

สมรรถนะของการรวมกันระหว่างมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและไดเวอร์ซิตีที่
สายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกต์ซีแควนซ์
ในสถานะที่มีการจางหายแบบเรย์ลี

**PERFORMANCE OF JOINT-MULTIUSER DETECTION AND
ANTENNA DIVERSITY FOR DS-CDMA IN RAYLEIGH
FADING ENVIRONMENTS**



ไพฑูรย์ ช่างสุวรรณ

PAITUNE CHANGSUWAN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2547

ISBN 974-324-992-3

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน.....50943

วัน,เดือน,ปี 26 พ.ค. 2547

b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**PERFORMANCE OF JOINT-MULTIUSER DETECTION AND
ANTENNA DIVERSITY FOR DS-CDMA IN RAYLEIGH
FADING ENVIRONMENTS**

PAITUNE CHANGSUWAN

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2004
ISBN 974-324-992-3**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUTE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

สมรรถนะของการรวมกันระหว่างมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและ
ไดเวอร์ซิตีที่สายอากาศสำหรับการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วย
รหัสชนิดโคเรกต์ซีแควนซ์ในสถานะที่มีการจางหายแบบเรย์ลี

นักศึกษา

นายไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ

รหัสนักศึกษา

43061113

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2547

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ประกิจ ดังดีสานนท์

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม อาจารย์มนต์ชัย แซ่ม้อย

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอประสิทธิภาพของการรวมกันระหว่างมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและ
การทำไดเวอร์ซิตีที่สายอากาศของสถานีฐานเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบการสื่อสารแบบ
แบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรกต์ซีแควนซ์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้า
ที่เครื่องส่งโดยใช้หลักการแยกย่อยช่องสัญญาณสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ เพื่อทำการ
ประมาณค่าสัญญาณที่รับได้แล้วนำไปหาบิตข้อมูลต่อไป ค่าสมรรถนะของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน
แบบต่างๆ จะถูกแสดงในรูปแบบของค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ในวิทยานิพนธ์นี้ได้พิจารณา
ระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิด โคเรกต์ซีแควนซ์ในกรณีเชิง โครนัส ซึ่งเป็นการส่ง
สัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน โดยมีการจางหายของสัญญาณแบบเรย์ลี และได้ทำการ
วิเคราะห์เปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับกรณีที่มีการทำไดเวอร์ซิตีที่สายอากาศกับกรณีที่
ไม่มีการทำไดเวอร์ซิตี นอกจากนี้ยังได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน
และการทำไดเวอร์ซิตีแบบต่างๆ อีกด้วย จากผลการวิจัยพบว่าวิธีการที่ได้นำเสนอนี้จะให้
สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกลและผลกระทบ
จากความถี่ดอปเพลอร์ของระบบที่ดีกว่าเครื่องรับที่ไม่มีการทำไดเวอร์ซิตี

Thesis Title	Performance of Joint-Multiuser Detection and Antenna Diversity for DS-CDMA in Rayleigh Fading Environments
Student	Mr. Paitune Changsuwan
Student ID.	43061113
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Prakrit Tangtisanon
Coadvisor	Monchai Chamchoy

ABSTRACT

This thesis presents performance of the joint-multiuser detection and antenna diversity at the base station to improve the performance of DS-CDMA system. The transmitter precoding technique based on the channel decomposition is developed for several multiuser detection schemes which are employed to estimate the received signal. In the following step, the decision circuit is used to obtain data bits. The performance of each multiuser detection is also presented to average bit error rate. This thesis considers a synchronous DS-CDMA system transmitting the signal through the uplink channel over the Rayleigh fading environment. In addition, the performance of each multiuser detection and each antenna diversity are compared. Moreover, according to the result, it is found that the performance of the average bit error rate, the near-far resistance and Doppler frequency effect are more effective than those of the receiver without the antenna diversity.

กิตติกรรมประกาศ

การดำเนินการวิจัยและจัดทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของอาจารย์ควบคุมวิทยานิพนธ์ รองศาสตราจารย์ประกิจ ตั้งติสสานนท์ ที่กรุณาให้คำแนะนำในการวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอขอบคุณมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ อาจารย์ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม ท่านอาจารย์มนต์ชัย แซ่มชัย ซึ่งได้ให้คำแนะนำ คำปรึกษา ตลอดจนทำการตรวจสอบขั้นตอนในการทำวิทยานิพนธ์ และกรุณาช่วยเหลือด้านงานวิจัยอย่างเต็มที่มาโดยตลอด

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่ให้การสนับสนุนผู้วิจัย ในทุกๆ ด้าน และขอขอบคุณ พี่ชาย พี่สาว และน้องสาว ที่คอยช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้เสมอมา

ขอขอบคุณ ท่านอาจารย์สถาพร พรหมวงศ์ ท่านอาจารย์พนารัตน์ ระวีวรรณ และท่านอาจารย์พิชญ์ สุพรรณกุล ที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้ข้อคิดเห็น คำแนะนำ และกำลังใจ จนกระทั่งวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ปริญญาโททุกท่าน ที่ให้ความช่วยเหลือและคอยให้กำลังใจในทุกๆ ด้านด้วยดีมาตลอด

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้การสนับสนุนในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์	2
1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย	4
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานของการสื่อสารระบบ DS-CDMA	5
2.1 กล่าวนำ	5
2.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ DS-CDMA	6
2.3 ปัญหาที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA	7
2.3.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น	7
2.3.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	8
2.3.3 การจางหายของสัญญาณ	8
2.3.4 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์	9
2.4 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี	11
2.5 รหัสแรมป์	13
2.5.1 รหัสตั้งฉาก (Orthogonal Code)	13
2.5.2 Pseudorandom Noise-sequence	13
2.6 การแผ่และการรวมกลับ	14

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.6.1 รหัสแบบสั้นและรหัสแบบยาว	14
2.6.2 ประเภทของรหัสที่ใช้ในระบบ CDMA (IS-95)	14
2.6.2.1 รหัส Walsh	15
2.6.2.2 รหัส PN แบบยาว	16
2.6.2.3 รหัส PN แบบสั้น	16
2.6.3 การแผ่	17
2.6.4 การรวมกลับ	17
2.7 วิธีการวัดสมรรถนะของระบบ	19
2.7.1 อัตราความผิดพลาดบิต	19
2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	19
2.7.3 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล	20
2.7.4 ขอบเขตของเครื่องรับแบบดั้งเดิม	20
2.8 สรุป	20
บทที่ 3 หลักการของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและเทคนิคไคเวอร์ซิตี	21
3.1 กล่าวนำ	21
3.2 แบบจำลอง DS-CDMA แบบผู้ใช้หลายราย	21
3.2.1 แบบจำลองระบบทางด้านส่ง	21
3.2.2 แบบจำลองระบบทางด้านรับ	23
3.3 เครื่องรับแบบดั้งเดิมหรือเครื่องรับแบบแมตช์	23
3.4 เครื่องรับแบบผู้ใช้หลายรายหรือมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน	25
3.4.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด	26
3.4.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป	27
3.4.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น	27
3.4.2.2 เครื่องรับแบบไม่เป็นเชิงเส้น	27
3.5 เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีแบบต่างๆ	28

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.5.1	ไคเวอร์ซิตีทางตำแหน่งหรือไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศ	29
3.5.1.1	Selective Combining (SC).....	29
3.5.1.2	Maximal Ratio Combining (MRC)	32
3.5.1.3	Equal Gain Combining (EGC)	34
3.5.2	ไคเวอร์ซิตีจากโพลาริเซชัน	34
3.5.3	ไคเวอร์ซิตีทางความถี่	35
3.5.4	ไคเวอร์ซิตีทางเวลา	35
3.6	สรุป	35
 บทที่ 4 การประยุกต์ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ		
ในระบบ DS-CDMA		37
4.1	กล่าวนำ	37
4.2	แบบจำลองระบบที่ใช้เทคนิคในการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง ...	37
4.3	การประยุกต์ใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง สำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ	39
4.3.1	การดีเทกบิตของเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลด	39
4.3.2	การดีเทกบิตของเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของ ค่าผิดพลาดต่ำสุด	41
4.3.3	การดีเทกบิตของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน	42
4.4	โครงสร้างระบบด้านรับโดยการใช้เทคนิคของไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศแบบต่างๆ ร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ	43
4.5	สรุป	45
 บทที่ 5 ผลการจำลองและวิเคราะห์.....		46
5.1	วิธีการจำลองระบบ	46
5.2	อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป	48
5.2.1	กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์	48
5.2.2	กรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์หรือความทนทานต่อปรากฏการณ์ ใกล้-ไกล.....	51

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.3 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้งานเพิ่มขึ้น	54
5.4 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่คอปเพลอร์เพิ่มขึ้น	55
5.5 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เมื่อใช้เทคนิคไคเวอร์จิติ.....	56
5.6.1 กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Selective Combining (SC).....	57
5.6.2 กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Equal Gain Combining (EGC)	59
5.6.3 กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Maximum Ratio Combining (MRC)	61
5.7 สรุปผลการจำลอง.....	63
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	65
6.1 สรุปผลการวิจัย	65
6.2 ข้อเสนอแนะ	66
เอกสารอ้างอิง	67
ภาคผนวก	69
ภาคผนวก ก. Singular Value Decomposition (SVD)	70
ภาคผนวก ข. ระบบดูเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time-Division Duplex system, TDD) ...	72
ภาคผนวก ค. ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์	74
ประวัติผู้เขียน	96

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
5.1 รายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ.....	47
5.2 แสดงค่าอัตราขยายของไดเวอร์ซิตีของการรวมสัญญาณแต่ละชนิดเมื่อใช้งานร่วมกับ เครื่องรับที่เสนอขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่เสนอขึ้นที่ไม่มีการใช้เทคนิค ไดเวอร์ซิตี.....	64
ข.1 การใช้งานของ TDD mode.....	73



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ปราบปรามการแกว่ง-ไถล.....	8
2.2 เส้นทางเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน.....	9
2.3 ปราบปรามการคอปเพลอร์.....	10
2.4 การพิจารณาทางด้านเฟสเซอร์ (ซ้าย) การกระจายของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นแบบเรย์ลี (ขวา).....	12
2.5 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ I	17
2.6 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ Q	17
2.7 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ.....	17
2.8 ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้.....	18
2.9 ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ.....	19
3.1 แบบจำลองระบบด้านส่ง.....	21
3.2 แบบจำลองระบบด้านรับ.....	23
3.3 เครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้รายที่ k	24
3.4 โครงสร้างของ selection combining.....	30
3.5 โครงสร้างของ maximum ratio combining.....	32
4.1 การจำลองแบบของการแยกย่อยช่องสัญญาณโดยวิธี SVD.....	39
4.2 การตีเทกบิตของเครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลเตอร์ที่ผ่านการเข้ารหัสล่วงหน้าทีที่เครื่องส่งแล้ว.....	40
4.3 การตีเทกบิตของเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุดที่ผ่านการเข้ารหัสล่วงหน้าทีที่เครื่องส่งแล้ว.....	42
4.4 การตีเทกบิตของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานของผู้ใช้รายที่ k^{th} ที่ผ่านการเข้ารหัสล่วงหน้าทีที่เครื่องส่งแล้ว.....	43
4.5 การประยุกต์ใช้โคเวอริจันซ์ที่สายอากาศกับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ตีเทกชัน.....	44
5.1 สัญญาณที่ถูกรับได้ที่เครื่องรับ เมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลีและมีการเลื่อนของความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 10 Hz.....	47
5.2 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์.....	49
5.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 4 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์.....	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา **IX** ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 8 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์.....	50
5.5 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 12 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์.....	51
5.6 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์.....	52
5.7 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 4 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์.....	53
5.8 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 8 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์.....	53
5.9 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 12 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์.....	54
5.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ในกรณีควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์...55	
5.11 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อความถี่คอปเพลอร์เพิ่มขึ้น ในกรณีควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์.....	56
5.12 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์จิติแบบ Selective Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 2 สาขา.....	58
5.13 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์จิติแบบ Selective Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 4 สาขา.....	59
5.14 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์จิติแบบ Equal Gain Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 2 สาขา.....	60
5.15 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์จิติแบบ Equal Gain Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 4 สาขา.....	61
5.16 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์จิติแบบ Maximum Ratio Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 2 สาขา.....	62
5.17 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์จิติแบบ Maximum Ratio Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 4 สาขา.....	63
ก.1 วิธีการแยกย่อยเมตริกซ์ A	70
ข.1 วิธีการแบ่งเวลาและการแบ่งรหัสแต่ละช่วงเวลาจะถูกกำหนดทิศทางเป็น Uplink หรือ downlink ก็ได้	72

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ในระบบการสื่อสารแบบไร้สายที่มีการใช้เทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางนั้น มีอยู่ด้วยกัน 3 ประเภทหลักๆ คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เพื่อรับส่งสัญญาณแบบแอนะล็อก ซึ่งถูกใช้ในการสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่ 1 ต่อมาเมื่อเข้าสู่การสื่อสารเคลื่อนที่ในยุคที่ 2 เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลาจึงถูกนำมาใช้ในการรับส่งสัญญาณแบบดิจิทัล และสุดท้ายคือเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส ซึ่งเป็นเทคนิคที่ถูกนำมาใช้เนื่องจากความต้องการของระบบและความต้องการที่หลากหลายของผู้ใช้บริการที่มากขึ้นเพื่อนำไปสู่การสื่อสารในยุคที่ 3 ต่อไป

การสื่อสารโดยใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access) ซึ่งเป็นที่รู้จักกันในชื่อย่อว่า CDMA เป็นการเข้าถึงช่องสัญญาณซึ่งอนุญาตให้ผู้ใช้ทุกคนสามารถใช้ทรัพยากรความถี่และเวลาร่วมกันได้ในการส่งสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งระบบ CDMA นั้นจะมีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิดหลักคือ ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping, FH) และชนิดลำดับโดยตรง (Direct Sequence-Code Division Multiple Access, DS-CDMA) ซึ่งสำหรับชนิดลำดับโดยตรงนี้ได้มีการนำมาใช้ในระบบสื่อสารเคลื่อนที่อย่างแพร่หลาย ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการพิจารณาเฉพาะระบบการสื่อสารแบบแบ่งรหัสชนิดลำดับโดยตรง (DS-CDMA) เท่านั้น

สำหรับระบบการสื่อสารเคลื่อนที่แบบ DS-CDMA ในอนาคตนั้นต้องการระบบที่มีความจุเพิ่มขึ้น ดังนั้นระบบ DS-CDMA จึงต้องมีการพัฒนาเพื่อรองรับต่อความต้องการดังกล่าว ปัจจัยที่มีผลต่อความจุของระบบที่สำคัญคือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference : MAI) ดังนั้นการเพิ่มความจุของระบบจึงต้องมียุทธวิธีในการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นอย่างมีประสิทธิภาพ ได้มีผู้เสนอให้ใช้เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันเพื่อช่วยลดการรบกวนจาก MAI [1]-[3] และมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันนั้นมีอยู่หลายประเภทด้วยกัน ซึ่งปัญหาที่สำคัญคือในระบบจริงซึ่งช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตลอดเวลา คือ มีการเข้ามาและหายไปของผู้ใช้ รวมทั้งมีการเปลี่ยนแปลงระดับความแรงของสัญญาณจากผู้ใช้ตลอดเวลาทำให้ต้องทำเมตริกซ์ผกผันและหาค่าเมตริกซ์แยกย่อยแบบ cholesky ใหม่บ่อยๆ ซึ่งทำให้ระบบมีความซับซ้อนอย่างมาก โดยเฉพาะระบบที่มีผู้ใช้งานจำนวนมากๆ นอกจากนี้สัญญาณที่ส่งจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน (Up Link หรือ Reverse Link) ยังถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบเกาส์เซียน (Additive White

Gaussian Noise : AWGN) และเกิดการจางหายของสัญญาณแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) อีกด้วย เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่เครื่องรับเพียงอย่างเดียวจึงทำให้ประสิทธิภาพของระบบไม่ดีเท่าที่ควร

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

จากหลักการที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น เมื่อระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ก้าวเข้าสู่ยุคที่มีความต้องการใช้ความจุในระบบเพิ่มขึ้น ซึ่งต้องให้การบริการแก่ผู้ใช้ด้วยอัตราส่งข้อมูลที่แตกต่างกันและการให้บริการที่หลากหลายมากขึ้น ดังนั้นจึงเป็นผลให้อัตราการส่งข้อมูลสูงขึ้นตามไปด้วย ด้วยเหตุนี้ระบบ DS-CDMA จึงเข้ามามีบทบาทสำคัญต่อการสื่อสารในอนาคต เนื่องจากที่สถานีฐานจะต้องมีการรับส่งสัญญาณให้ผู้ใช้ทุกคนในเซลล์ ทำให้เครื่องรับที่สถานีฐานสามารถรู้รหัสของผู้ใช้ทุกคนในเซลล์ซึ่งจะเป็นผลทำให้มีการใช้แบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากที่เครื่องรับสามารถแบ่งแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนได้โดยตรวจสอบจากรหัส ดังนั้นวิธีการดังกล่าวจะเป็นการเพิ่มความจุให้กับขาเชื่อมโยงขาขึ้น (Up Link หรือ Reverse link) ซึ่งมักจะมีความคับคั่งมากกว่าขาเชื่อมโยงขาลง (Down Link หรือ Forward Link) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังสถานีเคลื่อนที่ ดังนั้นการเพิ่มความจุให้กับขาเชื่อมโยงขาขึ้นนั้นจึงเปรียบเสมือนเป็นการเพิ่มความจุทั้งระบบไปด้วย ซึ่งการใช้เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่สถานีฐานร่วมกับการใช้เทคนิคโคเวอร์ซิตีที่สายอากาศจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบและความจุของระบบ DS-CDMA โดยรวมดีขึ้นด้วย นอกจากนี้ยังเป็นการพัฒนากรรมวิธีใหม่ๆ ที่เหมาะสมในการแก้ปัญหาการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้อื่นๆ ในระบบ DS-CDMA

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

หลักการใหม่ที่จะนำเสนออยู่บนพื้นฐานของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้อื่นและการเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ DS-CDMA โดยใช้การร่วมกันระหว่างมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและการทำโคเวอร์ซิตีที่สายอากาศเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรลต์ซีควเन्ซ์ โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง (transmitting precoding technique) โดยอาศัยหลักการแยกย่อยช่องสัญญาณ (decomposition channel) สำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ ในการประมาณค่าความผิดพลาดของช่องสัญญาณโดยนำมาหักล้างเพื่อทำการลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตซึ่งเป็นการแก้ไขคุณภาพของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณมาให้อยู่ในระดับที่ต่ำลงถึงค่า MAI ที่เกิดขึ้นในระบบด้วย [4]-[8] หลังจากนั้นเครื่องรับจะทำการประมาณค่าสัญญาณที่ได้รับได้แล้วนำไปหาบิตข้อมูลต่อไป ซึ่งได้ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลี (Raleigh fading channel model) ที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับช่องสัญญาณที่ใช้งานอยู่จริงโดยมีการใช้เทคนิคโคเวอร์ซิตีที่สายอากาศโดย

อาศัยเทคนิคการรวมสัญญาณแบบต่างๆ ที่สถานีฐาน ซึ่งคุณสมบัติของไควเวอร์ซิตีที่สายอากาศจะสามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น ซึ่งจะอาศัยสายอากาศรับหลายชุดที่มีระยะห่างที่เหมาะสมซึ่งจะสามารถแก้ไขการจางหายของสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นในการส่งสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (UpLink) โดยจะเลือกรับสัญญาณที่มีกำลังแรงที่สุดจากสายอากาศซึ่งเทคนิคนี้มีชื่อว่า ไควเวอร์ซิตีทางตำแหน่งหรือไควเวอร์ซิตีที่สายอากาศ (Space Diversity or Antenna Diversity) ซึ่งเป็นหนึ่งในหลายๆ เทคนิคในการทำไควเวอร์ซิตีโดยจะอาศัยเทคนิคการรวมสัญญาณอีกทีในกระบวนการประมวลผลสัญญาณจากสายอากาศซึ่งจะถูกใช้ที่สถานีฐานและมีอยู่หลายวิธีด้วยกัน คือ Selection Combining (SC), Equal Gain Combining (EGC) และ Maximal Ratio Combining (MRC) และอื่นๆ เมื่อนำเทคนิคของไควเวอร์ซิตีเข้ามาทำงานร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแล้วจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA โดยรวมนั้นดีขึ้น

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะได้พิจารณาทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับกรณีที่มีการทำไควเวอร์ซิตีที่สายอากาศกับกรณีที่ไม่มีการทำไควเวอร์ซิตี นอกจากนี้ยังจะได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ เทียบกับวิธีการทำไควเวอร์ซิตีแบบต่างๆ อีกด้วย ซึ่งผลจากการศึกษาและวิเคราะห์จะนำเสนอในรูปแบบของสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกลและสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่ออฟเฟลอร์เพิ่มขึ้น โดยทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับกรณีที่ไม่มีการทำไควเวอร์ซิตี

1.4 โครงประกอบของวิทยานิพนธ์

สำหรับรายละเอียดของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทด้วยกัน โดยในบทแรกนั้นเป็นการกล่าวแนะนำระบบการสื่อสารไร้สายแบบ CDMA วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์ รวมถึงหลักการใหม่ที่นำเสนอ ส่วนรายละเอียดของบทต่างๆ อีก 5 บทที่เหลือนั้นสามารถกล่าวโดยสรุปได้ดังนี้

บทที่ 2 ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการสื่อสารระบบ DS-CDMA ซึ่งเป็นการแนะนำถึงความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ DS-CDMA ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี รหัสแผ่ การแผ่และการรวมกลับ ระบบ DS-CDMA แบบผู้ใช้หลายราย และวิธีการวัดสมรรถนะของระบบ ในท้ายสุดเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมสำหรับระบบการสื่อสารแบบ DS-CDMA

บทที่ 3 เป็นการกล่าวถึงหลักการของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน ซึ่งเนื้อหาภายในได้กล่าวถึงเครื่องรับแบบดั้งเดิม มัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ การจำลองระบบ DS-CDMA โดยใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ เทคนิคในการทำไควเวอร์ซิตีซึ่งเป็นทฤษฎีที่สำคัญที่ใช้ในการเพิ่มประสิทธิภาพโดยรวมให้กับระบบ DS-CDMA โดยได้กล่าวถึงหลักการของเทคนิคการรวมสัญญาณแบบต่างๆ ซึ่งหัวข้อท้ายสุดจะเป็นการสรุปเนื้อหาโดยรวมของบทนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 เนื้อหาโดยส่วนใหญ่ได้แสดงรายละเอียดในการจำลองระบบที่ใช้เทคนิคในการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง การประยุกต์ใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ และแบบจำลองระบบด้านรับโดยการนำเทคนิคการรวมสัญญาณแบบต่างๆ ร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน ซึ่งได้ทำการแสดงรายละเอียดทีจำเป็นต่อการวิเคราะห์ไว้ในบทนี้เรียบร้อยแล้ว

บทที่ 5 จะได้กล่าวถึงผลทีได้จากการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ DS-CDMA เมื่อทำการใช้วิธีการทีได้นำเสนอด้กล่าว ในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปทั้งกรณีควบคุมกำลังแบบสมบรูณ์และควบคุมกำลังแบบไม่สมบรูณ์ อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่คอปเพลอร์เพิ่มขึ้น รวมถึงอัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปกรณีใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีทำงานร่วมกับเครื่องรับทีได้นำเสนอขึ้น และหัวข้อสุดท้ายจะได้ทำการสรุปผลการจำลองและวิเคราะห์ในบทนี้

บทที่ 6 เป็นบทสรุปและเสนอแนะผลการศึกษา พร้อมทั้งได้เสนอแนะแนวทางในการศึกษาและพัฒนา ให้แก่ผู้ทีสนใจจะศึกษาและทำวิจัยในขั้นต่อไป

1.5 ขอบเขตการวิจัย

สำหรับขอบเขตของวิทยานิพนธ์นี้ คือ สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องรับทีประยุกต์ใช้การรวมกันระหว่างมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและการทำไคเวอร์ซิตีทีสายอากาศของสถานีฐานโดยอาศัยเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง ซึ่งใช้หลักการแยกย่อยช่องสัญญาณสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ โดยจะทำการพิจารณาเฉพาะเทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีทีสายอากาศโดยอาศัยเทคนิคการรวมสัญญาณคือ Selection Combining (SC), Equal Gain Combining (EGC) และ Maximal Ratio Combining (MRC) เท่านั้น เพื่อทำการพิจารณาถึงการนำไปใช้งานเพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพทีได้จากเทคนิคการรวมสัญญาณในแต่ละประเภท ซึ่งการนำวิธีการดังกล่าวมาใช้งานร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันจะสามารถลดผลการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นๆ ได้เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบแมตซ์ โดยพิจารณาในระบบเชื่อมโยงขาขึ้นแบบชิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณทีมีการจางหายแบบเรย์ลีเท่านั้นและทำการพิจารณาสมรรถนะทั้งในด้านอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) และความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกล์-ไกล โดยสมมุติฐานว่าทราบค่าลำดับความแรงของสัญญาณและเวลาที่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายมาถึงด้านรับอย่างถูกต้อง รวมถึงการชิงโครไนซ์สัญญาณของผู้ใช้กับเครื่องรับได้สมบรูณ์ในระดับชิฟ (ไม่มีความผิดพลาดอันเนื่องมาจากสัญญาณเรียงตัวเหลื่อมกันกับรหัสแผ่ในระดับชิฟ)

บทที่ 2

หลักการพื้นฐานของการสื่อสารระบบ DS-CDMA

2.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้ได้กล่าวถึงความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ DS-CDMA และปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ DS-CDMA รวมถึงคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีที่ถูกนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ รหัสแม่ การแผ่และการรวมกลับ และสุดท้ายจะกล่าวถึงวิธีการวัดสมรรถนะของระบบ

2.2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับระบบ DS-CDMA

2.2.1 การสื่อสารระบบ CDMA

การสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสหรือการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัสซึ่งเป็นที่รู้จักกันในชื่อย่อว่า CDMA เป็นการเข้าถึงช่องสัญญาณซึ่งอนุญาตให้ผู้ใช้ทุกรายใช้ทรัพยากรความถี่และเวลาร่วมกันได้ การส่งสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายในระบบ CDMA นั้นจะมีอยู่ด้วยกัน 2 ประเภทหลักคือ

- แบบการกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping, FH) วิธีนี้ช่วงความถี่ที่ใช้ในการสื่อสารจะถูกแบ่งออกเป็น N ช่อง โดยแบบแผนของการกระโดดจะเป็นไปตามรหัส
- แบบจัดลำดับเข้าถึงโดยตรงหรือเรียกว่าไคเรกต์ซีควเन्ซ์ (Direct Sequence, DS) วิธีนี้ข้อมูลแต่ละบิตจะถูกแทนที่ด้วยรหัสซึ่งเป็นบิตจำนวนมากจำนวนหนึ่ง และเรียกหนึ่งบิตของบิตเหล่านี้ว่าชิพ (chip)

สำหรับวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอเน้นเฉพาะระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง หรือ DS-CDMA (Direct Sequence – Code Division Multiple Access) เท่านั้น เนื่องจากเป็นประเภทที่มีการนำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่อย่างกว้างขวางในปัจจุบัน

ระบบ DS-CDMA เป็นระบบที่น่าสนใจเนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีอยู่หลายประการ เช่น ความจุสามารถปรับเปลี่ยนได้ (soft capacity) มีซอฟต์แวร์แฮนด์ออฟ (soft handoff) และความสามารถในการต่อสู้กับสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณหลายวิถี (multipath) เป็นต้น ซึ่งคุณสมบัติเหล่านี้ทำให้ระบบดังกล่าวได้รับความสนใจที่จะนำไปใช้กับระบบการสื่อสารในอนาคต อย่างไรก็ตาม ระบบ DS-CDMA ที่ใช้กันอยู่ปัจจุบันนี้มีปัญหาอยู่หลายประการ สำหรับปัญหาที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่นำเสนอคือ ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference) เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Interference, MAI) และปัญหาการควบคุมกำลังส่ง (power control) ที่เข้มงวดเพื่อต่อสู้กับปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-Far effect) ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหาเหล่านี้วิธีการต่างๆ จึงได้ถูกพัฒนาขึ้นหนึ่งในแนวทางเหล่านั้นคือมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection) ซึ่งเป็นเครื่องรับที่ถูกละเอินให้นำมาใช้ที่สถานีฐานเพื่อบรรเทาปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้และความซับซ้อนในการควบคุมกำลังส่ง

การเข้าถึงระบบแบบ CDMA จะอนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากจำนวนหนึ่งส่งข้อมูลบนความถี่เดียวกันได้พร้อมๆ กัน โดยที่ผู้ใช้แต่ละรายจะสามารถแยกแยะว่าสัญญาณส่วนใดที่เป็นของตนเองได้โดยอาศัยชุดรหัสที่แตกต่างกันชุดหนึ่งเรียกว่า รหัสแผ่ (spreading code) ในการรับและส่งข้อมูล นั่นคือระบบ CDMA จะมีการเข้ารหัสเพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละรายด้วยรหัสที่แตกต่างกันหรือเป็นขั้นตอนในการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum, SS) หลังจากการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่แล้วสัญญาณที่ได้จะมีความถี่สูงกว่าความถี่ของข้อมูลเดิมมาก และสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายเมื่อทำการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เสร็จแล้วจะถูกส่งออกไป สัญญาณที่มาถึงด้านรับจะเป็นสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายที่ถูกเข้ารหัสตอนมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ ด้วยเหตุนี้จึงเรียกระบบนี้ว่า ระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัส หรือการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส

2.2.2 DS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access)

ในปัจจุบันนี้เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ที่สามารถนำไปใช้อย่างจริงจังในเชิงพาณิชย์มีทั้งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FHSS) ที่ใช้ในระบบ LAN แบบไร้สาย (wireless LAN) โดยมีการกำหนดมาตรฐานชื่อ IEEE802.11 และการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ชนิดไคเรกต์ซีควเन्ซ์ (DSSS) ที่ได้กำหนดเป็นมาตรฐาน IS-95 โดยมาตรฐานนี้กำหนดให้แต่ละช่องสัญญาณมีแบนด์วิดท์เป็น 1.228 MHz ซึ่งมาตรฐานนี้เป็นมาตรฐานที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน หรือมาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในรุ่นที่ 3 ซึ่งใช้งานกันอย่างกว้างขวาง ดังนั้นระบบ CDMA ในวิทยานิพนธ์นี้จะหมายถึงระบบ DS-CDMA เท่านั้น

2.2.2.1 ระบบ CDMA แบบธรรมดา

ระบบ CDMA แบบธรรมดาหมายถึงระบบ CDMA รุ่นที่ 2 ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันซึ่งเครื่องรับของผู้ใช้แต่ละรายในระบบจะเป็นเครื่องรับแบบแมตช์ (matched filter) เมื่อใช้เครื่องรับแบบนี้ผู้ใช้แต่ละรายจะมองสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ หรือ MAI เหมือนกับเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดออกไปได้ ดังนั้นถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ จะเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูลขึ้น ดังนั้นเพื่อที่จะทำให้ระบบสามารถให้บริการในอัตราความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด จำนวนของผู้ใช้สูงสุดในระบบจะต้องเป็นค่าที่ยังทำให้ MAI ไม่มากจนรับข้อมูลผิดพลาดเกินค่าที่ต้องการ ซึ่งหมายถึงความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของระบบถูกจำกัดด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอด MAI นอกจากนี้แล้วเนื่องจากไม่สามารถกำจัด MAI ออกไปได้ทำให้สมรรถนะของผู้ใช้ในระบบลดลงเมื่อกำลังของผู้ใช้รายอื่นๆ ที่เข้ามาควมเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ระบบในยุคนี้นี้ไวต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่ผู้ใช้แต่ละรายอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากันเป็นเหตุให้กำลังที่มาถึงสถานีฐานไม่เท่ากัน ดังนั้นจึงต้องมีการควบคุมกำลังส่งเพื่อให้สัญญาณที่มาถึงสถานีฐานของผู้ใช้แต่ละรายมีค่าเท่ากัน

สรุปได้ว่าปัญหาในยุคนี้นี้อยู่ด้วยกัน 2 ประการคือ

- 1) สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละรายที่ไปรบกวนซึ่งกันละกันไม่สามารถกำจัดออกไปได้ ทำให้สมรรถนะลดลงทุกราย ส่งผลให้ระบบในยุคนี้นี้เป็นระบบที่ความจุถูกจำกัดด้วยสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้
- 2) ในกรณีที่พบปรากฏการณ์ใกล้-ไกลเกิดขึ้นจำเป็นต้องใช้การควบคุมกำลังส่งในการกำจัดปัญหานี้

2.2.2.2 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection) และระบบ CDMA ในรุ่นที่ 3

