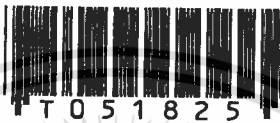


การวิเคราะห์สมรรถนะของการดีเทคหลายผู้ใช้งานร่วมกับระบบไคเร็กซ์เควินซีดีเอ็มเอ
แบบหลายคลื่นพาห์บนช่องสัญญาณเฟดดิ้งแบบหลายวิถี

PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTI-USER DETECTION COMBINING
WITH MULTI-CARRIER DS/CDMA ON MULTI-PATH FADING CHANNELS



อภิญา โกติรัมย์
APINYA KOTHIRAM

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดมหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

ฉน-
๑ 253 ๗
๑547

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-9680-33-2

เลขหมู่.....๑.1.....

เลขทะเบียน.....51825.....

วัน,เดือน,ปี. 3 0 ก.ค. 2547

b. 112014๑๗
i.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีคาร์นาไปเซ

**PERFORMANCE ANALYSIS OF MULTI-USER DETECTION COMBINING
WITH MULTI-CARRIER DS/CDMA ON MULTI-PATH FADING CHANNELS**

APINYA KOTHIRAM



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2004

ISBN 974-9680-33-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การวิเคราะห์สมรรถนะของการตีเทคหลายผู้ใช้ร่วมกับระบบ
โคเร็คซีเควินซีดีเอ็มเอแบบหลายคลื่นพาห์บนช่องสัญญาณ
เฟดดิ้งแบบหลายวิถี

นักศึกษา

อภิญา โภทิรัมย์

รหัสนักศึกษา

43061141

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2547

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.สุวิมล สิริทิวภาภ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอวิธีการรวมการตีเทคแบบหลายผู้ใช้เข้ากับเทคนิคของการมอดูเลตแบบ
หลายคลื่นพาห์ของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบโคเร็คซีเควินซีดีเอ็มเอ (DS/CDMA) ซึ่งเทคนิค
เหล่านี้เป็นการวิเคราะห์ในสภาพแวดล้อมของเฟดดิ้งแบบหลายวิถี โดยภาครับที่กำหนดให้เป็น
ดีคอร์ดรีเลติงเทคเตอร์สำหรับแต่ละคลื่นพาห์ และผลลัพธ์ของดีคอร์ดรีเลติงในแต่ละวิถีได้รวมเข้ากับ
อัตราวมที่มากที่สุด ดังนั้นการประมาณค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการจางหายแบบ
หลายวิถีในสภาวะของสัญญาณรบกวนของแบนด์ที่มีการแบ่งโดยใช้วิธีการจำลองทางคณิตศาสตร์
แล้วทำการเปรียบเทียบสมรรถนะระบบดีคอร์ดรีเลติงตีเทคเตอร์แบบหลายผู้ใช้รวมเข้ากับการมอดู
เลตแบบหลายคลื่นพาห์กับการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดี่ยวแบบเดิมของระบบการเข้าถึงหลายทาง
แบบโคเร็คซีเควินซีดีเอ็มเอ และนอกจากนี้ยังวิเคราะห์ความซับซ้อนของดีคอร์ดรีเลติงตีเทคเตอร์ด้วย

Thesis Title	Performance analysis of multi-user detection combining with multi-carrier DS/CDMA on multi-path fading channels.
Student	Ms. Apinya Kothiram
Student ID.	43061141
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr.Suvepol Sittichevapak

ABSTRACT

This thesis, we combine multiuser detection and multicarrier signaling technique for direct sequence code division multiple access system (DS/CDMA). These techniques are analyzed in multipath fading environment, where the receiver provides a decorrelating detector for each carrier and the outputs of the correlators are combining with a maximal ratio combiner. We evaluate the system performance over multipath fading channels in the presence of partial band interference based on numerical method. We also compare system performance of multiuser detection combining with the conventional single carrier decorrelating detector, besides we analyze the complexity of these detectors too.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้น เนื่องมาจากคำแนะนำและการให้คำปรึกษา รวมทั้งชี้แนะแนวทางที่ถูกต้องเกี่ยวกับการทำงานวิจัยจนเป็นวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์นี้ ต้องขอขอบพระคุณ รศ.ดร.สุวิพล สิริชชีวภาค และ ผศ.ดร.สุทธิชัย นพพนาภิพงษ์ เป็นอย่างสูงที่ให้คำแนะนำ ให้ความรู้ และให้คำปรึกษา ตั้งแต่เริ่มเข้ามาศึกษาจนกระทั่งสำเร็จการศึกษา

ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา พี่ชาย น้องชายและน้องสาว ที่ให้ความสนับสนุนและให้โอกาสในการศึกษา พร้อมทั้งให้กำลังใจแก่ผู้เขียน ได้ทำในสิ่งที่ตั้งใจไว้จนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

และขอขอบคุณ คุณเศรษฐกร กาเมือง ที่ช่วยให้คำปรึกษาทุกด้าน เอ๋ เอฟ ตู๋ย ไพร์ อี๊ด ป็อบ เก่ง จุน เพื่อนๆ น้องๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจและให้คำปรึกษาทุกอย่างจนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี แม้ไม่ได้กล่าวถึง ณ ที่นี้

ประโยชน์และคุณค่าที่ได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่านที่กล่าวมาข้างต้นและหวังว่าวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ทำงานวิจัยในด้านนี้ต่อไป

อภิัญญา โทศิริมย์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ที่มาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	2
1.3 แนวความคิด.....	2
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	3
บทที่ 2 ระบบการเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งรหัสและ เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	4
2.1 หลักการพื้นฐานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส.....	4
2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง.....	8
2.3 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์.....	12
2.3.1 DS-CDMA (Direct Sequence CDMA).....	12
2.3.2 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA).....	14
2.3.3 MC DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA).....	16
2.3.4 MT-CDMA (Multitone CDMA).....	18
2.4 คุณลักษณะของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี.....	20
2.4.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ.....	21
2.4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	24
2.4.2.1 แบบจำลองของเรย์ลี (Rayleigh model).....	25
2.4.2.2 แบบจำลองของ Rician (Rician model).....	25
2.4.2.3 แบบจำลองของนาคากามิ (Nakagami model).....	26

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 ภาครับแบบหลายผู้ใช้ในระบบซีดีเอ็มเอ.....	27
3.1 บทนำ.....	27
3.2 แบบจำลองระบบสำหรับการคิโมอูเลทแบบหลายผู้ใช้.....	29
3.3 หลักการเบื้องต้นของภาครับแบบต่างๆ.....	32
3.3.1 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอแบบเดิม.....	32
3.3.2 เครื่องรับแบบ Optimum.....	33
3.3.3 เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตติง (Decorrelating Detector).....	34
3.3.4 เครื่องรับแบบตัดการรบกวนออก (Interference Canceller).....	36
3.3.5 เครื่องรับ Adaptive MMSE.....	37
3.3.6 เครื่องรับแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด (MLSE).....	39
3.4 ข้อดีและข้อจำกัดของการตีเทคแบบหลายผู้ใช้.....	40
บทที่ 4 อัตราความผิดพลาดของดีคอรรีเลตติงตีเทคเตอร์รวมกับการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้ ในช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบนาคากามิในระบบซีดีเอ็มเอ.....	41
4.1 แบบจำลองระบบ.....	41
4.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	41
4.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ.....	42
4.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ.....	44
4.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ.....	45
4.2.1 การวิเคราะห์ BER.....	45
4.2.2 การวิเคราะห์ความซับซ้อน.....	49
บทที่ 5 ผลการวิเคราะห์เชิงเลข.....	51
5.1 สมรรถนะของระบบเมื่อไม่มีผลจากการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น.....	52
5.1.1 จำนวนคลื่นพาหะที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง.....	52
5.1.2 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคากามิที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตของระบบน้อยลง.....	54

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.2 สมรรถนะของระบบเมื่อผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น (ผู้ใช้งานมากกว่า 1).....	55
5.2.1 จำนวนคลื่นพาห้ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 10).....	55
5.2.2 จำนวนคลื่นพาห้ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 50).....	58
5.2.3 ค่าตัวแปรเสริมเฟดคิงที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 10).....	61
5.3 ศึกษาสมรรถนะของค่าหน่วยการแผ่แบบหลายวิถีที่มีค่าเป็น 2 สาขา (Two-ray models) ในพื้นที่ชานเมือง (Suburban area) และมี 4 ถึง 5 สาขา สำหรับพื้นที่ในเมือง (Urban area).....	63
5.3.1 จำนวนคลื่นพาห้เท่ากับจำนวนสาขา $L = 2$ ในพื้นที่บริเวณชานเมือง (จำนวนผู้ใช้งานเป็น 8).....	63
5.3.2 จำนวนคลื่นพาห้เท่ากับจำนวนสาขา $L = 4$ ในพื้นที่บริเวณในเมือง (จำนวนผู้ใช้งานเป็น 8).....	64
บทที่ 6 สรุปผลการวิเคราะห์.....	65
เอกสารอ้างอิง.....	66
ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์.....	68
ประวัติผู้เขียน.....	69

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่.....6
2.2	การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่.....7
2.3	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS.....8
2.4	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS ที่ถูกดัดแปลง.....9
2.5	การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็น ขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา.....10
2.6	เครื่องรับสัญญาณ DS-SS.....10
2.7	(ก) เครื่องส่งของระบบ DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....13
2.7	(ค) เครื่องรับของระบบ DS-CDMA.....14
2.8	(ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA.....15
2.8	(ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA.....16
2.9	(ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก.....17
	(ค) เครื่องส่งของระบบ MC DS-CDMA.....18
2.10	(ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA.....19
2.11	แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาทางช่องสัญญาณหลายวิถี ที่เกิดจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ.....20
2.12	คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิถี.....23
2.13	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$24
3.1	แบบจำลองของระบบหลายผู้ใช้ DS-CDMA (Multiuser detection DS-CDMA).....31
3.2	เครื่องรับระบบ DS-CDMA แบบเดิม.....32
3.3	เครื่องรับแบบ Optimum สำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-CDMA.....33
3.4	เครื่องรับแบบคอคอร์เลตติ้งสำหรับระบบซิงโครนัส DS-CDMA.....34
3.5	เครื่องรับ Interference Canceller.....37
3.6	เครื่องรับแบบ Adaptive ในระบบ DS-CDMA ที่ดีเทคทุกสัญญาณ.....39

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง.....	41
4.2 แบบจำลองเครื่องรับ.....	44
5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 1$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	52
5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 1$, $N_1 = 255$, $m = 2$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	53
5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 1$, $N_1 = 255$, $M = 2$ และค่าพารามิเตอร์เฟดดิ้งเปลี่ยนแปลง	54
5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	55
5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $m = 2$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	56
5.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $m = 3$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	57
5.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 50$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	58
5.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณ พลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 50$, $N_1 = 255$, $m = 2$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ	59

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 50$, $N_1 = 255$, $M = 2$ และเฟดดิ้งพารามิเตอร์ค่าต่างๆ	60
5.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $M = 2$ และเฟดดิ้งพารามิเตอร์ค่าต่างๆ	61
5.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $M = 3$ และเฟดดิ้งพารามิเตอร์ค่าต่างๆ	62
5.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 8$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนเส้นทางเท่ากับ 2	63
5.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 8$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนเส้นทางเท่ากับ 4	64

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาของงานวิจัย

ระบบ DS/CDMA เป็นระบบที่มีศักยภาพด้านการแข่งขันของเทคนิคการเข้าถึงหลายทาง สำหรับการติดต่อสื่อสารในขณะนี้ ในระบบ DS/CDMA มีการกำหนดสัญญาณรหัสของผู้ใช้แต่ละคนไว้อย่างชัดเจนและผู้ใช้ทุกคนสามารถใช้ช่องความถี่ปกิคร่วมกัน โดยการมอดูเลตกับสัญญาณรหัสที่ถูกกำหนดไว้ก่อน ในกรณีทดสอบความตั้งฉากกันระหว่างความชัดเจนของสัญญาณรหัสอาจจะไม่ได้ศึกษาเนื่องจากการจำกัดแบนด์วิดท์ ขาดการเข้าจังหวะกัน หรือข้อกำหนดอื่นในช่องสัญญาณ การจางหายของโทรศัพท์เคลื่อนที่ วิธีการของตัวตรวจจับแบบแมทซ์ฟิลเตอร์แบบเดิมล้มเหลวบ่อยในการต้านทานปัญหาใกล้-ไกล (Near-Far Problem) แม้ว่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross Correlation) ค่าระหว่างสัญญาณรหัส ตัวตรวจจับ CDMA แบบเดิมนั้นมีวิธีการตรวจจับผู้ใช้คนเดียวเป็นตามนี้คือ ผู้ใช้แต่ละคนจะถูกตรวจจับแยกจากกันโดยไม่มีกรกล่าวถึงผู้ใช้อื่นๆ เพื่อพิสูจน์สมรรถนะการตรวจจับของผู้ใช้แต่ละคนการตรวจจับแบบหลายผู้ใช้ได้ถูกเสนอใน [1-4] ในการตรวจจับแบบหลายผู้ใช้ข้อมูลของผู้ใช้หลายคนถูกใช้ในการตรวจจับแต่ละคน ตัวตรวจจับแบบหลายผู้ใช้ที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Multiuser Detection) ซึ่งตัวตรวจจับแบบนี้มีโครงสร้างที่ซับซ้อน นั่นคือตัวตรวจจับแบบหลายผู้ใช้ที่เหมาะสมที่สุดบนพื้นฐานความน่าจะเป็นสูงสุดมีอุปสรรคในด้านความซับซ้อนกับจำนวนผู้ใช้ที่แอกทีฟเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังนั้น Suboptimal Multiuser Detection หลายชนิดถูกนำเสนอและวิเคราะห์และมีสมรรถนะกับความซับซ้อนที่ต่ำเป็นที่ยอมรับตัวอย่างเช่น ตัวตรวจจับแบบดีคอร์เรเลตติ้ง (Decorrelating Detector), ตัวตรวจจับแบบหลายสแตจ (Multistage Detector) เป็นต้น หนึ่งใน Suboptimal Multiuser Detection คือ Decorrelating Detector ซึ่งเป็นภาครับแบบเชิงเส้นในเรื่องความซับซ้อนและการทำงาน และกันความต้านทานใกล้-ไกลของตัวตรวจจับแบบหลายผู้ใช้ ภาครับของผู้ใช้คนเดียวแบบเดิมนั้นถูกจำกัดปัญหาใกล้-ไกลเนื่องจากไวต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณการแทรกแซงที่ได้รับมาก ตัวตรวจจับเดอริ่งนี้ไม่ต้องการประมาณค่าแอมพลิจูดของสัญญาณที่ได้รับและมีความน่าจะเป็นความผิดพลาดเป็นอิสระต่อกับพลังงานของสัญญาณ เป็นที่ทราบกันดีว่า Decorrelating Detector สัมพันธ์กับลำดับความน่าจะเป็นสูงสุดของตัวตรวจจับเมื่อเราไม่ทราบพลังงานของทุกผู้ใช้ที่ภาครับ[5] อย่างไรก็ตามจะประมาณค่าประวิงที่สัมพันธ์กันอย่างต่อเนื่องกับแต่ละวิถีและอัตราการขยายของแต่ละวิถีสำหรับอัตราการรวมที่มากที่สุด (Maximal-Ratio Combining) แม้กับการประมาณค่าบนช่องสัญญาณที่สมบูรณ์ ปัญหาใกล้-ไกลถูกตั้งเป็นพื้นฐานการจำกัดสมรรถนะของภาครับแบบซีดีเอ็มเอที่มีอยู่ ระบบ Multicarrier DS/CDMA ถือว่าเป็นทางเลือกที่เป็นไปได้ของระบบ DS/CDMA แบบผู้ใช้คนเดียว ในที่นี้แบนด์วิดท์ที่ว่างเป็นการแยกในกลุ่มของความถี่ที่ไม่เชื่อมกันมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออยู่เขตเห็นเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัย

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดเท่ากับแบนด์วิดท์และแต่ละแบนด์ย่อยของแบนด์วิดท์นั้นน้อยกว่าแบนด์วิดท์รวม (Coherent Bandwidth) ของช่องสัญญาณ ในแต่ละแบนด์ย่อยการเฟดดิ้งเป็นแบบไม่เลือกความถี่ นั่นคือวิถีโคเวอเรนซ์ที่ถูกแปลงเป็นความถี่โคเวอเรนซ์ ซึ่งระบบ Multicarrier DS/CDMA มีข้อดีหลายอย่างเช่น ทนต่อการจางหายแบบหลายวิถี ระบบมีการจัดผลกระทบจากการแทรกแซงแบนด์แคบ และสมรรถนะดีแม้ว่าอัตราชิปต่ำ

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ทำการศึกษาวิเคราะห์

1.2.1 ศึกษาการวิเคราะห์การตีเทคแบบหลายผู้ใช้ โดยใช้ดีคอร์ดิงดีเทคเตอร์กับการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยตรงโดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์และสามารถอธิบายลักษณะของสัญญาณ การทำงานของระบบคือ เครื่องส่ง ช่องสัญญาณ และเครื่องรับ โดยอธิบายหลักการและเหตุผลของแบบจำลอง

1.2.2 ศึกษาสมรรถนะของระบบ ด้านอัตราความผิดพลาดของระบบ MC-DS/CDMA ในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคามี

1.2.3 ศึกษาผลของจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต และตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง ว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบอย่างไร นอกจากนี้ยังวิเคราะห์ความซับซ้อนของดีคอร์ดิงดีเทคเตอร์ที่ใช้การมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์เปรียบเทียบกับระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดียว

1.3 แนวความคิด

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการวิเคราะห์ความน่าจะเป็นความผิดพลาดของวิเคราะห์การตีเทคแบบหลายผู้ใช้โดยการรวมวิธีดีคอร์ดิงดีเทคเตอร์กับวิธีการแบบหลายคลื่นพาห์ในระบบโคเร็คซีแคว้นซีดีเอ็มเอในช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายคลื่นพาห์ วิธีการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์ที่วิจัยนี้เป็นการส่งแบบขนานของรูปคลื่นของลำดับรหัสโดยตรงในโดเมนความถี่ โดยที่ลำดับข้อมูลที่เหมือนกันถูกคูณด้วยลำดับการแผ่มอดูเลตกับหลายคลื่นพาห์ใน [5] จากการรวมดีคอร์ดิงดีเทคเตอร์กับวิธีมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์เราสามารถลดความซับซ้อนของดีคอร์ดิงดีเทคเตอร์ โดยแบนด์วิดท์ทั้งหมดของระบบที่มีการมอดูเลตเป็นหลายคลื่นพาห์นั้นจะถูกแบ่งเป็นจำนวนเท่ากับ M คลื่นพาห์ซึ่งกว้างเท่ากับแบนด์ความถี่ และแต่ละความถี่คลื่นพาห์ถูกมอดูเลตด้วยลำดับของการแผ่กับช่วงเวลาของชิฟ ซึ่งคือ M ครึ่งยาวเท่ากับระบบคลื่นพาห์เดียว

1.4 ขอบเขตของการวิจัย

1.4.1 ศึกษาตัวชี้วัด CDMA แบบเดิมที่มีวิธีการตีเทคผู้ใช้คนเดียวคือ ผู้ใช้แต่ละคนจะถูกตีเทคแยกจากกัน โดยไม่มีการกล่าวถึงผู้ใช้อื่นๆ เพื่อพิสูจน์สมรรถนะการตีเทคของผู้ใช้แต่ละคนจึงได้นำเสนอการตีเทคผู้ใช้หลายคน จากการรวมคิออร์รีเลติงตีเทคเตอร์และวิธีหลายๆ กลิ่นพาทเข้าด้วยกัน เราสามารถลดความซับซ้อนของคิออร์รีเลติงตีเทคเตอร์

1.4.2 เปรียบเทียบสมรรถนะของระบบคิออร์รีเลติงตีเทคเตอร์ที่ใช้การมอดูเลตกลิ่นพาทเดียวกับการมอดูเลตแบบหลายกลิ่นพาทว่ามีผลต่อสมรรถนะของระบบมากน้อยเพียงใด

1.4.3 สรุปผลการศึกษาความน่าจะเป็นความผิดพลาดของระบบการตีเทคแบบหลายผู้ใช้ที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายกลิ่นพาทในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ พร้อมทั้งอธิบายตัวแปรต่างๆ ที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ



บทที่ 2

ระบบการเข้าถึงแบบหลายทางแบบแบ่งรหัสและ เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์

2.1 หลักการพื้นฐานของระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส

การเข้าถึงข้อมูลหลายทางโดยใช้การแบ่งรหัสนั้น [6] คุณสมบัติของการเข้าถึงหลายทางสามารถทำได้โดยการเข้ารหัสซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะถูกกำหนดลำดับรหัส (Code sequence) ให้เครื่องรับที่รู้ลำดับรหัสของผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้นจึงจะสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา เนื่องจากแบนด์วิธของสัญญาณรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมากๆ ทำให้กระบวนการเข้ารหัสนั้นมีผลทำให้เกิดการแผ่กว้างของสเปกตรัมของสัญญาณ ดังนั้นจึงเรียกกระบวนการนี้ว่าการมอดูเลตแบบแผ่กว้างทางสเปกตรัม (Spread-Spectrum (SS) modulation) นอกจากนี้ยังเรียกสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสว่าสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread spectrum signal) และมักจะเรียกการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) นี้ว่าการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread-Spectrum Multiple Access: SSMA)

เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นั้นได้เริ่มมีการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้งานในระบบเรดาร์ทางการทหารเนื่องจากเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้สามารถป้องกันการส่งสัญญาณกวน (Jamming signal) ได้ดีและมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาจึงได้มีการพัฒนามาใช้ในการระบบสื่อสารต่างๆ ตามลำดับ

การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสนี้ที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของแบนด์วิธของสัญญาณสเปกตรัมแผ่นั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของแบนด์วิธของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ต่อแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะถูกเรียกว่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{W}{B_i} \quad (2.1)$$

เมื่อ W เป็นแบนด์วิธของการส่งสัญญาณและ B_i เป็นแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูล เครื่องรับจะทำการสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสนี้ที่เหมือนกับทางด้านส่งซึ่งถูก

สร้างขึ้นอย่างชิง โครโนซ์กับรหัสของสัญญาณที่รับได้เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา นั่นแสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสดิจิทัลที่ใช้ในการมอดูเลตข้อมูลจากทางด้านส่ง

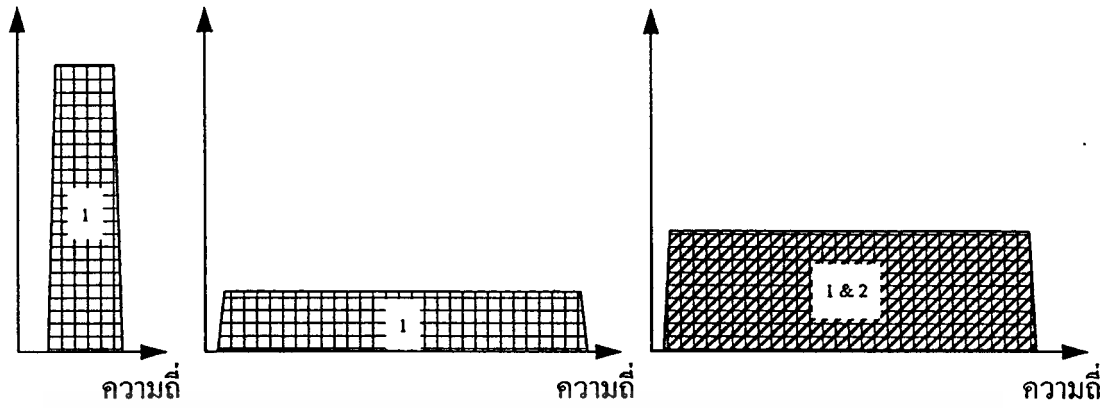
เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้แบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นสเปกตรัมแม้จะมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัมแผ่มีดังนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง (Multiple access capability)

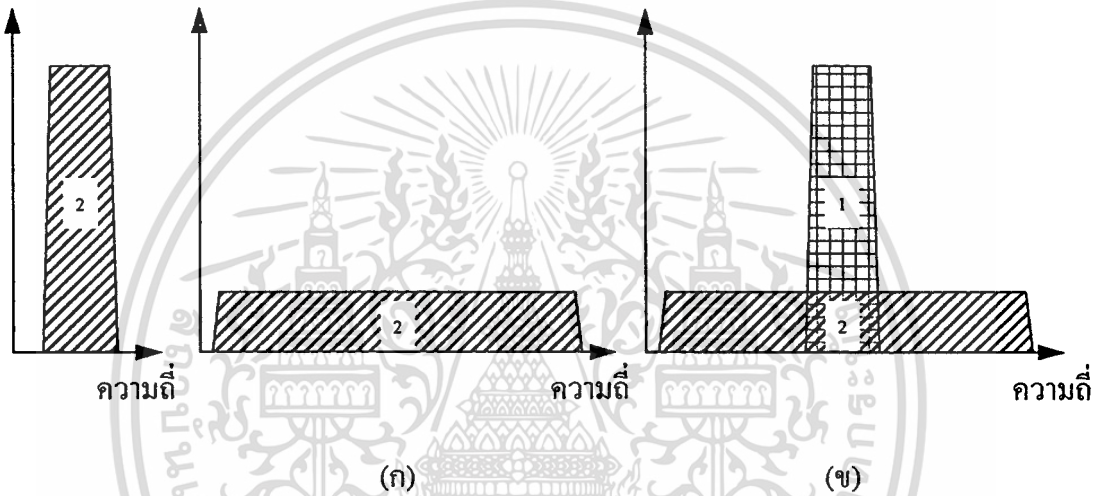
ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คนทำการส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับจะยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคนได้โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนใช้รหัสซึ่งมีค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการกับรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ที่ต่ำเพียงพอ ดังนั้นเมื่อทำสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการก็จะเป็นการดีสเปรด (Despread) สัญญาณของผู้ใช้คนดังกล่าวกลับมาเท่านั้น ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมแผ่จากผู้ใช้อื่นๆ จะยังคงมีลักษณะของสเปกตรัมที่แผ่กว้างเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในแบนด์วิธของสัญญาณข้อมูลจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering power) จากผู้ใช้อื่นๆ มาก ดังนั้นจึงสามารถทำการดีเทคสัญญาณที่ต้องการออกมาได้

ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางนี้แสดงดังรูปที่ 2.1 ในรูปที่ 2.1 (ก) แสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ 2 คนจากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ ส่วนรูปที่ 2.1 (ข) แสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ทั้ง 2 คนในเวลาเดียวกัน ที่เครื่องรับจะมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่ถูกดีสเปรด และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา

ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม



ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม



รูปที่ 2.1 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายวิถี (Multipath interference)

สำหรับช่องสัญญาณวิทยุที่เดินทางเดินทางของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ ไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียวเนื่องมาจากการสะท้อน (และการหักเห) ทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับ จะมาจากเส้นทางต่างๆ กัน สัญญาณจากเส้นทางต่างๆ นั้นจะเป็นสัญญาณที่ถูกส่งออกไปจากเครื่องส่งเหมือนกันแต่มีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นอาจจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และเป็นการรวมแบบหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ในโดเมนเวลาเหตุการณ์ดังกล่าวจะเป็นผลทำให้เกิดสัญญาณที่ถูกกระจายออก (Dispersed signal) ทางเวลา ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถจะแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้ แต่อย่างไรก็ดีวิธีในการแก้ปัญหาดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตที่ใช้อย่างมากทีเดียว

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักสเปกและได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเท่านั้น

4) การกำจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlate) สัญญาณรหัสด้วยสัญญาณแบนด์แคบจะทำให้กำลังของสัญญาณแบนด์แคบนั้นถูกแผ่ออก นั่นคือเป็นการลดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในแบนด์วิคท์ของสัญญาณข้อมูลลง แสดงดังรูปที่ 2.2 สัญญาณสเปกตรัมแผ่ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบจะถูกดักสเปกที่เครื่องรับในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่กว้างทางสเปกตรัม ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกดักสเปก

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti-jamming capability)

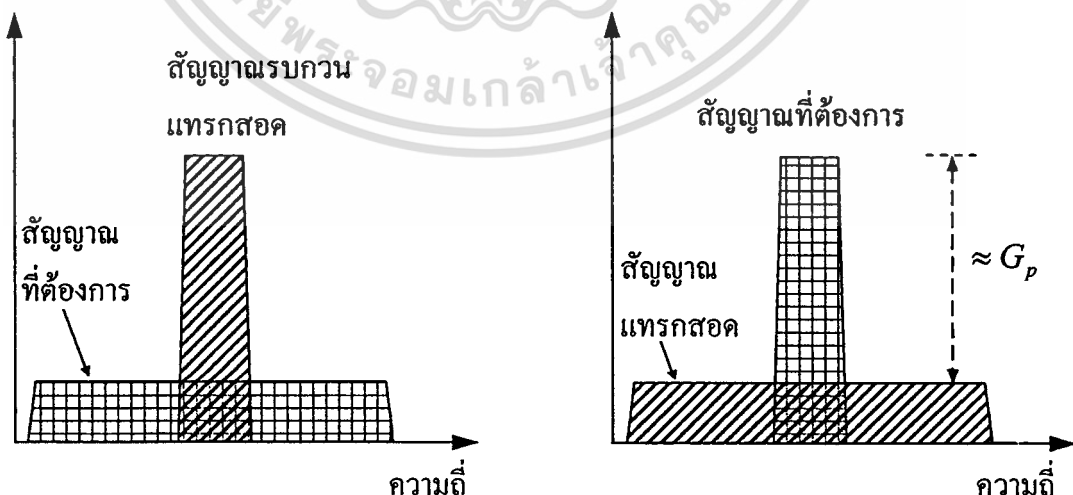
โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการกำจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดขึ้นแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางด้านการทหาร

6) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ (Low Probability of Intercept: LPI)

เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับ

ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม

ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม

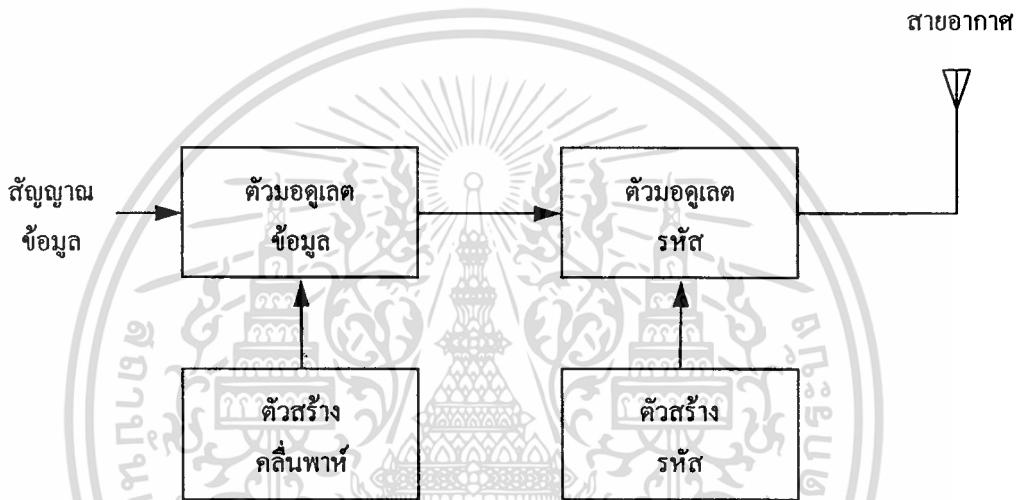


รูปที่ 2.2 การกำจัดสัญญาณแทรกสอดของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง

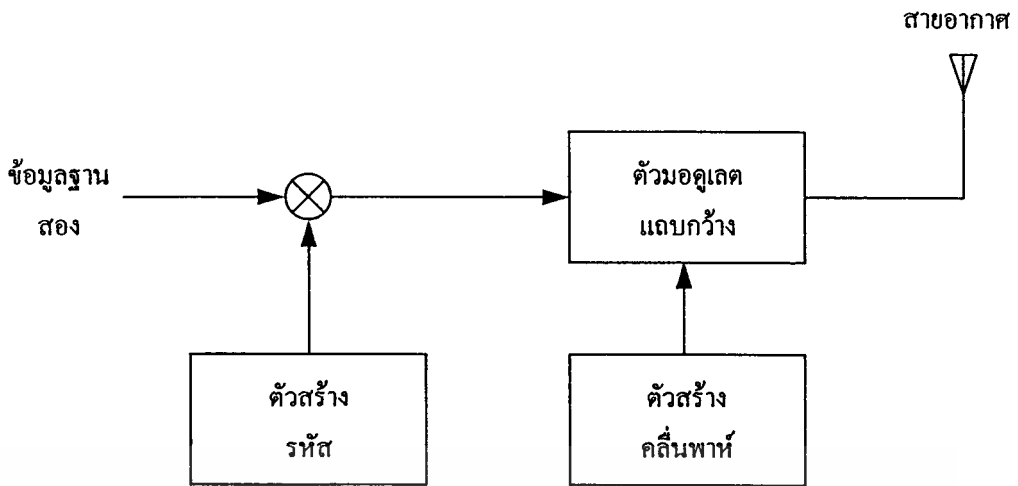
สำหรับการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง (Direct Sequence Code Division Multiple Access: DS-SS) สัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตกับสัญญาณพาหามาแล้วจะถูกลมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยที่สัญญาณข้อมูลดังกล่าว อาจจะเป็นได้ทั้งสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณดิจิทัลแต่โดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณดิจิทัลซึ่งกรณีที่สัญญาณข้อมูลเป็นแบบดิจิทัลนี้มักจะทำการคูณสัญญาณดิจิทัลนั้นด้วยสัญญาณรหัสโดยตรงแล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห่แบนด์กว้าง ด้วยเหตุผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัสโดยตรงนี้เองจึงเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง



รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS

รูปที่ 2.3 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS สัญญาณข้อมูลไบนารีจะถูกมอดูเลตกับสัญญาณพาห่ หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วนี้จะถูกนำไปมอดูเลตด้วยสัญญาณรหัสสัญญาณรหัสนี้ประกอบด้วยบิตต่างๆ ของรหัสหรือเรียกว่าชิพ ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 และเพื่อที่จะให้ได้การแผ่ของสัญญาณตามต้องการ อัตราชิพ (Chip rate) ของสัญญาณรหัสจะต้องสูงกว่าอัตราชิพของสัญญาณข้อมูลมากๆ สำหรับวิธีการมอดูเลตรหัส (Code modulation) นั้นสามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้กันคือ การมอดูเลตแบบ PSK อย่างเช่น BPSK, DBPSK, QPSK หรือ MSK (Minimum Shift Keying)

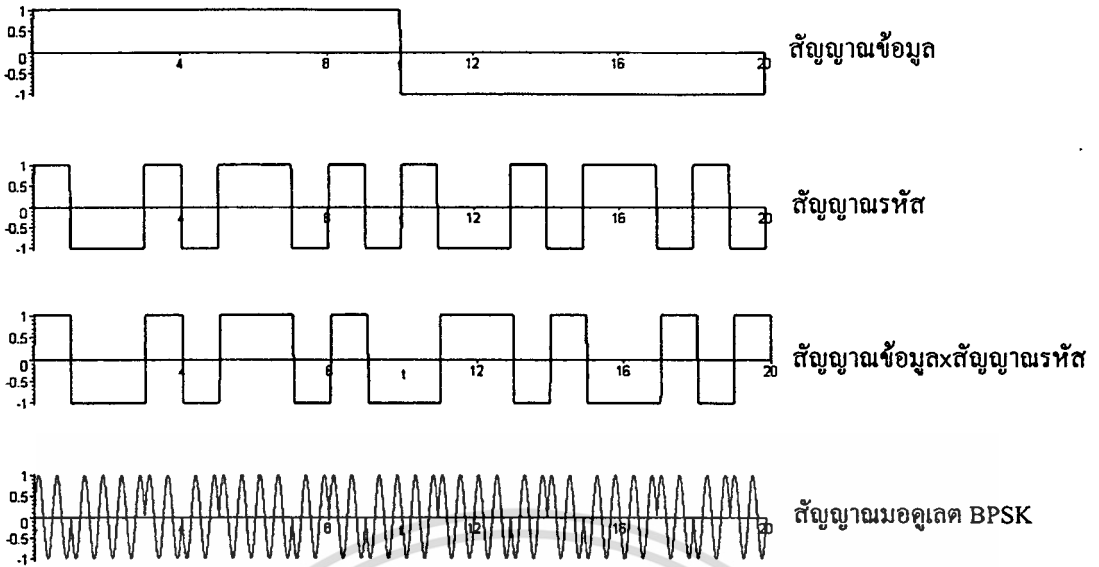
ถ้าทำการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัส โดยตรงโดยไม่ได้ทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นก่อน และใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK จะสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.4



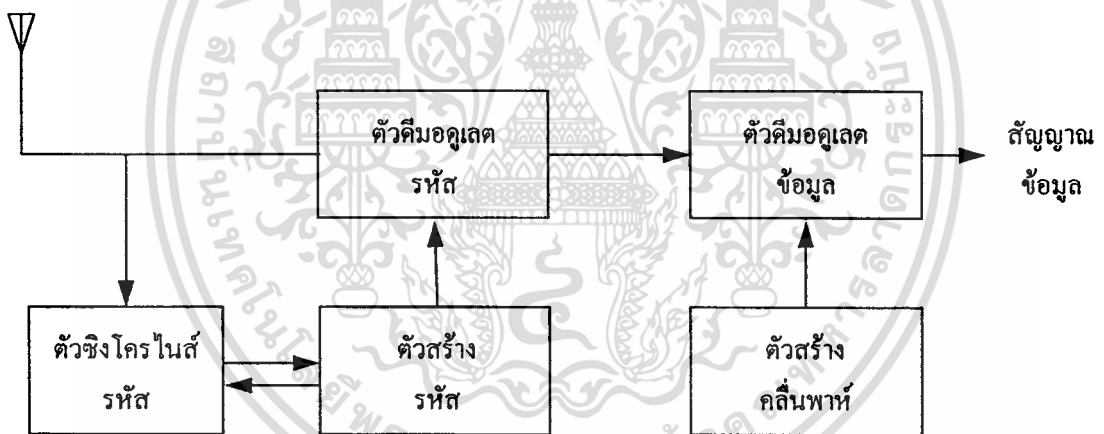
รูปที่ 2.4 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS ที่ถูกดัดแปลง

สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งนี้แสดงดังรูปที่ 2.5 จากรูปจะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณรหัส 10 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชีพของรหัสเป็น 10 เท่าของอัตราชีพของข้อมูล) ดังนั้นจะได้อัตราขยายการประมวลผลเป็น 10 ในทางปฏิบัติอัตราขยายการประมวลผลจะมีค่ามากกว่านี้มาก (จะมีค่าเป็น 10^2 ถึง 10^3)

ที่เครื่องรับ แสดงดังรูปที่ 2.6 จะใช้การคิมอดูเลตแบบร่วมนัย และใช้ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับในการคิสเปรคสัญญาณสเปกตรัมแผ่ การที่กระบวนการคิสเปรคจะทำได้สำเร็จนั้นไม่เพียงแต่เครื่องรับจะต้องรู้ลำดับรหัสที่ใช้ในการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ทางด้านส่งเท่านั้น แต่ยังต้องทำให้รหัสของสัญญาณที่รับ ได้ที่เครื่องรับมีการซิงโครไนซ์กันกับสัญญาณรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะต้องทำได้สำเร็จตั้งแต่เริ่มต้นการรับสัญญาณและต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไปจนกระทั่งรับสัญญาณได้ทั้งหมด จากรูปที่ 2.6 ส่วนของการซิงโครไนซ์ดังกล่าวแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมของการซิงโครไนซ์ภายหลังจากทำการคิสเปรคสัญญาณข้อมูลและทำการคิมอดูเลตก็จะได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา



รูปที่ 2.5 การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนอนเป็นเวลา



รูปที่ 2.6 เครื่องรับสัญญาณ DS-SS

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงคุณสมบัติอันเป็นประโยชน์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดของระบบ CDMA คือความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบ และคุณสมบัติของการมีความน่าจะเป็นในการถูกคักจับสัญญาณที่ต่ำ ซึ่งจะทำให้ระบบการสื่อสารมีความปลอดภัยและมีความเป็นส่วนตัวมากขึ้น ต่อไปจะได้อธิบายคุณสมบัติทั้ง 4 นี้ในกรณีของ DS-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) การเข้าถึงหลายทาง

ถ้ามีผู้ใช้หลายๆ คน ใช้ช่องสัญญาณในขณะเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณ DS หลายๆ สัญญาณที่มีการเหลื่อมทับ (Overlap) กันในทางเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับจะใช้การคิโมดูเลตแบบร่วมนัยเพื่อกำจัดผลของการมอดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวจะเป็นการรวมกำลังของผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคให้อยู่ในช่วงของแบนด์วิคท์ข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่นๆ ที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การดีเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดอยู่ในแบนด์วิคท์ของสัญญาณข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง

ถ้าขบวนการหาค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นช่วงกว้างของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการดีเทคและสัญญาณเดียวกันนี้ที่ถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ เมื่อใช้การคิโมดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอดและจะมีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงแบนด์วิคท์ของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

3) สัญญาณแทรกสอดแบบแคบ

การดีเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับได้ด้วยลำดับของรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลของกระบวนการดังกล่าวก็จะเหมือนกับการคูณสัญญาณแบบแคบด้วยลำดับของรหัสแบบกว้างที่เครื่องส่ง นั่นคือจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบบแคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณแบบแคบซึ่งอยู่ในช่วงของแบนด์วิคท์ของสัญญาณข้อมูลจะมีค่าลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์ที่เท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ

เนื่องจากสัญญาณ DS นั้นจะใช้สเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลา ทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิร์ตที่ต่ำมาก จึงเป็นการยากที่จะทำการดีเทคสัญญาณ DS นี้

นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบ DS-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่นๆ อีก ซึ่งสามารถแยกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสียดังนี้

ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) การสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสสามารถทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นวงจรง่ายๆ เนื่องจากใช้ความถี่พาห้เพียงความถี่เดียว
- 3) สามารถคิโมดูเลตสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การคิโมดูเลตแบบร่วมนัยได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

ข้อเสียของระบบ DS-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) การเริ่มต้นและรักษาการซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสดั้งเดิมที่สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยาก ซึ่งกระบวนการซิงโครไนซ์นี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาของชีพ
- 2) การที่จะรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง ขบวนการรหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับขบวนการรหัสที่รับได้ภายในช่วงเวลาของชีพ ซึ่งส่งผลให้ขนาดของแบนด์วิดท์ในทางปฏิบัติถูกจำกัดอยู่ในช่วง 10 - 20 MHz
- 3) กำลังงานของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้แบนด์วิดท์ที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะทำให้เกิดการแทรกสอดอย่างมากต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานได้ ผลกระทบที่เกิดจากอิทธิพลของความใกล้ – ไกลของสัญญาณ (Near-far effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยการใช้กระบวนการควบคุมกำลังงาน (Power control) ซึ่งทำให้สถานีฐานทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ทั้งหมดด้วยกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ดีกระบวนการควบคุมกำลังงานนั้นทำได้ยากในทางปฏิบัติ

2.3 เทคนิคการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห้

การสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันได้นำเอาเทคนิค CDMA และ OFDM มาใช้ร่วมกันซึ่งเรียกว่าเทคนิค MC-CDMA (Multi-carrier CDMA) เพื่อใช้ผลจากการแทรกสอดแบบแบนด์แคบ (Narrow band interference) ผลการเฟดดิ้งของสัญญาณ และใช้อัตราชีพของรหัสต่ำกว่า ซึ่งจะส่งผลให้เครื่องรับทำการซิงโครไนซ์ได้ง่ายเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีคลื่นพาห้เดี่ยว โดยทั่วไป CDMA แบบคลื่นพาห้เดี่ยว แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งออกไปจะมากกว่าแบนด์วิดท์โคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวจะเป็นแบบเจาะจงความถี่ (Frequency selective fading channel) ทางด้านเครื่องรับใช้แบบเรด (RAKE receiver) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่มีความซับซ้อนมาก ในกรณีของ MC-CDMA แบนด์วิดท์ของแต่ละคลื่นพาห้ย่อยจะน้อยกว่าแบนด์วิดท์โคฮีเรนต์ของช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งดังกล่าวเป็นแบบไม่เจาะจงความถี่ (Frequency non-selective fading channel)

2.3.1 DS-CDMA (Direct Sequence CDMA)

เครื่องส่งแบบ DS-CDMA จะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเริ่มต้น โดยใช้โดเมนทางเวลาความสามารถในการลดผลการแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น อธิบายได้โดยคุณลักษณะสหสัมพันธ์ข้าม (Cross correlation) ของรหัสการแผ่ การเกิดเฟดดิ้งเป็นแบบเจาะจงความถี่ถูกอธิบายโดยการซ้อนทับ (Superposition) ของสัญญาณ ที่มีค่าประวิงเวลาที่แตกต่างกันและความสามารถในการ

แยกแยะแต่ละสัญญาณในสัญญาณรวมที่รับได้อธิบายโดยคุณลักษณะอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) ของรหัสการแผ่

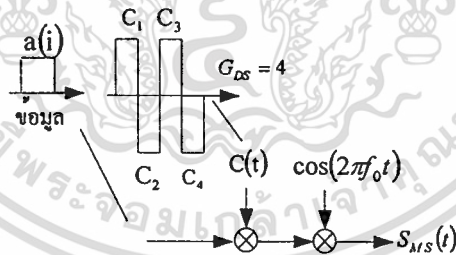
รูปที่ 2.7 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของ DS-CDMA ที่ใช้เทคนิค CBPSK (Binary phase shift keying / Coherent detection) และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ถูกส่งซึ่งมีอัตราขยายประมวลผล (G_{DS}) เท่ากับ 4 ตามลำดับ

สัญญาณที่ถูกส่งของผู้ใช้งานที่ j แสดงได้โดย

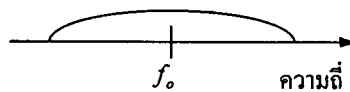
$$S_{DS}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{DS}} a^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos(2\pi f_0 t) \quad (2.2)$$

โดย $a^j(i) = +1$ หรือ -1 และ c_m^j คือข้อมูลลำดับที่ i และชีพที่ m สำหรับผู้ใช้งานที่ j ตามลำดับ $T_s, T_c \left(= \frac{T_s}{G_{DS}} \right)$ และ f_0 คือความกว้างของสัญลักษณ์ (Symbol duration) ความกว้างของชีพ และความถี่คลื่นพาห้ตามลำดับ และ $p_c(t)$ คือพัลส์ ซึ่งอธิบายในสมการ (2.3)

$$p_c(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_c) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.3)$$



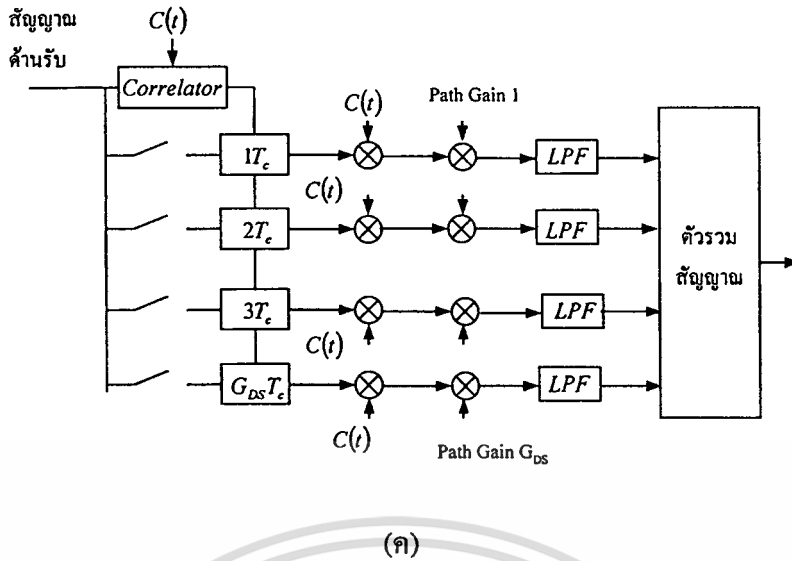
(ก)



(ข)

รูปที่ 2.7 (ก) เครื่องส่งของระบบ DS-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 (ต่อ) (ค) เครื่องรับของระบบ DS-SS

ทางด้านเครื่องรับแบบเรคซึ่งประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบสหสัมพันธ์หลายตัวแต่ละตัวจะซิงโครไนซ์กับแต่ละส่วนประกอบของสัญญาณรวมที่รับได้ แสดงดังรูปที่ 2.7 (ค) สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนสาขาของเครื่องรับแบบเรค โดยปกติจะเป็น 1, 2, 3 หรือ 4 สาขาขึ้นอยู่กับข้อจำกัดทางฮาร์ดแวร์ ในระบบ DS-SS ที่ใช้เครื่องรับแบบเรคนี้จำนวนผู้ใช้งานขึ้นอยู่กับการรบกวนเนื่องจากการแทรกสอดระหว่างกัน (Self interference: SI) และการแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งเป็นผลจากการมีคุณลักษณะของออสซิลเลชันและสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์ของรหัสการแผ่

2.3.2 MC-CDMA (Multi-Carrier CDMA)

ทางด้านเครื่องรับจะทำการแผ่สเปกตรัมของข้อมูลเดิมไปบนคลื่นพาห่อย่อยที่แตกต่างกันโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนความถี่ในช่องสัญญาณการสื่อสารความถี่ของโทรศัพท์เคลื่อนที่ การใช้รหัส Hadamard Walsh พิจารณาในช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่เฟดดิ้งโครงสร้างเหมือนกับระบบ OFDM ด้วยคุณลักษณะออสซิลเลชันของรหัสการแผ่ที่เหมาะสม

รูปที่ 2.8 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่ง MC-CDMA สำหรับ CBPSK และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไปโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย (N_c) เท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล (G_{MC}) เท่ากับ 4 ($= N_c$) ตามลำดับ

สัญญาณที่ส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่ j คือ

$$S_{MC}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=1}^{G_{MC}} a^j(i) C_m^j P_s(t - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + m\Delta f)t\} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $\Delta t = \left(\frac{1}{T_s}\right)$ คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

$p_s(t)$ คือ สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม

แสดงดังสมการ (2.5)

$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.5)$$

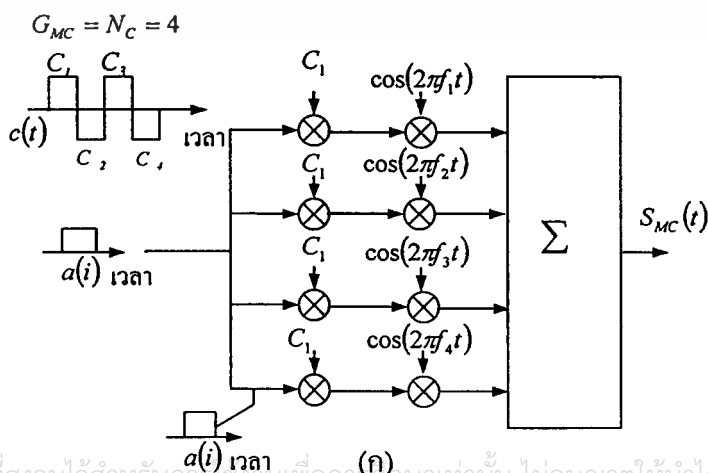
รูปที่ 2.8 (ค) แสดงเครื่องรับของผู้ใช้งานที่ j หลังจากการมอดูเลตกับคลื่นพาห่อย่อยแล้วจะถูกคูณด้วยตัวขยาย q_m เพื่อรวมพลังงานที่ถูกกระจายในโคเมนความถี่ ตัวแปรตัดสินใจสามารถแสดงได้ดังนี้

$$D^j = \sum_{m=1}^{G_{MC}} q_m^j y_m \quad (2.6)$$

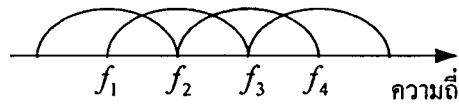
$$y_m = \sum_{j=1}^J z_m^j a^j c_m^j + n_m \quad (2.7)$$

โดย y_m และ n_m คือส่วนประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อนของสัญญาณที่รับได้หลังจากการเปลี่ยนแปลงความถี่ถึงคด้วยคลื่นพาห่อย่อยที่ซิงโครไนซ์และสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบบวกเชิงซ้อนที่คลื่นพาห่อย่อยที่ m ตามลำดับ z_m^j คือเอนเวลโลปเชิงซ้อนของคลื่นพาห่อย่อยที่ m สำหรับผู้ใช้งานที่ j ซึ่งกำหนดให้ $z_m^j = z_m$ ($j = 1, 2, \dots, J$) ในช่องสัญญาณความถี่ โดยค่า q_m^j มีค่าเท่ากับ

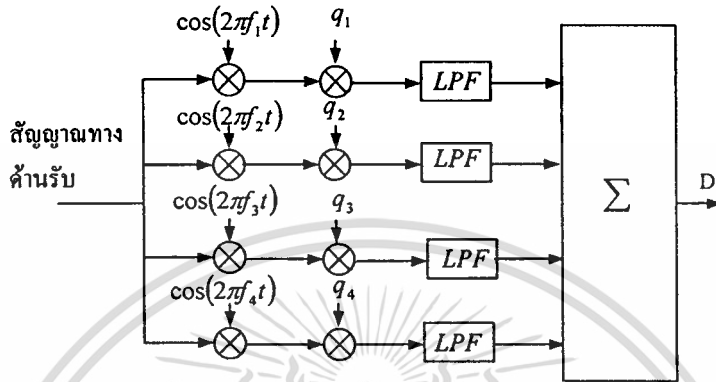
$$q_m^j = \begin{cases} \frac{c_m^j z_m^j}{|z_m^j|} \text{ (EGC)} \\ c_m^j z_m^j \text{ (MRC)} \end{cases} \quad (2.8)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.8 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก
(ค) เครื่องรับของระบบ MC-CDMA

2.3.3 MC DS-CDMA (Multi-Carrier Direct Sequence CDMA)

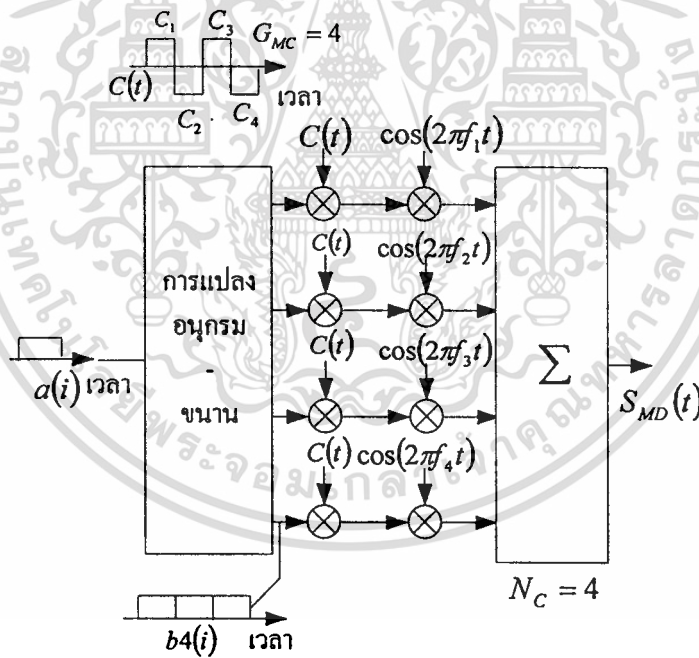
เครื่องส่งของระบบจะทำการขยายสเปกตรัมของสัญญาณเดิม โดยรหัสขยายสเปกตรัม และแปลงจากอนุกรมเป็นขนาน (Serial to parallel converter: S/P) แต่ละสาขาจะถูกมอดูเลตเข้ากับคลื่นพาห่อย่อย ในการส่งสัญญาณแบบหลายคลื่นพาห่อย่อย (Multi-carrier transmission) จะพิจารณาอยู่ในช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency nonselective fading channel) ในแต่ละคลื่นพาห่อย่อย ถ้าต้องการพิจารณาเป็นแบบเฟดดิ้งแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading channel) แล้ว จะต้องแปลงจากอนุกรมเป็นขนานซึ่งจะแปลงสัญญาณก่อนขยายสเปกตรัม ในการสื่อสารแบบไร้สายจะใช้รหัสฮาดามาร์ดวอลช์ (Hadamard Walsh code) ซึ่งเป็นคุณสมบัติของสหสัมพันธ์กับตัวเอง (Autocorrelation) โครงสร้างของเครื่องส่งแบบหลายคลื่นพาห่อย่อย ซีดีเอ็มเอเอ็นั้น เหมือนกับระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonal frequency division multiplexing: OFDM) รูปที่ 2.9 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งและสเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกโดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อยเท่ากับ 4 และอัตราขยายประมวลผล (G_{MD}) เท่ากับ 4 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_m(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f')t\} \quad (2.9)$$

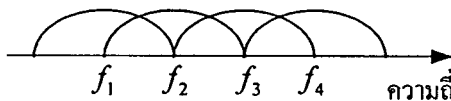
โดย $b_k^j(i)$ คือ บิตข้อมูลลำดับที่ i ที่คลื่นพาห่อย่อย k (หลังจากผ่านการแปลงอนุกรม-ขนาน)
 $T_s (= N_c T_c)$ และ $T_c (= \frac{T_s}{N_c})$ คือ ความกว้างบิตสัญลักษณ์และความกว้างชิพของแต่ละ
 คลื่นพาห่อย่อยตามลำดับ $\Delta f = \frac{1}{T_c}$ คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย $p_m(t)$ เป็นสัญญาณพัลส์
 สี่เหลี่ยมโดย

$$p_m(t) = \begin{cases} 1 & (0 \leq t \leq T_s) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.10)$$

รูปที่ 2.9 (ก) แสดงเครื่องรับ โดยปกติจะประกอบไปด้วยเครื่องรับที่มีจำนวน N_c สาขา
 เนื่องจากคลื่นพาห่อย่อยจะเกิดการเฟดคิงแบบไม่เจาะจงความถี่

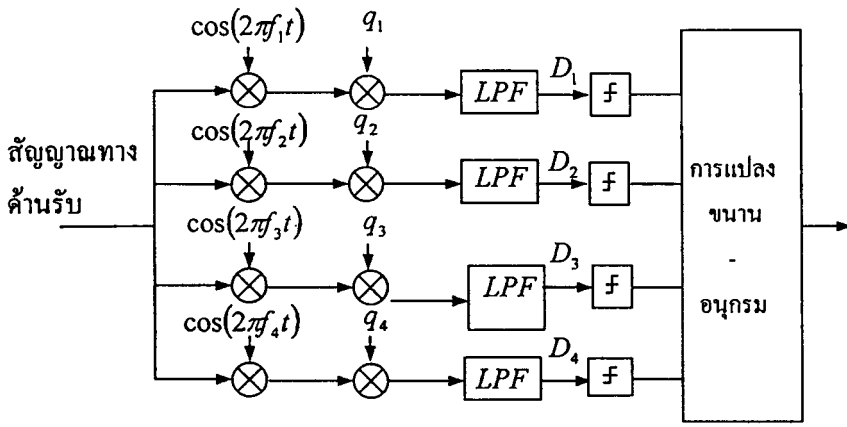


(ก)



(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

รูปที่ 2.9 (ก) เครื่องส่งของระบบ MC DS-SS (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก
(ค) เครื่องส่งของระบบ MC DS-SS

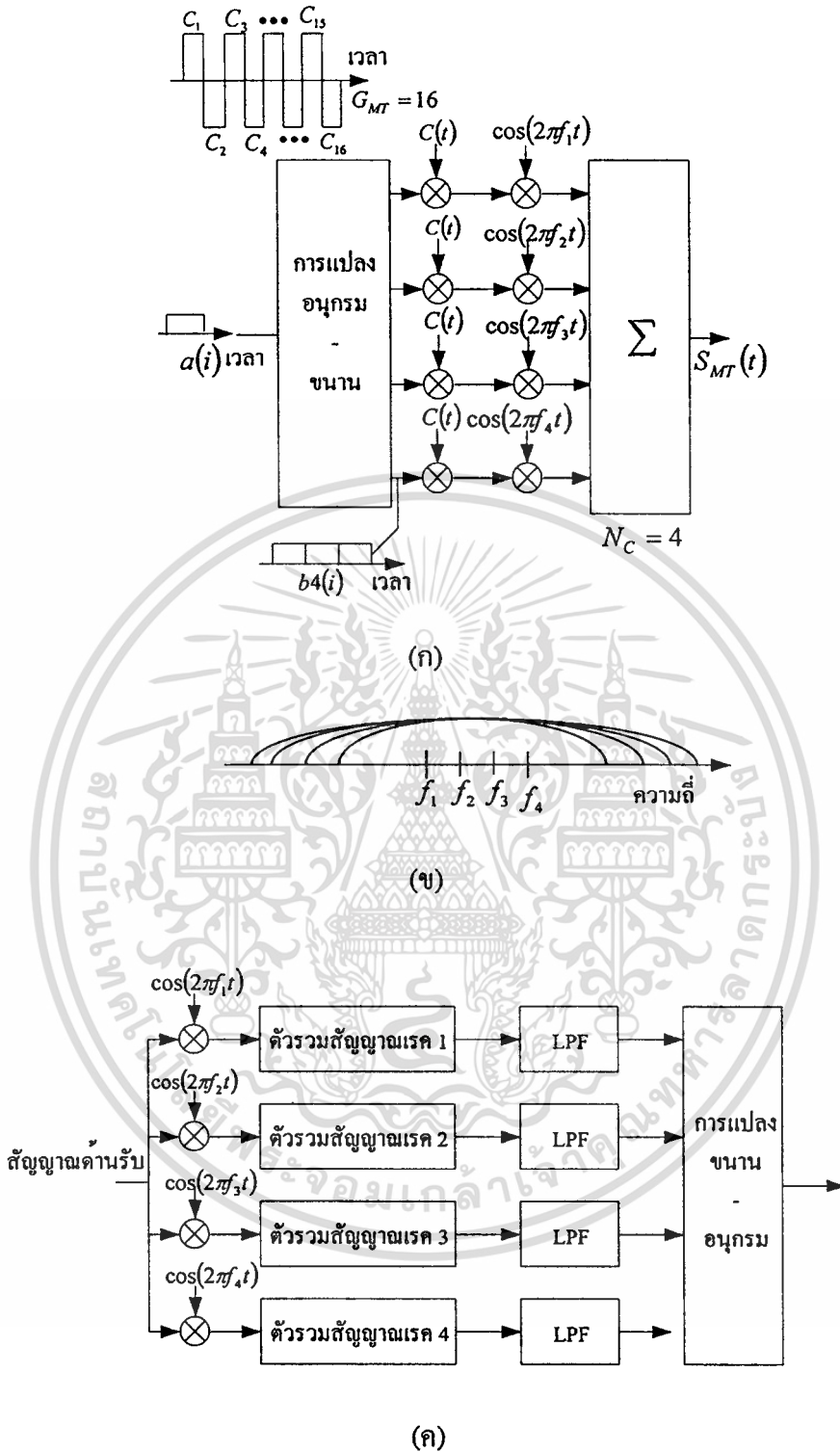
2.3.4 MT-CDMA (Multitone CDMA)

ที่เครื่องส่งของระบบมัลติโทน จะขยายสเปกตรัมของข้อมูลที่ได้จากอนุกรมเป็นขนาน และทำการแผ่สเปกตรัมโดยใช้รหัสการแผ่ในโดเมนทางเวลา ดังนั้นสเปกตรัมของแต่ละคลื่นพาห่อย่อยก่อนจะทำการแผ่สเปกตรัมจะมีเงื่อนไขตั้งฉากทางความถี่โดยมีช่วงห่างของความถี่พาห่อย่อยที่สุด เมื่อผ่านกระบวนการขยายสเปกตรัมแล้ว แต่ละคลื่นพาห่อย่อยจะไม่รักษาความตั้งฉากซึ่งกันและกันได้อีก ระบบ MT-CDMA จะใช้รหัสการแผ่ที่ยาวกว่าเป็นสัดส่วนกับจำนวนคลื่นพาห่อย่อย เมื่อเปรียบเทียบกับกรณี DS-SS ทำให้ MT-CDMA รองรับผู้ใช้งานได้มากกว่า DS-SS

รูปที่ 2.10 (ก) และ (ข) แสดงเครื่องส่งของระบบ MT-CDMA สำหรับ CBPSK และ สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออกไป โดยมีจำนวนคลื่นพาห่อย่อย (N_c) เท่ากับ 4 และ อัตราขยายการประมวลผล (G_{MD}) เท่ากับ 16 ตามลำดับ สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้โดย

$$s_{MD}^j(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_c} \sum_{m=1}^{G_{DS}} b_k^j(i) c_m^j p_c(t - (m-1)T_c - iT_s) \cos\{2\pi(f_0 + k\Delta f^n)t\} \quad (2.11)$$

โดย $\Delta f \left(= \frac{1}{T_c} \right)$ คือ ระยะห่างระหว่างคลื่นพาห่อย่อย

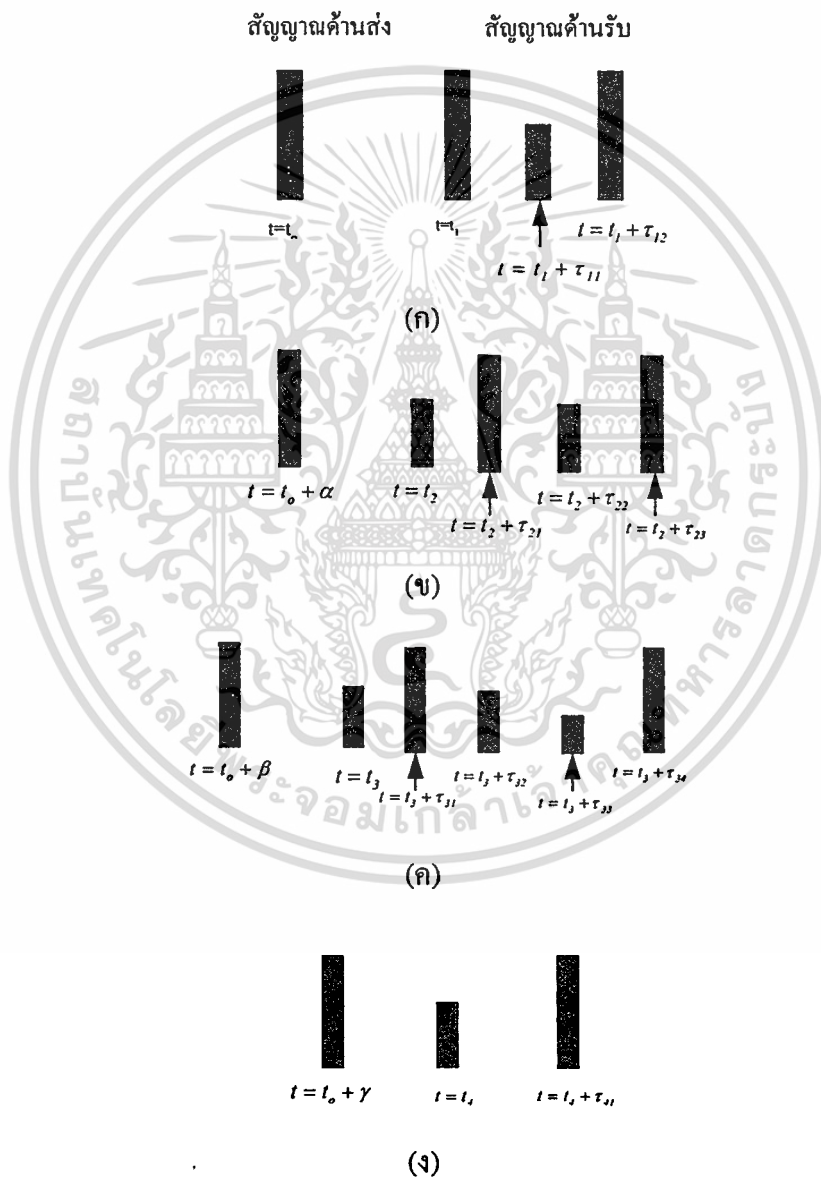


รูปที่ 2.10 (ก) เครื่องส่งของระบบ MT-CDMA (ข) สเปกตรัมกำลังของสัญญาณที่ส่งออก
 (ค) เครื่องรับของระบบ MT-CDMA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.10 (ค) แสดงเครื่องรับที่ประกอบไปด้วยเครื่องรับแบบเรดจำนวน N_c ตัว ซึ่งเป็นโครงสร้างเหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณเกาส์ขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise) ระบบมัลติโตนจะปราศจากการรบกวนระหว่างคลื่นพหุย่อย ซึ่งเป็นข้อดีของการใช้รหัสที่ยาวกว่า ผลที่เกิดขึ้นคือ ลดการรบกวนที่เกิดขึ้นเอง (Self interference) และการรบกวนจากผู้ใช้งานร่วม (MAI) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ DS-CDMA ธรรมดา

2.4 คุณลักษณะของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งหลายวิถี



รูปที่ 2.11 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงทางเวลาทางช่องสัญญาณหลายวิถีที่เกิดขึ้นจากสัญญาณพัลส์ที่แคบมากๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการสื่อสารด้วยเทคโนโลยีแบบไร้สาย ทางด้านส่งเมื่อส่งสัญญาณออกไปผ่านไปยังช่องสื่อสารต่างๆ จะเกิดการแทรกสอด การสะท้อนและการลดทอน สัญญาณที่มาถึงทางด้านรับ จะเกิดการรวมกันของสัญญาณที่มาจากหลายเส้นทาง ซึ่งอาจเป็นการเสริมกันหรือหักล้างกัน

หากทำการส่งพัลส์สัญญาณที่มีคาบสั้นๆ ไปบนช่องสัญญาณหลายวิธีที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา สัญญาณที่รับได้จะเป็นขบวนของพัลส์แสดงดังรูปที่ 2.11 ซึ่งจะเห็นว่าคุณลักษณะอย่างหนึ่งของตัวกลางแบบหลายวิถีคือ การแผ่กว้างทางเวลา (Time spread) ของสัญญาณเมื่อผ่านช่องสัญญาณ

2.4.1 ฟังก์ชันสหสัมพันธ์และกำลังเชิงสเปกตรัมของช่องสัญญาณ

เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของเวลาในโครงสร้างของตัวกลาง ถ้าเราทำการส่งพัลส์ไปเรื่อยๆ ซึ่งจะสังเกตเห็นการเปลี่ยนแปลงของขบวนพัลส์ที่ได้รับ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงในขนาดของพัลส์ การประวิงเวลาระหว่างพัลส์ และการเปลี่ยนแปลงของจำนวนพัลส์ ดังรูปที่ 2.11 โดยที่การเปลี่ยนแปลงของพัลส์ไม่สามารถทำนายล่วงหน้าได้

เมื่อพิจารณาผลกระทบของช่องสัญญาณต่อสัญญาณที่ถูกส่งไป โดยที่สัญญาณที่ส่งออกไปแสดงได้ดังสมการ (2.12)

$$s(t) = \text{Re} [s_i(t) e^{j2\pi f_c t}] \quad (2.12)$$

โดยที่ $s(t)$ เป็นสัญญาณทางด้านส่ง มีค่าเท่ากับ
 $s_i(t)$ เป็น equivalent low pass signal
 f_c คือความถี่คลื่นพาห้

กำหนดให้เส้นทางในการแพร่กระจายหลายเส้นทาง แต่ละเส้นทางสอดคล้องกับเวลาประวิงที่แพร่กระจาย (Propagation delay) และตัวประกอบการลดทอน (Attenuation factor) โดยทั้งสองตัวประกอบนี้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เกิดการเปลี่ยนแปลง โครงสร้างของตัวกลางเป็นแถบผ่านของสัญญาณที่รับได้ดังสมการ

$$x(t) = \sum_n \alpha_n(t) s(t - \tau_n(t)) \quad (2.13)$$

โดย $\alpha_n(t)$ เป็นอัตราการลดทอนของสัญญาณในวิถีที่ n
 $\tau_n(t)$ เป็นเวลาของสัญญาณที่ถูกหน่วงของวิถีที่ n
 $x(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

เมื่อแทนค่า $s(t)$ จากสมการ (2.12) ลงในสมการ (2.13) จะได้

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_n \alpha_n(t) e^{-2\pi f_c \tau_n(t)} s_l[t - \tau_n(t)] \right] e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.14)$$

จากสมการ (2.14) จะแสดงได้ว่าสัญญาณทางค่านับ แสดงได้ดังสมการ (2.15)

$$r_l(t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (2.15)$$

โดยที่ $r_l(t)$ คือ ผลตอบสนองของช่องสัญญาณผ่านค่าสมมูลต่อสัญญาณแบบผ่านค่าสมมูล ช่องสัญญาณแบบผ่านค่าสมมูล (Equivalent low pass channel) แสดงในรูปผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ที่มีการแปรผันตามเวลาแสดงดังในสมการ (2.16)

$$c(\tau, t) = \sum_n \alpha_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} s_l(t - \tau_n(t)) \quad (2.16)$$

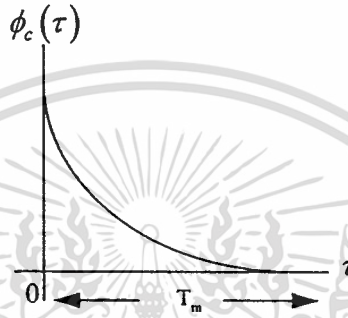
คุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาธเฟดดิ้งโดยใช้ค่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์และฟังก์ชันความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมเมื่อพิจารณาผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบผ่านค่าสมมูล โดยกำหนดให้ $c(\tau; t)$ เป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นกระบวนการสุ่มที่มีค่าเป็นเชิงซ้อนแบบเกาส์ (Complex-valued Gaussian stationary) ในตัวแปร t กำหนดให้ $c(\tau; t)$ เป็นช่องสัญญาณที่มีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide Sense Stationary) ดังนั้นค่าฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation function) ของ $c(\tau; t)$ แสดงได้ดังสมการ (2.17)

$$\phi_c(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (2.17)$$

ตัวกลางในการรับส่งสัญญาณวิทยุส่วนมากมีการลดทอน (Attenuation) และมุมเฟสที่มีการประวิงเวลา (Phase shift) ของช่องสัญญาณที่มีค่าที่หน่วงเวลา τ_1 และ τ_2 มีลักษณะเป็นอิสระจากกัน ไม่สหสัมพันธ์กัน (Uncorrelated) ดังนั้นสมการ (2.16) สามารถเขียนได้เป็นสมการ (2.18)

$$\frac{1}{2} E [c^*(\tau_1; t) c(\tau_2; t + \Delta t)] = \phi_c(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (2.18)$$

พิจารณา $\Delta t = 0$ ค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ คือค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยของช่องสัญญาณที่มีค่าการประวิงเวลา τ โดย $\phi_c(\tau; \Delta t)$ เป็นความเข้มของสัญญาณหลายวิถี (Multipath Intensity Profile: MIP) ของช่องสัญญาณที่มีการประวิงเวลา โดยทั่วไป $\phi_c(\tau; \Delta t)$ ค่ากำลังงานเอาต์พุตเฉลี่ยที่ขึ้นกับค่าการประวิงเวลา τ และความแตกต่างในการสังเกต Δt ปกติฟังก์ชัน $\phi_c(\tau)$ จะมีขนาดที่ลดลงแบบเอ็กซ์โพเนนเชียล เมื่อเวลาประวิงมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น τ ที่ทำให้ $\phi_c(\tau)$ มีค่าไม่เท่ากับศูนย์ เรียกว่า การแผ่หลายวิถี (Multipath spread) ของช่องสัญญาณแทนด้วย T_m ดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 คุณลักษณะของรูปร่างความเข้มของสัญญาณหลายวิถี

ลักษณะของช่องสัญญาณเป็นดังสมการ

$$C(f; t) = \int c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.19)$$

เมื่อกำหนดให้ช่องสัญญาณมีลักษณะคงที่แบบกว้าง (Wide Sense Stationary) การหาค่าฟังก์ชันอัตโนมัติสัมพันธ์เป็นดังสมการ

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[C^*(f_1, t) C(f_2, t + \Delta t)] \quad (2.20)$$

แทนสมการ (2.19) ในสมการ (2.20) ดังนั้น

$$\phi_c(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} E[C^*(\tau_1, t) C(\tau_2, t + \Delta t)] e^{j2\pi(f_1\tau_1 - f_2\tau_2)} d\tau_1 d\tau_2 \quad (2.21)$$

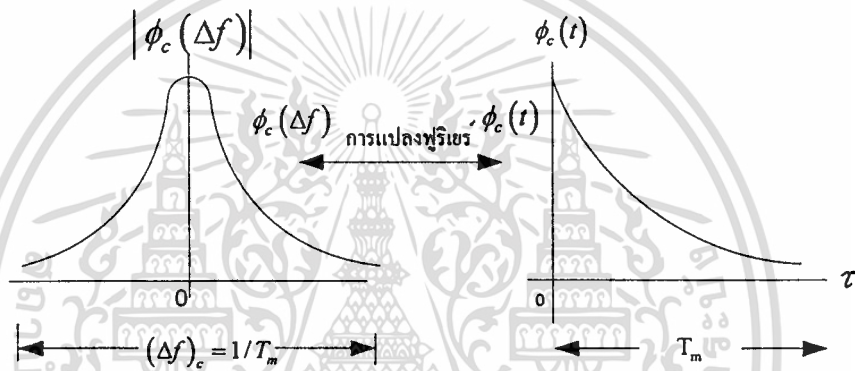
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $\Delta f = f_2 - f_1$ จากสมการ (2.21) เห็นว่า $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ คือผลการแปลงฟูริเยร์ของ MIP เรียก $\phi_c(\Delta f; \Delta t)$ ว่าฟังก์ชันสหสัมพันธ์ของการกระจายทางความถี่และทางเวลาของช่องสัญญาณ

แทนค่า $\Delta t = 0$ ในสมการ (2.21) จะได้ $\phi_c(\Delta f; 0) \equiv \phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau; 0) \equiv \phi_c(\tau)$ ดังนั้น

$$\phi_c(\Delta f) = \int_{-\infty}^{\infty} \phi_c(\tau) e^{-j2\pi\Delta f\tau} d\tau \quad (2.22)$$

ความสัมพันธ์ดังกล่าวแสดงในรูปที่ 2.13 จากรูปค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ (Coherent bandwidth) แสดงได้โดย



รูปที่ 2.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $\phi_c(\Delta f)$ และ $\phi_c(\tau)$

เมื่อ $(\Delta f)_c$ เป็นค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ถ้าค่า $(\Delta f)_c$ มีค่าน้อยกว่าค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบเปลี่ยนแปลงตาม

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.23)$$

ความถี่ ในทางกลับกันถ้า $(\Delta f)_c$ มีค่ามากกว่าค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ส่งออกมา ช่องสัญญาณดังกล่าวจะเรียกว่าเป็นช่องสัญญาณแบบไม่เปลี่ยนแปลงตามความถี่

2.4.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณสามารถแทนได้ด้วยแบบจำลองช่องสัญญาณต่างๆ ซึ่งจะมีค่าของผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) ของวงจรของความถี่ต่ำในกรณีทั่วไป สามารถแสดงได้ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$c(\tau; t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_n(t) e^{-j\gamma_n} \delta(t - \tau_n(t)) \quad (2.24)$$

โดยที่ α_n เป็นอัตราการลดทอนทางด้านแอมพลิจูดของสัญญาณ (Amplitude distortion factor) ซึ่งมีค่าความหนาแน่นของความน่าจะเป็น แสดงด้วยการแจกแจงแบบต่างๆ

τ_n เป็นประวิงเวลา (Time delay) ในเส้นทางต่างๆ ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, T]$

γ_n เป็นการประวิงเฟส (Phase delay) ซึ่งกำหนดให้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบยูนิฟอร์มบนช่วง $[0, 2\pi]$

L เป็นจำนวนเส้นทาง ซึ่งจะสอดคล้องกับผลของการจางหายหลายวิถี (Multipath fading) เป็นผลเนื่องมาจากการสะท้อน การหักเห และการกระเจิงของสัญญาณภายในช่องสัญญาณ

2.4.2.1 แบบจำลองของเรย์ลี (Raleigh model)

แบบจำลองของ Raleigh นั้นสามารถอธิบายการแจกแจงของความหนาแน่นกำลังของสัญญาณในชนบทได้ดี ซึ่งมีบ้านเรือนหรือภูเขาที่มีขนาดไม่สูงมากนัก ในการใช้งานในชนบทก็พบปัญหาซึ่งมีผลกระทบต่อระดับความแรงของสัญญาณซึ่งเรียกว่าการจางหายในหลายวิถี เมื่อสัญญาณเดินทางมากกว่าหนึ่งเส้นทางจากทางด้านส่งไปยังด้านรับ สัญญาณจะไม่ได้รับโดยตรงจากด้านส่งแต่จะได้รับการหักเหจากทิศทางอื่นๆ ซึ่งจะตกกระทบมา เช่น จากบ้านเรือนในชนบท จึงเป็นการยากมากที่ของการส่งในระดับสายตา (Line of sight) ระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับ สัญญาณอาจจะเดินทางไปถึงเครื่องรับโดยผ่านการสะท้อนกับบ้านเรือนหลายครั้ง นั้นหมายความว่าสัญญาณที่รับได้จะเป็นผลรวมของสัญญาณเดียวกันที่มีความเฟสต่างกันเล็กน้อย มักใช้กับการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณวิทยุ เช่น การสื่อสารวิทยุแบบไร้สาย สามารถแสดงด้วยค่าความหนาแน่นของฟังก์ชันความน่าจะเป็นดังสมการ (2.25)

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right] \quad \text{เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (2.25)$$

2.4.2.2 แบบจำลองของ Rician (Rician model)

แบบจำลองของ Rician เป็นแบบจำลองที่เหมาะสมกับสภาวะแวดล้อมในเมือง ประกอบด้วยพารามิเตอร์ 2 ค่า ใช้จำลองเส้นทางในการกระจายสัญญาณประกอบด้วยส่วนหลักคือ ส่วนของ Direct Line of Sight และส่วนประกอบในเส้นทางอื่นๆที่มีความแรงของสัญญาณแรงลง

มา และใช้กับการสื่อสาร Microcellular Land Mobile การสื่อสาร Pico cellular indoor และสภาพแวดล้อมในโรงงาน แสดงด้วยฟังก์ชันค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ (2.26)

$$p(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\alpha^2 + a^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{a\alpha}{\sigma^2}\right] \text{ เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (2.26)$$

เมื่อ $I_0(x)$ คือ ฟังก์ชันเบสเซล (Bessel Function)

2.4.2.3 แบบจำลองของนาคากามิ (Nakagami model)

แบบจำลองของ Nakagami เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากทศลง สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและในเมือง ซึ่งเหมาะสมกับการแพร่กระจายของ Land mobile และ Indoor mobile สามารถอธิบายปรากฏการณ์ของการเกิดการเฟดดิ้งในบริเวณอื่นๆ ได้ดี เอาต์พุตของสัญญาณด้านรับและเป็นผลบวกทางเวกเตอร์ของขนาดของสัญญาณ (Signal strength) แบบจำลอง Nakagami ไม่ได้อธิบายรายละเอียดทางปัญหาค้านเฟส อย่างไรก็ตามแบบจำลอง Nakagami ยังสามารถอธิบายแบบจำลองอื่นๆ ได้อีกด้วย สามารถแสดงค่าความหนาแน่นความน่าจะเป็นดังสมการ

$$p\alpha_i(\alpha) = 2 \left(\frac{m_i}{\Omega_i}\right)^{m_i} \frac{\alpha^{2m_i-1}}{\Gamma(m_i)} \exp\left[-\frac{m_i}{\Omega_i} \alpha^2\right] \text{ เมื่อ } \alpha \geq 0 \quad (2.27)$$

$$m_i = \frac{\Omega_i^2}{E[(\alpha_i^2 - \Omega_i)^2]} \geq 0.5 \quad (2.28)$$

ซึ่งจุดเด่นของแบบจำลองนาคากามิ คือ

- 1) เป็นแบบจำลองที่ได้มาจากการทศลงและสอดคล้องกับสภาพแวดล้อมทั้งในชนบทและเมืองใหญ่
- 2) เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงของแอมพลิจูด (Amplitude distribution) ซึ่งแสดงด้วยตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง (m) ต่างๆ ดังนี้

$m = 0.5$ คือ การแจกแจงแบบเกาส์เซียนข้างเดียว

$m = 1$ คือ การแจกแจงแบบเรย์ลี

$m \rightarrow \infty$ คือ กรณีอุดมคติที่ไม่มีการเฟดดิ้งของสัญญาณ

บทที่ 3

ภาครับแบบหลายผู้ใช้ในระบบซีดีเอ็มเอ

3.1 บทนำ

โดยทั่วไป การตีเทคสัญญาณในระบบ CDMA เป็นแบบ Direct Sequence โดยกระทำจากแมตซ์ฟิลเตอร์ที่เครื่องรับด้วยวิธีสหสัมพันธ์ (Correlation) ของสัญญาณที่รับมา การตีเทคสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้อ้างอิงนั้นมีความยุ่งยากที่จะทำการตีเทคโดยคอร์เรเลเตอร์เอาต์พุต ในระบบ CDMA ที่ทำการตีเทคสัญญาณแบบหลายผู้ใช้เป็นแบบไม่ตั้งฉาก (Non-orthogonal) จะมีการแทรกสอดแบบหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งมีลักษณะเป็นการรบกวนที่ไม่เป็นแบบเกาส์ในการรับสัญญาณฟิลเตอร์จะขยายระดับสัญญาณที่ต้องการและกดสัญญาณที่แทรกสอดอื่น โดยเสมือนเป็นสัญญาณรบกวนแบบเกาส์ (Gaussian noise) เมื่อสัญญาณแทรกสอดไม่เป็นแบบเกาส์ ประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณจะลดลงเป็นอย่างมาก ด้วยเหตุนี้ความไวในการรับสัญญาณนั้นมีผลกับกำลังงานที่ไม่สมดุลของแต่ละสัญญาณ ตัวอย่างเช่น ในระบบวิทยุมือถือที่มีสัญญาณแทรกสอดที่แรงมากเข้ามาจากผู้ใช้อื่นที่อยู่ใกล้กับสถานีฐาน (Base station) อาจจะมีรบกวนสัญญาณจากผู้ที่อยู่ไกลออกไปให้หายไป จึงต้องมีการควบคุมกำลังงานให้เหมาะสม การเปลี่ยนแปลงกำลังงานในหลายวิถี (Multipath) เป็นสาเหตุของผลกระทบจากสัญญาณใกล้-ไกล ดังนั้นการกำจัดผลกระทบของหลายวิถีที่มีอยู่ด้วยการควบคุมกำลังต้องกระทำที่อัตราส่วนสูงกว่าอัตราส่วนของอัตราการเฟดสูงสุด (Maximum fade rate)

การควบคุมกำลังงานในอุดมคติ ประสิทธิภาพของตัวรับสัญญาณที่แมตซ์ฟิลเตอร์จะกำจัดสัญญาณที่ไม่เหมาะสม และจำกัดสัญญาณแทรกสอดหลายทาง นั่นคือ ขณะที่จำนวนของผู้ใช้งานร่วมในระบบมากขึ้น จะทำให้ทำให้อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) มากขึ้น ในทางปฏิบัติของระบบ CDMA ส่วนใหญ่แล้วเป็นแบบอะซิงโครนัสที่มีความสัมพันธ์กับการประวิงเวลาของสัญญาณที่เข้ามาที่เครื่องรับ ในระบบที่เป็นสัญญาณเป็นแบบอะซิงโครนัส จำเป็นต้องมีการทำ Low cross correlation ในทุกๆครั้งที่มีการประวิงเวลาเพื่อให้ระบบที่ตั้งฉากและซิงโครนัส ลดผลของการบดบังและการผิดเพี้ยนของสัญญาณหลายวิถี โดยผลนี้จะถูกกำจัดโดยความตั้งฉาก (Orthogonal) ของสัญญาณ

วิธีการในการมอดูเลตสัญญาณ CDMA ที่ใช้ร่วมกันในช่องสัญญาณที่เข้าถึงแบบหลายทางก็คือการตีเทคและการดีมอดูเลตสัญญาณจากทุก Waveform ของผู้ใช้ในเวลาเดียวกัน โดยใช้วิธีการตีเทคแบบหลายผู้ใช้ โดยเครื่องรับจะทำการตัดสินใจการรับสัญญาณของแต่ละผู้ใช้

Optimum demodulator เป็นประเภทของการตีเทคแบบหลายผู้ใช้ที่มีการพิจารณาจากค่าความเป็นไปได้ที่น้อยที่สุดของความน่าจะเป็นที่บิดจะผิดพลาดเป็นการหาไป-ขากลับตามอัลกอริทึมของแบบจำลองที่เป็นแบบไปข้างหน้าคือ แบบจำลองของการตีเทคของ Viterbi ซึ่งเป็นลักษณะเดียวกับแบบจำลองที่ย้อนกลับ

ความซับซ้อนของ Optimum receiver เพิ่มขึ้นตามจำนวนของผู้ใช้ในระบบ และระบบ Suboptimum receiver multi-user ก็มีความซับซ้อนในการคำนวณค่าได้เพิ่มสัดส่วนโดยตรงตามจำนวนของผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น [7-9] เครื่องรับเหล่านี้จึงตีเทคสัญญาณทุกสัญญาณของผู้ใช้ อย่างไรก็ตามสัญญาณที่ตีเทคจะจัดในกลุ่มของ Linear transformation โดยที่ได้จากเอาต์พุตที่แมตซ์ฟิลเตอร์แบบค้ ของเครื่องรับที่เป็นแบบประมาณค่า Adaptive cancellation [10] เครื่องรับจะทำการประมาณค่าสัญญาณที่ส่งมาในแต่ละผู้ใช้ด้วยแมตซ์ฟิลเตอร์ธรรมดา ดังนั้นความแรงของสัญญาณจะถูกลบออกจากสัญญาณที่รับได้ ผลที่เกิดขึ้นสัญญาณจะบริสุทธิ์จากสัญญาณรบกวนที่มีความแรงมาก ๆ การทำงานของเครื่องรับนี้โดยการลดกำลังของการแทรกสอดในลำดับต่างๆกัน เครื่องรับแบบ Adaptive Minimum Mean Square Error (MMSE) [11], [12] นั้นใช้ข้อดีของโครงสร้างที่เป็น Cyclo Stationary ของการแทรกสอดเพื่อปรับปรุงด้านความจุ (Capacity) และความผิดพลาดทางด้านสมรรถนะ เครื่องรับแบบ MMSE นี้ประกอบด้วย สเปซฟิลเตอร์ เครื่องรับนี้จะสัมพันธ์กับค่าตัวแปรชั่วคราว การลดการรบกวนสามารถทำได้ง่ายๆ โดยการเลือกเครื่องรับที่เหมาะสม โครงสร้างของเครื่องรับแบบผู้ใช้คนเดียวค่าความจุส่วนใหญ่เพิ่มขึ้นเหมือนในโครงสร้างของระบบหลายผู้ใช้ (Multiuser)

เราจะศึกษาการตีเทคแบบหลายผู้ใช้โดยอธิบายถึงรูปแบบจำลองของ Direct Sequence (DS) ของระบบ CDMA แบบอะซิงโครนัสซึ่งทำให้มีเค้าโครงในการพัฒนาทฤษฎี การตรวจรับสัญญาณแบบหลายผู้ใช้ในที่นี้จะพิจารณา ตัวเครื่องรับต่างๆกัน ใน โครงสร้างและประสิทธิภาพ

3.1.1 แบบจำลองของระบบการคิมอดูเลตสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเคิม

การตีเทคของระบบซีดีเอ็มเอจะสำเร็จได้นั้น ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการทำสหสัมพันธ์กันระหว่างรหัสค่าคงที่ของการทำสหสัมพันธ์ ซึ่งจะถูกกำหนดโดย

$$\rho_{ik} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} g_i(t) g_k(t) dt \quad (3.1)$$

ในที่นี้ ถ้า $i = k$, $\rho_{kk} = 1$ และถ้า $i \neq k$, $0 \leq \rho_{kk} < 1$ การรบกวนระหว่างผู้ใช้จะเกิดขึ้นเนื่องจากการไม่เกิดเงื่อนไขของการตั้งฉากระหว่างสัญญาณรหัส ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดการออฟเซต (Offset) ทางเวลาที่เป็นแบบสุ่ม (Randomly)

ในการพิจารณาข้างต้นนั้น เราไม่ได้มีการพิจารณาบนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง ดังนั้นถ้าเราพิจารณาบนช่องสัญญาณเฟดดิ้ง โครงสร้างของระบบเดิมนั้น อาจจะมีการเปลี่ยนแปลงไปบ้าง เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบให้สูงขึ้น

3.2 แบบจำลองระบบของการคิโมดูเลตแบบหลายผู้ใช้

แบบจำลองระบบของการคิโมดูเลตแบบหลายผู้ใช้ การคิเทคสัญญาณ DS-CDMA นั้นยากมาก ในระบบอะซิงโครนัส ซึ่งสัญญาณจะเข้ามาถึงตัวเครื่องรับที่มีการประวิงเวลาต่างกัน ต่างเฟส, ขนาดและความถี่เลื่อน ตัวอย่างเช่น ระบบที่เป็น Reverse link ในโทรศัพท์มือถือแบบเซลลูลาร์ และเครือข่ายโทรศัพท์ เครื่องส่งและเครื่องรับในสถานีภาคพื้น ในระบบเครื่องรับที่เป็นแบบหลายผู้ใช้เป็นตัวชี้จำนวนและขนาดของสถานีฐาน ระบบ CDMA ที่เป็นแบบซิงโครนัส เช่น Forward link ในมือถือและระบบดาวเทียมนั้นอยู่ในกรณีพิเศษโดยระบบนั้นเป็นแบบอะซิงโครนัส

แบบจำลองของเครื่องส่งแสดงในรูปที่ 3.1 ที่มีจำนวนผู้ใช้ K ผู้ใช้ร่วมกันในระบบที่ CDMA ผู้ใช้ที่ k กำหนดด้วยสัญญาณ (Signature waveform) $s_k(t)$

ผู้ใช้แต่ละคนในการสื่อสารทางดิจิทัลมีอัตราข้อมูลเป็น $1/T$ โดยใช้การมอดูเลตเป็นแบบไบโพลาร์ (Bipolar) ค่าของสัญลักษณ์ลำดับที่ m ของผู้ใช้ที่ k เขียนเป็น $b_k(m)$ ตามรูปที่ 3.1 มีค่าข้อมูลเป็น $+1$ หรือ -1 ของผู้ใช้ที่ k แสดงได้โดย b_k ได้สมการเป็น

$$b_k^T = \{b_k(-M), \dots, b_k(0), \dots, b_k(M)\} \quad (3.2)$$

เมื่อ $(2M+1)$ เป็นจำนวนข้อมูลที่ส่งและ T เป็นช่วงเวลาของบิต สัญญาณที่ส่งของผู้ใช้ที่ k มีสมการเป็น

$$x_k(t) = \sum_{m=-M}^M b_k(m) s_k(t - mT - \tau_k) \quad (3.3)$$

เมื่อ τ_k เป็นการประวิงเวลาของผู้ใช้ลำดับที่ k

เพื่อความสะดวก เรากำหนดให้ความยาวรหัสเป็น N เท่ากับค่า $G_p = T/T_c$ โดยที่ T_c เป็นระยะห่างระหว่างชิพ และกำหนดให้ไม่มีการสูญเสียของสัญญาณ มีกำลังเป็น

$$\frac{1}{T} \int_0^T s_k^2(t) dt = 1, \quad k = 1, \dots, K \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่ได้รับต่อบิต

$$E_{ck} \int_0^T b_k^2(m) s_k^2(t) dt = E_{ck} \quad (3.5)$$

เมื่อ $\sqrt{E_{ck}}$ เป็นขนาดของสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ที่ k สัญญาณที่ได้เป็น $r(t)$ ประกอบไปด้วยผลรวมของผู้ใช้ K ผู้ใช้ที่ส่งในช่องสัญญาณรบกวนเกาส์ขาว (White Gaussian Noise) เป็นไปตามสมการ

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} \sum_{m=-M}^M b_k(m) s_k(t - mT - \tau_k) + n(t) \quad (3.6)$$

โดยที่ $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์มีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของสัญญาณข้างเดียวเป็น N_0

กำหนดให้การประวิงเวลา τ_k มีความกว้างของคาบเวลาน้อยกว่าคาบเวลา T ในระบบซิงโครนัส ผู้ใช้อ้างอิงมีความสัมพันธ์กับผู้ใช้ที่ส่ง ดังนั้นสัญญาณที่รับได้มีสมการเป็น

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} \sum_{m=-M}^M b_k(m) s_k(t - mT) + n(t) \quad (3.7)$$

ดังนั้น ไม่มีการปรับซดเซรระหว่างสัญลักษณ์ เมื่อพิจารณาการประวิงเวลาเพียงสั้นๆ โดยจะตรงกับบิตที่ทำการส่ง ทำให้ค่า $m = 0$ ตามสมการ

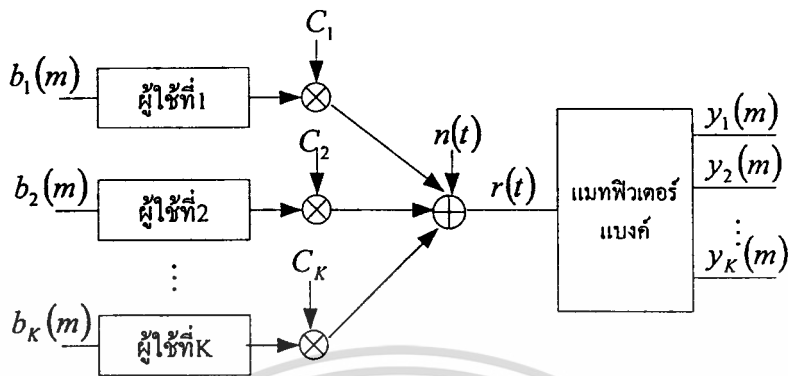
$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} b_k(0) s_k(t) + n(t) \quad (3.8)$$

โดยจะได้เอาที่พุดจากแมตซ์ฟิลเตอร์เป็น

$$y_k(m) = \frac{1}{T} \int_{\tau_k + mT}^{\tau_k + (m+1)T} r(t) s_k(t - mT - \tau_k) dt, \quad -M \leq m \leq M \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการต่อไปจะทำการคิ่มอดูเลตที่เครื่องรับโดยการสุ่ม $y_k(m)$ ในการสุ่มต่อบิตในการตัดสินใจค่าของ Y_k



รูปที่ 3.1 แบบจำลองของระบบหลายผู้ใช้ DS-CDMA (multiuser detection DS-CDMA)

$$Y_k = \sum_{m=1}^{G_p} y(m) \quad (3.10)$$

โดยที่ G_p เป็นจำนวนชิพต่อบิต โดยกำหนดให้มีความยาวเท่ากับความยาวรหัส N และการประมาณค่าของผู้ใช้ลำดับที่ k ที่ลำดับสัญลักษณ์ m ด้วยค่า Y_k

$$b_k(m) = \text{sgn}[Y_k] = \begin{cases} +1 & \text{if } Y_k \geq 0 \\ -1 & \text{if } Y_k < 0 \end{cases} \quad (3.11)$$

แทนสมการ (3.9) ในสมการ (3.8) จะได้สมการเป็น

$$y_k(m) = \sqrt{E_{ck}} b_k(m) + \frac{1}{T} \int_{\tau_k+mT}^{\tau_k+(m+1)T} \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq k}}^K \sqrt{E_{cj}} \sum_{i=-M}^M b_j(i) s_j(t-iT-\tau_j) s_k(t-mT-\tau_k) dt + n_k(m) \quad (3.12)$$

