

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสร้างโครงข่ายไร้สายภายในอาคารโดยใช้คลื่นวิทยุส่งแบบหลายคลื่นพาหะ
Multi-carrier CDMA In Indoor wireless Radio Networks

โดย
นาย ชاکร มรกต
นาย ปาพจน์ วัฒนกุล

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72653
วัน,เดือน,ปี 21 ส.ย. 2550

b..... 11270909
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

Multi-carrier CDMA In Indoor wireless Radio Networks

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Multi-carrier CDMA In Indoor wireless Radio Networks



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF
THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR IN DEPARTMENT OF INFORMATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อโครงการ การสร้างโครงข่ายไร้สายภายในอาคาร โดยใช้คลื่นวิทยุส่งแบบหลายคลื่นพาหะ
Multi-carrier CDMA In Indoor wireless Radio Networks

นักศึกษา นายชาคร มรกต รหัสนักศึกษา 46010167
นายปาพจน์ วัฒนกุล รหัสนักศึกษา 46010449

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. จักรี ทิฆมภาคย์วิศิษฏ์

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2549

ปริญญานิพนธ์นี้ได้รับความเห็นชอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

(ดร.จักรี ทิฆมภาคย์วิศิษฏ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์	การสร้างโครงข่ายไร้สายภายในอาคารโดยใช้คลื่นวิทยุส่งแบบหลายคลื่นพาหะ	
ชื่อนักศึกษา	นาย ชاکกร มรกต	รหัสนักศึกษา 46010167
	นาย ปาพจน์ วัฒนกุล	รหัสนักศึกษา 46010449
อาจารย์ที่ปรึกษา	ดร. จักรี ทิฆมภักย์วิศิษฏ์	
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ	
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
ปีการศึกษา	2549	

บทคัดย่อ

โปรเจกต์นี้เป็นโปรเจกต์ที่นำเสนอเกี่ยวกับ เทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลที่มีชื่อเรียกว่า “Multi-carrier Code Division Multiple Access” (MC-CDMA) หรือ การส่งสัญญาณแบบ CDMA โดยใช้คลื่นพาหะหลายคลื่น และ โดยในแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูล จะถูกส่งไปในลักษณะของคลื่นพาหะย่อยหลาย ๆ ตัวในลักษณะของคลื่นช่วงแคบ (Multiple narrowband subcarriers) โดยพาหะย่อยแต่ละตัวนั้น จะถูกเข้ารหัส ด้วย phase offset ที่มีค่าตั้งแต่ 0 ไปจนถึงค่า π ขึ้นอยู่กับความกว้างในการกระจายของรหัส อีกทั้งยังนำโครงสร้างของระบบ Multi Input และ Multi Output มาประยุกต์ใช้ในระบบ Multicarrier CDMA เพื่อให้ได้อัตราการส่งข้อมูลที่สูงขึ้น และให้ประสิทธิภาพเป็นที่น่าพึงพอใจ โดยผลจากการทดลองแสดงให้เห็นว่า ภาครับของระบบ Multicarrier สามารถจัดการ Co-Channel Interference (CCI) และ Multiple Access Interference (MAI) ไปได้

Thesis Title	Multi-carrier CDMA In Indoor wireless Radio Networks		
Student	Mr. Chakorn	Morakote	ID. 46010167
	Mr. Papot	Watthanakul	ID. 46010449
Advisor	Dr. Chakree	Teekapakvisit	
Graduate Level	Bachelor Degree of Information Engineering		
Academic Year	2006		

Abstract

This project examines a novel digital modulation/multiple access technique called Multi-Carrier Code Division Multiple Access (MC-CDMA) and Multi-input Multi-output Code Division Multiple Access (MIMO-CDMA) where each data symbol is transmitted at multi narrowband subcarriers. Each subcarrier is encoded with phase offset of in a range of 0 to π corresponding to the length of spreading code, a structure multiple-input multiple-output (MIMO) is applied in the MC-CDMA system to support a higher data rate and provide a satisfactory performance. The simulation results show that the proposed receiver can remove the CCI and MAI in the systems.

กิตติกรรมประกาศ

การทำโครงการในครั้งนี้ จะมีอาจจะสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี หากไม่ได้รับการสนับสนุน ผลักดันและการให้คำแนะนำเป็นอย่างดีจาก ดร. จักริ ทิมภักย์วิศิษฐ์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการนี้ มาโดยตลอด ขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้



นาย ชากร มรกต
นายปาทพงษ์ วัฒนกุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญรูป	ช
1.บทที่ 1 บทนำ	1
2.บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 ทฤษฎีของการส่งสัญญาณแบบ CDMA	2
2.1.1 ประเภทของรหัสที่ใช้ในระบบ CDMA (IS-95)	3
2.1.2 คุณลักษณะและข้อดีของระบบ CDMA	5
2.1.3 ขนาดความจุของระบบ CDMA	7
2.1.4 ประเภทของไดเวอร์ซิตีที่มีใช้ในระบบ CDMA	8
2.1.4.1 Space diversity	9
2.1.4.1.1 ไดเวอร์ซิตีแบบ Selection diversity	9
2.1.4.1.2 ไดเวอร์ซิตีแบบ Feedback or scanning diversity	11
2.1.4.1.3 ไดเวอร์ซิตีแบบ Maximal Ratio Combining	12
2.1.4.1.4 ไดเวอร์ซิตีแบบ Equal Gain Combining	15
2.1.4.2 Antenna diversity	16
2.1.4.3 Time diversity	16
2.1.4.4 Frequency diversity	16
2.2 ทฤษฎีของการส่งสัญญาณแบบ CDMA แบบ หลายคลื่นพาหะ	17
2.2.1 ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาคส่ง	17
2.2.2 แชนเนลโมเดลเป็นการกระจาย	
แบบเรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh Fading)	18
2.2.2.1 Uplink	18
2.2.2.2 Downlink	19
2.2.2.3 สเปกตรัมกำลังของเรย์ลีเฟดดิ้ง	19
2.2.2.4 อัตราการข้ามระดับ	21
2.2.2.5 ค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด	23
2.2.3 ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาครับ	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.2.3.1 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายราย	25
2.2.3.1.1 เครื่องรับ MMSE	27
2.3 คีเลย์สเปรด	30
2.4 โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์	33
2.5 อีควอลไลเซชัน	35
2.6 ทฤษฎีของการส่งสัญญาณแบบ CDMA แบบ Multi-input Multi Output	36
2.4 สเปกตรัมแบบไครเรตซ์ซีเควอนซ์	38
3.บทที่ 3 Block diagram	41
3.1 Block diagram แสดงการทำงานของ MC-CDMA	41
3.1.1 Block diagram แสดงการทำงานของ MC-CDMA ในด้านส่ง	41
3.1.2 Block diagram แสดงการทำงานของ MC-CDMA ในด้านรับ	43
3.2 Block diagram แสดงการทำงานของ MIMO	44
3.2.1 Block diagram แสดงการทำงานของ MIMO ในด้านส่ง	44
3.2.2 Block diagram แสดงการทำงานของ MIMO ในด้านรับ	45
3.3 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA	47
3.3.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA ภาคส่ง	47
3.3.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA ภาครับ	48
4.บทที่ 4 ผลการทดลอง	49
4.1 ค่าคงที่ต่างๆ ในการทดลอง	49
4.2 ผลการทดลองของการทำงานแบบ MIMO Multi-Carrier CDMA	50
4.2.1 เมื่อกำหนดให้ ภาคส่ง 2 เสา, ภาครับ 2 เสา	50
4.2.2 เมื่อกำหนดให้ ภาคส่ง 1 เสา, ภาครับ 1 เสา	51
4.2.3 เมื่อกำหนดให้ ภาคส่ง 1 เสา, ภาครับ 2 เสา	52
5.บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	53
5.1 สรุปผลการวิจัย	53
5.1.1 ผลการทดลองเปรียบเทียบการทำงานระหว่าง การส่งสัญญาณแบบ Single –Carrier และ Multi-Carrier	53

สารบัญ(ต่อ)

เรื่อง	หน้า
5.1.2 ผลการทดลองเปรียบเทียบการส่งสัญญาณเมื่อจำนวน เสาอากาศเพิ่มขึ้นในระบบ MIMO Multi-Carrier CDMA ในส่วนของภาคส่ง	53
5.1.3 ผลการทดลองเมื่อพิจารณาจากค่า Number of Iteration และ SNR	54
5.2 วิเคราะห์ผลการวิจัย	54
5.3 แนวทางการพัฒนาต่อไป	55
บรรณานุกรม	56



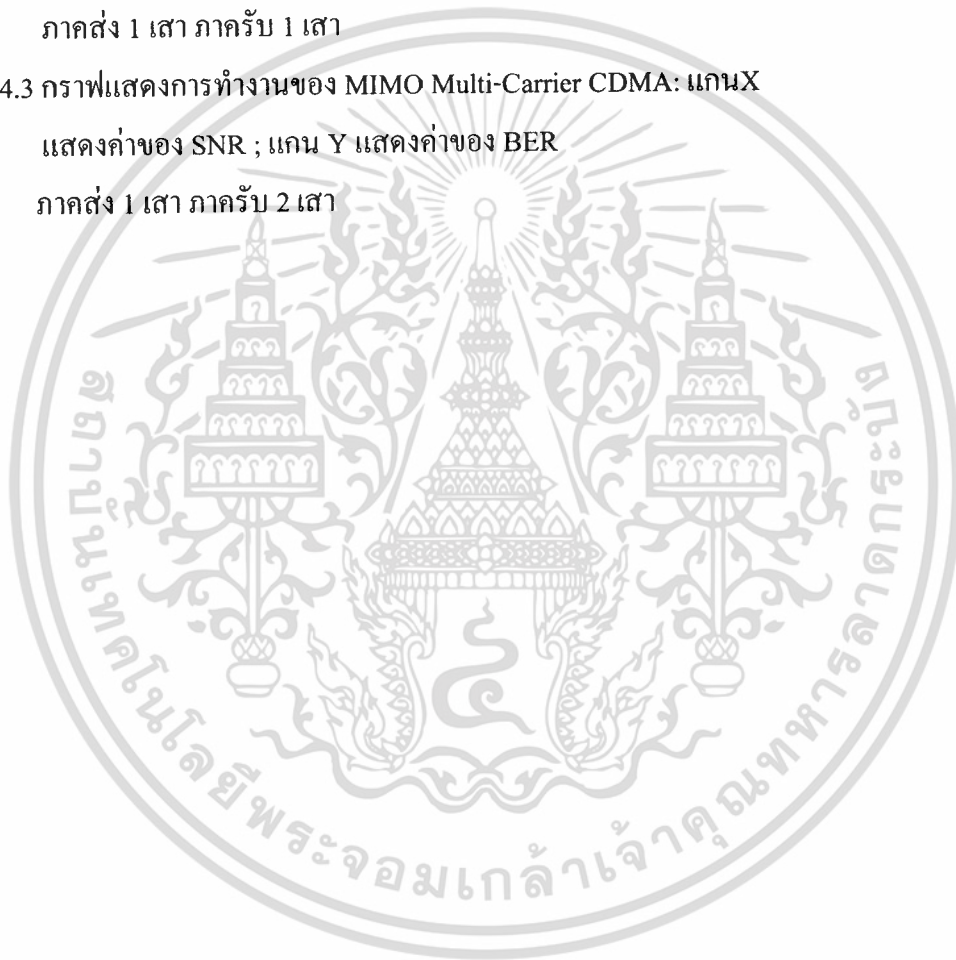
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
รูปที่ 2.1 64-ary Walsh Functions	4
รูปที่ 2.2 โครงสร้างของ selection diversity	9
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้จากการทำไควเวอร์ซิตีแบบ selection diversity และ feedback/scanning diversity	12
รูปที่ 2.4 โครงสร้างของ Maximal Ratio Combining	12
รูปที่ 2.5 รูปการกระจายของความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้จากการทำ selection diversity ที่มีจำนวนจุดรับสัญญาณ M ตำแหน่ง	15
รูปที่ 2.6 รูปการกระจายของความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้จากการทำ Maximal Ratio Combining ที่มีจำนวนจุดรับสัญญาณ M ตำแหน่ง	16
รูปที่ 2.7 Rayleigh distributions	18
รูปที่ 2.8 รูปคลื่นสัญญาณที่เข้าสู่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ ณ มุม	20
รูปที่ 2.9 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณ ไซนูซอยด์ความถี่เดียวที่รับผลกระทบของ คอปเปอเรชัน	21
รูปที่ 2.10 ตัวอย่างรูปสัญญาณเรย์ลีเฟดคิงและค่าที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณ LCR	21
รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการใช้ระดับ (N_R) กับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม (R) ทั้งนี้มีการนอลมอดไลซ์ตัวแปรทั้งสองแกน	22
รูปที่ 2.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด กับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม (R) ทั้งนี้มีการนอลมอดไลซ์ตัวแปรทั้งสองแกน	24
รูปที่ 2.13 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาท	32
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท	33
รูปที่ 2.15 General model of MIMO system	36
รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการทำสเปกตรัม	39-40
รูปที่ 3.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ Multicarrier CDMA ในด้านส่ง	41
รูปที่ 3.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ Multicarrier CDMA ในด้านรับ	43
รูปที่ 3.3 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในด้านส่ง	44
รูปที่ 3.4 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในด้านรับ	45
รูปที่ 3.5 Block Diagram แสดงการรับ และส่งสัญญาณแบบ MIMO-CDMA	46
รูปที่ 3.6 Block Diagram แสดงโครงสร้างของ MIMO Multicarrier CDMA ภาคส่ง	47

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 3.7 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multicarrier CDMA ภาครับ	48
รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA: แขน X แสดงค่าของ SNR ; แขน Y แสดงค่าของ BER ภาคส่ง 2 เสา ภาครับ 2 เสา	50
รูปที่ 4.2 กราฟแสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA: แขน X แสดงค่าของ SNR ; แขน Y แสดงค่าของ BER ภาคส่ง 1 เสา ภาครับ 1 เสา	51
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA: แขน X แสดงค่าของ SNR ; แขน Y แสดงค่าของ BER ภาคส่ง 1 เสา ภาครับ 2 เสา	52



บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดในการทำโครงการ Multi-carrier and MIMO CDMA in indoor wireless radio network

ปัจจุบันระบบการสื่อสารไร้สายได้รับการพัฒนาจากในอดีตมาตลอดเวลาดังแต่ยุค 0G มาจนถึงปัจจุบัน ซึ่งเป็นยุคของ 3G (Third Generation) ซึ่งความเร็วในการส่งสัญญาณไร้สายได้ถูกพัฒนาขึ้น โดยมีความน่าเชื่อถือ และมีความเร็วในการส่งข้อมูลที่สูงขึ้นมากเมื่อเทียบกับยุคแรก ๆ และในปัจจุบันก็ยังมีพัฒนาต่อไปเพื่อให้ก้าวจากยุคของ 3G ไปสู่ 4G (Fourth Generation) ซึ่งให้ความเร็วในการส่งสัญญาณถึง 10 Mbps ดังนั้นทางผู้จัดทำจึงมีแนวคิดในการทำการทดลอง ออกแบบระบบการสื่อสารที่จะทำให้ได้ความเร็ว อีกทั้งยังมีความน่าเชื่อถือที่สูงขึ้น ทางผู้จัดทำจึงได้นำวิธีการส่งสัญญาณแบบ MC-CDMA และ MIMO-CDMA มาทำงานร่วมกันเพื่อลดข้อเสียในแต่ละวิธี และนำข้อดีของแต่ละระบบมาทำงานร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อให้ทราบถึงเทคนิคการประมวลสัญญาณไร้สายให้มีความเร็วมากพอที่จะทำให้อยู่ในมาตรฐาน 4G ได้
2. เพื่อที่จะนำเทคนิคการใช้ Multi-carrier และ MIMO มาทำงานร่วมกันเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด
3. เพื่อศึกษาเทคนิคการใช้ MIMO และ Multi-carrier ในระบบ cellular

1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. โครงการนี้ จะทำการออกแบบระบบในการรับ – และส่งสัญญาณ โดยการจำลองบนโปรแกรม MATLAB
2. โครงการนี้จะทำการผสมผสานเฉพาะเทคนิค MC-CDMA และ MIMO เท่านั้น
4. โครงการนี้เป็นการทดลองเพื่อแสดงถึงการทำงาน และประสิทธิภาพของ Multicarrier CDMA

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ทฤษฎีของการส่งสัญญาณแบบ CDMA

CDMA (Code Division Multiple Access) การวิจัยและพัฒนาในระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ CDMA เริ่มขึ้นอย่างจริงจังเมื่อประมาณต้นปี ค.ศ. 1989 และเพียงไม่กี่ปีต่อมาคือในปลายปี ค.ศ. 1992 ผลงานวิจัยและพัฒนาเหล่านี้ก็ได้รับการเสนอและยอมรับให้เป็นมาตรฐานที่เรียกว่า IS-95 ในปัจจุบันระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบ CDMA นี้ได้เริ่มมีการนำมาใช้งานจริงกันในหลายประเทศทั่วโลก สำหรับในประเทศไทยนั้นการสื่อสารแห่งประเทศไทยได้นำระบบนี้เข้ามาให้บริการ โทรศัพท์เคลื่อนที่ในราวเดือนเมษายนปี ค.ศ.1998 หลักการเบื้องต้นของระบบ CDMA ได้จัดแบ่งความถี่ที่มีอยู่ทั้งหมดออกเป็นช่วง โดยแต่ละช่วงมีความกว้างเท่ากับ 1.25 MHz โดยวิธี FDMA สังเกตว่าคลื่นพาห์หนึ่งความถี่มีขนาดแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าของระบบอื่น ๆ เช่น GSM (200 kHz) มาก ด้วยขนาดแบนด์วิดท์ที่กว้างขนาดนี้ CDMA อนุญาตให้ผู้ใช้โทรศัพท์จำนวนมากจำนวนหนึ่งส่งสัญญาณเสียงลงบนคลื่นความถี่เดียวกันได้ ซึ่งหมายความว่าผู้ใช้ทุก ๆ คนที่ใช้คลื่นพาห์เดียวกันจะรบกวนกันในเชิงความถี่ตลอดเวลาการใช้งาน หากแต่ว่าโทรศัพท์แต่ละเครื่องจะสามารถแยกแยะว่าสัญญาณส่วนใดที่เป็นของตนเองได้โดยอาศัยชุดรหัสที่แตกต่างกันในการรับและส่งข้อมูล ด้วยเหตุนี้จึงเรียกระบบนี้ว่า Code Division Multiple Access (CDMA) ชุดรหัสที่ใช้ในการทำสเปกตรัมแพร่เหล่านี้มีชื่อเรียกว่า PN (Pseudorandom Noise) ซึ่งชุดรหัสแต่ละชุดที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติที่เรียกว่า orthogonal กับชุดรหัสอื่นๆ ทั้งหมด

ขั้นตอนการสร้างสัญญาณสำหรับการส่งออกเริ่มด้วยการนำสัญญาณเสียงที่อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลค่อนข้างต่ำ (เช่น 9600 bps) มาคูณกับสัญญาณ PN ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่สูงกว่ามาก (1,228 Mcps) ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ข้อมูลที่อัตราการส่งสูงกว่าสัญญาณเสียงที่ต้องการจะส่งมาก ด้วยเหตุนี้จึงเรียกว่ามีการสเปกตรัมแพร่ (Spread Spectrum) เกิดขึ้นและแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ใช้ในการส่งข้อมูลนี้ก็ต่อมามีขนาดใหญ่ขึ้นด้วยคือ 1.25 MHz (หมายเหตุ: สัญญาณที่ผ่านกระบวนการสเปกตรัมแพร่แล้วมักจะใช้ Mcps แทน Mbps) ส่วนของภาครับสัญญาณที่ปลายทางก็จะทำการดีสเปก (despread) สัญญาณที่รับได้เพื่อดึงสัญญาณเสียงเดิมกลับคืนมา ในการดีสเปกสัญญาณนั้นจะอาศัยวงจรคอร์เรเลเตอร์ (correlator) ซึ่งทำหน้าที่คูณสัญญาณที่ได้รับกับรหัส PN ชุดเดิม ซึ่งเหมือนกันกับการคูณที่ภาคส่งและจากนั้นก็หาค่าเฉลี่ยของสัญญาณทุก ๆ หนึ่งคาบของอัตราบิตข้อมูลของสัญญาณเสียง (หมายเหตุ: สัญญาณข้อมูลที่ต้องส่งออกมีจำเป็นต้องเป็นสัญญาณเสียงเท่านั้น อาจเป็นสัญญาณข้อมูลแบบอื่นเช่นข้อมูลประเภทดาต้าก็ได้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่แต่ละเครื่องที่ส่งผ่านสัญญาณเสียงหรือข้อมูลดาตาในรูปของสัญญาณดิจิทัลโดยใช้ชุดรหัส PN ที่แตกต่างกันและมีคุณสมบัติที่เป็น orthogonal ซึ่งกันและกัน ทำให้การรับและดึงสัญญาณของเครื่องโทรศัพท์เครื่อง ๆ หนึ่งจะไม่ได้สเปรคสัญญาณที่ถูกสเปรคออกด้วยรหัส PN ชุดอื่น ด้วยเหตุนี้เครื่องโทรศัพท์แต่ละเครื่องจึงสามารถแยกแยะสัญญาณที่เป็นของตนเองได้ ค่าพารามิเตอร์ค่าหนึ่งที่สำคัญคือ Processing gain ซึ่งได้กำหนดให้มีค่าเท่ากับ อัตราส่วนระหว่างอัตราบิตข้อมูลของรหัส PN ต่ออัตราการส่งของข้อมูลจริงในกรณีทีระบบส่งสัญญาณข้อมูลด้วยอัตรา 9600 bps จะได้ค่า Processing gain เท่ากับ $1.228 \text{ Mbps}/9600 \text{ bps} = 128$ หรือเท่ากับ 21 dB