สืบเนื่องจากระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดไคเรกต์ซีแควนซ์เป็นระบบที่ได้รับการคาดหมายว่าจะถูกนำไปใช้เป็นระบบการสื่อสารไร้สายในอนาคต และเป็นที่ทราบกันดีว่าระบบในอนาคตนั้นต้องการให้ความจุของระบบสูงกว่าระบบในรุ่นก่อนๆ ดังนั้นจึงต้องหาวิธีที่จะเพิ่มความจุของระบบขึ้น ซึ่งจากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าปัจจัยที่มีผลต่อความจุของระบบ DS-CDMA ที่สำคัญคือปัญหาเรื่องการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้หรือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ ที่เรียกว่า MAI ดังนั้นในการเพิ่มความจุของระบบ DS-CDMA เพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการในการเพิ่มความจุขึ้นของการสื่อสารในอนาคตนั้น จะต้องมียุทธศาสตร์การจัดสัญญาณแทรกสอดที่มีประสิทธิภาพหนึ่งวิธีการที่ได้รับความนิยมอย่างมากคือการใช้เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ซึ่งนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้รายอื่นๆ ในเซลล์มาจำกัด MAI ให้กับผู้ใช้แต่ละรายในเซลล์นั้น และเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์นี้นอกจากจะถูกออกแบบให้กำจัด MAI ได้แล้วยังมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลดีขึ้น ทำให้ลดปัญหาซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลที่ทำให้ต้องมีการควบคุมกำลังส่งอย่างเข้มงวดสำหรับระบบเซลล์ลาร์ CDMA ในปัจจุบันอีกด้วย

2.3 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA

2.3.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น

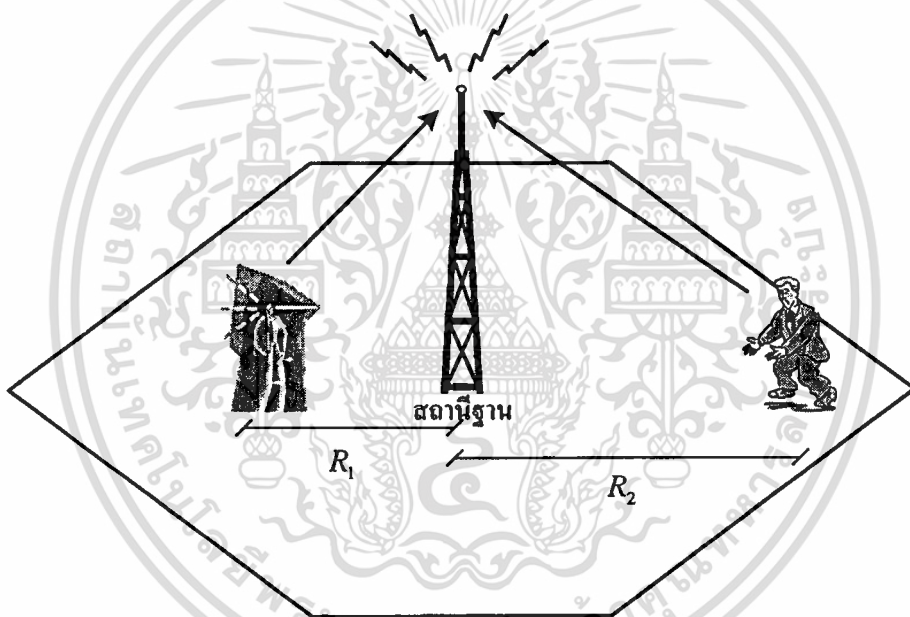
เนื่องจากผู้ใช้ทุกรายในระบบ DS-CDMA จะใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันแต่ใช้รหัสแผ่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยสาเหตุหลักที่ก่อให้เกิดการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นคือการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของผู้ใช้แต่ละราย จึงทำให้เกิดสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ นอกจากนี้ปรากฏการณ์ใกล้-ไกลยังเป็นสาเหตุอีกประการหนึ่งที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นมีค่าสูงขึ้น

2.3.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่มีสาเหตุจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลเป็นผลมาจากการที่ผู้ใช้แต่ละรายอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากันดังรูปที่ 2.1 ทำให้สัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานมีสัญญาณที่แรงกว่าผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลสถานีฐานจึงถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐาน ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นเพิ่มขึ้น การตรวจวัดสัญญาณจากเครื่องรับจึงมีความผิดพลาดได้ง่ายขึ้น วิธีหนึ่งในการลดผลของปรากฏการณ์ใกล้-ไกลสามารถทำได้โดยการควบคุมกำลังส่งของผู้ใช้ทุกรายที่ไปถึงสถานีฐานให้เท่ากัน แต่การควบคุมกำลังส่งที่เข้มงวดนี้จะส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้น



รูปที่ 2.1 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

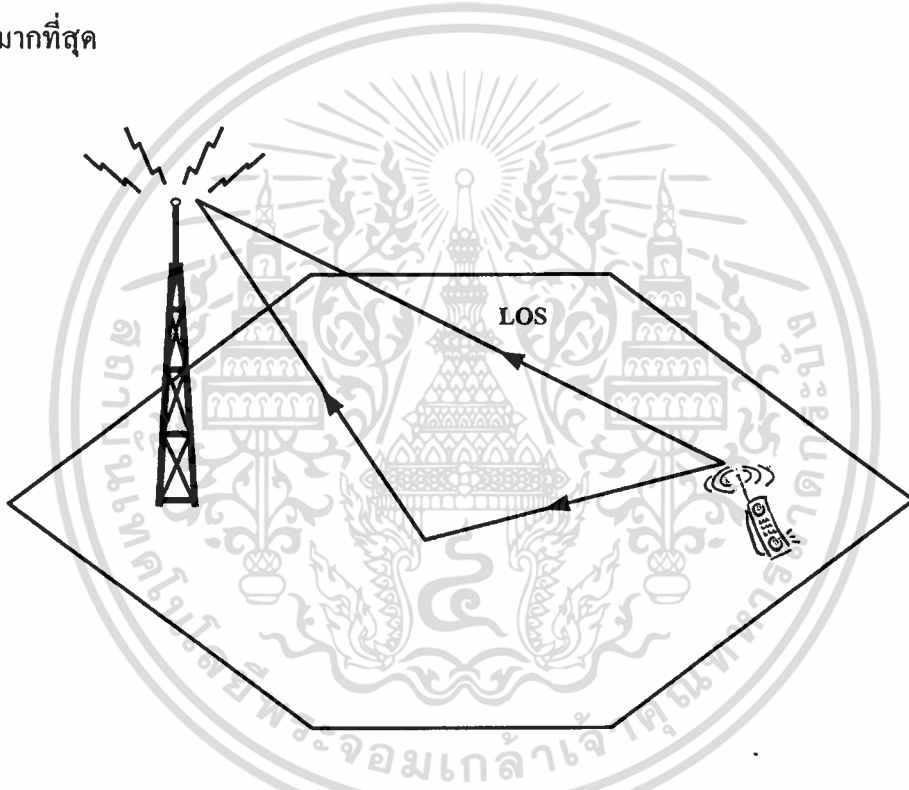
2.3.3 การจางหายของสัญญาณ

การส่งสัญญาณในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่นั้น สัญญาณมักจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรงแต่จะเกิดการสะท้อนจากสิ่งก่อสร้างและสภาพแวดล้อมในบริเวณนั้น ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางต่างกัน (Multipath) ดังรูปที่ 2.2 ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะมีขนาดและเฟสต่างกัน ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงมีขนาดและเฟสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณจริงที่ส่งมาขึ้นอยู่กับการรวมของสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนนั้น ปรากฏการณ์นี้เรียกว่า การจางหาย (Fading) หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ที่มีสาเหตุมาจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางต่างๆ กันนี้เรียกว่าการจางหายหลายวิถี (Multipath Fading)

ในการจำลองช่องสัญญาณที่มีผลของการจางหายมักจะนิยมใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution) เนื่องจากลักษณะการแจกแจงของสัญญาณในตัวอาคารและในตัวเมืองส่วนใหญ่จะมีรูปแบบดังกล่าว การจางหายที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีจะเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางอื่นโดยไม่มีสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรง (Line of Sight: LOS) ดังในรูปที่ 2.2 ส่วนกรณีที่มีสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงด้วยนั้นจะเรียกว่า การแจกแจงแบบไรเซียน (Rician distribution) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะทำการจำลองช่องสัญญาณที่มีผลของการจางหายแบบเรย์ลีตลอดทั้งการจำลองเพื่อให้ผลการจำลองที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกับความเป็นจริงมากที่สุด



รูปที่ 2.2 เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน

2.3.4 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์

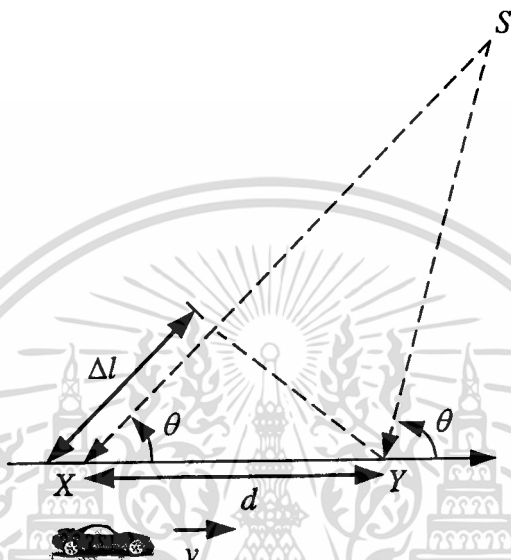
นอกจากนี้การเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของขนาดของความแรงสัญญาณที่รับได้แล้วยังทำให้เกิดการเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์ (Doppler shift) เนื่องจากการเคลื่อนที่ด้วย ถ้าพิจารณากรณีสถานีเคลื่อนที่ทำการเคลื่อนที่ด้วยความเร็วคงที่ v ไปตามระยะทาง d ซึ่งเคลื่อนที่จากตำแหน่ง x ไปยังตำแหน่ง y ขณะที่สัญญาณที่รับได้จากแหล่งกำเนิดคือ s ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.3 โดยความแตกต่างของความยาววิถี (path length) ที่เคลื่อนเดินทางจากตำแหน่ง x ไปยังตำแหน่ง y โดยจะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta \quad (2-1)$$

เมื่อ Δt คือเวลาที่ใช้จากการเคลื่อนที่จากตำแหน่ง X ไปยังตำแหน่ง Y

θ คือมุมที่เกิดขึ้นจากทิศทางของคลื่นที่ทำกับแนวระนาบ ซึ่งสมมติว่ามีขนาดเท่ากันทั้งที่ตำแหน่ง X และตำแหน่ง Y ซึ่งมีระยะทางที่ไกลมากๆ จากแหล่งกำเนิด



รูปที่ 2.3 ปรากฏการณ์ดอปเพลอร์

ค่ามุมเฟสของสัญญาณที่รับได้เปลี่ยนไปเนื่องจากความแตกต่างของความยาวคลื่นนั้นจะแสดงได้ดังนี้

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2-2)$$

ซึ่งส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงทางความถี่ไปด้วย หรือเรียกว่าการเลื่อนความถี่ดอปเพลอร์ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$f_s = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (2-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (2-3) จะแสดงความสัมพันธ์ของความถี่ของคลื่นเนื่องจากความเร็วในการเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่และมุมที่เกิดขึ้นระหว่างทิศทางการเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่กับทิศทางในการเข้ามาของสัญญาณ ถ้ากรณีทิศทางเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่สวนทางกับสัญญาณที่เข้ามาการเลื่อนความถี่ของคลื่นนั้นจะเป็นค่าบวก หรือความถี่ที่รับได้นั้นจะเพิ่มขึ้น แต่ถ้าในกรณีที่ทิศทางเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่นั้นออกจากทิศทางของคลื่นสัญญาณที่เข้ามาการเลื่อนความถี่ของคลื่นนั้นจะเป็นค่าลบหรือความถี่ที่รับได้นั้นจะลดลง

2.4 ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Probability Density Function of Rayleigh Distribution)

ในช่องสัญญาณของระบบการสื่อสารไร้สายโดยทั่วไปจะใช้การแจกแจงแบบเรย์ลีเพื่ออธิบายถึงธรรมชาติของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งสัญญาณรบกวนในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่เป็นแบบเกาส์เซียน เมื่อทำการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนที่มีส่วนประกอบเชิงเฟสเซอร์ดังกล่าวกันและเป็นอิสระจากกันผลที่ได้นั้นจะมีรูปแบบของการแจกแจงแบบเรย์ลี โดยฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีนั้นแสดงเป็นสมการดังนี้

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{\alpha^2} e^{-r^2/2\alpha^2} & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0 \end{cases} \quad (2-4)$$

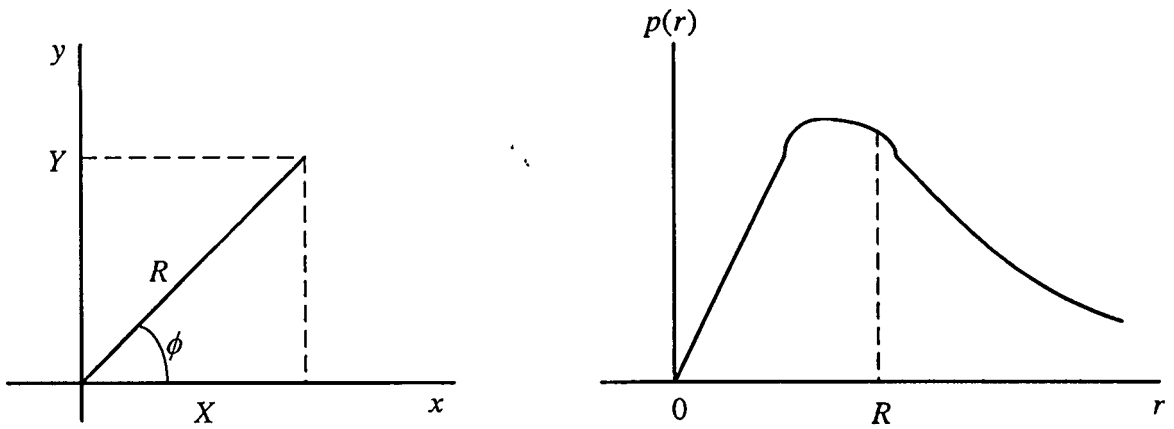
รูปที่ 2.4 แสดงการแจกแจงแบบเรย์ลีดังสมการ (2-4) นี้ ซึ่งจะมีค่าสูงสุดที่ $r = a$ โดยมีค่าเป็น $p(a) = 1/(\alpha\sqrt{e})$ และถ้าเราหาค่าเฉลี่ยและค่ากำลังสองเฉลี่ยจะได้

$$\bar{R} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \alpha \quad (2-5)$$

$$\bar{R}^2 = 2\alpha^2 \quad (2-6)$$

และค่าความแปรปรวนจะเขียนได้ดังนี้

$$\sigma^2 = \bar{R}^2 - \bar{R}^2 = (2 - \frac{\pi}{2}) \alpha^2 \quad (2-7)$$



รูปที่ 2.4 การพิจารณาทางด้านเฟสเซอร์ (ซ้าย) การกระจายของฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นแบบเรย์ลี (ขวา)

การแจกแจงแบบเรย์ลีนี้มีความสัมพันธ์กับการแจกแจงแบบเกาส์เซียนอย่างใกล้ชิด กล่าวคือ ถ้าให้ X, Y เป็นตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียน 2 ชุดที่เป็นอิสระจากกัน และมีค่าเฉลี่ย $m_x = m_y = 0$ และมีค่าความแปรปรวน $\sigma_x^2 = \sigma_y^2 = \sigma^2$ ในเงื่อนไขเช่นนี้ฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วมของ X และ Y จะเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned}
 p_{xy}(x, y) &= p_x(x)p_y(y) = \frac{e^{-x^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \frac{e^{-y^2/2\sigma^2}}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \\
 &= \frac{e^{-(x^2+y^2)/2\sigma^2}}{2\pi\sigma^2}
 \end{aligned} \tag{2-8}$$

ต่อไปถ้าทำการแปลงฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วมนี้ไปอยู่ในรูปของพิกัดเชิงมุม (polar coordinate) ซึ่งมีตัวแปรเป็น R และ ϕ จะสามารถทำได้โดยการตั้งเงื่อนไขดังนี้

$$p_{r\phi}(r, \phi) |dr d\phi| = p_{xy}(x, y) |dx dy| \tag{2-9}$$

และเนื่องจาก

$$\left. \begin{aligned}
 r^2 &= x^2 + y^2 \\
 \phi &= \arctan \frac{y}{x} \\
 dx dy &= r \cdot dr \cdot d\phi
 \end{aligned} \right\} \tag{2-10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่าสมการ (2-8) และสมการ (2-10) ลงในสมการ (2-9) จะได้เป็น

$$p_{R\phi}(r, \phi) = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \right) \quad (2-11)$$

ผลที่ได้ในสมการ (2-11) นี้จะเห็นได้ว่าพจน์ที่อยู่ในวงเล็บจะเหมือนกับการแจกแจงแบบเรย์ลีทุกประการโดยที่มี $\sigma = \alpha$ สำหรับพจน์ที่เป็น $1/2\pi$ นั้นอธิบายได้ว่าเป็นความน่าจะเป็นที่เกี่ยวข้องกับตัวแปรสุ่ม ϕ ซึ่งเป็นอิสระจากตัวแปรสุ่ม R กล่าวคือ จากผลในสมการ (2-11) จะสามารถอ้างได้ว่าตัวแปรสุ่ม R และ ϕ เป็นอิสระจากกัน ทำให้ $p_{R\phi}(r, \phi) = p_R(r)p_\phi(\phi)$ โดยที่ $p_R(r)$ มีการแจกแจงในรูปเรย์ลี และ $p_\phi(\phi) = 1/2\pi$ โดยได้แสดงไว้ใน [11] ดังนี้

$$\begin{aligned} p_R(r) &= \int_0^{2\pi} p_{R\phi}(r, \phi) d\phi \\ &= \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} \end{aligned} \quad (2-12)$$

และ

$$p_\phi(\phi) = \int_0^\infty p_{R\phi}(r, \phi) dr = \frac{1}{2\pi} \quad (2-13)$$

เมื่อก้าวโดยสรุปแล้วฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีนี้เป็นผลมาจากการพิจารณาฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วมของตัวแปรสุ่มแบบเกาส์เซียนที่เป็นอิสระจากกันซึ่งถูกนำไปใช้ในระบบการสื่อสารไร้สายกันอย่างกว้างขวาง

2.5 รหัสแชนเนล

ในระบบ DS-SSMA รหัสแชนเนลจะถูกนำมาใช้เพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละรายออกจากกันซึ่งรหัสแชนเนลที่ดีจะต้องตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์หรือมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามรหัสแชนเนลที่ดีนั้นจะออกแบบได้ยาก อีกทั้งมีจำนวนชุดรหัสให้ใช้ได้จำกัด และอาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ เนื่องจากสภาพแวดล้อมเช่น มีค่าประวิงเวลาที่ไม่เท่ากัน รหัสแชนเนลที่ถูกเสนอในระบบ DS-SSMA มีอยู่ 2 ประเภทหลักๆ คือ [12]

2.5.1 รหัสตั้งฉาก (Orthogonal Code)

เป็นรหัสฐานสองที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ จึงทำให้มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัส ค่าสหสัมพันธ์ข้ามอาจมีค่าสูงได้ในบางครั้ง นอกจากนี้ยังมี

คุณสมบัติทางออตสหสัมพันธ์ที่ไม่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ได้แก่ Hadamard Code และ Walsh Code เป็นต้น

2.5.2 Pseudorandom Noise-sequence

เป็นรหัสฐานสองที่มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นกระบวนการแบบสุ่ม และเป็นรหัสที่ไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์รหัสชนิดนี้จะมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ถึงแม้จะมีการเลื่อนของรหัสก็ตาม นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางออตสหสัมพันธ์ที่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ได้แก่ Maximum Length-sequence (M-sequence) รหัส Gold และ Kasami Sequence เป็นต้น

2.6 การแผ่และการรวมกลับ

การแผ่และการรวมกลับ เป็นขั้นตอนที่สำคัญสำหรับการสื่อสารข้อมูลในระบบ DS-CDMA โดยการแผ่เป็นกระบวนการที่ผู้ใช้แต่ละรายใช้ในการส่งข้อมูลของตนเองออกมา และการรวมกลับเป็นกระบวนการซึ่งใช้ที่เครื่องรับสำหรับประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่สนใจ

2.6.1 รหัสแบบสั้นและรหัสแบบยาว

รหัสแบบสั้น หมายถึง การใช้รหัสหนึ่งรหัสในการแผ่ข้อมูล 1 บิตจึงเป็นรหัสที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time Invariant Spreading Code) ส่วนรหัสแบบยาว หมายถึง การใช้รหัสหนึ่งรหัสในการแผ่ข้อมูลหลายๆ บิต โดยแต่ละบิตข้อมูลจะถูกแผ่ด้วยส่วนย่อยๆ ที่แตกต่างกันของรหัสนั้น รหัสยาวนี้จึงเรียกว่าเป็นรหัสที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time Varying Spreading Code)

การแผ่สำหรับมาตรฐานของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 นั้น มีการเสนอให้ใช้ทั้งรหัสแบบสั้น และรหัสแบบยาว [12] โดยรหัสแบบสั้นนี้ถูกเสนอขึ้นมาเพื่อให้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้อย่างน้อยแบบใหม่ที่มีความซับซ้อนสูงขึ้นสามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติได้

2.6.2 ประเภทของรหัสที่ใช้ในระบบ CDMA (IS-95)

ในระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 มีการใช้ชุดรหัสทั้งอยู่ 3 ประเภท คือ

1. รหัส Walsh
2. รหัส PN แบบยาว
3. รหัส PN แบบสั้น

ซึ่งรหัสแต่ละประเภทได้ถูกนำมาใช้งานในระบบ IS-95 ในลักษณะที่แตกต่างกัน คุณสมบัติและรายละเอียดของรหัสทั้ง 3 ประเภทจะได้กล่าวถึงต่อไป

2.6.2.1 รหัส Walsh

รหัส Walsh มีชื่อเรียกอีกอย่างว่า รหัส Hadamard ประกอบด้วยรหัสที่มีคุณสมบัติตั้งฉากระหว่างกันทั้งหมด 64 ชุด โดยที่รหัสแต่ละชุดมีความยาวเท่ากับ 64 บิต รหัสประเภทนี้ออกแบบมาเพื่อใช้สำหรับแผ่ช่องสัญญาณที่มีอัตราการส่ง 1.228 Mbps ความหมายของการมีคุณสมบัติตั้งฉากกันระหว่างรหัส 2 ชุดนั้นก็ต่อเมื่อค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (cross correlation) ระหว่างรหัสคู่นี้มีค่าเป็นศูนย์ การคำนวณหาค่าสหสัมพันธ์ไขว้สามารถหาได้จาก

$$\sum x_i y_i = 0 \quad (2-14)$$

โดย x_i และ y_i คือค่าของบิตที่ i ของรหัสชุดแรกและชุดที่สองในรูปของไบโพลาร์ นั่นคือ $x_i, y_i = -1$ ถ้าบิตที่ i นั้นมีค่าเป็นศูนย์ และ $x_i, y_i = 1$ ถ้าบิตที่ i นั้นค่าเป็นหนึ่ง ตัวอย่างของรหัสที่มีคุณสมบัติตั้งฉากกันเช่น $X = 0011$ และ $Y = 0110$

รหัส Walsh สามารถสร้างได้จาก Hadamard matrices H_{2m} โดยที่ m คือค่ายกกำลังตัวเลขจำนวนเต็ม ($m = 1, 2, 4, \dots$) ค่าเริ่มต้นของ Hadamard matrices ที่ $m = 1$ กำหนดให้เป็น

$$H_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-15)$$

และค่า H_{2m} อื่นๆ สร้างจากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$H_{2m} = \begin{bmatrix} H_m & H_m \\ H_m & \bar{H}_m \end{bmatrix} \quad (2-16)$$

ตัวอย่างเช่นกรณี $m = 2$ ได้

$$H_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-17)$$

และกรณี $m = 4$ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_8 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2-18)$$

2.6.2.2 รหัส PN แบบยาว

รหัส PN แบบยาวสร้างจากชิพรีจิสเตอร์ขนาด 42 บิต โคนเชื่อมต่อกันให้มีโครงสร้างเป็น maximum length LFSRs และใช้โพลิโนเมียลต่อไปนี้

$$p(x) = x^{42} + x^{35} + x^{33} + x^{31} + x^{27} + x^{26} + x^{25} + x^{22} + x^{21} + x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{16} + x^{10} + x^7 + x^6 + x^5 + x^3 + x^2 + x + 1 \quad (2-19)$$

ผลที่ได้คือรหัสที่มีความยาวถึง $2^{42} - 1 = 4.398 \times 10^{12}$ เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.228 Mbps

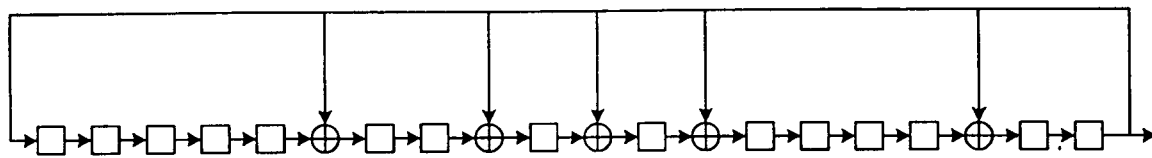
2.6.2.3 รหัส PN แบบสั้น

รหัส PN แบบสั้นนี้มีอยู่ 2 ชุดคือ I และ Q โดยแต่ละชุดสร้างจากใช้ชิพรีจิสเตอร์ขนาด 15 บิต โดยเชื่อมกันให้มีโครงสร้างเป็น maximum length LFSRs และใช้โพลิโนเมียล 2 ชุดต่อไปนี้

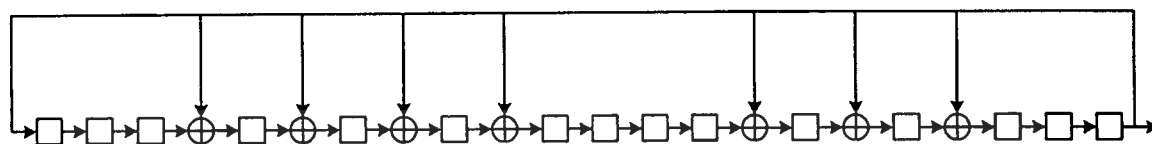
$$I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1 \quad (2-20)$$

$$Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1 \quad (2-21)$$

โครงสร้างของวงจรสร้างชุดรหัส PN แบบสั้น มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.5 และ 2.6 วงจรทั้งสองสามารถสร้างชุดรหัสที่มีความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1 = 32,767$ จากนั้นจะมีการเพิ่มบิต 0 อีกหนึ่งบิตเข้าไปเมื่อพบรหัสที่มีค่า 0 ติดต่อกัน 14 ตัว เพื่อให้ได้รหัสที่มีความยาวเท่ากับ 32,768 เนื่องจากอัตราการสร้างโค้ดนี้มีค่าเท่ากับ 1.228 Mbps



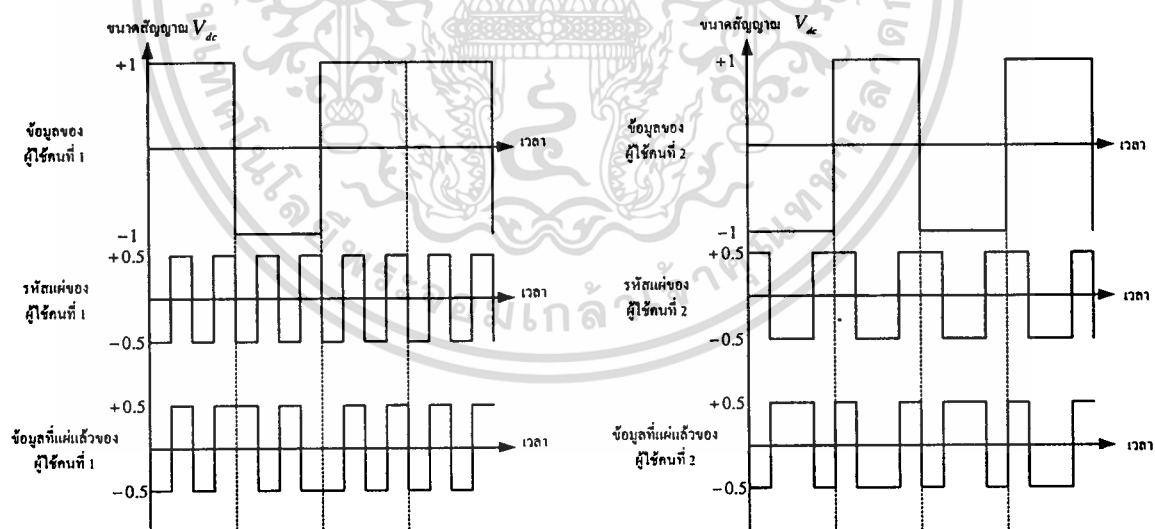
รูปที่ 2.5 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ I



รูปที่ 2.6 วงจร 15-stage LFSR สำหรับ Q

2.6.3 การแผ่ (Spreading)

ในระบบ DS-SS ภาคส่งจะนำข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการส่งที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัลมาคูณกับรหัสแผ่ซึ่งมีอัตราชีพที่สูงกว่าอัตราบิตข้อมูลมาก เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีอัตราการส่งสูงกว่าข้อมูลที่ต้องการจะส่ง ซึ่งกล่าวได้ว่าเกิดการแผ่ของสเปกตรัมขึ้น สำหรับการแผ่ในระบบ DS-SS นั้นแสดงได้ในรูปที่ 2.7

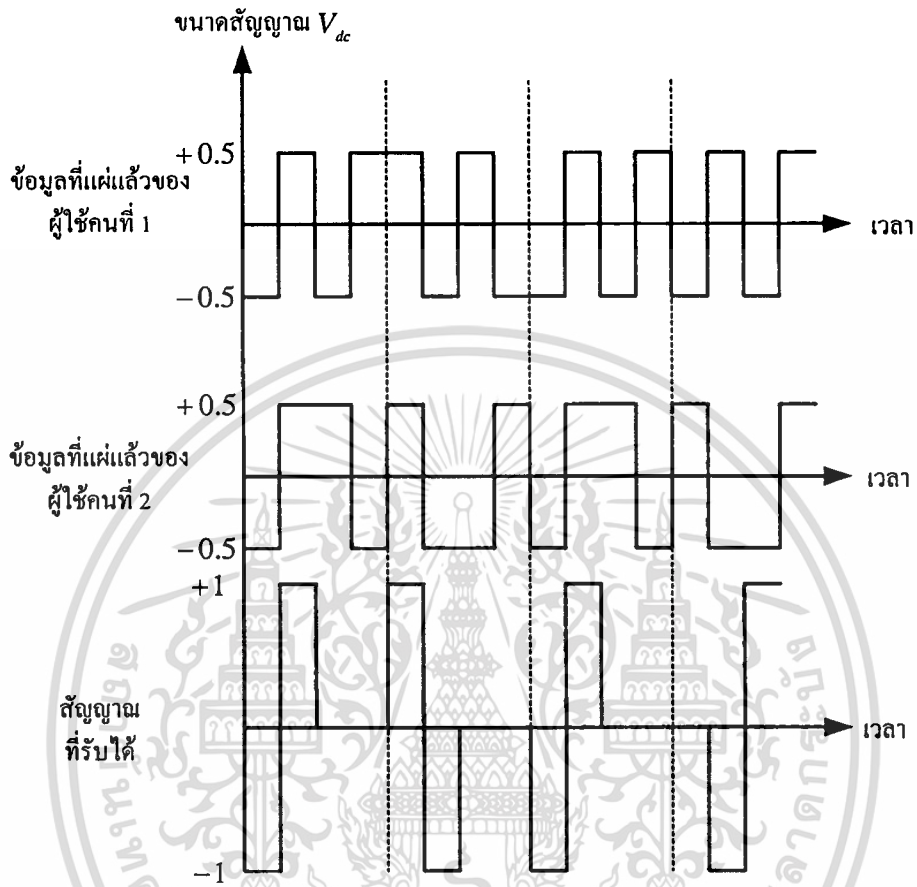


รูปที่ 2.7 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ

2.6.4 การรวมกลับ (Despreading)

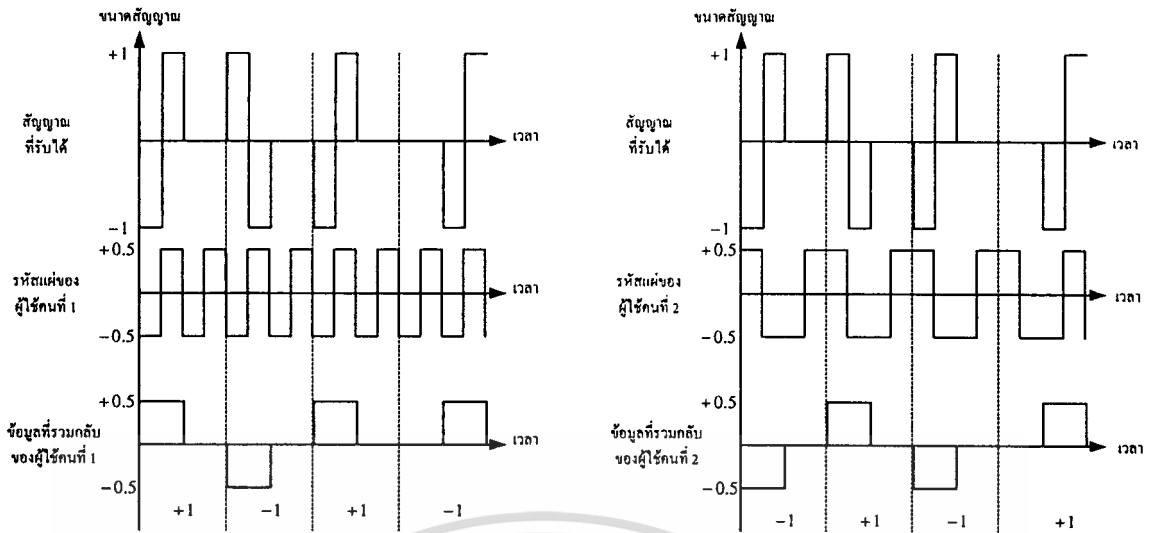
ภาครับจะนำสัญญาณที่รับได้มาคูณกับรหัสแผ่ตัวเดิมที่ใช้ในการแผ่สัญญาณที่ภาคส่งแล้ว หาค่าเฉลี่ยของสัญญาณในแต่ละคาบของบิตข้อมูล ซึ่งกระบวนการที่เกิดขึ้นทั้งหมดนี้จะอยู่ในคอ-เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีเลเตอร์ (correlator) หรือเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้แต่ละราย ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป เมื่อนำสัญญาณที่ได้จากคอร์เรเลเตอร์นี้ไปตัดสินบิตจะได้ข้อมูลกลับคืนมา



