} \quad (16)$$

$j$  can be either 1 or 2 following the  $K_1$  and  $K_2$ ,

respectively.  $\sigma_i^2$  represents to the power of the interference term and  $\sigma_n^2$  represents the power of noise term to be minimized. Hence [5],

$$R_m^{(j)} = \sum_{n=0}^{N-1} r_{m,n}^{(j)} \frac{\alpha_n^{(j)}}{K(\alpha_n^{(j)})^2 \cdot N/2 + N_0/2} \quad (17)$$

After the MMSE frequency combining of (17), a final decision variable for user  $l$  is generated by combining the  $R_m$ 's across chips in the usual DS-CDMA fashion, shown in Figure 4(b)

$$D_j^{(l)} = \sum_{m=0}^{N-1} R_m^{(j)} \beta_m^{(l)} \quad (18)$$

That is, each chip decision variable  $R_m$  is multiplied by  $m^{\text{th}}$  spreading code and combined together. Due to the orthogonal cross-correlation of spreading codes of different users, this combining minimizes the multi-user interference as in conventional DS-CDMA despreading.

#### 4. SIMULATION RESULTS

The multipath fading channel model being used to assess the performance of the SC-I/DS-CDMA system is the Hilly Terrain (HT) channel taken from the COST-207 GSM standard [7]. Moreover, the correlation between the  $i^{\text{th}}$  subcarrier fade and the  $j^{\text{th}}$  subcarrier fade is characterized by [8]

$$\rho_{i,j} = \frac{1}{1 + ((f_i - f_j)/(\Delta f_c))^2} \quad (19)$$

where  $\Delta f_c$  is the coherence bandwidth. Generation of fades with correlation has been discussed in [9].

Simulations are performed assuming that a total of  $N = 32$  subcarriers. Benchmark results are generated using the following systems: (1) a traditional DS-CDMA system using Hadamard code with a processing gain of 32. (2) CI/DS-CDMA system separated into two equal case of consideration, i.e.,  $16^{\text{th}}$  to  $31^{\text{th}}$  Hadamard code users as the best case and  $0^{\text{th}}$  to  $15^{\text{th}}$  Hadamard code users as the average case over other users. (3) SC-I/DS-CDMA system with both case of consideration using  $16^{\text{th}}$  to  $31^{\text{th}}$  Hadamard Code.

Figure 5 presents bit error probability (BER) versus SNR performance from the simulation, assuming a full 32 users loaded on the systems. The dotted line (marked with circles) represents the SC-I/DS-CDMA; the solid line (marked with point) represents the traditional CI/DS-CDMA in the best case (using  $16^{\text{th}}$  to  $31^{\text{th}}$  Hadamard Code) and solid line (marked with pentagram) represents the traditional CI/DS-CDMA in the average case (using  $0^{\text{th}}$  to  $15^{\text{th}}$  Hadamard Code).

Figure 5 also shows that the line representing all cases in the SC-I/DS-CDMA locates nearly the same position as the line representing the best case of the CI/DS-CDMA. So we can assume that all users in the SC-I/DS-CDMA can be the best case in the CI/DS-CDMA. Furthermore, at  $10^{-3}$  BER, the SC-I/DS-CDMA can get about 5 dB SNR better than the CI/DS-CDMA averaged over the  $0^{\text{th}}$  to  $15^{\text{th}}$  Hadamard code users.

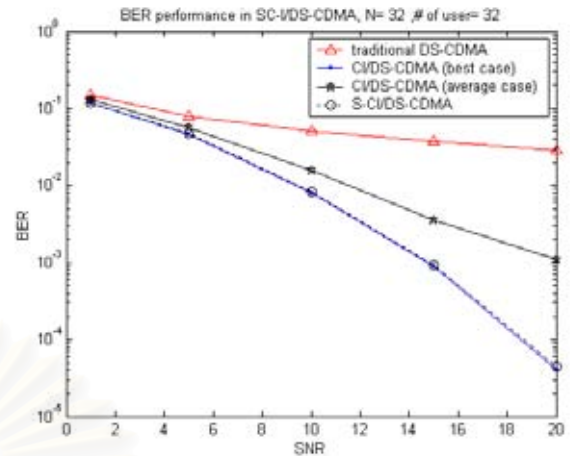


Figure 5 BER Performance of SC-I/DS-CDMA with two groups of users

#### 5. SUMMARY

In this work, a novel SC-I chip shaping in a SC-I/DS-CDMA was proposed. Rather than using group of  $N$  user chip shaping, two groups of users are developed to overcome the drawback from unequal amount of frequency diversity in each user and can acquire a better performance for overall system.

#### 6. REFERENCES

- [1] R. Prasad, T. Ojanpera, Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications, Artech-House., 1998
- [2] U. S. Goni and A. M. D. Turkmani, "BER Performance of a Direct-Sequence CDMA system in Multipath Fading Mobile Radio Channels with Rake Reception", *IEEE Vehicular Technology Conference*, 1994, pp.747-751
- [3] S. Hara, R. Prasad, "Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.48, pp.1584-1595, Sep 1999
- [4] C.R. Nassar and Z. Wu, "High Performance Broadband DS-CDMA via carrier interferometry pulse shaping," *2000 International Symposium on Advanced Radio Technologies*, CO, Sept. 6-8, 2000
- [5] Z. Wu, C.R. Nassar, and S. Shattil, "MMSE frequency combining for CI/DS-CDMA," *2000 IEEE Radio and Wireless Communication Conference*, Sept. 10-13, 2000.
- [6] J.G. Proakis, Digital Communication. 4rd ed. New York : McGraw-Hill., pp. 801-873, 2000
- [7] COST-207: "Digital land mobile radio communications", Final report of the COST-Project 207, Commission of the European Community, Brussels, 1989
- [8] W. Xu and L.B. Milstein, "Performance of Multicarrier DS-CDMA System in presence of correlated fading", *IEEE 47th Vehicular Technology conference*, Phoenix, AZ, May 4-7, 1997, pp. 2050-4
- [9] B. Natarajan, C.R. Nassar and V. Chandrasekhar, "Generation of Correlated Rayleigh Fading envelopes for spectrum applications", *IEEE communication Letters*, Vol. 4 No 1. jan, 2000, pp. 9-11

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

ร้อยตรี ตริรัตน์ เมตต์การุณจิต เกิดวันที่ 26 มีนาคม พ.ศ. 2518 จังหวัด กรุงเทพมหานคร เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ในปีการศึกษา 2535 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ในปีการศึกษา 2539 หลังจากจบการศึกษาได้ทำงานกับบริษัท สามารถคอมเทค จำกัด และสามารถเทลคอม จำกัด (มหาชน) และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตร วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2543 ระหว่างการศึกษาได้เข้ารับราชการที่ ศูนย์โทรคมนาคม กองทัพบก สำเร็จการศึกษา ปริญญาโทวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย