

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับสัญญาณความซับซ้อนต่ำสำหรับระบบ CDMA
แบบหลายคลื่นพาหะในระบบโครงข่ายไร้สายภายในอาคาร
**LOW COMPLEXITY RECEIVER FOR MULTI-CARRIER CDMA
IN INDOOR WIRELESS RADIO NETWORKS**



โดย

นาย ทรงธรรม ดีเที่ยงธรรม

นาย พายุทัต ลือชาพาณิชย์กุล

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....
วัน,เดือน,ปี.....

83076

- 5 ส.ค. 2551

b. 11964182
i.

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LOW COMPLEXITY RECEIVER FOR MULTI-CARRIER CDMA
IN INDOOR WIRELESS RADIO NETWORKS**



BY
MR. SOUNGTAM LEETHEANGTAM
MR. PAYUTAT LUECHAPANICHKUL

**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**

2007

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องรับสัญญาณความซับซ้อนต่ำสำหรับระบบ CDMA แบบหลายคลื่น
พาหะในระบบ โครงข่ายไร้สายภายในอาคาร

ชื่อนักศึกษา นาย ทรงธรรม ลีเที่ยงธรรม รหัสนักศึกษา 47010266
นาย พายุทัต ลือชาพาณิชย์กุล รหัสนักศึกษา 47010509

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. จักรี ทิฆมภาคย์วิศิษฏ์

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2550

วิทยานิพนธ์นี้ได้รับความเห็นชอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว



(ดร. จักรี ทิฆมภาคย์วิศิษฏ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องรับสัญญาณความซับซ้อนต่ำสำหรับระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะในระบบโครงข่ายไร้สายภายในอาคาร

ชื่อนักศึกษา นายทรงธรรม ลีเที่ยงธรรม รหัสนักศึกษา 47010266
นายพายุทัต ลือชาพานิษฐ์กุล รหัสนักศึกษา 47010509

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. จักรี ทิมภาคย์วิศิษฏ์

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โปรเจกต์นี้เป็นโปรเจกต์ที่น่าสนใจเกี่ยวกับ ระบบการสื่อสารที่มีเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลและการเข้าถึงหลายทางที่มีชื่อว่าระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ และระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก โดยในแต่ละสัญลักษณ์ข้อมูลจะถูกส่งไปในลักษณะของคลื่นพาหะย่อยหลายๆ ตัวในลักษณะของคลื่นแถบความถี่แคบ ซึ่งพาหะย่อยแต่ละตัวนั้นจะถูกเข้ารหัสด้วยเฟสออฟเซตที่มีค่าตั้งแต่ 0 ไปจนถึง π ขึ้นอยู่กับความยาวของรหัสแม่ โดยในการที่นำระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกมาประยุกต์ใช้ในระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะนี้ ก็เพื่อเป็นการเพิ่มอัตราการส่งข้อมูลให้สูงขึ้น และให้ได้ประสิทธิภาพของระบบที่ดีขึ้น โดยเป็นการออกแบบเครื่องรับที่มีความซับซ้อนต่ำที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้แบบฟรีควอนซี โดเมน ซึ่งผลการทดลองจะแสดงให้เห็นว่าภาครับของระบบที่จำลองขึ้นนี้ สามารถขจัดสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณร่วมและสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางไปได้ และทำให้ดีเทกเตอร์มีความเร็วในการลู่อู่เข้าที่ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Low Complexity Receiver for Multi-Carrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks
Student	Mr. Soungtam Leetheangtam ID. 47010266 Mr. Payutat Luechapanichkul ID. 47010509
Advisor	Dr. Chakree Teekapakvisit
Graduate Level	Bachelor Degree of Information Engineering
Department	Information Engineering
Academic Year	2007

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 (MIMO) where each data symbol is transmitted at multiple narrowband subcarriers. Each subcarrier is encoded with phase offset in a range of 0 to π corresponding to the length of spreading code. The MIMO system is applied in the MC-CDMA system to support a higher data rate and provide a satisfactory performance. In this project, we propose a new low complexity frequency domain adaptive iterative receiver. The simulation results show that the proposed receiver can suppresses and cancels both the co-channel interference and multiple access interference in the system and improves a convergence speed of the adaptive detector.

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้มีอาจสำเร็จได้เลย หากปราศจากความร่วมแรงร่วมใจกันของผู้จัดทำ และความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจากทุกฝ่ายที่เกี่ยวข้อง ซึ่งผู้จัดทำใคร่ขอขอบคุณทุกๆ ท่านที่ได้มีส่วนช่วยเหลือ แนะนำในทุกๆ ด้าน

ผู้จัดทำขอขอบพระคุณเป็นพิเศษต่ออาจารย์ผู้ทรงคุณวุฒิ นั่นคือ ดร. จักรี ทิมภักย์วิศิษฏ์ อาจารย์ที่ปรึกษาโครงการ ที่ได้สละเวลาอันมีค่าในการสั่งสอน ถ่ายทอดความรู้และประสบการณ์ต่างๆ อีกทั้งให้คำปรึกษาและข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ รวมถึงเอื้อเฟื้อข้อมูลต่างๆ ในการจัดทำโครงการ จึงทำให้ปริญญานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ทุกคนที่ได้ให้คำแนะนำ แบ่งปันข้อมูล และให้กำลังใจด้วยดีเสมอมา คุณประโยชน์อันพึงมีจากโครงการนี้ ทางผู้เขียนขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

นาย ทรงธรรม ลีเที่ยงธรรม

นาย พายุทัต ลือชาพานิษฐ์กุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวคิดและที่มาของปัญหาในการทำโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	3
1.4 ขั้นตอนการดำเนินโครงการ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	4
2.1 เทคโนโลยี CDMA (Code Division Multiple Access)	4
2.1.1 คุณสมบัติและข้อดีของระบบ CDMA	6
2.2 พื้นฐานระบบ CDMA	8
2.3 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA	10
2.4 วงจรภาครับสัญญาณ CDMA	12
2.5 รหัสแผ่ (spreading code)	14
2.5.1 รหัสตั้งฉาก (orthogonal code)	14
2.5.1.1 รหัส Walsh	15
2.5.2 รหัส PN (Pseudorandom noise code)	16
2.5.2.1 รหัส M-Sequence	18
2.5.2.2 รหัสโกลด์	20
2.5.2.3 รหัส PN แบบยาว (long PN code)	25
2.5.2.4 รหัส PN แบบสั้น (short PN code)	25
2.6 การทำสเปกตรัม	25
2.6.1 การทำสเปกตรัมแบบไคเรกต์ซีแควนซ์	26
2.6.2 การทำสเปกตรัมแบบพีรีแควนซีฮอปปีง	29
2.7 การวางสลับ (interleaving)	30
2.7.1 การวางสลับข้อมูลแบบบล็อก (block interleaving)	30
2.7.2 การวางสลับข้อมูลแบบสุ่ม (random interleaving)	31
2.8 เครื่องรับสำหรับผู้ไ้รายเดี่ยว	31
2.8.1 เครื่องรับแบบแมคซ์ฟิลเตอร์	31
2.9 เครื่องรับสำหรับผู้ไ้หลายราย	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.1	เครื่องรับ MMSE	38
2.10	ไดเวอร์ซิตี (diversity)	41
2.10.1	ไดเวอร์ซิตีเชิงความถี่	42
2.10.2	ไดเวอร์ซิตีเชิงสายอากาศ	42
2.10.3	ไดเวอร์ซิตีเชิงเวลา	42
2.10.4	ไดเวอร์ซิตีเชิงปริภูมิ	43
2.10.4.1	ไดเวอร์ซิตีแบบการเลือก	43
2.10.4.2	ไดเวอร์ซิตีแบบป้อนกลับหรือการสแกน	45
2.10.4.3	การรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด	45
2.10.4.4	การรวมสัญญาณโดยใช้อัตราขยายที่เท่ากัน	48
2.11	ทฤษฎีของการส่งสัญญาณระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ (MC-CDMA)	48
2.11.1	ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาคส่ง	48
2.11.2	ช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh fading channel)	49
2.11.2.1	อัปลิงก์ (uplink)	50
2.11.2.2	ดาวน์ลิงก์ (downlink)	50
2.11.2.3	สเปกตรัมกำลัง (power spectrum) ของเรย์ลีเฟดดิ้ง	50
2.11.2.4	อัตราการข้ามระดับ (Level Crossing Rate: LCR)	52
2.11.2.5	ค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด (average duration of fading)	54
2.11.3	ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาครับ	56
2.12	โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ (coherence bandwidth)	57
2.13	ระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (MIMO)	58
2.14	อีควอไลเซอร์	60
บทที่ 3	การออกแบบภาครับแบบไทม์โคเมน	61
3.1	บล็อกไดอะแกรม (block diagram) แสดงการทำงานของ MC-CDMA	61
3.1.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาคส่ง	61
3.1.2	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาครับ	63
	แบบไทม์โคเมน	
3.2	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA	64
3.2.1	บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาคส่ง	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2	บล็อกโคโอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาครับแบบไทม์โดเมน	65
3.3	บล็อกโคโอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA	66
3.3.1	บล็อกโคโอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาคส่ง	66
3.3.2	บล็อกโคโอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาครับแบบไทม์โดเมน	67
บทที่ 4	การออกแบบภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมน	68
4.1	บล็อกโคโอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ของภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมน	68
4.2	การวิเคราะห์ความซับซ้อนของภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมน	75
4.2.1	ไทม์โดเมน	75
4.2.2	ฟรีควอนซีโดเมน	75
บทที่ 5	ผลการทดลอง	76
5.1	ค่าคงที่ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง	76
5.2	ผลการทดลองของภาครับแบบไทม์โดเมน	77
5.2.1	เมื่อเปรียบเทียบระบบ CDMA กับระบบ MC-CDMA	77
5.2.2	เมื่อเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ	78
5.2.3	เมื่อเปรียบเทียบจำนวนรอบการวนซ้ำที่ใช้สายอากาศ 2x1 สาย	79
5.2.4	เมื่อเปรียบเทียบจำนวนรอบการวนซ้ำที่ใช้สายอากาศ 2x2 สาย(MIMO)	80
5.3	ผลการทดลองของภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมน	81
5.3.1	เมื่อเปรียบเทียบแบบไทม์โดเมนกับฟรีควอนซีโดเมนที่ใช้สายอากาศ 2x1 สาย	81
5.3.2	เมื่อเปรียบเทียบแบบไทม์โดเมนกับฟรีควอนซีโดเมนที่ใช้สายอากาศ 2x2 สาย	82
5.3.3	เมื่อเปรียบเทียบจำนวนผู้ใช้	83
บทที่ 6	สรุป	84
6.1	สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง	84
6.2	ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงการ	84
6.3	แนวทางในการพัฒนาต่อ	85
บรรณานุกรม		86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

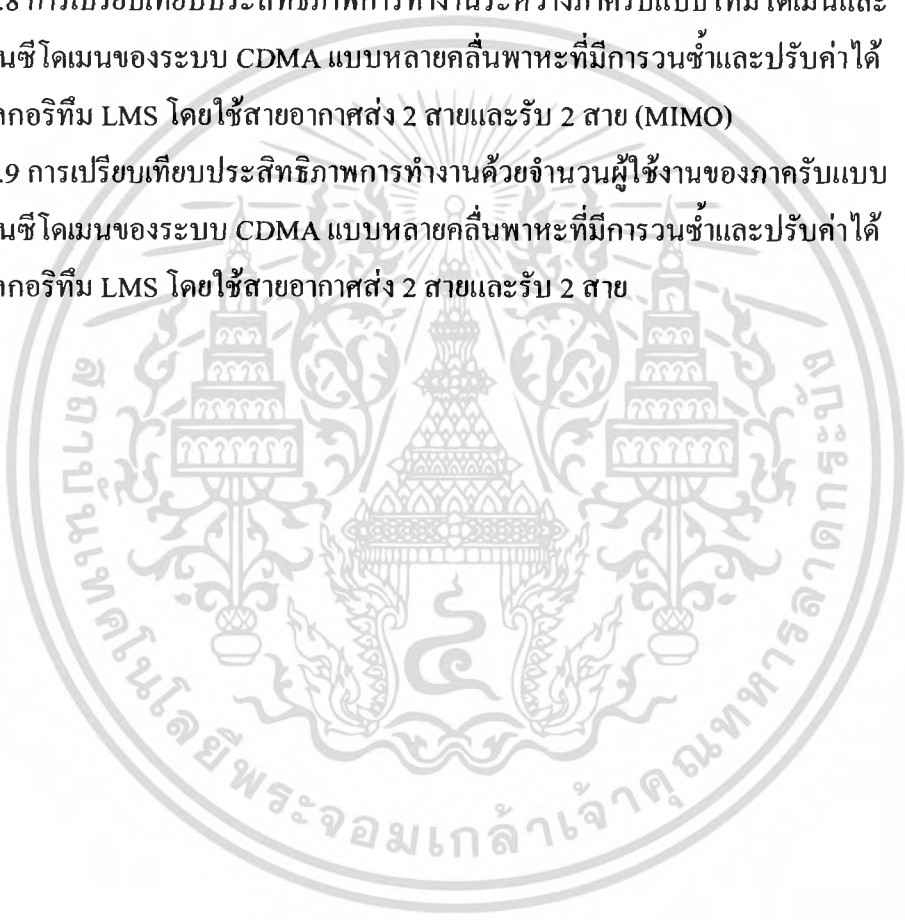
	หน้า
รูปที่ 2.1 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบ FDMA TDMA และ CDMA	4
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย	9
รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม	10
รูปที่ 2.4 วงจรภาคส่งของระบบ CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	11
รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK	11
รูปที่ 2.6 วงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้ในการมอดูเลตแบบ BPSK	13
รูปที่ 2.7 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK	13
รูปที่ 2.8 ตัวอย่างวงจรสร้างรหัส PN ที่มีชิฟต์รีจิสเตอร์ 3 ตัว	16
รูปที่ 2.9 การสร้างรหัส PN จากวงจรที่มีชิฟต์รีจิสเตอร์ 3 ตัว	17
รูปที่ 2.10 ค่าอัตราสหสัมพันธ์ของรหัส PN ที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่างๆ	18
รูปที่ 2.11 ชิฟต์รีจิสเตอร์สร้างรหัสข้อมูล M-Length	18
รูปที่ 2.12 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์	20
รูปที่ 2.13 รายละเอียดโครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์ตามตัวอย่าง	23
รูปที่ 2.14 ตัวอย่างการทำสเปกตรัมที่มีตัวประกอบการแผ่ $N = 21$	26
รูปที่ 2.15 สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณกวาน	28
รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการปรับเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหะไปตามเวลาของการทำสเปกตรัมแบบฟรีแควนซีฮอปปีง	29
รูปที่ 2.17 การวางสลับข้อมูลแบบบล็อก (ก) และการวางสลับข้อมูลแบบสุ่ม (ข)	31
รูปที่ 2.18 โครงสร้างโดยรวมของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์	32
รูปที่ 2.19 วงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ด้วยรหัสแผ่ $s_k(t)$ สำหรับผู้ใช้รายที่ k	32
รูปที่ 2.20 โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	36
รูปที่ 2.21 โครงสร้างการจัดแบ่งประเภทของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	37
รูปที่ 2.22 โครงสร้างของเครื่องรับ MMSE ที่กระทำในระดับของชิป	39
รูปที่ 2.23 โครงสร้างของเครื่องรับ MMSE ที่อาศัยรหัสแผ่	41
รูปที่ 2.24 โครงสร้างของไดเวอร์ซิตีแบบการเลือก	43
รูปที่ 2.25 โครงสร้างของการรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด	46
รูปที่ 2.26 การแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution)	49
รูปที่ 2.27 คลื่นสัญญาณที่เข้าสู่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ ณ มุม θ	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.28 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณไซน์ซอซอด์ความถี่เดียวที่รับผลกระทบ จากคอปเปอเรชัน	52
รูปที่ 2.29 ตัวอย่างรูปสัญญาณเรย์ลีเฟดดิ้งและค่าที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณ LCR	53
รูปที่ 2.30 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการข้ามระดับกับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม ซึ่งมีการนอร์มอลไลซ์ (normalize) ตัวแปรทั้งสองแกน	54
รูปที่ 2.31 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดกับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม ซึ่งมีการนอร์มอลไลซ์ตัวแปรทั้งสองแกน	56
รูปที่ 2.32 การรับส่งสัญญาณแบบ MIMO	59
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาคส่ง	61
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาครับแบบโทมโดเมน	63
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาคส่ง	64
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาครับแบบโทมโดเมน	65
รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาคส่ง	66
รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาครับแบบ โทมโดเมน	67
รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ของภาครับแบบ ฟรีควอนซีโดเมน	68
รูปที่ 5.1 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำ และปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS และการทำงานของ CDMA แบบคลื่นพาหะเดี่ยวปกติ โดยใช้สายอากาศส่ง 1 สายและรับ 1 สาย	77
รูปที่ 5.2 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำ และปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 1 สายและรับ 2 สาย	78
รูปที่ 5.3 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำ และปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 1 สาย	79
รูปที่ 5.4 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำ และปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย (MIMO)	80
รูปที่ 5.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างภาครับแบบโทมโดเมนและ ฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 1 สายและรับ 1 สาย	81

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างภาครับแบบโหนดโดเมนและ ฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 1 สายและรับ 2 สาย	82
รูปที่ 5.7 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างภาครับแบบโหนดโดเมนและ ฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 1 สาย	83
รูปที่ 5.8 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างภาครับแบบโหนดโดเมนและ ฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย (MIMO)	84
รูปที่ 5.9 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานด้วยจำนวนผู้ใช้งานของภาครับแบบ ฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย	85



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 รายละเอียดรหัสแผ่งของผู้ใช้แต่ละราย	8
ตารางที่ 2.2 รายละเอียดของพหุนามต่ำสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาฬ $GF(2^5)$ ที่สร้างขึ้นจากพหุนามพริมีทีฟ $p(x) = x^5 + x^2 + 1$	22
ตารางที่ 2.3 รายละเอียดของลำดับซิปที่ได้จากวงจรสร้างรหัสเอ็มซีเควนซ์ โดยกำหนด ค่าตั้งต้นให้รีฟตรีจิสเตอร์ทุกตัวเท่ากับ 1	23
ตารางที่ 2.4 รายละเอียดของชุดรหัสโกลด์	24
ตารางที่ 4.1 ผลการคำนวณเปรียบเทียบความซับซ้อนของแบบไทม์โดเมนและ ฟรีควนซีโดเมน	75



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 แนวคิดและที่มาของปัญหาในการทำโครงการ

ในปัจจุบันระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ไร้สายนั้น กำลังได้รับความต้องการใช้งานจากผู้ใช้งาน ปริมาณที่เพิ่มสูงขึ้นอย่างมาก การพัฒนาเทคโนโลยีของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่จึงก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว โดยได้รับการพัฒนามาตั้งแต่ในอดีต ที่ซึ่งระบบการสื่อสารไร้สายจะมุ่งเน้นการส่งผ่าน ข้อมูลเสียงหรือข้อความสั้นๆ เพียงอย่างเดียว แต่ปัจจุบันมีแนวโน้มที่จะพัฒนาระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ไร้สายเข้าสู่ในยุคที่ 4 (Fourth Generation: 4G) ในอนาคต ที่จะสามารถรองรับการ ให้บริการการสื่อสารข้อมูลคุณภาพสูง ซึ่งรับส่งข้อมูลได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและหลากหลาย โดย จะสามารถทำการส่งผ่านข้อมูลมัลติมีเดีย ด้วยอัตราข้อมูลและความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลที่สูง ยิ่งขึ้น เพื่อที่จะพัฒนานวัตกรรมดังกล่าวสู่ความเป็นจริง การเพิ่มความจุของสัญญาณความเร็วสูงบน ทรัพยากรความถี่และกำลังการส่งที่จำกัดเป็นสิ่งจำเป็น จึงได้มีการคิดค้นและพัฒนาเทคโนโลยีใน การสื่อสารรูปแบบต่างๆ เพื่อให้สามารถรองรับความต้องการที่เพิ่มขึ้นนี้ โดยวิธีการสื่อสารที่ถูก นำมาใช้ก็คือ การสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ (Multi-Carrier CDMA: MC-CDMA) และการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (Multiple-Input Multiple-Output: MIMO)

เนื่องจากระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก เป็นระบบที่มีการใช้งานสายอากาศ หลายตัวในการรับส่งข้อมูลเพื่อเพิ่มความจุให้กับระบบ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนอกจากจะมาจาก สภาพแวดล้อมและการรบกวนจากผู้ใช้อื่นเหมือนกับระบบ CDMA ทั่วไปแล้ว ยังมีสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากสายอากาศอื่นที่ใช้ในการส่งด้วย ดังนั้นประสิทธิภาพของระบบหลายสัญญาณเข้า หลายสัญญาณออก จึงถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference: CCI) อันเนื่องมาจากสัญญาณสายอากาศข้างเคียงและสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้งานหลายรายที่เกิดขึ้น จากการที่ผู้ใช้มีการใช้งานของสายอากาศมากกว่าหนึ่งสายต่อหนึ่งคน ซึ่งสายสัญญาณของผู้ใช้งาน รายหนึ่งๆ จะใช้รหัสแอมพลิจูดเดียวกันในทุกๆ สายทำให้เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับและถูกถอดออกจะ เกิดข้อมูลที่ไม่ใช่ของสายอากาศที่พิจารณารบกวนสายอากาศที่กำลังพิจารณาอยู่เนื่องจากการเกิดอัต สหสัมพันธ์ (autocorrelation) ระหว่างข้อมูลที่ส่งออกมาจากแต่ละสายอากาศส่ง และปัญหาที่สำคัญ อีกอย่างหนึ่งของการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกก็คือ ปัญหาสัญญาณแทรก สอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการ กำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสแอมพลิจูดที่

กันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่เหล่านี้ ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (cross correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์

โครงการนี้จึงได้ทำการศึกษาและพัฒนาภาครับสัญญาณ ที่นำเอาวิธีการสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ และการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกมาทำงานร่วมกัน เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบเดิม โดยสามารถลดสัญญาณรบกวนของระบบเดิมได้มากขึ้น และมีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำลง โดยผลการทดลองจะแสดงประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งจะพิจารณาได้จากค่าอัตราความผิดพลาดของบิต (Bit Error Rate: BER)

1.2 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาเทคนิคการประมวลผลสัญญาณไร้สาย ให้มีความเร็วมากพอที่จะทำให้อยู่ในมาตรฐาน 4G ได้
2. เพื่อศึกษาเทคนิคของการสื่อสาร โดยใช้วิธีการสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ และการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก
3. เพื่อศึกษาเทคนิคและวิธีการที่สามารถลดสัญญาณรบกวน ที่เกิดจากการใช้การสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะและการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก
4. เพื่อศึกษาและพัฒนาภาครับของการสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ และการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกแบบมีการป้อนข้อมูลวนซ้ำ (iterative MIMO) ให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยสามารถลดสัญญาณรบกวนได้มากขึ้น และมีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำลง
5. เพื่อที่จะนำเทคนิคการสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะและการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกมาทำงานร่วมกัน เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุด

1.3 ขอบเขตของโครงการ

โครงการนี้เป็นการศึกษาและพัฒนาภาครับสัญญาณระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะให้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะเน้นให้มีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำ โดยจะทำการผสมผสานเฉพาะการสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ และการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกเท่านั้น ซึ่งโครงการนี้เป็นการทดลองเพื่อแสดงให้เห็นถึงการทำงานและประสิทธิภาพของภาครับที่พัฒนา โดยจะทำการปรับเปลี่ยนค่าต่างๆ ในการรับส่งข้อมูลเพื่อนำมาเปรียบเทียบกัน โดยจะเปรียบเทียบจากการปรับเปลี่ยนจำนวนสายอากาศทั้งในด้านส่งและด้านรับ และจากการปรับเปลี่ยนจำนวนรอบของการวนซ้ำ ซึ่งจะพิจารณาประสิทธิภาพของระบบได้จากค่าอัตราความผิดพลาดของบิตและความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ

1.4 ขั้นตอนการดำเนินโครงการ

1. ศึกษาหลักการพื้นฐานของการสื่อสารระบบ CDMA โครงสร้างของการสื่อสารระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ การสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก และทฤษฎีที่เกี่ยวข้องอื่นๆ
2. เขียนโปรแกรมออกแบบภาครับสัญญาณระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ ที่ใช้ร่วมกับระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก โดยจำลองการรับส่งสัญญาณเพื่อเปรียบเทียบผลที่เกิดขึ้น
3. เปรียบเทียบผลการทดลองในลักษณะต่างๆ
4. วิเคราะห์ประสิทธิภาพของระบบ โดยวิเคราะห์จากอัตราความผิดพลาดของบิตและความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เทคโนโลยี CDMA (Code Division Multiple Access)

ในระบบสื่อสารโดยทั่วไป ประกอบด้วยสถานีฐาน (base station) ที่ทำหน้าที่ดูแลจัดการและให้บริการ เพื่อรองรับความต้องการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้บริการจำนวนหนึ่ง ที่มีการเคลื่อนที่ อยู่ในในพื้นที่การให้บริการของสถานีฐานดังกล่าว เนื่องจากช่องสัญญาณที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารระหว่างผู้ใช้บริการคือสเปกตรัมความถี่ (frequency spectrum) ที่มีขนาดจำกัด ทำให้ผู้ใช้เหล่านี้ต้องมีการแบ่งสรรช่องสัญญาณในการใช้งานร่วมกันเพื่อให้เกิดประโยชน์สูงสุด ปัญหาการจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับการใช้งานร่วมกันของผู้ใช้หลายรายนี้มีชื่อเรียกกันทั่วไปว่า การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทาง (multiple access) ที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางสำหรับระบบสื่อสารที่อาศัยคลื่นวิทยุเป็นสื่อกลางอยู่ 3 วิธี คือ

- FDMA (Frequency Division Multiple Access)
- TDMA (Time Division Multiple Access)
- CDMA (Code Division Multiple Access)

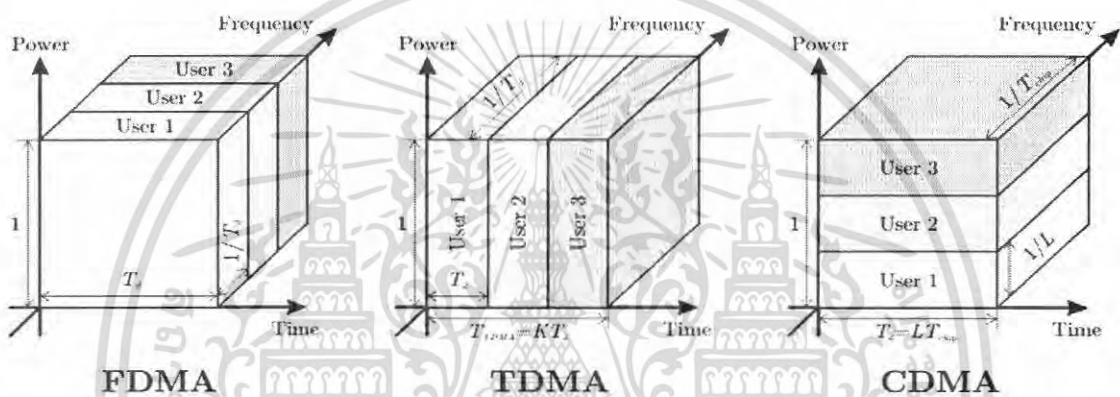
เทคนิคการแบ่งเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางทั้ง 3 วิธีมีจุดประสงค์หลักเหมือนกัน คือ เพื่อให้ผู้ใช้บริการจำนวนหลายราย สามารถเข้าใช้สเปกตรัมความถี่ของระบบร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ คือ กลุ่มชนระหว่างผู้ใช้บริการหลายคู่สามารถติดต่อสื่อสารระหว่างกันในเวลาเดียวกันโดยใช้สเปกตรัมความถี่ของระบบร่วมกัน โดยไม่ส่งผลกระทบต่อหรือก่อให้เกิดการรบกวนระหว่างกัน ในกลไกแต่ละตัวจะมีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน

FDMA เป็นเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ สเปกตรัมความถี่ของระบบถูกแบ่งออกเป็นช่องสัญญาณความถี่ที่มีขนาดช่วงความถี่กว้างเท่ากัน และผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรรช่องความถี่แยกจากกันโดยเด็ดขาด ดังนั้นผู้ใช้เหล่านี้สามารถใช้ประโยชน์จากช่องสัญญาณความถี่ที่ได้รับตลอดเวลาโดยไม่ส่งผลกระทบต่อผู้ใช้รายอื่น เมื่อใดที่ผู้ใช้บริการเสร็จสิ้นการใช้บริการ ช่องความถี่ดังกล่าวก็สามารถนำมาจัดสรรให้กับผู้ใช้รายอื่นที่ต้องการใช้งานได้

TDMA เป็นเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา ผู้ใช้หลายรายสามารถเข้าใช้สเปกตรัมความถี่ร่วมกันได้ แต่จะเข้าใช้งานคนละช่วงเวลาสลับกัน คือ เวลาของการใช้งานถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาที่มืขนาดความถี่กว้างเท่ากัน หรือที่เรียกว่า Timeslot ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรรช่องสัญญาณเวลาแยกจากกัน โดยผู้ใช้จะเข้าใช้ช่องสัญญาณเฉพาะในช่วงเวลาที่ได้รับ

การจัดสรรเท่านั้น ดังนั้นในเวลาใดเวลาหนึ่งจะมีผู้ใช้เพียงรายเดียวเท่านั้นที่ใช้งานสเปกตรัมความถี่ของระบบ ผู้ใช้แต่ละรายจะใช้งานเป็นช่วงเวลาสั้นๆ และจะสลับเปลี่ยนกันไปเป็นรอบๆ

CDMA เป็นเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส แยกต่าง FDMA และ TDMA อย่างชัดเจน เพราะอนุญาตให้ผู้ใช้หลายรายสามารถเข้าใช้สเปกตรัมความถี่ของระบบพร้อมกันและในเวลาเดียวกันได้ วิธีการแบ่งแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายสามารถทำได้โดยผู้ใช้จะใช้รหัสที่แตกต่างกัน ทั้งนี้เทคนิคที่ใช้ในการเข้าใช้ช่องสัญญาณมีชื่อเรียกว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัม (spread spectrum)



รูปที่ 2.1 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบ FDMA TDMA และ CDMA

ในการทำความเข้าใจถึงระบบ CDMA ต้องทำความเข้าใจถึงคุณสมบัติเฉพาะของชุดรหัสแผ่ (spreading code) จากที่ได้กล่าวมา ระบบ FDMA เป็นเหมือนการนำพื้นที่จำกัดบริเวณหนึ่งมาจัดแบ่งออกเป็นห้องย่อยหลายห้อง โดยที่แต่ละห้องสามารถนำไปจัดสรรให้กับการสนทนาหนึ่งคู่ โดยไม่มีการรบกวนกัน อย่างแน่นอน ส่วน TDMA เทียบได้กับการที่คู่สนทนาแต่ละคู่ได้รับจัดสรรช่วงเวลาสั้นๆ ในการเข้าใช้ช่องสัญญาณสลับกันไป ในกรณีของระบบ CDMA มีแนวคิดที่ต่างกันไป คือ ระบบจะไม่มีกรแบ่งแยกออกเป็นห้องย่อย และไม่มีกรสลับหรือแบ่งเวลากัน แต่จะให้ผู้ใช้งานจำนวนมากเข้ามาอยู่ภายในห้องที่มีขนาดใหญ่เดียวกันทั้งหมด การสนทนาเกิดขึ้นพร้อมๆ กันภายในห้องเดียวกันย่อมจะมีการรบกวนกันอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ แต่คู่สนทนาแต่ละคู่เลือกใช้ภาษาที่แตกต่างกัน ซึ่งเปรียบเสมือนกับหลักการทํางานของระบบ CDMA นั่นคือการสื่อสารแต่ละคู่จะเลือกใช้ชุดรหัสที่แตกต่างกัน และคู่สนทนาคู่หนึ่งจะสื่อสารกันได้ก็ต่อเมื่อทั้งสองใช้ชุดรหัสเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.1 คุณสมบัติและข้อดีของระบบ CDMA

ระบบ CDMA มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่ต่างไปจากระบบ TDMA หรือ FDMA โดยสามารถสรุปแยกออกเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

- โดยธรรมชาติในระหว่างการสนทนาของมนุษย์นั้นจะมีเพียงประมาณ 35% ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น ที่มีการกำเนิดสัญญาณเสียงพูด เนื่องจากคู่สนทนาแต่ละฝั่งจะใช้เวลาโดยเฉลี่ยครั้งหนึ่งในการฟังอีกฝ่ายพูด อีกทั้งบางช่วงเวลาที่ผู้พูดจะมีการเว้นช่วงการพูดหรือหยุดหายใจ การที่ผู้ใช้ไม่ได้พูดตลอดเวลาต่อเนื่องส่งผลให้ปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้นๆ ก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจจะลดลงได้ถึง 65% นั้นหมายความว่าสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นถึงประมาณ 3 เท่า
- ในกรณีของ FDMA/TDMA ความจุของระบบถูกกำหนดโดยตรงจากขนาดสเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่มีอยู่ (bandwidth limited) ดังนั้น จึงมักเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบฮาร์ด (hard capacity) คำว่าฮาร์ดสื่อความหมายว่าระบบจะไม่สามารถรองรับการร้องขอใช้งานของผู้ใช้รายใหม่เพิ่มเติมได้อีกเลย หากช่องสัญญาณที่มีอยู่ถูกใช้งานทั้งหมดแล้ว แต่สำหรับ CDMA ความจุถูกกำหนดโดยปริมาณสัญญาณแทรกสอด (interference limited) ดังนั้น จึงเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบซอฟต์ (soft capacity) ความหมายของคำว่าซอฟต์ในที่นี้คือระบบสามารถรองรับผู้ใช้เพิ่มเติมได้อีกเรื่อยๆ ตราบใดปริมาณสัญญาณแทรกสอดในระบบยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกิน ทั้งนี้การรับผู้ใช้รายใหม่แต่ละครั้งส่งผลให้ระบบโดยรวมมีปริมาณสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้นทีละน้อย และทำให้คุณภาพการใช้งานของผู้ใช้ที่มีอยู่เดิมแย่ลงเป็นลำดับ
- ในระบบการส่งข้อมูลที่อัตราส่งสูงเช่น เกินกว่า 10 kbps มากๆ ภายใต้สภาพช่องสัญญาณที่มีปรากฏการณ์ของคลื่นพหุวิถี (multipath) นั้น ระบบ FDMA และ TDMA จะได้รับผลกระทบอย่างรุนแรงจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) สืบเนื่องจากคิเลย์สเปรด (delay spread) ที่เกิดขึ้น ดังนั้น จำเป็นที่ภาครับสัญญาณต้องอาศัยวงจรอีควอลไลเซอร์ (equalizer) ที่มีความซับซ้อนสูง ในการลดผลกระทบที่เกิดขึ้น ในทางกลับกันวงจรภาครับของระบบ CDMA ไม่มีความจำเป็นต้องใช้วงจรอีควอลไลเซอร์สำหรับการปรับแก้รูปสัญญาณ เพราะการทำสเปกตรัมสเปกตรัมกับสัญญาณกลับช่วยให้วงจรภาครับสามารถแยกแยะคลื่นสัญญาณแต่ละวิถีได้ดีขึ้น ทั้งยังสามารถนำมารวมกันโดยใช้วงจรเครื่องรับแบบ Rake (Rake receiver) เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณที่มีคุณภาพมากขึ้นได้อีกด้วย ความสามารถในการนำสัญญาณจากแต่ละวิถีมาผนวกกันนั้น ถือว่าเป็นการเพิ่มไดเวอร์ซิตีของระบบ นอกจากนี้ อุปกรณ์หลักของเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบด้วยวงจรรีเลย์เลเตอร์ (correlator) ซึ่งทำหน้าที่ในการดีสเปรดสัญญาณกลับมา ซึ่งในทางปฏิบัติวงจรรีเลย์เลเตอร์นั้นจัดว่ามีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรรีเลย์เลเตอร์

- ในระบบ FDMA และ TDMA มีการแบ่งเซลล์ออกเป็นเซลล์ย่อยเพื่อลดปริมาณของสัญญาณแทรกสอดของสัญญาณร่วม ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีคุณภาพดีขึ้น และระบบสามารถนำความถี่ชุดเดิมมาใช้ซ้ำได้มากขึ้น ผลที่ได้คือในแต่ละเซลล์ระบบสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น อย่างไรก็ตามหากวิเคราะห์ในเชิงทราฟฟิกกลับพบว่า การแบ่งเซลล์ส่งผลเชิงลบต่อประสิทธิภาพการใช้งานช่องสัญญาณ นั่นคือ โดยรวมระบบจะมีความจุลดลง และจะยิ่งลดลงเมื่อมีการแบ่งเซลล์จำนวนมากขึ้น ฉะนั้นผลของการแบ่งเซลล์ในระบบ FDMA หรือ TDMA จึงมีทั้งข้อดีและก่อให้เกิดผลเสียพร้อมกัน การแบ่งเซลล์ในระบบ CDMA ช่วยทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณลดลง ส่งผลให้ระบบได้ความจุเพิ่มขึ้น โดยหากมีการแบ่งเซลล์ย่อยลงมากเท่าใดก็จะมีแต่จะช่วยให้ระบบมีความจุมากขึ้นตามไป ดังนั้น การแบ่งเซลล์ในระบบ CDMA จึงมีแต่ให้ประโยชน์ โดยไม่ก่อให้เกิดผลข้างเคียงอื่นๆแต่อย่างใด ดังนั้น การใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดของระบบ CDMA จึงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ให้ขนาดความจุที่สูงกว่าและรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากกว่า
- ระบบ CDMA ใช้วงจรรับส่งวิทยุเพียงชุดเดียวสำหรับครอบคลุมบริเวณๆหนึ่ง ดังนั้น จึงง่ายและสะดวกในการติดตั้ง อีกทั้งยังประหยัดเนื้อที่ในการจัดเก็บอุปกรณ์ด้วย
- เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกันจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีการแฮนด์ออฟ (handoff) จากความถี่หนึ่งไปยังอีกค่าความถี่หนึ่งในกรณีที่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่งไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแฮนด์ออฟแบบนี้เรียกว่าการแฮนด์ออฟแบบซอฟต์ (soft handoff) ซึ่งต่างจากการแฮนด์ออฟแบบฮาร์ด (hard handoff) ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาหะ
- ในระบบ TDMA มีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างที่เรียกว่า ช่วงเวลาป้องกัน (guard time) ไว้ขนาดหนึ่งเพื่อป้องกันมิให้ข้อมูลที่อยู่นัดละทม์สล็อตเกิดการทับกัน ส่วนระบบ CDMA นั้นไม่มีความจำเป็นที่ต้องมีช่วงเวลาป้องกันเลยเพราะฉะนั้นช่วงเวลาตรงนี้สามารถนำมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพการส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้

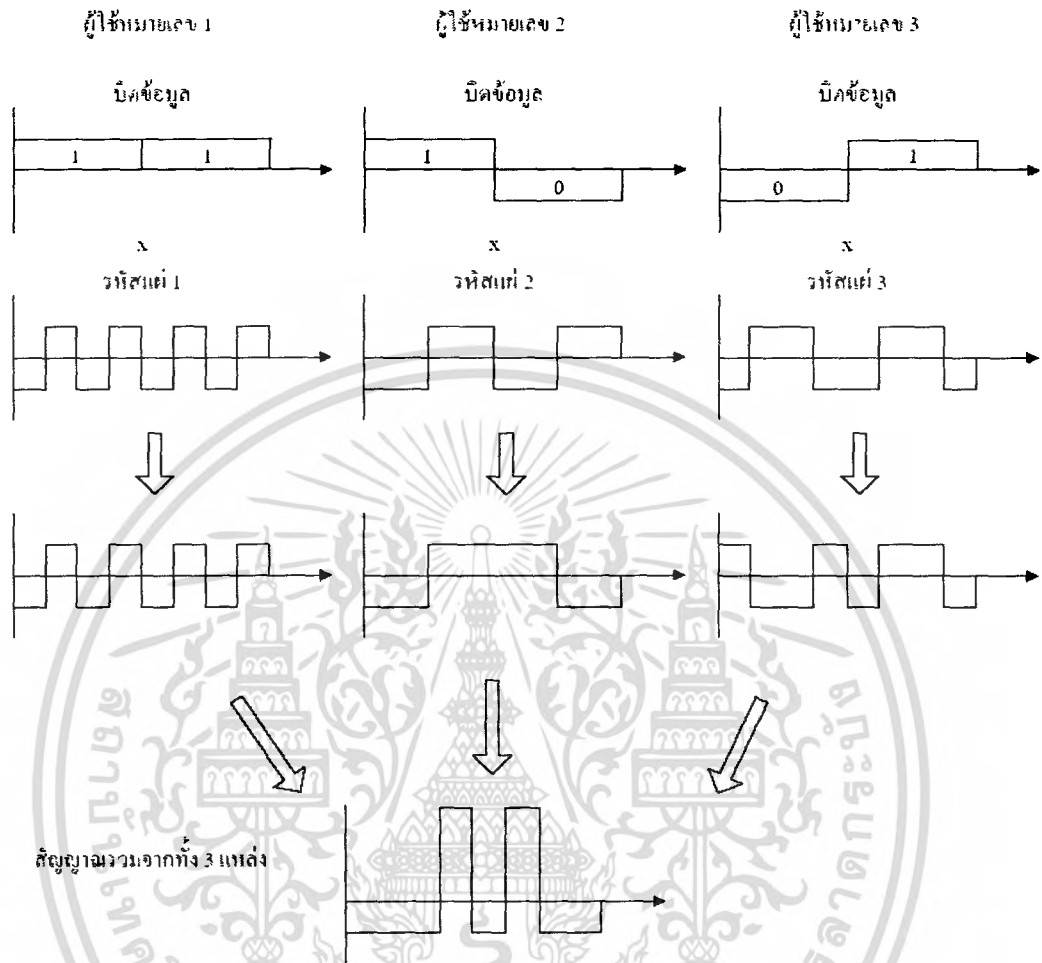
2.2 พื้นฐานระบบ CDMA

ในการอธิบายถึงกรรมวิธีการทำสเปกตรัมสำหรับระบบสื่อสาร CDMA จะมีตัวอย่างง่ายๆ เพื่อแสดงขั้นตอนการทำงานของระบบที่มีผู้ใช้จำนวน 3 ราย ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรรชุดรหัสแฉ่ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ในการส่งบิตข้อมูลลงบนช่องสัญญาณ ผู้ใช้แต่ละรายจะนำรหัสแฉ่ของตนไปคูณกับบิตข้อมูลที่จะส่ง และผลที่ได้จะเป็นรูปสัญญาณที่มีอัตราชิป (chip rate) ที่สูงขึ้นกว่าอัตราบิตข้อมูล (bit rate) ของผู้ใช้ ทำให้ระบบต้องใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ในการส่งที่กว้างขึ้น ดังนั้น จึงกล่าวว่าการได้มีกรรมวิธีการทำสเปกตรัมเกิดขึ้น สำหรับตัวอย่างนี้อัตราชิปมีค่าสูงกว่าอัตราบิต 4 เท่า โดยอัตราส่วนนี้มีชื่อเรียกว่า อัตราขยายการประมวล (processing gain) หรือตัวประกอบการแผ่ (spreading factor)

ตารางที่ 2.1 รายละเอียดรหัสแฉ่ของผู้ใช้แต่ละราย

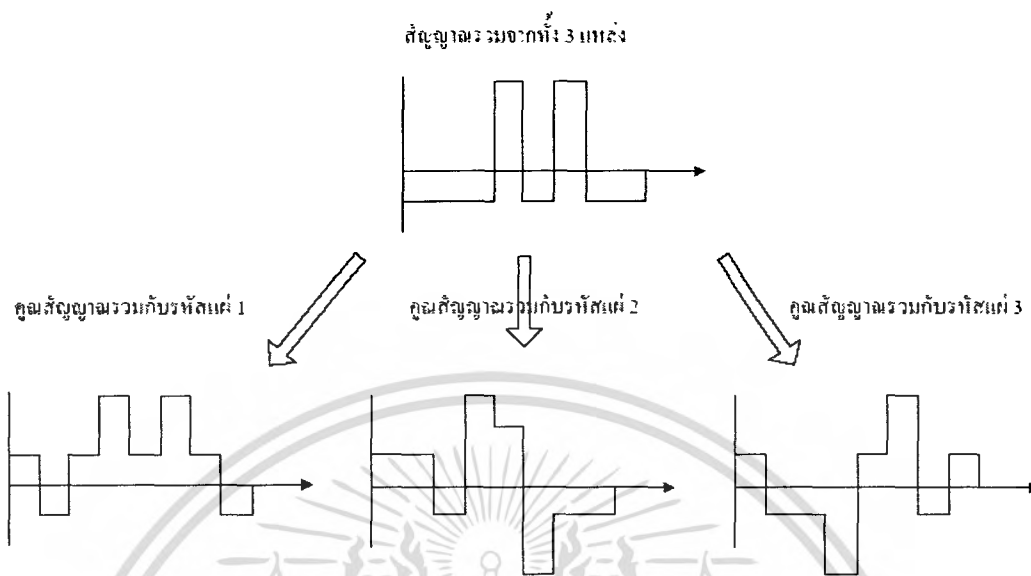
หมายเลขผู้ใช้	รหัสแฉ่
1	-1, 1, -1, 1
2	-1, -1, 1, 1
3	-1, 1, 1, -1

ในที่นี้สมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับสัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2 สังเกตว่าบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกหรือแผ่แล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน หมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมของ 3 สัญญาณรวมกันซึ่งดูเหมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนซึ่งกันและกันอยู่และอยากต่อการแยกแยะออกมา ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายออกมานั้น ก็สามารถทำได้โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนนำชุดรหัสแม่ของตัวเองไปคูณกับสัญญาณที่ได้รับ ดังรูปที่ 2.3 จากนั้นทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ซิปหรือเท่ากับความยาวของ 1 บิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป เช่นถ้าเข้ารหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 ทำในลักษณะเดียวกันจะได้ผลออกมาเป็น 4, -4 ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตคือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมาเป็น 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้มีค่าเป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม

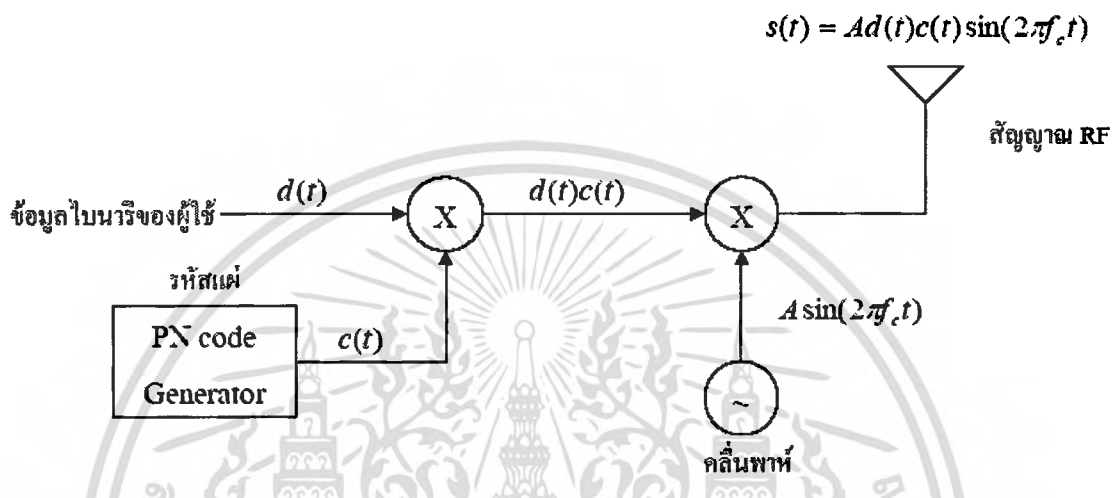
โดยจะสังเกตว่า การที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้เพราะว่า เมื่อนำรหัสแผ่ของผู้ใช้คนหนึ่ง ไปคูณกับส่วนสัญญาณที่ได้รับการแผ่ออกโดยผู้ใช้คนอื่นหนึ่ง คือ ถ้านำชุดรหัสแผ่ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณแผ่ออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณในทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หหมด จริงๆ แล้ว ถ้าหากทำการทดสอบกับทุกกรณีจะได้ผลที่เหมือนกันคือค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ แสดงให้เห็นว่าสัญญาณที่แผ่ออกมาด้วยชุดรหัสแผ่ชุดหนึ่ง จะไม่สามารถตีสปเรคออกด้วยชุดรหัสแผ่ชุดอื่น ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาหะความถี่ตัวเดียวกันได้

2.3 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA

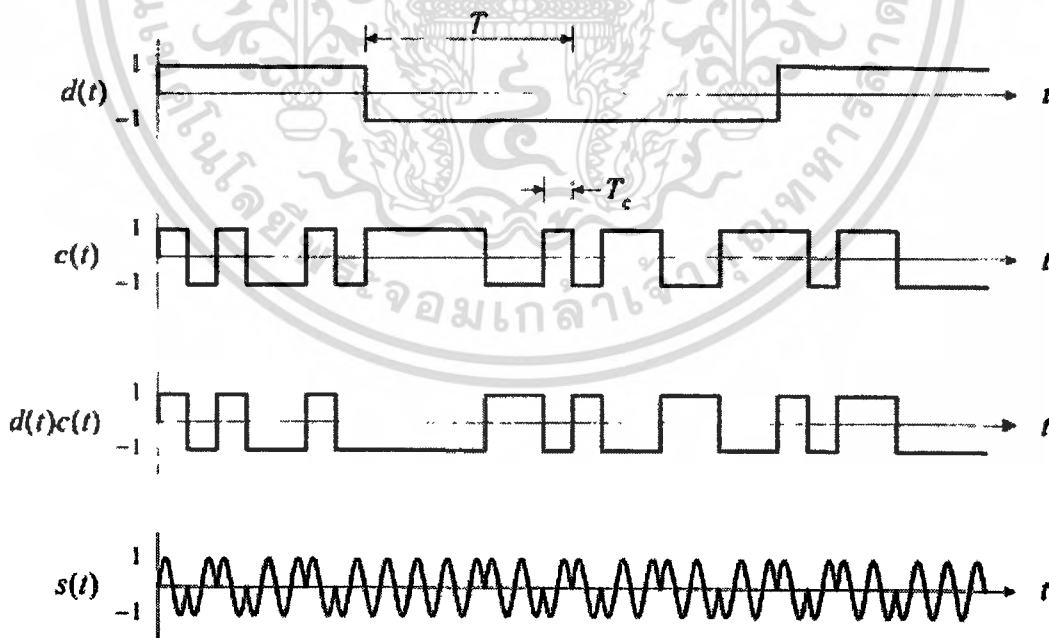
หัวข้อนี้จะอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA ของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) รูปที่ 2.4 แสดงรายละเอียดโครงสร้างของเครื่องส่งสัญญาณ CDMA ของผู้ใ้รายหนึ่งในรูปภาพประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารีกับรหัสแผ่ และวงจรมอดูเลตเตอร์แบบ BPSK สัญญาณขาเข้า $d(t)$ ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำโดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาที่ T ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ $c(t)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปเท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสปเรคสเปคตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ ซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่มีอัตราชิปที่สูงขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายถึงว่าต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่เสียค่าใช้จ่าย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาหะความถี่สูง รูปที่ 2.5 แสดงตัวอย่างของสัญญาณที่ได้ในแต่ละขั้นตอน โดยในตัวอย่างนี้ได้กำหนดให้ $T = 7T_c$ และคลื่นพาหะมีความถี่เท่ากับ $f_c = 1/T_c$



รูปที่ 2.4 วงจรภาคส่งของระบบ CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.5 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบ ไคเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 วงจรภาครับสัญญาณ CDMA

รูปที่ 2.6 แสดงองค์ประกอบของภาครับระบบไครเรตส์ซีแควนซ์ (direct sequence) ที่ใช้ในการมอดูเลตแบบ BPSK วงจรนี้ใช้ในการส่งสัญญาณข้อมูล $d(t)$ ออกมาจากสัญญาณ RF ที่รับได้ ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (propagation delay) ดังนั้น สัญญาณที่รับได้สามารถเขียนในรูป

$$s(t-\tau) = d(t-\tau)c(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau)) \quad (2.1)$$

โดย τ คือค่าเวลาประวิง ดูรูปที่ 2.7 ประกอบการอธิบาย สัญญาณ $s(t-\tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับรหัสแพร่ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าเวลาประวิงให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุดผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

$$c(t-\tau)s(t-\tau) = d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau)) \quad (2.2)$$

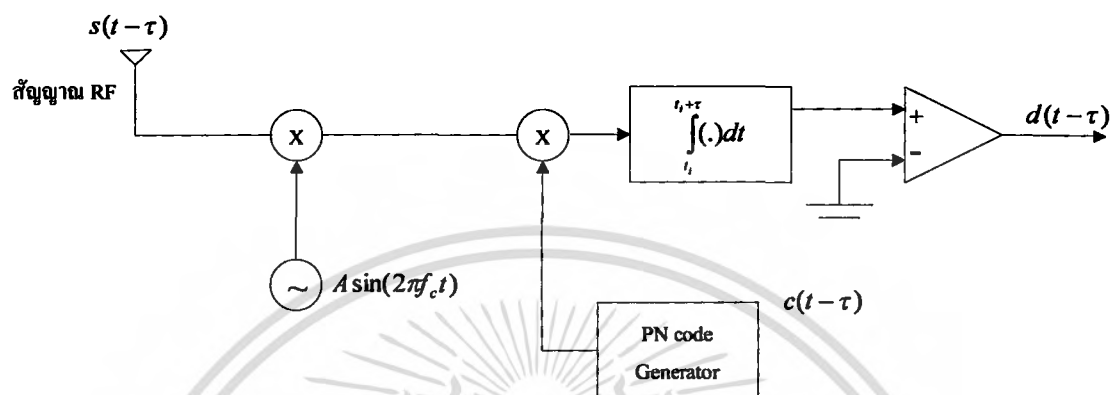
ทั้งนี้เพราะ $c(t-\tau)s(t-\tau) = 1$ ณที่เวลา t ใดๆ

ขั้นตอนนี่คือ การดีสเปรดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ดังนี้

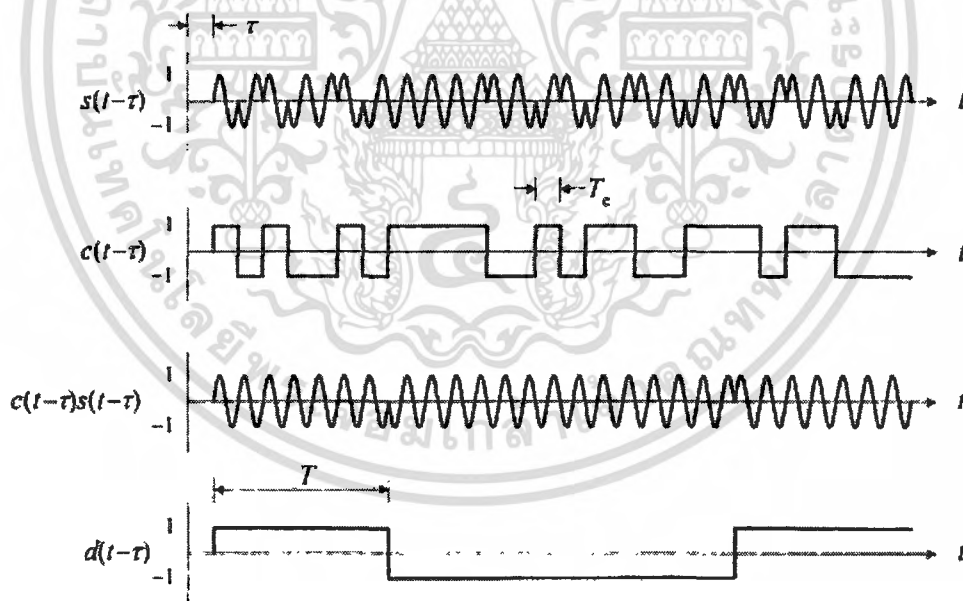
$$d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau))\sin(2\pi f_c(t-\tau)) = d(t-\tau)A\{1 - \cos(4\pi f_c(t-\tau))\} / 2 \quad (2.3)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุก ๆ คาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้นสัญญาณ $\sin(4\pi f_c(t-\tau))$ เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ $d(t-\tau)$ ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา หมายเหตุ: ขั้นตอนการคูณรหัสแพร่กับส่วนของวงจรดีมอดูเลเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้ โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์

เหมือนกัน จากตัวอย่างนี้จะเห็นได้ว่าถ้าหากภาครับไม่รู้ชุดรหัสแฝดที่ใช้ที่ภาคส่งก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณข้อมูลออกมา



รูปที่ 2.6 วงจรภาครับของระบบ ไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้ในการมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.7 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 รหัสแผ่ (spreading code)

รหัสแผ่หรือรหัสนั้นเป็นรหัสที่ใช้ในระบบ CDMA เพื่อคูณกับสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย เพื่อให้ผู้ใช้จำนวนมากสามารถเข้าถึงทรัพยากรช่องสัญญาณความถี่วิทยุอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด และให้เกิดการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ให้น้อยที่สุด นั่นหมายถึงรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละรายจะต้องมีคุณสมบัติตั้งฉากกัน (orthogonal) อย่างสมบูรณ์ หรือมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (cross correlation) ระหว่างรหัส เป็นศูนย์ อย่างไรก็ตาม รหัสที่มีคุณสมบัติดังกล่าวออกแบบได้ยาก อีกทั้งจำนวนชุดรหัสนี้มีขนาดจำกัด จึงทำให้อาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ รหัสแผ่ที่ใช้ในระบบ DS-SS-CDMA มีหลักๆ อยู่สองประเภทคือ

2.5.1 รหัสตั้งฉาก (orthogonal code)

เป็นรหัสที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ เมื่อไม่มีการเลื่อนของรหัสจะมีค่าสหสัมพันธ์ระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนรหัสสหสัมพันธ์ไขว้อาจมีค่ามากได้ในบางกรณี รหัสชนิดนี้มีคุณสมบัติทางอัตสหสัมพันธ์ (autocorrelation) ที่ไม่ดี รหัสที่ต่างกันจะมีค่าสหสัมพันธ์เป็นศูนย์ นั่นคือการใช้รหัสไม่ตรงกันถอดรหัส จะไม่ได้ข้อมูลที่ถูกต้องกลับคืนมา แต่ถ้าใช้รหัสที่ถูกต้องจะได้ค่าสหสัมพันธ์เป็น 1

ตัวอย่าง

รหัสตั้งฉากความยาว 4 บิต

ลำดับรหัสที่ 1 0 0 0 0

ลำดับรหัสที่ 2 0 1 0 1

ลำดับรหัสที่ 3 0 0 1 1

ลำดับรหัสที่ 4 0 1 1 0

รหัสต่างกันสหสัมพันธ์เป็น 0

จะทำการเอ็กซ์คลูซีฟอออร์ (Exclusive-OR: XOR)

0 0 0 0

0 1 0 1

XOR กันได้ 0 1 0 1

รหัสตรงกันสหสัมพันธ์เป็น 1

0 1 0 1

0 1 0 1

XOR กันได้ 0 0 0 0

โดยตัวอย่างของรหัสชนิดนี้ ได้แก่ รหัส Walsh (Walsh code) เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1.1 รหัส Walsh

รหัส Walsh มีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า รหัส Hadamard (Hadamard code) ระบบ IS-95A จะใช้รหัส Walsh ที่มีความยาว 64 บิตเป็นรหัสในแต่ละชุด โดยจะมีทั้งหมด 64 ชุด ซึ่งเป็นรหัสที่มีคุณสมบัติตั้งฉากระหว่างกัน ซึ่งสามารถสร้างขึ้นโดยวิธี เมตริกซ์ฟังก์ชัน Walsh 64x64 (Walsh Function Matrix 64x64) รหัสประเภทนี้ออกแบบมาเพื่อใช้สำหรับสเปคช่องสัญญาณที่มีอัตราการส่ง 1.228 Mbps การคำนวณหาค่าสหสัมพันธ์ข้ามสามารถหาได้จาก $x, y_i = 0$ โดย x , และ y , คือค่าของบิตที่ i ของรหัสชุดแรกและชุดที่สองในรูปของไบโพลาร์ (bipolar) นั่นคือว่า $x, y_i = -1$ ถ้าบิตที่ i นั้นมีค่าเป็นศูนย์ และ $x, y_i = 1$ ถ้าบิตที่ i นั้นมีค่าเป็นหนึ่ง ดังสมการเมตริกซ์

$$H_{2N} = \begin{pmatrix} H_N & H_N \\ H_N & H_N \end{pmatrix} \quad \text{โดย } N \text{ เป็นจำนวนคู่} \quad (2.4)$$

ตัวอย่าง

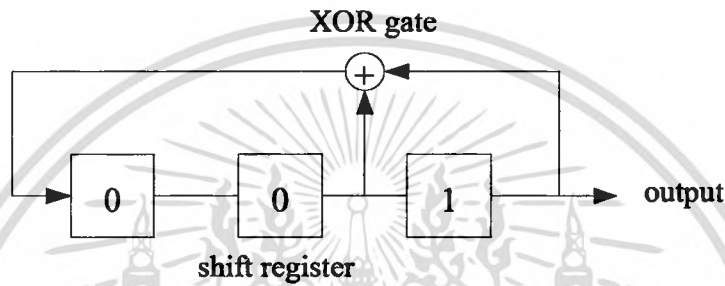
$$H_1 = 0$$

$$H_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & H_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

2.5.2 รหัส PN (Pseudorandom noise code)

เป็นรหัสไบนารีที่มีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์ แต่มีค่าต่ำมากทั้งในกรณีมีการเลื่อนรหัส และไม่มีการเลื่อนรหัส โดยสามารถสร้างรหัส PN ขึ้นได้จากการอาศัยชิฟต์รีจิสเตอร์ (shift register) และเอ็กซ์คลูซีฟออร์เกต (XOR gate) ซึ่งรหัสที่ได้มีความยาวเท่ากับ $2^N - 1$ ดังรูปที่ 2.8 และ 2.9



รูปที่ 2.8 ตัวอย่างวงจรสร้างรหัส PN ที่มีชิฟต์รีจิสเตอร์ 3 บิต

รหัส PN ยังมีคุณสมบัติที่สำคัญคือ มีอัตราสหสัมพันธ์ดี โดยรหัสชุดเดียวกันที่ถูกเลื่อนบิตออกไป จะมีอัตราสหสัมพันธ์กับรหัสเดิมน้อยหรืออาจกล่าวได้ว่าไม่ให้ข้อมูลเกี่ยวข้องกับรหัสเดิม ดังรูปที่ 2.10

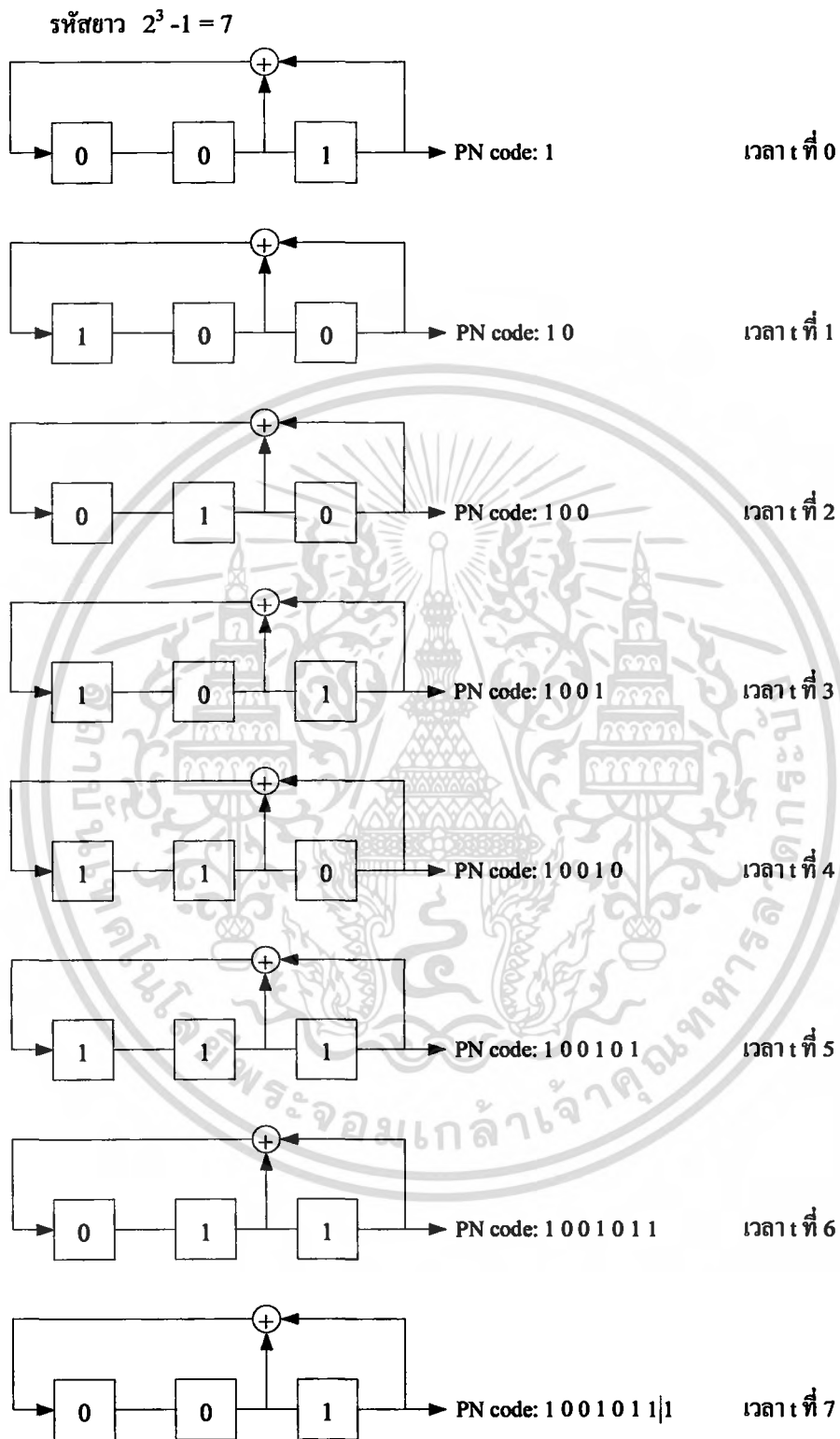
ตัวอย่าง

.....	1001011	1001011	1001011
.....	1001011	1001011	1001011

$$\text{อัตราสหสัมพันธ์} = \frac{\text{จำนวนบิตที่เหมือนกัน} - \text{จำนวนบิตที่ต่างกัน}}{\text{จำนวนบิตทั้งหมด}}$$

$$= \frac{3-4}{7}$$

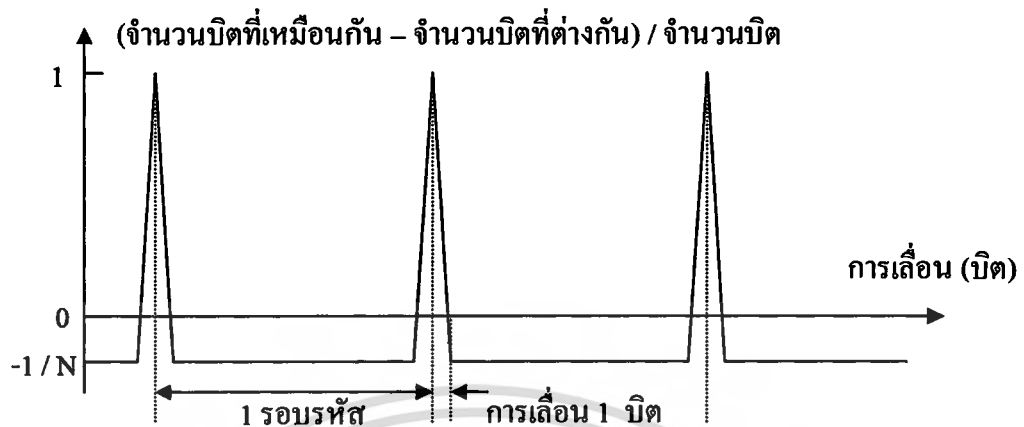
$$= \frac{-1}{7}$$



ได้เป็นรหัส 1001011 1001011...

รูปที่ 2.9 การสร้างรหัส PN จากวงจรที่มีฟลิปฟล็อป 3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

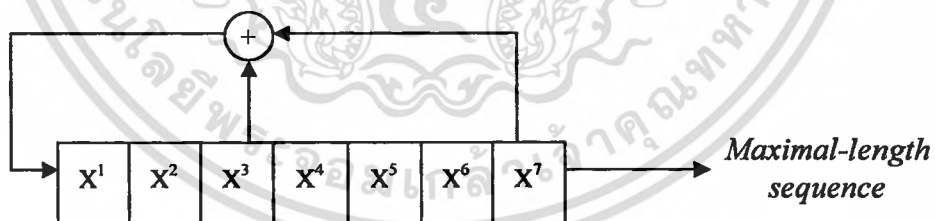


รูปที่ 2.10 ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัส PN ที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่างๆ

ตัวอย่างของรหัสชนิดนี้เช่น รหัส m-sequence (m-sequence code) รหัส โกลด์ (Gold code) และรหัส คาสามิ (Kasami sequence) เป็นต้น

2.5.2.1 รหัส M-Sequence

ตามทฤษฎีแล้ว รหัสลำดับตัวเลขความยาวสูงสุดถูกสร้างขึ้นแบบแรนดอม (random) โดยมีคุณสมบัติสร้างลำดับตัวเลขที่มีคุณสมบัติตั้งฉากโดยอัตโนมัติ และเป็นพื้นฐานที่ใช้ในการสร้างลำดับรหัส PN ที่ใช้งานในระบบ CDMA หลักการสร้างทำโดยการนำรีจิสเตอร์หลายตัวมาต่อกัน และทำการชิฟต์รหัสไบนารีเข้าไปทีละตัว พร้อมกับมีวงจรร้อนกลับ แสดงดังรูป 2.11



รูปที่ 2.11 ชิฟต์รีจิสเตอร์สร้างรหัสข้อมูล M-Length

รหัส m-sequence สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวสูงสุดได้คือ มีความยาวเท่ากับ $P=2^r - 1$ ชิป เมื่อ r คือจำนวนของชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้น จะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1

รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้ จะมีชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งในจำนวนมากกว่าชิปที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ซีพรีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $P=2^{10}-1=1023$ ชิป จะประกอบด้วยชิปที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งในจำนวน 512 ชิป

คุณสมบัติข้อที่ 2

ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัส m -sequence จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด P ชิป เกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{r-(p+2)}$ ครั้ง โดย P มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $r-2$ เมื่อ r คือจำนวนของซีพรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $r-1$ จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด r จำนวน 1 รันเสมอ

คุณสมบัติข้อที่ 3

อัตราสัมพันธ์ของชุดรหัส m -sequence จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าของอัตราสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไปของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^r - 1$ จากรูปที่ 2.11 ประกอบ

คุณสมบัติข้อที่ 4

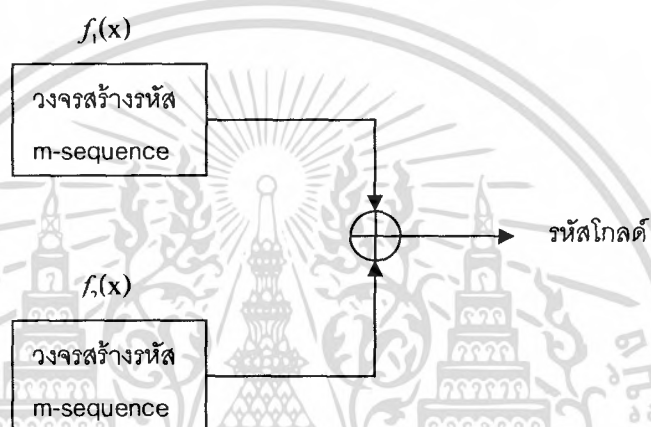
เมื่อนำรหัส m -sequence ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับรหัสชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปไป จะได้รหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่ที่การเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสอง

คุณสมบัติข้อที่ 5

หากพิจารณาค่าของซีพรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของซีพรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่นๆ ทั้งหมดเมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลาหนึ่งคาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือ รูปแบบสถานะของซีพรีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีเกิดการซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของซีพรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรซีพรีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้น ในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของซีพรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

2.5.2.2 รหัสโกลด์

รหัสโกลด์เป็นรหัสที่พัฒนาขึ้นมาใหม่โดยสร้างจากวงจรรหัสกำเนิดรหัส m -sequence 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.12 จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัส m -sequence ที่กำเนิดจากพหุนาม $f_1(x)$ และ $f_2(x)$ มาบวกกันแบบมอดุโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับชิปของรหัสโกลด์ตามต้องการ



รูปที่ 2.12 โครงสร้างทั่วไปของวงจรรหัสโกลด์

จุดน่าสนใจของรหัสโกลด์คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชิปแบบต่างๆ ได้มากมาย หากเปรียบเทียบกับลำดับ m -sequence ที่ใช้ชิพตรีจีสเตอร์ ทั้งหมด r ตัวเท่ากัน กรณีรหัส m -sequence จะให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ และมีชุดรหัส m -sequence ที่แตกต่างกันได้ทั้งหมดเท่ากับจำนวนพหุนามพริมีทีฟ สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัส m -sequence ได้เท่ากับ 48 ชุด ส่วนกรณีของรหัสโกลด์เมื่อใช้ชิพตรีจีสเตอร์ ทั้งหมด r ตัวในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชิปที่มีคาบความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ เท่ากับกรณีของรหัส m -sequence แต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง $2^r + 1$ ชุด เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสโกลด์อยู่จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ากรณีของรหัส m -sequence มาก นอกจากนี้ถ้านำลำดับชิปที่ได้จากรหัสโกลด์คู่ใดคู่หนึ่งมาพิจารณาในเชิงสหสัมพันธ์ไขว้พบว่า จะสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้

ทฤษฎีบท ให้ $p(x)$ เป็นพหุนามพริมีทีฟดีกรี r ใช้สำหรับการสร้างฟิลด์กาลัว (Galois field) ขนาด $GF(2^r) = \{0, 1, \alpha, \alpha^2, \alpha^3, \dots, \alpha^{2^r-2}\}$ โดย α เป็นรากของพหุนามต่ำสุด (minimal polynomial) $\phi_1(x)$ ซึ่งตามทฤษฎีของฟิลด์กาลัวมีค่าเท่ากับพหุนามพริมีทีฟ $p(x)$ ให้ $\phi_2(x)$ เป็นพหุนามต่ำสุดของสมาชิก $\alpha' \in GF(2^r)$ โดยที่

$$t(r) = \begin{cases} 2^{(r+1)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคี่} \\ 2^{(r+2)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคู่และ } r \neq 0 \pmod{4} \end{cases} \quad (2.5)$$

แล้ว จะได้ว่าถ้าใช้พหุนามต่ำสุด $\phi_1(x)$ ร่วมกับ $\phi_2(x)$ ในการให้กำเนิดรหัสโกลด์ สหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสจะมีค่าไม่เกินของเขตต่อไปนี้

$$|R_{1,r}(k)| \leq \begin{cases} 2^{(r+1)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคี่} \\ 2^{(r+2)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคู่และ } r \neq 0 \pmod{4} \end{cases} \quad (2.6)$$

ทฤษฎีบทนี้กล่าวว่า ถ้าเลือกพหุนามคู่ที่มีคุณสมบัติเฉพาะพิเศษตรงตามที่ระบุในทฤษฎีบทแล้วค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสแต่ละรูปแบบที่ได้จะมีค่าไม่เกินขอบเขตเฉพาะหนึ่ง และเรียกพหุนามคู่นี้ว่าพหุนามคู่ที่เหมาะสม (preferred pair) เมื่อได้พหุนามทั้งสองแล้วสามารถนำมาสร้างชุดรหัสโกลด์ทั้ง $2^r + 1$ ได้ ดังนี้คือ ชุดรหัสโกลด์สองชุดแรกสร้างจากวงจรซีฟตรีจิสเตอร์แบบป้อนกลับที่มีโครงสร้างตามพหุนาม $\phi_1(x)$ และ $\phi_2(x)$ สมมติว่าลำดับสัญญาณที่ได้แทนด้วย $a(D)$ และ $b(D)$ ตามลำดับ ชุดรหัสโกลด์อีก $2^r - 1$ ที่เหลือสร้างจากการนำความสัมพันธ์ $a(D) + D^{-i}b(D)$ โดย $i = 1, 2, 3, \dots, r - 1$

ตัวอย่าง แสดงวิธีการสร้างรหัสโกลด์โดยใช้พหุนามพริมีทีฟ $p(x) = x^5 + x^2 + 1$

วิธีทำ

ขั้นแรกจะขอให้รายละเอียดของพหุนามต่ำสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาลัว $GF(2^5)$ ที่สร้างขึ้นจากพหุนามพริมีทีฟ $p(x) = x^5 + x^2 + 1$ โดยได้แสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 รายละเอียดของพหุนามต่ำสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาลัว $GF(2^5)$ ที่สร้างขึ้นจากพหุนามพริมีทีฟ $p(x) = x^5 + x^2 + 1$

อีลิเมนต์ที่เป็นราก (conjugate roots)	พหุนามต่ำสุด (minimal polynomial)
0	x
1	$x+1$
$\{\alpha, \alpha^2, \alpha^4, \alpha^8, \alpha^{16}\}$	$x^5 + x^2 + 1$
$\{\alpha^3, \alpha^6, \alpha^{12}, \alpha^{17}, \alpha^{24}\}$	$x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$
$\{\alpha^5, \alpha^9, \alpha^{10}, \alpha^{18}, \alpha^{20}\}$	$x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$
$\{\alpha^7, \alpha^{14}, \alpha^{19}, \alpha^{25}, \alpha^{28}\}$	$x^5 + x^3 + x^2 + x + 1$
$\{\alpha^{11}, \alpha^{13}, \alpha^{21}, \alpha^{22}, \alpha^{26}\}$	$x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$
$\{\alpha^{15}, \alpha^{23}, \alpha^{27}, \alpha^{29}, \alpha^{30}\}$	$x^5 + x^3 + 1$

ในลำดับที่สองจะคำนวณค่า t ที่เหมาะสมตามสมการที่ (2.5) ในที่นี้ $r=5$ เพราะฉะนั้น

$$t = 2^{(r+1)/2} + 1 = 2^{(5+1)/2} + 1 = 9$$

จากตารางที่ 2.2 พหุนามต่ำสุด $\phi_t(x)$ ของ α' สำหรับ $t=9$ คือ $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ เพราะฉะนั้นพหุนามพริมีทีฟที่เหมาะสมที่เลือกใช้คือ

$$f_1(x) = \phi_1(x) = x^5 + x^2 + 1$$

$$f_2(x) = \phi_9(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

เมื่อนำพหุนามคู่นี้มาเขียนเป็นโครงสร้างของวงจรรสร้างรหัสโกลด์จะมีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 2.13 อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.6) จะได้ว่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสจะมีค่าไม่เกิน

$$|R_{i,j}(k)| \leq 9$$

ตารางที่ 2.4 รายละเอียดเซตของชุดรหัสโกลด์

รหัสโกลด์	รูปแบบ	ลำดับชิป
S_1	$a(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000
S_2	$b(D)$	11111 01100 11100 00110 10100 100010
S_3	$a(D)+b(D)$	00000 01010 01110 00100 00011 111010
S_4	$a(D)+D^1b(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000 + 01111 10110 01110 00011 01010 010001 = 10000 10000 11100 00001 11101 11101 001001
S_5	$a(D)+D^2b(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000 + 10111 11011 00111 00001 10101 001000 = 01000 11101 10101 00011 00010 010000
\vdots	\vdots	\vdots
S_2	$a(D)+D^{30}b(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000 + 11110 11001 11000 01101 01001 000101 = 00001 11111 01010 01111 11110 01101

หมายเหตุเพิ่มเติมถึงคุณสมบัติของรหัสโกลด์ สหสัมพันธ์ไขว้ของรหัสโกลด์จะมีค่าจำกัดอยู่เฉพาะเพียง 3 ค่าเท่านั้น คือ $\{-t(r), -1$ และ $t(r) - 1\}$

2.5.2.3 รหัส PN แบบยาว (long PN code)

รหัส PN แบบยาว สร้างจากชิฟต์รีจิสเตอร์ขนาด 42 บิต โดยต่อเชื่อมกันให้มีโครงสร้างเป็นชิฟต์รีจิสเตอร์ป้อนกลับแบบเชิงเส้นแบบความยาวสูงสุด (maximum length LFSRs (Linear Feedback Shift Registers)) และใช้โพลีโนเมียลต่อไปนี้

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

ชุดรหัสจะมีความยาวถึง $2^{42}-1 = 4.398 \times 10^{12}$ เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.2288 Mbps ดังนั้นรหัสนี้จะมีการซ้ำทุกๆ 41.425 วัน

2.5.2.4 รหัส PN แบบสั้น (short PN code)

รหัส PN แบบสั้นนี้มีอยู่ 2 ชุด คือ I และ Q โดยแต่ละชุดสร้างจากชิฟต์รีจิสเตอร์ขนาด 15 บิต โดยต่อเชื่อมกันให้มีโครงสร้างเป็นชิฟต์รีจิสเตอร์แบบป้อนกลับเชิงเส้นแบบความยาวสูงสุด และใช้โพลีโนเมียลต่อไปนี้

$$I(x) = x^{15} + x^{13} + x^9 + x^8 + x^7 + x^5 + 1 \\ Q(x) = x^{15} + x^{12} + x^{11} + x^{10} + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$$

ชุดรหัสจะมีความยาวเท่ากับ $2^{15}-1 = 32,767$ จากนั้นจะมีการเพิ่มบิต 0 อีกหนึ่งบิตเข้าไปเมื่อพบรหัสที่มีค่า 0 ติดต่อกัน 14 ตัว เพื่อให้ได้รหัสที่มีความยาวเท่ากับ 32,768 เนื่องจากอัตราการสร้างรหัสนี้มีค่าเท่ากับ 1.2288 Mbps ดังนั้นรหัสนี้จะมีการซ้ำทุกๆ 26.67 ms

2.6 การทำสเปรดสเปกตรัม

การพัฒนาาระบบสเปรดสเปกตรัมเกิดขึ้นในช่วงกลางของทศวรรษปี ค.ศ. 1950 โดยมีจุดมุ่งหมายหลักเพื่อนำมาใช้ในงานในวงการทหาร สำหรับป้องกันการรบกวนของข้าศึกต่อการรับส่งสัญญาณ (enemy jamming) อย่างไรก็ตาม ในเวลาต่อมาได้มีการนำเทคนิคดังกล่าวไปประยุกต์ใช้ในเชิงพาณิชย์มากขึ้น ตัวอย่างการใช้งานที่พบเห็นได้ในปัจจุบัน ได้แก่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ CDMA หลักการพื้นฐานของการทำสเปรดสเปกตรัมคือ การแผ่คลื่นสัญญาณที่ใช้ส่งผ่านข้อมูลลงในแถบความถี่ที่มีความกว้างกว่าปกติมาก แต่ใช้กำลังส่งที่ค่อนข้างต่ำเมื่อพิจารณาเทียบกับ

หนึ่งหน่วยความถี่ ในปัจจุบันกรรมวิธีการทำสเปกตรัมที่ใช้ในการแผ่ขยายความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 วิธีหลัก คือ

- ไคเรกต์ซีควเอนซ์ (Direct Sequence)
- ฟรีควเอนซ์ฮอปปีง (Frequency Hopping)

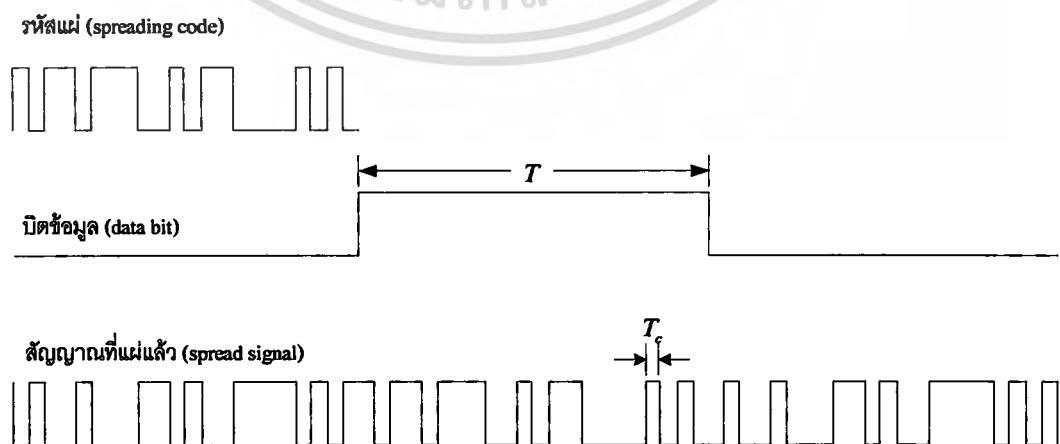
เทคนิคการทำสเปกตรัมแบบไคเรกต์ซีควเอนซ์ จัดว่าได้รับความสนใจอย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์ CDMA อย่างกว้างขวาง อย่างไรก็ตาม การทำสเปกตรัมแบบฟรีควเอนซ์ฮอปปีงก็ได้รับความสนใจด้วยเช่นกัน โดยจะพบเห็นได้ในการใช้งานกับระบบสื่อสารไร้สาย LAN

2.6.1 การทำสเปกตรัมแบบไคเรกต์ซีควเอนซ์

การทำสเปกตรัมแบบไคเรกต์ซีควเอนซ์ (Direct Sequence Spread Spectrum: DS-SS) สามารถกระทำได้โดยการนำรหัสแผ่ ที่ได้ออกแบบมาเป็นอย่างดี ไปคูณกับบิตข้อมูลที่มีคาบความยาวเท่ากับ T วินาทีที่ละบิต ตัวอย่างการแผ่สัญญาณได้ในรูปที่ 2.14 จากรูปจะเห็นว่ารหัสแผ่มีความกว้างของชิปเท่ากับ T_c วินาที ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าความกว้างของบิตข้อมูลมาก ผลที่ได้จากการทำสเปกตรัมเป็นลำดับสัญญาณที่อัตราการเปลี่ยนแปลงที่สูงมากขึ้น และโดยทั่วไปอัตราบิตหลังจากการทำสเปกตรัมแล้วจะเรียกว่า อัตราชิป ในตัวอย่างนี้อัตราชิปมีขนาดเพิ่มขึ้น 21 เท่าตัวเมื่อเทียบกับอัตราบิตของข้อมูลดั้งเดิม ฉะนั้นการส่งลำดับสัญญาณดังกล่าวจึงต้องการแบนด์วิดท์ที่มีขนาดเพิ่มขึ้นกว่าเดิมด้วยตัวประกอบการคูณ N

$$N = \frac{T}{T_c} \quad (2.7)$$

ทั้งนี้ N มีชื่อเรียกว่า ตัวประกอบการแผ่ หรืออัตราขยายการประมวลผล



รูปที่ 2.14 ตัวอย่างการทำสเปกตรัมที่มีตัวประกอบการแผ่ $N = 21$

การขยายขนาดขึ้นของแบนด์วิดท์ที่ต้องใช้ในการส่งสัญญาณ เป็นปัจจัยหลักที่ทำให้ระบบสามารถปกป้องบิตข้อมูลจากสัญญาณแทรกสอดหรือสัญญาณรบกวนได้ดีขึ้น พิจารณาดูตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์แคบในรูปที่ 2.15 (ก) เทียบกับสัญญาณที่ได้รับการแผ่สเปกตรัมแล้วในรูปที่ 2.15 (ข) จะเห็นว่าสัญญาณที่ผ่านกระบวนการสเปกตรัมแล้วมีสเปกตรัมความถี่ที่ครอบคลุมแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าเดิมมาก หากต้องประกอบแต่ละความถี่มีกำลังที่ค่อนข้างต่ำ ในตัวอย่างนี้สมมติว่าสัญญาณดังกล่าวได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวน (jamming signal) ของผู้ไม่ประสงค์ดีที่ส่งออกเพื่อให้การติดต่อสื่อสารที่ดำเนินอยู่มีคุณภาพเลวลง สังเกตว่าสัญญาณกวนที่ใช้มีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ แต่มีความหนาแน่นกำลังในแต่ละความถี่สูงมาก รูปที่ 2.15 (ค) แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณหลังจากภาครับนำไปผ่านกระบวนการแผ่กลับ (despreading) ด้วยรหัสแผ่ชุดเดียวกับที่ภาคส่ง ส่วนของสัญญาณข้อมูลหลังผ่านกระบวนการแผ่กลับจะมีสเปกตรัมความถี่เป็นเหมือนกับสัญญาณข้อมูล ณ ต้นทางก่อนการทำสเปกตรัมทุกประการ นั่นคือมีแบนด์วิดท์แคบ และมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลัง (power spectral density) สูง แต่สำหรับสัญญาณกวนนั้น เมื่อผ่านกระบวนการแผ่กลับซึ่งมีกรรมวิธีเหมือนกับกระบวนการแผ่ทุกอย่าง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณกวนจะถูกแผ่ออก ทำให้สเปกตรัมที่ได้มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กว้างมาก และความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังในแต่ละองค์ประกอบความถี่ลดลงอย่างมาก ผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณกวนส่งผลกระทบต่อสัญญาณข้อมูลในสัดส่วนที่ต่ำมาก



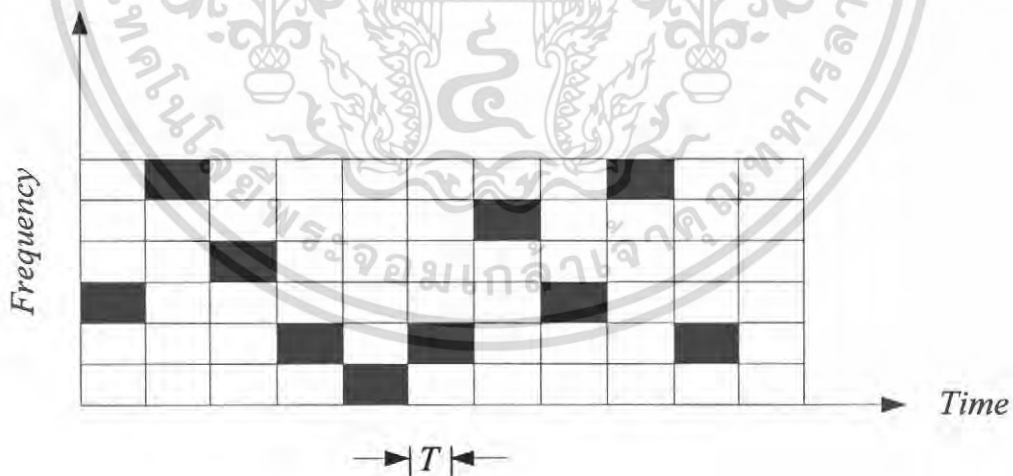
รูปที่ 2.15 สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกชุดรหัสแอมป์ที่เหมาะสม จัดว่าเป็นหัวใจสำคัญของการทำสเปกตรัม โดยทั่วไปรหัสแอมป์ที่ดีควรมีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณรบกวนมากที่สุด และตัวอย่างของรหัสแอมป์ที่ได้รับความนิยมมากเป็นพิเศษมีชื่อเรียกว่า รหัส PN ซึ่งมีการใช้งานในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA IS-95 การเลือกใช้รหัสแอมป์ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณมีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวน ดังนั้น การดักฟังจากผู้ไม่ประสงค์ดีหรือผู้ที่ไม่เกี่ยวข้อง

2.6.2 การทำสเปกตรัมแบบพรีแควนซีฮอปปีง

การทำสเปกตรัมแบบพรีแควนซีฮอปปีง (Frequency Hopping Spread Spectrum: FH-SS) จะนำบิตข้อมูลที่จะส่งไปมอดูเลตลงบนคลื่นพาหะที่มีแบนด์วิดท์ไม่กว้างนัก หากแต่จะมีการเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาหะจากความถี่หนึ่งไปสู่ความถี่อื่นๆ อย่างเป็นลำดับตามรหัสการฮอป (hopping code) แน่แน่นอนว่าหากอุปกรณ์ภาครับไม่ทราบถึงรหัสการฮอปก็จะไม่สามารถดึงบิตข้อมูลกลับคืนมาได้ถูกต้อง การปรับเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหะอย่างต่อเนื่องตามเวลานั้น หมายความว่าระบบมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้นตามจำนวนความถี่คลื่นพาหะที่ใช้ และจะกล่าววาระบบได้มีการทำสเปกตรัมเกิดขึ้น อัตราการเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหะเป็นเรื่องสำคัญที่ต้องมีการพิจารณา ซึ่งโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับอัตราบิตของการรับส่งข้อมูล



รูปที่ 2.16 ตัวอย่างการปรับเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหะไปตามเวลาของการทำสเปกตรัมแบบพรีแควนซีฮอปปีง

การทำสเปกตรัมแบบพรีแควนซีฮอปปีง มีประโยชน์อย่างมากในวงการทหาร สำหรับใช้ในการต่อสู้กับการส่งสัญญาณจากผู้ไม่ประสงค์ดี ที่มีอุปกรณ์ตรวจจับคลื่นสัญญาณ และส่งสัญญาณลงบนคลื่นความถี่ที่ตรวจพบสัญญาณ เนื่องจากหากระบบมีการเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหะไปอย่างต่อเนื่อง และรวดเร็วเกินกว่าที่ผู้ไม่ประสงค์ดีจะสามารถตรวจพบคลื่นความถี่ได้ทัน การส่งสัญญาณให้สอดคล้องกับคลื่นความถี่ที่ใช้อย่างต่อเนื่องจึงกระทำได้อย่างยากลำบาก

การทำสเปกตรัมแบบไดเรกต์ซีแควนซ์และพรีแควนซีฮอปปีง แม้จะมีความแตกต่างกันในหลักการ หากแต่ทั้งสองวิธีอาศัยรหัสชนิดเดียวกันซึ่งก็คือ รหัสแรมป์ ดังที่ได้กล่าวถึงไปแล้วอย่างละเอียดในหัวข้อที่ 2.5

2.7 การวางสลับ (interleaving)

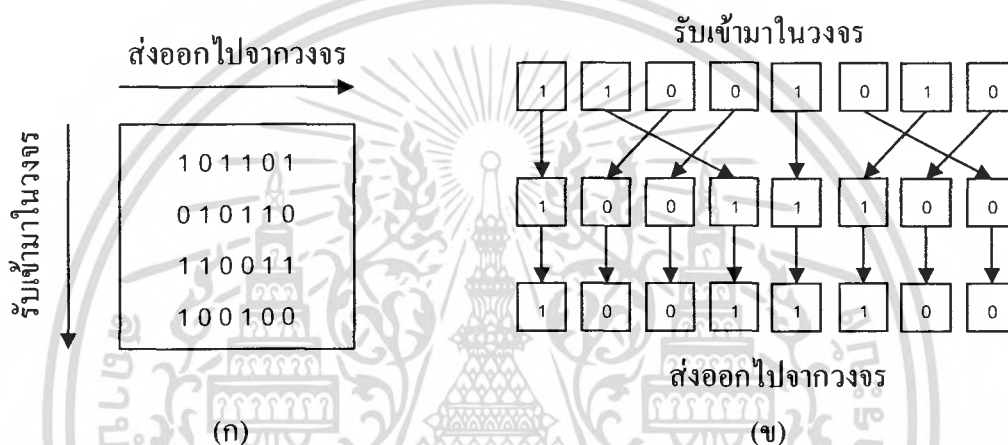
การวางสลับข้อมูลนั้นเป็นวิธีการในการเปลี่ยนแปลงการจัดเรียงข้อมูลดิจิทัลให้มีลักษณะที่แตกต่างออกไปจากเดิม ซึ่งถูกนำมาใช้ในระบบสื่อสารเพื่อป้องกันการผิดพลาดของข้อมูลในรูปแบบของบิตผิดพลาดที่ต่อเนื่องกันหลายบิต (burst error) สำหรับวิธีการที่ใช้ในการการวางสลับข้อมูลนั้น จะมีรูปแบบในการทำงานอยู่หลายวิธีการด้วยกัน และในการทำงานแต่ละวิธีการนั้น จะให้ผลลัพธ์ในการทำงานที่แตกต่างกัน โดยสำหรับตัวอย่างของรูปแบบในการการวางสลับข้อมูลได้แก่ วิธีการการวางสลับข้อมูลแบบบล็อก (block interleaving) และการวางสลับข้อมูลแบบสุ่ม (random interleaving)