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้

รูปที่ 2.9 แสดงการรวมกลับของสัญญาณที่ถูกแผ่ในรูปที่ 2.7 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน



รูปที่ 2.9 ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ

2.7 วิธีการวัดสมรรถนะของระบบ

2.7.1 อัตราความผิดพลาดบิต

อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate, BER) หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability, BEP) เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่พิจารณาในสถานะต่างๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ค่าความผิดพลาดบิตจะนับเมื่อสิ้นสุดการตัดสินใจค่าบิตของวงจรตัดสินใจบิต (Decision Circuit) ในแต่ละบิต และสามารถเริ่มนับได้ตั้งแต่สิ้นสุดการตัดสินใจบิตของวงจรตัดสินใจบิตสำหรับข้อมูลบิตแรก

2.7.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio, SNR) ของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์สำหรับผู้ใช้รายที่ k มีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel, dB) ดังนี้

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (2.22)$$

เมื่อ A_k คือ ขนาดสัญญาณของผู้ใช้รายที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งคือ กำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

2.7.3 ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

การพิจารณาความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของเครื่องรับชนิดต่างๆ ในวิทยานิพนธ์แสดงอยู่ในรูปของอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้รายที่สนใจซึ่งมีกำลังต่ำสุด เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้อื่นเพิ่มขึ้น กล่าวคือสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นที่มารบกวนอยู่ใกล้สถานีฐานมากขึ้น และมากกว่าผู้ใช้รายที่สนใจด้วย สำหรับเครื่องรับที่มีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนั้น จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้รายอื่นเพิ่มขึ้น หรือกล่าวได้ว่าค่าอัตราความผิดพลาดบิตเป็นอิสระจากกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น [13]

2.7.4 ขอบเขตของเครื่องรับแบบดั้งเดิมหรือเครื่องรับแบบแมตซ์

เมื่อพิจารณาระบบที่มีสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณของผู้ใช้ในระบบเท่านั้น ซึ่งแบ่งเป็นสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ (Intracell Interference) และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างเซลล์ (Inter-cell Interference) การใช้เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายรายในระบบเช่นนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ในเซลล์อื่นได้ แต่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ในเซลล์เดียวกันได้ ดังนั้นการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายรายนั้นจะได้รับสมรรถนะของระบบดีที่สุดก็ต่อเมื่อไม่มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นในเซลล์ที่เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายรายนั้นทำงานอยู่

2.8 สรุป

ระบบ DS-CDMA นั้นเป็นระบบที่อนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากจำนวนหนึ่งทำการส่งสัญญาณโดยอาศัยความถี่เดียวกันได้ ซึ่งหมายความว่าผู้ใช้ทุกๆ รายที่ใช้คลื่นพาห์เดียวกันจะรบกวนกันในเรื่องความถี่ตลอดเวลาการใช้งาน หากแต่ว่าโทรศัพท์แต่ละเครื่องจะสามารถแยกแยะว่าสัญญาณส่วนใดที่เป็นของตนเองได้โดยอาศัยชุดรหัสที่แตกต่างกันในการรับส่งข้อมูล ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่า Code Division Multiple Access (CDMA) ซึ่งชุดรหัสที่ใช้ในการแผ่สเปกตรัมเหล่านี้มีชื่อเรียกว่ารหัส PN (Pseudorandom Noise) ซึ่งชุดรหัสแต่ละชุดที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติที่เรียกว่าตั้งฉากกับชุดรหัสอื่นๆ ทั้งหมด สำหรับในวิทยานิพนธ์นี้ได้ใช้ รหัส Hadamard ส่วนการจำลองช่องสัญญาณที่มีผลของการจางหายนั้นได้ใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี

บทที่ 3

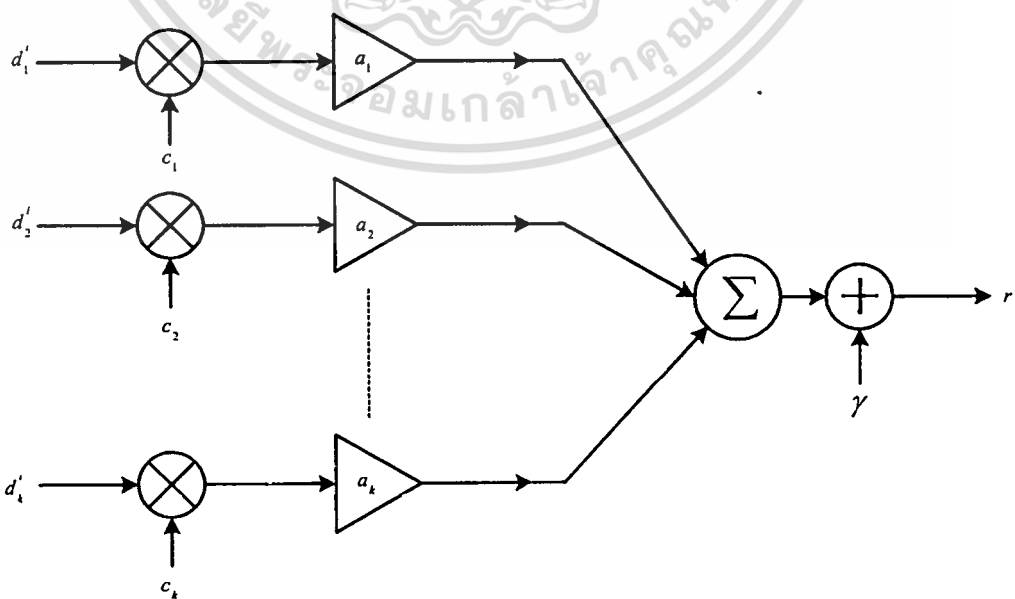
หลักการของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและเทคนิคไคเวอร์ซิตี

3.1 กล่าวนำ

เนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงแบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบผู้ใช้หลายราย ซึ่งได้กล่าวถึงการจำลองระบบทั้งทางด้านเครื่องส่งและด้านเครื่องรับสัญญาณในกรณีระบบ DS-CDMA ที่มีการส่งสัญญาณแบบซิงโครนัสและมีการจางหายแบบเรย์ลี และทฤษฎีที่เกี่ยวกับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ ซึ่งเครื่องรับเหล่านี้คือเครื่องรับแบบดีคอร์รีเลเตอร์ เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน และยังได้กล่าวถึงหลักการเบื้องต้นของไคเวอร์ซิตี (diversity) ซึ่งเป็นอีกวิธีหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ โดยที่ไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้าไปกับบิตข้อมูลอย่างที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ และไม่ต้องมีการส่งลำดับฝึกฝน (training sequence) สำหรับใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรปรับเท่า ซึ่งหมายความว่าไม่มีการแบ่งแบนด์วิธของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของการรับส่งสัญญาณเลย นอกจากนี้ส่วนของอุปกรณ์ที่ต้องเพิ่มเข้าไปสำหรับไคเวอร์ซิตียังมีราคาที่ไม่แพงเกินไป ดังนั้นไคเวอร์ซิตีจึงมีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ

3.2 แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบผู้ใช้หลายราย

3.2.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง



รูปที่ 3.1 แบบจำลองระบบด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาแบบจำลองการส่งสัญญาณแถบฐานในระบบ DS-SS ในกรณีระบบเชื่อมโยงขาขึ้นสำหรับการส่งสัญญาณแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวและมีการจางหายแบบเรย์ลี ซึ่งมีผู้ใช้งานจำนวน K ราย โดยตั้งสมมติฐานว่าสัญญาณจากผู้ใช้งานแต่ละรายมาถึงโดยซิงโครนัสกันอย่างสมบูรณ์และที่เครื่องรับรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้งานแต่ละราย โดยให้ d_k^i เป็นข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่ k บิตที่ i ซึ่งมีคาบสัญลักษณ์เป็น T_s ซึ่งมาถึงด้านเครื่องรับด้วยกำลัง a_k^i เนื่องจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลและให้ผู้ใช้งานลำดับที่ k มีรหัสแผ่ $c_k(t)$ ซึ่งมีความยาวของรหัสเป็น L_c ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$c_k(t) = \sum_{i=0}^{L_c-1} c_k^i \cdot \psi(t - iT_c) \quad (3-1)$$

$$\text{โดยที่ } \psi(t) = \begin{cases} 1 & \text{ถ้า } t \in [0, T_c] \\ 0 & \text{ที่ค่าอื่นๆ} \end{cases}$$

T_c เป็นคาบของชิพ ($T_c = T_s / L_c$)

และ $c_k^i \in \{-1, +1\}$

สัญญาณที่ผ่านการแผ่แล้วของผู้ใช้ลำดับที่ k จะสามารถเขียนได้เป็น

$$ss_k(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_k^i d_k^i \cdot c_k(t - iT_s) \quad (3-2)$$

สัญญาณรวมที่รับได้จะสามารถเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K a_k^i d_k^i \cdot c_k(t - iT_s) + \gamma(t) \quad (3-3)$$

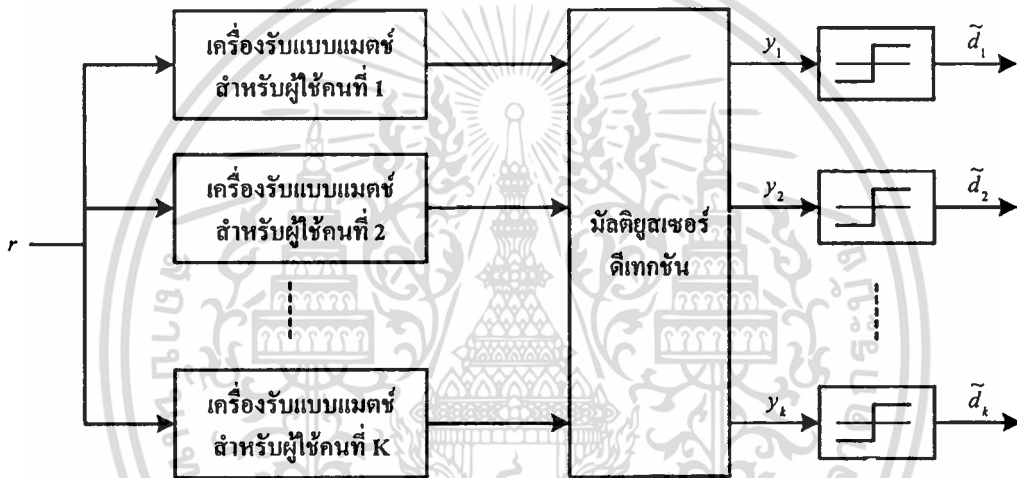
เนื่องจากพิจารณาเฉพาะกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบซิงโครนัส ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (3-3) ใหม่ได้เป็น [14]

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k d_k c_k(t) + \gamma(t) \quad (3-4)$$

โดยที่ $\gamma(i)$ เป็นสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และถูกลดทอนจากการจางหายแบบเรย์ลีซึ่งมีค่าความแปรปรวนเป็น σ^2 และมีผลกระทบจากการเลื่อนของความถี่ดอปเพลอร์ f_d

3.2.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ

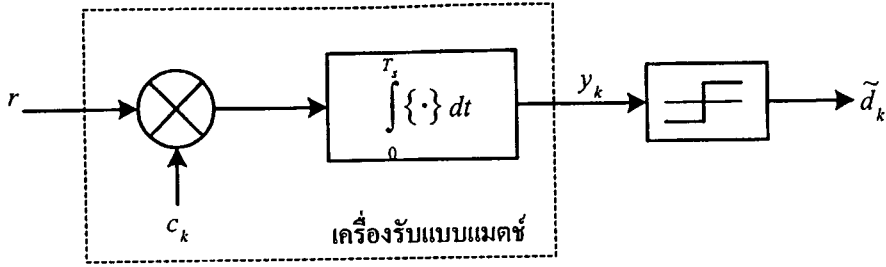
สัญญาณที่รับได้จะถูกนำมาผ่านเครื่องรับแบบแมตซ์ก่อนในขั้นแรก หลังจากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านมัลติเพล็กซ์เซอร์ดีเทกชันที่สนใจ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้คือมัลติเพล็กซ์เซอร์ดีเทกชันแบบดีคอร์รีเลเตอร์ เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินใจ ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แบบจำลองระบบด้านรับ

3.3 เครื่องรับแบบดั้งเดิมหรือเครื่องรับแบบแมตซ์

เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้แต่ละรายจะประกอบไปด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้รายนั้น และวงจร อินทรีเกรต หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบแมตซ์สำหรับผู้ใช้นั้นแต่ละรายจะมีผลตอบเป็นรหัสแผ่ของตนเอง ดังรูปที่ 3.3 สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์จะถูกนำไปตัดสินใจโดยผ่านวงจรตัดสินใจเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการ เครื่องรับแบบแมตซ์นี้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปได้ แต่จะคิดว่าเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถกำจัดได้เนื่องจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้แต่ละรายจะใช้รหัสแผ่ของตัวเองเท่านั้นในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกมา ดังนั้นถ้าระบบมี MAI มากๆ ข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบแมตซ์จะผิดพลาด หรืออาจกล่าวได้ว่าสมรรถนะของเครื่องรับแบบแมตซ์ถูกจำกัดด้วย MAI



รูปที่ 3.3 เครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้รายที่ k

เมื่อ y_k เป็นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้รายที่ k ที่เวลา iT_s ดังนั้นเขียนสมการได้เป็น

$$y_k = \int_0^{T_s} r(t) c_k(t) dt \quad (3-5)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณที่รับได้จากสมการที่ (3-4) แล้วจะสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกรายที่เวลา iT_s ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\mathbf{y} = \Gamma \mathbf{A} \mathbf{d} + \boldsymbol{\gamma} \quad (3-6)$$

โดยที่ $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ \cdots \ y_k]^T$ และ $\mathbf{d} = [d_1 \ d_2 \ \cdots \ d_k]^T$

$\mathbf{A}$ เป็นเมตริกซ์ที่มีสมาชิกเป็น 0 ยกเว้นในแนวทแยงมุมจะเป็นขนาดสัญญาณของผู้ใช้ทุกรายในระบบ ซึ่งสามารถเขียนเมตริกซ์ $\mathbf{A}$ ได้ดังนี้

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_2 & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & a_k \end{bmatrix} \quad (3-7)$$

และ Γ เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกรายในระบบซึ่งมีขนาด $K \times K$ ดังนี้

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \|c_1\|^2 & \cdots & \langle c_k, c_1 \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle c_1, c_k \rangle & \cdots & \|c_k\|^2 \end{bmatrix} \quad (3-8)$$

โดยที่ $\langle c_j, c_k \rangle = \int_0^{T_s} c_j(t) c_k(t) dt$ และสัญญาณรบกวนที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะมีค่าเฉลี่ย

เป็น 0 และมีค่าเมตริกซ์อัตราสหสัมพันธ์เป็น $E(\gamma\gamma^T) = \Gamma \sigma^2$

นำสัญญาณ y ที่ได้จากการผสม (3-6) นี้ไปตัดสัญญาณ

$$\tilde{d} = \text{sgn}(y) \quad (3-9)$$

เมื่อ $\text{sgn}(\cdot)$ คือ ฟังก์ชันซิกนัม (Signum Function)

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1 & \text{ถ้า } x \geq 0 \\ -1 & \text{ถ้า } x < 0 \end{cases} \quad (3-10)$$

จากการตัดสัญญาณนี้ทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการออกมา จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมไม่ได้กำจัด MAI ออกไป แต่จะคิดเสมือนว่า MAI เป็นสัญญาณรบกวน

3.4 เครื่องรับแบบผู้ใช้หลายรายหรือมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection)

ปัจจัยสำคัญที่มีผลต่อความจุของระบบ DS-CDMA คือปัญหาเรื่องการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้หรือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆ ที่เรียกว่า MAI ดังนั้นในการเพิ่มความจุของระบบ DS-CDMA สำหรับการสื่อสารในอนาคตจะต้องมีวิธีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มีประสิทธิภาพหนึ่งในวิธีการที่ได้รับความนิยมอย่างมากคือการใช้เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันซึ่งนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้อื่นๆ ในเซลล์มาจำกัด MAI ให้กับผู้ใช้แต่ละรายในเซลล์นั้น

เมื่อพิจารณาที่สถานีฐานจะพบว่าสถานีฐานต้องมีการรับและส่งสัญญาณกับผู้ใช้ทุกรายในเซลล์ ทำให้เครื่องรับที่สถานีฐานทราบรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกรายในเซลล์นั้น ดังนั้นจึงมีผู้เสนอเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันเพื่อใช้ที่สถานีฐาน ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้อาศัยความรู้เกี่ยวกับรหัสแผ่และสัญญาณของผู้ใช้อื่นๆ ในเซลล์มาช่วยในการลดการรบกวนจาก MAI ออกไปก่อนที่จะนำไปตัดสัญญาณ (decision)

สำหรับตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะทราบเฉพาะรหัสผ่านของตัวเอง ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันได้ แต่อย่างไรก็ตามปกติแล้วระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (up link หรือ reverse link) ซึ่งเป็นการส่งจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานมักมีความคับคั่งมากกว่าระบบเชื่อมโยงขาลง (down link หรือ forward link) ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังนั้นการเพิ่มความจุให้กับระบบเชื่อมโยงขาขึ้นโดยการใช้เครื่องรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่สถานีฐานเพื่อรับสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่จึงเปรียบเสมือนเป็นการเพิ่มความจุของระบบทั้งหมดไปด้วย

สำหรับประวัติความเป็นมาในการศึกษาเกี่ยวกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันนั้นมีกล่าวถึงในงานวิจัยของ Juntti [15] สรุปได้ว่าแนวคิดของการใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันหรือเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แทนเครื่องรับแบบแมตซ์ที่ได้รับการเผยแพร่เป็นครั้งแรกนั้นเป็นมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบ zero-forcing decorrelating detector ซึ่งนำเสนอโดย Schneider ในปี ค.ศ. 1979 และหลังจากนั้นจึงมีการวิจัยเกี่ยวกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันเรื่อยมา แต่จุดที่ทำให้เกิดความสนใจอย่างกว้างขวางจะเกิดจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (optimal receiver) ซึ่งเป็นมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันซึ่งเสนอโดย Verdu ในปี ค.ศ. 1984 โดย Verdu ได้แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA นั้นแท้จริงแล้วไม่ได้เป็นระบบที่ถูกจำกัดด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้หรือปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกลดังที่เข้าใจกันมาแต่อย่างใด ทั้งสองประการนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบปกติที่ใช้กันในระบบ CDMA รุ่นที่ 2 ซึ่งเรียกกันว่าเครื่องรับแบบแมตซ์เท่านั้น ไม่ใช่ข้อจำกัดของระบบ CDMA

หลังจากนั้นเป็นต้นมางานวิจัยและการพัฒนามัลติยูสเซอร์ดีเทกชันก็ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวางเนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดของ Verdu นั้นซับซ้อนเกินกว่าจะนำไปใช้ได้จริง มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันซึ่งสมรรถนะต่ำลงแต่มีความซับซ้อนน้อยกว่า หรือเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (suboptimal receiver) ชนิดต่างๆ จึงถูกเสนอขึ้นมา ซึ่งภาพรวมสำหรับหลักการของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันประเภทต่างๆ ที่มีผู้เสนอนั้นสามารถอธิบายอย่างคร่าวๆ ได้ดังนี้

3.4.1 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimal receiver)

เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่เหมาะสมที่สุดถูกเสนอโดย Verdu [3] ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา นั่นคือจะพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดและถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้ได้สัญญาณเหมือนลำดับของสัญญาณที่รับได้มากที่สุดเป็นข้อมูลที่ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้ว่ามัลติยูสเซอร์ดีเทกชันประเภทนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมากแต่มีข้อเสียคือ มีความซับซ้อนซึ่งเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โปเนนเชียลรวมทั้งต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จึงมุ่งวิจัยเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะด้อยกว่ามัลติยูสเซอร์ที่เหมาะสมที่สุดแต่ยังให้สมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์เป็นหลัก

3.4.2 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (suboptimal receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปเป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดแต่ยังดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์รวมทั้งความซับซ้อนไม่ได้เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้แบบแอกซ์โปเนนเชียล และเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบ่งได้เป็นประเภทที่สำคัญ 2 ประเภท คือ แบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้น

3.4.2.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น

เครื่องรับแบบนี้จะถูวางอยู่ในตำแหน่งหลังจากเครื่องรับแบบแมตซ์ สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกรายจะถูกส่งผ่านเครื่องรับแบบเชิงเส้นก่อนที่จะนำเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจ ซึ่งเครื่องรับนี้สามารถแบ่งออกได้ 2 ชนิดด้วยกันคือ

- 1) ดีคอรีเลเตอร์ (decorrelator) เครื่องรับชนิดนี้จะมีผลลัพธ์เป็นค่าผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกรายในระบบ แต่เครื่องรับแบบนี้จะให้ผลไม่ดีนักเมื่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงเมื่อเทียบกับ MAI
- 2) เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด (Minimum Mean Squared Error (MMSE) receiver) เครื่องรับชนิดนี้จะมีผลลัพธ์เป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์สำหรับรหัสแผ่ของผู้ใช้รวมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้ให้ผลใกล้เคียงกับดีคอรีเลเตอร์ในช่วงค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio) สูงๆ แต่จะให้ผลดีกว่าในช่วงค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำๆ

นอกจากนี้แล้วเครื่องรับแบบเชิงเส้นทั้งสองนี้ยังได้รับการพัฒนาให้มีโครงสร้างแบบปรับตัวเองโดยอัตโนมัติเพื่อลดความซับซ้อนในการหาเมตริกซ์ผกผันอีกด้วย สำหรับเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุดนั้นมีการพัฒนาต่อมาจนในที่สุดสามารถกำจัด MAI โดยไม่ต้องทราบ รหัสแผ่ของผู้ใช้รายอื่นๆ และสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นๆ ได้

3.4.2.2 เครื่องรับแบบไม่เป็นเชิงเส้น

หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือจะทำการประมาณสัญญาณจากผู้ใช้รายอื่นๆ ที่ไม่ต้องการมาหักล้างออกจากสัญญาณรวมเพื่อหาข้อมูลจากผู้ใช้ที่ต้องการออกมา ซึ่งเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นได้รับความนิยมในการวิจัยมีอยู่ 3 ชนิดด้วยกันคือ [3]

- 1) เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation (SIC)) หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงที่สุดออกมาก่อน โดยใช้เครื่องรับ

แบบแมตซ์ หลังจากนั้นหักล้างการรบกวนของผู้ใช้รายที่มีกำลังแรงที่สุดออกจากสัญญาณรวม และนำสัญญาณรวมที่ผ่านการหักล้างแล้วไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงสุดในบรรดาผู้ใช้ที่ยังไม่ได้ตรวจจับสัญญาณ โดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ เมื่อทำซ้ำกระบวนการเดิมไปเรื่อยๆ ก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกรายออกมาอย่างต่อเนื่องกัน

- 2) เครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน (Multistage receiver หรือ Parallel Interference Cancellation (PIC)) หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือจะทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกรายออกมาก่อนในขั้นแรกโดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ แล้วนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปช่วยในการหักล้างการรบกวนของผู้ใช้ที่ไม่ต้องการจากผู้ใช้ที่ต้องการพร้อมๆ กันทุกราย
- 3) เครื่องรับแบบป้อนกลับ สำหรับเครื่องรับแบบป้อนกลับที่ใช้ในการแก้ปัญหา MAI นั้นได้ถูกเสนอขึ้นมาหลายๆ แบบ แบบแรกคือเครื่องรับแบบป้อนกลับชนิดผู้ใช้รายเดียว (single user) ซึ่งป้อนกลับข้อมูลที่ตัดสินใจแล้วของผู้ใช้รายที่ต้องการ ณ เวลาต่างๆ กลับมาช่วยหักล้าง MAI แต่ผลที่ได้ปรากฏว่าส่วนป้อนกลับไม่ได้ช่วยกำจัด MAI มากนัก ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่ที่เกี่ยวข้องกับการกำจัด MAI ด้วยเครื่องรับแบบป้อนกลับจึงมุ่งไปที่เครื่องรับแบบป้อนกลับประเภทที่ใช้สัญญาณของผู้ใช้รายอื่นๆ มาป้อนกลับไปช่วยในการกำจัด MAI โดยใช้การหวนเวลารอและการคำนวณหาค่าแยกย่อยของ cholesky ให้กับเมตริกซ์รวมทั้งการหาเมตริกซ์ผกผัน ซึ่งเรียกว่ามัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับ (Decorrelating Decision Feedback Multiuser Detection, DDFMD) [16]

3.5 เทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีแบบต่างๆ

หลักการของไคเวอร์ซิตีอาศัยคุณสมบัติพื้นฐานของการแพร่กระจายคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้วหากการแพร่กระจายของคลื่นในทิศทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากการจางหายทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังอ่อนลงมาก และอาจมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่นทำให้สัญญาณมีกำลังสูง ดังนั้นหากทำการติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งจะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบสามารถที่จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ วิธีการนี้สามารถช่วยทำให้ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ถึง 10-20 dB สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้นโดยที่ทางภาคส่งสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องด้วยเลย

ส่วนปัญหาเรื่องการจางหายของสัญญาณสามารถแบ่งแยกได้เป็น 2 ประเภทหลักคือ small-scale fading และ large-scale fading (shadowing) เนื่องจากปัญหาทั้งสองนี้มีคุณลักษณะที่แตกต่างกัน ดังนั้นแนวทางในการแก้ปัญหาจึงแตกต่างกันด้วย สำหรับ small-scale fading ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณที่ส่งผ่านมีการกระทบกับวัตถุต่างๆ ที่อยู่รอบๆ ทำให้ที่จุดรับสัญญาณได้รับสัญญาณลักษณะเดียวกับที่มาจากหลายทิศทาง ซึ่งกำลังของสัญญาณที่รับได้สามารถจำลองได้ด้วยการแจก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แจกแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) เนื่องจากผลกระทบของ small-scale fading ทำให้ระดับของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นลงอย่างรวดเร็วเพียงเครื่องโทรศัพท์ที่มีการเคลื่อนที่ด้วยระยะทางสั้นๆ การแก้ปัญหาสามารถทำได้โดยใช้วิธีที่เรียกว่า microscopic diversity techniques ซึ่งอาศัยสายอากาศ 2 ชุดที่วางห่างกันประมาณ 10λ ในช่วงเวลาที่สายอากาศชุดหนึ่งได้รับสัญญาณที่อ่อนกว่า สายอากาศอีกชุดมักจะได้รับสัญญาณที่แรงกว่า ดังนั้นระบบสามารถที่จะเลือกใช้สัญญาณแรงกว่า วิธีนี้อาจจะเรียกว่าไดเวอร์ซิตีทางสายอากาศ (antenna diversity) หรือไดเวอร์ซิตีทางตำแหน่ง (space diversity)

ส่วนปัญหาของ large-scale fading ซึ่งเกิดจากการที่สัญญาณถูกบดบังด้วยสิ่งกีดขวางต่างๆ ตามสภาพแวดล้อมที่แตกต่างกัน เช่น ตึกในเมืองและเนินเขา เป็นต้น ปัญหาของ large-scale fading สามารถแสดงได้ด้วยหลักของการสูญเสียตามระยะทางหรือเส้นทาง (path loss) โดยที่มีค่าความเบี่ยงเบนมาตรฐาน (standard deviation) ในช่วงประมาณ 10 dB สำหรับการใช้งานในเมืองใหญ่

3.5.1 ไดเวอร์ซิตีทางตำแหน่งหรือไดเวอร์ซิตีที่สายอากาศ (Space Diversity or Antenna Diversity)

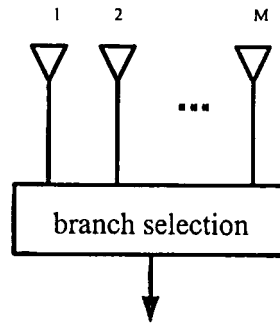
ไดเวอร์ซิตีทางตำแหน่งเป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งานอย่างมากในทางปฏิบัติ โดยไดเวอร์ซิตีชนิดนี้จะอาศัยสายอากาศ 2 ชุดซึ่งวางห่างกันประมาณ 10λ โดยจะทำการเลือกรับสัญญาณที่ดีที่สุดจากสายอากาศแต่ละชุด เราสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีการนี้ออกได้เป็น 3 รูปแบบหรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่าเทคนิคการรวมสัญญาณ (combining technique) คือ

- Selection Combining
- Maximal Ratio Combining
- Equal Gain Combining

สำหรับรายละเอียดของแต่ละวิธีนั้นจะได้กล่าวถึงในส่วนต่อไป

3.5.1.1 Selection Combining

Selection Combining เป็นวิธีที่ง่ายและตรงไปตรงมาที่สุด นั่นคือระบบจะเลือกสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าของอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงที่สุด พิจารณารูปโครงสร้างของวิธีการนี้ในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 โครงสร้างของ selection combining

เราสามารถคำนวณหาว่าวิธีการนี้จะช่วยให้ระบบมีสมรรถนะเพิ่มขึ้นมากน้อยเพียงใดได้ดังต่อไปนี้ [10] สมมติว่าสัญญาณที่รับได้จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งเป็นอิสระต่อกันและได้รับผลกระทบของการจางหายในการส่งผ่านช่องสัญญาณ ทำให้ระดับของสัญญาณมีการแจกแจงเป็นแบบเรย์ลีและมีค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณเท่ากับ σ^2 :

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (3-11)$$

โดย r_i คือระดับของสัญญาณที่รับได้ที่จุดรับสัญญาณ i

กำหนดให้ γ_i เป็นค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณ r_i ที่เวลาใดๆ และ N คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนซึ่งสมมติให้มีค่าเท่ากันหมดสำหรับสัญญาณที่รับได้แต่ละจุด

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N} \quad (3-12)$$

ค่าเฉลี่ยของค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับได้แต่ละจุดมีค่าเป็น

$$\Gamma = \frac{\sigma^2}{2N} \quad (3-13)$$

และจะได้ว่าค่า γ_i จะมีค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function) คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} \quad (3-14)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณจากแต่ละจุดจะมีขนาดต่ำกว่าหรือเท่ากับค่ากำหนด γ ค่าหนึ่งคือ

$$\begin{aligned} P(\gamma_i \leq \gamma) &= \int_0^\gamma p(\gamma_i) d\gamma_i = \int_0^\gamma \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} d\gamma_i \\ &= 1 - e^{-\gamma/\Gamma} \end{aligned} \quad (3-15)$$

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้จากทุกแห่งซึ่งเป็นอิสระต่อกันทั้งหมด M แห่ง จะมีขนาดของ ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ที่ต่ำกว่า γ พร้อมๆ กันมีค่าเท่ากับ

$$P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M = P_M(\gamma) \quad (3-16)$$

ค่าความน่าจะเป็นดังกล่าวนี้ คือความน่าจะเป็น ซึ่งค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่รับได้จากการใช้ selection combining มีขนาดต่ำกว่าค่า γ ที่ต้องการ ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้มีขนาดของ ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่มากกว่า γ จึงมีค่าเท่ากับ

$$1 - P_M(\gamma) = 1 - P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = 1 - (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^M \quad (3-17)$$

หากต้องการจะคำนวณหาค่าเฉลี่ยของค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในระบบที่มีการใช้ selection combining สามารถกระทำได้โดยการหาค่าอนุพันธ์ของ $P_M(\gamma)$ เพื่อหาค่าฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของ γ และจากนั้นจึงทำการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการทำไคเวอร์ซิติ

$$p_M(\gamma) = \frac{d}{d\gamma} P_M(\gamma) = \frac{M}{\Gamma} (1 - e^{-\gamma/\Gamma})^{M-1} e^{-\gamma/\Gamma} \quad (3-18)$$

$$\bar{\gamma} = \int_0^\infty \gamma p_M(\gamma) d\gamma = \Gamma \int_0^\infty Mx(1 - e^{-x})^{M-1} dx \quad (3-19)$$

