

การลดอัตราส่วนกำลังจ่ายออกต่อกำลังเฉลี่ยในเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอโดยใช้ลำดับส่งย่อย



นายกฤตธี วุฒิพรพงษ์

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2546

ISBN 974-17-5060-9

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PEAK TO AVERAGE POWER RATIO REDUCTION IN MV-CDMA  
USING PARTIAL TRANSMIT SEQUENCES



Mr. Krittee Wutthipornpong

สถาบันวิทยบริการ

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 2003

ISBN 974-17-5060-9

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การลดอัตราส่วนกำลังค้ำยันต่อกำลังเฉลี่ยในเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอโดยใช้  
ลำดับส่งย่อย  
โดย นาย กฤตธี วุฒิพิรพงษ์  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล

---

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(ศาสตราจารย์ ดร. ประสิทธิ์ ประพัฒน์มังกการ)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รองศาสตราจารย์ ดร. สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... กรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร. ลัญจกร วุฒิสัทติกุลกิจ)

สภามหาวิทยาลัย  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

กฤตธี วุฒิพรพงษ์ : การลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยในเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอโดยใช้ลำดับส่งย่อย. **(PEAK TO AVERAGE POWER RATIO REDUCTION IN MC-CDMA USING PARTIAL TRANSMIT SEQUENCES)** อ.ที่ปรึกษา : รศ.ดร.สมชาย จิตะพันธุ์กุล, จำนวนหน้า 101 หน้า. ISBN 974-17-5060-9.

เอ็มซี-ซีดีเอ็มเอเป็นเทคนิคที่เหมาะสมในการส่งสัญญาณในช่องสัญญาณแพลตดิ้งสำหรับการสื่อสารไร้สายที่มีอัตราข้อมูลสูง อย่างไรก็ตามเทคนิคนี้ต้องใช้วงจรรขยายที่มีคุณภาพสูงในการขยายสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงทางด้านแอมพลิจูดสูงมากทางด้านเครื่องส่งลำดับส่งย่อยเป็นหนึ่งในวิธีที่ดีที่สุดในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย ในวิทยานิพนธ์นี้จะเสนอแบบแผนลำดับส่งย่อยดัดแปลงสำหรับการสื่อสารบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ซึ่งตรงกับเทคนิคลำดับส่งย่อยดั้งเดิมที่ใช้บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นในระบบเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอจะพบว่าแบบแผนนี้ลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้เป็นอย่างดี แต่อย่างไรก็ตามแบบแผนลำดับส่งย่อยก็ไปเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติความสอดคล้องกันของรหัสไปด้วยซึ่งส่งผลกระทบต่ออัตราความผิดพลาดบิต ดังนั้นจึงเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายแบบดัดแปลงซึ่งมีแนวโน้มว่าจะจัดการกับปัญหานี้ได้ดีมาพร้อมกัน เครื่องรับเหล่านี้ได้แก่ดี-คอร์รีเลเตอร์ เครื่องรับชนิดที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด และเครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างขนาน

ผลการจำลองระบบเอ็มซี-ซีดีเอ็มเอที่ใช้เทคนิคลำดับส่งย่อยในการลดอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยและใช้เครื่องรับที่ได้รับการดัดแปลงให้เหมาะกับเทคนิคนี้ เปรียบเทียบกับระบบที่ไม่ได้ใช้เทคนิค PTS ในสภาวะที่มีผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นและการอิมิตัวของวงจรรขยายกำลัง พบว่าระบบที่เสนอสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบได้เป็นอย่างดี โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อใช้เครื่องรับชนิดที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำที่สุด

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....

ลายมือชื่อนิสิต.....

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....

ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

ปีการศึกษา.....2546.....

##4470204721 :MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: PAPR / PTS / MULTIUSER DETECTION / CDMA

KRITTEE WUTTHIPORNPON :PEAK TO AVERAGE POWER RATIO REDUCTION  
IN MC-CDMA USING PARTIAL TRANSMIT SEQUENCES. THESIS ADVISOR :  
ASSOC.PROF.DR.SOMCHAI JITAPUNKUL,101 pp.ISBN 974-17-5060-9.

MC-CDMA is an attractive technique for achieving transmission in fading channels in high data rate mobile communications. However, it requires a high quality amplifier to cope with large amplitude fluctuation at transmitter side. Partial Transmit Sequences (PTS) is one of the best methods in reducing Peak to Average Power Ratio (PAPR). In this thesis, a modified PTS scheme for uplink communications is proposed, in contrast to the original PTS, which is generally applied in downlink in OFDM system. While successfully reducing PAPR, PTS alters code correlation property which affects bit error rate, when applied to the MC-CDMA system in uplink, Therefore, modified multiuser receivers that tend to cope well with this problem are as well proposed. These are decorrelator, minimum mean square error (MMSE) receiver and parallel interference cancellation (PIC).

The results of MC-CDMA system with PTS applied to reduce PAPR and with modified Receivers tailored to PTS scheme, compared with MC-CDMA system without PTS applied, under Condition of power amplifier with nonlinearity and saturation, show that the proposed system can Improve performance significantly, especially when MMSE receiver is employed.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department...Electrical Engineering.....

Student's signature.....

Field of study...Electrical Engineering.....

Advisor's signature.....

Academic year...2003.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของรองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งกรุณาให้ความช่วยเหลือทางด้านความรู้ตลอดจนได้ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์ในการทำวิจัยมาตลอด

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัตวภูษาดิจิทัล ซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัยรวมถึงเพื่อน พี่น้องนิสิตที่ห้องปฏิบัติการทุกท่านที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็นและคำแนะนำต่าง ๆ ตลอดจนได้ให้บรรยากาศการทำงานที่ดีเยี่ยม

สุดท้ายนี้ ผู้วิจัยขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา ที่ได้มอบความรัก ความอบอุ่น และกำลังใจตลอดมา



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

# สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฎ
สารบัญรูป.....	ฏ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่.....	2
1.1.1 พารามิเตอร์- $F$ .....	3
$F = 1$ และ OFDM.....	3
$F$ มีค่ามาก.....	4
1.2 การเปรียบเทียบกับเทคนิคการมอดูเลตดั้งเดิม.....	4
1.2.1 สัญญาณแถบแคบ.....	4
1.2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดที่ใช้ลำดับโดยตรง.....	4
1.2.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่.....	5
1.3 รหัสแผ่.....	6
1.4 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	7
1.5 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	8
1.5.1 ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น.....	9
1.5.2 ข่ายเชื่อมโยงขาลง.....	9
1.6 แบบจำลองเครื่องรับ.....	10
1.7 การอีควอไลซ์.....	12
1.7.1 การรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน.....	12
1.7.2 การรวมแบบที่ทำให้ความถี่ต่างกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา.....	13
1.7.3 การรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณมากที่สุด.....	13
1.7.4 การอีควอไลซ์ที่มีการควบคุม.....	14

## สารบัญ (ต่อ)

บทที่

หน้า

1.7.5	การรวมแบบที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด.....	14
1.8	เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายราย.....	15
1.8.1	เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด.....	17
1.8.2	เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป.....	17
	เครื่องรับแบบเชิงเส้น.....	17
	ดีคอรรีเลเตอร์.....	17
	เครื่องรับชนิดที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำที่สุด.....	19
	เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น.....	21
	เครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างขนาน.....	22
	เครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างต่อเนื่อง.....	23
	เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ.....	23
1.9	เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายรายที่มีการปรับตัวได้.....	23
1.10	ปัญหาของ MC-CDMA.....	24
1.11	วิธีแก้ปัญหาที่มีผู้เสนอขึ้น.....	24
1.12	แนวทางของวิทยานิพนธ์นี้.....	25
1.13	วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	25
1.14	ขอบเขตของการวิจัย.....	26
1.15	ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	26
1.16	วิธีดำเนินการวิจัย.....	26
1.17	ภาพรวมของวิทยานิพนธ์.....	26
2	ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง.....	28
2.1	การมอดูเลตหลายคลื่นพาร์.....	28
2.2	การแบ่งช่องสัญญาณสำหรับการเข้ารหัสแวกเตอร์.....	30
2.3	การแบ่งช่องสัญญาณสำหรับ DMT และ OFDM.....	31
2.4	ลักษณะสัญญาณ MC-CDMA.....	34
2.5	อัตราส่วนกำลังค้ายอดต่อกำลังเฉลี่ย.....	38
2.6	คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณหลายคลื่นพาร์.....	40



## สารบัญ (ต่อ)

บทที่

หน้า

2.7	ขอบเขตของ PAPR เวลาต่อเนื่องเมื่อใช้แชนเนลเวลาไม่ต่อเนื่อง	41
2.8	ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำ	42
2.8.1	วงจรมอดูเลเตอร์อย่างละเอียด	44
2.8.2	วงจรมอดูเลเตอร์กำลังโวลติจิสเตต	45
2.8.3	หลอดคลื่นเคลื่อนที่	46
2.9	ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสมรรถนะของระบบ	46
2.10	เทคนิคสำหรับการลด PAPR	47
2.10.1	การลด PAPR ที่มีความเพี้ยน	48
	การชดเชยโดยจงใจ	48
	การทำวินโดวให้กับค้ายอด	49
2.10.2	การลด PAPR ที่ไม่มีความเพี้ยน	49
	การเข้ารหัส	50
	การทำให้พารามิเตอร์ไม่ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุด	51
	การแมปเลือก	52
	การทำให้พารามิเตอร์ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุด	53
3	ระบบและเครื่องรับที่นำเสนอ	54
3.1	เทคนิคลำดับส่งย่อยบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น	54
3.1.1	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	58
3.1.2	ความซับซ้อน	59
3.1.3	เครื่องรับ	60
3.2	รหัสเฟส	61
3.3	เครื่องรับสำหรับรหัสเฟส	62
3.3.1	แมตซ์ฟิลเตอร์	63
3.3.2	ดีคอดริลเตอร์	63
3.3.3	MMSE	64
3.3.4	PIC	64
4	ผลการจำลอง	66

สารบัญ (ต่อ)

บทที่	หน้า
4.1 สมรรถนะทางด้าน CCDF.....	66
4.1.1 ผลของอัตราการใช้แอมป์เปิดเกิน.....	66
4.1.2 ผลของจำนวนคลื่นพาห์.....	67
4.1.3 ผลของชนิดการมอดูเลต.....	68
4.1.4 ผลของแบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย.....	70
4.1.5 ผลของจำนวนเฟสและจำนวนบล็อกย่อยที่ใช้ของเทคนิค PTS.....	71
4.1.6 ผลของชนิดรหัส.....	73
4.2 สมรรถนะทางด้าน BER.....	74
4.2.1 ผลของชนิดรหัส.....	74
4.2.2 ผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้แมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ.....	76
4.2.3 ผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้ดีคอดริลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ.....	77
4.2.4 ผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้ MMSE สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ.....	78
4.2.5 ผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้ PIC สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ.....	80
4.2.6 ผลจากการแบ่งบล็อกย่อยที่ค่า IBO ต่าง ๆ.....	81
5 สรุป.....	84
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	84
5.2 ข้อดี-ข้อเสียของการนำเทคนิค PTS มาใช้กับระบบ MC-CDMA บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น และใช้เครื่องรับเป็นแบบรหัสเฟส.....	85
5.2.1 ข้อดี.....	85
5.2.2 ข้อเสีย.....	86
5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	86
รายการอ้างอิง.....	87
ภาคผนวก.....	90
ภาคผนวก ก.....	91
ภาคผนวก ข.....	98
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	101

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1	เปรียบเทียบความซับซ้อนที่ค่าจำนวนเฟสที่ใช้และจำนวนบล็อกย่อยต่าง ๆ.....59
3.2	รูปแบบเฟสเมื่อจำนวนบล็อกย่อยเป็น 4 และจำนวนเฟสเป็น 2.....60
4.1	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของการแซมเปิลเกนที่มีต่อ CCDF.....67
4.2	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของจำนวนคลื่นพาห์เกนที่มีต่อ CCDF.....67
4.3	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของชนิดการมอดูเลตที่มีต่อ CCDF.....68
4.4	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของแบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยที่มีต่อ CCDF.....71
4.5	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองจำนวนเฟสและจำนวนบล็อกย่อยที่ใช้ของเทคนิค PTS ที่มีต่อ CCDF.....71
4.6	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของชนิดรหัสที่มีต่อ CCDF.....73
4.7	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของชนิดรหัสที่มีต่อ BER.....74
4.8	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้แมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER.....76
4.9	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้ดีคอดริลเลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER.....77
4.10	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้ MMSE สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER.....78
4.11	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลจากรหัสวอลซ์เมื่อใช้ PIC สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER.....80
4.12	พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลจากการแบ่งบล็อกย่อยที่ค่า IBO ต่าง ๆ ที่มีต่อ BER.....81

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบ.....4
1.2	สเปกตรัมของสัญญาณ DS-CDMA.....5
1.3	สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA ก่อนผ่านช่องสัญญาณ.....6
1.4	สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA หลังผ่านช่องสัญญาณ.....6
1.5	แบบจำลองเครื่องส่ง.....7
1.6	แบบจำลองเครื่องรับ.....10
1.7	ดีคอดริลเลเตอร์.....18
1.8	แมตริกซ์ฟิลเตอร์ดัดแปลง.....18
1.9	MMSE.....21
1.10	PIC.....22
2.1	แผนภาพเครื่องส่ง.....35
2.2	สัญลักษณ์หลายคลื่นพาร์ตต่าง ๆ (ก) ปกติ (ข) เต็มสัญญาณวน (ค) เต็มสัญญาณวน และใช้วินโดว์.....37
2.3	สัญญาณหลายคลื่นพาร์ตจากรูปที่ 2.2 เมื่อส่งอย่างต่อเนื่อง.....38
2.4	แบบจำลองของเรีฟ.....45
2.5	(ก) สัญญาณก่อนการขริบ (ข) สัญญาณหลังการขริบ.....48
2.6	(ก) สัญญาณก่อนทำวินโดว์ให้กับค่ายอด (ข) สัญญาณหลังทำวินโดว์ให้กับค่ายอด.....49
2.7	วิธีแมปเลือก.....52
3.1	แบบจำลองเครื่องส่งที่ใช้เทคนิค PTS.....54
3.2	ผังขั้นตอนของ PTS.....57
3.3	แบบแผนการแบ่งบล็อทย่อยแบบวางสลับ.....58
3.4	แบบแผนการแบ่งบล็อทย่อยแบบประชิด.....58
3.5	แบบแผนการแบ่งบล็อทย่อยแบบสุ่ม.....59
3.4	ชุดแมตริกซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้รหัสเฟส.....63
3.5	ดีคอดริลเลเตอร์ที่ใช้รหัสเฟส.....64
3.6	MMSE ที่ใช้รหัสเฟส.....64
3.7	PIC ที่ใช้รหัสเฟส.....65

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่

หน้า

4.1	CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่มีการใช้เทคนิค PTS ที่อัตราการใช้แอมพลิจูดเกินค่าต่าง ๆ.....	67
4.2	CCDF ของระบบ MC-CDMA ปกติที่จำนวนคลื่นพาห้ค่าต่าง ๆ.....	68
4.3	CCDF ของระบบ MC-CDMA ปกติที่ใช้ PSK แบบต่าง ๆ.....	69
4.4	ลักษณะและกำลังของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้การมอดูเลต 8PSK.....	69
4.4	(ต่อ) ลักษณะและกำลังของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้การมอดูเลต 8PSK.....	70
4.5	CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้การแบ่งบล็อทย่อยแบบต่าง ๆ.....	71
4.6	CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้จำนวนเฟสค่าต่าง ๆ.....	72
4.7	CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้จำนวนบล็อทย่อยค่าต่าง ๆ.....	72
4.8	CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสสุ่มและรหัสวอลซ์.....	73
4.9	BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสสุ่มและรหัสวอลซ์และมีแมตซ์ฟิลเตอร์เป็นเครื่องรับ.....	75
4.10	รหัสและสัญญาณก่อนและหลังทำ PTS.....	75
4.10	(ต่อ) รหัสและสัญญาณก่อนและหลังทำ PTS.....	76
4.11	BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมีแมตซ์ฟิลเตอร์เป็นเครื่องรับ.....	77
4.12	BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมีดีคอดริวเลเตอร์เป็นเครื่องรับ.....	78
4.13	BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมีดี MMSE เป็นเครื่องรับ.....	79
4.14	BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมี PIC เป็นเครื่องรับ.....	80
4.15	BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมี PIC 5 ชั้นเป็นเครื่องรับ.....	81
4.16	BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับการแบ่งบล็อทย่อยแบบวงสลับที่ใช้รหัสวอลซ์และมี MMSE เป็นเครื่องรับ.....	82
4.17	BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับการแบ่งบล็อทย่อยแบบประชิดที่ใช้รหัสวอลซ์และมี MMSE เป็นเครื่องรับ.....	82
4.18	BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับการแบ่งบล็อทย่อยแบบสุ่มที่ใช้รหัสวอลซ์และมี MMSE เป็นเครื่องรับ.....	83

# บทที่ 1

## บทนำ

จากที่มีการคาดหมายว่า การให้บริการการสื่อสารแบบมัลติมีเดียจะเติบโตขึ้นอย่างรวดเร็ว จึงมีนักวิจัยจำนวนมากให้ความสนใจระบบไร้สายที่รับส่งข้อมูลเป็นแบบแพ็กเก็ต ปัจจุบันนี้เริ่มมีการศึกษาวิจัยระบบสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 4 สำหรับโครงข่ายไร้สายภายนอกอาคารกันแล้ว ส่วนโครงข่ายไร้สายภายในอาคารก็ได้มีการศึกษาวิจัยในเรื่องโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นไร้สาย และข่ายเชื่อมโยงในที่พักอาศัยไร้สายกันอย่างกว้างขวาง โครงข่ายทั้งสองชนิดนี้ต้องการความเร็วและความจุของระบบเป็นปัจจัยสำคัญภายใต้ภาวะแวดล้อมที่เป็นแบบเฟดดิ้งจากหลายวิถี (Multipath Fading) ดังนั้นการมอดูเลตแบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่เชิงตั้งฉาก (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) [1] ซึ่งใช้คลื่นพาร์ย่อยเป็นจำนวนมากจึงได้รับการพิจารณาให้เป็นวิธีการสื่อสารสำหรับรับมือกับเฟดดิ้งจากหลายวิถี การมอดูเลตแบบ OFDM สามารถลดผลกระทบจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-Symbol Interference : ISI) และทำให้รับส่งข้อมูลผิดพลาดได้ยาก เนื่องจากอัตราข้อมูลสำหรับคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่นไม่สูงมากและการที่ใช้คลื่นพาร์ย่อยหลาย ๆ คลื่นทำให้สัญลักษณ์ (Symbol) แต่ละตัวมีช่วงเวลาที่ยาวขึ้น การมอดูเลตแบบ OFDM ยังสามารถทำให้รับส่งข้อมูลในอัตราสูงได้โดยเพิ่มจำนวนคลื่นพาร์ย่อย นอกจากนี้เทคโนโลยีทางด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing : DSP) และ Very Large Scale Integrated Circuit (VLSI) ได้พัฒนาขึ้นมาก เป็นผลให้สามารถนำการแปลงฟูริเยร์อย่างรวดเร็ว (Fast Fourier Transform : FFT) มาใช้สร้างสัญญาณแทนเครื่องสร้างสัญญาณไซน์หลาย ๆ ตัว ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับจึงลดลงไปได้มาก

การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) เป็นเทคนิคที่ผู้ใช้หลาย ๆ รายเข้าใช้ช่องสัญญาณในลักษณะอะซิงโครนัสพร้อม ๆ กัน โดยการมอดูเลตข้อมูลเข้ากับรหัสที่ได้กำหนดให้ไว้สำหรับผู้ใช้แต่ละรายอยู่ก่อนแล้ว CDMA ได้รับการพิจารณาให้เป็นเทคนิคที่จะใช้รองรับการให้บริการแบบมัลติมีเดียในการสื่อสารไร้สายเคลื่อนที่ เนื่องจากสามารถรับมือกับความเป็นอะซิงโครนัสของกราฟฟิกข้อมูลแบบมัลติมีเดีย สามารถเพิ่มความจุของระบบได้มากกว่าเทคนิคการเข้าถึงหลายทางดั้งเดิม เช่น การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) และการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) และสามารถรับมือกับเฟดดิ้ง

แบบเลือกความถี่ของช่องสัญญาณ

ในปี 1993 N. Yee และ J. P. Linnartz ได้เสนอเทคนิค CDMA ชนิดใหม่ขึ้น ซึ่งเป็นเทคนิคที่เป็นการผสมผสานกันระหว่าง CDMA เดิมและ OFDM เรียกว่าการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่ (Multi-Carrier (MC)-CDMA) [2] MC-CDMA นี้ได้รับความสนใจเป็นอย่างมากและได้รับการคาดหมายว่าจะเป็นเทคนิคสำหรับการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 4 เนื่องจากเทคนิคนี้ทำให้อัตราสัญญาณในคลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นลดต่ำลงซึ่งเป็นผลมาจากการนำการมอดูเลตหลายคลื่นพาหุของ OFDM มาใช้ ด้วยเหตุนี้จึงทำให้สามารถส่งข้อมูลในอัตราที่สูงได้ในขณะที่ช่วงเวลาของสัญญาณยังคงยาวอยู่ นั่นคือการรับส่งข้อมูลเป็นไปได้ง่ายขึ้น และนอกจากนี้ยังทำให้สัญญาณทนทานต่อเฟดดิ้งเปลี่ยนแปลงตามความถี่ (Frequency Selective Fading Channel) ของช่องสัญญาณในขณะที่ใช้แบนด์วิดท์อย่างมีประสิทธิภาพ

ลำดับหัวข้อในบทนี้จะเป็นอย่างนี้ เริ่มจากลักษณะของระบบ MC-CDMA จากนั้นเป็นเรื่องของข้อดีข้อเสียของระบบต่าง ๆ เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ MC-CDMA รหัสที่ใช้ในระบบ MC-CDMA พร้อมกับแบบจำลองเครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับของระบบนี้ ในส่วนท้ายจะกล่าวถึงแนวทาง วัตถุประสงค์ ขอบเขตงาน ขั้นตอนการดำเนินงาน ตลอดจนภาพรวมของเนื้อหาในบทแต่ละบท

## 1.1 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่ (Multi-Carrier CDMA : MC-CDMA)

MC-CDMA เป็นเทคนิคการมอดูเลตที่มีการส่งสัญญาณหนึ่ง ๆ ไปกับคลื่นพาห่อย่อยแถบแคบหลายคลื่นโดยคลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นถูกเข้ารหัสด้วยเฟสออฟเซต (Phase Offset) เป็น 0 หรือ  $\pi$  สอดคล้องกับรหัสแผ่ (Spreading Code) รหัสแต่ละตัวประกอบด้วยบิตหลาย ๆ บิตซึ่งจะใช้คำว่าชิป (Chip) แทนเพื่อป้องกันการซ้ำซ้อนในการเรียกบิตข้อมูล ความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยจะเป็นจำนวนเท่าของความถี่ฮาร์โมนิก  $1/T$  ซึ่งทำให้คลื่นพาห่อย่อยตั้งฉากกัน ที่ด้านรับสามารถนำข้อมูลที่คลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นกลับมาได้ด้วยวิธีการมอดูเลตสัญญาณที่ได้รับด้วยความถี่ที่สอดคล้องกับคลื่นพาห่อย่อยนั้น จากนั้นทำการอินทิเกรตตลอดช่วงเวลาหนึ่งคาบของบิต นอกจากนี้ถ้าความถี่ของคลื่นพาห่อย่อยห่างกันเป็นจำนวนเท่าของ  $F/T$  โดยที่  $F$  เป็นจำนวนเต็มคลื่นพาห่อย่อยนั้นจะยังคงตั้งฉากกันอยู่

เฟสที่คลื่นพาห่อย่อยแต่ละคลื่นสอดคล้องกับชิปหนึ่งชิปของรหัสแผ่ ถ้ารหัสแผ่มีความยาว  $N$  ชิป ก็จะมีคลื่นพาห่อย่อย  $N$  คลื่น เรียก  $N$  ว่าเป็นตัวประกอบการแผ่ (Spreading

Factor) การมอดูเลตวิธีนี้ถือว่่าเป็นเทคนิคการเข้าถึงหลายทาง เนื่องจากผู้ใช้ใช้คลื่นพาห้ย่อยเซตเดียวกันแต่ใช้รหัสแ่ต่างกััน จะเห็นว่่ามีความต้งจากกันอยู่ 2 ระดับ นั้นคือในขณะท่ความถี่ของคลื่นพาห้ย่อยแ่ละคลื่นต้งจากกันอยู่แล้วยังมีรหัสแ่ต้งจากกันอีก

สัญญาณ MC-CDMA สามารถพิจารณาได้ว่่า เป็นผลการแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่งของสัญญาณการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดท่ใช้ลำดับโดยตรง (Direct-Sequence CDMA : DS-SS) นั้นคือมีการเข้ารหัสทางความถี่ของสัญญาณ และแบบแผนนี้ถือว่่าเป็นเทคนิคการแ่เสปคตรัมเนื่งจากเสปคตรัมของสัญญาณจะแ่กว้างกว่่าปกติเพื่อท่จะให้มได้เวอร้ชิตี (Diversity) ทางความถี่

### 1.1.1 พารามิเตอร์- $F$ (The $F$ -Parameter)

เพื่อท่จะประหยัดแบนด์วิดท์ จึงควรให้คลื่นพาห้ย่อยอยู่ชิดกันให้มากที่สุด ระยะห่างท่น้อยที่สุดท่เป็นไปได้คือ  $1/T$  ซึ่ง  $F$  จะมีค่าเป็น 1 ในกรณีนี้โครงสร้างของสัญญาณจะเหมือนกันกับในกรณีท่ใช้เทคนิค OFDM

#### $F = 1$ และ OFDM

ถึงแม้ว่่า OFDM และ MC-CDMA มีโครงสร้างสัญญาณเหมือนกัน แต่จุดประสงค้ในการใช้คลื่นพาห้ย่อยส่งข้อมูลจะต่างกััน ใน OFDM จะใช้คลื่นพาห้ย่อยหนื่ง ๆ ส่งสัญญาณข้อมูลหนื่ง ๆ สัญญาณข้อมูลเหล่านี้อาจได้รับการเข้ารหัสด้วยรหัสการปรับแก้ความผิดพลาด (Error Correction Code) หรือรหัสการตรวจวัดความผิดพลาด (Error Detection Code) จุดประสงค้ของ OFDM คือ ลดอัตราการส่งประสิทธิผลเพื่อไปเพิ่มช่วงเวลาของสัญญาณแต่ละตัว ผลท่ได้จะท่ให้ลดผลกระทบจากการแ่เวลาประวิง  $T_d$  และการรบกวนระหว่างสัญญาณ นอกจากนี้อั่ของสัญญาณเปลี่นแปลงอย่างรวดเร็ว (เมื่อมีผลจากปรากฏการณ์ดอปเปลอร์ (Doppler) มาก) การท่ช่วงเวลาของสัญญาณแต่ละตัวมีค่ามากจะช่วยให้สัญญาณรับผลจากดอปเปลอร์และเฟดดิ้งทางเวลาท่มีค่ามากเฉลี่ยกัันไป การเข้าถึงหลายทางโดยใช้ OFDM จะแตกต่างจาก MC-CDMA ท่ผู้ใช้แต่ละรายจะใช้เซตของคลื่นพาห้ย่อยไม่เหมือนกัน จากท่กล่าวมานี้จะเห็นว่่า OFDM และ MC-CDMA ต่างกัันในด้านการใช้งานคลื่นพาห้ย่อยนั่นเอง

เนื่งจาก MC-CDMA มีโครงสร้างของสัญญาณเช่นเดียวกับ OFDM เมื่อ  $F = 1$  ข้อมูลรูปบางข้อมูลจึงสามารถนำมาใช้กัับ MC-CDMA ได้ ดังเช่น MC-CDMA ใช้ความถี่



อย่างมีประสิทธิภาพเนื่องจากคลื่นพหุย่อยอยู่ชิดกัน นอกจากนี้สเปกตรัมของคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นมีลักษณะเป็นฟังก์ชันซิงก์ (Sinc Function) จึงมีการรบกวนแถบความถี่ข้างเคียงน้อย

### **$F$ มีค่ามาก**

การใช้ความถี่อย่างมีประสิทธิภาพ อาจจะต้องขัดแย้งกันกับเป้าหมายทางด้านไคเวอริจิตี้ทางความถี่ การที่ส่งสัญญาณไปที่ความถี่หลายความถี่นั้นก็เพื่อที่จะให้คลื่นพหุย่อยส่วนน้อยถูกลดทอนมาก ในขณะที่คลื่นพหุย่อยส่วนใหญ่ถูกลดทอนน้อย ระยะห่างระหว่างคลื่นพหุย่อยแต่ละคลื่นสำหรับช่องสัญญาณหนึ่ง ๆ ขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์รวมนัย (Coherence Bandwidth) ของช่องสัญญาณนั้น ๆ คลื่นพหุย่อยที่อยู่ในแบนด์วิดท์รวมนัยเดียวกันจะถูกลดทอนไปด้วยระดับเดียวกัน ซึ่งในกรณีนี้ถือว่าไม่มีไคเวอริจิตี้ทางความถี่

ดังนั้นเพื่อที่จะให้มีไคเวอริจิตี้ทางความถี่ พารามิเตอร์  $F$  ต้องมีค่าขึ้นอยู่กับช่องสัญญาณ นั่นคือสามารถที่จะมีไคเวอริจิตี้ทางความถี่ได้โดยตัวประกอบการแผ่มีค่าไม่สูงมากนัก ถ้าพารามิเตอร์  $F$  ต้องมีค่ามาก (ทำให้สิ้นเปลืองแบนด์วิดท์มาก) ในกรณีนี้แก้ไขได้โดยให้ระบบอื่นใช้งานความถี่ช่วงที่เว้นว่างนั้น

## **1.2 การเปรียบเทียบกับเทคนิคการมอดูเลตดั้งเดิม**

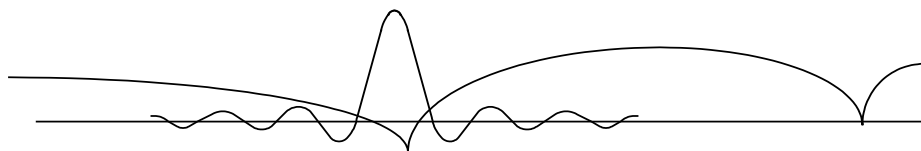
### **1.2.1 สัญญาณแถบแคบ (Narrowband Signal)**

ในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร การสื่อสารแถบแคบมีลักษณะทนทานต่อการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์เนื่องจากช่วงเวลาของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีค่ามากกว่าการแผ่เวลาประวิง แต่ในทางกลับกันจะหมายความว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณมีค่าน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย เป็นผลให้สัญญาณแถบแคบได้รับผลของเฟดดิ้งราบ (Flat Fading) ซึ่งจะทำให้สัญญาณหายไปทั้งหมดถ้าเฟดดิ้งมีผลมาก (ดูรูปที่ 1.1)

### **1.2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดที่ใช้ลำดับโดยตรง (Direct Sequence CDMA : DS-CDMA)**

เพื่อที่จะจัดการกับเฟดดิ้งราบ อาจใช้เทคนิค DS-CDMA เพื่อที่จะแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณให้กว้างกว่าแบนด์วิดท์รวมนัย การสร้างสัญญาณ DS-CDMA ทำได้โดยคูณสัญลักษณ์ข้อมูลด้วยลำดับไบนารีโดยที่ช่วงเวลาของชิปแต่ละชิปมีค่าเท่ากับ  $T/N$  ซึ่งจะทำให้แอมพลิจูดของสัญลักษณ์แต่ละตัวมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว เป็นผลให้สัญญาณมีแบนด์-

วิดท์กว้างขึ้น และสัญญาณจะได้รับเฟดดิ้งเป็นแบบเลือกความถี่ ดังนั้นโอกาสที่สัญญาณทั้งหมดจะหายไปจะมีน้อยมาก



รูปที่ 1.1 สเปกตรัมของสัญญาณแถบแคบ



รูปที่ 1.2 สเปกตรัมของสัญญาณ DS-SS

สำหรับเทคนิคนี้ ความสามารถในการแยกแยะสัญญาณในโดเมนเวลาต้องเพิ่มขึ้นเป็น  $N$  เท่า และสัญญาณชนิดนี้จะมีผลของการรบกวนระหว่างชิป (Inter-Chip Interference) มาก การรบกวนระหว่างชิปนี้ส่งผลให้เครื่องรับจำเป็นต้องมีความซับซ้อนมาก และเครื่องรับนี้ยังต้องรองรับการชิงโครโนซ์เมื่อจำนวนวิถีที่แยกแยะได้ (Resolvable Path) เพิ่มขึ้น มีเครื่องรับชนิดหนึ่งที่ใช้แก้ปัญหานี้คือเครื่องรับ RAKE เครื่องรับนี้ประกอบด้วยกิ่งของเครื่องรับจำนวนหนึ่ง โดยที่เครื่องรับแต่ละเครื่องชิงโครโนซ์กับวิถีที่แยกแยะได้หนึ่งวิถี อย่างไรก็ตามถ้า  $T/N$  มีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับ  $T_d$  แล้ว จำนวนกิ่งของเครื่องรับ (หรือจำนวนวิถีที่แยกแยะได้) จะมีมากจนไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริง

แต่ถึงแม้ว่าจะนำเครื่องรับ RAKE มาใช้งานได้ ก็ยังมีข้อจำกัดสำหรับการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง ดังเช่นในการสื่อสารไร้สายภายในสำนักงานจะมีเรื่องเกี่ยวกับกำลังมาเกี่ยวข้อง นั่นคืออุปกรณ์ปลายทางชนิดพกพาถูกออกแบบมาภายใต้เงื่อนไขที่ว่ากำลังที่ใช้ต้องมีค่าต่ำ จากการวัดช่องสัญญาณวิทยุไร้สายสำหรับภายในอาคารพบว่าที่แถบความถี่บางแถบช่องสัญญาณจะมีลักษณะราบและมีแบนด์วิดท์ที่รวมกันกว้าง ในสภาวะแวดล้อมเช่นนี้ถ้าจะให้ระบบ DS-SS มีไคเวอร์ซิตีทางความถี่ จำเป็นต้องมีตัวประกอบการแผ่ที่มีค่าสูง ซึ่งจำเป็นต้องใช้กำลังจากการประมวลผลสัญญาณและการชิงโครโนซ์มาก และทำให้ต้องใช้แบนด์-วิดท์มาก ซึ่งเป็นการใช้ทรัพยากรอย่างไม่มีประสิทธิภาพ

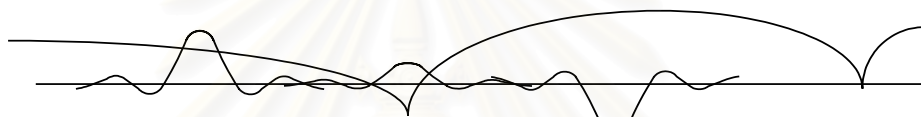
### 1.2.3 การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสชนิดหลายความถี่

MC-SS พิจารณาถึงเรื่องที่ว่า จะทำอย่างไรที่จะแผ่แบนด์วิดท์ของสัญญาณ โดยไม่ต้องเพิ่มผลของการแผ่เวลาประวิง สัญญาณ MC-SS ประกอบด้วยคลื่นพหุย่อย

แถบแคบ  $N$  คลื่นแต่ละคลื่นมีช่วงเวลาของสัญญาณมากกว่าการแผ่เวลาประวิงมาก ดังนั้นสัญญาณ MC-CDMA จะไม่ต้องพบกับปัญหาทางด้านกรแผ่เวลาประวิงและการรบกวนระหว่างสัญญาณดังเช่น DS-CDMA นอกจากนี้เนื่องจากสามารถเลือกค่าของพารามิเตอร์  $F$  เพื่อกำหนดระยะห่างระหว่างคลื่นพาหีย่อยได้ จึงสามารถเลือกค่านี้เพื่อให้โอกาสที่คลื่นพาหีย่อยทั้งหมดจะได้รับการลดทอนจากเฟดดิ้งทางความถี่ที่สูงมากมีน้อย เป็นผลให้มีได้เวอริซิตีทางความถี่ และนอกจากนี้ยังใช้ค่าตัวประกอบการแผ่ไม่สูงมากดังเช่น DS-CDMA



รูปที่ 1.3 สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA ก่อนผ่านช่องสัญญาณ



รูปที่ 1.4 สเปกตรัมของสัญญาณ MC-CDMA หลังผ่านช่องสัญญาณ

### 1.3 รหัสแผ่ (Spreading Code)

ในระบบเข้าถึงหลายทาง รหัสจะเป็นตัวแยกแยะระหว่างผู้ใช้แต่ละราย ชิปแต่ละตัวมีค่าอยู่ในเซต  $\{1, -1\}$  ในวิทยานิพนธ์นี้จะอนุมานให้ความยาวของรหัสเท่ากับจำนวนคลื่นพาหีย่อยที่ใช้  $N$  นั่นคือมี  $N$  ชิป ชุดรหัสที่ดีจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

$$\sum_{k=0}^{N-1} c_k^i c_k^j = \begin{cases} N, & i = j \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (1.1)$$

โดยที่รูปตัวแปร  $c_k^j$  หมายถึงชิปที่  $k$  ของรหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่  $j$

รหัสชนิดหนึ่งใช้กันในระบบ DS-CDMA คือรหัสสุ่มเทียม (Pseudo-Random Code) ซึ่งใช้ชิฟตรีจิสเตอร์ (Shift Register) เป็นตัวสร้าง เหตุที่เรียกรหัสสุ่มเทียมเป็นเพราะรหัสนี้มีลักษณะสุ่มโดยมีจำนวนชิปที่เป็น 1 และ  $-1$  ใกล้เคียงกัน เมื่อชิฟตรีจิสเตอร์มีความยาวเป็น  $n$  จะได้รับรหัสมีความยาวเป็น  $2^n - 1$  จะเห็นว่าความยาวของรหัสจะเป็นเลขคี่เสมอ ซึ่งหมายถึงรหัสไม่ตั้งฉากกันด้วยเหตุที่จำนวนชิปที่มีค่า 1 และ  $-1$  ไม่เท่ากัน กล่าวคือผลคูณภายใน (Inner Product) ระหว่างรหัสเป็น  $-1$  นอกจากนี้การที่จะให้เครื่องส่งใช้ FFT ได้ ความยาวของสัญญาณต้องมีค่าเป็นเลขยกกำลังของ 2 ซึ่งไม่สามารถทำได้ถ้าใช้รหัสสุ่มเทียม

รหัสอีกชนิดหนึ่งที่ใช้กันคือรหัสฮาดามาร์ดวอลช์ (Hadamard Walsh Code) หรือเรียกสั้น ๆ ว่ารหัสวอลช์ รหัสนี้สร้างได้โดยใช้การดำเนินการเชิงเมตริกซ์ หน่วยเมตริกซ์มูลฐานของรหัสวอลช์  $C_{H_0}$  คือ

$$C_{H_0} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

ซึ่งสามารถสร้างรหัสวอลช์ความยาว  $2^n$  ได้จากเมตริกซ์

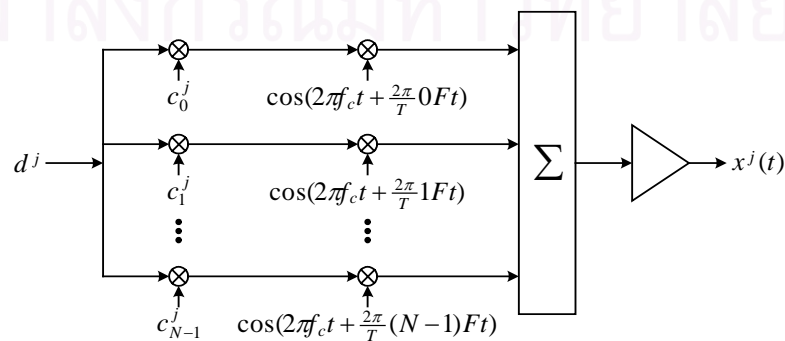
$$C_{H_n} = \begin{bmatrix} C_{H_{n-1}} & C_{H_{n-1}} \\ C_{H_{n-1}} & -C_{H_{n-1}} \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

จะเห็นว่าเมตริกซ์  $C_{H_n}$  ขนาด  $2^n \times 2^n$  สร้างจากเมตริกซ์  $C_{H_{n-1}}$  ขนาด  $2^{n-1} \times 2^{n-1}$  ซึ่ง  $C_{H_0}$  เป็นดังสมการที่ (1.2) แถวแต่ละแถวในเมตริกซ์  $C_{H_n}$  คือรหัสของผู้ใช้หนึ่งรายและจะตั้งฉากกันจากการที่ผลคูณภายในระหว่างรหัสใด ๆ มีค่าเป็นศูนย์

รหัสอีกชนิดหนึ่งที่จะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์คือรหัสสุ่ม (Random Code) ซึ่งใช้แทนรหัสใด ๆ ไม่เจาะจง เพื่อเป็นบรรทัดฐานเมื่อเปรียบเทียบกับรหัสวอลช์ ในการประเมินสมรรถนะของเทคนิคและเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

#### 1.4 แบบจำลองเครื่องส่ง (Transmitter Model)

การสร้างสัญญาณของระบบ MC-CDMA สามารถอธิบายได้ดังนี้ จากรูปที่ 1.5 เริ่มจากนำสัญลักษณ์ข้อมูลหนึ่งสัญลักษณ์มาทำสำเนาออกเป็น  $N$  สัญลักษณ์ แล้วจึงนำสัญลักษณ์แต่ละตัวไปคูณกับชิปหนึ่งชิปของรหัสแม่ที่มีความยาว  $N$  จากนั้นจึงนำข้อมูลในกิ่งแต่ละกิ่งไปมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อย คลื่นพาห่อย่อยมีความถี่ห่างกัน  $F/T$  โดยที่  $F$  เป็นจำนวนเต็ม จากนั้นจึงรวมสัญญาณจากกิ่งทุกกิ่งแล้วจึงส่งออกไป



รูปที่ 1.5 แบบจำลองเครื่องส่ง

เมื่อพิจารณารูปที่ 1.5 จะเห็นว่าต้องใช้ข้อสทิลเตอร์เป็นจำนวนมาก อย่างไรก็ตามดังที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าถ้าค่า  $F$  เป็น 1 ระบบ MC-CDMA นี้จะมีโครงสร้างสัญญาณเช่นเดียวกับ OFDM และเมื่อพิจารณาเครื่องส่งแบบ OFDM ในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องจะพบว่าเป็นเครื่องแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Fourier Transform : DFT) นั่นเอง ดังนั้นแบบจำลองเครื่องส่งในรูปที่ 1.5 เมื่อค่า  $F$  เป็น 1 จึงสามารถแทนข้อสทิลเตอร์ด้วยการแปลง DFT ได้ อย่างไรก็ตามเพื่อให้มีโดเวอร์ซิตีทางความถี่อาจจะเพิ่มค่า  $F$  เป็นจำนวนเต็มค่าอื่นได้ แต่ในการวิเคราะห์ตรงส่วนนี้จะใช้แบบจำลองเวลาต่อเนื่องดังรูปที่ 1.5 เพราะง่ายต่อการทำความเข้าใจ

สำหรับผู้ใช้รายที่  $j$  สัญลักษณ์  $d^j$  จะให้สัญญาณ  $x^j(t)$  เป็น

$$x^j(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d^j c_k^j \cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} k F t) p_T(t) \quad (1.4)$$

โดยที่  $f_c$  เป็นความถี่คลื่นพาห้หลักที่ใช้ในการส่งข้อมูล และ  $p_T(t)$  เป็นพัลส์ที่มีแอมพลิจูดหนึ่งหน่วยและมีค่าอยู่ในช่วง  $[0, T]$

### 1.5 แบบจำลองช่องสัญญาณ (Channel Model)

แบบจำลองช่องสัญญาณที่ใช้ในวิทยานพทนี้มีลักษณะ  $1/T \ll BW_c \ll F/T$  โดยที่  $BW_c$  เป็นแบนด์วิดท์รวมนัย และช่องสัญญาณนี้มีเฟดดิ้งเปลี่ยนแปลงตามความถี่ การใช้แบบจำลองเช่นนี้หมายความว่าสัญญาณจะไม่สามารถรับผลกระทบจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ นอกจากนั้นยังกำหนดให้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณคงที่ตลอดช่วงเวลาหนึ่งสัญลักษณ์ (นั่นคือผลของปรากฏการณ์ดอปเปลอร์มีน้อยมาก) ในกรณีที่  $BW_c \ll F/T$  นี้สามารถกำหนดให้เฟดดิ้งของคลื่นพาห้ย่อยแต่ละคลื่นเป็นอิสระต่อกันได้

จากการที่กำหนดให้มีเฟดดิ้งแบบราบที่คลื่นพาห้ย่อยแต่ละคลื่น จึงสามารถแทนผลกระทบของช่องสัญญาณที่มีต่อคลื่นพาห้ย่อยได้ด้วยพารามิเตอร์ 2 ตัว คือการเปลี่ยนขนาดของแอมพลิจูด (Amplitude Scaling) และความเพี้ยนเฟส (Phase Distortion) ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของผู้ใช้รายที่  $j$  สามารถเขียนได้เป็น

$$H^j \left[ f_c + k \frac{F}{T} \right] = \rho_k^j e^{j\theta_k^j} \quad (1.5)$$

โดยที่  $\rho_k^j$  และ  $\theta_k^j$  เป็นแอมพลิจูดสุ่ม (Random Amplitude) และเฟสสุ่ม (Random Phase) ของช่องสัญญาณของผู้ใช้รายที่  $j$  ที่ความถี่  $f_c + k(F/T)$  ทั้งนี้  $\rho_k^j$  และ  $\theta_k^j$  มีค่าคงที่ตลอดช่วง

เวลาหนึ่งสัญลักษณ์ด้วยเหตุผลดังที่กล่าวไว้ข้างต้น

กำลังเฉลี่ยของคลื่นพหุย่อยที่  $k$  ของผู้ใช้ที่  $j$  เป็นไปตามนิยาม

$$P_{av,k}^j = E\left\{\left[\rho_k^j \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} k F t + \theta_k^j\right)\right]^2\right\} = \frac{1}{2} E\{(\rho_k^j)^2\} \quad (1.6)$$

จากการที่กำหนดให้ตัวแปรสุ่มต่าง ๆ มีการกระจายตัวเป็นอิสระต่อกันและมีลักษณะการกระจายเหมือนกัน (Independent and Identically Distributed : i.i.d.) จะได้ว่ากำลังเฉลี่ย  $P_{av,k}^j$  ของคลื่นพหุย่อยทั้งหมดมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกำลังเฉลี่ยรวมของผู้ใช้ที่  $j$  จึงมีค่าเป็น  $P_{av}^j = NP_{av,k}^j$

ในการจำลองช่องสัญญาณนั้น การส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) และข่ายเชื่อมโยงขาลง (Downlink) จะต่างกัน ซึ่งหมายความว่าผลกระทบที่จะเกิดกับสัญญาณที่ส่งออกมา นั้นจะต่างกันด้วย

### 1.5.1 ข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink)

ในการส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (จากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน) สถานีฐานรับสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณต่างกันจากผู้ใช้แต่ละรายที่อยู่ในจุดที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงต้องมีเซตของแอมพลิจูดสุ่ม  $\{\rho_k^j\}_{k=0}^{N-1}$  หนึ่งเซตและเซตของเฟสสุ่ม  $\{\theta_k^j\}_{k=0}^{N-1}$  หนึ่งเซตสำหรับผู้ใช้รายที่  $j$  โดยที่  $j = 0, 1, \dots, K-1$  ตัวแปรสุ่มเหล่านี้เป็นอิสระต่อกันระหว่างผู้ใช้ต่าง ๆ นั่นคือการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่สนใจที่อยู่ในสัญญาณที่ได้รับ ไม่ได้ปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณของผู้ใช้รายอื่น

### 1.5.2 ข่ายเชื่อมโยงขาลง (Downlink)

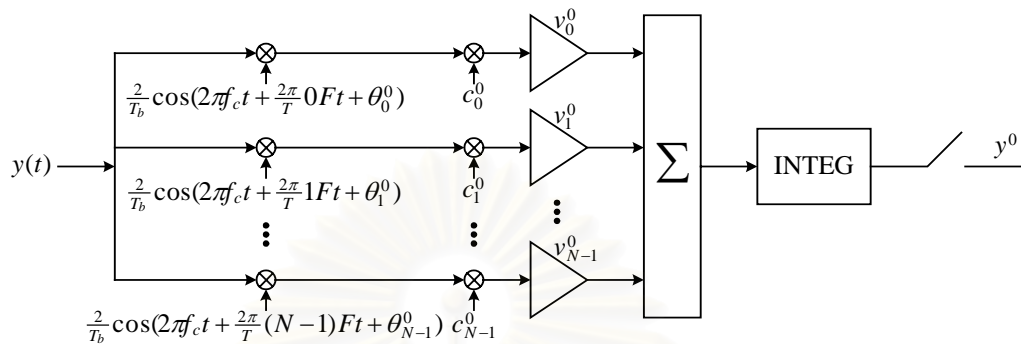
ในการส่งบนข่ายเชื่อมโยงขาลง (จากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่) สถานีเคลื่อนที่หนึ่ง ๆ ได้รับทั้งสัญญาณที่สนใจและสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นผ่านช่องสัญญาณเดียวกัน ดังนั้นจึงมีเพียงเซตของแอมพลิจูดสุ่มหนึ่งเซตและเซตของเฟสสุ่มหนึ่งเซต ที่จะใช้บอกลักษณะของช่องสัญญาณสำหรับสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด ด้วยเหตุนี้จึงสามารถเปลี่ยนรูปตัวแปรในสมการข้างต้นได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \rho_k^j &= \rho_k^0 \\ \theta_k^j &= \theta_k^0 \end{aligned} \quad \forall j \quad (1.7)$$

นั่นคือการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณที่สนใจ จะเป็นการปรับแก้แอมพลิจูดและเฟส

ของสัญญาณจากผู้ใช้อื่นด้วย

## 1.6 แบบจำลองเครื่องรับ (Receiver Model)



รูปที่ 1.6 แบบจำลองเครื่องรับ

เมื่อมีผู้ใช้ส่งข้อมูล  $K$  ราย สัญญาณที่ได้รับจะเป็น

$$y(t) = \sum_{j=0}^{K-1} \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k^j A^j d^j c_k^j \cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} k Ft + \theta_k^j) + n(t) \quad (1.8)$$

โดยที่  $A^j$  เป็นแอมพลิจูดที่ได้รับของผู้ใช้รายที่  $j$  ผลกระทบจากช่องสัญญาณจะรวมอยู่ใน  $\rho_k^j$  และ  $\theta_k^j$  ส่วน  $n(t)$  เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ที่มีความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมด้านเดียว (One-Sided Power Spectral Density) เป็น  $N_0$  แบบจำลองเครื่องรับแสดงในรูปที่ 1.6 โดยกำหนดให้ผู้ใช้ที่สนใจสอดคล้องกับค่า  $j$  ที่เป็น 0 แมตซ์ฟิลเตอร์มีทั้งหมด  $N$  ตัว แมตซ์ฟิลเตอร์หนึ่งตัวสำหรับคลื่นพาหีย่อยหนึ่งคลื่น เอาต์พุตจากแมตซ์ฟิลเตอร์แต่ละตัวเป็นตัวช่วยในการตัดสินใจแปรตัดสินใจ (Decision Variable) ของผู้ใช้รายที่ 0  $y^0$  แมตซ์ฟิลเตอร์ในที่นี้จะหมายถึงออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่สอดคล้องกับความถี่ของคลื่นพาหีย่อย และตัวอินทิเกรต (Integrator) นอกจากนี้ในออสซิลเลเตอร์จะมีการนำเฟสออฟเซต  $\theta_k^0$  ซึ่งมีค่าเท่ากับความเฟี้ยนเฟสที่เกิดจากช่องสัญญาณมาชดเชย เพื่อที่จะทำให้เครื่องรับซิงโครไนซ์ทางเวลากับสัญญาณที่สนใจ สัญญาณที่สนใจสามารถนำกลับคืนมาได้โดยใช้ความถี่ตั้งฉากกันของรหัส โดยคูณชิปที่สอดคล้องกัน  $c_k^0$  จากรหัสของผู้ใช้ที่สนใจเข้ากับคลื่นพาหีย่อยที่  $k$  ของสัญญาณที่ได้รับเพื่อทำการถอดรหัส ถ้าช่องสัญญาณไม่ได้ถูกทำให้สัญญาณเฟี้ยนไป พจน์ของสัญญาณรบกวนในตัวแปรตัดสินใจจะถูกหักล้างไปเนื่องจากรหัสตั้งฉากกัน แต่ในความเป็นจริงช่องสัญญาณทำให้คลื่นพาหีย่อยเฟี้ยนไป จึงมีการเพิ่มอีควอลไลเซชันเกน (Equalization Gain)  $v_k^0$  เข้าไปในกิ่งแต่ละกิ่งของแมตซ์ฟิลเตอร์ในเครื่องรับ

เมื่อใช้แบบจำลองเครื่องรับดังในรูปที่ 1.6 รับสัญญาณตามสมการที่ (1.7) และกำหนดให้มีการชิงโครไนซ์ทางเวลาระหว่างผู้ใช้ จะได้ตัวแปรตัดสินสำหรับสัญลักษณ์ข้อมูลดังนี้

$$y^0 = \sum_{j=0}^{K-1} \sum_{k=0}^{N-1} v_k^0 \rho_k^j A^j d^j c_k^j \frac{2}{T} \int_0^T \cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} kFt + \theta_k^j) \cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} kFt + \hat{\theta}_k^0) dt + N^0 \quad (1.9)$$

โดยที่  $\hat{\theta}_k^j$  แทนค่าเฟสที่เครื่องรับประมาณได้ที่คลื่นพาหีย่อยที่  $k$  ของสัญญาณที่สนใจและ  $N^0$  แทนพจน์ของ AWGN ที่ได้หลังจากผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายที่ 0 ซึ่งมีค่าดังนี้

$$N^0 = \sum_{k=0}^{N-1} v_k^0 \frac{2}{T} \int_0^T n(t) \cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} kFt + \hat{\theta}_k^0) dt \quad (1.10)$$

เมื่อกำหนดให้มีการปรับแก้เฟสอย่างถูกต้อง นั่นคือ  $\hat{\theta}_k^0 = \theta_k^0$  ตัวแปรตัดสินจะลดรูปลงเป็น

$$y^0 = A^0 d^0 \sum_{k=0}^{N-1} v_k^0 \rho_k^0 + \sum_{j=1}^{K-1} \sum_{k=0}^{N-1} v_k^0 \rho_k^j A^j d^j c_k^0 c_k^j \cos \hat{\theta}_k^j + N^0 \quad (1.11)$$

โดยที่  $\hat{\theta}_k^j = \theta_k^0 - \theta_k^j$  สังเกตว่าถ้า  $\theta_k^0$  และ  $\theta_k^j$  เป็นตัวแปรสุ่มเอกรูป (Uniform Random Variable) บนช่วง  $[0, 2\pi]$  แล้ว  $\hat{\theta}_k^j$  จะมีการกระจายตัวสม่ำเสมอบนช่วง  $[0, 2\pi]$  ด้วย สังเกตว่าตัวแปรตัดสินประกอบด้วยพจน์ 3 พจน์ พจน์แรกสอดคล้องกับองค์ประกอบของสัญญาณที่สนใจ พจน์ที่สองสอดคล้องกับการรบกวนจากผู้ใช้อื่น พจน์สุดท้ายสอดคล้องกับพจน์ของสัญญาณรบกวน

เพื่อแสดงผลที่เกิดจากรหัส พิจารณากรณีที่ช่องสัญญาณมีลักษณะเป็นอุดมคติ ซึ่งมีค่า  $\rho_k^j = 1$  และ  $\theta_k^j = 0$  ในกรณีนี้จะมีตัวแปรตัดสินดังนี้

$$y^0 = NA^0 d^0 + \sum_{j=1}^{K-1} A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} c_k^0 c_k^j + N^0 \quad (1.12)$$

โดยที่การรบกวนจากผู้ใช้อื่นถูกหักล้างไปเนื่องจากความตั้งฉากกันของรหัส แต่ในความเป็นจริงในช่องสัญญาณหลายวิธีมีโอกาสเกิดเหตุการณ์เช่นนี้น้อยมาก และคลื่นพาหีย่อยแต่ละคลื่นจะได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้ง จึงต้องมีการกำหนดค่าอีควอลไลเซชันเกน (Equalization Gain) ของกิ่งแต่ละกิ่งของแมตซ์ฟิลเตอร์ในเครื่องรับให้เหมาะสม



## 1.7 การอีควอไลซ์ (Equalization)

จุดประสงค์หลักในการอีควอไลซ์คือลดผลจากเฟดดิ้งและการรบกวนโดยไม่ไปเพิ่มผลจากสัญญาณรบกวนในการตัดสินใจว่าส่งสัญญาณลักษณะใดมา ในกรณีที่มีการใช้แบบแผนไดโเวอร์ซิตีแบบต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นการส่งชุดสำเนาของสัญญาณจากไดโเวอร์ซิตีทางเวลา ทางความถี่ หรือทางสายอากาศ ก็อาจนำทฤษฎีไดโเวอร์ซิตีมาใช้บนฝั่งรับพร้อมกันได้ด้วย การอีควอไลซ์เป็นเทคนิคที่ง่ายเนื่องจากใช้เพียงแค่การคูณสัญญาณ อย่างไรก็ตามในช่องสัญญาณที่มีการรบกวน เทคนิคเหล่านี้อาจไม่เหมาะสมที่สุดในแง่ของการทำให้ความผิดพลาดภายใต้เกณฑ์บางอย่าง

เทคนิคการตัดสินใจบางชนิด อาทิเช่น การถอดรหัสแบบวิเทอربی (Viterbi Decoding) และการกรองเวียเนอร์ (Wiener Filtering) ซึ่งเหมาะสมที่สุดในแง่ที่ว่าทั้งสองอย่างนี้ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยนั้นต่ำสุด เมื่อนำไปใช้งานจริงอาจทำให้ซับซ้อนมากเกินไป เป็นต้นว่าเมื่อให้เฟดดิ้งที่คลื่นพหุย่อยทั้ง  $N$  คลื่นนั้นเป็นอิสระต่อกัน นั้นหมายถึงมีระดับชั้นความเสรี (Degree of Freedom) เป็น  $N$  จะกล่าวได้ว่ามีวิถี  $N$  วิถี ซึ่งสามารถพิจารณาได้ว่าการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเป็น  $N$  แทป (Tap) เป็นผลให้ตัวถอดรหัสแบบวิเทอربیมีสเตต (State) เป็นจำนวนมากเมื่อ  $N$  มีค่ามาก และยังหมายความว่าสำหรับเวียเนอร์ฟิลเตอร์เมื่อใช้วิธี LMS จะมีจำนวนแทปเป็น  $N$  แทป

เทคนิคการอีควอไลซ์ที่ใช้กันมีอยู่ 5 เทคนิค อันได้แก่ การรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining : EGC) การรวมแบบที่ทำให้ความดังจากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining : ORC) การรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณมากที่สุด (Maximal Ratio Combining : MRC) การอีควอไลซ์ที่มีการควบคุม (Controlled Equalization : CE) และการรวมแบบที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining : MMSEC) จากสมการที่ (1.11) จะเห็นว่าเทคนิคการอีควอไลซ์แต่ละแบบมีผลต่อการกระจายตัวของสัญญาณรบกวนต่างกัน

### 1.7.1 การรวมแบบใช้อัตราขยายเท่ากัน (Equal Gain Combining : EGC)

ในเทคนิค EGC ตัวประกอบการขยายของคลื่นพหุย่อยที่  $k$  จะเป็น

$$v_k^j = 1 \quad (1.13)$$

หมายความว่าเทคนิคนี้ไม่ได้ทำการอีควอไลซ์ผลกระทบจากความเพี้ยนช่องสัญญาณแต่อย่างใด เทคนิคนี้จึงเป็นเทคนิคที่ง่ายและไม่ต้องการประมาณฟังก์ชันถ่ายโอนของช่องสัญญาณ เมื่อใช้

แบบแผนนี้ ตัวแปรตัดสินใจของสมการที่ (1.11) จะเป็น

$$y^0 = A^0 d^0 \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k^0 + \sum_{j=1}^{K-1} A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k^j c_k^0 c_k^j \cos \hat{\theta}_k^j + N^0 \quad (1.14)$$

### 1.7.2 การรวมแบบที่ทำให้ความต้งจากกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมา (Orthogonal Restoring Combining : ORC)

ใน ORC เครื่องรับจะกำจัดการรบกวนระหว่างผู้ใช้โดยสมบูรณ์ โดยการใช้ตัวประกอบขยายที่คลื่นพาห้อย่อยที่  $k$  ดังนี้

$$v_k^j = \frac{1}{\rho_k^0} \quad (1.15)$$

อย่างไรก็ตาม ในกรณีที่คลื่นพาห้อย่อยมีแอมพลิจูดต่ำ เมื่อใช้เทคนิคนี้จะเป็นการคูณด้วยตัวประกอบขยายค่าสูง ดังนั้นจึงเป็นการขยายองค์ประกอบสัญญาณรบกวนไปในตัว ส่งผลให้สมรรถนะทางอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ต่ำลง ORC ให้ตัวแปรตัดสินใจเป็น

$$y^0 = A^0 d^0 N + \sum_{j=1}^{K-1} A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\rho_k^j}{\rho_k^0} c_k^0 c_k^j \cos \hat{\theta}_k^j + N^0 \quad (1.16)$$

### 1.7.3 การรวมแบบที่ทำให้อัตราส่วนสัญญาณมากที่สุด (Maximal Ratio Combining : MRC)

ในเทคนิค MRC จะมีการยกกำลังสองแอมพลิจูดของสัญญาณโดยใช้ตัวประกอบขยายของคลื่นพาห้อย่อยที่  $k$  ดังนี้

$$v_k^0 = \rho_k^0 \quad (1.17)$$

เหตุผลที่ใช้ค่านี้อคือองค์ประกอบของสัญญาณที่ได้รับที่มีแอมพลิจูดสูงมีแนวโน้มที่จะมีผลของสัญญาณรบกวนน้อยกว่า และแน่นอนว่าองค์ประกอบนี้จะมีผลต่อกระบวนการตัดสินใจเป็นอย่างมาก ดังนั้นการยกกำลังสองแอมพลิจูดจึงไปเพิ่มผลขององค์ประกอบส่วนนี้ ตัวแปรตัดสินใจได้จะเป็น

$$y^0 = A^0 d^0 \sum_{k=0}^{N-1} (\rho_k^0)^2 + \sum_{j=1}^{K-1} A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} \rho_k^0 \rho_k^j c_k^0 c_k^j \cos \hat{\theta}_k^j + N^0 \quad (1.18)$$

### 1.7.4 การอีควอไลซ์ที่มีการควบคุม (Controlled Equalization : CE)

ในขณะที่ EGC เป็นเทคนิคที่ง่ายและ MRC เป็นเทคนิคที่จัดการกับสัญญาณรบกวนได้ดี แต่ไม่มีวิธีใดเลยที่เน้นเรื่องการรบกวนและนำการเข้ารหัสของคลื่นพหุสัญญาณมาช่วยประโยชน์ เนื่องจากเป้าหมายอย่างหนึ่งของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่คือการลดดีเพคชันผู้ใช้ให้มากที่สุดที่จะทำได้ในการใช้ทรัพยากรร่วมกัน แบบจำลองช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารเหล่านี้จึงเปลี่ยนจากช่องสัญญาณที่ต้องมีสัญญาณรบกวนจำกัดเป็นช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจำกัด ในวิธี CE นั้นพยายามที่จะฟื้นฟู (Restore) ความตึงตักกันระหว่างผู้ใช้ด้วยการนอร์มัลไลซ์ (normalized) แอมพลิจูดของคลื่นพหุสัญญาณ นั่นคือนำเทคนิค ORC มาใช้ เมื่อความตึงตักกันระหว่างผู้ใช้มีการเข้ารหัสอยู่ในรูปของเฟสของคลื่นพหุสัญญาณ วิธีนี้จึงเหมาะสำหรับข่ายเชื่อมโยงขา ลงที่สามารถปรับแก้ความเพี้ยนเฟสของผู้ใช้ทุกรายได้ง่ายกว่าบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น เทคนิคนี้ใช้ตัวประกอบการขยายดังนี้

$$v_k^0 = \frac{1}{\rho_k^0} u(\rho_k^0 - \rho_{thresh}) \quad (1.19)$$

โดยที่  $u(\rho_k^0)$  คือฟังก์ชันขั้นหนึ่งหน่วย (Unit Step Function) จึงหมายความว่าทำการอีควอไลซ์เฉพาะคลื่นพหุสัญญาณที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน (Threshold) เงื่อนไขบังคับนี้ถูกนำมาใช้เพื่อป้องกันการขยายคลื่นพหุสัญญาณที่มากเกินไปจากการใช้แอมพลิจูดค่าน้อยที่อาจเกิดจากสัญญาณรบกวน เมื่อมีคลื่นพหุสัญญาณ  $k_0$  คลื่นที่มีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน ตัวแปรตัดสินใจจะเป็น

$$y^0 | k_0 = A^0 d^0 k_0 + \sum_{j=1}^{K-1} A^j d^j \sum_k c_n^0 c_n^k + N^0 \quad (1.20)$$

โดยที่เครื่องหมายรวมที่อยู่ในพจน์การรบกวน (ที่ใช้ดรรชนี  $k$ ) ทำการรวมตลอดค่า  $k_0$  ที่สอดคล้องกับตำแหน่งของคลื่นพหุสัญญาณที่ผลจากช่องสัญญาณมีค่ามากกว่าจุดเริ่มเปลี่ยน และ

$$N^0 = \sum_k v_k^0 \frac{2}{T} \int_0^T n(t) \cos(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{T} k F t + \theta_k^0) dt \quad (1.21)$$

### 1.7.5 การรวมแบบที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Combining : MMSEC)

MMSEC จะมีตัวประกอบการขยายเป็นไปตามเกณฑ์ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญญาณที่ได้รับกับสัญญาณเป้าหมายต่ำสุด จะได้ว่ามีอัตราขยายเป็น

$$v_k^0 = \frac{1}{\rho_k^0 + \frac{1}{\zeta_k}} \quad (1.22)$$

โดยที่  $\zeta_k$  เป็นอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่คลื่นพาหีย่อยนั้น สังเกตว่าเมื่อ  $\rho_k^0$  มีค่าน้อย ตัวประกอบอัตราขยายก็จะมีค่าน้อยเช่นกันทำให้ไม่ขยายสัญญาณรบกวนมากจนเกินไป และเมื่อ  $\rho_k^0$  มีค่ามาก ตัวประกอบอัตราขยายจะเป็นสัดส่วนกับส่วนกลับของเอนVELOPE ของคลื่นพาหีย่อยทำให้น้ำความตึงตักกันระหว่างผู้ใช้กลับคืนมาได้ ตัวแปรตัดสินใจในกรณีนี้จะเป็น

$$y^0 = A^0 d^0 \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\rho_k^0}{\rho_k^0 + \frac{1}{\zeta_k}} + \sum_{j=1}^{K-1} A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} \frac{\rho_k^j}{\rho_k^0 + \frac{1}{\zeta_k}} c_k^0 c_k^j \cos \hat{\theta}_k^j + N^0 \quad (1.23)$$

## 1.8 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย (Multiuser Detection) [3]

เนื่องจากปัญหาที่เกิดจากการรบกวนระหว่างผู้ใช้ เป็นปัญหาสำคัญที่ส่งผลเสียต่อสมรรถนะของระบบ ดังนั้นจึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายขึ้นเพื่อจุดประสงค์ในการลดการรบกวนดังกล่าว โดยการนำความรู้เกี่ยวกับรหัสแม่และกำลังสัญญาณของผู้ใช้รายอื่น ๆ มาช่วยกำจัดการรบกวนก่อนที่จะนำสัญญาณไปตัดสินใจเพื่อให้ได้ข้อมูลที่ส่งมา

เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายโดยปกติจะนำมาใช้ที่สถานีฐานเท่านั้น ทั้งนี้เนื่องจากสถานีฐานจะต้องรับส่งข้อมูลกับผู้ใช้ทุกราย ดังนั้นเครื่องรับที่สถานีฐานจะทราบข้อมูลรหัสแม่ของผู้ใช้ทุกราย นอกจากนี้โดยทั่วไปการส่งข้อมูลขาขึ้น ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานมักจะมีควมคับคั่งและเปราะบางมากกว่าข่ายเชื่อมโยงขาลง ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ ดังนั้นการเพิ่มความจุให้กับข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นโดยการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่สถานีฐานจึงเป็นการเพิ่มความจุของระบบทั้งระบบไปด้วย

งานวิจัยที่จุดประกายให้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายเกิดขึ้นในปี ค.ศ. 1984 โดย S. Verdu ได้เสนอเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด ซึ่งเป็นเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีสมรรถนะในแง่ของอัตราความผิดพลาดดีที่สุด และ Verdu ก็ได้แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA นั้นแท้จริงแล้วไม่ได้เป็นระบบที่ถูกจำกัดด้วยปัญหาการรบกวนระหว่างผู้ใช้ โดยปัญหาดังกล่าวเป็นเพียงข้อจำกัดของเครื่องรับแบบธรรมดาเท่านั้น มิใช่เป็นข้อจำกัดของระบบ CDMA หลังจากนั้นเป็นต้นมาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายก็ได้รับความสนใจเป็นอย่างมาก โดยงานวิจัยระยะต่อมาจะมุ่งเน้นไปที่เครื่องรับที่มีสมรรถนะต่ำลงแต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า ซึ่งเรียกว่า เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป ทั้งนี้เนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดนั้นมีความซับซ้อนสูงมาก รวมทั้งต้องการทราบข้อมูล

ต่าง ๆ มากเกินกว่าที่จะนำไปใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ

เพื่อความสะดวกในการวิเคราะห์สมการถัดจากนี้ไป จึงจะแปลงรูปสมการให้อยู่ในรูปเมตริกซ์-เวกเตอร์ สัญญาณที่ได้รับในสมการที่ (1.8) สามารถพิจารณาให้อยู่ในรูปเบสแบนด์เชิงซ้อนในโดเมนความถี่ได้ดังนี้

$$\mathbf{Y} = \sum_{j=0}^{K-1} \mathbf{H}^j A^j \mathbf{X}^j + \mathbf{N} \quad (1.24)$$

โดยที่

$$\mathbf{H}^j = \text{diag}\{\rho_0^j e^{j\theta_0^j}, \rho_1^j e^{j\theta_1^j}, \dots, \rho_{N-1}^j e^{j\theta_{N-1}^j}\} = \text{diag}\{[H_0^j, H_1^j, \dots, H_{N-1}^j]\} \quad (1.25)$$

เป็นเฟดดิ้งในโดเมนความถี่ของผู้ใช้รายที่  $j$  ถ้าเป็นการส่งบนสายเชื่อมโยงขาลง  $\mathbf{H}^j$  ของผู้ใช้ทุกรายจะเท่ากันหมด เป็นผลให้สามารถแยกออกจากเครื่องหมายการรวมได้ และ

$$\mathbf{X}^j = d^j \mathbf{c}^j$$

โดยที่  $\mathbf{X}^j = [X_0^j, \dots, X_{N-1}^j]^T$  และ  $\mathbf{c}^j = [c_0^j, \dots, c_{N-1}^j]^T$   $X_k^j$  แทนข้อมูลแผ่ของผู้ใช้รายที่  $j$  ที่คลื่นพาห่อย่อยที่  $k$   $\mathbf{N} = [N_0, \dots, N_{N-1}]^T$  เป็น AWGN ในโดเมนความถี่ เมื่อแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้ทุกรายใช้เกณฑ์ MRC จะได้ค่าตัวแปรตัดคลื่นของผู้ใช้ที่  $j$  ดังนี้

$$\begin{aligned} y^j &= (\mathbf{H}^j \mathbf{c}^j)^H \mathbf{Y} \\ &= A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} |H_k^j|^2 + \sum_{i=0, i \neq j}^{K-1} A^i d^i \rho^{ji} + N^j \end{aligned} \quad (1.26)$$

โดยที่  $\rho^{ji} = (\mathbf{H}^j \mathbf{c}^j)^H \mathbf{H}^i \mathbf{c}^i = (\mathbf{c}^j)^H (\mathbf{H}^j)^* \mathbf{H}^i \mathbf{c}^i$  และ  $N^j = (\mathbf{c}^j)^H (\mathbf{H}^j)^* \mathbf{N}$  หรือในรูปเมตริกซ์-เวกเตอร์ดังนี้

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (1.27)$$

โดยที่  $\mathbf{y} = [y^0, \dots, y^{K-1}]^T$ ,  $\mathbf{R} = \{\rho^{ji}\}$ ,  $\mathbf{d} = [d^0, \dots, d^{K-1}]^T$ ,  $\mathbf{A} = \text{diag}\{[A^0, \dots, A^{K-1}]\}$  และ  $\mathbf{n} = [N^0, \dots, N^{K-1}]^T$

เครื่องรับที่จะนำมาประเมินสมรรถนะในวิทยานิพนธ์นี้ได้แก่ ดีคอร์เรเลเตอร์ (Decorrelator) เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด (Minimum Mean Square Error Receiver : MMSE) และเครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างขนาน

(Parallel Interference Cancellation : PIC) ซึ่งจะกล่าวลงในรายละเอียด เนื่องจากเป็นเครื่องรับที่ไม่ซับซ้อน และใช้กันอย่างแพร่หลาย ส่วนเครื่องรับชนิดอื่น ๆ จะกล่าวเป็นพอสังเขป เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายรายอาจจำแนกได้เป็นประเภทต่าง ๆ ดังนี้

### 1.8.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดแรกเริ่มนั้นเสนอโดย S. Verdu เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดนี้ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาค่าสัญญาณที่ส่งมา กล่าวคือ จะทำการพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ได้รับ โดยจะถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนกับลำดับของสัญญาณที่ได้รับมากที่สุด เป็นข้อมูลที่ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้ว่าเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมาก แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญ คือ มีความซับซ้อนสูงมาก โดยความซับซ้อนจะเพิ่มขึ้นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลตามจำนวนผู้ใช้ อีกทั้งยังต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ของผู้ใช้และพารามิเตอร์ของระบบเป็นจำนวนมาก ด้วยเหตุผลดังกล่าวจึงทำให้ไม่สามารถนำเครื่องรับชนิดนี้ไปประยุกต์ใช้ได้จริงในทางปฏิบัติ ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งเน้นไปยังเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด แต่ก็ยังมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา ซึ่งเรียกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปในนั่นเอง

### 1.8.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Sub-Optimum Receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป เป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดแต่ยังคงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบธรรมดา รวมทั้งมีความซับซ้อนไม่มากนัก เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear) และเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear)

#### เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver)

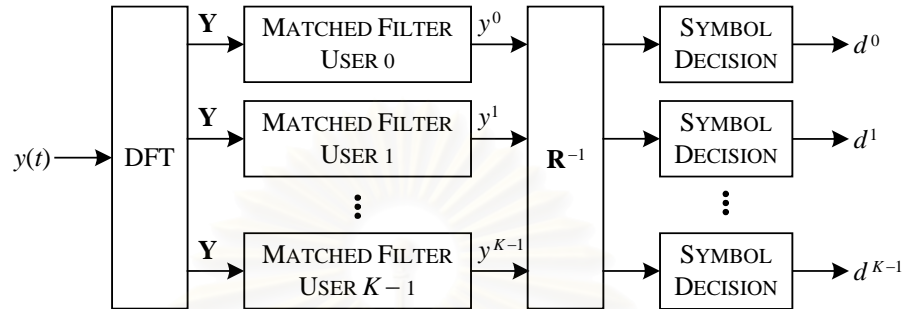
เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยเครื่องรับแบบธรรมดาของผู้ใช้ทุกรายในระบบ โดยสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบธรรมดา จะถูกนำมาผ่านกระบวนการแบบเชิงเส้น แล้วจึงค่อยนำผลลัพธ์ที่ได้ไปตัดสินบิต เครื่องรับแบบนี้มีอยู่ 2 ชนิดที่สำคัญ โดยแตกต่างกันตรงกระบวนการแบบเชิงเส้นที่ใช้ ดังนี้

#### ดีคออริเลเตอร์ (Decorrelator)

ดีคออริเลเตอร์ดังรูปที่ 1.7 จะใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นซึ่งจะนำเอาดีพุดจาก

แมตริกซ์ฟิลเตอร์มาประมวลผลต่อโดยการคูณด้วยส่วนกลับของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกรายในระบบ นั่นคือ

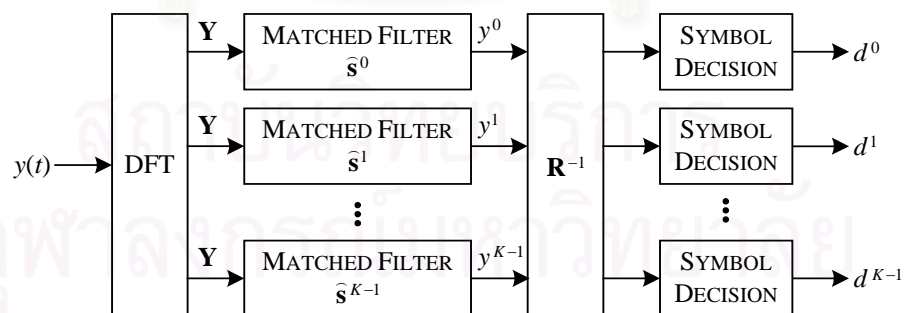
$$\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} \quad (1.28)$$



รูปที่ 1.7 ดีคอรรีเลเตอร์

สังเกตว่าสมาชิกตัวที่  $j$  ของ  $\mathbf{y}$  (ซึ่งหมายถึงตัวแปรตัดคลื่นของผู้ใช้รายที่  $j$ ) จะไม่มีการรบกวนจากผู้ใช้อื่น ๆ เลย นั่นคือเป็นอิสระจาก  $\{d^i\}$ ,  $i \neq j$  การรบกวนจะมาจากสัญญาณรบกวนเพียงอย่างเดียว ซึ่งเป็นเหตุผลที่เรียกเครื่องรับชนิดนี้ว่าดีคอรรีเลเตอร์ เห็นได้ชัดว่าวิธีนี้เป็นวิธีการขจัด การรบกวนที่มีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตามดีคอรรีเลเตอร์จะเพิ่มผลของสัญญาณรบกวน ดังนั้นในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามาก เครื่องรับแบบดีคอรรีเลเตอร์จะมีสมรรถนะที่ไม่ดี เครื่องรับชนิดนี้มีข้อดีอยู่สองประการที่เหมาะสมจะนำไปใช้งานจริง

1. ไม่ใช้แอมพลิจูดที่ได้รับในการประมวลผล
2. สามารถถอดคุณลักษณะของผู้ใช้แต่ละรายแยกกันได้



รูปที่ 1.8 แมตริกซ์ฟิลเตอร์ดัดแปลง

ที่จะกล่าวต่อไปนี้จะเป็นการแสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติข้อที่สองนี้ เริ่มจากให้  $R^{jk}$  แทนแถวที่  $j$  คอลัมน์ที่  $k$  ของ  $\mathbf{R}^{-1}$  จะเห็นว่าเอาต์พุตของการแปลง  $\mathbf{R}^{-1}$  เป็น

$$(\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y})^j = \sum_{k=0}^{K-1} R^{jk} y^k$$

$$\begin{aligned}
&= \sum_{k=0}^{K-1} R^{jk} (\mathbf{H}^k \mathbf{c}^k)^H \mathbf{Y} \\
&= \left( \sum_{k=0}^{K-1} R^{jk} (\mathbf{H}^k \mathbf{c}^k) \right)^H \mathbf{Y} \\
&= (\mathbf{s}^j)^H \mathbf{Y}
\end{aligned} \tag{1.29}$$

จากสมการที่ (1.29) จะเห็นว่าสามารถพิจารณาให้ดีคอรรีเลเตอร์ของผู้ใช้รายที่  $j$  เป็นแมตริกซ์ฟิลเตอร์ตัดแปลงดังแสดงในรูปที่ 1.8

เครื่องรับชนิดที่ทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด (*Minimum Mean Square Error Receiver : MMSE*)

จุดประสงค์ของ MMSE คือทำให้ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยระหว่างสัญลักษณ์ที่ส่งมาและสัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณมีค่าน้อยที่สุด โดยการหาเมตริกซ์  $\mathbf{M}$  ขนาด  $K \times K$  ที่ทำให้เวกเตอร์เอาต์พุตจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์มีค่าต่างจากเวกเตอร์สัญลักษณ์ที่ส่งมาน้อยที่สุด ตามเกณฑ์ความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยต่ำสุด ดังนี้

$$\min_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{K \times K}} E\{\|\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y}\|^2\} \tag{1.30}$$

การดำเนินการเอ็กซ์เปคเตชัน (Expectation) ในสมการนั้นใช้กระทำต่อเวกเตอร์ของบิตที่ส่งออกมา  $\mathbf{d}$  และเวกเตอร์สัญญาณรบกวน  $\mathbf{n}$  ซึ่งมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และเมตริกซ์โคเวเรียนซ์เท่ากับ  $\sigma^2 \mathbf{R}$

เนื่องจาก

$$\|\mathbf{x}\|^2 = \text{trace}\{\mathbf{x}\mathbf{x}^T\} \tag{1.31}$$

อันดับแรกในการหาผลเฉลี่ยของสมการที่ (1.30) จึงจะเป็นการหาเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ (Covariance Matrix) ของเวกเตอร์ความผิดพลาด

$$\begin{aligned}
\text{cov}\{\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y}\} &= E\{(\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y})(\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y})^T\} \\
&= E\{\mathbf{d}\mathbf{d}^T\} - E\{\mathbf{d}\mathbf{y}^T\}\mathbf{M}^T - \mathbf{M}E\{\mathbf{y}\mathbf{d}^T\} + \mathbf{M}E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^T\}\mathbf{M}^T
\end{aligned} \tag{1.32}$$

จากสมการที่ (1.27) และจากการที่สัญญาณรบกวนและข้อมูลไม่สหสัมพันธ์กัน จะได้ว่า

$$E\{\mathbf{d}\mathbf{d}^T\} = \mathbf{I} \tag{1.33}$$

$$E\{\mathbf{d}\mathbf{y}^T\} = E\{\mathbf{d}\mathbf{d}^T \mathbf{A}\mathbf{R}\} = \mathbf{A}\mathbf{R} \tag{1.34}$$

$$E\{\mathbf{y}\mathbf{d}^T\} = E\{\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d}\mathbf{d}^T\} = \mathbf{R}\mathbf{A} \tag{1.35}$$



$$\begin{aligned} E\{\mathbf{y}\mathbf{y}^T\} &= E\{\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d}\mathbf{d}^T\mathbf{A}\mathbf{R}\} + E\{\mathbf{m}\mathbf{m}^T\} \\ &= \mathbf{R}\mathbf{A}^2\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{R} \end{aligned} \quad (1.36)$$

โดยที่  $\mathbf{I}$  แทนเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix)

จากนั้นแทนสมการเหล่านี้ลงในสมการที่ (1.32) จะได้เมตริกซ์โคแวลเรียนซ์ของเวกเตอร์ความผิดพลาดเป็น

$$\text{cov}\{\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y}\} = \mathbf{I} + \mathbf{M}(\mathbf{R}\mathbf{A}^2\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{R})\mathbf{M}^T - \mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{M}^T - \mathbf{M}\mathbf{R}\mathbf{A} \quad (1.37)$$

$$= [\mathbf{I} + \sigma^{-2}\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}]^{-1} + (\mathbf{M} - \bar{\mathbf{M}})(\mathbf{R}\mathbf{A}^2\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{R})(\mathbf{M} - \bar{\mathbf{M}})^T \quad (1.38)$$

โดยที่

$$\bar{\mathbf{M}} \stackrel{\text{def}}{=} \mathbf{A}^{-1}[\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{A}^{-2}]^{-1} \quad (1.39)$$

โดย  $\stackrel{\text{def}}{=}$  แสดงถึงการนิยาม และกำหนดให้  $\mathbf{A}$  เป็นเมตริกซ์ไม่เอกฐาน (Non-Singular Matrix) (นั่นคือ พิจารณาเฉพาะผู้ใช้รายที่ใช้งานระบบอยู่) เอกลักษณ์ (Identity) ในสมการที่ (1.38) สามารถตรวจสอบได้จาก

$$\bar{\mathbf{M}}(\mathbf{R}\mathbf{A}^2\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{R}) = \mathbf{A}\mathbf{R}$$

และ

$$(\mathbf{I} - \mathbf{A}\mathbf{R}\bar{\mathbf{M}}^T)(\mathbf{I} + \sigma^{-2}\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}) = \mathbf{I}$$

ซึ่งมาจากสมการที่ (1.39) จากสมการที่ (1.38) จะสามารถหาผลเฉลยของสมการต่อไปนี้ได้

$$\min_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{K \times K}} E\{\|\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y}\|^2\} = \min_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{K \times K}} \text{trace}\{\text{cov}\{\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y}\}\} \quad (1.40)$$

เมตริกซ์  $\mathbf{R}\mathbf{A}^2\mathbf{R} + \sigma^2\mathbf{R}$  มีค่าไม่เป็นลบ ดังนั้นเทรซของพจน์ที่สองทางขวาของสมการที่ (1.38) จึงมีค่าไม่เป็นลบเช่นกัน จึงสรุปได้ว่าเมตริกซ์  $\bar{\mathbf{M}}$  ดังที่นิยามตามสมการที่ (1.39) ทำให้ผลความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยตามสมการที่ (1.40) มีค่าต่ำสุด:

$$\min_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{K \times K}} E\{\|\mathbf{d} - \mathbf{M}\mathbf{y}\|^2\} = \text{trace}\{[\mathbf{I} + \sigma^{-2}\mathbf{A}\mathbf{R}\mathbf{A}]^{-1}\} \quad (1.41)$$

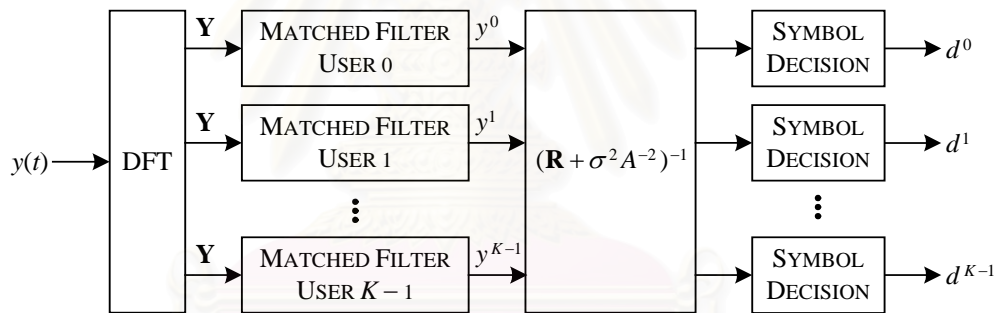
จากสมการที่ (1.39) ดีเทกเตอร์เชิงเส้นแบบ MMSE ให้เอาต์พุตเป็นตัวแปรตัดสินใจดังนี้:

$$\begin{aligned}\hat{d}^j &= \text{sgn}\left(\frac{1}{A^j}([\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \mathbf{y})^j\right) \\ &= \text{sgn}([\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \mathbf{y})^j\end{aligned}\quad (1.42)$$

ดังนั้นจะได้ว่าในดีเทคเตอร์เชิงเส้นแบบ MMSE (ดูรูปที่ 1.9) จะใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสผู้ใช้รวมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน นั่นคือ แทน  $\mathbf{R}^{-1}$  ของดีคอร์ดรีเลเตอร์ด้วย

$$[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \quad (1.43)$$

โดยที่  $\sigma^2 \mathbf{A}^{-2} = \text{diag}\left\{\frac{\sigma^2}{(A^0)^2}, \frac{\sigma^2}{(A^1)^2}, \dots, \frac{\sigma^2}{(A^{K-1})^2}\right\}$  สังเกตว่าดีเทคเตอร์ MMSE จะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดที่ได้รับผ่านทางค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ( $A^j/\sigma$ ) เท่านั้น เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีกว่าดีคอร์ดรีเลเตอร์ในกรณีที่ระบบมีสัญญาณรบกวนสูง และมีสมรรถนะใกล้เคียงกับดีคอร์ดรีเลเตอร์ในกรณีที่ระบบมีสัญญาณรบกวนต่ำ



รูปที่ 1.9 MMSE

### เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Non-Linear Receiver)

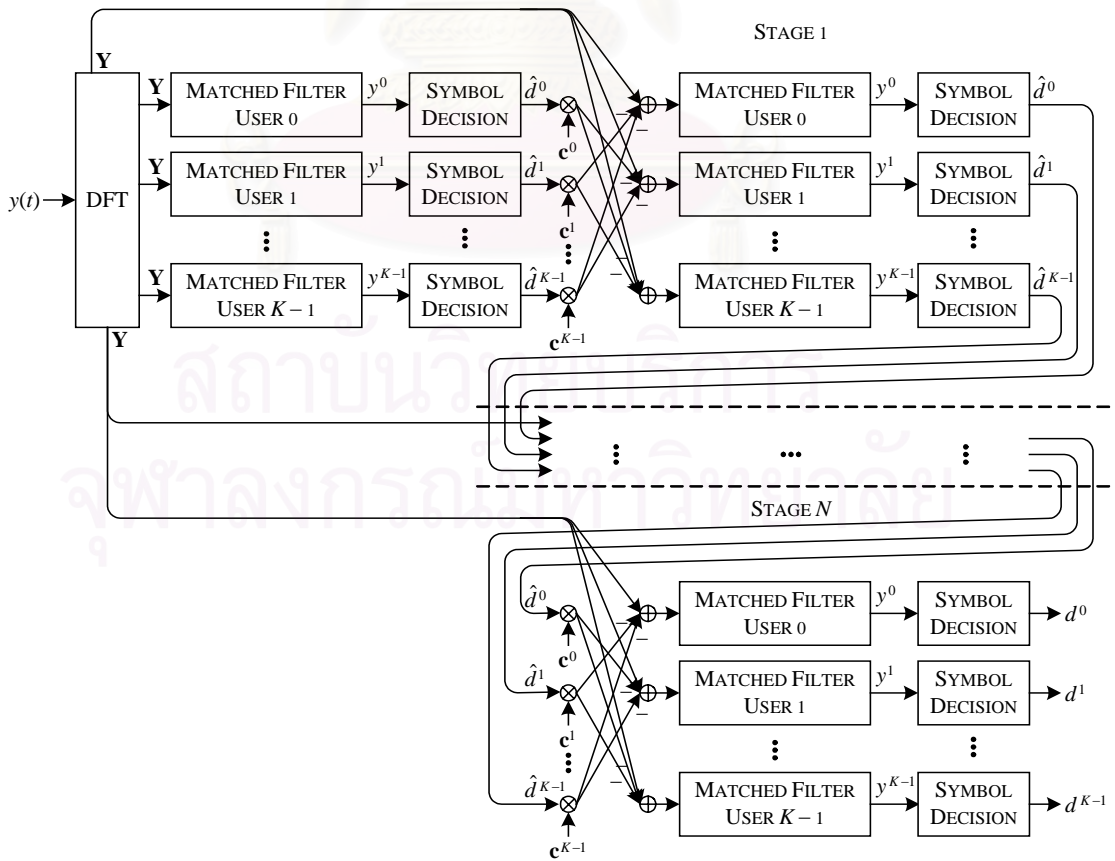
โดยทั่วไปเครื่องรับชนิดนี้จะทำงานโดยประมาณสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นในระบบจากการตัดสินใจข้อมูลในขั้นแรก แล้วนำไปหักล้างออกจากสัญญาณรวม (สัญญาณที่ได้รับ) ซึ่งเป็นการจัดการรบกวนของผู้ใช้ดังกล่าว จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้หักล้างแล้วไปเข้ากระบวนการตัดสินใจของผู้ใช้รายที่สนใจ สมรรถนะของเครื่องรับชนิดนี้จะขึ้นอยู่กับความถูกต้องในการประมาณสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นที่จะนำมาหักล้างจากสัญญาณรบกวนเป็นหลัก ถ้ามีความถูกต้องมากเครื่องรับชนิดนี้ก็จะมีประสิทธิภาพที่ดีตามไปด้วย เครื่องรับที่มีการทำงานในลักษณะดังกล่าวและเป็นที่น่าสนใจในงานวิจัย มีอยู่ 3 ชนิดด้วยกัน คือ

เครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างขนาน (Parallel Interference Cancellation : PIC) [4]

รูปที่ 1.10 แสดง PIC ใน PIC นั้นจะทำการตีמודูเลตเอาต์พุตจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ทุกรายออกมาก่อนในขั้นแรก จากนั้นจึงนำมาแก้รหัสของผู้ใช้ต่าง ๆ ที่สอดคล้องกัน ซึ่งรหัสนั้นก็ถูกคูณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนที่สอดคล้องกันเช่นกัน แล้วนำสัญญาณที่ได้ไปใช้ในการหักล้างการรบกวนที่เกิดจากผู้ใช้อื่นออกจากสัญญาณที่ได้รับที่ได้แปลงให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว (ดูตามรูป) โดยไม่ต้องนำสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจมาหักล้างด้วย ได้ผลเป็น

$$\mathbf{Y}^j = \mathbf{Y} - \sum_{i=0, i \neq j}^{K-1} A_i \hat{d}^i \mathbf{H}^i \mathbf{c}^i \quad (1.44)$$

จากนั้นสัญญาณที่เหลือสำหรับผู้ใช้แต่ละคนจะถูกแมตริกซ์ด้วยรหัสที่ถูกคูณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของผู้ใช้นั้น ๆ โดยการหักล้างการรบกวนจะทำพร้อมกันในผู้ใช้ทุกรายก่อนจะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละราย ดังนั้นเครื่องรับแบบนี้จึงใช้เวลาในกระบวนการต่าง ๆ ต่ำ อย่างไรก็ตามเครื่องรับแบบนี้จะมีสมรรถนะที่ขึ้นอยู่กับความแม่นยำในการประมาณข้อมูลในขั้นแรกเป็น



รูปที่ 1.10 PIC

หลัก เครื่องรับแบบ PIC นี้สามารถมีได้หลายชั้นเพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ดีขึ้น ทั้งนี้ในการประมาณสัญญาณชั้นแรกอาจใช้เครื่องรับที่มีสมรรถนะที่ดีขึ้นเพื่อปรับปรุงสมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับชนิดนี้ได้

เครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างต่อเนื่อง (*Successive Interference Cancellation : SIC*) [5]

เครื่องรับชนิดนี้เหมาะสำหรับระบบที่ไม่มีการควบคุมกำลังที่ดีพอ โดยจะพิจารณาความเชื่อถือได้ของสัญญาณผู้ใช้ต่าง ๆ ตามกำลังของผู้ใช้ กล่าวคือจะทำการหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดออกมาก่อนโดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ จากนั้นทำการหักล้างการรบกวนของผู้ใช้รายนี้ออกจากสัญญาณที่ได้รับ แล้วนำสัญญาณที่ผ่านการหักล้างแล้วไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงที่สุดในบรรดาผู้ใช้ที่เหลือ เมื่อทำซ้ำกระบวนการเดิมไปเรื่อย ๆ ก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกรายออกมาอย่างต่อเนื่องกัน เครื่องรับนี้จะใช้เวลาในกระบวนการทั้งหมดมากกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการรบกวนอย่างขนาน แต่สมรรถนะจะขึ้นอยู่กับการประมาณบิตในชั้นแรก ๆ เช่นเดียวกัน

เครื่องรับแบบนำข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วมาป้อนกลับ (*Decision Feedback Detector*) [6]