2.1.1 ประเภทของรหัสที่ใช้ในระบบ CDMA (IS-95)

ในระบบ CDMA ตามมาตรฐาน IS-95 มีการใช้รหัสทั้งหมด 3 ประเภท คือ

1. Walsh code
2. Long PN code
3. Short PN code

รหัสแต่ละประเภทได้ถูกนำมาใช้งานในระบบ IS-95 ในลักษณะที่ต่างกัน คุณสมบัติและรายละเอียดของรหัสทั้ง 3 ประเภทจะได้กล่าวถึงต่อไป

1. รหัส Walsh (Walsh Code)

รหัส Walsh มีชื่อเรียกอีกอย่างว่า Hadamard code ประกอบด้วยรหัสที่มีคุณสมบัติ orthogonal ระหว่างกันทั้งหมด 64 ชุด โดยที่รหัสแต่ละชุดมีความยาวเท่ากับ 64 บิต รหัสประเภทนี้ออกแบบมาเพื่อใช้สำหรับสเปรคช่องสัญญาณที่มีอัตราการส่ง 1.228 Mbps (หมายเหตุ: รหัส 2 ระหว่างรหัสคู่นี้มีค่าเป็นศูนย์) การคำนวณหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสามารถหาได้จาก $x_i y_i = 0$ โดย x_i และ y_i คือค่าของบิตที่ i ของรหัสชุดแรกและชุดที่สองในรูปของไบโพลาร์ นั่นคือว่า $x_i y_i = -1$ ถ้าบิตที่ i นั้นมีค่าเป็นศูนย์ และ $x_i y_i = 1$ ถ้าบิตที่ i นั้นมีค่าเป็นหนึ่ง ตัวอย่างของรหัสที่มีคุณสมบัติ orthogonal กันเช่น $x = 0011$ และ $y = 0110$

2. รหัส Long PN

รหัสประเภท Long PN สร้างจากซีฟิตรีจิสเตอร์ขนาด 42 บิต โดยต่อเชื่อมกันให้มีโครงสร้างเป็น maximum length LFSRs และใช้โพลีโนเมียลต่อไปนี้

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

ผลที่ได้คือ รหัสที่มีความยาวถึง $2^{42} - 1 = 4.398 \times 10^{12}$ เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.228 Mbps ดังนั้นรหัสนี้จะมีการซ้ำทุก ๆ 41.425 วัน

3. รหัส Short PN

รหัส Short PN นี้มีอยู่ 2 ชุด คือ I และ Q โดยแต่ละชุดสร้างจากการใช้ซีฟิตรีจิสเตอร์ขนาด 15 บิต โดยต่อเชื่อมกันให้มีโครงสร้างเป็น maximum length LFSRs และใช้โพลีโนเมียล 2 ชุดต่อไปนี้

$$I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1$$

$$Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$$

ชุดรหัสจะมีความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1 = 32,767$ จากนั้นจะมีการเพิ่มบิต 0 อีกหนึ่งบิตเข้าไปเมื่อพบรหัสที่มีค่า 0 ติดต่อกัน 14 ตัว เพื่อให้ได้รหัสที่มีความยาวเท่ากับ 32,768 เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.228 Mbps ดังนั้นรหัสนี้จะมีการซ้ำทุก ๆ 26.66 ms

2.1.2 คุณสมบัติและข้อดีของระบบ CDMA

- โดยธรรมชาติแล้วในระหว่างการสนทนาของมนุษย์จะมีเพียงประมาณ 35% ของเวลาทั้งหมดเท่านั้นที่มีสัญญาณเสียงของผู้พูด ส่วนเวลาที่เหลือจะเป็นการฟัง ในระบบ CDMA นั้นเนื่องจากผู้ใช้บริการทุกคนจะถูกจัดให้ใช้ช่องสัญญาณช่องเดียวกันหมด ดังนั้นถ้ามีผู้ใช้บางส่วนที่ไม่มีการพูดก็หมายถึงว่าปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้น ๆ ก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจจะลดลงได้ถึง 65% นั้นหมายความว่าสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นถึงประมาณ 3 เท่า

- ในการส่งข้อมูลที่อัตราการส่งสูง ๆ เช่น มากกว่า 10 kbps มาก ๆ นั้น ระบบ FDMA และ TDMA จำเป็นต้องอาศัยวงจรอีควอไลเซอร์ในการลดสัญญาณที่เรียกว่า intersymbol interference ซึ่งเกิดจากการแผ่ของสัญญาณเนื่องจากการสเปกตรัมของดีเลย์ ในขณะที่วงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ภาครับของระบบ CDMA ไม่มีความจำเป็นต้องใช้วงจรรีเลย์หรือโพรเซสเซอร์สำหรับการปรับแก้รูปสัญญาณ แต่ต้องอาศัยวงจรคอร์รีเลเตอร์ (correlator) เพื่อใช้ในการดีสเปรด (despread) สัญญาณกลับมา ซึ่งวงจรคอร์รีเลเตอร์นั้นมีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรรีเลย์หรือโพรเซสเซอร์
- ระบบ CDMA ใช้วงจรรีเลย์หรือโพรเซสเซอร์เพียงชุดเดียวสำหรับครอบคลุมบริเวณ ๆ หนึ่ง ดังนั้นจึงง่ายและสะดวกในการติดตั้ง อีกทั้งยังประหยัดเนื้อที่ในการจัดเก็บอุปกรณ์
 - เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกันจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีการแฮนด์ออฟจากความถี่หนึ่งไปยังอีกค่าความถี่หนึ่งในกรณีที่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่งไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแฮนด์ออฟแบบนี้เรียก soft handoff ซึ่งต่างจาก hard handoff ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห้
 - ในระบบ TDMA มีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างที่เรียกว่า guard time ไว้ขนาดหนึ่งเพื่อป้องกันมิให้ข้อมูลที่อยู่นั้นละเมิดสล็อตเกิดการทับกัน ส่วนระบบ CDMA นั้นไม่มีความจำเป็นที่ต้องมี guard time เลย เพราะฉะนั้นช่วงเวลาตรงนี้สามารถนำมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพการส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้
 - ระบบ CDMA ไม่มีความจำเป็นต้องจัดแบ่งความถี่สำหรับการใช้งานที่ต่างกันสำหรับเซลล์ที่อยู่ใกล้กัน นั่นคือเซลล์ที่อยู่ติดกันก็สามารถใช้คลื่นความถี่เดียวกันได้ซึ่งต่างจากระบบอื่น เช่น FDMA เพราะระบบเหล่านี้จะต้องมีการจัดแบ่งความถี่ออกเป็นกลุ่ม ๆ และเซลล์ที่ใช้คลื่นความถี่กลุ่มเดียวกันจำเป็นต้องอยู่ห่างกันเพียงพอเพื่อลดผลกระทบของ Co-Channel Interference ดังนั้นการใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดของระบบ CDMA จึงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าให้ขนาดความจุที่สูงกว่าและรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากกว่า
 - ปัญหาและผลกระทบของเฟดดิ้งต่อการส่งสัญญาณแบบแถบความถี่กว้าง (wideband) มีน้อยกว่าเมื่อเทียบกับการส่งข้อมูลแบบแถบความถี่แคบ (narrowband) ดังนั้นการออกแบบระบบเพื่อจัดการกับปัญหาของเฟดดิ้งจึงมีความซับซ้อนน้อยกว่า

2.1.3 ขนาดความจุของระบบ CDMA

ในระบบ TDMA/FDMA นั้นขนาดความจุของระบบขึ้นอยู่กับขนาดของสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่ และขนาดแบนด์วิดท์ของสัญญาณแต่ละช่องเป็นหลัก โดยการคำนวณหาขนาดความจุนั้นค่อนข้างง่ายและตรงไปตรงมา ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีของระบบ FDMA ขนาดความจุของแต่ละเซลล์คำนวณจากขนาดสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่หารด้วยขนาดแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณเสียงแต่ละช่อง และสำหรับระบบที่มีการจัดวางเซลล์เป็นกลุ่มละ 7 เซลล์เพื่อลดปัญหาการแทรกสอดโคแชนแนล ก็ให้นำผลที่ได้มาหารด้วย 7 ผลลัพธ์ที่ได้ก็คือขนาดความจุของแต่ละเซลล์ภายในระบบ

แต่สำหรับในกรณีของ CDMA ขนาดความจุของระบบขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณรบกวน (interference) เป็นหลัก นั่นคือระบบจะยังคงสามารถทำงานได้โดยปกติราบใดที่ปริมาณของสัญญาณรบกวนยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป สัญญาณรบกวนที่กล่าวถึงนี้เกิดจากผู้ใช้อื่นๆ ที่อยู่บริเวณรอบข้างที่มีการใช้งานที่ความถี่เดียวกัน

พิจารณาเซลล์หนึ่งเซลล์ที่มีผู้ใช้ทั้งหมดจำนวน k คน กำลังของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นๆ ทั้งหมดภายในเซลล์มีค่าเท่ากับ $P(k-1)$ เมื่อ P คือ กำลังของสัญญาณที่สเปกตรัมแล้ว ค่าความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน N_0 มีค่าเท่ากับ $P(k-1)/W$ โดย W คือ ค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ใช้

พลังงานของสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิต E_b มีค่าเท่ากับ P/R โดย R คือ ค่าอัตราการส่ง (bps) ดังนั้น

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P/R}{P(k-1)/W} = W(R(k-1))$$

ถ้ากำหนดให้ Processing gain $G = W/R$

จะได้

$$k = 1 + \left(\frac{G}{E_b/N_0} \right)$$

สมการนี้คิดเฉพาะผลของสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ในเซลล์เดียวกันเท่านั้น เพราะฉะนั้นถ้าคิดถึงผลกระทบของเซลล์รอบข้างด้วยขนาดของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มขึ้นประมาณ 1.5 เท่า ดังนั้นจะได้

$$k = 1 + \left(1.5 \frac{G}{E_b/N_0} \right)$$

ถ้าหากสายอากาศที่ใช้เป็นแบบที่กำหนดทิศทางการส่งให้ครอบคลุมเพียง 1/3 ของพื้นที่ทั้งหมดได้ (sectoring) ก็จะสามารถลดสัญญาณรบกวนลงได้ ซึ่งสามารถประมาณการลดทอนของสัญญาณรบกวนได้โดยการคูณสัญญาณรบกวนกับค่าตัวประกอบ S ซึ่งมีค่าประมาณ 2.4 เท่านั้น นอกจากนี้ในระบบ CDMA สามารถใช้ประโยชน์จากการที่ผู้ใช้โทรศัพท์จะมีช่วงเวลาที่ไม่พูด เช่น ช่วงระหว่างที่ฟังอยู่ ช่วงที่ผู้ใช้เงยไปนี่ก็จะไม่สร้างสัญญาณรบกวนต่อผู้ใช้อื่น ๆ เพราะ ฉะนั้นค่าสัญญาณรบกวนก็ลดลงด้วยค่าตัวประกอบ V โดย 1/V คือ เปรอร์เซ็นต์ของเวลาที่ไม่มีการส่งสัญญาณเสียง เมื่อคิดถึงผลกระทบขององค์ประกอบต่างๆ ที่กล่าวมานี้ก็จะได้

$$k = 1 + \left(1.5 \frac{G}{\left(E_b/N_0 \right) SV} \right)$$

2.1.4 ประเภทของไดเวอร์ซิตีที่มีใช้ในระบบ CDMA

ในระบบ CDMA มีการใช้ไดเวอร์ซิตีหลากหลายรูปแบบในการเพิ่มคุณภาพการรับส่งสัญญาณดังต่อไปนี้

- Frequency diversity เนื่องจากขนาดของสเปกตรัมของระบบ CDMA มีความกว้างมาก จึงทำให้ผลกระทบของการสะท้อนของสัญญาณจากหลายทิศทาง หรือที่เรียกว่าเฟดดิ้ง (fading) มีน้อย ทั้งนี้เพราะว่าจะมีสัญญาณเพียงบางส่วนเท่านั้นที่ได้รับการรบกวน ในขณะที่ขณะหนึ่ง ดังนั้นสัญญาณในระบบ CDMA จึงสามารถรับมือกับปัญหาเฟดดิ้งได้ดีกว่าระบบอื่น
- Antenna diversity ที่สถานีฐานจะใช้สายอากาศ 2 ชุด ในการรับสัญญาณ
- Time diversity เกิดจากการที่ระบบอาศัยวงจรรับแบบ RAKE ซึ่งสามารถใช้ประโยชน์จากสัญญาณข้อมูลเดียวกันหลายชุดเดินทางที่มาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน
- Space diversity เกิดขึ้นจากการที่ระบบ CDMA ใช้การแฮนด์ออฟแบบที่เรียกว่า soft handoff ซึ่งการแฮนด์ออฟแบบนี้เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่สามารถเลือกสัญญาณจากสถานีฐานมากกว่าหนึ่งแห่งที่มีคุณภาพดีกว่ามาใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4.1 Space diversity

เนื่องจากขนาดของสเปกตรัมของระบบ CDMA มีความกว้างมาก จึงทำให้ผลกระทบของการสะท้อนของสัญญาณจากหลายทิศทาง หรือที่เรียกว่าเฟดดิ้ง (fading) มีน้อย ทั้งนี้เพราะว่าจะมีสัญญาณเพียงบางส่วนเท่านั้นที่ได้รับการรบกวนในขณะใดขณะหนึ่ง ดังนั้นสัญญาณในระบบ CDMA จึงสามารถรับมือกับปัญหาเฟดดิ้งได้ดีกว่าระบบอื่น โดยสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีการนี้ออกได้เป็น 4 รูปแบบคือ

Selection diversity

Feedback or Scanning Diversity

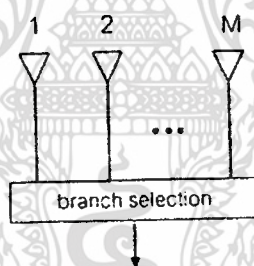
Maximal Ratio Combining

Equal Gain Combining

สำหรับรายละเอียดของแต่ละวิธีนั้นจะได้กล่าวถึงส่วนต่อไป

2.1.4.1.1 ไคเวอร์ซิติแบบ Selection diversity

ไคเวอร์ซิติแบบ selection diversity เป็นวิธีที่ง่ายและตรงไปตรงมาที่สุด นั่นคือในขณะใดขณะหนึ่งระบบจะเลือกสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าของ SNR สูงที่สุด ดูรูปโครงสร้างของวิธีการนี้จากรูป



รูปที่ 2.2 โครงสร้างของ selection diversity

โดยสามารถคำนวณหาว่าวิธีการนี้จะช่วยให้ระบบมีสมรรถนะเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเพียงใดได้ดังต่อไปนี้ สมมติว่าสัญญาณที่รับได้จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งเป็นอิสระต่อกันและได้รับผลกระทบของเฟดดิ้งในการส่งผ่านช่องสัญญาณ ทำให้ระดับของสัญญาณมีการกระจายเป็นแบบเรย์ลีและมีค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณเท่ากับ σ^2

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

โดย r_i คือ ระดับของสัญญาณที่รับได้ที่จุดรับสัญญาณ i

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ γ_i เป็นค่า SNR ของสัญญาณ r_i ณ ขณะใดขณะหนึ่ง และ N คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนซึ่งสมมติให้มีค่าเท่ากันหมดสำหรับสัญญาณที่รับได้แต่ละจุด

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N}$$

ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่รับได้แต่ละจุดมีค่าเป็น

$$\Gamma = \frac{\sigma^2}{2N}$$

และจะได้ว่าค่า γ_i จะมี SNR เป็น

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

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ SNR ของสัญญาณจากแต่ละจุดจะมีขนาดต่ำกว่าหรือเท่ากับค่าที่กำหนด γ ค่าหนึ่ง คือ

$$p(\gamma_i \leq \gamma) = \int_0^{\gamma} p(\gamma_i) d\gamma_i = \int_0^{\gamma} \frac{1}{\Gamma} e^{-\gamma_i/\Gamma} d\gamma_i = 1 - e^{-\gamma/\Gamma}$$

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้จากทุกแหล่งซึ่งเป็นอิสระต่อกันทั้งหมด M แห่ง จะมีขนาดของ SNR ที่ต่ำกว่า γ พร้อมๆ กันมีค่าเท่ากับ

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

ค่าความน่าจะเป็นดังกล่าวนี้คือความน่าจะเป็นที่ SNR ที่รับได้จากการใช้ selection diversity มีขนาดต่ำกว่าค่า γ ที่ต้องการ ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้มีขนาดของ SNR ที่มากกว่า γ จึงมีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

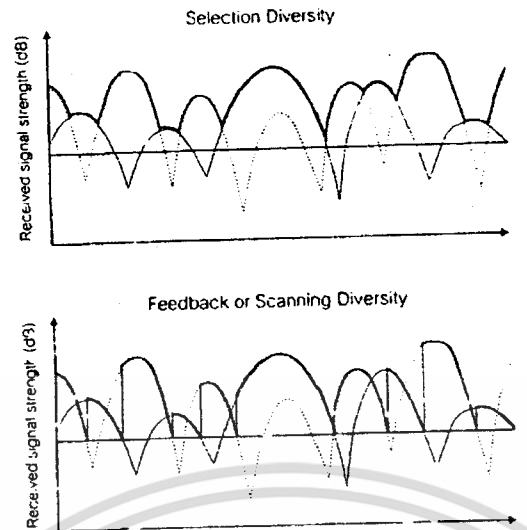
หากต้องการจะคำนวณหาค่าเฉลี่ยของ SNR ในระบบที่มีการใช้ selection diversity ก็
สามารถกระทำได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียล $P_M(\gamma)$ เพื่อหา pdf ของ γ และจากนั้นก็ทำการหา
ค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการทำไคเวอร์ซิตีคือ

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

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

2.1.4.1.2 ไคเวอร์ซิตีแบบ Feedback or scanning diversity

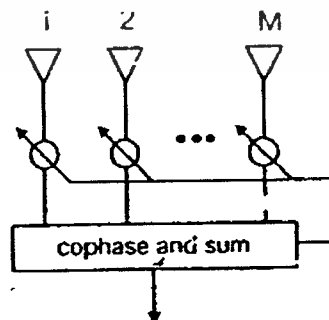
ไคเวอร์ซิตีแบบ Feedback or scanning diversity เป็นวิธีการที่คล้ายกันกับของ
แบบแรกต่างกันตรงที่แทนที่จะเลือกสัญญาณที่ดีที่สุดจาก M สัญญาณเสมอ วิธีนี้ระบบจะทำการ
สแกนสัญญาณจากแต่ละแหล่งตามลำดับ และเมื่อใดที่พบสัญญาณที่มีขนาดใหญ่กว่าค่าที่กำหนด
ไว้ก็จะเลือกใช้สัญญาณนั้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งกำลังของสัญญาณลดลงต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้จึงจะ
ทำการสแกนสัญญาณใหม่อีกครั้ง การทำงานในลักษณะนี้จะมีคามซับซ้อนน้อยกว่าวิธี
selection diversity เพราะระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกหรือเปลี่ยนจุดรับสัญญาณจะ
เป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งแตกต่างจากวิธี selection diversity ตรงที่ระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้จะต้องมีการ
เปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ดูตัวอย่างการเปรียบเทียบรูปสัญญาณที่รับได้จากวิธี selection diversity
และ Feedback or scanning diversity คุณภาพของสัญญาณที่รับได้จากวิธีนี้จะดีกว่าวิธี selection
diversity เสมอ



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างเปรียบเทียบสัญญาณที่รับได้จากการทำไควเวอร์ซิตีแบบ selection diversity และ feedback/scanning diversity

2.1.4.1.3 ไควเวอร์ซิตีแบบ Maximal Ratio Combining

สำหรับไควเวอร์ซิตีแบบ Maximal Ratio Combining สัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน โครงสร้างในรูปที่ 2.4 ข้อดีของวิธีการนี้ก็คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสที่จะสามารถได้รับสัญญาณที่มีค่า SNR ขนาดที่ใหญ่ขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนยุ่งยากกว่า 2 วิธีแรกมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม หากแต่ในปัจจุบันการพัฒนาและความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีกรรมวิธีประมวลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing) ก็ช่วยทำให้การสร้างวงจรเหล่านี้มีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.4 โครงสร้างของ Maximal Ratio Combining

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติให้ระดับสัญญาณที่ได้รับในแต่ละแห่งให้มีขนาดเท่ากับ r_i และสัญญาณเหล่านี้ได้รับการปรับขนาดของเฟสให้ตรงกันทำให้สัญญาณจากทั้ง M จุดมารวมกันได้โดยตรงโดยในการรวมกันนั้นจะต้องมีการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก G_i ของสัญญาณแต่ละแห่งให้เหมาะสมเพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่มีค่า SNR สูงที่สุด

$$r_T = \sum_{i=1}^M G_i r_i$$

สมมติให้ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งมีขนาดเท่ากัน เพราะฉะนั้นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N ก็สามารถหาได้ตามสมการต่อไปนี้

$$N_T = N \sum_{i=1}^M G_i^2$$

ค่า SNR ที่ได้จึงมีค่าเท่ากับ

$$\gamma_M = \frac{r_T^2}{2N_T}$$

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

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

สังเกตว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดจากการทำไควเวอร์ซิวิตีวิธีนี้มีค่าเท่ากับผลรวมของค่า SNR จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งนั่นเอง เนื่องจาก r_i คือ สัญญาณที่ประกอบขึ้นจากตัวแปรแรนดอมที่เป็นอิสระต่อกัน สองตัวคือ T_C และ T_S ทั้งคู่มีการกระจายเป็นแบบเกาส์ (Gaussian distribution) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ และมีค่าแวนเรียนซ์เป็น σ^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Y_i = \frac{1}{2N} r_i^2 = \frac{1}{2N} (T_c^2 + T_s^2)$$