โดย $x = \gamma/\Gamma$ หลังจากที่ได้ทำการอินทิเกรตแล้วจะได้

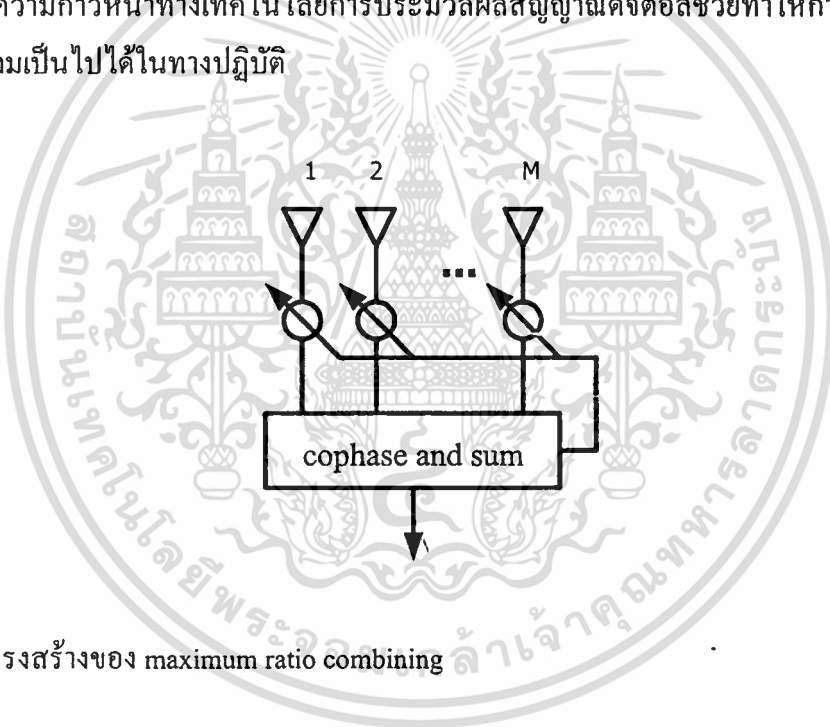
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\bar{r} = \Gamma \sum_{k=1}^M \frac{1}{k} \quad (3-20)$$

3.5.1.2 Maximal Ratio Combining

สำหรับไควเวอร์ซิตีแบบ Maximum Ratio Combining สัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน พิจารณาโครงสร้างในรูปที่ 4.5 ข้อดีของวิธีการนี้คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสที่จะสามารถได้รับสัญญาณที่มีค่า อัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน มากขึ้นกว่าค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนยุ่งยากกว่า 2 วิธีแรกมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม หากแต่ในปัจจุบันการพัฒนาและความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลช่วยให้การสร้างวงจรเหล่านี้มีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 3.5 โครงสร้างของ maximum ratio combining

สมมติให้ระดับของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่งมีค่าเท่ากับ r_i และสัญญาณเหล่านี้ได้รับการปรับขนาดเฟสให้ตรงกันทำให้เราสามารถนำสัญญาณจากทั้ง M จุดมารวมกันได้โดยตรง ในการรวมกันนั้นจะต้องปรับค่าถ่วงน้ำหนัก G_i ของสัญญาณแต่ละแห่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงที่สุด

$$r_r = \sum_{i=1}^M G_i r_i \quad (3-21)$$

สมมติให้ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งมีขนาดเท่ากัน เพราะฉะนั้นค่าเฉลี่ยกำลังสัญญาณรบกวนรวม N_T สามารถหาได้ตามสมการต่อไปนี้

$$N_T = N \sum_{i=1}^M G_i^2 \quad (3-22)$$

ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ได้จึงมีค่าเท่ากับ

$$\gamma_M = \frac{r_T^2}{2N_T} \quad (3-23)$$

อาศัย Chebychev's inequality พบว่าเงื่อนไขที่จะทำให้ได้ค่า γ_M สูงสุดคือเมื่อ $G_i = r_i / N$ ดังนั้น

$$\gamma_M = \frac{1}{2} \frac{[\sum (r_i^2 / N)]^2}{N \sum (r_i^2 / N^2)} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M r_i^2 / N = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (3-24)$$

สังเกตว่าค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ดีที่สุดจากการทำไคเวอร์จิสต์วิธีนี้มีค่าเท่ากับ ผลรวมของค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งนั่นเอง เนื่องจาก r_i คือสัญญาณที่ประกอบขึ้นจากตัวแปรสุ่มที่เป็นอิสระต่อกัน 2 ตัวคือ T_c และ T_r ทั้งคู่มีการแจกแจงเป็นแบบเกาส์เซียนที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ σ^2

$$\gamma_i = \frac{1}{2N} r_i^2 = \frac{1}{2N} (T_c^2 + T_r^2) \quad (3-25)$$

เพราะฉะนั้น γ_M คือตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงเป็นแบบไคสแควร์ (Chi-square distribution) ที่เกิดจากการรวมกันแบบยกกำลังสองของตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์เซียนจำนวน $2M$ ตัว นั่นคือ

$$p(\gamma_M) = \frac{\gamma_M^{M-1} e^{-\gamma_M / \Gamma}}{\Gamma^M (M-1)!} \quad \text{โดย } \gamma_M \geq 0 \quad (3-26)$$

โดยมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $\Gamma/2 = \sigma^2/2N$

ความน่าจะเป็นที่ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะต่ำกว่าค่ากำหนด γ ค่าหนึ่งคือ

$$P[\gamma_M \leq \gamma] = \int_0^\gamma p(\gamma_M) d\gamma_M = 1 - e^{-\gamma/\Gamma} \sum_{k=1}^M \frac{(\gamma/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \quad (3-27)$$

ค่าเฉลี่ยของ ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ที่ได้จากการทำไคเวอร์จิสคือ

$$\bar{\gamma}_M = \sum_{k=1}^M \bar{\gamma}_i = \sum_{k=1}^M \Gamma = M\Gamma \quad (3-28)$$

ซึ่งคือค่าที่ได้จากการรวมค่าเฉลี่ยอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณ γ_i ที่รับได้ ณ แต่ละจุดนั่นเอง ดังนั้นวิธี maximum ratio combining จะทำให้ค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ดีกว่าในกรณีของ selection combining เสมอ

3.5.1.3 Equal Gain Combining

จากการที่วิธี Maximum Ratio Combining จะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับสัญญาณจากแต่ละจุดให้เหมาะสม ทำให้ระบบต้องมียุทธศาสตร์สำหรับการคำนวณที่ซับซ้อนและในการหาค่าที่ถูกต้องนั้นมิใช่เรื่องที่ยั่งยืน เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้จึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักค่าเดียวกันสำหรับจุดรับสัญญาณทุกจุดคือกำหนดให้มีค่าเป็นหนึ่ง การทำในลักษณะนี้ช่วยทำให้ระบบมีความซับซ้อนน้อยลงมาก และจากผลการวิเคราะห์พบว่าสมรรถนะของวิธีนี้มีได้ด้อยไปกว่าวิธี Maximum Ratio Combining เท่าใดนัก วิธีนี้จึงเป็นวิธีที่น่าสนใจในการนำมาใช้งาน

3.5.2 ไคเวอร์จิสจากโพลาไรเซชัน (Polarization Diversity)

ถึงแม้ว่าไคเวอร์จิสทางสายอากาศจะสามารถช่วยให้คุณภาพการรับสัญญาณดีขึ้นได้ แต่วิธีนี้จะต้องอาศัยสายอากาศมากกว่า 1 ชุด ซึ่งจะทำให้มีต้นทุนและค่าใช้จ่ายมากขึ้น ไคเวอร์จิสจากโพลาไรเซชัน เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถเพิ่มคุณภาพการรับส่งสัญญาณให้ดีขึ้นได้โดยใช้สายอากาศเพียงชุดเดียว หลักการของไคเวอร์จิสแบบนี้อาศัยคุณลักษณะของการแพร่ของสัญญาณที่มีโพลาไรเซชันทั้งแนวตั้ง (vertical polarization) และโพลาไรเซชันในแนวนอน (Horizontal polarization) โดยพบว่าหลังจากที่สัญญาณมีการส่งผ่านช่องสัญญาณแล้ว สัญญาณทั้งสองส่วนจะมีได้มีความสัมพันธ์กันเท่าใดนัก เนื่องจากความสัมพันธ์ของสัญญาณในแนวทั้งสองจะลดลงเรื่อยๆ หลังจากที่สัญญาณมีการสะท้อนบนพื้นผิวของวัตถุรอบข้างหลายๆ ครั้ง ดังนั้นจึงอาจเกิดสภาพที่ใน

บางช่วงเวลาสัญญาณในแวนหนึ่งมีกำลังอ่อน แต่สัญญาณที่รับได้จากอีกแวนหนึ่งอาจจะมีกำลังแรง จากคุณสมบัติดังกล่าวนี้จึงสามารถนำมาใช้ให้เกิดประโยชน์ได้

3.5.3 ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ (Frequency Diversity)

ไคเวอร์ซิตีทางความถี่อาศัยการส่งสัญญาณข้อมูลลงบนคลื่นความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่ เช่น 2 ความถี่ โดยคลื่นความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณจะต้องจัดให้ห่างกันมากกว่าขนาดแบนด์วิดท์รวมกัน (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ เพื่อที่คลื่นพาห์ทั้งสองจะได้รับผลกระทบจากการจางหายในลักษณะที่แตกต่างกัน ผลที่ได้คือช่องสัญญาณแต่ละความถี่มีความเป็นอิสระจากกัน ซึ่งช่วยทำให้ค่าสมรรถนะหรือคุณภาพของการส่งสัญญาณดีขึ้นได้ตามวิธีการคำนวณที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ค่าของแบนด์วิดท์รวมกันนั้นขึ้นอยู่กับค่าหน่วงเวลาการแผ่ของสัญญาณหลายวิถี (multipath delay spread) ของช่องสัญญาณโดยตรง นั่นคือถ้าค่าหน่วงเวลาการแผ่ (delay spread) มีขนาดที่กว้างขึ้น ค่าของแบนด์วิดท์รวมกันก็จะมีขนาดเล็กลง และความถี่ของคลื่นพาห์ที่ต้องใช้ก็ห่างกันน้อยลงด้วย ข้อเสียของวิธีการนี้คือระบบต้องใช้แบนด์วิดท์ที่เพิ่มมากขึ้นและจะต้องมีอุปกรณ์ทั้งรับและส่งเพิ่มขึ้นจากเดิม ในปัจจุบันได้มีการนำไคเวอร์ซิตีทางความถี่ใช้งานในระบบเชื่อมต่อไมโครเวฟแบบจุดต่อจุด

3.5.4 ไคเวอร์ซิตีทางเวลา (Time Diversity)

ไคเวอร์ซิตีทางเวลาคือการส่งสัญญาณข้อมูลเดิมซ้ำมากกว่าหนึ่งครั้งที่เวลาแตกต่างกัน โดยการส่งแต่ละครั้งจะต้องเว้นช่วงเวลาให้ห่างกันมากพอ คือต้องมากกว่าค่าเวลาร่วมกัน (coherence time) ของช่องสัญญาณ ผลที่ได้คือภาครับจะได้รับสัญญาณข้อมูลซ้ำหลายครั้ง โดยสัญญาณข้อมูลที่รับได้แต่ละครั้งนี้จะได้รับผลกระทบจากการจางหายของช่องสัญญาณในลักษณะที่แตกต่างกัน ค่าของแบนด์วิดท์รวมกันขึ้นอยู่กับค่าการแผ่เนื่องจากปรากฏการณ์ดอปเพลอร์ (Doppler spread) ของคลื่นสัญญาณ ซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของการเคลื่อนที่และความถี่ของคลื่นพาห์ ตัวอย่างของการใช้งานไคเวอร์ซิตีทางเวลาคือเครื่องรับแบบ RAKE ในระบบ CDMA

3.6 สรุป

หน้าที่ของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA คือทำหน้าที่แยกแยะผู้ใช้แต่ละรายออกจากกัน โดยปกติแล้วเครื่องรับที่ใช้กันทั่วไปในระบบ DS-CDMA ยุคที่ 2 ส่วนใหญ่จะเป็นเครื่องรับแบบแมตซ์ ซึ่งเครื่องรับนี้ยังคงถูกใช้เป็นส่วนประกอบส่วนหนึ่งในการรับข้อมูลของระบบ DS-CDMA ในยุคที่ 3 แต่เครื่องรับแบบแมตซ์นี้คิดเสมือนว่า MAI เป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นเครื่องรับแบบนี้จะถูกจำกัดความสามารถด้วย MAI โดยในยุคที่ 3 จะเป็นการนำเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์มาใช้ที่สถานีฐานเพื่อช่วยลดการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น ในกรณีที่มีการนำมัลติยูส

เซอร์ติเทกชันมาใช้ที่ด้านเครื่องรับนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์จะยังไม่ถูกส่งไปตัดสินบิต แต่จะถูกส่งไปเข้ามัลติเพลกซ์เซอร์ติเทกชันก่อน หลังจากนั้นจึงทำการตัดสินบิต

สำหรับการส่งผ่านสัญญาณในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิตอลนั้นถ้าเครื่องรับมีการใช้เทคนิคโคเวอร์จิติเข้ามาช่วยในการแก้ปัญหาที่เกิดจากการจางหายจะช่วยลดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ภาครับหลังจากผ่านกระบวนการกู้สัญญาณคืนกลับมาและจะช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำโคเวอร์จิติทางสายอากาศมาใช้ในการวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์นำโคเวอร์จิติทางสายอากาศในแต่ละวิธีไปใช้กับมัลติเพลกซ์เซอร์ติเทกชันแบบต่างๆ ด้วยเช่นกัน



บทที่ 4

การประยุกต์ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศร่วมกับ มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ ในระบบ DS-CDMA

4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงหลักการและเทคนิคการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งซึ่งได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์คือเครื่องรับแบบคิออร์รีเลต เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน หลังจากนั้นจะได้นำเครื่องรับดังกล่าวไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับการทำไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศซึ่งได้ทำการแบ่งออกเป็น 3 วิธีด้วยกันคือ Selective Combining, Equal Gain Combining และ Maximum Ratio Combining

4.2 แบบจำลองระบบที่ใช้เทคนิคในการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง

ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัสนั้นเมื่อมีการนำเอาเทคนิคในการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งเข้ามาช่วยแล้วนั้นจะมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดจากช่องสัญญาณ และการแทรกสอดจากผู้อื่นจะมีค่าลดลง [4]-[7] ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววิธีการเข้ารหัสดังกล่าวนี้จะทำตามการพิจารณาความเหมาะสมในการสร้างระบบแบบ TDD-CDMA (Time Division Duplex CDMA System) ดังนั้นการประมาณค่าช่องสัญญาณขาขึ้น (uplink channel estimation) นั้นสามารถกระทำได้โดยนำข้อมูลจากช่องสัญญาณขาลง (downlink channel) มาทำการพิจารณาแทนโดยการใช้ช่วงเวลา (time slot) ที่แตกต่างกัน โดยรายละเอียดได้แสดงไว้ในภาคผนวก ข.

จากงานวิจัยที่ผ่านมาของ Vojcic [4] จะเห็นได้ว่าได้มีการวิจัยในเรื่องของการนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งมาใช้ในระบบ CDMA แบบซิงโครนัสในช่องสัญญาณแบบ AWGN (additive white Gaussian noise) โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE และความรู้ที่ได้จากช่องสัญญาณในอุดมคติ (perfect channel) มาช่วยในการปรับปรุงระบบให้มีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้ดีขึ้น โดยเครื่องรับแบบ RAKE ได้ใช้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณมาช่วยคำนวณซึ่งในทางปฏิบัตินั้นการรับสัญญาณของเครื่องรับแบบ RAKE มีความไวต่อการประมาณค่าผิดพลาดของช่องสัญญาณอยู่แล้ว ส่วนวิธีการเข้ารหัสล่วงหน้า (precoding) สำหรับช่องสัญญาณที่มีการการจางหายแบบหลายวิถี (multipath fading channels) ตามวิธีของ Brandt-Pearce [5] นั้น เคาต์พูดของรหัสแผ่ (spread code) จะถูกทำการกรองความถี่ก่อนแทนการเข้ารหัส

ล่วงหน้าในครั้งแรกและนำสัญญาณนั้นไปทำการแผ่ (spreading) ตามปกติ ซึ่งรายละเอียดได้กล่าวใน Vojcic [4] ส่วนเทคนิคในการส่งสัญญาณด้วยการเข้ารหัสล่วงหน้าแบบลือกนั้นได้ทำการเพิ่มส่วนซ้ำซ้อน (redundancy) เพื่อต่อสู้กับ ISI (Inter-symbol interference) ในระบบผู้ใช้รายเดียวซึ่งได้ถูกกล่าวไว้ในวิธีการของ Scaglione [6] ในอีกด้านหนึ่งได้มีการศึกษาในส่วนของเครื่องส่งแบบปรับตัวได้ (transmitter adaptation) ในระบบ DS-CDMA แบบหลายรหัส (multicode DS-CDMA system) โดย Wong [7] เช่นกัน

เพื่อทำการประยุกต์ใช้งานเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งนั้นเพื่อให้สามารถนำไปใช้ในการลดค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดจากช่องสัญญาณ และการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นให้มีค่าลดลงที่ภาครับ นั่นคือเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันในแต่ละชนิดนั้น จึงจำเป็นต้องใช้ความรู้จากการแยกย่อยช่องสัญญาณ (channel decomposition) มาใช้ในการพิจารณา ซึ่งสมมติให้เวกเตอร์ของสัญญาณที่ถูกรับได้สามารถเขียนได้เป็น

$$y = Hx + n \quad (4-1)$$

เมื่อ H คือเมตริกซ์ของการตอบสนองต่อช่องสัญญาณ x คือเวกเตอร์ของสัญญาณที่ถูกส่งมา และ n หมายถึงเมตริกซ์ของสัญญาณรบกวน

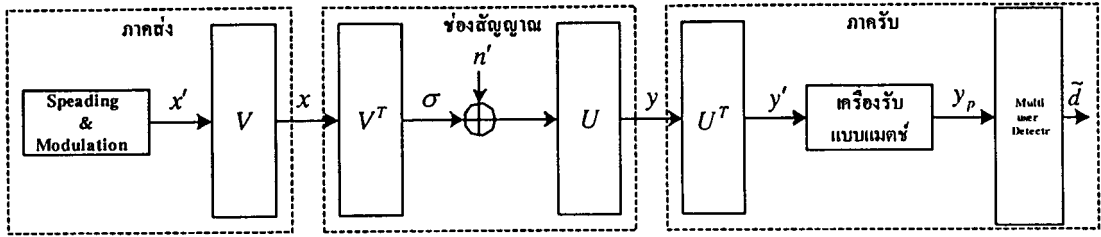
การแยกย่อยช่องสัญญาณเมตริกซ์ H นั้นจำเป็นต้องใช้ SVD (singular value decomposition) ที่ ได้แสดงไว้โดย Hartfiel [9] และรายละเอียดแสดงไว้ในภาคผนวก ก. ซึ่งในที่นี้เวกเตอร์ของสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนได้ใหม่ในรูปแบบของ SVD ได้ดังนี้

$$y = U \cdot \Sigma \cdot V^T \cdot x + n \quad (4-2)$$

เมื่อ U และ V^T คือ unitary matrices และ Σ คือ เมตริกซ์ในแนวเส้นทแยงมุมหลัก (diagonal matrix) ซึ่งส่วนประกอบในแนวทแยงมุมของเมตริกซ์จะเริ่มต้นที่ค่ารากที่สองของค่าเจาะจง (eigenvalues) ของเมตริกซ์ $H \cdot H^T$ ทำการคูณด้วย U^T ทั้งสองข้างของสมการที่ (4-2) ซึ่งสามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้

$$\tilde{y} = \Sigma \cdot \tilde{x} + \tilde{n} \quad (4-3)$$

เมื่อ $\tilde{x} = V^T \cdot x$, $\tilde{y} = U^T \cdot y$ และ $\tilde{n} = U^T \cdot n$ โดยทำการแสดงการจำลองแบบของการแยกย่อยช่องสัญญาณไว้ในรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 การจำลองแบบของการแยกย่อยช่องสัญญาณโดยวิธี SVD

4.3 การประยุกต์ใช้เทคนิคการส่งสัญญาณแบบเข้ารหัสล่วงหน้าทีที่เครื่องส่งสำหรับมัลติ-ยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ

ปัญหาทั่วไปที่เกิดขึ้นในระบบ CDMA นั้นคือการที่ลำดับของรหัส (code sequence) มีลักษณะไม่ตั้งฉาก (orthogonal) กันอย่างสมบูรณ์ เหตุเพราะว่าสัญญาณที่รับได้ทีที่เครื่องรับของผู้ใช้ในแต่ละรายนั้นมีลักษณะประวิงอย่างสุ่ม (random delay) ดังนั้นจึงเป็นผลทำให้เครื่องรับแบบแมตซ์ไม่สามารถจัดสัญญาณรบกวนได้หมดโดยสาเหตุจากสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นนั่นเอง ในที่นี้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันจะต้องทำการพิจารณาสัญญาณของผู้ใช้ทุกรายสำหรับมัลติยูสเซอร์ในแต่ละชนิดและรวมไปถึงการดีเทกสัญญาณเหล่านี้ด้วย ซึ่งเมื่อนำการแยกย่อยช่องสัญญาณมาใช้โดยนำหลักการของ SVD มากระทำกับช่องสัญญาณซึ่งจะนำไปสู่การลดค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นและผลกระทบที่เกิดจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการพิจารณาระบบ DS-SS-CDMA แบบซิงโครนัสในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลีซึ่งได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีที่เครื่องส่ง โดยใช้หลักการแยกย่อยช่องสัญญาณสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ คือ เครื่องรับแบบคิออร์รีเลต เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดและเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน โดยสามารถกล่าวได้ดังนี้

4.3.1 การดีเทกบิตของเครื่องรับแบบคิออร์รีเลต

เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลเฉลยเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกรายในระบบเพื่อกำจัด MAI ดังสมการที่ (4-4)

$$\mathbf{L} = \mathbf{R}^{-1} \quad (4-4)$$

เมื่อ $\mathbf{R}$ คือเมตริกซ์สหสัมพันธ์

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{1,2} & \cdots & \rho_{1,K} \\ \rho_{2,1} & 1 & \cdots & \rho_{2,K} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K,1} & \rho_{K,2} & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (4-5)$$

เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะถูวางอยู่หลังเครื่องรับแบบเมตซ์ ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบคิ-คอรัรีเลตจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} y_{dec} &= \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n}) = \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n}_{dec} \end{aligned} \quad (4-6)$$

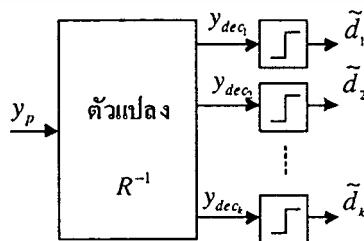
เมื่อนำสมการ (4-6) มาทำการจัดรูปใหม่ในรูปแบบของ SVD จะได้

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{n}) = \mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{d} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} \quad (4-7)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตที่ถูกทำการเข้ารหัสล่วงหน้าแล้วผ่านวงจรภาคตัดสินใจ (Decision circuit) ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรภาคตัดสินใจจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\tilde{\mathbf{d}} = \text{sgn}(\mathbf{U}^T \cdot \mathbf{y}_p / \Sigma) \quad (4-8)$$

จากรูปที่ 4.2 ได้ทำการแสดงโครงสร้างในการตีเทกบิตกลับคืนมาของเครื่องรับแบบคิออร์รีเลเตอร์



รูปที่ 4.2 การตีเทกบิตของเครื่องรับแบบคิออร์รีเลเตอร์ที่ผ่านการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งแล้ว

4.3.2 การตีเทกบิตของเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด

เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบสนองเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน เนื่องจากเครื่องรับชนิดนี้มีการพิจารณาผลของสัญญาณรบกวนด้วย ดังนั้นกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่ามากเครื่องรับชนิดนี้จึงมีสมรรถนะที่ดีกว่าเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลต ส่วนในกรณีที่กำลังของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยเครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบดีคอร์เรเลต ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$E[|d - Ly|^2] \quad (4-9)$$

จากสมการ (4-9) จะสามารถแปลงเป็นสมการเชิงเส้นดังที่ Moshavi [17] ได้แสดงไว้ดังนี้

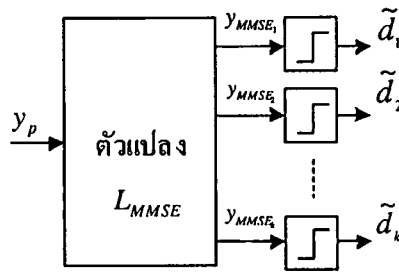
$$\mathbf{L}_{MMSE} = \left(\mathbf{R} + \left(\frac{N_o}{2} \right) \cdot \mathbf{A}^{-2} \right)^{-1} \quad (4-10)$$

$$\mathbf{y}_{MMSE} = \mathbf{L}_{MMSE} \cdot \mathbf{y} \quad (4-11)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุดที่ถูกทำการเข้ารหัสล่วงหน้าแล้วผ่านวงจรภาคตัดสินใจ (Decision circuit) ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรภาคตัดสินใจจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\tilde{d} = \text{sgn} \left(\mathbf{U}^T \left(\left[\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2} \right]^{-1} \right) \mathbf{y}_p / \Sigma \right) \quad (4-12)$$

จากรูปที่ 4.3 ได้ทำการแสดงโครงสร้างในการตีเทกบิตกลับคืนมาของเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุด



รูปที่ 4.3 การตีเทกบิตของเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุดที่ผ่านการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งแล้ว

4.3.3 การตีเทกบิตของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน

เครื่องรับชนิดนี้จะนำสัญญาณที่ผ่านเครื่องรับแบบดั้งเดิมมาทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกรายออกมาก่อน แล้วนำบิตข้อมูลที่ประมาณได้ของผู้ใช้ทุกรายยกเว้นผู้ใช้รายที่สนใจไปใช้ในการหักล้างออกจากสัญญาณรวมเพื่อกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจบิตของผู้ใช้รายที่สนใจซึ่งกล่าวไว้โดย Moshavi [1] โดยที่เครื่องรับชนิดนี้จะทำการหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกรายในระบบออกมาพร้อมๆ กันทุกราย เครื่องรับชนิดนี้จะมีสมรรถนะที่ดีในระบบที่มีการควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ เครื่องรับชนิดนี้สามารถเพิ่มความถูกต้องของการประมาณบิตข้อมูลในขั้นแรก โดยการเปลี่ยนเครื่องรับแบบแมตซ์เป็นเครื่องรับแบบคิออร์รีเลต หรือเครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด ในกรณีโครงสร้างที่เป็นแบบ PIC หลายภาค (multistage PIC) นั้นจะถูกกล่าวไว้โดย Varanasi [17] และโครงสร้างที่เป็นแบบ PIC ภาคเดียวแบบพื้นฐาน (basic one stage PIC) ซึ่งจะถูกกล่าวไว้โดย Kohno [18]-[19] โดยที่สัญญาณที่รับได้สำหรับผู้ใช้อื่นที่สนใจหรือรายที่ k^{th} ที่ภาค PIC (PIC stage) จะสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\tilde{r}_k(t) = r(t) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{s}_j(t) \quad (4-13)$$

เมื่อทำการพิจารณาพจน์ของ $\sum_{j=1, j \neq k}^K \hat{s}_j(t)$ คือบิตข้อมูลที่ประมาณได้ของผู้ใช้ทุกรายยกเว้นผู้ใช้รายที่สนใจไปใช้ในการหักล้างออกจากสัญญาณรวม $r(t)$

เมื่อ $\hat{s}_j(t) = \hat{d}_j a_j c_j(t)$

$\hat{d}_j$ คือบิตที่ถูกตัดสินใจได้ของผู้ใช้รายที่ j ที่ภาคแรกเริ่ม (initial stage) ของ PIC

a_j คือขนาดสัญญาณที่ถูกประมาณได้ของผู้ใช้รายที่ j ที่ภาคแรกเริ่มของ PIC

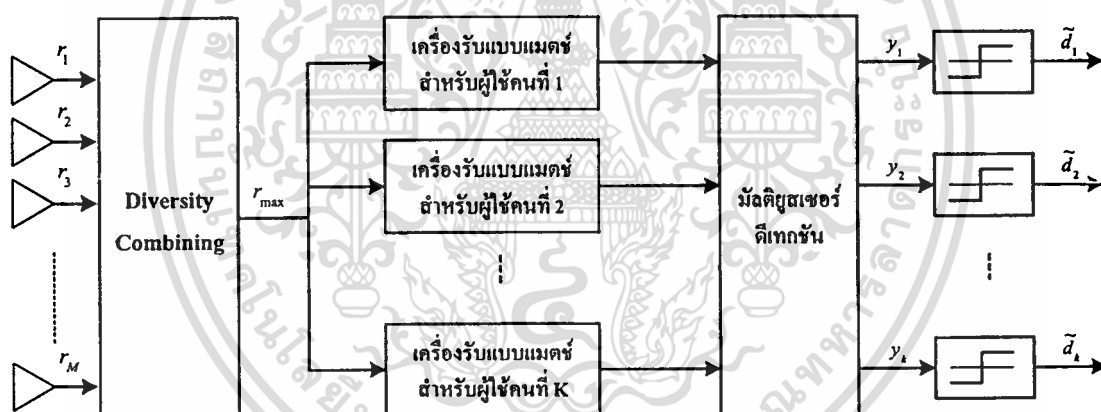
$c_j(t)$ คือรหัสของผู้ใช้รายที่ j ที่ภาคแรกเริ่มของ PIC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังสูงขึ้น ดังนั้นถ้าทำการติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งจะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นจะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้โดยวิธีการนี้สามารถช่วยให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพดีขึ้นได้ถึง 20-30 dB สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้น โดยที่ทางภาคส่งสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องด้วยเลย เมื่อมีการติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่า 2 แห่งแล้วค่าอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนจะดีขึ้นไปอีกโดยที่เมื่อทำการติดตั้งจำนวนของสาขาที่มากขึ้นค่าของอัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนก็จะดีขึ้นไปอีกตามลำดับ แต่ทั้งนี้ควรพิจารณาในเรื่องของค่าใช้จ่ายในการลงทุนเพื่อติดตั้งด้วยว่าเหมาะสมและคุ้มค่ากับคุณภาพของสัญญาณที่ได้รับหรือไม่ ซึ่งเทคนิคการทำไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศโดยอาศัยเทคนิคการรวมสัญญาณที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้คือ

- Selective Combining (SC)
- Equal Gain Combining (EGC)
- Maximum Ratio Combining (MRC)



รูปที่ 4.5 การประยุกต์ใช้ไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศกับเครื่องรับแบบมัลติเพลกเซอร์ดีเทกชัน

จากนั้นเมื่อได้สัญญาณที่ถูกเลือกจากภาครวมสัญญาณแล้วสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายที่รับได้นั้นจะถูกส่งเข้าไปยังเครื่องรับแบบแมตซ์ก่อนที่จะเข้าสู่เครื่องรับแบบมัลติเพลกเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ ดังนี้

- เครื่องรับแบบดีคอร์เรลิต (Decorrelating Detector: DD)
- เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุด (Minimum Mean-Squared Error Detector: MMSE)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (Parallel Interference Cancellation: PIC)

ซึ่งเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ ที่รับเอาสัญญาณที่ผ่านการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งสามารถเรียกได้ดังต่อไปนี้

- เครื่องรับแบบดีคอร์เรเลตที่เข้ารหัสล่วงหน้า (Precoded Decorrelating Detector: PDD)
- เครื่องรับชนิดที่ทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำที่สุดที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้า (Precoded Minimum Mean-Squared Error Detector: PMMSE)
- เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้า (Precoded Parallel Interference Cancellation: PPIC)

4.5 สรุป

การปรับปรุงแก้ไขสมรรถนะของระบบทางด้านความจุของช่องสัญญาณและประสิทธิภาพของระบบการเข้าถึงแบบหลายทางในระบบการสื่อสาร DS-CDMA นั้นต้องคำนึงถึงประสิทธิภาพของระบบต้องสูงขึ้นและมีต้นทุนที่ต่ำลง ดังนั้นจึงต้องทำการเลือกลงทุนในส่วนของการประมวลผลสัญญาณที่มีความซับซ้อนที่เกิดขึ้นที่สถานีฐานมากกว่าสถานีเคลื่อนที่ เมื่อนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งเข้ามาช่วยแล้วนั้นจะมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดจากช่องสัญญาณและการแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าลดลง [4]-[7] โดยการประมาณค่าช่องสัญญาณนั้นสามารถทำได้โดยใช้หลักการของระบบ TDD-CDMA ซึ่งเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งนั้นต้องอาศัยหลักการของ SVD มากระทำกับช่องสัญญาณเพื่อทำการแยกย่อยช่องสัญญาณ ซึ่งช่องสัญญาณที่ใช้มีการจางหายแบบเรขาคณิตและพิจารณาในระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัส จากนั้นได้ทำการประยุกต์ใช้เทคนิคโคเวอร์ซิตีที่สายอากาศร่วมกับมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของระบบดีขึ้น ซึ่งจุดประสงค์ของงานวิจัยนี้จะเป็นการเปรียบเทียบกันระหว่างเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแต่ละชนิดที่ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง รวมถึงการประยุกต์ใช้เทคนิคโคเวอร์ซิตีที่สายอากาศ เพื่อนำผลการจำลองที่ได้ไปพิจารณาประสิทธิภาพของระบบที่ผู้ออกแบบระบบต้องการ ซึ่งอาจจะเกี่ยวข้องกับการคำนวณต้นทุนที่ใช้ด้วยเพราะเครื่องรับแต่ละประเภทมีความซับซ้อนที่แตกต่างกันซึ่งนั่นหมายถึงต้นทุนในการสร้างเครื่องรับ อีกทั้งเทคนิคโคเวอร์ซิตีที่สายอากาศแต่ละแบบก็มีความแตกต่างกันทางด้านการใช้เทคนิคในการรวมสัญญาณด้วย ซึ่งแต่ละประเภทของเทคนิคการรวมสัญญาณก็มีความซับซ้อนที่แตกต่างกันซึ่งนั่นหมายถึงต้นทุนในการสร้างแตกต่างกันออกไปเช่นกัน