2.7.1 การวางสลับข้อมูลแบบบล็อก (block interleaving)

สำหรับการวางสลับข้อมูลแบบบล็อกนั้น จะเป็นวิธีการที่มีการนิยมใช้งานสำหรับระบบสื่อสาร เพื่อเปลี่ยนแปลงรูปแบบของลำดับข้อมูล มีลักษณะการทำงานที่สามารถแสดงโดยใช้เมตริกดังรูปที่ 2.17 (ก) การทำงานนั้นจะเริ่มจากการดึงข้อมูลที่จะทำการเปลี่ยนแปลงรูปแบบเข้ามาเก็บไว้ในเมมโมรี่ซึ่งจะมีการเก็บข้อมูลเรียงจากบนลงล่าง และซ้ายไปขวา โดยจะมีการเก็บข้อมูลในลักษณะนี้ต่อไปเรื่อยๆ จนกระทั่งเมมโมรี่ในวงจรมีการเก็บข้อมูลไว้ทุกตำแหน่งแล้ว จากนั้นจึงส่งข้อมูลออกจากวงจรโดยการเรียงลำดับการส่งจากซ้ายไปขวา และบนลงล่าง และจะมีการส่งข้อมูลในลักษณะนี้เรื่อยๆ จนกระทั่งข้อมูลทุกตำแหน่งในเมมโมรี่ถูกส่งออกจากวงจรแล้ว จากนั้นจึงมีการรับข้อมูลชุดต่อไปเข้ามาในวงจรเพื่อทำงานในครั้งต่อไป โดยจะมีการทำงานในลักษณะนี้จนกระทั่งข้อมูลทั้งหมดได้ผ่านกระบวนการวางสลับแล้ว จึงสิ้นสุดการทำงาน

2.7.2 การวางสลับข้อมูลแบบสุ่ม (random interleaving)

ในการวางสลับข้อมูลด้วยวิธีการแบบสุ่ม (random interleaving) นั้น จะใช้วิธีการสุ่มตัวเลขขึ้นมาเพื่อกำหนดรูปแบบในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล โดยในการนำงานนั้น จะมีการนำข้อมูลมาครั้งละ 1 ชุด เพื่อทำการสลับตำแหน่งของข้อมูลให้อยู่ในตำแหน่งต่างๆตามรูปแบบของค่าที่ได้จากการสุ่ม โดยจะมีลักษณะในการทำงานดังตัวอย่างในรูปที่ 2.17 (จ) เป็นตัวอย่างของการวางสลับข้อมูลแบบสุ่มที่มีการดึงข้อมูลเข้ามาภายในวงจรครั้งละ 8 บิตเพื่อเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของข้อมูล

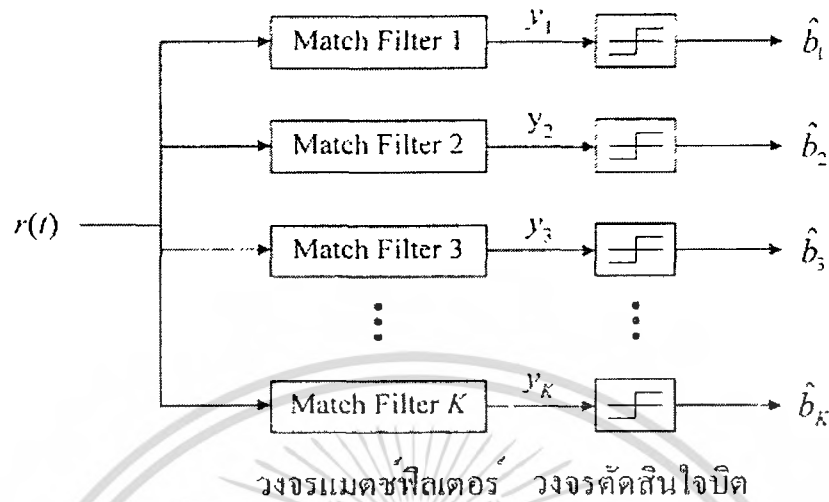


รูปที่ 2.17 การวางสลับข้อมูลแบบบล็อก (ก) และการวางสลับข้อมูลแบบสุ่ม (จ)

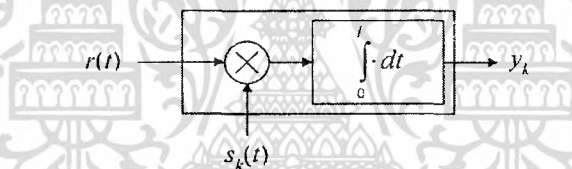
2.8 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้รายเดียว

2.8.1 เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์

เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ (matched filter) จัดว่าเป็นเครื่องรับแบบที่มีโครงสร้างการทำงานที่เรียบง่ายที่สุด สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องทราบเพียงรหัสแม่ของผู้ใช้รายที่สนใจเท่านั้น การแยกสัญญาณที่ต้องการของผู้ใช้แต่ละรายจึงเป็นอิสระแยกจากกัน จากรูปที่ 2.18 กระบวนการทำงานแบ่งออกเป็นสองขั้นตอนคือ วงจรแมตช์ฟิลเตอร์ และ วงจรตัดสินใจบิต ในส่วนของวงจรแมตช์ฟิลเตอร์จะนำสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ไปคูณกับรหัสแม่ของผู้ใช้รายที่สนใจและทำการอินทิเกรตให้ครบคาบของบิตข้อมูล ดังแสดงในรูปที่ 2.19 จากนั้นจึงนำผลที่ได้ไปใช้ในการตัดสินใจบิตเป็นลำดับต่อไป



รูปที่ 2.18 โครงสร้างโดยรวมของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.19 วงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ด้วยรหัสแผ่ $s_k(t)$ สำหรับผู้ใช้รายที่ k

สำหรับสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ มีค่าเท่ากับผลรวมของสัญญาณของผู้ใช้ทั้งหมด K รายบวกด้วยสัญญาณรบกวน $\sigma n(t)$ กล่าวคือ

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(i) s_k(t - iT) + \sigma n(t) \quad (2.8)$$

โดย A_k แทนแอมพลิจูดที่ใช้สำหรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k

$b_k(i)$ แทนค่าบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k บิตที่ i ซึ่งมีค่าได้สองระดับคือ +1 และ -1

$s_k(t)$ แทนค่ารูปสัญญาณของรหัสแผ่ (spreading waveform) ของผู้ใช้รายที่ k

T แทนช่วงเวลาของการส่งข้อมูลหนึ่งบิต

$n(t)$ แทนสัญญาณรบกวน AWGN (Additive White Gaussian Noise) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทั้งนี้ รูปสัญญาณของรหัสแผ่สำหรับผู้ใช้แต่ละรายมีความกว้างอยู่ในช่วงเวลา $[0, T]$ เท่านั้นและมีพลังงานเท่ากับ 1 เสมอ กล่าวคือ

$$s_k(t) = 0 \text{ สำหรับ } t \notin [0, T] \quad (2.9)$$

และ

$$\int_0^T s_k^2(t) dt = 1 \text{ สำหรับทุกค่าของ } k \quad (2.10)$$

หากพิจารณาลงในรายละเอียดถึงระดับชิปของรูปสัญญาณรหัสแผ่สามารถเขียนแสดงได้เป็น

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} C_{k,n} P_{T_c}(t - nT_c) \quad (2.11)$$

โดย

$$P_{T_c}(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_c \\ 0, & \text{อื่นๆ} \end{cases} \quad (2.12)$$

และ N แทนอัตราขยายการแผ่ (spreading gain หรือ processing gain) ซึ่งระบุถึงจำนวนชิปต่อหนึ่งบิต สำหรับค่า $c_{k,n}$ ซึ่งประกอบด้วย $\{c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,n-1}\}$ เป็นลำดับของสัญญาณของการแผ่ (spreading sequence) ที่ได้กำหนดให้สำหรับผู้ใช้รายที่ k ซึ่งมีค่าได้สองระดับคือ $+1/\sqrt{N}$ และ $-1/\sqrt{N}$ ในส่วนของฟังก์ชัน $P_{T_c}(t)$ ก็คือสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 และมีความกว้างของแต่ละชิปเท่ากับ T_c ทั้งนี้ $T = NT_c$

พิจารณารูปที่ 2.18 อีกครั้ง จะได้ว่าสัญญาณที่ออกจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายที่ k สำหรับบิตที่ i มีค่าเท่ากับ

$$y_k[i] = \int_{iT}^{(i+1)T} r(t) s_k(t - iT) dt \quad (2.13)$$

เนื่องจากการตัดสินใจบิตเป็นอิสระจากกัน และโดยทั่วไปการวิเคราะห์จะกระทำภายในช่วงเวลา บิตใดบิตหนึ่งที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ T เท่านั้นก็เพียงพอ เพราะบิตอื่นๆก็จะมีกรวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมือนกันทุกประการ ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องเขียนกรณี i เพื่อระบุตำแหน่งของบิตอีกต่อไป สัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับตามสมการที่ (2.8) จึงสามารถเขียนให้กระชับขึ้นได้เป็น

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + \sigma n(t) \quad t \in [0, T] \quad (2.14)$$

และเช่นเดียวกันกับสมการที่ (2.13) ก็สามารถลดรูปลงได้เป็น

$$y_k = \int_0^T r(t) s_k(t) dt \quad (2.15)$$

นำความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.14) แทนลงในสมการที่ (2.15) จะได้

$$y_k = A_k b_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K A_j b_j \rho_{jk} + n_k \quad (2.16)$$

โดย

$$\rho_{jk} = \int_0^T s_j(t) s_k(t) dt \quad (2.17)$$

แทนสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่ j และผู้ใช้รายที่ k ทั้งนี้กรณีที่ $j = k$

$$\rho_{jj} = \int_0^T s_j^2(t) dt = 1 \quad (2.18)$$

ตามข้อกำหนดที่ได้ระบุไว้ก่อนหน้านี้แล้วในสมการที่ (2.10) และ

$$n_k = \int_0^T \sigma n(t) s_k(t) dt \quad (2.19)$$

พจน์แรกของสมการ (2.16) ทางด้านขวามือ $A_k b_k$ คือค่าของสัญญาณบิตข้อมูลสำหรับผู้ใช้รายที่ k พจน์ที่สอง $\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j b_j \rho_{jk}$ คือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น หรือ MAI และพจน์ที่สาม n_k คือสัญญาณรบกวนที่เกิดกับผู้ใช้อื่นที่ k ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์และมีความ

แปรปรวนเท่ากับ σ^2 เมื่อนำค่าของ y_k ไปผ่านวงจรถัดสินใจบิตดังแสดงในรูปที่ 2.18 จะได้ผลดังนี้

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k) \quad (2.20)$$

โดย

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

ในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้เพียงรายเดียวสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นมีค่าเป็นศูนย์ จึงเหลือเฉพาะสัญญาณรบกวน AWGN ดังนั้น ถ้านำค่าของ y_k ไปผ่านวงจรถัดสินใจบิตจะได้อัตราความผิดพลาดของบิตที่มีค่าเท่ากับสมรรถนะของระบบการรับส่งดิจิทัล BPSK พื้นฐาน

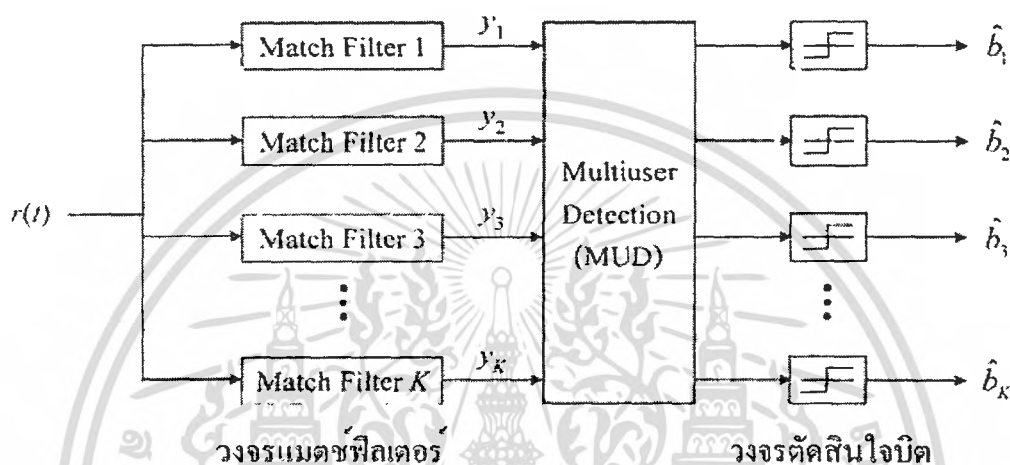
ในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้งานมากกว่าหนึ่งราย สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นก็จะไม่เป็นศูนย์ และมีปริมาณมากขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้น ทั้งนี้การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีผลกระทบเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแรมป์เป็นหลัก ในกรณีที่ดีที่สุดคือรหัสแรมป์ของผู้ใช้งานเหล่านี้มีคุณสมบัติออร์ทोगอนอลระหว่างกันทั้งหมด นั่นคือ $\rho_{jk} = 0$ สำหรับ $j \neq k$ การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้เหล่านั้นเป็นอิสระจากกันและไม่ส่งผลกระทบต่อกัน อย่างไรก็ตาม รหัสแรมป์ที่ใช้งานในทางปฏิบัติมักจะไม่ได้ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ ดังนั้นการแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (MAI) จึงส่งผลโดยตรงต่อจำนวนผู้ใช้ในระบบและพลังงานต่อบิตของผู้ใช้แต่ละราย

2.9 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เนื่องด้วยหลักการทำงานของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ ที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ผ่านมาจะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (MAI) เป็นเสมือนสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อผู้ใช้ในระบบมีผู้ใช้จำนวนมากขึ้นหรือค่าสหสัมพันธ์ระหว่างชุดรหัสมีค่ามากขึ้น จะทำให้การตัดสินใจบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูงตามไปด้วย ซึ่งส่งผลให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลงอย่างมาก นอกจากนี้ในสภาพที่กลไกการควบคุมกำลังส่งของระบบทำงานได้ไม่สมบูรณ์ ทำให้เกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกลขึ้น ส่งผลทำให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจข้อมูลมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะกับผู้ใช้รายที่ได้รับสัญญาณมีกำลังงานต่ำ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการเสนอเครื่องรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection : MUD) ขึ้นเพื่อลดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นดังกล่าว แนวคิดหลักของเครื่องรับประเภทนี้คือการนำค่าของสัญญาณที่ผ่านวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายอื่นๆมาใช้ในการประกอบการตัดสินใจบิตด้วย แทนที่จะใช้เพียงสัญญาณที่ผ่านวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของตนเองเท่านั้น โครงสร้างทั่วไปของเครื่องรับประเภทนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน

พิจารณาจากรูปจะเห็นว่า การตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละรายของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน จะมีการนำสัญญาณที่ผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ทุกรายมาพิจารณาประกอบ โดยนำไปผ่านการประมวลผลใน MUD ตามรูป จากนั้นจึงนำผลที่ได้ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตเป็นลำดับต่อไป กระบวนการประมวลผลในบล็อก MUD เพื่อนำสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมาใช้ให้เกิดประโยชน์นั้นมีรูปแบบที่แตกต่างกันไปได้หลากหลายมาก และ สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงขึ้นอยู่กับเทคนิคการทำงานของบล็อก MUD เป็นหลัก

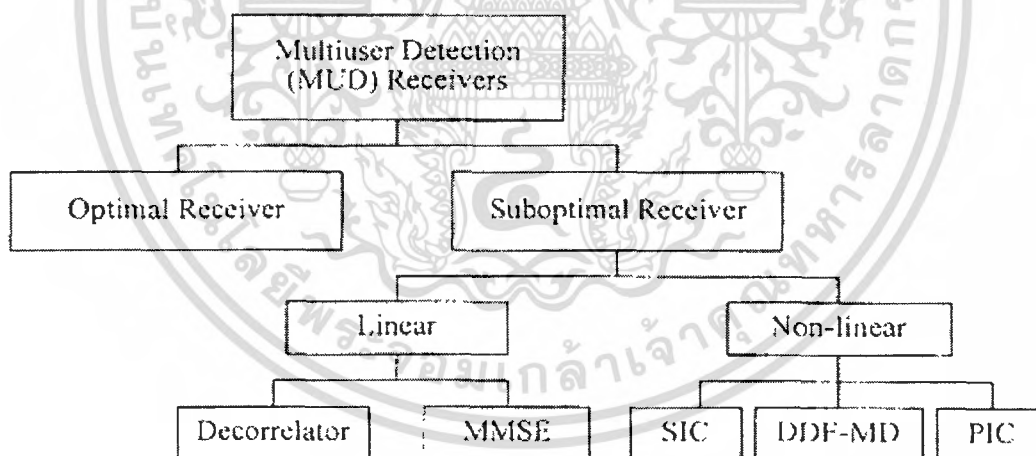
โดยหลักการแล้ว เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจะสามารถนำมาใช้งานได้มีประสิทธิภาพได้ ก็ต่อเมื่อเครื่องรับทราบชุด รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกราย ซึ่งในทางปฏิบัติจะมีเพียงสถานีฐานเท่านั้นที่ทราบข้อมูลดังกล่าว ในขณะที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ทราบเฉพาะรหัสแผ่ของตนเองเท่านั้น ดังนั้น การประยุกต์ใช้งานของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงมักเกิดที่สถานีฐานเป็นหลัก เนื่องจากสถานีฐานไม่มีข้อจำกัดของขีดความสามารถในการคำนวณหรือประมวลผลและมีแหล่งจ่ายไฟที่มากเท่าที่ต้องการ ซึ่งแตกต่างจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่อย่างเห็นได้ชัด ที่ถูกจำกัดด้วยขนาดและขีดความสามารถของหน่วยประมวลผลและความจุของแบตเตอรี่ ดังนั้นการนำเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่มีความซับซ้อนสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์ มาใช้ที่สถานี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฐาน เพื่อกำจัดหรือลดทอนสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจึงเหมาะสมและเป็นประโยชน์อย่างมาก เมื่อสามารถทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณลดลง ย่อมส่งผลให้ระบบมีความจุเพิ่มมากขึ้น และสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น ดังนั้นการพัฒนาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีประสิทธิภาพสูงจึงเป็นปัจจัยสำคัญต่อความสำเร็จในการนำเทคโนโลยี CDMA มาประยุกต์งานให้เกิดประโยชน์สูงสุด

หลักการทํางานเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย 6 วิธีที่นิยม ได้แก่

- เครื่องรับแบบออปติมัม (optimal receiver)
- เครื่องรับดีคอร์เรลเลอร์ (decorrelator)
- เครื่องรับ MMSE (Minimum Mean Square Error)
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบเป็นลำดับ (Successive Interference Cancellation: SIC)
- เครื่องรับดีคอร์เรลเลอร์แบบป้อนกลับการตัดสินใจ (Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection: DDF-MD)
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation: PIC)



รูปที่ 2.21 โครงสร้างการจัดแบ่งประเภทของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

โดยสามารถจัดแบ่งแยกเครื่องรับเหล่านี้ออกเป็น โครงสร้างแผนภาพที่เป็นระบบ ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.21 จากรูปจะเห็นว่า เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลัก คือ เครื่องรับแบบออปติมัม และเครื่องรับแบบซับออปติมัม (suboptimal receivers) เครื่องรับแบบออปติมัมแม้ว่าจะให้สมรรถนะดีที่สุดในแง่ของความซับซ้อนในการคำนวณสูงมากจึงไม่สามารถนำมาใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานได้จริงได้ในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุนี้เครื่องรับแบบซับซ้อนยิ่งจึงได้รับความสนใจในเชิงวิจัยอย่างกว้างขวาง และได้มีการพัฒนาเครื่องรับในกลุ่มนี้อย่างต่อเนื่องโดยสามารถแบ่งแยกเครื่องรับในกลุ่มนี้ออกได้เป็น 2 กลุ่มย่อย ได้แก่ เครื่องรับแบบเชิงเส้น (linear receiver) และเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (nonlinear receiver) ดังแสดงในรูปที่ 2.21 เครื่องรับที่สำคัญในกลุ่มแรกประกอบด้วย เครื่องรับคิออร์รีเลเตอร์ และเครื่องรับ MMSE ส่วนเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นที่น่าสนใจได้แก่ เครื่องรับสัญญาณหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบเป็นลำดับ (SIC) เครื่องรับคิออร์รีเลเตอร์แบบป้อนกลับการตัดสินใจ (DDF-MD) และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC)

2.9.1 เครื่องรับ MMSE

เครื่องรับ MMSE จัดเป็นเครื่องรับผู้ใช้หลายคนอีกชนิดหนึ่ง ที่พิจารณาการตัดสินใจบิตจากการหาค่าผลเฉลี่ยของเมทริกซ์ \mathbf{M} ที่ทำให้เงื่อนไขค่าเฉลี่ยทางสถิติของค่าความผิดพลาดยกกำลังสอง (Mean Square Error: MSE) มีขนาดต่ำสุด ลักษณะการทำงานตามเงื่อนไขดังกล่าวนี้คือ ความพยายามในการลดผลกระทบของสัญญาณแทรกสอด MAI และสัญญาณรบกวน AWGN ควบคู่ไปในเวลาเดียวกัน การคำนวณเมทริกซ์ \mathbf{M} ที่เหมาะสมตามการทำงานของเครื่องรับ MMSE สามารถวิเคราะห์ได้สองแนวทางคือ การวิเคราะห์โดยพิจารณาจากค่าที่ได้จากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ในระดับชิป และการวิเคราะห์โดยพิจารณาจากค่าที่ได้จากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ที่อาศัยรหัสแผ่ ทั้งนี้ผลที่ได้จากทั้งสองแนวทางจะเหมือนกันทุกประการ

การวิเคราะห์ด้วยค่าจากแมตซ์ฟิลเตอร์ระดับชิป

พิจารณาสัญญาณที่ได้จากการทำแมตซ์ฟิลเตอร์ในระดับของชิป

$$\mathbf{r} = \mathbf{S}\mathbf{a}\mathbf{b} + \mathbf{v} \quad (2.22)$$

วัตถุประสงค์ของเครื่องรับ MMSE คือการหาเมทริกซ์ \mathbf{M} ที่ให้ผลเฉลี่ยตามเงื่อนไข MSE ดังนี้

$$\mathbf{M} = \arg_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{K \times V}} \min E \left[\|\mathbf{b} - \mathbf{M}\mathbf{r}\|^2 \right] \quad (2.23)$$

ปัญหานี้สามารถหาผลเฉลยได้โดยวิธีการหาค่าเกรเดียนต์ (gradient) และเทียบให้เท่ากับศูนย์ ในการคำนวณนั้นสามารถใช้หลักการของออร์ทोगอนอล (orthogonality principle) กล่าวคือ

$$E[(\mathbf{b} - \mathbf{M}\mathbf{r})\mathbf{r}^T \mathbf{M}^T] = E[\mathbf{b}(\mathbf{S}\mathbf{a}\mathbf{b} + \mathbf{v})^T \mathbf{M}^T] - E[\mathbf{M}(\mathbf{S}\mathbf{a}\mathbf{b} + \mathbf{v})(\mathbf{S}\mathbf{a}\mathbf{b} + \mathbf{v})^T \mathbf{M}^T] \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \mathbf{A}^T \mathbf{S}^T \mathbf{M}^T - \mathbf{M} (\mathbf{S} \mathbf{A}^2 \mathbf{S}^T + \sigma^2 \mathbf{I}) \mathbf{M}^T = 0$$

เพราะฉะนั้น

$$\mathbf{A}^T \mathbf{S}^T = \mathbf{M} (\mathbf{S} \mathbf{A}^2 \mathbf{S}^T + \sigma^2 \mathbf{I}) \quad (2.25)$$

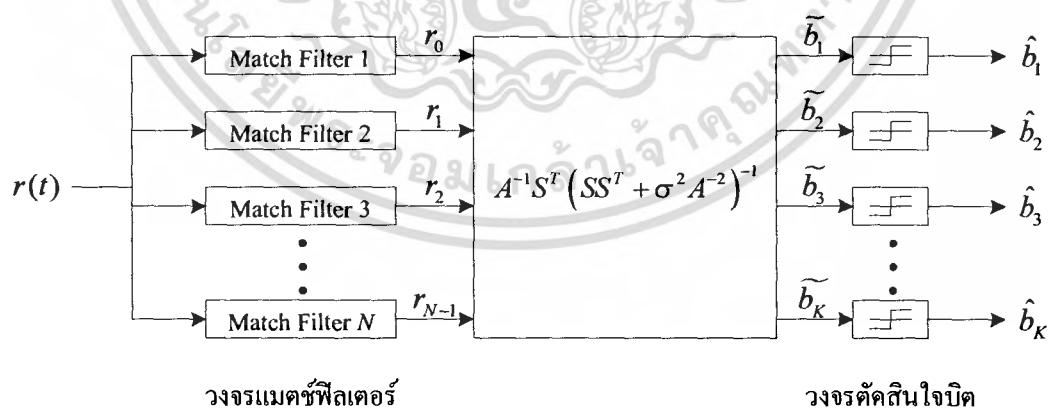
ผลเฉลยที่ได้คือ

$$\mathbf{M} = \mathbf{A}^{-1} \mathbf{S}^T (\mathbf{S} \mathbf{S}^T + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \quad (2.26)$$

รูปความสัมพันธ์ที่ได้นี้เป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อของ ผลเฉลยของวินเนอร์ (Wiener solution) คือ

$$\mathbf{M} = E[\mathbf{b} \mathbf{r}^T] E[\mathbf{r} \mathbf{r}^T]^{-1} \quad (2.27)$$

นำเมทริกซ์ \mathbf{M} ที่ได้ไปคูณกับสัญญาณที่ออกจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ เพื่อใช้ในการตัดสินใจบิตต่อไป ทั้งนี้โครงสร้างของเครื่องรับ MMSE ที่กระทำในระดับของชิปมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 โครงสร้างของเครื่องรับ MMSE ที่กระทำในระดับของชิป

การวิเคราะห์ด้วยค่าจากแมตซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้รหัสแม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการหาผลเฉลยของเครื่องรับ MMSE ที่พิจารณาจากค่าของแมตริกซ์ฟิลเตอร์โดยใช้รหัสแผ่

$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n} \quad (2.28)$$

ต้องการหาค่าผลเฉลยของแมตริกซ์ \mathbf{M} ที่ทำให้เงื่อนไขค่าเฉลี่ยทางสถิติของค่าความผิดพลาดยกกำลังสองมีขนาดต่ำสุด กล่าวคือ

$$\mathbf{M} = \arg_{\mathbf{M} \in \mathbb{R}^{k \times k}} \min E[\|\mathbf{b} - \mathbf{M}\mathbf{y}\|^2] \quad (2.29)$$

การหาผลเฉลยทำในทำนองเดียวกับกรณีข้างต้น คือใช้หลักการของของอโทโกนอล กล่าวคือ

$$\begin{aligned} E[(\mathbf{b} - \mathbf{M}\mathbf{y})\mathbf{y}^T \mathbf{M}^T] &= E[\mathbf{b}(\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n})^T \mathbf{M}^T] - E[\mathbf{M}(\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n})(\mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{b} + \mathbf{n})^T \mathbf{M}^T] \\ &= \mathbf{A}^T \mathbf{R}^T \mathbf{M}^T - \mathbf{M}(\mathbf{R}\mathbf{A}^2 \mathbf{R}^T + \sigma^2 \mathbf{R}) \mathbf{M}^T = 0 \end{aligned} \quad (2.30)$$

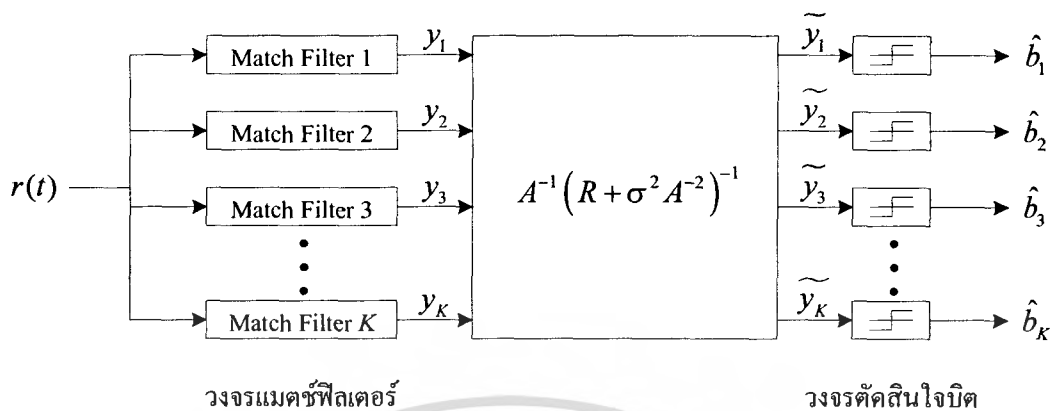
เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= \mathbf{A}^T \mathbf{R}^T (\mathbf{R}\mathbf{A}^2 \mathbf{R}^T + \sigma^2 \mathbf{R})^{-1} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R} (\mathbf{R}\mathbf{A}^2 \mathbf{R}^T + \sigma^2 \mathbf{R})^{-1} \\ &= \mathbf{A} (\mathbf{R}\mathbf{A}^2 + \sigma^2 \mathbf{I})^{-1} \\ &= \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \end{aligned} \quad (2.31)$$

หรือหากจะใช้ผลเฉลยของวินเนอร์โดยตรงก็สามารถทำได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} \mathbf{M} &= E[\mathbf{b}\mathbf{y}^T] E[\mathbf{y}\mathbf{y}^T]^{-1} \\ &= \mathbf{A}\mathbf{R} (\mathbf{R}\mathbf{A}^2 \mathbf{R}^T + \sigma^2 \mathbf{R})^{-1} \\ &= \mathbf{A}^{-1} (\mathbf{R} + \sigma^2 \mathbf{A}^{-2})^{-1} \end{aligned} \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 โครงสร้างของเครื่องรับ MMSE ที่อาศัยรหัสแผ่

2.10 ไคเวอร์ซิตี (diversity)

ไคเวอร์ซิตีเป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น โดยไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้าไปกับบิตข้อมูลอย่างที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสของสัญญาณ และไม่ต้องมีการส่งชุดลำดับการฝึกสำหรับการใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรรีควอไลเซอร์ ซึ่งหมายความว่า ไม่มีการแบ่งแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของการรับส่งสัญญาณเลย นอกจากนี้ส่วนของอุปกรณ์ที่ต้องเพิ่มเข้ามาสำหรับการทำไคเวอร์ซิตีก็มีราคาไม่แพงเกินไป ดังนั้นไคเวอร์ซิตีจึงมีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ

หลักการของไคเวอร์ซิตีอาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้ว ถ้าหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากเฟดดิ้ง ทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังที่อ่อนมาก ก็อาจจะมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูง ดังนั้นถ้าหากติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งก็จะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบก็สามารถที่จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ วิธีการนี้สามารถช่วยทำให้ค่าอัตราส่วนของสัญญาณจริงต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) ของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ถึง 20-30 เดซิเบล (dB) สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้น โดยที่ทางภาคส่งสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องกับด้วยเลย

ในระบบ CDMA มีการใช้ไคเวอร์ซิตีหลากหลายรูปแบบในการเพิ่มคุณภาพการรับส่งสัญญาณ ดังต่อไปนี้

- ไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่ (frequency diversity) เนื่องจากขนาดของสเปกตรัมของระบบ CDMA มีความกว้างมาก จึงทำให้ผลกระทบของการสะท้อนของสัญญาณจากหลายทิศทาง หรือที่เรียกว่าเฟดดิ้งมีน้อย ทั้งนี้เพราะว่าจะมีสัญญาณเพียงบางส่วนเท่านั้นที่ได้รับการรบกวนในขณะใดขณะหนึ่ง ดังนั้นสัญญาณในระบบ CDMA จึงสามารถรับมือกับปัญหาเฟดดิ้งได้ดีกว่าระบบอื่น
- ไคเวอร์ซิตีเชิงสายอากาศ (antenna diversity) ที่สถานีฐานจะใช้สายอากาศ 2 ชุดในการรับสัญญาณ
- ไคเวอร์ซิตีเชิงเวลา (time diversity) เกิดจากการที่ระบบบอัสวอร์รับแบบ Rake ซึ่งสามารถใช้ประโยชน์จากสัญญาณข้อมูลเดียวกันหลายชุด ที่เดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน
- ไคเวอร์ซิตีเชิงปริภูมิ (space diversity) เกิดขึ้นจากการที่ระบบ CDMA ใช้การแฮนด์ออฟแบบซอฟต์ ซึ่งการแฮนด์ออฟแบบนี้เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สามารถเลือกสัญญาณจากสถานีฐานมากกว่าหนึ่งแห่งที่มีคุณภาพดีกว่ามาใช้งาน

2.10.1 ไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่

ไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่ อาศัยการส่งสัญญาณข้อมูลลงบนคลื่นความถี่มากกว่าหนึ่งความถี่ เช่น 2 ความถี่ โดยคลื่นความถี่ที่ใช้ส่งสัญญาณจะต้องจัดให้ห่างกันมากกว่าขนาด โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ (coherence bandwidth) ของช่องสัญญาณ เพื่อที่คลื่นพาหะทั้งสองจะได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งในลักษณะที่แตกต่างกัน ผลที่ได้คือช่องสัญญาณที่ดีขึ้น โดยค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าดีเลย์สเปรดของช่องสัญญาณโดยตรง นั่นคือถ้าดีเลย์สเปรดมีขนาดที่กว้างขึ้น ค่าของโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ก็จะมีขนาดเล็กลง และความถี่ของคลื่นพาหะที่ต้องใช้ก็ห่างกันน้อยลงด้วย แต่ข้อเสียของวิธีนี้ก็คือระบบต้องใช้แบนด์วิดท์ที่เพิ่มมากขึ้น และจะต้องมีอุปกรณ์ทั้งรับและส่งเพิ่มขึ้นจากเดิม ในปัจจุบันได้มีการนำไคเวอร์ซิตีเชิงความถี่มาใช้งานในระบบเชื่อมต่อสัญญาณไมโครเวฟแบบจุดต่อจุด

2.10.2 ไคเวอร์ซิตีเชิงสายอากาศ

ไคเวอร์ซิตีเชิงสายอากาศ ลักษณะการทำงานนั้น สถานีฐานจะใช้สายอากาศ 2 ชุดขึ้นไปในการรับสัญญาณ ทำให้ได้รับสัญญาณที่ได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งในลักษณะที่แตกต่างกันจึงสามารถเลือกช่วงสัญญาณที่ดีที่สุดของสัญญาณที่ได้รับมาโดยแต่ละสายอากาศ

2.10.3 ไคเวอร์ซิตีเชิงเวลา

ไคเวอร์ซิตีเชิงเวลา คือการส่งสัญญาณข้อมูลเดิมซ้ำมากกว่าหนึ่งครั้งในเวลาแตกต่างกัน โดยการส่งแต่ละครั้งจะต้องเว้นช่วงเวลาให้ห่างกันมากพอ คือต้องมากกว่าโคฮีเรนซ์ไทม์ (coherence time) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

time) ของช่องสัญญาณ ผลที่ได้คือภาครับจะได้รับสัญญาณข้อมูลซ้ำหลายครั้ง โดยสัญญาณข้อมูลที่รับได้แต่ละครั้งนี้ ได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งของช่องสัญญาณในลักษณะที่แตกต่างกัน ค่าโคฮีเรนซ์ไทม์จะขึ้นอยู่กับคอปเปลอร์ชิฟต์ (Doppler shift) ของคลื่นสัญญาณซึ่งขึ้นอยู่กับความเร็วของการเคลื่อนที่และความถี่ของคลื่นพาหะ ตัวอย่างของการใช้งาน ไคเวอร์ซิตีเชิงเวลา คือวงจรเครื่องรับ Rake ในระบบ CDMA

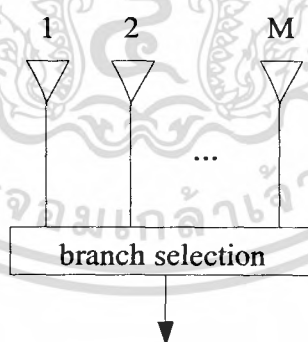
2.10.4 ไคเวอร์ซิตีเชิงปริภูมิ

ไคเวอร์ซิตีเชิงปริภูมิ เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งานอย่างมากในทางปฏิบัติ ซึ่งสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีการนี้ออกได้เป็น 4 รูปแบบ คือ

- ไคเวอร์ซิตีแบบการเลือก (selection diversity)
- ไคเวอร์ซิตีแบบป้อนกลับหรือการสแกน (feedback or scanning diversity)
- การรวมสัญญาณ โดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด (maximal ratio combining)
- การรวมสัญญาณ โดยใช้อัตราขยายที่เท่ากัน (equal gain combining)

2.10.4.1 ไคเวอร์ซิตีแบบการเลือก

ไคเวอร์ซิตีแบบการเลือกเป็นวิธีที่ง่ายและตรงไปตรงมาที่สุด นั่นคือในขณะใดขณะหนึ่งระบบจะเลือกสัญญาณจากจุดรับสัญญาณที่มีค่าของ SNR สูงที่สุด โดยรูปที่ 2.24 จะแสดงให้เห็นถึง โครงสร้างของวิธีการนี้



รูปที่ 2.24 โครงสร้างของไคเวอร์ซิตีแบบการเลือก

โดยสามารถคำนวณหาว่า วิธีการนี้จะช่วยให้ระบบมีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเพียงใด ได้ดังต่อไปนี้ สมมติว่าสัญญาณที่รับได้จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งเป็นอิสระต่อกัน และได้รับผลกระทบของเฟดดิ้งในการส่งผ่านช่องสัญญาณ ทำให้ระดับของสัญญาณมีการกระจายเป็นแบบเรย์ลี และมีค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณเท่ากับ σ^2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r_i^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.33)$$

โดย r_i คือระดับของสัญญาณที่รับได้ที่จุดรับสัญญาณ i

กำหนดให้ γ , เป็นค่า SNR ของสัญญาณ r_i ณ ขณะใดขณะหนึ่ง และ N คือกำลังเฉลี่ยของสัญญาณรบกวนซึ่งสมมติให้มีค่าเท่ากันหมดสำหรับสัญญาณที่รับได้แต่ละจุด

$$\gamma_i = \frac{r_i^2}{2N} \quad (2.34)$$

ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่รับได้แต่ละจุดมีค่าเป็น

$$\Gamma = \frac{\sigma^2}{2N} \quad (2.35)$$

และจะได้ว่า γ_i จะมี SNR เป็น

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma_i}{\Gamma}} \quad (2.36)$$

ดังนั้นความน่าจะเป็นที่ SNR ของสัญญาณจากแต่ละจุดจะมีขนาดต่ำกว่าหรือเท่ากับค่ากำหนด γ ค่าหนึ่ง คือ

$$p(\gamma_i \leq \gamma) = \int_0^{\gamma} p(\gamma_i) d\gamma_i = \int_0^{\gamma} \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma_i}{\Gamma}} d\gamma_i = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} \quad (2.37)$$

ความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้จากทุกแหล่งซึ่งเป็นอิสระต่อกันทั้งหมด M แห่ง จะมีขนาดของ SNR ที่ต่ำกว่า γ พร้อมๆ กันมีค่าเท่ากับ

$$P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}\right)^M = P_M(\gamma) \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความน่าจะเป็นดังกล่าวนี้คือความน่าจะเป็นที่ SNR ที่รับได้จากการใช้ไคเวอร์ซิติแบบการเลือกมีขนาดต่ำกว่าค่า γ ที่ต้องการ ดังนั้นความน่าจะเป็นที่สัญญาณที่รับได้จะมีขนาดของ SNR ที่มากกว่า γ จึงมีค่าเท่ากับ

$$1 - P_M(\gamma) = 1 - P[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = 1 - \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}\right)^M \quad (2.39)$$

หากต้องการจะคำนวณหาค่าเฉลี่ยของ SNR ในระบบที่มีการใช้ไคเวอร์ซิติแบบการเลือกก็สามารถทำได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียล (differentiate) $P_M(\gamma)$ และจากนั้นก็ทำการหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณที่ได้จากการทำไคเวอร์ซิติคือ

$$\frac{d}{d\gamma} P_M(\gamma) = \frac{M}{\Gamma} \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}\right)^{M-1} e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} \quad (2.40)$$

$$\bar{\gamma} = \int_0^{\infty} \gamma P_M(\gamma) d\gamma = \Gamma \int_0^{\infty} Mx(1 - e^{-x})^{M-1} e^{-x} dx \quad (2.41)$$

2.10.4.2 ไคเวอร์ซิติแบบป้อนกลับหรือการสแกน

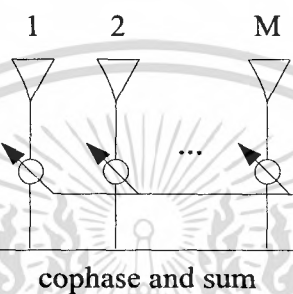
ไคเวอร์ซิติแบบป้อนกลับหรือการสแกน เป็นวิธีการที่คล้ายกันกับของแบบแรก ต่างกันตรงที่แทนที่จะเลือกสัญญาณที่ดีที่สุดจาก M สัญญาณเสมอ วิธีนี้ระบบจะทำการสแกนสัญญาณจากแต่ละแหล่งตามลำดับ และเมื่อใดที่พบสัญญาณที่มีขนาดใหญ่กว่าค่าที่กำหนดไว้ก็จะเลือกใช้สัญญาณนั้นไปเรื่อยๆ จนกระทั่งกำลังของสัญญาณลดลงต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้จึงจะทำการสแกนสัญญาณใหม่อีกครั้ง การทำงานในลักษณะนี้จะมีคามซับซ้อนน้อยกว่าวิธีไคเวอร์ซิติแบบการเลือก เพราะระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้ในการตัดสินใจเลือกหรือเปลี่ยนจุดรับสัญญาณจะเป็นค่าคงที่ค่าหนึ่ง ซึ่งแตกต่างจากวิธีไคเวอร์ซิติแบบการเลือกตรงที่ระดับเทรชโฮลด์ที่ใช้จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา

2.10.4.3 การรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด

สำหรับไคเวอร์ซิติแบบรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุดสัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน ข้อดีของวิธีการนี้ก็คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสที่จะสามารถได้รับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่มีค่า SNR ขนาดที่ใหญ่ขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนยุ่งยากกว่าวิธีอื่นๆมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม หากแต่ในปัจจุบันการพัฒนาและความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีกรรมวิธีประมวลสัญญาณดิจิทัล (digital signal processing) ก็ช่วยทำให้การสร้างวงจรเหล่านี้มีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.25 โครงสร้างของการรวมสัญญาณ โดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด

สมมติให้ระดับสัญญาณที่ได้รับในแต่ละแห่งให้มีขนาดเท่ากับ r_i และสัญญาณเหล่านี้ได้รับการปรับขนาดของเฟสให้ตรงกัน ทำให้สัญญาณจากทั้ง M จุดมารวมกันได้โดยตรง โดยในการรวมกันนั้นจะต้องมีการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก G_i ของสัญญาณแต่ละแห่งให้เหมาะสม เพื่อให้ได้สัญญาณรวมที่มีค่า SNR สูงที่สุด

$$r_T = \sum_{i=1}^M G_i r_i \quad (2.42)$$

และสมมติให้ค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งมีขนาดเท่ากัน เพราะฉะนั้นค่าเฉลี่ยกำลังของสัญญาณรบกวน N ก็สามารถหาได้ตามสมการดังต่อไปนี้

$$N_T = N \sum_{i=1}^M G_i^2 \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า SNR ที่ได้จึงมีค่าเท่ากับ

$$\gamma_M = \frac{r_T^2}{2N_T} \quad (2.44)$$

อาศัยสมการของ Chebychev (Chebychev's inequality) พบว่าเงื่อนไขที่จะทำให้ค่า γ_M สูงสุดก็ต่อเมื่อ $G_i = \frac{r_i}{N}$ ดังนั้น

$$\gamma_M = \frac{1}{2} \frac{\left(\sum \frac{r_i^2}{N} \right)^2}{N \sum \frac{r_i^2}{N^2}} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^M \frac{r_i^2}{N} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (2.45)$$

สังเกตว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดจากการทำไควเวอร์ซิวิตีนี้มีค่าเท่ากับผลรวมของค่า SNR จากจุดรับสัญญาณแต่ละแห่งนั่นเอง เนื่องจาก r_i คือสัญญาณที่ประกอบขึ้นจากตัวแปรสุ่มที่เป็นอิสระต่อกันสองตัวคือ T_C และ T_S ทั้งคู่มีการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian distribution) ที่มีค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวน (variance) เป็น σ^2

$$\gamma_i = \frac{1}{2N} r_i^2 = \frac{1}{2N} (T_C^2 + T_S^2) \quad (2.46)$$

เพราะฉะนั้น γ_M ก็คือตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบไคสแควร์ (Chi-Square distribution) ที่เกิดจากการรวมกันแบบยกกำลังสองของตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์จำนวน $2M$ ตัว นั่นคือ

$$p(\gamma_M) = \frac{\gamma_M^{M-1} e^{-\frac{\gamma_M}{\Gamma}}}{\Gamma^M (M-1)} \quad \text{โดย } \gamma_M \geq 0 \quad (2.47)$$

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

ความน่าจะเป็นที่ค่า SNR จะต่ำกว่าค่ากำหนด γ ค่าหนึ่งคือ

$$p(\gamma_M \leq \gamma) = \int_0^\gamma p(\gamma_M) d\gamma_M = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}} \sum_{k=1}^M \frac{(\gamma/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \quad (2.48)$$

ค่าเฉลี่ยของ SNR ที่ได้จากการทำไคเวอร์ซิติคือ

$$\bar{\gamma}_M = \sum_{k=1}^M \bar{\gamma}_i = \sum_{k=1}^M \Gamma = M\Gamma \quad (2.49)$$

ซึ่งค่าที่ได้จากการรวมค่าเฉลี่ย SNR ของสัญญาณ γ_i ที่รับได้ ณ แต่ละจุด

2.10.4.4 การรวมสัญญาณโดยใช้อัตราขยายที่เท่ากัน

จากการที่วิธีการรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด จะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักสำหรับสัญญาณจากแต่ละจุดให้เหมาะสม ทำให้ระบบต้องมีวงจรสำหรับการคำนวณที่ซับซ้อน และในการหาค่าที่ถูกต้องนั้นก็มิใช่เรื่องง่ายนัก เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้จึงเกิดแนวความคิดที่จะใช้ค่าถ่วงน้ำหนักค่าเดียวกันสำหรับจุดรับสัญญาณทุกจุด คือกำหนดให้มีค่าเป็นหนึ่ง การทำในลักษณะนี้ช่วยทำให้ระบบมีความซับซ้อนน้อยลงมาก และจากผลการวิเคราะห์พบว่า สมรรถนะของวิธีนี้มีได้น้อยไปกว่าวิธีการรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุดเท่าใดนัก วิธีนี้จึงเป็นวิธีที่น่าสนใจในการนำมาใช้งานจริง

2.11 ทฤษฎีของการส่งสัญญาณระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ (MC-CDMA)

2.11.1 ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาคส่ง

ในการส่งสัญญาณระบบ MC-CDMA แต่ละสัญลักษณ์ข้อมูลจะถูกคัดลอกออกเป็นหลายๆ ส่วนจำนวน N ส่วน แล้วถูกส่งไปพร้อมๆกัน โดยในแต่ละส่วนนั้นจะถูกคูณด้วยรหัสแผ่ที่มีความยาวเท่ากับ N บิต หลังจากนั้น ข้อมูลที่ผ่านการสเปรดสเปกตรัมมาแล้วจะถูกทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาหะย่อยจำนวน N ตัว ซึ่งความถี่ของคลื่นพาหะแต่ละตัวจะต่างกันเป็น $\frac{F}{T_b}$ เฮิรตซ์ (Hz) โดย F ต้องเป็นเลขจำนวนเต็ม และสัญญาณที่ส่งออกมา คือผลรวมของสัญญาณในแต่ละส่วนที่ถูกมอดูเลตแล้ว ดังสมการ

$$s_m(t) = a_m[k] \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] \cos\{2\pi(f_c + \frac{F}{T_b}i)t\} p_{T_b}(t - kT_b) \quad (2.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจากสมการ ตัวแปรต่างๆ มีความหมาย ดังนี้

$a_m[k]$ คือ ค่าของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ใช้ โดยสมมติให้มีความน่าจะเป็นที่จะเป็นค่า -1 หรือ 1 เท่ากัน

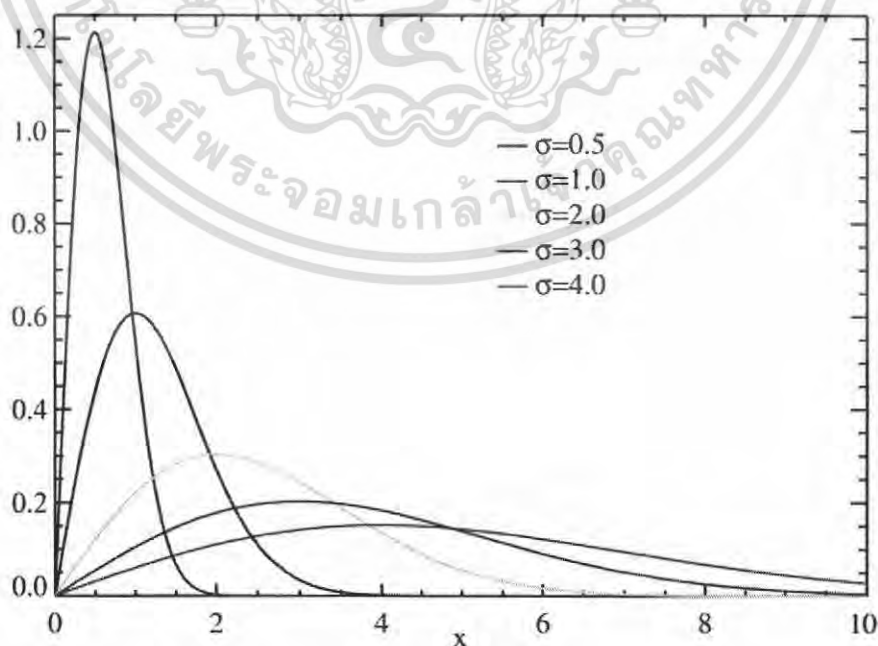
$c_m[i]$ คือ รหัสแ่งของผู้ใช้รายที่ m ดังนั้น $c_m \in \{-1, 1\}$

p_{T_s} คือ แอมพลิจูดของสัญญาณที่ไม่ใช่ศูนย์ และอยู่ในช่วงตั้งแต่ 0 ไปจนถึง T_s

ถ้าค่า F เท่ากับ 1 เฮิร์ตซ์ แล้วการทำงานจะคล้ายกับการทำงานแบบ OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) บนสเปกตรัมแบบไครเรตซ์ซีเควอนซ์ ดังนั้น จึงมีความน่าสนใจในการที่จะนำวิธีการสองวิธีการทั้ง OFDM และ DS-SSMA มาผสมผสานใช้ร่วมกัน โดยวิธีการประมวลสัญญาณดิจิทัลในปัจจุบัน มีความง่ายในการใช้งานและคล่องตัว จึงสามารถทำให้การทำงานแบบผสมผสานทำได้ง่ายขึ้นและเป็นไปได้จริง โดยถ้าให้ค่า F เท่ากับ 1 เฮิร์ตซ์ จะทำให้แบนด์วิดท์ในการส่งสัญญาณมีค่าน้อยที่สุด และในขณะเดียวกันความถี่ F ยิ่งมีค่ามากเท่าไร แบนด์วิดท์ที่ใช้ในการส่งสัญญาณมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย

2.11.2 ช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง (Rayleigh fading channel)

ในโครงการนี้ได้ทำการเลือกช่องการสื่อสารที่มีค่าความถี่อยู่ในช่วง $\frac{1}{T_b} \ll BW_c \ll \frac{F}{T_b}$ โดย BW_c คือโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ โดยรูปที่ 2.26 นี้จะแสดงให้เห็นว่า พาหะย่อยต่างๆ ที่ถูกมอดูเลตจะไม่สามารถทำให้เห็นการเกิดการแจกแจกได้ชัด เพราะปรากฏการณ์คอปเปอเรอร์มีขนาดเล็กมาก ดังนั้นจึงสามารถสมมติได้ว่า ค่าของเฟสและแอมพลิจูดยังคงที่เสมอเมื่อส่งข้อมูล



รูปที่ 2.26 การแจกแจกแบบเรย์ลี (Rayleigh distribution)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.11.2.1 อัปลิงก์ (uplink)

สำหรับการส่งสัญญาณอัปลิงก์ เป็นการส่งสัญญาณจากผู้ใช้บริการไปยังสถานีฐาน โดยการรับสัญญาณของสถานีฐานจากผู้ใช้แต่ละรายจะใช้ช่องสัญญาณที่แตกต่างกันในผู้ใช้บริการรายเดียวกัน ทราานเฟอ์ฟังก์ชัน (transfer function) ของช่องสัญญาณแบบเฟดดิ้งเวลาต่อเนื่อง (continuous-time fading) ถูกนำมาใช้แสดงได้ดังสมการ

$$H_m \left(f_c + i \frac{F}{T_b} \right) = \rho_{m,i} e^{j\theta_{m,i}} \quad (2.51)$$

โดยที่ $\rho_{m,i}$ และ $\theta_{m,i}$ เป็นค่าแรมคอมของแอมพลิจูดและเฟสของช่องสัญญาณตามลำดับของผู้ใช้ที่ความถี่ $f_c + i \frac{F}{T_b}$ โดยค่าของแรมคอมแอมพลิจูดสมมติให้แจกแจงอย่างอิสระและระบุตนเองได้ (Independent and Identically Distribution: IID) สำหรับทุกๆ ผู้ใช้และทุกๆ ความถี่ ส่วนค่าของแรมคอมเฟสก็จะสมมติให้มีลักษณะแบบ IID ที่มีค่าอยู่ตั้งแต่ 0 ถึง 2π สำหรับทุกๆ ผู้ใช้และทุกๆ ความถี่

2.11.2.2 ดาวน์ลิงก์ (downlink)

สำหรับการส่งสัญญาณดาวน์ลิงก์ เป็นการส่งสัญญาณจากสถานีฐานไปยังผู้ใช้บริการ เมื่อผู้ใช้บริการได้รับสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้อื่นๆ ที่วิ่งผ่านเข้ามาทางช่องสัญญาณเดียวกัน ผู้ใช้จะสามารถระบุช่องสัญญาณที่ใช้ได้ ตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$\rho_{m,i} = \rho_{0,i} \text{ และ } \theta_{m,i} = \theta_{0,i} \quad (2.52)$$

เมื่อ $m = 0, 1, \dots, M-1$

2.11.2.3 สเปกตรัมกำลัง (power spectrum) ของเรย์ลีเฟดดิ้ง

คุณสมบัติเชิงความถี่หรือก็คือสเปกตรัมกำลัง $S(f)$ ของเรย์ลีเฟดดิ้ง ในการวิเคราะห์สเปกตรัมกำลัง จะเริ่มจากการพิจารณารูปคลื่นสัญญาณที่เดินทางมาถึงเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ในรูปที่ 2.27 คลื่นสัญญาณเดินทางเข้าหาเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่โดยทำมุมเท่ากับ θ ฉะนั้นความถี่ที่เครื่องโทรศัพท์รับได้ที่มุมดังกล่าวนี้มีเท่ากับ $f = f_0 + f_d \cos \theta$ และสำหรับสัญญาณส่วนที่ทำมุมเท่ากับ $-\theta$ ก็ย่อมจะให้ผลเหมือนกันคือสัญญาณที่รับได้ ณ เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีความถี่เท่ากับ $f = f_0 + f_d \cos \theta$ ด้วยเช่นกัน เมื่อพิจารณาในเชิงกำลังของสัญญาณที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รับได้จากคลื่นในช่วงมุมมอง $d\theta$ เล็กๆ จะมีค่าเท่ากับ $\frac{P|d\theta|}{2\pi}$ ทั้งนี้ข้อความนี้จะเป็นจริงได้ก็ต่อเมื่อสัญญาณที่เข้าสู่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่มีการกระจายพลังงานเท่ากันในทุกทิศทาง และสายอากาศรับก็มีอัตราขยายคงที่ทุกทิศทางด้วย ถ้านำกำลังของคลื่นสัญญาณในช่วงมุมมอง $d\theta$ ที่ทำมุมเท่ากับ $-\theta$ และ θ มารวมกันก็จะได้เป็นกำลังของสัญญาณที่บรรจุอยู่ในช่วง กล่าวคือ

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

$$S(f)|df| = \frac{P|d\theta|}{\pi} \quad (2.53)$$

และจากสมการคอปเปลอร์ชิฟต์เช่นเดิม เมื่อจัดการย้ายข้างตัวแปรในสมการใหม่จะได้ว่า

$$\theta = \cos^{-1}\left(\frac{f - f_0}{f_d}\right) \quad (2.54)$$

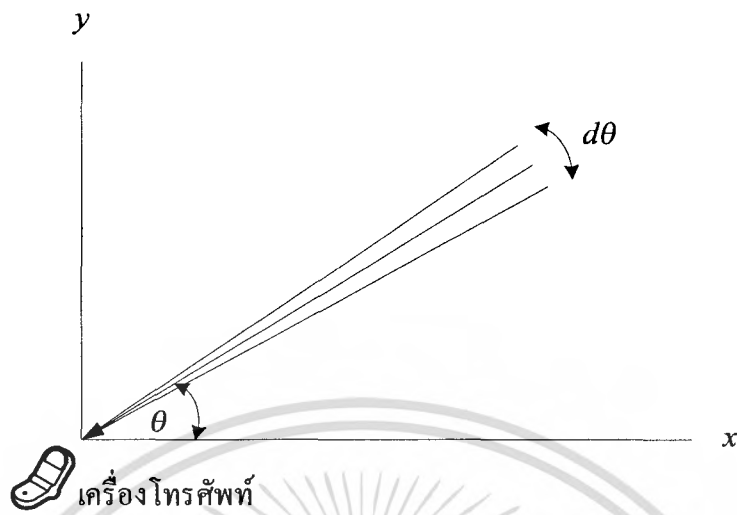
อาศัยสมการข้างต้น จะสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ใหม่ได้เป็น

$$d\theta = \frac{-df}{\sqrt{f_d^2 - (f - f_0)^2}} \quad (2.55)$$

อาศัยความสัมพันธ์ที่ได้นี้ไปใช้กับสมการที่ 2.53 จะได้ว่า

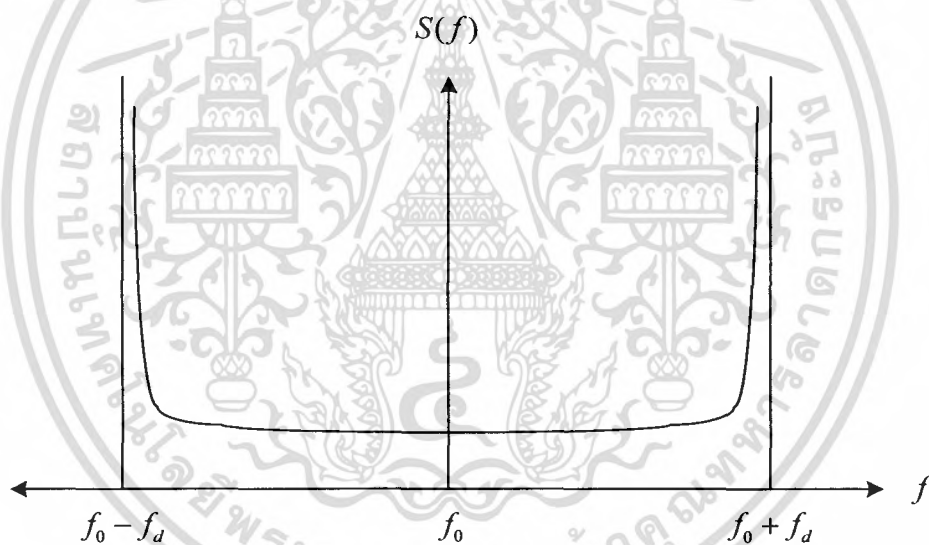
$$S(f) = \frac{P}{\pi\sqrt{f_d^2 - (f - f_0)^2}} \quad \text{watts/Hz} \quad (2.56)$$

เมื่อนำสมการ $S(f)$ ไปวาดเป็นกราฟจะได้ผลดังที่แสดงในรูปที่ 2.28 โดยจากกราฟจะเห็นว่า สเปกตรัมของสัญญาณหลังจากที่ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทแบบเรย์ลีเฟดดิ้งจะมีขนาดกว้างขึ้นเมื่อเทียบกับสัญญาณไซน์ซออยด์ (sinusoid) ที่ส่งออกจากต้นทางซึ่งมีองค์ประกอบสเปกตรัมเพียงความถี่เดียว



โทรศัพท์

รูปที่ 2.27 คลื่นสัญญาณที่เข้าสู่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ ณ มุม θ

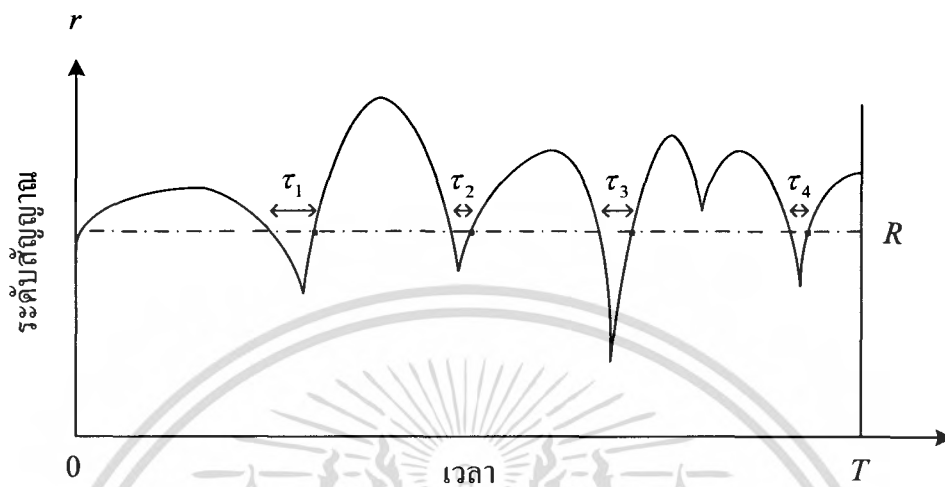


รูปที่ 2.28 สเปกตรัมกำลังของสัญญาณ ไซนัสชอยด์ความถี่เดียวที่รับผลกระทบจากคอปเปอเรชัน

2.11.2.4 อัตราการข้ามระดับ (Level Crossing Rate: LCR)

ในการศึกษาคุณลักษณะของช่องสัญญาณแบบเรย์ลีเฟดดิ้ง นอกจากจะสนใจการกระจายความน่าจะเป็นของแอมพลิจูด เฟส และสเปกตรัมกำลังของสัญญาณแล้ว ยังมีพารามิเตอร์ (parameter) อื่นที่เกี่ยวข้องและเป็นประโยชน์ต่อการออกแบบระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ พารามิเตอร์ที่ตัวนี้เรียกว่าอัตราการข้ามระดับ ซึ่งมีนิยามว่าเป็นค่าเฉลี่ยของจำนวนครั้งที่สัญญาณมีระดับต่ำกว่าค่ากำหนดภายในช่วงเวลาที่กำหนดช่วงหนึ่ง ค่านี้ได้จากการนับจำนวนครั้งของการเปลี่ยนระดับ

ของสัญญาณผ่านค่าที่กำหนดดังตัวอย่างในรูปที่ 2.29 ซึ่งการทราบถึงคุณลักษณะของค่าอัตราการข้ามระดับ จะเป็นประโยชน์โดยตรงต่อการออกแบบระบบแก้ไขความผิดพลาดข้อมูล