กำหนดให้ $n_k(m)$ เป็นการสุ่มจากรบกวนเกาส์ที่มีความยาว m เมื่อนำเสนอด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK จะได้ผลของการแทรกสอดเป็นดังนี้

$$y_k(m) = \sqrt{E_{ck}} b_k(m) + \sum_{i=-M}^M \sum_{j \neq k}^K \sqrt{E_{cj}} b_j(i) \rho_{jk}(l) + n_k(m) \quad (3.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ p_{jk} เป็นการหาสหสัมพันธ์ข้าม

$$p_{jk}(j) = \frac{1}{T} \int_{\tau_k + mT_i}^{\tau_k + (m+1)T} s_j(t-T) s_k(t + jT - \tau_k) dt \quad (3.14)$$

เมื่อ $l = 1, 2, \dots, K$; $k = 1, 2, \dots, K$; $i = -M, \dots, 0, \dots, M$

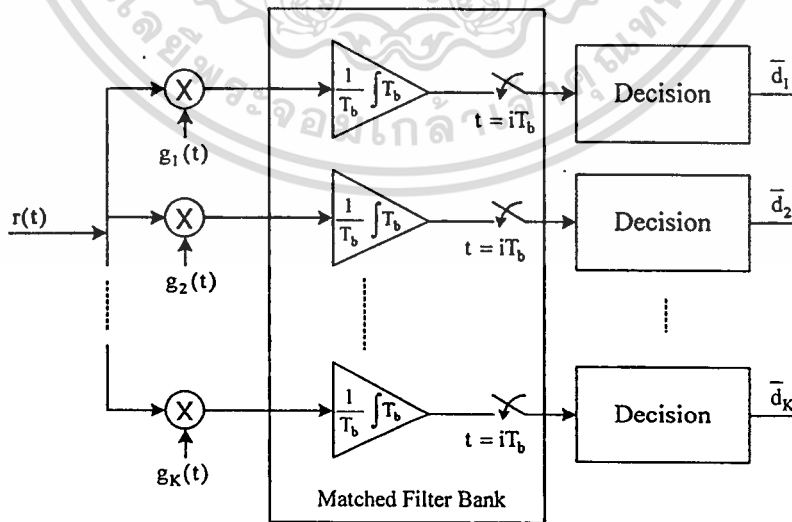
พจน์ของการแทรกสอดแบบหลายทางจะแยกโดยค่าของการแทรกสอดโดยการหาสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างพจน์ ในระบบซิงโครนัส การชดเชยเวลาเป็นศูนย์ ดังนั้นการหาสหสัมพันธ์ข้ามมีค่าเป็นศูนย์

$$p_{ln}(j) = 0 \quad \text{สำหรับ } l \neq n \quad (3.15)$$

3.3 หลักการเบื้องต้นของภาครับแบบต่างๆ

3.3.1 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอแบบเดิม

โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอมีหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบจะมีโครงสร้างที่เป็นลักษณะเฉพาะตัว โดยนำเทคนิคอื่นๆมาใช้ร่วมด้วย เช่น การลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม (Multiple Access Interference Suppression) หรือแม้แต่การใช้เทคนิคการประมวลผลสัญญาณเครื่องรับพื้นฐานในระบบ CDMA แสดงได้ดังรูปที่ 3.2

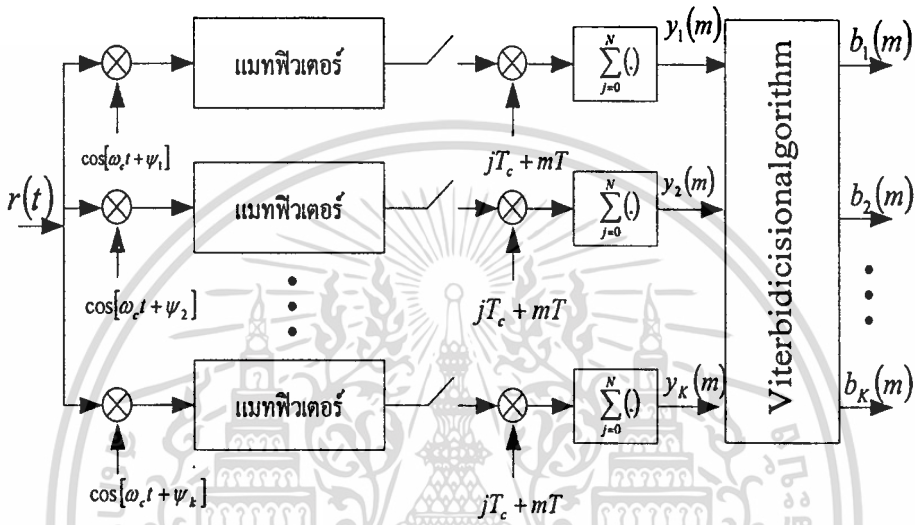


รูปที่ 3.2 เครื่องรับระบบ DS-SS แบบเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 เครื่องรับแบบ Optimum

การตีเทคสัญญาณในเครื่องรับแบบ Optimum ที่เป็นแบบอะซิงโครนัสนั้นสังเกตจากสัญญาณที่เข้ามาในทุกๆผู้ใช้ มาที่เอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์ สำหรับวิธีการในการตีเทคแบบ Optimum โดยการกำหนดให้การสื่อสารนั้นในแต่ละผู้ใช้งานมีการประวิงเวลา เฟสมีการเลื่อน และขนาดของสัญญาณในแต่ละผู้ใช้งานแยกจากกัน เมื่อสัญญาณมาที่เครื่องรับจะได้เอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์เป็น



รูปที่ 3.3 เครื่องรับแบบ Optimum สำหรับระบบอะซิงโครนัส DS-SS

$$y_1(m) = \frac{1}{T} \int_{mT}^{(m+1)T} r(t) C_1(t) dt \quad (3.16)$$

$$y_2(m) = \frac{1}{T} \int_{T_2+mT}^{T_2+(m+1)T} r(t) C_2(t - T_2) dt \quad (3.17)$$

สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ เป็นดังสมการ (3.18)

$$r(t) = \sqrt{E_{c1}} \sum_{i=-M}^M b_1(i) C_1(t - iT_b) + \sqrt{E_{c2}} \sum_{i=-M}^M b_2(i) C_2(t - iT_b - \tau_2) \quad (3.18)$$

แทนค่าสมการ (3.18) ในสมการ (3.16) และสมการ (3.17)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y_1(m) = \sqrt{E_{c1}} b_1(m) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m-1) \rho_{12}(1) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m) \rho_{12}(0) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m+1) \rho_{12}(-1) + n_1(m) \quad (3.19)$$

$$y_2(m) = \sqrt{E_{c2}} b_2(m) + \sqrt{E_{c1}} b_1(m-1) \rho_{21}(1) + \sqrt{E_{c1}} b_1(m) \rho_{21}(0) + \sqrt{E_{c1}} b_1(m+1) \rho_{21}(-1) + n_2(m) \quad (3.20)$$

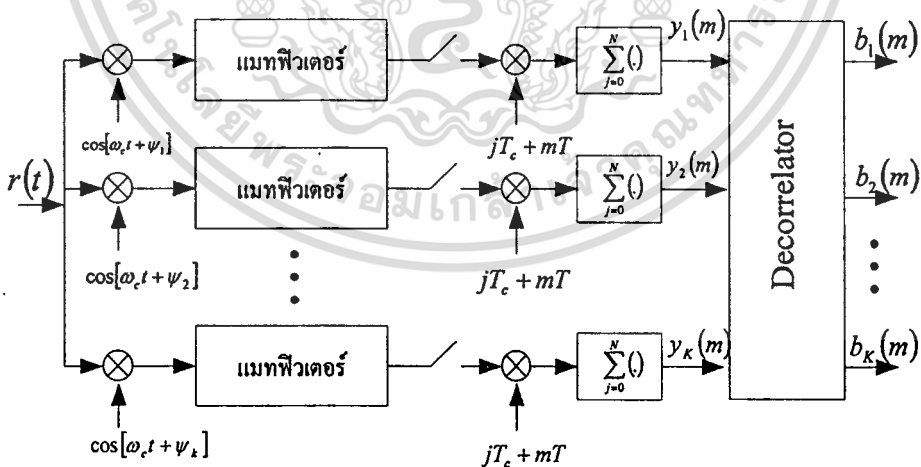
กำหนดให้ $n_1(m)$ และ $n_2(m)$ เป็นส่วนประกอบของสัญญาณรบกวน โดยที่ $\rho_{12}(j)$ และ $\rho_{21}(j)$ เป็นการหาความสัมพันธ์ข้ามของสัญญาณ

$$p_{12}(j) = \frac{1}{T} \int_0^T c_1(t) c_2(t + jT - \tau_2) dt = 0 \quad \text{สำหรับ } j \geq 2 \quad (3.21)$$

$$p_{21}(j) = \frac{1}{T} \int_{\tau_1}^{T+\tau_2} c_2(t - \tau_2) c_1(t + jT) dt = 0 \quad \text{สำหรับ } j \geq 2 \quad (3.22)$$

ค่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบ Optimum ขึ้นอยู่กับค่าของจำนวนเชิงซ้อน โดยจำนวนค่าของจำนวนเชิงซ้อนนั้นขึ้นกับผู้ใช้ โดยจำนวนผู้ใช้งานในระบบต้องเหมาะสมจึงสามารถลดการรบกวนได้ อย่างไรก็ตามจำนวนผู้ใช้งานในเครื่องรับนี้มีผลเช่นเดียวกันกับเครื่องรับที่เป็นเชิงเส้น

3.3.3 เครื่องรับแบบดีคორเรเลตติ้ง (Decorrelating Detector)



รูปที่ 3.4 เครื่องรับแบบดีคอรเรเลตติ้งสำหรับระบบเชิงโครอนัส DS-CDMA

เครื่องรับแบบดีคอรเรเลตติ้ง (Decorrelating Receiver) เป็นเครื่องรับที่เป็นเชิงเส้นในแต่ละเวกเตอร์ที่ออกจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์ พร้อมทั้งต่อต้านผลของความใกล้-ไกล (Near-Far) สมรรถนะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเครื่องรับที่เป็น Suboptimum มีผลมาจากการเพิ่มขึ้นของค่าเชิงซ้อนที่เป็นเชิงเส้นของจำนวนผู้ใช้งาน เมื่อทำการพิจารณาระบบเชิงโคโรนัส DS-CDMA จะได้ค่าเอาต์พุตจากแมตริกซ์ฟิลเตอร์ในระบบเชิงโคโรนัสที่มีสองผู้ใช้เป็นดังสมการ

$$\begin{aligned} y_1(m) &= \sqrt{E_{c1}} b_1(m) + \sqrt{E_{c2}} b_2(m) \rho_{12}(m) + n_1(m) \\ &= z_1 \{b_1(m), b_2(m)\} + n_1(m) \end{aligned} \quad (3.23)$$

$$\begin{aligned} y_2(m) &= \sqrt{E_{c2}} b_2(m) + \sqrt{E_{c1}} b_1(m) \rho_{21}(m) + n_2(m) \\ &= z_2 \{b_1(m), b_2(m)\} + n_2(m) \end{aligned} \quad (3.24)$$

สามารถจัดให้อยู่ในรูปอย่างง่ายเป็นดังสมการ (3.25)

$$\mathbf{y} = \mathbf{WRb} + \mathbf{n} \quad (3.25)$$

โดยที่ \mathbf{R} เป็นการหาสหสัมพันธ์ข้ามของเมตริกซ์ของผู้ใช้ร่วมในระบบ โดยมีสัมประสิทธิ์ ρ_{ij} ตามสมการ

$$p_{ln}(j) = \frac{1}{T} \int_{t_1+nT}^{t_1+(n+1)T} s_l(t-T_1) s_n(t+jT-Tn) dt \quad (3.26)$$

เมื่อ $l = 1, 2; n = 1, 2; j = -M, \dots, 0, \dots, M$

\mathbf{W} เป็นเมตริกซ์กำลังงานในช่องสัญญาณ $W_{k,k} = \sqrt{E_{b_{uk}}} C_{uk}(i)$ ตามสมการ (3.27)

$$\mathbf{W} = \text{diag} \left[\sqrt{E_{c1}}(-M), \dots, \sqrt{E_{cK}}(-M), \dots, \sqrt{E_{c1}}(0), \dots, \sqrt{E_{cK}}(0), \dots, \sqrt{E_{c1}}(M), \dots, \sqrt{E_{cK}}(M) \right] \quad (3.27)$$

\mathbf{b} เป็น Diagonal Matrix ขนาดของสัญญาณ เป็น

$$\mathbf{b} = \begin{bmatrix} b_1(-M) \cdots b_1(0) \cdots b_1(M) \\ \vdots \\ b_k(-M) \cdots b_k(0) \cdots b_k(M) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้ความน่าจะเป็นของบิตผิดพลาดของเครื่องรับคอคอริเลตเป็น [13], [14]

$$P_b(\gamma_{deco}) = Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_l}{[R^{-1}]_{11}}}\right) \quad (3.29)$$

ข้อดีของเครื่องรับคอคอริเลต มีดังนี้

- 1) ให้ค่าสมรรถนะและความจุที่เหนือกว่าเครื่องรับแบบเดิม
- 2) ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้การประมาณค่าทางขนาด
- 3) การคำนวณค่าๆมีความซับซ้อนน้อยกว่าระบบ MLS (Maximum Likelihood Sequence Detection)
- 4) ความน่าจะเป็นของการเกิดค่าความผิดพลาดจะไม่ขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ

ข้อเสียของเครื่องรับคอคอริเลต

- 1) ถ้าเราพิจารณาในเวลาจริง (Real time) การคำนวณค่าสหสัมพันธ์จะใช้ระยะเวลาในการคำนวณมากกว่า
- 2) การตีเทคแบบนี้เป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวน ซึ่งกำลังงานของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มขึ้นเสมอ

3.3.4 เครื่องรับแบบตัดการรบกวนออก (Interference Canceller)

เป็นการประมาณค่าการรบกวนจากผู้ร่วม (Estimation of the interference) และลบสัญญาณรบกวนออกไป ซึ่งสามารถแบ่งออกได้หลายแบบ ได้แก่ ตัวตีเทคแบบตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ (Successive interference cancellation: SIC) ตัวตีเทคแบบตัดการรบกวนอย่างขนาน (Parallel interference cancellation: PIC) และตัวตีเทคแบบใช้การตัดสินใจย้อนกลับแบบซีโรฟอร์ซิง (Zero-forcing decision-feedback (ZF-DF) detector)

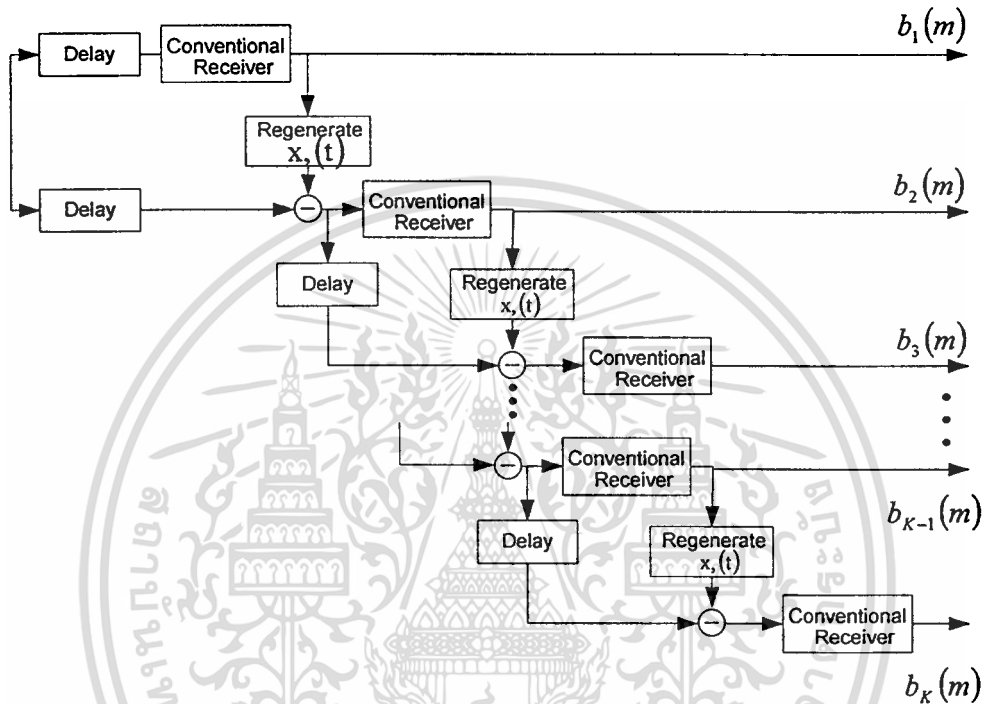
วิธีการ Interference canceller อาศัยความต่อเนื่องในการตัดสัญญาณรบกวนออกเมื่อสัญญาณมาถึงเครื่องรับ โดยทำการตัดสัญญาณที่แรงของสัญญาณแทรกสอดก่อนสัญญาณอื่นซึ่งเป็นผลกระทบทำให้เกิดการรบกวนน้อยลง วิธี Interference canceller ประกอบด้วย

- 1) ตำแหน่งขนาดของสัญญาณในผู้ใช้ $\sqrt{E_{c1}} > \sqrt{E_{c2}} > \sqrt{E_{c3}} > \dots > \sqrt{E_{ck}}$
- 2) การตีเทคความแรงของสัญญาณของผู้ใช้ด้วยเครื่องรับทั่วไป
- 3) กำลังของผู้ใช้เกิดจากการแผ่สเปกตรัม $x_k(t)$ ความต่อเนื่องบิตและค่าประมาณทางแอมพลิจูดเป็น $x_k(t) = \sqrt{E_{ck}} b_k(t) c_k(t)$
- 4) การตัดความแรงของสัญญาณผู้ใช้ที่เป็นการรบกวน
- 5) นำสัญญาณกลับมาทำใหม่จนกระทั่งตีเทคสัญญาณจากผู้ใช้ได้ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยผู้ใช้ทั้งหมดต้องเป็นอิสระจากกัน สัญญาณของแต่ละผู้ใช้ต้องมีความชัดเจน และมีความแม่นยำในการประมาณค่าแอมพลิจูด ค่าจำนวนเชิงซ้อนที่รับได้ต้องเป็นเชิงเส้น (Linear) กับจำนวนผู้ใช้

Interference canceller ใน [10] ค่าแอมพลิจูดจากเอาต์พุตมีกำลังเท่ากัน และสมรรถนะในการกำจัดการแทรกสอดจากผู้อื่นๆมีความแม่นยำมาก



รูปที่ 3.5 เครื่องรับ Interference canceller

3.3.5 เครื่องรับ Adaptive MMSE

ในการตีเทคสัญญาณ DS-CDMA ด้วยตัวคโมดูลแบบ Suboptimum จะพิจารณาถึงสัญญาณเวลา และคลื่นพาห้ในกรณีของเครื่องรับที่เป็น Interference canceller จะต้องมีแอมพลิจูดของสัญญาณที่เหมาะสมในการคโมดูลสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด ในระบบอะซิงโครนัสการแผ่หลายวิธีและการบดบังทำให้เกิดความลำบากในการประมาณเฟสของคลื่นพาห้ของสัญญาณที่รับได้ แต่เครื่องรับแบบ MMSE (Adaptive Minimum Mean Square Error) สัญญาณที่รับได้ไม่จำเป็นต้องมีเวลาและเฟสของคลื่นพาห้ที่แน่นอน ในเครื่องรับที่มีผู้ใช้คนเดียวและเครื่องรับที่มีหลายผู้ใช้จะเกิดค่าเชิงซ้อน ขึ้นอยู่กับการนำไปใช้งาน เครื่องรับแบบ Adaptive MMSE แสดงได้ดังรูปที่ 3.6 ในเครื่องรับ Adaptive ประกอบด้วยส่วนย่อยของฟิลเตอร์ การประมาณค่าชั่วขณะของพารามิเตอร์ ที่เครื่องส่งทำการส่งข้อมูล เครื่องรับจะทำการปรับค่าในการตัดสินใจให้เหมาะสม เครื่องรับนี้ค่าเฉลี่ยทางเวลามีผลต่อสัมประสิทธิ์ในการพัฒนาของแบบจำลอง เป็นปัจจัยทำให้เกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การผิดพลาดได้ ในระหว่างการส่งข่าวสารมาที่เครื่องรับจะมีส่วนประกอบของสัญญาณที่ฟิลเตอร์เป็นดังสมการ

$$r(mT_f) = \sum_{l=-M}^M \sum_{k=1}^K \sqrt{E_{ck}} b_k C_k(mT_f - iT - \tau_k) + n(mT_f) \quad (3.30)$$

ที่เอาต์พุตที่ช่วงเวลา T ดังสมการ

$$y(mT) = \sum_{l=-L}^L a_l r(mT - lT_f) \quad (3.31)$$

สัญญาณไม่มีการสูญเสียในผู้ใช้ข้างอิง (ผู้ใช้ที่ 1 ($k=1$)) จะได้สมการจากฟิลเตอร์เป็น

$$\epsilon = E(e_m^2) = E(|y(mT) - b(m)|^2) \quad (3.32)$$

แทนค่าจะได้

$$\epsilon = E(|a^T r - b(m)|^2) \quad (3.34)$$

โดยที่ค่าเวกเตอร์ในการสุ่ม Delay-line มีค่าเป็น

$$a = (a_{-L}, \dots, a_L)^T \quad (3.35)$$

$$r = [r(mT + LT_f), \dots, r(mT), \dots, r(mT - LT_f)]^T \quad (3.36)$$

สมรรถนะของเครื่องรับ MSE นี้ดังสมการ

$$\epsilon = a * Da - (a * f + f * a) - \sigma_b^2 \quad (3.37)$$

เมื่อพิจารณาถึงความยาวในอิลิเมนต์

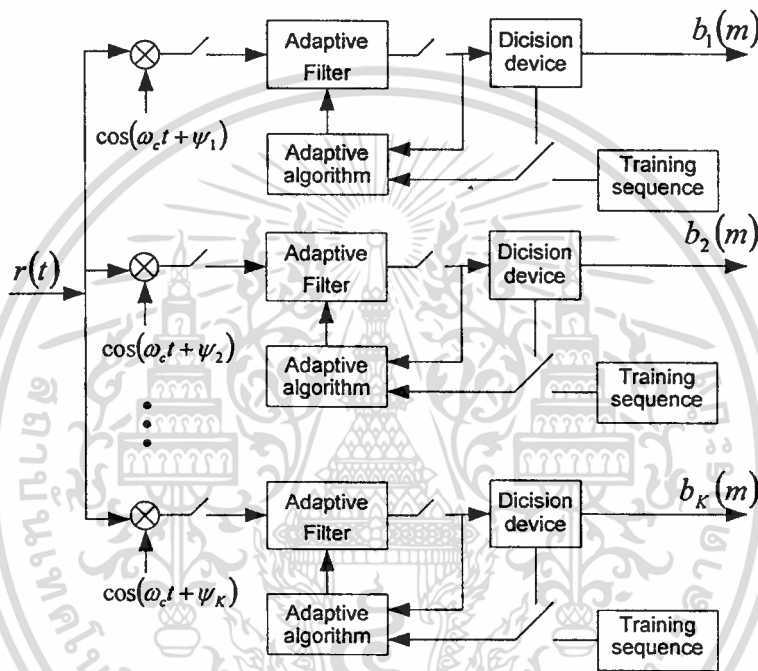
$$f_1 = E[b(m)r(mT + lT_s)] = E[|b(m)|^2 C(lT_s)] \quad (3.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมีส่วนประกอบของค่า Optimum tap เป็น

$$a_{opt} = 1 - f * D^{-1}f \quad (3.39)$$

อย่างไรก็ตาม ในการคำนวณค่าที่เพิ่มขึ้นอย่างเหมาะสมของ f และ D ไม่สามารถทำได้ แต่ข้อดีของเครื่องรับ Adaptive MMSE คือสามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบโดย Training sequence



รูปที่ 3.6 เครื่องรับแบบ Adaptive ในระบบ DS-CDMA ที่ตีเทคทุกสัญญาณ

3.3.6 เครื่องรับแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด (MLSE)

ข้อดี

- 1) เนื่องจากระบบนี้สามารถขจัดสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background noise) ได้ ดังนั้น ตัวตีเทคแบบนี้จึงมีสมรรถนะที่สูงกว่าตัวตีเทคแบบคิอริเลด
- 2) ไม่ก่อให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน

ข้อเสีย

- 1) ต้องการการประมาณค่าขนาดของสัญญาณที่รับได้ สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ร่วม
- 2) ต้องมีการทำกลับของเมตริกซ์ (Matrix inversion)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ข้อดีและข้อจำกัดของการตีเทคแบบหลายผู้ใช้

ข้อดีคือการใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพดังนี้

- 1) ในการส่งสัญญาณอพลิงค์ ระบบนี้จะใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมได้ดีกว่า
- 2) แบนด์วิดท์ที่มีขนาดใหญ่ จึงสามารถช่วยเพิ่มสมรรถนะของสัญญาณความถี่ลิงค์ได้
- 3) ลดความยุ่งยากของอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมกำลัง (Power control) ได้
- 4) ลดการเกิดปัญหาจากผลของความใกล้-ไกลของระยะทางได้
- 5) เพิ่มความซับซ้อนที่จำเป็นที่สถานีฐาน (Base station) แต่สามารถลดความซับซ้อนที่ตัวโทรศัพท์ได้
- 6) สามารถเพิ่มขนาดพื้นที่การใช้งานได้ โดยใช้กำลังงานเท่าเดิม