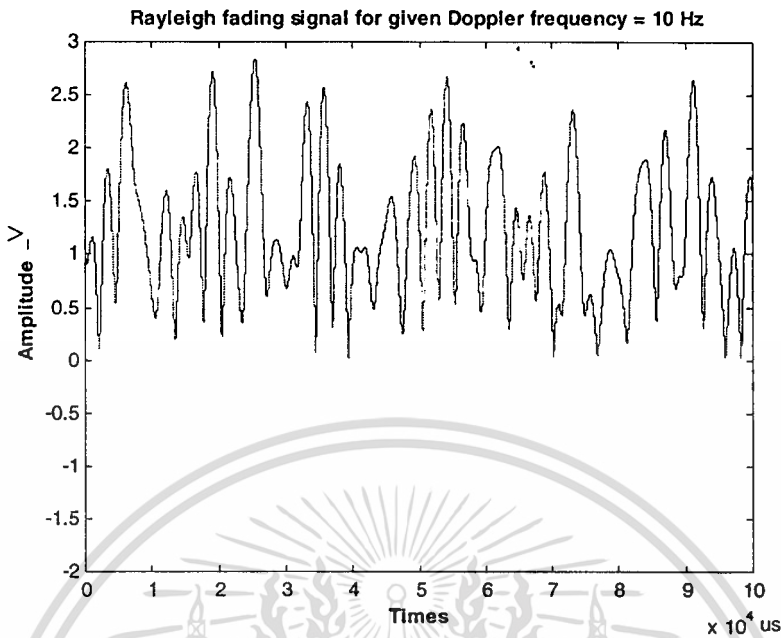
บทที่ 5

ผลการจำลองและวิเคราะห์

บทนี้จะกล่าวถึงผลการวิจัยและการวิเคราะห์สมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิติที่สายอากาศทำงานร่วมกับเครื่องรับ DS-CDMA แบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ ที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง โดยแบ่งเนื้อหาเป็น 5 หัวข้อ ซึ่งหัวข้อแรกมีเนื้อหาเกี่ยวกับวิธีการจำลองระบบ หัวข้อที่สองแสดงอัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป หัวข้อที่สามแสดงผลกระทบต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น หัวข้อที่สี่แสดงผลกระทบต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อความถี่คอปเพลอร์เพิ่มขึ้น และหัวข้อสุดท้ายแสดงอัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เมื่อใช้เทคนิคไคเวอร์ซิติ สำหรับเครื่องรับที่ถูกนำมาเปรียบสมรรถนะกับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งและประยุกต์ใช้งานร่วมกับการทำไคเวอร์ซิติที่สายอากาศในระบบ DS-CDMA คือ เครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบคิออร์รีเลต เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดต่ำสุดและเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานในกรณีที่ระบบไม่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง โดยเครื่องรับที่พิจารณาทั้งหมดนี้เป็นเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันในระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัสแบบอัตราเดียวและรับสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี

5.1 วิธีการจำลองระบบ

พิจารณาระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัสที่มีผู้ใช้ทั้งหมด 5 ราย โดยผู้ใช้แต่ละรายทำการส่งสัญญาณข้อมูลเป็นจำนวน 10^5 บิต ทำการมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) และถูกส่งออกไปผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี ซึ่งค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนนั้นจะถูกใช้ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการแจกแจงแบบเรย์ลี ผลของการจำลองนั้นจะถูกนำเสนอในรูปแบบของค่าเฉลี่ยของอัตราบิตที่ผิดพลาด (average bit error rate) ซึ่งช่องสัญญาณจะถูกกำหนดให้มีความถี่คอปเพลอร์ให้มีค่าเท่ากับ 10 Hz โดยสัญญาณที่ถูกรับได้ที่เครื่องรับจะมีลักษณะดังรูปที่ 5.1 และได้แสดงรายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบไว้ในตารางที่ 5.1



รูปที่ 5.1 สัญญาณที่ถูกรับได้ที่เครื่องรับ เมื่อผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลีและมีการเลื่อนของความถี่ดอปเพลอร์เท่ากับ 10 Hz

ตารางที่ 5.1 รายละเอียดของค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ

ค่าพารามิเตอร์	สัญลักษณ์	ค่าที่ใช้
User	k	5 User
Data Bit	T	10,000 Bit
Signal-to-Noise Ratio (SNR)	SNR	0 – 20 dB
Code Length	N	32 Chip
Channel error scaling factor	SF	2
Doppler Frequency	f_d	10 Hz
Sampling Frequency	f_s	1,000 Hz

สำหรับเครื่องรับที่ถูกนำมาเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่อาศัยเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งในระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัสคือ เครื่องรับแบบแมตช์ ซึ่งรหัสแผ่นที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสตั้งฉากแบบ Hadamard โดยมีความยาวของรหัสแผ่นเท่ากับ 32 ชิป เพื่อแบ่งแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายออกมาจากสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ

5.2 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป

หัวข้อนี้เป็นผลจากการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยพิจารณาในระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี ซึ่งมีผู้ใช้ในระบบทั้งหมด 5 ราย โดยผู้ใช้แต่ละรายใช้อัตราการส่งบิตข้อมูลเท่ากันหมด โดยจะทำการพิจารณาแยกเป็น 2 กรณี คือ

- กรณีควบคุมกำลังกำลังแบบสมบูรณ์ (Perfect Power Control) ซึ่งเป็นกรณีระบบมีการควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ทำให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกรายมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่เท่ากันหมด
- กรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ (Imperfect Power Control) เป็นกรณีที่ระบบมีการควบคุมกำลังไม่เข้มงวดจึงทำให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายมาถึงเครื่องรับด้วยขนาดของสัญญาณที่ต่างกันหรือเป็นกรณีที่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนั่นเอง

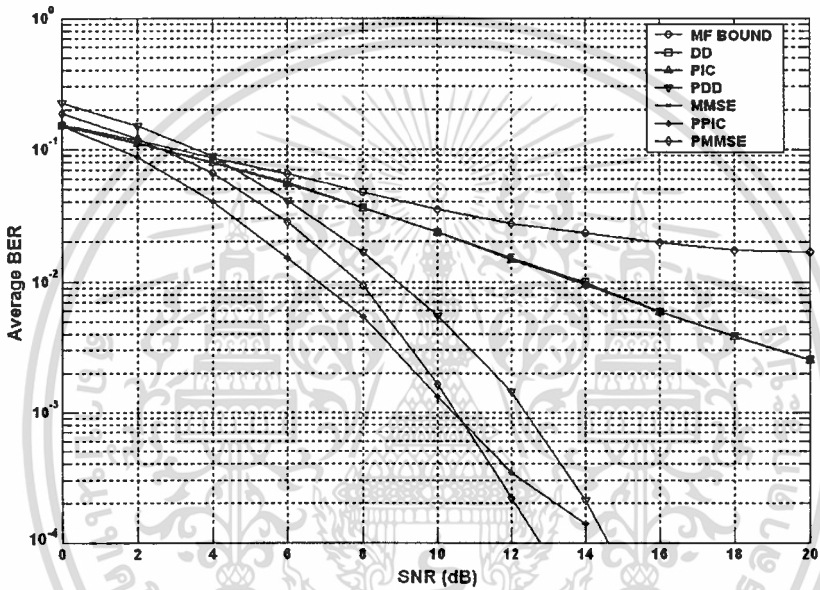
5.2.1 กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์

ในกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายของสัญญาณแบบเรย์ลีและมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ โดยกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกรายในระบบมีขนาดเท่ากันหมด รูปที่ 5.2 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกรายในระบบ เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเปลี่ยนไป โดยทำการเปรียบเทียบผลของเครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบคิกอร์รีเลต เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน และเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าซึ่งเครื่องส่งที่ได้เสนอในวิทยานิพนธ์นี้

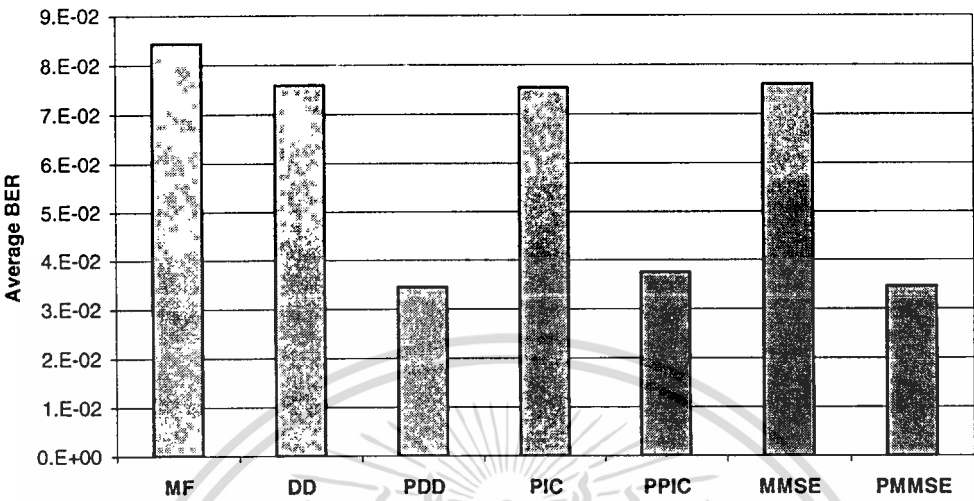
จากรูป 5.2 พบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำๆ เครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ และเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำๆ นั้นปัญหาของสัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ดังนั้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นด้วยเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จึงไม่ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นมากนัก ซึ่งในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำๆ นั้นเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด เมื่อทำการพิจารณาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น พบว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมเนื่องจากในกรณีนี้สัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น การกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จึงส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีแนวโน้มดีขึ้นเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น

นอกจากนี้ยังพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงๆ นั้นเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งจะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด เนื่องจากเมื่อนำการแยกย่อยช่องสัญญาณมาใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณแล้วนำมาหักล้างกับสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับนั้นจะนำไปสู่การลดค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่นได้ดีขึ้น

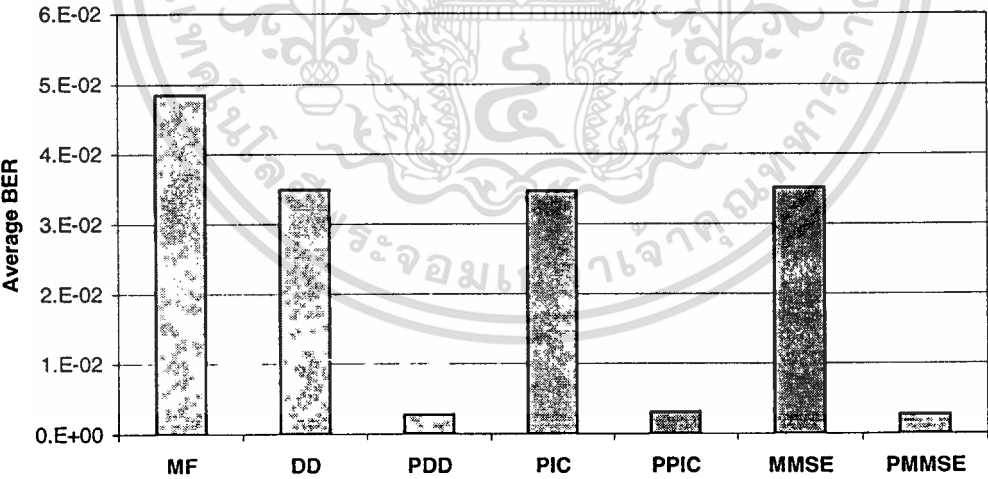
จากรูปที่ 5.3 - 5.5 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 4 dB, 8 dB และ 12 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ ตามลำดับ



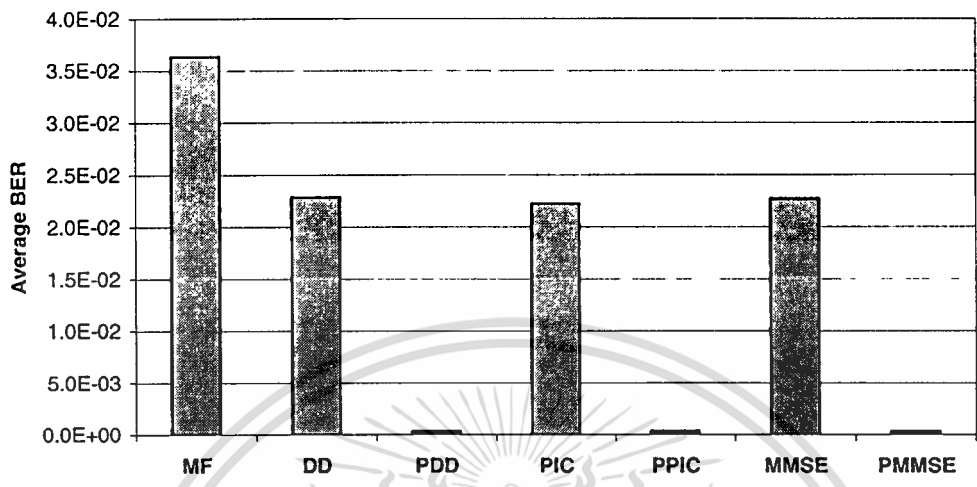
รูปที่ 5.2 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์



รูปที่ 5.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 4 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์



รูปที่ 5.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 8 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์



รูปที่ 5.5 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 12 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์

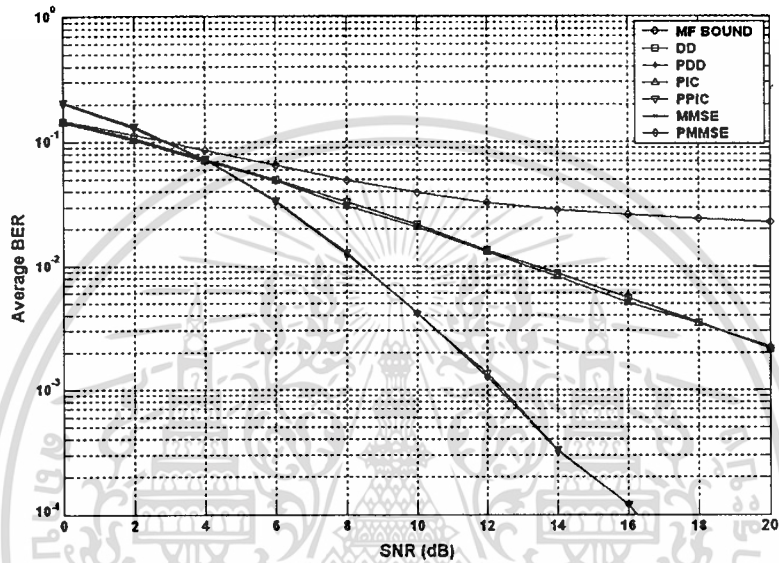
5.2.2 กรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์หรือความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

พิจารณาสมรรถนะของระบบในกรณีที่ควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ โดยกำหนดให้ผู้ใช้แต่ละรายได้รับสัญญาณรบกวนเท่าๆกัน และค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกรายเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้รายที่มีกำลังสูงสุด (รายแรก) เปลี่ยนไปสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ โดยให้สัญญาณที่มาถึงที่เครื่องรับของผู้ใช้รายแรกจนถึงผู้ใช้รายที่ 5 มีขนาดเป็น 1, 0.8, 0.6, 0.4 และ 0.2 ตามลำดับ

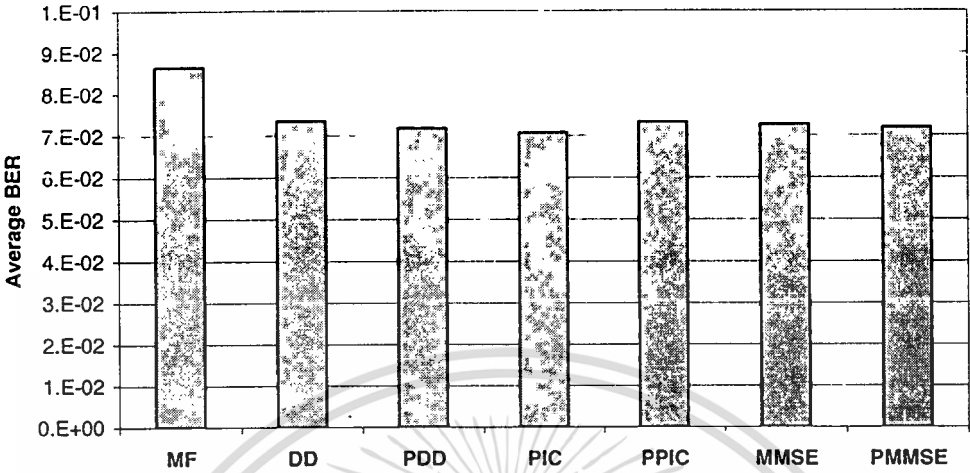
เมื่อพิจารณาตามรูปที่ 5.6 ซึ่งโดยรวมแล้วพบว่าเครื่องรับแบบแมตซ์มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุดในการควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ เนื่องจากไม่มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ส่วนค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ตลอดทั้งช่วง เนื่องจากเป็นเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ที่มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นด้วย เมื่ออัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าไม่สูงมากนักเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ เนื่องจากเมื่อนำการแยกย่อยของสัญญาณมาใช้ในการประมาณค่าช่องสัญญาณแล้วนำมาหักล้างกับสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับนั้น

จะนำไปสู่การลดค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่นและความทนทานต่อปรากฏการณ์ไกล-ไกลได้ดีขึ้น

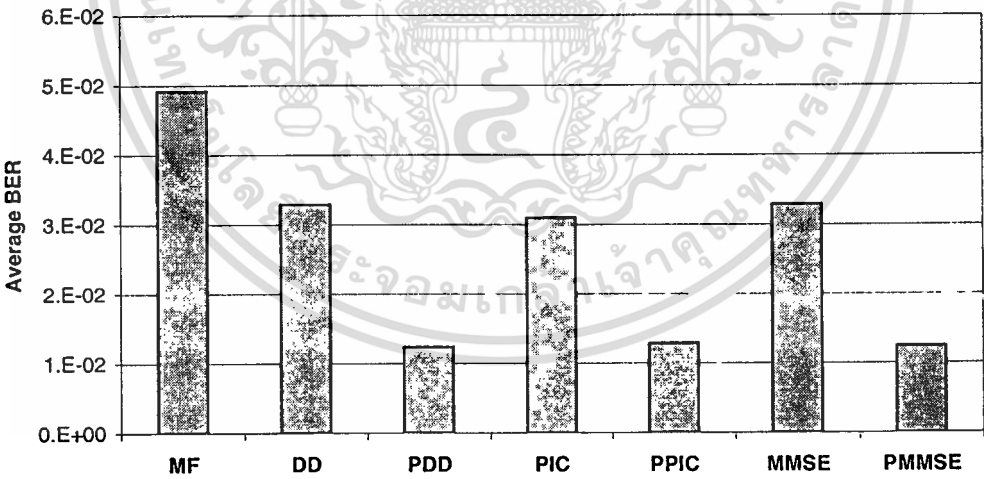
จากรูปที่ 5.7 - 5.9 แสดงอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 4 dB, 8 dB และ 12 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ ตามลำดับ



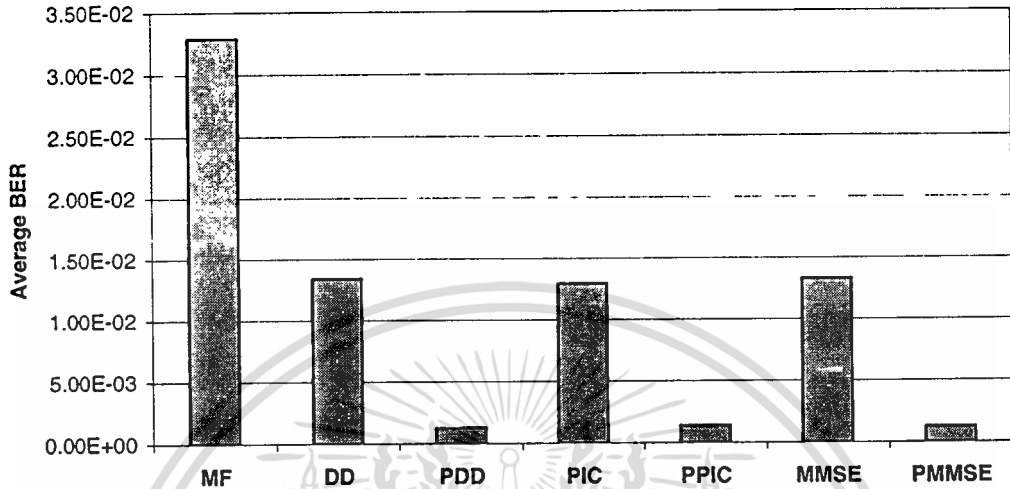
รูปที่ 5.6 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 5.7 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 4 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์



รูปที่ 5.8 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 8 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์



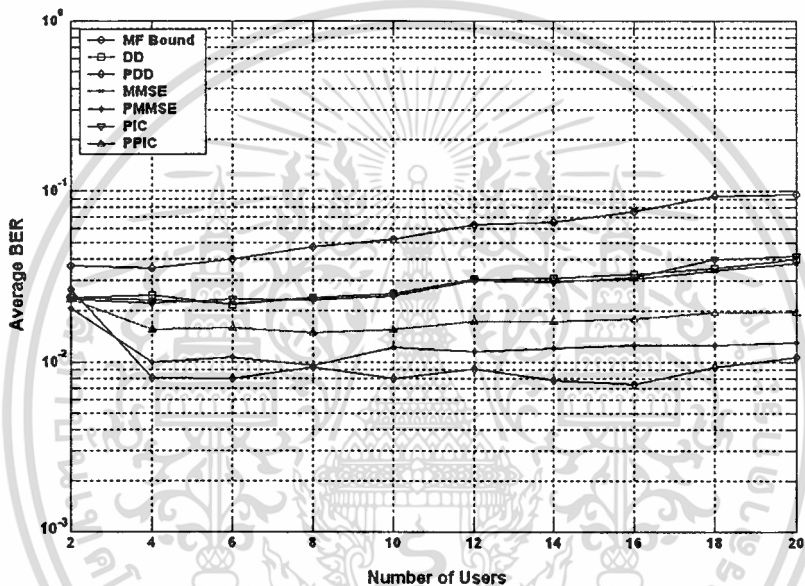
รูปที่ 5.9 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเท่ากับ 12 dB ในกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์

5.3 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาเกี่ยวกับสมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าสำหรับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันในระบบ DS-SS-CDMA เพื่อพิจารณาผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดของระบบเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น โดยจะพิจารณาเฉพาะกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดของเครื่องรับเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นเท่านั้น

รูปที่ 5.10 เป็นกราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้น และผู้ใช้ทุกรายในระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากันหมด พบว่าเมื่อจำนวนสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมารบกวนเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกรายในระบบในเครื่องรับทุกชนิดจะสูงขึ้น โดยเฉพาะเครื่องรับแบบแมตซ์ที่มีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นในสัดส่วนที่สูงขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ชัดเจนในรูปที่ 5.10 เนื่องจากเครื่องรับแบบแมตซ์ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นที่มารบกวนแต่จะมองเป็นสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อจำนวนผู้ใช้รายอื่นมากขึ้น จึงทำให้สมรรถนะของเครื่องรับแบบแมตซ์ด้อยลงโดยจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ส่วนเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์นั้น ถึงแม้

จะมีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นแต่ค่าอัตราความผิดพลาดบิตก็ยังคงเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้น ที่เป็นเช่นนี้มีสาเหตุมาจากข้อจำกัดของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นได้หมด และพบว่าเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งให้สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ



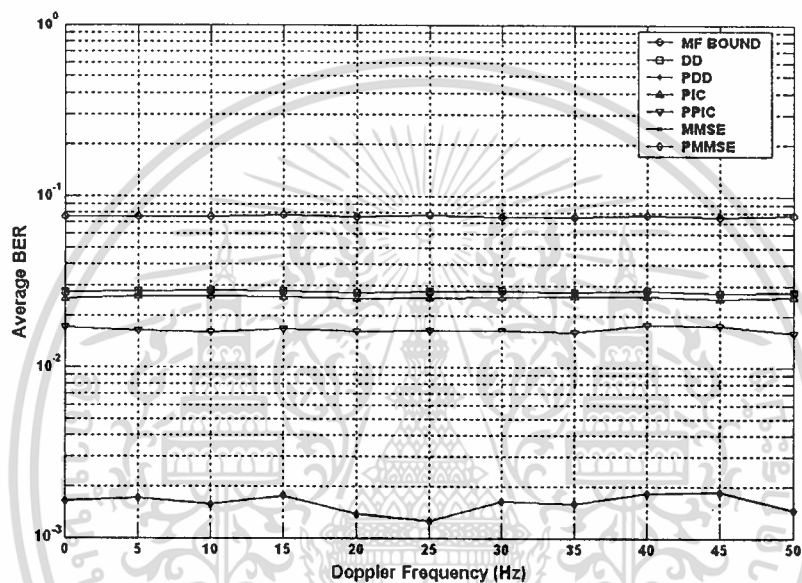
รูปที่ 5.10 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น ในกรณีควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

5.4 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น

สำหรับผลการจำลองในหัวข้อนี้ เป็นการพิจารณาเกี่ยวกับสมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งในเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันในระบบ DS-SS-CDMA เพื่อพิจารณาผลกระทบที่มีต่อสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของระบบเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น โดยจะพิจารณาเฉพาะกรณีควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์เพื่อวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้นเท่านั้น

รูปที่ 5.11 เป็นกราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น และผู้ใช้ทุกรายในระบบมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากันหมดจากผลที่ได้

พบว่าเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ทุกรายในระบบในเครื่องรับทุกชนิดจะสูงขึ้นเล็กน้อย เนื่องจากเมื่อมีการเลื่อนของความถี่แล้วมีผลทำให้การรับสัญญาณผิดพลาดโดยรับได้ไม่ตรงกับความถี่ที่ถูกกำหนดไว้ ดังนั้นจึงเป็นผลให้การกู้สัญญาณกลับมาจึงมีความถูกต้องน้อยลงซึ่งจะสังเกตได้ในรูปที่ 5.11 อย่างไรก็ตามเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งนั้นจะให้สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ และเครื่องรับแบบแมตซ์



รูปที่ 5.11 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น ในกรณีควบคุมกำลังส่งแบบสมบูรณ์

5.5 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป กรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เมื่อใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตี

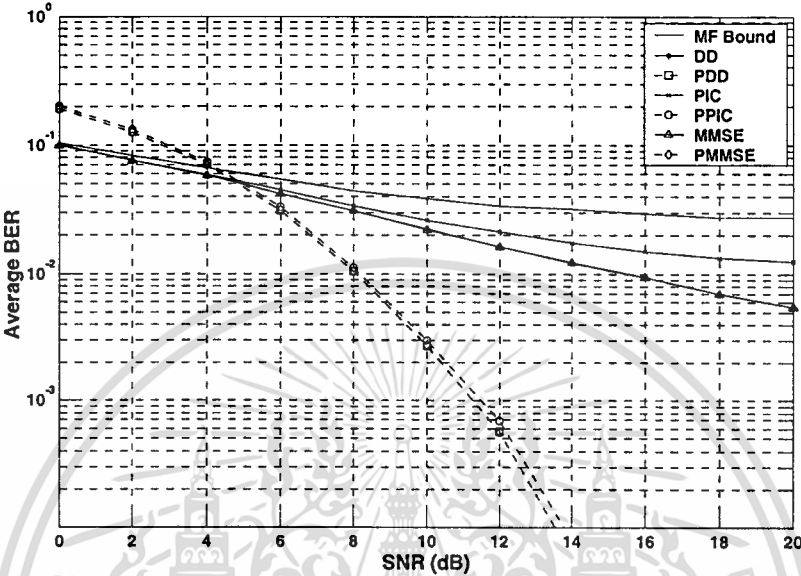
ในหัวข้อนี้จะพิจารณาเกี่ยวกับสมรรถนะที่ได้จากการประยุกต์ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีที่สาขาอากาศทำงานร่วมกับเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง โดยเป็นผลจากการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป โดยพิจารณาระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัสสำหรับช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี โดยมีผู้ใช้ทั้งหมด 5 รายและมีการควบคุมกำลังที่สมบูรณ์ โดยกำหนดให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบมีขนาดเท่ากันหมด

6.5.1 กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Selective Combining

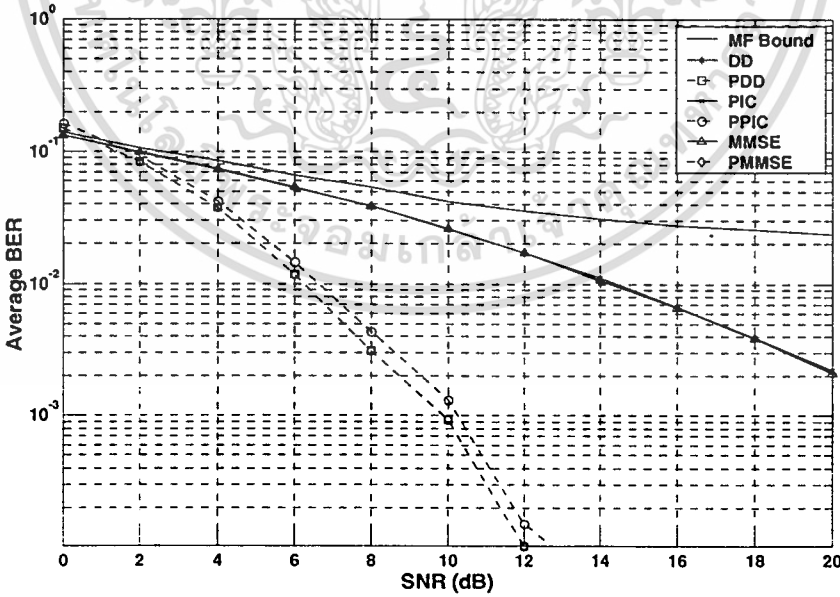
สำหรับผลการจำลองในหัวข้อนี้ เป็นการพิจารณาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งโดยใช้งานร่วมกับเทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Selective Combining ซึ่งระบบจะเลือกรับสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนสูงที่สุด ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดจุดรับสัญญาณหรือจำนวนสายอากาศภากรับทั้งหมดเป็น 2 กรณีคือ กรณีติดตั้งสายอากาศที่ภากรับจำนวน 2 สาขา และกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภากรับจำนวน 4 สาขา

พิจารณาทางด้านสมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภากรับจำนวน 2 สาขา และ 4 สาขา โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปเมื่อใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Selective Combining ดังแสดงในรูปที่ 5.12 และรูปที่ 5.13 ตามลำดับพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำๆ เครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ และเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน ทั้งนี้เนื่องจากในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนต่ำๆ นั้นปัญหาของสัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตมากกว่าปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น ดังนั้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่นด้วยเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จึงไม่ส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นมากนัก เมื่อทำการพิจารณาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น พบว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมเนื่องจากในกรณีนี้สัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น การกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่นของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จึงส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีแนวโน้มดีขึ้นเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงนั้น เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งจะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด และยังพบอีกว่าสมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Selective Combining ตามรูปที่ 5.12 และรูปที่ 5.13 นั้นดีกว่าเครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคดังกล่าวซึ่งเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.2 โดยที่สมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภากรับจำนวน 2 สาขาดังรูปที่ 5.12 นั้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ที่ดีกว่ากรณีที่เครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคโคเวอร์ซีตี โดยมีอัตราขยายของโคเวอร์ซีตีประมาณ 1-2 dB และสมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภากรับจำนวน 4 สาขาดังรูปที่ 5.13 นั้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของ

เครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ดีกว่ากรณีที่เครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคโคเวอร์จิสต์ โดยมี อัตราขยายของโคเวอร์จิสต์ประมาณ 2-3 dB



รูปที่ 5.12 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์-
จิสต์แบบ Selective Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 2 สาขา



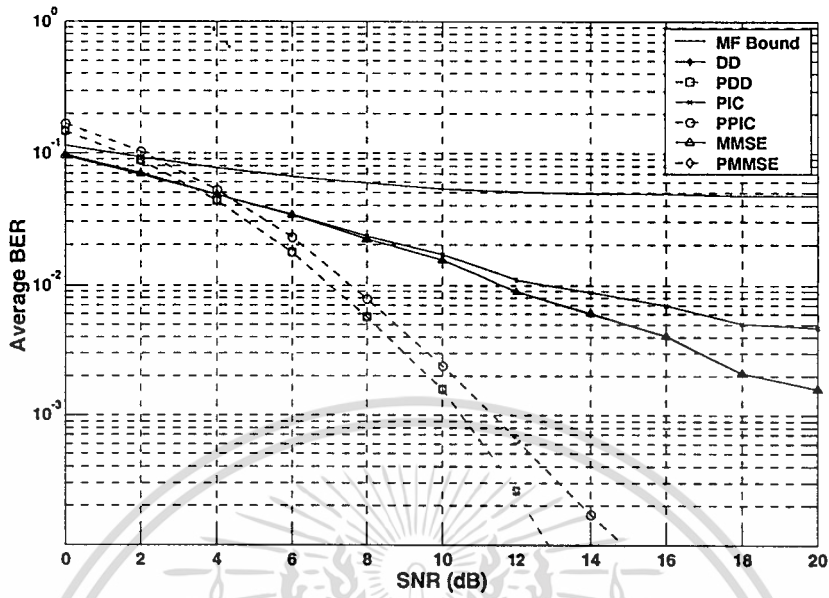
รูปที่ 5.13 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์-
จิสต์แบบ Selective Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 4 สาขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