เพราะฉะนั้น Y_M ก็คือ ตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายเป็นแบบไคสแควร์ (Chi-Square distribution) ที่เกิดจากการรวมกันแบบยกกำลังสองของตัวแปรแรนดอมที่มีการกระจายแบบเกาส์ จำนวน $2M$ ตัว นั่นคือ

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

โดยมีค่าแวลเรียนซ์เท่ากับ $\frac{\Gamma}{2} = \frac{\sigma^2}{2N}$
 ความน่าจะเป็นที่ค่า SNR จะต่ำกว่าค่ากำหนด γ ค่าหนึ่งคือ

$$p[Y_M \leq \gamma] = \int_0^\gamma p(Y_M) dY_M = 1 - e^{-\gamma/\Gamma} \sum_{k=1}^M \frac{(\gamma/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!}$$

ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่ได้จากการทำ ไคเวอร์ซิติคือ

$$\bar{Y}_M = \sum_{k=1}^M \bar{Y}_i = \sum_{k=1}^M \Gamma = M \Gamma$$

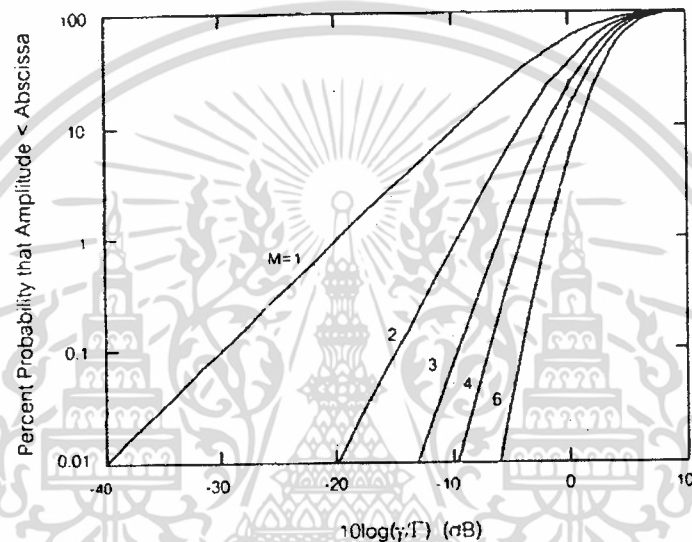
ซึ่งค่าที่ได้จากการรวมค่าเฉลี่ย SNR ของสัญญาณ Y_i ที่รับได้ ณ แต่ละจุดนั่นเอง

พิจารณารูปการกระจายความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้รับได้โดยวิธีการไคเวอร์ซิติแบบ selection diversity กับ Maximum ratio combining ในรูปที่ 2.5 และ 2.6 ตามลำดับ จะเห็นว่าค่าความน่าจะเป็นสูง ๆ เช่น 99% ค่าของ SNR มีขนาดที่ตีขึ้นอีกประมาณ 10 dB เมื่อมีการเพิ่มจุดรับสัญญาณมากเป็น 2 แห่ง สำหรับในกรณีของ selection diversity และค่า SNR ก็จะตีขึ้นไปอีกประมาณ 1.5 dB เมื่อใช้วิธี Maximum ratio combining เมื่อยังเพิ่มจำนวนจุดรับสัญญาณมากขึ้นไปเป็น 3, 4 และ 6 แห่ง ค่าของ SNR ก็ตีขึ้นไปอีกตามลำดับ สักเกตว่าวิธี Maximum ratio combining จะให้ค่า SNR ที่ดีกว่าในกรณีของ selective diversity เสมอ

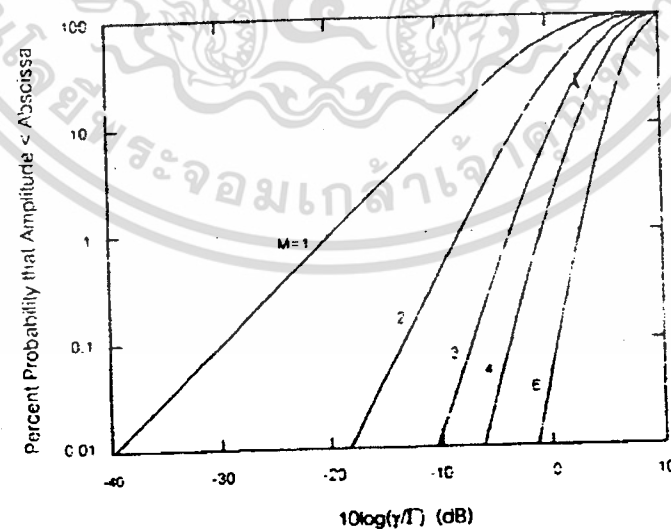
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4.1.4 ไคเวอร์จิติแบบ Equal Gain Combining

จากการที่วิธี Maximal Ratio Combining จะต้องมี การคำนวณหา ค่าถ่วงน้ำหนัก สำหรับสัญญาณจากแต่ละจุดให้เหมาะสม ทำให้ระบบต้องมีวงจรสำหรับทำการคำนวณที่ซับซ้อน และในการหา ค่าที่ถูกต้องนั้นก็มีค่าใช้จ่ายที่แพง เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้จึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักค่าเดียวกันสำหรับจุดรับสัญญาณทุกจุดคือกำหนดให้มีค่าเป็นหนึ่ง การทำในลักษณะนี้ช่วยทำให้ระบบมีความซับซ้อนน้อยลงมาก และจากผลการวิเคราะห์พบว่า สมรรถนะของวิธีนี้มีได้ด้อยไปกว่าวิธี Maximal Ratio Combining เท่าใดนัก วิธีนี้จึงเป็นวิธีที่น่าสนใจในการนำมาใช้งานจริง



รูปที่ 2.5 รูปการกระจายของความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้จากการทำ selection diversity ที่มีจำนวนจุดรับสัญญาณ M ตำแหน่ง



รูปที่ 2.6 รูปการกระจายของความน่าจะเป็นของสัญญาณที่ได้จากการทำ Maximal Ratio Combining ที่มีจำนวนจุดรับสัญญาณ M ตำแหน่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4.2 Antenna diversity

Antenna diversity ลักษณะการทำงานเป็นที่สถานีฐานจะใช้สายอากาศ 2 ชุด ในการรับสัญญาณ

2.1.4.3 Time diversity

ไคเวอร์ซิตีทางเวลา (time diversity) คือ การส่งสัญญาณข้อมูลเดิมซ้ำมากกว่าหนึ่งครั้งที่เวลาแตกต่างกัน โดยการส่งแต่ละครั้งจะต้องเว้นช่วงเวลาให้ห่างกันมากพอ คือต้องมากกว่า coherence time ของช่องสัญญาณ ผลที่ได้คือ ภาครับจะได้รับสัญญาณข้อมูลซ้ำหลายครั้ง โดยสัญญาณข้อมูลที่รับได้แต่ละครั้งนี้ได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในลักษณะที่แตกต่างกัน ค่าของ coherence time ขึ้นอยู่กับคอปเปอเรซีฟิตีของคลื่นสัญญาณซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของการเคลื่อนที่และความถี่ของคลื่นพาห์ ตัวอย่างของการใช้งานไคเวอร์ซิตีทางเวลา คือ วงจร RAKE receiver ในระบบ CDMA

2.1.4.4 Frequency diversity

ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ (frequency diversity) อาศัยการส่งสัญญาณข้อมูลลงบนคลื่นความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่ เช่น 2 ความถี่ โดยคลื่นความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณจะต้องจัดให้ห่างกันมากกว่าขนาดโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ เพื่อที่คลื่นพาห์ทั้งสองจะได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งในลักษณะที่แตกต่างกัน ผลที่ได้คือช่องสัญญาณดีขึ้นได้ตามวิธีการคำนวณที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น ค่าโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์นั้นขึ้นอยู่กับค่าดีเลย์สเปรด (multipath delay spread) ของช่องสัญญาณโดยตรง นั่นคือถ้าดีเลย์สเปรดมีขนาดที่กว้างขึ้น ค่าของโคฮีเรนต์แบนด์วิดท์ก็จะมีขนาดเล็กลง และความถี่ของคลื่นพาห์ที่ต้องใช้ก็ห่างกันน้อยลงด้วยข้อเสียของวิธีนี้ก็คือ ระบบต้องใช้แบนด์วิดท์ที่เพิ่มมากขึ้น และจะต้องมีอุปกรณ์ทั้งรับและส่งเพิ่มขึ้นจากเดิม ในปัจจุบัน ได้มีการนำไคเวอร์ซิตีทางความถี่ใช้งานในระบบเชื่อมต่อไมโครเวฟแบบจุดต่อจุด

2.2 ทฤษฎีของการส่งสัญญาณแบบ CDMA แบบ หลายคลื่นพาหะ (MC-CDMA)

2.2.1 ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาคส่ง

$$\text{จากสมการในการส่งสัญญาณ } S_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m a_m[k] \cos(2\pi f_c + 2\pi \frac{F}{T_b} t) p_{T_b}(t - kT_b)$$

โดย สัญลักษณ์ข้อมูลเดี่ยว จะถูกคัดลอกออกเป็นหลายๆ ส่วนจำนวน N ส่วน โดยในแต่ละส่วนนั้น จะถูกคูณด้วย spreading code ที่มีความยาวเท่ากับ N บิต หลังจากนั้น ข้อมูลจะถูกทำการมอดูเลทแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกมอดูเลทไปบนพาหะย่อยต่าง ๆ โดยความถี่ของพาหะแต่ละตัวจะต่างกันเป็น และห่างกันเป็น $\frac{F}{T_b}$ Hz โดย F ต้องเป็นเลข

จำนวนเต็ม และสัญญาณที่ส่งออกมา คือผลรวมของสัญญาณในแต่ละส่วนที่ถูกมอดูเลทแล้ว โดยถ้าให้ค่า $F = 1$ แล้วการทำงานจะคล้ายกับการทำงานแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) บน สเปกตรัมแบบไครเรตซีเควนส์ ดังนั้น จึงมีความน่าสนใจในการที่จะนำ วิธีการสองวิธีการ ได้แก่ OFDM และ DS-SS-CDMA มาผสมผสานใช้ร่วมกัน โดย วิธีการประมวลสัญญาณดิจิทัลในปัจจุบัน มีความง่ายในการใช้งาน และคล่องตัว จึงสามารถทำให้การทำงานแบบผสมผสานทำได้ง่ายขึ้น และเป็นไปได้จริง โดยถ้าให้ค่า $F = 1$ จะทำให้แบนวิดท์ในการส่งสัญญาณมีค่าน้อยที่สุด โดยยิ่งความถี่ F มีค่ามากเท่าไร ยิ่งทำให้ แบนวิดท์ ที่ใช้ในการส่งสัญญาณมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย อย่างเช่น ถ้าต้องการให้มีอัตราการขยายของสัญญาณความถี่ที่มากขึ้น โดยที่ไม่เพิ่มความซับซ้อนในการประมวลสัญญาณเนื่องจาก ตัวคูณของสเปกตรัมโค้ดมีขนาดใหญ่ (มีขนาดของ N ใหญ่)

โดยสัญญาณที่ถูกส่งจะขึ้นอยู่กับ จำนวนของบิตข้อมูลสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ($a_m[k]$)

โดยจากสมการ ตัวแปรต่าง ๆ มีความหมายดังนี้

$$C_m[i] = \text{สเปกตรัมโค้ดของผู้ใช้คนที่ } m \text{ ดังนั้น } C_m \in \{-1,1\}$$

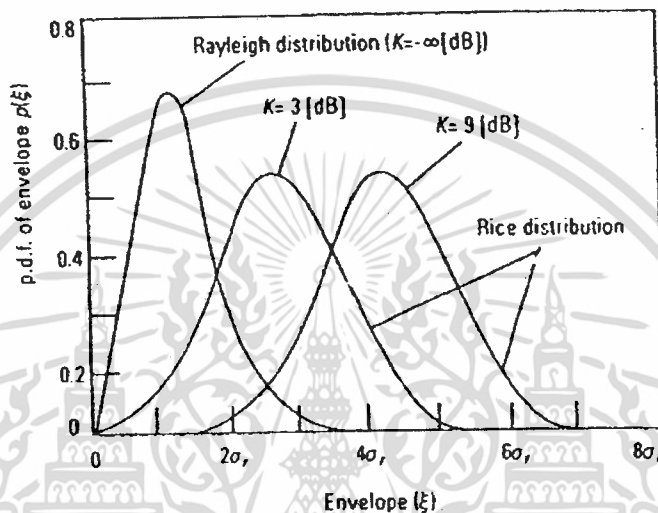
$$p_{T_b} = \text{แอมพลิจูด ของสัญญาณที่ไม่ใช่ศูนย์ และอยู่ในช่วงตั้งแต่ } 0 \text{ ไปถึง } T_b$$

$a_m[k] = \text{ค่าของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ใช้ (Input Data symbol) โดยสมมุติให้มีความน่าจะเป็นที่จะเป็นค่า -1 หรือ 1 เท่ากัน}$

72653

2.2.2 แชนเนลโมเดลเป็นการกระจายแบบ เรย์ลี เฟดดิ้ง (Rayleigh Fading)

ในโครงการนี้ ได้ทำการเลือก ช่องการสื่อสารที่มีค่าความถี่ในช่วง $1/T_b \ll BW_c \ll F/T_b$ โดย BW_c คือ โคฮีเรนซ์ แบนวิดท์ โดย โมเดลนี้จะแสดงให้เห็นถึง โดยโมเดลนี้แสดงให้เห็นว่า พายุห้อยต่าง ๆ ที่ถูกมอดูเลทจะไม่สามารถทำให้เห็นการเกิดการกระจายได้ชัด เพราะว่าปรากฏการณ์ ดอปเปลอร์ (Doppler shift) มีขนาดเล็กมาก และ โดยปกติแล้ว จะอยู่ในช่วง 0.3 – 6.1 Hz ในอุปกรณ์ในร่ม ดังนั้นจึงสามารถสมมุติได้ว่า ค่าของเฟส และ แอมพลิจูด ยังคงคงที่เสมอเมื่อส่งข้อมูล



รูปที่ 2.7 Rayleigh distribution

2.2.2.1 Uplink

สำหรับการส่งสัญญาณอัปลิงค์ (uplink) การส่งสัญญาณจากเทอร์มินัล (Terminal) ไปยังสถานีฐาน (Base Station) การรับสัญญาณของสถานีฐานของแต่ละผู้ใช้และ แชนเนลที่แตกต่างกันในเทอร์มินัลเดียวกัน แทรนสเฟอร์ฟังก์ชันของช่องสัญญาณแบบ Continuous-Time fading ถูกนำมาใช้กับผู้ใช้แสดงได้ดังสมการ

$$H_m \left[f_c + i \frac{F}{T_b} \right] = \rho_{m,i} e^{j\theta_{m,i}}$$

โดยที่ $\rho_{m,i}$ และ $\theta_{m,i}$ เป็นค่าแอมพลิจูดและเฟสของแชนเนลตามลำดับของ ผู้ใช้ที่ความถี่ $f_c + i \left(\frac{F}{T_b} \right)$ โดยค่าของแอมพลิจูดของสมมติให้เป็นค่าที่อิสระและสามารถ ระบุตนเองได้ (Independent and identically distributed (IID)) สำหรับทุก user และทุก ๆ ความถี่ โดยค่าของแอมพลิจูด $\rho_{m,i}$ จะสมมติให้มีรูปแบบอยู่ในลักษณะของ IID ซึ่งจะค่ามีอยู่ ตั้งแต่ 0 ถึง 2π สำหรับทุก ๆ ผู้ใช้และทุก ๆ ความถี่

2.2.2.2 Downlink

สำหรับการส่งสัญญาณดาวลิงค์ (Downlink) อย่างเช่น การส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเทอร์มินัล เมื่อเทอร์มินัลได้รับสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นๆที่วิ่งผ่านมาทางช่องสัญญาณเดียวกัน ซึ่งเรียกว่า Wanted Signal ซึ่งผู้ใช้งานสามารถระบุช่องสัญญาณที่ใช้ได้ ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$\rho_{m,i} = \rho_{0,i} \quad \theta_{m,i} = \theta_{0,i}$$

เมื่อ $m = 0, 1, \dots, M-1$

2.2.2.3 สเปกตรัมกำลังของเรย์ลีเฟดคิง

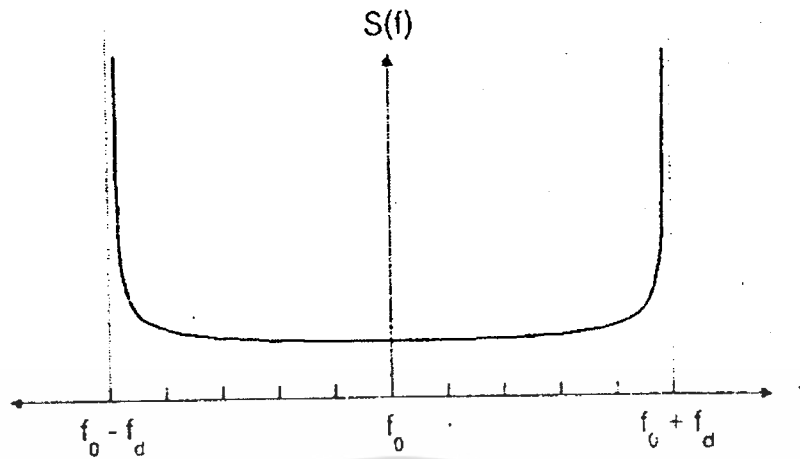
คุณสมบัติเชิงความถี่หรือคือสเปกตรัมกำลัง $S(f)$ ของเรย์ลีเฟดคิง ในการวิเคราะห์สเปกตรัมกำลังจะเริ่มจากการพิจารณารูปคลื่นสัญญาณที่เดินทางถึงเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ในรูปที่ 2.8 คลื่นสัญญาณเดินทางเข้าหาเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยทำมุมเท่ากับ θ ฉะนั้นความถี่ที่เครื่องโทรศัพท์รับได้ที่มุมดังกล่าวนี้มีเท่ากับ $f = f_0 + f_d \cos \theta$ และสำหรับสัญญาณส่วนที่ทำมุมเท่ากับ $-\theta$ ก็ย่อมจะให้ผลเหมือนกันคือสัญญาณที่รับได้ ณ เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีความถี่เท่ากับ $f = f_0 + f_d \cos \theta$ ด้วยเช่นกัน เมื่อพิจารณาในเชิงกำลังของสัญญาณที่รับได้จากคลื่นในช่วงมุมองศา $d\theta$ เล็กๆจะมีค่าเท่ากับ $P|d\theta|/2\pi$ ทั้งนี้ข้อความนี้จะ เป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อสัญญาณที่เข้าสู่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการกระจายพลังงานเท่ากันในทุก ทิศทาง และสายอากาศรับก็มีอัตราขยายคงที่ทุกทิศทางด้วย ถ้านำกำลังของคลื่นสัญญาณ ในช่วงมุมองศา $d\theta$ ที่ทำมุมเท่ากับ $-\theta$ และ θ มารวมกันก็จะได้เป็นกำลังของสัญญาณ ที่บรรจุอยู่ในช่วง กล่าวคือ

จากสมการดอปเปลอร์ชิฟต์ $f = f_0 + f_d \cos \theta$ จะได้ว่า df มีความสัมพันธ์กับ $d\theta$ ดังนี้คือ

$$S(f)|df| = P|d\theta|/\pi$$

และจากสมการดอปเปลอร์ชิฟต์เช่นเดิม เมื่อจัดการย้ายข้างตัวแปรในสมการใหม่จะได้ว่า

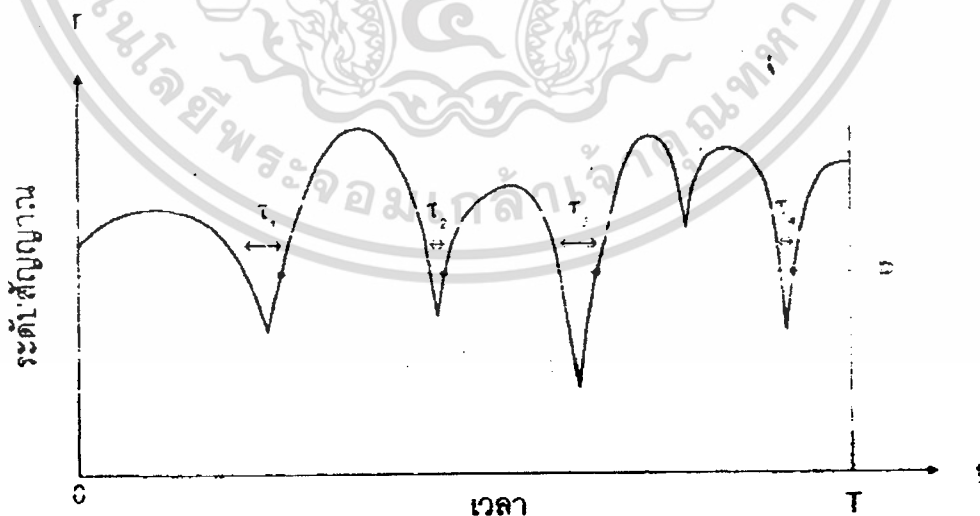
$$\theta = \cos^{-1} \left[\frac{f - f_0}{f_d} \right]$$