เครื่องรับชนิดนี้ประกอบด้วยฟิลเตอร์ 2 ชนิด คือ ฟิลเตอร์ป้อนไปหน้า และฟิลเตอร์ป้อนกลับ โดยฟิลเตอร์ป้อนไปหน้าทำหน้าที่กำจัดผลของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่าออกจากผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า ส่วนฟิลเตอร์ป้อนกลับมีหน้าที่ป้อนผลการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงกว่า เพื่อนำไปช่วยในการตัดสินใจบิตของผู้ใช้ที่มีกำลังต่ำกว่า กระบวนการที่ใช้ฟิลเตอร์ทั้งสองทำให้เครื่องรับชนิดนี้มีสมรรถนะที่ดีมาก

## 1.9 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีการปรับตัวได้ (*Adaptive Multiuser Detection*) [4]

เครื่องรับที่เหมาะสมจะไปตั้งที่กล่าวมานั้น ถ้าต้องการสมรรถนะที่สูงจะต้องแลกกับความซับซ้อนที่สูงมาก ดังนั้นจึงมีงานวิจัยจำนวนมากเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีการปรับตัวได้ เพื่อลดความซับซ้อนดังกล่าว โดยยังคงสมรรถนะที่ด้อยลงไม่มากนัก

## 1.10 ปัญหาของ MC-CDMA

ถึงแม้ว่า MC-CDMA จะมีโครงสร้างสัญญาณคล้ายกับ OFDM เมื่อคลื่นพาร์ย่อยชิดกันที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ลักษณะการใช้งานคลื่นพาร์ย่อยจะแตกต่างกันมาก สำหรับ OFDM นั้น เป็นวิธีที่ลดอัตราสัญลักษณ์ลง โดยการส่งสัญลักษณ์ข้อมูลแต่ละตัวไปกับคลื่นพาร์ย่อยแต่ละคลื่น ส่วนใน MC-CDMA จะส่งบิตข้อมูลเดียวกันไปกับคลื่นพาร์ย่อยทั้งหมดโดยไม่เปลี่ยนอัตราสัญลักษณ์ดั้งเดิม

และเนื่องจาก MC-CDMA มีโครงสร้างสัญญาณคล้ายกับ OFDM นั้นเอง จึงหลีกเลี่ยงไม่ได้ที่จะมีข้อด้อยเช่นเดียวกับ OFDM ดังเช่นความยากในการชิงโครโมสโคปคลื่นพาร์ย่อย ความไว (Sensitivity) ต่อออฟเซตทางความถี่ (Frequency Offset) และอัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak to Average Power Ratio : PAPR) ที่มีค่าสูงมากซึ่งเกิดจากการที่ใช้คลื่นพาร์ย่อยเป็นจำนวนมาก ข้อด้อยสุดท้ายนี้เป็นสาเหตุที่ระบบ MC-CDMA เลี่ยงไม่ได้ที่จะต้องใช้งานขยายเชิงเส้นคุณภาพสูงหรือไม่ก็เลื่อนจุดทำงานของวงขยายไม่เชิงเส้นลง (หรือเรียกว่า การ Back off) ซึ่งเป็นวิธีแก้ไขดั้งเดิมที่ใช้กันมาเพื่อรับมือกับสัญญาณที่มีค่า PAPR สูงมาก วิธีทั้งสองดังกล่าวทำให้การขยายเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ ใช้พลังงานแบตเตอรี่มากเกินไป ความจำเป็น และเครื่องส่งมีราคาสูง ดังนั้นเทคนิคในการลด PAPR จึงสำคัญสำหรับระบบการส่งหลายคลื่นพาร์

## 1.11 วิธีแก้ปัญหามีผู้เสนอขึ้น

มีการเสนอวิธีการลด PAPR ขึ้นมาหลายวิธี ตัวอย่างเช่นการขริบโดยจงใจ (Deliberate Clipping) [7, 8] การใช้วินโดว์กับค่ายอด (Peak Windowing) [9] การเลือกรหัส (Code Selecting) [10] การแมปเลือก (Selective Mapping : SLM) [11] ลำดับส่งย่อย (Partial Transmit Sequences : PTS) [12, 13, 14, 15, 16, 17] และอื่น ๆ ในการขริบโดยจงใจนี้ซึ่งเป็นวิธีที่ง่ายที่สุด จะมีการขริบสัญญาณก่อนที่จะขยายซึ่งให้ค่า PAPR ที่ดีแต่สมรรถนะก็ลดลงตามไปด้วย ดังนั้นจึงมีวิธี Peak Windowing ขึ้นมา วิธีนี้จะมีการควบคุมค่ายอดของสัญญาณที่มีค่ามากด้วยวินโดว์ (อาทิเช่นไกเซอร์วินโดว์ (Kaiser Window) หรือฮัมมิงวินโดว์ (Hamming Window)) ซึ่งจะไปลดผลจากการจำกัดค่าอย่างหยาบ (Hard Limiting Effect) ที่มีอยู่ในการขริบโดยจงใจส่งผลให้ความเพี้ยนนอกแถบลดน้อยลงไป วิธีนี้ให้สมรรถนะดีกว่าวิธีแรก แต่อย่างไรก็ตามทั้งสองวิธีนี้ทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไป สำหรับการเลือกรหัสนั้นจำนวนรหัสที่มีค่า PAPR ต่ำนั้นมีจำกัดและ PAPR ของรหัสนั้นอาจไม่ได้ต่ำถึงระดับที่ต้องการ ใน SLM จะมีการคูณสัญญาณ

ในโดเมนความถี่ด้วยเวกเตอร์ที่สร้างขึ้นอย่างสุ่มหลาย ๆ เวกเตอร์และเลือกเวกเตอร์ที่ทำให้สัญลักษณ์ในโดเมนเวลาที่มีค่า PAPR ต่ำที่สุดมาใช้ สำหรับ PTS นั้นก็ใช้หลักการเดียวกันกับ SLM พร้อมกันนั้นยังมีความยืดหยุ่นในการลด PAPR อีกด้วย ในแบบแผนนี้จะแบ่งคลื่นพาห่อย่อยเป็นบล็อกย่อยแยกจากกันหลาย ๆ บล็อก จากนั้นจึงแปลงค่าเฟสของบล็อกย่อยแต่ละบล็อกด้วยตัวประกอบการหมุนเฟสเพื่อที่จะให้ PAPR ของสัญญาณมีค่าต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ เทคนิคทั้งสองนี้เพิ่มความซับซ้อนให้กับระบบ แต่สามารถปรับปรุงค่าทางสถิติของสัญญาณหลายคลื่นพาห่ให้ดีขึ้น โดยสูญเสียประสิทธิภาพเพียงเล็กน้อย เริ่มแรกนั้น PTS ได้เสนอขึ้นมาสำหรับการสื่อสารบนข่ายเชื่อมโยงขาลงใน OFDM สำหรับ PTS บนข่ายเชื่อมโยงขาลงในระบบ MC-CDMA ได้มีการศึกษาวิจัยใน [16]

### 1.12 แนวทางของวิทยานิพนธ์นี้

โครงร่างวิทยานิพนธ์นี้จะเสนอวิธีที่จะลดค่า PAPR ของสัญญาณ MC-CDMA บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น โดยนำเอาเทคนิค PTS มาใช้และดัดแปลงให้เหมาะสม เนื่องจากเป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพ เป็นแบบแผนที่ไม่ทำให้สัญญาณผิดเพี้ยนไป และใช้กับระบบที่ใช้คลื่นพาห่อย่อยจำนวนเท่าใดก็ได้ ยิ่งไปกว่านั้นยังไม่จำกัดการใช้งานเฉพาะกับแบบแผนการมอดูเลตแบบแผนใดแบบแผนหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นการวิเคราะห์ค่า PAPR ของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้เทคนิค PTS จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจมาก แบบแผนที่เสนอนี้ต่างจากแบบแผนเดิมที่ใช้บนข่ายเชื่อมโยงขาตรงที่แบบเดิมจะหมุนบล็อกย่อยของสัญญาณรวมจากผู้ใช้ทุกราย แต่แบบดัดแปลงนี้จะไปหมุนบล็อกย่อยในผู้ใช้แต่ละราย ซึ่งภายหลังแสดงให้เห็นว่าการหมุนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจะเทียบเท่ากับการหมุนรหัสของผู้ใช้แต่ละรายไปเป็นรหัสใหม่ซึ่งคุณสมบัติความสัมพันธ์ก็จะเปลี่ยนตามไปด้วย ด้วยเหตุนี้จึงจะเสนอและประเมินสมรรถนะของเครื่องรับดัดแปลงหลาย ๆ แบบที่ใช้จัดการกับผลกระทบเช่นนี้มาพร้อมกันด้วย

### 1.13 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาและพัฒนาการลด PAPR สำหรับระบบการสื่อสาร MC-CDMA โดยใช้เทคนิค PTS
2. เพื่อพัฒนาปรับปรุงสมรรถนะของระบบ MC-CDMA ที่ใช้เทคนิค PTS โดยใช้เครื่องรับที่ได้เสนอ

### 1.14 ขอบเขตของการวิจัย

1. ปรับปรุงอัลกอริทึมที่ใช้ในการลด PAPR ในระบบการสื่อสาร MC-CDMA โดยใช้เทคนิค PTS
2. วงจรขยายกำลังมีความไม่เป็นเชิงเส้น
3. เฟดดิ้งที่คลื่นพาห์แต่ละคลื่นเป็นแบบเรย์ลี (Rayleigh) และเป็นอิสระต่อกัน
4. สัญญาณรบกวนเป็นแบบ AWGN
5. เครื่องรับรับตัวประกอบการหมุนเฟสได้อย่างถูกต้อง
6. จำลองเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ ดีคออร์เรเลเตอร์ MMSE และ PIC และนำผลที่ได้มาเปรียบเทียบกัน

### 1.15 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

ลดความสามารถของวงจขยายกำลังที่ต้องใช้ โดยเพิ่มความซับซ้อนขึ้น แต่ประสิทธิภาพลดลงเพียงเล็กน้อย

### 1.16 วิธีดำเนินการวิจัย

1. ศึกษาค้นคว้าระบบสื่อสาร MC-CDMA รวมทั้งเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบการสื่อสาร MC-CDMA
2. ศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการลด PAPR ต่าง ๆ และเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของแต่ละวิธี
3. เขียนโปรแกรมจำลองระบบที่ได้ปรับปรุงพัฒนาขึ้น
4. วิเคราะห์และประเมินผลที่ได้ สรุปผล และรวบรวมข้อมูล เพื่อจัดทำวิทยานิพนธ์

### 1.17 ภาพรวมของวิทยานิพนธ์

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 5 บท โดยที่

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง จะกล่าวถึงแนวคิดพื้นฐานของการมอดูเลตหลายคลื่นพาห์เป็นพอสซิงเชป และลักษณะสัญญาณหลายคลื่นพาห์พร้อมกับคุณสมบัติต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับ PAPR ของสัญญาณชนิดนี้ อีกทั้งจะกล่าวถึงความไม่เป็นเชิงเส้นรูปแบบต่าง ๆ และผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะของระบบ และจากนั้นจะกล่าวถึงเทคนิคสำหรับการลด PAPR ต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้น

มา เหล่านี้เป็นพื้นฐานที่จำเป็นในการทำความเข้าใจบทต่อ ๆ ไป

บทที่ 3 ระบบและเครื่องรับที่เสนอ เนื้อหาในบทนี้ประกอบไปด้วยระบบ MC-CDMA บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นที่มีการนำเอาเทคนิค PTS มาใช้ จากนั้นเป็นการวิเคราะห์ลักษณะของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้เทคนิค PTS และส่วนที่เหลือในบทนี้จะเป็นการดัดแปลงเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ให้เหมาะกับเครื่องส่งที่ใช้

บทที่ 4 ผลการวิจัย บทนี้เป็นส่วนของผลการวิจัย ซึ่งจะแบ่งออกเป็นสองส่วนใหญ่ ๆ ส่วนแรกจะแสดงสมรรถนะทางด้าน CCDF ของ PAPR ในส่วนนี้จะแสดง CCDF เมื่อใช้พารามิเตอร์แบบต่าง ๆ และในส่วนที่สองจะแสดงสมรรถนะทางด้าน BER ที่ได้จากเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม นอกจากนี้จะแสดงผลจากการแบ่งบด็อกย่อยที่มีต่อ BER

บทที่ 5 เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มจากการสรุปผลการวิจัย จากนั้นจะกล่าวถึงข้อดีข้อเสียของการนำแบบแผน PTS มาใช้ และสุดท้ายจะเป็นข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต



## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

การทำให้อัตราข้อมูลเข้าใกล้ความจุบช่องสัญญาณเชิงเส้นแบบจำได้ที่มีสัญญาณรบกวน ต้องใช้แบบแผนการส่งที่ซับซ้อน คือมีการรวมการเข้ารหัสและการจัดรูป (Shaping) เข้ากับการมอดูเลตและการอีควอไลซ์ไปพร้อมกัน ขณะที่ในบางกรณีระบบคลื่นพาหุเดี่ยวที่ใช้อีควอไลเซอร์ป้อนกลับการตัดสินใจความผิดพลาดเฉลี่ยต่ำสุด (Minimum-Mean-Square Error Decision-Feedback Equalizer) เป็นระบบที่ดีที่สุด ในทางทฤษฎี [18] แต่ในทางปฏิบัติเป็นการยากที่จะทำให้ระบบนี้ใช้ได้จริง กล่าวคือฟิลเตอร์การจัดรูปพัลส์ทางด้านส่งและอีควอไลเซอร์ที่ด้านรับอาจต้องมีความยาวมากและอัตราสัญลักษณ์ต้องเหมาะสมที่สุดสำหรับช่องสัญญาณแต่ละช่อง แบบแผนอีกอย่างหนึ่งที่เหมาะสำหรับการประยุกต์ใช้งานความเร็วสูงหลาย ๆ ชนิดบนช่องสัญญาณที่ซับซ้อนคือการมอดูเลตหลายคลื่นพาหุซึ่งถึงแม้ว่าจะเป็นกรณีที่มีความยาวเป็นอนันต์การมอดูเลตนี้ก็ยังคงเหมาะสมที่สุด คำว่าการมอดูเลตหลายคลื่นพาหุนั้นรวมไปถึงแบบแผนที่ลักษณะเฉพาะมีการแยกองค์ประกอบช่องสัญญาณแถบกว้างใด ๆ ออกเป็นเซตของช่องสัญญาณแถบแคบที่อิสระต่อกันด้วย แบบแผนในกลุ่มนี้ที่ใช้กันมากที่สุดคือ แบบแผนหลายสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (Discrete Multitone : DMT) OFDM และรวมไปถึง MC-CDMA ทั้งสามชนิดนี้มีการใช้การแปลงฟูริเยร์ไม่ต่อเนื่อง เป็นผลให้มีโครงสร้างที่มีสมรรถนะสูงและใช้งานได้จริง

ในบทนี้จะกล่าวถึงแนวคิดพื้นฐานของการมอดูเลตหลายคลื่นพาหุเป็นพอสซิงเซปและลักษณะสัญญาณหลายคลื่นพาหุพร้อมกับคุณสมบัติต่าง ๆ ที่เกี่ยวกับ PAPR ของสัญญาณชนิดนี้ อีกทั้งจะกล่าวถึงความไม่เป็นเชิงเส้นรูปแบบต่าง ๆ และผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะของระบบ และสุดท้ายจะกล่าวถึงเทคนิคสำหรับการลด PAPR ต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นมา เหล่านี้เป็นพื้นฐานที่จำเป็นในการทำความเข้าใจบทต่อ ๆ ไป

#### 2.1 การมอดูเลตหลายคลื่นพาหุ (Multicarrier Modulation)

เทคนิคการมอดูเลตหลายคลื่นพาหุทุกรูปแบบอยู่บนหลักการของการแบ่งช่องสัญญาณ การแบ่งช่องสัญญาณหมายถึงการแบ่งช่องสัญญาณการส่งแถบกว้างที่ได้รับการจัดรูปทางสเปกตรัมออกเป็นเซตของช่องสัญญาณย่อยแถบแคบที่ขนานกันและเป็นอิสระต่อกันแบบอุดมคติ สำหรับในกรณีเวลาต่อเนื่องฟังก์ชันฐานหลัก (Basis Function) ของการแบ่งช่องสัญญาณที่เหมาะสมที่สุดจะเป็นเซตของฟังก์ชันเจาะจงเชิงตั้งฉากปกติ (Orthonormal Eigenfunction) ของฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของช่องสัญญาณ ฟังก์ชัน

เจาะจงเหล่านี้ตามปกติยากต่อการคำนวณเมื่อช่วงเวลาสัญญาณลักษณะมีค่าจำกัดจึงไม่นำมาใช้ในการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติ ในบทนี้จึงเน้นการแบ่งช่องสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่องซึ่งเป็นการแบ่งลักษณะของความไม่ต่อเนื่องของช่องสัญญาณ ในกรณีนี้จะสมมติว่าผลกระทบรวมจากฟิลเตอร์ส่ง ช่องสัญญาณการส่ง และฟิลเตอร์รับสามารถประมาณได้โดยฟิลเตอร์ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ความยาวจำกัด (Finite Impulse Response : FIR) ลักษณะไม่ต่อเนื่องที่ต้องใช้นั้นไม่ตายตัวแต่จะถือว่าเป็นลักษณะที่ใช้แทนช่องสัญญาณที่ดีตรงเท่าที่จำนวนแซมเปิลสำหรับอินพุตและเอาต์พุตของช่องสัญญาณมีเพียงพอและมีการประมาณเวลาและความถี่ที่ดี [19]

ให้  $\mathbf{h} = [h_0, \dots, h_v]$  แทนผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่องแบบแวนด์เซิงชั่น จะสามารถแสดงบล็อกของแซมเปิลเอาต์พุต  $\mathbf{y} = [y_0, \dots, y_{N-1}]$  ให้อยู่ในรูปฟังก์ชันของแซมเปิลอินพุต  $\mathbf{x} = [x_{-v}, \dots, x_{-1}, x_0, \dots, x_{N-1}]$  และสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณ  $\mathbf{n} = [n_0, \dots, n_{N-1}]$  ได้โดยใช้รูปสมการเวกเตอร์มาตรฐานดังต่อไปนี้

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_v & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_1 \\ x_0 \\ \vdots \\ x_{-v} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

หรือเขียนในรูปกระชับได้เป็น

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.2)$$

สมการที่ (2.2) ใช้แทนความสัมพันธ์อินพุต-เอาต์พุตของบล็อกของแซมเปิลหนึ่งบล็อก ในระบบการสื่อสารในทางปฏิบัติจะส่งข้อมูลต่อเนื่องกันไป สมการที่ (2.2) จึงเปลี่ยนเป็น  $\mathbf{y}^i = \mathbf{H}\mathbf{x}^i + \mathbf{n}^i$  โดยที่ดรรชนี  $i$  หมายถึงบล็อกที่  $i$

ในระบบหลายคลื่นพาหะที่มีความยาวจำกัด การส่งข่าวสารต้องแบ่งข้อมูลออกเป็นบล็อกของบิตแล้วจึงแมปแต่ละบล็อกไปเป็นเวกเตอร์ของสัญลักษณ์เชิงซ้อน  $\mathbf{X}^i = [X_0^i, \dots, X_{N-1}^i]$  รูปคลื่นหลังจากการมอดูเลตจึงเป็น

$$\mathbf{x}^i = \sum_{k=0}^{N-1} \mathbf{m}_k X_k^i = \mathbf{M}\mathbf{X}^i \quad (2.3)$$

โดยที่  $\{\mathbf{m}_k, k = 0, \dots, N-1\}$  เป็นเซตของเวกเตอร์ฐานหลักส่ง และ  $\mathbf{M}$  คือเมตริกซ์ที่มีเวกเตอร์

ฐานหลักนั้นเป็นคอลัมน์ ที่เครื่องรับจะมอดูเลตเวกเตอร์ที่ได้รับ  $\mathbf{y}^i$  โดยการคำนวณ

$$\mathbf{Y}^i = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{N-1}^* \mathbf{y}^i \\ \vdots \\ \mathbf{f}_0^* \mathbf{y}^i \end{bmatrix} = \mathbf{F}^* \mathbf{y}^i \quad (2.4)$$

โดยที่  $\{\mathbf{f}_n^*, n = 0, \dots, N-1\}$  เป็นเซตของเวกเตอร์ฐานหลักรับและ  $\mathbf{F}^*$  คือเมตริกซ์ที่มีเวกเตอร์ฐานหลักนั้นเป็นแถว จะได้ความสัมพันธ์อินพุต-เอาต์พุตทั้งหมดเป็น

$$\mathbf{Y}^i = \mathbf{F}^* \mathbf{H} \mathbf{M} \mathbf{X}^i + \mathbf{F}^* \mathbf{n} \quad (2.5)$$

มีเมตริกซ์  $\mathbf{F}$  และ  $\mathbf{M}$  ที่เป็นไปได้หลายแบบซึ่งเป็นผลให้มีโครงสร้างหลายคลื่นพาห้ได้หลายแบบ ในกรณีอย่างง่ายที่ช่องสัญญาณไร้ความจำ  $\mathbf{h} = [h_0, 0, \dots, 0]$  เมื่อเลือก  $\mathbf{M}$  ที่เป็นเมตริกซ์เชิงตั้งฉาก นั่นคือ  $\mathbf{M}^{-1} = \mathbf{M}^*$  และเลือก  $\mathbf{F} = \mathbf{M}$  จะทำให้แบ่งช่องสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์แบบ นั้นคือสามารถแสดงองค์ประกอบเวกเตอร์เอาต์พุตได้เป็นฟังก์ชันขององค์ประกอบอินพุตเพียงหนึ่งตัว และสมการลดรูปสมการที่ (2.5) เป็นสมการสเกลาร์  $N$  สมการ

$$Y_k^i = h_0 X_0^i + N_k^i, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.6)$$

โดยที่แซมเปิลสัญญาณรบกวน  $N_k^m$  เป็นแซมเปิลแบบเกาส์ที่มีลักษณะ i.i.d. สำหรับช่องสัญญาณแบบอื่น ๆ ก็ได้มีการเสนอโครงสร้างหลายคลื่นพาห้ที่ใช้เวกเตอร์ฐานหลักต่างกันไป หัวข้อที่ 2.2 และ 2.3 จะกล่าวถึงโครงสร้างหลายคลื่นพาห้ที่เหมาะสมที่สุดเชิงเส้นกำกับ (Asymptotically) สองชนิด ได้แก่การเข้ารหัสเวกเตอร์ [20] และ เทคนิคหลายสัญญาณไม่ต่อเนื่อง (Discrete Multitone : DMT)/OFDM [21, 22, 23] ส่วนโครงสร้างอื่น ๆ ที่ได้มีการเสนอขึ้นมา ก็มีแบบที่ใช้เวกเตอร์ฐานหลักการแปลงฮาร์ทเลย์ไม่ต่อเนื่อง (Discrete Hartley Transform : DHT) และการแปลงเวฟเล็ต  $M$  แถบ ( $M$ -Band Wavelet Transform) ในการมอดูเลตหลายสัญญาณเวฟเล็ตไม่ต่อเนื่อง (Discrete Multitone Wavelet Discrete) [24]

## 2.2 การแบ่งช่องสัญญาณสำหรับการเข้ารหัสเวกเตอร์ (Partitioning for Vector Coding)

เมตริกซ์  $\mathbf{H}$  ที่มีขนาด  $N \times (N + \nu)$  ในสมการที่ (2.2) มีการแยกย่อยค่าเอกฐาน (Singular Value Decomposition : SVD) เป็น

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}[\mathbf{\Lambda} \ \vdots \ \mathbf{0}_{N,\nu}] \mathbf{V}^* \quad (2.7)$$

โดยที่  $\mathbf{U}$  เป็นเมตริกซ์ยูนิทารี (Unitary Matrix) ขนาด  $N \times N$   $\mathbf{V}$  เป็นเมตริกซ์ยูนิทารีขนาด  $(N + \nu) \times (N + \nu)$  และ  $\mathbf{0}_{N,\nu}$  เป็นเมตริกซ์ศูนย์ขนาด  $N \times \nu$   $\mathbf{\Lambda}$  คือเมตริกซ์ทแยง (Diagonal Matrix) ขนาด  $N \times N$  ที่มีค่าเอกฐาน (Singular Value)  $\lambda_k, k = 0, \dots, N$  ตามแนวทแยง ในการเข้ารหัส เวกเตอร์มีการสร้างเซตของช่องสัญญาณที่ขนานกัน  $N$  ช่องโดยการเลือกแถว  $N$  แถวแรกของ  $\mathbf{V}$  เป็นเวกเตอร์ฐานหลักส่ง  $\mathbf{m}_k$  ซึ่งก็คือ  $\mathbf{M} = \mathbf{V}$  และแถวของ  $\mathbf{U}^*$  เป็นเวกเตอร์ฐานหลักรับ  $\mathbf{f}_k$  นั่นคือ  $\mathbf{F} = \mathbf{U}$  เมื่อแทนเวกเตอร์เหล่านี้ลงในสมการที่ (2.5) และให้  $\hat{\mathbf{X}}^m = [\mathbf{X}^{m*}; \mathbf{0}_{1,\nu}]^*$  จะได้ว่า

$$\mathbf{Y}^i = \mathbf{U}^* \mathbf{H} \mathbf{V} \hat{\mathbf{X}}^i + \mathbf{U}^* \mathbf{n}^i \quad (2.8)$$

$$= \mathbf{U}^* \mathbf{U} [\mathbf{\Lambda} \mid \mathbf{0}_{N,\nu}] \mathbf{V}^* \mathbf{V} \hat{\mathbf{X}}^i + \mathbf{U}^* \mathbf{n}^i \quad (2.9)$$

$$= [\mathbf{\Lambda} \mid \mathbf{0}_{N,\nu}] \hat{\mathbf{X}}^i + \mathbf{U}^* \mathbf{n}^i \quad (2.10)$$

$$= \mathbf{\Lambda} \mathbf{X}^i + \mathbf{N}^i \quad (2.11)$$

เนื่องจาก  $\mathbf{U}$  มีลักษณะยูนิทารี จะได้ว่าเวกเตอร์สัญญาณรบกวน  $\mathbf{N}^i$  ก็จะมีลักษณะเกาส์ขาวแบบบวก โดยมีแวลเรียนซ์ต่อมิติเหมือนกับ  $\mathbf{n}^i$  ในกรณีเฉพาะที่ช่องสัญญาณเป็นแบบไร้ความจำดังสมการที่ (2.6) จะได้ว่าสมการที่ (2.11) สามารถแสดงได้เป็นช่องสัญญาณที่อิสระต่อกันได้อีกด้วย นั่นคือ

$$Y_k^i = \lambda_k X_k^i + N_k^i, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.12)$$

จากการวิเคราะห์นี้แสดงให้เห็นว่าการเข้ารหัสเวกเตอร์จะสามารถเลี่ยงผลจาก ISI ได้โดยการเติม 0 เข้าไปใน  $\mathbf{X}^i$  และโดยการใช้เวกเตอร์เอกฐานขวาและซ้ายของเมตริกซ์ของช่องสัญญาณ  $\mathbf{H}$  ซึ่งลักษณะเป็นโทปลิตซ์ (Toeplitz) เป็นเวกเตอร์รับและส่ง ถึงแม้ว่าจะสามารถแสดงได้ว่าการเข้ารหัสเวกเตอร์มีอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนรอบวงสูงสุด (Signal to Noise Ratio : SNR) สำหรับการแบ่งช่องสัญญาณไม่ต่อเนื่องใด ๆ แต่การแบ่งนี้ไม่สามารถนำมาใช้ในการประยุกต์ใช้งานในทางปฏิบัติอันเนื่องมาจากความซับซ้อนที่เกี่ยวข้องในการคำนวณ SVD

### 2.3 การแบ่งช่องสัญญาณสำหรับ DMT และ OFDM (Partitioning for DMT and OFDM)

DMT และ OFDM เป็นวิธีการแบ่งช่องสัญญาณที่ใช้กันมากที่สุด เงื่อนไขที่เทคนิคเหล่านี้เพิ่มเข้าไปในลำดับส่งทำให้ความซับซ้อนของเครื่องส่งและเครื่องรับต่ำกว่ากรณีของการเข้ารหัสเวกเตอร์มาก ทั้ง DMT และ OFDM ใช้เมตริกซ์การแบ่งแบบเดียวกันจะต่างกันแค่ตรงการคำนวณเวกเตอร์ข้อมูล  $\mathbf{X}^i$  ใน OFDM สมาชิกทั้งหมดของเวกเตอร์ข้อมูล  $X_k^i, k = 0, \dots, N-1$  (ซึ่งหมายความว่าเดียวกับช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด) เลือกลงมาจากกระจายตัวแบบ

เดียวกัน ส่วนใน DMT จะมีมอดูเลเตอร์ที่ทำให้ปริมาณพลังงาน  $\mathcal{E}_k$  และจำนวนบิต  $b_k$  ในช่องสัญญาณแต่ละช่องเหมาะสมที่สุดเพื่อให้สมรรถนะโดยรวมสูงสุดสำหรับช่องสัญญาณที่ใช้อยู่ การทำให้เหมาะสมที่สุดเช่นนี้เรียกว่าการโหลด (Loading) โดยปกติ OFDM จะใช้ในการแพร่สัญญาณ (Broadcast) หรือการส่งจุดถึงจุด (Point-to-Point) ในสภาวะแวดล้อมแบบไร้สายที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาอย่างรวดเร็วที่ซึ่งเครื่องรับไม่สามารถป้อนกลับบิตและพลังงานที่เหมาะสมที่สุดได้ OFDM เป็นรูปแบบการมอดูเลตที่ได้รับความนิยมให้ใช้ในการแพร่สัญญาณเสียงดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting) และการแพร่สัญญาณภาพดิจิทัล (Digital Video Broadcasting) [25] และในโครงข่ายพื้นที่ท้องถิ่นความถี่วิทยุสมรรถนะสูง (High Performance Radio Local Area Network : HIPERLAN) ส่วน DMT นั้นตามปกติจะใช้สำหรับการประยุกต์ใช้งานจุดถึงจุดบนช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลาช้า เช่นสายโทรศัพท์ [26] DMT ได้รับความนิยมให้เป็นรูปแบบการมอดูเลตสำหรับสายผู้เช่าดิจิทัลอสมมาตร (Asymmetric Digital Subscriber Line : ADSL) และมาตรฐานสายโทรศัพท์บิดคู่ตีเกลียว (Twisted Pair Telephone Lines Standard)

ในการแบ่งช่องสัญญาณ DMT/OFDM จะจัดเวกเตอร์ส่งหลังจากได้มอดูเลตแล้วให้เป็นไปตามเงื่อนไขบังคับ

$$x_{-k}^m = x_{N-k}^m, \quad k = 1, \dots, v \quad \forall m \quad (2.13)$$

การคัดลอกแซมเปิลจำนวน  $v$  ตัวไปที่ต่อที่ด้านหน้าของสัญลักษณ์นี้ เรียกว่าการแทรกสัญญาณวนเติมเข้าข้างหน้าของสัญลักษณ์ (Cyclic Prefix Insertion) ซึ่งทำให้ได้สมการที่ (2.1) และ (2.2) ใหม่เป็น

$$\begin{bmatrix} y_{N-1} \\ \vdots \\ y_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_0 & h_1 & \cdots & h_v & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h_0 & h_1 & \cdots & h_v \\ h_v & 0 & \cdots & 0 & h_0 & \cdots & h_{v-1} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ h_1 & \cdots & h_v & 0 & \cdots & 0 & h_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N-1} \\ \vdots \\ x_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{N-1} \\ \vdots \\ n_0 \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

และในรูปกระชับเป็น

$$\mathbf{y} = \hat{\mathbf{H}}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (2.15)$$

โดยที่เมตริกซ์  $\hat{\mathbf{H}}$  มีขนาด  $N \times N$  และมีลักษณะหมุนเวียน (Circulant) ซึ่งลักษณะนี้จะทำให้

คำนวณ SVD ของ  $\hat{\mathbf{H}}$  ได้ง่ายมาก

ผลการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องของเวกเตอร์  $\mathbf{w} = [w_0, \dots, w_{N-1}]^T$  ขนาด  $N$  ก็จะได้เวกเตอร์  $\mathbf{W} = [W_0, \dots, W_{N-1}]^T$  ขนาด  $N$  เช่นเดียวกัน และสมาชิกแต่ละตัวเป็นไปตามสมการนี้

$$W_k = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} w_n e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.16)$$

ทำนองเดียวกัน สมการการแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT) เป็นดังนี้

$$w_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} W_k e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad n = 0, \dots, N-1 \quad (2.17)$$

ซึ่ง DFT และ IDFT สามารถเขียนในรูปเมตริกซ์ที่สมมูลกับสมการข้างต้นได้ดังนี้

$$\mathbf{W} = \mathbf{Q}\mathbf{w} \quad (2.18)$$

$$\mathbf{w} = \mathbf{Q}^*\mathbf{W} \quad (2.19)$$

โดยที่  $\mathbf{Q}$  เป็นเมตริกซ์เชิงตั้งฉาก DFT ที่มีสมาชิก  $q_{k,n} = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$  นั่นคือ

$$\mathbf{Q} = \frac{1}{\sqrt{N}} \begin{bmatrix} e^{-j\frac{2\pi}{N}(N-1)(N-1)} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{N}1(N-1)} & 1 \\ e^{-j\frac{2\pi}{N}(N-1)(N-2)} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{N}2(N-1)} & 1 \\ \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ e^{-j\frac{2\pi}{N}(N-1)1} & \dots & e^{-j\frac{2\pi}{N}1 \cdot 1} & 1 \\ 1 & \dots & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

และ  $\mathbf{Q}^*$  คือเมตริกซ์ IDFT เมื่อแทนรูปตัวแปรตามนี้จะสามารถแสดงได้ว่า เมตริกซ์เวียน  $\hat{\mathbf{H}}$  มีการแยกองค์ประกอบเจาะจงดังนี้

$$\hat{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}^* \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q} \quad (2.21)$$

โดยค่าที่อยู่ในแนวทแยงมุมของ  $\mathbf{\Lambda}$  คือ  $\lambda_k = H_k = \text{DFT}\{\mathbf{h}\}$  ดังนั้นเมื่อเลือกคอลัมน์ของ  $\mathbf{Q}^*$  เป็นเวกเตอร์ฐานหลักส่ง ซึ่งก็คือ  $\mathbf{M} = \mathbf{Q}^*$  และแถวของ  $\mathbf{Q}$  เป็นเวกเตอร์ฐานหลักรับ นั่นคือ  $\mathbf{F}^* = \mathbf{Q}$  จะได้ความสัมพันธ์อินพุต-เอาต์พุตดังนี้

$$Y_k^i = H_k X_k^i + N_k^i, \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (2.22)$$

โดยช่องสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็นช่องสัญญาณ AWGN ที่อิสระต่อกัน ข้อดีของโครงสร้าง DMT/OFDM เทียบกับการเข้ารหัสแวกเตอร์มาตรฐานคือ FFT มีความซับซ้อนเชิงการดำเนินการอยู่ในระดับ  $O(N \log_2 N)$  โดยที่  $O(g(x))$  คือขอบเขตบนเชิงเส้นกำกับ:  $O(g(x)) = \{f(x): \text{มีค่าคงที่ค่าบวก } c \text{ และ } x_0 \text{ ที่ทำให้ } 0 \leq f(x) \leq cg(x), \forall x \geq x_0\}$  แต่ในกรณีของเมตริกซ์ทั่วไปจะเป็น  $N^2$  ดังนั้นเครื่องส่ง ( $\mathbf{x}^i = \mathbf{Q}^* \mathbf{X}^i$ ) และเครื่องรับ ( $\mathbf{Y}^i = \mathbf{Q} \mathbf{Y}^i$ ) จึงมีประสิทธิภาพมาก แต่ผลเสียที่เกิดจากการที่ความซับซ้อนลดลงไปอย่างมากเมื่อเทียบกับการเข้ารหัสแวกเตอร์คือประสิทธิภาพที่ลดต่ำลงเล็กน้อยซึ่งเป็นผลมาจากการเพิ่มสัญญาณวนเข้าไป แต่ผลเสียนี้ย่อมมากจนแทบไม่มีผลกระทบแต่อย่างใดเมื่อ  $N \gg \nu$

## 2.4 ลักษณะสัญญาณ MC-CDMA

MC-CDMA เป็นเทคนิคที่มีการผสมผสานระหว่าง การมอดูเลต OFDM และการแผ่ CDMA บนโดเมนความถี่ สัญญาณ MC-CDMA ประกอบไปด้วยสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์เท่ากันจำนวน  $N$  สัญญาณและเมื่อค่า  $F$  เป็น 1 จะมีระยะห่างทางความถี่เป็น  $1/T$  โดยที่  $T$  เป็นช่วงเวลาของสัญญาณ 1 สัญญาณ เนื่องจาก MC-CDMA มีโครงสร้างสัญญาณคล้ายกับ OFDM จึงมีลักษณะที่เหมาะสมสำหรับระบบการสื่อสารที่ต้องการสมรรถนะสูงดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อข้างต้น โครงสร้างสัญญาณแบบนี้ก็มีปัญหาอยู่อย่างหนึ่งซึ่งถือว่าเป็นข้อเสียหลักอยู่คือ มีการเปลี่ยนแปลงรูปทรงคลื่นเป็นช่วงกว้าง เนื่องจากระบบต่าง ๆ ในทางปฏิบัติจะมีการจำกัดกำลังสูงสุดที่ใช้ส่งสัญญาณ ดังนั้นการออกแบบให้ระบบใช้งานได้โดยที่วงจรรขยายทำงานอยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นเท่านั้นจะหมายความว่าวงจรรขยายจะมีจุดทำงานเฉลี่ยต่ำกว่าระดับสูงสุดที่รองรับได้ในความเป็นจริงแล้วเพื่อที่จะไม่ back off วงจรรขยายมากจนเกินไป จำเป็นต้องยอมให้มีการอิมพัลส์ของวงจรรขยายกำลัง หรือการขริบในเครื่องแปลงผันสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (Digital to Analog Converter) บ้าง ในกรณีนี้จะก่อให้เกิดความเพี้ยนจากการมอดูเลตระหว่างสัญญาณ (Inter-Modulation Distortion) ขึ้น ซึ่งจะมีผลไปเพิ่มอัตราความผิดพลาดบิต อีกทั้งยังทำให้สเปกตรัมของสัญญาณที่ส่งออกไปแผ่กว้างขึ้นเป็นผลให้เพิ่มการรบกวนไปยังช่องสัญญาณข้างเคียง ซึ่งในหัวข้อถัดจากนี้ไปจะกล่าวถึงปัญหาของ PAPR และปูพื้นฐานที่จำเป็นในการทำความเข้าใจบทถัดไป

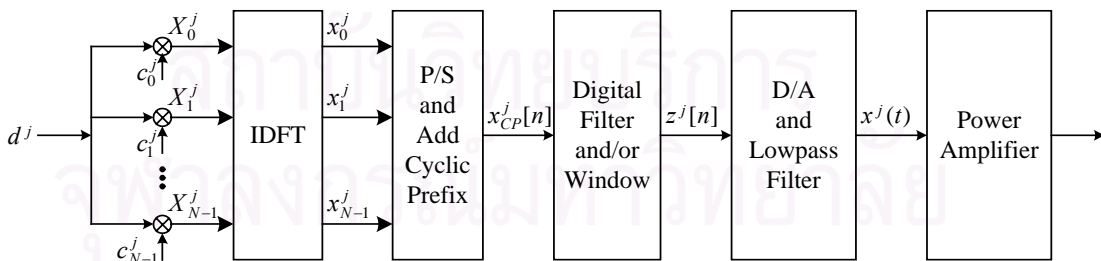
สมการในรูปสัญญาณเบสแบนด์เวลาต่อเนื่อง (Continuous-Time Baseband Representation) ของสัญญาณลักษณะหนึ่ง ๆ เขียนได้ดังนี้

$$x^j(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kt/T} w(t) \quad (2.23)$$

$w(t)$  เป็นวินโดว์รูปสี่เหลี่ยม (Rectangular Window) (โดยทั่วไปมีค่าเป็น 1 ตลอดช่วงเวลา  $[0, T]$ ) และ  $X_k^j$  เป็นสัมประสิทธิ์ย่อยหรือความถี่ย่อยที่  $k$  เพื่อความง่ายในการออกแบบอีควอไลเซอร์สำหรับภาวะที่ช่องสัญญาณเป็นแบบพหุวิถี ระบบจะใส่สัญญาณวนเติมเข้าข้างหน้า (บางที่เรียกว่าช่วงป้องกัน (Guard Interval)) สัมประสิทธิ์ทุกสัมประสิทธิ์ ทำให้อีควอไลเซอร์ทำหน้าที่เพียงแค่ปรับแอมพลิจูดของความถี่แต่ละความถี่เท่านั้นตรงเวลาที่ระยะเวลาที่เป็นผลจากความ เป็นพหุวิถีของช่องสัญญาณรวมกับผลจากฟิลเตอร์ส่งและฟิลเตอร์รับสั้นกว่าความยาวของสัญญาณวน  $T_{CP}$  สัญญาณวนเป็นเพียงแค่ส่วนต่อเติมที่มีลักษณะเป็นรายคาบ (Periodic Extension) ของสัญญาณนั้น ๆ บนช่วงเวลา  $[-T_{CP}, 0]$  ทำให้สัมประสิทธิ์หนึ่งมีความยาวรวมเป็น  $[-T_{CP}, T]$  ดังนั้นสมการที่ (2.23) จึงเปลี่ยนเป็น

$$x_{CP}^j(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kt/T} w_{CP}(t) \quad (2.24)$$

โดยที่  $w_{CP}(t)$  เป็นวินโดว์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความสูง 1 หน่วยบนช่วงเวลา  $[-T_{CP}, T]$  สัญญาณส่งนี้มีแบนด์วิดท์ไม่จำกัดเนื่องจากมีลักษณะทางความถี่จาก  $\text{sinc}(f(T + T_{CP}))$  ที่เกิดจากวินโดว์รูปสี่เหลี่ยม  $w_{CP}(t)$  ในโดเมนเวลา โดยทั่วไปจะใช้ฟิลเตอร์กรองส่วนเกินของแบนด์วิดท์นี้ออกไป ยิ่งไปกว่านั้นเมื่อใช้รูปสมการนี้ การคำนวณ  $x_{CP}^j(t)$  ต้องใช้ฟูรีเยร์เวลาต่อเนื่อง (Continuous Time Fourier Transform : CTFT) ซึ่งทำได้ยากเมื่อใช้อุปกรณ์แอนะล็อก และประมาณได้โดยใช้ฮาร์ดแวร์ทางดิจิทัลเท่านั้น ดังนั้นในทางปฏิบัติแล้วจึงสร้างสัญญาณเบสแบนด์จากการใช้การแปลงฟูรีเยร์ไม่ต่อเนื่องผกผัน (Inverse Discrete Fourier Transform : IDFT) ดังแสดงในแผนภาพในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แผนภาพเครื่องส่ง

เมื่อใช้ IDFT แปลงเวกเตอร์ในโดเมนความถี่  $\mathbf{X}^k$  ไปเป็นเวกเตอร์ในโดเมนเวลาไม่ต่อเนื่องที่มีแซมเปิลห่างกัน  $T/N$   $\mathbf{x}^j = x^j[n] = [x_0^j, \dots, x_{N-1}^j]^T = \text{IDFT}\{\mathbf{X}^j\}$  นั่นคือ

$$\mathbf{x}^j = x^j[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kn/N} w[n] \quad (2.25)$$



โดยที่  $w[n]$  เป็นวินโดว์รูปสี่เหลี่ยมเวลาไม่ต่อเนื่องที่มีความสูง 1 หน่วยบนช่วง  $[0, N]$

ในวิทยานิพนธ์นี้ ดร.รชณี  $[n]$  แทนแซมเปิลตามอัตราในควิสต์ เนื่องจากจำเป็นต้องมีการแซมเปิลเกิน (Oversampling) ในการวิเคราะห์ต่อไป ดังนั้นจึงใช้  $x[n/L]$  แทนการแซมเปิลเกินไป  $L$  เท่า ซึ่งเทคนิคในการแซมเปิลเกิน  $x^j[n/L]$  มีนิยามได้หลายแบบ ในที่นี้เอาต์พุตจาก IDFT ที่ได้แซมเปิลเกินแล้วจะหมายถึงแซมเปิลเกินสมการที่ (2.25) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$x^j[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} w[n/L] \quad (2.26)$$

$$= \text{IDFT}\{\sqrt{L}[X_0^j, X_1^j, \dots, X_{N-1}^j, \underbrace{0, 0, \dots, 0}_{N(L-1)}]^T\} \quad (2.27)$$

$$= \text{IDFT}(\sqrt{L}\mathbf{X}_L^j) \quad (2.28)$$

โดยที่  $w[n/L]$  เป็นวินโดว์ที่มีความสูงเป็น 1 บนช่วง  $n \in [0, NL]$  และ  $\mathbf{X}_L^j$  เป็นเวกเตอร์ที่สัมพันธ์กับแซมเปิลเกินไป  $L$  เท่า ( $L$ -Times Oversampled Equivalent Vector) ซึ่งสร้างได้โดยการแพดซัน (Zero Padding) จำนวน  $N(L-1)$  ค่าเข้าไปใน  $\mathbf{X}^j$

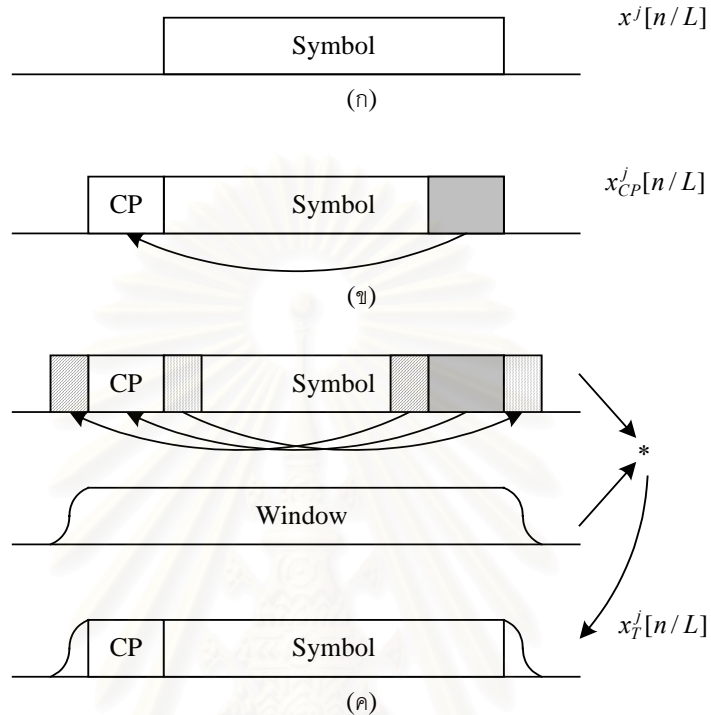
จากนิยามข้างต้น พบว่า  $x^j(nT/NL) = x^j[n/L]$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ตามรูปสมการของ  $\mathbf{X}^j$  ในโดเมนเวลาของ CTFT (2.23) และ DFT (2.26) มีความใกล้เคียงกันมาก นอกจากนี้ดังที่กล่าวไว้ข้างต้นว่าเครื่องส่งต้องเติมสัญญาณวนให้กับแต่ละเวกเตอร์  $\mathbf{x}^j$  เพื่อที่จะลดผลจากการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (ดูรูปที่ 2.2 (ข)) จะได้

$$x_{CP}^j[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} w_{CP}[n/L] \quad (2.29)$$