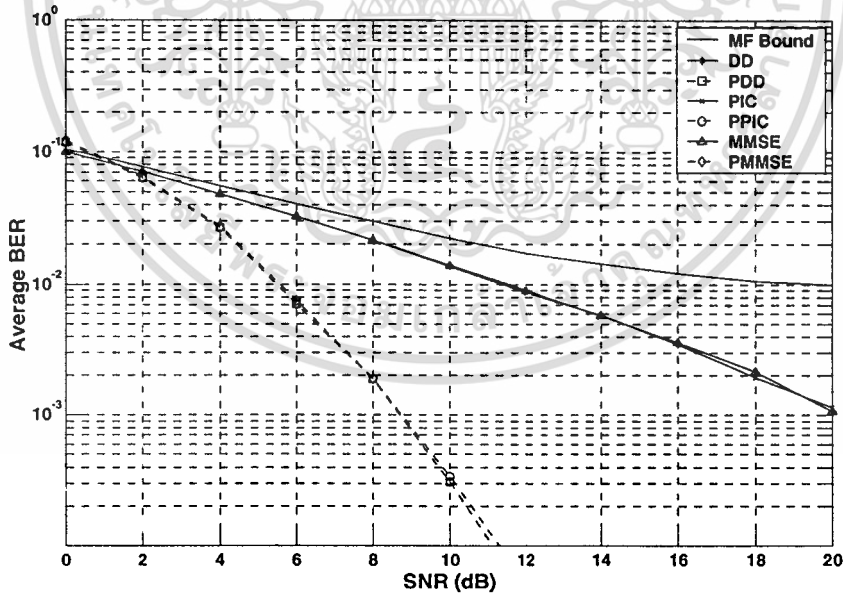
5.5.2 กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Equal Gain Combining (EGC)

สำหรับผลการจำลองในหัวข้อนี้ เป็นการพิจารณาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งโดยใช้งานร่วมกับเทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Equal Gain Combining ซึ่งระบบจะเลือกรับสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าเฟสของสัญญาณที่ตรงกันและทำการถ่วงค่าน้ำหนักที่เท่ากันก่อนทำการรวมสัญญาณ ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดจุดรับสัญญาณหรือจำนวนสายอากาศภาครับทั้งหมดเป็น 2 กรณีคือ กรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขา และกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 4 สาขา

พิจารณาทางด้านสมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขา และ 4 สาขา โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปเมื่อใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Equal Gain Combining ดังแสดงในรูปที่ 5.14 และรูปที่ 5.15 ตามลำดับ เมื่อทำการพิจารณาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น พบว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม เนื่องจากในกรณีนี้สัญญาณรบกวนจะมีผลต่ออัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น การกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จึงส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีแนวโน้มดีขึ้นเมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงนั้น เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด และยังพบว่าสมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Equal Gain Combining ตามรูปที่ 5.14 และ รูปที่ 5.15 นั้นดีกว่าเครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคดังกล่าวซึ่งเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.2 โดยที่สมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขาดังรูปที่ 5.14 นั้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ที่ดีกว่ากรณีที่เครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตี โดยมีอัตราขยายของไคเวอร์ซิตีประมาณ 2 dB และสมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 4 สาขาดังรูปที่ 5.15 นั้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์ที่ดีกว่ากรณีที่เครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตี โดยมีอัตราขยายของไคเวอร์ซิตีประมาณ 3 dB



รูปที่ 5.14 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์-ซิติแบบ Equal Gain Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 2 สาขา

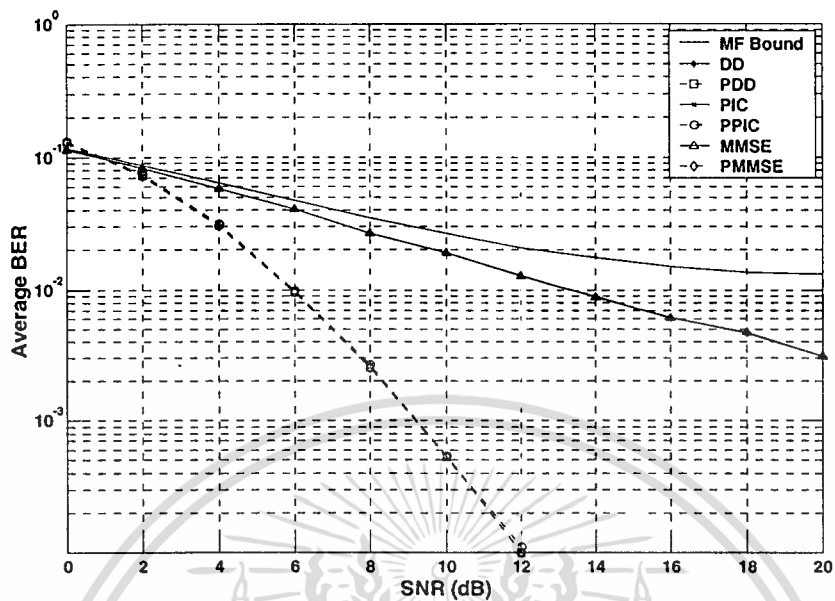


รูปที่ 5.15 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์-ซิติแบบ Equal Gain Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 4 สาขา

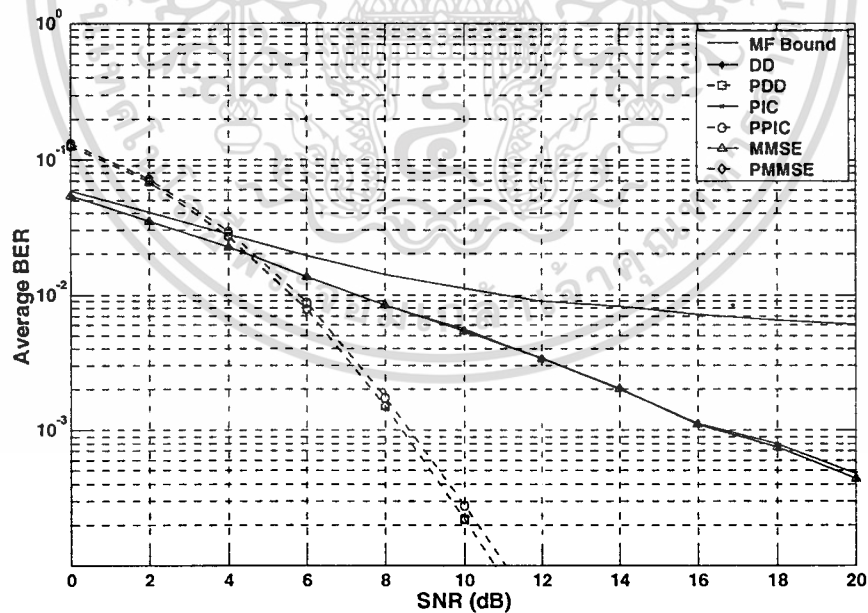
5.5.3 กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Maximum Ratio Combining (MRC)

สำหรับผลการจำลองในหัวข้อนี้ เป็นการพิจารณาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งโดยใช้งานร่วมกับเทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Maximum Ratio Combining ซึ่งระบบจะเลือกรับสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าเฟสของสัญญาณที่ตรงกันและทำการถ่วงค่าน้ำหนักโดยค่าถ่วงน้ำหนักจะหาได้จากค่าสัมประสิทธิ์จากการจางหายแบบเรย์ลีก่อนที่จะทำการรวมสัญญาณ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดจุดรับสัญญาณหรือจำนวนสายอากาศภาครับทั้งหมดเป็น 2 กรณีคือ กรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขา และ กรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 4 สาขา

พิจารณาทางด้านสมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขา และ 4 สาขา โดยค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนแปลงไปเมื่อใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Maximum Ratio Combining ดังแสดงในรูปที่ 5.16 และรูปที่ 5.17 ตามลำดับ เมื่อทำการพิจารณาค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น พบว่าเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม เนื่องจากในกรณีนี้สัญญาณรบกวนจะมีผลต่อค่าอัตราความผิดพลาดบิตน้อยกว่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ร้ายอื่น การกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ร้ายอื่นของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์จึงส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีแนวโน้มดีขึ้นเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น นอกจากนี้ยังพบว่าในกรณีที่อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงนั้น เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตดีที่สุด และยังพบว่าสมรรถนะโดยรวมของเครื่องรับที่ใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ Maximum Ratio Combining ตามรูปที่ 5.16 และ รูปที่ 5.17 นั้นดีกว่าเครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคดังกล่าวซึ่งเปรียบเทียบกับรูปที่ 5.2 โดยที่สมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขาดังรูปที่ 5.16 นั้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์ที่ดีกว่ากรณีที่เครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิติ โดยมีอัตราขยายของไคเวอร์ซิติประมาณ 3 dB และสมรรถนะของเครื่องรับกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 4 สาขาดังรูปที่ 5.17 นั้นจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของเครื่องรับที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์ที่ดีกว่ากรณีที่เครื่องรับที่ไม่มีการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิติ โดยมีอัตราขยายของไคเวอร์ซิติประมาณ 4 dB



รูปที่ 5.16 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์-ซิติแบบ Maximum Ratio Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 2 สาขา



รูปที่ 5.17 อัตราความผิดพลาดบิตเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป เมื่อใช้โคเวอร์-ซิติแบบ Maximum Ratio Combining กรณีติดตั้งสายอากาศที่ด้านรับจำนวน 4 สาขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 สรุปผลการจำลอง

หัวข้อนี้เป็นการสรุปข้อดีและข้อเสียของเครื่องรับที่เสนอขึ้นและเครื่องรับที่นำมาเปรียบเทียบกับในระบบ DS-CDMA แบบซิงโครนัส สำหรับช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลี

- พิจารณาอัตราความผิดพลาดบิต เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ ปรากฏว่าที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าต่ำเครื่องรับแบบแมตซ์ เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ และเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้า เครื่องส่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตใกล้เคียงกัน เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงขึ้น เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด รองลงมาคือเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ และเครื่องรับแบบแมตซ์ ตามลำดับ

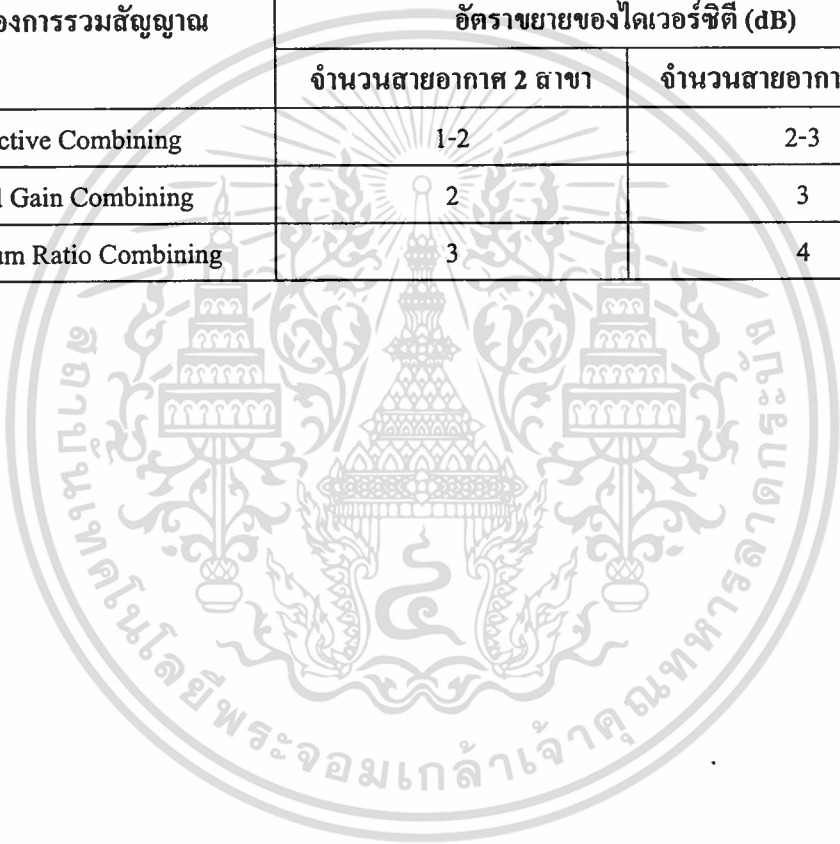
สำหรับกรณีควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์นั้น พบว่าเครื่องรับแบบแมตซ์มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตแย่ที่สุด เนื่องจากการไม่มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น ส่วนค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ มีสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ตลอดทั้งช่วง เนื่องจากเป็นเครื่องแบบมัลติยูสเซอร์ที่มีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่นด้วย เมื่ออัตราสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าไม่สูงมากนัก เครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งจะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำที่สุด

- พิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใ้เพิ่มขึ้น ปรากฏว่าเครื่องรับทุกชนิดมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนผู้ใ้รายอื่นที่มาแทรกสอดเพิ่มขึ้น อย่างไรก็ตามค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่เสนอขึ้นก็ยังคงต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น
- พิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น ปรากฏว่าเมื่อมีเมื่อความถี่ดอปเพลอร์เพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใ้ทุกรายในระบบในเครื่องรับทุกชนิดจะสูงเพิ่มขึ้นน้อยมาก อย่างไรก็ตามค่าอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่เสนอขึ้นก็ยังคงต่ำกว่าเครื่องรับชนิดอื่น
- เมื่อพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่เสนอขึ้น โดยที่สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอขึ้นกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาหรับจำนวน 4 สาขา จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยดีที่สุด

รองลงมาคือ เครื่องรับที่เสนอขึ้นกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขา และเครื่องรับที่เสนอขึ้นที่ไม่มีการใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี ซึ่งชนิดของเทคนิคการรวมสัญญาณที่ทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีที่สุดคือ Maximum Ratio Combining รองลงมาคือ Equal Gain Combining และ Selective Combining ตามลำดับ โดยมีอัตราขยายของไดเวอร์ซิตีดังแสดงในตารางที่ 5.2

ตารางที่ 5.2 แสดงค่าอัตราขยายของไดเวอร์ซิตีของการรวมสัญญาณแต่ละชนิดเมื่อใช้งานร่วมกับเครื่องรับที่เสนอขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับที่เสนอขึ้นที่ไม่มีการใช้เทคนิคไดเวอร์ซิตี

ชนิดของการรวมสัญญาณ	อัตราขยายของไดเวอร์ซิตี (dB)	
	จำนวนสายอากาศ 2 สาขา	จำนวนสายอากาศ 4 สาขา
Selective Combining	1-2	2-3
Equal Gain Combining	2	3
Maximum Ratio Combining	3	4



บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการประยุกต์ใช้งานร่วมกันระหว่างมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและการทำไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศ ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้อื่นและเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรกต์ซีแควนซ์ และได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง โดยอาศัยหลักการของการแยกย่อยช่องสัญญาณ สำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ ในการประมาณค่าผิดพลาดช่องสัญญาณและนำมาหักล้างเพื่อลดค่าอัตราความผิดพลาดบิต ซึ่งเป็นการแก้ไขคุณภาพของสัญญาณที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณมาให้อุดมคติขึ้นรวมถึงลดค่า MAI ที่เกิดขึ้นในระบบด้วย ซึ่งได้ทำการจำลองแบบช่องสัญญาณที่เกิดการจางหายแบบเรย์ลีที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับช่องสัญญาณที่ใช้งานอยู่จริงโดยมีการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศโดยอาศัยเทคนิคการรวมสัญญาณแบบต่างๆ ที่สถานีฐาน ซึ่งคุณสมบัติของไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศจะสามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น ซึ่งจะอาศัยสายอากาศรับหลายชุดที่มีระยะห่างที่เหมาะสมซึ่งจะสามารถแก้ไขการจางหายของสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นในการส่งสัญญาณในข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น ซึ่งเทคนิคการรวมสัญญาณมีอยู่หลายวิธีด้วยกันคือ Selection Combining, Equal Gain Combining (EGC) และ Maximal Ratio Combining (MRC) และอื่นๆ เมื่อนำเทคนิคของไคเวอร์ซิตีเข้ามาทำงานร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแล้วจะทำให้ประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA โดยรวมนั้นดีขึ้นที่สูงสุดประมาณ 4 dB กรณีใช้เทคนิคการรวมสัญญาณแบบ MRC ซึ่งจะเห็นว่าสาเหตุที่ทำให้อัตราขยายของไคเวอร์ซิตีทำได้ไม่สูงมากนักเพราะโดยปกติจะสามารถขยายได้ประมาณ 10 – 20 dB เนื่องจากอัตราความผิดพลาดของสัญญาณโดยรวมนั้นดีขึ้นมากเมื่อเครื่องรับมีใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่ด้านส่ง จึงส่งผลให้การใช้ไคเวอร์ซิตีจึงไม่ส่งผลกระทบมากเท่าที่ควร

ในการวิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA โดยใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้น้อยรายเพื่อช่วยลดการรบกวนจาก MAI ซึ่งการพิจารณาที่เครื่องรับแบบเดิมนั้นไม่ได้คำนึงถึงผลการจางหายของสัญญาณในช่องสัญญาณขาขึ้นซึ่งมีผลโดยตรงต่อสัญญาณที่รับได้ก่อนที่จะส่งผ่านเข้าไปยังมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะได้พิจารณาทำการวิเคราะห์เปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับกรณีที่มีการทำไคเวอร์ซิตีที่สายอากาศกับกรณีที่ไม่มีการทำไคเวอร์ซิตี นอกจากนี้ยังจะได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ เทียบกับวิธีการทำไคเวอร์ซิตีแบบต่างๆ อีกด้วย ซึ่งผลจากการศึกษาและวิเคราะห์จะนำเสนอในรูปแบบของสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกล สมรรถนะของอัตรา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น และสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่คอปเพลอร์เพิ่มขึ้น โดยทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับกรณีที่ไม่มีการทำไคเวอร์ซิตี โดยรหัสแผนที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสตั้งฉากแบบ Hadamard โดยมีความยาวของรหัสแผนที่เท่ากับ 32 ชิป เพื่อแบ่งแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายออกมาจากสัญญาณที่รับได้ที่ภาครับ และมีการเลื่อนของความถี่คอปเพลอร์เท่ากับ 10 Hz

จากผลการจำลองพบว่า ในเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งมีค่าสมรรถนะอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด รองลงมาคือ เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์แบบต่างๆ และเครื่องรับแบบแมตซ์ ตามลำดับ เมื่อค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเปลี่ยนไป ทั้งในกรณีของการควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์และการควบคุมกำลังแบบไม่สมบูรณ์ สำหรับความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เครื่องรับที่ได้เสนอนั้นได้ให้สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าเครื่องประเภทอื่นๆ [20]

กรณีเมื่อทำการประยุกต์ใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตีทำงานร่วมกับเครื่องรับที่เสนอนั้น พบว่าเมื่อพิจารณาอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับที่เสนอนั้น โดยที่สมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอนั้น กรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 4 สาขา จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยดีที่สุด รองลงมาคือ เครื่องรับที่เสนอนั้นกรณีติดตั้งสายอากาศที่ภาครับจำนวน 2 สาขา และเครื่องรับที่เสนอนั้นที่ไม่มีการใช้เทคนิคไคเวอร์ซิตี ซึ่งชนิดของเทคนิคการรวมสัญญาณที่ทำให้สมรรถนะโดยรวมของระบบดีที่สุดคือ Maximum Ratio Combining รองลงมาคือ Equal Gain Combining และ Selective Combining ตามลำดับ

6.2 ข้อเสนอแนะ

สำหรับงานที่ควรได้รับการศึกษา หรือพัฒนาต่อไป คือ

- 1) นำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าไปใช้กับเครื่องรับที่ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ ในกรณีช่องสัญญาณอื่นๆ เช่น ในช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งหลายวิธี
- 2) ทำการพัฒนาเครื่องรับนี้ต่อไปในระบบ CDMA แบบหลายอัตรา หมายถึงผู้ใช้แต่ละรายจะส่งด้วยอัตราข้อมูลที่ไม่เท่ากัน
- 3) พัฒนาเครื่องรับนี้เพื่อใช้ในระบบอะซิงโครนัส

เอกสารอ้างอิง

- [1] Shimon Moshavi, "Multi-user Detection for DS-CDMA Communications," IEEE Communications Magazine, pp. 137-149, October 1996.
- [2] Alexandra Duel-Hallen, Jack Holtzman, Zoran Zvonar, "Multiuser Detection for CDMA Systems," IEEE Personal Communications, pp. 151-163, April 1995.
- [3] Sergio Verdu, **Multiuser Detection**, Cambridge University Press, 1998.
- [4] B. R. Vojcic and W. M. Jang, "Transmitter Precoding in Synchronous Multiuser Communication," IEEE Trans. Communications., Vol. 46, No. 10, pp. 1346-1355, 1998.
- [5] M. Brandt-Pearce and A. Dharap, "Transmitter Based Multiuser Interference Rejection for The Down-Link of A Wireless CDMA System in Multi-path Environment," IEEE J. Select. Areas Communication., Vol. 18, No. 3, pp. 407-417, 2000.
- [6] A. Scaglione, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis, "Filterbank Transceivers Optimizing Information Rate in Block Transmission Over Dispersive Channels," IEEE Trans. Information Theory, pp. 1019-1032, April 1999.
- [7] T. F. Wong and T. M. Lok, "Transmitter Adaptation in Multi-code DS-CDMA Systems," IEEE J. Select. Area Communications., Vol. 19, pp. 69-82, 2001.
- [8] S. Wang, J. Caffery, Jr., and H. Shen, "Linear multi-user Precoding for Synchronous CDMA," IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2003.
- [9] D. J. Hartfiel, **Matrix theory and applications with MATLAB**, CRC Press, 2001.
- [10] T. S. Rappaport, **Wireless Communications**, Prentice Hall, Inc., 1996.
- [11] บัณฑิต ไรจน์อารยานนท์, **หลักการไฟฟ้าสื่อสาร**, สำนักพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2540.
- [12] E. H. Dinan, and B. Jabbari, "Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks," IEEE Communication Magazine., Vol. 36, No. 9, pp. 48-54, September 1998.
- [13] R. Lupus, and S. Verdu. "Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels," IEEE Transaction on Communications., Vol. 38, No. 4, pp. 496-508, April 1990.
- [14] D. S. Chen, and S. Roy, "An Adaptive Multiuser Receiver for CDMA System," IEEE Journal on Selected Areas in Communications., Vol. 12, No. 5, pp. 808-816, June 1994.

- [15] M. Juntti, **Multiuser Demodulation for DS-CDMA Systems in Fading Channel**, Doctoral dissertation, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, Finland, 1998.
- [16] A. Duel-Hallen, "Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channel," IEEE Transactions on Communications, Vol. 41, No.2, pp. 285-290, February 1993.
- [17] M. K. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage Detection in Asynchronous Code-Division Multiple- Access Communications," IEEE Transaction on Communications, Vol. 38, No. 4, pp. 1901-1906, April 1990.
- [18] R. Kohno et al., "Combination of an Adaptive Array Antenna and a Canceller of Interference for Direct-Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access System," IEEE JSAC, Vol. 8, No. 4, pp. 675-682, May 1990.
- [19] R. Kohno et al., "An Adaptive Canceller of Cochannel Interference for Sequence Spread-Spectrum Multiple-Access Communication Networks in a Power Line," IEEE JSAC, Vol. 8, No.4, pp. 691-699, May 1990.
- [20] P. Changsuwan, M. Chamchoy, P. Rawiwan and P. Tantisanon, "Performance of Transmitter Precoding Based-Multiuser Detection for DS-CDMA Communication System," Accept in The 26th Electrical Engineer Conference (EECON-26), November 2003.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

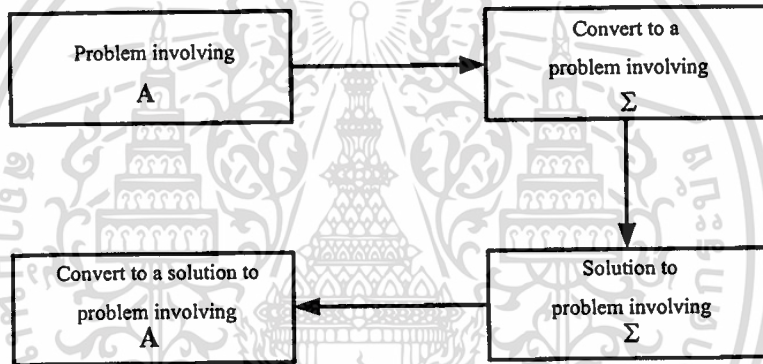
ภาคผนวก ก.

Singular Value Decomposition (SVD)

หัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีของ Singular Value Decomposition เมื่อทำการแยกย่อยเมตริกซ์ A (ถูกเรียกว่า singular value decomposition) ซึ่งแสดงได้คือ

$$A = U \Sigma V^H \quad (ก-1)$$

เมื่อ U และ V คือ unitary matrix และ Σ คือ diagonal matrix ซึ่งวิธีการของการแยกย่อยเมตริกซ์ A นั้นสามารถแสดงได้ตามรูปที่ ก.1



รูปที่ ก.1 วิธีการแยกย่อยเมตริกซ์ A

ต่อไปจะได้กล่าวถึงการทำ singular value decomposition ของเมตริกซ์ A โดยทำการพิจารณาเมตริกซ์ A เป็นเมตริกซ์แบบ nonsingular ซึ่งให้ $A^H A$ เป็นเมตริกซ์ Hermitian โดยใช้ทฤษฎีของ Schur ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$V^H A^H A V = D \quad (ก-2)$$

เมื่อ เมตริกซ์ V คือ เมตริกซ์ unitary โดย $V = [v_1, \dots, v_n]$ ซึ่ง v_i คือค่าในคอลัมน์ที่ i^{th} ของเมตริกซ์ V

เมตริกซ์ D คือ เมตริกซ์ diagonal โดยที่ $D = \text{diag}(\lambda_1, \dots, \lambda_n)$ เมื่อค่า λ_i นั้นคือค่าเฉพาะของเมตริกซ์ $A^H A$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$(AV)^H (AV) = D \quad (ก-3)$$

ในกรณีถ้าสังเกตจากสมการที่ (ก-3) ในการแยกย่อยนั้น ให้ทำการมองให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ x และ เวกเตอร์ y ดังนี้

$$y^H x = (x, y) \quad (ก-4)$$

ดังนั้นจะทราบได้ว่าจากสมการที่ (ก-3) ค่าในคอลัมน์ของเมทริกซ์ AV เป็นค่าตั้งฉาก (orthogonal) ดังนั้นแสดงว่าเมทริกซ์ AV จะต้องคุณลักษณะที่เกือบจะตั้งฉากด้วยเช่นกัน และค่า λ_i เป็นค่ากำลังสองของความยาวของคอลัมน์ที่ i^{th} ของเมทริกซ์ Av_i ดังนั้นค่าความยาวของคอลัมน์ที่ i^{th} ของเมทริกซ์ Av_i คือ $\sqrt{\lambda_i}$ ทั้งนี้จะทำการกำหนดให้ $\sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$ สำหรับค่า i ทั้งหมดและทำการสเกลค่าของคอลัมน์ของเมทริกซ์ AV ซึ่งกำหนดได้เป็น

$$U = \left[\frac{Av_1}{\sigma_1} \dots \frac{Av_n}{\sigma_n} \right] \quad (ก-5)$$

ซึ่งเป็นเมทริกซ์ unitary ดังนั้นจะกำหนดให้

$$\begin{aligned} AV &= [Av_1 \dots Av_n] \\ &= \left[\frac{Av_1}{\sigma_1} \dots \frac{Av_n}{\sigma_n} \right] \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 \\ & \dots & & \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_n \end{bmatrix} \\ &= U \Sigma. \end{aligned} \quad (ก-6)$$

เมื่อ $\Sigma = \text{diag}(\sigma_1 \dots \sigma_n)$ ดังนั้นเราสามารถแยกย่อยเมทริกซ์ A ได้เป็น

$$A = U \Sigma V^H$$

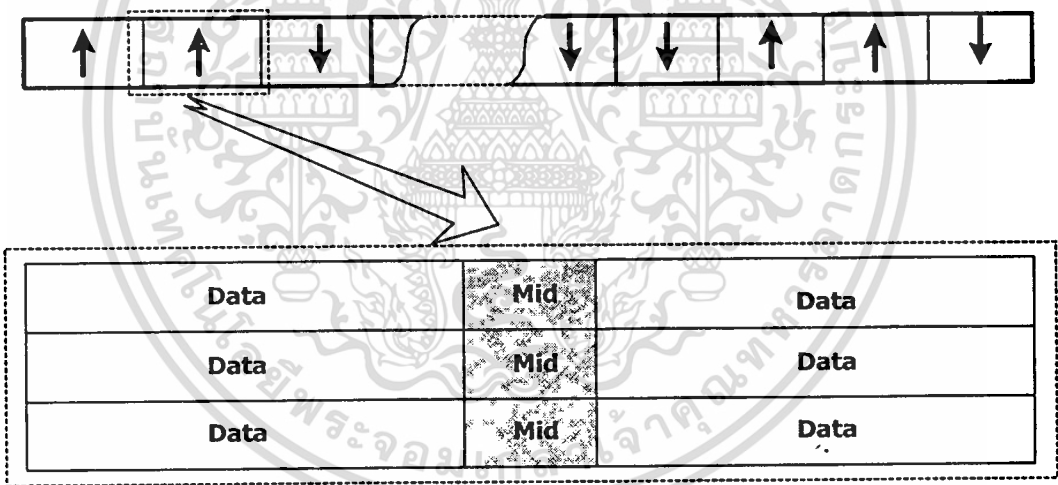
ภาคผนวก ข.

ระบบดูเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา

(Time-Division Duplex system, TDD)

สำหรับระบบการสื่อสารแบบ Direct-sequence WCDMA ระบบ CDMA ที่อาศัยหลายคลื่นพาห์และ EDGE นั้น การ Uplink และ downlink จะแยกจากกันโดยวิธีแบ่งความถี่ (FDD) แต่ถ้าเป็นในโหมดของ TDD (time-division duplex) การ Uplink และ downlink จะแยกจากกันโดยวิธีแบ่งเวลาดังนั้นในโหมด TDD จะมีแถบความถี่เดียวกัน โหมด TDD นี้ประโยชน์อย่างมากเพราะว่าในประเทศเหลือเฉพาะแถบความถี่ที่เป็นแบบ unpaired band เท่านั้น อย่างเช่นประเทศในยุโรป

พารามิเตอร์และคุณสมบัติทางสเปกตรัมของโหมด TDD จะเหมือนกับของโหมด WCDMA FDD การแยกจากกันของ uplink และ downlink ในโดเมนเวลาจำเป็นต้องใช้ระบบการซิงโครไนซ์เข้ามาช่วยจัดการการรับส่งข้อมูล มิฉะนั้นจะเกิดการแทรกสอดกันอย่างรุนแรง



รูปที่ ข.1 วิธีการแบ่งเวลาและการแบ่งรหัสแต่ละช่วงเวลาจะถูกกำหนดทิศทางเป็น uplink หรือ downlink ก็ได้

แต่ละเฟรมของสัญญาณ จะถูกแบ่งออกเป็น 8 ช่วงเวลา แต่ละช่วงเวลาจะมีช่องสัญญาณส่งซ้อนทับกันอยู่เป็นจำนวนมาก แต่ละช่องสัญญาณจะแยกจากกันโดยเทคนิคของการแบ่งรหัส (รูปที่ ข-1) ดังนั้นโหมด TDD จึงเป็นการใช้ทั้งเทคนิค TDMA และ CDMA ร่วมกัน แต่ละ time slot อาจถูกกำหนดทิศทางการส่งให้เป็น uplink หรือ downlink ก็ได้ โหมด TDD ยังทำให้เกิดความคล่องตัวต่อการให้บริการแบบ asymmetry อีกด้วย ตัวอย่างเช่น ถ้าปริมาณทราฟฟิกส่วนใหญ่อยู่ในทิศทาง

downlink มากกว่า uplink จำนวนช่วงเวลาส่วนใหญ่ จะถูกจัดสรรให้กับ downlink ตัวอย่างที่แสดงให้เห็นถึงภาพการใช้งานโดยทั่วไปของโหมด TDD ได้แสดงไว้ในตารางที่ ข-1

ตารางที่ ข.1 การใช้งานของ TDD mode

Scenario A การเพิ่ม capacity ในบริเวณ hot spots ของระบบ FDD

โดยทั่วไปผู้ให้บริการจะใช้ระบบ FDD ในระยะเริ่มต้นของการใช้งานระบบโมบายล์ยุคที่ 3 แต่หลังจากเวลาผ่านไป ความนิยมใช้งาน mobile internet มีมากขึ้นผู้ให้บริการก็อาจจะประสบปัญหาด้านความจุที่ไม่เพียงพอในบริเวณ hot spot บางแห่ง เช่น shopping mall, airport และบริเวณศูนย์กลางเมือง ดังนั้นระบบ TDD จึงถูกนำมาใช้เพิ่มความจุให้กับบริเวณดังกล่าว ดังเช่นที่ในปัจจุบันมีการใช้ GSM1800 มาช่วยเสริม capacity ให้กับ GSM900 เป็นต้น

Scenario B การขยายพื้นที่การให้บริการแก่ลูกค้า

ผู้ให้บริการของระบบ FDD รายหนึ่ง อาจให้อนุญาตการใช้สเปกตรัมแก่ผู้ให้บริการอื่นเป็นกรณีพิเศษสำหรับการให้บริการภายในอาคารหรือในพื้นที่ที่จำกัดบริเวณ การใช้เครื่องเทอร์มินัลแบบโหมดคู่ FDD/TDD จะทำให้ผู้ให้บริการรายนั้นสามารถขยายพื้นที่การให้บริการออกไปได้ (Scenario A และ B มีแนวโน้มที่จะเกิดขึ้น หลังจากการใช้งานระบบ FDD ผ่านไปไม่กี่ปี)

Scenario C การสื่อสารระหว่างเครื่อง terminal กับ terminal โดยตรง

การใช้โหมด TDD ทำให้เครื่องเทอร์มินัลสามารถส่งและรับสัญญาณในแถบความถี่เดียวกันได้ โดยมีกลไกการส่งและรับตามเวลาที่ระบุไว้ การสื่อสารระหว่างเครื่องเทอร์มินัลด้วยกันโดยตรง ก่อให้เกิดการใช้งานแบบใหม่เกิดขึ้นตามมา เช่น

- เนื่องจากเครื่องเทอร์มินัลสามารถส่งต่อสัญญาณข้อมูลระหว่างกันโดยตรง จึงทำให้สามารถรวมตัวกันเป็นเครือข่ายขนาดเล็กของตนเองได้
- การใช้ multihop network สำหรับการส่งสัญญาณข้อมูลจากเครื่องเทอร์มินัลที่อยู่ห่างไกลมายังสถานีฐาน จะช่วยปรับปรุงมีเรื่องในเรื่องของคุณภาพของสัญญาณและฟังก์ชันการทำงาน
- ผู้ให้บริการสามารถใช้เครื่องเทอร์มินัลถ่ายทอดสัญญาณราคาถูกลง มาใช้ส่งต่อสัญญาณสำหรับผู้ให้บริการแก่พื้นที่อับสัญญาณ ซึ่งจะช่วยป้องกันการเกิดการโทรออกไม่ได้ (dropped call)

ภาคผนวก ก.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์ในวิทยานิพนธ์

- [1] P. Changsuwan, M. Chamchoy, P. Rawiwan and P. Tantisanon, "Performance of Transmitter Precoding Based-Multiuser Detection for DS-CDMA Communication System," **The 26th Electrical Engineer Conference (EECON-26)**, November 2003.
- [2] ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ, มนต์ชัย แซ่มซ้อย, พนารัตน์ ระวีวรรณ และประกิจ ตั้งติสานนท์, "สมรรถนะของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันโดยอาศัยการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งสำหรับการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรงในสถานะที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี," **การประชุมทางวิชาการ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ครั้งที่ 42**, 3-6 กุมภาพันธ์ 2547.

บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์นอกเหนือจากวิทยานิพนธ์

- [3] P. Changsuwan, M. Chamchoy, S. Promwong and P. Tantisanon, "Performance Evaluation of Finite-Length MMSE-DFE in Wideband MIMO Channel," **Proceedings of the International Conference on Scientific & Engineering Computation (IC-SEC)**, pp. 328-331 , December 3-5 2002.

การประชุมวิชาการวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 20

20th Electrical Engineering Conference

Volume III

สาขาทดความ

- อิเล็กทรอนิกส์ (EL)

- ไฟฟ้าสื่อสาร (CM)



Seagate
We turn on ideas



ABB

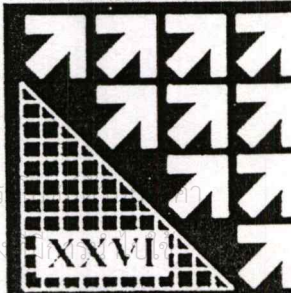


8-7 พฤศจิกายน 2548

โรงแรมโกลเด้นเพลส กรุงเทพฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของวิศวกรรมไฟฟ้าแห่งประเทศไทย ไม่สามารถนำเอกสารไปใช้
โดยไม่ได้รับอนุญาตจากวิศวกรรมไฟฟ้าแห่งประเทศไทย และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

E
E
C
O
N



Performance of Transmitter Precoding Based-Multiuser Detection for DS-CDMA Communication System

Paitune Changsuwan, Monchai Chamchoy, Panarat Rawiwan and Prakit Tangtisanon
Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
Phone 0-2737-3000 Ext. 5140 E-mail: paitunec@ais900.com

Abstract

This paper presents performance of transmitter precoding based- multiuser detection at base station which improve the performance of DS/CDMA system. We considers a synchronous DS/CDMA system over Rayleigh fading environment. The transmitter precoding technique, based on the channel decomposition, is developed for several multiuser detection schemes (decorrelating, MMSE and parallel interference cancellation) which are employed to estimate the received signal. In addition, the performance of each multiuser detection is also presented to bit error rate. Moreover, according to the result, it is found that the performance of the bit error rate and the near-far resistance are more effective than those of the receiver without the transmitter precoding technique.

Keywords: DS/CDMA, Transmitter Precoding, Multiuser Detection, Channel Decomposition

1. Introduction

The demand of modern communication technologies leads to the development of complicated signal processing to improve capacity and performance in multiple access system [1]. In addition to the high performance and low-cost wireless systems, the high computational cost for signal processing should be applied at the base station instead of mobile unit. In CDMA system, transmitter precoding techniques have been involved to minimize the bit error rate (BER) due to channel impairment and multiple access interference (MAI) [2]-[5]. Generally, these coding schemes have been considered for a suitable implementation for time division duplex CDMA system. Therefore, the uplink channel estimation can be estimated by downlink channel information or vice versa, in different time slot.

Obviously, the previous work [2] has been introduced the transmitter precoding technique for synchronous CDMA over additive white Gaussian noise channels. However, the RAKE receiver and perfect channel knowledge are required to achieve outperforms in near-far resistant performance. In practice, RAKE reception is inherently sensitive to channel estimation error which is commonly occurred. In [3], the precoding scheme for multipath fading channels has been considered. The output of the spread signal is prefiltered, instead of signal precoding first, fol-

lowed by spreading as normally applied in [2]. The block precoding transmission techniques which add redundancy to combat ISI in single user systems have been investigated [4]. In the other hand, there has been considerable work on transmitter adaptation in multicode DS-CDMA systems [5].

In this paper, we consider a synchronous DS-CDMA system over Rayleigh fading environment, the transmitter precoding techniques based on the channel decomposition are developed for several multiuser detection schemes, namely, decorrelating, minimum mean squared error (MMSE) and parallel interference cancellation (PIC). From the simulation result, it can be seen that the several multiuser detection schemes using the transmitter precoding technique have better average BER than those of several multiuser detection schemes without the transmitter precoding technique.

2. System Model

We consider a K -users discrete time synchronous CDMA system. The BPSK is assumed as digital modulation scheme of which symbols $s \in \{+1, -1\}$ is organized in vector $\mathbf{s}$ of length N . The spreading code $\mathbf{c}$ with spreading gain G and normalized power $\sum_{k=0}^{G-1} |c|^2(k) = 1$ is assumed. Generally, the maximum number of users in the system is equal to the spreading factor. The received baseband signal of each user can be expressed as

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) \cdot s_k(t) \cdot c_k(t) + n(t) \quad (1)$$

where $A_k(t)$, $s_k(t)$ and $c_k(t)$ are the amplitude coefficients, the transmitted symbols and the modulation for the k th user, respectively, and $n(t)$ denotes the additive white Gaussian noise of two side power spectral density with variance σ^2 .

3. Precoding for Multiuser Detection

The general problem occurred in CDMA system is that the code sequences are not completely orthogonal, because the received signal at the receiver for each user has a random delay, and thus the matched filter can not successfully suppress the interference caused by other signals. Hence, the multiuser detection considers all users as signals for each other, and

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

jointly detects them. This leads to the reduction of multiple access interference and near-far effects.

3.1 Channel Decomposition

In order to apply the transmitter precoding to multi-user detection, the knowledge of channel decomposition at the receiver is required. The singular value decomposition block is used for channel estimation. The structure of the transceiver is shown in Fig. 1. Suppose the received signal vector can be written as

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (2)$$

where $\mathbf{H}$ is channel response matrix, $\mathbf{x}$ is transmitted signal vector, and $\mathbf{n}$ denotes the noise matrix.

To decompose the channel response matrix $\mathbf{H}$, the singular value decomposition (SVD) is used. Hence, the received signal vector can be expressed in SVD form [6] as

$$\mathbf{y} = \mathbf{U} \cdot \mathbf{\Sigma} \cdot \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{x} + \mathbf{n}, \quad (3)$$

where $\mathbf{U}$ and $\mathbf{V}^T$ are unitary matrices, and $\mathbf{\Sigma}$ is diagonal matrix whose diagonal elements are the square root of the eigenvalues of $\mathbf{H} \cdot \mathbf{H}^T$. Multiplying $\mathbf{U}^T$ on both sides, equation (3) can be rewritten as

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{\Sigma} \cdot \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{n}}, \quad (4)$$

where $\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^T \cdot \mathbf{x}$, $\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{y}$, and $\tilde{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^T \cdot \mathbf{n}$.

3.2 Precoded Decorrelating Detector (PDD)

The structure of the receiver is shown in Fig. 6. The decorrelator applies the inverse of the correlation matrix. It suppresses the entire correlation between the signals.

$$\mathbf{L} = \mathbf{R}^{-1}, \quad (5)$$

where $\mathbf{R}$ is given by

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \rho_{2,1} & \cdots & \rho_{3,1} \\ \rho_{1,2} & 1 & \cdots & \rho_{3,2} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{1,3} & \rho_{2,3} & \cdots & 1 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

The output of the decorrelator can be written as

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{\text{dec}} &= \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}) = \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}_{\text{dec}}, \end{aligned} \quad (7)$$

and rewritten in SVD form as

$$\mathbf{y}_p = \mathbf{R}^{-1}(\mathbf{R}\mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n}) = \mathbf{V}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1}\mathbf{n}. \quad (8)$$

So, the output of decorrelating precoder is given by

$$\tilde{\mathbf{b}} = \text{sgn}(\mathbf{U}^T \cdot \mathbf{y}_p / \mathbf{\Sigma}). \quad (9)$$

3.3 Precoded MMSE (PMMSE) Detector

The structure of the receiver is shown in Fig. 7. The MMSE (Minimum Mean Squared Error) detector attempts to solve the problem of noise enhancement, by taking it into account. The linear transformation minimizes the mean squared error at the output of the detector and can be expressed as,

$$E[|\mathbf{b} - \mathbf{L}\mathbf{y}|^2]. \quad (10)$$

This yields the linear transformation,

$$\mathbf{L}_{\text{MMSE}} = \left(\mathbf{R} + \left(\frac{N_0}{2} \right) \cdot \mathbf{A}^{-2} \right)^{-1}, \quad (11)$$

$$\mathbf{y}_{\text{MMSE}} = \mathbf{L}_{\text{MMSE}} \cdot \mathbf{y}, \quad (12)$$

Therefore, the output of the MMSE precoder can be written as

$$\tilde{\mathbf{b}} = \text{sgn} \left(\mathbf{U}^T \left([\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2}]^{-1} \mathbf{y}_p \right) / \mathbf{\Sigma} \right). \quad (13)$$

3.4 Precoded PIC (PPIC) Detector

The PIC (Parallel Interference Cancellation) is a family of detectors groups non-linear transformations, also called interference cancellers. This detector is to subtract the estimated contributions of each user's MAI to the signal of other users. The PIC detector is suitable for systems with strong power control. The structure of the receiver is shown in Fig. 8

The received signal $r(t)$ of the k th user's PIC stage can be written as

$$\tilde{r}_k(t) = r(t) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \tilde{s}_j(t), \quad (14)$$

where $\tilde{s}_j(t) = \tilde{b}_j a_j s_j(t)$, $\tilde{b}_j$ is the decision bits of the j th user's an initial stage of PIC.

The output of the k th user's matched filters at PPIC stage can be written as

$$\mathbf{y}_{p, \text{PPIC}} = \int_0^T s_k(t) \cdot \tilde{r}_k(t) dt. \quad (15)$$

The decision bits of each user of PPIC can be expressed as

$$\tilde{b}_k = \text{sgn}(\mathbf{U}^T \mathbf{y}_{p, \text{PPIC}} / \mathbf{\Sigma}). \quad (16)$$

4. Simulation Results

We consider a synchronous DS/CDMA system, which support 5 users, and each user transmits 10^5 bits. The signal is then fed into the Rayleigh channel from the transmitter to the receiver. At the receiver, the average signal-to-noise ratio is used to compute the Rayleigh distribution parameter alpha. The results show the average bit error rate (BER) of the DS/CDMA system over Rayleigh fading channels for

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

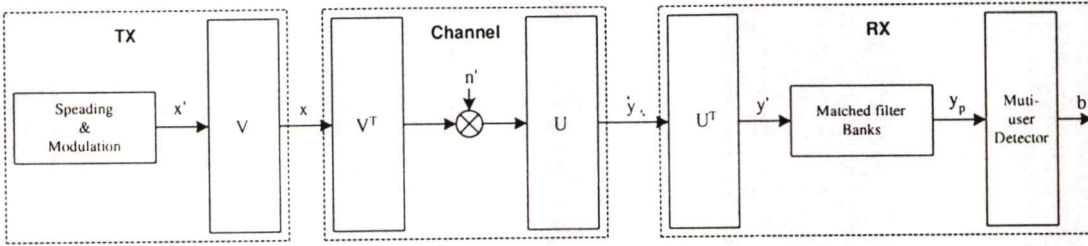


Fig. 1. Transceiver block diagram illustrating SVD decomposition of the channel.

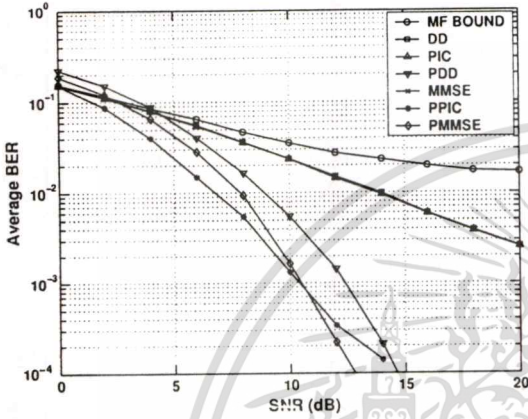


Fig. 2. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques for $K = 5$ users in perfect power control.

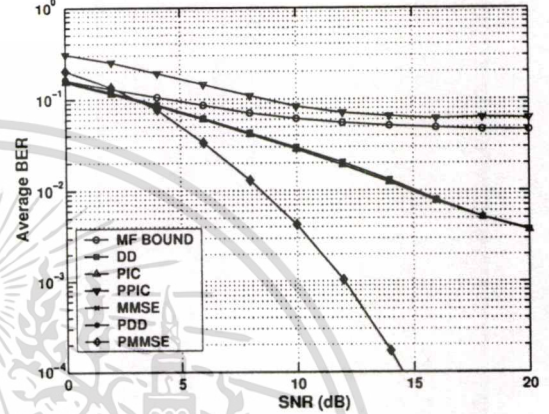


Fig. 3. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques for $K = 5$ users in near-far situation.

each user. The channel is defined as a Doppler frequency, f_d , 10 Hz.

The DS/CDMA system parameters are fixed for the sake of comparison of the different schemes. The spreading length, N , is 32 and the codes, c_k , are $\{-1, 1\}$ Hadamard sequences. The chip rate of transmission is the same for cases. Sampling, performed at the chip rate, is used. All user received equally power. In all figures "MF Bound" denotes the matched filter, "DD" denotes the decorrelating detector, "PDD" denotes the precoded decorrelating detector, "PIC" denotes the parallel interference cancellation, "PPIC" denotes the precoded PIC, "MMSE" denotes the minimum mean squared error multiuser detection and "PMMSE" denotes the precoded MMSE.

For perfect power control system in Fig. 2, the average BER of 5 users is plotted as a function of its signal-to-noise (SNR). The power of all users are equal. In Fig. 2, it is found that result of the DD, PIC and MMSE have nearly values. So, lines of the DD, PIC and MMSE are overlapped. From this figure, it can be seen that the PDD, PPIC and PMMSE have lower average BER than that of the MF, DD, PIC and MMSE. Therefore, we are found that average BER of classical multiuser detection schemes using the transmitter precoding technique more effective than those of the classical multiuser detection

without the transmitter precoding technique.

Fig. 3 shows the near-far effect. The powers of each user are set to 1 dB, 5dB, 10 dB, 15 dB and 15 dB, respectively. In Fig. 3, the average BER of 5 users is plotted as a function of its signal-to-noise. From this figure, it is found that lines of the PDD and PMMSE are overlapped. The result shows that the PPIC has a highest average BER. It is because of the users having near-far effect and calculation of channel response matrix is to deviate when though the SVD. In near-far effect, the eigenvalues of channel matrix have higher than the eigenvalue of channel response matrix in perfect power control. So, this is effected to signal processing in PPIC receiver which is detected bits incorrect. Therefore, PPIC receiver in near-far effect has highest average BER than other receivers. From the simulation result, it can be seen that the PDD and PMMSE have lower average BER than those of the PDD and PMMSE in perfect power control.

In the case of the number of users increases, and fixed signal-to-noise ratio is set to 10 dB. In Fig. 4, it is found that the several multiuser detection schemes (MF, DD, MMSE, PIC) have more average BER than those of the several multiuser detection schemes using the transmitter precoding technique.

Furthermore, in the case of the Doppler frequency,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

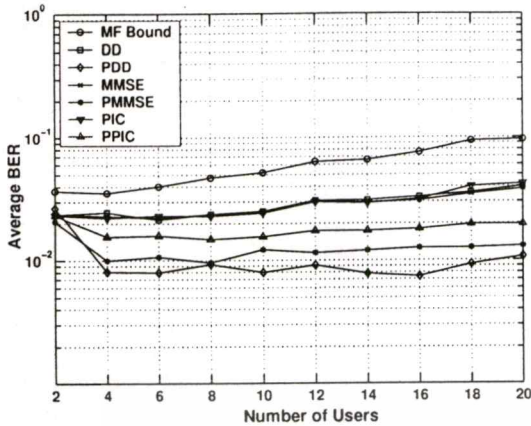


Fig. 4. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques as the number of users K increases and the SNR = 10 dB in perfect power control.

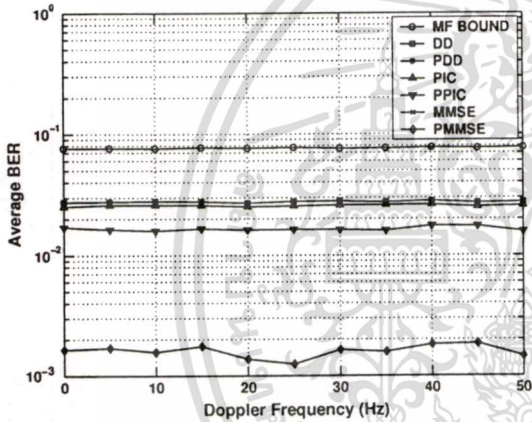


Fig. 5. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques as the Doppler frequency increases with the users $K = 5$ and the SNR = 10 dB in perfect power control.

f_d , increases, and fixed signal-to-noise ratio is set to 10 dB. In Fig. 5, it is found that result of the DD, PIC and MMSE have nearly values. So, lines of the DD, PIC and MMSE are overlapped. From this figure, it is found that the several multiuser detection schemes using the transmitter precoding technique have better average BER than those of the several multiuser detection schemes (MF, DD, MMSE, PIC).

5. Conclusion

In this paper, the transmitter precoding techniques, based on the channel decomposition, are developed for several multiuser detection schemes (decorrelating, MMSE, and PIC). It is proposed in order to improve the performance of several multiuser

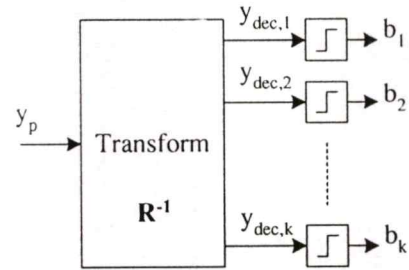


Fig. 6. Structure of precoded decorrelating detector.

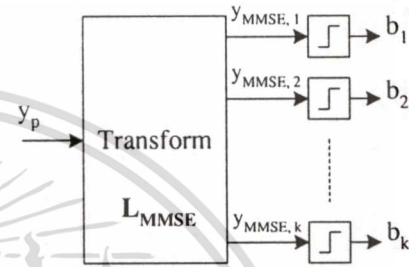


Fig. 7. Structure of precoded minimum mean squared error detector.

detection schemes. Furthermore, in near-far situation, the performance of proposed schemes is still better than that of the several multiuser detection schemes but it is expected the PPIC due to which is suitable for DS/CDMA systems in strong power control more than DS/CDMA systems in near-far situations.

References

- [1] S. Verdu, *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, 1998.
- [2] B. R. Vojčić and W. M. Jang, "Transmitter precoding in synchronous multiuser communications," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 10, pp. 1346-1355, 1998.
- [3] M. Brandt-Pearce and A. Dharap, "Transmitter-based multiuser interference rejection for the down-link of a wireless CDMA system in a multipath environment," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 18, no. 3, pp. 407-417, 2000.
- [4] A. Scaglione, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis, "Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels," *IEEE Trans. Information Theory*, pp. 1019-1032, April 1999.
- [5] T. F. Wong and T. M. Lok, "Transmitter adaptation in multicode DS-CDMA systems," *IEEE J. Select. Area Commun.*, vol. 19, pp. 69-82, 2001.
- [6] D. J. Hartfiel, *Matrix Theory and Applications with MATLAB*, CRC Press, 2001.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

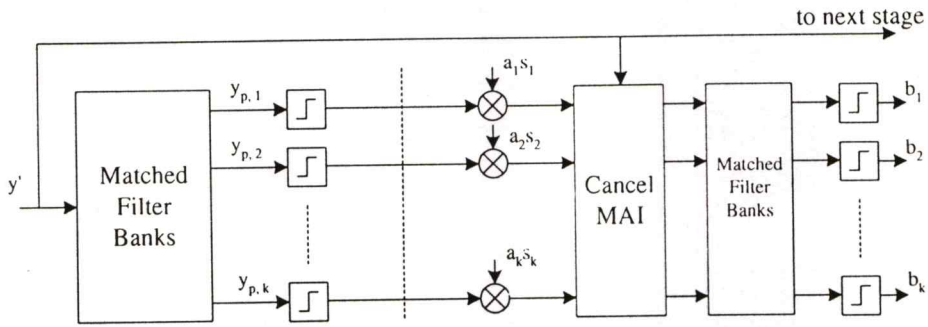


Fig. 8. Structure of precoded parallel interference cancellation detector.



Paitune Changsuwan received the B. Eng degree in major telecommunications from King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, 2000. Currently, he has been studied the M. Eng. degree in electrical engineering at King Mongkut Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand.

He currently work in areas of mobile communication systems at Digital Phone Co.,Ltd., and jointed Wireless Information System Laboratory (WISLAB), KMITL. His research interest include code-division multiple-access, multiuser detection schemes and wireless communication theory.



Monchai Chamchoy received the B.E. (with honors) degree in Electronics Engineering and M.E. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1996 and 2000, respectively.

Since 1997, he was a Faculty Member at King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. His main research interests are microwave and RF circuits design, information theory, and wireless communications. He is a member of the Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE).



Panarat Rawiwan received the B. Eng. degree in Telecommunication Engineering and M. Eng. degree in Electrical Engineering both from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand, in 1998 and 2000, respectively.

Since 2000, she has been a lecturer of the Department of Information Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang. Her research interests include microwave transmission via non-radiative dielectric (NRD) waveguide, estimation techniques, and multimedia wireless communications.

Prakit Tangtisanon, photograph and biography not available at time of publication.

ที่ ศธ 0513.10106/ปวก.42.1/๒3



มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
50 ถนนพหลโยธิน จตุจักร
กรุงเทพฯ 10900

๘ ธันวาคม 2546

เรื่อง ขอเชิญเสนอผลงาน

เรียน นายไพฑูริย์ ใจสูงวรรณ

สิ่งที่ส่งมาด้วย แบบตอบรับ

ตามที่ท่านได้ให้ความสนใจเสนอผลงานวิจัย เรื่อง ผสมผสานของสื่อเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์เข้า...
โดยอาศัยการเข้ารหัสของงานที่เครื่องจักรใช้สำหรับการสื่อสารแบบแบ่งแยกตัววงจรที่สร้างขึ้นโดยอัตโนมัติ.....
การเข้าถึงโดยตรงในสถานะที่มีผลกระทบเชิงบวก Royleigh..... รหัส จศ331088.....
เข้าร่วมในการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 42 นั้น มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์มีความยินดีที่จะแจ้งให้ท่าน
ทราบว่า ผลงานของท่านผ่านการพิจารณาจากคณะกรรมการฝ่ายวิชาการเรียบร้อยแล้ว จึงขอเรียนเชิญ
ท่านมาเสนอผลงานภาคบรรยายในสาขา..... วิศวกรรมศาสตร์.....
ในวันที่ ..5... กุมภาพันธ์ 2547 เวลา ...08.00-09.20... น. ณ อาคารศูนย์เรียนรวม 3 ห้อง ..203....
และหากท่านมีความประสงค์ต้องการใช้อุปกรณ์โสตทัศนูปกรณ์หรือคอมพิวเตอร์ LCD กรุณามาก่อน
เวลาเสนอผลงาน 1 ชั่วโมง เพื่อเตรียมอุปกรณ์กับฝ่ายโสตทัศนูปกรณ์ ทั้งนี้ผู้เสนอผลงานทุกท่าน
ต้องลงทะเบียนเข้าร่วมประชุมทางวิชาการ ท่านละ 1,000 บาท ณ กองบริการการศึกษา ชั้น 9 อาคาร
สารนิเทศ 50 ปี หรือลงทะเบียนทางไปรษณีย์โดยส่งชานนิตส่งจ่าย ปณ.มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์
ในนาม "ผู้อำนวยการกองบริการการศึกษา" ภายในวันที่ 20 มกราคม 2547 และนำหลักฐานการลง
ทะเบียนมารับเอกสารและรายงานตัว เพื่อเสนอผลงานตามวัน เวลา และสถานที่ที่ระบุข้างต้น นอกจากนี้
ผู้เสนอผลงานจะได้รับหนังสือรับรองการเสนอผลงานตามเรื่องที่เสนอ

จึงเรียนมาเพื่อโปรดเสนอผลงานตามวัน เวลา และสถานที่ดังกล่าว ขอความกรุณาตอบรับใน
แบบตอบรับ หรือหากขัดข้องประการใดโปรดแจ้งประธานสาขา ตามเอกสารที่แนบท้าย จักขอบคุณยิ่ง

ขอแสดงความนับถือ

(รองศาสตราจารย์ ดร.กล้านรงค์ ศรีวรรต)

ประธานคณะกรรมการฝ่ายวิชาการ

ในคณะกรรมการดำเนินการจัดการประชุมทางวิชาการ ครั้งที่ 42

กองบริการการศึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
โทร., โทรสาร 0 2942 8167-8ไม่อนุญาตให้นำไปทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
E-Mail Address : psd.esd@ku.ac.th

**สมรรถนะของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันโดยอาศัยการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง
สำหรับการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง
ในสภาวะที่มีการเฟดดิ้งแบบเรย์ลี**

Performance of Transmitter Precoding Based-Multiuser Detection for
DS-CDMA over Rayleigh Fading Environments

ไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ, มนต์ชัย แชมช้อย, พนารัตน์ ระวีวรรณ และ ประกิจ ตั้งติสานนท์
Paitune Changsuwan, Monchai Chamchoy, Panarat Rawiwan, and Prakrit Tangtisanon

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอประสิทธิภาพของการรวมกันระหว่างการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง และมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่สถานีฐานเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง และได้พิจารณาประสิทธิภาพของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอในกรณีซึ่งโครนัสโดยจะเป็นการส่งสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐานโดยมีการ เฟดดิ้งของสัญญาณแบบเรย์ลี ซึ่งได้ใช้การเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งโดยใช้หลักการของการแยกย่อยช่องสัญญาณสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ เช่น เครื่องรับแบบดีคอร์รีเลต, เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน เพื่อทำการประมาณค่าสัญญาณที่รับได้แล้วนำไปหาบิตข้อมูลต่อไป ค่าสมรรถนะของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบต่างๆ จะถูกแสดงในรูปแบบของค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย จากผลการวิจัยพบว่าวิธีการที่ได้แนะนำเสนอนี้จะให้สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตและความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้ไกลของระบบที่ดีกว่าเครื่องรับที่ไม่ได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง นอกจากนี้ยังจะได้ทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันและการทำไดเวอร์ซิตีแบบ MRC อีกด้วย ซึ่งจากผลการวิจัยพบว่าวิธีการที่ได้แนะนำเสนอนี้จะให้สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตของระบบที่ดีกว่าเครื่องรับที่ไม่มีไดเวอร์ซิตี

ABSTRACT

This paper presents performance of joint transmitter precoding and multiuser detection at base station which improve the performance of DS/CDMA system. We considers a synchronous DS/CDMA system over Rayleigh fading environment. The transmitter precoding technique based on the channel decomposition is developed for several multiuser detection schemes (decorrelating, MMSE and parallel interference cancellation) which are employed to estimate the received signal. In addition, the performance of each multiuser detection is also presented to average bit error rate. Moreover, according to the result, it is found that the performance of the bit error rate and the near-far resistance are more effective than those of the receiver without the transmitter precoding technique. On the other hand, as the result, it is found that the performance of the bit error rate of the proposed system with diversity technique is more effective than those of the receiver without diversity combining.