รูปที่ 2.29 ตัวอย่างรูปสัญญาณเรย์ลีเฟดคิงและค่าที่เกี่ยวข้องกับการคำนวณ LCR

สมมติให้ r แทนเอนVELOPE (envelope) ของสัญญาณที่รับได้ ซึ่งเป็นค่าที่แปรเปลี่ยนตามเวลา และให้ \dot{r} แทนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ r ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{dr}{dt}$ ถ้ากำหนดให้ระดับของสัญญาณที่เป็นจุดเปลี่ยนมีค่าเท่ากับ R จะได้ว่าอัตราการข้ามระดับของสัญญาณจากระดับที่สูงกว่า R ไปยังค่าที่ต่ำกว่า R หรือคือค่า LCR สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ต่อไปนี้

$$N_R = E[\dot{r} | r = R] = \int_0^{\infty} \dot{r} p(R, \dot{r}) d\dot{r} \quad (2.57)$$

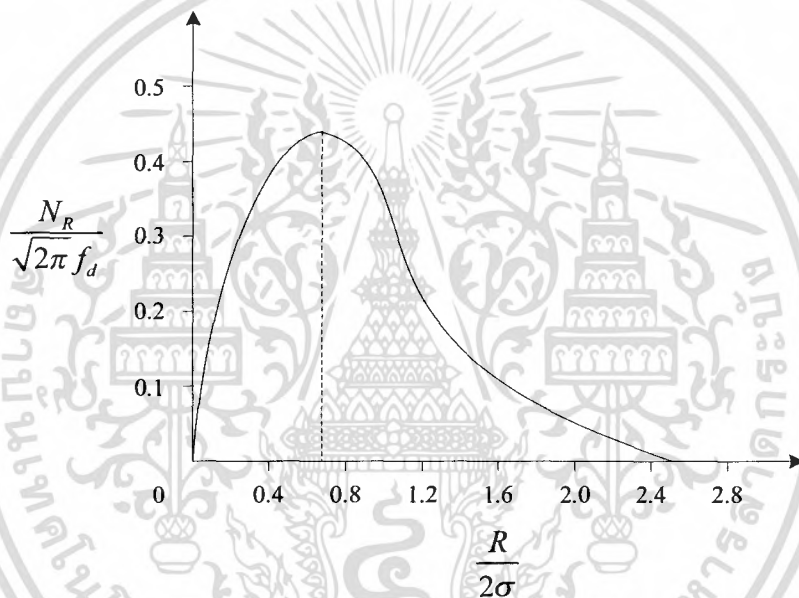
เมื่อ $p(R, \dot{r})$ แทนฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วม (joint probability density function) ระหว่าง r และ \dot{r} โดยพิจารณา ณ จุดที่ $r = R$ ในการพิสูจน์เพื่อหาค่า N_R ก่อนข้างยุ่งยากสักเล็กน้อย โดยผลการพิสูจน์จะเป็นดังนี้

$$N_R = \sqrt{2\pi} f_d \frac{R}{2\sigma} \exp\left[-\left(\frac{R}{2\sigma}\right)^2\right] \quad (2.58)$$

โดย f_d คือค่าคออปเปลอร์ชิฟต์สูงสุดซึ่งมีค่าเท่ากับ $\frac{v}{\lambda}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการความสัมพันธ์ที่ได้บ่งชี้ว่าอัตราการข้ามระดับ N_R มีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าออปเปอเรชันสูงสุดหรือก็คือมีค่าเพิ่มตามความเร็วของเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ และเมื่อคำนวณหาจุดสูงสุดของอัตราการข้ามระดับ N_R พบว่าเกิดขึ้นที่ค่า $R = \sigma$ เนื่องจากค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ย (Root Mean Square: RMS) ของสัญญาณอยู่ที่ $\sqrt{2}\sigma$ ดังนั้นจึงมักจะกล่าวว่าจุดสูงสุดของอัตราการข้ามระดับ N_R เกิดขึ้นที่ระดับ 3 เดซิเบล ได้ค่า RMS ดูกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{R}{2\sigma}$ และ $\frac{N_R}{\sqrt{2\pi}f_d}$ ในรูปที่ 2.30 ประกอบ



รูปที่ 2.30 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการข้ามระดับกับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม ซึ่งมีการนอร์มอลไลซ์ (normalize) ตัวแปรทั้งสองแกน

2.11.2.5 ค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด (average duration of fading)

จากผลที่ได้จากการคำนวณหาค่า N_R ในส่วนก่อนหน้านี สามารถนำมาใช้ในการคำนวณค่าพารามิเตอร์ที่เหลืออีกตัวหนึ่ง ที่สามารถแสดงคุณลักษณะของช่องสัญญาณในอีกมุมมองหนึ่งได้ ค่าพารามิเตอร์ที่จะกล่าวถึงนี้คือ ค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด ซึ่งค่านี้หาได้จากอัตราส่วนระหว่างช่วงเวลาที่มีการเฟดเกิดขึ้นตลอดช่วงเวลา T ที่พิจารณา กับจำนวนครั้งที่มีการเฟด กำหนดให้ τ_i แทนช่วงเวลาที่เกิดเฟดครั้งที่ i และให้ $\bar{\tau}$ แทนค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดในแต่ละครั้ง สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

$$\bar{\tau} = \frac{\sum \tau_i}{N_R T} \quad (2.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

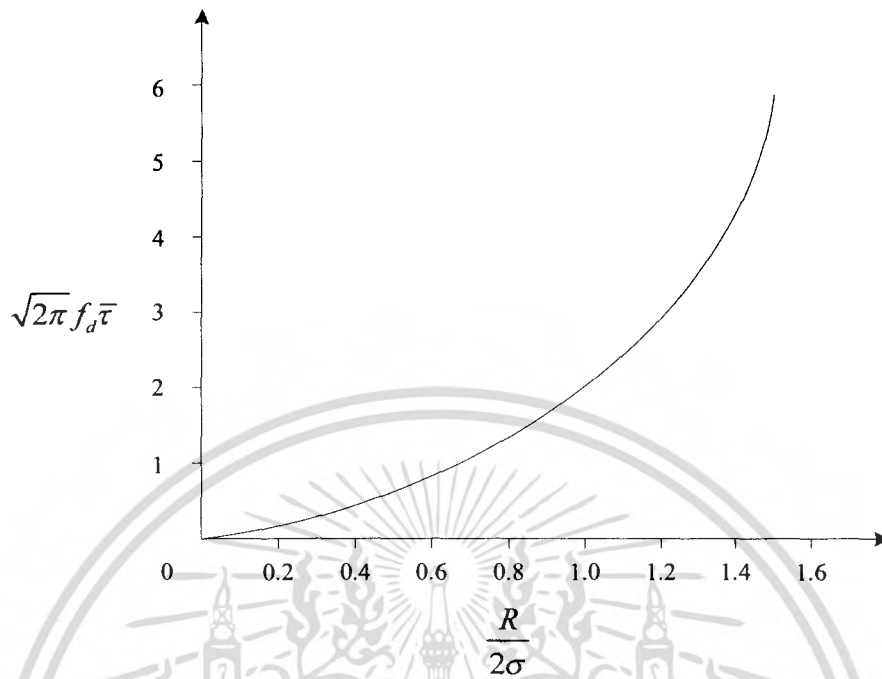
พิจารณาค่าอัตราส่วน $\frac{\sum \tau_i}{T}$ ตามสมการข้างต้นให้ดีจะพบว่าค่าดีก็คือ ความน่าจะเป็นที่สัญญาณมีค่าที่ต่ำกว่าระดับ R ที่กำหนดหรือ $P_r[r \leq R]$ ซึ่งคำนวณได้โดยตรงจากฟังก์ชันการกระจายความน่าจะเป็นแบบเรย์ลี นั่นคือ

$$\begin{aligned} P_r[r \leq R] &= \int_0^R p(r) dr \\ &= 1 - \exp\left[-\left(\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2\right] \end{aligned} \quad (2.60)$$

อาศัยสองสมการข้างต้นเพื่อประกอบการหาค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟด จึงได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{\tau} &= \frac{1}{R_\sigma} P_r[r \leq R] \\ &= \frac{1}{\sqrt{2\pi} f_d} \left(\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}\right) \left[\exp\left(\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}\right)^2 - 1 \right] \end{aligned} \quad (2.61)$$

เมื่อนำสมการที่ได้นี้ไปวาดเป็นกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง $\frac{R}{\sqrt{2}\sigma}$ และ $\sqrt{2\pi} f_d \bar{\tau}$ จะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 2.31 สังเกตว่าค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดมีความสัมพันธ์กับระดับสัญญาณ R ในลักษณะที่แตกต่างจากอัตราการข้ามระดับ โดยค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดมีแต่เพิ่มขึ้นตามค่า R ที่เพิ่มสูงขึ้นในขณะที่อัตราการข้ามระดับจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามค่าของ R จนถึงจุดหนึ่งเท่านั้น หลังจากนั้นอัตราการข้ามระดับจะลดลงเมื่อมีการเพิ่มค่าของ R ขึ้นอีก และตำแหน่งที่ให้ค่าอัตราการข้ามระดับสูงสุดอยู่ที่ $R = \sigma$ ดังที่ได้กล่าวไว้



รูปที่ 2.31 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าเฉลี่ยเวลาของการเฟดกับระดับสัญญาณที่เป็นจุดข้าม ซึ่งมีการนอร์มอลไลซ์ตัวแปรทั้งสองแกน

2.11.3 ทฤษฎีของ MC-CDMA ในภาครับ

สำหรับตัวส่งสัญญาณจำนวน M ตัวที่ทำงานอยู่ สัญญาณที่ได้รับจะมีสมการดังนี้

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos\left\{2\pi\left(f_c + \frac{F}{T_b} i\right)t + \theta_{m,i}\right\} + n(t) \quad (2.62)$$

โดย $n(t)$ คือคลื่นรบกวนซึ่งเป็นแบบ AWGN และค่าเฉลี่ยของกำลังงานที่พาหะตัวที่ i ของผู้รับรายที่ m สามารถอธิบายได้ด้วยสมการ

$$\overline{p_{m,i}} = \frac{E \rho_{m,i}^2}{2} \quad (2.63)$$

สมมติว่า ค่ากำลังงานเฉลี่ยของคลื่นพาหะแต่ละตัวมีค่าเท่ากัน ดังนั้นกำลังงานทั้งหมดของผู้รับรายที่ m จะมีค่าเป็น

$$\overline{p_m} = N \overline{p_{m,i}} \quad (2.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเพื่อให้่ายต่อการวิเคราะห์ จึงต้องสมมติว่าผู้ใช้สามารถมีค่าเป็น 0 ได้ อีกทั้งยังต้องสมมติว่าผู้ใช้นั้นๆ ทำงานอย่างสอดคล้องกันกับผู้ใช้รายอื่นๆ โดยผู้ใช้แต่ละรายจะมีตัวกำหนดเวลาเป็นของตัวเองกันด้วย

2.12 โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ (coherence bandwidth)

พิจารณาการส่งคลื่นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์ค่าหนึ่ง ผ่านช่องสัญญาณมัลติพาทในระบบสื่อสารไร้สาย เนื่องจากองค์ประกอบแต่ละความถี่ของคลื่นสัญญาณนี้อาจจะเดินทางถึงจุดหมายปลายทางด้วยเวลาประวิงที่ไม่เท่ากัน ด้วยเหตุนี้จึงได้มีความพยายามในการอธิบายคุณลักษณะของช่องสัญญาณมัลติพาทด้วยพารามิเตอร์ค่าหนึ่งที่เรียกว่า โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ ซึ่งคำนี้หมายถึง ช่วงห่างความถี่ของสัญญาณสูงสุดที่องค์ประกอบความถี่เหล่านี้ยังคงมีสหสัมพันธ์ระหว่างกันอยู่ในระดับที่สูงพอ ในการประมาณค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์จำเป็นจะต้องกำหนดค่าสหสัมพันธ์ทั้งเอนเวโลปและเฟสระหว่างสัญญาณสองชุดที่เดินทางมาถึงปลายทาง ณ เวลาที่แตกต่างกัน ฉะนั้นก่อนอื่นจะต้องมีการหาฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นร่วมระหว่างสัญญาณเหล่านี้ก่อน การพิสูจน์ความสัมพันธ์เหล่านี้มีขั้นตอนค่อนข้างมาก ในที่นี้จะนำเสนอเฉพาะผลการคำนวณมาประยุกต์ใช้เลย สำหรับการคำนวณที่กำหนดให้ค่าสหสัมพันธ์มีขนาดเท่ากับ 0.5 จะได้โคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์มีค่าเท่ากับ

$$BW_c = \frac{1}{2\pi\sigma_r} \quad (2.65)$$

ค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ มักจะนำมาใช้เพื่อบ่งบอกว่าระบบสื่อสารที่พิจารณาเป็นระบบแถบความถี่แคบ (narrowband system) หรือระบบแถบความถี่กว้าง (wideband system) การแบ่งแยกระบบให้พิจารณาจากแบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ส่งกับค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ที่คำนวณได้ กล่าวคือ ถ้าสัญญาณที่ส่งมามีแบนด์วิดท์น้อยหรือแคบกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ จะจัดว่าระบบสื่อสารนี้เป็นระบบแถบความถี่แคบ และในทางกลับกันถ้าสัญญาณที่ส่งมามีแบนด์วิดท์มากหรือกว้างกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ ให้จัดว่าระบบดังกล่าวเป็นระบบแถบความถี่กว้าง

ในระบบแถบความถี่แคบ องค์ประกอบของสัญญาณแต่ละส่วนจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณมัลติพาทในลักษณะที่ใกล้เคียงกัน ฉะนั้นสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับจึงมีรูปร่างลักษณะที่เหมือนกันกับที่ภาคส่งทุกประการ เพียงอาจจะมีความถี่ที่แตกต่างกัน และโดยทั่วไปมักจะกล่าวว่าสัญญาณที่ส่งออกมาในแต่ละส่วนได้รับผลกระทบจากเฟดดิ้งแบบการเลือก (selective

fading) ยกตัวอย่างเช่น หากพิจารณาช่องสัญญาณหนึ่งซึ่งคำนวณค่ารากที่สองของกำลังสองเฉลี่ยของดีเลย์สเปรด (RMS delay spread) ได้เท่ากับ 1.06 วินาที ฉะนั้นโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณมีค่าเท่ากับ

$$BW_c = \frac{1}{2\pi(1.06)} = 150 \text{ kHz}$$

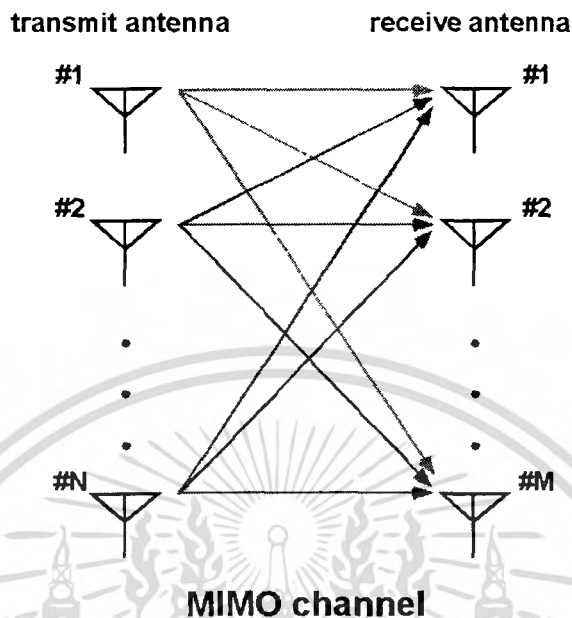
ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์ AMPS (Advanced Mobile Phone System) ส่งสัญญาณด้วยแบนด์วิดท์ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ต่อช่องสัญญาณ ซึ่งมีขนาดที่แคบกว่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ จึงจัดเป็นระบบแถบความถี่แคบ ในขณะที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM (Global System for Mobile communications) ใช้แบนด์วิดท์สูงถึง 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งสูงกว่าค่าโคฮีเรนซ์แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณ จึงจัดเป็นระบบแถบความถี่กว้าง ดังนั้นการนำวงจรอ็อกวอลโลเซอร์มาใช้งานที่ภาครับสัญญาณจึงเกิดประโยชน์

2.13 ระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก (MIMO)

ระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก เป็นการส่งข้อมูลโดยใช้หลายเสาอากาศในการส่งสัญญาณและหลายเสาอากาศในการรับสัญญาณ วิธีนี้เพิ่มปริมาณของทรูพุด (throughput) ในระบบโดยใช้แบนด์วิดท์และกำลังในการส่งเท่าเดิม จึงทำให้วิธีนี้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบได้

โดยแนวความคิดเริ่มต้นของการสร้างระบบ MIMO คือ ผลรวมของสัญญาณจากภาคส่งหรือภาครับอันเนื่องมาจากสายอากาศหลายต้น ทำให้คุณภาพของข้อมูลหรือบิดผิดพลาดน้อยลง อีกนัยหนึ่งคือทำให้อัตรารับส่งข้อมูลสูงขึ้น ซึ่งระบบ MIMO มีความสามารถทนต่อสัญญาณรบกวนได้เป็นอย่างดี เนื่องจากมีการชดเชยสัญญาณที่ขาดหายไปด้วยสายอากาศต้นอื่นได้

ในระบบ MIMO นั้น ฟังผู้ส่งจะทำการส่งข้อมูลที่เป็นอิสระต่อกัน ผ่านเสาอากาศแต่ละตัวอย่างต่อเนื่องบนช่วงคลื่นความถี่เดียวกัน และฟังผู้รับเสาอากาศแต่ละตัวก็จะได้รับสัญญาณจากทุกเสาอากาศของฟังผู้ส่ง ดังรูปที่ 2.32



รูปที่ 2.32 การรับส่งสัญญาณแบบ MIMO

เนื่องจากระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก เป็นระบบที่มีการใช้งานสายอากาศหลายตัวในการรับส่งข้อมูลเพื่อเพิ่มความจุให้กับระบบ สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นนอกจากจะมาจากสภาพแวดล้อมและการรบกวนจากผู้ใช้รายอื่นเหมือนกับระบบ CDMA ทั่วไปแล้ว ยังมีสัญญาณรบกวนที่เกิดจากสายอากาศอื่นที่ใช้ในการส่งด้วย ดังนั้นประสิทธิภาพของระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออก จึงถูกจำกัดด้วยสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณร่วมหรือ CCI อันเนื่องมาจากสัญญาณสายอากาศข้างเคียงและสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้หลายรายที่เกิดขึ้นจากการที่ผู้ใช้ มีการใช้งานของสายอากาศมากกว่าหนึ่งเสาต่อหนึ่งคน ซึ่งสายสัญญาณของผู้ใช้งานรายหนึ่งๆ จะใช้รหัสแผ่ชุดเดียวกันในทุกๆ เสาทำให้เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับและถูกถอดออกจะเกิดข้อมูลที่ไม่ใช่ของสายอากาศที่พิจารณารบกวนสายอากาศที่กำลังพิจารณาอยู่ เนื่องจากการเกิดอัตรสับสนระหว่างข้อมูลที่ส่งออกมาจากแต่ละสายอากาศส่ง และจากการสะท้อนของคลื่นที่ส่งสัญญาณไปยังภาครับมากกว่าหนึ่งทิศทาง ซึ่งโดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกันและมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่ามัลติพาทเฟดดิ้ง และปัญหาที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของการสื่อสารระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกก็คือ ปัญหาสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางหรือ MAI ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการกำหนดคให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสแม่ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแม่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแม่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากับศูนย์

2.14 อีควอลไลเซอร์

ในการส่งผ่านสัญญาณในระบบสื่อสารไร้สายโดยทั่วไปนั้น จะได้รับผลกระทบจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ ISI ซึ่งเกิดจากการที่คลื่นสัญญาณมีเส้นทางการเดินทางหลายวิธี (multipath) ทำให้สัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับประกอบด้วยคลื่นสัญญาณของสัญลักษณ์เดียวกันจำนวนหนึ่งที่มีการประวิงเวลาแตกต่างกัน ก่อให้เกิดการซ้อนทับกันระหว่างสัญลักษณ์ ส่งผลให้รูปสัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับมีความผิดเพี้ยนไปจากเดิมและทำให้การตัดสินใจบิตของภาครับสัญญาณเกิดความผิดพลาดได้ เทคนิคสำคัญหนึ่งที่ใช้ในการจัดการกับปัญหาดังกล่าวคือ การนำสัญญาณที่รับได้ไปผ่านกระบวนการทำอีควอลไลเซชัน (equalization) ที่ภาครับ เพื่อปรับแก้สัญญาณให้กลับมามีความถูกต้องใกล้เคียงดังเดิม ก่อนนำไปตัดสินใจบิต นอกจากนี้ หากคุณลักษณะของช่องสัญญาณมีการแปรเปลี่ยนอยู่ตลอดเวลา ซึ่งเป็นสถานการณ์ที่พบเห็นได้ทั่วไปในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ได้ เนื่องจากสภาพแวดล้อมของการใช้งานสื่อสารที่เปลี่ยนแปลงไปในแต่ละพื้นที่ ดังนั้นตัวอีควอลไลเซอร์เองจึงต้องมีการปรับพารามิเตอร์ต่างๆ ให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณในขณะเวลานั้นๆ ตามไปด้วย ดังนั้น จึงเรียกวงจรลักษณะนี้ว่าอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้ (adaptive equalizer)

ในการทำงานของวงจรอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้นั้นจะแบ่งการส่งสัญญาณเป็น 2 ช่วงสลับกันไปตลอด โดยในช่วงแรกจะเป็นการส่งชุดบิตข้อมูลที่เรียกว่า ชุดลำดับการฝึก (training sequence) ไปให้ภาครับ ซึ่งบิตข้อมูลชุดนี้ภาครับจะทราบอยู่ก่อนแล้วว่าเป็นอะไร เมื่อภาครับได้รับบิตสัญญาณที่บรรจุชุดลำดับการฝึกนี้ ก็จะทำการประมวลผลและปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณภายในวงจรอีควอลไลเซอร์ให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณในขณะนั้นๆ หลังจากค้นหาทางส่งชุดลำดับการฝึกในช่วงแรกครบแล้ว ช่วงต่อมาจะเป็นการส่งบิตข้อมูลข่าวสารของผู้ใช้จากภาคส่งไปยังภาครับ ในช่วงเวลานี้วงจรอีควอลไลเซอร์ก็จะทำการแก้ไขปรับปรุงสัญญาณที่รับได้โดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้คำนวณไว้จากช่วงก่อนหน้า ค่าสัมประสิทธิ์การคูณเหล่านี้จะถูกใช้งานอยู่ระยะหนึ่งจนเมื่อคุณลักษณะของช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไป ด้านส่งก็จำเป็นที่จะต้องส่งชุดลำดับการฝึกมายังภาครับใหม่เพื่อใช้คำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ อีกครั้ง ทั้งนี้เพื่อให้การแก้ไขสัญญาณที่รับได้มีความถูกต้องมากที่สุด

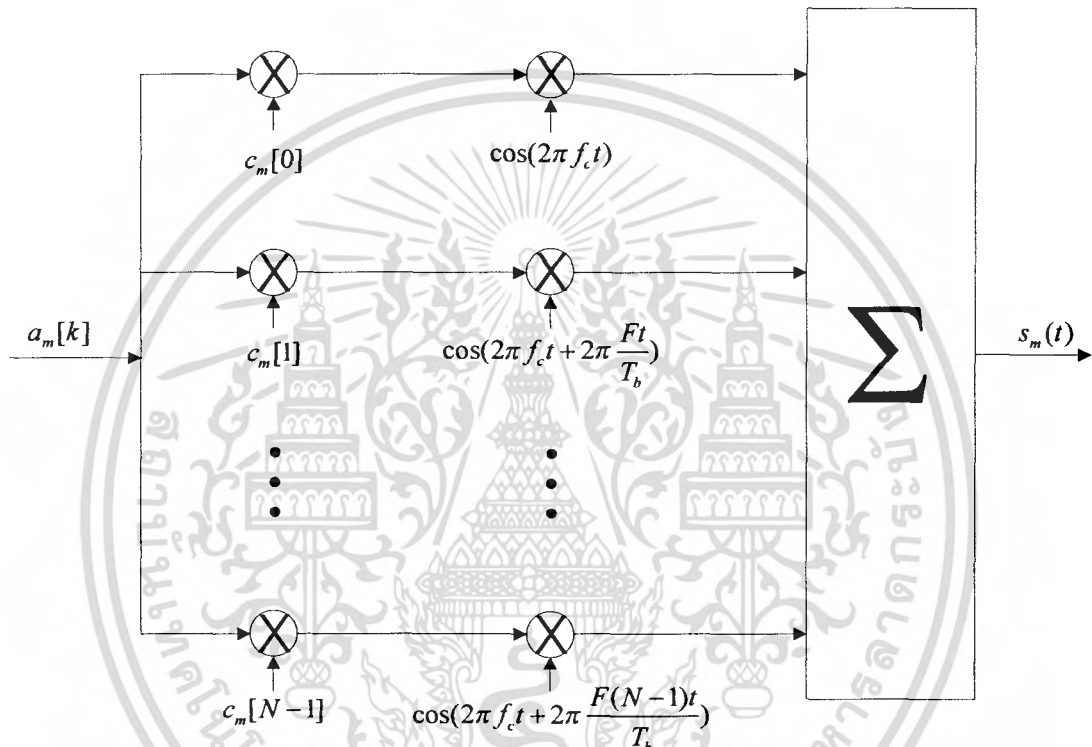
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบภาครับแบบไทม์โดเมน

3.1 บล็อกไดอะแกรม (block diagram) แสดงการทำงานของ MC-CDMA

3.1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาคส่ง



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาคส่ง

$$s_m(t) = a_m[k] \sum_{i=0}^{N-1} c_m[i] \cos\left\{2\pi\left(f_c + \frac{F}{T_b}i\right)t\right\} p_{T_b}(t - kT_b) \quad (3.1)$$

โดยจากสมการ (3.1)

$a_m[k]$ คือ ข้อมูลของผู้ใช้รายที่ m จำนวน k บิตข้อมูล

$c_m[i]$ คือ รหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่ m ดังนั้น $c_m \in \{-1, 1\}$

f_c คือ ความถี่ของคลื่นพาหะ (carrier frequency)

T_b คือ ระยะเวลาระหว่างสัญลักษณ์ (symbol duration)

$\frac{F}{T_b}$ คือ ช่วงความถี่ระหว่างพาหะย่อยแต่ละตัว โดย F จะเป็นจำนวนเต็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

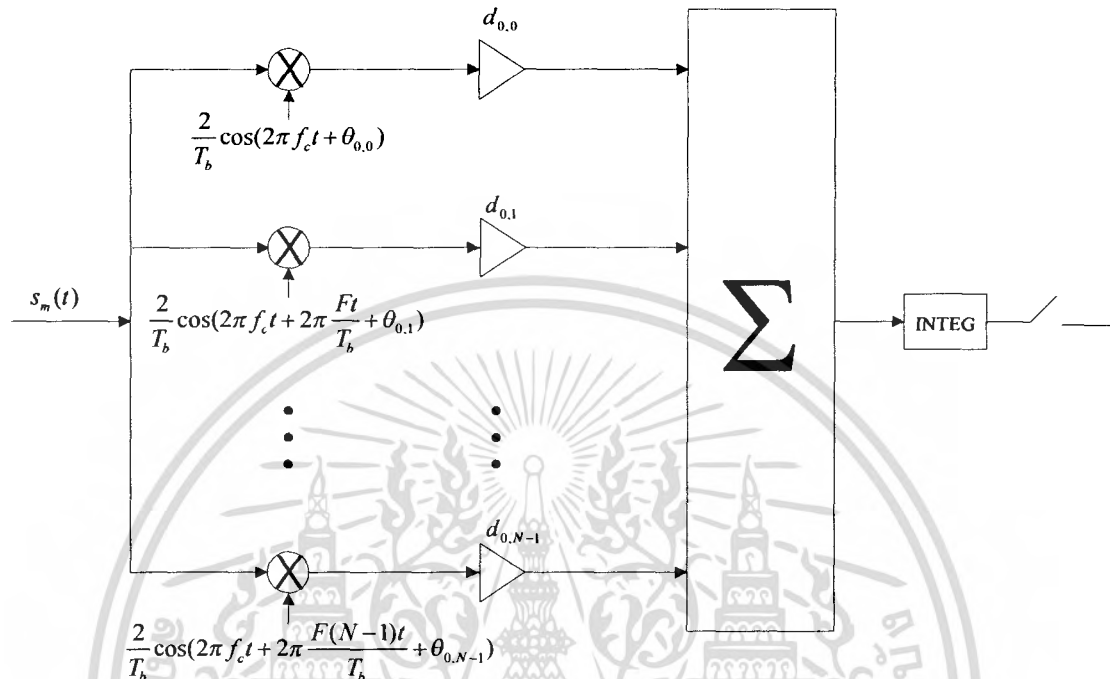
$\cos\{2\pi(f_c + \frac{F}{T_b}i)t\}$ คือ สมการของคลื่นพาหะย่อย

P_T คือ แอมพลิจูดของสัญญาณพัลส์ (pulse) โดยจะมีค่าอยู่ในช่วงระหว่าง 0 และ T_b

ขั้นตอนการทำงานมีดังนี้

1. ข้อมูลของผู้ใช้ $a_m[k]$ หมายถึง ข้อมูลของผู้ใช้รายที่ m และข้อมูลจำนวน k บิต
2. ข้อมูลจะถูกแบ่งออกเป็น N ส่วน แล้วแต่ละส่วนจะถูกนำไปคูณกับ รหัสแผ่ $c_m[i]$ โดย i มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง $N-1$
3. หลังจากนั้นบิตข้อมูลที่ถูกแบ่งออกในแต่ละส่วนนั้น จะถูกนำไปคูณกับคลื่นพาหะย่อย ที่มี ความถี่ที่ต่างๆ กัน โดยคลื่นพาหะย่อยแต่ละตัวนั้น จะถูกแยกออกจากกันแบบออร์โธโกนอล ซึ่งหมายถึงสัญญาณของแต่ละพาหะย่อยแต่ละตัวนั้นจะมีการเปลี่ยนแปลง เฟส และ ความถี่ที่สอดคล้องกันทุกๆ พาหะย่อย ซึ่งผลต่างของความถี่และเฟสของพาหะย่อยที่ใกล้เคียงกันนั้น ผู้ใช้สามารถกำหนดเองได้ แต่จะมีผลต่อการส่งสัญญาณด้วย เพราะหากผลต่างของความถี่ และเฟสของพาหะย่อยใกล้เคียง หรือมีความต่างกันน้อย จะทำให้การสื่อสารโดยวิธีการ MC-CDMA ไม่สามารถช่วยในการลดปัญหาของสหสัมพันธ์ไขว้ได้
4. สัญญาณของข้อมูลทั้งหมดที่ถูกคูณด้วยพาหะย่อยในแต่ละตัวแล้ว จะถูกนำมารวมกันเพื่อทำการส่ง

3.1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาครับแบบโหม้โดเมน



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MC-CDMA ในภาครับแบบโหม้โดเมน

$$r(t) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{i=0}^{N-1} \rho_{m,i} c_m[i] a_m[k] \cos\left\{2\pi\left(f_c + \frac{F}{T_b}i\right)t + \theta_{m,i}\right\} + n(t) \quad (3.2)$$

โดยจากสมการ (3.2)

$\rho_{m,i}$ คือ ผลกระทบจากช่องสัญญาณ

$\theta_{m,i}$ คือ แรนดอมเฟส

$\cos\left\{2\pi\left(f_c + \frac{F}{T_b}i\right)t + \theta_{m,i}\right\}$ คือ สมการคลื่นพาหะย่อยที่มีการแรนดอมเฟสที่ใช้ในการคูณกลับ