ข้อจำกัดที่สำคัญมีสองประการ ได้แก่

- 1) การเกิดขึ้นของการรบกวนจากผู้ร่วมจากเซลล์อื่น (ในระบบโทรศัพท์มือถือ)
- 2) มีความยุ่งยากในการตีเทค ในกรณีของความถี่ลิงค์ (Downlink) ปัญหาความยุ่งยากซับซ้อน (Complexity) ค่าใช้จ่าย (Cost) ขนาดและน้ำหนัก (Weight) เป็นปัญหาหลักในระบบโทรศัพท์มือถือ การเพิ่มประสิทธิภาพที่อพลิงค์เพียงอย่างเดียวไม่สามารถช่วยให้ประสิทธิภาพของระบบทั้งหมดดีขึ้นได้

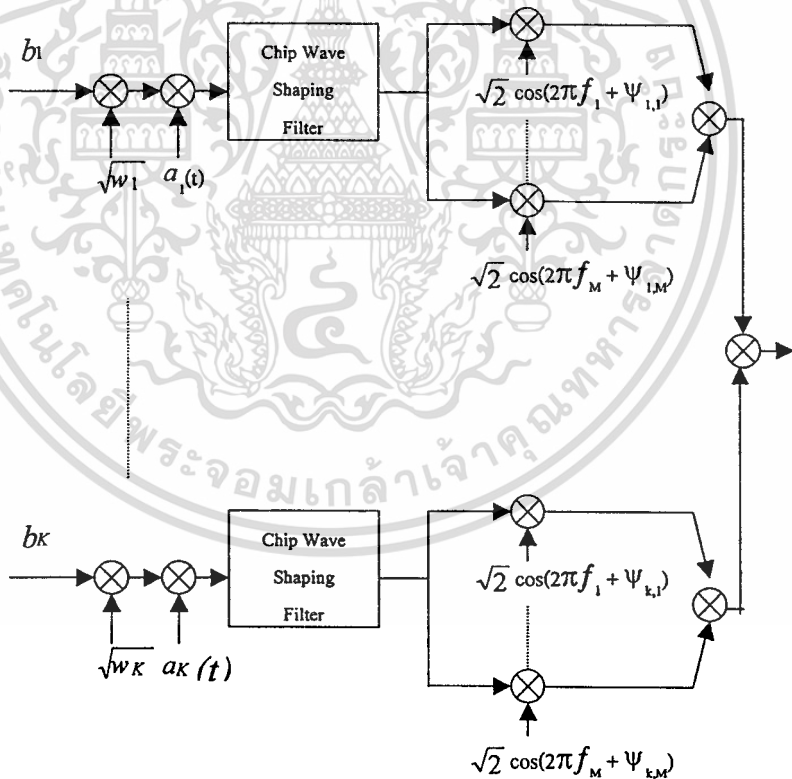
บทที่ 4

อัตราความผิดพลาดของดีคอร์ดรีเลติงดีเทคเตอร์ร่วมกับการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้ในช่องสัญญาณการเฟดดิ้งแบบหลายวิถีในระบบซีดีเอ็มเอ

4.1 แบบจำลองระบบ

ส่วนนี้อธิบายแบบจำลองภาคส่ง ช่องสัญญาณ และแบบจำลองภาครับของดีเทคเตอร์ที่นำเสนอ โดยเราพิจารณาที่ K ผู้ใช้กับการมอดูเลตแบบ BPSK การส่งแบบซิงโครนัสบนช่องสัญญาณเฟดดิ้งหลายวิถีของแต่ละผู้ใช้

4.1.1 แบบจำลองเครื่องส่ง



รูปที่ 4.1 แบบจำลองเครื่องส่ง

แบบจำลองเครื่องส่ง MC DS/CDMA สำหรับผู้ใช้งานที่ k ดังแสดงในรูปที่ 4.1 สัญญาณที่ถูกลมอดูเลตเชิงเลขแบบ BPSK ของผู้ใช้ที่ k th คือ $b_k(t)$ เป็นสัญญาณที่ถูกแผ่โดยสัญญาณรบกวนฮัส เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a_k(t)$ ที่อินพุตไลซ์ สมมติว่ามี N ชิปต่อสัญลักษณ์ (Processing gain = N) ผู้ใช้แต่ละคนมีสัญญาณรหัสที่ต่างกัน หลังจากการแผ่สัญญาณแผ่ที่เหมือนกันจะถูกมอดูเลตกับ M ที่หลายๆ คลื่นพาห้สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสำหรับผู้ใช้งานที่ k แสดงในสมการดังนี้

$$s(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2w_k} a_k(t) b_k(t) \sum_{i=1}^M \cos(2\pi f_i + \varphi_{k,i}) \quad (4.1)$$

โดย w_k เป็นพลังงานที่ส่งออกไปของผู้ใช้ที่ k , f_i เป็นความถี่ของคลื่นพาห้ในแต่ละแบนด์ย่อยที่ i th และ $\varphi_{k,i}$ เป็น Phase offset ของคลื่นพาห้ที่ i th แบนด์ย่อยสำหรับผู้ใช้งานที่ k $a_k(t)$ คือลำดับรหัส (Signature sequence) ของผู้ใช้งานลำดับที่ k แสดงดังนี้

$$a_k(t) = \sum_{j=-\alpha}^{+\alpha} a_{k,j} p_a(t - jT_c) \quad (4.2)$$

$$a_{k,j} \in \{-1, +1\}$$

โดย $b_k(t)$ คือลำดับข้อมูล (Data sequence) ที่ต้องการส่งของผู้ใช้งานลำดับที่ k แสดงดังนี้

$$b_k(t) = \sum_{j=-\alpha}^{+\alpha} b_{k,j} p_b(t - jT) \quad (4.3)$$

$$b_{k,j} \in \{-1, +1\}$$

กำหนดให้แบนด์วิธทั้งหมดของระบบถูกแบ่งเป็น M กว้างเท่าของความถี่และแต่ละความถี่คลื่นพาห้ถูกมอดูเลตโดยลำดับการแผ่กับช่วงเวลาชิพซึ่งคือ M ครั้งและยาวเท่าๆ กับของระบบคลื่นพาห้เดียว

4.1.2 แบบจำลองช่องสัญญาณ

กำหนดให้สัญญาณเฟดดิ้งเป็นแบบนาคาгами (Nakagami fading) มีการเลือกความถี่อย่างช้า มีค่าประวิงการแผ่เป็น T_m ช่วงเวลาของชิพของดีเทคเตอร์ที่นำเสนอคือ T_c ($T_c = MT_c'$) ขณะที่ช่วงเวลาของชิพของดีคอร์เรเลติงดีเทคเตอร์แบบเดิมคือ T_c' ในวิทยานิพนธ์นี้เรากำหนดให้แบบจำลองช่องสัญญาณทั้งสองสมมูลกันตามลำดับเพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะ โดยอันแรกคือสำหรับดีคอร์เรเลติงดีเทคเตอร์ของคลื่นพาห้เดียวแบบเดิมกับอีกอันเป็นดีเทคเตอร์ที่นำเสนอ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับดีเทคเตอร์แบบเคม้นั้นช่องสัญญาณเฟดดิ้งเป็นแบบเลือกความถี่สำหรับจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด k ผู้ใช้ นำเสนอเป็น Tapped delay line จำนวนของเส้นทางที่แก้ปัญหาได้ในแบบจำลองนั้น ได้มาจาก[15][16]

$$L = \lfloor T_m / T_c \rfloor + 1 \quad (4.4)$$

โดยที่ $\lfloor x \rfloor$ คือส่วนที่เป็นจำนวนเต็มของ x เมื่อความซับซ้อนวงจรของความถี่ต่ำผ่านสมมูลกับผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) ของช่องสัญญาณผู้ใช้ที่ k ได้มาจาก

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \beta_{k,l} e^{j\mu_{k,l} t} \delta(t - lT_c') \quad (4.5)$$

โดย $\beta_{k,l}$ ถูกจำลองเป็นค่าคงที่เชิงซ้อนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ที่ตัวแปรเชิงสุ่มมีการแจกแจงแบบเกาส์เซียน $\mu_{k,l}$ เป็นตัวแปรเชิงสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเอกรูปในช่วง $[0, 2\pi)$

สำหรับระบบที่นำเสนอการจำลองช่องสัญญาณสามารถจัดคุณสมบัติโดยแบนด์วิดท์ร่วมนัย (Coherent bandwidth), $(\Delta f)_c$ ซึ่งได้มาจาก

$$(\Delta f)_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (4.6)$$

โดยที่แต่ละแบนด์ย่อยของดีเทคเตอร์ที่นำเสนอ นั้น ไม่มีการเลือกความถี่ถ้าจำนวนของแบนด์ย่อยหลายๆ คลื่นพาห์, M เป็นไปตามเงื่อนไข

$$\frac{T_m}{T_c} = \frac{T_m}{MT_c'} \leq 1 \quad (4.7)$$

ในที่นี้ทุกๆ แบนด์ย่อยมีเฟดดิ้งที่เป็นอิสระต่อกันถ้าแบนด์วิดท์ของแต่ละแบนด์ย่อยใหญ่กว่าแบนด์วิดท์ร่วมนัย[15]

$$(BW)_M = \frac{1}{T_c} (1 + \alpha) = \frac{1}{MT_c'} (1 + \alpha) \geq \frac{1}{T_m} \quad (4.8)$$

ซึ่ง α คือ Roll-off factor และ $0 < \alpha \leq 1$ จาก (4.4), (4.7) และ (4.8) โดยการเลือก $M=L$ และ $\alpha \geq \frac{T_c'}{T_m}$ เราสามารถมั่นใจได้ว่าแต่ละแบนด์ย่อยของระบบหลายๆ คลื่นพาห้ไม่มีการเลือกความถี่

และการจางหายเป็นอิสระต่อกัน

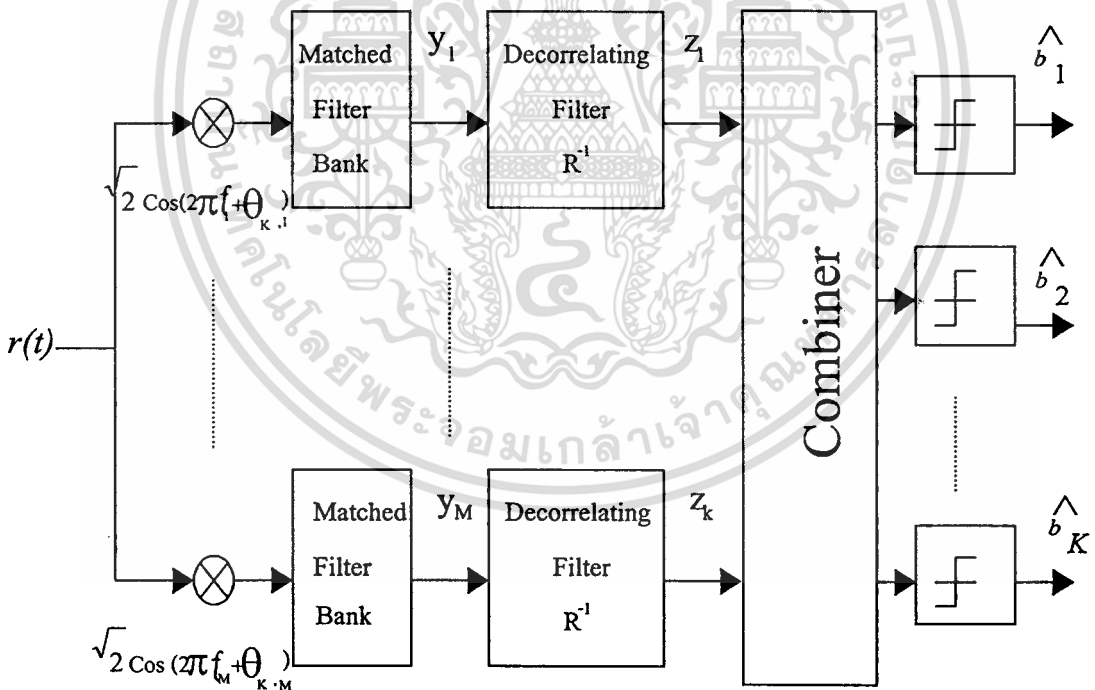
ดังนั้นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเชิงซ้อนสมมูลกับผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณคลื่นพาห้ย่อยที่ i th ของผู้ใช้ที่ k ได้มาจาก

$$h_{k,i}(t) = \alpha_{k,i} \ell^{\phi_{k,i}} \delta(t), \quad i=1,2,3,\dots,M \quad (4.9)$$

โดยที่ $\alpha_{k,i}$ เป็นตัวแปรสุ่มนาคาคามีกับหนึ่งหน่วยของโมเมนต์อันดับที่สอง

$\phi_{k,i}$ เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเอกรูปอยู่ในช่วง $[0, 2\pi)$

4.1.3 แบบจำลองเครื่องรับ



รูปที่ 4.2 แบบจำลองเครื่องรับ

แบบจำลองของภาครับแสดงในรูปที่ 4.2 สัญญาณที่ได้รับเป็นการมอดูเลตอย่างสมนัยสำหรับแต่ละแบนด์ย่อยและส่งผ่านไปยังแถวของแมทซ์ฟิลเตอร์ ผลลัพธ์ที่ได้จากแมทซ์ฟิลเตอร์ถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คืออรรถวิเลตจากอรรถวิเลตเชิงฟิลาเตอร์ สัญญาณที่อรรถวิเลตสำหรับผู้ใช้แต่ละคนเป็นการรวมอรรถวิเลตส่วนสูงสุค เมื่อสัญญาณที่รวมแล้วของผู้ใช้แต่ละคนผ่านค่าเทรชโฮลของอุปกรณแล้วจะทำการคัคคินใจในส่วนที่เป็นข้อมูล สัญญาณที่ได้รับแสดงได้คังนี้

$$r(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2w_k} a_k(t) b_k(t) \sum_{i=1}^L \alpha_{k,i} \cos(2\pi f_i t + \theta_{k,i}) + n(t) + n_j(t) \quad (4.10)$$

โดยที่ $\theta_{k,i} = \varphi_{k,i} + \phi_{k,i}$

$n(t)$ เป็น AWGN กับความแปรปรวนเท่ากับ σ^2 และความหนาแน่นกำลังของสัญญาณค่านู่ของ $N_0 / 2$

$n_j(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนจากการแบ่งแบนด์ย่อยกับความหนาแน่นของกำลังสัญญาณของ $S_{nj}(f)$ [15]

4.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ

4.2.1 การวิเคราะห์ BER

ในการวิเคราะห์สมรรถนะนั้นเราสมมติว่าคัคคินพาห์สมบูรณ มีการชิงโครไนซกันทั้งรหัสและข้อมูล ถ้าไม่มีการแทรกแซงที่เกิดจากการแบ่งแบนด์แคบนั้นผลลัคคิ์ที่ได้จากเมทซ์ฟิลาเตอร์ของผู้ใช้ที่ k th สำหรับกัคคิ์ของแบนด์ย่อยคัคคินพาห์ i th คังนี้

$$y_{k,i} = \int_0^T r(t) a^*(t) \sqrt{2} \cos(2\pi f_i t + \theta_{k,i}) dt \quad (4.11)$$

เพื่อนำเสนอผลลัคคิ์ที่เมทซ์ฟิลาเตอร์สำหรับ i th กัคคิ์ของแบนด์ย่อยคัคคินพาห์ในรูปเมตริกซ์กำหนดให้

ลำดับข้อมูล (Data bit sequence)

$$\mathbf{b} = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_k]^T \quad (4.12)$$

ลำดับของสัญญาณรหัส (Signature waveform sequence)

$$\mathbf{a} = [a_1(t) \ a_2(t) \ \dots \ a_k(t)]^T \quad (4.13)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัคคิ์แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกคัคคิ์ที่มีการนำไปใช้

กำลังของสัญญาณ (Power of Signal)

$$\mathbf{W} = \text{diag}(\sqrt{w_1} \quad \sqrt{w_2} \quad \dots \sqrt{w_K}) \quad (4.14)$$

และเมตริกซ์การจางหาย (Fading Matrix) คือ

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \alpha_{1,i} & 0 & 0 \\ 0 & \alpha_{2,i} & 0 \\ 0 & 0 & \alpha_{k,i} \end{bmatrix} \quad (4.15)$$

ดังนั้นผลลัพธ์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ที่แบนด์ย่อยของก้านคลื่นพาห์ที่ i th ได้จาก

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{RWCb} + \mathbf{n}_i \quad (4.16)$$

โดยเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามของการนอร์มัลไลซ์สัญญาณรหัส \mathbf{R} เป็นดังนี้

$$\mathbf{R} = \int_0^T \mathbf{a}^*(t) \mathbf{a}^T(t) dt \quad (4.17)$$

โดยที่ \mathbf{n}_i เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์กับเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วมเท่ากับ $\sigma_i^2 \mathbf{R}^*$

ผลลัพธ์ของแมทซ์ฟิลเตอร์ที่ผ่านวงจรกรองดีคอร์ดรีเลตติ้งดีเทคเตอร์จะลดค่า MAI โดยการแปลงเมตริกซ์ สำหรับระบบ DS/CDMA เมตริกซ์สหสัมพันธ์ปกติไม่เป็นเอกเทศเนื่องจากความเป็นอิสระเชิงเส้นระหว่างสัญญาณรหัส แม้ว่าถ้ากรณีเอกเทศเกิดขึ้นวงจรกรองดีคอร์ดรีเลตติ้งได้มาจากการแปลงเมตริกซ์สหสัมพันธ์ให้อยู่ในรูปแบบทั่วไป ผลลัพธ์ของดีคอร์ดรีเลตติ้งฟิลเตอร์สำหรับกิ่งของแบนด์ย่อยคลื่นพาห์เป็นดังนี้

$$\mathbf{Z}^{-1} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{y}_i = \mathbf{WC}_i \mathbf{b} + \mathbf{n}_{zi} \quad (4.18)$$

โดยที่เวกเตอร์ของสัญญาณรบกวน \mathbf{n}_{zi} เป็นการแจกแจงแบบเกาส์เซียนมีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์กับเมตริกซ์ความแปรปรวนร่วม $\sigma_i^2 \mathbf{R}^{-T}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลลัพธ์ทุกตัวที่ได้จากคิออร์รีเลติงพีลเตอร์ที่แต่ละกิ่งของคลื่นพาทคือ

$z_i = (i = 1, 2, \dots, M)$ แล้วรวมสัญญาณโดยวิธีการ Maximal Ratio Combining (MRC) ดังนั้นสัญญาณที่ถูกรวมยังคงได้จาก

$$z = C_1^* z_1 + C_2^* z_2 + \dots + C_M^* z_M \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} &= C_1^H C_1 W b + C_1^H n_{z1} + C_2^H C_2 W b + C_2^H n_{z2} + \dots \\ &+ C_M^H C_M W b + C_M^H n_{zM} \end{aligned} \quad (4.20)$$

ดังนั้นอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio: SNR) สำหรับผู้ใช้ที่ k th ได้มาจาก

$$\rho_k = \frac{\sum_{i=1}^M \frac{w_k |\alpha_{k,i}|^2}{\sigma_i^2 (R^{-1})_{kk}}}{(R^{-1})_{kk}} = \frac{w_k}{\sum_{i=1}^M \frac{|\alpha_{k,i}|^2}{\sigma_i^2}} \equiv \frac{w_k \gamma}{(R^{-1})_{kk}} \quad (4.21)$$

โดย $\gamma = \sum_{i=1}^M |\alpha_{k,i}|^2 / \sigma_i^2 = \sum_{i=1}^M q_i$

ขณะที่ $\alpha_{k,i}$, $i = 1, 2, 3, \dots, M$ เป็นตัวแปรสุ่มของนาคากามิ

q_i มีการกระจายแบบเอ็กซ์โปเนนเชียลและ pdf เป็นดังนี้

$$f_q(q_i) = \frac{m^m q_i^{m-1}}{q_i^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mq_i}{q_i}\right), \quad q_i \geq 0 \quad (4.22)$$

โดยที่ m คือนาคากามิพารามิเตอร์เฟดดิ้ง

Moment-Generating Function ของ γ เป็นดังนี้

$$\Phi_\gamma(s) = \left(\frac{1 - s\gamma}{m} \right)^{-m} \quad (4.23)$$

จากสมการข้างต้น pdf ของ γ ได้มาจาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_\gamma(\gamma) = F^{-1}\{\Phi_\gamma(s)\} \quad (4.24)$$

ความน่าจะเป็นความผิดพลาดของผู้ใช้ที่ k th ได้เป็น

$$P_k = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{w_k \gamma}{(R^{-1})_{kk}}}\right) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (4.25)$$

โดยที่
$$Q(x) = 1/\sqrt{2\pi} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$$

จาก [15] เราเปรียบเทียบระบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาทีกับคลื่นพาทเดี่ยวบน Decorrelating Detector ซึ่งมีเบนคัวด์เดียวกัน

- กรณีหลายผู้ใช้ซึ่งในที่นี้ยังไม่คิดการแทรกแซงจากแบนด์แคบ (Narrow Band Interference) ของระบบการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาท์ ดังนั้นค่า SNR สำหรับจำนวนผู้ใช้เป็น K ผู้ใช้ ของระบบที่มีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาท์เป็นดังนี้

$$\rho_m = \left\{ \frac{K-1}{2MN} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{\eta_0}{2MNE_c} \right\}^{-1} \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \alpha^2 1, i \quad (4.26)$$

โดย K คือ จำนวน Active user

M คือ จำนวนคลื่นพาท์ ($i=1,2,3,\dots,M$)

N คือ Processing gain (ความยาวรหัสของระบบ CDMA มอดูเลตแบบหลายคลื่นพาท์)

E_c คือ Energy chip = E_b/MN

ทำนองเดียวกันค่า SNR ของระบบที่มีการมอดูเลตแบบคลื่นพาทเดี่ยวเป็นดังนี้

$$\rho_s = \left\{ \frac{K-1}{2N1} \left(1 - \frac{\alpha}{4}\right) + \frac{\eta_0}{2N1E_{c1}} \right\}^{-1} \sum_{l=1}^{L_1-1} \alpha^2 1, l \quad (4.27)$$

โดย L_1 คือ จำนวนเส้นทางในระบบ

K คือ จำนวน Active user

$N1$ คือ Processing gain (ความยาวรหัสของระบบ CDMA มอดูเลตแบบคลื่นพาทเดี่ยว)

E_{c1} คือ Energy chip = $E_b/N1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ทั้งสองระบบมีพลังงานต่อสัญลักษณ์ (E_b) เหมือนกัน E_b/M จะถูกส่งบนแต่ละแบนด์ย่อยของหลายคลื่นพาห์ แล้วค่าเฉลี่ยพลังงานที่ได้รับของระบบหลายคลื่นพาห์กับคลื่นพาห์เดี่ยว และเพื่อให้แน่ใจว่าพลังงานเฉลี่ยที่ได้รับทั้งสองระบบเหมือนกันและพลังงานหนึ่งหน่วยมีข้อจำกัดการจางหายตามความต้องการนี้

$$E\left[\frac{E_b}{M} \sum_{i=1}^M \alpha^2 1, i\right] = E\left[E_b \sum_{l=1}^{L-1} \alpha^2 1, l\right] = E_b \quad (4.28)$$

และจากสมการ (4.25) เทียบ Close-form [10] เพื่อวิเคราะห์ระบบความน่าจะเป็นความผิดพลาดของระบบคลื่นพาห์เดี่ยวและหลายคลื่นพาห์แสดงตามลำดับดังนี้

$$P_{es} = \frac{1}{2} \left[1 - \mu_s^2 \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu_s}{4}\right)^k \right] \quad (4.29)$$

$$P_{eM} = \frac{1}{2} \left[1 - \mu_{MC}^2 \sum_{k=0}^{m-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu_{MC}}{4}\right)^k \right] \quad (4.30)$$

โดย
$$\mu_s = \sqrt{\frac{1 + \rho_s}{\rho_s}}$$

$$\mu_{mc} = \sqrt{\frac{1 + \rho_{mc}}{\rho_{mc}}}$$

m เป็นเพคดิ้งพารามิเตอร์มีค่าเป็น Integer บวก

4.2.2 การวิเคราะห์ความซับซ้อน

ในส่วนนี้เปรียบเทียบความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอคือ ดิคอร์รีเลติงดีเทคเตอร์ที่มีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์กับระบบเดิมที่มีการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งความมิติของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามเป็นปัจจัยวิกฤติในการระบุความซับซ้อนของดิคอร์รีเลติงดีเทคเตอร์ มิติของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ข้ามของดิคอร์รีเลติงของระบบที่มีการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดี่ยวคือ $KL \times KL$ และของระบบที่นำเสนอคือ $K \times K$ ในดิคอร์รีเลติงดีเทคเตอร์ที่มีการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดี่ยวนั้นเป็นการคูณ $(KL)^2$ กับ $(KL)^2$ รวมเข้าด้วยกันเป็นรูปแบบกระบวนการแปลงเมตริกซ์ $KL \times KL$ ขณะที่ระบบที่นำเสนอการแปลงเมตริกซ์ $K \times K$ เป็นรูปแบบที่ $M (=L)$ ครั้ง ดังนั้นการคูณ $M \times$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K^2 กับ $M \times K^2$ เข้าด้วยกันเป็นรูปแบบที่เกิดขึ้นระหว่างกระบวนการแปลงเมตริกซ์ ซึ่งการคำนวณค่าความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอเป็น $1/M$ สำหรับคิออร์รีเลติงดีเทคเตอร์ ขณะที่จำนวนเส้นทางที่แก้ไขในระบบหลายวิถีเพิ่มขึ้น การคำนวณค่าความซับซ้อนของระบบที่นำเสนอจะมีขนาดเล็กกว่าระบบเดิมที่มีการมอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดียว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการวิเคราะห์เชิงเลข