โดยที่  $w_{CP}[n/L]$  คือวินโดว์รูปสี่เหลี่ยมบนช่วง  $[-vL, NL]$  ความยาวของสัญญาณวนไม่ต่อเนื่องเป็น  $vL$  ซึ่งเทียบกับในโดเมนเวลาต่อเนื่องได้เป็น  $T_{CP} = vT/N$  ลำดับที่แสดงนี้มีแบนด์วิดท์ไม่จำกัดเพราะว่าแอมพลิจูดที่ได้จากการแปลงฟูริเยร์ของวินโดว์รูปสี่เหลี่ยมมีค่าลดลงเพียงเล็กน้อยเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นซึ่งเป็นลักษณะของฟังก์ชันซิงก์ หากมีการจำกัดการรบกวนช่องสัญญาณข้างเคียงอย่างเข้มงวดแล้ว จำเป็นต้องให้เครื่องส่งมีการกรองสัญญาณเพิ่มเติมหรือใช้วินโดว์ที่มีลักษณะโค้งมนไม่เป็นเหลี่ยม ในส่วนของการกรองนั้นสามารถทำได้กับแซมเปิลเวลาไม่ต่อเนื่องก่อนที่จะเข้าสู่ DAC และ/หรือ เอาต์พุตเวลาต่อเนื่องที่ออกจาก DAC ถ้าจำกัดสเปกตรัมให้กับลำดับเวลาไม่ต่อเนื่อง  $x[n/L]$  ด้วยฟิลเตอร์ดิจิทัล  $p[n/L]$  สัญญาณหลังจากที่กรองแล้วเป็นดังสมการ

$$z_F[n/L] = x[n/L] * p[n/L] \quad (2.30)$$

โดยที่ \* เป็นเครื่องหมายแสดงการคอนโวลูชัน (Convolution)



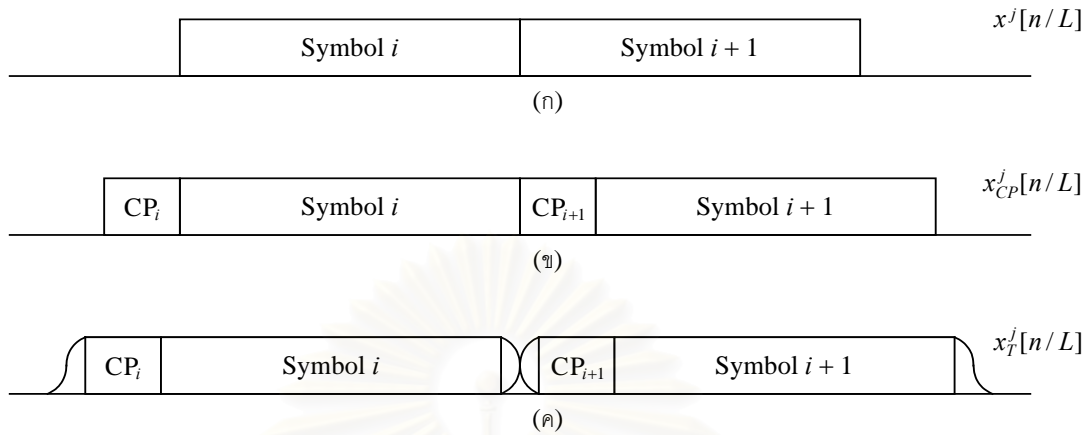
รูปที่ 2.2 สัญลักษณ์หลายคลื่นพาห์ต่าง ๆ (ก) ปกติ (ข) เติมสัญญาณวน (ค) เติมสัญญาณวนและใช้วินโดว์

นอกเหนือจากการกรองแล้ว การใช้วินโดว์ที่มีลักษณะโค้งมนก็ยังเป็นวิธีอีกวิธีหนึ่งที่ช่วยปรับปรุงคุณสมบัติสเปกตรัมให้ดีขึ้น โดยทั่วไป การทำวินโดว์ให้กับสัญลักษณ์หลายคลื่นพาห์จะทำให้ความตึงฉากกันระหว่างคลื่นพาห์หมดไป และส่งผลให้เกิดการรบกวนกันระหว่างคลื่นพาห์ (Inter-Carrier Interference) การสูญเสียความตึงฉากไปสามารถเลี่ยงได้โดยการออกแบบเครื่องส่งให้เพิ่มความยาวของสัญญาณวนและดัดแปลงลำดับวินโดว์รูปสี่เหลี่ยมดังที่กล่าวไว้ใน [27] (ดูรูปที่ 2.2 (ค)) สำหรับกรณีนี้ลำดับส่งจะเปลี่ยนเป็น

$$x_T^j[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} w_T[n/L] \quad (2.31)$$

โดยที่ลำดับวินโดว์ที่มีลักษณะโค้งมน  $w_T[n/L]$ ,  $n = -(v + \beta/2)L, \dots, (N + \beta/2)L$  มีค่าคงที่ตลอดช่วง  $[-vL, NL]$  และมีลักษณะโค้งมนตรงช่วงแฉกเปิด  $\beta L/2$  แรกและ  $\beta L/2$  จากท้ายของสัญลักษณ์ (ดูรูปที่ 2.2 (ค)) โอเวอร์เฮดที่เพิ่มขึ้นจากการทำวินโดว์จะเป็น  $\beta/N$  อันที่จริงส่วนที่โค้งมน  $\beta L/2$  แฉกเปิดสุดท้ายของสัญลักษณ์จะไปเหลื่อมทับกับส่วนที่โค้งมน  $\beta L/2$  แฉกเปิดของสัญลักษณ์ถัดไปดังแสดงในรูปที่ 2.3 (ค) ดังนั้นโอเวอร์เฮดจึงมีจำนวนเป็น  $\beta/2N$  ตัวอย่างเช่นถ้า

$N = 64$  และ  $\beta = 4$  จะมีโอเวอร์เฮดเป็นสัดส่วนร้อยละ 3.125



รูปที่ 2.3 สัญญาณหลายคลื่นพหุจากรูปที่ 2.2 เมื่อส่งอย่างต่อเนื่อง

## 2.5 อัตราส่วนกำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ย (Peak to Average Power Ratio : PAPR)

เนื่องจากต้นทุนของส่วนต่าง ๆ ในเครื่องรับส่งขึ้นอยู่กับข่ายพลวัต (Dynamic Range) ของสัญญาณในสมการที่ (2.23) ถึง (2.31) การหาลักษณะเฉพาะของสัญญาณเหล่านี้จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจ

ตามงานวิจัยต่าง ๆ พบว่าเมื่อ  $N$  มีค่ามาก จะสามารถจำลองสัญญาณหลายคลื่นพหุที่ส่งออกไปในสมการที่ (2.23) ถึง (2.31) โดยประมาณได้ด้วยกระบวนการสุ่มแบบเกาส์ที่ถูกตัดปลาย (Truncated Gaussian Random Process) ซึ่งในส่วนนี้จะกล่าวถึงหลักการของเรื่องนี้เป็นพอสังเขป

ตามปกติ จะใช้ PAPR เป็นตัวบ่งบอกว่าเอนเวโลปของสัญญาณมีขนาดใหญ่เกินไปหรือไม่และใช้เป็นเกณฑ์ในการประเมินระดับของกำลังค่ายอด PAPR ของสัญญาณ  $x_\tau$  โดยที่  $\tau$  ใช้แทนได้ทั้งดรรชนีเวลาต่อเนื่อง  $t$  และดรรชนีเวลาไม่ต่อเนื่อง  $n$  มีนิยามดังนี้

$$\text{PAPR}\{x_\tau\} = \frac{\max_{\tau \in \mathcal{T}} |x_\tau|^2}{E\{|x_\tau|^2\}} \quad (2.32)$$

ในที่นี้  $\max_{\tau \in \mathcal{T}} |x_\tau|^2$  แทนกำลังเอนเวโลปขณะหนึ่งสูงสุด  $E\{|x_\tau|^2\}$  แทนกำลังเฉลี่ยของสัญญาณ และ  $\tau \in \mathcal{T}$  แทนช่วงที่ใช้ประเมินค่า PAPR ซึ่งในที่นี้จะประเมินค่า PAPR ต่อหนึ่งสัญลักษณ์ ยิ่งไปกว่านั้นสมการนี้สามารถใช้หา PAPR ของสัญญาณอื่นนอกจาก  $x_\tau$  ได้ด้วยการแทนสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่อง  $x^j[n/L], x_{CP}^j[n/L], x_T^j[n/L], x_F[n/L]$  หรือรูปคลื่นเวลาต่อเนื่อง  $x^j(t)$

และ  $x_{CP}^j(t)$  ที่ได้นิยามไว้ในหัวข้อที่แล้ว สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ PAPR จะหมายถึง PAPR แบบสแบนด์

นอกจากนี้ยังมีพารามิเตอร์อีกพารามิเตอร์หนึ่งที่ใช้วัดความกระชับ (Compactness) ของสัญญาณ นั่นคือตัวประกอบเครสต์ (Crest Factor : CF) [28] สำหรับสัญญาณหลายคลื่นพาห์  $x_\tau$

$$CF = \frac{A^+ - A^-}{2E_{eff}} \quad (2.33)$$

โดยที่  $A^+$  คือค่าบวกที่มากที่สุด และ  $A^-$  คือค่าลบที่น้อยที่สุด  $E_{eff}$  แทนปริมาณรวมของพลังงานที่อยู่ใน  $x_\tau$  CF มีความสัมพันธ์กับ PAPR ดังนี้

$$CF \approx \sqrt{PAPR} \quad (2.34)$$

PAPR ของสัญญาณหลายคลื่นพาห์ต่าง ๆ ที่ได้นิยามไว้ในหัวข้อที่ 2.4 สามารถคำนวณได้โดยตรงจากสมการที่ (2.32) โดยจะยก  $x^j[n/L]$  ในสมการที่ (2.26) เป็นตัวอย่างในการคำนวณ PAPR จากสมการนี้กำลังค่ายอดจะเป็น

$$\max_n |x^j[n/L]|^2 = \frac{1}{N} \left| \sum_{k=0}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} \right|^2 \leq \frac{1}{N} \left( \sum_{k=0}^{N-1} \max |X_k^j| \right)^2 \quad (2.35)$$

จากความสัมพันธ์ของปาร์เซอวาล (Parseval's Relationship) จะได้กำลังเฉลี่ยเป็น

$$E\{|x^j[n/L]|^2\} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} E\{|X_k^j|^2\} \quad (2.36)$$

ซึ่งจะนำค่านี้มาใช้ในการคำนวณ PAPR ด้วย ในกรณีที่ความถี่ทั้งหมดใช้แผนภาพดาว (Constellation) เดียวกัน ซึ่งพบได้ในระบบหลายคลื่นพาห์ทั่วไป จะสามารถหาลำดับค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยได้โดยง่าย ซึ่งมีค่าดังนี้

$$PAPR\{x^j[n/L]\} \leq N \frac{\max |X_k^j|^2}{E\{|X_k^j|^2\}} \quad (2.37)$$

จากสมการจะเห็นว่า ทั้งสองข้างของสมการจะสามารถมีค่าเท่ากันได้ ตัวอย่างเช่น เมื่อ  $n = 0$  พร้อมกับที่สัญลักษณ์ย่อยทั้งหมดมีเฟสเดียวกัน  $\{X_0^j\} = \arg\{X_k^j\}$ ,  $k = 1, \dots, N-1$  ยิ่งไปกว่านั้นเนื่องจากสัญญาณวนเป็นสัญญาณเดียวกับแฉมเปิดส่วนท้ายของ  $x^j[n/L]$  จำนวน  $nL$  แฉม-

เปิด มันจึงไม่ทำให้กำลังค่ายอดต่อกำลังเฉลี่ยเปลี่ยนแปลงไป และดังนั้น

$$\text{PAPR}\{x_{CP}^j[n/L]\} = \text{PAPR}\{x^j[n/L]\} \leq N \frac{\max |X_k^j|^2}{\text{E}\{|X_k^j|^2\}} \quad (2.38)$$

สมการเหล่านี้ชี้ให้เห็นว่า PAPR เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามจำนวนคลื่นพาห์และแปรผันตาม PAPR ของแผนภาพดาว

เนื่องจากการที่จะส่งสัญญาณหลายคลื่นพาห์เหล่านี้ได้ ขั้นตอนแต่ละขั้นจะต้องสามารถรองรับช่วงสัญญาณ  $\left(-\max_n |x_n|, \max_n |x_n|\right)$  ด้วย ดังนั้นกำลังส่งเฉลี่ยในกรณีที่ไม่มี การขริบเลยจึงมีค่าน้อยกว่ากำลังส่งสูงสุด  $N$  เท่าเป็นอย่างมาก นั้นหมายความว่ายิ่งเพิ่มคลื่นพาห์ ย่อยมากขึ้น ประสิทธิภาพในการใช้กำลังก็จะต่ำลง ดังนั้นจึงควรที่จะมีวิธีในการลด PAPR เพื่อที่จะเพิ่มประสิทธิภาพ ถึงแม้ว่าเมื่อพิจารณาสัญญาณลักษณะทั้งหมดที่เป็นไปได้แล้ว พบว่า  $\max \text{PAPR}\{x^j[n/L]\} \geq N$  แต่ในทางปฏิบัติ สัญญาณลักษณะส่วนใหญ่จะมี  $\text{PAPR}\{x^j[n/L]\} \ll N$  หัวข้อต่อไปเป็นเรื่องเกี่ยวกับการกระจายตัวทางสถิติของ PAPR ของสัญญาณหลายคลื่นพาห์

## 2.6 คุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณหลายคลื่นพาห์ (Statistical Property of Multicarrier Signal)

หัวข้อนี้จะพิจารณาเฉพาะในกรณีที่สัญญาณหลายคลื่นพาห์ในเวลาไม่ต่อเนื่อง ไม่มีการแซมเปิลเกิน ส่วนสำหรับกรณีสัญญาณเมื่อมีการแซมเปิลเกินและสัญญาณเวลาต่อเนื่อง จะกล่าวถึงในหัวข้อที่ 2.7 ใน MC-CDMA บนชายเชื่อมโยงขาขึ้น เมื่อกำหนดให้ใช้รหัสสุ่ม สำหรับผู้ใช้แต่ละราย ซึ่งชิปแต่ละตัวของรหัสสุ่มนั้นมีค่าอยู่ในเซต  $\{1, -1\}$  ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน จะได้ว่าสัญญาณย่อย  $X_k^j$  เป็นแบบตัวแปรสุ่มเอกรูปไม่ต่อเนื่องแบบ i.i.d. ในกรณีเช่นนี้ แซมเปิลสัญญาณ  $x^j[n]$  เกิดจากการรวมกันแบบเชิงเส้นของตัวแปรสุ่มเอกรูปไม่ต่อเนื่อง จำนวน  $N$  ตัว เนื่องจากสัญญาณย่อย  $X_k^j$  เป็นอิสระต่อกัน จะได้ว่าแซมเปิลสัญญาณ  $x^j[n]$  ไม่สหสัมพันธ์กันอีกด้วย ยิ่งไปกว่านั้น ค่า  $N$  โดยปกติจะมีค่ามากอีกด้วย ดังนั้นจากทฤษฎี เซนทรัลลิมิต แซมเปิลสัญญาณ  $x^j[n]$  จึงประมาณได้เป็นแบบเกาส์ ซึ่งนำไปสู่สมมติฐานทั่วไปที่ว่าเมื่อ  $N$  มีค่ามาก แซมเปิลสัญญาณจะมีลักษณะโดยประมาณเป็นตัวแปรสุ่มแบบ i.i.d. จากสมมติฐานนี้ฟังก์ชันการกระจายตัวสะสม (Cumulative Distribution Function) ของตัวแปรสุ่ม PAPR  $\{x^j[n]\}$  มีสมการการกระจายตัวเป็นรูปแบบปิด (Closed Form):

$$\text{Prob}\{\text{PAPR}\{x^j[n]\} < \gamma^2\} = \text{Prob}\left\{\frac{|x^j[0]|^2}{\text{E}\{|x^j[n]|^2\}} < \gamma^2, \frac{|x^j[1]|^2}{\text{E}\{|x^j[n]|^2\}} < \gamma^2, \dots\right\}$$

$$\dots, \frac{|x^j[N-1]|^2}{E\{|x^j[n]|^2\}} < \gamma^2 \} \quad (2.39)$$

$$= \left( \text{Prob} \left\{ \frac{|x^j[n]|^2}{E\{|x^j[n]|^2\}} < \gamma^2 \right\} \right)^N \quad (2.40)$$

CDF ของ  $\text{PAPR}\{x^j[n]\}$  สำหรับกรณีหลายคลื่นพาห้ที่เป็นค่าจริงจะเป็น

$$\text{Prob}\{\text{PAPR}\{x^j[n]\} < \gamma^2\} = (1 - 2Q(\gamma))^N \quad (2.41)$$

โดยที่  $Q(\gamma)$  เป็นฟังก์ชันการกระจายตัวสะสมเติมเต็ม (Complementary Cumulative Distribution Function : CCDF) ของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์หนึ่งหน่วยซึ่งมีนิยามดังนี้

$$Q(\gamma) \stackrel{\text{def}}{=} \frac{1}{2\pi} \int_{\gamma}^{\infty} e^{-x^2/2} dx \quad (2.42)$$

ดังนั้นจะได้ CCDF ของสัญญาณหลายคลื่นพาห้เป็น

$$\text{Prob}\{\text{PAPR}\{x^j[n]\} > \gamma^2\} = 1 - (1 - 2Q(\gamma))^N \quad (2.43)$$

ถึงแม้ว่า PAPR สูงสุดมีค่าเป็น  $10\log(N)$  dB แต่หากสัญญาณมีลักษณะสุ่มเพียงพอ โอกาสที่ PAPR จะมีค่าเท่านี้จะมีน้อยมาก อย่างไรก็ตาม PAPR ของระบบที่ใช้งานจริงตามปกติจะมีค่าต่ำกว่า 15-17 dB เป็นส่วนใหญ่ ซึ่งถือว่าเป็นค่าที่มากอยู่ วิธีการลด PAPR จึงเป็นเรื่องที่น่าสนใจ เป็นผลให้มิจำนวนวิจัยเกี่ยวกับเรื่องนี้จำนวนมาก และในหัวข้อที่ 2.10 ได้สรุปรวมไว้หลายวิธี

## 2.7 ขอบเขตของ PAPR เวลาต่อเนื่องเมื่อใช้แซมเปิลเวลาไม่ต่อเนื่อง (Bound on Continuous-Time PAPR using Discrete-Time Sample)

โดยทั่วไป PAPR ของลำดับเวลาไม่ต่อเนื่องจะเป็นตัวกำหนดความซับซ้อนของวงจรดิจิทัลในแง่ของจำนวนบิตที่ต้องใช้เพื่อให้ได้ระดับสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจากการควอนไทซ์ตามต้องการทั้งในขั้นตอนที่เป็นดิจิทัลและใน DAC ซึ่งในทางปฏิบัติการลด PAPR ในสัญญาณเวลาต่อเนื่องจะเป็นสิ่งที่พบเห็นได้บ่อยกว่า เนื่องจากต้นทุนและการสูญเสียกำลังเป็นความร้อน (Power Dissipation) ในอุปกรณ์แอนะล็อกเป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาในอันดับต้น ๆ แต่ในเมื่อวิธีการลด PAPR ในที่นี้ใช้ได้เพียงกับสัญญาณเวลาไม่ต่อเนื่อง ในหัวข้อนี้จึงจะกล่าวถึงความสัมพันธ์ระหว่าง PAPR เวลาต่อเนื่องและเวลาไม่ต่อเนื่อง ในที่นี้จะถือว่าเอาต์พุตจาก IDFT ได้

รับการแซมเปิลเกินดังที่กล่าวไว้ในสมการที่ (2.25)-(2.29) นั่นคือ  $x^j[n/L] = x^j(nT/NL) = x^j(t)_{t=nT/NL}$  ดังนั้น

$$\max_n |x^j[n/L]| = \max_n |x^j(t)|_{t=nT/NL} \leq \max_t |x^j(t)| \quad (2.44)$$

เนื่องจาก  $E\{|x^j[n/L]|^2\} = E\{|x^j(t)|^2\}$  เป็นผลให้ PAPR เป็นไปตามสมการ

$$\text{PAPR}\{|x^j[n/L]|\} \leq \text{PAPR}\{x^j(t)\} \quad (2.45)$$

พิจารณาเซตของอัตราการแซมเปิลเกิน  $\mathcal{L} = \{L_1, \dots, L_R\}$  ที่

$$L_{r+1} = K_r L_r, \quad r = 1, \dots, R-1 \quad (2.46)$$

โดยเซตของดรรชนี  $\mathcal{K} = \{K_1, \dots, K_R\}$  เป็นเซตของเลขจำนวนเต็มบวกเท่านั้น ในกรณีนี้จะได้ค่าสูงสุดเป็นไปตามสมการ

$$\max |x^j[n/L_r]| \leq \max |x^j[n/L_{r+1}]|, \quad r = 1, \dots, R-1 \quad (2.47)$$

ซึ่งเป็นเพราะว่าลำดับ  $x^j[n/L_{r+1}]$  ครอบคลุมลำดับ  $x^j[n/L_r]$  อยู่ด้วย เนื่องจากกำลังเฉลี่ยมีค่าไม่เปลี่ยนแปลง ค่า PAPR จึงเป็น

$$\text{PAPR}\{x^j[n/L_r]\} \leq \text{PAPR}\{x^j[n/L_{r+1}]\} \quad (2.48)$$

ซึ่งหมายความว่าเมื่ออัตราการแซมเปิลเกินเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนเต็ม PAPR ของสัญลักษณ์ก็จะเพิ่มตามไปด้วย ถ้าอัตราการแซมเปิลเกิน  $\mathcal{L} = \{L_1, \dots, L_R\}$  เป็นไปตามเงื่อนไข  $L_1 \leq \dots \leq L_r \leq \dots \leq L_R$  ซึ่งเป็นกรณีทั่วไป แซมเปิลที่ได้จะแตกต่างกันและการเรียงลำดับจะไม่เป็นเช่นเดิม แต่ CCDF จะยังคงเป็นไปตามสมการ

$$\text{Prob}\{\text{PAPR}\{x^j[n/L_r]\} \geq \gamma\} \leq \text{Prob}\{\text{PAPR}\{x^j[n/L_{r+1}]\} \geq \gamma\} \quad (2.49)$$

## 2.8 ลักษณะของความไม่เป็นเชิงเส้นไร้ความจำ (Description of Memoryless Nonlinearity)

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองไม่เชิงเส้นบางชนิดที่ใช้กันอยู่ทั่วไปในงานวิจัย เพื่อใช้แทนอุปกรณ์ที่ทางกายภาพมีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น ส่วนหัวข้อที่ 2.9 เป็นเรื่องผลกระทบในเชิงลบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม (Power Spectral Density)

: PSD) และ BER ในระบบหลายคลื่นพาหะที่ไม่มีการลด PAPR

ให้  $g(\cdot)$  แทนฟังก์ชันไม่เชิงเส้น สัญญาณส่งออกที่เพี้ยนไปจะเป็น

$$\mathbf{x}^g = g(\mathbf{x}) \quad (2.50)$$

โดยที่  $\mathbf{x}$  แทนทั้งลำดับเวลาไม่ต่อเนื่องของแซมเปิล  $\mathbf{x}[n/L]$  และสัญญาณเวลาต่อเนื่อง  $\mathbf{x}(t)$

เพื่อที่จะให้การวิเคราะห์ง่ายขึ้น ในที่นี้จะอนุมานว่าใช้ความไม่เป็นเชิงเส้นแบบไร้ความจำ เป็นผลให้สามารถลดรูปสมการที่ (2.50) เป็นสมการสเกลาร์ได้ ซึ่งการอนุมานเช่นนี้ใช้กันในงานวิจัยบ่อยครั้ง เนื่องจากอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นที่ใช้กันส่วนมาก เช่นวงจรมัดค่า (Limiter) และวงจรมอดูเลชันกำลังสูงนั้นสามารถจำลองให้อยู่ในจำพวกอุปกรณ์ไร้ความจำได้ อย่างไรก็ตามหลักการที่จะได้พบต่อไปนี้ส่วนใหญ่สามารถขยายความให้รวมไปถึงอุปกรณ์ที่จำได้ โดยใช้การปรับแต่งเพียงเล็กน้อย ถ้าขั้นตอนเป็นแบบไม่เชิงเส้นที่ไร้ความจำนั้นกระทำอยู่กับแซมเปิลเวลาไม่ต่อเนื่อง สามารถแสดงเอาต์พุตได้ดังนี้

$$x^g[n] = g(x[n]) \quad (2.51)$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้าขั้นตอนแบบไม่เชิงเส้นนั้นกระทำอยู่กับสัญญาณเวลาต่อเนื่อง สัญญาณที่เพี้ยนไปสามารถแสดงได้ดังนี้

$$x^g(t) = g(x(t)) \quad (2.52)$$

ในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่ขยายสัญญาณ (Non-Expansive) ที่มีค่าความอิมพัลส์สูงสุดเป็น  $A$  คุณสมบัติไม่ขยายสัญญาณนั้นสามารถเขียนในเชิงคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$|g(x)| \leq |x|, \quad \forall x \quad (2.53)$$

และอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นใด ๆ ที่แทนได้ด้วยฟังก์ชันต่อเนื่อง  $f$  และมีอัตราขยายสูงสุด  $\alpha > 0$  ที่ตรงตามเงื่อนไข  $|f(x)| \leq \alpha|x|$  จะสามารถเขียนสมการได้เป็น  $f = \alpha g$  โดยที่  $g$  มีคุณสมบัติไม่ขยายสัญญาณ ดังนั้นการขยายไม่เชิงเส้นใด ๆ จึงสามารถแยกองค์ประกอบได้เป็นวงจรมอดูเลชันเชิงเส้นในอุดมคติที่มีอัตราขยาย  $\alpha$  ตามด้วยอุปกรณ์ที่ไม่ขยายสัญญาณซึ่งแทนด้วย  $g$  อุปกรณ์ไม่เชิงเส้นในทางปฏิบัติส่วนใหญ่ก็มีคุณสมบัติการอิมพัลส์อีกด้วย ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$|g(x)| \leq A, \quad \forall x \quad (2.54)$$

มีส่วนประกอบในเครื่องรับส่งเป็นจำนวนมากที่มีลักษณะไม่เชิงเส้น ในส่วนนี้จะ



กล่าวถึงแบบจำลองที่ใช้กันทั่วไปที่ใช้จำลองความไม่เป็นเชิงเส้นของทั้ง DAC/ADC และ วงจรขยายกำลัง ต้นกำเนิดหลักของความเพี้ยนใน DAC และ ADC คือควอนไทเซอร์ [29] เพื่อความสะดวกในการประเมินการควอนไทซ์จะแทนสัญญาณอินพุตเชิงซ้อนในระบบพิกัดแบบคาร์ทีเซียนดังนี้

$$x = \Re\{x\} + j\Im\{x\} \quad (2.55)$$

เมื่อใช้รูปสมการแบบนี้ ลักษณะเฉพาะอินพุต-เอาต์พุตในอุดมคติของควอนไทเซอร์เอกรูปคือ

$$Q(u) = \begin{cases} \Delta \text{round}(u / \Delta), & |u| \leq A \\ A \text{sign}(u), & |u| > A \end{cases} \quad (2.56)$$

โดยที่  $u$  แทน  $\Re\{x\}$  หรือ  $\Im\{x\}$  ขนาดขั้นบันได (Step Size) ของการควอนไทซ์คือ  $\Delta$  และระดับการอิมิตัวเป็น  $A$  สมการนี้เป็นลักษณะของควอนไทเซอร์ปัดเศษ (Rounding Quantizer) ที่มีการอิมิตัว [29] ควอนไทเซอร์แบบอื่น ๆ (อาทิเช่น แบบที่ใช้การตัดปลาย (Truncation) แทนการปัดเศษหรือการล้น (Overflow) เมื่อมีการอิมิตัว) พบได้ในงานวิจัยทั่วไปและอยู่นอกเหนือขอบเขตของวิทยานิพนธ์นี้

โดยปกติลักษณะไม่เชิงเส้นส่วนใหญ่ในโดเมนเวลาต่อเนื่องเกิดจากวงจรรขยายกำลังสูง (High Power Amplifier : HPA) สำหรับ HPA ไม่เชิงเส้นส่วนใหญ่แล้ว เป็นการสะดวกที่จะแทนสัญญาณในระบบพิกัดเชิงขั้วดังนี้

$$x = |x| e^{j\arg\{x\}} = \rho e^{j\phi} \quad (2.58)$$

ดังนั้นแอมพลิจูดเชิงซ้อนของสัญญาณเอาต์พุตเป็นดังนี้

$$g(x) = F[\rho] e^{j(\phi + \Phi[\rho])} \quad (2.59)$$

โดยที่  $F[\rho]$  และ  $\Phi[\rho]$  แทนลักษณะเฉพาะการแปลงผัน AM/AM และ AM/PM ของความไม่เชิงเส้นแบบไร้ความจำตามลำดับ แบบจำลองที่ใช้แทนวงจรรขยายไม่เชิงเส้นกันมากที่สุด [30] ได้แก่

### 2.8.1 วงจรจำกัดค่าอย่างละเอียด (Soft Limiter : SL)

ลักษณะไม่เชิงเส้น AM/AM และ AM/PM ของวงจรรจำกัดค่าอย่างละเอียดเขียนเป็นสมการเป็นได้ดังนี้

$$F[\rho] = \begin{cases} \rho, & \rho \leq A \\ A, & \rho > A \end{cases} \quad (2.60)$$

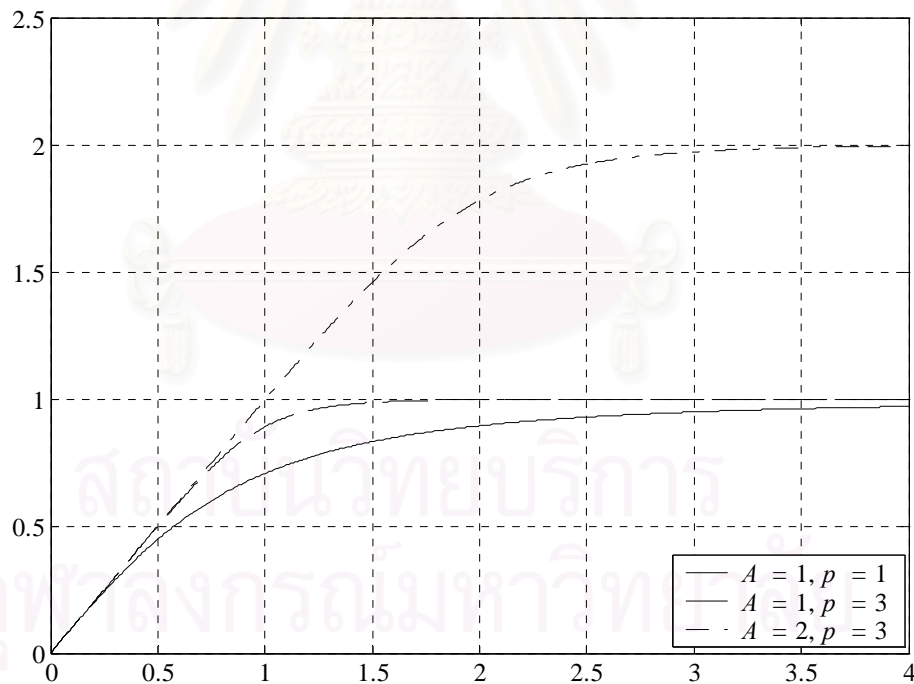
$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.61)$$

เนื่องจากองค์ประกอบ AM/PM เป็นศูนย์จึงเขียนลักษณะไม่เชิงเส้นของตัวจำกัดค่าอย่างละเอียดใหม่ได้เป็น

$$g(x) = \begin{cases} x, & |\rho| \leq A \\ Ae^{j\phi}, & |\rho| > A \end{cases} \quad (2.62)$$

ถึงแม้ว่าองค์ประกอบทางกายภาพส่วนใหญ่ไม่แสดงให้เห็นถึงลักษณะที่มีส่วนที่เป็นเชิงเส้นเช่นนี้ แต่ SL สามารถเป็นแบบจำลองได้ค่อนข้างดีถ้ามีการทำให้ส่วนประกอบที่ไม่เชิงเส้นนั้นเป็นเชิงเส้นเสียก่อนโดยใช้ตัวทำให้เพี้ยนก่อน (Predistorter) [31]

### 2.8.2 วงจรขยายกำลังโซลิดสเตต (Solid State Power Amplifier : SSPA)



รูปที่ 2.4 แบบจำลองของแอมพลิฟายเออร์

รูปที่ 2.4 แสดงแบบจำลองของแอมพลิฟายเออร์ (Rapp's Model) [10] ซึ่งใช้จำลอง SSPA มีความสัมพันธ์ของอินพุต-เอาต์พุตเป็นดังนี้

$$F[\rho] = \frac{\rho}{\left[1 + \left(\frac{\rho}{A}\right)^{2p}\right]^{1/2p}} \quad (2.63)$$

$$\Phi[\rho] = 0 \quad (2.64)$$

โดยที่พารามิเตอร์  $p$  เป็นตัวควบคุมความเรียบของส่วนที่เปลี่ยนจากบริเวณที่เป็นเชิงเส้นไปเป็นบริเวณที่จำกัดค่าหรืออิ่มตัว เมื่อ  $p \rightarrow \infty$  แบบจำลอง SSPA จะมีลักษณะโดยประมาณเป็น SL ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้แบบจำลองนี้เป็นหลัก และใช้ค่า  $p = 3$  ซึ่งเป็นค่าทั่วไปของ SSPA [10]

### 2.8.3 หลอดคลื่นเคลื่อนที่ (Traveling-Wave Tube : TWT)

ลักษณะ AM/AM และ AM/PM ของ TWT ตามแบบจำลองของซาเลห์ (Saleh) [32] คือ

$$F[\rho] = \frac{\rho}{1 + (\rho/2A)^2} \quad (2.65)$$

$$\Phi[\rho] = \frac{\pi}{3} \frac{\rho^2}{\rho^2 + 4A^2} \quad (2.66)$$

แบบจำลองทั้งหมดที่ได้กล่าวมานี้มีคุณสมบัติไม่ขยายสัญญาณและมีแอมพลิจูดของสัญญาณเอาต์พุตสูงสุดเป็น  $A$

## 2.9 ผลกระทบของความไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสมรรถนะของระบบ (Effect of Nonlinearity on System Performance)

เนื่องจากปริมาณของความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นขึ้นอยู่กับอัตราส่วน  $A^2/E\{|x|^2\}$  โดยที่  $A^2$  คือกำลังเอาต์พุตสูงสุดจากอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นและ  $E\{|x|^2\}$  เป็นพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณอินพุต ดังนั้นจึงนิยามพารามิเตอร์ที่เรียกว่า Input Backoff (IBO) เป็นดังนี้

$$IBO = 10 \log_{10} \left( \frac{A^2}{E\{|x|^2\}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (2.67)$$

และค่านี้ยังเป็นตัวกำหนดจุดทำงานของวงจรขยาย โดยการใช้อัตรา IBO ความเพี้ยนที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขยายจะลดลง แต่อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพในการใช้งานวงจรขยายกำลังก็จะลดต่ำลง ในทำนองเดียวกันจึงนิยามพารามิเตอร์ที่เรียกว่า Output Back Off เป็นดังนี้

$$\text{OBO} = 10 \log_{10} \left( \frac{A^2}{E\{|g(x)|^2\}} \right) \quad [\text{dB}] \quad (2.68)$$

ซึ่งเป็นเกือบทุกกรณีที่กำลังเอาต์พุตจะน้อยกว่ากำลังอินพุตสำหรับความไม่เป็นเชิงเส้นที่ไม่ขยายสัญญาณใด ๆ อย่างไรก็ตามถ้าสัญญาณหลายคลื่นพาหะมีช่วงอยู่ในบริเวณที่เป็นเชิงเส้นของอุปกรณ์อยู่เกือบตลอดเวลา กำลังทั้งสองแบบนี้จะมีค่าใกล้เคียงกันมาก และจะได้ว่า  $\text{IBO} \approx \text{OBO}$

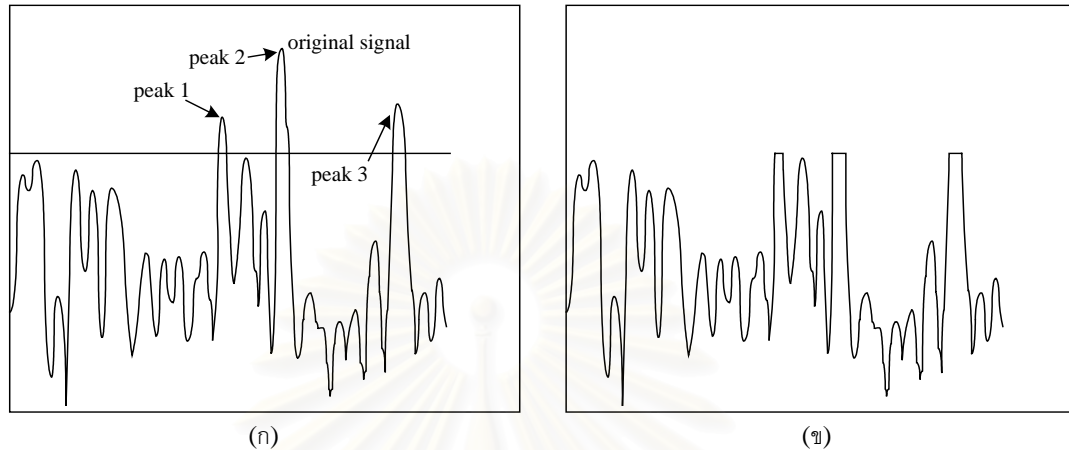
ถ้าสัญญาณใด ๆ ตามที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 2.4 มีความเพี้ยนไม่เชิงเส้นเกิดขึ้น ส่งผลให้ระบบมีลักษณะ PSD ที่เลวลงและมี BER เพิ่มขึ้น กล่าวคือสัญญาณเอาต์พุตจะมีลักษณะของความเพี้ยนการมอดูเลตระหว่างสัญญาณ ส่งผลให้เกิดพลังงานขึ้นที่ความถี่นอกแบนด์วิดท์ที่ได้จัดสรรไว้ให้ เรียกปรากฏการณ์นี้ว่าการเติบโตใหม่ของสเปกตรัม (Spectral Regrowth) ในการประยุกต์ใช้งานหลาย ๆ อย่าง ผู้ใช้ต้องแบ่งใช้สเปกตรัมร่วมกัน ซึ่งผู้ใช้อาจต้องใช้ IBO ค่าสูงหรือใช้การกรองต่อจากอุปกรณ์ไม่เชิงเส้น การกรองหลังจาก HPA อาจมีต้นทุนสูงได้และมีหลาย ๆ กรณีที่ใช้การลดกำลังส่งให้ต่ำลงโดยยอมให้มี BER เพิ่มขึ้น

## 2.10 เทคนิคสำหรับการลด PAPR (Techniques for PAPR Reduction)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงเทคนิคสำหรับการลด PAPR ที่น่าสนใจบางเทคนิคที่งานวิจัยต่าง ๆ เสนอมา งานวิจัยในเรื่องการลด PAPR สำหรับการส่งข้อมูลหลายคลื่นพาหะ (ที่ตั้งฉากกัน) มีมาได้ไม่นานนัก และจะเห็นว่าไม่มีการเสนอเทคนิคในการลด PAPR เลยจนกระทั่งกลางทศวรรษที่ 90 แต่ถ้านับจำนวนงานวิจัยที่มีผู้เสนอมาถือได้ว่ามีงานวิจัยเกิดขึ้นเป็นจำนวนมาก ซึ่งเป็นการยากที่จะแบ่งประเภทงานวิจัยเหล่านี้ออกเป็นกลุ่มได้โดยง่ายหรือจะสรุปเทคนิคเหล่านี้ภายในไม่กี่หน้าโดยที่ไม่ต้องกล่าวถึงภาพโดยคร่าวของวิธีการบางวิธีที่น่าสนใจ การแบ่งประเภทที่จะกล่าวถึงต่อไปนี้ถือได้ว่าเป็นที่ยอมรับกันมากที่สุด ซึ่งจะแบ่งวิธีต่าง ๆ ออกเป็นการลด PAPR โดยมีความเพี้ยน และการลด PAPR โดยไม่มีความเพี้ยน สำหรับเทคนิคในกลุ่มแรกนั้น เครื่องส่งจะไม่ได้รับการออกแบบมาให้ใช้กับช่วง PAPR สูงสุดและสัญญาณลักษณะที่ส่งออกไปจะมีลักษณะผิดเพี้ยนไป วิธีพวกนี้ทำให้ BER เลวลงและจะกล่าวถึงในรายละเอียดในหัวข้อที่ 2.10.1 ส่วนวิธีในกลุ่มหลังจะไปลด PAPR ก่อนที่จะถึงอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นโดยไม่ไปเพิ่ม BER ซึ่งจะกล่าวถึงวิธีพวกนี้ในหัวข้อที่ 2.10.2 วิธีในกลุ่มนี้โดยปกติจะลด PAPR ได้มากกว่าโดยที่อัตราข้อมูลมีค่าต่ำลง

## 2.10.1 การลด PAPR ที่มีความเพี้ยน (PAPR Reduction with Distortion)

### การขริบโดยจงใจ (Deliberate Clipping) [7, 8]

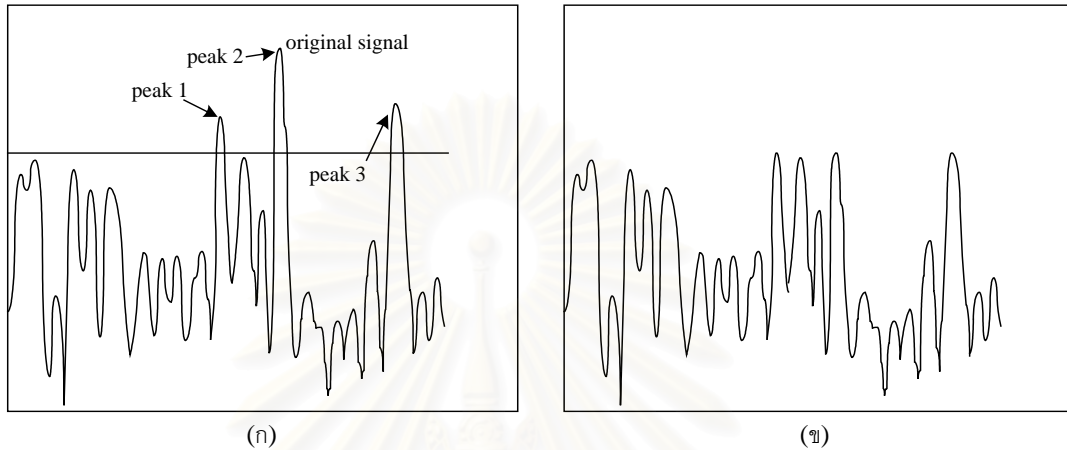


รูปที่ 2.5 (ก) สัญญาณก่อนการขริบ (ข) สัญญาณหลังการขริบ

วิธีที่ง่ายที่สุดที่จะลด PAPR ของลำดับส่งหลายคลื่นพาคือการขริบสัญญาณที่เครื่องส่งให้อยู่ในระดับที่ต้องการ ซึ่งการขริบนี้สามารถกระทำได้กับแอมป์ไม่ต่อเนื่องก่อนที่จะเข้า DAC หรือทำได้โดยการออกแบบ DAC และ/หรือวงจรขยายด้วยระดับอิมิตัวที่ต่ำกว่าขั้วพลวัตของสัญญาณ วิธีการนี้ใช้กันอย่างแพร่หลายเนื่องจากค่ายอดที่สูงมีโอกาสเกิดขึ้นต่ำมาก การขริบจึงอาจเป็นเทคนิคที่มีประสิทธิภาพในการลด PAPR แม้ว่าจะเป็นที่รู้กันว่าเป็นกระบวนการไม่เชิงเส้นและอาจทำให้เกิดความเพี้ยนในแถบ (In Band Distortion) ซึ่งทำให้สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตเลวลง และเกิดสัญญาณรบกวนนอกแถบ (Out of Band Noise) ซึ่งจะไปลดสมรรถนะเชิงสเปกตรัมลง มีงานที่ได้รับการตีพิมพ์จำนวนมากที่หาปริมาณความเสื่อมถอย (Degradation) ของสัญญาณหลายคลื่นพาค้นเนื่องมาจากความไม่เชิงเส้น ตัวอย่างเช่น [33] ซึ่งเป็นงานวิจัยในช่วงเริ่มแรกที่หาปริมาณนี้สำหรับกรณีที่มีสัญญาณหลายคลื่นพาคือเป็นค่าจริง (เบสแบนด์) และ [8] สำหรับค่าเชิงซ้อน (พาสแบนด์) งานวิจัยทั้งหมดนี้อนุมานว่าความไม่เชิงเส้นเป็นวงจรจำกัดค่าอย่างละเอียดในอุดมคติ แล้วจึงคำนวณหาความเสื่อมถอยของ SNR และ PSD ของสัญญาณที่ถูกขริบหรือถูกจำกัด ในส่วนของการแผ่พลังงานนอกแถบสามารถลดได้ด้วยการกรองหลังจากความไม่เชิงเส้น แต่อย่างไรก็ตามฟิลเตอร์ที่ต้องใช้ต่อจากวงจรขยายกำลังสูงอาจมีต้นทุนสูงมากได้ ในทางปฏิบัติแล้วจะทำการขริบและการกรองก่อนที่จะถึง HPA แต่ในกรณีนี้สัญญาณรบกวนทั้งหมดที่เกิดจากการขริบจะไปตกอยู่ในสเปกตรัมของแถบข้อมูลจึงไม่สามารถตัดสัญญาณรบกวนนี้ออกไปได้ด้วยการกรอง เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการเกิดการเคลือบแฝง (Aliasing) จึงต้องแซมเปิลเกิน (Oversample) สัญญาณดิจิทัลโดยการเติมจุดศูนย์และทำ

IDFT ที่ยาวขึ้น แล้วจึงกรองหลังจากการขริบเพื่อที่จะลดผลของสัญญาณรบกวนนอกแถบที่เกิดจากการขริบอย่างไรก็ตามหลังจากการกรองแล้ว PAPR อาจกลับมามีค่าสูงได้ [7]

### การทำวินโดว์ให้กับค่ายอด (Peak windowing) [9, 27]



รูปที่ 2.6 (ก) สัญญาณก่อนการทำวินโดว์ให้กับค่ายอด (ข) สัญญาณหลังการทำวินโดว์ให้กับค่ายอด

อีกวิธีหนึ่งจะเป็นการทำวินโดว์ให้กับค่ายอด ซึ่งวิธีนี้จะใช้วินโดว์ทางเวลาทำให้ขั้นตอนการขริบมีลักษณะราบเรียบ วิธีนี้จะไปลดการแผ่พลังงานนอกแถบแต่ BER ก็เพิ่มตามไปด้วย ในวิธีนี้จะมีการคูณค่ายอดของสัญญาณที่มีความมากด้วยวินโดว์รูปร่างต่าง ๆ โดยวินโดว์นั้นต้องมีคุณสมบัติเชิงสเปกตรัมที่ดี เนื่องจากมีการคูณสัญญาณด้วยวินโดว์ในโดเมนเวลา ดังนั้นในโดเมนความถี่จึงเป็นการคอนโวลูชัน (Convolution) ระหว่างสเปกตรัมของสัญญาณกับสเปกตรัมของวินโดว์ ในทางอุดมคติวินโดว์ควรจะมีความถี่แคบที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ แต่ในทางกลับกันวินโดว์ไม่ควรจะมีช่วงเวลาที่ยาวเกินไปในโดเมนเวลา เนื่องจากวินโดว์นี้จะไปส่งผลกระทบต่อสัญญาณส่วนอื่น ๆ ซึ่งจะส่งผลให้อัตราความผิดพลาดของบิตสูงขึ้น ฟังก์ชันวินโดว์ที่เหมาะสม [9] ได้แก่วินโดว์โคไซน์ (Cosine) ไกเซอร์ (Kaiser) และเกาส์เซียน (Gaussian) วิธีนี้มี BER และสัญญาณรบกวนนอกแถบน้อยกว่าวิธีแรก

แต่อย่างไรก็ตามสำหรับช่องสัญญาณทั่วไปแล้วไม่มีวิธีใดเลยที่ช่วยลดการเพิ่มขึ้นของ BER การเพิ่มขึ้นของ BER นี้ อาจแก้ไขได้ด้วยรหัสปรับแก้ความผิดพลาด (Error Correcting Code) แต่ก็ต้องแลกกับการที่อัตรารหัสประสิทธิภาพลดลง ความซับซ้อนที่สูงขึ้นของทั้งฝั่งเครื่องส่งและฝั่งเครื่องรับและเวลาประวิงของระบบที่เพิ่มขึ้น