รูปที่ 2.9 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณไซนัสชอยด์ความถี่เดียวที่รับผลกระทบของคอปเปอเรชัน

2.2.2.4 อัตราการข้ามระดับ

ในการศึกษาคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง นอกจากจะสนใจการกระจายความน่าจะเป็นของแอมพลิจูด เฟส และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแล้ว ยังมีพารามิเตอร์อื่นที่เกี่ยวข้องและเป็นประโยชน์ต่อการออกแบบระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ พารามิเตอร์ที่มานี้เรียกว่า อัตราการข้ามระดับ (Level Crossing Rate : LCR) ซึ่งมีนิยามว่าเป็นค่าเฉลี่ยของจำนวนครั้งที่สัญญาณมีระดับต่ำกว่าค่าที่กำหนดภายในช่วงเวลาที่กำหนดช่วงหนึ่ง ค่านี้ได้จากการนับจำนวนครั้งของการเปลี่ยนระดับของสัญญาณผ่านค่าที่กำหนดดังตัวอย่างในรูปที่ 2.10 การทราบถึงคุณลักษณะของค่าอัตราการข้ามระดับ LCR จะเป็นประโยชน์โดยตรงต่อการออกแบบระบบแก้ไขความผิดพลาดของบิตข้อมูล



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างรูปสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งและค่าที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณ LCR สมมติให้ r แทนแอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเป็นค่าที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และให้ r

แทนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ r ซึ่งมีค่าเท่ากับ dr/dt ถ้ากำหนดให้ระดับของสัญญาณที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นจุดเปลี่ยนมีค่าเท่ากับ R จะได้ว่าอัตราการข้ามของสัญญาณจากระดับที่สูงกว่า R ไปยังค่าที่ต่ำกว่า R หรือคือค่า LCR สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

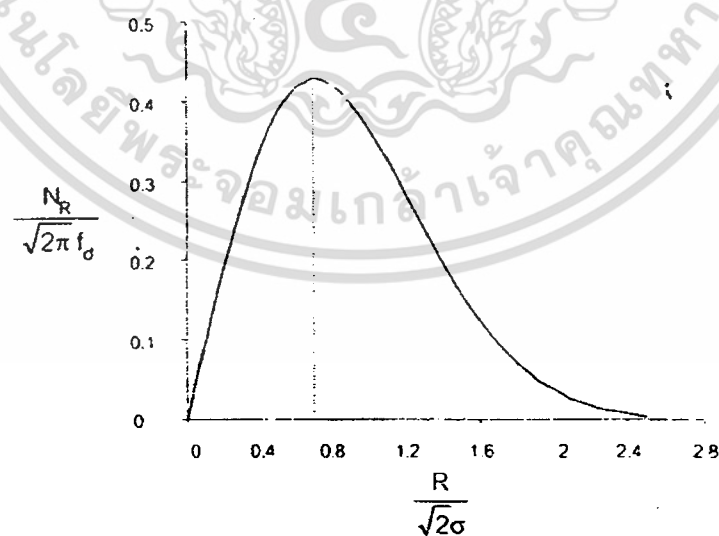
$$N_R = E[\dot{r}|r = R] = \int_0^{\dot{r}} r p(R, \dot{r}) d\dot{r}$$

เมื่อ $p(R, \dot{r})$ แทนฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วมระหว่าง r และ \dot{r} โดยพิจารณาณ จุดที่ $r = R$ (joint probability density function of r and \dot{r} at $r = R$) ในการพิสูจน์เพื่อหาค่า N_R ก่อนข้างล่างยากสักเล็กน้อย ผลการพิสูจน์เป็นดังนี้

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_d \frac{R}{\sqrt{2\sigma}} \exp\left[-\left(\frac{R}{\sqrt{2\sigma}}\right)^2\right]$$

โดย f_d คือ ค่าคออปเปลอร์ชิฟต์สูงสุดซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{v}{\lambda}$

สมการความสัมพันธ์ที่ได้บ่งชี้ว่าอัตราการข้ามระดับ N_R มีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าคออปเปลอร์ชิฟต์สูงสุดหรือก็คือมีค่าเพิ่มตามความเร็วของเครื่องโทรศัพท์ที่เคลื่อนที่ และเมื่อคำนวณหาจุดสูงสุดของอัตราการข้ามระดับ N_R พบว่าเกิดขึ้นที่ค่า $R = \sigma$ เนื่องจากค่า rms ของสัญญาณอยู่ที่ $\sqrt{2}\sigma$ ดังนั้นจึงมักจะกล่าวหาว่าจุดสูงสุดของอัตราการข้ามระดับ N_R เกิดขึ้นที่ระดับ 3 dB ได้ค่า rms ความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{R}{\sqrt{2\sigma}}$ และ $\frac{N_R}{\sqrt{2\pi} f_d}$ ในรูปที่ 2.11 ประกอบ



รูปที่ 2.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการข้ามระดับ (N_R) กับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม (R)
ทั้งนี้มีการนอลมอลไลซ์ตัวแปรทั้งสองแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2.5 ค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด

จากผลที่ได้จากการคำนวณหาค่า N_R ในส่วนก่อนหน้า สามารถนำมาใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่อีกตัวหนึ่งที่สามารถแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณในอีกมุมมองหนึ่งได้ ค่าพารามิเตอร์ที่จะกล่าวถึงนี้คือ ค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด (average duration of fading) ค่านี้หาได้จากอัตราส่วนระหว่างช่วงเวลาที่มีการเฟดเกิดขึ้นตลอดช่วงเวลา T ที่พิจารณา กับจำนวนครั้งที่มีการเฟด กำหนดให้ T_i แทนช่วงเวลาที่เกิดเฟดครั้งที่ i และให้ \bar{T} แทนค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดในแต่ละครั้ง สามารถเขียนความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$\bar{T} = \frac{\sum T_i}{N_R T}$$

พิจารณาค่าอัตราส่วน $\frac{\sum T_i}{T}$ ตามสมการข้างต้นให้ดี จะพบว่าค่านี้ก็คือความน่าจะเป็นที่สัญญาณมีค่าที่ต่ำกว่าระดับ R ที่กำหนดหรือ $P_r[r \leq R]$ ซึ่งคำนวณได้โดยตรงจากฟังก์ชันการกระจายความน่าจะเป็นแบบเรย์ลี นั่นคือ

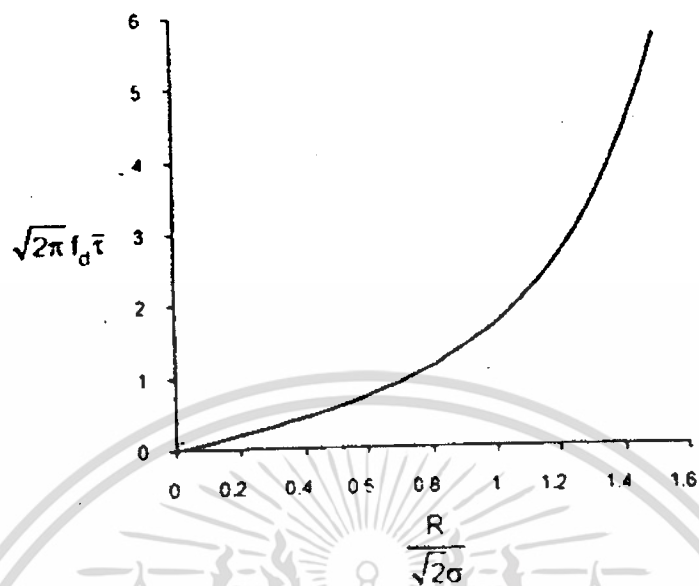
$$\begin{aligned} P_r[r \leq R] &= \int_0^R p(r) dr \\ &= 1 - \exp\left[-\left(\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2\right] \end{aligned}$$

อาศัย 2 สมการข้างต้น เพื่อประกอบการหาค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด จึงได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{T} &= \frac{1}{K_c} P_r[r \leq R] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}f_d(K/\sqrt{2}\sigma)} \left[\exp\left(\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2 - 1 \right] \end{aligned}$$

เมื่อนำสมการที่ได้นี้ไปวาดเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}$ และ $\sqrt{2\pi}f_d\bar{T}$ จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 2.12 สังเกตว่าค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดมีความสัมพันธ์กับระดับสัญญาณ R ในลักษณะที่แตกต่างจากอัตราการข้ามระดับ โดยค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดมีแต่เพิ่มขึ้นตามค่า R ที่เพิ่มขึ้น ในขณะที่อัตราการข้ามระดับจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าของ R จนถึงจุดหนึ่งเท่านั้น หลังจากนั้น

อัตราการใช้ระดับจะลดลงเมื่อมีการเพิ่มค่าของ R ขึ้นอีก และตำแหน่งที่ให้ค่าอัตราการใช้ระดับสูงสุดอยู่ที่ $R = 0$ ดังที่ได้กล่าวไว้



รูปที่ 2.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยเวลาของการเปิด กับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม R ทั้งนี้มีการนอลมอดไลซ์ตัวแปรทั้งสองแกน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาครับ

สำหรับ ตัวส่งสัญญาณจำนวน M ตัวที่ทำงานอยู่ สัญญาณที่ได้รับจะมีสมการดังนี้

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t)$$

โดย $n(t)$ คือ คลื่นรบกวนซึ่งเป็นแบบ ไวท์กัสเซียน (AWGN) และ ค่าเฉลี่ยของกำลังงานที่พาหะตัวที่ i ของผู้ใช้คนที่ m สามารถอธิบายได้ด้วยสมการ $\overline{p_{m,i}} = E\rho_{m,i}^2 / 2$

สมมุติว่า ค่ากำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาหะแต่ละตัวมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดของผู้ใช้ลำดับที่ m จะมีค่าเป็น $\overline{\rho_m} = N\overline{\rho_{m,i}}$ โดยเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ จึงต้องสมมุติว่าผู้ใช้สามารถมีค่าเป็น 0 ได้ อีกทั้งยังต้องสมมุติว่า ผู้ใช้นั้น ๆ ทำงานอย่างสอดคล้องกันกับ ผู้ใช้คนอื่น ๆ โดยผู้ใช้แต่ละคนจะมีตัวกำหนดเวลาเป็นตัวเดียวกันด้วย

2.2.3.1 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เนื่องจากหลักการการทำงานของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ผ่านมาจะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น MAI เป็นเสมือนสัญญาณรบกวน ดังนั้น เมื่อผู้ใช้ในระบบมีจำนวนมากขึ้นหรือค่าสหสัมพันธ์ระหว่างชุดรหัสมีค่าสูงจะทำให้การตัดสินใจบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูงขึ้นตามไปด้วย ซึ่งส่งผลให้สมรรถนะโดยรวมของระบบลดลงอย่างมาก นอกจากนี้ในสภาพที่กลไกการควบคุมกำลังส่งของระบบทำงานได้ไม่สมบูรณ์ทำให้เกิดปรากฏการณ์ใกล้ - ไกลขึ้น ส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจบิตข้อมูลเพิ่มมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะกับผู้ใช้รายที่ได้รับสัญญาณที่มีกำลังต่ำ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection: MUD) ขึ้นเพื่อลดสัญญาณที่ผ่าน วงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายอื่นๆ มาใช้ประกอบการตัดสินใจบิตด้วย แทนที่จะใช้เพียงสัญญาณจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของตนเองเท่านั้น

พิจารณาจะเห็นว่า การตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละรายของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจะมีการนำสัญญาณที่ผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ทุกรายมาพิจารณาประกอบ โดยนำไปผ่านการประมวลสัญญาณในบล็อก MUD จากนั้น จึงนำผลที่ได้ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตเป็นลำดับไป กระบวนการประมวลผลในบล็อก MUD เพื่อนำสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมาใช้ให้เกิดประโยชน์นั้นมีรูปแบบที่แตกต่างกันไปได้หลากหลายมาก และสมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจึงขึ้นอยู่กับเทคนิคการทำงานของบล็อก MUD เป็นหลัก

โดยหลักการแล้วเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจะสามารถนำมาใช้งานได้ยังมี

ประสิทธิภาพได้ ก็ต่อเมื่อเครื่องรับทราบชุดรหัสแม่ของผู้ใช้ทุกราย ซึ่งในทางปฏิบัติจะมีเพียงสถานีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฐาน (base station) เท่านั้นที่ทราบข้อมูลดังกล่าว ในขณะที่เครื่อง โทรศัพท์เคลื่อนที่ (mobile phone) ทราบเฉพาะรหัสผ่านของตนเท่านั้น ดังนั้น การประยุกต์ใช้งานของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจึงมักจะเกิดขึ้นที่สถานีฐานเป็นหลัก เนื่องจากสถานีฐานไม่มีข้อจำกัดของขีดความสามารถในการคำนวณหรือประมวลผลและมีแหล่งจ่ายไฟที่มากเท่าที่ต้องการ ซึ่งแตกต่างจากเครื่อง โทรศัพท์เคลื่อนที่อย่างเห็น ได้ชัดที่ถูกจำกัดด้วยขนาดและขีดความสามารถของหน่วยประมวลผล และความจุของแบตเตอรี่ ดังนั้น การนำเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีความซับซ้อนสูงกว่า เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์มาใช้ที่สถานีฐานเพื่อกำจัดหรือลดทอนสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ รายอื่นจึงเหมาะสมและเป็นประโยชน์อย่างมาก เมื่อสามารถทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณ ลดลง ย่อมส่งผลให้ระบบมีความจุเพิ่มขึ้นและสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น ดังนั้นการพัฒนา เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีประสิทธิภาพสูงจึงเป็นปัจจัยสำคัญต่อความสำเร็จในการนำ เทคโนโลยี CDMA มาประยุกต์ใช้งานให้เกิดประโยชน์สูงสุด

ที่ผ่านมาได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายไว้หลากหลายรูปแบบแตกต่างกันไป ในที่นี้จะขออธิบายหลักการทำงานเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายแบบเครื่องรับ MMSE (Minimum Mean Square Error) ซึ่งจริงๆแล้วเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายมีทั้งหมด 6 วิธี ซึ่งสามารถจัดแบ่งแยกเครื่องรับเหล่านี้ออกเป็น โครงสร้างแผนภาพที่เป็นระบบได้ดังแสดงใน รูปที่ 2.4 จากรูปจะเห็นว่าเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลัก คือ เครื่องรับ แบบเหมาะสมที่สุด (optimal receiver) และเครื่องรับแบบเหมาะสมรองลงมา (suboptimal receivers) เครื่องรับแบบเหมาะสมที่สุดแม้ว่าจะให้สมรรถนะดีที่สุด แต่มีความ ซับซ้อนในการคำนวณสูงมากจึงไม่สามารถนำมาใช้งานจริงได้ในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุนี้เครื่องรับ แบบเหมาะสมรองลงมาจึงได้รับความสนใจเชิงวิจัยอย่างกว้างขวาง และได้มีการพัฒนาเครื่องรับใน กลุ่มนี้อย่างต่อเนื่อง โดยสามารถแบ่งแยกเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear receiver) ดังแสดงใน รูปที่ 2.14 เครื่องรับที่สำคัญในกลุ่มแรกประกอบด้วย เครื่องรับดีคอร์เรเลเตอร์ (Decorrelator) และ เครื่องรับ MMSE (Minimum Mean Square Error) ส่วนเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นได้แก่ เครื่องรับ หักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบเป็นลำดับ (SIC) เครื่องรับดีคอร์เรเลเตอร์แบบป้อนกลับการ คัดลึนใจ (DDF-MD) และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC) เครื่องรับทั้งหมดนี้ จะได้รับการพิจารณาตามลำดับในรายละเอียด

2.2.3.1.1 เครื่องรับ MMSE

เครื่องรับ MMSE (Minimum-Mean-Square-Error Receiver) จัดเป็นเครื่องรับผู้ใช้หลายคน (MUD) อีกชนิดหนึ่ง ที่พิจารณาการตัดสินใจในบิตจากการหาค่าผลเฉลยของเมทริกซ์ M ที่ทำให้เงื่อนไขค่าเฉลี่ยทางสถิติของค่าความผิดพลาดยกกำลังสอง MSE (Mean Square Error) มีขนาดต่ำสุด ลักษณะการทำงานตามเงื่อนไขดังกล่าวนี้ คือ ความพยายามในการลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอด MAI และสัญญาณรบกวน AWGN ควบคู่ไปในเวลาเดียวกัน ซึ่งแตกต่างจากเครื่องรับคอร์ดอร์เรเตอร์ที่มุ่งเน้นการกำจัดสัญญาณแทรกสอด MAI เพียงอย่างเดียว การคำนวณเมทริกซ์ M ที่เหมาะสมตามการทำงานของเครื่องรับ MMSE สามารถวิเคราะห์ได้สองแนวทางคือการวิเคราะห์โดยพิจารณาจากค่าที่ได้จากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ในระดับชิป และการวิเคราะห์โดยพิจารณาจากค่าที่ได้จากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ที่อาศัยรหัสผ่าน ทั้งนี้ผลที่ได้จากทั้งสองแนวทางจะเหมือนกันทุกประการซึ่งในภาคนี้ใช้การวิเคราะห์โดยพิจารณาจากค่าที่ได้จากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ที่อาศัยรหัสผ่าน

การวิเคราะห์ด้วยค่าจากแมตซ์ฟิลเตอร์ระดับชิป

พิจารณาสัญญาณที่ได้จากการทำแมตซ์ฟิลเตอร์ในระดับของชิป

$$\mathbf{r} = \mathbf{SAb} + \mathbf{v}$$

วัตถุประสงค์ของเครื่องรับ MMSE คือการหาเมทริกซ์ M ที่ให้ผลเฉลยตามเงื่อนไข MSE ดังนี้

$$M = \arg_{M \in \mathbb{R}^{K \times N}} \min E[\|\mathbf{b} - M\mathbf{r}\|^2]$$

ปัญหานี้สามารถหาผลเฉลยได้โดยวิธีการหาค่าเกรเดียนต์และเทียบให้เท่ากับศูนย์ ในการคำนวณนั้นสามารถใช้หลักการของออร์ทोगอนอล (orthogonality principle) กล่าวคือ

$$\begin{aligned} E[(\mathbf{b} - M\mathbf{r})\mathbf{r}^T M^T] &= E[\mathbf{b}(\mathbf{SAb} + \mathbf{v})^T M^T] - E[M(\mathbf{SAb} + \mathbf{v})(\mathbf{SAb} + \mathbf{v})^T M^T] \\ &= \mathbf{A}^T \mathbf{S}^T M^T - M(\mathbf{S}\mathbf{A}^2 \mathbf{S}^T + \sigma^2 \mathbf{I}) M^T = 0 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

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

ผลเฉลยที่ได้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$M = A^{-1}S^T(SS^T + \sigma^2A^{-2})^{-1}$$

รูปความสัมพันธ์ที่ได้นี้เป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อของ ผลเฉลยของวินเนอร์ (Wiener Solution)

$$M = E[br^T]E[rr^T]^{-1}$$

นำเมทริกซ์ M ที่ได้นี้ไปคูณกับสัญญาณที่ออกจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ เพื่อใช้ในการตัดสินใจบิตต่อไป ทั้งนี้โครงสร้างของเครื่องรับ MMSE ที่กระทำในระดับของชิป

การวิเคราะห์ด้วยค่าจากแมตซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้รหัสแม่

พิจารณาการหาผลเฉลยของเครื่องรับ MMSE ที่พิจารณาจากค่าของแมตซ์ฟิลเตอร์

โดยใช้รหัสแม่

$$y = RA^Tb + n$$

ต้องการหาค่าผลเฉลยของเมทริกซ์ M ที่ทำให้เงื่อนไขค่าเฉลี่ยทางสถิติของค่าความผิดพลาดยกกำลังสอง MSE (Mean Square Error) มีขนาดต่ำสุด กล่าวคือ

$$M = \arg_{M \in \mathbb{R}^{K \times K}} \min E[\|b - My\|^2]$$

การหาผลเฉลยทำในทำนองเดียวกับกรณีข้างต้น คือใช้หลักการของออร์ทोगอนอล (orthogonality principle) กล่าวคือ

$$\begin{aligned} E[(b - My)y^T M^T] &= E[b(RA^Tb + n)^T M^T] - E[M(RA^Tb + n)(RA^Tb + n)^T M^T] \\ &= A^T R^T M^T - M(RA^2 R^T + \sigma^2 R)M^T = 0 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 M &= A^T R^T (R A^2 R^T + \sigma^2 R)^{-1} \\
 &= AR(RA^2 R^T + \sigma^2 R)^{-1} \\
 &= A(RA^2 + \sigma^2 I)^{-1} \\
 &= A^{-1} (R + \sigma^2 A^{-2})^{-1}
 \end{aligned}$$

หรือหากจะใช้ผลเฉลยของวินเนอร์โดยตรงก็สามารถทำได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 M &= E[by^T]E[yy^T]^{-1} \\
 &= AR(RA^2 R^T + \sigma^2 R)^{-1} \\
 &= A^{-1} (R + \sigma^2 A^{-1})^{-1}
 \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ดีเลย์สเปรด