INTEG คือ วงจรอินทิเกรเตอร์

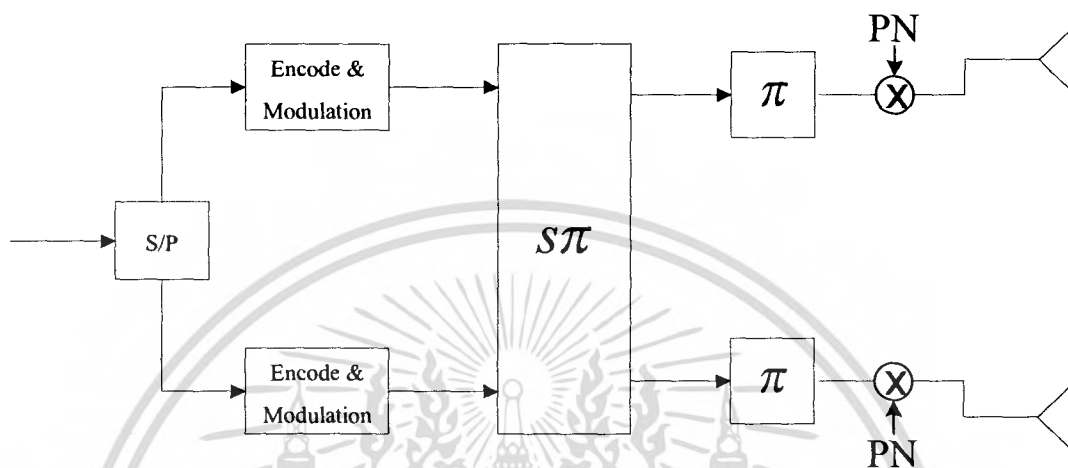
ขั้นตอนการทำงานมีดังนี้

1. สัญญาณจะถูกนำมาคูณกลับด้วยค่าความถี่ของพาหะย่อยทั้ง N ตัว
2. สัญญาณแต่ละตัวที่เป็นลำดับการแผ่จะถูกนำมาแผ่กลับด้วยชุดรหัสการแผ่กลับ ($d_{0,N-1}$)
3. เมื่อสัญญาณถูกแผ่กลับเรียบร้อยแล้ว นำสัญญาณแต่ละชุดที่ได้มารวมกัน
4. นำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์และวงจรเปรียบเทียบ จะได้ชุดบิตข้อมูลเดิมออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA

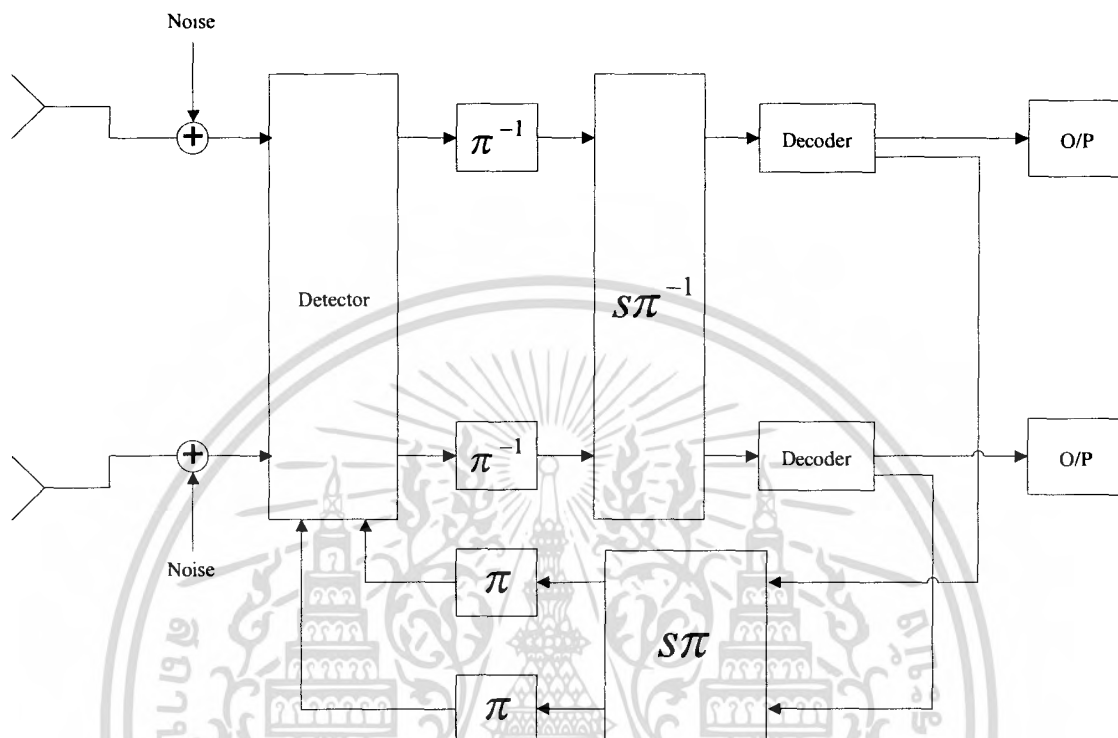
3.2.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาคส่ง



รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาคส่ง

การทำงานในด้านของการส่งสัญญาณแบบ หลายอินพุตจะเริ่มจากการที่ผู้ใช้ส่งข้อมูลเข้ามาในระบบ แล้วข้อมูลจะถูกแปลงจากข้อมูลเชิงอนุกรม เป็นข้อมูลเชิงขนาน หลังจากนั้นข้อมูลจะถูกทำการเข้ารหัส แล้วทำการมอดูเลตด้วยวิธีการแบบ BPSK เพื่อแปลงสัญญาณจากสัญญาณแอนะล็อกไปเป็นสัญญาณแบบดิจิทัล หลังจากนั้นสัญญาณที่เป็นดิจิทัลจะถูกนำมาผ่านกระบวนการไทม์อินเตอร์ลีฟ (time interleaving) ซึ่งเป็นการหมุนวน และสลับบิตข้อมูล ขึ้นต่อมา ข้อมูลทั้งหมดจะถูกนำมาผ่านกระบวนการสเปเชียลอินเตอร์ลีฟ (spatial interleaving) โดยการทำงานเป็นขั้นตอนในลักษณะเช่นนี้ ก็เพื่อความต้องการในการลดอัตราความผิดพลาดของบิตและอัตราความผิดพลาดของเฟรม ซึ่งเมื่อค่าทั้งสองนี้มีค่าต่ำจะทำให้ข้อมูลที่ส่งมีข้อผิดพลาดลดน้อยลงจากต้นฉบับและมีความน่าเชื่อถือมากขึ้น และขั้นตอนสุดท้ายก่อนจะทำการส่งสัญญาณออกไปผ่านเสาส่งสัญญาณจะต้องนำค่าที่ได้เหล่านั้น มาทำการคูณด้วยรหัส PN ซึ่งเป็นรหัสแพร่ หลังจากนั้นก็จะสามารถทำการส่งสัญญาณที่ได้ผ่านการทำสเปกตรัม ซึ่งจะเป็นรูปแบบสัญญาณที่ใช้ในการส่งสัญญาณในระบบ CDMA

3.2.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาครับแบบไทม์โดเมน

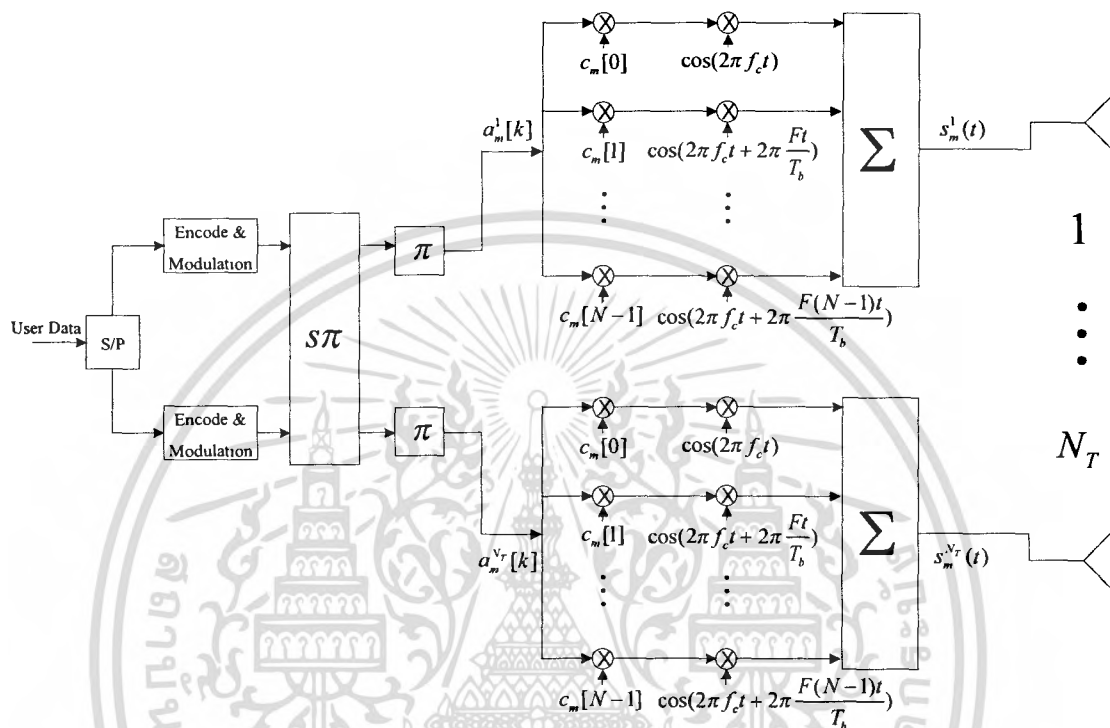


รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO-CDMA ในภาครับแบบไทม์โดเมน

ในระหว่างการส่งสัญญาณจากภาคส่งมายังภาครับ ในตัวกลางในการส่งสัญญาณก็จะเกิดสัญญาณรบกวนขึ้น หลังจากนั้นสัญญาณที่ได้รับมานั้นจะต้องถูกลบสัญญาณรบกวนออกด้วยตัว ดีเทกเตอร์ (detector) หลังจากนั้นข้อมูลที่ได้จะถูกนำไปผ่านกระบวนการสเปเชียลดีอินเตอร์ลีฟ (spatial deinterleaving) เพื่อทำการหมุนวนสัญญาณกลับแล้วนำไปผ่านกระบวนการไทม์ดีอินเตอร์ลีฟ (time deinterleaving) เพื่อทำการสลับตำแหน่งของบิตข้อมูลให้กลับมาถูกต้อง แต่กระบวนการที่ผ่านมานั้นอาจทำให้ความน่าเชื่อถือและความถูกต้องของข้อมูลนั้นมีไม่มากพอ จึงต้องทำการป้อนค่ากลับ โดยนำข้อมูลที่ได้มาผ่านกระบวนการไทม์อินเตอร์ลีฟและสเปเชียลดีอินเตอร์ลีฟอีกครั้ง แล้วนำค่าที่ได้ไปลบออกจากสัญญาณข้อมูลที่ต้องการ หรือเป็นการวนซ้ำเพื่อให้ได้สัญญาณที่มีการรบกวนน้อยที่สุด และให้อัตราความผิดพลาดของบิตต่ำที่สุด

3.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA

3.3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาคส่ง

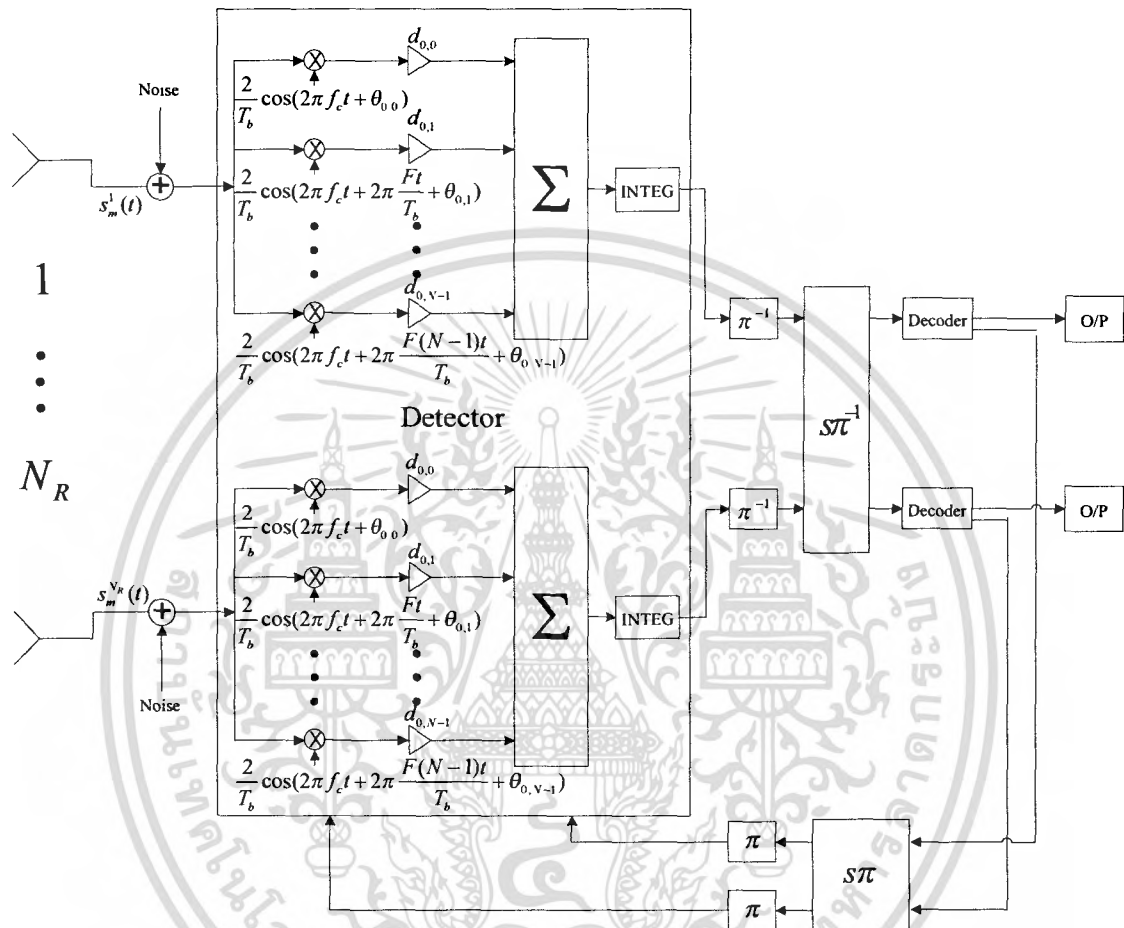


รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาคส่ง

เมื่อสัญญาณข้อมูลทั้งหมดถูกนำมาผ่านกระบวนการต่างๆ นั่นคือ การแปลงจากข้อมูลโดยเข้าอนุกรมออกขนาน การเข้ารหัส การทำไทม์อินเตอร์ลีฟ และการทำสเปเชียลอินเตอร์ลีฟแล้ว บิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายในแต่ละสายอากาศจะถูกนำมาคูณกับรหัส PN แล้วจึงนำไปคูณกับคลื่นพาหะค่าต่างๆที่เป็นอโทโกนอลกันตามสูตร $\cos\{2\pi(f_c + \frac{F}{T_b} i)t\}$ หลังจากนั้นก็จะนำมารวมกันเฉพาะในผู้ใช้แต่ละราย แล้วจึงค่อยนำข้อมูลของทุกๆ ผู้ใช้มารวมกัน โดยแยกคนละสายอากาศเพื่อที่จะทำการส่งสัญญาณไปยังภาครับต่อไป

3.3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาครับแบบใหม่

โดเมน



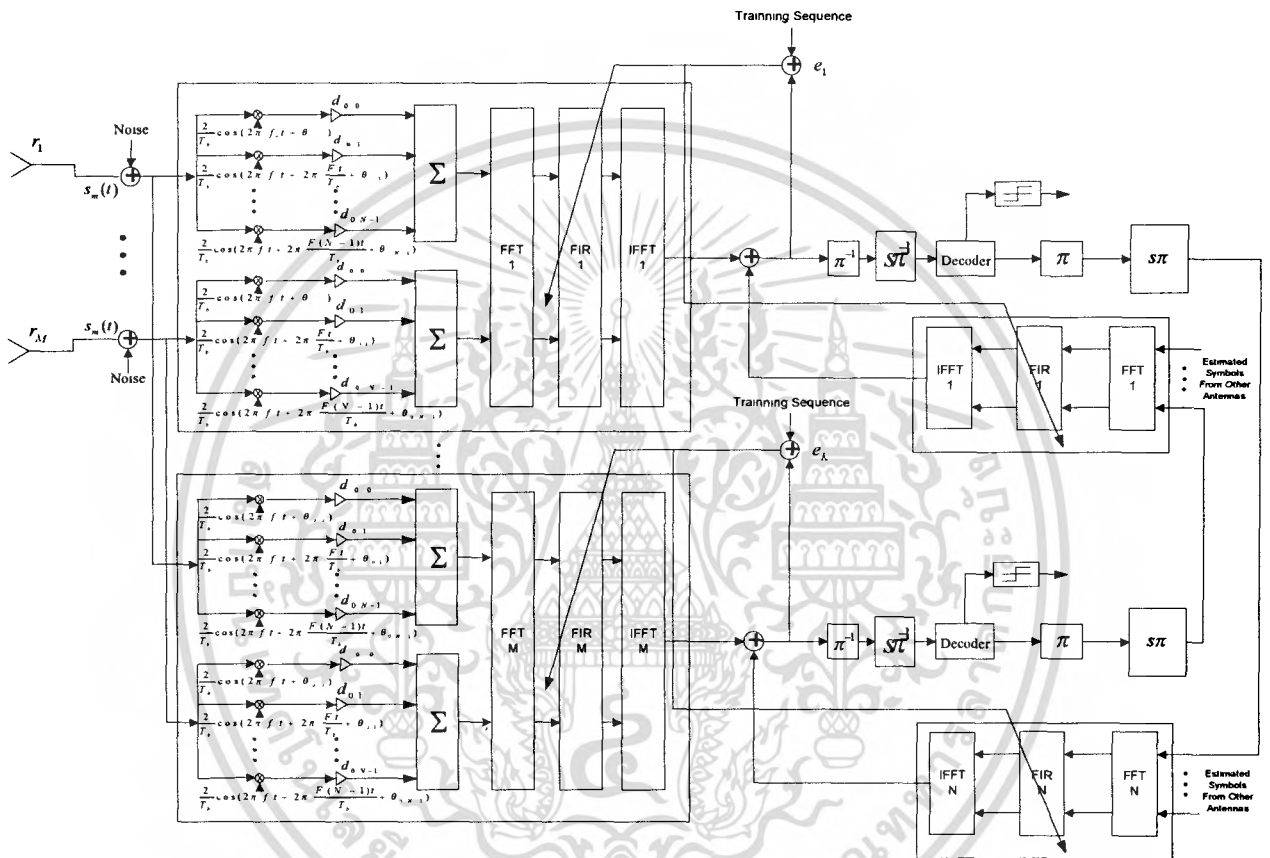
รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ในภาครับแบบใหม่โดเมน

ในภาครับเมื่อรับสัญญาณที่ส่งมาแล้ว สัญญาณจะถูกนำมาคูณกลับด้วยคลื่นพาหะแต่ละค่า เพื่อที่จะทำให้ได้ค่าบิตข้อมูลออกมา แล้วหลังจากนั้นจึงทำการถอดรหัส PN ออก แล้วทำการถอดสัญญาณในรูปแบบของ MIMO CDMA ตามขั้นตอนที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น โดยเทคนิคการวนกลับนั้นยังคงทำในลักษณะเดิมตามรูปแบบของ MIMO CDMA

บทที่ 4

การออกแบบภาครับแบบพรีคอนเวชันโดเมน

4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ของภาครับแบบพรีคอนเวชันโดเมน



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ MIMO MC-CDMA ของภาครับแบบพรีคอนเวชันโดเมน

จากข้อมูลที่ได้ทำการศึกษา เราเห็นว่าภาครับแบบพรีคอนเวชันโดเมนที่ปรับค่าได้ (adaptive frequency domain) สามารถลดความซับซ้อนของการคำนวณ ในส่วนของการตีเทกข้อมูลของระบบการสื่อสารได้เป็นอย่างมาก เมื่อเทียบกับภาครับแบบโดเมน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 ได้นำระบบพรีแควนซีโดเมนมาใช้กับภาครับแบบ MIMO MC-CDMA สัญญาณที่รับได้จากทุกเสาอากาศรับจะถูกแยกเข้าไปในส่วนของดีเทกเตอร์แต่ละตัว โดยแต่ละดีเทกเตอร์จะประกอบด้วยคลื่นพาหะและรหัส PN ของแต่ละค่า ซึ่งในการแยกแยะสัญญาณที่มาจากหลายๆ เส้นทางนี้จะมีการคำนวณที่มีความซับซ้อนที่สูง ดังนั้นเราจึงได้นำวิธีการแปลงให้เป็นพรีแควนซีโดเมนเข้ามาใช้ ซึ่งจะถูกละเปลี่ยนโดยใช้ฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (Fast Fourier Transform: FFT) จากนั้นสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก FFT เป็นพรีแควนซีโดเมนแล้วจะถูกป้อนเข้าไปในวงจรกรองไปข้างหน้า (feed-forward filter) เพื่อทำการคูณในรูปแบบพรีแควนซีโดเมน จากนั้นก็ใช้อินเวอร์สฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) แปลงสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจากวงจรกรองไปข้างหน้า ก็จะได้สัญญาณในรูปของไทม์โดเมนที่ต้องการ

สัญญาณที่รับได้ r_t ในแต่ละเสาอากาศรับ M ในช่วงเวลา t , ซึ่งได้ถูกแปลงให้อยู่ในรูปพรีแควนซีโดเมน โดยใช้ FFT และเอาต์พุตของโมดูล FFT แสดงด้วย Ω_t

$$\Omega_t = \text{fft}(r_t) \quad (4.1)$$

ซึ่ง

$$\Omega_t = [\Omega_t^1, \Omega_t^2, \dots, \Omega_t^q, \dots, \Omega_t^M] \quad (4.2)$$

และ

$$\Omega_t = \sum_{l=0}^{M-1} r_l^t e^{-j2\pi ql} \quad (4.3)$$

FFT(.) แทนฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม และ $\Omega_t^q, q=1, \dots, M$, คือสัญญาณที่ถูกแปลง FFT ของเสาอากาศรับที่มีจำนวน M เสา ที่เวลาครั้งที่ t

ให้ $w_{f,k}^{i,t}(t)$ คือ $M \times 1$ ในรูปไทม์โดเมนของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ในแถบวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับเสาส่งลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่เวลาครั้งที่ t โดยให้

$$w_{f,k}^{i,t}(t) = [w_{f,0}^{i,t}(t), \dots, w_{f,q}^{i,t}(t), \dots, w_{f,M-1}^{i,t}(t)]^T \quad (4.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $w_{f,q}^{i,k}(t)$, $q=1, \dots, M$ คือสัมประสิทธิ์ของแถบวงจรรองไปข้างหน้าทีสอดคล้องกับเสาอากาศลำดับที่ q

ให้ $\Psi_{f,t}^{i,k}$ แทนสัญญาณที่ถูกแปลง FFT มาจาก $w_{f,t}^{i,k}(t)$ แสดงด้วย

$$\Psi_{f,t}^{i,k} = \text{fft}(w_{f,t}^{i,k}(t)) \quad (4.5)$$

โดย

$$\Psi_{f,t}^{i,k} = [\Psi_{f,t}^{i,k}(0), \dots, \Psi_{f,t}^{i,k}(q), \dots, \Psi_{f,t}^{i,k}(M-1)] \quad (4.6)$$

และ

$$\Psi_{f,t}^{i,k}(q) = \sum_{l=0}^{M-1} w_{f,t}^{i,k}(l) e^{-j2\pi ql/M} \quad (4.7)$$

ซึ่ง $\Psi_{f,t}^{i,k}(q)$ คือ สัมประสิทธิ์ในการแปลง FFT ของแถบวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ที่สอดคล้องกับเสารับลำดับที่ q ในช่วงระหว่างการวนรอบลำดับที่ k จากนั้นส่ง Ω_i เข้าไปในวงจรรองไปข้างหน้าเพื่อเข้าไปคูณกับแถบสัมประสิทธิ์ของวงจรรองไปข้างหน้า $\Psi_{f,t}^{i,k}$ ในรูปแบบของฟรีควอนซีโดเมน โดยเอาต์พุตของวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับการวนรอบที่ k ที่เวลา t สำหรับเสาอากาศลำดับที่ i แสดงด้วย $\bar{F}_i^{i,k}$ โดย

$$\bar{F}_i^{i,k} = \text{diag}(\Omega_i) \cdot \Psi_{f,t}^{i,k} \quad (4.8)$$

ซึ่ง $\text{diag}(\cdot)$ คือ Diagonal Matrix

$\bar{F}_i^{i,k}$ จะถูกแปลงกลับเป็นแบบไทม์โดเมน โดยการใช้อินเวอร์สฟาสต์ฟูเรียร์ทรานส์ฟอร์ม (IFFT) ซึ่งเอาต์พุตของวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ในการวนรอบที่ k ณ เวลา t แสดงด้วย

$$F_i^{i,k} = \text{ifft}(\bar{F}_i^{i,k}) \quad (4.9)$$

โดยที่

$$F_i'^k = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \bar{F}_i'^k e^{-\frac{j2\pi l}{M}} \quad (4.10)$$

ให้ $F_i'^k$ เป็นเอาต์พุตในรูปโดเมนของวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ใน การวนรอบที่ k ที่เวลา t แสดงด้วย

$$F_i'^k = I_F \cdot F_i'^k \quad (4.11)$$

โดย I_F คือ $I_F = [1 \ 0_{M-1}]$ และ 0_{M-1} คือเวกเตอร์ที่ยาว $(M-1)$ ซึ่งประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด ในการวนรอบรอบแรกนั้นวงจรรองไปข้างหน้าจะมีเพียงแค่การลดสัญญาณรบกวน แต่ยังไม่มีการวนการกำจัดสัญญาณรบกวน เนื่องจากยังไม่มีสัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณ (estimated symbol) ที่ได้มาจากเอาต์พุตของวงจรถอดรหัสแมป (MAP decoder)

หลังจากการวนรอบแรกแล้ว จะมีวงจรรองป้อนกลับเข้ามาในกระบวนการตีเทกซ์ด้วย โดยสัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณที่ได้มาจากเอาต์พุตของตัวถอดรหัส จะถูกป้อนกลับเข้าไปในวงจรรองป้อนกลับเพื่อทำการสร้างและกำจัดสัญญาณรบกวนจากเสาอากาศอื่นๆ

สัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณจากเอาต์พุตของตัวถอดรหัส จะถูกแปลงให้เป็นฟรีควอนซีโดเมนโดยใช้ FFT และผ่านเข้าไปในวงจรรองป้อนกลับ โดยเอาต์พุตของ FFT แทนด้วย $\Lambda_i'^k$ ที่ช่วงสัญลักษณ์ที่ t แสดงโดย

$$\Lambda_i'^k = \text{fft}(\hat{x}_i'^k) \quad (4.12)$$

โดยที่

$$\Lambda_i'^k = [\Lambda_{i,1}'^k, \dots, \Lambda_{i,b}'^k, \dots, \Lambda_{i,N-1}'^k] \quad (4.13)$$

และ

$$\Lambda_{i,b}'^k = \sum_{m=1}^{KN-1} \hat{x}_{i,m}'^k e^{-\frac{j2\pi am}{KN-1}}; \quad a \in (1 \cdot N-1) \quad (4.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $\hat{x}_{i,p}^{l,k}$ คือ $(N-1) \times 1$ เวกเตอร์ของสัญลักษณ์แบบซอฟต์แวร์ที่ได้จากการประมาณ (estimated soft symbols) ที่การวนรอบที่ k จากวงจรถอดรหัสแมปที่เสาอากาศลำดับที่ i ระหว่างช่วงเวลา t แสดงโดย

$$\hat{x}_{i,p}^{l,k} = (\hat{x}_i^{1,k}, \hat{x}_i^{2,k}, \dots, \hat{x}_i^{l-1,k}, \hat{x}_i^{l+1,k}, \dots, \hat{x}_i^{N,k}) \quad (4.15)$$

ให้ $w_b^{l,k}(t)$ คือ $(N-1) \times 1$ สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองป้อนกลับที่อยู่ในรูปโดเมนของเสาอากาศลำดับที่ i ที่เวลา t แสดงโดย

$$w_b^{l,k}(t) = [w_b^{1,k}(t), \dots, w_b^{l-1,k}(t), w_b^{l+1,k}(t), \dots, w_b^{N,k}(t)] \quad (4.16)$$

กำหนดให้ $\Psi_{i,b}^{l,k}$ แทน FFT ของ $w_b^{l,k}(t)$ แสดงโดย

$$\Psi_{i,b}^{l,k} = \text{fft}(w_b^{l,k}(t)) \quad (4.17)$$

ซึ่ง

$$\Psi_{i,b}^{l,k} = [\Psi_{i,b}^{l,k}(0), \dots, \Psi_{i,b}^{l,k}(a), \dots, \Psi_{i,b}^{l,k}(N-2)] \quad (4.18)$$

และ

$$\Psi_{i,b}^{l,k}(a) = \sum_{m=0}^{N-2} w_{i,b}^{l,k}(m) e^{-j2\pi am / (N-1)} \quad (4.19)$$

โดยเอาต์พุตของ FFT แทนด้วย $\Lambda_i^{l,k}$ จากนั้นนำมาใช้ในวงจรป้อนกลับร่วมกับสัมประสิทธิ์ในรูปปริเวณซีโดเมนของวงจรป้อนกลับ $\Psi_{i,b}^{l,k}$ เพื่อที่จะทำการคูณกันในรูปปริเวณซีโดเมน สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองป้อนกลับคือ $\bar{F}_{i,b}^{l,k}$ ที่ช่วงสัญลักษณ์ที่ t แสดงโดย

$$\bar{F}_{i,b}^{l,k} = (\text{diag}(\Lambda_i^{l,k}) \cdot \Psi_{i,b}^{l,k}) \quad (4.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$\bar{F}_{i,b}^{',k}$ ถูกแปลงกลับไปสู่โดเมนโดย IFFT โดยเอาต์พุตของวงจรกรองป้อนกลับสำหรับเสาอากาศที่ i ของผู้ใช้คนที่ p ระหว่างการวนรอบที่ k ที่ช่วงสัญญาณที่ t แสดงโดย

$$F_{i,b}^{',k} = \text{ifft}(\bar{F}_{i,b}^{',k}) \quad (4.21)$$

โดยที่

$$F_{i,b}^{',k} = \frac{1}{N-1} \sum_{m=0}^{N-2} \bar{F}_{i,b}^{',k} e^{-j2\pi m \frac{KN-1}{N-1}} \quad (4.22)$$

ให้ $F_{i,b}^{',k}$ แทนเอาต์พุตในรูปโดเมนของวงจรกรองป้อนกลับสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่เวลา t แสดงโดย

$$\bar{F}_{i,b}^{',k} = I_B \cdot F_{i,b}^{',k} \quad (4.23)$$

ซึ่ง $I_B = [1 \ 0_{N-1}]$ และ 0_{N-1} คือแถวเวกเตอร์ที่ยาว $N-1$ ที่ประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด โดยเอาต์พุตที่ถูกดีเทกได้จากสมการที่ 4.22 คือตัวของ CCI ที่เป็นสัญญาณรบกวนจากเสาอากาศอื่นๆ ในระบบ

โดยสัญญาณที่ถูคดีเทก ประกอบด้วยเอาต์พุตที่ออกจากดีเทกเตอร์แบบปรับค่าได้ (adaptive detector) ในรูปโดเมนสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่ช่วงสัญญาณที่ t แสดงโดย

$$y_i^{',k} = F_i^{',k} + F_i^{p,k} \quad (4.24)$$

ซึ่ง $F_i^{',k}$ และ $F_i^{p,k}$ แทนเอาต์พุตในรูปโดเมนที่ออกจากวงจรกรองไปข้างหน้าและวงจรกรองป้อนกลับที่มาจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองไปข้างหน้า $w_f^{',k}(t)$ และวงจรกรองป้อนกลับ $w_b^{',k}(t)$ ที่แสดงในสมการที่ 4.4 และ 4.16 ได้ถูกพิจารณาซ้ำๆ ด้วยอัลกอริทึม LMS แบบปรับค่าได้ (adaptive Least Mean Square: LMS Algorithm) ดังนั้นค่าเฉลี่ยทางสถิติของค่าความผิดพลาดยกกำลังสอง (MSE) แสดงโดย

$$\zeta = E[|e(t)|^2] = E[|y_i^{',k} - x_i^{',k}|^2] \quad (4.25)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง $y_i^{',k}$ คือเอาต์พุตจากซอฟต์แวร์ดีเทกเตอร์ (soft detector output) ในรูปโดเมน และสามารถแสดงให้อยู่ในรูปโดเมนโดยแสดงร่วมกับอัลกอริทึม LMS ดังแสดงในสมการที่ 4.26

$$y_i^{',k} = \mathbf{w}_f^{',kH}(t)r_i(t) + \mathbf{w}_b^{',kH}\hat{\mathbf{x}}_i^{',k}(t) \quad (4.26)$$