### 2.10.2 การลด PAPR ที่ไม่มีความเพี้ยน (Distortionless PAPR Reduction)

วิธีประเภทนี้จะลด PAPR ของสัญญาณก่อนที่จะถึงอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นโดยไม่ไป

เพิ่ม BER เทคนิคการลด PAPR โดยไม่มีความเพี้ยนเท่าที่มีมา แบ่งออกได้เป็น 3 กลุ่มใหญ่ ๆ: การเข้ารหัส (Coding) การทำให้พารามิเตอร์ไม่ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุด (Discrete Parameter Optimization) (หรือการแทนสัญญาณหลายรูปแบบ (Multiple Signal Representation)) และการทำให้พารามิเตอร์ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุด (Continuous Parameter Optimization)

### การเข้ารหัส (Coding)

มีเวกเตอร์เฟสแบบโครงสร้าง (Structure Phase Vector) บางชนิดที่ทำให้สัญลักษณ์หลายคลื่นพามี PAPR ค่าต่ำ ได้แก่ เฟสนิวแมน (Newman Phase) [28] เฟสซาปิโรและรูดีน (Shapiro and Rudin Phase) [28] ลำดับเติมเต็มโกเลย์ (Golay Complementary Sequence) [34] และ เฟสนาราฮาชิ (Narahashi Phase) [35] ในกรณีที่จะทำให้จำนวนบิตต่อสัญลักษณ์หลายคลื่นพามีค่าสูงที่สุดนั้นจะต้องมีเวกเตอร์เฟสหรือคำรหัสจำนวนมากซึ่งในทางอุดมคติจะเป็นสัดส่วนกับ  $2^N$  ใน [34] ผู้เขียนแสดงให้เห็นว่าลำดับเติมเต็มโกเลย์ให้สัญลักษณ์หลายคลื่นพามี PAPR ต่ำมาก (เบสแบนด์เชิงซ้อน 3 dB หรือเท่ากับพาสแบนด์ 6 dB) ซึ่งมีการศึกษาวิธีเหล่านี้เพิ่มเติมใน [36] แต่อย่างไรก็ตามข้อเสียของรหัสเหล่านี้คือมีจำนวนจำกัด กล่าวคือจำนวนของบิตต่อสัญลักษณ์หลายคลื่นพามีเป็นสัดส่วนกับ  $\log_2 N$  ซึ่งหมายความว่าสัญลักษณ์หลายคลื่นพามีที่เป็นไปได้จะมีจำนวน  $2^{K \log_2 N} = N^K \ll 2^N$  เนื่องจากอัตรารหัสเป็นสัดส่วนกับ  $(\log_2 N)/N$  วิธีเหล่านี้จึงไม่เหมาะสมเมื่อ  $N > 32$  ใน [37] ผู้เขียนแสดงให้เห็นว่าสามารถเพิ่มเซตของคำรหัสโดยยอมให้ PAPR เพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า เซตของสัญลักษณ์ที่ได้จะใหญ่ขึ้นแต่ยังคงเป็นสัดส่วนกับ  $\log_2 N$  อยู่ ข้อดีของวิธีการเข้ารหัสคือวิธีนี้จะให้ความสามารถในการปรับแก้ความผิดพลาดด้วย

เนื่องจากเทคนิคการเข้ารหัสทั้งหมดเท่าที่มีส่งผลให้เซตของสัญลักษณ์ที่เป็นไปได้เล็กมาก จึงมีการค้นหาสัญลักษณ์ที่มีค่า PAPR ต่ำอย่างละเอียดครอบคลุม (Exhaustive) เกิดขึ้น [38] วิธีเหล่านี้ทำให้ค่า PAPR ลดไปเยอะมาก แต่อย่างไรก็ตามความซับซ้อนที่จำเป็นในการค้นหาและเก็บคำรหัสเหล่านี้เพิ่มขึ้นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลตามจำนวนคลื่นพามีย่อย และดังนั้นจึงไม่เหมาะสมเมื่อ  $N > 16$  ตามจริงแล้วจำนวนของสัญลักษณ์ที่ต้องค้นหาคือ  $M^N$  โดยที่  $M$  เป็นขนาดของแผนภาพดาว ตัวอย่างเช่น เมื่อใช้แผนภาพดาวของการมอดูเลตแบบแอมพลิจูดควอดเรเจอร์ (Quadrature Amplitude Modulation : QAM) ที่เล็กที่สุด ซึ่งก็คือ 4QAM จำนวนของสัญลักษณ์หลายคลื่นพามีที่ต้องค้นหาเมื่อ  $N = 32$  จะอยู่ในระดับ  $10^{18}$  ตัว

นอกจากนี้ได้มีการเสนอเวกเตอร์เฟสแบบเหมาะสมที่สุด (Optimized Phase

Vector) โดยใช้อัลกอริธึมวนซ้ำไม่เชิงเส้นจำนวนมากในการทำให้สัญญาณมีค่า PAPR ต่ำ [39] ถึงแม้ว่าเทคนิคเหล่านี้ให้ค่า PAPR ต่ำจริง แต่โดยปกติต้องใช้เวลาคำนวณเข้ามาเกี่ยวข้องเป็นอย่างมาก อย่างไรก็ตามสามารถใช้การคำนวณเพียงแค่ครั้งเดียวต่อความยาวเวกเตอร์แต่ละค่า และสามารถเก็บเวกเตอร์เฟสไว้ใช้ต่อไปได้

### การทำให้พารามิเตอร์ไม่ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุด (Discrete Parameter Optimization)

ค่าว่าการทำให้พารามิเตอร์ไม่ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุดในที่นี้จะหมายถึงวิธีการลด PAPR ทั้งหมดที่สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\min_s \text{PAPR}\{T^s(x^j[n/L])\}, \quad s = 1, \dots, S \quad (2.69)$$

โดยที่  $S$  เป็นจำนวนของรูปแบบการแปลง (Transformation) ที่เป็นไปได้ของสัญลักษณ์ การที่จะนำสัญลักษณ์เหล่านี้ไปใช้ได้จริง การแมปต้องสามารถแปลงกลับได้และควรที่จะคงความน่าเชื่อถือของข้อมูลไว้ นั่นคือ BER ของเวกเตอร์ข้อมูล  $X_k^j$  มีค่าไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก ในวิธีเหล่านี้โดยส่วนใหญ่เครื่องส่งต้องสื่อสารรูปแบบการแปลงที่ใช้ให้เครื่องรับรับรู้ด้วย ดังนั้นเทคนิคพวกนี้จึงต้องส่งข้อมูลโอเวอร์เฮดเพิ่มขึ้นจำนวน  $\log_2(S)$  บิตไปเป็นข่าวสารเพิ่มเติม (Side Information) เทคนิคที่ง่ายที่สุดตามโครงสร้างนี้พบได้ใน [40] ซึ่ง  $T^s$  จะเป็นเพียงแค่การดำเนินการสเกล:

$$T^s(x^j[n/L]) = \alpha_s x^j[n/L] \quad (2.70)$$

โดยที่เซตสเกลาร์มีค่าอยู่ในช่วง  $0 < \alpha_s \leq 1$  โดยพื้นฐานแล้วเทคนิคพวกนี้จะไปลดทอนสัญลักษณ์เมื่อกำลังค่ายอดมีค่าสูงกว่าจุดเริ่มเปลี่ยนที่ได้ตั้งไว้ วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายแต่ BER จะมีค่าสูงขึ้นเนื่องจากตัวประกอบการสเกลจะไปลด SNR ที่เครื่องรับ

เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงไม่ให้ BER แ่ลง จึงได้มีผู้วิจัยจำนวนมากเสนอรูปแบบการแปลงตามการเลื่อนเฟสของสัญลักษณ์ย่อยพร้อม ๆ กัน นั่นคือ

$$T^s(\mathbf{X}^j) = [T_0^s(X_0^j), \dots, T_k^s(X_k^j), \dots, T_{N-1}^s(X_{N-1}^j)] \quad (2.71)$$

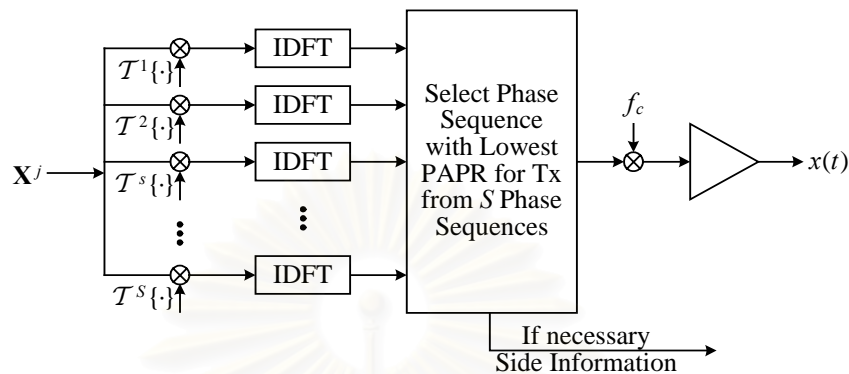
$$= [e^{j\phi_0^s} X_0^j, \dots, e^{j\phi_k^s} X_k^j, \dots, e^{j\phi_{N-1}^s} X_{N-1}^j] \quad (2.72)$$

มีผู้เขียนบางท่านได้เสนอพจน์เฟสสุ่มเทียม [11, 29, 41, 42, 43] ขึ้น ถ้าเลือกพจน์เฟสมาอย่างสุ่มเทียม สัญลักษณ์ต่าง ๆ ในโดเมนเวลาที่ได้จะมี PAPR ที่เป็นอิสระต่อกันโดย



ประมาณ ในที่นี้จะนำเทคนิคจาก [11] มากล่าวเป็นพอสั่งเขป

### การแมปเลือก Selective Mapping (SLM)



รูปที่ 2.7 วิธีแมปเลือก

ในวิธี SLM มีการสร้างลำดับเป็นอิสระต่อกันในทางสถิติ  $S$  ลำดับจากข้อมูลเดียวกัน และเลือกลำดับที่ให้ค่า PAPR ต่ำที่สุดส่งออกไป จากรูปที่ 2.7 ลำดับ  $S$  ลำดับถูกสร้างขึ้นมาโดยการคูณลำดับข้อมูลด้วยลำดับสุ่มที่มีความยาว  $N$  บิตจำนวน  $S$  ลำดับ ถ้า CCD ของลำดับเดิมเป็น  $\text{Prob}\{\text{PAPR} > \text{PAPR}_0\}$  ดังนั้น CCD ของลำดับที่ดีที่สุดจะเป็น  $(\text{Prob}\{\text{PAPR} > \text{PAPR}_0\})^S$  ดังนั้นในทางทฤษฎีสามารถทำให้โอกาสที่ PAPR มีค่าเกินจุดเริ่มเปลี่ยนบางค่ามีค่าน้อยที่สุดที่เป็นไปได้โดยต้องเพิ่มความซับซ้อนขึ้น ในการนำข้อมูลกลับมา เครื่องรับจำเป็นต้องรู้ว่าใช้ลำดับใดคูณเข้าไป ซึ่งทำได้โดยการส่งข่าวสารเพิ่มเติมตามไปด้วยเป็นผลให้สูญเสียแบนด์-วิดท์ไปเล็กน้อย ประโยชน์ที่สำคัญของวิธีนี้คือสามารถใช้ได้กับคลื่นพหุย่อยจำนวนเท่าใดก็ได้และแผนภาพดาวขนาดเท่าใดก็ได้

ใน [11] ใช้คลื่นพหุย่อย 128 คลื่น และ  $S = 4$  ด้วยค่าที่เลือกมาจากเซต  $\{\pm 1, \pm j\}$  พบว่าวิธีนี้ทำให้ร้อยละ 1 ของ PAPR (ร้อยละ 1 ของบล็อกที่ส่งไปทั้งหมดที่มีค่า PAPR สูงเกินค่าหนึ่ง) ลดลงไปมากกว่า 2 dB ค่าในลำดับแต่ละลำดับควรจะเป็นค่าในเซต  $\{\pm 1, \pm j\}$  เนื่องจากการเลื่อนเฟสไปเป็นจำนวนเท่าของ  $\pi/2$  ทำได้ง่ายโดยไม่ต้องใช้การคูณแต่อย่างใด [13]

ข้อจำกัดของเทคนิคเหล่านี้คือ สำหรับรูปแบบการแปลงแต่ละรูปจะต้องคำนวณ DFT ใหม่ส่งผลให้ความซับซ้อนของเครื่องส่งในกรณีที่เลขที่สูงสุดเพิ่มเป็นสัดส่วนกับ  $S$  เพื่อที่จะไม่ให้มีความซับซ้อนสูงจึงมีผู้เขียนบางท่านเสนอรูปแบบการแปลงเฟสแบบมีโครงสร้าง [12, 43, 44] ซึ่งรูปแบบการแปลงเหล่านี้ใช้ประโยชน์จากคุณสมบัติของ DFT เพื่อที่จะไม่ต้องคำนวณ IDFT

ใหม่สำหรับรูปแบบการแปลง  $T^s$  แต่ละรูปแบบ ซึ่งเป็นเทคนิคที่วิทยานิพนธ์นี้จะนำมาใช้และจะกล่าวถึงในบทที่ 3

นอกเหนือจากนี้ยังได้มีการเสนอวิธีการลด PAPR ที่น่าสนใจอื่น ๆ ที่ตรงตามเงื่อนไขในสมการที่ (2.69) (ตัวอย่างเช่น [45]) แต่วิธีการเหล่านี้อยู่นอกเหนือขอบเขตของวิทยานิพนธ์นี้

### การทำให้พารามิเตอร์ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุด (Continuous Parameter Optimization)

คำว่าทำให้พารามิเตอร์ต่อเนื่องเหมาะสมที่สุดในที่นี้จะหมายถึงวิธีการลด PAPR ทั้งหมดที่สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\min_{\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_G} \text{PAPR}\{\bar{x}^j[n/L]\} \quad (2.73)$$

โดยที่

$$\bar{x}^j[n/L] = \mathcal{F}(\mathbf{X}^j, \gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_G) \quad (2.74)$$

และ  $\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_G$  เป็นพารามิเตอร์ค่าจริง นั่นคือสัญลักษณ์ที่ส่งออกไปเป็นฟังก์ชันของสัญลักษณ์เดิมและเซตของพารามิเตอร์ในการออกแบบซึ่งต้องทำให้ค่านี้เหมาะสมที่สุด วิธีการประเภทนี้พบได้ใน [46] ใน [46] นี้ผู้เขียนได้เสนอวิธีการลด PAPR โดยใช้การทำให้เวกเตอร์เฟสค่าจริง  $\{\phi_0, \phi_1, \dots, \phi_{N_g-1}\}$  ในสมการต่อไปนี้เป็นเหมาะสมที่สุด

$$\bar{x}^j[n/L] = \frac{1}{\sqrt{N}} \left( e^{j\phi_0} \sum_{k=0}^{N_g-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} + e^{j\phi_1} \sum_{k=N_g}^{2N_g-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} + \dots + e^{j\phi_{N_g-1}} \sum_{k=N-N_g}^{N-1} X_k^j e^{j2\pi kn/NL} \right) w[n/L] \quad (2.75)$$

### บทที่ 3

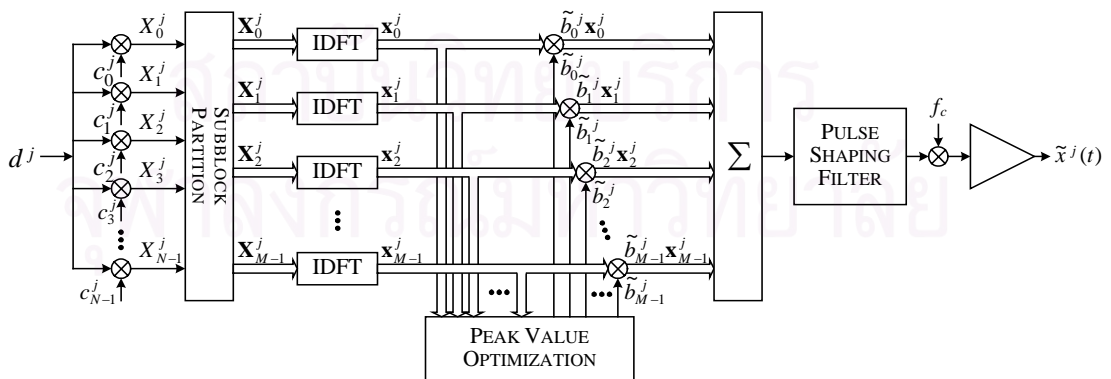
#### ระบบและเครื่องรับที่นำเสนอ

ข้อเสียหลักประการหนึ่งของแบบแผนหลายคลื่นพาห้คือมีค่า PAPR ที่สูงมากดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่แล้ว เนื่องจาก MC-CDMA เป็นแบบแผนหลายคลื่นพาห้ จึงมีข้อด้อยเช่นเดียวกัน มีผู้เสนอวิธีในการลด PAPR มากมายหลายแบบ หนึ่งในวิธีที่ลด PAPR ได้มากที่สุดได้แก่เทคนิค PTS แต่อย่างไรก็ดี มีการประเมินสมรรถนะของเทคนิคนี้เฉพาะบนข่ายเชื่อมโยงขา

ด้วยเหตุนี้วิทยานิพนธ์นี้จึงเสนอวิธีที่จะลดค่า PAPR ของสัญญาณ MC-CDMA บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นโดยนำเอาเทคนิค PTS มาใช้ แต่เมื่อนำมาใช้บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นจะมีการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของรหัสเกิดขึ้น ซึ่งจะมีผลต่อการรบกวนระหว่างผู้ใช้และ BER ตามลำดับดังนั้นจึงนำเครื่องรับต่าง ๆ ที่มีแนวโน้มที่จะจัดการผลที่เกิดขึ้นนี้ได้ดีมาใช้ และประเมินสมรรถนะของระบบ

ในบทนี้จะแบ่งออกเป็น 3 ส่วน ส่วนแรกจะกล่าวถึงระบบ MC-CDMA บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นที่มีการนำเอาเทคนิค PTS มาใช้ ส่วนที่สองเป็นการวิเคราะห์ลักษณะของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้เทคนิค PTS ซึ่งนำไปสู่ส่วนที่ 3 ซึ่งเป็นการดัดแปลงเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ให้เหมาะกับเครื่องส่งที่ใช้

#### 3.1 เทคนิคลำดับส่งย่อยบนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Partial Transmit Sequences in Uplink)



รูปที่ 3.1 แบบจำลองเครื่องส่งที่ใช้เทคนิค PTS

รูปที่ 3.1 แสดงแบบจำลองเครื่องส่งที่ใช้เทคนิค PTS ในวิธี PTS มีการแบ่งบล็อกข้อมูลออกเป็นบล็อกย่อยแล้วรวมบล็อกย่อยเพื่อลด PAPR ให้มีค่าน้อยที่สุด ในกรณีของข่าย-

เชื่อมโยงขาขึ้นนั้นเทคนิค PTS ต้องใช้กับสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนแยกกัน ไม่ใช่สัญญาณรวมของผู้ใช้ทุกคนดังในกรณีข่ายเชื่อมโยงขาลง ดังนั้นในกรณีเทคนิค PTS บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้นนั้น จะมีการแบ่งเวกเตอร์คลื่นพาร์ย่อยของผู้ใช้แต่ละคนออกเป็นเวกเตอร์ย่อย  $M$  เวกเตอร์  $\mathbf{X}_m^j$ ,  $m = 0, \dots, M-1$  โดยให้เวกเตอร์แต่ละเวกเตอร์ไม่มีสมาชิกคลื่นพาร์ย่อยอยู่ในตำแหน่งเดียวกัน ตามหลักแล้วจำนวนของคลื่นพาร์ย่อยที่อยู่ในบล็อกย่อยต่าง ๆ จะมีเท่าใดก็ได้ แต่ตามใน [12] พบว่า ถ้าให้บล็อกย่อยแต่ละบล็อกมีจำนวนคลื่นพาร์ย่อยเท่ากันจะให้ผลไม่ต่างกันและคำนวณได้ง่ายกว่า เมื่อกำหนดคลื่นพาร์ย่อยให้อยู่ในบล็อกใดบล็อกหนึ่งแล้ว ตำแหน่งเดียวกันที่อยู่ในบล็อกอื่น ๆ จะมีค่าเป็นศูนย์ เขียนเป็นสมการได้

$$\mathbf{X}^j = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{X}_m^j \quad (3.1)$$

ในที่นี้ กำหนดให้บล็อกย่อยแต่ละบล็อกมีขนาดเท่ากันหมด จากนั้นให้นำหนักกับบล็อกย่อยแต่ละบล็อกจะได้

$$\tilde{\mathbf{X}}^j = \sum_{m=1}^M b_m^j \mathbf{X}_m^j \quad (3.2)$$

โดยที่  $\{b_m^j, m = 1, 2, \dots, M\}$  เป็นตัวประกอบการหมุนเฟส (Phase Rotation Factor) ซึ่งเป็นค่าเชิงซ้อนและ  $|b_m^j| = 1$  ซึ่งตัวประกอบการหมุนเฟสนี้ทำหน้าที่หมุนเฟสของคลื่นพาร์ย่อยในบล็อกที่  $m$  ไปเป็นมุม  $\arg\{b_m^j\}$  เท่ากันทั้งหมด

การคำนวณค่า PAPR สามารถทำได้เพียงในโดเมนเวลาเท่านั้น ดังนั้นการคำนวณค่า PAPR จึงต้องทำการคูณตัวประกอบการหมุนเฟสเข้าไปในโดเมนความถี่ และแปลงให้อยู่ในโดเมนเวลา (โดยใช้ IDFT) สำหรับเซตของตัวประกอบการหมุนเฟสแต่ละรูปแบบ เมื่อมีรูปแบบของตัวประกอบการหมุนเฟสหลายแบบจึงต้องเสียเวลาในการคำนวณเพิ่มมากขึ้นตามลำดับ แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อนำความเป็นเชิงเส้นของ DFT มาใช้ จะสามารถลดเวลาที่เสียไปในขั้นตอนนี้ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{x}}^j &= \text{IDFT}\{\tilde{\mathbf{X}}^j\} \\ &= \text{IDFT}\left\{\sum_{m=0}^{M-1} b_m^j \mathbf{X}_m^j\right\} \\ &= \sum_{m=0}^{M-1} b_m^j \text{IDFT}\{\mathbf{X}_m^j\} \end{aligned}$$

$$\tilde{\mathbf{x}}^j = \sum_{m=0}^{M-1} b_m^j \mathbf{x}_m^j \quad (3.3)$$

เรียก  $\mathbf{x}_m^j = \text{IDFT}\{\mathbf{X}_m^j\}$  โดยที่  $m = 0, \dots, M-1$  ว่าลำดับส่งย่อย (Partial Transmit Sequence) ซึ่งลำดับเหล่านี้ตั้งฉากกันทั้งหมด ด้วยสมการสมมูลที่ (3.3) นี้ทำให้สามารถทำการหาค่า PAPR ที่ต่ำที่สุดโดยเกี่ยวข้องกับโดเมนเวลาเพียงอย่างเดียวได้

จากนั้นจึงเลือกตัวประกอบการหมุนเฟสที่ให้ค่า PAPR ของ  $\tilde{\mathbf{x}}$  มีค่าน้อยที่สุดมาใช้ เซตของตัวประกอบการหมุนเฟสที่เหมาะสมที่สุดเป็นไปตามสมการ

$$\{\tilde{b}_0^j, \dots, \tilde{b}_{M-1}^j\} = \arg \min_{\{b_0^j, \dots, b_{M-1}^j\}} \left\{ \max_{n=0, \dots, N-1} \left| \sum_{m=0}^{M-1} b_m^j x_{m,n}^j \right| \right\} \quad (3.4)$$

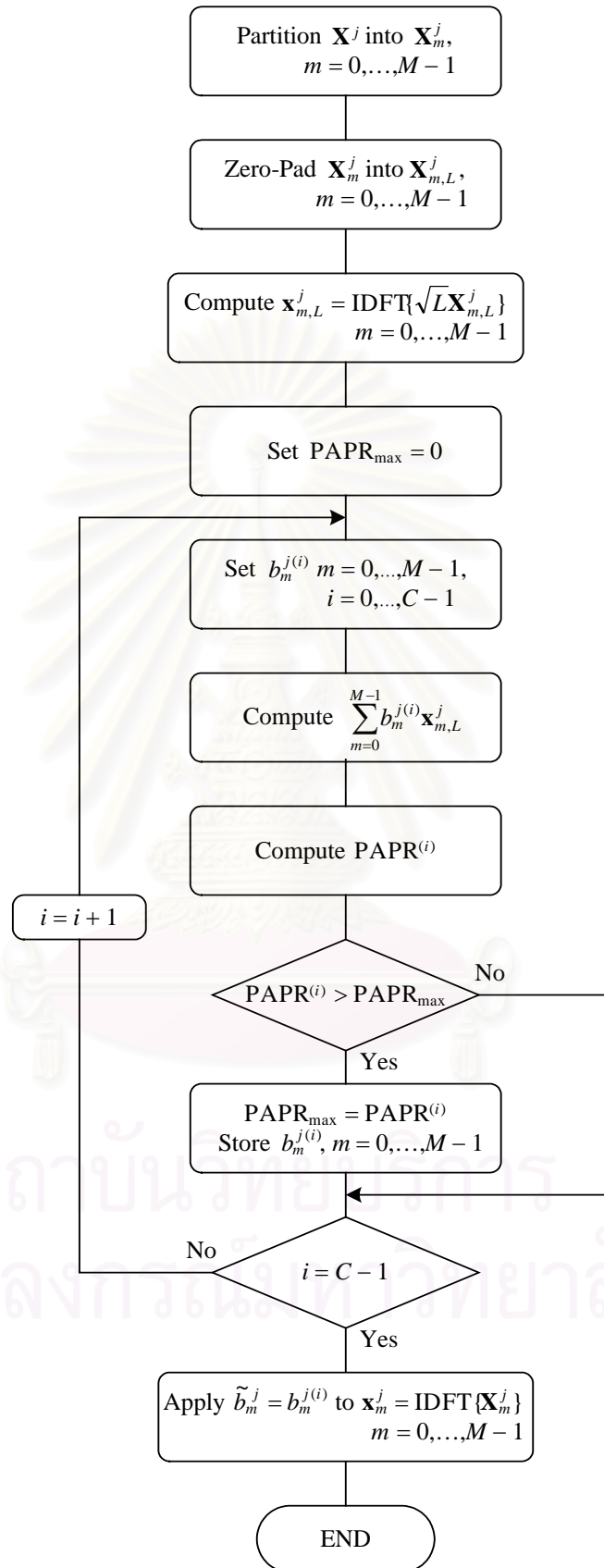
โดยที่  $x_{m,n}^j$  คือสมาชิกตัวที่  $n$  ของเวกเตอร์  $\mathbf{x}_m^j$  จากสมการนี้จะได้ ลำดับส่งที่เหมาะสมที่สุดดังสมการ

$$\tilde{\mathbf{x}}^j = \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j \mathbf{x}_m^j \quad (3.5)$$

ซึ่งจะมีค่า PAPR สำหรับเวลาไม่ต่อเนื่องต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ รูปที่ 3.2 แสดงผังขั้นตอน (Flowchart) โดยสรุปของเทคนิค PTS แชนเปิดแต่ละตัวในลำดับส่งนี้จะห่างกันเท่ากับ  $T_c$  โดยที่  $T_c = T/N$  ในวิธี PTS เครื่องรับต้องรู้วิธีการสร้างสัญญาณที่ส่งออกมาเช่นเดียวกับเทคนิค SLM ทำให้ต้องสูญเสียประสิทธิภาพลงเล็กน้อยในการส่งข่าวสารเพิ่มเติมเกี่ยวกับตัวประกอบการหมุนเฟสด้วย แต่เมื่อนำมาใช้กับระบบ MC-CDMA ในรูปที่ 3.1 จะพบว่าไม่จำเป็นต้องส่งข่าวสารเพิ่มเติมแต่อย่างใด ซึ่งกล่าวถึงที่มาในหัวข้อที่ 3.2 ทำยที่สุดจึงส่งแชนเปิดสมาชิกตัวที่  $n$  ของเวกเตอร์  $\tilde{\mathbf{x}}^j$  ซึ่งก็คือ  $\tilde{x}_n^j$  โดยใช้การมอดูเลตทางแอมพลิจูดของพัลส์ (Pulse Amplitude Modulation : PAM) ดังนั้นสัญญาณเวลาต่อเนื่อง (Continuous Signal) ที่ออกจากเครื่องส่งในรูปแบบแบนด์เบนด์เชิงซ้อนจะเป็น

$$\tilde{x}^j(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{x}_n^j p(t - nT_c) \quad (3.6)$$

โดยที่  $p(t - nT_c)$  คือผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์จัดรูปพัลส์ (Pulse Shaping Filter) ใด ๆ



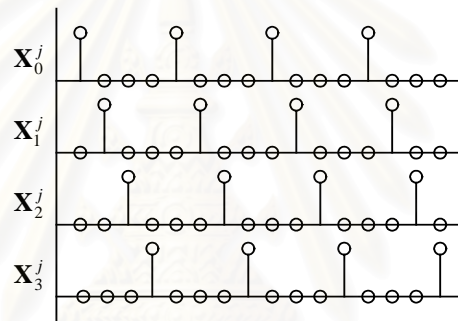
รูปที่ 3.2 ผังขั้นตอนของ PTS

### 3.1.1 แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย (Subblock Partition Scheme : SPS) [14]

การแบ่งบล็อกย่อยสำหรับเทคนิค PTS เป็นวิธีการแบ่งคลื่นพารีย์ย่อยเป็นบล็อกย่อยที่มีสมาชิกเป็นคลื่นพารีย์ย่อยที่ไม่ซ้ำกันหลาย ๆ บล็อก โดยทั่วไปสามารถแบ่งประเภทได้เป็น 3 ประเภทได้แก่ วางสลับ (Interleaved) ประชิด (Adjacent) และสุ่ม (Random)

ในกรณีการแบ่งบล็อกย่อยแบบวางสลับ จะรวมคลื่นพารีย์ย่อยที่ระยะห่างทุก ๆ  $M$  มาไว้ในบล็อกย่อยเดียวกัน

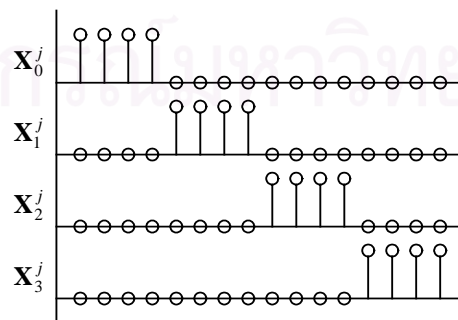
$$X_{m,k}^j = \begin{cases} X_k^j, & k = m + nM, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{M} - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.7)$$



รูปที่ 3.3 แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยแบบวางสลับ

ส่วนในกรณีการแบ่งบล็อกย่อยแบบประชิด จะรวมคลื่นพารีย์ย่อยจำนวน  $N/M$  คลื่นพารีย์ที่อยู่ติดกันมาไว้ในบล็อกย่อยเดียวกัน

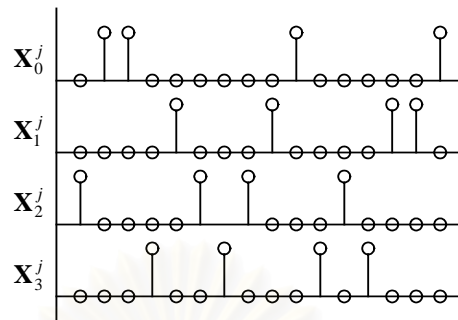
$$X_{m,k}^j = \begin{cases} X_k^j, & k = mM + n, n = 0, 1, \dots, \frac{N}{M} - 1 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (3.8)$$



รูปที่ 3.4 แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยแบบประชิด

และสุดท้ายในกรณีการแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มเทียม จะรวมคลื่นพารีย์ย่อยอย่าง

สุ่มจำนวน  $N/M$  คลื่นมาไว้ในบล็อกย่อยหนึ่ง ๆ



รูปที่ 3.5 แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่ม

รูปที่ 3.3-3.5 แสดงตัวอย่างของการจัดสรรคลื่นพาห่อย่อยแบบต่าง ๆ  $\mathbf{X}_m^j$  สำหรับ  $0 \leq m \leq M - 1$  โดยที่  $M$  และ  $N$  มีค่าเป็น 4 และ 16 ตามลำดับ โดยที่พัลส์แต่ละลูกแทนตำแหน่งของคลื่นพาห่อย่อยที่แอดคทีฟในบล็อกย่อยแต่ละบล็อก จากรูปพบว่าถ้ามีคลื่นพาห่อย่อยที่  $k$  ใน  $\mathbf{X}_0^j$  แอดคทีฟ แถบย่อยที่  $k$  ในบล็อกย่อยอื่น ๆ จะไม่แอดคทีฟ นั่นคือไม่มีสัญญาณที่ตำแหน่งที่  $k$  ใน  $\mathbf{X}_1^j$ ,  $\mathbf{X}_2^j$  และ  $\mathbf{X}_3^j$

### 3.1.2 ความซับซ้อน

สำหรับเทคนิค PTS นี้ สมรรถนะทางด้าน PAPR จะดีขึ้นเมื่อจำนวนบล็อกย่อยเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามความซับซ้อนเชิงการคำนวณก็เพิ่มขึ้นแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$C = \text{ceil}\left\{\frac{\text{Number of Admitted Angles}}{2}\right\} (\text{Number of Admitted Angles})^{M-1} \quad (3.9)$$

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบความซับซ้อนที่ค่าจำนวนเฟสที่ใช้และจำนวนบล็อกย่อยต่าง ๆ

		จำนวนบล็อกย่อย ( $M$ )		
		2	4	8
จำนวนเฟสที่ใช้	2	2	8	128
	3	6	54	4374
	4	8	128	32768
	5	15	375	234375
	8	32	2048	8388608

โดยที่  $\text{ceil}\{\cdot\}$  แทนการปัดเศษขึ้น ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบความซับซ้อนที่ค่าจำนวนเฟสที่ใช้และจำนวนบล็อกย่อยต่าง ๆ ตัวอย่างเช่นถ้าจำนวนเฟสที่ใช้เป็น 2 และใช้บล็อกย่อย 4 บล็อกจะได้ค่า  $C$  เป็น 8 ซึ่งอันที่จริงแล้วหากต้องการใช้รูปแบบเฟสทั้งหมดที่เป็นไปได้ค่านี้อาจจะเป็น  $2^4 = 16$



แต่เนื่องจากรูปแบบเฟสทั้งหมดเมื่อจำนวนเฟสที่ใช้เป็น 2 จะมีส่วนซ้ำกันครึ่งหนึ่งต่างกันแค่ตรงเครื่องหมายบวกหรือลบซึ่งจะทำให้ได้ค่า PAPR เท่ากัน จึงสามารถตัดครึ่งนั้นทิ้งไปได้ (ดูตารางที่ 3.2 ประกอบ) ในกรณีที่จำนวนเฟสที่ใช้เป็นค่าอื่น ก็สามารถวิเคราะห์จำนวนของรูปแบบเฟสที่เป็นไปได้ได้ในทำนองเดียวกัน อย่างไรก็ตามได้มีผู้เสนอการลดความซับซ้อนในการคำนวณนี้ขึ้นมาหลายวิธี ซึ่งผล PAPR ที่ได้ก็ไม่ใช่ว่าที่ต่ำที่สุดแต่ยังให้สมรรถนะอยู่ในระดับที่ดี การลดความซับซ้อนนี้อยู่นอกเหนือขอบเขตของวิทยานิพนธ์นี้ ซึ่งรายละเอียดสามารถพบได้ใน [14, 17]

ตารางที่ 3.2 รูปแบบเฟสเมื่อจำนวนบล็อกย่อยเป็น 4 และจำนวนเฟสเป็น 2

บล็อกที่ 0	บล็อกที่ 1	บล็อกที่ 2	บล็อกที่ 3
0	0	0	0
0	0	0	$\pi$
0	0	$\pi$	0
0	0	$\pi$	$\pi$
0	$\pi$	0	0
0	$\pi$	0	$\pi$
0	$\pi$	$\pi$	0
0	$\pi$	$\pi$	$\pi$
$\pi$	0	0	0
$\pi$	0	0	$\pi$
$\pi$	0	$\pi$	0
$\pi$	0	$\pi$	$\pi$
$\pi$	$\pi$	0	0
$\pi$	$\pi$	0	$\pi$
$\pi$	$\pi$	$\pi$	0
$\pi$	$\pi$	$\pi$	$\pi$

จำนวนบิตที่ต้องใช้ในการส่งข่าวสารเพิ่มเติมต่อสัญลักษณ์เมื่อใช้เทคนิค PTS ในการลด PAPR จะเป็น

$$R = \log_2 \left( \text{ceil} \left\{ \frac{\text{Number of Admitted Angles}}{2} \right\} (\text{Number of Admitted Angles})^{M-1} \right) \quad (3.10)$$

### 3.1.3 เครื่องรับ

สัญญาณหลังจากที่ผ่านช่องสัญญาณเฟดดิ้ง และได้รับผลจาก AWGN เมื่อมาถึงเครื่องรับและแปลงกลับไปในโดเมนความถี่ด้วย DFT เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\mathbf{Y} = \sum_{j=0}^{K-1} \mathbf{H}^j A^j \tilde{\mathbf{X}}^j + \mathbf{N} \quad (3.11)$$

จากนั้นเครื่องรับจะทำหน้าที่คูณตัวประกอบการหมุนเฟสกลับเข้าไป ดังนี้

$$\mathbf{Y}^j = \begin{bmatrix} b_0^{j*} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & b_1^{j*} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \dots & 0 & b_{N-1}^{j*} \end{bmatrix} \mathbf{Y} \quad (3.12)$$

หรือในรูปกระชับเป็น

$$\mathbf{Y}^j = \text{diag}\{[b_0^{j*}, b_1^{j*}, \dots, b_{N-1}^{j*}]\} \mathbf{Y} \quad (3.13)$$

โดยที่

$$b_{k+m\frac{N}{M}}^{j*} = \tilde{b}_m^{j*}, \quad k = 0, 1, \dots, \frac{N}{M} - 1 \quad (3.14)$$

ซึ่งเป็นกรณีที่แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยเป็นแบบประชิด ส่วนในกรณีที่มีการแบ่งบล็อกย่อยแบบอื่น ๆ ก็ใช้หลักการที่สอดคล้องกัน จากนั้นจึงนำ  $\mathbf{Y}^j$  ไปประมวลผลต่อตามชนิดของเครื่องรับที่ใช้ ซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 1.6-1.9 แล้วเป็นพอดังเขป ในที่นี้จะยกตัวอย่างกรณีที่เครื่องรับเป็นดีคอร์ดรีเลเตอร์ แมตซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้เกณฑ์ MRC แมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้ที่  $j$  ให้ค่าตัวแปรตัดสินใจของผู้ใช้ที่  $j$  ดังนี้

$$\begin{aligned} y^j &= (\mathbf{H}^j \mathbf{c}^j)^H \mathbf{Y}^j \\ &= A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} |H_k^j|^2 + \sum_{i=0, i \neq j}^{K-1} A^i d^i \sum_{k=0}^{N-1} (H_k^{j*} c_k^{j*} b_k^{j*} H_k^i b_k^i c_k^i) + N^j \end{aligned} \quad (3.15)$$

จากนั้นดีคอร์ดรีเลเตอร์จะนำเอาต์พุตจากแมตซ์ฟิลเตอร์มาประมวลผลต่อโดยการคูณด้วยส่วนกลับของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ ดังนี้

$$\mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} = [\mathbf{H}^0 \mathbf{c}^0 \quad \mathbf{H}^1 \mathbf{c}^1 \quad \dots \quad \mathbf{H}^{K-1} \mathbf{c}^{K-1}]^H [\mathbf{H}^0 \mathbf{c}^0 \quad \mathbf{H}^1 \mathbf{c}^1 \quad \dots \quad \mathbf{H}^{K-1} \mathbf{c}^{K-1}] \mathbf{y} \quad (3.16)$$

จากนั้นจึงนำเอาต์พุตที่ได้ไปตัดสินใจหาสัญลักษณ์ที่ผู้ใช้ส่งมา

### 3.2 รหัสเฟส (Phase Code)

พิจารณาสัญญาณของผู้ใช้หนึ่ง ๆ

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}^j &= \text{IDFT} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j \mathbf{X}_m^j \right\} \\ &= d^j \text{IDFT} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j \mathbf{c}_m^j \right\}\end{aligned}\quad (3.16)$$

โดยที่  $\mathbf{c}_m^j$  คือรหัสในบล็อกที่  $m$  ที่สอดคล้องกับ  $\mathbf{X}_m^j$  สัญญาณตามสมการที่ (3.16) จะมีกำลัง ณ เวลาใดเวลาหนึ่งเป็น

$$|x_n^j|^2 = |d^j|^2 \left| \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j c_{m,k}^j e^{j \frac{2\pi}{N} kn} \right|^2 \quad (3.17)$$

โดยที่  $c_{m,k}^j$  คือสมาชิกตัวที่  $n$  ของเวกเตอร์  $\mathbf{c}_m^j$  เห็นได้ชัดว่าในกรณีของการมอดูเลตที่มีแอมพลิจูดคงที่ดังเช่นการมอดูเลตแบบดิจิทัลทางเฟส (Phase Shift Keying : PSK) นั้น ค่าของกำลังจะไม่ขึ้นกับสัญลักษณ์ข้อมูลแต่เป็นรหัสแทน และเนื่องจากรหัสของผู้ใช้แต่ละคนจะเหมือนเดิมตลอด ทำให้กำลังของสัญลักษณ์ข้อมูลแต่ละสัญลักษณ์จะมีลักษณะเหมือนเดิมตลอดเช่นกัน ถึงแม้ว่าแอมพลิจูดจะมีลักษณะไม่เหมือนกันก็ตาม ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนตัวประกอบการหมุนเฟสถ้าไม่มีการเปลี่ยนรหัสของผู้ใช้ใหม่ ด้วยเหตุนี้จึงไม่จำเป็นต้องส่งข่าวสารเพิ่มเติมเกี่ยวกับตัวประกอบการหมุนเฟส นั่นคือไม่ต้องใช้แบนด์วิดท์เพิ่มเติมเป็นพิเศษ นี่เป็นข้อดีในการนำเทคนิค PTS มาใช้บน MC-CDMA

ตามสมการที่ (3.16) สามารถพิจารณาได้ว่าตัวประกอบการหมุนเฟสไปเปลี่ยนแปลงรหัสของผู้ใช้แต่ละราย ทำให้สามารถแสดงรหัสใหม่ในรูปรหัสเดิมได้ดังนี้

$$\tilde{\mathbf{c}}^j = \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j \mathbf{c}_m^j \quad (3.18)$$

ซึ่งจากนี้ไปจะเรียกรหัสใหม่นี้ว่ารหัสเฟส (Phase Code)

### 3.3 เครื่องรับสำหรับรหัสเฟส

เมื่อจัดสมการที่ (3.19) ใหม่จะได้สมการในรูปของรหัสเฟสดังนี้

$$\begin{aligned}\mathbf{Y} &= \sum_{j=0}^{K-1} \mathbf{H}^j A^j \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j \mathbf{X}_m^j + \mathbf{N} \\ &= \sum_{j=0}^{K-1} \mathbf{H}^j A^j d^j \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^j \mathbf{c}_m^j + \mathbf{N}\end{aligned}$$

$$\mathbf{Y} = \sum_{j=0}^{K-1} \mathbf{H}^j A^j d^j \tilde{\mathbf{c}}^j + \mathbf{N} \quad (3.19)$$

ในกรณีที่ใช้แมตริกซ์ฟิลเตอร์เป็นเครื่องรับ แทนที่จะใช้รหัสเดิมไปแมตริกซ์สัญญาณที่ได้รับก็จะใช้รหัสเฟสนี้เพื่อแยกแยะสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนออกมา อย่างไรก็ตามคุณสมบัติทางด้านสหสัมพันธ์ (Correlation) อาจจะไม่เหมือนกับของรหัสเดิม ด้วยเหตุนี้ จึงนำเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายซึ่งคุณสมบัติที่ดีในการจัดการกับปัญหาทางด้านสหสัมพันธ์ของรหัสสมาชิกของระบบและประเมินผลที่ได้ อันได้แก่ ดีคอรรีเลเตอร์ MMSE และ PIC

### 3.3.1 แมตริกซ์ฟิลเตอร์

รูปที่ 3.4 แสดงชุดแมตริกซ์ฟิลเตอร์ แมตริกซ์ฟิลเตอร์แต่ละเครื่องถูกแมตริกซ์เข้ากับรหัสเฟสที่ถูกคูณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน ที่สอดคล้องกัน นั่นคือใช้เกณฑ์ MRC แมตริกซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้ที่  $j$  ให้ค่าตัวแปรตัดสินใจของผู้ใช้ที่  $j$  ดังนี้

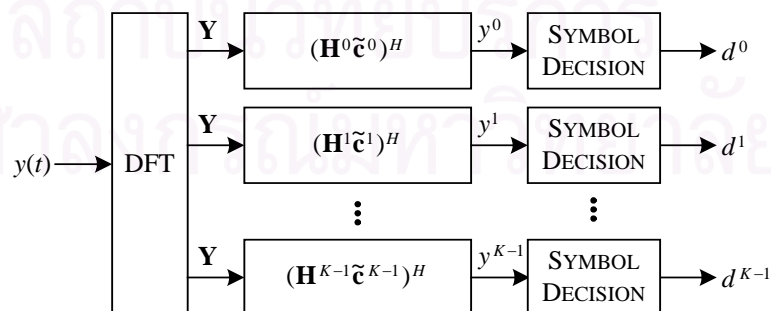
$$y^j = (\mathbf{H}^j \tilde{\mathbf{c}}^j)^H \mathbf{Y}$$

$$y^j = A^j d^j \sum_{k=0}^{N-1} |H_k^j|^2 + \sum_{i=0, i \neq j}^{K-1} A^i d^i \rho^{ji} + N^j \quad (3.20)$$

โดยที่  $\rho^{ji} = (\mathbf{H}^j \tilde{\mathbf{c}}^j)^H \mathbf{H}^i \tilde{\mathbf{c}}^i = (\tilde{\mathbf{c}}^j)^H (\mathbf{H}^j)^* \mathbf{H}^i \tilde{\mathbf{c}}^i$  และ  $N^j = (\tilde{\mathbf{c}}^j)^H (\mathbf{H}^j)^* \mathbf{N}$  หรือในรูปเมตริกซ์-เวกเตอร์ดังนี้

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n} \quad (3.21)$$

จากนั้นจึงนำเอาตัวแปรตัดสินใจ  $\mathbf{y}$  มาตัดสินใจหาสัญลักษณ์ที่ผู้ใช้ส่งมา



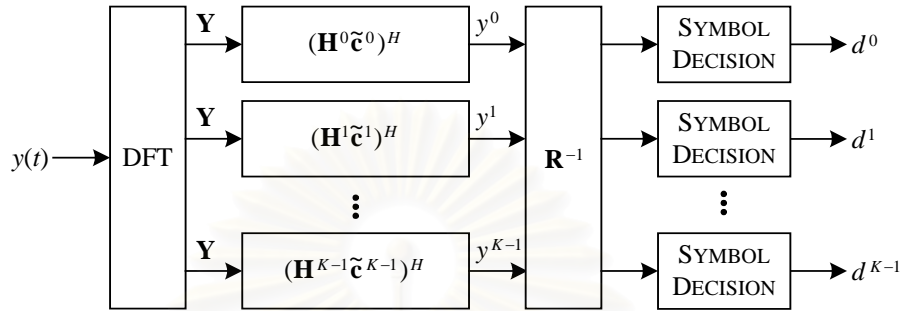
รูปที่ 3.4 ชุดแมตริกซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้รหัสเฟส