Keywords : DS/CDMA, transmitter precoding, Multiuser Detection, Channel Decomposition

e-mail address: cpaitune@hotmail.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้กับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ, คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่าการแก้ไขใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
Department of Information Eng., Faculty of Eng., King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

บทนำ

ความต้องการทางเทคโนโลยีการสื่อสารที่ทันสมัยนั้นจะนำไปสู่การพัฒนาการในขั้นตอนการประมวลผลสัญญาณ (signal processing) ที่มีความซับซ้อนมากขึ้นเพื่อนำไปปรับปรุงแก้ไขในด้านความจุของช่องสัญญาณและประสิทธิภาพของระบบการเข้าถึงแบบหลายทาง (multiple access system) ซึ่ง Verdu (1998) ได้กล่าวไว้ ดังนั้นถ้าต้องการระบบการสื่อสารไร้สายที่มีประสิทธิภาพสูงและมีต้นทุนที่ต่ำลงเราจึงควรเลือกที่จะลงทุนในส่วนของการประมวลผลสัญญาณที่มีความซับซ้อนที่เกิดขึ้นที่สถานีฐานมากกว่าสถานีเคลื่อนที่ ในระบบการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยรหัส (code division multiple access, CDMA) เมื่อมีการนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งเข้ามาช่วยจะมีผลทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิต (bit error rate, BER) ที่เกิดจากช่องสัญญาณและการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (multiple access interference, MAI) มีค่าลดลง ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววิธีการเข้ารหัสดังกล่าวนี้จะทำการพิจารณาตามความเหมาะสมในการสร้างระบบแบบ TDD-CDMA (time division duplex CDMA system) ดังนั้นการประมาณค่าช่องสัญญาณขาขึ้น (uplink channel estimation) นั้นสามารถกระทำได้โดยนำข้อมูลจากช่องสัญญาณขาลง (downlink channel) มาทำการพิจารณาแทนโดยการใช้ time slot ที่แตกต่างกัน

จากงานวิจัยที่ผ่านมาของ Vojcic (1998) จะเห็นได้ว่าได้มีการวิจัยในเรื่องของการนำเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งมาใช้ในระบบ CDMA แบบเชิงโคโรนัสในช่องสัญญาณแบบ AWGN (additive white Gaussian noise) โดยใช้เครื่องรับแบบ RAKE และความรู้ที่ได้จากช่องสัญญาณในอุดมคติ (perfect channel) มาช่วยในการปรับปรุงระบบให้มีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลได้ดีขึ้น โดยเครื่องรับแบบ RAKE ได้ใช้วิธีการประมาณค่าช่องสัญญาณมาช่วยคำนวณซึ่งในทางปฏิบัตินั้นการรับสัญญาณของเครื่องรับแบบ RAKE มีความไวต่อการประมาณค่าผิดพลาดของช่องสัญญาณอยู่แล้ว ส่วนวิธีการเข้ารหัสล่วงหน้า (precoding) สำหรับช่องสัญญาณที่มีการเฟดดิ้งแบบหลายวิถี (multipath fading channels) ตามวิธีของ Brandt-Pearce (2000) นั้น เคาต์พุดของรหัสแผ่ (spread code) จะถูกทำการ prefilter แทนการเข้ารหัสล่วงหน้าในครั้งแรกและนำสัญญาณนั้นไปทำการแผ่ (spreading) ตามปกติซึ่งจะถูกกล่าวใน Vojcic (1998) ส่วนเทคนิคในการส่งสัญญาณด้วยการเข้ารหัสล่วงหน้าแบบบล็อคนั้นได้ทำการเพิ่มส่วนซ้ำซ้อน (redundancy) เพื่อต่อสู้กับ ISI (Inter-symbol interference) ในระบบผู้รับเดี่ยวซึ่งจะถูกกล่าวในวิธีการของ Scaglione (1999) ในอีกด้านหนึ่งได้มีการศึกษาในส่วนของการปรับตัวได้ (transmitter adaptation) ในระบบ DS-CDMA แบบหลายรหัส (multicode DS-CDMA system) โดย Wong (2001)

ในบทความนี้ได้ทำการพิจารณาระบบ DS-CDMA แบบเชิงโคโรนัสในช่องสัญญาณที่มีการจางหายแบบเรย์ลีซึ่งได้ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง โดยใช้หลักการแยกย่อยช่องสัญญาณ (channel decomposition) สำหรับมัลติยูสเซอร์ทีเทคโนโลยีแบบต่างๆ คือ เครื่องรับแบบบีคอร์เรเลต, เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดและเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งผลจากการวิเคราะห์จะนำเสนอในรูปแบบของสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิต, ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกล์ไกล, สมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นและสมรรถนะของอัตราความผิดพลาดบิตเมื่อความถี่ดอปเปอร์เพิ่มขึ้น โดยจะทำการเปรียบเทียบกับเครื่องรับกรณิที่ไม่ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งนอกจากนี้ได้ทำการเทคนิคในการรวมสัญญาณที่ให้คุณภาพของสัญญาณที่ดีที่สุด นั่นคือวิธี Maximum Ratio Combining (MRC) มาใช้เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบ และยังทำการเปรียบเทียบผลที่ได้เมื่อทำการเพิ่มจำนวนของสาขาของสายอากาศอีกด้วย

วิธีการจำลองระบบ

พิจารณาระบบ CDMA แบบซิงโครนัสที่มีจำนวนผู้ใช้ k ราย และสมมติว่าให้มีการมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) ของสัญญาณ $s \in \{+1, -1\}$ ซึ่งรวมกันแล้วเป็นเวกเตอร์ $\mathbf{s}$ ที่มีความยาวเท่ากับ N ซึ่งรหัสแผ่ (spreading code), $\mathbf{c}$ จะถูกทำการแผ่ด้วยค่า spreading gain, G และทำการนอร์มอลไลซ์ค่ากำลังงานเป็น $\sum_{k=0}^{G-1} |c|^2(k) = 1$ และโดยทั่วไปแล้วค่าสูงสุดของจำนวนผู้ใช้ในระบบจะมีค่าเท่ากับ spreading factor ดังนั้นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกรับได้ของแต่ละผู้ใช้นั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k(t) \cdot s_k(t) \cdot c_k(t) + n(t) \quad (1)$$

เมื่อค่า $A_k(t)$, $s_k(t)$ และ $c_k(t)$ คือค่าขนาดของค่าสัมประสิทธิ์, สัญญาณที่ถูกส่งออกไป และสัญญาณของผู้ใช้ลำดับที่ k^{th} ที่ถูกมอดูเลตแล้วตามลำดับ และ $n(t)$ หมายถึงสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนขาวแบบววกที่มีค่าความแปรปรวน (variance) เท่ากับ σ^2

การเข้ารหัสล่วงหน้าสำหรับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน

มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันจะทำการการพิจารณาสัญญาณของผู้ใช้ทุกรายสำหรับมัลติยูสเซอร์ในแต่ละชนิดและรวมไปถึงการดีเทกสัญญาณด้วย ซึ่งเมื่อนำการแยกย่อยช่องสัญญาณ (channel decomposition) มาใช้ โดยนำหลักการของ SVD (singular value decomposition) มากระทำกับช่องสัญญาณ ซึ่งจะนำไปสู่การลดค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นและผลกระทบที่เกิดจากปรากฏการณ์ไกล์ไกล

การแยกย่อยช่องสัญญาณ

เพื่อทำการประยุกต์ใช้งานเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งร่วมกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน จำเป็นจะต้องใช้ความรู้จากการแยกย่อยช่องสัญญาณ ซึ่งสมมติให้เวกเตอร์ของสัญญาณที่รับได้สามารถ

$$y = Hx + n \quad (2)$$

เมื่อ H คือเมตริกซ์ของการตอบสนองต่อช่องสัญญาณ, x คือเวกเตอร์ของสัญญาณที่ถูกส่งมา และ n หมายถึงเมตริกซ์ของสัญญาณรบกวน

การแยกย่อยช่องสัญญาณเมตริกซ์ H นั้นจำเป็นต้องใช้ SVD ตามวิธีของ Hartfiel (2001) ในที่นี้เวกเตอร์ของสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนได้ใหม่ในรูปแบบของ SVD ได้ดังนี้

$$y = U \cdot \Sigma \cdot V^T \cdot x + n \quad (3)$$

เมื่อ U และ V^T คือ unitary matrices และ Σ คือ diagonal matrix ซึ่งส่วนประกอบในแนวทแยงมุมของเมตริกซ์จะเริ่มต้นที่ค่ารากที่สองของค่าเจาะจง (eigenvalues) ของเมตริกซ์ $H \cdot H^T$

Precoded Decorrelating Detector (PDD)

เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (correlation matrix) ของรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบเพื่อกำจัด MAI ดังสมการที่ (4)

$$L = R^{-1} \quad (4)$$

เครื่องรับแบบดีคอรรีเลตจะถูกวางอยู่หลังเครื่องรับแบบแมตซ์ ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตจะสามารถเขียนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} y_{dec} &= R^{-1} (RAB + n) = Ab + R^{-1} n \\ &= Ab + n_{dec} \end{aligned} \quad (5)$$

เมื่อนำสมการ (5) มาทำการจัดรูปใหม่ในรูปแบบของ SVD จะได้

$$y_p = R^{-1} (RVA b + n) = VA b + R^{-1} n \quad (6)$$

ดังนั้นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดีคอรรีเลตที่ถูกทำการเข้ารหัสล่วงหน้าแล้วผ่านวงจรภาคตัดสินใจ (Decision circuit) ซึ่งสัญญาณที่ออกจากวงจรภาคตัดสินใจจะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\hat{b} = \text{sgn}(U^T \cdot y_p / \Sigma) \quad (7)$$

Precoded MMSE (PMMSE) Detector

เครื่องรับชนิดนี้ใช้กระบวนการแบบเชิงเส้นที่มีผลตอบสนองเป็นเมตริกซ์ผกผันของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของรหัสของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน ดังนั้นสัญญาณที่ออกจาก

เครื่องรับแบบ MMSE จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E[|b - Ly|^2] \quad (8)$$

จากสมการ (8) จะสามารถแปลงเป็นสมการเชิงเส้นได้ดังนี้

$$\mathbf{L}_{MMSE} = \left(\mathbf{R} + \left(\frac{N_o}{2} \right) \cdot \mathbf{A}^{-2} \right)^{-1} \quad (9)$$

$$\mathbf{y}_{MMSE} = \mathbf{L}_{MMSE} \cdot \mathbf{y} \quad (10)$$

ดังนั้น สัญญาณที่ออกจาก MMSE precoder จะสามารถเขียนได้เป็น

$$\tilde{\mathbf{b}} = \text{sgn} \left(\mathbf{U}^T \left(\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2} \right)^{-1} \mathbf{y}_p / \Sigma \right) \quad (11)$$

Precoded PIC (PPIC) Detector

สัญญาณที่รับได้สำหรับผู้ใช้นที่ k^{th} ที่ภาค PIC (PIC stage) จะสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\tilde{r}_k(t) = r(t) - \sum_{j=1, j \neq k}^K \tilde{s}_j(t) \quad (12)$$

เมื่อ $\tilde{s}_j(t) = \tilde{b}_j a_j s_j(t)$, $\tilde{b}_j$ คือบิตที่ถูกตัดสินใจได้ของผู้ใช้นที่ j ที่ภาคแรกเริ่ม (initial stage) ของ PIC

สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตริกซ์ของผู้ใช้นที่ k^{th} และผ่านภาค PPIC แล้วสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$y_{p,PPIC} = \int_0^T s_k(t) \cdot \tilde{r}_k(t) dt \quad (13)$$

ดังนั้นบิตที่ถูกตัดสินใจของผู้ใช้แต่ละรายที่ออกจากภาค PPIC สามารถแสดงได้ดังนี้

$$\tilde{b}_k = \text{sgn} \left(\mathbf{U}^T y_{p,PPIC} / \Sigma \right) \quad (14)$$

Maximum Ratio Combining (MRC) Technique

MRC เป็นเทคนิคในการรวมสัญญาณแบบหนึ่งในหลายๆ แบบ ซึ่งวิธี MRC นี้จะให้ค่าของ SNR ที่ดีที่สุดโดยสัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง L แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน ตามที่ Rappaport (1999) ได้กล่าวไว้ สมมติ

ให้ระดับสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่งมีขนาดเท่ากับ r_i และสัญญาณเหล่านี้ได้รับการปรับขนาดเฟสให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงกันทำให้เราสามารถนำสัญญาณจากทั้ง L จุดมารวมกันได้โดยตรง ในการรวมกันนั้นจะต้องมีการปรับค่าน้ำหนักถ่วง G_i ของสัญญาณแต่ละแห่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่มีค่า SNR สูงที่สุด ดังสมการที่ 15

$$r_{mrc} = \sum_{i=1}^L G_i r_i \quad (15)$$

ผลการจำลองและวิจารณ์

ทำการพิจารณาระบบ DS/CDMA แบบซิงโครนัสที่มีผู้ใช้ทั้งหมด 5 รายด้วยกันโดยผู้ใช้แต่ละรายทำการส่งสัญญาณข้อมูลเป็นจำนวน 10^5 บิต ทำการมอดูเลตแบบ BPSK และถูกส่งออกไปผ่านช่องสัญญาณที่มีการลดทอนจากจางหายแบบเรย์ลี ซึ่งค่าเฉลี่ยของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนนั้นจะถูกใช้ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของการกระจายแบบเรย์ลี ผลของการจำลองนั้นจะถูกนำเสนอในรูปแบบของค่าเฉลี่ยของอัตราบิตที่ผิดพลาด (average bit error rate) ซึ่งช่องสัญญาณจะถูกกำหนดให้มีความถี่ดอปเปลอร์ (doppler frequency), f_d ให้มีค่าเท่ากับ 10 Hz

สำหรับเครื่องรับที่ถูกนำมาเปรียบเทียบสมรรถนะกับเครื่องรับที่อาศัยเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่งในระบบ DS/CDMA แบบซิงโครนัสคือ เครื่องรับแบบแมตซ์ ในการจำลองระบบของบทความนี้ใช้รหัสแผ่ยาว 32 ชิปซึ่งรหัสที่ใช้คือลำดับของ Hadamard สำหรับความหมายของค่าต่างๆ นั้นจะแสดงได้ดังนี้ "MF Bound" หมายถึง ขอบเขตของเครื่องรับแบบแมตซ์, "DD" หมายถึงเครื่องรับแบบคอร์รีเลเตอร์, "PDD" หมายถึงเครื่องรับแบบคอร์รีเลเตอร์ที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้า, "PIC" หมายถึงเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน, "PPIC" หมายถึงเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้า, "MMSE" หมายถึงเครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด, "PMMSE" หมายถึงเครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดที่มีการเข้ารหัสล่วงหน้า

จากรูปที่ 1 เป็นการจำลองระบบเพื่อศึกษาสมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปซึ่งมีผู้ใช้ทั้งหมด 5 คน โดยพิจารณาในกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์ ซึ่งเป็นกรณีของระบบที่มีการควบคุมกำลังส่งอย่างสมบูรณ์ทำให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่เท่ากันหมด โดยทำการเปรียบเทียบผลของเครื่องรับแบบแมตซ์ มัลติยูสเซอร์ตีเทกชันแบบต่างๆ ที่ประยุกต์ใช้เทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าทีเครื่องส่ง ซึ่งจากรูปพบว่าเครื่องรับแบบ PDD, PMMSE และ PPIC จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MF, DD, MMSE และ PIC เนื่องจากเมื่อนำการแยกย่อยช่องสัญญาณมากระทำกับช่องสัญญาณแล้วจะนำไปสู่การลดค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นส่งผลให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีแนวโน้มที่ดีขึ้น

ในรูปที่ 2 จะเป็นการพิจารณากรณีที่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ซึ่งเป็นกรณีที่ระบบมีการควบคุมกำลังไม่เข้มงวดจึงทำให้สัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนมาถึงภาครับด้วยขนาดของสัญญาณที่ต่างกันโดยทำการกำหนดให้กำลังสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้เป็น 1 dB, 5 dB, 10 dB, 15 dB และ 15 dB ตามลำดับ ซึ่งพบว่าเครื่องรับแบบ PPIC จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตสูงสุด เนื่องจากผลกระทบจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกลและความไม่ถูกต้องของเมตริกซ์ของช่องสัญญาณเมื่อผ่านการทำ SVD แล้วค่าเจาะจงที่ได้มีค่าสูงกว่าค่าเจาะจงที่ได้จากกรณีที่มีการควบคุมกำลังอย่างสมบูรณ์เป็นผลทำให้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับเกิดการตีเทกบิตผิดพลาด ดังนั้นจึงทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าสูงมาก ส่วนเครื่องรับแบบ PDD และ PMMSE นั้นยังมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MF, DD, MMSE และ PIC อยู่เช่นเดิม

เมื่อพิจารณาการวิเคราะห์สมรรถนะทางด้านอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับเมื่อจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นโดยจะพิจารณาเฉพาะกรณีควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์เท่านั้นและให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากันหมดซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 3 พบว่าเครื่องรับแบบ PDD, PMMSE และ PPIC จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MF, DD, MMSE และ PIC

จากรูปที่ 4 เป็นกรณีเมื่อค่าความถี่ดอปเปลอร์เพิ่มขึ้นและทำการกำหนดให้ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเป็น 10 dB เท่ากัน จากรูปพบว่าเครื่องรับแบบ PDD, PMMSE และ PPIC จะมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าเครื่องรับแบบ MF, DD, MMSE และ PIC เช่นกัน

เมื่อนำวิธี MRC มาใช้เพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบนั้น จากรูปที่ 5 พบว่าทำให้ค่าสมรรถนะของเครื่องรับที่มีการใช้วิธี MRC ดีกว่าเครื่องรับที่ไม่มีการใช้วิธี MRC และนอกจากนั้นเมื่อทำการเพิ่มจำนวนสาขาของสายอากาศเพิ่มขึ้นพบว่าจะทำให้ค่าสมรรถนะของระบบเพิ่มขึ้นมากไปอีก

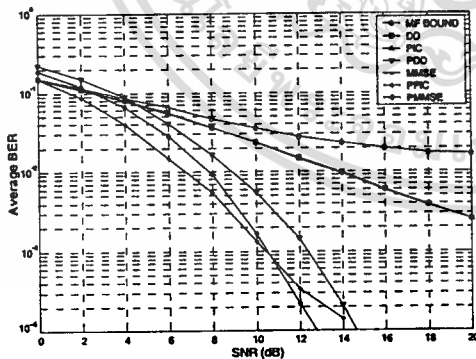


Fig. 1. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques for K=5 users in perfect power control.

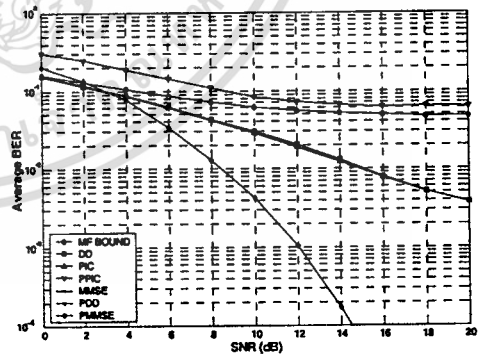


Fig. 2. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques for K=5 users in near-far situation.

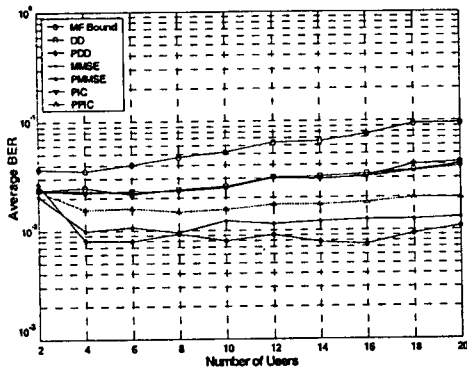


Fig. 3. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques as the number of users K increases and the SNR=10dB in perfect power control.

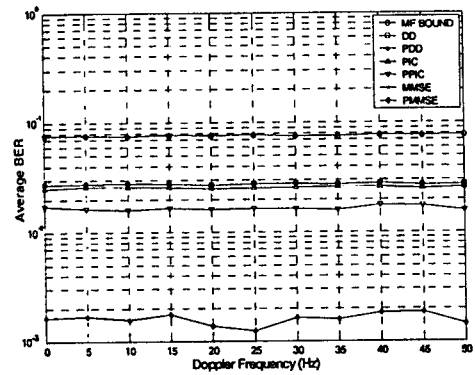


Fig. 4. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques as the Doppler frequency increases with the users $K=5$ and the SNR=10dB in perfect power control.

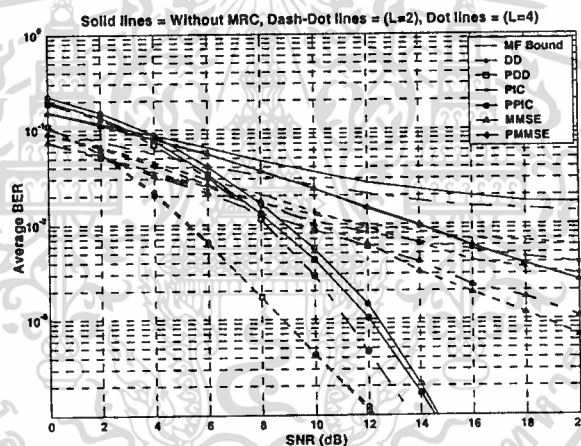


Fig. 5. Simulated average BER of the several multiuser detection and transmitter precoding techniques for $K=5$ users in perfect power control with Maximum Ratio Combining (MRC).

สรุปผลการวิจัย

บทความนี้ได้นำเสนอเทคนิคการเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่งโดยอาศัยพื้นฐานของการแยกย่อยช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นการพัฒนาเครื่องรับแบบผู้ใช้หลายคนหรือมัลติยูสเซอร์ที่เทคนิคชั้นแบบต่างๆ คือ เครื่องรับแบบคิกคอร์เรเลต เครื่องรับแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด และเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน เพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง ซึ่งจากผลการวิจัยพบว่าทั้งในสภาวะที่มีการควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์และกรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกลนั้น ค่าสมรรถนะของเครื่องรับและผู้ใช้หลายคนที่ใช้เทคนิค การเข้ารหัสล่วงหน้าที่เครื่องส่ง นั้นดีกว่าเครื่องรับแบบผู้ใช้หลายคนที่ไม่ได้ใช้เทคนิคดังกล่าว แต่ยกเว้นกรณีของเครื่องรับแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PPIC เนื่องจากเครื่องแบบ PPIC นั้นมีความเหมาะสมสำหรับระบบ DS/CDMA ในสถานะที่มีการควบคุมกำลังแบบสมบูรณ์มากกว่าสถานะที่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล และเมื่อนำวิธี MRC มาใช้เพื่อช่วยเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบนั้นพบว่าทำให้ค่าสมรรถนะดีขึ้น และนอกจากนั้นเมื่อทำการเพิ่มจำนวนสาขาของสายอากาศเพิ่มขึ้นพบว่าทำให้ค่าสมรรถนะของระบบเพิ่มขึ้นไปอีก

REFERENCES

- S. Verdu, Multiuser detection, Cambridge University Press, 1998.
- B. R. Vojcic and W. M. Jang, "Transmitter Precoding in synchronous multiuser communications," IEEE Trans. Commun., Vol. 46, No. 10, pp. 1346-1355, 1998.
- M. Brandt-Pearce and A. Dharap, "Transmitterbased multiuser interference rejection for the down-link of a wireless CDMA system in a multipath environment," IEEE J. Select. Areas Commun., Vol. 18, No. 3, pp. 407-417, 2000.
- A. Scaglione, S. Barbarossa, and G. B. Giannakis, "Filterbank transceivers optimizing information rate in block transmissions over dispersive channels," IEEE Trans. Inform. Theory, pp.1019-1032, 1999.
- T. F. Wong and T. M. Lok, "Transmitter adaption in multicode DS-CDMA systems," IEEE J. Select. Area Commun., Vol. 19, pp. 69-82, 2001.
- D. J. Hartfiel, Matrix theory and applications with MATLAB, CRC Press, 2001.
- T. S. Rappaport, Wireless communications, Prentice Hall, Inc., 1999

Proceedings of the International Conference on Scientific & Engineering Computation [IC-SEC] 2002

Recent Advances in Computational Science & Engineering

Editors

H. P. Lee

K. Kumar

Imperial College Press

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PERFORMANCE EVALUATION OF FINITE-LENGTH MMSE-DFE IN WIDEBAND MIMO CHANNEL

P. CHANGSUWAN, M. CHAMCHOY, S. PROMWONG, AND P. TANGTISANON

*Department of Information Engineering, Faculty of Engineering,
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand
E-mail: paitunec@ais900.com*

This paper presents a random 2×2 channel impulse responses that the optimum structure for multi-input multi-output (MIMO) transmission in a fading environment uses a channel decomposition that involves signal processing both at the receiver and transmitter. We compare the performance of the optimal finite-length MIMO minimum-mean-square-error decision feedback equalizer (MMSE DFE) with channel transmission using a discrete matrix multitone (DMMT) system in the presence of small amounts of ISI. In design of MIMO DFE, fast methods are presented for computing the optimal FIR filter coefficients for a MIMO MMSE-DFE. The results are comparison of performance of DMMT with those of MMSE-DFE. We suggested that somewhat to surprising is performance of DMMT.

1 Introduction

Recently, multi-input multi-output (MIMO) channel has been used to improve channel capacity in wireless communication system. It has been shown that in flat Rayleigh fading environment, the capacity of the channel with M transmit and N receive antennas is approximately minimum of M and N times higher than that of a single antenna system [1]. Consequently, several research works have concentrated on coding for transmit diversity such as space-time codes and orthogonal designs.

In CDMA system, the multi-user detection (some forms of MIMO system) can eliminate intersymbol interference (ISI) by spreading it in frequency. In this case, decision-feedback equalizer (DFE) is typically used in such the system. One of the advantages of the DFE is that it is implemented only on the receiver. However, it is still necessary to estimate the impulse response of each of the MIMO channel. For the FIR filter structure, there are three important parameters should be optimized in the system for given FIR feed-forward filter length: the filter delay, the feedback filter coefficients, and the feed-forward filter coefficients. The fast method is introduced for computing the optimal FIR filter coefficients of the MIMO MMSE-DFE [2]. Other technique used to eliminate the ISI through spatial frequency division is discrete multitone or discrete matrix multitone (DMMT) [3]. This system is proposed to reduce the complexity of the spatio-temporal vector-coding communication structure.

In this paper, the comparative study of the performance of DMMT with those of MMSE-DFE is presented. However, the channel that was used for comparison is not realistic though this have effected the results. Future work would have to channel models adaptation, and better algorithm for adaptive filters and filter coefficient estimation times.

2 The System and Channel Model

2.1 Input-Output Model

We consider the general case of a linear, dispersive, and noisy digital communication system with n_i inputs and n_o outputs. Based on the standard complex-valued baseband equivalent signal model. Assuming an oversampling factor of l , the samples at the j th channel output ($1 \leq j \leq n_o$) have the standard form (see Fig. 1 and Fig. 2)

$$\mathbf{y}_k^{(j)} = \sum_{i=1}^{n_i} \sum_{m=0}^{v^{(i,j)}} h_m^{(i,j)} \mathbf{x}_{k-m}^{(i)} + \mathbf{n}_k^{(j)} \stackrel{\text{def}}{=} \sum_{i=1}^{n_i} h^{(i,j)} \left[x_k^{(i)} \cdots x_{k-v^{(i,j)}}^{(i)} \right]^t + \mathbf{n}_k^{(j)}, \quad (1)$$

where $\mathbf{y}_k^{(j)}$ represent j th channel output vectors, $h_m^{(i,j)}$ are channel impulse responses between the i th input and the j th output whose memory is denoted by $v^{(i,j)}$, and $\mathbf{n}_k^{(j)}$ are noise vectors at the j th output.

All of these three quantities are $l \times 1$ column vectors corresponding to the l time samples per symbol in the assumed temporally oversampled channel model. Furthermore, the overall channel impulse response between the i th input and the j th output is represented by the vector $\mathbf{h}^{(i,j)} \stackrel{\text{def}}{=} [h_0^{(i,j)} h_1^{(i,j)} \cdots h_{v^{(i,j)}}^{(i,j)}]$. By defining the input auto-correlation matrix [4], $\mathbf{R}_{xx} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{x}_{k+N_f-1:k-v} \mathbf{x}_{k+N_f-1:k-v}^*]$, and the noise auto-correlation matrix, $\mathbf{R}_{nn} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{n}_{k+N_f-1:k} \mathbf{n}_{k+N_f-1:k}^*]$, the input-output cross-correlation and the output auto-correlation matrices are given by

$$\mathbf{R}_{xy} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{x}_{k+N_f-1:k-v} \mathbf{y}_{k+N_f-1:k}^*] = \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^*, \quad (2)$$

$$\mathbf{R}_{yy} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{y}_{k+N_f-1:k} \mathbf{y}_{k+N_f-1:k}^*] = \mathbf{H} \mathbf{R}_{xx} \mathbf{H}^*. \quad (3)$$

2.2 Performance Analysis

The FIR MIMO MMSE-DFE consists of a feed-forward filter matrix, $\mathbf{W}^* \stackrel{\text{def}}{=} [\mathbf{W}_0^* \mathbf{W}_1^* \cdots \mathbf{W}_{N_f-1}^*]$, with N_f matrix taps $\mathbf{W}_i$, each of size $(n_o l \times n_i)$, and a feed-

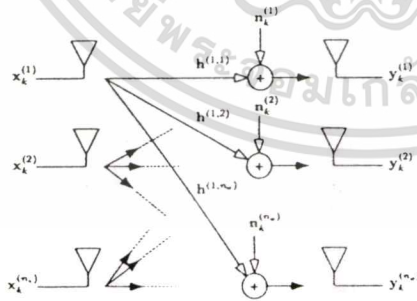


Figure 1. Block diagram of the MIMO channel model.

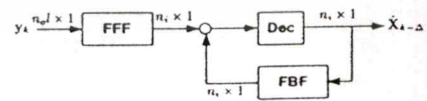


Figure 2. Block diagram of the multi-input multi-output decision feedback equalizer.

back filter matrix equal to $[I_{n_i}, 0_{n_i \times n_i N_b}] - \mathbf{B}^* \stackrel{\text{def}}{=} [(I_{n_i} - B_0^*) - B_1^* \cdots - B_{N_b}^*]$. Furthermore, we define the matrix, $\mathbf{B}^* \stackrel{\text{def}}{=} [B_0^* B_1^* \cdots B_{N_b}^*]$, can be show that the MIMO MMSE-DFE error vector at time k is given by (assuming correct pervious decisions)

$$\mathbf{E}_k = \tilde{\mathbf{B}}^* \mathbf{x}_{k+N_f-1:k-v} - \mathbf{W}^* \mathbf{y}_{k+N_f-1:k}, \quad (4)$$

Therefore, the $n_i \times n_i$ error auto-correlation matrix of the MIMO MMSE-DFE is equal to

$$\mathbf{R}_{ee} \stackrel{\text{def}}{=} E[\mathbf{E}_k^* \mathbf{E}_k] \stackrel{\text{def}}{=} \tilde{\mathbf{B}}^* \mathbf{R}^\perp \tilde{\mathbf{B}} + \mathbf{G}^* \mathbf{R}_{yy} \mathbf{G}. \quad (5)$$

2.3 Discrete Matrix Multitone

In [3], the MIMO analog of DMT is presented. This system involves a small time overhead (circularizing the channel, or pre-transmitting the last few symbols in block before the block), but allows for an elegant solution. In this situation, the inverse fast fourier transform are basis vectors, and thus can diagonalize, the channel matrices. Mathematically, if $\mathbf{H}$ is composed of $\mathbf{H}_{nm}$, the sub-matrix representing the circular transmission of a block of N data points from transmitter n to receiver m , then $\mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^* = [\mathbf{E}_{nm}]$, where $\mathbf{E}_{nm}$ represents the block diagonal matrices of eigenvalues. Thus, permuting the result with permutation matrices $\mathbf{P}_T$ and $\mathbf{P}_R$ result in a block diagonal matrix, $\mathbf{G}$. Since, $\mathbf{P}_R \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^* \mathbf{P}_T = \mathbf{G}$. Each of the $M_R \times M_T$ blocks can then be diagonalized using the singular value decomposition, and thus the diagonalization of the channel is completed. If $\mathbf{G} = \mathbf{U}\mathbf{V}\mathbf{S}\mathbf{V}^*$, then $\mathbf{Y} = \mathbf{U}^* \mathbf{P}_R \mathbf{F}\mathbf{H}\mathbf{F}^* \mathbf{P}_T \mathbf{V}\mathbf{X} = \mathbf{S}\mathbf{X}$.

After channel estimation, the system implementation only really requires the calculation of DMMT may actually be more feasible, in a changing channel environment, than the MIMO DFE, a somewhat surprising result.

3 Simulation Setup and Results

Random 2×2 channel impulse responses were produced for 20 different channels. The impulse response was supposed to be three taps, with normally distributed real coefficients. After the coefficients were calculated, each impulse response was normalized to unit energy. This channel model was used because of its simplicity (and ease of calculation). Transmission was assumed to be BPSK. Because the channels are unit energy, a measure of receiver SNR is simply the inverse of the noise power.

The pseudo-optimum (feed-back fixed to one tap) MIMO DFE coefficient were calculated for a 6 taps feed-forward filter. The channel diagonalization for a DMMT implementation with a block size of 16 symbols was also calculated. Note that optimally, the input signals to each DMMT subchannel would be adjusted in power and/or bits/symbol given the knowledge of the diagonal channel transmission function. 20,000 random bits were generated, and the number of bit errors was calculated at the output of the DFE and DMMT.

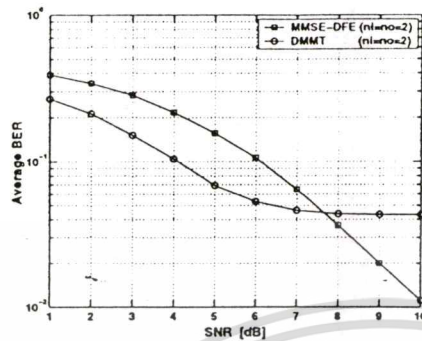


Figure 3. Comparison of average BER of MIMO MMSE-DFE with DMMT versus SNR.

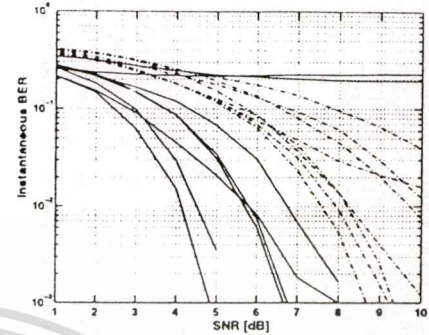


Figure 4. Instantaneous BER of each channel of MIMO MMSE-DFE (dash-dot line) and DMMT (solid line) versus SNR.

Comparison of average BER of MIMO MMSE-DFE and DMMT versus SNR show in Fig. 3. The performance of DMMT almost always performs slightly more poorly than the DFE. The result show in the Fig. 4 which is presented all channel of BER of MIMO MMSE-DFE with DMMT versus SNR.

4. Conclusions

The performance of finite-length MIMO MMSE-DFE in wideband MIMO channel and the simple analytical model for random 2×2 channel impulse responses were generated for 20 different channels is evaluated. The purpose of this paper is to compare the performance of MIMO MMSE-DFE with DMMT systems in the presence of ISI. This paper is to study somewhat surprisingly suggest that the performance of DMMT, a system in which there are optimal transmitter and receiver filter operations does not perform dramatically better than the MIMO DFE, a receiver-only system. Finally, the channel that was used for comparison is not realistic channel that this would have affected the results. However, requirement permutation of the channel input, the DMMT will not work in this situation.

References

1. G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59, 1996.
2. N. Al-Dahir and A. Sayed, "The Finite-Length Multi-Input Multi-Output MMSE-DFE," *IEEE Trans. Signal Proc.*, vol. 48, pp. 2921-2936, Oct. 2000.
3. G. Raleigh and J. Cioffi, "Spatio-Temporal Coding for Wireless Communication," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 46, pp. 357-366, Mar. 1998.
4. S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd ed., Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1996.

ประวัติผู้เขียน

นายไพฑูรย์ ช้างสุวรรณ เกิดวันที่ 15 มิถุนายน 2521 ที่จังหวัดนนทบุรี เข้ารับการศึกษาในหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2541 สำเร็จการศึกษาปริญญาตรี อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม ในปีการศึกษา 2543 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2543 ปัจจุบันทำงานในตำแหน่งวิศวกร บริษัท ดิจิตอล โฟน จำกัด ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2543-ปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้