จากที่ได้อธิบายมาตั้งแต่ต้นแล้วว่าเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานมีได้หลายทิศทาง และสัญญาณแต่ละส่วนมักจะส่งผ่านในเส้นทางที่มีระยะทางไม่เท่ากัน สัญญาณบางส่วนอาจจะเดินทางเป็นเส้นตรงระหว่างภาคส่งและภาครับ (line of sight : LOS) สัญญาณส่วนนี้มักจะเดินทางถึงภาครับได้เร็ว ในขณะที่สัญญาณส่วนอื่นที่มีการตกกระทบพื้นผิวของวัตถุและเกิดการสะท้อนหลายครั้งกว่าจะเดินทางถึงภาครับสัญญาณมักจะใช้เวลาการแพร่กระจายที่ยาวนานกว่า ความล่าช้าในการเดินทางของสัญญาณ แต่ละส่วนก่อให้เกิดปัญหาที่เรียกว่า ดีเลย์สเปรด (delay spread) ขึ้น นั่นคือสัญญาณแต่ละส่วนใช้เวลาเดินทางถึงจุดหมายไม่เท่ากัน

การวิเคราะห์คุณลักษณะของช่องสัญญาณในหัวข้อก่อนหน้านี้ทั้งหมดยังไม่ได้มีการนำปัญหาของดีเลย์สเปรดมาคิดแต่อย่างใด เพราะเป็นแบบจำลองช่องสัญญาณที่ทำการวิเคราะห์ภายใต้ข้อสมมติฐานที่ว่าคลื่นสัญญาณของแต่ละเส้นทางเดินทางถึงภาครับพร้อมกันหรือในเวลาใกล้เคียงกันมาก อย่างไรก็ตาม ในสภาพความเป็นจริงคลื่นสัญญาณที่รับได้ย่อมจะมาถึงภาครับไม่พร้อมกัน และแน่นอนว่าเวลาการมาถึงของสัญญาณที่แตกต่างกันย่อมจะส่งผลกระทบต่อคุณลักษณะของสัญญาณที่รับได้ โดยทั่วไปผลกระทบของดีเลย์สเปรดจะมีมากหรือน้อยนั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งเมื่อเปรียบเทียบกับส่วนกลับของค่าความแตกต่างของเวลาการมาถึงระหว่างคลื่นสัญญาณแต่ละเส้นทาง กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมาแบนด์วิดท์ที่แคบมากเมื่อเทียบกับส่วนกลับของความแตกต่างของเวลาการมาถึง จะสามารถละทิ้งผลกระทบของดีเลย์สเปรดได้ แต่หากสัญญาณที่ส่งมาแบนด์วิดท์ที่สูงมากขึ้น ในการวิเคราะห์แบบจำลองช่องสัญญาณมีลติพาทจำเป็นที่จะต้องนำปัญหาของดีเลย์สเปรดมารวมคิดด้วย

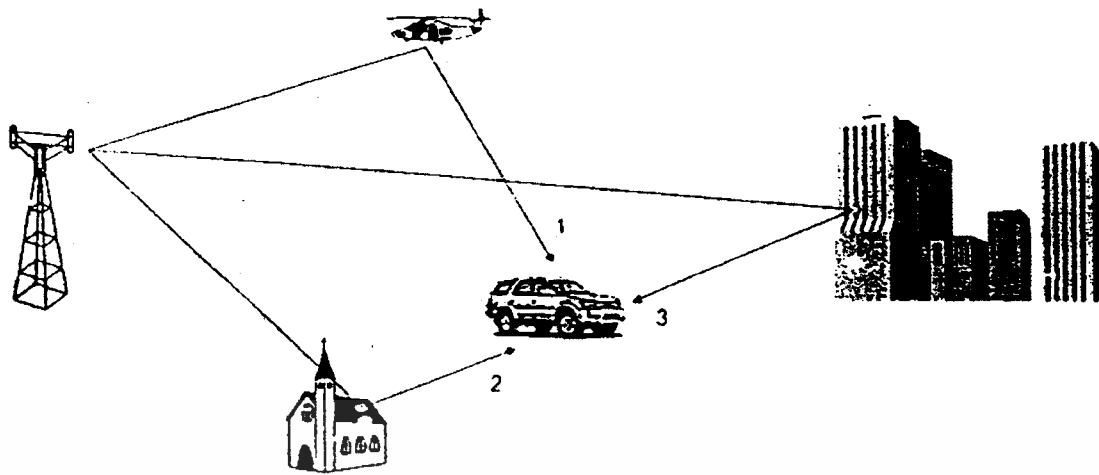
พิจารณาตัวอย่างการส่งผ่านสัญญาณในพื้นที่การใช้งานบริเวณแคบๆ เช่น ในอาคาร สำนักงานทั่วไป ดีเลย์สเปรดมีค่าประมาณไม่เกิน $1 \mu\text{s}$ หากมีการใช้งานระบบสื่อสารดิจิทัลย่านความถี่ 900 MHz ที่อัตราส่งเท่ากับ 200 Kbps การส่งบิตข้อมูลหนึ่งบิตจะใช้เวลานาน $5 \mu\text{s}$ นั้นหมายความว่าในการส่งบิตข้อมูลแต่ละบิตส่วนท้ายของบิตนั้นจะไปทับซ้อนกับส่วนต้นของบิตถัดไปอยู่ถึง 20% หากพื้นที่การให้บริการครอบคลุมบริเวณที่กว้างขึ้น เช่น ในบริเวณชานเมืองหรือในชนบท ดีเลย์สเปรดก็จะมีค่ามากขึ้น ปัญหาการทับซ้อนกันของสัญญาณระหว่างบิตหรือสัญลักษณ์ก็จะรุนแรงมากขึ้น ฉะนั้นในสถานการณ์เช่นนี้หากต้องการลดผลกระทบของการซ้อนทับกันของบิตหรือสัญลักษณ์ที่ติดกันก็จำเป็นต้องชะลอการส่งบิตแต่ละบิตให้ห่างกันมากขึ้น ซึ่งหมายถึงการลดอัตราการส่งบิตข้อมูลลงนั่นเอง จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าการรบกวนกันของสัญลักษณ์ที่เกิดจากปัญหามัลติพาทเกิดขึ้นได้ และเป็นปัญหาที่มีความสำคัญต้องนำมาพิจารณาประกอบในการออกแบบวงจรภาครับสัญญาณ เช่น หากไม่ต้องการลดอัตราการส่งลงก็อาจจะต้องมีการนำวงจรปรับรูปสัญญาณที่เรียกว่า อีควอลไลเซอร์ (equalizer) มาช่วยแก้ปัญหาเหล่านี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองช่องสัญญาณระหว่างภาครับและภาคส่งที่กำลังใช้งานว่ามีคุณลักษณะในเชิงของดีเลย์สเปรคอย่างไรสามารถทำได้โดยให้ภาคส่งกำเนิดสัญญาณอิมพัลส์ $\delta(t)$ ออก และภาครับตรวจจับการมาถึงของสัญญาณดังกล่าว พิจารณาสถานการณ์ตัวอย่างการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังเครื่องโทรศัพท์ในรถยนต์ในรูปที่ 2.17 (ก) จากรูปจะเห็นว่ามีคลื่นสัญญาณเคลื่อนที่ไปยังภาครับจำนวน 3 เส้นทาง โดยที่แต่ละเส้นทางมีระยะทางความยาวไม่เท่ากัน ฉะนั้นสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจึงเดินทางถึงจุดหมายไม่พร้อมกัน และโดยทั่วไปแอมพลิจูดของสัญญาณของแต่ละส่วนเมื่อถึงภาครับก็จะมีขนาดไม่เท่ากันด้วย เหตุการณ์ที่อธิบายนี้ก็คือ ตัวอย่างของมัลติพาทนั่นเอง ถ้าจะแสดงสัญญาณที่รับได้ในรูปของผลรวมของสัญญาณอิมพัลส์ของแต่ละเส้นทางจะได้รูปสัญญาณเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^n a_i \exp(-j\theta_i) \delta(\tau - \tau_i)$$

โดย n คือ จำนวนเส้นทางของสัญญาณ a_i และ θ_i คือ แอมพลิจูดและเฟสของสัญญาณเส้นทางที่ i และ τ_i คือ เวลาประวิงที่เกิดขึ้นของสัญญาณเส้นทางที่ i โดยทั่วไปสัญญาณที่เดินทางบนเส้นทางที่ไกลกว่าก็จะมีค่าเวลาประวิง τ_i มากกว่า และขนาดของสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับก็น่าจะมีแอมพลิจูด a_i ที่ต่ำกว่าด้วย แต่ในสภาพแวดล้อมบางอย่างเช่น ในเมืองใหญ่ พื้นผิวสะท้อนของวัตถุ ตึกสูง หรืออาคารอาจมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันได้ค่อนข้างมาก ทำให้บางทีคลื่นสัญญาณที่เดินทางไกลแต่ระหว่างทางสะท้อนกับผิวที่มีการสูญเสียน้อย ก็อาจจะมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าคลื่นสัญญาณที่เดินทางระยะสั้น ๆ ได้ ถ้าเผชิญสัญญาณดังกล่าวต้องกระทบกับพื้นผิวที่มีการดูดซับสัญญาณมาก ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 2.17 (ข) ซึ่งแสดงคุณลักษณะดีเลย์สเปรคของช่องสัญญาณในสภาพแวดล้อมที่สัญญาณซึ่งเดินทางบนเส้นทางไกลที่สุดคือเส้นทางที่ 3 อาจมีแอมพลิจูดที่สูงกว่าเส้นทางที่สั้นกว่าดังเช่นเส้นทางที่ 2 ได้



(ก) สภาพทางกายภาพ



(ข) รูปสัญญาณที่ส่งจากสถานีฐานเทียบกับสัญญาณที่ได้รับในรถยนต์

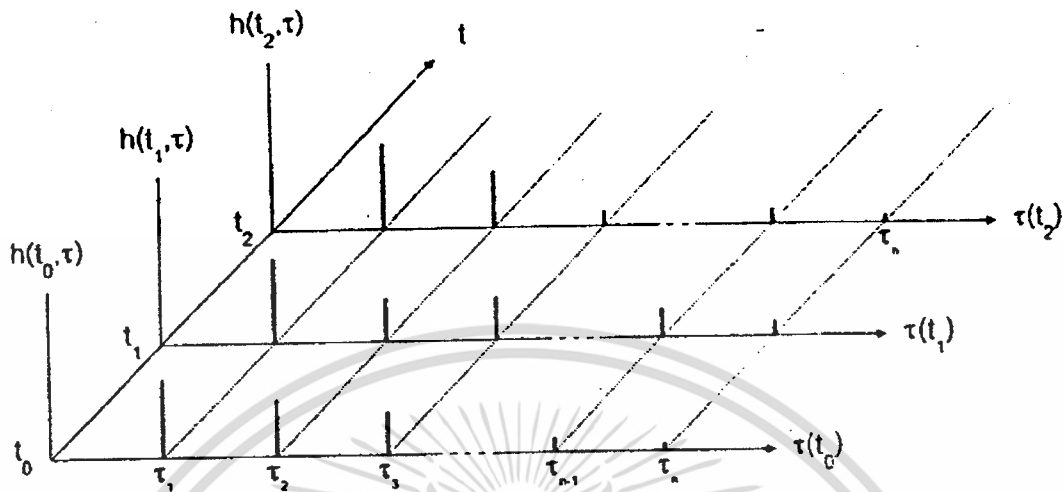
รูปที่ 2.13 ตัวอย่างแสดงการส่งผ่านสัญญาณอิมพัลส์ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาธ

นอกจากนี้หากทดสอบส่งสัญญาณอิมพัลส์มากกว่าหนึ่งครั้ง จะพบอีกด้วยว่าคุณลักษณะดีเลย์สเปรคของช่องสัญญาณก็มีได้เหมือนเดิมแต่อย่างไร เพราะสภาพแวดล้อมสามารถเปลี่ยนแปลงไปได้ตลอดเวลา สืบเนื่องจากการเคลื่อนที่ของผู้ใช้เครื่องโทรศัพท์เองหรือเกิดจากการเคลื่อนไหวของวัตถุรอบข้าง และด้วยคุณลักษณะของช่องสัญญาณที่มักจะมีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลานี้เองจึงต้องมีการปรับฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณที่ความสัมพัทธ์จากเดิม $h(\tau)$ ให้เป็นฟังก์ชันที่ขึ้นอยู่กับเวลา t ด้วย ผลที่ได้คือ

$$h(t; \tau) = \sum_{i=1}^N a_i(t, \tau) \exp[-j\theta_i(t, \tau)] \delta(\tau - \tau_i(t))$$

โดย $a_i(t, \tau)$ คือ ค่าแอมพลิจูดที่เป็นค่าจริงของสัญญาณเส้นทางที่ i $\theta_i(t, \tau)$ คือ ค่าของเฟสที่มีการเลื่อนไปจากเดิมเนื่องจากการส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณบนเส้นทางที่ i และ $\tau_i(t)$ คือ ค่าดีเลย์ของเส้นทางที่ i โดยทั้งสามค่าวัด ณ เวลา t เพื่อให้สามารถเห็นภาพได้มากขึ้น จึงขอ

ยกตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ $h(t; \tau)$ ที่มีการแปรเปลี่ยนตามเวลา t ในรูปของกราฟที่ใช้ระบบสามแกนดังรูป



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างฟังก์ชันผลตอบสนองอิมพัลส์ของช่องสัญญาณมัลติพาท

2.4 โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์

พิจารณาสัญญาณคลื่นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ค่าหนึ่งผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทในระบบสื่อสารไร้สาย เนื่ององค์ประกอบแต่ละความถี่ของคลื่นสัญญาณนี้อาจจะเดินทางถึงจุดหมายปลายทางด้วยเวลาประวิงที่ไม่เท่ากัน ด้วยเหตุนี้จึงได้มีความพยายามในการอธิบายคุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาทด้วยพารามิเตอร์ค่าหนึ่งที่เรียกว่า โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ (coherence bandwidth) ขึ้น คำนี้หมายถึงช่วงห่างความถี่ของสัญญาณสูงสุดที่องค์ประกอบความถี่เหล่านี้ยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอ ในการประมาณค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ จำเป็นจะต้องคำนวณหาค่าสหสัมพันธ์ทั้งเอนเวโลปและเฟสระหว่างสัญญาณสองชุดที่เดินทางถึงปลายทาง ณ เวลาที่แตกต่างกัน ฉะนั้นก่อนอื่นจะต้องมีการหาฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นร่วมระหว่างสัญญาณเหล่านี้ก่อน การพิสูจน์ความสัมพันธ์เหล่านี้มีขั้นตอนค่อนข้างมาก ในที่นี้จะนำเฉพาะผลการคำนวณมาประยุกต์ใช้งานเลย สำหรับการคำนวณที่กำหนดให้ค่าสหสัมพันธ์มีขนาดเท่ากับ 0.5 จะได้ว่า โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์จะมีค่าเท่ากับ

$$B_c = \frac{1}{2\pi\sigma_\tau}$$

ค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์มักจะนำมาใช้เพื่อบ่งว่าระบบสื่อสารที่พิจารณาเป็น ระบบแถบความถี่แคบ (narrowband system) หรือระบบแถบความถี่กว้าง (wideband system) การแบ่งแยกระบบให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งกับค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ที่คำนวณได้ กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมาแบนด์วิดท์น้อยหรือแคบกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ จะจัดว่าระบบสื่อสารนี้เป็นระบบแถบความถี่แคบ และในทางกลับกันถ้าสัญญาณที่ส่งมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ ให้จัดว่าระบบดังกล่าวเป็นระบบแถบความถี่กว้าง

ในระบบแถบความถี่แคบองค์ประกอบของสัญญาณแต่ละส่วนจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณมัลติพาทในลักษณะที่ใกล้เคียงกัน ฉะนั้นสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับจึงมีรูปลักษณะที่เหมือนกันที่ภาคส่งทุกประการ เพียงอาจจะมีขนาดที่แตกต่างกัน และโดยทั่วไปมักจะกล่าวว่าสัญญาณที่ส่งออกแต่ละส่วนได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณมัลติพาทในลักษณะที่แตกต่างกัน ดังนั้นจึงมักจะกล่าวว่าสัญญาณได้รับผลกระทบจาก fading แบบ selective (selective fading) ยกตัวอย่างเช่น หากพิจารณาช่องสัญญาณในตัวอย่างที่ 4.4 ซึ่งคำนวณค่า rms delay spread ได้เท่ากับ $\tau = 1.06$ s ฉะนั้น โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$B_c = \frac{1}{2\pi \cdot 1.06} = 150 \text{ kHz}$$

ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์ AMPS ส่งสัญญาณด้วยแบนด์วิดท์ 30 kHz ต่อช่อง வீழ်มีขนาดที่แคบกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ จึงจัดเป็นระบบแถบความถี่แคบ ในขณะที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ใช้แบนด์วิดท์สูงถึง 200 kHz ซึ่งสูงกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ จึงจัดเป็นระบบแถบความถี่กว้าง ดังนั้นการนำวงจรอีควอไลเซอร์มาใช้งานที่ภาครับสัญญาณจึงเกิดประโยชน์

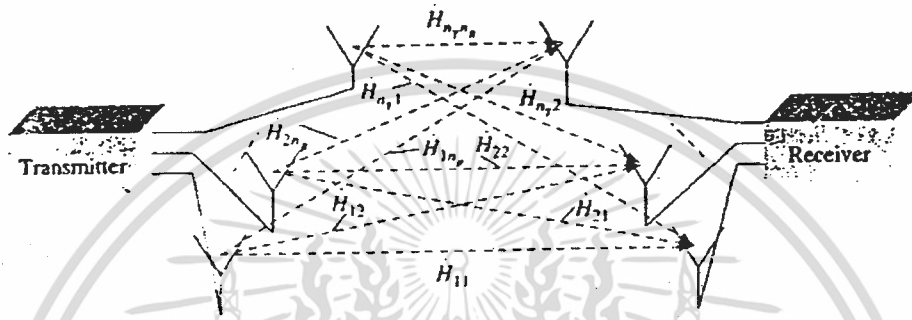
2.5 อีควอลไลเซอร์

การส่งผ่านสัญญาณในระบบสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลมีปัญหาสำคัญอย่างหนึ่ง ที่เรียกว่า Intersymbol Interference (ISI) ซึ่งเกิดจากผลกระทบของมัลติพาท (multipath) ที่เกิดขึ้น ภายในช่องสัญญาณที่สัญญาณส่งผ่าน ผลกระทบของ ISI ทำให้สัญญาณที่ส่งผ่านมีรูปร่างที่ ผิดเพี้ยนไป และมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ได้รับได้ที่ภาครับหลังจากผ่าน กระบวนการดึงสัญญาณคืนกลับมา วิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ในการจัดการกับปัญหา ISI นี้ก็คือการใช้วงจรที่เรียกว่า อีควอลไลเซอร์ (equalizer) ไปติดตั้งที่ภาครับสัญญาณ วงจรอีควอลไลเซอร์มีหน้าที่ในการปรับแก้รูปสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อให้การดึงสัญญาณเดิมกลับคืนมา มีความถูกต้องมากขึ้น เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณในระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลา ดังนั้นโดยปกติแล้ววงจรอีควอลไลเซอร์ที่ใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่จะต้อง สามารถปรับตัวได้ (adaptive) เช่นเดียวกับระบบในการทดลอง นั่นคือคุณสมบัติหรือพารามิเตอร์ ต่างๆ ของวงจรจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณ ที่มักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ดังนั้นจึงเรียกวงจรดังกล่าวว่าอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้ (adaptive equalizer)

หลักการทำงานของอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้ จะแบ่งการส่งสัญญาณออกเป็น 2 ช่วงสลับกันไปตลอด ในช่วงแรกภาคส่งจะส่งชุดบิตที่เรียกว่า ชุดลำดับการฝึก (training sequence) ไปให้ภาครับ ซึ่งรูปแบบของชุดบิตที่ว่านี้ภาครับจะทราบค่าอยู่ล่วงหน้าแล้ว ชุดบิตเหล่านี้อาจจะมี รูปแบบตายตัวหรืออาจจะเป็น pseudorandom binary ก็ได้ ในช่วงที่ภาครับได้รับชุดบิตดังกล่าว ภาครับก็จะทำการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ในอีควอลไลเซอร์ที่เหมาะสม สำหรับจัดการกับสภาพของช่องสัญญาณในขณะนั้น เมื่อภาคส่งสิ้นสุดการส่งชุดลำดับการฝึกก็จะ เข้าสู่ช่วงที่สอง ซึ่งเป็นช่วงที่ภาคส่งจะทำการส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ตามไป ในช่วงนี้ภาครับจะใช้ วงจรอีควอลไลเซอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้คำนวณใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูลกลับมาเพื่อให้ได้ค่าที่ ถูกต้องมากที่สุด จะเห็นว่าคุณลักษณะของอีควอลไลเซอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาเพื่อให้ เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณในระบบซึ่งมักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาและสามารถ จัดการกับปัญหาของ ISI ได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากกลไกการทำงานของอีควอลไลเซอร์ในลักษณะ นี้ จึงเป็นวิธีที่มีประโยชน์อย่างมากในระบบ TDMA (Time Division Multiple Access) ซึ่งมีการ จัดแบ่งเวลาการส่งสัญญาณออกเป็นบล็อกที่ชัดเจน โดยระบบจะส่งชุดลำดับการฝึกสลับกับการส่ง บิตข้อมูลของผู้ใช้

2.6 ทฤษฎีของ การส่งสัญญาณแบบ CDMA แบบ Multi-input Multi Output

ระบบ MIMO ถูกรวมเข้าเป็นหนึ่งในเทคนิคที่ใช้ในการสื่อสารในปัจจุบันเมื่อเร็ว ๆ นี้ โดยเทคนิคนี้จะช่วยในการแก้ไขปัญหาของการเกิด bottleneck (สัญญาณนั้นมามาก แต่แบนด์วิดท์นั้นมีขนาดเล็ก จึงทำให้เกิด bottleneck) ในระบบการสื่อสารไร้สาย ซึ่งได้ถูกแสดงให้เห็นโดย DBLAST ว่า MIMO ใช้การประกอบผสมกันของ Forward Error Control (FEC) code ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความหลากหลายต่างๆ



รูปที่ 2.15 General model of MIMO system

เฟดดิ้ง (Fading) หรือ Fading channel แสดงให้เห็นถึงโครงสร้างทางคณิตศาสตร์ สำหรับการบิดเบือน (Distortion) ที่เกิดเมื่อ คลื่นพาหะถูกมอดูเลตในการส่งสัญญาณ โทรคมนาคม โดยปรากฏการณ์ Fading จะทำให้เห็นถึงความแตกต่างในการลดทอน (attenuation) และ delay กับ phase ที่เปลี่ยนแปลงไปในระหว่างที่ส่งสัญญาณจากเครื่องส่งไปยังเครื่องรับ อีกทั้ง fading อาจยังทำให้เกิดการลดทอนในสัญญาณเดี่ยวอีกด้วย

โดย fading ทั่วๆ ไป จะแบ่งได้เป็น 2 ชนิด ได้แก่ slow fading และ fast fading ซึ่งนำมาใช้ในการส่งสัญญาณโทรศัพท์ไร้สาย Fading หมายถึง ความเปลี่ยนแปลงต่างๆของกำลังงานของสัญญาณ ซึ่งถูกเปลี่ยนในระหว่าง ตัวส่ง, พาหะ และตัวรับ

1. Slow – fading คือ Shadowing หรือ large – scale fading ซึ่งคือ fading ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์เคลื่อนที่ หรือการเคลื่อนที่ของสิ่งกีดขวาง
2. Fast – fading คือ Multipath fading หรือ small – scale fading ซึ่งคือ fading ที่เกิดจากการเคลื่อนที่ของอุปกรณ์เคลื่อนที่เพียงเล็กน้อยเท่านั้น

ทางที่ดีที่สุดที่จะรับมือกับปัญหา การ fading คือการทำให้มั่นใจได้ว่า เวกอร์ชันต่างๆ ของสัญญาณที่ถูกส่งและรับถูกประกอบขึ้นอย่างปกติ จึงอยู่ในลักษณะของความหลากหลาย และในหลายๆครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสาอากาศหลายเสาจะต้องการมัน โดยในทางคณิตศาสตร์ โครงสร้างสำหรับการเกิดการ fading คือ การคูณสัญญาณให้อยู่ในรูปของ waveform ที่มีสัมประสิทธิ์ของเวลาที่มักจะเป็นค่า random variable

Small-Scale Fading มักจะถูกแบ่ง ออกเป็น fading ที่เกิดจากการสื่อสารในหลายทิศทางที่ delay ในเทอมของเวลา และ fading ที่เกิดจากการแพร่ของ Doppler

Fading ที่ขึ้นอยู่กับ Multipath Time Delay Spread

1. Flat Fading เกิดขึ้นเมื่อแบนด์วิธของสัญญาณมีขนาดเล็กกว่า โคฮีเรน แบนด์วิธทั้งของช่องสื่อสาร หรือ delay spread มีขนาดเล็กกว่า symbol period
2. Frequency Selective Fading เกิดขึ้นเมื่อ bandwidth ของสัญญาณมีขนาดใหญ่กว่า โคฮีเรนแบนด์วิธ หรือ delay spread มีขนาดใหญ่กว่า symbol period

และ Fading ขึ้นอยู่กับ การแพร่ของ Doppler แบ่งได้เป็น 2 ชนิด

1. Fast fading ซึ่งมีการแพร่ของ Doppler สูง และ Coherence time มีขนาดเล็กกว่า symbol period และการเปลี่ยนแปลงของช่องสื่อสารรวดเร็วกว่า การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ baseband

2. Slow fading ซึ่งมีการแพร่ของ Doppler ต่ำ และ Coherence time มีขนาดใหญ่กว่า symbol period และการเปลี่ยนแปลงในช่องสื่อสารช้ากว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ baseband และเทคนิคที่นำมาใช้แก้ไขปัญหา fading ได้แก่

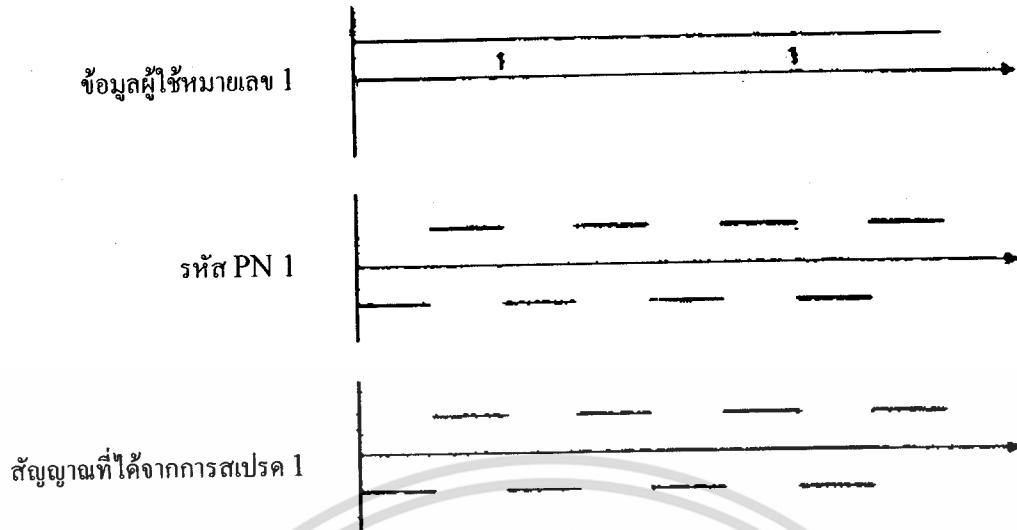
1. Diversity Reception and Transmission
2. Space-time code
3. MIMO

2.7 สเปกตรัมแบบไครเรตซีแควนซ์

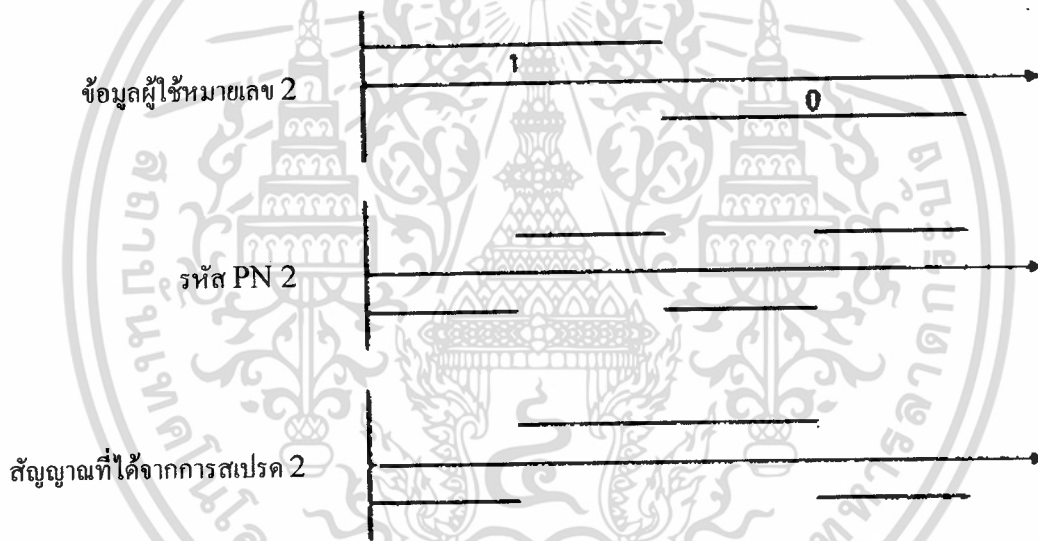
ในส่วนแรกนี้จะอธิบายถึงหลักการพื้นฐานของวิธีการทำสเปกตรัมแบบไครเรตซีแควนซ์ (Direct Sequence: DS) เพื่อการใช้งานในระบบ CDMA โดยจะยกตัวอย่างง่ายๆ สำหรับใช้ในการบรรยายถึงกรรมวิธีการทำสเปกตรัมในแต่ละขั้นตอน สมมติว่าในระบบที่สนใจมีจำนวนผู้ใช้ทั้งหมด 3 คน ซึ่งแต่ละคนก็จะได้รับชุดรหัส PN ที่แตกต่างกัน ก่อนที่ผู้ใช้แต่ละคนจะส่งข้อมูลออกจะนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปทำการสเปกตรัมโดยการนำบิตข้อมูลไปคูณกับชุดรหัส PN ของตนเองซึ่งจะทำให้อัตราบิตมีขนาดสูงขึ้น (หมายเหตุ: โดยทั่วไปอัตราบิตหลังจากการทำสเปกตรัมแล้วจะเรียกว่า อัตราชิปส์ (chip rate)) ซึ่งในตัวอย่างนี้อัตราชิปส์มีขนาดเพิ่มขึ้นเป็น 4 เท่าตัวของอัตราบิตข้อมูลของผู้ใช้ สำหรับตัวอย่างนี้ สมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 9.9 สังเกตว่าสัญญาณ 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และสัญญาณ 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกแล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั่นหมายความว่าถ้าใครจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของ 3 สัญญาณรวมกันซึ่งจะเสมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่และยากต่อการแยกแยะออกมา

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของแต่ละคนออกมานั้นก็สามารถทำได้โดยการนำชุดรหัส PN ของผู้ใช้แต่ละคนไปคูณกับสัญญาณที่รับได้และทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิปส์หรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป ยกตัวอย่างเช่น ถ้านำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4 ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำการนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0

สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัส PN ของผู้ใช้คนหนึ่งไปคูณกับส่วนสัญญาณที่สเปกออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่นถ้านำชุดรหัส PN ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณที่สเปกออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุกๆ 4 บิต จะได้ค่าที่เป็น 0 หมด ซึ่งจริงๆ และ ถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณีจะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่สเปกออกด้วยชุดรหัส PN ชุดหนึ่งจะไม่สามารถคิสเปกออกด้วยชุดรหัส PN ชุดอื่น ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปกตรัมก็คือการเลือกชุดรหัสที่มีคุณสมบัติพิเศษดังที่อธิบายไว้ในเบื้องต้นนั่นเอง

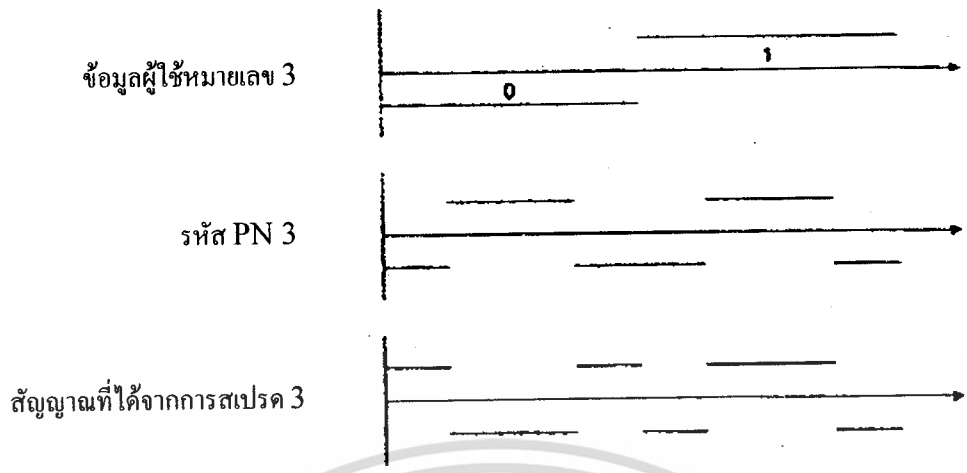


(ก) รูปสัญญาณของผู้ใช้งานหมายเลข 1 ณ วงจรภาคส่ง

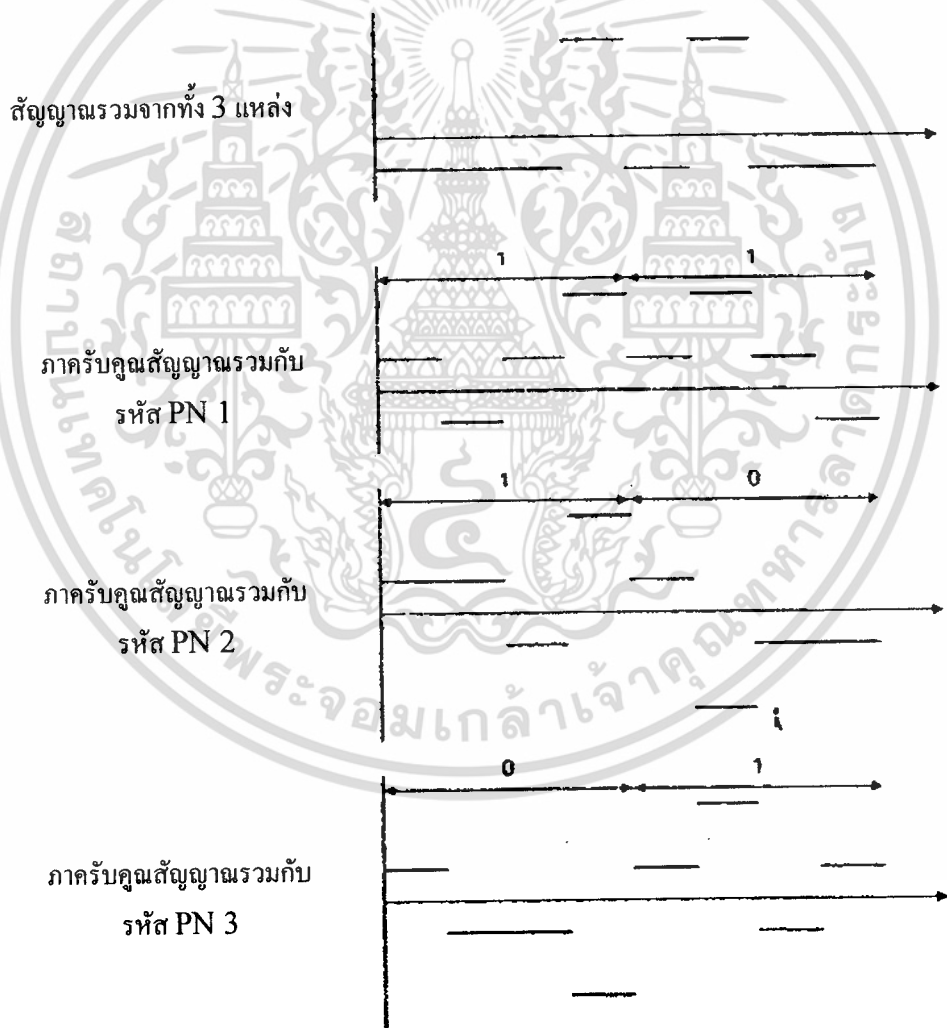


(ข) รูปสัญญาณของผู้ใช้งานหมายเลข 2 ณ วงจรภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค) รูปสัญญาณของผู้ใช้หมายเลข 3 ณ วงจรภาคส่ง



(ง) รูปสัญญาณที่เกิดขึ้น ณ วงจรภาครับสัญญาณ

รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการทำสเปรดสเปกตรัม

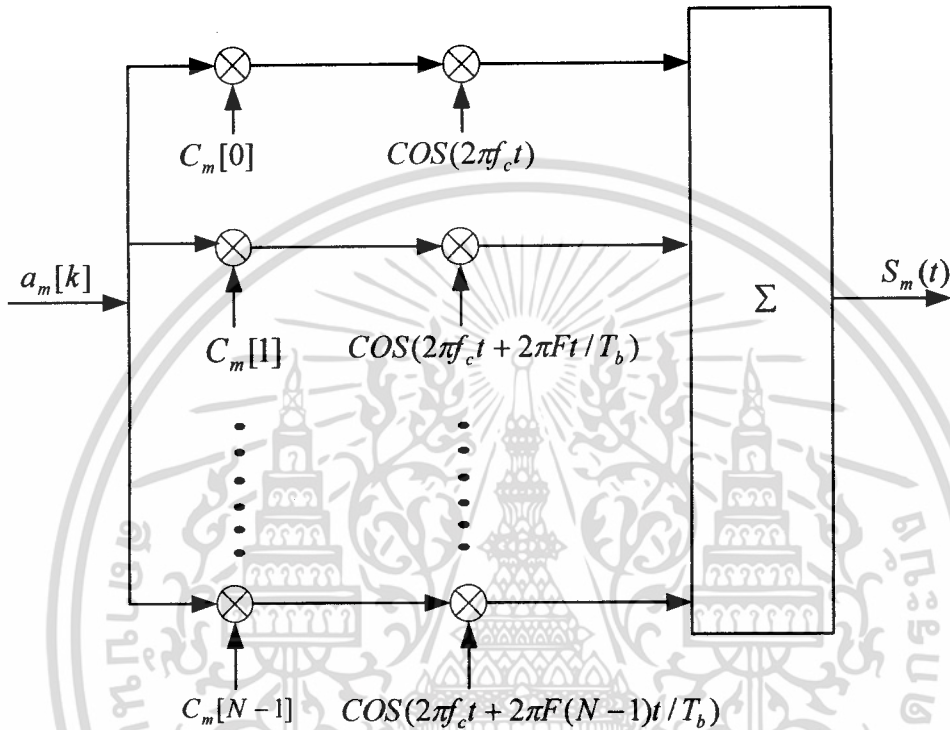
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

Block diagram

3.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ MC-CDMA

3.1.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ MC-CDMA ในด้านส่ง



ภาพที่ 3.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ Multicarrier CDMA ในภาคส่ง

$$S_m(t) = \sum_{i=0}^{N-1} c_m a_m[k] \cos(2\pi f_c + 2\pi \frac{F}{T_b} t) p_{T_b}(t - kT_b)$$

จากสมการ

c_m = รหัสแผ่ (Spreading code)

$a_m[k]$ = ข้อมูลของผู้ใช้ลำดับที่ m จำนวน k บิตข้อมูล

$\cos(2\pi f_c + 2\pi \frac{F}{T_b} t)$ = สมการความถี่ของคลื่นพาหะ Subcarrier

f_c = Carrier frequency

$\frac{F}{T_b}$ = Frequency Selective Channel

p_{T_b} = แอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ โดยจะมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 0 และ T_b

T_b = Delay Spread

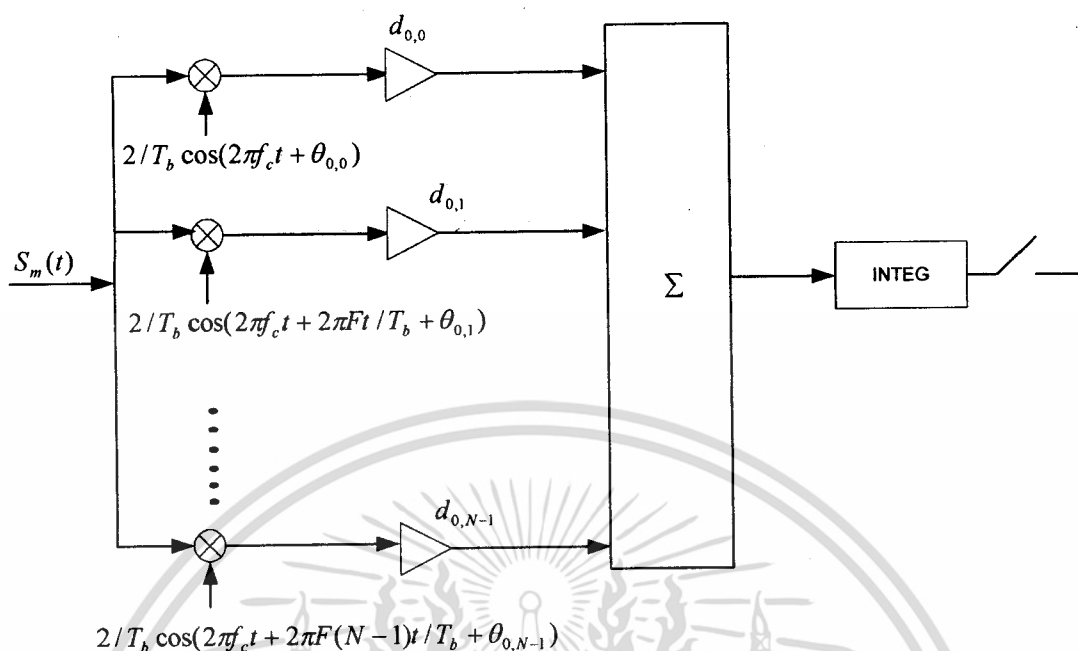
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนการทำงานมีดังนี้

1. ข้อมูลของผู้ใช้ $a_m[k]$ หมายถึง ข้อมูลของผู้ใช้คนที่ m และข้อมูลจำนวน k บิต
2. ข้อมูลจะถูกแบ่งออกเป็น N ส่วน แล้วแต่ละส่วนจะถูกนำไปคูณกับ รหัสแผ่ (Spreading Code) ($C_m[N]$)
3. หลังจากนั้นบิตข้อมูลที่ถูกแบ่งออกแต่ละส่วนนั้นจะถูกนำไปคูณกับคลื่นพาหะ หรือ Subcarrier ที่มีความถี่ที่ต่าง ๆ กัน โดยคลื่นพาหะ โดย Subcarrier แต่ละตัวนั้น จะแตกถูกแยกออกจากกันแบบ Orthogonal ซึ่งหมายถึงสัญญาณของแต่ละ Subcarrier แต่ละตัวนั้น จะมีการเปลี่ยนแปลง เฟส และ ความถี่ที่สอดคล้องกันทุก ๆ Subcarrier ซึ่งผลต่างของความถี่ และ เฟส ของ Subcarrier ที่ใกล้เคียงกันนั้น ผู้ใช้สามารถกำหนดเองได้ แต่จะมีผลต่อการส่งสัญญาณด้วย เพราะหากผลต่างของความถี่ และเฟสของ Subcarrier ใกล้เคียง มีความต่างกันน้อย จะทำให้ การสื่อสารโดยวิธีการ Multicarrier ไม่สามารถช่วยในการลดปัญหาในเรื่องของ Cross correlation bit error ได้
4. สัญญาณของข้อมูลทั้งหมดที่ถูกคูณด้วย Subcarrier ในแต่ละชุดจะถูกนำมารวม เพื่อทำการส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ MC-CDMA ในด้านรับ



ภาพที่ 3.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ Multicarrier CDMA ในภาครับ

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos(2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i}) + n(t)$$

จากสมการ

$\cos(2\pi f_c t + 2\pi \frac{F}{T_b} t + \theta_{m,i})$ = สัญญาณ random phase ที่ใช้ในการคูณค่าความถี่กลับ

$\frac{F}{T_b}$ = Frequency selective channel

$\theta_{m,i}$ = Random phase

INTEG = การจัดเรียงชุดบิตข้อมูล

ขั้นตอนการทำงานมีดังนี้

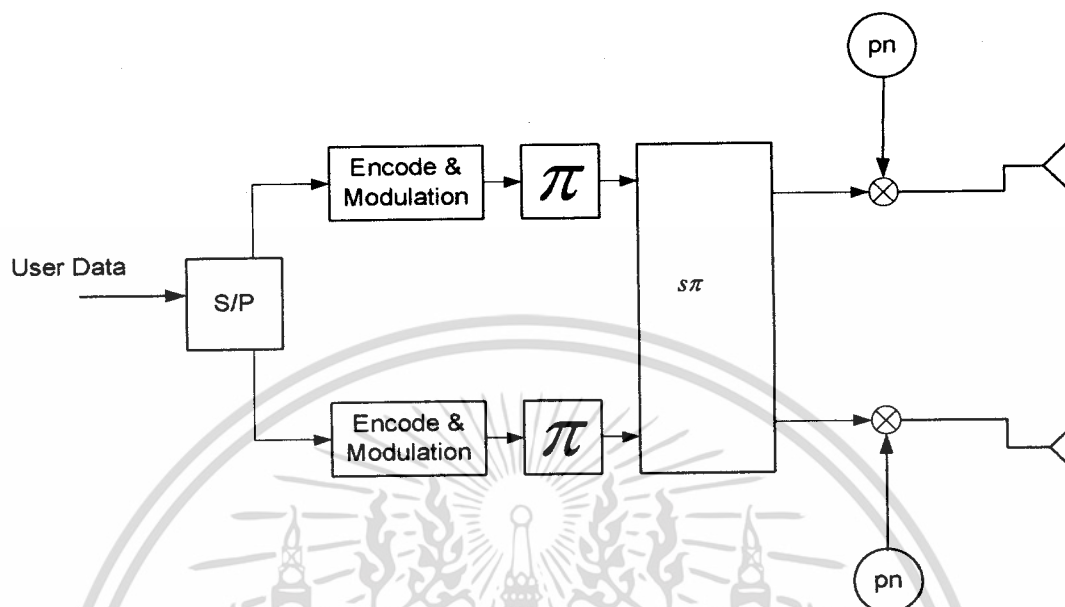
1. สัญญาณจะถูกนำมาคูณกลับด้วยค่าความถี่ Subcarrier ทั้ง N ชุด
2. สัญญาณในแต่ละชุดที่เป็น Spreading Sequence จะถูกนำมา Despread ด้วยชุดรหัส Despreading code ($d_{0,N-1}$)
3. เมื่อสัญญาณถูก despreading เรียบร้อยแล้วจะได้ออกมาเป็นชุดของบิตข้อมูลทั้งหมด และเนื่องจากสัญญาณในแต่ละชุดข้อมูลถูกคูณด้วยความถี่ค่าต่าง ๆ กันทำให้สัญญาณที่ได้เป็น Orthogonal จึงทำให้ข้อมูลที่ได้ออกมาเป็น Orthogonal กันไปด้วย ดังนั้นจึงลดโอกาสในการเกิด Cross correlation ซึ่งคือการอ่านค่าลำดับของบิตที่ผิดพลาดเพราะการส่งสัญญาณแบบไม่เป็น Orthogonal
4. นำชุดของบิตข้อมูลที่ได้มารวมกันเพื่อให้ได้เป็นชุดข้อมูลเดียวกันกับต้นทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA

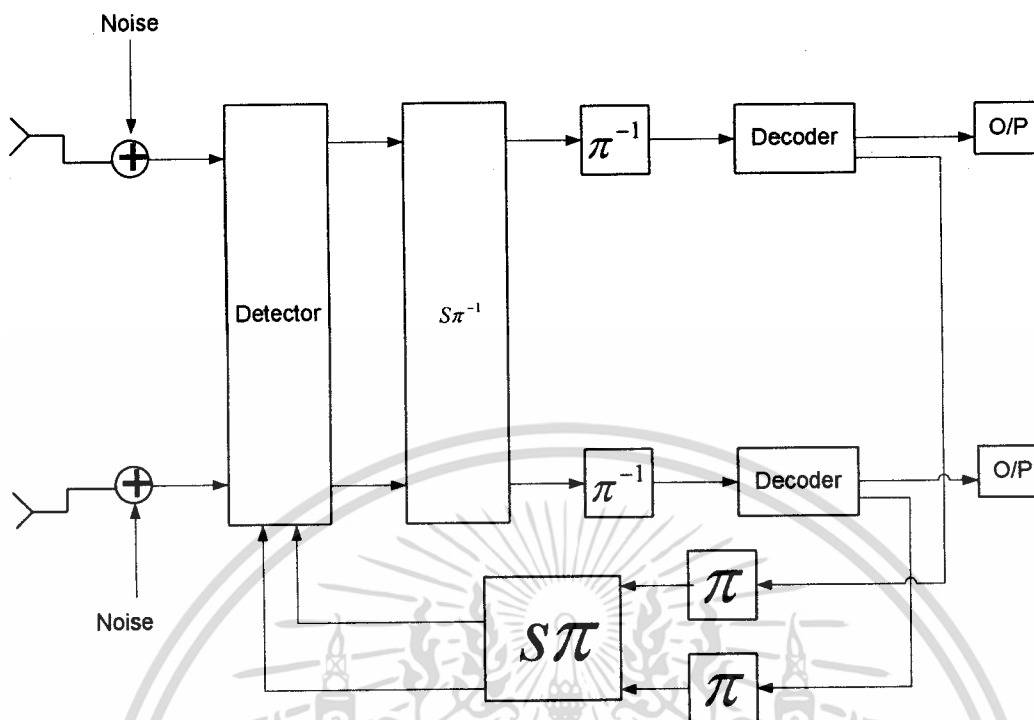
3.2.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในด้านส่ง



รูปที่ 3.3 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในด้านส่ง

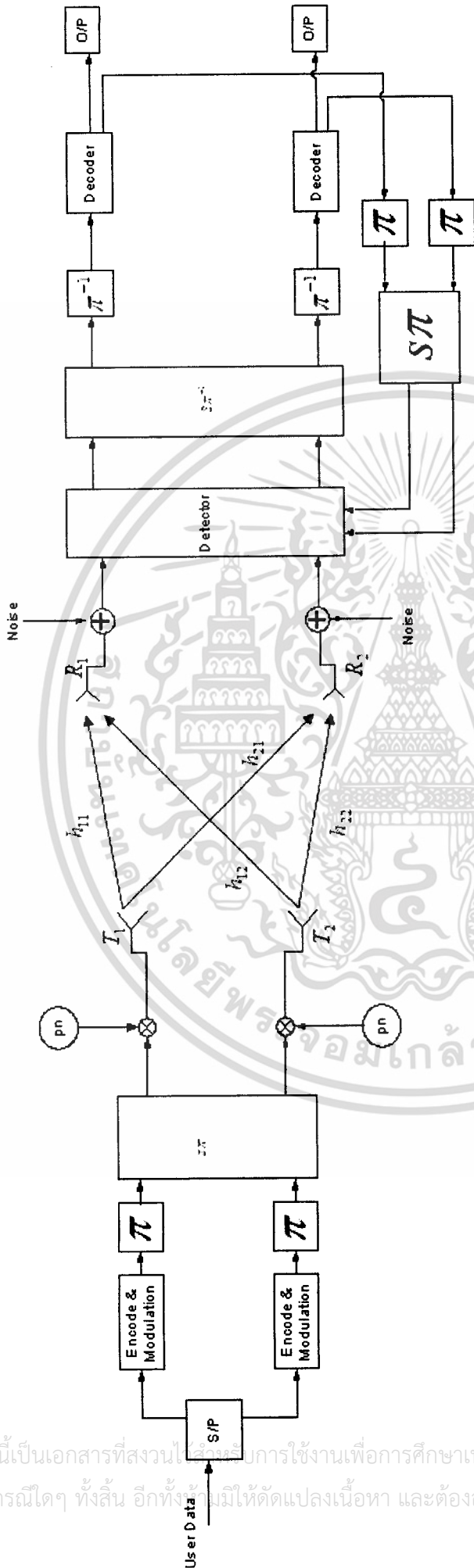
การทำงานในด้านของการส่งสัญญาณแบบ หลายอินพุตจะเริ่มจากการที่ผู้ใช้ส่งข้อมูลเข้ามาในระบบ แล้วข้อมูลจะถูกแปลงจากข้อมูลเชิงอนุกรม เป็นข้อมูลเชิงขนาน หลังจากนั้นข้อมูลจะถูกทำการเข้ารหัส แล้วทำการมอดูเลชันด้วยวิธีการแบบ BPSK (Binary Phase shift keying) เพื่อแปลงสัญญาณจากสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal) ไปเป็นสัญญาณแบบดิจิทัล (Digital signal) หลังจากนั้น สัญญาณที่เป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วจะจะถูกนำมาผ่านกระบวนการ Time Interleaving ซึ่งเป็นการหมุนวน และสับบิตข้อมูล ตามรูปแบบ (Pattern) ที่เป็นรูปแบบในการทำ Time Interleave ขึ้นต่อมา ข้อมูลทั้งหมดจะถูกนำเข้ามาผ่านกระบวนการ Spatial Interleave โดยการทำงานเป็นขั้นตอนในลักษณะเช่นนี้ ก็เพื่อความต้องการในการลดอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูล (Bit Error Rate : BER) และอัตราการผิดพลาดของเฟรมข้อมูล (Frame Error Rate : FER) ซึ่งเมื่อค่าทั้งสองนี้มีค่าต่ำ จะทำให้ข้อมูลที่ทำการส่งมีข้อผิดพลาดจากต้นฉบับน้อยลง และมีความน่าเชื่อถือที่สูงขึ้น และขั้นตอนสุดท้ายก่อนจะทำการส่งสัญญาณออกไปผ่านเสาสัญญาณ จะต้องนำค่าที่ได้เหล่านั้น มาทำการคูณเข้าไปด้วย รหัส PN (Pseudorandom noise code) ซึ่งเป็นรหัสแผ่ (Spreading code) หลังจากนั้นก็จะสามารถทำการส่งสัญญาณที่เรียกว่า Spread Spectrum ซึ่งเป็นรูปแบบสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณในระบบ CDMA (Code Division Multiple Access)

3.2.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในด้านรับ



รูปที่ 3.4 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในด้านรับ

ในระหว่างการส่งสัญญาณจากภาคส่งมายังภาครับ ในตัวกลางในการส่งสัญญาณ (Channel medium) ก็จะมีสัญญาณรบกวน (Noise) ขึ้นหลังจากนั้นสัญญาณที่ได้รับมานั้นจะต้องถูกลบสัญญาณรบกวนออกด้วยตัว Detector หลังจากนั้นข้อมูลที่ได้จะถูกนำไปผ่านกระบวนการ Spatial Interleave เพื่อทำการหมุนวนสัญญาณกลับแล้วจึงนำไปผ่านกระบวนการ Time Interleave เพื่อทำการสลับตำแหน่งของบิตข้อมูลกลับให้ถูกต้อง แต่กระบวนการที่ผ่านมานั้นอาจทำให้ความน่าเชื่อถือ และความถูกต้องของข้อมูลนั้นมีไม่มากพอ จึงต้องทำการป้อนค่ากลับ (Feedback) โดยนำข้อมูลที่ได้มาผ่านกระบวนการ Time Interleave และ Spatial Interleave อีกครั้งหนึ่ง แล้วนำค่าที่ได้ไปลบออกจากสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ หรือการทำ Iteration เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวน (Noise) น้อยที่สุด และทำให้ อัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ต่ำที่สุด



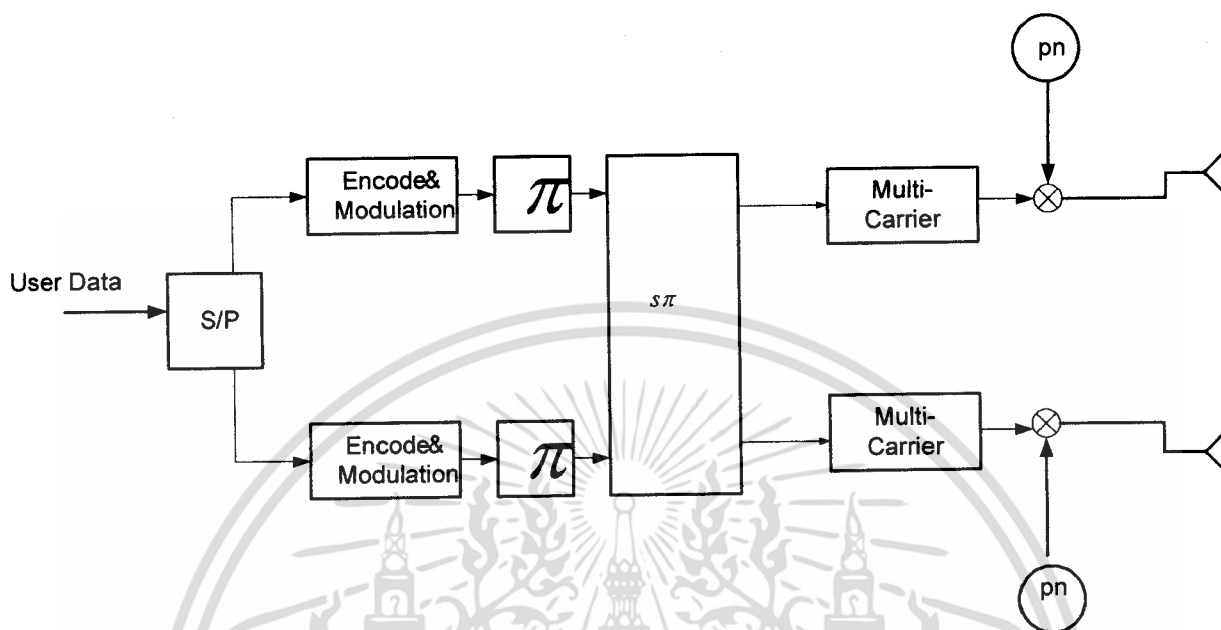
ภาพที่ 3.5 แสดง Block Diagram แสดงการรับ และส่งสัญญาณแบบ MIMO-CDMA

จากภาพ เป็นการส่งสัญญาณแบบ MIMO ซึ่งจาก Block Diagram จะแสดงให้เห็นว่าเสาที่ R1 และเสาที่ R2 จะรับสัญญาณได้ทั้ง สองสัญญาณ ดังนั้นหากสมมุติทำการพิจารณาแ่งสัญญาณ h_{11} ให้เป็นข้อมูลที่ทำการ เมื่อมองที่เสาอากาศ R1 จะแสดงให้เห็นว่าเสาสัญญาณได้รับสัญญาณ $h_{11} + h_{12} + Noise$ เมื่อสัญญาณดังกล่าวผ่าน detector จะทำให้ noise หายไปแล้วเมื่อผ่านกระบวนการ $interleave$ และ $time interleave$ จะทำให้พบว่า ข้อมูลที่ได้ยังไม่ถูกต้องเพราะอาจยังมีค่าของ สัญญาณที่ปดออกมาจากเสาสัญญาณ T2 อยู่ ดังนั้นเมื่อในกระบวนการของเสา R2 มีลักษณะกระบวนการเดียวกับ R1 จึงต้องทำการ ป้อนค่ากลับเพื่อมาค่าที่ไม่ต้องการไปลบออก แล้วข้อมูลที่ี้จะเป็นข้อมูลที่มีการผิดพลาดน้อยที่สุด โดยเทคนิคการป้อนค่ากลับนี้เรียกว่า เทคนิค Iterative

3.3 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA

3.3.1 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA

ภาคส่ง

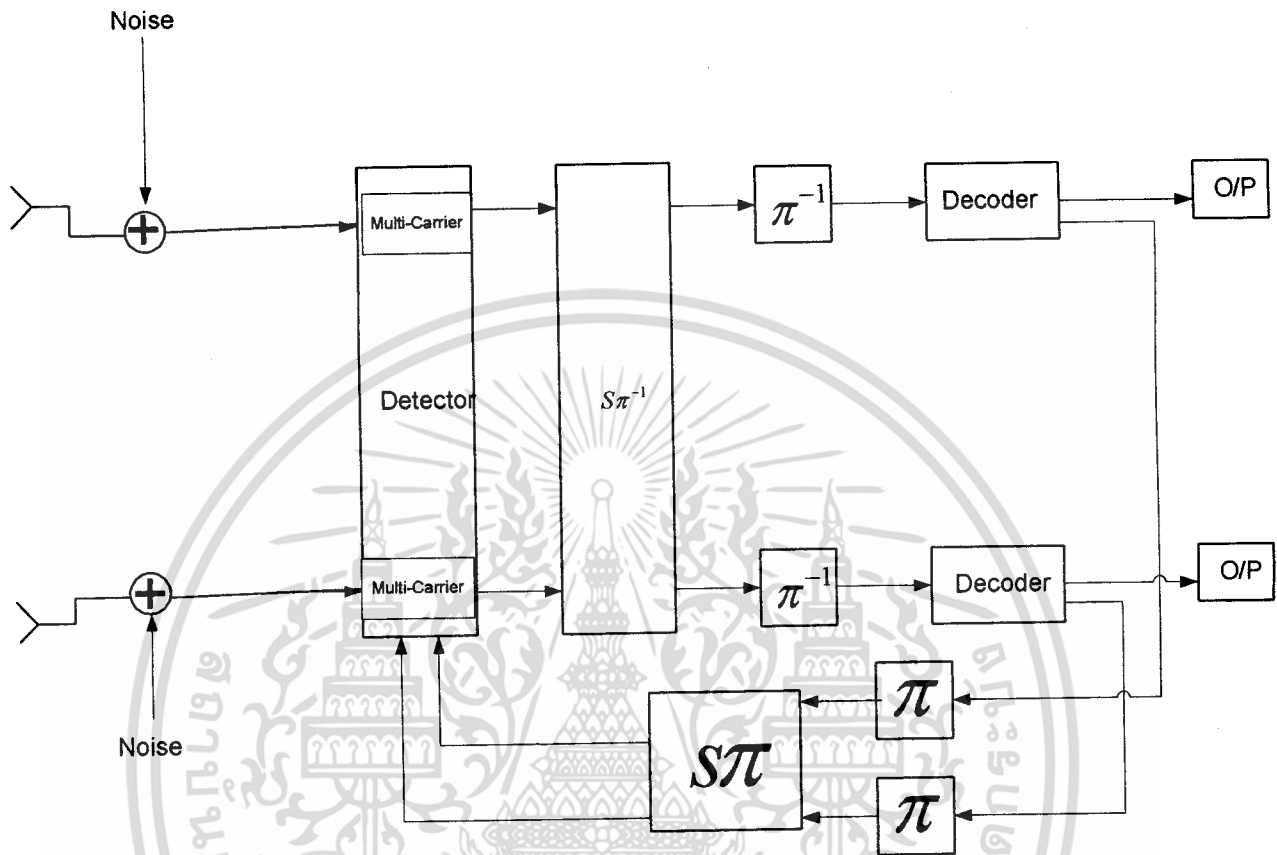


รูปที่ 3.6 Block Diagram แสดง โครงสร้างของ MIMO Multicarrier CDMA ภาคส่ง

เมื่อสัญญาณข้อมูลทั้งหมดถูกนำมาผ่านกระบวนการทั้งหมด ได้แก่ การทำ Serial to Parallel การ encode การมอดูเลตสัญญาณ การทำ Time Interleaving และการทำ Spatial Interleaving แล้ว บิตของข้อมูลในแต่ละชิป จะถูกนำมาคูณกับความถี่ค่าต่าง ๆ ที่เป็น Orthogonal กันตามสูตร $\cos(2\pi f_c + 2i\pi \frac{F}{T_b} t)$ หลังจากนั้นจึงจะนำแต่ละบิตไปคูณกับ PN (Pseudorandom noise) เพื่อที่จะทำการส่งสัญญาณไปยังภาครับต่อไป

3.3.2 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA

ภาครับ



รูปที่ 3.7 Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multi-Carrier CDMA ภาครับ

ในภาครับเมื่อได้รับสัญญาณที่ส่งมาแล้ว สัญญาณจะถูกนำมาคูณกลับด้วยความถี่ของ Subcarrier แต่ละค่า เพื่อที่จำทำให้ได้ค่าบิตข้อมูลออกมา แล้วหลังจากนั้นจึงทำการถอด PN code ออกไปแล้วหลังจากนั้นจึงจะทำการถอดสัญญาณในรูปแบบของ MIMO CDMA ต่อไปตาม ขั้นตอนที่ได้กล่าวมาข้างต้น โดยเทคนิคการวนกลับ (Iteration) ยังคงทำในลักษณะเดิม ในแบบของ MIMO CDMA

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ค่าคงที่ต่างๆ ในการทดลอง

1. จำนวน N code = 7 บิต
2. ทดลองที่ SNR = 15,20,25,30,35,40,45,50
3. ความถี่ของคลื่นพาหะ (Carrier Frequency) = 2 GHz
4. Symbol Duration (= 10
5. F = 1
6. ความยาวข้อมูล = 260 บิต
7. จำนวน Subcarrier = 10
8. การทดลองใช้จำนวน Frame ในการทำงานทั้งหมด 100000 เฟรมต่อการทดลองใน 1 ครั้ง
9. Number of iteration = 10 ครั้ง

โดยการทดลองจะแบ่งผลการทดลองออกเป็น 5 ชนิด ได้แก่

1. การทดลอง MIMO MC CDMA โดยเข้าเสาอากาศภาครับ สองเสา ภาคส่ง สองเสา โดยใช้จำนวน Subcarrier ทั้งหมด 10 Subcarrier โดยใช้จำนวนการหมุนกลับเพื่อลดอัตราการผลิตของบิต จำนวน 10 ครั้งซึ่งการทดลองทั้งสามการทดลองจะใช้สัญญาณที่ความถี่ 2 GHz เท่ากันทุกการทดลอง

4.2 ผลการทดลองของการทำงานแบบ MIMO Multi-Carrier CDMA

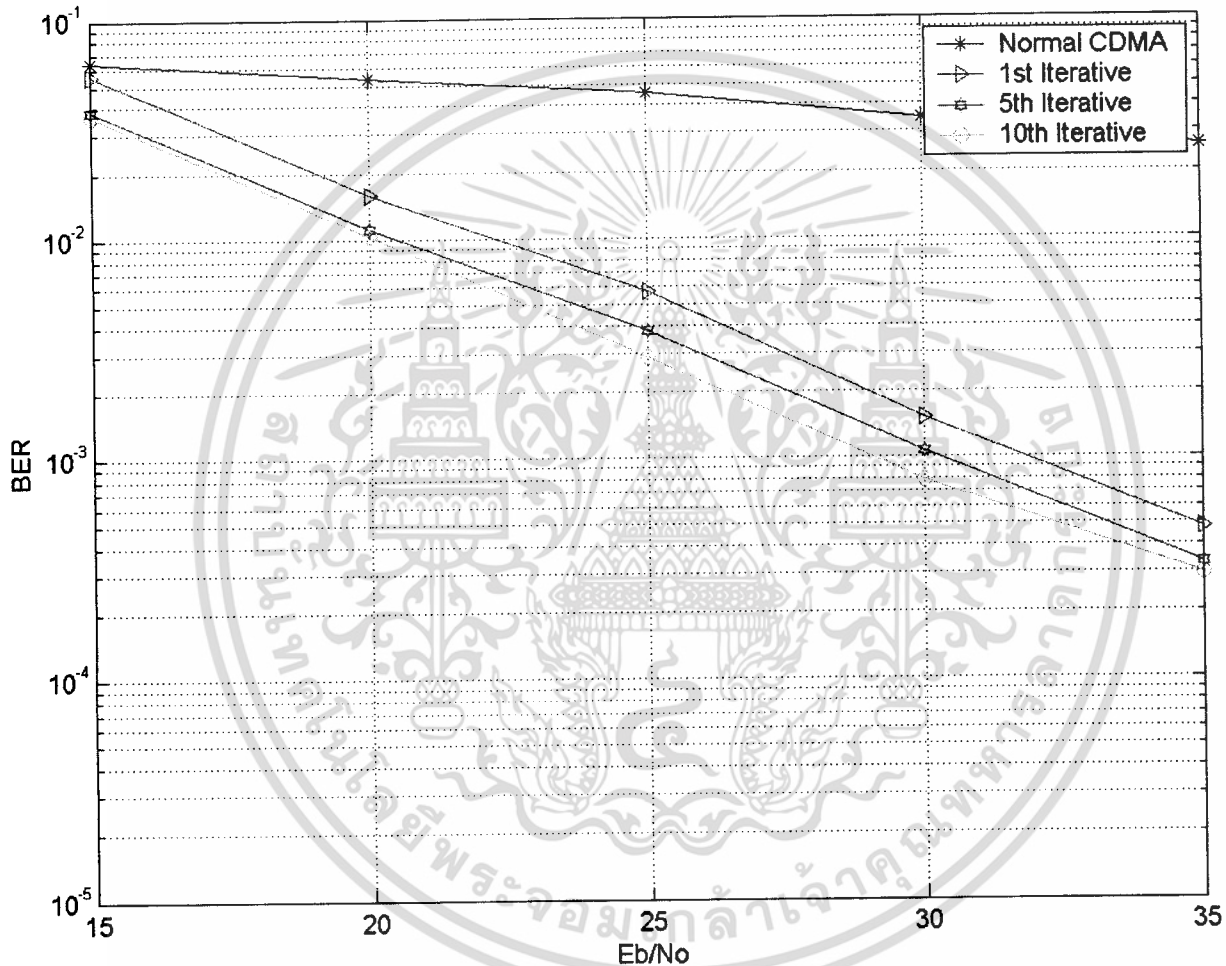
4.2.1 เมื่อกำหนดให้

จำนวนผู้ใช้ (Number of User) = 3 User

เสาอากาศส่ง (Transmit Antenas) = 1 เสา

เสาอากาศรับ (Receive Antenas) = 1 เสา

คลื่นพาหะ (Subcarrier) = 10 ความถี่



รูปที่ 4.1 กราฟแสดงการทำงานของ Multi-Carrier CDMA เมื่อเทียบกับระบบ Single Carrier CDMA ปกติ

จากรูปที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่าการนำระบบ Multicarrier มาใช้จะทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น สักเกตได้จากเส้นกราฟแสดงค่าอัตราความผิดพลาดของบิตที่ SNR ต่าง ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

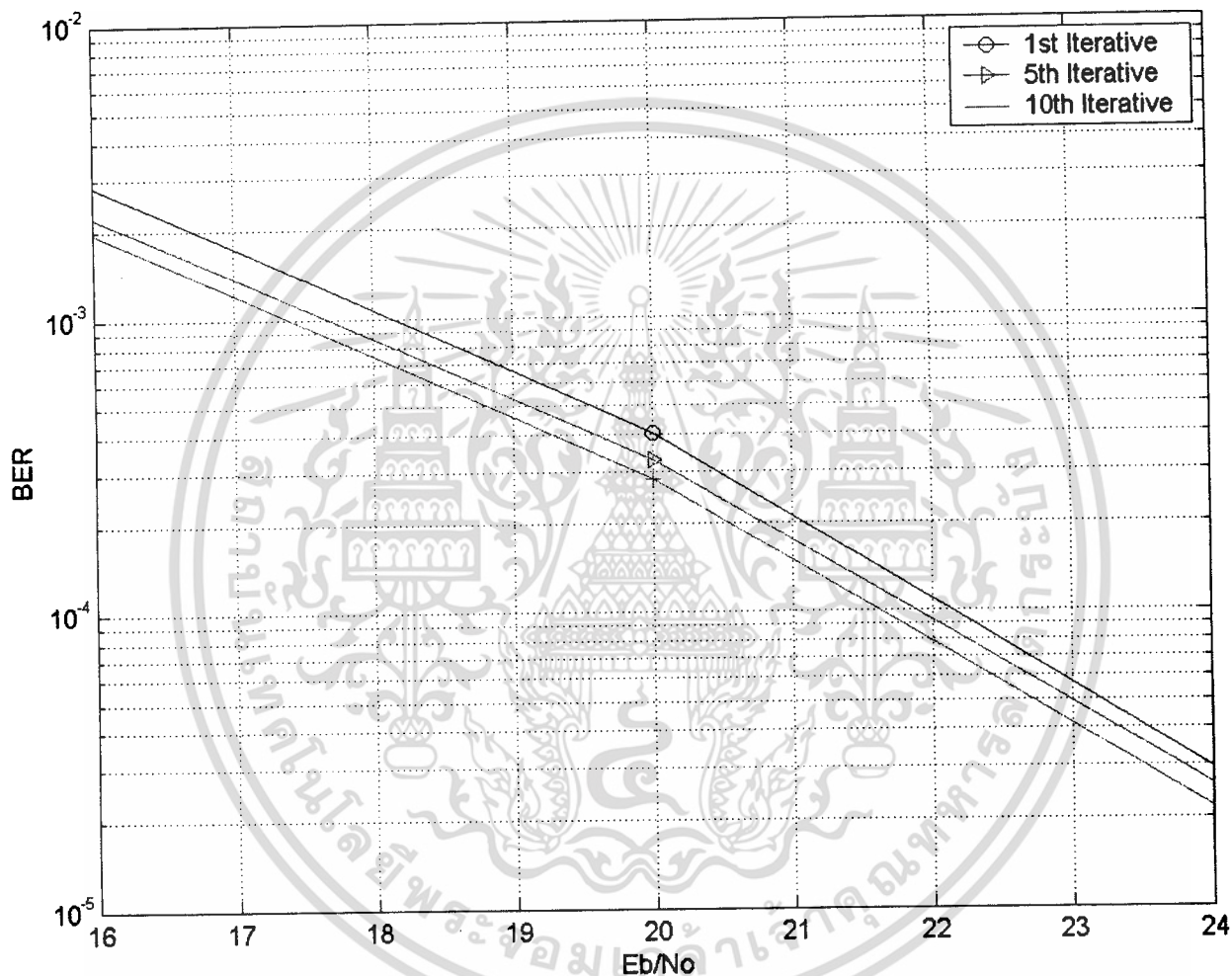
4.2.2 เมื่อกำหนดให้

จำนวนผู้ใช้ (Number of User) = 3 User

เสาอากาศภาคส่ง (Transmit Antenas) = 1 เสา

เสาอากาศภาครับ (Receive Antenas) = 2 เสา

คลื่นพาหะ (Subcarrier) = 10 ความถี่



รูปที่ 4.2 กราฟแสดงการทำงานของ 1x2 MIMO Multi-Carrier CDMA

จากรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นว่าเมื่อมีการส่งสัญญาณแบบ Multi Input Multi Output แบบเสาอากาศภาคส่งหนึ่งเสา และภาครับ สองเสา จะทำ BER มีค่าที่ต่ำ แสดงว่าสามารถทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น

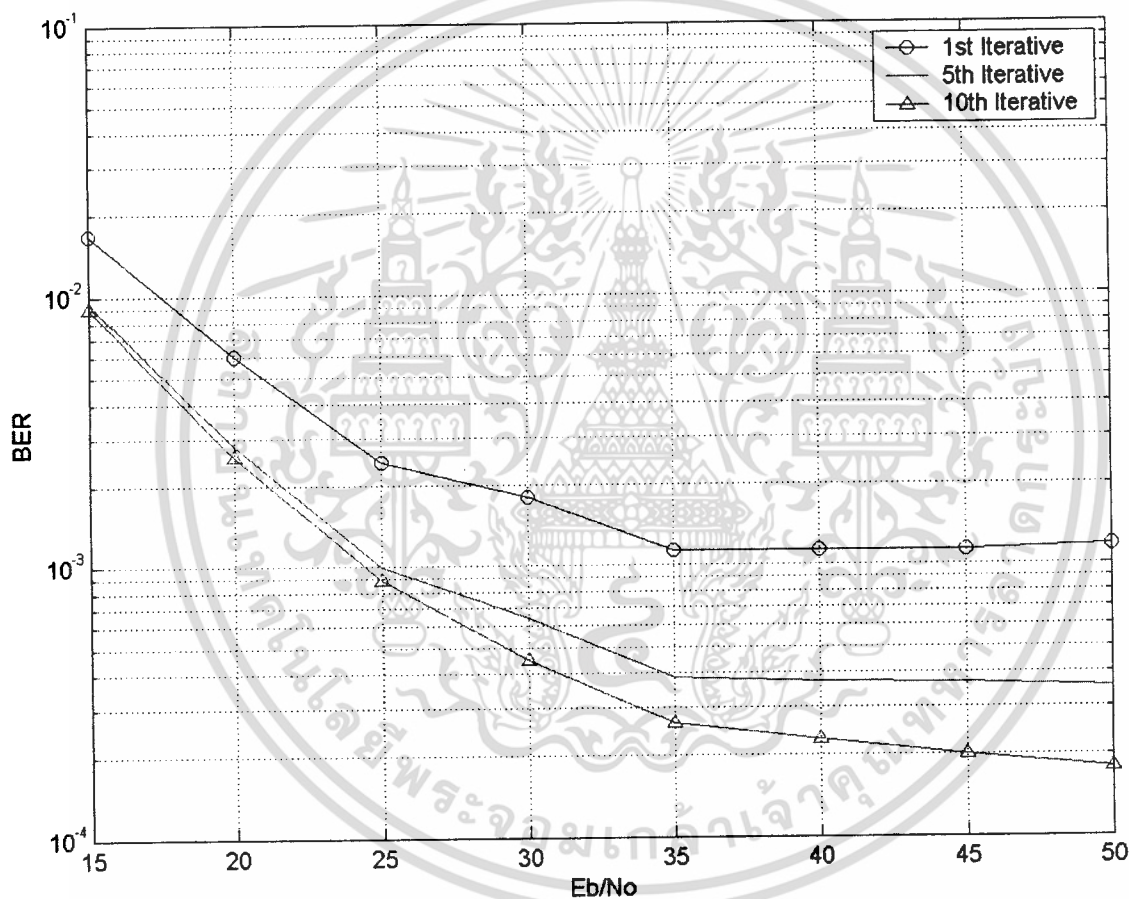
4.2.3 เมื่อกำหนดให้

จำนวนผู้ใช้ (Number of User) = 3 User

เสาอากาศภาคส่ง (Transmit Antenas) = 2 เสา

เสาอากาศภาครับ (Receive Antenas) = 2 เสา

คลื่นพาหะ (Carrier) = 10 ความถี่



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงการทำงานของ 2x2 MIMO Multi-Carrier CDMA

จากรูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นว่าการวนซ้ำของสัญญาณยังมีการวนซ้ำจำนวนมากครั้งยิ่งทำให้ประสิทธิภาพของระบบดีขึ้น สังเกตได้จากค่า อัตราการผิดพลาดของบิตที่ลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการวิจัย

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้ ได้ทำการทดลองระบบ โดยวิธีการจำลอง (Simulation) และการเปรียบเทียบผลที่ได้จากระบบ MIMO Multi-Carrier CDMA เมื่อเปลี่ยนเสาอากาศ ในส่วนของโปรแกรมที่ใช้คือ MATLAB 6.5

โดยการออกแบบของระบบในการรับและส่งสัญญาณ ผสมผสานเทคนิคเฉพาะ MC-CDMA และ MIMO เท่านั้น ซึ่งได้ทำการทดลองหาผลค่าอัตราบิดผิดพลาดที่เกิดขึ้นของระบบ MIMO Multi-Carrier CDMA โดยแบ่งเป็นจำนวนผู้ใช้ 3 ราย จำนวนเสาอากาศในระบบ และในการทดลองได้แยกพิจารณาเป็นกรณีได้ดังนี้

5.1.1 ผลการทดลองเปรียบเทียบการทำงานระหว่างการส่งสัญญาณแบบ Single-Carrier และ Multi-Carrier

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า อัตราการผิดพลาดของบิต (BER) ของการส่งสัญญาณแบบ Multi-Carrier มีค่าน้อยกว่า การส่งสัญญาณแบบ Single-Carrier ซึ่งแสดงว่าการส่งสัญญาณแบบ Multi-Carrier ทำให้ข้อมูลเป็น Orthogonal กัน จึงลดโอกาสในการเกิด Cross-Correlation ลง อีกทั้งยังเป็นการส่งสัญญาณด้วยสัญญาณพาหะ (Subcarrier) ที่มีความถี่ต่างกัน ดังนั้นจึงสามารถลดการรบกวนแบบ Co-Channel Interference ได้ด้วย จึงมีผลทำให้อัตราการผิดพลาดของบิตมีค่าลดต่ำลงไปด้วย

5.1.2 ผลการทดลองเปรียบเทียบการส่งสัญญาณเมื่อจำนวนเสาอากาศเพิ่มขึ้นในระบบ MIMO Multi-Carrier CDMA ในส่วนของภาคส่ง

จากการทดลองเมื่อเพิ่มจำนวนของเสาอากาศในภาคส่งแสดงให้เห็นว่า อัตราการผิดพลาดของบิต (BER) มีจำนวนเพิ่มขึ้น เนื่องจากเกิดการรบกวนกันเองในการส่งสัญญาณ แต่เมื่อนำเทคนิคการส่งสัญญาณแบบ Multi-Carrier มาช่วยจะทำให้อัตราการผิดพลาดของบิตที่เกิดจาก Co-Channel Interference ลดลงได้บางส่วน

5.1.3 ผลการทดลองเมื่อพิจารณาจากค่า Number of Iteration และ SNR

จากการทดลองเมื่อทำการเพิ่มจำนวนครั้งในการป้อนค่ากลับ โดยใช้วงจร feedback พบว่า ยิ่งมีการป้อนค่ากลับมากเท่าไร จะทำให้อัตราการผิดพลาดของบิตมีค่าที่ลดต่ำลงซึ่งแสดงให้เห็นว่าการป้อนค่ากลับสามารถช่วยลด CCI หรือ Co-Channel Interference ลงจึงทำให้ค่าอัตราการผิดพลาดของบิตมีค่าที่ต่ำลงไปด้วย

5.2 วิเคราะห์ผลการวิจัย

จากการทดลองสามารถวิเคราะห์ผลการทดลองได้ดังนี้

1. การส่งสัญญาณแบบ MIMO Multicarrier CDMA มีข้อดีคือ ช่วยลดการเกิดการรบกวนซึ่งเกิดจากการส่งสัญญาณของเสาที่อยู่ใกล้เคียงกัน (Co-Channel Interference) ให้ลดลงได้ซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับ การส่งสัญญาณแบบ CDMA ธรรมดา นั้น จะเห็นได้ว่า ค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลของ MC-CDMA จะต่ำกว่าค่าอัตราการผิดพลาดของบิตข้อมูลเมื่อทำการส่งสัญญาณแบบ CDMA ความถี่เดียว แสดงให้เห็นว่าการนำเทคนิค Multi-Carrier มาใช้กับการส่งสัญญาณแบบ Multi Input Multi Output นั้นจะสามารถช่วยลดปริมาณการเกิด Co-Channel Interference ได้
2. การส่งสัญญาณ โดยใช้ เทคนิค Multi-Carrier ช่วยลดโอกาสในการเกิด Cross-Correlation ลงได้เพราะแต่ละบิตเป็น Orthogonal กันและคูณด้วยความถี่ที่ต่างกันดังนั้นจึงมีโอกาในการเกิด Cross-Correlation ต่ำ ดังนั้นเมื่อเกิด Cross-Correlation ต่ำจึงทำให้ BER ลดลงตามไปด้วย
3. การส่งสัญญาณ โดยใช้เทคนิค Multi Input Multi Output นั้นควรจะมีการวนซ้ำ (Iteration) ของสัญญาณหลายครั้งเพราะจะช่วยลดอัตราการผิดพลาดของบิต (Bit error rate : BER)
4. การทำงานของ MC-CDMA ในบางส่วนจะมีความคล้ายคลึงกับการทำงานในลักษณะของ OFDM ซึ่งจะขึ้นอยู่กับการตั้งค่า ของความถี่ในสมการของ Multi-Carrier CDMA ด้วย

5.3 แนวทางในการพัฒนาต่อไป

ในการทำงานของระบบ Multicarrier MIMO CDMA หากจะนำไปพัฒนาเพื่อใช้งานจริง ๆ อาจจะต้องมีการวางโครงสร้างการทำงานในส่วนของ Multicarrier เพิ่มเติมเพื่อให้ความซับซ้อนของการทำงานน้อยลง ซึ่งอาจจะทำให้ต้นทุนในการสร้างระบบนี้ขึ้นมาต่ำลงไปด้วย เนื่องจากการเขียนโปรแกรมที่ใช้ในการจำลองการทำงานของ MIMO Multicarrier CDMA ดังกล่าว ค่อนข้างมีความซับซ้อนอยู่พอสมควรในด้านของอัลกอริทึม (Algorithm) อีกทั้งความซับซ้อนในเรื่องของขั้นตอนในการทำงาน ซึ่งดูได้จาก Block Diagram แสดงการทำงานของ MIMO Multicarrier CDMA ดังนั้นในการพัฒนาต่อไปควรจะทำการศึกษาและสร้างอัลกอริทึม (Algorithm) ใหม่ ๆ ที่สามารถนำมาใช้ให้เกิดการทำงานในลักษณะของ MIMO Multicarrier CDMA ได้เลย



บรรณานุกรม

- [1] ลัญฉกร วุฒิสัทธาธิกุลกิจ. 2546. **หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : โรงพิมพ์จุฬาลงกรณ์
- [2] Mohinder Jankiraman. 2004. **Space-Time Codes and MIMO Systems**. Norwood : ARTECH HOUSE.
- [3] Shinsuke Hara and Ramjee Prasad. 2003. **Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications**. London : ARTECH HOUSE.
- [4] Vijay K. Garg, PhD, PE, Kenneth F. Smolik, PhD, PE and Joseph E. Wilkes, PhD, PE. 1997. **Applications of CDMA in Wireless/Personal Communications**. USA : Prentice Hall PTR.
- [5] Valery P. Ipatov. 2005. **Spread Spectrum and CDMA Principles and Applications**. Chichester : John Wiley & Sons.