### 3.3.2 Decorrelator

ดีคอรรีเลเตอร์สำหรับรหัสเฟสแสดงดังรูปที่ 3.5 ดีคอรรีเลเตอร์เป็นเครื่องรับ

สำหรับผู้ใช้หลายรายซึ่งจะนำเอาผลลัพธ์จากแมตริกซ์ฟิลเตอร์มาประมวลผลต่อโดยการคูณด้วยเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ จะได้

$$\mathbf{R}^{-1}\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} \tag{3.22}$$

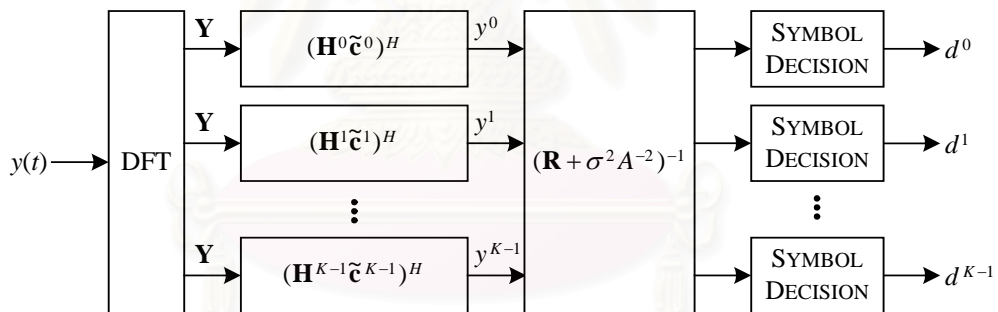


รูปที่ 3.5 ดีคอร์ดรีเลเตอร์ที่ใช้รหัสเฟส

### 3.3.3 MMSE

MMSE สำหรับรหัสเฟสแสดงในรูปที่ 3.6 จะแทนที่  $\mathbf{R}^{-1}$  ของดีคอร์ดรีเลเตอร์ด้วย

$$[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \tag{3.23}$$



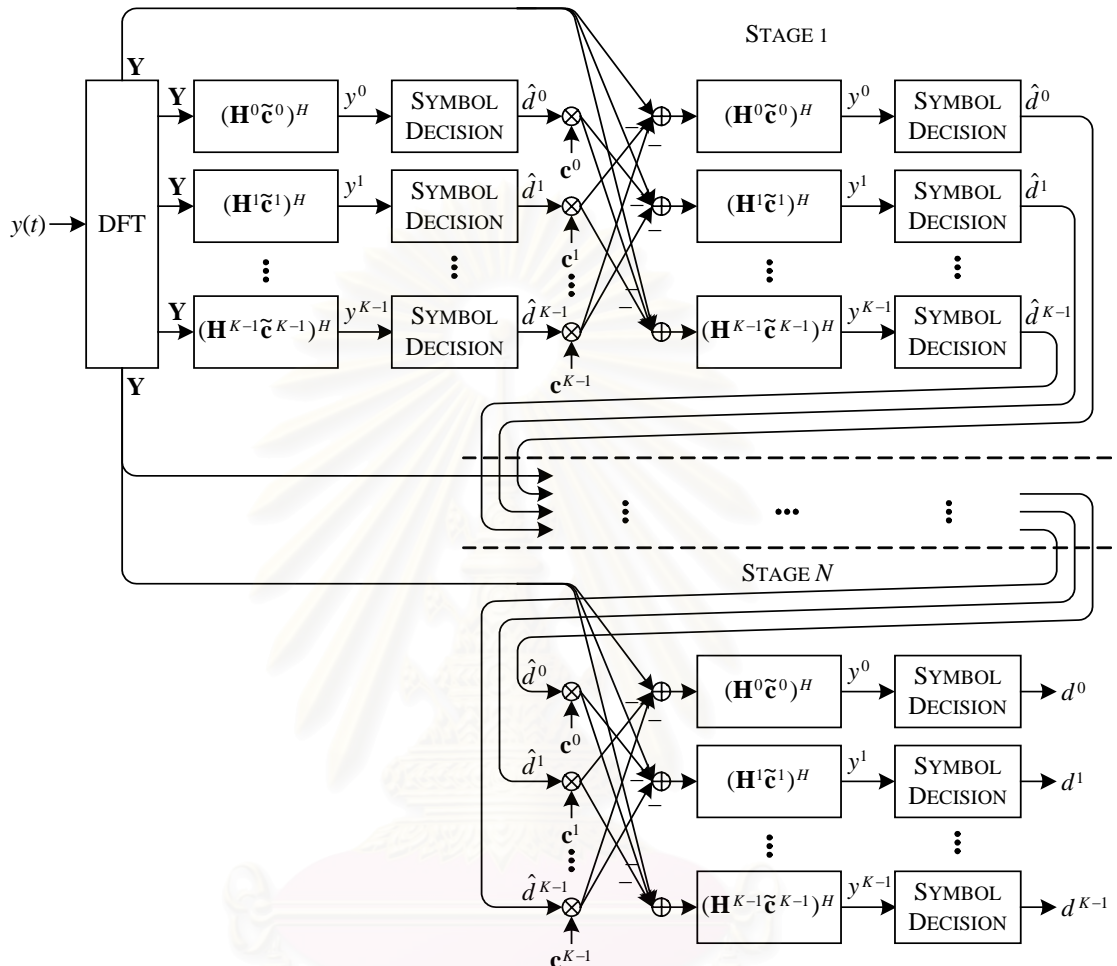
รูปที่ 3.6 MMSE ที่ใช้รหัสเฟส

### 3.3.4 PIC

รูปที่ 3.7 แสดง PIC สำหรับรหัสเฟสใน PIC นั้นจะตีความดูเลตเอาต์พุตจากชุดแมตริกซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้รหัสเฟสในการแมตซ์ จากนั้นจึงนำมาเผื่กับรหัสเฟสของผู้ใช้ต่าง ๆ ที่สอดคล้องกัน ซึ่งรหัสเฟสนั้นก็ถูกคูณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนที่สอดคล้องกันเช่นกัน จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้นี้มาลบออกจากสัญญาณที่ได้รับที่ได้แปลงให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว โดยไม่ต้องนำสัญญาณของผู้ใช้ที่สนใจมาลบด้วย (ดูตามรูป) ได้ผลเป็น

$$\mathbf{Y}^j = \mathbf{Y} - \sum_{i=0, i \neq j}^{K-1} A^i d^i \mathbf{H}^i \tilde{\mathbf{c}}^i \tag{3.24}$$

จากนั้นสัญญาณที่เหลือสำหรับผู้ใช้แต่ละคนจะถูกแมตซ์ด้วยรหัสเฟสที่ถูกคูณด้วยฟังก์ชันถ่ายโอนของผู้ใช้นั้น ๆ เครื่องรับแบบ PIC นี้สามารถมีได้หลายชั้นเพื่อให้ได้ผลลัพธ์ที่ดีขึ้น



รูปที่ 3.7 PIC ที่ใช้รหัสเฟส

## บทที่ 4

### ผลการจำลอง

ในบทนี้ จะประเมินระบบ PTS ดัดแปลงทางด้านการกระจายตัวสะสมเต็มเต็มของ PAPR และอัตราความผิดพลาดบิตโดยการจำลองระบบจากคอมพิวเตอร์ โดยจะทำการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่มีความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างในกรณีที่เป็นระบบ MC-CDMA ปกติและในกรณีระบบ MC-CDMA ที่มีการนำเทคนิค PTS มาใช้ในการลด PAPR ตามที่เสนอโดยวิทยานิพนธ์นี้

สืบเนื่องมาจากในบทที่ 3 ได้แสดงให้เห็นว่าไม่จำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงตัวประกอบกรามุนเฟสตรงเท่าที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงรหัสของผู้ใช้ ดังนั้นจึงตั้งสมมติฐานว่าภาคส่ง (อุปกรณ์ปลายทาง) และภาครับ (สถานีฐาน) ได้ตกลงเซตตัวประกอบกรามุนเฟสไว้ล่วงหน้าก่อนที่จะสื่อสารข้อมูล และนอกจากนี้งานวิจัยนี้ต้องการพิจารณาผลของการใช้ระบบที่เสนอที่มีต่อสมรรถนะเท่านั้น จึงตั้งสมมติฐานว่าภาครับสามารถประมาณเฟดดิ้งที่เกิดจากช่องสัญญาณได้อย่างถูกต้อง เฟดดิ้งนี้ได้กำหนดไว้ว่ามีลักษณะราบและเป็นตัวแปรสุ่มแบบ i.i.d.

บทนี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนใหญ่ ๆ ส่วนแรกจะแสดงสมรรถนะทางด้าน CCDF ของ PAPR ซึ่ง CCDF เป็นความน่าจะเป็นที่ PAPR ของสัญลักษณ์หนึ่ง ๆ มีค่าเกินจุดเริ่มเปลี่ยนที่ได้กำหนดไว้ ดังนั้นแทนที่จะเป็นความน่าจะเป็นที่ PAPR มีค่าเกินค่าในแกนนอน ในส่วนนี้จะแสดง CCDF เมื่อใช้พารามิเตอร์แบบต่าง ๆ ได้แก่ อัตราการแซมเปิลเกิน ความยาวรหัสแบบแผนการมอดูเลต แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย จำนวนบล็อกย่อย จำนวนเฟสที่ใช้ และชนิดของรหัส สำหรับในส่วนที่สองจะแสดงสมรรถนะทางด้าน BER ที่ได้จากเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ดังที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 3 เปรียบเทียบกับวิธีดั้งเดิม และสุดท้ายจะแสดงผลจากการแบ่งบล็อกย่อยที่มีต่อ BER ทั้งนี้ในแต่ละหัวข้อจะมีตารางแสดงพารามิเตอร์ที่ใช้ในการทดลองแสดงไว้ด้วย

#### 4.1 สมรรถนะทางด้าน CCDF

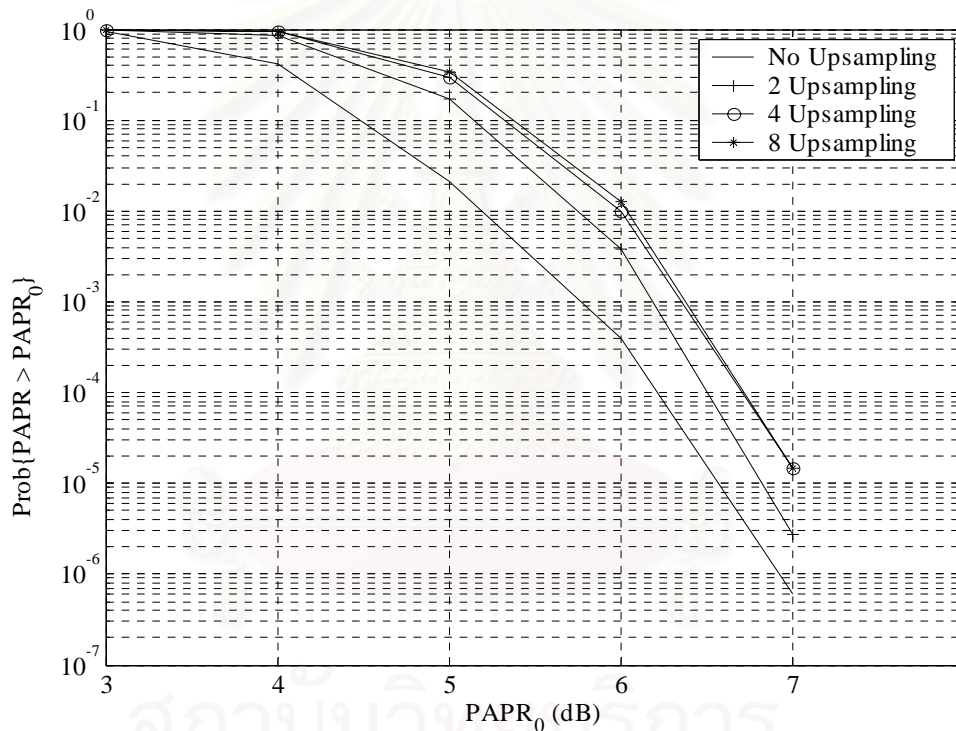
##### 4.1.1 ผลของอัตราการแซมเปิลเกิน

รูปที่ 4.1 เป็นกราฟแสดง CCDF สำหรับ  $L = \{1, 2, 4, 8\}$  จะเห็นว่า CCDF ของ PAPR เพิ่มขึ้นมากที่สุดเมื่อ  $L$  เพิ่มจาก 1 เป็น 2 แต่จะเพิ่มไม่มากนักเมื่อ  $L$  มีค่าเกิน 4 ไปแล้ว ทั้งนี้เป็นเพราะจากทฤษฎีเซนทรัลลิมิต แซมเปิลทั้งหมดใน  $x^m[n/L]$  กระจายตัวใกล้เคียงแบบเกาส์ เนื่องจากแซมเปิลทั้งหมดสร้างจากตัวแปรสุ่มเป็นจำนวนมากรวมกันแบบเชิงเส้น ดังนั้นเมื่อ

ตารางที่ 4.1 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของการแซมเปิลเกินที่มีต่อ CCDF

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	PTS	
ชนิดรหัส	สุ่ม	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม
ความยาวรหัส	32	จำนวนบล็อกย่อย	4
การมอดูเลต	QPSK	จำนวนเฟสที่ใช้	2
อัตราการแซมเปิลเกิน	ตัวแปรทดลอง		

ค่า  $L$  เพิ่มขึ้น จะมีแซมเปิลที่จะไปเพิ่ม PAPR จำนวนมากขึ้น แต่แซมเปิลเหล่านี้ก็สับสนพันกันกับแซมเปิลข้างเคียง ทำให้ CCDF ของ PAPR เพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อย ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้อัตราการแซมเปิลเกินเป็น 4 เท่าในการจำลองระบบ



รูปที่ 4.1 CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่มีการใช้เทคนิค PTS ที่อัตราการแซมเปิลเกินค่าต่าง ๆ

#### 4.1.2 ผลของจำนวนคลื่นพาห์

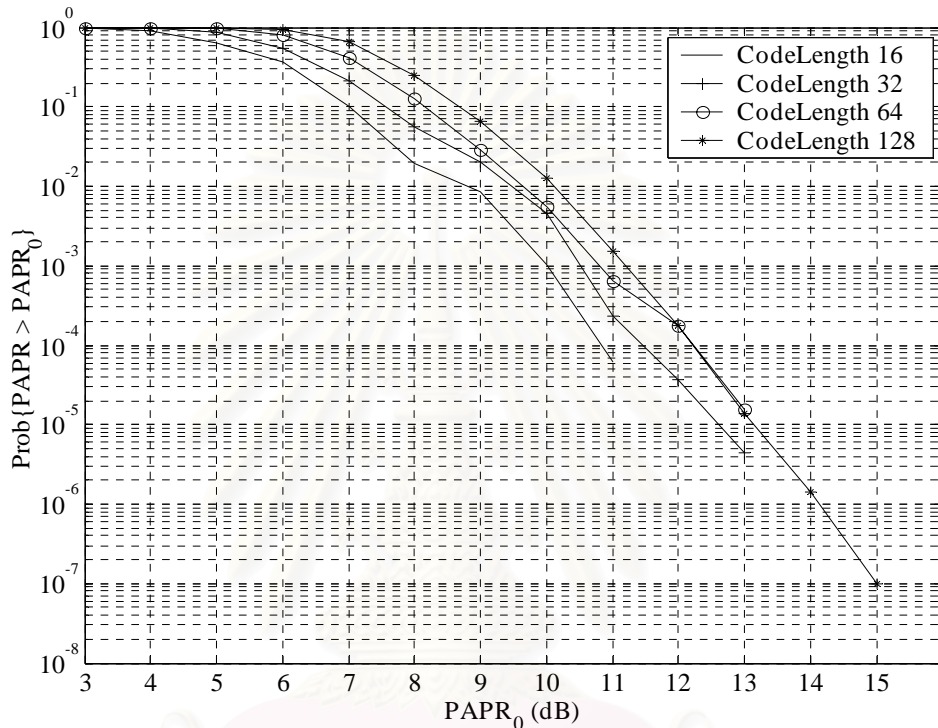
ตารางที่ 4.2 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของจำนวนคลื่นพาห์เกินที่มีต่อ CCDF

ระบบ	MC-CDMA ไม่ใช้ PTS
ชนิดรหัส	สุ่ม
ความยาวรหัส	ตัวแปรทดลอง
การมอดูเลต	QPSK

รูปที่ 4.2 แสดง CCDF ของ  $PAPR\{x^m[n]\}$  ที่  $N$  ค่าต่าง ๆ ได้แก่  $N = 16, 32,$



64 และ 128 จากรูปที่เส้นกราฟ  $N = 128$  จะเห็นว่ายิ่งใช้คลื่นพาร์ห้อยมากเท่าใด โอกาสที่ PAPR จะมีค่าสูงก็จะเพิ่มมากขึ้น ตัวอย่างเช่นโอกาสที่ PAPR จะมีค่าเกิน 10 dB เมื่อใช้คลื่นพาร์ห้อย 16 คลื่นจะเป็นร้อยละ 0.1 แต่เมื่อเพิ่มจำนวนคลื่นพาร์ห้อยเป็น 128 โอกาสจะเพิ่มขึ้นเป็นประมาณร้อยละ 1.5



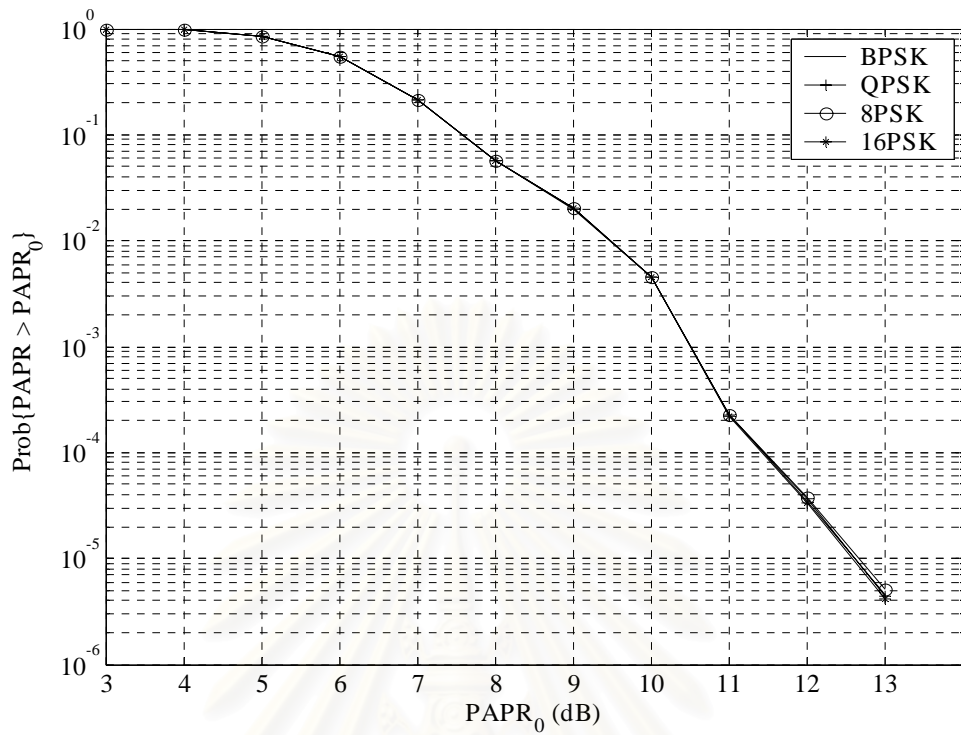
รูปที่ 4.2 CCDF ของระบบ MC-CDMA ปกติที่จำนวนคลื่นพาร์ห้อยค่าต่าง ๆ

#### 4.1.3 ผลของชนิดการมอดูเลต

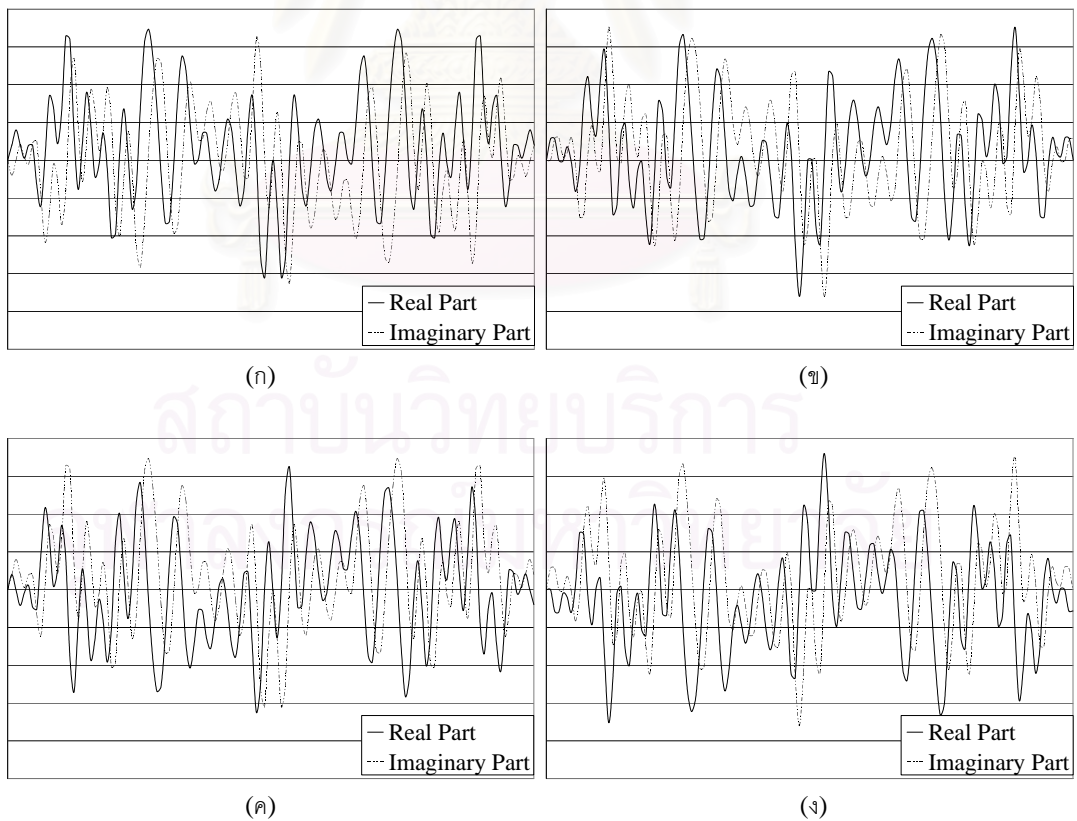
ตารางที่ 4.3 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของชนิดการมอดูเลตที่มีต่อ CCDF

ระบบ	MC-CDMA ไม่ใช่ PTS
ชนิดรหัส	สุ่ม
ความยาวรหัส	32
การมอดูเลต	ตัวแปรทดลอง

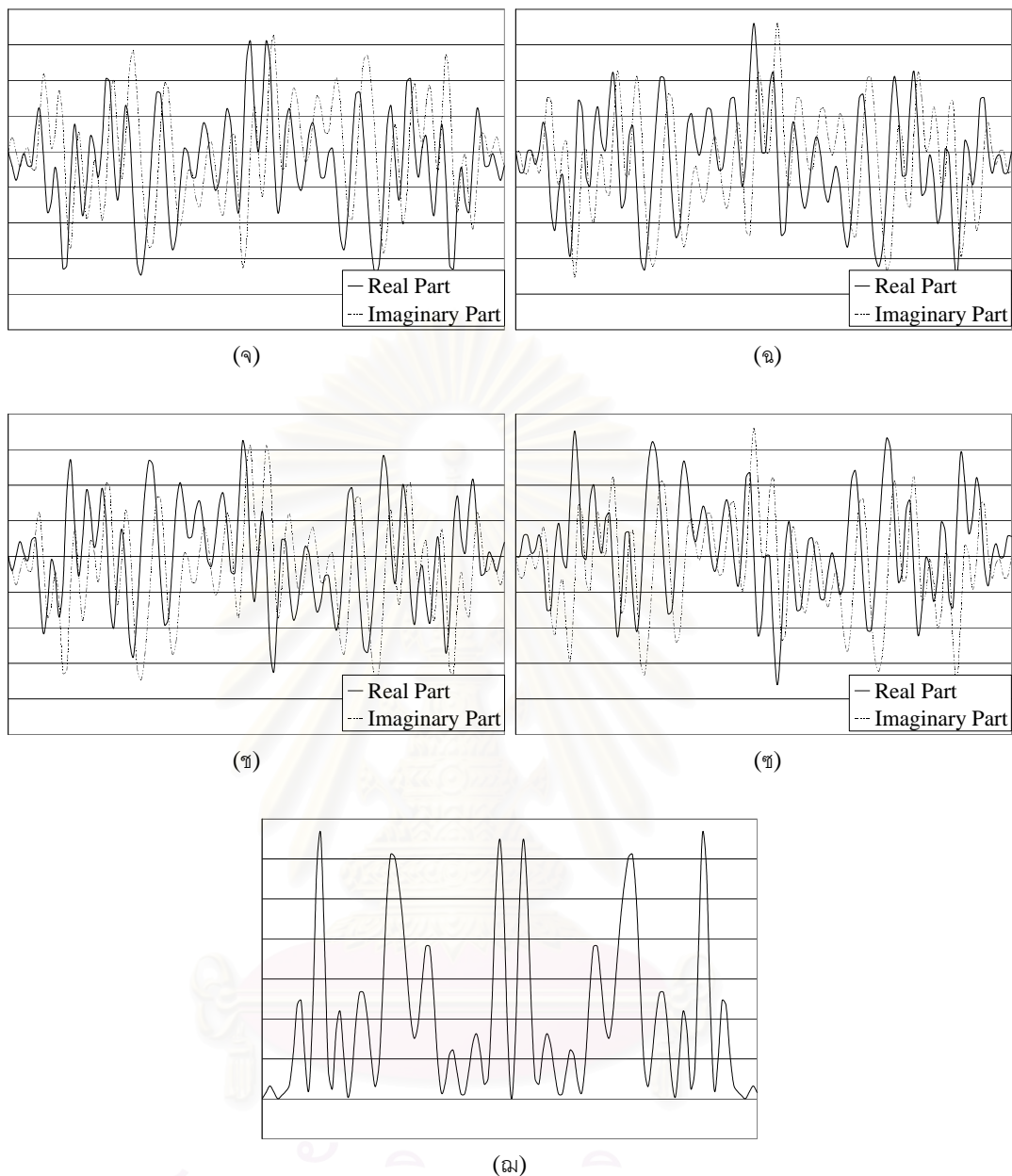
รูปที่ 4.3 แสดงกราฟ CCDF สำหรับการมอดูเลต PSK หลาย ๆ แบบ ในการมอดูเลตแบบ PSK สัญลักษณ์แต่ละตัวจะมีแอมพลิจูดคงที่ที่แตกต่างกันที่เฟส จากรูปจะเห็นว่าไม่ว่าจะเป็น การมอดูเลตที่ค่าใด ๆ CCDF จะเหมือนกันหมด กล่าวคือค่า PAPR ไม่ขึ้นอยู่กับค่าทางเฟสของสัญลักษณ์ แต่จะขึ้นอยู่กับรหัสที่ใช้ ตามที่ได้วิเคราะห์ในหัวข้อที่ 3.2 รูปที่ 4.4 แสดงลักษณะสัญญาณ MC-CDMA ที่เกิดจากรหัสรหัสหนึ่งและมีการมอดูเลตเป็น 8PSK รูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 CCDF ของระบบ MC-CDMA ปกติที่ใช้ PSK แบบต่าง ๆ



รูปที่ 4.4 ลักษณะและกำลังของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้การมอดูเลต 8PSK (ก)-(ง) สัญญาณ MC-CDMA



รูปที่ 4.4 (ต่อ) ลักษณะและกำลังของสัญญาณ MC-CDMA ที่ใช้การมอดูเลต 8PSK (จ)-(ข) สัญญาณ MC-CDMA (ค) กำลังเอนเวโลป

(ก)-(ข) แสดงสัญญาณที่เกิดจากการแทนที่บิต 3 บิตด้วยค่าทางเฟสทั้ง 8 ค่า กำลังเอนเวโลปของสัญญาณทั้ง 8 แบบจะเหมือนกันหมดดังแสดงในรูปที่ 4.4 (ค)

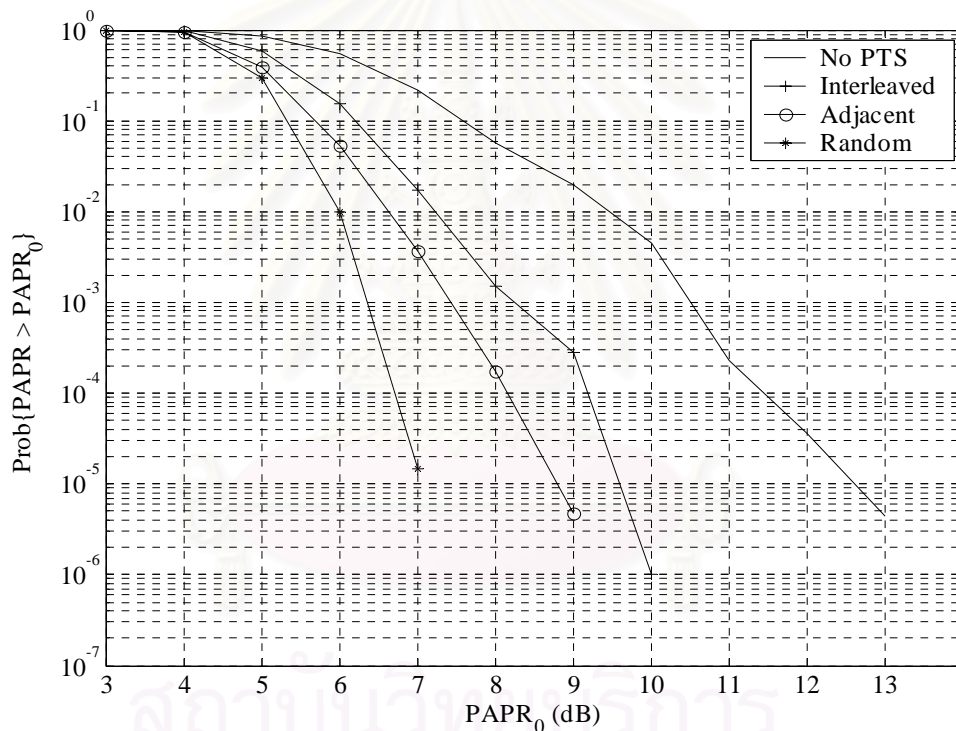
#### 4.1.4 ผลของแบบแผนการแบ่งบล็อทย่อย

รูปที่ 4.5 แสดงสมรรถนะทางด้าน CCDF ของ PAPR สำหรับการแบ่งบล็อทย่อยแบบต่าง ๆ นอกจากนี้ในรูปจะมีกราฟของระบบที่ไม่ใช้เทคนิค PTS รวมอยู่ด้วย จากรูปจะเห็นว่าเมื่อเทียบกับระบบที่ไม่ใช้เทคนิค PTS แล้วระบบ PTS ลด PAPR ได้เป็นอย่างดี โดยการ

ตารางที่ 4.4 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของแบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยที่มีต่อ CCDF

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	PTS	
ชนิดรหัส	สุ่ม	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	ตัวแปรทดลอง
ความยาวรหัส	32	จำนวนบล็อกย่อย	4
การมอดูเลต	QPSK	จำนวนเฟสที่ใช้	2

แบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มให้สมรรถนะดีที่สุด รองลงมาจะเป็นแบบประชิด รองลงมาอีกจะเป็นแบบวางสลับ กล่าวคือที่ร้อยละ 1 PAPR (ค่า PAPR ที่ความเป็นไปได้ 0.01) SPS แบบวางสลับลด PAPR ได้ประมาณ 2.3 dB ส่วนแบบประชิดลดไปได้ 2.9 dB และสุดท้ายแบบสุ่มลดได้ 3.5 dB ดังนั้นในการจำลองระบบต่อไปจะทำการแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มเป็นหลัก



รูปที่ 4.5 CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้การแบ่งบล็อกย่อยแบบต่าง ๆ

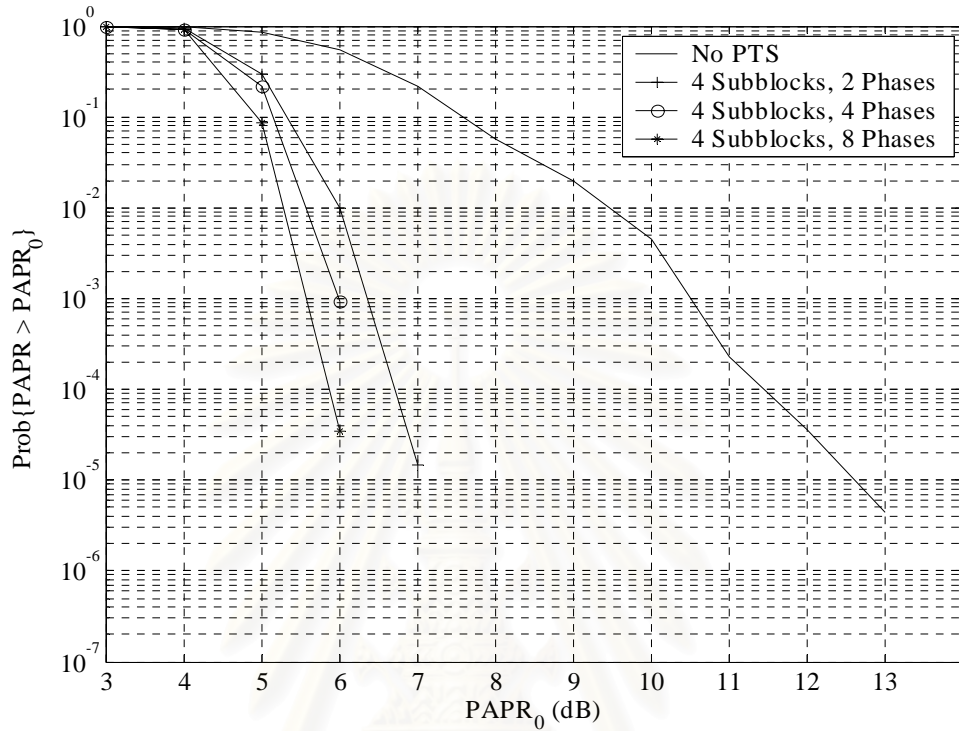
#### 4.1.5 ผลของจำนวนเฟสและจำนวนบล็อกย่อยที่ใช้ของเทคนิค PTS

ตารางที่ 4.5. พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองจำนวนเฟสและจำนวนบล็อกย่อยที่ใช้ของเทคนิค PTS ที่มีต่อ CCDF

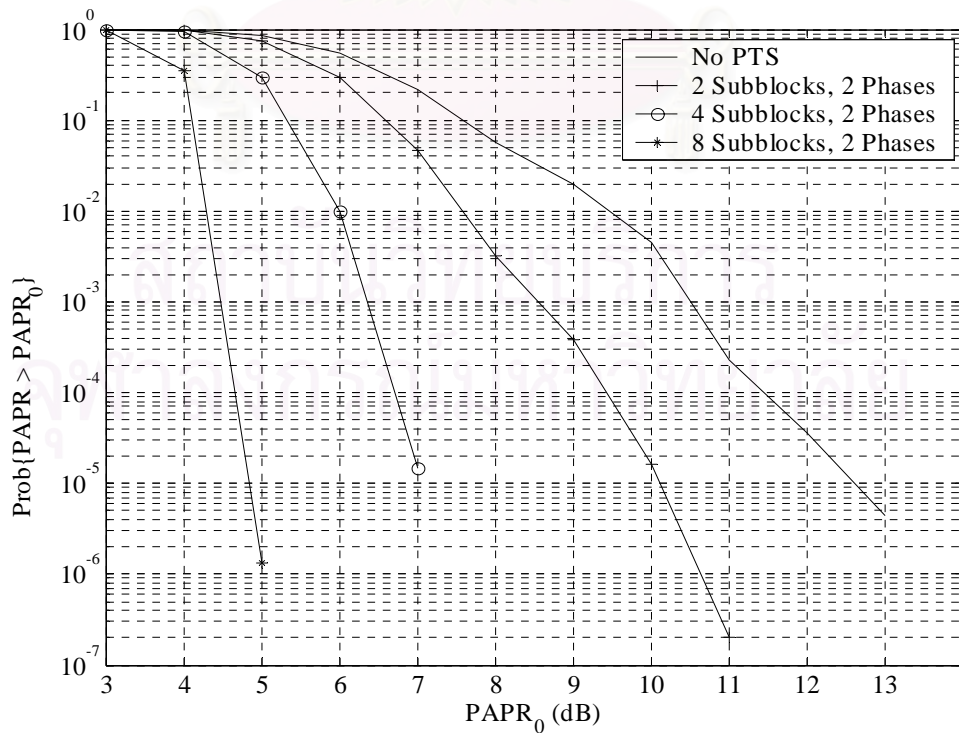
ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	PTS	
ชนิดรหัส	สุ่ม	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม
ความยาวรหัส	32	จำนวนบล็อกย่อย	ตัวแปรทดลอง
การมอดูเลต	QPSK	จำนวนเฟสที่ใช้	ตัวแปรทดลอง

รูปที่ 4.6 แสดงกราฟ CCDF ของระบบ PTS ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงจำนวน

เฟสที่ใช้ค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ 2 ถึง 8 สังเกตว่ายิ่งเพิ่มจำนวนเฟส CCDF ก็ยิ่งลดลงไปอีก แต่ให้ผลเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก ในทางกลับกันการเปลี่ยนแปลงจำนวนบล็อกย่อยให้ผลที่ดีกว่าดังแสดงใน



รูปที่ 4.6 CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้จำนวนเฟสค่าต่าง ๆ



รูปที่ 4.7 CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้จำนวนบล็อกย่อยค่าต่าง ๆ

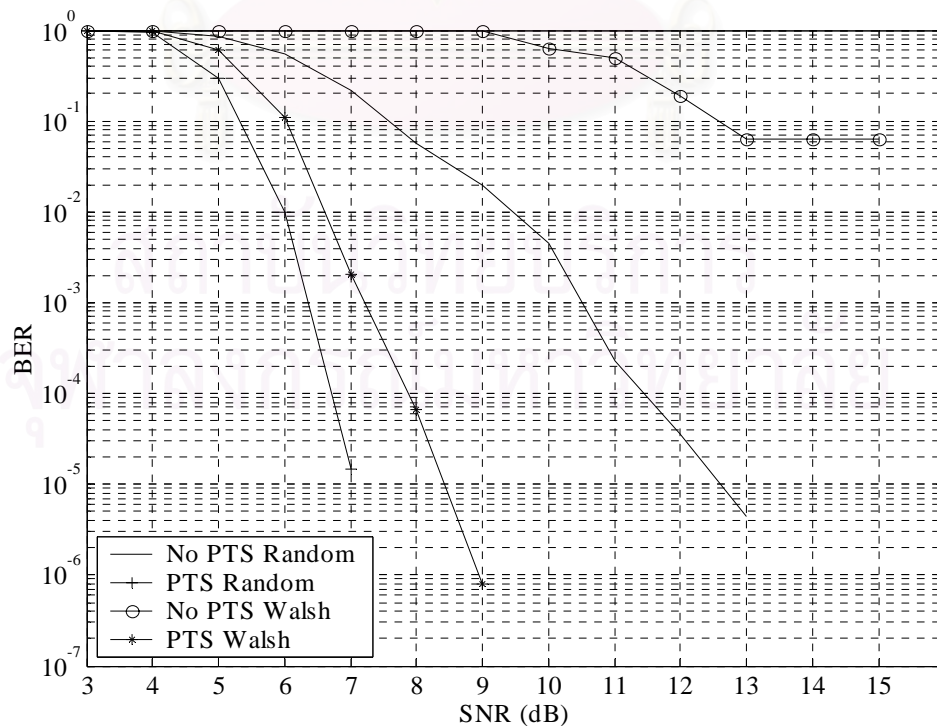
รูปที่ 4.7 ซึ่งแสดงกราฟ CCDF ของระบบ PTS ในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงจำนวนบล็อกย่อยค่าต่าง ๆ ตั้งแต่ 2 ถึง 8 จากรูปทั้งสองพบว่าจำนวนบล็อกย่อย  $M = 4$  และจำนวนของเฟสที่ใช้เป็น 2 นั้นเป็นค่าที่เหมาะสมในแง่ของความซับซ้อนในการคำนวณ เนื่องจากจำนวนการคำนวณเพิ่มเป็นสัดส่วนกับ (จำนวนของเฟสที่ใช้) $M-1$

#### 4.1.6 ผลของชนิดรหัส

ตารางที่ 4.6 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของชนิดรหัสที่มีต่อ CCDF

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	PTS	
ชนิดรหัส	ตัวแปรทดลอง	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม
ความยาวรหัส	32	จำนวนบล็อกย่อย	4
การมอดูเลต	QPSK	จำนวนเฟสที่ใช้	2

สมรรถนะทางด้าน CCDF ของระบบ PTS ที่ใช้รหัสสุ่มและรหัสวอลช์และ SPS เป็นแบบสุ่มและค่า  $M$  กับจำนวนเฟสที่ใช้เป็น 4 และ 2 ตามลำดับแสดงอยู่ในรูปที่ 4.8 พร้อมกันนั้นจะแสดง CCDF สำหรับระบบที่ไม่ใช้ PTS สำหรับรหัสสุ่มและรหัสวอลช์ไว้เปรียบเทียบอีกด้วย สังเกตว่าในกรณีของระบบที่ไม่ใช้ PTS เมื่อเปรียบเทียบกับรหัสสุ่มแล้ว รหัสวอลช์ให้ค่า PAPR สูงมากด้วยเหตุที่รหัสวอลช์มีลักษณะเป็นรายคาบในโดเมนความถี่ ดังนั้นสัญญาณที่ได้ในโดเมนเวลาจึงมีลักษณะเป็นพัลส์ (ในทางตรงกันข้ามก็เป็นเช่นเดียวกัน คือสัญญาณที่ในโดเมนเวลามี



รูปที่ 4.8 CCDF ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสสุ่มและรหัสวอลช์

ลักษณะเป็นรายคาบ ในโดเมนความถี่ก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์ที่ความถี่ต่าง ๆ) อย่างไรก็ตามสามารถลดค่า PAPR นี้ลงไปได้มากโดยการใช้ PTS แม้ว่ายังไม่ต่ำเท่ากับในกรณีรหัสสุ่ม การที่รหัสวอลซ์มีค่า PAPR ที่สูงมากนี้ ก็จะได้รับผลจากการอิมิตัวและความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายกำลังเป็นอย่างมาก ผลที่ได้คือมีสมรรถนะทาง BER เลวลง

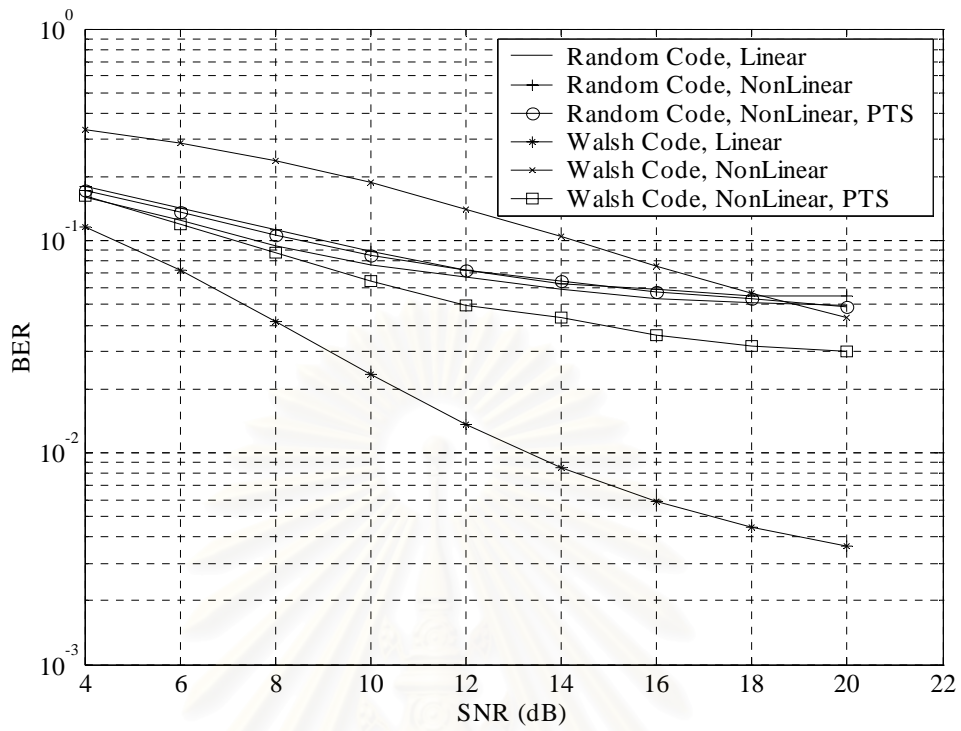
## 4.2 สมรรถนะทางด้าน BER

### 4.2.1 ผลของชนิดรหัส

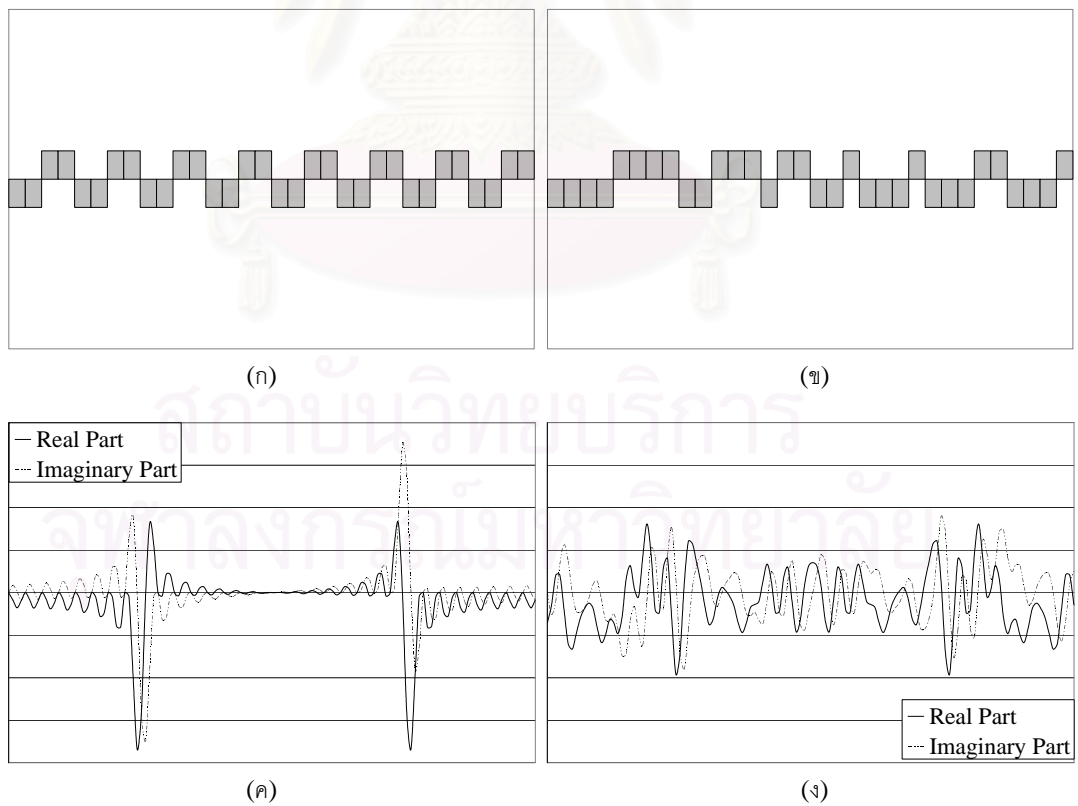
ตารางที่ 4.7 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลของชนิดรหัสที่มีต่อ BER

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	วงจรถาย		PTS		เครื่องรับ	
ชนิดรหัส	ตัวแปรทดลอง	$p$	3	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม	แมตซ์ฟิลเตอร์	ใช้รหัสเดิม
ความยาวรหัส	32	IBO	3 dB	จำนวนบล็อกย่อย	4		
การมอดูเลต	QPSK			จำนวนเฟสที่ใช้	2		