โดยที่

$$\mathbf{w}_f^{',k}(t+1) = \mathbf{w}_f^{',k}(t) + \mathbf{u}_f^{',k}(t+1)e(t) \quad (4.27)$$

และ

$$\mathbf{w}_b^{',k}(t+1) = \mathbf{w}_b^{',k}(t) + \mathbf{u}_b^{',k}(t+1)e(t) \quad (4.28)$$

$\mathbf{u}_f^{',k}$ และ $\mathbf{u}_b^{',k}$ นั้นมาจาก

$$\mathbf{u}_f^{',k}(t+1) = \frac{\alpha^{-1}\mathbf{P}_f^{',k}(t)r_i(t)}{1 + \alpha^{-1}r_i^H(t)\mathbf{P}_f^{',k}r_i(t)} \quad (4.29)$$

และ

$$\mathbf{u}_b^{',k}(t+1) = \frac{\alpha^{-1}\mathbf{P}_b^{',k}(t)\hat{\mathbf{x}}_i^{',k}(t)}{1 + \alpha^{-1}\hat{\mathbf{x}}_i^{',kH}(t)\mathbf{P}_b^{',k}\hat{\mathbf{x}}_i^{',k}(t)} \quad (4.30)$$

$\mathbf{P}_f^{',k}$ และ $\mathbf{P}_b^{',k}$ มาจาก

$$\mathbf{P}_f^{',k}(t+1) = \alpha_f^{-1}\mathbf{P}_f^{',k}(t) - \alpha_f^{-1}\mathbf{u}_f^{',k}(t+1)r_i^H(t)\mathbf{P}_f^{',k}(t) \quad (4.31)$$

และ

$$\mathbf{P}_b^{',k}(t+1) = \alpha_b^{-1}\mathbf{P}_b^{',k}(t) - \alpha_b^{-1}\mathbf{u}_b^{',k}(t+1)\hat{\mathbf{x}}_i^{',kH}(t)\mathbf{P}_b^{',k}(t) \quad (4.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การวิเคราะห์ความซับซ้อนของภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมน

4.2.1 ไทม์โดเมน

ในการคำนวณของภาครับแบบไทม์โดเมนที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ (adaptive iteration) โดยใช้อัลกอริทึม LMS นั้น กำหนดให้ N คือจำนวนเสาส่ง M คือจำนวนเสารับ การคูณของวงจรกรองไปข้างหน้าเท่ากับ $2M + 1$ และ การคูณของวงจรกรองป้อนกลับเท่ากับ $2(N - 1) + 1$ ดังนั้นจะได้สมการการคำนวณทั้งหมดคือ $NI(2M + 2N)$ เมื่อ N คือจำนวนของเสาส่ง M คือจำนวนของเสารับ และ I คือจำนวนรอบการวนซ้ำของสัญญาณ

4.2.2 ฟรีควนซีโดเมน

ในการคำนวณของภาครับแบบฟรีควนซีโดเมนที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ โดยใช้ อัลกอริทึม LMS นั้น เมื่อการคูณของวงจรกรองไปข้างหน้าเท่ากับ $\log_2(2M + 1)$ และการคูณของวงจรกรองป้อนกลับเท่ากับ $\log_2(2(N - 1) + 1)$ ดังนั้นจะได้สมการการคำนวณทั้งหมดคือ $NI(\log_2(2M + 1) + \log_2(2N - 1))$ เมื่อ N คือจำนวนของเสาส่ง M คือจำนวนของเสารับ และ I คือจำนวนรอบการวนซ้ำของสัญญาณ

เราสามารถสังเกตความซับซ้อนของการคำนวณของภาครับแบบไทม์โดเมนเปรียบเทียบกับภาครับแบบฟรีควนซีโดเมน

ตัวอย่าง

กำหนดให้ $N = 5$, $M = 5$ และ $I = 20$

สมการคำนวณหาค่าความซับซ้อนแบบไทม์โดเมน = $NI(2M + 2N)$

แทนค่า $(5)(20)(2(5) + 2(5)) = 2000$

สมการคำนวณหาค่าความซับซ้อนแบบฟรีควนซีโดเมน = $NI(\log_2(2M + 1) + \log_2(2N - 1))$

แทนค่า $(5)(20)(\log_2(2(5) + 1) + \log_2(2(5) - 1)) = 663$

ตารางที่ 4.1 ผลการคำนวณเปรียบเทียบความซับซ้อนของแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมน

Algorithm	Adaptive LMS	
	Time Domain	Frequency Domain
Number of Multiplications	$NI(2M + 2N)$	$NI(\log_2(2M + 1) + \log_2(2N - 1))$
Computational Complexity	2000	663

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลอง

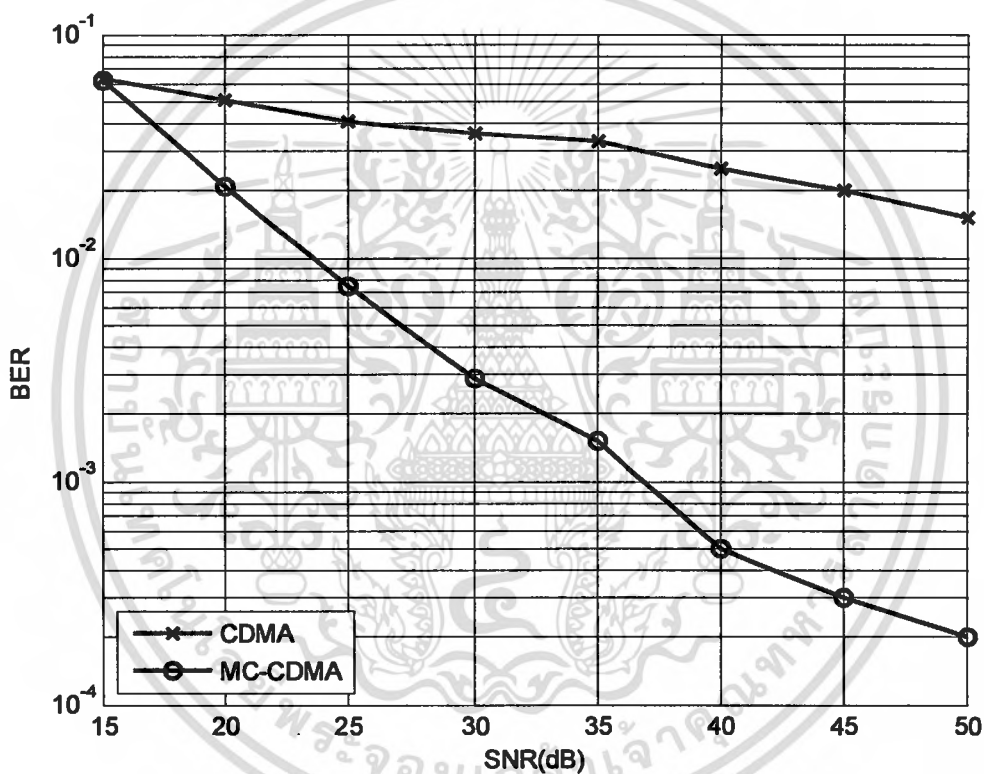
5.1 ค่าคงที่ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง

1. จำนวนผู้ใช้ 3 ราย
2. จำนวนรหัสผ่าน 7 บิต
3. ทำการทดลองในช่วงของค่า SNR ตั้งแต่ 15 ถึง 50 เดซิเบล
4. ความถี่ของคลื่นพาหะ (f_c) 2 กิกะเฮิร์ตซ์
5. ระยะเวลาระหว่างสัญลักษณ์ (T_b) 10 วินาที
6. ความถี่ (F) 1 เฮิร์ตซ์
7. ความยาวข้อมูล 260 บิต
8. จำนวนคลื่นพาหะย่อย 7 ตัว
9. การทดลองใช้จำนวนเฟรมในการทำงานทั้งหมด 100,000 เฟรมต่อการทดลองหนึ่งครั้ง
10. จำนวนรอบของการวนซ้ำ 10 ครั้ง

5.2 ผลการทดลองของภาครับแบบไทม์โดเมน

การทดลองของภาครับแบบไทม์โดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS นั้น เราจะเปรียบเทียบด้วยการใช้จำนวนสายอากาศในภาครับและภาคส่งที่ต่างกันออกไป และด้วยจำนวนรอบของการวนซ้ำ ซึ่งจะแสดงด้วยค่าอัตราความผิดพลาดของบิต ณ ค่า SNR ต่างๆ

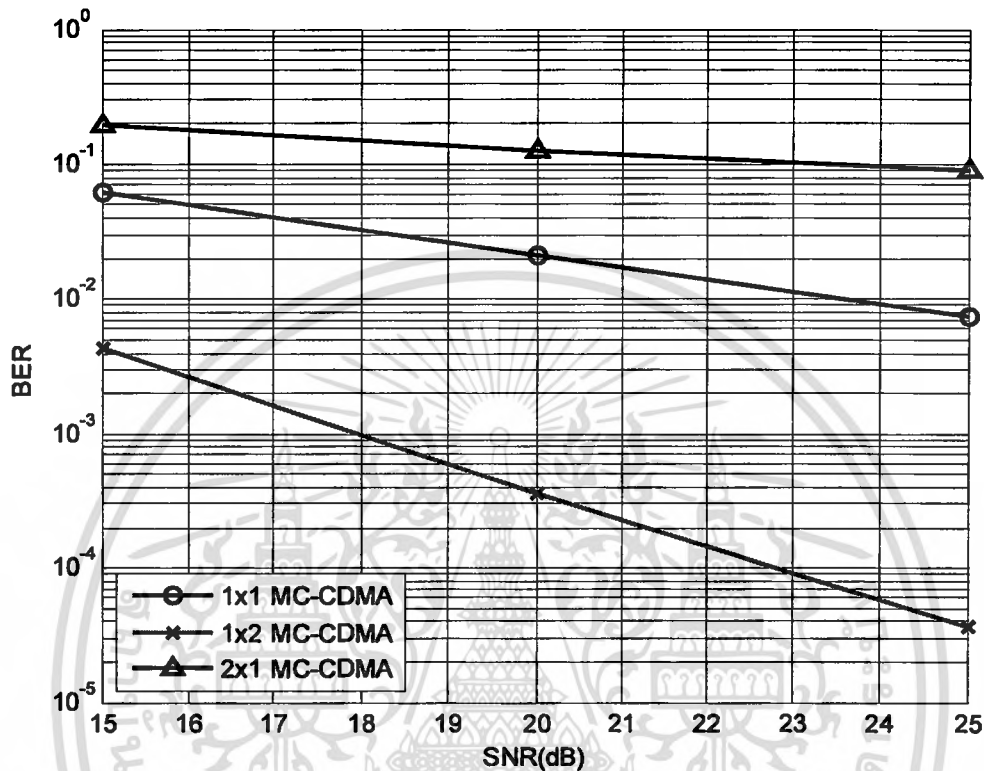
5.2.1 เมื่อเปรียบเทียบระบบ CDMA กับระบบ MC-CDMA



รูปที่ 5.1 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะ และระบบ CDMA แบบคลื่นพาหะเดียวปกติ โดยใช้สายอากาศส่ง 1 สายและรับ 1 สาย

จากรูปที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะมีค่าอัตราความผิดพลาดของบิตน้อยกว่าระบบ CDMA แบบคลื่นพาหะเดียวปกติ และจะสังเกตได้ว่าเมื่อค่า SNR ยิ่งมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

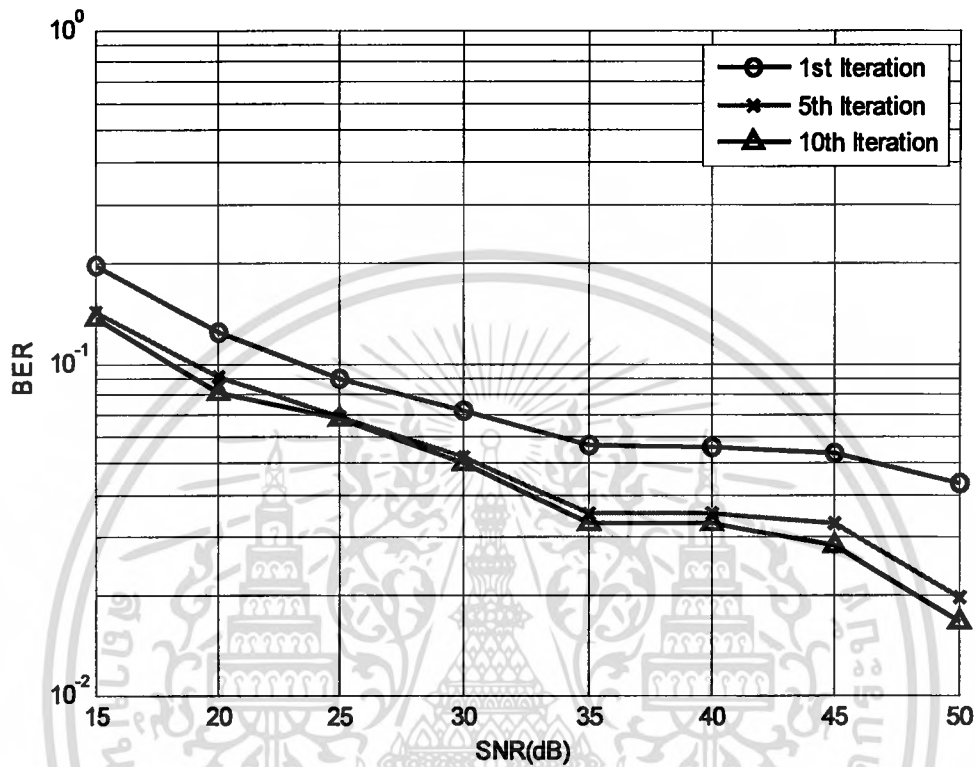
5.2.2 เมื่อเปรียบเทียบจำนวนสายอากาศ



รูปที่ 5.2 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่ใช้สายอากาศ 1x1 สาย 1x2 สาย และ 2x1 สาย

จากรูปที่ 5.2 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มสายอากาศทางภาครับในระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะเป็น 2 สายจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตน้อยลงกว่าระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่ใช้สายอากาศ 1x1 สาย แต่เมื่อเพิ่มสายอากาศทางภาคส่งเป็น 2 สายจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตมากขึ้นกว่าระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่ใช้สายอากาศ 1x1 สาย อีกทั้งจะสังเกตได้ว่าเมื่อค่า SNR ยังมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

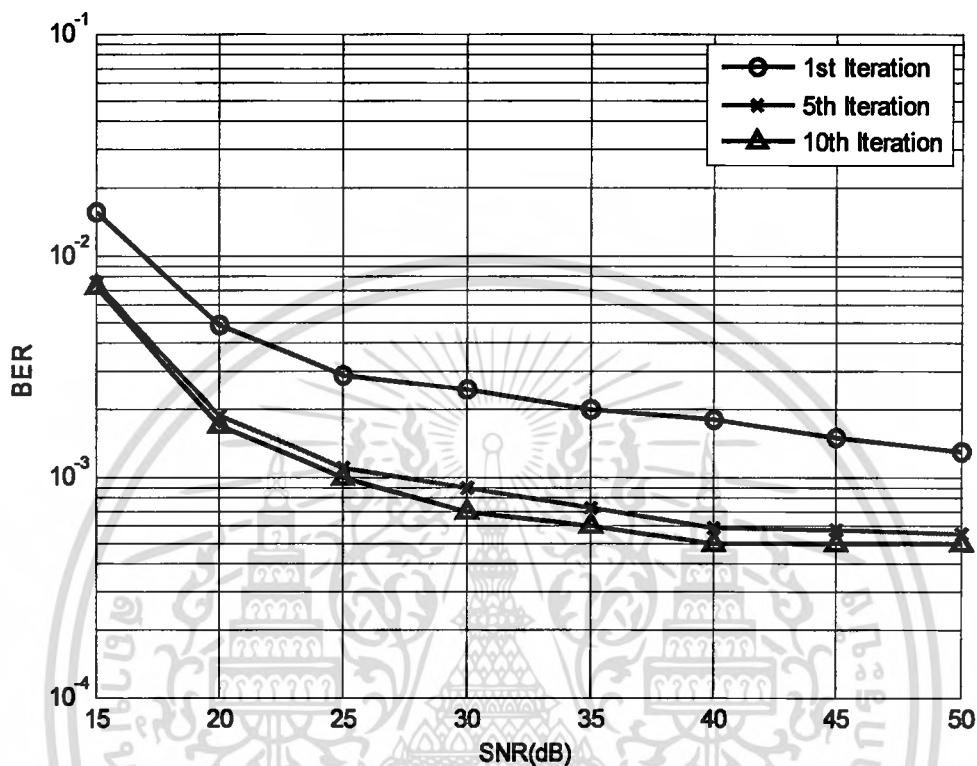
5.2.3 เมื่อเปรียบเทียบจำนวนรอบการวนซ้ำที่ใช้สายอากาศ 2x1 สาย



รูปที่ 5.3 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 1 สาย

จากรูปที่ 5.3 แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการวนซ้ำด้วยจำนวนรอบที่มากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตน้อยลง และเมื่อค่า SNR ยิ่งมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

5.2.4 เมื่อเปรียบเทียบจำนวนรอบการวนซ้ำที่ใช้สายอากาศ 2x2 สาย (MIMO)



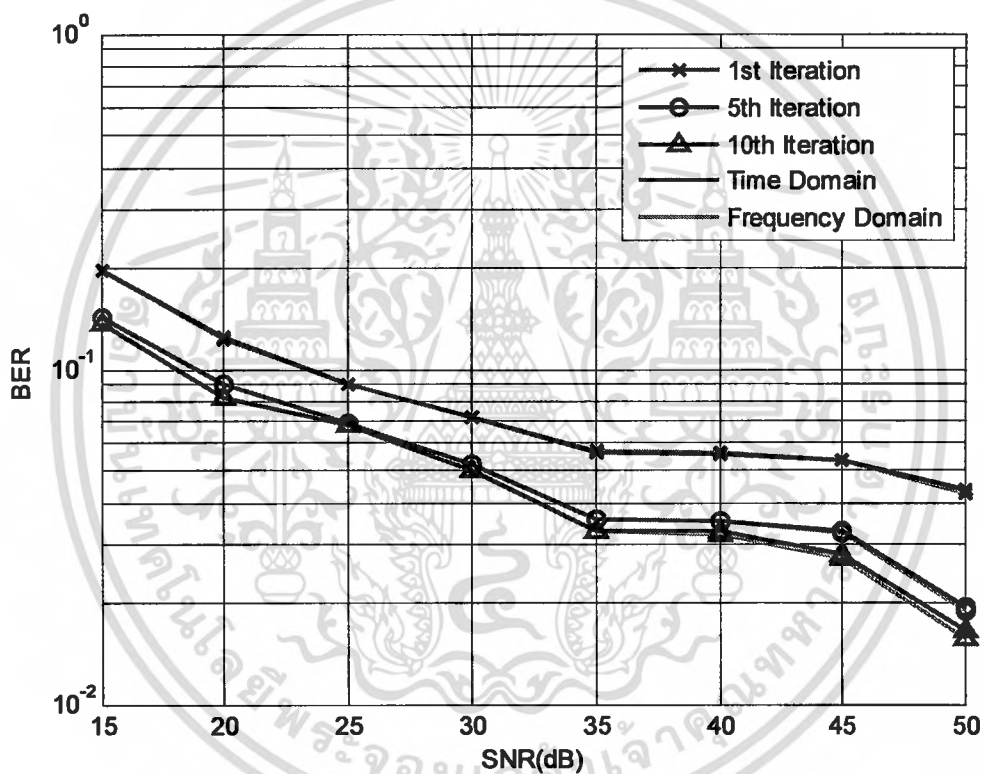
รูปที่ 5.4 ประสิทธิภาพการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย (MIMO)

จากรูปที่ 5.4 แสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการวนซ้ำด้วยจำนวนรอบที่มากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตน้อยลง และเมื่อค่า SNR ยังมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

5.3 ผลการทดลองของภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมน

การทดลองของภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS นั้น เราจะทำการเปรียบเทียบกับแบบไทม์โดเมน โดยจะเปรียบเทียบด้วยจำนวนรอบของการวนซ้ำและจำนวนผู้ใช้ ซึ่งจะแสดงด้วยค่าอัตราความผิดพลาดของบิต ณ ค่า SNR ต่างๆ เช่นเดิม

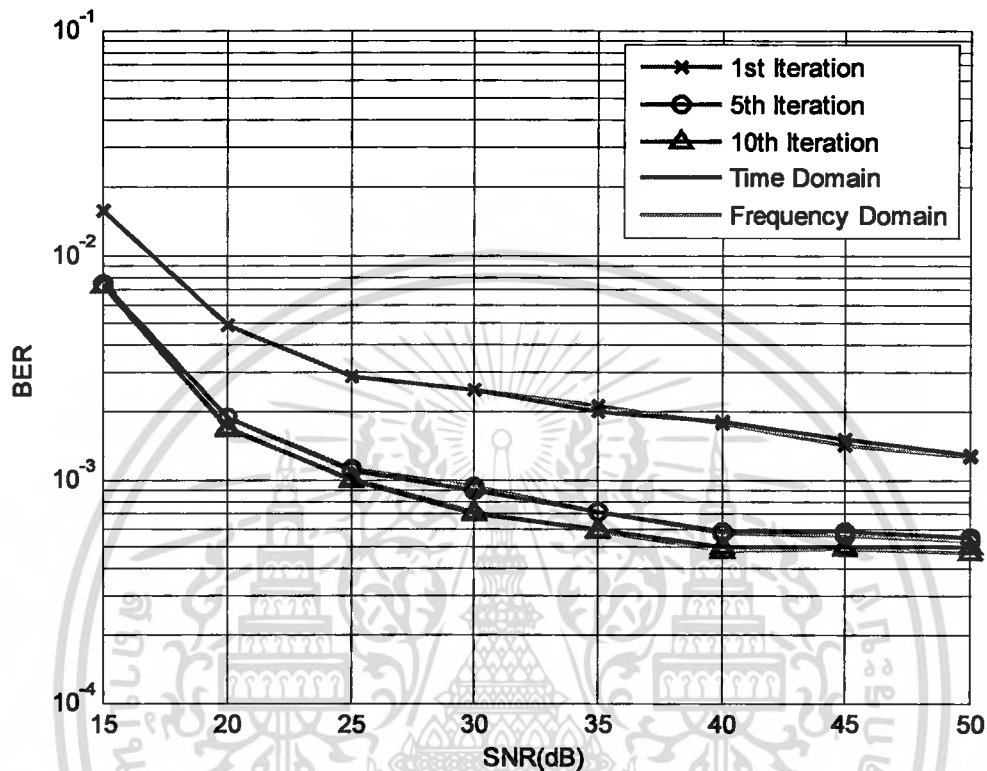
5.3.1 เมื่อเปรียบเทียบแบบไทม์โดเมนกับฟรีควอนซีโดเมนที่ใช้สายอากาศ 2x1 สาย



รูปที่ 5.5 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 1 สาย

จากรูปที่ 5.5 แสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพของภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมนนั้นใกล้เคียงกันมาก หรืออาจกล่าวได้ว่ามีประสิทธิภาพเท่ากัน โดยเมื่อทำการวนซ้ำด้วยจำนวนรอบที่มากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตน้อยลง และเมื่อค่า SNR ยังมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

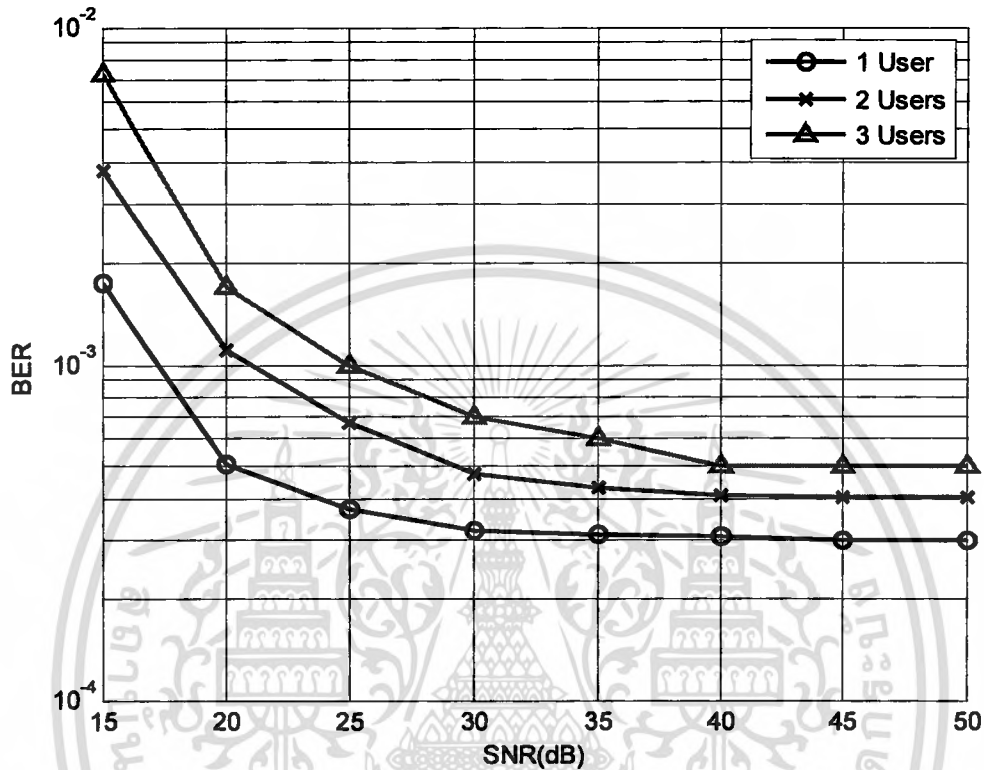
5.3.2 เมื่อเปรียบเทียบแบบไทม์โดเมนกับฟรีควนซีโดเมนที่ใช้สายอากาศ 2x2 สาย



รูปที่ 5.6 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานระหว่างภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย (MIMO)

จากรูปที่ 5.6 แสดงให้เห็นว่าประสิทธิภาพของภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมนนั้นใกล้เคียงกันมาก หรืออาจกล่าวได้ว่ามีประสิทธิภาพเท่ากัน โดยเมื่อทำการวนซ้ำด้วยจำนวนรอบที่มากขึ้นจะทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตน้อยลง และเมื่อค่า SNR ยังมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

5.3.3 เมื่อเปรียบเทียบจำนวนผู้ใช้



รูปที่ 5.7 การเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานด้วยจำนวนผู้ใช้งานของภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย

จากรูปที่ 5.7 เราจะทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของภาครับแบบฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS ด้วยจำนวนผู้ใช้งานที่ 1 ราย 2 ราย และ 3 ราย โดยใช้สายอากาศส่ง 2 สายและรับ 2 สาย และใช้ผลของการวนซ้ำรอบที่ 10 จะเห็นว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะมากขึ้น และเมื่อค่า SNR ยังมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตก็จะลดลงไปเรื่อยๆ

บทที่ 6

สรุป

6.1 สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้นั้น แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าระบบ CDMA แบบคลื่นพาหะเดี่ยวปกติ ส่วนในระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกนั้น เมื่อจำนวนสายอากาศทางภาคส่งมีจำนวนมากขึ้นจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพลดลง แต่จะเป็นการช่วยให้ส่งข้อมูลได้เร็วขึ้น และเมื่อจำนวนสายอากาศทางภาครับมีมากขึ้นจะทำให้ระบบมีประสิทธิภาพดีขึ้น เพราะเป็นการเพิ่มอัตราขยายเนื่องจากความหลากหลายของสัญญาณ ซึ่งเมื่อนำระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะมาใช้ร่วมกับระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกนั้น ระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะจะช่วยลดปัญหาที่เกิดจากระบบหลายสัญญาณเข้าหลายสัญญาณออกได้ โดยจะช่วยลดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางหรือ MAI ส่วนการเพิ่มจำนวนรอบการวนซ้ำหรือการป้อนกลับจะช่วยลดสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณร่วม หรือ CCI ที่เกิดมาจากสายอากาศข้างเคียงและจากผู้ใช้หลายรายได้ ซึ่งเป็นการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพให้กับระบบ

ในการเปรียบเทียบภาครับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมนของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้อัลกอริทึม LMS นั้น เมื่อพิจารณาจากค่า BER แล้ว จะเห็นว่าทั้งสองแบบมีประสิทธิภาพที่เท่ากัน แต่เมื่อพิจารณาที่ความซับซ้อนในการคำนวณของแต่ละแบบแล้ว จะเห็นว่าแบบฟรีควอนซีโดเมนนั้นมีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำกว่าแบบไทม์โดเมนมาก จึงมีความเหมาะสมอย่างยิ่งที่จะนำระบบแบบฟรีควอนซีโดเมนมาใช้แทนแบบไทม์โดเมน

6.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการทำโครงการ

เนื่องจากระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะนี้เป็นระบบที่ค่อนข้างใหม่ ทำให้ต้องใช้เวลามากพอสมควรในช่วงแรกๆ เพื่อทำการศึกษาและทำความเข้าใจโครงสร้างและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องของระบบนี้ และเนื่องจากระบบนี้มีโครงสร้างการทำงานที่ค่อนข้างซับซ้อน ทำให้ในการเขียนโปรแกรมต้องทำอย่างรอบคอบและระมัดระวัง

6.3 แนวทางในการพัฒนาต่อ

ในการทำงานของระบบ CDMA แบบหลายคลื่นพาหะที่มีการวนซ้ำและปรับค่าได้ที่ใช้ อัลกอริทึม LMS นี้ หากจะนำไปพัฒนาเพื่อใช้งานจริง ควรจะทำการพัฒนาในส่วนของอีควอไลเซอร์ ซึ่งถ้าดูจากผลการทดลองของเราแล้วจะเห็นว่าอัลกอริทึม LMS นั้น ความเร็วในการลู่เข้ายังไม่ดีพอ จึงควรศึกษาหาอัลกอริทึมใหม่ๆ เข้ามาใช้แทน ซึ่งอาจจะสามารถช่วยให้ดีเทกเตอร์มีความเร็วในการลู่เข้าที่ดีขึ้นได้ และทดลองศึกษาหาวิธีการใหม่ๆ ที่อาจจะมาช่วยลดความซับซ้อนของระบบลงได้อีก ซึ่งอาจจะทำให้ต้นทุนในการสร้างระบบนี้ต่ำลงไปด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

ลัญชกร วุฒิสัทธาภิบาลกิจ. 2548. เทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย CDMA. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

ลัญชกร วุฒิสัทธาภิบาลกิจ. 2546. หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.

Mohinder Jankiraman. 2004. **Space-Time Codes and MIMO Systems**. Norwood : Artech House.

N. Yee and J. P. Linnartz. 1994. **Wiener Filtering of Multi-Carrier CDMA in a Rayleigh Fading Channel**. in Proc. 5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. Den Haag, Netherland. pp. 1344-1347.

Shinsuke Hara and Ramjee Prasad. 2003. **Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications**. London : Artech House.

Vijay K. Garg, Kenneth F. Smolik and Joseph E. Wilkes. 1997. **Applications of cdma in Wireless/Personal Communications**. New Jersey : Prentice Hall PTR.

Valeri P. Ipatov. 2005. **Spread Spectrum and CDMA Principles and Applications**. Chichester : John Wiley and Sons.

A. A. Gray, S. D. Hoy, and P. Ghuman. 2004. **Adaptive LMS processing architectures employing frequency domain sub-convolution**. presented at Circuits and Systems. ISCAS '04. Proceedings of the 2004 International Symposium.

H. H. Dam, S. Nordholm, and H. J. Zepernick. 2003. **Frequency domain adaptive equalization for MIMO systems**. presented at Vehicular Technology Conference. VTC 2003-Fall. 2003 IEEE 58th.

L. Martoyo, T. Weiss, F. Capar, and F. K. Jondral. 2003. **Low complexity CDMA downlink receiver based on frequency domain equalization**. presented at Vehicular Technology Conference. VTC 2003 IEEE 58th.