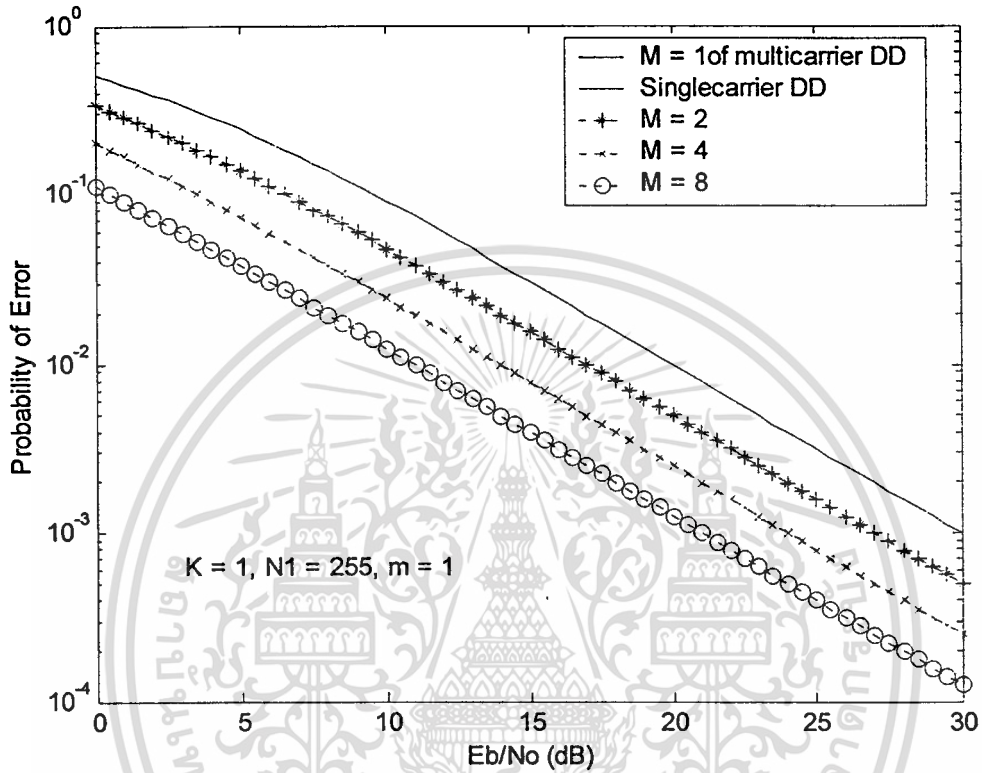
บทนี้นำเสนอผลการวิเคราะห์เชิงเลข โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งในการเขียนแบบการทำงาน อัตราความผิดพลาดของดีคอร์ดรีเลติงดีเทคเตอร์รวมกับการเข้าถึงแบบหลายผู้ใช้ในช่องสัญญาณการเฟดดิ้งหลายวิถี สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (4.29), (4.30) สำหรับระบบดีคอร์ดรีเลติงที่มอดูเลตแบบคลื่นพาห์เดียวและการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์ตามลำดับ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคากามิ และจำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต ซึ่งมีผลต่อค่าสมรรถนะของระบบ โดยแบ่งตามหัวข้อที่ได้ทำการวิเคราะห์ดังนี้

- 5.1 กำหนดให้ผู้ใช้งานในระบบมีค่าเท่ากับ 1 นั่นคือจะไม่มีผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากผู้ใช้อื่น จากนั้นทำการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ และจำนวนคลื่นพาห์เพิ่มขึ้น เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงสมรรถนะของระบบ
 - 5.1.1 จำนวนคลื่นพาห์ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง
 - 5.1.2 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคากามิที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตของระบบน้อยลง
- 5.2 กำหนดให้ผู้ใช้งานในระบบมีค่ามากกว่า 1 เพื่อดูสมรรถนะของระบบ โดยพิจารณาผลของตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิ และจำนวนคลื่นพาห์ที่เพิ่มขึ้น เพื่อดูผลที่เกิดขึ้นต่อสมรรถนะของระบบ
 - 5.2.1 จำนวนคลื่นพาห์ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 10)
 - 5.2.2 จำนวนคลื่นพาห์ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 50)
 - 5.2.3 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 10)
- 5.3 กำหนดให้ผู้ใช้มีค่าคงที่ ค่าที่ใช้งานจริงของค่าหน่วยงานแม่แบบหลายวิถีที่แนะนำว่าการยอมรับไดเวอร์ซิตีแบบหลายเส้นทาง มีค่าเป็น 2 สาขา (Two-ray models) ในพื้นที่ชานเมือง (Suburban area) และมี 4 ถึง 5 สาขาสำหรับพื้นที่ในเมือง (Urban area) เพื่อดูสมรรถนะของระบบ
 - 5.3.1 จำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนสาขา $L = 2$ ในพื้นที่บริเวณชานเมือง (จำนวนผู้ใช้งานเป็น 8)
 - 5.3.2 จำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนสาขา $L = 4$ ในพื้นที่บริเวณในเมือง (จำนวนผู้ใช้งานเป็น 8)

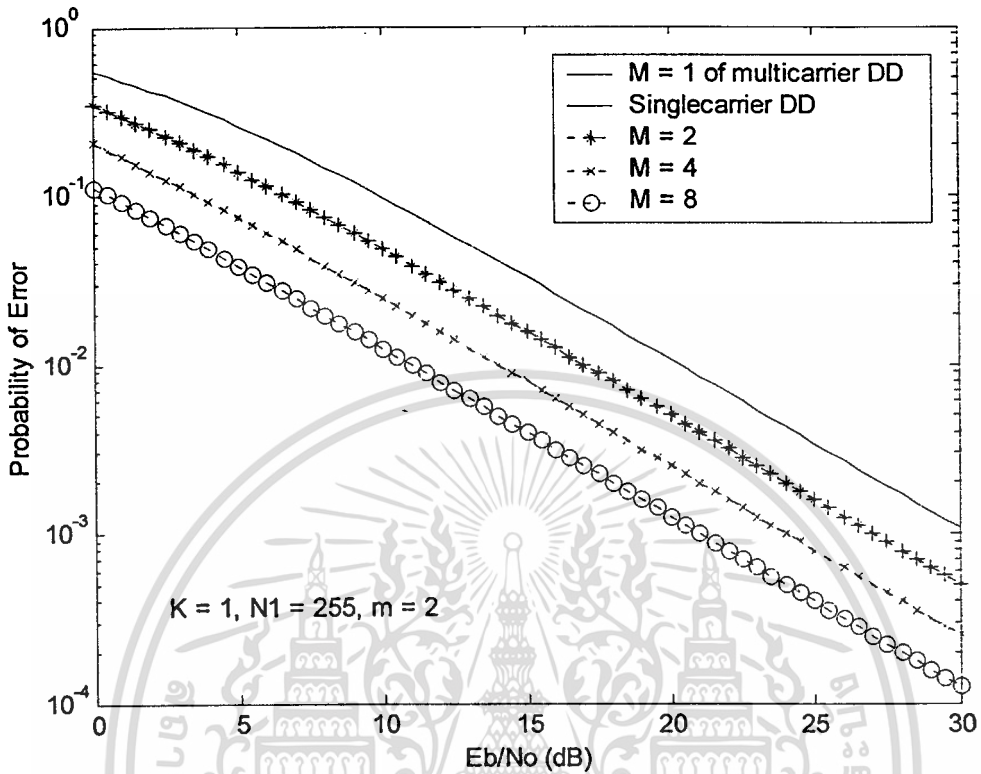
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1 สมรรถนะของระบบเมื่อไม่มีผลจากการแทรกสอดจากผู้อื่น

5.1.1 จำนวนคลื่นพาห้ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าน้อยลง



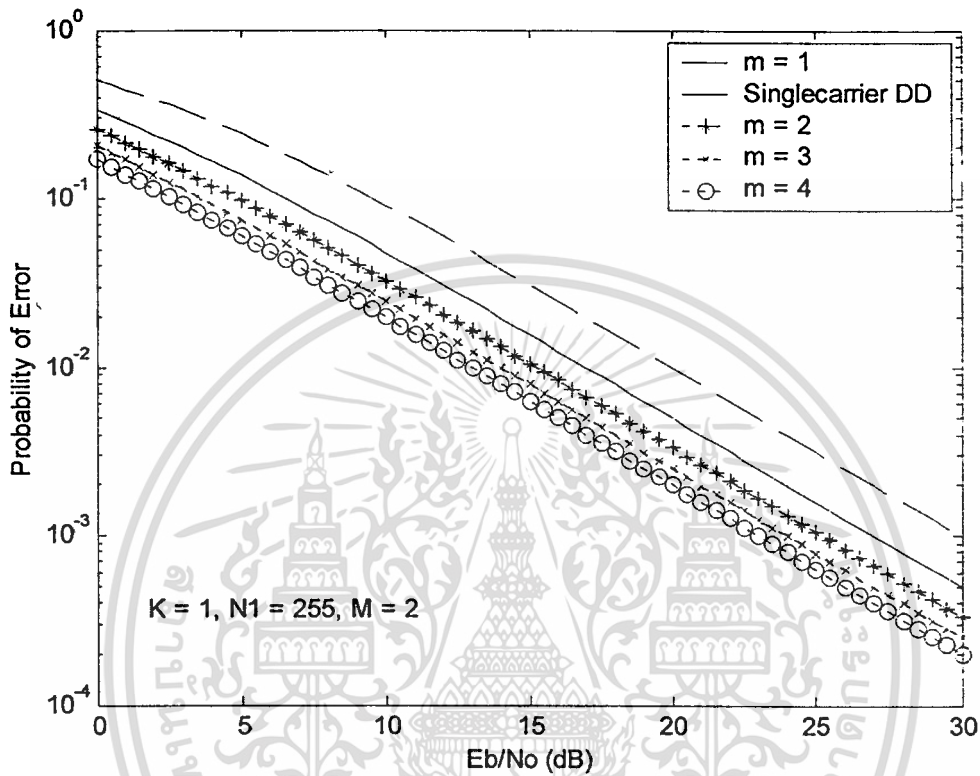
รูปที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 1$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ



รูปที่ 5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K=1$, $N_1=255$, $m=2$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ

รูปที่ 5.1-5.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม กำหนดให้ระบบมี ผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมคือ อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห้เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 จำนวนคลื่นพาห้ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 1, 2, 4 และ 8 และตัวแปรเสริมเฟดคิง เป็น 1 และ 2 ตามลำดับ พบว่าอัตราบิตผิดพลาดบิตของระบบขึ้นอยู่กับตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบ นากากามิ โดยตัวแปรเฟดคิงเพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีอัตราผิดพลาดบิตน้อยลง

5.1.2 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งนาคามีที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตของระบบน้อยลง

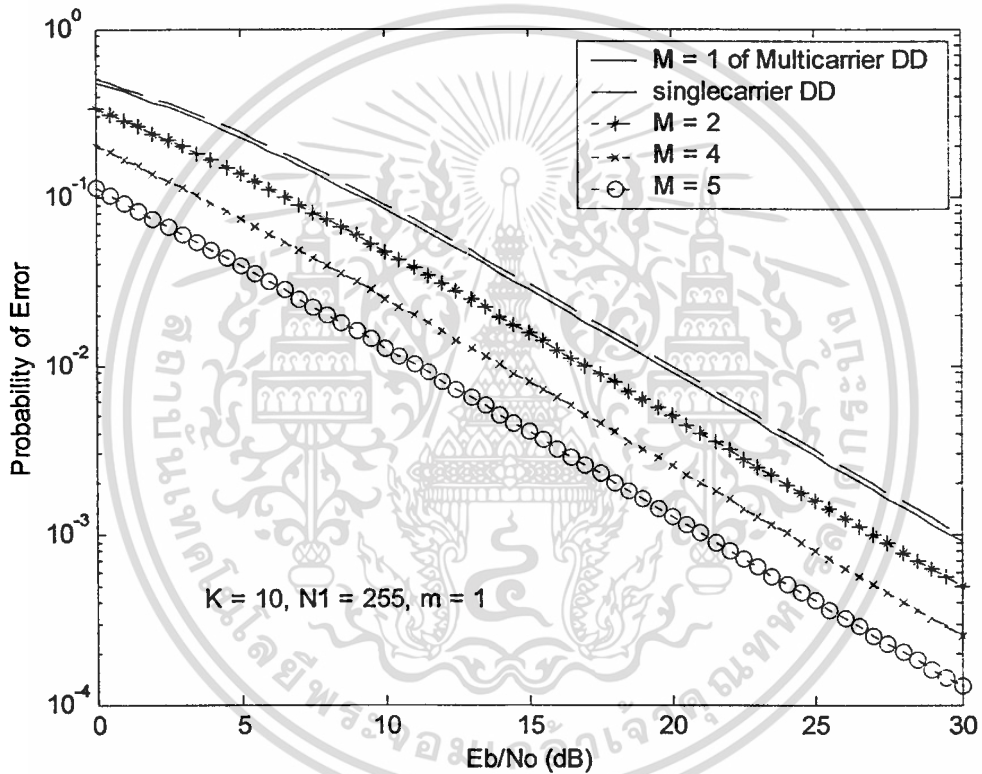


รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 1$, $N_1 = 255$, $M = 2$ และค่าพารามิเตอร์เฟดดิ้งเปลี่ยนแปลง

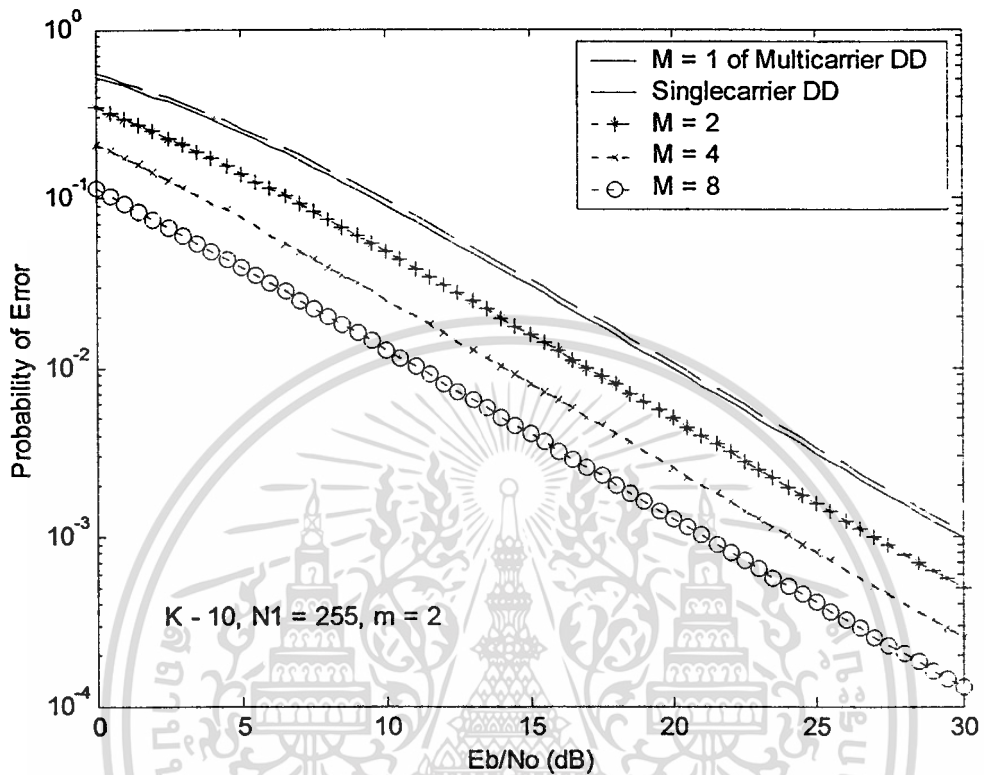
รูปที่ 5.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม กำหนดให้ระบบมี ผู้ใช้งาน (K) เท่ากับ 1 โดยมีตัวแปรเสริมคือ อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 2 และกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้ง แบบนาคามีมีค่าเป็น 1, 2, 3 และ 4 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าเมื่อตัวแปรเสริม เฟดดิ้งเพิ่มขึ้นพบว่าความน่าจะเป็นความผิดพลาดของระบบน้อยลง ดังนั้นเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งที่ เพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีอัตราผิดพลาดบิตน้อยลง

5.2 สมรรถนะของระบบเมื่อผลของการแทรกสอดอันเนื่องมาจากผู้ใช้งานอื่น (ผู้ใช้งานมากกว่า 1)

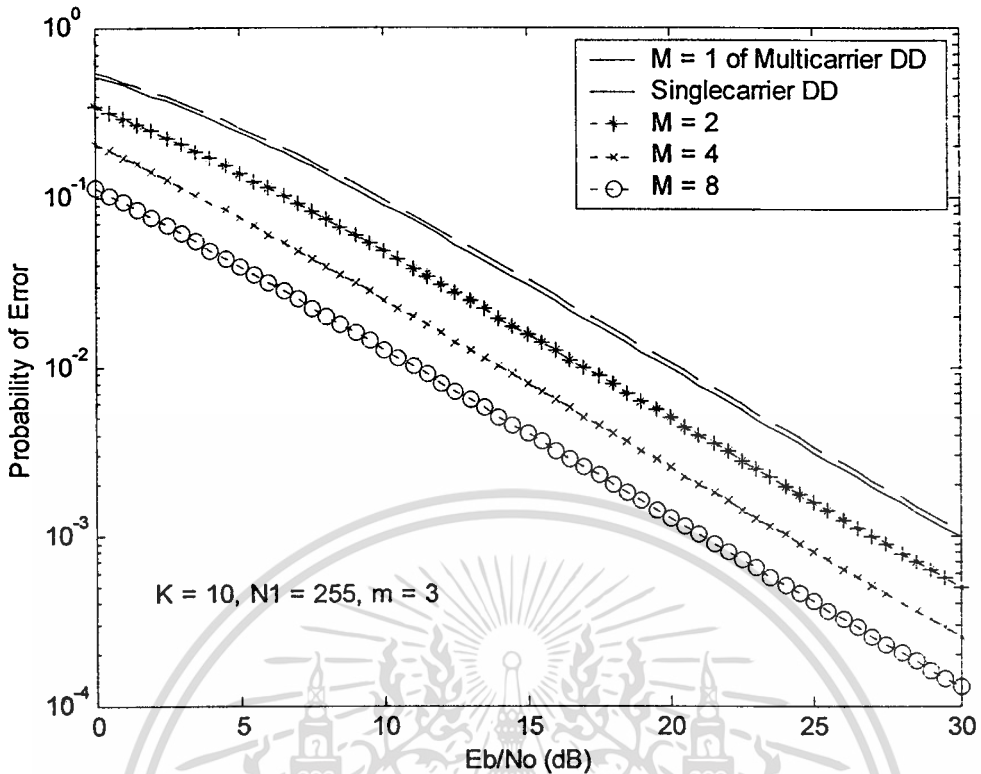
5.2.1 จำนวนคลื่นพาห์ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 10)



รูปที่ 5.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห์ค่าต่างๆ



รูปที่ 5.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $m = 2$ และจำนวนคลื่นพาห์ค่าต่างๆ

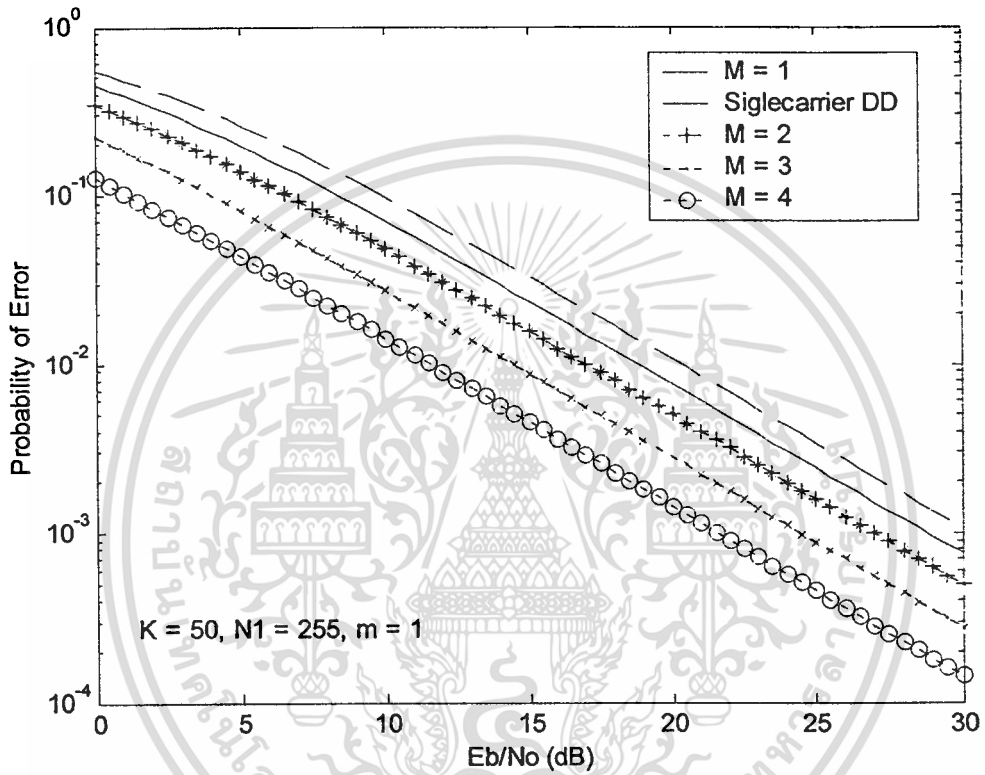


รูปที่ 5.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $m = 3$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ

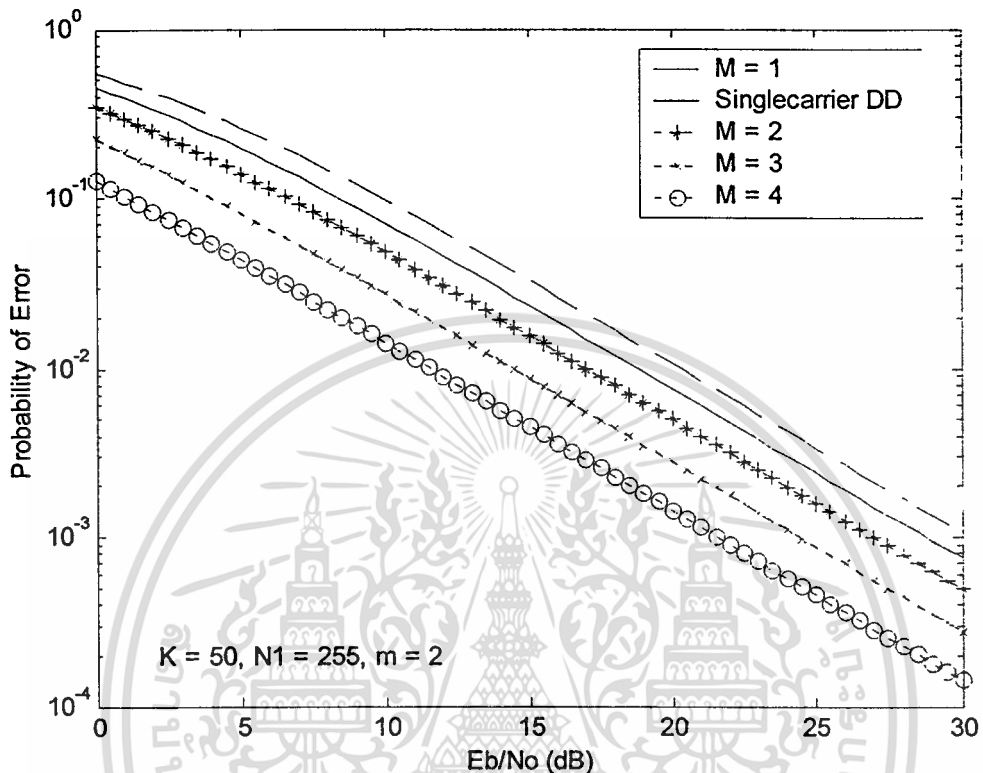
รูปที่ 5.4-5.6 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม โดยมีตัวแปรเสริมคือ ผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 10 อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห้เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเป็น 1, 2 และ 3 และจำนวนคลื่นพาห้ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 1, 2, 4 และ 8 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดบิตของระบบขึ้นอยู่กับ จำนวนคลื่นพาห้ที่ใช้ในการมอดูเลต โดยจำนวนคลื่นพาห้ที่เพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีอัตราผิดพลาดบิตน้อยลง

5.2.2 จำนวนคลื่นพาห้ที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ

50)

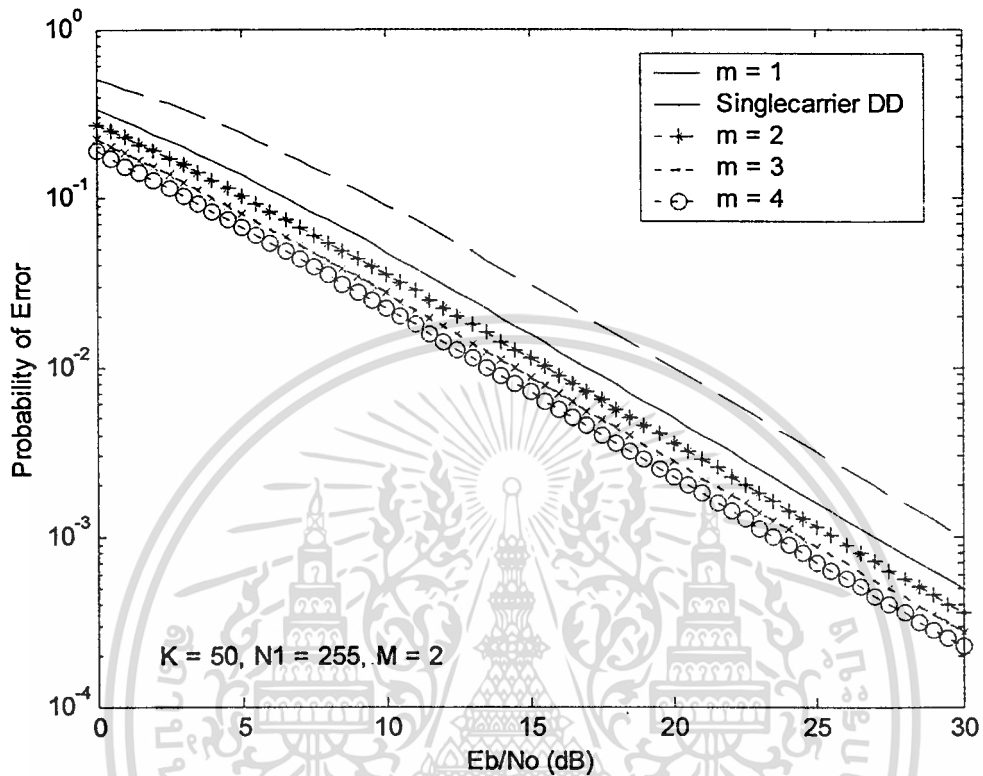


รูปที่ 5.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 50$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห้ค่าต่างๆ



รูปที่ 5.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 50$, $N_1 = 255$, $m = 2$ และจำนวนคลื่นพาห์ค่าต่างๆ

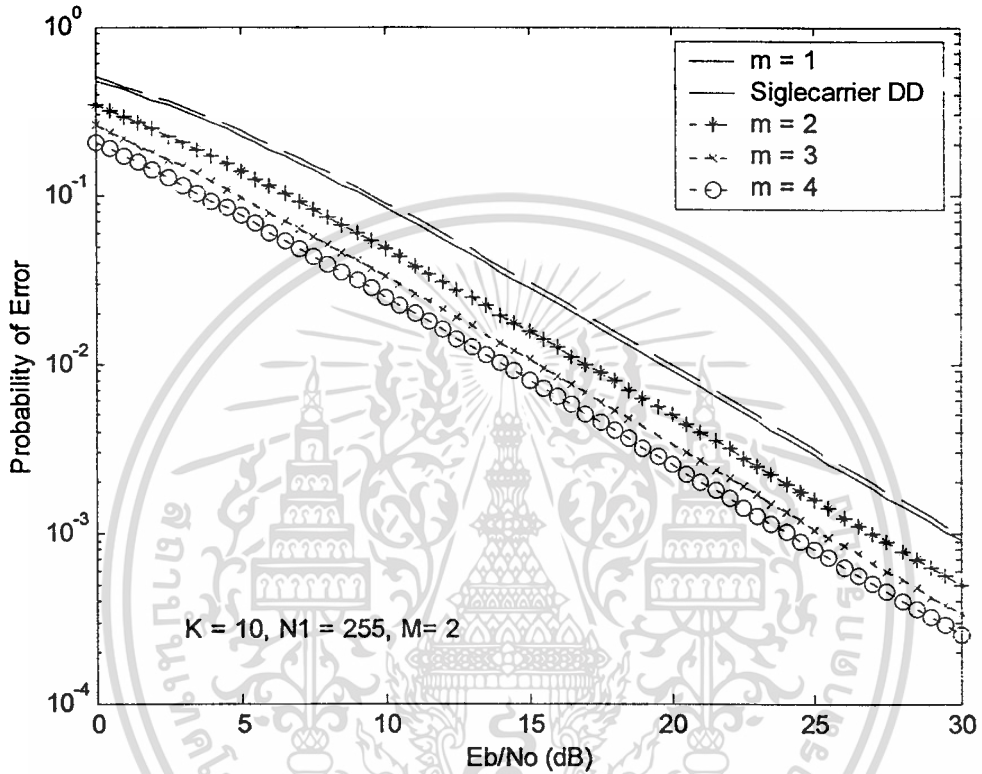
รูปที่ 5.7-5.8 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม โดยมีตัวแปรเสริมคือ ผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 50 อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 ตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาตากามีเป็น 1 และ 2 และจำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 1, 2, 4 และ 8 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดบิตของระบบขึ้นอยู่กับ จำนวนคลื่นพาห์ที่ใช้ในการมอดูเลต โดยจำนวนคลื่นพาห์ที่เพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีอัตราผิดพลาดบิตน้อยลง



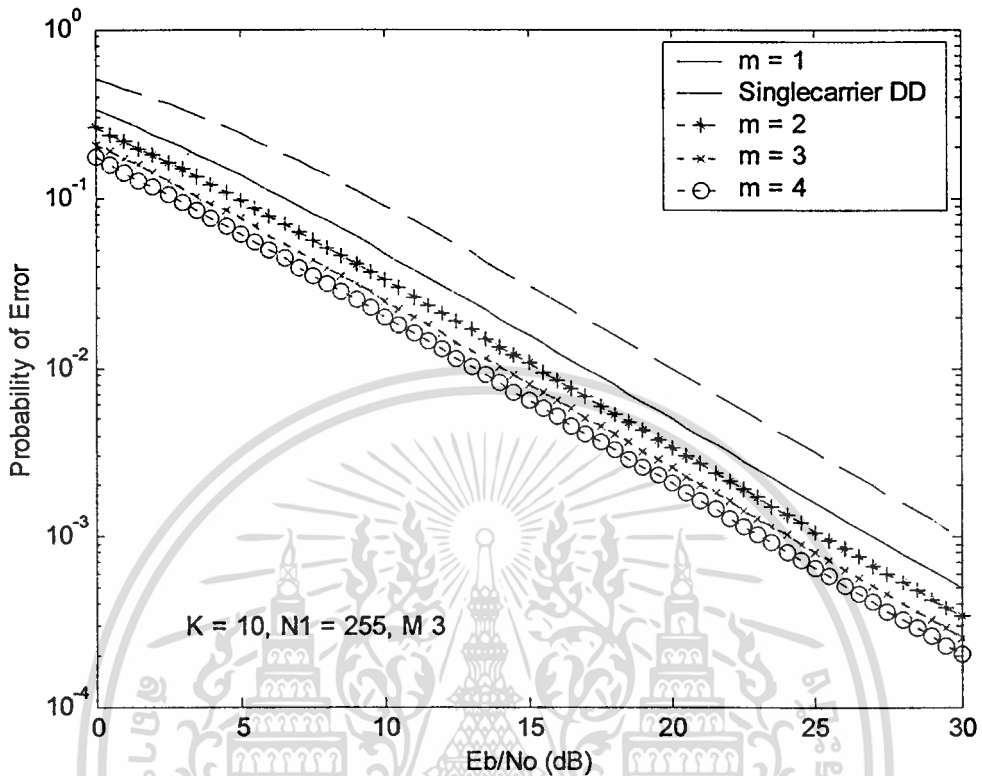
รูปที่ 5.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 50$, $N_1 = 255$, $M = 2$ และเฟคคิงพารามิเตอร์ค่าต่างๆ

รูปที่ 5.9 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม โดยมีตัวแปรเสริมคือ ผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 50 อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 2 และตัวแปรเสริมเฟคคิงแบบนาคามีเป็น 1, 2, 4 และ 8 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดบิตของระบบขึ้นอยู่กับตัวแปรเสริมเฟคคิง โดยจำนวนตัวแปรเสริมที่เพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีอัตราผิดพลาดบิตน้อยลง

5.2.3 ค่าตัวแปรเสริมเฟดดิ้งที่เพิ่มขึ้น ทำให้อัตราผิดพลาดบิตน้อยลง (ที่จำนวนผู้ใช้งานเท่ากับ 10)



รูปที่ 5.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $M = 2$ และเฟดดิ้งพารามิเตอร์ค่าต่างๆ

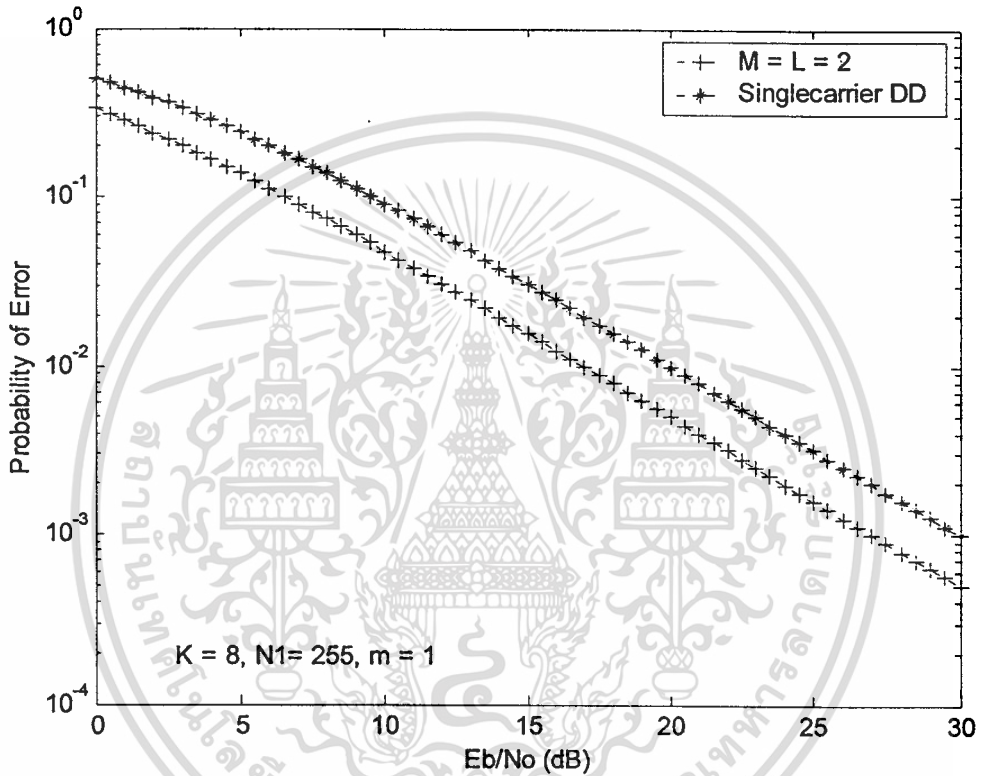


รูปที่ 5.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 10$, $N_1 = 255$, $M = 3$ และเฟดดิ้งพารามิเตอร์ค่าต่างๆ

รูปที่ 5.10-5.11 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม โดยมีตัวแปรเสริมคือ ผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 10 อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 2 และ 3 และกำหนดให้ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีมีการเปลี่ยนแปลงต่างๆ เป็น 1, 2, 3 และ 4 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดบิตของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีที่เพิ่มขึ้น ดังนั้นเมื่อตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคามีเพิ่มขึ้นทำให้ระบบมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยลง

5.3 ศึกษาสมรรถนะของค่าห้วงการแผ่แบบหลายวิถีที่มีค่าเป็น 2 สาขา (Two-ray models) ในพื้นที่ชานเมือง (Suburban area) และมี 4 ถึง 5 สาขาสำหรับพื้นที่ในเมือง (Urban area)

5.3.1 จำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนสาขา $L = 2$ ในพื้นที่บริเวณชานเมือง (จำนวนผู้ใช้งานเป็น 8)

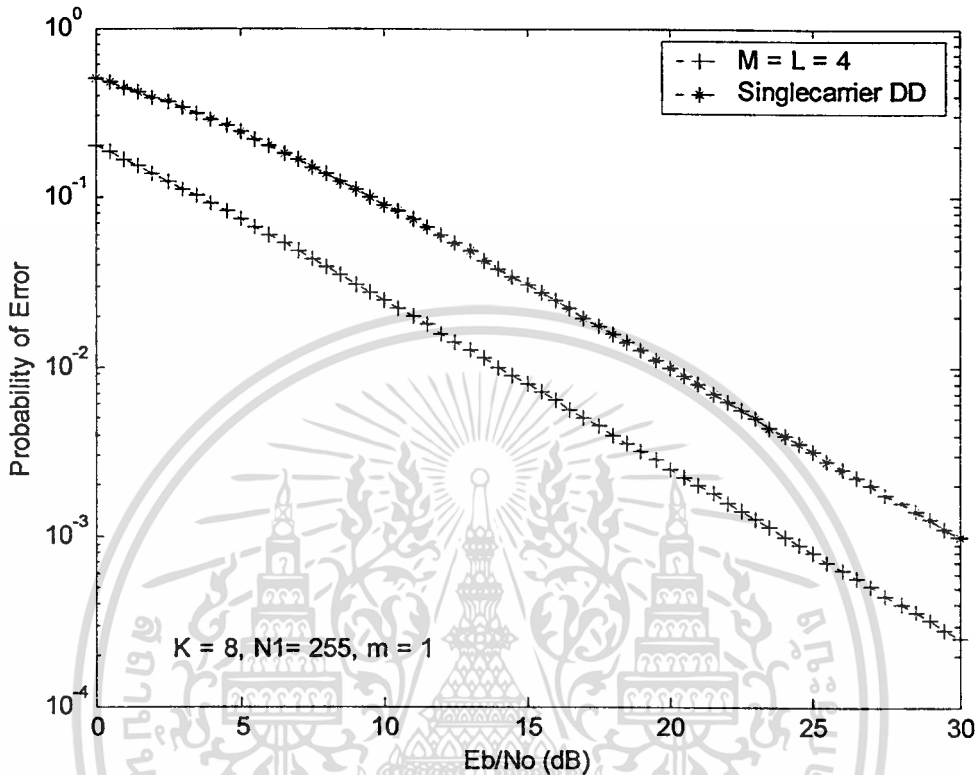


รูปที่ 5.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 8$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนเส้นทางเท่ากับ 2

รูปที่ 5.13 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม โดยมีตัวแปรเสริมคือ ผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 8 อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 ตัวแปรเสริมเฟดคิงแบบนาคากามิเป็น 1 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 2 เท่ากับจำนวนเส้นทางโคเวออร์ซิติ (L) เป็น 2 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดของระบบน้อยลงเมื่อจำนวนโคเวออร์ซิติเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 จำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนสาขา $L = 4$ ในพื้นที่บริเวณในเมือง (จำนวนผู้ใช้งาน เป็น 8)



รูปที่ 5.13 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย กับ สัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวน โดยมีตัวแปรเสริม $K = 8$, $N_1 = 255$, $m = 1$ และจำนวนคลื่นพาห์เท่ากับจำนวนเส้นทางเท่ากับ 4

รูปที่ 5.13 แสดงความน่าจะเป็นของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกับสัญญาณพลังงานต่อความหนาแน่นสัญญาณรบกวนเปรียบเทียบกับระบบเดิม โดยมีตัวแปรเสริมคือ ผู้ใช้งานในระบบ (K) เท่ากับ 8 อัตราการขยายประมวลผลสำหรับคลื่นพาห์เดี่ยว (N_1) เท่ากับ 255 ตัวแปรเสริมเฟดดิ้งแบบนาคากามิเป็น 1 จำนวนคลื่นพาห์ (M) ที่ใช้ในการมอดูเลตเท่ากับ 4 เท่ากับจำนวนเส้นทาง ไคเวอร์ซิติ (L) เป็น 4 จากผลการวิเคราะห์เชิงเลขแสดงให้เห็นว่าอัตราบิตผิดพลาดของระบบนี้ลดลงเมื่อจำนวนไคเวอร์ซิติเพิ่มขึ้น

บทที่ 6

สรุปผลการวิเคราะห์

ระบบ CDMA เป็นระบบที่มีคุณสมบัติสามารถป้องกันและแยกสัญญาณรบกวนออกได้ ป้องกันการแทรกสอดสัญญาณได้ดี มีความปลอดภัยสูง ดังนั้นผู้ใช้อื่นสามารถใช้ช่องความถี่ปกติ ร่วมกันได้ ทำให้ความจุในระบบมากขึ้น แต่เมื่อผู้ใช้อื่นสามารถใช้ช่องความถี่ร่วมกันได้ทำให้เกิดปัญหาในการตีเทคสัญญาณเนื่องจากการตีเทคสัญญาณแบบเดิมนั้น จะกำหนดให้สัญญาณที่รับได้เป็นแบบตั้งฉาก (Orthogonal) แต่ในการใช้งานจริงสัญญาณที่รับได้ไม่ตั้งฉากกันอย่างแน่นอน การทำสหสัมพันธ์ข้ามไม่เป็นศูนย์ ซึ่งการใช้เทคนิคการตีเทคแบบหลายผู้ใช้จึงถูกนำมาใช้ในระบบนี้ โดยการทำสหสัมพันธ์ข้ามที่ไม่สมบูรณ์จะทำให้เกิดการแทรกสอดจากสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นที่อยู่ในระบบ โดยทำให้ระบบมีอัตราบิดพลาตสูงขึ้นจากเดิม ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงได้นำเสนอการตีเทคแบบหลายผู้ใช้แบบดิกอริรีเลติงตีเทคเตอร์ สำหรับการตีเทคสัญญาณในระบบ DS-CDMA ที่มีการมอดูเลตแบบหลายคลื่นพาห์เปรียบเทียบกับระบบคลื่นพาห์เดี่ยว ซึ่งวิธีการตีเทคแบบหลายผู้ใช้สามารถขจัดปัญหาใกล้-ไกลได้ดีเพื่อลดความน่าจะเป็นของอัตราบิดพลาตของระบบและนำข้อดีของเทคนิคต่างๆ เช่น DS-CDMA มาช่วยลดการแทรกสอดได้ดี นอกจากนี้การสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์เป็นการส่งข้อมูลแบบขนาน สามารถส่งข้อมูลได้มากกว่าระบบคลื่นพาห์เดี่ยว ในระบบหลายคลื่นพาห์ยังทนต่อการแทรกสอดจากหลายวิถีและการแทรกสอดจากแบนด์แคปได้ดีในวิทยานิพนธ์นี้ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณแบบนาคากามิ เนื่องจากมีความเหมาะสมกับสภาพแวดล้อมทั้งในเมือง ชนบท และในเมืองใหญ่ เป็นแบบจำลองที่สอดคล้องกับการแจกแจงทางแอมพลิจูด โดยที่เครื่องรับใช้เครื่องรับดิกอริเลติงเป็นเครื่องรับแบบอัตราส่วนสูงสุด (MRC) ทำให้อัตราส่วนกำลังสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงสุด และเป็นเครื่องรับที่ลดความซับซ้อนเมื่อใช้กับระบบการตีเทคแบบหลายผู้ใช้ ในการวิเคราะห์จะวิเคราะห์การตีเทคแบบหลายผู้ใช้โดยการรวมกับ Decorelating detector แบบหลายคลื่นพาห์ในช่องสัญญาณการจางหายแบบนาคากามิ ซึ่งพิจารณาอัตราความผิดพลาดเปรียบเทียบกับระบบคลื่นพาห์เดี่ยว พบว่าในระบบหลายคลื่นพาห์มีความน่าจะเป็นความผิดพลาดต่ำกว่าระบบคลื่นพาห์เดี่ยว และระบบแบบหลายคลื่นพาห์นั้น เมื่อจำนวนคลื่นพาห์มากขึ้นความยาวรหัสลดลงจะมีอัตราบิดพลาตต่ำกว่า และเมื่อเพิ่มจำนวนพารามิเตอร์ของนาคากามิเฟดดิ้งขึ้นสมรรถนะของระบบเพิ่มขึ้น นอกจากนี้ระบบที่นำเสนอนี้ยังช่วยลดความซับซ้อนของระบบได้เนื่องจากกระบวนการทำอินเวอร์สเมตริกซ์แม้ว่าจำนวนของผู้ใช้มีจำนวนเพิ่มขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] S. Verdu, "Recent progress in multiuser detection," *Advance in Communications and Signal Processing*. Berlin-Heidelberg. Germany: Springer Verlag, 1989.
- [2] A Dual-Hallen, J. Holtzman, and Z. Zvonar. "Multiuser detection for CDMA systems," *IEEE Personal Commun. Mag.*, Vol. 2, no.2, pp. 46-58, Apr. 1995.
- [3] S. Moshavi, "Multi-user detection for DS-CDMA communications," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 34, no. 10, pp. 124-136. Oct. 1996.
- [4] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access Channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 32, no. 1, pp. 85-96, Jan. 1986
- [5] R. Lupas and S. Verdu, "Linear multiuser detectors for asynchronous code-division multiple access channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 35, pp. 123-136, Jan. 1989.
- [6] J. S. Lee, and L. E. Miller, *CDMA System Engineering Handbook*, Boston: Artech House, 1998.
- [7] H. Harada and R. Prasad. **Simulation and Software Radio for Mobile Communications**. London: Artech House. 2002
- [8] J. G. Proakis. **Digital Communication**. New York: McGraw-Hill. 1995
- [9] L.-L. Yang and L. Hoanzo, "Slow Frequency-Hopping Multicarrier DS-CDMA for Transmission over Nakagami Multipath Fading Channels," *IEEE Journal on Selected Areas Communication*, Vol. 19, pp. 1211-1221, 2001.
- [10] M. K. Simon and M.-S. Alouini. **Digital Communication over Fading Channels: A unified approach to performance analysis**. New York; John Wiley & Sons, Inc.
- [11] N. Nakagami," The m-distribution a general formula for intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Method in Radio Wave Propagation*, W. G. Hoffman, Ed. Oxford, England: Pergamon, pp. 3-36, 1960
- [12] S. Aikawa, H. Sato, and T. Yoshida "Performance Analysis of Variable-Rate FEC for Multimedia Radio Communication," *IEICE Trans. Commun.*, Vol. E77-B, no. 9, Sep. 1994.

- [13] D. M. Novakovic and M. L. Dukic, "Multiuser Detection Analysis in DS-CDMA Communication Systems with Nakagami Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, pp. 932-935, 1998.
- [14] Zoran Zvonar and David Brady, "Multiuser Detection in Single-Path Fading Channels," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 42, pp. 1729-1738, 1994.
- [15] S. Kondo and L. B. Milstein, "Performance of multicarrier DS CDMA systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 2, pp. 238-246, Feb. 1996.
- [17] Z. Zvonar and D. Brady, "Suboptimal multiuser detector for frequency-selective Rayleigh fading synchronous CDMA channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 154-157, Feb. /Mar. /Apr. 1995.



ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] **Apinya Kothiram, and Suvepon Sittichevapak, "Performance Multiuser Detection Combining with Multicarrier Direct Sequence Code-Division Multiple Access over Multipath Fading Channel," The 2003 International Conference on Information and Communication Technologies (ICT 2003), Bangkok, Thailand, 8-10 April 2003.**
- [2] **Apinya Kothiram, Thanest Sirimak and Suvepon Sittichevapak, "Performance of Multi-user Detection Combining with multicarrier on nakagami fading channels for DS/CDMA transmission system," Student Conference on Research and Development (SCOREd 2003), Putrajaya, Malaysia, 25-26 August 2003.**
- [3] **Apinya Kothiram, and Suvepon Sittichevapak, "Performance of Multicarrier DS/CDMA System on Multipath Fading Channel," The Third International Symposium on Communications and Information Technologies (ISCIT 2003), Songkhla, Thailand, 3-5 Sept. 2003.**
- [4] **อภิญญา โกติรัมย์, ไพรวลัย พรหมอาสา, สุวิพล สิทธีชีวภาคและ เกரியงไกร วงศ์โรจน์ภรณ์, "สมรรถนะของการสื่อสารแบบหลายคลื่นพาห์สำหรับระบบ DS/CDMA กับการตีเทคแบบหลายผู้ใช้นช่องสัญญาณการจางหายแบบหลายวิถี" การประชุมทางวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 6-7 พฤศจิกายน 2546**

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นางสาวอภิญญา โกดิรัมย์
 เกิดวันที่ 1 ธันวาคม 2516 ที่จังหวัดบุรีรัมย์
 การศึกษา สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรีวิทยาศาสตร์บัณฑิต (วท.บ.) สาขาวิชาการคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยรามคำแหง ปีการศึกษา 2538

ประวัติการทำงาน

พ.ศ. 2538-2541 โปรแกรมเมอร์ NST Electronics Publishing Co., Ltd.

พ.ศ. 2543-2544 สำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ตำแหน่งนักวิชาการคอมพิวเตอร์ ระดับ 3

พ.ศ. 2545-2547 เป็นอาจารย์พิเศษภาควิชาคอมพิวเตอร์ธุรกิจ สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตบพิตรพิมุข ทุ่งมหาเมฆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้