สมรรถนะเชิง BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับรหัสสุ่มและรหัสวอลซ์ที่มีเครื่องรับเป็นแมตซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้รหัสเดิมในการแมตซ์แสดงอยู่ในรูปที่ 4.9 ในที่นี้กรณีที่ไม่เป็นเชิงเส้นหมายถึงมี IBO เป็น 3 dB และค่า  $p$  ของวงจรถายเป็น 3 สำหรับรหัสสุ่มพบว่าเมื่อวงจรถายมีความไม่เป็นเชิงเส้นสมรรถนะทาง BER จะลดถอยลงไม่มากนัก เนื่องจากรหัสสุ่มจะให้ค่า PAPR ไม่สูงมากผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายจึงน้อยตามไปด้วย แต่อย่างไรก็ตามแอมพลิจูดของสัญญาณที่ผ่านวงจรถายไม่เชิงเส้นจะมีขนาดเล็กกว่าเดิมจึงได้ผลกระทบจากสัญญาณรบกวนมากขึ้น จากรูปจะเห็นว่าในช่วงที่ SNR น้อยกว่า 12 dB เมื่อใช้เทคนิค PTS BER จะดีขึ้นอีกเล็กน้อย ทั้งนี้เป็นเพราะรหัสมีลักษณะสุ่มอยู่แล้วเมื่อใช้การแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มคุณสมบัติทางด้านสหสัมพันธ์จึงไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปจากเดิมเท่าใดนักประกอบกับเทคนิค PTS จะไปลดโอกาสที่วงจรถายจะอิมิตัวทำให้ผลของสัญญาณรบกวนน้อยลง แต่ที่ SNR มากกว่า 12 dB สมรรถนะจะใกล้เคียงเดิม ไม่เพิ่มหรือลดลง เป็นเพราะที่ SNR ค่าสูงสัญญาณรบกวนก็จะมีผลน้อยเมื่อเทียบกับความเพี้ยนที่ไม่ว่าจะมากหรือน้อยของสัญญาณ ส่วนในกรณีรหัสวอลซ์พบว่าเมื่อวงจรถายมีความไม่เป็นเชิงเส้น สมรรถนะทาง BER จะลดถอยลงไปมาก เนื่องจากรหัสสุ่มจะให้ค่า PAPR สูงมากจึงได้รับผลจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายมากตามไปด้วย หลังจากที่ใช้เทคนิค PTS พบว่าสมรรถนะทาง BER ดีขึ้นมากเนื่องจากไปปรับปรุง PAPR ให้ต่ำลง จากกราฟจะเห็นแนวโน้มว่าเมื่อเพิ่ม SNR ไปมากกว่านี้ BER ของกรณีที่ใช้และไม่ใช้เทคนิค PTS จะลู่เข้าหากัน (หรืออาจตัดกัน) เช่นเดียวกันกับในกรณีรหัสสุ่ม เพียงแต่ต้องใช้ค่า SNR ที่สูงกว่าในกรณีรหัสสุ่มมาก สรุปได้ว่าที่ SNR ค่าต่ำจะได้รับผลกระทบจากการอิมิตัวและความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายพร้อมกับสัญญาณรบกวนด้วย ส่วนที่ SNR ค่าสูงจะ



รูปที่ 4.9 BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสสุ่มและรหัสวอลช์และมีแมตริกซ์ฟิลเตอร์เป็นเครื่องรับ



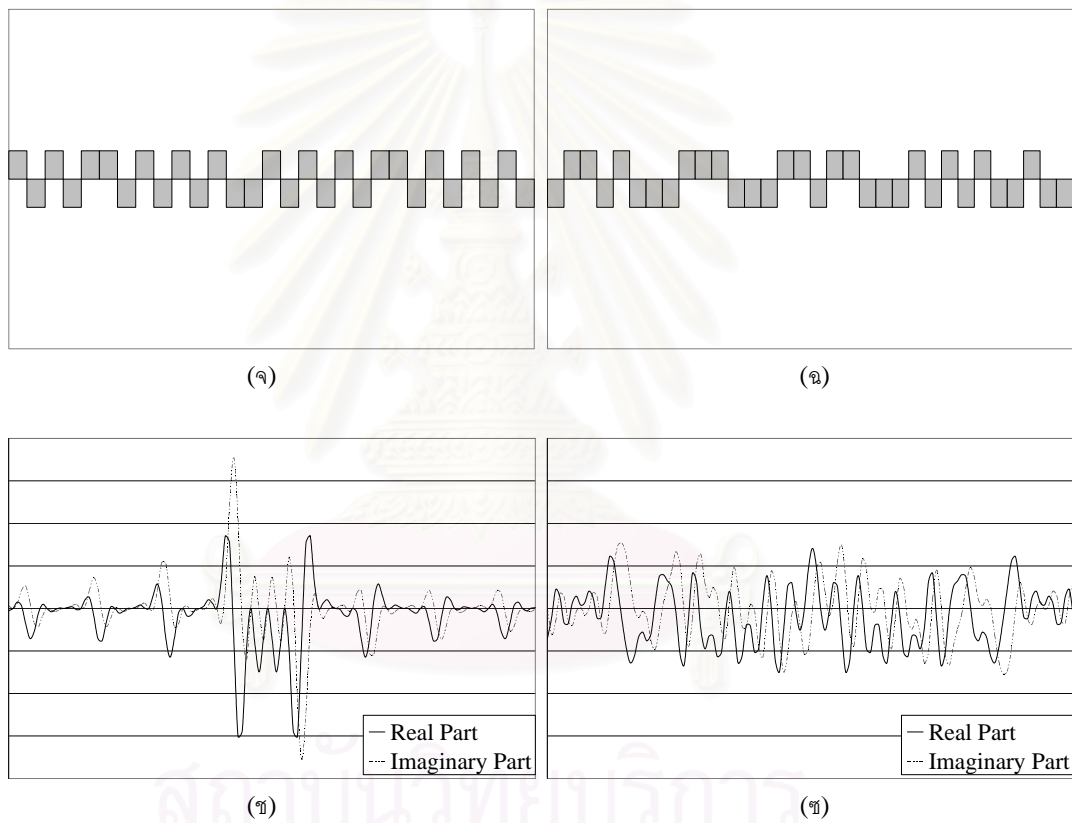
รูปที่ 4.10 รหัสและสัญญาณก่อนและหลังทำ PTS

- (ก) รหัสวอลช์ตัวที่ 3 ก่อนทำ PTS
- (ข) รหัสวอลช์ตัวที่ 3 หลังทำ PTS
- (ค) สัญญาณของรหัสวอลช์ตัวที่ 3 ก่อนทำ PTS
- (ง) สัญญาณของรหัสวอลช์ตัวที่ 3 หลังทำ PTS



ได้รับผลจากวงจรมอดูเลชันเพียงอย่างเดียว แต่รหัสวอลซ์จะได้รับผลจากวงจรมอดูเลชันมากกว่ารหัสสุ่มเป็นอย่างมาก

รูปที่ 4.10 แสดงลักษณะของรหัสที่เปลี่ยนไปและสัญญาณที่ได้ก่อนและหลังจากการทำ PTS จะเห็นว่าก่อนทำ PTS รหัสจะมีลักษณะเป็นรายคาบเมื่อแปลงมาเป็นโดเมนความถี่ จึงให้แอมพลิจูดค่อนข้างสูง หลังทำ PTS แล้วสัญญาณจะไม่มีลักษณะเป็นรายคาบ แอมพลิจูดที่ได้จึงมีค่าต่ำ เนื่องจากเทคนิค PTS จะแปลงรหัสที่ให้มีลักษณะไม่เป็นรายคาบแบบที่ทำให้ค่า PAPR ต่ำที่สุดที่เป็นไปได้ ภายใต้เงื่อนไขจำนวนบิตน้อยและรูปแบบเฟสที่กำหนดให้



รูปที่ 4.10 (ต่อ) รหัสและสัญญาณก่อนและหลังทำ PTS

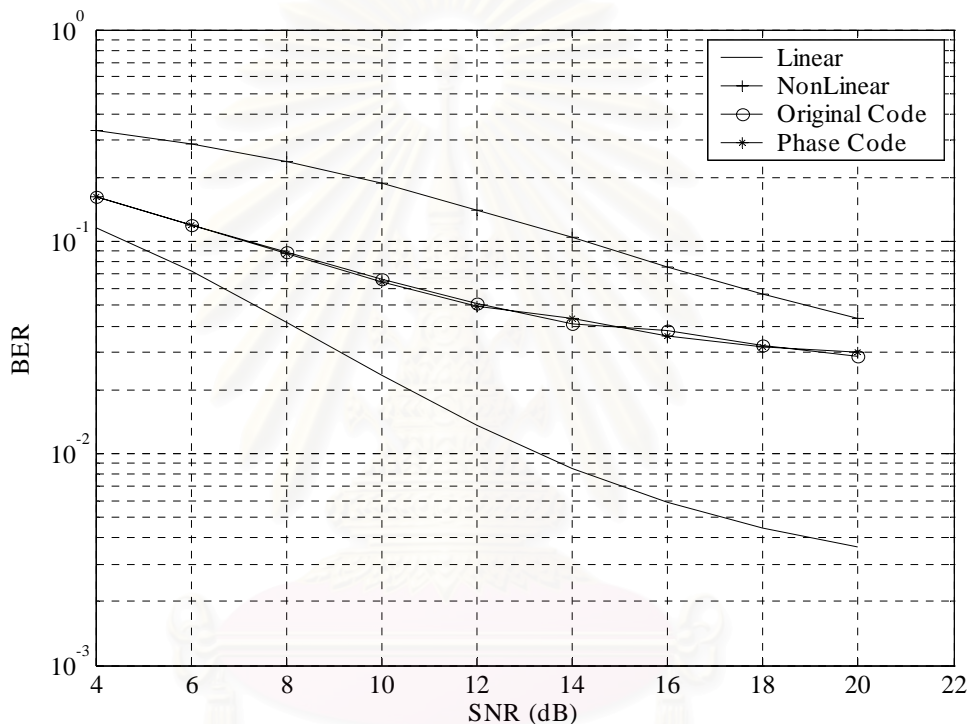
- (จ) รหัสวอลซ์ตัวที่ 10 ก่อนทำ PTS
- (ข) รหัสวอลซ์ตัวที่ 10 หลังทำ PTS
- (ค) สัญญาณของรหัสวอลซ์ตัวที่ 10 ก่อนทำ PTS
- (ง) สัญญาณของรหัสวอลซ์ตัวที่ 10 หลังทำ PTS

### 4.2.2 ผลการรหัสวอลซ์เมื่อใช้แมตริกฟิลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ

ตารางที่ 4.8 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลการรหัสวอลซ์เมื่อใช้แมตริกฟิลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	วงจรมอดูเลชัน		PTS		เครื่องรับ	
ชนิดรหัส	วอลซ์	$p$	3	แบบแผนการแบ่งบิตน้อย	สุ่ม	แมตริกฟิลเตอร์	ตัวแปรทดลอง
ความยาวรหัส	32	IBO	3 dB	จำนวนบิตน้อย	4		
การมอดูเลต	QPSK			จำนวนเฟสที่ใช้	2		

BER ของระบบที่ใช้แมตซ์ฟิลเตอร์เป็นเครื่องรับแสดงดังรูปที่ 4.11 ในรูปจะแสดงในกรณีที่วงจรถายายเป็นเชิงเส้นเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบไว้ด้วย จะเห็นว่าหลังจากที่แปลงสัญญาณที่ได้รับให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว ในกรณีที่เครื่องรับคุณตัวประกอบการหมุนเฟสกลับก่อนที่จะใช้แมตซ์ฟิลเตอร์แมตซ์กับรหัสเดิมของผู้ใช้กับสัญญาณ กับในกรณีที่เครื่องรับใช้รหัสเฟสแมตซ์กับสัญญาณ จะให้สมรรถนะทาง BER เหมือนกัน ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากทั้งสองกรณีนี้สมมูลกัน ซึ่งสามารถตรวจสอบได้ง่ายโดยการเทียบสมการที่ (3.15) กับสมการที่ (3.20)



รูปที่ 4.11 BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมีแมตซ์ฟิลเตอร์เป็นเครื่องรับ

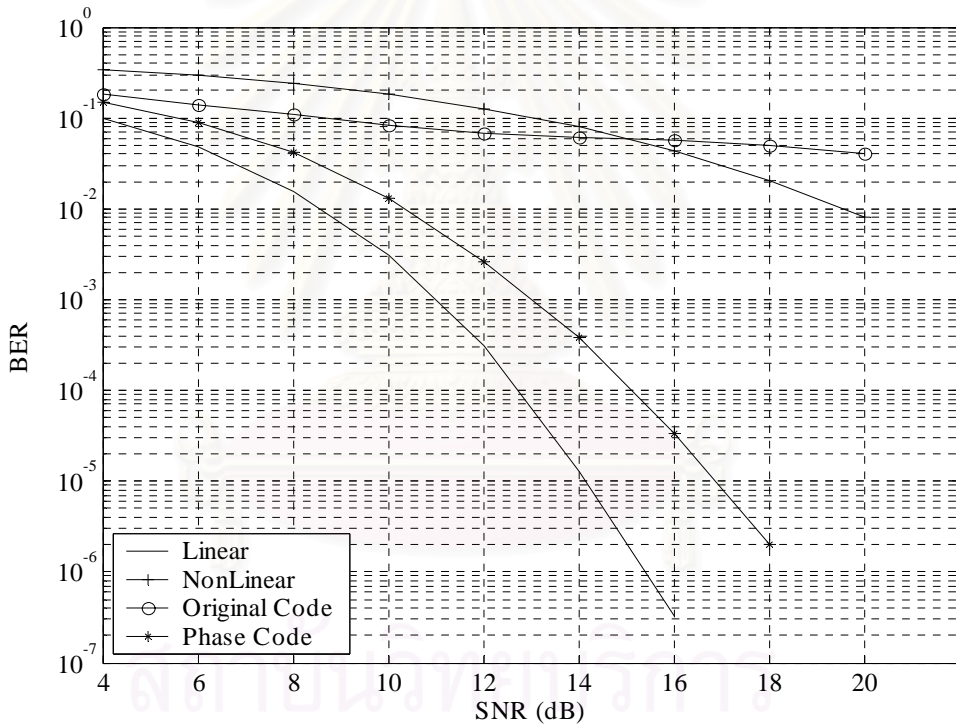
### 4.2.3 ผลการห้สวอลซ์เมื่อใช้ดีคอรรีเลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ

ตารางที่ 4.9 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลการห้สวอลซ์เมื่อใช้ดีคอรรีเลเตอร์สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	วงจรถายาย		PTS		เครื่องรับ	
ชนิดรหัส	วอลซ์	$p$	3	แบบแผนการแบ่งบล็อทย่อย	สุ่ม	ดีคอรรีเลเตอร์	ตัวแปรทดลอง
ความยาวรหัส	32	IBO	3 dB	จำนวนบล็อทย่อย	4		
การมอดูเลต	QPSK			จำนวนเฟสที่ใช้	2		

รูปที่ 4.12 แสดง BER ของระบบที่ใช้ดีคอรรีเลเตอร์เป็นเครื่องรับ ในรูปจะแสดงในกรณีที่วงจรถายายเป็นเชิงเส้นเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบไว้ด้วย จะเห็นว่าหลังจากที่แปลงสัญญาณที่ได้รับให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว ในกรณีที่เครื่องรับคุณตัวประกอบการหมุนเฟสกลับก่อนที่จะใช้แมตซ์ฟิลเตอร์แมตซ์กับรหัสเดิมของผู้ใช้กับสัญญาณแล้วต่อด้วยการคูณเมตริกซ์ผก

ผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสเดิมกับเอาต์พุตของผู้ใช้ทั้งหมดจะมี BER ที่ดีกว่าในกรณีที่ผู้ใช้เทคนิค PTS เมื่อ SNR ต่ำกว่า 15 dB แต่จะมี BER ต่ำกว่าเมื่อ SNR เกินค่านี้ไปแล้ว เหตุผลคือ ในกรณีที่ผู้ใช้เทคนิค PTS ดีคอดริเลเตอร์สามารถลด BER ได้มากกว่าเมื่อเทียบกับแมตซ์ฟิลเตอร์ในหัวข้อที่แล้ว ในขณะที่เมื่อใช้เทคนิค PTS ดีคอดริเลเตอร์ทำ BER ได้เท่าเดิม (เท่ากับแมตซ์ฟิลเตอร์ในหัวข้อที่แล้วในกรณีเดียวกัน) จึงทำให้เส้นตัดกันเร็วดังที่เห็นในรูป ส่วนในกรณีที่เครื่องรับใช้รหัสเฟสแมตซ์กับสัญญาณ ก่อนที่จะใช้ดีคอดริเลเตอร์แบบรหัสเฟส จะให้สมรรถนะทาง BER ดีกว่ากรณีทั้งสองเป็นอย่างมาก ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากดีคอดริเลเตอร์ทำหน้าที่ได้ดีในการลดการรบกวนระหว่างผู้ใช้ที่เกิดจากการใช้ตัวประกอบการหมุนเฟส ผนวกกับ PTS ทำหน้าที่ได้ดีที่จะไม่ให้เกิดผลจากความไม่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.12 BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมีดีคอดริเลเตอร์เป็นเครื่องรับ

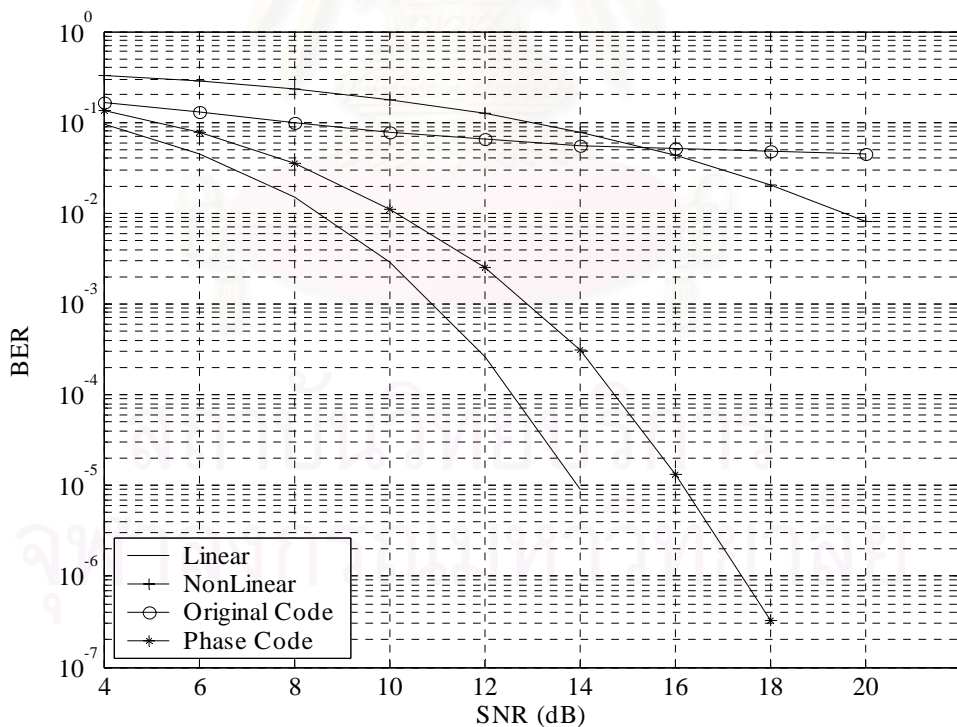
#### 4.2.4 ผลการหหัสวอลซ์เมื่อใช้ MMSE สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ

ตารางที่ 4.10 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลการหหัสวอลซ์เมื่อใช้ MMSE สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	วงจรรขยาย		PTS		เครื่องรับ	
ชนิดรหัส	วอลซ์	$p$	3	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม	MMSE	ตัวแปรทดลอง
ความยาวรหัส	32	IBO	3 dB	จำนวนบล็อกย่อย	4		
การมอดูเลต	QPSK			จำนวนเฟสที่ใช้	2		

รูปที่ 4.13 แสดง BER ของระบบที่ใช้ MMSE เป็นเครื่องรับ ในรูปจะแสดงใน

กรณีที่วางจรรยาเป็นเชิงเส้นเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบไว้ด้วยอีกเช่นกัน จะเห็นว่าหลังจากที่ทำการแปลง DFT ของสัญญาณที่ได้รับให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว ในกรณีที่เครื่องรับคุณตัวประกอบการหมุนเฟสกลับก่อนที่จะใช้แมตริกซ์ฟิลเตอร์แมตริกซ์กับรหัสเดิมของผู้ใช้กับสัญญาณแล้วต่อด้วยการคูณเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ที่ของรหัสเดิมบวกด้วยเมตริกซ์ทแยงที่มีสมาชิกเป็นส่วนกลับของ SNR เข้ากับเอาต์พุตของผู้ใช้ทั้งหมด จะมี BER ที่ดีกว่าในกรณีที่ไมใช้เทคนิค PTS เมื่อ SNR ต่ำกว่า 15 dB แต่จะมี BER ต่ำกว่าเมื่อ SNR เกินค่านี้ไปแล้ว ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกับในกรณีที่แล้ว ส่วนในกรณีที่เครื่องรับใช้รหัสเฟสแมตริกซ์กับสัญญาณก่อนที่จะใช้ MMSE แบบรหัสเฟส จะให้สมรรถนะทาง BER ดีกว่ากรณีทั้งสองเป็นอย่างมาก นอกจากนี้ยังให้ผลที่ดีกว่าดีคอร์ดรีเลเตอร์ในหัวข้อที่แล้วในกรณีเดียวกัน ที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากนอกจากเครื่องรับ MMSE ทำหน้าที่ได้ดีในการลดการรบกวนระหว่างผู้ใช้ที่เกิดจากการใช้ตัวประกอบการหมุนเฟสดังเช่นเครื่องรับดีคอร์ดรีเลเตอร์แล้วยังช่วยลดผลของสัญญาณรบกวนได้อีกด้วย ผนวกกับการที่ PTS ทำหน้าที่ได้ดีในการลด PAPR



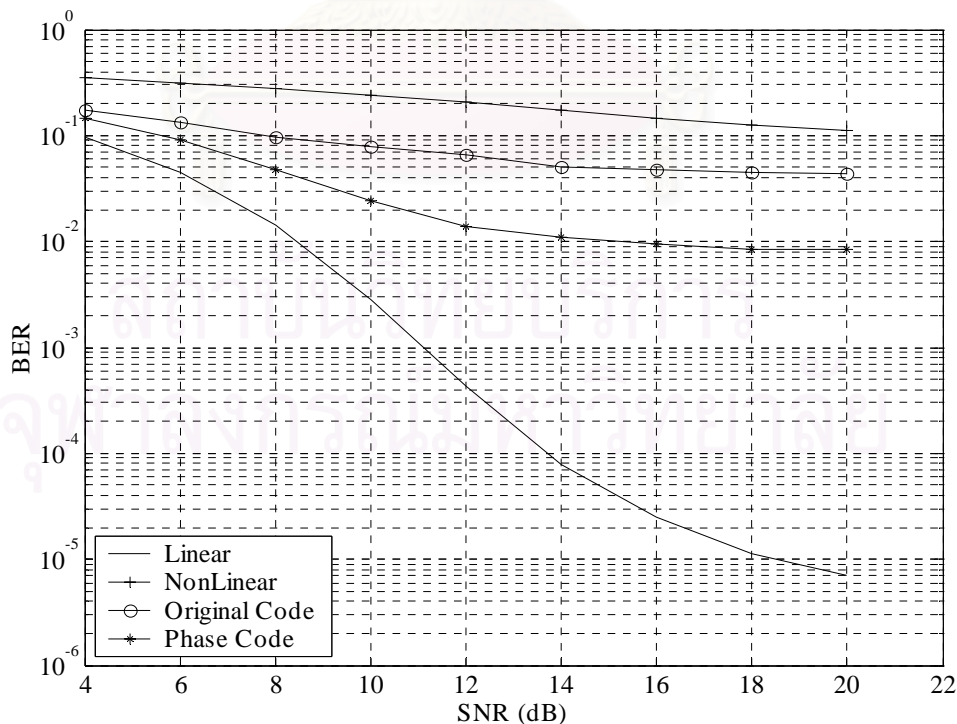
รูปที่ 4.13 BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมี MMSE เป็นเครื่องรับ

#### 4.2.5 ผลการห้สวอลซ์เมื่อใช้ PIC สำหรับรหัสเฟสที่เสนอ

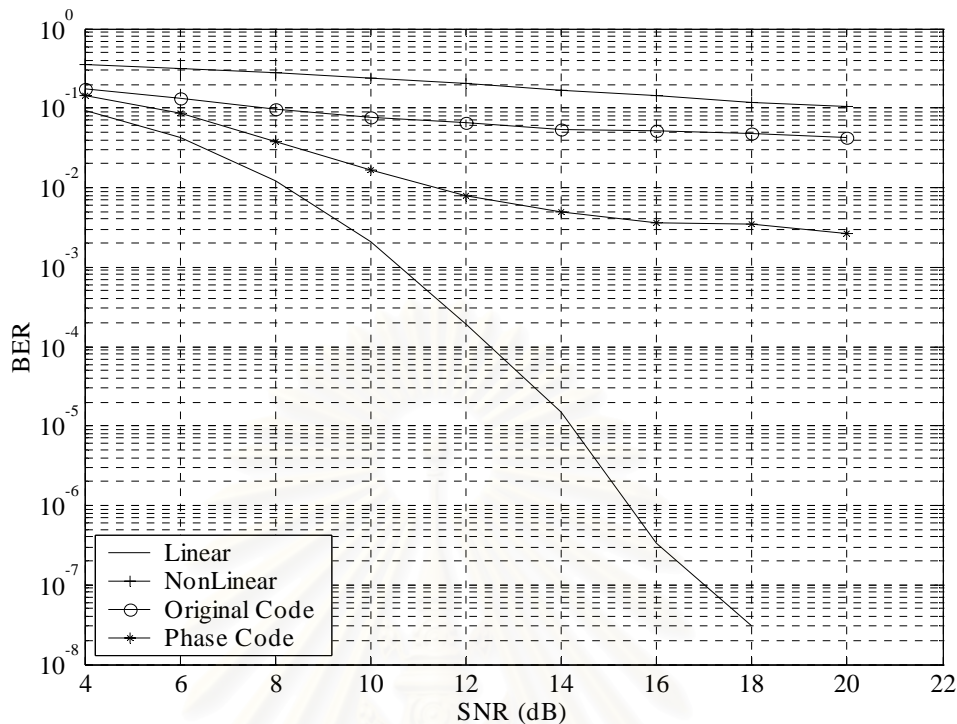
ตารางที่ 4.11 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลการห้สวอลซ์เมื่อใช้ PIC สำหรับรหัสเฟสที่เสนอที่มีต่อ BER

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	วงจรรขยาย		PTS		เครื่องรับ	
ชนิดรหัส	วอลซ์	$p$	3	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม	PIC	ตัวแปรทดลอง
ความยาวรหัส	32	IBO	3 dB	จำนวนบล็อกย่อย	4	PIC 5 ชั้น	ตัวแปรทดลอง
การมอดูเลต	QPSK			จำนวนเฟสที่ใช้	2		

รูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15 แสดง BER ของระบบที่ใช้ PIC และ PIC 5 ชั้นเป็นเครื่องรับตามลำดับ ในรูปจะแสดงในกรณีที่วงจรรขยายเป็นเชิงเส้นเพื่อใช้ในการเปรียบเทียบไว้ด้วย จะเห็นว่าหลังจากที่แปลงสัญญาณที่ได้รับให้อยู่ในโดเมนความถี่แล้ว ในกรณีที่เครื่องรับคุณตัวประกอบการหมุนเฟสกลับก่อนที่จะประมวลผลตาม PIC ที่ใช้รหัสเดิม โดยสัญญาณรวมที่จะนำไปให้ผู้รับต่าง ๆ หักล้างออกนั้นเป็นสัญญาณหลังคุณตัวประกอบการหมุนเฟสแล้ว จะมี BER ที่ดีกว่าในกรณีที่ไม่มีใช้เทคนิค PTS ด้วยเหตุผลเช่นเดียวกับในกรณีที่แล้ว แต่ที่ไม่เห็นจุดตัดกันของทั้งสองเส้นเป็นเพราะว่า PIC ทั้งสองแบบสำหรับกรณีที่ไม่มีใช้ PTS ลด PAPR ได้ไม่ดีเท่าดีคอรรีเลเตอร์และ MMSE ส่วนในกรณีที่เครื่องรับใช้ PIC แบบรหัสเฟสจะให้สมรรถนะทาง BER ดีกว่ากรณีทั้งสองเป็นอย่างมาก แต่อย่างไรก็ตามยังให้ผลที่ดีกว่าดีคอรรีเลเตอร์และ MMSE ในกรณีเดียวกันอยู่ แต่อย่างไรก็ตาม PIC แบบ 5 ชั้นก็มีสมรรถนะที่ดีกว่า PIC ปกติ



รูปที่ 4.14 BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมี PIC เป็นเครื่องรับ



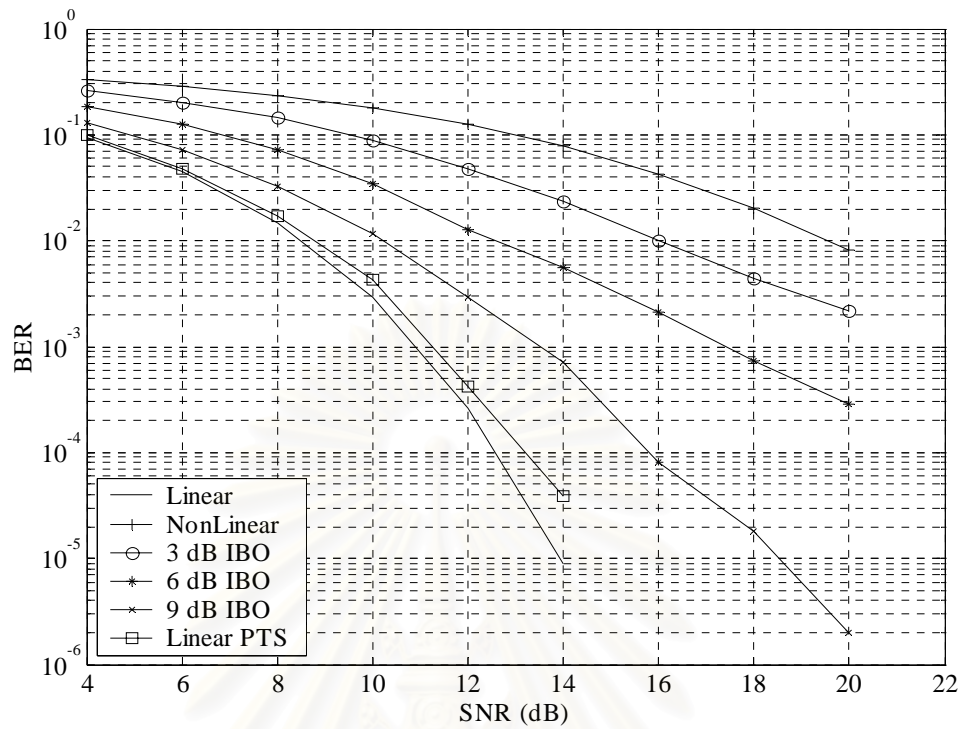
รูปที่ 4.15 BER ของระบบ MC-CDMA ที่ใช้รหัสวอลซ์และมี PIC 5 ชั้นเป็นเครื่องรับ

#### 4.2.6 ผลจากการแบ่งบล็อกย่อยที่ค่า IBO ต่าง ๆ

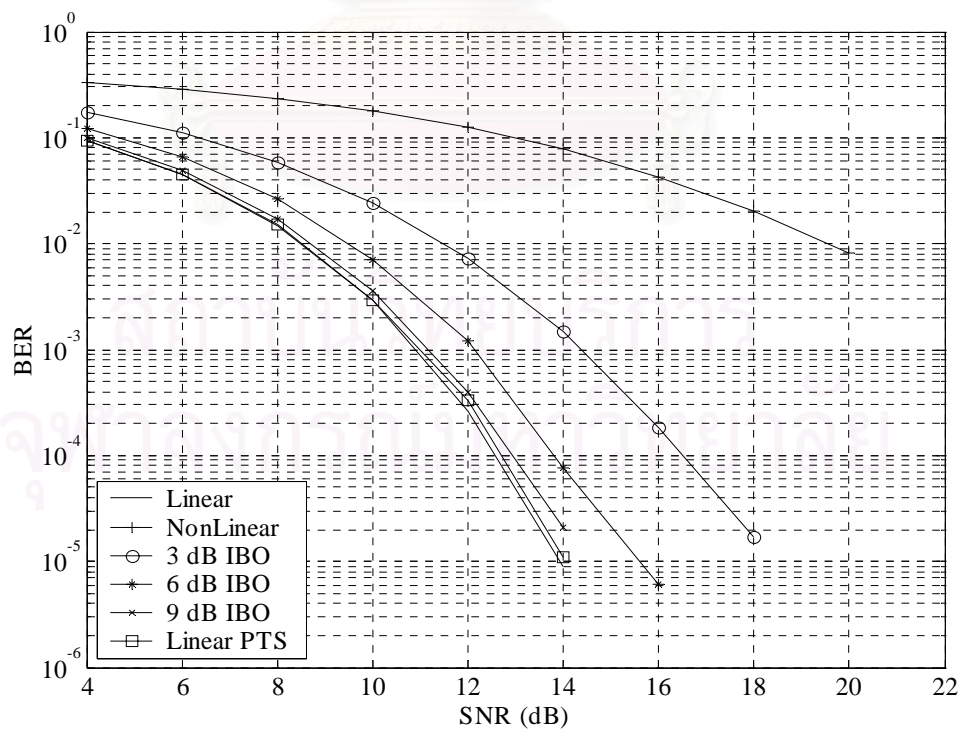
ตารางที่ 4.12 พารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองผลจากการแบ่งบล็อกย่อยที่ค่า IBO ต่าง ๆ ที่มีต่อ BER

ระบบ	MC-CDMA ใช้ PTS	วงจรรขยาย		PTS		เครื่องรับ	
ชนิดรหัส	วอลซ์	$p$	3	แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย	สุ่ม	MMSE	ใช้รหัสเฟส
ความยาวรหัส	32	IBO	ตัวแปร	จำนวนบล็อกย่อย	4		
การมอดูเลต	QPSK		ทดลอง	จำนวนเฟสที่ใช้	2		

รูปที่ 4.16, 4.17 และ 4.18 แสดง BER ของระบบที่ค่า IBO ต่าง ๆ สำหรับการแบ่งบล็อกย่อยแบบวางสลับ แบบประชิด และแบบสุ่มตามลำดับ ในรูปทั้งสามจะมีกราฟของระบบที่ไม่ใช้เทคนิค PTS ที่มีและไม่มีค่า IBO เป็นเชิงเส้นแสดงอยู่ด้วย จากรูปทั้งสาม สังเกตได้ว่าเมื่อค่า IBO เพิ่มขึ้นผลจากการอิมพัลส์และความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรรขยายจะยิ่งน้อยลง เป็นผลให้ BER ลดต่ำลง และจะเห็นได้ว่าเป็นผลจากวงจรรขยายน้อยลง ช่วงที่ BER ลดต่ำลงสำหรับการแบ่งบล็อกย่อยแต่ละแบบจะไม่เท่ากัน โดยแบบวางสลับจะลดได้น้อยที่สุด แบบประชิดลดได้รองลงมา และแบบสุ่มลดได้มากที่สุด แต่ผลที่น่าสนใจคือการแบ่งบล็อกย่อยแบบประชิดจะให้มีสมรรถนะ BER เข้าใกล้กับในกรณีที่ระบบเป็นเชิงเส้นมากที่สุดเมื่อเพิ่ม IBO ขึ้น และยิ่งไปกว่านั้นให้สมรรถนะเทียบเคียงได้กับในกรณีที่ระบบเป็นเชิงเส้นเมื่อไม่มีผลจากวงจรรขยายอยู่เลย ทั้งนี้วิเคราะห์ได้ว่าแบบแผนแบบประชิดจะยังคงทำให้รหัสเฟสตั้งฉากกันอยู่ในขณะลด PAPR ไป

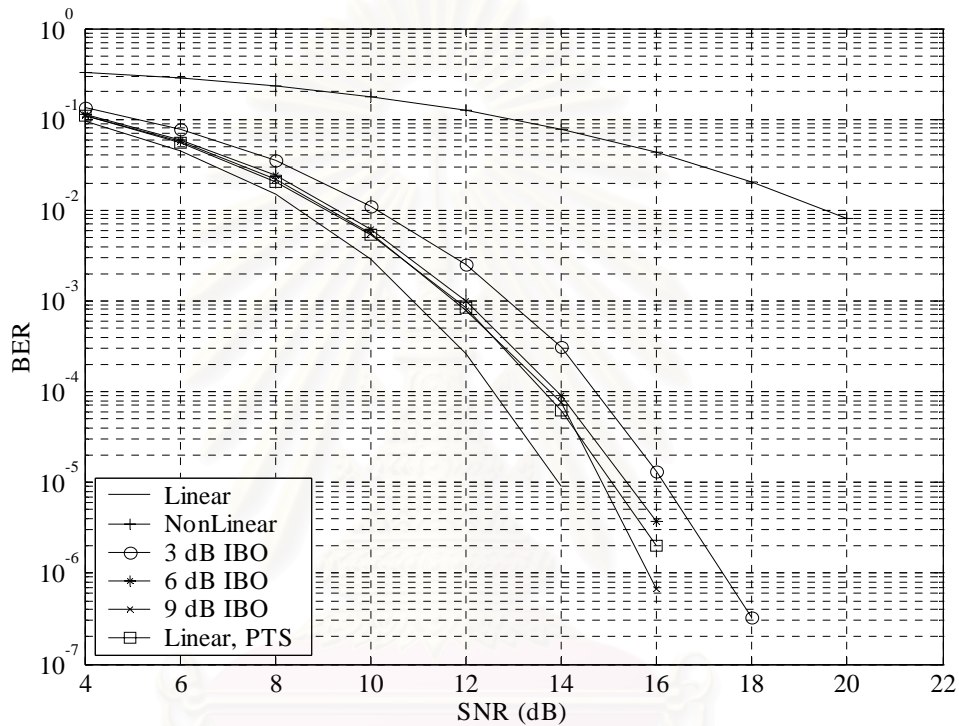


รูปที่ 4.16 BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับการแบ่งบิตก่อก่อยแบบวางสลับที่ใช้รหัสวอลซ์และมี MMSE เป็นเครื่องรับ



รูปที่ 4.17 BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับการแบ่งบิตก่อก่อยแบบประชิดที่ใช้รหัสวอลซ์และมี MMSE เป็นเครื่องรับ

ด้วย อย่างไรก็ตามการแบ่งแบบประชิดนี้ลด PAPR ได้น้อยกว่าแบบสุ่ม ดังนั้นเมื่อผลจากวงจรถายามีมาก BER จึงต่ำกว่า แต่เมื่อผลจากวงจรถายามีน้อยผลจากการที่รหัสตั้งฉากกันจะเด่นชัดขึ้นเป็นผลให้สมรรถนะทาง BER ดีกว่าแบบแผนแบบอื่น และเมื่อในระบบที่ไม่มีผลจากการอิมพัลส์หรือความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรถายาเลยระบบที่ใช้ PTS จะมีสมรรถนะเทียบเคียงได้กับระบบที่ไม่ใช้เทคนิค PTS



รูปที่ 4.18 BER ของระบบ MC-CDMA สำหรับการแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มที่ใช้รหัสวอล์คและมี MMSE เป็นเครื่องรับ

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## บทที่ 5

### บทสรุป

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้เสนอเทคนิค PTS ดัดแปลงสำหรับระบบ MC-CDMA บนข่าย-เชื่อมโยงขาขึ้น เทคนิคนี้สามารถลด PAPR ได้หลายระดับซึ่งมาจากความยืดหยุ่นในตัวมัน กล่าวคือ จำนวนบล็อกลอย จำนวนเฟสที่ใช้ และการแบ่งบล็อกลอยแบบต่าง ๆ ทำให้ช่วยลดความจำเป็นในการใช้วงจรขยายที่มีช่วงการทำงานที่เป็นเชิงเส้นเป็นช่วงกว้างในเครื่องส่งซึ่งยากต่อการออกแบบและมีราคาสูง อีกทั้งยังช่วยให้สิ้นเปลืองแบตเตอรี่น้อยลง โดยปกติในส่วนของเครื่องรับหลังจากการแปลงสัญญาณที่ได้รับไปเป็นโดเมนความถี่แล้ว ก็จะคูณตัวประกอบการหมุนเฟสที่เกิดจากการใช้เทคนิค PTS ของผู้ใช้แต่ละรายกลับเข้าไปเพื่อให้ได้สัญญาณของผู้ใช้นั้น ๆ แล้วก็ประมวลผลต่อตามกรรมวิธีของเครื่องรับที่ใช้ต่อไป แต่จากการวิเคราะห์พบว่าสำหรับผู้ใช้แต่ละรายนั้น PAPR ขึ้นอยู่กับรหัสที่ใช้อยู่ เนื่องจากรหัสของผู้ใช้แต่ละรายคงที่จึงสามารถคงตัวประกอบการหมุนเฟสค่าเดิมไว้ นอกจากนี้ยังสามารถรวมตัวประกอบการหมุนเฟสนี้เข้ากับรหัสได้และจะได้เป็นรหัสเฟส แต่ตัวประกอบการหมุนเฟสจะไปเปลี่ยนคุณสมบัติความสัมพันธ์ของรหัส จึงเสนอเครื่องรับต่าง ๆ ได้แก่ แมตซ์ฟิลเตอร์ ดีคอร์ดเรเตอร์ MMSE และ PIC ซึ่งเครื่องรับเหล่านี้จะใช้รหัสเฟสในการประมวลสัญญาณ และวัดสมรรถนะทางด้าน BER ของเครื่องรับเหล่านี้

ในการทดสอบสมรรถนะ จะทำการเปรียบเทียบระบบที่เสนอ กล่าวคือระบบที่ใช้เทคนิค PTS พร้อมกับเครื่องรับที่ใช้รหัสเดิมและระบบที่ใช้เทคนิค PTS พร้อมกับเครื่องรับที่ใช้รหัสเฟส กับระบบปกติที่วงจขยายเป็นเชิงเส้นและระบบปกติที่วงจขยายไม่เป็นเชิงเส้น โดยทำการวัดสมรรถนะทางด้าน CCDF และ BER ของรหัสสุ่มและรหัสวอลซ์ ในกรณีที่เป็นการวัดสมรรถนะทางด้าน BER ได้เปรียบเทียบผลจากเครื่องรับทั้ง 4 แบบ ได้แก่ แมตซ์ฟิลเตอร์ ดีคอร์ดเรเตอร์ MMSE และ PIC การเปรียบเทียบสมรรถนะทาง BER อีกอย่างคือเปรียบเทียบผลจากการแบ่งบล็อกลอยสำหรับวงจขยายลักษณะต่าง ๆ การจำลองระบบจะจำลองระบบเชื่อมโยงขาขึ้นผ่านช่องสัญญาณที่เป็น AWGN และมีเฟดดิ้งเป็นเรยลีแบบราบที่คลื่นพาห์แต่ละคลื่นและเป็นอิสระต่อกัน

เมื่อวัดสมรรถนะทางด้าน CCDF พบว่าถ้าใช้ไม่มีการแซมเปิลเกิน CCDF จะ

ต่างจากความเป็นจริง และเมื่อเพิ่มจำนวนคลื่นพาหีย่อย CCDF จะเพิ่มตาม นอกจากนี้จากการเปรียบเทียบ CCDF จากรหัส พบว่ารหัสวอลซ์มี CCDF ต่ำกว่ารหัสสุ่มมาก และการแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มสามารถลด PAPR ได้ดีที่สุด

เมื่อวัดสมรรถนะทางด้าน BER พบว่าสำหรับรหัสสุ่มในกรณีที่ใช้และไม่ใช้ PTS โดยเข้ารหัสเดิม จะมี BER ไม่ต่างกันมากนัก แต่ในกรณีของรหัสวอลซ์พบว่าเมื่อใช้ PTS จะได้ว่า BER ลดลงเป็นอย่างมาก แต่อย่างไรก็ตามสมรรถนะก็ยังไม่ห่างจากระบบที่วงจรถายเป็นเชิงเส้นอยู่ เมื่อเข้ารหัสเฟสและเครื่องรับเป็นแมตซ์ฟิลเตอร์พบว่ามีสมรรถนะเทียบเท่ากับรหัสเดิม แต่เมื่อใช้เครื่องรับเป็นแบบดีคอดริลเตอร์ MMSE และ PIC พบว่าแบบที่เข้ารหัสเฟสสมรรถนะดีกว่ารหัสเดิมมาก โดยที่เครื่องรับ MMSE ให้ผลดีที่สุด รองลงมาจะเป็นเครื่องรับดีคอดริลเตอร์และ PIC ตามลำดับ

ผลอีกประการที่น่าสนใจคือ เมื่อใช้การแบ่งบล็อกย่อยแบบประชิดจะดีกว่ารหัสเฟสที่นั่นตั้งฉากกัน แต่การแบ่งบล็อกย่อยแบบประชิดลด PAPR ได้น้อยกว่า ดังนั้นในกรณีที่วงจรถายเป็นเชิงเส้นมีความจำเป็นเชิงเส้นสูงสมรรถนะ BER จึงดีกว่าแบบแผนแบบสุ่ม แต่ในกรณีที่วงจรถายเป็นเชิงเส้นมากขึ้นและจุดอิมพัลส์สูงชันจะมี BER ที่ดีกว่า

## 5.2 ข้อดี-ข้อเสียของการนำเทคนิค PTS มาใช้กับระบบ MC-CDMA บนข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น และใช้เครื่องรับเป็นแบบรหัสเฟส

### 5.2.1 ข้อดี

1. แอมพลิจูดของสัญญาณและรวมไปถึงกำลังของสัญญาณลดลงไปได้มาก ทำให้ไม่สิ้นเปลืองแบตเตอรี่ และเป็นการใช้วงจรถายอย่างมีประสิทธิภาพ
2. มีความยืดหยุ่นในการลด PAPR ทำให้สามารถลด PAPR ได้หลายระดับ โดยการปรับจำนวนบล็อกย่อยหรือจำนวนเฟสที่ใช้หรือแม้แต่ปรับแบบแผนการแบ่งบล็อกย่อย นั้นหมายถึงสามารถเลือกขีดความสามารถของวงจรถายที่ต้องใช้ในเครื่องส่งได้หลายระดับ
3. ในกรณีที่เครื่องส่งมีขีดความสามารถต่ำมากสามารถเลือกใช้แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยแบบสุ่มโดยยอมให้รหัสเฟสไม่ตั้งฉากกันซึ่งจะให้สมรรถนะที่ดี ส่วนในกรณีที่เครื่องส่งมีขีดความสามารถสูงชันมากก็สามารถเลือกใช้แบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยแบบประชิดได้เพื่อให้รหัสเฟสตั้งฉากกัน
4. ไม่ต้องเสียแบนด์วิดท์เพื่อใช้ในการส่งตัวประกอบการหมุนเฟส เนื่องจากไม่จำเป็นต้องเปลี่ยนตัวประกอบการหมุนเฟสจนกว่าจะมีการเปลี่ยนรหัสของผู้ใช้

### 5.2.2 ข้อเสีย

1. มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้นจากการหาเฟสที่เหมาะสมที่สุด อีกทั้งจำนวนครั้งในการแปลง IDFT ต่อหนึ่งรหัสจะเท่ากับจำนวนบล็อกย่อย
2. เครื่องรับต้องมีฟังก์ชันเพิ่มขึ้นมาในการใช้รหัสเฟส

### 5.3 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

1. พัฒนาการลดความซับซ้อนของเทคนิค PTS และแบบแผนการแบ่งบล็อกย่อยแบบอื่น ๆ ในการลด PAPR
2. พัฒนาเทคนิค PTS ไปใช้ใน MC-CDMA เวอร์ชันอื่น ๆ และปรับแต่งให้เหมาะสม
3. วิเคราะห์รหัสเฟสที่ได้จากรหัสชนิดอื่น ๆ
4. พัฒนาการจัดการกับรหัสเฟสหรือกรรมวิธีอื่น ๆ ในการจัดการกับตัวประกอบการหมุนเฟสเพื่อลดการรบกวนระหว่างผู้ใช้ พร้อมทั้งพัฒนาเครื่องรับให้เหมาะกับรหัสเฟสนี้ด้วย

## รายการอ้างอิง

- [1] Jr. L. J. Cimini, "Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing," *IEEE Trans Commun*, vol. COM-33, pp. 665-6.
- [2] N. Yee and J. P. Linnartz, *Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel*. University of California at Berkeley, Berkeley, California 94720.
- [3] S. Verdú, *Multiuser Detection*. New York: Cambridge University Press, 1998.
- [4] F. Petré, M. Engels, M. Moonen, B. Gyselinckx and H. D. Man, "Adaptive MMSE/pcPIC-MMSE multiuser detector for MC-CDMA satellite system" in *Proc. ICC'01*, Helsinki, Finland, June 2001, vol. 9, pp. 2640-2644.
- [5] J. G. Andrews and T. H. Y. Meng, "Performance of multicarrier CDMA with successive interference cancellation with estimation error in a multipath fading channel," in *Proc. IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications*, 2002, vol. 1, pp. 150-154.
- [6] Y. Kai, A. S. Madhukumar and F. Chin, "Software-defined decision-feedback multiuser detection in frequency domain for single-carrier and multi-carrier CDMA systems-a sequential quadratic programming approach," in *Proc. PIMRC'03*, Sept. 2003, vol. 2, pp.1255-1259.
- [7] X. Li and Jr. L. J. Cimini, "Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM," in *Proc. IEEE VTC'97*, Phoenix, AZ, USA, May 1997, pp. 1634-1638.
- [8] R. O'Neill and L. B. Lopes, "Envelope Variations and Spectral Splatter in Clipped Multicarrier Signals," in *Proc. IEEE PIMRC'95*, Toronto, Ont., Canada, Sept. 1995, pp. 71-75.
- [9] R. van Nee and A. de Wild, "Reducing the Peak-to-Average Power of OFDM," in *Proc. IEEE VTC'98*, Ottawa, Ont., Canada, May 1998, pp. 2072-2076.
- [10] T. Fujii and M. Nakagawa, "Code selecting peak power reduction for MC-CDMA," in *Proc. IEEE WCNC'02*, March 2002, pp. 482-486.
- [11] R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer and J. B. Huber, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," *Elec. Lett.*, vol. 32, pp.2056-2057, Oct. 24, 1996.
- [12] S. H. Müller and J. B. Huber, "A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM," in *Proc. IEEE PIMRC'97*, Helsinki, Finland, Sept. 1997, pp. 1090-1094.
- [13] Jr. L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Ratio Reduction of an OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences," in *Proc. IEEE. ICC'99*, Vancouver, BC, Canada, June 1999, pp. 511-515.
- [14] S. G. Kang, J. G. Kim, and E. K. Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 333-338, Sept. 1999.
- [15] Jr. L. J. Cimini and N. R. Sollenberger, "Peak-to-Average Power Reduction of and OFDM Signal Using Partial Transmit Sequences with Embedded Side Information," in *Proc. IEEE GLOBECOM'00*, San Francisco, CA, USA, Nov. 2000, pp.746-750.

- [16] N. Ruangsurat and R.M.A.P. Rajatheva, "An Investigation of Peak to Average Power Ratio in MC-CDMA Combined with Partial Transmit Sequence," in *Proc. IEEE VTC'01*, Rhodes, Greece, May 2001, pp. 761-765.
- [17] W. S. Ho, A. S. Madhukumar, and F. Chin, "Peak-to-average power reduction using partial transmit sequences: a suboptimal approach based on dual layered phase sequencing," *IEEE Trans Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 225-231, June 2003.
- [18] J. M. Cioffi, g. Dudevoir, V. Eyrboglu, and G. D. Forney, "MMSE decision-feedback equalizers and coding – Part I: Equalization results," *IEEE Trans Commun*, vol. 43, pp. 2582-94, Oct 1995.
- [19] T. M. Schmidl and D. C. Cox, "Robust frequency and timing synchronization for OFDM," *IEEE Trans Commun*, vol. 45, pp. 1613-1621, Dec. 1997.
- [20] S. Kasturia, J. Aslanis and J. M. Cioffi, "Vector coding for partial-response channels," *IEEE Trans Inform Theory*, vol. 36, pp. 741-762, July 1990.
- [21] J. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun Mag*, May 1990.
- [22] A. Ruiz, J. M. Cioffi and S. Kasturia, "Discrete multiple tone modulation with coset coding for the spectrally shaped channel," *IEEE Trans Commun*, vol. COM-40, pp. 1012-1029, June 1992.
- [23] W. Y. Zou and Y. Wu, "COFDM: an overview," *IEEE Trans Broadcasting*, vol. 41, pp. 1-8, March 1995.
- [24] M. A. Tzannes, M. C. Tzannes, J. Proakis and P. N. Heller, "DMT systems, DWMT systems and digital filter banks," in *Proc. IEEE ICC'94*, New Orleans, LA, USA, May 1994, pp. 311-315.
- [25] U. Reimers, "Digital video broadcasting," *IEEE Commun Mag*, pp. 104-110, June 1998.
- [26] P. S. Chow, J. C. Tu and J. M. Cioffi, "Performance evaluation of a multichannel transceiver system for ADSL and VHDSL services," *IEEE J Sel Areas Commun*, vol. 9, pp. 909-919, Aug 1991.
- [27] M. Pauli and H.-P. Kuchenbecker, "On the reduction of out-of-band radiation of OFDM-signals," in *Proc. IEEE ICC'98*, Atlanta, GA, USA, June 1998, pp. 1304-1308.
- [28] S. Boyd, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans Circuit Syst*, vol, CAS-33, pp. 1018-1022, Oct. 1986.
- [29] A. V. Oppenheim and R. W. Schaffer, *Discrete-Time Signal Processing*. Prentice-Hall, 1989.
- [30] G. Santella and F. Mazzenga, "A hybrid analytical-simulation procedure for performance evaluation in M-QAM-OFDM schemes in presence of nonlinear distortions," *IEEE Trans Vehicular Tech*, vol. 47, pp. 142-151, Feb. 1998.
- [31] S. Andreoli, H. G. McClure, P. Banelli and S. Cacopardi, "Digital linearizer for RF amplifiers," *IEEE Trans Broadcasting*, vol. 43, pp. 12-19, March 1997.
- [32] A. A. M. Saleh, "Frequency-independent and frequency-dependent nonlinear models of TWT amplifiers," *IEEE Trans Commun*, vol. COM-29, pp. 1715-1720, Nov. 1981.
- [33] R. Gross and D. Veeneman, "SNR and spectral properties for a clipped DMT ASDL signal," in *Proc. IEEE ICC'94*, 1994.
- [34] B. M. Popovic, "Synthesis of power efficient multitone signals with flat amplitude spectrum," *IEEE Trans Commun*, vol. COM-39, po. 1031-1033, July 1991.

- [35] S. Narahashi and T. Nojima, "New phasing scheme of n-multiple carriers for reducing peak-to-average power ratio," *Elec. Lett.*, vol. 30, pp. 1382-1382, Aug. 18, 1994.
- [36] J. A. Davis and J. Jedwab, "Peak-to-mean power control and error correction for OFDM transmission using Golay sequences and Reed-Muller codes," *Elec. Lett.*, vol. 33, pp. 267-268, Feb. 13, 1997.
- [37] K. G. Paterson, "Coding techniques for power controlled OFDM," in *Proc. IEEE PIMRC'98*, Boston, MA, USA, Sept. 1998, pp. 801-805.
- [38] S. Shepherd, J. Orriss, and S. Barton, "Asymptotic limits in peak envelope power reduction by redundant coding in orthogonal frequency-division multiplex modulation," *IEEE Trans Commun*, vol. COM-46, pp. 5-10, Jan. 1998.
- [39] M. Friese, "Multitone signals with low crest factor," *IEEE Trans Commun*, vol. 45, pp. 1338-1344. Oct. 1997.
- [40] J. S. Chow, J. A. C. Bingham and M. S. Flowers, "Mitigating clipping noise in multicarrier systems," in *Proc. IEEE ICC'97*, Montreal, Canada, June 1997, pp. 715-719.
- [41] D. J. G. Mestdagh and P. M. P. Spruyt, "A method to reduce probability of clipping in DMT-based transceivers," *IEEE Trans Commun*, vol. COM-44, pp. 1234-1238, Oct. 1996.
- [42] P. Van Eetvelt, G. Wade and M. Tomlinson, "Peak to average power reduction for OFDM schemes by selective scrambling", *Elec. Lett.*, vol. 32, pp. 1963-1964, Oct. 10, 1996.
- [43] S. H. Müller and J. B. Huber, "A comparison of peak power reduction schemes for OFDM," in *Proc. IEEE GLOBECOM*, Phoenix, AZ, USA, Nov. 1997, vol. 1, pp. 1-5.
- [44] S. H. Müller and J. B. Huber, " OFDM with reduced peak-to-average power ratio by optimum combination of partial transmit sequences," *Elec. Lett.*, vol. 33, pp. 368-369, Feb. 1997.
- [45] W. Henkel and B. Wagner, "Trellis shaping for reducing the peak-to-average ratio of multitone signals," in *Proc. IEEE Intl Symp Inform Theory*, Ulm, Germany, July 1997, p. 519.
- [46] M. Friese, "OFDM signals with low crest-factor," in *Proc. IEEE GLOBECOM'97*, Phoenix, AZ, Nov. 1997, vol. 1, pp. 290-294.
- [47] J. Proakis, *Digital Communications*, New York: McGraw-Hill, 1983, Ch. 4.
- [48] R. Bultitude, S. Mahmoud and W. Sullivan, "A Comparison of Indoor Radio Propagation Characteristics at 910 MHz and 1.75 GHz," *IEEE J Sel Areas Commun*, vol. 7, no. 1, pp. 20-30, Jan. 1989.
- [49] T. A. Sexton and K. Pahlavan, "Channel Modeling and Adaptive Equalization of Indoor Radio Channels," *IEEE J Sel Areas Commun*, vol. 7, no. 1, pp. 114-120, Jan. 1989.



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

## ผลงานของผู้เขียนที่อยู่ระหว่างรอการตีพิมพ์

S. Jitapunkul, K. Wutthipornpong, J. Songthanasak and S. Kunaruttanapruk, "Peak to Average Power Ratio Reduction in MC-CDMA using Partial Transmit Sequences," ที่การประชุม Wireless Telecommunications Symposium (WTS 2004) ระหว่างวันที่ 13-15 พฤษภาคม พ.ศ. 2547



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## Peak to Average Power Ratio Reduction in MC-CDMA using Partial Transmit Sequences

Somchai Jitapunkul, Krittee Wutthipornpong, Jirapa Songthanasak and Suwich Kunaruttanapruk  
*Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,  
 Faculty of Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok 10330, Thailand*  
*E-mail: ttt010@hotmail.com, jsomchai@chula.ac.th*

### Abstract

*MC-CDMA is an attractive technique for achieving transmission in fading channels in high data rate mobile communications. However, it requires a high quality amplifier to cope with large amplitude fluctuation at transmitter side. Partial Transmit Sequences (PTS) is one of the best methods in reducing Peak to Average Power Ratio (PAPR). In this paper, a modified PTS scheme for uplink communications is proposed, in contrast to the original PTS, which is generally applied in downlink in OFDM system. While successfully reducing PAPR, PTS alters code correlation property which affects bit error rate, when applied to the MC-CDMA system in uplink. Therefore, modified receivers to deal with this problem are as well proposed.*

### 1. Introduction

MC-CDMA [1] is a promising technique for fourth generation mobile communications. Its benefits are from 2 modulations. One is OFDM, a multicarrier modulation, which provides high data rate while symbol interval is kept long, resulting in its robustness of transmission in frequency selective fading channels, especially at high data rate mobile communications. The other is CDMA, which provides multiple access capability. However, MC-CDMA as well comes with disadvantages such as difficulty in subcarrier synchronization, sensitivity to frequency offset and high Peak to Average Power Ratio (PAPR). The last disadvantage causes MC-CDMA system inevitably to resort to, as conventional solutions, either high quality linear amplifier or backing off the operating point of nonlinear amplifier to cope with very high PAPR

signals. This leads to very inefficient amplification, excess battery consumption and very expensive transmitter. Thus, PAPR reduction techniques are very significant for multicarrier transmission systems.

Consequently, several PAPR reduction methods have been proposed, such as Deliberate Clipping [2], Peak Windowing [3], Code Selecting [4], Selective Mapping (SLM) [5], Partial Transmit Sequences (PTS) [6-9], etc. In Deliberate Clipping, the simplest method, signals are deliberately clipped before amplification. This gives good PAPR but suffers some performance degradation. Peak Windowing multiplies large signal peaks by small window like Kaiser or Hamming. It smoothes the hard limiting effect existing in Deliberate Clipping, thereby decreasing the out-of-band distortion. In Code Selecting, the number of codes with low PAPR available is limited and the resulting PAPR may not be really low. SLM multiplies a frequency-domain signal by prescribed randomly generated vectors and selects among them the vector that gives the time-domain symbol with lowest PAPR. PTS is based on the same principle as SLM but, in addition, it provides PAPR reduction flexibility. In this scheme, subcarriers are partitioned into multiple disjoint subblocks. Then, the phase of each subblock is modified by phase rotation factors to achieve PAPR to be as low as possible. The PTS is originally intended for OFDM downlink communications. The PTS in downlink MC-CDMA system is investigated in [8].

As for this paper, a modified PTS for uplink MC-CDMA system is proposed. In contrast to the original scheme, this modified one rotates subblocks for each user. Then it will be shown that rotating each user's signal is equivalent to rotate each user's code to a new one, thus altering the code correlation property. In addition, various receivers combating this effect are also evaluated.

## 2. System model

### 2.1. Transmission model

MC-CDMA is a combination of a multicarrier modulation and CDMA spreading over the frequency domain. The  $k$ -th user's MC-CDMA transmitter is illustrated in Figure 1. First, as the number of subcarriers is  $N$ , the same as the length of spreading code, a data symbol  $d^k$  is copied to  $N$  parallel taps. Then, these parallel signals are spread over the frequency domain using  $c_n^k$ ,  $k=0, \dots, K-1$  and  $n=0, \dots, N-1$ , which is a chip of the  $k$ -th user's spreading code at the  $n$ -th subcarrier. The  $k$ -th user's frequency-domain spread spectrum  $\mathbf{X}^k$ , is given by

$$\mathbf{X}^k = d^k \mathbf{c}^k, \quad (1)$$

where  $\mathbf{X}^k = [X_0^k, \dots, X_{N-1}^k]^T$  and  $\mathbf{c}^k = [c_0^k, \dots, c_{N-1}^k]^T$ .  $X_n^k$  and  $c_n^k$  denote the  $k$ -th user's spread data and chip of the spreading code, respectively, at the  $n$ -th subcarrier. Each user's channel is modelled as an independent flat fading channel  $\mathbf{H}^k = \text{diag}\{[H_0^k, \dots, H_{N-1}^k]\}$ , where  $H_n^k$  is a frequency-domain channel response at the  $n$ -th subcarrier for the  $k$ -th user. The received signal also experiences additive white Gaussian noise (AWGN) of zero mean and variance  $\sigma^2$ .

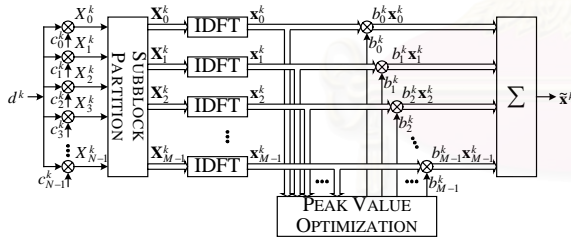


Figure 1. The  $k$ -th user PTS MC-CDMA Transmitter

### 2.2. Peak power for multicarrier signals

In order to evaluate the level of peak power, PAPR is employed as a criteria and is defined as the following equation [4].

$$\text{PAPR} = \max_{0 \leq t < T} \frac{|s(t)|^2}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad (2)$$

where  $s(t)$  is an MC-CDMA signal,  $|s(t)|^2$  represents the envelope power and  $E\{|s(t)|^2\}$  shows the average power. PAPR is evaluated per symbol.

### 2.3. Nonlinear amplifier model

To simulate a non-linear power amplifier, the following Rapp's model [4] is employed for amplitude conversion.

$$g(A) = \frac{A}{(1 + (|A|/A_{sat})^{2p})^{\frac{1}{2p}}}, \quad (3)$$

where  $A$  is the amplitude of an input signal,  $A_{sat}$  is the saturation amplitude of an amplifier,  $g(A)$  is the amplitude of an output signal and  $p$  is a constant representing the characteristic of a non-linear amplifier. In this paper,  $p = 3$  is assumed, which is a general value for solid-state power amplifiers (SSPA) [4]. The operating point of an amplifier is determined by input backoff (IBO) given by

$$\text{IBO} = \frac{P_{sat}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad (4)$$

where  $P_{sat}$  is the input power corresponding to the saturation point of an amplifier and  $E\{|s(t)|^2\}$  is the average input power.

## 3. Proposed system

### 3.1. Partial Transmit Sequences in uplink

The main idea is that the PTS technique can only be implemented in a user-by-user manner in the uplink, in contrast to the downlink case where the original PTS scheme is applied to the sum of all users' signal. Each user's subcarrier vector  $\mathbf{X}^k$  is partitioned into  $M$  disjoint subblocks  $\mathbf{X}_m^k$ ,  $m=0, \dots, M-1$  (cf. Figure 1). In principle, the total number of subcarriers included in any one of these subblocks  $\mathbf{X}_m^k$  is arbitrary, but subblocks of equal size have been found to be an appropriate choice [6]. All subcarrier positions in  $\mathbf{X}_m^k$ , which are already represented in another subblock, are set to zero, so that  $\mathbf{X}^k = \sum_{m=0}^{M-1} \mathbf{X}_m^k$ . At this stage, phase rotation factors  $b_m^k$ , with  $|b_m^k|=1$ ,  $m=0, \dots, M-1$ , are introduced. After applying phase rotation factors, a modified subcarrier vector  $\tilde{\mathbf{X}}^k = \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \mathbf{X}_m^k$  is obtained. To be specific, the function of these factors is to rotate the phases of all subcarriers in the  $m$ -th subblock by the same angle of  $\arg\{b_m^k\}$ .

The calculation of PAPR is required in order to

determine the optimal values of phase rotation factors. The calculation of PAPR value must be done in the time domain. The equivalent time-domain samples of the signal after applying phase rotation factors can be expressed by

$$\tilde{\mathbf{x}}^k = \text{IDFT}\{\tilde{\mathbf{X}}^k\} = \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \text{IDFT}\{\mathbf{X}_m^k\} = \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \mathbf{x}_m^k, \quad (5)$$

where the  $M$  so-called partial transmit sequences  $\mathbf{x}_m^k = \text{IDFT}\{\mathbf{X}_m^k\}$ .

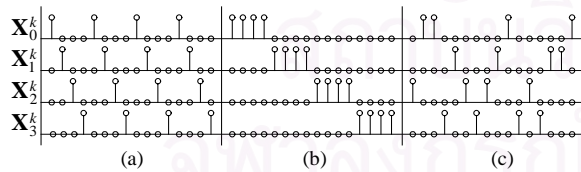
Ideally, the optimized rotation factor set is given by

$$\{\tilde{b}_0^k, \dots, \tilde{b}_{M-1}^k\} = \arg \min_{\{b_0^k, \dots, b_{M-1}^k\}} \left\{ \max_{n=0, \dots, N-1} \left| \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k x_{m,n}^k \right| \right\}, \quad (6)$$

where  $x_{m,n}^k$  is the  $n$ -th element of  $\mathbf{x}_m^k$ . This results in optimum transmit sequence  $\tilde{\mathbf{x}}^k = \sum_{m=0}^{M-1} \tilde{b}_m^k \mathbf{x}_m^k$ , which has the lowest possible discrete-time PAPR. Finally, the samples  $\tilde{x}_n^k$  are D/A converted and then transmitted.

### 3.2. Subblock Partition Schemes (SPSs)

Subblock Partition [7] for PTS technique is a method of division of subcarriers into multiple disjoint subblocks. In general, it can be classified into 3 categories: interleaved, adjacent, and random SPS, as illustrated in Figure 2. For the interleaved SPS, every subcarrier spaced  $L$  apart is allocated in the same subblock. In the adjacent scheme,  $N/M$  successive subcarriers are assigned into the same subblock sequentially. In the random scheme  $N/M$  subcarriers are randomly assigned into each subblock.



**Figure 2.** Subblock Partition Schemes  
(a) Adjacent (b) Interleaved (c) Random

### 3.3. Phase code

Consider a user signal

$$\tilde{\mathbf{x}}^k = \text{IDFT}\left\{ \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \mathbf{X}_m^k \right\} = d^k \text{IDFT}\left\{ \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \mathbf{c}_m^k \right\}. \quad (7)$$

Its discrete instantaneous power is

$$|x_n^k|^2 = |d^k|^2 \left| \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k c_{m,i}^k e^{j2\pi mi/N} \right|^2. \quad (8)$$

It is clearly seen that, for a constant amplitude data modulation such as quadrature phase shift keying (QPSK), PAPR does not depend on the data but the code. And since the code is fixed for each user, then PAPR remains the same among data symbols, though their amplitudes may vary. Hence, the phase rotation factors need not be changed unless the new code is assigned, eliminating the necessity of transmission of the side information and thus no extra bandwidth required.

According to (7), it can be viewed that the code of each user is altered by the phase rotation factors, hence introducing a new code, the so-called phase code

$$\tilde{\mathbf{c}}^k = \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \mathbf{c}_m^k.$$

### 3.4. Receivers for phase code

After passing through fading channels and experiencing AWGN, and being converted to the frequency domain by DFT, the received signal is then written as

$$\mathbf{Y} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}^k A^k \tilde{\mathbf{X}}^k + \mathbf{N}, \quad (9)$$

where  $A^k$  is the received amplitude of the  $k$ -th user's signal and  $\mathbf{N}$  denotes AWGN in the frequency domain. By reformulating (9), the equation in terms of the phase code is obtained, as follows:

$$\mathbf{Y} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}^k A^k \sum_{m=0}^{M-1} b_m^k \mathbf{X}_m^k + \mathbf{N} = \sum_{k=0}^{K-1} \mathbf{H}^k A^k d^k \tilde{\mathbf{c}}^k + \mathbf{N}. \quad (10)$$

In case of matched filter as a receiver, these phase codes are matched to the signal to extract users' information in stead of their original codes. However, the new phase code correlation property may not equal to the original one. As a consequence, the contending receivers that have quite good property in dealing with correlation problem will be simulated. These are decorrelator, MMSE and PIC [10].

**3.4.1. Matched filter.** Figure 3 shows a bank of matched filters. The coefficient of each matched filter

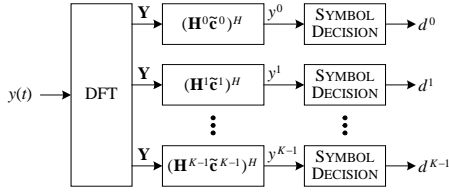


Figure 3. Matched Filter

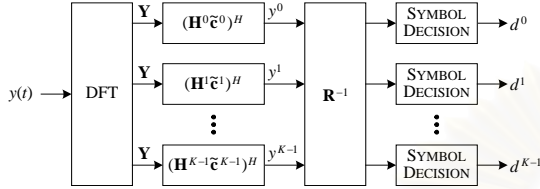


Figure 4. Decorrelator

is matched to the signature code, multiplied by corresponding channel transfer function, i.e. the maximum ratio combining (MRC) criterion, of a different user. As a consequence, it provides the decision statistics for the  $k$ -th user as

$$y^k = (\mathbf{H}^k \tilde{\mathbf{c}}^k)^H \mathbf{Y} = A^k d^k + \sum_{j=0, j \neq k}^{K-1} A^j d^j \rho^{kj} + N^k, \quad (11)$$

where  $\rho^{kj} = (\mathbf{H}^k \tilde{\mathbf{c}}^k)^H \mathbf{H}^j \tilde{\mathbf{c}}^j = (\tilde{\mathbf{c}}^k)^H (\mathbf{H}^k)^* \mathbf{H}^j \tilde{\mathbf{c}}^j$  and  $N^k = (\tilde{\mathbf{c}}^k)^H (\mathbf{H}^k)^* \mathbf{N}$ . In a compact form,

$$\mathbf{y} = \mathbf{R} \mathbf{d} + \mathbf{n}, \quad (12)$$

where  $\mathbf{y} = [y^0, \dots, y^{K-1}]^T$ ,  $\mathbf{R} = \{\rho^{kj}\}$ ,  $\mathbf{d} = [d^0, \dots, d^{K-1}]^T$ ,  $\mathbf{A} = \text{diag}\{[A^0, \dots, A^{K-1}]\}$  and  $\mathbf{n} = [N^0, \dots, N^{K-1}]^T$ .

**3.4.2. Decorrelator.** Figure 4 depicts a decorrelator. Decorrelator is a multiuser detector. It further exploits the matched filter bank outputs by processing them with  $\mathbf{R}^{-1}$ , resulting in

$$\mathbf{R}^{-1} \mathbf{y} = \mathbf{A} \mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}. \quad (13)$$

**3.4.3. MMSE.** MMSE detector, Figure 5, replaces the transformation  $\mathbf{R}^{-1}$  of the decorrelator by

$$[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1}, \quad (14)$$

where  $\sigma^2 \mathbf{A}^{-2} = \text{diag}\left\{\left[\frac{\sigma^2}{(A^0)^2}, \dots, \frac{\sigma^2}{(A^{K-1})^2}\right]\right\}$ .

**3.4.4. PIC.** PIC is illustrated in Figure 6. In PIC, all bank of matched filter outputs are demodulated, respread by according users' phase codes multiplied by

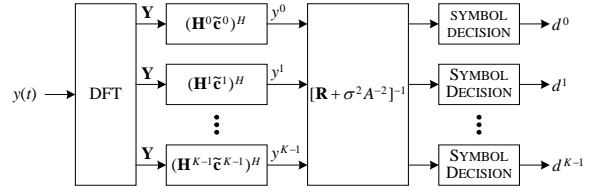


Figure 5. MMSE

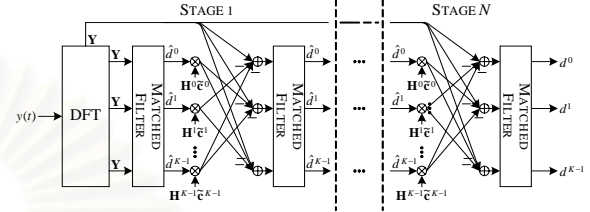


Figure 6. PIC

corresponding users' transfer functions and then subtracted, except for the user of interest, from the DFT of the received signal, thus resulting in

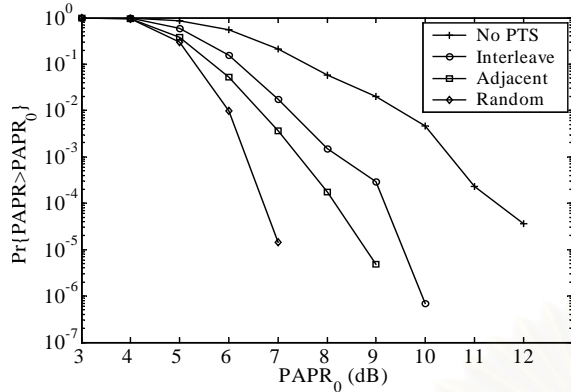
$$\mathbf{Y}^k = \mathbf{Y} - \sum_{j=0, j \neq k}^{K-1} A^j \hat{d}^j \mathbf{H}^j \tilde{\mathbf{c}}^j. \quad (15)$$

After that, the remaining signal for each user is matched to the according phase code multiplied by that user's transfer function. This can be done in many stages (cf. Figure 6).

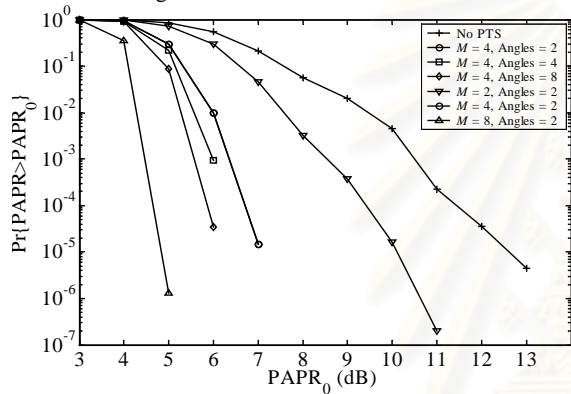
## 4. Simulation

In this section, a modified PTS system is evaluated in terms of performance index of PAPR complementary cumulative distribution function (CCDF) and bit error rate (BER) by computer simulation. The modulation method is QPSK and the number of subcarriers is 32, the same number as the length of the spreading code. Both random code and Walsh code are employed in the simulation. The number of DFT points is  $32 \times 4$ , meaning that signals are oversampled by a factor of four.

First, the PAPR CCDF performance is shown. PAPR CCDF is the probability that PAPR of a symbol exceeds a given threshold. Therefore, the vertical value is the probability that PAPR exceeds the horizontal value. Figures 7 and 8 show PAPR CCDF performance for random code. In Figure 7, in addition to the CCDF of a system without PTS, three aforementioned SPS performances are shown. It is clear that the random SPS is outstanding. As for Figure 8, CCDF of a PTS system with both the number of subblocks and the number of admitted phases varied from 2 to 8 is illustrated. Note that varying the number of admitted angles gives little effect. In contrast, increasing the



**Figure 7.** CCDF of a PTS MC-CDMA system of various SPSs with  $M = 4$  and the number of admitted angles = 2

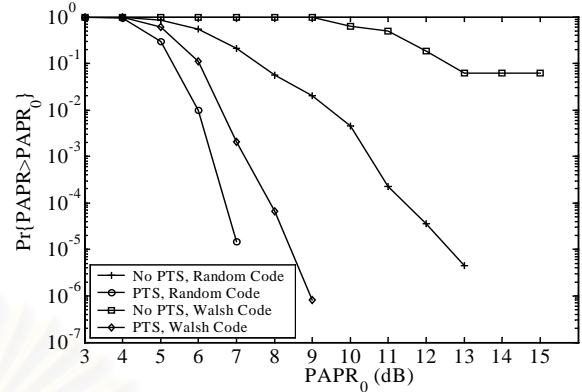


**Figure 8.** CCDF of a MC-CDMA system employing random code with various numbers of subblocks and admitted angles

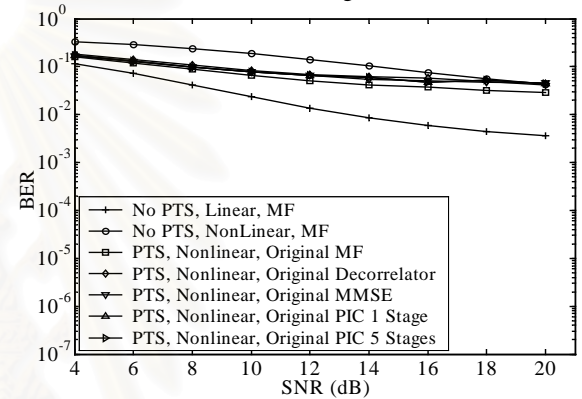
number of subblocks exhibits better results and  $M = 4$  and the number of admitted angles of 2 are reasonable, in terms of computational complexity, because the number of computations is (number of admitted angles) $^{M-1}$ .

The CCDF performance of a PTS system employing Walsh code, with random SPS, and  $M$  and the number of admitted angles equal to 4 and 2 respectively, is illustrated in Figure 9. Note that for a system without PTS, compared to random code, the Walsh code exhibits very high PAPR. However, this PAPR problem can be greatly reduced by using PTS technique, though not as low as in the random code case. And its contribution concerning BER will be shown in the subsequent paragraphs.

The BER performance of a PTS system is illustrated in Figure 10. Here, BER of a system without PTS with linear amplifier equipped is compared to that with nonlinear amplifier equipped, in case of 3 dB IBO. Note that BER degrades dramatically because, in addition to highly distorted by the amplifier, signals are degraded by noise. Also shown is BER of a



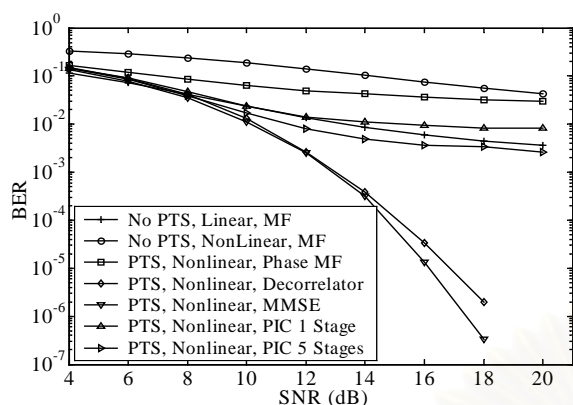
**Figure 9.** CCDF of a MC-CDMA system of  $M = 4$  and the number of admitted angles = 2



**Figure 10.** BER of a MC-CDMA system employing Walsh code with various receivers when original code applied

nonlinear amplifier-equipped PTS system when the original Walsh code is employed at receivers which means that the conjugates of the phase rotation factors are multiplied as in the original PTS scheme before the receivers process the signals as usual. Note that when original matched filter, decorrelator, MMSE and PIC are used as receivers, they can improve BER slightly since PTS reduce nonlinearity and saturation effects from the amplifier. However, at high SNR, BER converges to the case of nonlinear system without PTS since noise dominates less than that at low SNR.

The superiority of a PTS system with phase Walsh code regarding BER is illustrated in Figure 11. Here, the nonlinear amplifier-equipped PTS system employs the receivers mentioned earlier, i.e. phase matched filter, decorrelator, MMSE and PIC. Note that they improve BER much further than the original code case. To be specific, PIC performs better than phase matched filter but inferior to decorrelator and MMSE. And the performances of decorrelator and MMSE are almost the same. Furthermore, the performances of decorrelator and MMSE lie beyond the system without PTS with linear amplifier and MRC matched filter



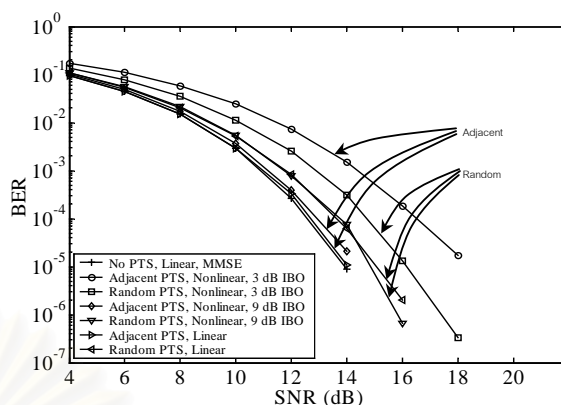
**Figure 11.** BER of a MC-CDMA system employing Walsh code with various receivers when phase code applied

employed.

Figure 12 shows an interesting result when SPSs are compared to each other regarding BER with various IBO values. In this case, MMSE receiver is employed. Note that, at 3 dB IBO, random SPS performs better than adjacent SPS because random SPS can reduce more PAPR. However, with increasing IBO, adjacent SPS performance approaches closer to that of linear case than random SPS. Moreover, when the amplifier is linear, the performances are almost the same. The reason is that, with adjacent SPS applied, the correlation property is the same, i.e. the rotated codes are still orthogonal to one another.

## 5. Conclusion

In this paper, a modified PTS technique has been proposed for an uplink MC-CDMA system. By the sake of its flexibility, i.e. the number of subblocks, the number of admitted angles and SPSs, the resulting peak power reduction can be achieved with several levels of acceptable PAPR. For each user, PAPR depends on the code. Since the code for each user is fixed, the phase rotation factors can remain fixed. The phase rotation factors can be merged into the code, thus the introduction of the phase code with which a matched filter correlates the DFT of a received signal. The phase rotation factors alter the code correlation property. To deal with this problem, the BER performances of phase matched filter, decorrelator, MMSE and PIC receiver are investigated compared to the original ones. The results show that they can cope considerably well with correlation problem, especially decorrelator and MMSE and, hence, in case of amplifier being nonlinear, their performances are superior over the system without PTS technique for peak power reduction. Furthermore, when adjacent SPS is applied, the code is still orthogonal. Therefore



**Figure 12.** BER of a MC-CDMA system employing Walsh code with various IBO values and MMSE equipped

if amplifier capability is quite good, the resulting performance approaches to the linear case.

## References

- [1] N. Yee and J. P. Linnartz, *Multi-Carrier CDMA in an Indoor Wireless Radio Channel*. University of California at Berkeley, Berkeley, California 94720.
- [2] X. Li and Jr. L. J. Cimini, "Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM," in *Proc. IEEE VTC'97*, Phoenix, AZ, USA, May 1997, pp. 1634-1638.
- [3] R. van Nee and A. de Wild, "Reducing the Peak-to-Average Power of OFDM," in *Proc. IEEE VTC'98*, Ottawa, Ont., Canada, May 1998, pp. 2072-2076.
- [4] T. Fujii and M. Nakagawa, "Code selecting peak power reduction for MC-CDMA," in *Proc. IEEE WCNC'02*, March 2002, pp. 482-486.
- [5] R. W. Bäuml, R. F. H. Fischer, and J. B. Huber, "Reducing the Peak-to-Average Power Ratio of Multicarrier Modulation by Selected Mapping," *Elec. Lett.*, vol. 32, pp.2056-2057, Oct. 1996.
- [6] S. H. Müller and J. B. Huber, "A Novel Peak Power Reduction Scheme for OFDM," in *Proc. IEEE PIMRC'97*, Helsinki, Finland, Sept. 1997, pp. 1090-1094.
- [7] S. G. Kang, J. G. Kim, and E. K. Joo, "A novel subblock partition scheme for partial transmit sequence OFDM," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 45, no. 3, pp. 333-338, Sept. 1999.
- [8] N. Ruangsurat and R.M.A.P. Rajatheva, "An Investigation of Peak to Average Power Ratio in MC-CDMA Combined with Partial Transmit Sequence," in *Proc. IEEE VTC'01*, Rhodes, Greece, May 2001, pp. 761-765.
- [9] W. S. Ho, A. S. Madhukumar, and F. Chin, "Peak-to-average power reduction using partial transmit sequences: a suboptimal approach based on dual layered phase sequencing," *IEEE Transactions on Broadcasting*, vol. 49, no. 2, pp. 225-231, June 2003.
- [10] S. Verdú, *Multiuser Detection*. New York: Cambridge University Press, 1998.

## ภาคผนวก ข

### ช่องสัญญาณหลายวิถี

เมื่อส่งสัญญาณใด ๆ ผ่านช่องสัญญาณไร้สาย สัญญาณนั้นจะแตกออกเป็นสัญญาณหลาย ๆ สัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกันสอดคล้องกับการสะท้อนพหุวิถีจากวัตถุในสภาพแวดล้อมขณะนั้น วิถีแต่ละวิถีจะมีการลดทอนการประวิงทางเฟสและการประวิงทางเวลา เมื่อมาถึงเครื่องรับสัญญาณที่ได้รับจะมาจากการทับซ้อน (Superposition) จากวิถีเหล่านี้ ซึ่งอาจรวมกันแบบหักล้างอันเป็นผลมาจากลักษณะสุ่มของช่องสัญญาณ

พารามิเตอร์สองตัวที่ใช้บอกลักษณะของช่องสัญญาณหลายวิถี ได้แก่ การแผ่เวลาประวิง (Delay Spread) และแบนด์วิดท์รวมนัย [47] การแผ่เวลาประวิง  $T_d$  เป็นค่าความยาวของการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของช่องสัญญาณ การแผ่เวลาประวิงทำให้เกิดการรบกวนระหว่างสัญลักษณ์ (InterSymbol Interference : ISI) และทำให้สมรรถนะของระบบต่ำลงตามลำดับ อีกทั้งยังทำให้การออกแบบเครื่องรับซับซ้อนมากขึ้นด้วย พารามิเตอร์ที่น่าสนใจอีกตัวคือ จำนวนวิถีที่แยกแยะได้ซึ่งมีนิยามดังนี้

$$L = \left\lfloor \frac{T_m}{T} \right\rfloor + 1 \quad (\text{ข.1})$$

โดยที่  $T_d$  คือการแผ่เวลาประวิงสูงสุด และ  $T$  เป็นช่วงเวลาสัญลักษณ์ สำหรับอัตราการส่งสูงถึง 1 Mb/s ตามปกติแล้วจะมีวิถีเดียวเท่านั้น

แบนด์วิดท์รวมนัยเป็นค่าที่ใช้วัดความสัมพันธ์ของเฟตติงระหว่างคลื่นพาร์ย่อย ค่านี้มีความสัมพันธ์โดยตรงกับการแผ่เวลาประวิง สำหรับโปรไฟล์กำลังการแผ่เวลาประวิงที่กระจายตัวแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลจะมีแบนด์วิดท์รวมนัยดังนี้

$$BW_c = \frac{1}{2\pi T_d} \quad (\text{ข.2})$$

ความถี่ที่อยู่ในแบนด์วิดท์รวมนัยเดียวกันมีแนวโน้มที่จะได้รับผลจากเฟตติงสหสัมพันธ์ (Correlated Fading)

ปรากฏการณ์ของช่องสัญญาณอีกชนิดที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารไร้สายคือการแผ่ดอปเปลอร์ (Doppler Spread) ซึ่งเป็นค่าบอกความผันแปรของการเลื่อนความถี่ของคลื่นพาร์

กล่าวอย่างง่ายคือเป็นค่าที่ใช้วัดอัตราที่ช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลง การแผ่ดื้อเปลี่ยนแปลงค่าน้อย ๆ หมายถึงมีเวลาร่วมกันมากหรือช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงช้า ที่อัตราไบต์ (Baud Rate) เป็น 1 Mbauds/sec อาจอนุมานได้ว่าช่องสัญญาณคงที่ตลอดช่วงเวลาสัญลักษณ์  $T$

ในช่วงเวลาเล็ก ๆ ที่ผลจากช่องสัญญาณค่อนข้างมีค่าคงที่ สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยผลจากวิธีต่าง ๆ ที่เข้ามาในช่วงนี้ วิธีแต่ละวิธีอาจเขียนให้อยู่ในรูปเวกเตอร์ของแอมพลิจูดและเฟสได้ ถ้าอุปกรณ์ปลายทางกำลังเคลื่อนที่หรือสภาพแวดล้อมรอบ ๆ มีการเปลี่ยนแปลง ผลกระทบจากช่องสัญญาณอาจเปลี่ยนแปลงอย่างสุ่มไปตามเวลา ดังนั้น ณ เวลาขณะหนึ่งวิธีอาจรวมกันแบบหักล้างและอีกขณะหนึ่งอาจรวมกันแบบเสริม ซึ่งกรณีที่ไม่เป็นที่ต้องการนั้นคือกรณีที่ช่องสัญญาณลดทอดสัญญาณ การกระจายตัวสองแบบที่ใช้กันทั่วไปในการบอกลักษณะของแอมพลิจูดสุ่มที่เป็นผลมาจากช่องสัญญาณหลายวิธี ได้แก่ การกระจายตัวแบบเรย์ลี (Rayleigh) และแบบไรเซียน (Rician)

ถ้าในสัญญาณที่ได้รับไม่มีองค์ประกอบตามเส้นแนวสายตา (Line-of-Sight : LOS) ซึ่งก็คือเมื่อวิธีตรงถูกบดบังดังเช่นการแพร่กระจายสัญญาณระยะไกลในสภาพแวดล้อมกลางแจ้ง (Outdoor) สัญญาณที่ได้รับจะประกอบไปด้วยองค์ประกอบกระเจิง (Scattered) อันเนื่องมาจากการสะท้อนที่ไม่มีวิธีหลัก สัญญาณที่ได้รับจะสามารถแยกออกเป็นองค์ประกอบร่วมเฟส (in-phase) และองค์ประกอบตั้งฉาก (Quadrature) ซึ่งวิธีแต่ละวิธีก็มีผลต่อทั้งสองส่วนนี้ด้วย จากทฤษฎีเซนทรัลลิมิตเมื่อมีวิธีจำนวนมาก จะทำให้สามารถอนุมานได้ว่าองค์ประกอบร่วมเฟสและตั้งฉากเป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์ค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ ดังนั้นแอมพลิจูดทั้งหมดของสัญญาณที่ได้มาจากการบวกเวกเตอร์องค์ประกอบทั้งหมดจึงเป็นไปนิยามของการกระจายตัวแบบเรย์ลี นอกจากนี้เฟสก็มีการกระจายตัวแบบเอกกรุปในช่วง  $[0, 2\pi]$

การกระจายตัวแบบเรย์ลีของ  $\rho$  มีนิยามดังนี้

$$f_{\rho}(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2}{2\sigma^2}\right)} \quad (1.3)$$

โดยที่  $\sigma^2$  คือแวกเรียนซ์ขององค์ประกอบร่วมเฟสและตั้งฉาก ปริมาณทางสถิติสองค่าที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือค่าเฉลี่ยและโมเมนต์ที่สองของตัวแปรสุ่มแบบเรย์ลี ซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (1.4)$$

$$E\{\rho^2\} = 2\sigma^2 \quad (1.5)$$



ถ้ามีองค์ประกอบ LOS แนวตรงตั้งในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร (Indoor) สัญญาณที่ได้รับจะมีองค์ประกอบตาม LOS หลักและองค์ประกอบกระเจิงอื่นเนื่องมาจากการสะท้อน เมื่อกำหนดให้องค์ประกอบ LOS อยู่ในแนวร่วมเฟส แอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับ  $\rho$  จะมีการกระจายตัวแบบไรเซียนดังนี้

$$f_{\rho}(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\left(\frac{\rho^2+a_0^2}{2\sigma^2}\right)} I_0\left(\frac{a_0\rho}{\sigma^2}\right) \quad (ข.6)$$

โดยที่  $\sigma^2$  แทนกำลังขององค์ประกอบร่วมเฟสและตั้งฉากกระเจิง  $a_0$  คือแอมพลิจูดขององค์ประกอบ LOS และ  $I_0(\rho)$  เป็นฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับศูนย์ (Zeroth Order Modified Bessel Function) การกระจายตัวแบบไรเซียนนี้มักจะใช้ตัวประกอบ  $K$  ของไรเซียนเป็นตัวกำหนดลักษณะ

$$K = \frac{a_0^2}{2\sigma^2} \quad (ข.7)$$

จากการวัดในสภาวะแวดล้อมภายในอาคารต่าง ๆ พบว่าโดยทั่วไปค่าของ  $K$  จะเป็น 10 [48] ปริมาณทางสถิติที่เกี่ยวข้องในที่นี้คือค่าเฉลี่ยของการกระจายตัวแบบไรเซียนซึ่งมีค่าเป็น

$$E\{\rho\} = e^{-K/2} \sqrt{\frac{\pi}{2(K+1)}} \bar{p} \left[ (1+K) I_0\left(\frac{K}{2}\right) + K I_1\left(\frac{K}{2}\right) \right] \quad (ข.8)$$

โดยที่  $I_1(K)$  แทนฟังก์ชันเบสเซลดัดแปลงอันดับหนึ่ง (First Order Modified Bessel Function)

มีงานวิจัยหลายงานที่ศึกษาเกี่ยวกับการสร้างแบบจำลองของช่องสัญญาณในสภาวะแวดล้อมภายในอาคาร แบบจำลองทางสถิติใน [49] อาจเหมาะสมสำหรับสัญญาณแถบกว้างที่ซึ่งมีวิถีที่แยกแยะได้อยู่มาก มากกว่าที่จะเป็นการสื่อสารแถบแคบที่ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีวิถีที่แยกแยะได้หนึ่งวิถี (นั่นคือ  $T_d \ll T_b$ )

### ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายกฤตธี วุฒิพรพงษ์ เกิดวันที่ 19 ตุลาคม พ.ศ. 2522 ที่จังหวัดเชียงใหม่ เข้าการศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต มหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ในปีการศึกษา 2539 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเชียงใหม่ ในปีการศึกษา 2543 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิตสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2543



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย