

สำนักหอสมุดและ ราชบัณฑิตยสถาน

เครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ
สำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเดอเลย์ร์สเปซไทม์

LOW COMPLEXITY ADAPTIVE ITERATIVE GENERALIZED RAKE
RECEIVER FOR LAYERED SPACE-TIME CODED CDMA SYSTEMS



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LOW COMPLEXITY ADAPTIVE ITERATIVE GENERALIZED RAKE
RECEIVER FOR LAYERED SPACE-TIME CODED CDMA SYSTEMS**



**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

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

ชื่อนักศึกษา นายพดุมอาจารย์ จันทนุภา รหัสประจำตัว 47010490
นายอรรณวิทย์ เรืองรัตนกุล รหัสประจำตัว 47010957

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช
ดร.จักรี ทิฆมภักย์วิศิษฏ์

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2550

ปริญญานิพนธ์นี้ได้รับความเห็นชอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

(รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(ดร.จักรี ทิฆมภักย์วิศิษฏ์)

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์	
รียนักศึกษา	นายพดดาจารย์ จันทนุกา	รหัสประจำตัว 47010490
	นายอรรถวิท เรืองรัตนกุล	รหัสประจำตัว 47010957
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ดร.กนก เจนจิระพงษ์เวช ดร.จักรี ทิมภักย์วิศิษฏ์	
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ	
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
ปีการศึกษา	2550	

บทคัดย่อ

ในโครงงานนี้เสนอเครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE (Generalized RAKE) แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time Coded) ซึ่งเครื่องรับแบบนี้เป็นการพัฒนามาจากเครื่องรับแบบ G-RAKE โดยมีวิธีการคือแปลงจากไทม์โดเมนไปเป็นฟรีควอนซีโดเมนในส่วนของ Feed-Forward และ Feedback Filter โดยเครื่องรับชนิดนี้นอกจากจะมีความซับซ้อนต่ำกว่าและทำงานได้เร็วกว่าแล้วยัง มีจุดประสงค์เพื่อลดสัญญาณรบกวนเนื่องจากผู้ใช้หลายคน (MAI) ขจัดสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณร่วม (CCI) และสัญญาณรบกวนพหุวิถี (Multi-path Fading) ของระบบให้ดีขึ้นกว่าเดิม โดยใช้โครงสร้างของเครื่องรับ G-RAKE รวมถึงเสาอากาศทางภาคส่งและภาครับหลายเสา (MIMO)

Thesis Title Low Complexity Adaptive Iterative Generalized RAKE Receiver

For Layered Space-Time Coded CDMA Systems

Student Mr. Pruiythachan Jantanupa ID. 47010490

Mr. Attavit Reungratanakul ID. 47010957

Advisor Asso.Prof.Dr. Kanok Janchitrapongvej

Dr. Chakree Teekapakvisit

Graduate Level Bachelor Degree of Information Engineering

Department Information Engineering

Academic Year 2007

Abstract

It is well known that the adaptive iterative generalized RAKE receiver for layered space-time coded CDMA is one of the most promising receivers for a multi-path fading environment for CDMA systems. However, because of the complexity of the generalized RAKE receiver structure, the computational complexity of the receiver is very high.

In this project, a low complexity adaptive iterative generalized RAKE receiver for layered space-time coded CDMA systems is studied. The objective is to reduce the computational complexity of the receiver with a satisfactory system performance in suppressing a Multiple Access Interference (MAI) and removing a Co-Channel Interference (CCI) and multi-path fading effect from the system.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปฏิญานិพนธ์ฉบับนี้ให้สำเร็จได้ ก็เนื่องจากการได้รับคำปรึกษาแนะนำจาก อาจารย์และความร่วมมือช่วยเหลือจากเพื่อนๆที่เกี่ยวข้องทุกคน ในทุกๆด้าน

ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาฯ. ดร. กนก เจนจิระพงศ์เวช และ อาจารย์ จักริ ที่มภาคย์ วิทยุ ที่ให้ความรู้และคำแนะนำสั่งสอน ทางด้านข้อมูลความรู้ที่ได้นำมาประกอบในการจัดทำ โครงการงาน

ถ้าโครงการที่นำเสนอในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นประโยชน์แก่ผู้อื่น ทางผู้จัดทำขอขอบ แต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของปริญญานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	3
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	3
1.4 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	5
2.1 หลักการพื้นฐานระบบ CDMA	5
2.2 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA	7
2.3 วงจรภาครับสัญญาณ CDMA	9
2.4 คุณลักษณะเฉพาะและขนาดความจุของระบบ CDMA	10
2.4.1 คุณลักษณะเฉพาะของระบบ CDMA	12
2.5 การสร้างรหัสแค้น	14
2.5.1 รหัสโกลด์	14
2.6 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้รายเดียว	20
2.6.1 เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์	20
2.6.2 เครื่องรับแบบ RAKE	21
2.6.3 เครื่องรับแบบ G-RAKE	23
2.7 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	26
2.7.1 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน	28
2.8 รหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time Codes)	29
2.8.1 เครื่องส่งปริภูมิเวลา (LST Transmitters)	30
2.8.2 เครื่องรับปริภูมิเวลา (LST Receivers)	34
2.9 หลักการของเสาอากาศแบบแถว (Linear Array)	35
2.10 หลักการของโคเวอร์ซีตี	37
2.10.1 ไตเวอร์ซีตีทางสเปซ	37
2.10.1.1 การรวมสัญญาณ โดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด	38
2.11 วงจรกรองปรับตัวได้แบบ RLS	38
2.12 รหัสคอนโวลูชัน	49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.13 การถอดรหัสแบบแมป	54
2.14 ปัญหาของมัลติพาทเฟดดิ้ง	61
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้างเครื่องส่งเครื่องรับแบบไทม์โดเมน	62
3.1 โครงสร้างเครื่องส่งเลเซอร์สเปซไทม์	62
3.2 โครงสร้างเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์	63
3.3 การวิเคราะห์ความซับซ้อนเครื่องรับแบบไทม์โดเมน	69
บทที่ 4 การออกแบบและการสร้างเครื่องรับแบบฟรีควนซีโดเมน	70
4.1 โครงสร้างเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มี การเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์แบบฟรีควนซีโดเมน	70
4.2 การวิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบฟรีควนซีโดเมน	76
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง	77
5.1 การตั้งค่าเริ่มต้นคงที่ของภาคส่งและภาครับ	77
5.2 ค่าที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงเพื่อเปรียบเทียบใช้ทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องรับ	77
5.3 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER)	78
5.3.1 การเปรียบเทียบระหว่างการวนรอบหรือจำนวน Iteration ที่ต่างกันโดยเปรียบเทียบกันระหว่างเครื่องรับแบบไทม์โดเมน และฟรีควนซีโดเมน	78
5.3.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใส่เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน ของเครื่องรับ G-RAKE แบบไทม์โดเมน	79
5.3.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใส่เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบฟรีควนซีโดเมน	80
5.3.4 การเปรียบเทียบระหว่างการใส่เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบไทม์โดเมน	81
5.3.5 การเปรียบเทียบระหว่างการใส่เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบฟรีควนซีโดเมน	82
5.3.6 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟังก์เจอร์ในเครื่องรับที่จำนวนต่างกันของเครื่องรับไทม์โดเมน	83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.7 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟังก์ชันในเครื่องรับที่จำนวนต่างกันของเครื่องรับฟรีควอนซีโดเมน	84
5.3.8 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนผู้ใช้ที่แตกต่างกันของเครื่องรับในแบบใหม่โดเมนและฟรีควอนซีโดเมน	85
5.4 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง (MSE)	86
5.4.1 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบใหม่โดเมน	86
5.4.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบฟรีควอนซีโดเมน	87
5.4.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบใหม่โดเมน	88
5.4.4 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบฟรีควอนซีโดเมน	89
5.4.5 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟังก์ชันที่ต่างกันในเครื่องรับ G-RAKE แบบใหม่โดเมน	90
5.4.6 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟังก์ชันที่ต่างกันในเครื่องรับ G-RAKE แบบฟรีควอนซีโดเมน	91
บทที่ 6 บทวิจารณ์และบทสรุป	92
6.1 สรุปผลการทดลอง	92
6.2 ปัญหาที่พบในระหว่างการดำเนินโครงการ	92
6.3 แนวทางการแก้ไขและพัฒนา	92
บรรณานุกรม	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย	6
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม	7
รูปที่ 2.3 วงจรภาคส่งของระบบ CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	8
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบไครเรตส์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK	8
รูปที่ 2.5 วงจรภาครับของระบบไครเรตส์ซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	10
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไครเรตส์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK	10
รูปที่ 2.7 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์	15
รูปที่ 2.8 รายละเอียดโครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์ตามตัวอย่าง	18
รูปที่ 2.9 โครงสร้างโดยรวมของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมคซ์ฟิลเตอร์	20
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของเครื่องรับ RAKE	21
รูปที่ 2.11 เครื่องรับ RAKE	23
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการรวมสัญญาณของ เครื่องรับ RAKE และ G-RAKE	23
รูปที่ 2.13 เครื่องรับ G-RAKE	25
รูปที่ 2.14 โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	26
รูปที่ 2.15 โครงสร้างการแจกแจงประเภทของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	28
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน	29
รูปที่ 2.17 สถาปัตยกรรม VLST	30
รูปที่ 2.18 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสหนึ่งตัว	31
รูปที่ 2.19 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสในแต่ละชั้นสัญญาณ	32
รูปที่ 2.20 สถาปัตยกรรม DLST หรือ TLST	32
รูปที่ 2.21 เสาอากาศแบบแถวที่มีระยะห่างระหว่างเสาเท่ากัน	36
รูปที่ 2.22 แผนภาพแสดงการทำงานของอัลกอริทึม RLS	46
รูปที่ 2.23 แผนภาพแสดงสัญญาณที่เกิดขึ้นในอัลกอริทึม RLS	47
รูปที่ 2.24 โครงสร้างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน	49
รูปที่ 2.25 ตัวอย่างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26 ตัวอย่างขั้นตอนการเข้ารหัสของข้อมูล 110101 โดยใช้วงจรเข้ารหัสในรูปที่ 2.21	51
รูปที่ 2.27 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน ตามโครงสร้างในรูปที่ 2.22	52
รูปที่ 2.28 ตัวอย่างการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันตามตัวอย่าง	55
รูปที่ 2.29 ตัวเข้ารหัส สำหรับ รหัสไบนารี (2,1,2)	55
รูปที่ 2.30 1 stage ในเทรลลิส โคอะแกรม สำหรับ รหัสคอนโวลูชันไบนารี (2,1,2)	55
รูปที่ 2.31 ภาพแสดงรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง	60
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องส่งที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์	62
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของเครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์	64
รูปที่ 3.3 เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์	68
รูปที่ 4.1 เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์แบบฟรีควอนซีโดเมน	70
รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ ที่มีการเข้ารหัส เลเซอร์สเปซไทม์โดยมีการวนรอบ (Iteration) ที่ต่างกันและเปรียบ เทียบกันระหว่างเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมน	78
รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปไทม์โดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน	79
รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปฟรีควอนซีโดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน	80
รูปที่ 5.4 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปไทม์โดเมน ที่มีการ เข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน	81
รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปฟรีควอนซีโดเมน ที่มี การเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน	82

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.6 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ โดยมีจำนวนฟังก์เจอร์ที่ต่างกันในรูปแบบไทม์โดเมน	83
รูปที่ 5.7 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ โดยมีจำนวนฟังก์เจอร์ที่ต่างกันในรูปแบบไทม์โดเมน	84
รูปที่ 5.8 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ 3 ฟังก์เจอร์ ระหว่างจำนวนผู้ใช้ที่แตกต่างกัน	85
รูปที่ 5.9 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปแบบไทม์โดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน	86
รูปที่ 5.10 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปแบบฟรีควอนซีโดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน	87
รูปที่ 5.11 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปแบบไทม์โดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน	88
รูปที่ 5.12 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปแบบฟรีควอนซีโดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน	89
รูปที่ 5.13 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัส เลเยอร์สเปซไทม์โดยมีจำนวนฟังก์เจอร์ที่ต่างกันในรูปแบบไทม์โดเมน	90
รูปที่ 5.14 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัส เลเยอร์สเปซไทม์โดยมีจำนวนฟังก์เจอร์ที่ต่างกันในรูปแบบฟรีควอนซีโดเมน	91

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 รายละเอียดรหัสแผ่งของผู้ใช้แต่ละราย	5
ตารางที่ 2.2 รายละเอียดของพหุนามค่าสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาลัว $GF(2^5)$ ที่สร้างขึ้นจากพหุนามพริมีทีฟ $p(x) = x^5 + x^2 + 1$	17
ตารางที่ 2.3 รายละเอียดของลำดับซิปที่ได้จากวงจรสร้างรหัส m-sequence โดยกำหนดค่าตั้งต้นให้ชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวเท่ากับ 1	18
ตารางที่ 2.4 รายละเอียดเซตของซูครหัสโกลด์	19
ตารางที่ 2.5 การกำหนดค่าสำหรับแต่ละสถานะ (state)	52
ตารางที่ 2.6 รายละเอียดการเปลี่ยนสถานะ	54
ตารางที่ 3.1 แสดงความซับซ้อนของเครื่องรับ Adaptive G-Rake แบบโทมโคโนเมน	69
ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับ Adaptive G-Rake แบบโทมโคโนเมนและพรีควนซี โคโนเมน	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของปริณยานิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายได้มีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวัน เนื่องจากความต้องการสื่อสารได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและหลากหลายในการรับส่งข้อมูล ในการรับส่งข้อมูลใน Network ด้วยการใช้ Wireless LAN หรือการใช้โทรศัพท์มือถือที่นับวันจะต้องการส่งข้อมูลในรูปแบบที่เป็น Multimedia เช่น ไฟล์วิดีโอ รูปภาพ เพลง ที่ต้องการอัตราการส่งข้อมูลและความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลที่สูง โดยที่มีข้อจำกัดในเรื่องแบนด์วิดท์มีอย่างจำกัดให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดดังนั้นจึงได้มีการคิดค้นเทคโนโลยีทางการสื่อสารใหม่ๆ เพื่อสนองความต้องการดังกล่าว

โครงการที่นำเสนอในปริณยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาเรื่อง เครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้ได้มีการพัฒนาขึ้นมาจากเครื่องรับ G-RAKE แบบเดิมที่โครงสร้างของเครื่องรับมีความซับซ้อนสูง ซึ่งเครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE ที่นำเสนอจะมีความซับซ้อนต่ำกว่า โดยใช้เทคนิคการแปลงไทม์โดเมนเป็นฟรีควเอนซีโดเมน

เครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์นี้ได้มีการพิจารณาถึงเรื่องเทคนิคการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งเป็นการจัดสรรให้ผู้ใช้จำนวนมากเข้าใช้ช่องสัญญาณเดียวกันได้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ โดยตั้งแต่อดีตเราเริ่มตั้งแต่เทคนิค การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) ซึ่งใช้หลักการแบ่งช่องความถี่ของผู้ให้บริการออกเป็นช่องความถี่ย่อยๆ จำนวนหลายๆช่อง เทคนิคนี้ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 ซึ่งใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบอนาล็อก เมื่อเข้าสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ได้มีการนำเทคโนโลยีดิจิทัลมาใช้ ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) โดยเทคนิคนี้จะมีการแบ่งช่องความถี่ออกเป็นช่วงเวลาย่อยๆ เรียกแต่ละช่วงเวลานี้ว่า ช่องเวลา (Time Slot) ซึ่งความจุของระบบก็ยังถูกจำกัดตามจำนวนช่องความถี่ย่อยและช่องเวลาที่ผู้ให้บริการกำหนดไว้ ดังนั้น จึงได้มีการนำเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) มาใช้ ซึ่งก็ได้นำมาใช้ในโครงการนี้ ระบบ CDMA เป็นระบบที่แบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนด้วยรหัสเฉพาะตัวที่แตกต่างกัน โดยผู้ใช้จะสามารถ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ติดต่อสื่อสารกับระบบเครือข่ายผ่านคลื่นความถี่เดียวกันในเวลาพร้อมๆกันได้ ทำให้ระบบ CDMA เป็นระบบที่ไม่มีข้อจำกัดทางด้านความจุที่แน่นอน ทั้งนี้เนื่องจากความจุของระบบจะถูกจำกัดด้วย จำนวนรหัสที่ใช้ และ ค่าสัญญาณแทรกสอดที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในระบบ แทนที่จะเป็นทรัพยากรความถี่และเวลาดังเช่นในกรณีที่ใช้การเข้าถึงหลายทางแบบเดิม ด้วยเหตุนี้ระบบ CDMA จึงถูกนำมาใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 และ ในปัจจุบันได้มีการวิจัยและพัฒนาเพื่อ ก้าวไปสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4 ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลขึ้นไปถึง 50-100 เมกะบิตต่อ วินาที

เทคโนโลยีการสื่อสารในปัจจุบันที่ได้รับความนิยมที่ได้นำมาประยุกต์ใช้ในโครงการนี้ก็คือ เทคนิคของ MIMO (Multiple Input Multiple Output) หรือ การสื่อสารแบบหลายอินพุทหลาย เอาท์พุท โดยได้รับความนิยมในการสื่อสารสมัยใหม่ซึ่งสามารถเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูล และความจุของระบบการสื่อสารได้โดยการใช้จำนวนของเสาอากาศส่งและเสาอากาศรับมากกว่า หนึ่งเสา อย่างที่ให้เห็นในตัว Access Point ของ Wireless LAN ในปัจจุบัน เป็นผลทำให้สามารถ เพิ่มอัตราส่งข้อมูลได้รวดเร็วมากขึ้นเนื่องจากการใช้เสาอากาศส่งหลายเสาจะเป็นการแบ่งข้อมูลใน การส่งออกไปในแต่ละเสา ส่วนในทางภาครับก็จะใช้เสาอากาศรับหลายเสาเป็นการเพิ่มกำลังใน การรับสัญญาณที่มีหลาย path เมื่อมาถึงภาครับ หรือ การเพิ่ม Diversity gain

นอกจากนี้เครื่องรับเครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับ ระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ ยังใช้ในการช่วยแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบ MIMO CDMA คือ 1.สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณ ในช่วงความถี่และ เวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสแอมป์ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแอมป์เหล่านี้ในการ แยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูก ถดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างผู้ใช้แต่ละคน 2.ปัญหาการรบกวนของช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) ที่เกิดขึ้นจากการที่ผู้ใช้ มีการใช้งานของเสาอากาศมากกว่าหนึ่งเสาคือหนึ่ง คนซึ่งก็คือเสาอากาศแบบ MIMO ซึ่งเสาสัญญาณของผู้ใช้งานรายหนึ่งๆจะใช้รหัสแอมป์ชุดเดียวกันใน ทุกๆเสาทำให้เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับและถูกถอดออกจะเกิดข้อมูลที่ไม่ใช่ของเสาอากาศที่ พิจารณารบกวนเสาอากาศที่กำลังพิจารณาอยู่เนื่องจากการเกิดอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ระหว่างข้อมูลที่ส่งออกมาจากแต่ละเสาอากาศส่ง 3.มัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading) สภาพการ ใช้งานจริงสัญญาณจะมีการสะท้อนกับสิ่งต่างๆ รอบข้างได้มากมายหลายลักษณะไม่จำกัดอยู่เฉพาะ ในบางรูปแบบ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณที่แพร่มาจากมากกว่าหนึ่งทิศทาง และ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึง ภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกันและมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก

โครงการนี้จึงได้ทำการจำลองรูปแบบของเครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ตามเทคโนโลยีที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยประสิทธิภาพของระบบเครื่องรับที่ถูกนำเสนอในโครงการนี้จะเท่ากันหรือไม่ก็ดีกว่า ระบบเครื่องรับ G-RAKE แบบเดิม โดยมีความซับซ้อนของระบบน้อยกว่าระบบ G-RAKE แบบเดิม

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาและพัฒนาเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ สำหรับระบบ CDMA
- 1.2.2 เพื่อศึกษาการทำการลด Complexity ของเครื่องรับชนิด G-RAKE
- 1.2.3 เพื่อศึกษาหลักการของสถาปัตยกรรมแบบเลเซอร์สเปซไทม์

1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์

โครงการฉบับนี้เป็นการออกแบบและพัฒนาเครื่องรับความซับซ้อนต่ำชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ซึ่งเป็นการพัฒนาจากเครื่องรับ G-RAKE แบบเดิมโดยทำการลดความซับซ้อน (complexity) ของระบบเครื่องรับลงโดยการแปลงสัญญาณในรูปของไทม์โคเดเมนเป็นฟรีควเอนซีโคเดเมน ซึ่งในส่วนของทอมหนึ่งของภาคการศึกษานี้ได้ศึกษาโครงการที่ทำมาแล้วจากปีก่อนในส่วนที่เป็นเครื่องรับ G-RAKE โดยในส่วน ของทอมสองจะทำการพัฒนาในส่วนการลดความซับซ้อนของเครื่องรับชนิดนี้ลง และทำการวัด และเปรียบเทียบประสิทธิภาพรวมของระบบเครื่องรับที่นำเสนอและเครื่องรับแบบดั้งเดิม เพื่อให้ ความซับซ้อนของวงจรลดต่ำลง

ขั้นตอนการดำเนินงาน

1. ศึกษาโครงงานเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์
2. ทำการศึกษาและจำลองการทำงานของเครื่องรับ โดยการประยุกต์ใช้โปรแกรม Matlab
3. วัดผลโดยการบันทึกค่า BER(Bit Error Rate) และ FER(Frame Error Rate)
4. ทำการวิเคราะห์ผลการทดลอง และสรุปผล
5. เตรียมการศึกษาโครงงานทางด้านการลด Complexity ของชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

เนื้อหาของปริิญาานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่นำมาใช้ในการออกแบบและพัฒนาเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบโครงสร้างของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์แบบไทม์โดเมน

บทที่ 4 กล่าวถึงการออกแบบโครงสร้างของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์แบบฟริควেনซีโดเมน

บทที่ 5 กล่าวถึงการทดลองและผลของการทดลองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ทั้งแบบไทม์โดเมนและฟริควেনซีโดเมนที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมแมทแล็บ

บทที่ 6 กล่าวถึงการสรุปผลการทดลอง ปัญหาที่เกิดขึ้น และการแก้ไขและพัฒนา

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

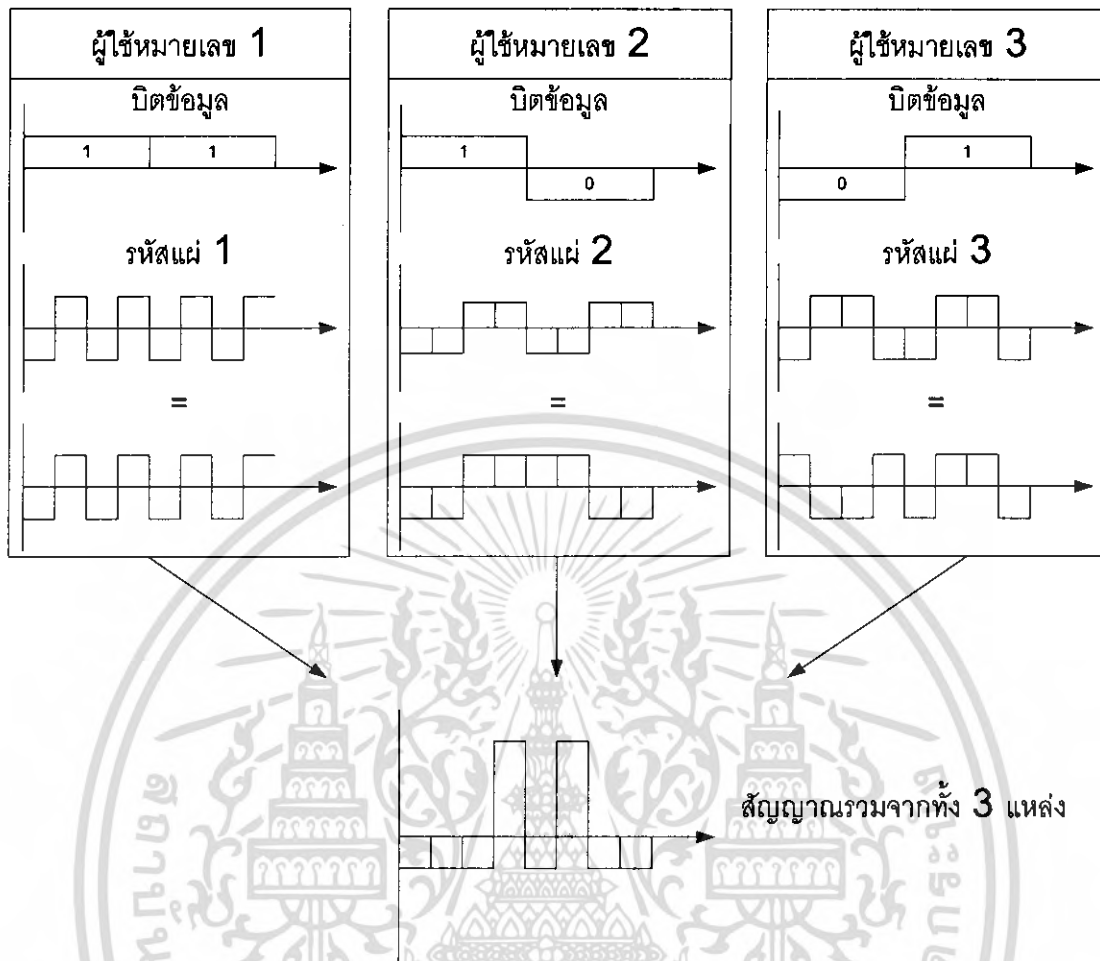
2.1 หลักการพื้นฐานระบบ CDMA

ในการอธิบายถึงวิธีการทำสเปรดสเปกตรัมสำหรับระบบ CDMA จะยกตัวอย่างง่าย ๆ เพื่อแสดงขั้นตอนการทำงานของระบบที่มีผู้ใช้งาน 3 ราย ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรร รหัสสแพร์ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ในการส่งบิตข้อมูลลงบนช่องสัญญาณผู้ใช้แต่ละรายจะนำรหัสสแพร์ของตนไปคูณกับบิตข้อมูลที่จะส่ง และผลได้ที่จะเป็นรูปสัญญาณที่มีอัตราชิป (Chip Rate) ที่สูงขึ้นกว่าอัตราบิตข้อมูล (Bit Rate) ของผู้ใช้ ทำให้ระบบต้องใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ในการส่งที่กว้างขึ้น ดังนั้น จึงกล่าววาระบบได้มีการทำสเปรดสเปกตรัมเกิดขึ้น สำหรับในตัวอย่างนี้ อัตราชิปมีค่าสูงกว่าอัตราบิต 4 เท่า โดยอัตราส่วนนี้มีชื่อเรียกว่า อัตราขยายการประมวล (Processing Gain) หรือตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor)

หมายเลขผู้ใช้	รหัสสแพร์ (Spreading Code)
1	-1, 1, -1, 1
2	-1, -1, 1, 1
3	-1, 1, 1, -1

ตารางที่ 2.1 รายละเอียดรหัสสแพร์ของผู้ใช้แต่ละราย

ในตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปรดสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 สังเกตว่าบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปรดหรือแผ่แล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั้นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมกันซึ่งดูเสมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนกัน และยากต่อการแยกแยะออกมา จากรูปที่ 2.1 ประกอบ

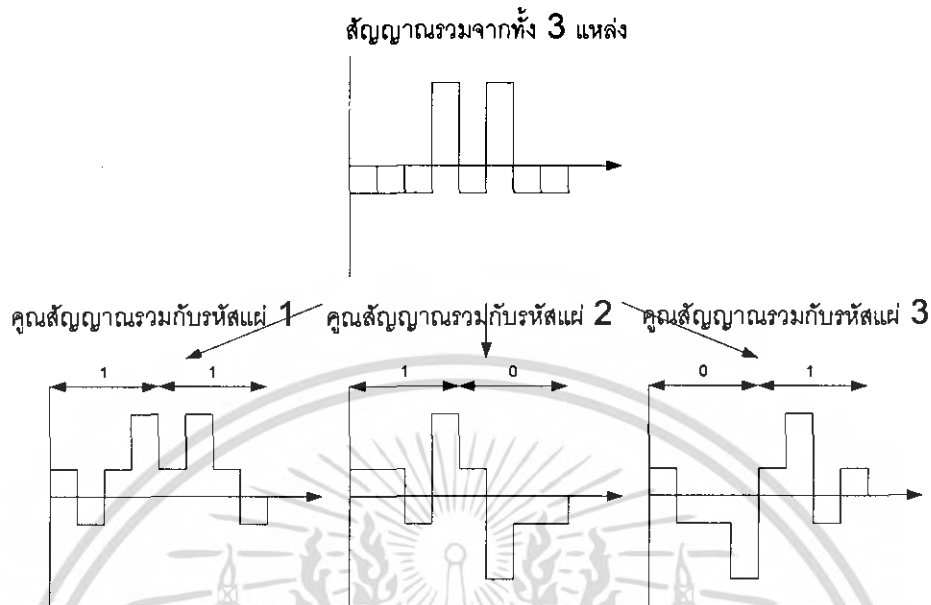


รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายออกมานั้นก็สามารถทำได้โดยการให้ผู้ใช้แต่ละคนนำชุดรหัสแฉของตนเอง ไปคูณกับสัญญาณที่ได้รับมาดังแสดงในรูปที่ 2.2 จากนั้นทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิป หรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป

ตัวอย่างเช่น ถ้าเรานำรหัสของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับสัญญาณรวม จะได้ผลรวมของผลคูณออกมาเป็น 4 สำหรับข้อมูลทั้งสองบิต ในขณะที่ถ้าผู้ใช้หมายเลข 2 กระทำการในลักษณะเดียวกัน จะได้ผลออกมาเป็น 4 และ -4

ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำการนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมา มีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม

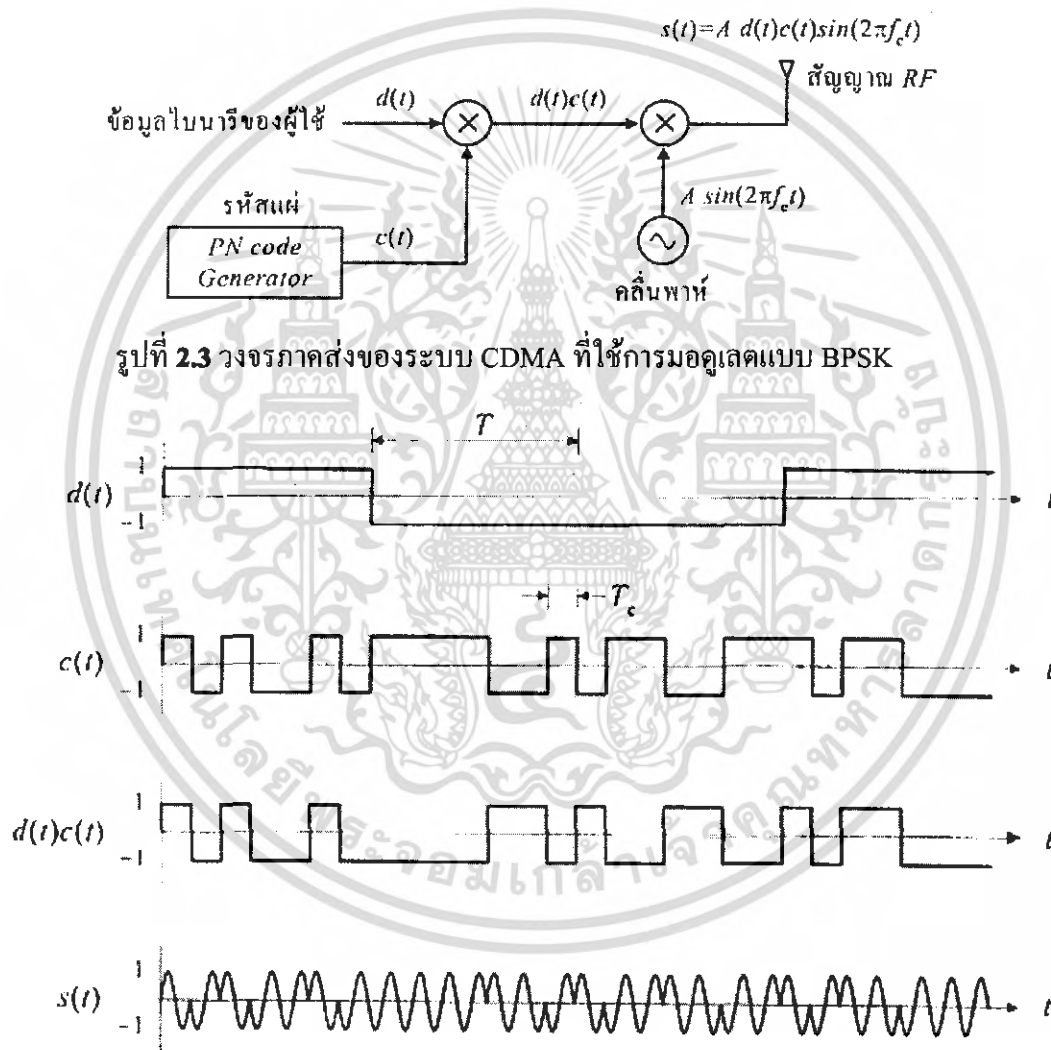
สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัสแม่ของผู้ใช้คนหนึ่งไปคูณกับส่วนสัญญาณที่ได้รับการแผ่ออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่น ถ้านำรหัสแม่ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณแผ่ออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หหมด ซึ่งจริงๆ แล้วหากทดสอบกับทุกกรณี จะได้ผลที่เหมือนกันคือ ค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่า สัญญาณที่แผ่ออกด้วยรหัสแม่ชุดหนึ่งจะไม่สามารถคิสรคออกด้วยรหัสแม่ชุดอื่น ซึ่งทำให้สามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปรคสเปกตรัมคือการเลือกรหัสแม่ที่มีคุณสมบัติพิเศษ ดังที่อธิบายไว้เบื้องต้นนั่นเอง

2.2 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA ของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) รูปที่ 2.3 แสดงรายละเอียดโครงสร้างของเครื่องส่งสัญญาณ CDMA ของผู้ใช้รายหนึ่ง ในแผนภาพประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารีกับรหัสแม่ และวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK สัญญาณขาเข้า $d(t)$ ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ โดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสแม่ $c(t)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปส์เท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปรคสเปกตรัมของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลต่ำซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่ม้อตราชีพที่สูงขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายความว่า ต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้นี้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูง รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของสัญญาณที่ได้ในแต่ละขั้นตอน โดยในตัวอย่างนี้ได้กำหนดให้ $T = 7T_c$ และคลื่นพาห้มีความถี่เท่ากับ $f_c = 1/T_c$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรภาครับสัญญาณ CDMA

รูปที่ 2.5 แสดงองค์ประกอบของภาครับระบบโคเรลทีฟซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK วงจรนี้ใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูล $d(t)$ ออกจากสัญญาณ RF ที่รับได้ซึ่งโดยปกติแล้วสัญญาณนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation Delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนในรูป

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

โดย τ คือ ค่าเวลาประวิง รูปที่ 2.6 ประกอบการอธิบาย

สัญญาณ $s(t - \tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าเวลาประวิงให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

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

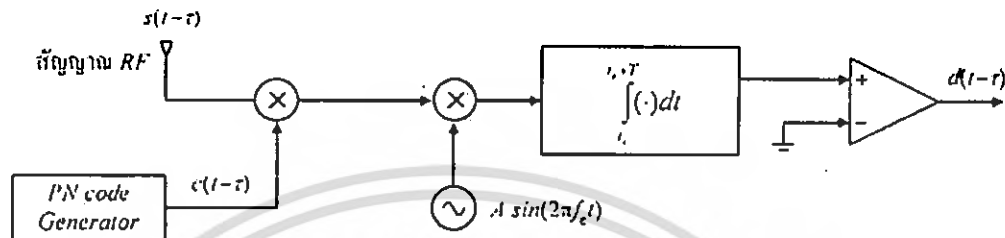
ทั้งนี้เพราะ $c(t - \tau)c(t - \tau) = 1$ ณ เวลา t ใดๆ

ขั้นตอนนี้คือ การดีสเปรดของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ ดังนี้

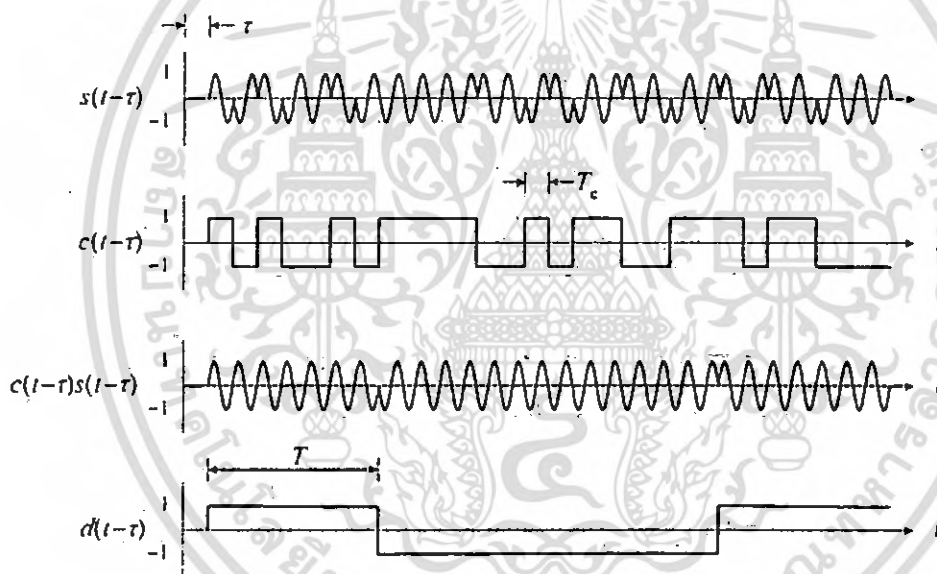
$$d(t - \tau)A \sin(2\pi f_c(t - \tau)) \sin(2\pi f_c(t - \tau)) = d(t - \tau)A \{1 - \cos(4\pi f_c(t - \tau))\} / 2 \quad (2.3)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรเตอร์ที่ทำการอินทิเกรตใหม่ทุกๆ คาบเวลา T ซึ่งโดยปกติแล้วจะมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้น สัญญาณ $\sin(4\pi f_c(t - \tau))$ เมื่อถูกอินทิเกรตแล้วก็จะมีค่าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ $d(t - \tau)$ ซึ่งเมื่อนำมาเข้าวงจรเปรียบเทียบแล้วก็จะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา

หมายเหตุ : ขั้นตอนการคูณรหัสแ่กับวงจรคือคูณเลขเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้ โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์เหมือนกัน จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่าถ้าหากภาครับไม่รู้ชุดรหัสแ่ที่ใช้ที่ภาคส่ง ก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณ ข้อมูลออกมา



รูปที่ 2.5 วงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK

2.4 คุณสมบัติเฉพาะและขนาดความจุของระบบ CDMA

โดยหลักการแล้ว การสื่อสารภายใต้สภาพแวดล้อมที่เป็นอุดมคติ การเลือกใช้เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ FDMA แบบแบ่งเวลา TDMA หรือแบบแบ่งรหัส CDMA ล้วนแล้วแต่ให้ความจุของระบบที่มีขนาดเท่ากัน อย่างไรก็ตาม ในสภาพแวดล้อมที่ไม่เป็นอุดมคติ เช่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางที่แตกต่างกัน จะให้ความจุที่ไม่เท่ากัน สำหรับหัวข้อย่อนี้จะได้กล่าวถึงแนวทางการคำนวณความจุของระบบแต่ละชนิดเปรียบเทียบกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่หนึ่งอาศัยเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ FDMA เพียงอย่างเดียว ในขณะที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สองอาศัยทั้งเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ TDMA/FDMA ดังนั้น ขนาดความจุของระบบจึงขึ้นอยู่กับขนาดของสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่ทั้งหมด และขนาดแบนด์วิธของช่องสัญญาณแต่ละช่องเป็นหลัก การคำนวณหาขนาดความจุนั้นค่อนข้างง่ายและตรงไปตรงมา ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM ใช้ทั้งเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ควบคู่กันไป ตามมาตรฐานได้กำหนดให้ช่องสัญญาณความถี่หนึ่งช่องมีแบนด์วิธเท่ากับ 20 kHz ในช่องสัญญาณความถี่หนึ่งช่องสามารถรองรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ 8 สล็อต แต่ละสล็อตใช้สำหรับส่งสัญญาณเสียงได้หนึ่งช่อง ฉะนั้นในระบบที่มีแบนด์วิธ 25 MHz จะสามารถใช้รองรับการส่งผ่านสัญญาณเสียงได้จำนวน

$$25 \text{ M}/200\text{k} \times 8 = 1,000 \text{ ช่อง}$$

ขนาดความจุของแต่ละเซลล์คำนวณจากขนาดสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่หารด้วยขนาดแบนด์วิธของช่องสัญญาณเสียงแต่ละช่อง อย่างไรก็ตาม ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เหล่านี้อาศัยเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ TDMA/FDMA ซึ่งทำให้ต้องมีการออกแบบวางแผนการใช้งานความถี่ให้เหมาะสม เพื่อหลีกเลี่ยงหรือลดผลกระทบของปัญหาการแทรกสอดช่องสัญญาณร่วม (Co-channel interference) กล่าวคือเซลล์ที่อยู่ติดกันหรือใกล้เคียงกันจะต้องไม่ใช้ความถี่ชุดเดียวกัน ระบบการจัดกลุ่มความถี่ที่กล่าวถึงนี้ ส่งผลให้ความจุที่ใช้งานได้จริงในแต่ละเซลล์ลดลงเป็นจำนวนเท่าของรูปแบบการจัดกลุ่มความถี่ เช่น กรณีของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM มีการจัดวางเซลล์เป็นกลุ่มละ 4 เซลล์ ความจุหรือจำนวนช่องสัญญาณของแต่ละเซลล์ที่ใช้งานได้จริงลดลง 4 เท่าด้วย และเหลือเพียง 250 ช่องเท่านั้น

แต่สำหรับในกรณีของ CDMA ขนาดความจุของระบบขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณรบกวน (interference) เป็นหลัก นั่นคือระบบจะยังคงสามารถทำงานได้โดยปกติราบไคที่ปริมาณของสัญญาณรบกวนยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป ดังนั้น จึงเป็นไปได้ที่มีผู้ใช้จำนวนหลายรายรับส่งสัญญาณบนคลื่นความถี่เดียวกัน กล่าวคือ ระบบอนุญาตให้ผู้ใช้ที่อยู่ภายในเซลล์ที่ติดกันหรือแม้แต่ว่าจะอยู่ภายในเซลล์เดียวกันสามารถใช้ความถี่ซ้ำเดิมได้ คุณสมบัติดังกล่าวนี้แตกต่างจากระบบ FDMA/TDMA อย่างสิ้นเชิง ด้วยเหตุนี้การคำนวณความจุของระบบ CDMA จึงมีความซับซ้อน

ดังนั้น ก่อนที่จะอธิบายถึงแนวทางการคำนวณความจุของระบบ CDMA จำเป็นที่จะต้องบรรยายถึงคุณลักษณะเฉพาะของมันก่อน

2.4.1 คุณลักษณะเฉพาะของระบบ CDMA

ระบบ CDMA มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่ต่างไปจากระบบ TDMA หรือ FDMA โดยเราสามารถสรุปแยกออกเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

การตรวจจับเสียงสนทนา (Voice Activity Detection : VAD) โดยธรรมชาติในระหว่างการสนทนาของมนุษย์นั้นจะมีเพียงประมาณ 35% ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น ที่มีการกำเนิดสัญญาณเสียงพูด เนื่องจากคู่สนทนาแต่ละฝั่งจะใช้เวลาโดยเฉลี่ยครึ่งหนึ่งในการฟังอีกฝ่ายพูด อีกทั้งบางช่วงเวลาที่ผู้พูดจะมีการเว้นช่วงการพูดหรือหยุดหายใจ การที่ผู้ใช้ไม่ได้พูดตลอดเวลาต่อเนื่องส่งผลให้ปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้นๆ ก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจจะลดลงได้ถึง 65% นั่นหมายความว่าเราสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นถึงประมาณ 3 เท่า

ความจุแบบซอฟต์ (Soft Capacity) ในกรณีของ FDMA/TDMA ความจุของระบบถูกกำหนดโดยตรงจากขนาดสเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่มีอยู่ (Bandwidth Limited) ดังนั้น จึงมักเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบฮาร์ด (Hard Capacity) คำว่าฮาร์ดสื่อความหมายว่าระบบจะไม่สามารถรองรับการร้องขอใช้งานของผู้ใช้รายใหม่เพิ่มเติมได้อีกเลย หากช่องสัญญาณที่มีอยู่ถูกใช้งานทั้งหมดแล้ว แต่สำหรับ CDMA ความจุถูกกำหนดโดยปริมาณสัญญาณแทรกสอด (Interference Limited) ดังนั้น จึงเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบซอฟต์ (Soft Capacity) ความหมายของคำว่าซอฟต์ในที่นี้คือระบบสามารถรองรับผู้ใช้เพิ่มเติมได้อีกเรื่อยๆ คราบใดปริมาณสัญญาณแทรกสอดในระบบยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกิน ทั้งนี้การรับผู้ใช้รายใหม่แต่ละครั้งส่งผลให้ระบบโดยรวมมีปริมาณสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้นทีละน้อย และทำให้คุณภาพการใช้งานของผู้ใช้ที่มีอยู่เดิมแยกลงเป็นลำดับ

การใช้ประโยชน์จากคลื่นพหุวิถี (Multipath Resolution) ในระบบการส่งข้อมูลที่อัตราการส่งสูงเช่น เช่น เกินกว่า 10 kbps ภายใต้อสภาพช่องสัญญาณที่มีปรากฏการณ์ของคลื่นพหุวิถี (Multipath) นั้น ระบบ FDMA และ TDMA จะได้รับผลกระทบอย่างรุนแรงจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) สืบเนื่องจากดีเลย์สเปรด (Delay Spread) ที่เกิดขึ้น ดังนั้น จำเป็นที่ภาครับสัญญาณต้องอาศัยวงจรอีควอไลเซอร์ที่มีความซับซ้อนสูงในการลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบที่เกิดขึ้น ในทางกลับกันวงจรรักษาของระบบ CDMA ไม่มีความจำเป็นต้องใช้วงจรอิควอลไลเซอร์สำหรับการปรับแก้รูปสัญญาณ เพราะการทำสเปกตรัมกับสัญญาณกลับช่วยทำให้วงจรรักษาสามารถแยกแยะคลื่นสัญญาณแต่ละวิถีได้ดีขึ้น ทั้งยังสามารถนำมารวมกันโดยใช้วงจรเครื่องรับแบบ RAKE เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณที่มีคุณภาพมากขึ้นได้อีกด้วย ความสามารถในการนำสัญญาณจากแต่ละวิถีมาผนวกกันนั้นถือว่าการเพิ่มโคแวลูจิตีของระบบ นอกจากนี้ อุปกรณ์หลักของเครื่องรับประกอบด้วยวงจรคอร์เรเลเตอร์ (Correlator) ซึ่งทำหน้าที่ในการดีสเพรคสัญญาณกลับมา ซึ่งในทางปฏิบัติวงจรคอร์เรเลเตอร์นั้นจัดว่ามีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรรอไอควอลไลเซอร์

การแบ่งเซกเตอร์เพื่อเพิ่มความจุ (Sectorization for Capacity) ในระบบ FDMA และ TDMA มีการแบ่งเซลล์ออกเป็นเซกเตอร์ย่อยเพื่อลดปริมาณของสัญญาณแทรกสอดช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) ทำให้สัญญาณที่ได้รับมีคุณภาพดีขึ้น และระบบสามารถนำความถี่ชุดเดิมมาใช้ซ้ำได้มากขึ้น ผลที่ได้คือในแต่ละเซลล์ระบบสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น อย่างไรก็ตามหากวิเคราะห์ในเชิงทราฟฟิกกลับพบว่าการแบ่งเซกเตอร์ส่งผลเชิงลบต่อประสิทธิภาพการใช้งานช่องสัญญาณ นั่นคือ โดยรวมระบบจะมีความจุลดลง และจะยิ่งลดลงเมื่อมีการแบ่งเซกเตอร์จำนวนมากขึ้น ฉะนั้นผลของการแบ่งเซกเตอร์ในระบบ FDMA หรือ TDMA จึงมีทั้งข้อดีและก่อให้เกิดผลเสียพร้อมกัน การแบ่งเซกเตอร์ในระบบ CDMA ช่วยทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณลดลง ส่งผลให้ระบบได้ความจุเพิ่มขึ้น โดยหากมีการแบ่งเซกเตอร์ย่อยลงมากเท่าใดก็มีแต่จะช่วยให้ระบบมีความจุมากขึ้นตามไป ดังนั้น การแบ่งเซกเตอร์ในระบบ CDMA จึงมีแต่ให้ประโยชน์ โดยไม่ก่อให้เกิดผลข้างเคียงอื่นๆแต่อย่างใด ดังนั้น การใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดของระบบ CDMA จึงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ให้ขนาดความจุที่สูงกว่าและรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากกว่า

การใช้ระบบวิทยุที่ง่าย (Simplified Radio System) ระบบ CDMA ใช้วงจรรับส่งวิทยุเพียงชุดเดียวสำหรับครอบคลุมบริเวณๆหนึ่ง ดังนั้น จึงง่ายและสะดวกในการติดตั้ง อีกทั้งยังประหยัดเนื้อที่ในการจัดเก็บอุปกรณ์ด้วย

การแฮนด์ออฟแบบซอฟต์ (Soft Handoff) เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกันจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีการแฮนด์ออฟจากความถี่หนึ่งไปยังอีกค่าความถี่หนึ่งในกรณีที่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่งไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแฮนด์ออฟแบบนี้เรียกว่าการแฮนด์ออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบซอฟต์แวร์ซึ่งต่างการแฮนด์ออฟแบบฮาร์ด (Hard Handoff) ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห้

ไม่มีช่วงเวลาป้องกัน (No Guard Time Required) ในระบบ TDMA มีความจำเป็นที่จะต้องเว้นช่องว่างที่เรียกว่า ช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time) ไว้ขนาดหนึ่งเพื่อป้องกันมิให้ข้อมูลที่อยู่คนละไทม์สล็อตเกิดการทับกัน ส่วนระบบ CDMA นั้น ไม่มีความจำเป็นที่ต้องมีช่วงเวลาป้องกันเลยเพราะฉะนั้นช่วงเวลาตรงนี้สามารถนำมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพการส่งข้อมูลให้สูงขึ้นได้

2.5 การสร้างรหัสแผ่

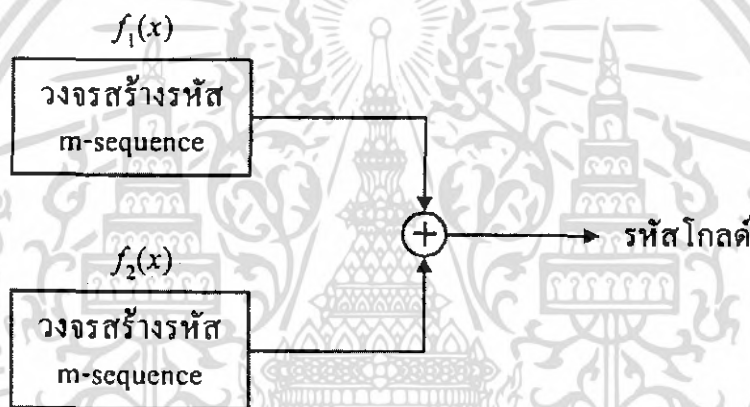
รหัส PN (Pseudonoise code) คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน (Deterministic Procedure) หากแต่รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณแรนดอมมาก รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่น นำมาใช้ในการซิงโครไนซ์สัญญาณ (Signal Synchronization) วิทยาการรหัสลับ (Cryptography) การทำสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) และการกำเนิดจำนวนสุ่ม (Random Number Generator) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัสเอ็มซีเคเวนซ์ (M-Sequence Code) รหัสโกลด์ (Gold Code) และรหัสคาซามิ (Kasami Code) เป็นต้น ในระบบสื่อสาร CDMA อาศัยรหัส PN เป็นเครื่องมือสำคัญในการแยกแยะบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายออกจากกัน หรือใช้ระบุหมายเลขของสถานีฐาน ในปัจจุบันรหัสชนิดที่จัดว่าได้รับความสนใจมากเป็นพิเศษคือ วิธีการที่เรียกว่าซีเคเวนซ์ที่ยาวที่สุดของค่าไบนารี (Binary Maximum-Length-Sequence) หรือที่เรียกกันทั่วไปในชื่อไบนารีเอ็มซีเคเวนซ์ (Binary M-Sequence) และ รหัสโกลด์ ซึ่งโครงงานนี้ได้ใช้รหัสโกลด์ในการทำการทดลอง ดังนั้นในบทนี้จึงได้อธิบายถึงหลักการให้กำเนิดรหัสโกลด์ (Gold Code)

2.5.1 รหัสโกลด์

ในราวปี ค.ศ.1967 โรเบิร์ต โกลด์ ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ ขึ้นซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ รหัสแบบใหม่นี้สร้างขึ้นจากวงจรถ่ายรหัสเอ็มซีเคเวนซ์ 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.7 จากรูปจะเห็นว่า โครงสร้างของรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัสเอ็มซีเคเวนซ์ ที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $f_1(x)$ และ $f_2(x)$ มาบวกกันแบบมอดุโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับชิปของรหัส โกลด์ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จุดน่าสนใจของรหัสโกลด์คือ สามารถใช้กำเนิดลำดับชิปรูปแบบต่างๆ ได้มากมายหากเปรียบเทียบกับรหัสเอ็มซีแควนซ์ที่ใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด r ตัวเท่ากัน กรณีรหัสเอ็มซีแควนซ์จะให้ลำดับชิปที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ และมีชุดรหัสเอ็มซีแควนซ์ที่แตกต่างกันได้ทั้งหมดเท่ากับจำนวนพหุนามพริมีทีฟ เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสเอ็มซีแควนซ์ได้เท่ากับ 48 ชุด ส่วนกรณีของรหัสโกลด์เมื่อใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมด r ตัวในแต่ละบล็อก จะสามารถให้ลำดับชิปที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^r - 1$ เท่ากับกรณีรหัสเอ็มซีแควนซ์แต่จะมีชุดรหัสโกลด์ที่แตกต่างกันได้มากถึง $2^r + 1$ เช่น สำหรับ $r = 9$ จะมีรหัสโกลด์อยู่จำนวน 513 ชุด ซึ่งมากกว่ากรณีของรหัสเอ็มซีแควนซ์มาก นอกจากนี้ถ้านำลำดับชิปที่ได้จากรหัสโกลด์คู่ใดคู่หนึ่งมาพิจารณาในเชิงสหสัมพันธ์ไขว้พบว่า เราสามารถทราบค่าขอบเขตสูงสุดได้ซึ่งในประเด็นนี้จะได้กล่าวถึงในลำดับต่อไป



รูปที่ 2.7 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์

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) $\phi_r(x)$ ซึ่งตามทฤษฎีของฟิลด์กาลัวมีค่าเท่ากับพหุนามพริมีทีฟ $p(x)$ ให้ $\phi_r(x)$ เป็นพหุนามต่ำสุดของสมาชิก $\alpha^i \in GF(2^r)$ โดยที่

$$t(r) = \begin{cases} 2^{(r+1)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคี่} \\ 2^{(r+2)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคู่และ } r \neq 0 \pmod{4} \end{cases} \quad (2.8)$$

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

$$|R_{1,r}(k)| \leq \begin{cases} 2^{(r+1)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคี่} \\ 2^{(r+2)/2} + 1, & r \text{ จำนวนคู่และ } r \neq 0 \pmod{4} \end{cases} \quad (2.9)$$

ทฤษฎีบทนี้กล่าวว่าถ้าเราเลือกพหุนามคู่ที่มีคุณสมบัติเฉพาะพิเศษตรงตามที่ระบุในทฤษฎีบทแล้ว ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างซุกรหัสแต่ละรูปแบบที่ได้จะมีค่าไม่เกินขอบเขตเฉพาะหนึ่ง และเราเรียกพหุนามคู่นี้ว่าพหุนามคู่ที่เหมาะสม (Preferred Pair) เมื่อได้พหุนามทั้งสองแล้วเราสามารถนำมาสร้างซุกรหัสโกลด์ทั้ง $2^r + 1$ ได้ ดังนี้คือ ซุกรหัสโกลด์สองชุดแรกสร้างจากวงจรรีฟต์ รีจิสเตอร์แบบป้อนกลับที่มีโครงสร้างตามพหุนาม $\phi_1(x)$ และ $\phi_2(x)$ สมมติว่าลำดับสัญญาณที่ได้แทนด้วย $a(D)$ และ $b(D)$ ตามลำดับ ซุกรหัสโกลด์อีก $2^r - 1$ ที่เหลือสร้างจากการนำความสัมพันธ์ $a(D) + D^{-i}b(D)$ โดย $i = 1, 2, 3, \dots, r - 1$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

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

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

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

ในลำดับที่สองเราจะคำนวณค่า t ที่เหมาะสมตามสมการที่ (2.8) 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 $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ เพราะฉะนั้นพหุนามพริมีทีฟคู่ที่เหมาะสมที่เลือกใช้คือ

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

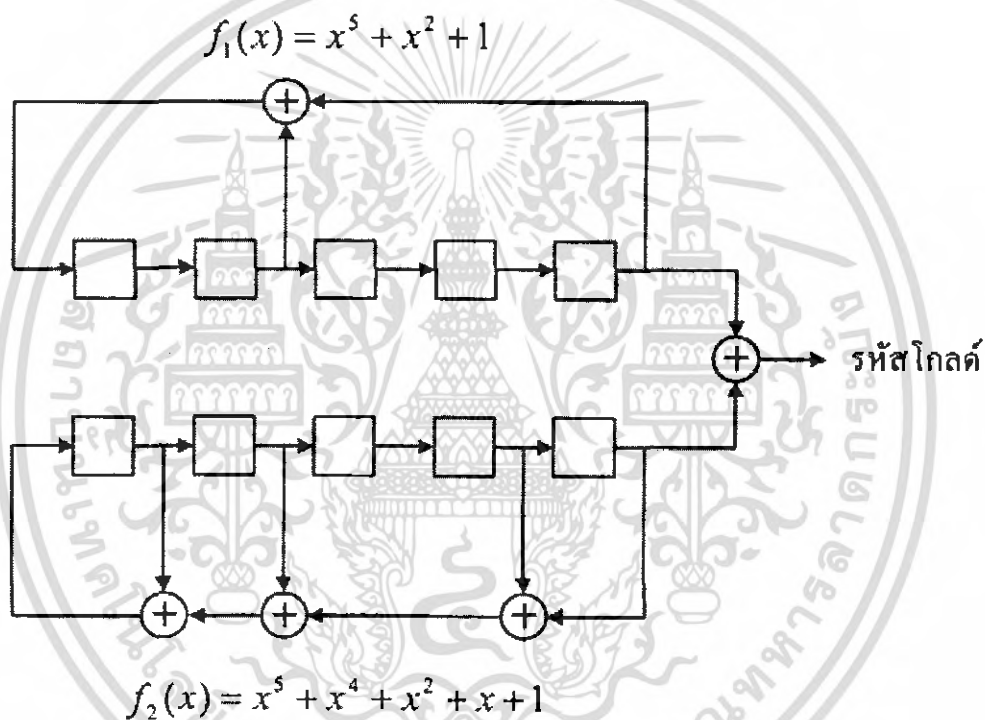
$$f_2(x) = \phi_2(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำพหุนามคู่นี้มาเขียนเป็น โครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์จะมีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 2.8 อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.9) จะได้ว่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสจะมีค่าไม่เกิน

$$|R_{1,1}(k)| \leq 9$$

เมื่อทำการสร้างลำดับซิปขึ้นจริง โดยตั้งค่าเริ่มต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวให้เป็น 1 ทั้งหมดจะได้อา ลำดับซิปที่ออกจากวงจรสร้างรหัสเอ็มซีเควนซ์มีค่าดังแสดงในตารางที่ 2.3



รูปที่ 2.8 รายละเอียดโครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์ตามตัวอย่าง

รหัส	ชื่อ	ลำดับซิป
รหัส m-sequence $f_1(x)$	$a(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000
รหัส m-sequence $f_2(x)$	$b(D)$	11111 01100 11100 00110 10100 100010

ตารางที่ 2.3 รายละเอียดของลำดับซิปที่ได้จากวงจรสร้างรหัสเอ็มซีเควนซ์โดยกำหนดค่าตั้งต้นให้ ชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลำดับซิป $a(D)$ และ $b(D)$ ที่หาได้ตามตารางที่ 2.3 เราจะสามารถสร้างเซตของซุกรหัสโกลด์ทั้งหมด $2^5 + 1 = 33$ รูปแบบได้ ดังนี้

รหัสโกลด์	รูปแบบ	ลำดับซิป
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	$a(D) + D^1 b(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000 + 01111 10110 01110 00011 01010 010001 = 10000 10000 11100 00001 11101 11101 001001
S_5	$a(D) + D^2 b(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000 + 10111 11011 00111 00001 10101 001000 = 01000 11101 10101 00011 00010 010000
:	:	:
S_{22}	$a(D) + D^{30} b(D)$	11111 00110 10010 00010 10111 011000 + 11110 11001 11000 01101 01001 000101 = 00001 11111 01010 01111 11110 01101

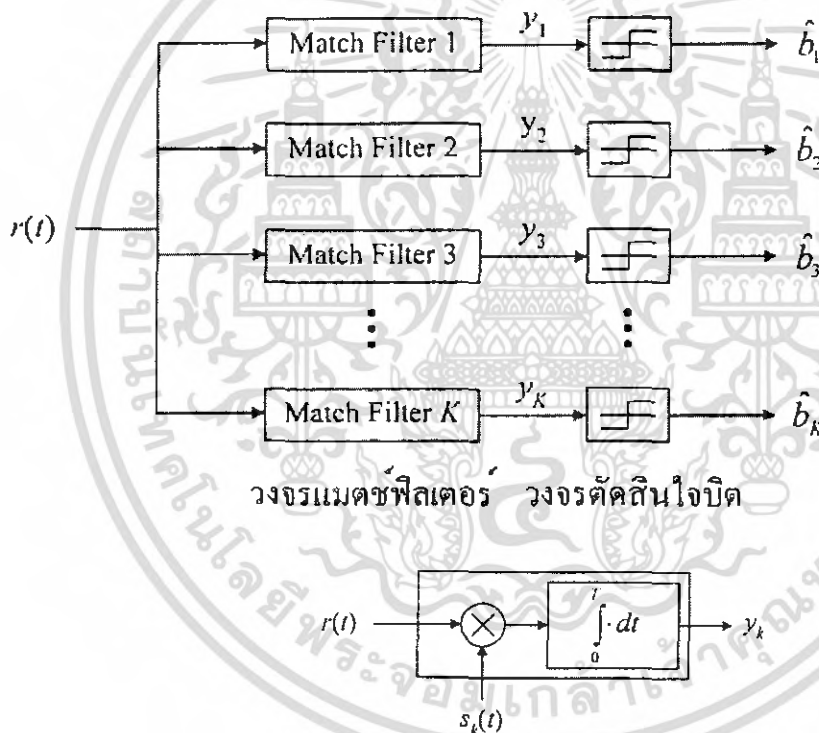
ตารางที่ 2.4 รายละเอียดเซตของซุกรหัสโกลด์

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

2.6 เครื่องรับสำหรับผู้รัยเดียว

2.6.1 เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์

เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์ (Matched Filter) จัดว่าเป็นเครื่องรับแบบที่มีโครงสร้างการทำงานที่เรียบง่ายที่สุด สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องทราบเพียงรหัสแผ่ของผู้รัยที่เราสนใจเท่านั้น การแยกสัญญาณที่ต้องการของผู้ใช้แต่ละรายจึงเป็นอิสระแยกจากกัน จากรูปที่ 2.9 กระบวนการทำงานแบ่งออกเป็นสองขั้นตอนคือ วงจรแมตช์ฟิลเตอร์ และ วงจรตัดสินใจบิต ในส่วนของวงจรแมตช์ฟิลเตอร์จะนำสัญญาณที่รับได้ $r(t)$ ไปคูณกับรหัสแผ่ของผู้รัยที่สนใจและทำการอินทิเกรตให้ครบคาบของบิตข้อมูล จากนั้นจึงนำผลที่ได้ไปใช้ในการตัดสินใจบิตเป็นลำดับต่อไป



รูปที่ 2.9 โครงสร้างโดยรวมของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์

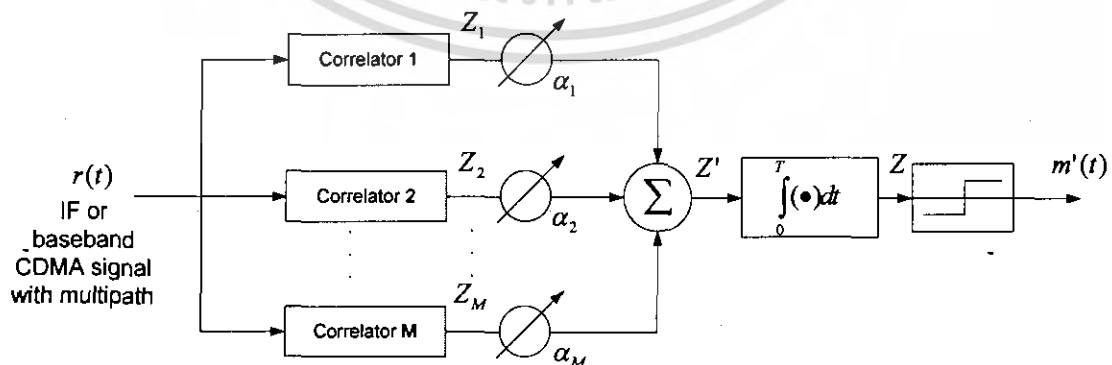
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 เครื่องรับแบบ RAKE

ในระบบ CDMA อัตราการเปลี่ยนแปลงของรหัสแผ่จะมีมากกว่าอัตราแบนด์วิดท์ของการจางหายแบบราบเรียบของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามเทคนิคการมอดูเลชันแบบคั้งเดิมนั้นจะใช้วงจรรีควอลิเซอร์ในการปรับแก้สัญญาณจากผลกระทบการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่ติดกัน ซึ่งถึงแม้รหัสแผ่ของระบบ CDMA จะถูกออกแบบให้มีอัตราของค่าสหสัมพันธ์ให้มีค่าน้อย แต่การเดินทางของสัญญาณที่มีการสะท้อนจากหลายทิศทางจะทำให้สัญญาณที่เครื่องรับเกิดผลของมัลติพาทเฟดดิ้งและส่วนใหญ่ระยะเวลาประวิงของสัญญาณจะมีค่ามากกว่าหนึ่งช่วงเวลาที่ชิปของรหัสแผ่ ซึ่งจะเกิดเป็นสัญญาณที่ไม่มีความสัมพันธ์กับรหัสแผ่ที่ใช้ในการถอดรหัสสัญญาณ ดังนั้นวงจรรีควอลิเซอร์จึงไม่มีความจำเป็น ระบบที่มีการแผ่สัญญาณออกจะมีค่าของอัตราขยายการประมวล จึงทำให้สัญญาณรบกวนที่ไม่มีความสัมพันธ์กับรหัสแผ่ที่ใช้ในการถอดข้อมูลจึงมีผลเพียงเล็กน้อยเท่านั้นเมื่อทำการถอดข้อมูล

อย่างไรก็ตามสัญญาณพหุวิถีจะมีประโยชน์สำหรับระบบ CDMA โดยเครื่องรับ CDMA สามารถที่จะรวบรวมสัญญาณที่มาจากหลายทิศทางและมีเวลาประวิงที่แตกต่างกันเพื่อที่จะเพิ่มค่าของ SNR ที่เครื่องรับได้โดยมีหลักการดังนี้

เครื่องรับแบบ RAKE จะรวมสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่แตกต่างกัน โดยใช้เครื่องรับคอร์รีเลเตอร์ที่แยกจากกันสำหรับสัญญาณที่มาจากทิศทางต่างๆ เครื่องรับคอร์รีเลเตอร์จะสามารถปรับเวลาประวิงให้เข้ากับสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่แตกต่างกัน โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์คอนโทรลเลอร์ สามารถที่จะหาเวลาประวิงของสัญญาณได้ ช่วงเวลาประวิงที่เครื่องรับสามารถที่จะหาได้เรียกว่า หน้าต่างการค้นหา (Search Window) เครื่องรับแบบ RAKE ดังที่แสดงในรูป 2.10 เป็นเครื่องรับที่มีความสำคัญในระบบ CDMA ซึ่งโคเวอริจติของเครื่องรับชนิดนี้มาจากเหตุผลที่ว่าสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่แตกต่างกันมากกว่าหนึ่งช่วงชิปจะไม่มีความสัมพันธ์กัน



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของเครื่องรับแบบ RAKE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องรับแบบ RAKE จะใช้คอร์รีเลเตอร์ ในการแยกแยะสัญญาณที่มีความแรงมากที่สุดเป็นจำนวน M สัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่ออกมาจากคอร์รีเลเตอร์ จะถูกนำมาคูณกับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อประมาณค่าของสัญญาณที่ถูกส่งมา ซึ่งผลที่ได้ก็จะดีกว่าการใช้เครื่องรับแบบธรรมดา

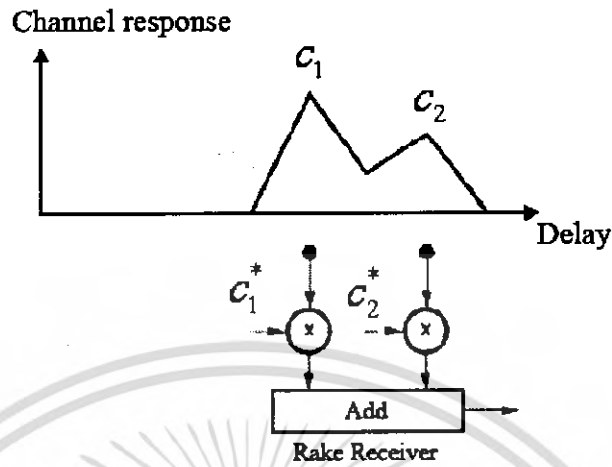
สมมุติว่าการใช้งานมีจำนวนของคอร์รีเลเตอร์ จำนวน M ตัวซึ่งใช้จับสัญญาณที่มีความแรงมากที่สุดเป็นจำนวน M สัญญาณ และ สัมประสิทธิ์ที่นำไปคูณจะใช้เพื่อปรับสัญญาณที่จะถูกรวมกันเพื่อประมาณค่าสัญญาณคอร์รีเลเตอร์ ตัวที่หนึ่งจะทำการซิงค์โครไนท์กับสัญญาณที่แรงที่สุดคือ m_1 สัญญาณ m_2 ที่เดินทางมาถึงด้วยเวลาประวิง t_1 หลังจากการมาถึงของสัญญาณ m_1 โดยที่ $t_2 - t_1$ จะมีค่ามากกว่าหนึ่งช่วงเวลาซิปซึ่งคอร์รีเลเตอร์ตัวที่สองจะทำการซิงค์โครไนท์กับสัญญาณ m_2 ซึ่งมันจะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณ m_2 และมีความสัมพันธ์กับสัญญาณ m_1 น้อย ถ้าหากเราใช้คอร์รีเลเตอร์ เพียงหนึ่งตัวในเครื่องรับ สัญญาณที่ได้จะถูกทำให้ผิดเพี้ยนเนื่องจากการเฟดดิ้งซึ่งเครื่องรับไม่สามารถที่จะแก้ไขค่าของสัญญาณให้ถูกต้องได้ซึ่งจะทำให้มีค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูลมาก แต่ในเครื่องรับแบบ RAKE จะไม่เหมือนกันเนื่องจากสัญญาณที่ออกมาจากคอร์รีเลเตอร์ ตัวอื่นๆที่เหลืออาจจะไม่มีผลเนื่องมาจากการเฟดดิ้ง และ สัญญาณที่ผิดพลาดจะถูกทำให้มีค่าลดลงด้วยค่าสัมประสิทธิ์ในขั้นตอนการคูณสัญญาณด้วยสัมประสิทธิ์ การตัดสินใจบิดข้อมูลที่ได้จากการรวมค่าของสัญญาณจำนวน M ทางสถิติที่แยกจากกันซึ่งมาจากการใช้เครื่องรับแบบ RAKE จะทำให้ได้โคเวอริจันซ์ที่จะนำมาชดเชยค่าของการเฟดดิ้งจึงเป็นผลทำให้การรับสัญญาณของระบบ CDMA ดีมากยิ่งขึ้น

สัญญาณจำนวน M สัญญาณจากคอร์รีเลเตอร์ จำนวน M ตัวจะสามารถเขียนได้เป็น $Z_1, Z_2, Z_3, \dots, Z_M$ ซึ่งจะถูกคูณด้วยค่าของสัมประสิทธิ์ $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ ค่าของสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่ากำลังหรือค่า SNR จากสัญญาณที่มาจากคอร์รีเลเตอร์แต่ละตัว ถ้าหากค่าของกำลังหรือ SNR มีค่าน้อยค่าของสัมประสิทธิ์ของมันก็จะมิต่างกันโดยในกรณีนี้จะเหมือนกันหลักการของการรวมสัญญาณ โดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด (Maximum Ratio Combining) ซึ่งสัญญาณรวมจะเขียนได้เป็น

$$Z' = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m \quad (2.10)$$

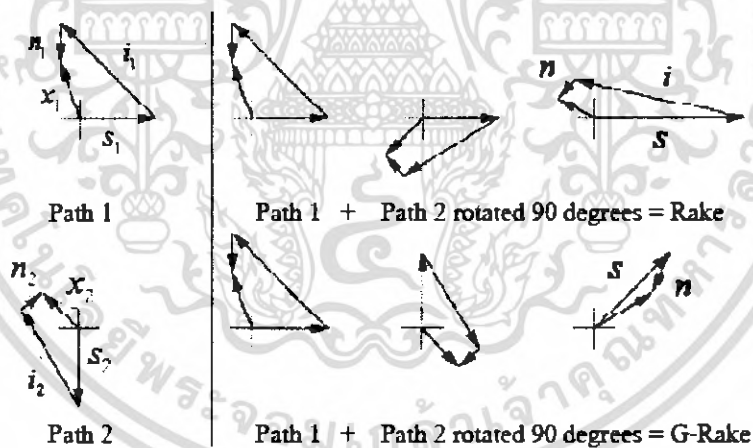
หลักการของอีควอลไลเซอร์แบบปรับค่าได้และโคเวอริจันซ์จะมีวิธีการในการหาค่าของสัมประสิทธิ์หลายวิธี อย่างไรก็ตามฟังก์ชันของเครื่องรับแบบ RAKE ที่มีค่าของกำลังสัญญาณสูงไม่จำเป็นที่จะให้ค่าที่ดีที่สุดหลังทำการรวมสัญญาณที่ได้จากคอร์รีเลเตอร์ การหาค่าของสัมประสิทธิ์จะทำให้ค่าของสัญญาณที่ออกมาจากเครื่องรับแบบ RAKE ดียิ่งขึ้น ซึ่งในกรณีนี้อัลกอริทึมการปรับตัวจะถูกนำมาใช้ในการหาค่าของสัมประสิทธิ์

2.6.3 เครื่องรับแบบ G-RAKE



รูปที่ 2.11 เครื่องรับ RAKE

เครื่องรับ G-RAKE นั้นมีลักษณะคล้ายกับเครื่องรับ RAKE แบบดั้งเดิม โดยลักษณะการรับสัญญาณของเครื่องรับ RAKE แบบดั้งเดิมมีลักษณะดังนี้คือ

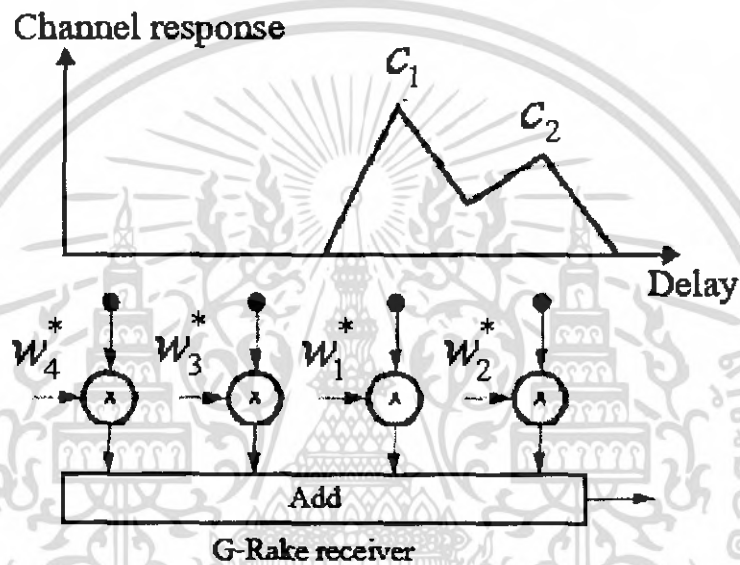


รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการรวมสัญญาณของ เครื่องรับ RAKE และ G-RAKE

สัญญาณที่ได้จะถูกรวบรวมจากสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่ต่างกันอันเนื่องมาจากการสะท้อนมาจากหลายทิศทางของสัญญาณ สัญญาณที่ถูกส่ง ดังรูปที่ 2.11 ผลตอบสนองช่องสัญญาณทำให้เกิดสัญญาณที่เกิดเนื่องจากการกระจายตัวของสัญญาณและการสะท้อนของ สัญญาณที่ส่งจะทำให้เกิดสัญญาณที่แตกต่างกันมาจากทิศทางหลายทิศทาง ฟิงเกอร์ ของ เครื่องรับ RAKE จะสามารถถอดสัญญาณที่มีเวลาประวิงแตกต่างกันออกจากกันได้ และ รวมสัญญาณเหล่านั้นเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยกัน เครื่องรับ RAKE จะทำการรวมสัญญาณที่ออกมาจากฟิงเกอร์โดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณเพื่อที่จะให้ได้ค่าของเอาต์พุต จากรูปที่ 2.12 แสดงให้เห็นถึงการรวมสัญญาณที่ถูกถอดมาสองสัญญาณ (x_1 และ x_2 ซึ่งได้มาจากสัญญาณจากสองทิศทาง) ในแต่ละสัญญาณที่ถูกถอดออกมาได้จะประกอบด้วยองค์ประกอบของสัญญาณ (s) สัญญาณรบกวน (i) และองค์ประกอบของสัญญาณรบกวน (n) ในระหว่างที่ทำการรวมสัญญาณ เครื่องรับ RAKE จะทำการเรียงสัญญาณเพื่อให้สัญญาณสามารถที่จะบวกเข้ากับสัญญาณอื่นๆได้ เพื่อที่จะสร้างสัญญาณที่มีความแรงมากขึ้น



รูปที่ 2.13 เครื่องรับ G-RAKE

จากรูปที่ 2.13 ซึ่งแสดงตัวอย่างของเครื่องรับ G-RAKE ที่มีลักษณะเหมือนกับเครื่องรับ RAKE โดยใช้ ฟิงเกอร์กับเทคนิคของการรวมสัญญาณในการประมาณค่าสัญลักษณ์ แต่จะมีข้อแตกต่างที่สำคัญ 2 ประการ คือ

- ฟิงเกอร์ของสัญญาณแทรกสอดที่เพิ่มขึ้น จะใช้ในการรวบรวมข้อมูลของ สัญญาณแทรกสอดในฟิงเกอร์ที่ตรวจจับสัญญาณ สัญญาณแทรกสอดนี้ อาจ เกิดจากสัญลักษณ์อื่นที่สนใจ (การรบกวนที่เกิดจากตัวผู้ใช้งานที่สนใจเอง) สัญลักษณ์ของผู้ใช้รายอื่นภายในสถานีฐานเดียวกัน หรือ สัญลักษณ์ของผู้ใช้รายอื่นของสถานีฐานอื่นๆ ฟิงเกอร์ที่เพิ่มขึ้นมา จะตรวจจับข้อมูล เกี่ยวกับ สัญญาณแทรกสอด ซึ่งใช้ในการ หักล้างสัญญาณแทรกสอด ใน ฟิงเกอร์สัญญาณ เพื่อให้ได้ผลที่ดี สัญญาณแทรกสอดต้องผ่านไปในช่วงสัญญาณแพร่กระจาย (Dispersive Channel)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เครื่องรับ RAKE ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ในการรวมค่าที่ถูกถอดออกมาจากสัญญาณรวมเพื่อประมาณค่าสัญลักษณ์ ตัวอย่าง เช่น

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{x} = w_1 * x_1 + w_2 * x_2 \quad (2.11)$$

โดยที่ \mathbf{x} คือ ค่าที่ถูกถอดออกมาจากสัญญาณรวม และ \mathbf{w} คือ ค่า สัมประสิทธิ์ตัวคูณ (ซึ่งคูณกับค่าข้อมูลที่ถอดออก) ถูกเรียกว่า ค่าสัมประสิทธิ์การรวม

ค่าข้อมูลที่ถูกถอด ถูกนำมารวมโดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์ นอกจาก การประมาณค่าช่องสัญญาณ เครื่องรับ G-RAKE ยังประมาณค่าคอร์รีเลชันระหว่างสิ่งที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณแย่ (Impairment) ซึ่งคือ สัญญาณแทรกสอดกับสัญญาณรบกวน บนฟิงเกอร์ที่ต่างกัน ค่าความสัมพันธ์ จะตรวจจับ “คัลเลอร์” ของสิ่งที่ทำให้สัญญาณคุณภาพแย่ ข้อมูลนี้สามารถใช้เพื่อที่จะลดสัญญาณแทรกสอด การประมาณค่าช่องสัญญาณ และ การประมาณค่าคอร์รีเลชันของสิ่งที่ทำให้สัญญาณแย่จะใช้สำหรับการหาค่าสัมประสิทธิ์ ผลที่ได้คือ กระบวนการรวมสัญญาณจะทำการรวมสัญญาณจากหลายทิศทาง และ ลดสัญญาณแทรกสอดไปพร้อมกัน สรุปคือเครื่องรับ G-RAKE จะรวมค่าสัญญาณที่ถูกถอด เพื่อลดสัญญาณแทรกสอด และ เพิ่มองค์ประกอบสัญญาณ แต่ในทางกลับกัน เครื่องรับ RAKE จะทำการเพิ่มองค์ประกอบสัญญาณเพียงอย่างเดียว โดยการเพิ่มค่า อัตราส่วนของสัญญาณคือสิ่งที่ทำให้คุณภาพสัญญาณแย่ (S/I) ความต้องการที่จะรวบรวมพลังงานสัญญาณ (เพิ่มค่า ρ) จะต้องแลกกับความต้องการที่จะลดสัญญาณแทรกสอด (ลดค่า i)

เราสามารถ ใช้ พีชคณิตเชิงเส้นในการแสดงเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ ดังนี้

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}, \quad (2.12)$$

โดย \mathbf{c} คือ เวกเตอร์ของ ค่าประมาณ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ

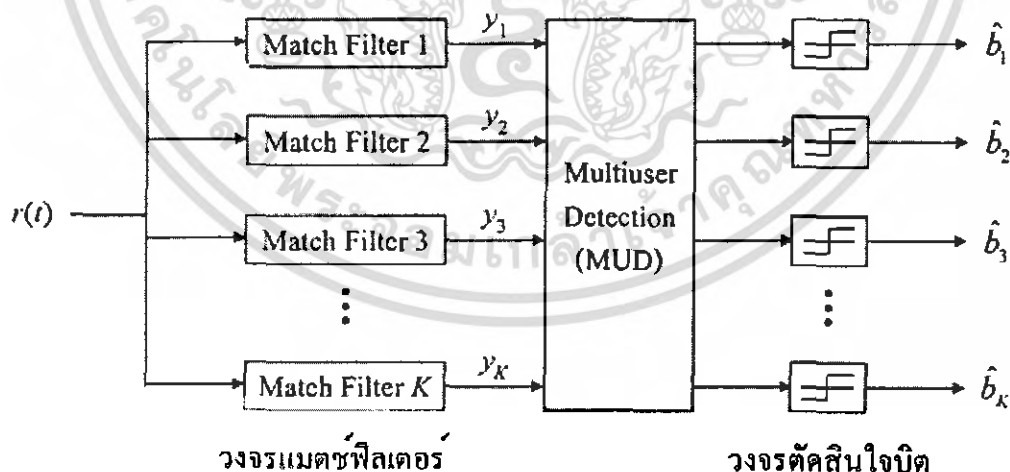
(แทนด้วย 0 สำหรับ ฟิงเกอร์สัญญาณแทรกสอด) และ \mathbf{R} คือ ค่าเมตริกซ์ของค่าประมาณคอร์รีเลชันของสิ่งที่ทำให้คุณภาพสัญญาณแย่ ค่าสัมประสิทธิ์ของการรับของ RAKE จะเป็นเพียงการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ เท่านั้น

$$\mathbf{w} = \mathbf{c}. \quad (2.13)$$

การรวมข้อมูลของเครื่องรับ RAKE เป็นกรณีพิเศษของ การรวมข้อมูลของเครื่องรับ G-RAKE ที่ซึ่ง R ถูกกำหนดให้เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ เมื่อไม่มีสัญญาณแทรกสอดที่จะทำการลดการรับของเครื่องรับ G-RAKE จะมีการทำงานเหมือนกับ เครื่องรับ RAKE

2.7 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เนื่องด้วยหลักการการทำงานของเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ RAKE ที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ผ่านมาจะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference : MAI) เป็นเสมือนสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อผู้ใช้ในระบบมีผู้ใช้งานมากขึ้นหรือค่าสหสัมพันธ์ระหว่างชุดรหัสมีค่ามากขึ้นจะทำให้การตัดสินใจบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูงตามไปด้วย ซึ่งส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบโดยรวมลดลงอย่างมากนอกจากนี้ในสภาพที่กลไกการควบคุมกำลังส่งของระบบทำงานได้ไม่สมบูรณ์ทำให้เกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกลขึ้น ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจข้อมูลมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะกับผู้ใช้รายที่ได้รับสัญญาณมีกำลังงานต่ำ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection : MUD) ขึ้นเพื่อลดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นดังกล่าว แนวคิดหลักของเครื่องรับประเภทนี้คือการนำค่าของสัญญาณที่ผ่านวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายอื่น ๆ มาใช้ในการประกอบการตัดสินใจบิตด้วย แทนที่จะใช้สัญญาณเพียงสัญญาณที่ผ่านวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของตนเองเท่านั้น โครงสร้างทั่วไปของเครื่องรับประเภทนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

พิจารณาจากรูปจะเห็นว่า การตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละรายของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจะมีการนำสัญญาณที่ผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ทุกรายมาพิจารณาประกอบ โดยนำไปผ่านการประมวลผลใน MUD ตามรูป จากนั้นจึงนำผลที่ได้ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตเป็นลำดับต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

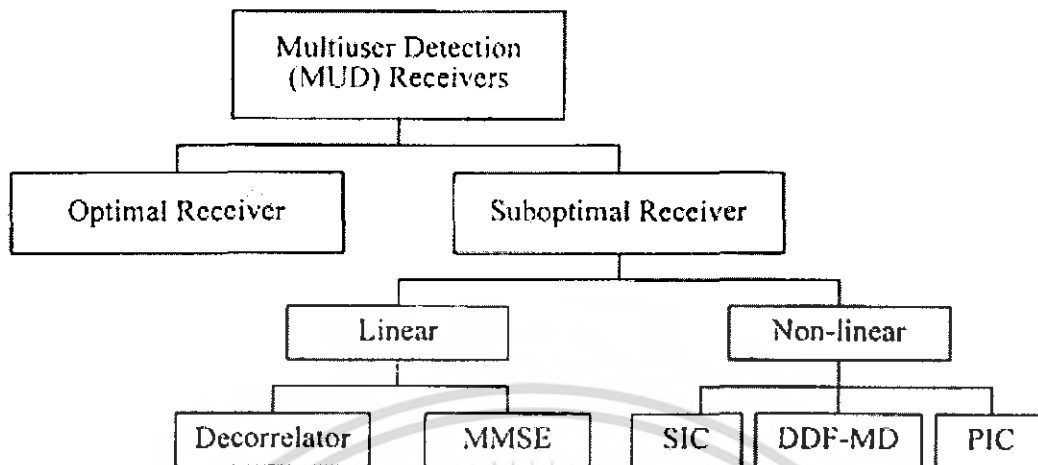
กรรมวิธีการประมวลผลในบล็อก MUD เพื่อนำสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมาใช้ให้เกิดประโยชน์นั้นมีรูปแบบที่แตกต่างกันไปได้หลากหลายมาก และ สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจึงขึ้นอยู่กับเทคนิคการทำงานของบล็อก MUD เป็นหลัก

โดยหลักการแล้วเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจะสามารถนำมาใช้งานได้โดยมีประสิทธิภาพได้ ก็ต่อเมื่อเครื่องรับทราบชุด รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกราย ซึ่งในทางปฏิบัติจะมีเพียงสถานีฐาน (Base Station) เท่านั้นที่ทราบข้อมูลดังกล่าว ในขณะที่เครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Phone) ทราบเฉพาะรหัสแผ่ของตนเท่านั้น ดังนั้น การประยุกต์ใช้งานของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจึงมักเกิดที่สถานีฐานเป็นหลัก เนื่องจากสถานีฐานไม่มีข้อจำกัดของขีดความสามารถในการคำนวณหรือประมวลผลและมีแหล่งจ่ายไฟที่มากเท่าที่ต้องการซึ่งแตกต่างจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มองเห็นได้ชัดที่ถูกจำกัดด้วยขนาดและขีดความสามารถของหน่วยประมวลผลและความจุของแบตเตอรี่ ดังนั้นการนำเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีความซับซ้อนสูงกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์มาใช้ที่สถานีฐานเพื่อกำจัดหรือลดทอนสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นจึงเหมาะสมและเป็นประโยชน์อย่างมาก เมื่อเราสามารถทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณลดลง ย่อมส่งผลให้ระบบมีความจุเพิ่มมากขึ้นและสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น ดังนั้นการพัฒนาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายที่มีประสิทธิภาพสูงจึงเป็นปัจจัยสำคัญต่อความสำเร็จในการนำเทคโนโลยี CDMA มาประยุกต์งานให้เกิดประโยชน์สูงสุด

หลักการงานเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย 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)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



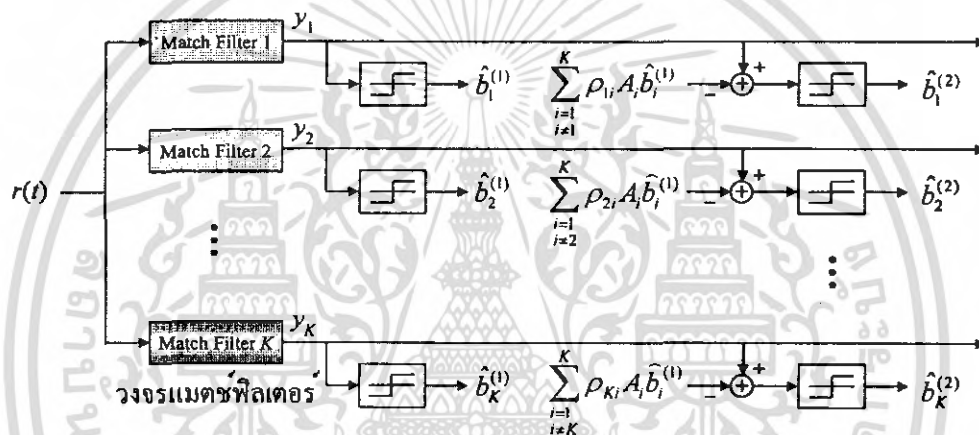
รูปที่ 2.15 โครงสร้างการจัดแบ่งประเภทของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เราสามารถจัดแบ่งแยกเครื่องรับเหล่านี้ออกเป็น โครงสร้างแผนภาพที่เป็นระบบได้ดัง แสดงในรูปที่ 2.15 จากรูปจะเห็นว่า เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลัก คือ เครื่องรับแบบออปติ멈 (Optimal Receiver) และเครื่องรับแบบซับออปติ멈 (Suboptimal Receivers) เครื่องรับแบบออปติ멈แม้ว่าจะให้สมรรถนะดีที่สุด แต่มีความซับซ้อนในการคำนวณ สูงมากจึงไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริงได้ในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุนี้เครื่องรับแบบซับออปติ멈จึง ได้รับความสนใจในเชิงวิจัยอย่างกว้างขวาง และได้มีการพัฒนาเครื่องรับในกลุ่มนี้อย่างต่อเนื่อง โดยเราสามารถแบ่งแยกเครื่องรับในกลุ่มนี้ออกได้เป็น 2 กลุ่มย่อย ได้แก่ เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver) และเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Receiver) ดังแสดงในรูปที่ 2.15 เครื่องรับที่สำคัญในกลุ่มแรกประกอบด้วย เครื่องรับดีคอรัลเรเตอร์ (Decorrelator) และเครื่องรับ MMSE (Minimum Mean Square Error) ส่วนเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นที่น่าสนใจได้แก่ เครื่องรับ สัญญาณหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบเป็นลำดับ (SIC) เครื่องรับดีคอรัลเรเตอร์แบบป้อนกลับการ ตัดสินใจ (DDF-MD) และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC)

2.7.1 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation) เครื่องรับชนิดนี้มีหลักการดังนี้ คือ ในขั้นแรกให้ใช้วงจรแมตริกซ์ฟิลเตอร์สำหรับการตัดสินใจบิต โดยตรงจากสัญญาณที่รับได้ จากนั้น ผู้ใช้แต่ละรายจึงนำผลการตัดสินใจบิตของผู้ใช้รายอื่นไปแผ่ กลับ เพื่อนำไปหักล้างสัญญาณแทรกสอด MAI ของผู้ใช้รายอื่นออกจากสัญญาณที่รับได้ก่อนนำไป ตัดสินใจบิตของตนเองต่อไป การทำงานของผู้ใช้แต่ละรายจึงมีขั้นตอนเหมือนกัน กระทำพร้อมกัน

และขนานกันไป โดยหลักการแล้ว หากการหักล้างสัญญาณแทรกสอด MAI มีความถูกต้อง การตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละราย ย่อมจะดีขึ้นกว่าการตัดสินใจบิตโดยตรงจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ กล่าวคือ การประมาณค่าบิต $\hat{b}_1^{(2)}$ ให้ผลที่มีความถูกต้องกว่าการประมาณค่าบิต $\hat{b}_1^{(1)}$ ฉะนั้นจึงเป็นสิ่งที่น่าสนใจหากจะนำผลการตัดสินใจบิต $\hat{b}_1^{(2)}$ ที่ได้นี้ไปใช้ในกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณรวมที่รับได้ แทนการใช้ค่า $\hat{b}_1^{(1)}$ เพราะการหักล้างสัญญาณแทรกสอดย่อมจะทำให้ดีขึ้น นั่นคือสามารถทำซ้ำกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดได้หลายรอบ ครอบคลุมใดที่การตัดสินใจบิตยังมีคุณภาพดีขึ้นเรื่อยๆ



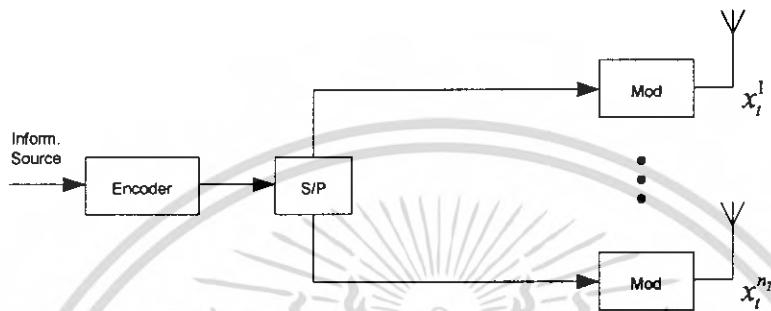
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

2.8 รหัสเวลา-พื้นที่แบบเลเยอร์ (Layered Space-Time Codes)

Foschini ได้นำเสนอโครงสร้างสถาปัตยกรรมเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time : LST) ที่ถูกใช้ในระบบการสื่อสารแบบ MIMO สิ่งที่น่าสนใจของสถาปัตยกรรมชนิดนี้คือการประมวลผลสัญญาณแบบหลายมิติในปริภูมิเวลาโดยใช้การประมวลผลแบบ 1 มิติ โดย 1 มิตินั้นหมายถึง 1 มิติในปริภูมิเวลา ซึ่งขั้นตอนวิธีการจะอาศัยเทคนิคการประมวลผลสัญญาณที่มีประสิทธิภาพสูงที่ภาครับและการเข้ารหัสข้อมูลแบบ 1 มิติที่เป็นการเข้ารหัสแบบดั้งเดิม โดยทั่วไปแล้วลักษณะสถาปัตยกรรมที่ได้นำเสนอ จำนวนของข้อมูลที่ได้ถูกแบ่งเป็นสายจำนวน n_T สาย โดยที่ภาครับใช้จำนวนเสารับ $n_R = n_T$ เสาเพื่อที่จะแยกแยะและตรวจจับสัญญาณจำนวนเท่ากับ n_T ขั้นตอนการแยกแยะจะทำได้โดยการผสมผสานกันระหว่างการลด (Suppression) และการหักล้าง (Cancellation) สัญญาณรบกวน สัญญาณที่ถูกแยกแยะนั้นทำการถอดรหัสโดยการถอดรหัสคอนโวลูชันที่ใช้สำหรับการถอดรหัสแบบ 1 มิติ จึงเป็นผลทำให้มีความซับซ้อนในการทำงานน้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การถอดรหัสแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood) ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบปริภูมิเวลาจะเพิ่มขึ้นในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกับความเร็วของการส่งข้อมูล ในระบบของปริภูมิเวลาจำนวนของเสาทางฝั่งรับจะต้องมีจำนวนเท่ากับหรือมากกว่าจำนวนเสาทางฝั่งภาคส่ง เพื่อให้เป็นผลดีกับการรับสัญญาณและการถอดรหัสข้อมูล



รูปที่ 2.17 สถาปัตยกรรม VLST

2.8.1 เครื่องส่งปริภูมิเวลา (LST Transmitters)

ในระบบเลเยอร์สเปซไทม์มีสถาปัตยกรรมของเครื่องส่งอยู่หลายรูปแบบขึ้นอยู่กับว่ามีการเข้ารหัสป้องกันความผิดพลาดหรือไม่และวิธีการในการมอดูเลตสัญลักษณ์ที่ใช้ในเสาอากาศทางฝั่งส่ง ระบบเลเยอร์สเปซไทม์ที่ไม่มีการเข้ารหัสหรือที่เรียกกันว่าเวอร์ติคัลเลเยอร์สเปซไทม์ (Vertical Layered Space-Time : VLST) ดังที่แสดงในรูป 2.17 ข้อมูลอินพุตเขียนแทนได้เป็น \mathbf{c} จะถูกแบ่งจากข้อมูลอนุกรมให้เป็นข้อมูลขนานจำนวนเท่ากับ n_T สาย หลังจากนั้นข้อมูลในแต่ละสายจะถูกมอดูเลตโดยวิธีการมอดูเลชันแบบ M ระดับและหลังจากนั้นข้อมูลในแต่ละสายจะถูกส่งออกไปในแต่ละสายอากาศซึ่งการประมวลผลสัญญาณ โดยแบ่งแยกตามสายข้อมูลแต่ละสายจะถูกเรียกว่าชั้นสัญญาณ (Layer) สัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลตจะถูกเรียงในเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง (Transmission Matrix) ซึ่งถูกแทนโดย \mathbf{X} ซึ่งมีจำนวนแถวเท่ากับ n_T แถว และ จำนวนคอลัมน์เท่ากับ L คอลัมน์โดยที่ L เป็นค่าความยาวของบล็อกข้อมูลที่ส่ง คอลัมน์ที่ t ของเมตริกซ์สัญญาณทางด้านภาคส่งซึ่งเขียนแทนด้วย \mathbf{x}_t ซึ่งประกอบด้วยสัญลักษณ์ที่ถูกมอดูเลต $x_t^1, x_t^2, \dots, x_t^{n_T}$ โดยที่ $t=1, 2, \dots, L$ ในเวลา t เครื่องส่งจะส่งข้อมูลของคอลัมน์ที่ t ของเมตริกซ์สัญญาณทางด้านภาคส่ง หนึ่งสัญลักษณ์ต่อหนึ่งเสาอากาศ เพราะฉะนั้น x_t^i จะถูกส่งจากเสาอากาศส่งที่ i ณ เวลา t โครงสร้างแบบเวอร์ติคัลจะหมายถึงการส่งสัญญาณแบบเป็นลำดับตามคอลัมน์ของเมตริกซ์ในปริภูมิเวลา (Space-Time Domain) การส่งสัญญาณในรูปแบบดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการเข้ารหัสคอนโวลูชันซึ่งเป็นการเข้ารหัสแบบ 1 มิติ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งคำว่า 1 มิติหมายถึงปริภูมิเวลาในขณะที่รหัสสามารถเป็นหลายมิติได้ในโดเมนเวลา ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

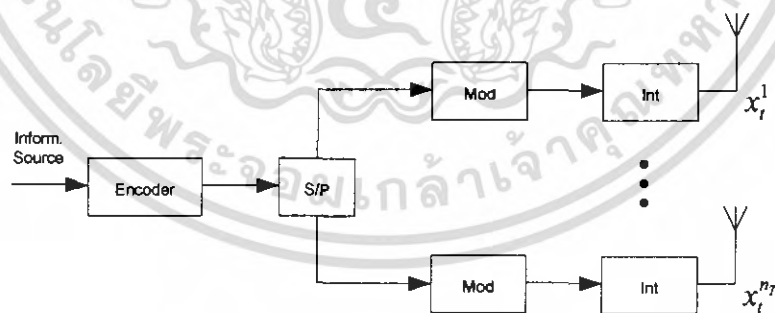
สถาปัตยกรรมแบบเลเยอร์สเปซไทม์แบบต่างๆที่มีการเข้ารหัสได้ถูกแสดงในรูปที่ 2.18, 1.19 และ 2.20 โดยในโครงการนี้ได้เลือกใช้สถาปัตยกรรมแบบทริคด์เลเยอร์สเปซไทม์ (Threaded Layered Space Time : TLST) ที่มีลักษณะที่ใกล้เคียงกับสถาปัตยกรรมแบบฮอริซอนทัลเลเยอร์สเปซไทม์ (Horizontal Layered Space-Time : HLST)

ในสถาปัตยกรรมแบบฮอริซอนทัลเลเยอร์สเปซไทม์ (HLST) ดังแสดงในรูป 2.18 ในขั้นแรกข้อมูลจะถูกนำไปเข้ารหัสของสัญญาณและจะถูกแบ่งข้อมูลเป็นจำนวน n_T สาย ซึ่งข้อมูลในแต่ละสายจะถูกมอดูเลต อินเทอร์ลิฟ และ กำหนดเสาอากาศที่ใช้ในการส่ง ถ้าหากสัญลักษณ์ที่ออกมาจากมอดูเลเตอร์ถูกแทนด้วยสัญลักษณ์ x_i^j โดยที่ i แสดงถึงหมายเลขของชั้นสัญญาณและ j หมายถึงช่วงเวลา เมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งจะเขียนได้เป็น

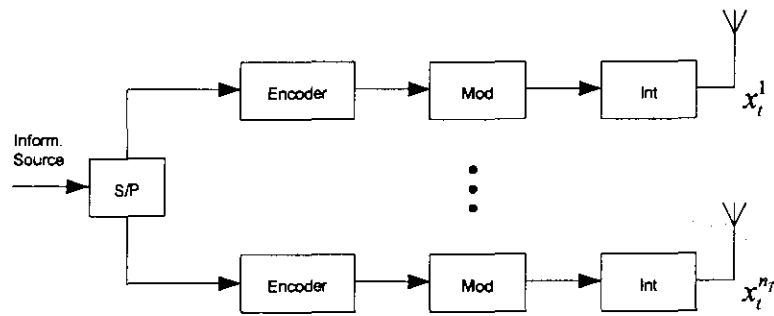
$$\mathbf{X} = [x_i^j] \quad (2.14)$$

ยกตัวอย่างในระบบที่มีเสาอากาศทางด้านส่งจำนวนสามเสาจะสามารถเขียนเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งได้เป็น

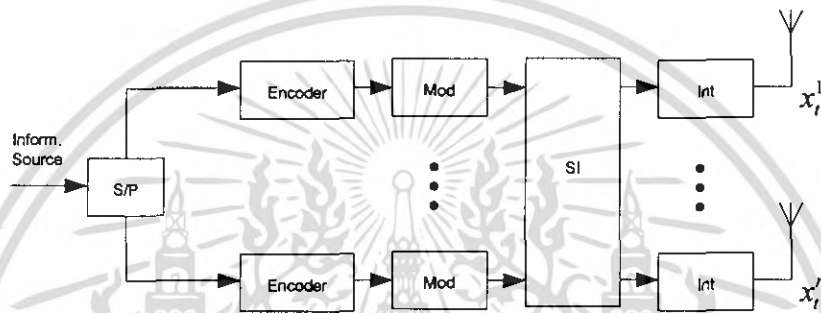
$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & \dots \\ x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.18 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสหนึ่งตัว



รูปที่ 2.19 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสในแต่ละชั้นสัญญาณ



รูปที่ 2.20 สถาปัตยกรรม DLST หรือ TLST

ชุดข้อมูล $x_1^1, x_2^1, x_3^1, x_4^1, \dots$ จะถูกส่งออกจากเสาส่งที่หนึ่ง ชุดข้อมูล $x_1^2, x_2^2, x_3^2, x_4^2, \dots$ จะถูกส่งออกจากเสาส่งที่สอง และ ชุดข้อมูล $x_1^3, x_2^3, x_3^3, x_4^3, \dots$ จะถูกส่งออกจากเสาส่งที่สามตามลำดับ

สถาปัตยกรรมแบบ HLST ยังสามารถที่จะนำมาดัดแปลงโดยทำการแยกข้อมูลแบบอนุกรมให้เป็นข้อมูลขนานก่อน ดังตัวอย่างในรูป 2.19 ซึ่งข้อมูลในแต่ละสายข้อมูลย่อยของข้อมูลขนานจะถูกเข้ารหัสอย่างเป็นอิสระต่อกัน โดยวงจรเข้ารหัสของสัญญาณ จากนั้นจะสัญญาณจะถูกทำการอินเตอร์ลีฟ มอดคูเลต และ หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกทำการส่งด้วยเสาอากาศที่ได้ทำการกำหนดไว้ ซึ่งสามารถที่จะสมมุติได้ว่าวงจรเข้ารหัสของสัญญาณในแต่ละชั้นนั้นมีลักษณะที่จำเพาะเจาะจงอย่างไรก็ตามการเข้ารหัสที่แตกต่างกันในแต่ละชั้นสัญญาณสามารถที่จะกระทำได้

ประสิทธิภาพที่มากกว่าสามารถทำได้โดยการใช้สถาปัตยกรรมแบบไดอาโกนอลเลเยอร์สเปซไทม์ (Diagonal Layered Space-Time : DLST) ซึ่งข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสและมอดคูเลตจะถูกกระจายไปในแต่ละเสาส่งตามแนวเส้นทแยงมุมของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง ยกตัวอย่าง เมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งของสถาปัตยกรรมแบบ DLST จะถูกสร้างมาจากเมตริกซ์ \mathbf{X} โดยการหน่วงเวลาข้อมูลในแถวที่ i เป็นเวลาเท่ากับ $i-1$ ซึ่งจะทำให้ค่าของสมาชิกที่ไม่เป็นศูนย์เรียงตัวในแนวเส้นทแยงมุม สมาชิกของเมตริกซ์ที่อยู่ใต้เส้นทแยงมุมจะมีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมแรกจะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่หนึ่ง สมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองจะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สอง สมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมที่สามจะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สาม สมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมที่สี่จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สี่ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้ข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสในแต่ละชุดของวงจรเข้ารหัสของสัญญาณถูกกระจายส่งออกไปด้วยเสาอากาศหลายเสาดังที่ได้แสดงในรูป 2.20 ซึ่งการทำสเปซเชอิลอินเตอร์ลีฟ (Spatial Interleaving) ของสถาปัตยกรรมแบบ DLST สามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & x_5^1 & x_6^1 & \dots \\ 0 & x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & x_5^2 & \dots \\ 0 & 0 & x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & x_5^2 & x_6^3 & \dots \\ 0 & x_2^1 & x_2^2 & x_2^3 & x_5^1 & x_5^2 & \dots \\ 0 & 0 & x_3^1 & x_3^2 & x_3^3 & x_6^1 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

แถวของเมตริกซ์ที่อยู่ทางด้านขวาของสมการที่ 2.16 มาจากการเรียงตัวในแนวเส้นทแยงมุมของเมตริกซ์ทางด้านซ้ายมือ ซึ่งแถวแรกของเมตริกซ์จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาแรก แถวที่สองของเมตริกซ์จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สอง แถวที่สามของเมตริกซ์จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สาม

การจัดลำดับชั้นของสัญญาณตามแนวเส้นทแยงมุมทำให้ได้โคเวอริจันซ์แบบปริภูมิเวลา (Space Diversity) และจะทำให้ได้ประสิทธิภาพที่มากกว่าการจัดเรียงไปตามแนวนอน อย่างไรก็ตามจะเกิดการสูญเสียประสิทธิภาพของการใช้ spectral ในสถาปัตยกรรมแบบ DLST ที่เกิดจากการที่มีสมาชิกภายในเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งที่มีค่าเป็น 0

ซึ่งสถาปัตยกรรมที่นำมาใช้ในโครงการคือสถาปัตยกรรมแบบ TLST ที่ได้ดัดแปลงมาจากสถาปัตยกรรมแบบ HLST โดยการเพิ่มส่วนของการทำสเปซเชอิลอินเตอร์ลีฟ (Spatial Interleaver : SI) ก่อนที่ข้อมูลจะเข้าสู่การทำอินเตอร์ลีฟทางเวลา (Time Interleave) ดังที่แสดงในรูป 2.20 โดยวงจรอินเตอร์ลีฟเชิงเวลาจะใช้การสลับลำดับแบบสุ่ม โดยจะมีการสร้างลำดับของการสลับลำดับบิต (Fixed Random Permutation) และ จะสลับข้อมูลตามลำดับนี้ ยกตัวอย่างจากข้อมูลที่จะส่งออกจากเสาอากาศส่งที่หนึ่งมีลำดับการเรียงดังนี้ $x_1^1, x_2^1, x_3^1, x_4^1, x_5^1, x_6^1, x_7^1, x_8^1$ เมื่อผ่านวงจรการทำอินเตอร์ลีฟทางเวลาจะได้ข้อมูลที่เรียงใหม่ได้เป็น $x_1^1, x_3^1, x_6^1, x_8^1, x_2^1, x_7^1, x_4^1, x_5^1$

ในระบบที่มีจำนวนเสาอากาศทางด้านภาคส่งเท่ากับ 3 เสา ($n_T = 3$) การทำสเปซเชอิลอินเตอร์ลีฟสามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & \dots \\ x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^3 & x_3^2 & x_4^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^1 & x_3^3 & x_4^2 & \dots \\ x_1^3 & x_2^2 & x_3^1 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสมาชิกของเมตริกซ์มอดคูลุเลชันจะถูกแสดงทางด้านซ้ายของสมการที่ 2.17 ซึ่งสามารถเขียนเป็น x'_i แสดงถึงสัญลักษณ์การมอดคูลุเลชันของชั้นสัญญาณที่ i และที่เวลา t เมตริกซ์ทางด้านซ้ายของสมการที่ 2.17 สามารถเขียนได้เป็น \mathbf{X}' ซึ่งคือเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งของสถาปัตยกรรมแบบ TLST ซึ่งคือสัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดคูลุเลต $x_1^1, x_2^3, x_3^2, x_4^1, \dots$ จะถูกสร้างจากวงจรมอดคูลุเลตในชั้นสัญญาณที่ 1, 3, 2 และ 1 ตามลำดับที่จะถูกส่งด้วยเสาอากาศส่งที่ 1

วงจรถ่ายเขียนอินเวอร์สลิฟ ในสถาปัตยกรรมแบบ TLST สามารถถูกแสดงด้วยวงจรถ่ายอินเวอร์สลิฟแบบไซคลิกชิฟต์ (Cyclic-Shift) ถ้าเมตริกซ์ทางด้านซ้ายของสมการ 2.14 คือ \mathbf{X} ในคอลัมน์แรกของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง \mathbf{X}' จะเหมือนกันกับคอลัมน์แรกของ \mathbf{X} ในคอลัมน์ที่สองของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง \mathbf{X}' จะเหมือนกันกับคอลัมน์ที่สองของ \mathbf{X} ที่ถูกทำ cyclic-shift 1 ตำแหน่ง \mathbf{X} ในคอลัมน์ที่สามของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง \mathbf{X}' จะเหมือนกันกับคอลัมน์ที่สามของ \mathbf{X} ที่ถูกทำไซคลิกชิฟต์ 2 ตำแหน่ง \mathbf{X} ในคอลัมน์ที่สี่ของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง \mathbf{X}' จะเหมือนกันกับคอลัมน์ที่สี่ของ \mathbf{X} และเป็นไปตามหลักการของไซคลิกชิฟต์ สำหรับคอลัมน์ต่อไป ซึ่งเราสามารถแทนที่สมาชิกของ \mathbf{X}' เป็น x'_i ซึ่งการเปลี่ยนค่า x'_i เป็นค่า $x_{i'}$ สามารถเขียนได้เป็น

$$x'_i = x_{i'}, \quad i' = [(i+t-2) \bmod n_T] + 1 \quad (2.18)$$

ประสิทธิภาพของ spectral ของสถาปัตยกรรมแบบ HLST และ TLST คือ Rmn_T โดยที่ Rmn_T คือค่า code rate และ m คือจำนวนของบิตต่อสัญลักษณ์ ซึ่งประสิทธิภาพของ spectral ของสถาปัตยกรรม DLST จะลดลงเพียงเล็กน้อยเนื่องจากค่าศูนย์ภายในเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง

2.8.2 เครื่องรับปริภูมิเวลา (LST Receivers)

เพื่อให้เป็นการง่ายต่อการวิเคราะห์โครงสร้างสถาปัตยกรรมแบบเลเยอร์สเปซไทม์ สมมติให้การจัดชั้นสัญญาณเป็นแบบการจัดสัญญาณตามแนวนอน (Horizontal Layering) ที่มีการเข้ารหัสแบบไบนารีและการมอดคูลุเลชันแบบ BPSK

ไคเวอร์ซิตีทางด้านส่งทำให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบ สเปซไทม์ สัญญาณได้ถูกส่งออกจากเสาอากาศหลายเสาแพร่กระจายไปตามเส้นทางที่เป็นอิสระต่อกัน และเกิดการรบกวนกันเองที่ภาครับ ซึ่งการรบกวนกันสามารถแสดงได้เป็นเมตริกซ์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

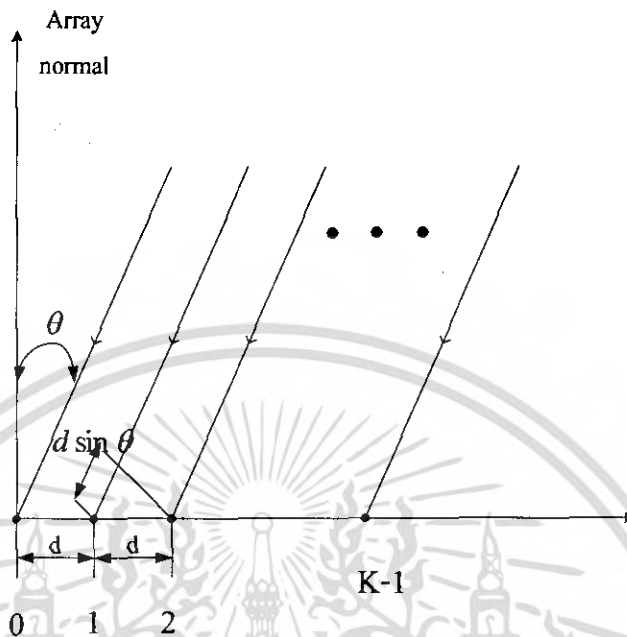
$$\mathbf{r}_r = \mathbf{H}\mathbf{x}_r + \mathbf{n}_r \quad (2.19)$$

โดยที่ \mathbf{r}_r เป็นคอลัมน์เมตริกซ์ที่เป็นองค์ประกอบ n_R ของสัญญาณที่ได้รับของเสาอากาศรับ จำนวน n_R เสา \mathbf{x}_r เป็นเมตริกซ์คอลัมน์ที่ t ของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง \mathbf{X} และ \mathbf{n}_r เป็นเป็นคอลัมน์เมตริกซ์ที่เป็นองค์ประกอบ n_R ของสัญญาณรบกวนประเภท AWGN ที่มาจากเสาอากาศทางด้านรับ โดยที่ค่าความแปรปรวน ที่แต่ละเสาอากาศมีค่าเท่ากับ σ^2 ถ้าหากโครงสร้างที่ใช้เป็นแบบที่มีการทำ สเปซเซิลอินเตอร์ลีฟ เวกเตอร์ \mathbf{x}_r จะเป็นเมตริกซ์คอลัมน์ที่ t ของ เอาท์พุท ที่ออกมาจากวงจรสเปซเซิลอินเตอร์ลีฟซึ่งแทนได้ด้วย \mathbf{X}' ซึ่งเพื่อความง่ายในการเขียนเราสามารถเขียนเมตริกซ์ $\mathbf{r}_r, \mathbf{x}_r$ และ \mathbf{n}_r เป็น \mathbf{r}, \mathbf{x} และ \mathbf{n}

โครงสร้างแบบปริภูมิเวลาสามารถมองเป็นระบบ CDMA ที่มีการซิงโครไนส์ (Synchronous Code Division Multiple Access : CDMA) ที่จำนวนของเสาอากาศส่งเท่ากับจำนวนของผู้ใช้งาน ซึ่งการรบกวนกันระหว่างเสาอากาศส่งจะมีค่าเท่ากับค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น (Multiple Access Interference : MAI) ในระบบ CDMA ในขณะที่สัมประสิทธิ์การจางหายเชิงซ้อนมีความสัมพันธ์กับรหัสแผ่ การวิเคราะห์นี้สามารถนำมาขยายเพื่อใช้กับวิธีการทำงานของเครื่องรับได้ ดังนั้นเครื่องรับประเภทหลายผู้ใช้งานที่ออกแบบมาสำหรับ CDMA สามารถที่จะนำมาดัดแปลงเพื่อใช้งานกับระบบ LST ภายใต้หลักการเหล่านี้ เครื่องรับที่ออกแบบที่สุดสำหรับระบบ LST ที่ไม่มีการเข้ารหัสคือเครื่องรับหลายผู้ใช้งานแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดซึ่งทำงานอยู่บนหลักการของเทรลลิส (Trellis) โดยการคำนวณค่าสถิติความน่าจะเป็นจริงสูงสุดเหมือนกับในวิธีการแบบ ไวเทอร์บี ความซับซ้อนของวิธีการนี้จะเป็นอัตราเอ็กซ์โพเนนเชียลกับจำนวนของเสาอากาศทางด้านภาคส่ง

สำหรับระบบเลขรหัสแปรชงที่มีการเข้ารหัส เครื่องรับออปติมิ้มจะเป็นการทำงานที่ต้องร่วมกันระหว่างการรับสัญญาณและถอดรหัสข้อมูลซึ่งทำได้โดยการผสมกันระหว่างรหัสเทรลลิสของ เลขรหัสแปรชง และ การเข้ารหัสช่องสัญญาณ ความซับซ้อนของเครื่องรับจะเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลของ โปรดักของจำนวนเสาอากาศส่งและอันดับหน่วยความจำรหัส ซึ่งเป็นผลทำให้เครื่องรับแบบออปติมิ้มไม่สามารถที่จะนำมาใช้งานในทางปฏิบัติได้ยกเว้นสำหรับการใช้งานเสาอากาศส่งจำนวนน้อยเท่านั้นจึงเป็นสาเหตุที่มีการวิจัยเครื่องรับที่มีสมรรถนะรองลงมาซึ่งเครื่องรับในโครงการนี้เป็นหนึ่งในเครื่องรับที่มีสมรรถนะรองลงมาซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 3

2.9 หลักการของเสาอากาศแบบแถว (Linear Array)



รูปที่ 2.21 เสาอากาศแบบแถวที่มีระยะห่างระหว่างเสาเท่ากัน

ในรูปที่ 2.21 แสดงถึงแถวของเสาอากาศแบบไอโซโทรปิก (Isotropic) ที่มีลักษณะเหมือนกัน K เสา โดยที่แต่ละเสาจะถูกถ่วงน้ำหนักด้วยค่า V_k ซึ่ง $k = 0, 1, \dots, K-1$ และระยะห่างของแต่ละเสาอากาศมีระยะเท่ากับ d ถ้าหากแนวคลื่นของสัญญาณในแนวระนาบตกกระทบบกับแถวของเสาอากาศด้วยมุม θ เมื่อเทียบกับแถวของเสาอากาศ หน้าคลื่นจะถึงตำแหน่งของเสาอากาศที่ $k+1$ ก่อนที่เสาอากาศ k โดยที่ผลต่างของระยะทางของเส้นทางของคลื่นทั้งสองจะมีค่าเท่ากับ $d \sin \theta$ เมื่อกำหนดให้ค่าของเฟสของสัญญาณที่จุดกำเนิดมีค่าเท่ากับ 0 แล้ว เฟสของสัญญาณที่เสาอากาศ k จะมีย่านนำเฟสที่เสาอากาศ 0 อยู่เท่ากับ $\kappa k d \sin \theta$ เมื่อ $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$ และ λ คือค่าความยาวคลื่น เมื่อรวมผลลัพธ์ที่ได้จากทุกเสาอากาศจะได้ค่าของสัมประสิทธิ์อาร์เรย์ (Array Factor : F) คือ

$$F(\theta) = v_0 + v_1 e^{j\kappa d \sin \theta} + v_2 e^{j2\kappa d \sin \theta} + \dots = \sum_{k=0}^{K-1} V_k e^{j\kappa k d \sin \theta} \quad (2.20)$$

โดยที่สมการยังสามารถที่จะแสดงได้ในรูปที่เป็นผลคูณอินเนอร์ (Inner Product)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(\theta) = \mathbf{V}^T \mathbf{v} \quad (2.21)$$

โดยที่

$$\mathbf{V} = [v_0, v_1, \dots, v_{K-1}]^T \quad (2.22)$$

เป็นค่าของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ (Weighting Vector) และ

$$\mathbf{v} = [1, e^{jkd \sin \theta}, \dots, e^{j(K-1)d \sin \theta}]^T \quad (2.23)$$

เป็นค่าของเวกเตอร์การแพร่กระจายแบบอาร์เรย์ (Array Propagation Vector) ที่มีค่าขึ้นอยู่กับของมุมตกกระทบของสัญญาณ

2.10 หลักการของไควเวอร์ซิตี

ไควเวอร์ซิตี (Diversity) เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้น โดยไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้าไปกับบิตข้อมูลอย่างที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ และไม่ต้องมีการส่งชุดลำดับการฝึกสำหรับใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรอีควอไลเซอร์ ซึ่งหมายถึงว่าไม่มีการแบ่งแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของการรับส่งสัญญาณเลย นอกจากนี้ส่วนของอุปกรณ์ที่ต้องเพิ่มเข้ามาสำหรับการทำไควเวอร์ซิตีก็มีราคาไม่แพงเกินไป ดังนั้นไควเวอร์ซิตีจึงมีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ

หลักการของไควเวอร์ซิตีอาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้วถ้าหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากเฟดดิ้งทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังที่อ่อนมาก ก็อาจจะมีการรับสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูง ดังนั้นถ้าหากเราติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งก็จะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบก็จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ วิธีการนี้สามารถช่วยทำให้ค่า SNR ของสัญญาณที่ภาครับมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ถึง 20-30 dB สังเกตว่าคุณภาพของสัญญาณที่รับได้ดีขึ้น โดยที่ทางภาคส่งสัญญาณมิได้มีส่วนเกี่ยวข้องด้วยเลย

2.10.1 ไคเวอร์ซิตีทางสเปซ

ไคเวอร์ซิตีทางสเปซ (Space Diversity หรือบางที่เรียกว่า Antenna Diversity) เป็นวิธีการที่ได้รับความนิยมในการนำมาใช้งานอย่างมากในทางปฏิบัติ เราสามารถแบ่งลักษณะการรับสัญญาณของวิธีการนี้ออกได้เป็น 4 รูปแบบ คือ

- Selection Diversity
- Feedback or Scanning Diversity
- Maximal Ratio Combining
- Equal Gain Combining

ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้การรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด (Maximal Ratio Combining) ซึ่งจะถูกอธิบายในส่วนถัดมา

2.10.1.1 ไคเวอร์ซิตีการรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด

สำหรับไคเวอร์ซิตีแบบรวมสัญญาณ โดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุดสัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน ข้อดีของวิธีการนี้คือช่วยให้ภาครับมีโอกาสที่จะสามารถได้รับสัญญาณที่มีค่า SNR ขนาดที่ใหญ่ขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนยุ่งยากกว่าวิธีอื่นๆมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม หากแต่ในปัจจุบันการพัฒนาและความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีกรรมวิธีประมวลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing) ก็ช่วยทำให้การสร้างวงจรเหล่านี้มีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ

2.11 วงจรกรองปรับตัวได้แบบ RLS

วงจรกรองปรับตัวได้แบบ RLS จัดเป็นกรรมวิธีการแก้ปัญหาวงจกรองเชิงเส้นชนิดหนึ่งที่มีการทำงานอยู่บนพื้นฐานของวิธีกำลังสองต่ำสุด (Method of Least Square) วิธีดังกล่าวนี้อาศัยการคำนวณโดยตรงกับเวกเตอร์สัญญาณ $\mathbf{u}(n)$ ที่ป้อนเข้าสู่วงจรกรอง ณ ช่วงเวลาที่พิจารณา ดังนั้นกระบวนการคำนวณจึงไม่จำเป็นต้องทราบถึงข้อมูลทางสถิติของเวกเตอร์สัญญาณ $\mathbf{u}(n)$ แต่อย่างใด ผลเฉลยของการปรับสัมประสิทธิ์ให้เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามเวลาเพื่อให้สอดคล้องกับคุณลักษณะของสัญญาณขาเข้า ณ เวลานั้น ทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้วงจรกรองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับตัวได้แบบ RLS กับสัญญาณขาเข้าที่ไม่มีคุณสมบัติสเตชันนารีได้ กรรมวิธีการปรับตัวของ RLS จึงแตกต่างไปจากการแก้ปัญหาวงจรรองเชิงเส้นด้วยทฤษฎีวงจรรองของวินเนอร์ (Wiener Filter Theory) ที่พิจารณาการคำนวณจากค่าเฉลี่ยทางสถิติ (Ensemble Average) เป็นพื้นฐานในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ผลเฉลยที่ได้จากวิธีของวินเนอร์จะมีเพียงค่าเดียว และค่าที่คำนวณได้นี้มีความเหมาะสมสำหรับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้าตลอดทุกช่วงเวลาที่ยังพิจารณา ฉะนั้นกรรมวิธีของวินเนอร์จึงใช้ได้เฉพาะกับสัญญาณที่มีคุณสมบัติของสเตชันนารี (Stationary)

การหาผลเฉลยของวงจรรองชนิดกำลังสองต่ำสุดในที่นี้ตั้งอยู่บนข้อสมมติฐานของวิธีพีรีวินโดวส์ (Prewindowing) ซึ่งกำหนดว่าสัญญาณขาเข้าก่อนหน้าช่วงเวลา $i=1$ มีค่าเป็นศูนย์ และการคำนวณหาสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เหมาะสม ณ เวลา n ใดๆ เวลาหนึ่ง ระบบจะต้องทราบค่าสัญญาณขาเข้านับตั้งแต่เวลาเริ่มต้นจนถึงเวลา n ทั้งหมด ฉะนั้นการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของเวลาในช่วงต้นๆ จึงอาศัยข้อมูลเพียงจำนวนน้อย และจะเพิ่มขึ้นมากขึ้นเรื่อยๆ ตามเวลาที่เพิ่มขึ้น ฟังก์ชันต้นทุนที่ใช้เขียนอยู่ในรูปของค่าความผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (Least Square Error) ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} J(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} |e(i)|^2 \\ &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} e(i) e^*(i) \end{aligned} \quad (2.24)$$

โดยที่ $0 < \lambda \leq 1$ เป็นตัวประกอบถ่วงน้ำหนักเอกซ์โพเนนเชียล (Exponential Weighting Factor) หรือค่าตัวประกอบการลืม (Forgetting Factor) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วมีค่าเข้าใกล้ 1 แต่มีขนาดเล็กกว่า 1 และจะกำหนดให้ $\lambda = 1$ ในกรณีที่สัญญาณมีคุณสมบัติสเตชันนารี (Stationary) ส่วน $e(i)$ มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} e(i) &= d(i) - y(i) \\ &= d(i) - \sum_{k=0}^{M-1} w_k u(i-k) \\ &= d(i) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(i) \end{aligned} \quad (2.25)$$

โดย $\mathbf{u}(i)$ คือ เวกเตอร์ของข้อมูลขาเข้าที่เวลา i นิยามให้มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{u}(i) = [u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)]^T \quad (2.26)$$

และ $\mathbf{w}(n)$ คือ เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ที่ต้องการหา ณ เวลา n มีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \quad (2.27)$$

ดังนั้น $e(i)$ คือ ค่าความผิดพลาดที่ได้ ณ เวลา i จากการใช้สัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่เวลา n ในการทดสอบกับข้อมูลที่เวลา i

คุณลักษณะตามธรรมชาติของวิธีกำลังสองต่ำสุดนั้นมีปัญหาเฉพาะตัวของมันเองตรงที่ ข้อมูลเข้ามีปริมาณไม่มากพอที่จะใช้ในการแมปสัญญาณเข้ากับสัญญาณขาออกของวงจรรองให้ได้ผลเฉลยแบบเดียวเสมอ (Input-Output Mapping Uniquely) อีกทั้งสัญญาณรบกวนในระบบยังก่อให้เกิดความไม่แน่นอนในการแมปสู่สัญญาณมากขึ้นไปอีก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีผู้เสนอแนวคิดในการจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้โดยการปรับเพิ่มพจน์ใหม่ให้กับฟังก์ชันต้นทุน (Cost Function) ในสมการที่ (2.24) ดังต่อไปนี้

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i)e^*(i) + \delta \lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2 \quad (2.28)$$

โดย δ คือพารามิเตอร์รีกูลาไรเซชัน (Regularization Parameter) ที่เป็นค่าจำนวนจริงบวก พจน์ที่เพิ่มเข้ามานี้ช่วยทำให้การหาผลเฉลยของกรรวิธี RLS มีเสถียรภาพและราบเรียบมากขึ้น

ในการหาค่าต่ำสุดของค่าความผิดพลาดกำลังสอง (Least Square Error) จะกำหนดให้ค่า เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ $\mathbf{w}(n)$ มีค่าคงที่ตลอดช่วงเวลา $0 < i \leq 1$ และหาค่าต่ำสุดจากการคำนวณค่าเกรเดียนต์ของ $J(n)$ ในสมการที่ (2.28) โดยการหาอนุพันธ์ของ $J(n)$ เทียบกับ w_k และกำหนดให้เป็นศูนย์ เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$ ในที่นี้แยกพิจารณาพจน์แรกด้านขวามือของสมการที่ (2.28) ก่อน จากการแทนค่าถ่วงน้ำหนักของเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ลำดับที่ k ด้วย w_k ซึ่ง

$$w_k = a_k + jb_k, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.29)$$

แทนความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.29) ลงในสมการที่ (2.25) จะได้

$$e(i) = d(i) - \sum_{k=0}^{M-1} (a_k - jb_k)u(i-k) \quad (2.30)$$

ค่าเกรเดียนต์เวกเตอร์ลำดับที่ k คือ

$$\nabla_k J(n) = \frac{\partial J(n)}{\partial a_k} + j \frac{\partial J(n)}{\partial b_k} \quad (2.31)$$

แทนความสัมพันธ์พจน์แรกด้านขวามือของสมการที่ (2.28) ลงในสมการที่ (2.31) และตั้งสมมติฐานว่าค่าความผิดพลาดจากการประมาณเป็นค่าเชิงซ้อน ดังนั้น

$$\nabla_k J(n) = - \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left[e(i) \frac{\partial e^*(i)}{\partial a_k} + e^*(i) \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} + je(i) \frac{\partial e^*(i)}{\partial b_k} + je^*(i) \frac{\partial e(i)}{\partial b_k} \right] \quad (2.32)$$

เนื่องจาก

$$\begin{aligned} \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} &= -u(i-k) \\ \frac{\partial e^*(i)}{\partial a_k} &= -u^*(i-k) \\ \frac{\partial e(i)}{\partial b_k} &= ju(i-k) \\ \frac{\partial e^*(i)}{\partial b_k} &= ju^*(i-k) \end{aligned} \quad (2.33)$$

แทนความสัมพันธ์เหล่านี้ลงไปนสมการที่ (2.32) ผลที่ได้คือ

$$\nabla_k J(n) = -2 \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) e^*(i) \quad (2.34)$$

กำหนดเงื่อนไขให้ $\nabla_k J(n) = 0$ เพื่อหาค่าต่ำสุดของค่าความผิดพลาดกำลังสอง (Least Square Error) และแทนค่าความผิดพลาดต่ำสุดด้วย $e_{\min}(i)$ ดังนั้น จะได้หลักการของความตั้งฉาก (The Principle of Orthogonality) ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) e_{\min}^*(i) = 0, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.35)$$

นอกเหนือจากหลักการของความตึงฉาก เราสามารถแสดงเงื่อนไขของกำลังสองต่ำสุด ได้ อีกวิธีหนึ่ง โดยการแทนค่าความผิดพลาดต่ำสุด $e_{\min}(i) = \sum_{t=0}^{M-1} \hat{w}_t^* u(i-t)$ ในสมการที่ (2.35) และได้ เป็นสมการที่มีชื่อเฉพาะว่าสมการปกติ (Normal Equations) คือ

$$\sum_{t=0}^{M-1} \hat{w}_t \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) u^*(i-t) \right] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) d^*(i), \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.36)$$

จากสมการที่ (2.36) เราสามารถนำมาพิจารณาทีละพจน์ได้ดังนี้

1. ค่าเฉลี่ยทางเวลา (พจน์ของ i) ทางด้านซ้ายมือของสมการ แสดงค่าเฉลี่ยทางเวลาของฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Time-Average Autocorrelation Function) ของสัญญาณขาเข้า โดยอาจเขียนในรูป

$$\phi(t, k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) u^*(i-t), \quad 0 \leq (t, k) \leq M-1 \quad (2.37)$$

2. พจน์ทางด้านขวามือของสมการแสดงค่าเฉลี่ยทางเวลาของฟังก์ชันสหสัมพันธ์ไขว้ (Time-Average Cross-Correlation Function) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณขาเข้า โดยอาจเขียนในรูป

$$z(-k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) d^*(i), \quad 0 \leq (k) \leq M-1 \quad (2.38)$$

ฉะนั้นสมการที่ (2.36) สามารถพรรณนาในรูปที่กระชับขึ้นได้ ดังนี้

$$\sum_{t=0}^{M-1} \hat{w}_t \phi(t, k) = z(-k), \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.39)$$

หรือจะเขียนสมการปกติในรูปของเมทริกซ์ได้ ดังนี้คือ

$$\Phi(n) \hat{\mathbf{w}}(n) = \mathbf{z}(n) \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $\Phi(n)$ แทนค่าเฉลี่ยทางเวลาของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Time-Averaged Autocorrelation Matrix) ของเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $\mathbf{u}(i) = [u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)]^T$ ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $M \times M$

ทั้งนี้เมื่อพิจารณาพจน์ที่สองด้านขวามือของสมการที่ (2.28) โดยการหาอนุพันธ์เทียบกับ w_k จะได้ความสัมพันธ์ในรูปของเมตริกซ์เท่ากับ $\delta\lambda^n \mathbf{I}$ เมื่อ \mathbf{I} คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ที่มีขนาดเท่ากับ $M \times M$ ดังนั้น เมื่อพิจารณาเงื่อนไขของค่าฟังก์ชันต้นทุนค่าสุดจากสมการที่ (2.28) ทำให้ได้ $\Phi(n)$ ในรูปแบบ ดังนี้

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) + \delta\lambda^n \mathbf{I} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.40) กำหนดให้ $\mathbf{z}(n)$ แทนค่าเฉลี่ยทางเวลาของเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ (time-averaged cross-correlation vector) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(i)$ กับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $\mathbf{u}(i)$ ที่มีขนาดเท่ากับ $M \times 1$ มีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) d^*(i) \quad (2.42)$$

และ $\hat{\mathbf{w}}(n)$ คือค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมซึ่งมีขนาด $M \times 1$

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = [\hat{w}_0(n), \hat{w}_1(n), \dots, \hat{w}_{M-1}(n)]^T \quad (2.43)$$

การคำนวณโดยวิธีเกรดिएนต์

การคำนวณค่าของ $\Phi(n)$ และ $\mathbf{z}(n)$ แบบรีเคอร์ซีฟ ทำได้โดยแยกพจน์ของ $i = n$ ออกมาจากด้านขวามือของสมการที่ (2.54)

$$\Phi(n) = \lambda \left[\sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-1-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) + \delta\lambda^{n-1} \mathbf{I} \right] + \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \quad (2.44)$$

พบว่าพจน์ในวงเล็บของสมการ (2.44) มีค่าเท่ากับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ขาเข้าที่เวลา $n-1$ ดังนั้น จึงเขียนความสัมพันธ์ใหม่ในรูป

$$\Phi(n) = \lambda\Phi(n-1) + \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \quad (2.45)$$

อาศัยแนวคิดเช่นเดียวกันกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(i)$ กับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $\mathbf{u}(i)$ ในสมการ (2.42) จะได้

$$\mathbf{z}(n) = \lambda\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{u}(n)d^*(n) \quad (2.46)$$

การหาค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ $\hat{\mathbf{w}}(n)$

จากความสัมพันธ์ของสมการปกติที่แสดงในสมการที่(2.40)เราสามารถคำนวณหาค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม $\hat{\mathbf{w}}(n)$ ได้ทันทีโดยการคูณเมตริกซ์ผกผันของ $\Phi(n)$ ทั้งสองด้านของสมการ อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติเรามักจะพยายามจะหลีกเลี่ยงการคำนวณหาเมตริกซ์ผกผันโดยตรง เพราะจะเสียเวลาในการคำนวณมากโดยเฉพาะเมื่อเมตริกซ์มีขนาดใหญ่มาก ดังนั้น โดยทั่วไปจึงมีการนำทฤษฎีเมตริกซ์อินเวอร์ชันเลมมา (Matrix Inversion Lemma) มาประยุกต์ใช้ อย่างไรก็ตาม เมตริกซ์สหสัมพันธ์ $\Phi(n)$ ต้องมีคุณสมบัติไม่เอกฐาน (Nonsingularity) นั่นคือต้องสามารถหา เมตริกซ์ผกผันได้ด้วย

ทฤษฎีเมตริกซ์อินเวอร์ชันเลมมากล่าวถึงความสัมพันธ์ของการหาเมตริกซ์ผกผันดังรายละเอียดต่อไปนี้ ถ้าหากเมตริกซ์ \mathbf{A} สามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{A} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H \quad (2.47)$$

จะได้ว่าเมตริกซ์ผกผันของ \mathbf{A} มีค่าเป็นดังนี้

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{B} \quad (2.48)$$

สำหรับกรณีของปัญหาที่เราสนใจอยู่นี้ จะกำหนดค่าของเมตริกซ์แต่ละตัว ดังนี้

$$\mathbf{A} = \Phi(n)$$

$$\mathbf{B}^{-1} = \lambda\Phi(n-1)$$

$$\mathbf{C} = \mathbf{u}(n)$$

$$\mathbf{D} = 1$$

ดังนั้นจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1}\Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2}\Phi^{-1}(n-1)\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (2.49)$$

กำหนดเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผัน (Inverse Correlation Matrix) $\mathbf{P}(n)$ ที่มีขนาด $M \times M$

$$\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n) \quad (2.50)$$

และเวกเตอร์อัตราขยาย (Gain Vector) $\mathbf{k}(n)$ ที่มีขนาด $M \times 1$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (2.51)$$

ดังนั้น สามารถเขียนสมการ (2.49) ในรูป

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (2.52)$$

เมื่อจัดรูปแบบสมการ(2.51) ใหม่จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{k}(n) &= \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) \\ &= [\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)]\mathbf{u}(n) \\ &= \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n) \\ &= \Phi^{-1}(n)\mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad (2.53)$$

ต่อไปจะหาสมการรีเคอร์ซีฟสำหรับการประมาณค่าเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ชุดใหม่ $\hat{\mathbf{w}}(n)$ จากสมการ(2.40), (2.46) และ (2.50)

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n) &= \Phi^{-1}(n)\mathbf{z}(n) \\ &= \mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n) \\ &= \lambda\mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \end{aligned} \quad (2.54)$$

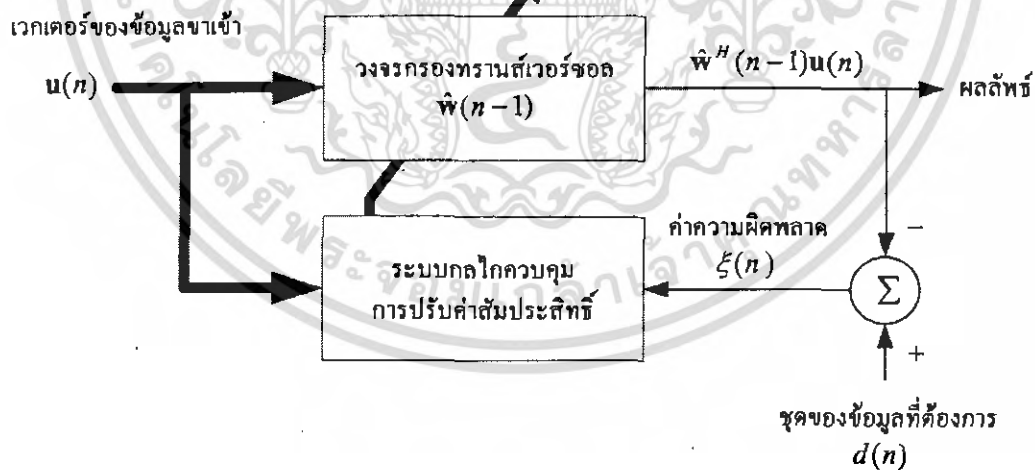
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (2.50) ลงในพจน์แรกของ $\mathbf{P}(n)$ ในสมการ (2.52) และใช้สมการ $\mathbf{k}(n) = \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(n) &= \mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) & (2.55) \\ &= \Phi^{-1}(n-1)\mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n-1)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n)\end{aligned}$$

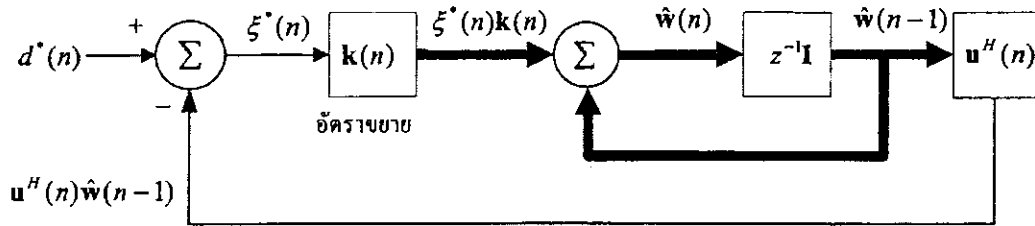
เมื่อ $\xi(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดจากการใช้เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรชุดเก่าที่เวลา $n-1$ มาประมาณข้อมูลใหม่ $d(n)$ ที่เวลา n (A Priori Estimation Error)

$$\begin{aligned}\xi(n) &= d(n) - \mathbf{u}^T(n)\hat{\mathbf{w}}^*(n-1) & (2.56) \\ &= d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n)\end{aligned}$$



รูปที่ 2.22 แผนภาพแสดงการทำงานของอัลกอริทึม RLS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 แผนภาพแสดงสัญญาณที่เกิดขึ้นในอัลกอริทึม RLS

เราสามารถสรุปขั้นตอนการคำนวณอัลกอริทึม RLS ได้ดังนี้

1. กำหนดค่าตั้งต้น

$$\hat{\mathbf{w}}(0) = \mathbf{0}$$

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I}$$

โดย δ มีค่าบวกคงที่ขนาดเล็ก สำหรับค่า SNR สูงๆ และ δ มีค่าบวกคงที่ขนาดใหญ่ สำหรับค่า SNR ต่ำๆ

\mathbf{I} คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $M \times M$

2. คำนวณสมการที่ใช้ในการปรับตัว (Update Equations) ของอัลกอริทึม RLS

$$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^H(n)\boldsymbol{\pi}(n)}$$

$$\xi(n) = d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n)$$

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n)$$

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดประสิทธิภาพของระบบปรับตัว

ในระบบปรับตัวทุกระบบมีความจำเป็นที่จะต้องทำการวัดประสิทธิภาพ โดยการทำการเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมต่างๆ ซึ่งนอกจากต้องทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของตัวกรองแล้วยังต้องทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอัลกอริทึมอีก เพื่อช่วยในการตัดสินใจเลือกใช้ อัลกอริทึมที่ให้การตอบสนองที่ดี การวัดประสิทธิภาพของอัลกอริทึมมีหลายวิธีดังจะกล่าวต่อไปนี้

1. ความเร็วในการลู่เข้า (Convergence Rate)

อัตราในการลู่เข้าของระบบปรับตัวเป็นคุณสมบัติที่สำคัญมากซึ่งจะต้องทำการวัดเพื่อให้ได้ตามความต้องการของงานที่จะนำไปใช้ซึ่ง โดยทั่วไปแล้วความเร็วในการลู่เข้านั้นสามารถเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอัลกอริทึมได้ อย่างไรก็ตามการเลือกใช้อัลกอริทึมไม่จำเป็นต้องใช้อัลกอริทึมที่มีความเร็วสูงสุดเนื่องจากการเพิ่มความเร็วราคาในการสร้างและความซับซ้อนของวงจรก็จะสูงขึ้น

2. ค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง (Mean Square Error)

จะวัดในลักษณะของค่าความผิดพลาดกำลังสองน้อยที่สุด (Minimum Mean Square Error : MMSE) ซึ่งใช้ในการวัดความสามารถในการทำงานของระบบในการลดสัญญาณรบกวน (Eliminating Noise) ทำนายสัญญาณ (Signal Prediction) หรือแยกแยะระบบ (System Identifying) แล้วแต่ว่าจะเป็นระบบอะไร โดยทั่วไปแล้วค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสองขึ้นอยู่กับหลายปัจจัย เช่น โครงสร้างของตัวกรอง ความไวของสัมประสิทธิ์ ตลอดจนสัญญาณรบกวนทั่วไป

3. ความถูกต้องในการประมาณค่าตัวแปร (Parameter Estimation Accuracy)

ความถูกต้องในการประมาณค่าตัวแปรเป็นปัจจัยที่มีความสำคัญมากเมื่อมีการนำระบบปรับตัวไปใช้ในการหาคุณลักษณะของระบบที่ไม่ทราบ (System Identifying) ซึ่งความถูกต้องในการประมาณค่าตัวแปรมีมาก จะทำให้ได้แบบจำลองของที่ระบบต้องการใกล้เคียงความจริงมากขึ้น

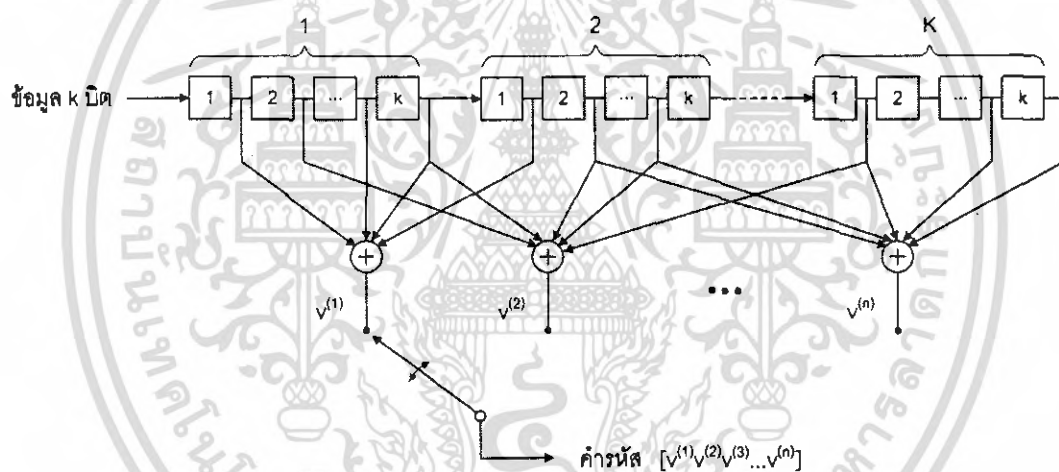
4. ความซับซ้อนในการประมวลผล (Computation Complexity)

ความซับซ้อนในการประมวลผลมีความสำคัญมากในการนำระบบปรับตัวไปใช้งานจริง โดยทั่วไปต้องการความซับซ้อนในการประมวลผลที่ต่ำ ทำให้การสร้างมีราคาถูก

2.12 รหัสคอนโวลูชัน

การเข้ารหัสคอนโวลูชัน (Convolution Code) มีโครงสร้างทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.24 พารามิเตอร์ที่บ่งถึงคุณลักษณะของวงจรประกอบด้วย 3 ค่า ได้แก่ n , k , และ K โดย

- K คือ จำนวนชุดของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ใช้ในการเข้ารหัสแต่ละรอบ (Constraint Length)
- k คือ จำนวนของบิตต่อหนึ่งสัญลักษณ์ เช่น ถ้าข้อมูลเข้าเป็นไบนารี ค่า $k=1$ และถ้าหากข้อมูลเข้า เป็น 4-array ค่า $k=2$
- kK คือ จำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ที่ต้องใช้
- n คือ จำนวนบิตที่ได้จากการเข้ารหัสและออกมาที่ขาออกของวงจรเข้ารหัส
- k/n คือ อัตราการเข้ารหัส



รูปที่ 2.24 โครงสร้างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน

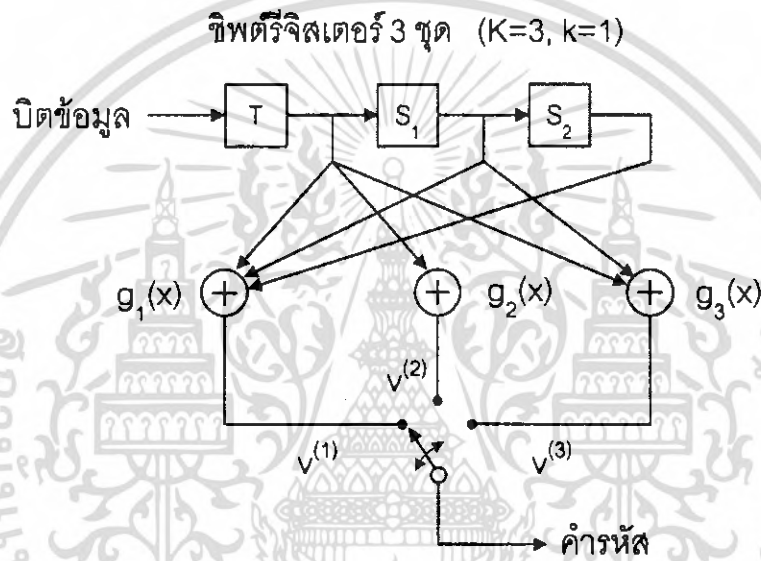
การทำงานของวงจรเข้ารหัสเป็นดังนี้คือ ในการเข้ารหัสแต่ละครั้งจะต้องป้อนข้อมูลเข้าสู่วงจรจำนวน k บิตโดยอาศัยการเลื่อนบิตข้อมูลเข้าสู่ชิฟต์รีจิสเตอร์ เป็นจำนวน k ครั้งนั่นเอง จากนั้นจึงอ่านค่าของคำรหัสที่ได้ทางด้านออกของวงจร โดยจะอ่านค่า $v^{(1)}, v^{(2)}, v^{(3)}, \dots, v^{(n)}$ ทีละบิตไปจนกระทั่งครบทั้ง n บิต ด้วยเหตุนี้เราจึงได้ชุดรหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ k/n สำหรับพารามิเตอร์ K คือ จำนวนสัญลักษณ์ที่ใช้ในการเข้ารหัสแต่ละครั้ง โดยค่านี้กำหนดว่าเราต้องการจะสร้างความสัมพันธ์ระหว่างบิตข้อมูลที่ต่อเนื่องกันด้วยช่วงกว้างมากน้อยเพียงใด ด้วยเหตุนี้เราจึงเรียกพารามิเตอร์ K ว่าเป็น คือ ค่าจำนวนชุดของสัญลักษณ์ข้อมูลที่ใช้ในการเข้ารหัสแต่ละรอบ ค่านี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อาจจะพิจารณาเป็นจำนวนบิตก็ได้ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ kK บิต ดังนั้นในกรณีเฉพาะที่ใช้ $k=1$ จำนวนชิฟต์รีจิสเตอร์ทั้งหมดที่ต้องใช้มีทั้งหมด K ตัว และ อัตราการเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับ $1/n$

สำหรับค่าของค้ำรหัสที่ได้แต่ละบิตขึ้นอยู่กับว่าเราจะนำบิตใดบ้างในจำนวน kK บิต มาใช้ประกอบในการคำนวณผลบวกแบบมอดูโล 2 โดยทั่วไปเราจะแสดงโครงสร้างในส่วนนี้ในรูปของพหุนามตัวกำเนิด (Generator Polynomial)

ตัวอย่างการเข้ารหัสคอนโวลูชัน



รูปที่ 2.25 ตัวอย่างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน

ในการทำความเข้าใจกับกลไกการทำงานของวิธีการเข้ารหัสคอนโวลูชัน เราจะอาศัยวงจรเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$, $K=3$, และ $k=1$ ในรูปที่ 2.25 เป็นตัวอย่างในการอธิบาย จากวงจรในรูปจะเห็นว่า $k=1$ ดังนั้นจำนวนบิตที่จะเลื่อนเข้าสำหรับการเข้ารหัสแต่ละครั้งมีค่าเพียง 1 บิต ค่า $K=3$ และ $k=1$ หมายความว่าต้องใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 3 ชุด และในรูป ประกอบด้วยวงจรพหุนามตัวกำเนิด 3 ชุด คือ $g_1(x)$, $g_2(x)$ และ $g_3(x)$ โดยที่

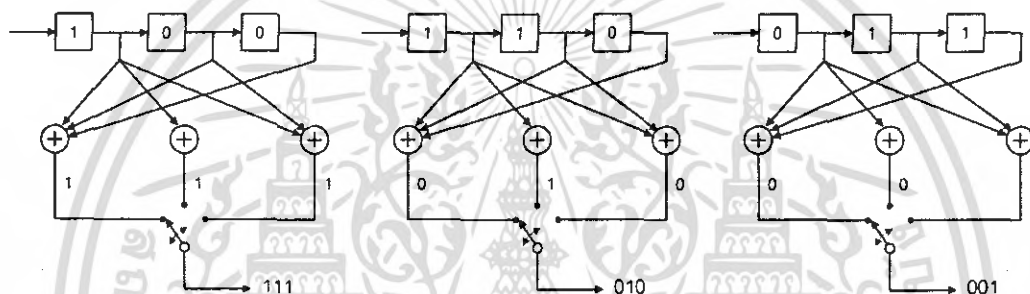
$$g_1(x) = 1 + x + x^2$$

$$g_2(x) = 1$$

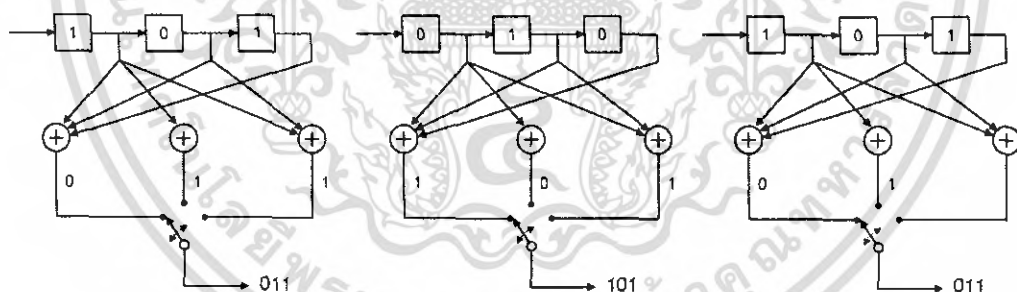
$$g_3(x) = 1 + x$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

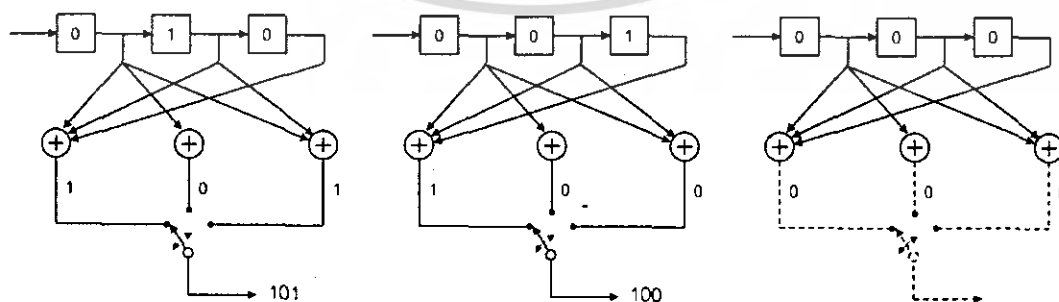
การเข้ารหัสข้อมูลแต่ละบิตจะให้เป็นการรหัสที่มีจำนวนมากถึง 3 บิต ได้แก่ $v^{(1)}, v^{(2)}, v^{(3)}$ ค่าเหล่านี้คือค่าที่ได้จากขาออกของวงจรพหุนามของ $g_1(x), g_2(x)$ และ $g_3(x)$ นั้นเอง โดยกระบวนการอ่านค่าเหล่านี้จะวนสลับกันไป ยกตัวอย่างเช่น ถ้าข้อมูลหกบิตแรกที่ป้อนเข้าสู่วงจรเข้ารหัสมีค่าเป็น 110101 การรหัสที่ได้จากวงจรเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับ 111 010 001 011 101 011 101 100 สำหรับรายละเอียดการเข้ารหัสอย่างเป็นขั้นตอนของทั้ง หกบิต สามารถดูได้จากรูปที่ 2.26 สังเกตว่า ทุกครั้งที่จะสิ้นสุดการเข้ารหัสบิตข้อมูลแต่ละชุดจะต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษเพิ่มเติม ที่เรียกว่า บิตหาง (Tail Bits) ค่อย้ายบิตข้อมูล ทั้งนี้ก็เพื่อปรับให้ซีพรีจิสเตอร์กลับคืนสู่สถานะเดียวกับตอนเริ่มต้นซึ่งมีค่าเป็น 0 ทั้งหมด



(ก) รายละเอียดการเข้ารหัสสามบิตแรก



(ข) รายละเอียดการเข้ารหัสสามบิตที่เหลือ

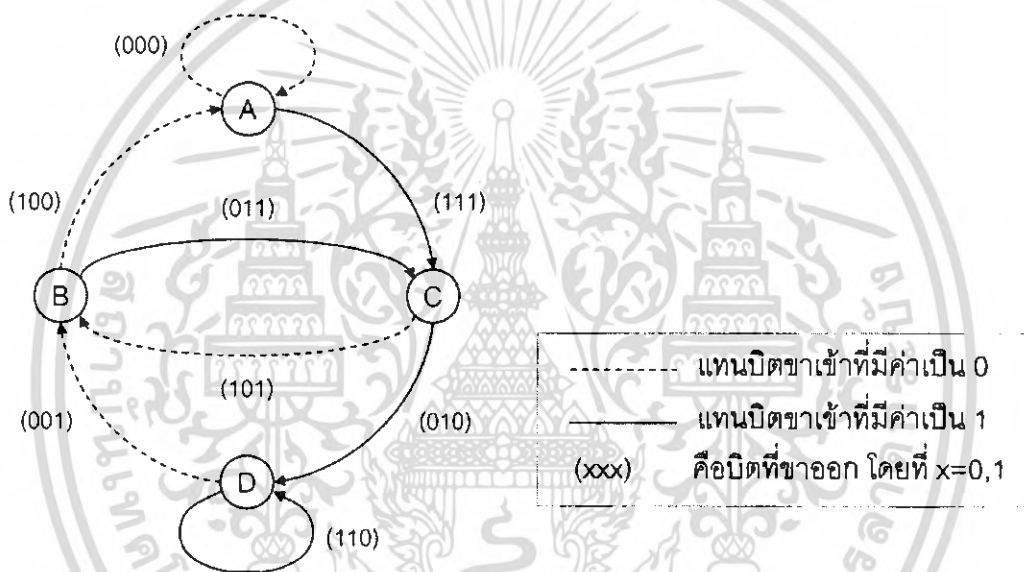


(ค) รายละเอียดการเข้ารหัสบิตหางที่มีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด

รูปที่ 2.26 ตัวอย่างขั้นตอนการเข้ารหัสของข้อมูล 110101 โดยใช้วงจรเข้ารหัสในรูปที่ 2.21 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ในทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนภาพการเปลี่ยนสถานะ

ในการพิจารณาและเข้าใจถึงคุณลักษณะของวงจรเข้ารหัสเราสามารถใช้อแผนภาพแสดงการเปลี่ยนสถานะ (State Transition Diagram) ช่วยในการอธิบายได้ดังแสดงในรูปที่ 2.27 โดยกำหนดให้สถานะหมายถึงค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ S_1 และ S_2 นั้นเอง ดังนั้นจึงมีสถานะได้ทั้งสิ้น 4 สถานะ คุรรายละเอียดการกำหนดสถานะได้ในตารางที่ 2.5 การเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสขึ้นอยู่กับบิตข้อมูลที่ป้อนเข้าสู่วงจร เส้นประ หมายถึง ว่า ข้อมูลบิตที่เข้ามาเป็นค่าเป็น 0 และเส้นทึบหมายถึงว่าข้อมูลบิตที่เข้ามาเป็น 1 ส่วนค่าในวงเล็บคือค่ารหัสที่ได้จากการเข้ารหัส



รูปที่ 2.27 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันตามโครงสร้างในรูปที่ 2.22

สถานะ	s_1	s_2
A	0	0
B	0	1
C	1	0
D	1	1

ตารางที่ 2.5 การกำหนดค่าสำหรับแต่ละสถานะ (state)

ยกตัวอย่างเช่น ในช่วงเริ่มต้นของการเข้ารหัสตามตัวอย่างในรูปที่ 2.26(ก) วงจรเข้ารหัสอยู่ในสถานะ A ($s_1 = 0$ และ $s_2 = 0$) เมื่อได้รับการป้อนข้อมูลบิตแรกที่มีค่าเท่ากับ 1 เข้าสู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ส่งผลให้วงจรเปลี่ยนสถานะจาก A ไปเป็น C ($s_1 = 1$ และ $s_2 = 0$) คู่ที่รูปที่ 2.26 (ก) และ 2.28(ก) ประกอบ เมื่อได้ป้อนข้อมูลบิตที่สองที่มีค่าเป็น 1 เข้าไปในวงจร ผลที่เกิดขึ้นคือวงจรเปลี่ยนจากสถานะ C ไปสู่สถานะ D ($s_1 = 1$ และ $s_2 = 1$) บิตที่สามที่ป้อนเข้าวงจรมีค่าเป็น 0 ระบบจึงเปลี่ยนจากสถานะ D เข้าไปสู่สถานะ B ($s_1 = 0$ และ $s_2 = 1$) หากนำลำดับการเปลี่ยนสถานะมาเรียงลำดับตามเวลาจะได้ผลดังแสดงในรูปที่ 2.28(ข) หมายเหตุ สำหรับรายละเอียดการเปลี่ยนสถานะได้สรุปไว้ในตารางที่ 2.5



รูปที่ 2.28 ตัวอย่างการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันตามตัวอย่าง

เดิม			Input	ใหม่				output
สถานะ	s_1	s_2		T	s_1	s_2	สถานะ	
A	0	0	0	0	0	0	A	000
	0	0	1	1	0	0	C	111
B	0	1	0	0	0	1	A	100
	0	1	1	1	0	1	C	011
C	1	0	0	0	1	0	B	101
	1	0	1	1	1	0	D	010
D	1	1	0	0	1	1	B	001
	1	1	1	1	1	1	D	110

ตารางที่ 2.6 รายละเอียดการเปลี่ยนสถานะ

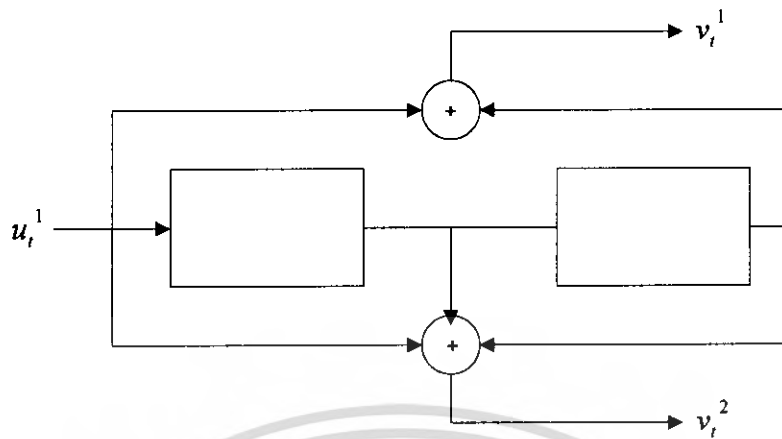
2.13 การถอดรหัสแบบแมป (MAP Decoding Principles)

ตัวแปร n, k, m ในรหัสคอนโวลูชัน สามารถทำได้โดยการป้อนอินพุต k เข้าไป แล้วได้ผลลัพธ์เอาต์พุต n ($n > k$) ซึ่งเป็น วงจรอนุกรมเชิงเส้นกับหน่วยความจำรหัสอินพุต m ในการสร้างสัญญาณ โดยรหัสคอนโวลูชัน สามารถอธิบายได้โดยด้วยเครื่องกำเนิดสัญญาณโพลีโนเมียล ซึ่งอธิบายถึง การเชื่อมต่อ ระหว่าง ตัวเข้ารหัสสัญญาณอินพุต และ เอาต์พุต ประสิทธิภาพของรหัสขึ้นอยู่กับอัตราการเข้ารหัส (Code Rate) และ หน่วยความจำรหัส m โดยที่ อัตรารหัส $R = \frac{k}{n}$ รูปที่ 2.29 แสดงถึง ตัวอย่างของ รหัสไบนารี (2,1,2) กับ เครื่องกำเนิดสัญญาณ โพลีโนเมียล $(5_g, 7_g)$ สมการของตัวเข้ารหัส สามารถเขียนได้เป็น

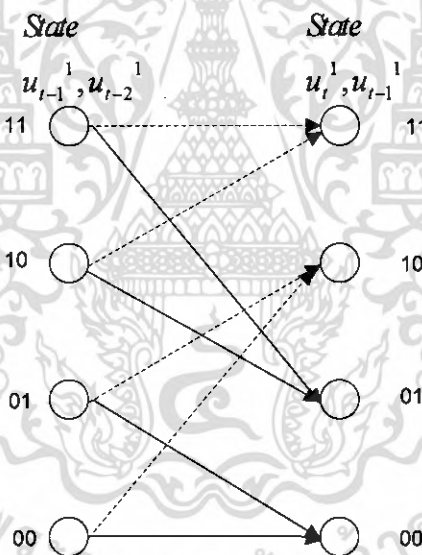
$$\mathbf{v}^1 = \mathbf{u} * \mathbf{g}^1 \quad (2.57)$$

$$\mathbf{v}^2 = \mathbf{u} * \mathbf{g}^2 \quad (2.58)$$

ซึ่ง * แสดงถึงการ คอนโวลูชัน และ การทำงานทั้งหมด คือ มอดูโล 2



รูปที่ 2.29 ตัวเข้ารหัส สำหรับ รหัสไบนารี (2,1,2)



รูปที่ 2.30 สถานะในเทรลลิส โค้ดแกรม สำหรับ รหัสคอนโวลูชันไบนารี (2,1,2)

วิธีที่สะดวกและง่ายสำหรับการอธิบาย ขั้นตอนการเข้ารหัส และ ถอดรหัส คือ การใช้ แผนภาพ เทรลลิส สถานะ ของเทรลลิสสำหรับอินพุตที่เวลา t สำหรับรหัสไบนารี (2,1,2) แสดงใน รูปที่ 2.30 แผนภาพเทรลลิสนี้ ประกอบด้วยสถานะ N สถานะซึ่ง N คือจำนวนของอินพุต N แต่ละตัวจะประกอบไปด้วยบิตข้อมูลอินพุต k สถานะของวงจรเข้ารหัสคือกลุ่มของชิฟต์รีจิสเตอร์ ของตัวมันเอง วงจรเข้ารหัสที่มีหน่วยความจำทั้งหมด K จะมีจำนวนของสถานะเท่ากับ 2^k ในแต่ละบิตของอินพุต k จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงไปสู่สถานะใหม่ขึ้นทุกๆบิต ด้วยเหตุนี้ แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สถานะจึงแยกออกมาได้ 2^k สถานะในแต่ละเส้น เส้นทางนั้นหมายถึงอินพุตที่ k ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะที่เวลา t ซึ่งแทนด้วย $\mathbf{u}_t = [u_{t,1}, u_{t,2}, \dots, u_{t,k}]$ และ เอาท์พุต n แทนด้วย $\mathbf{v}_t = [v_{t,0}, \dots, v_{t,n-1}]$

กำหนดให้ \mathbf{r} เป็นข้อมูลที่ได้รับ เงื่อนไขของความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาด (Error) ของวงจรถอดรหัสเขียนได้ว่า

$$P(E | \mathbf{r}) = P(\hat{\mathbf{u}} \neq \mathbf{u}) = P(\hat{\mathbf{v}} \neq \mathbf{v}) \quad (2.59)$$

ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของตัววงจรถอดรหัสคือ

$$P(E) = \sum_{\mathbf{r}} P(E | \mathbf{r}) P(\mathbf{r}) \quad (2.60)$$

ในเทอมของ $P(\mathbf{r})$ จะเป็นตัวแปรอิสระจากอัลกอริธึมของการถอดรหัส ดังนั้น ค่าความน่าจะเป็นที่น้อยที่สุดในการเกิดความผิดพลาดในสมการที่ 2.60 สามารถทำได้โดยการลดค่าของ

$P(E | \mathbf{r}) = P(\hat{\mathbf{v}} \neq \mathbf{v} | \mathbf{r})$ สำหรับทุก \mathbf{r} ซึ่งจะมีค่าเท่ากับค่าที่สูงที่สุดของ $P(\hat{\mathbf{v}} = \mathbf{v} | \mathbf{r})$ ซึ่งค่าที่สูงที่สุดนี้หาได้จาก

$$P(\hat{\mathbf{v}} = \mathbf{v} | \mathbf{r}) = \frac{P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) P(\mathbf{v})}{P(\mathbf{r})} \quad (2.61)$$

ถ้า ลำดับของการเข้ารหัสเท่ากันหมด จะได้การถอดรหัสที่มีค่าออปติ멈สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องซึ่งสามารถหาได้จาก

$$P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) = \prod_i P(r_i | v_i) \quad (2.62)$$

เราสามารถแก้ไขสมการที่ 2.62 ให้ซับซ้อนน้อยลงด้วยการ หาค่าที่มากที่สุดของสมการนี้ โดยการ ใช้ ฟังก์ชัน $\log x$ โดยที่ $\log x$ เป็นฟังก์ชันที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง โดยสมการ 2.62 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\log P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) = \sum_i \log P(r_i | v_i) \quad (2.63)$$

ฟังก์ชัน $\log P(\mathbf{r} | \mathbf{v})$ เป็นที่รู้จักในชื่อของฟังก์ชัน log-likelihood

อัลกอริทึมการถอดรหัสแบบแมป

อัลกอริทึมของแมป (Maximum a Probability : MAP) ถูกใช้ในการถอดรหัส เพื่อให้ได้ค่าความน่าจะเป็นของความคิดพลาดที่น้อยที่สุด และยังสามารถนำไปใช้งานจริงโดยใช้อัลกอริทึมการรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง (Forward and Backward Recursion) แมปทำงานบนพื้นฐานของการแสดงรหัสในรูปแบบเทรลลิส จากรูปที่ 2.30 อัลกอริทึมถอดรหัสนี้สำคัญมาก สำหรับอัลกอริทึมการถอดรหัสแบบวนซ้ำ

วงจรถอดรหัสซอฟต์แวร์ที่ทุกแมป (Soft-Output MAP Decoder) คำนวณ อัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงเบื้องหลังแบบลอการิทึม (posteriori log-likelihood) ของ บิตข้อมูล u_i ดังนี้

$$\Lambda(u_i) = \log \frac{P\{u_i = 1 | \mathbf{r}\}}{P\{u_i = 0 | \mathbf{r}\}} \quad (2.64)$$

ซึ่ง $P\{u_i = i | \mathbf{r}\}$, $i = 0,1$ คือ ความน่าจะเป็นเบื้องหลัง (A Posteriori Probability : APP) ของ บิตข้อมูล u_i

วงจรถอดรหัสทำการตัดสินใจแบบฮาร์ดโดยการเปรียบเทียบ $\Lambda(u_i)$ กับ 0

$$\Lambda(u_i) = \begin{cases} 1, & \text{if } \Lambda(u_i) > 0 \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.65)$$

APP ในสมการที่ 2.64 สามารถที่จะคำนวณได้จากแผนภาพเทรลลิส

$$P\{u_i = 0 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_i^0} P\{S_{i-1} = m', S_i = m | \mathbf{r}\} \quad (2.66)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P\{u_t = 1 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_t^1} P\{S_{t-1} = m', S_t = m | \mathbf{r}\} \quad (2.67)$$

S_{t-1} กับ S_t เป็นสถานะของวงจรออครัทส์ที่เวลา $t-1$ กับ t ตามลำดับ และ B_t^0 กับ B_t^1 เป็นชุดของการเปลี่ยนแปลงของสถานะจากสถานะ m' ถึงสถานะ m ซึ่งเนื่องจาก $u_t = 0$ กับ $u_t = 1$ ตามลำดับ ซึ่งสมการที่ 2.66 และ 2.67 สามารถเขียนได้เป็น

$$P\{u_t = 0 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_t^0} \frac{P\{S_{t-1} = m', S_t = m | \mathbf{r}\}}{P(\mathbf{r})} \quad (2.68)$$

$$P\{u_t = 1 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_t^1} \frac{P\{S_{t-1} = m', S_t = m | \mathbf{r}\}}{P(\mathbf{r})} \quad (2.69)$$

$P(\mathbf{r})$ เป็นค่าคงที่ซึ่งไม่มีผลต่อการเกิดค่าสูงสุด เพราะมันจะถูกละทิ้งในแคลิเวชัน (Derivations) ครั้งต่อไป

ในการคำนวณค่า APP ของบิตข้อมูลให้เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ ฟังก์ชันของความน่าจะเป็นต่อไปนี้จะได้ออกกำหนดขึ้น

$$\alpha_t(m) = P\{S_t = m, \mathbf{r}_t'\} \quad (2.70)$$

$$\beta_t(m) = P\{\mathbf{r}_{t+1}^N | S_t = m\} \quad (2.71)$$

$$\gamma_t'(m', m) = P\{u_t = i, S_t = m, \mathbf{r}_t | S_{t-1} = m'\} \quad (2.72)$$

โดยที่

$$\mathbf{r}_t = (r_{t,0}, \dots, r_{t,j}, \dots, r_{t,n-1}) \quad (2.73)$$

$$\mathbf{r}_t^k = (\mathbf{r}_t, \mathbf{r}_{t+1}, \dots, \mathbf{r}_k) \quad (2.74)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความน่าจะเป็นร่วมของการเปลี่ยนแปลง (The Joint Transition Probability), $P\{S_{t-1} = m', S_t = m, \mathbf{r}\}$, สามารถเขียนได้ โดย

$$P\{S_{t-1} = m', S_t = m, \mathbf{r}\} = \alpha_{t-1}(m) \sum_{i \in \{0,1\}} \gamma_i^i(m', m) \beta_i(m) \quad (2.75)$$

โดยที่ $\alpha_t(m)$ และ $\beta_t(m)$

$$\alpha_t(m) = \sum_{m'} \alpha_{t-1}(m') \sum_{i \in \{0,1\}} \gamma_i^i(m', m) \quad (2.76)$$

$$\beta_t(m) = \sum_{m'} \beta_{t+1}(m') \sum_{i \in \{0,1\}} \gamma_i^i(m', m) \quad (2.77)$$

และ $\gamma_i^i(m', m)$ คือความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณ (Channel Transition Probability) ให้ค่านำหนักจากค่าความน่าจะเป็นของบิตข้อมูล ความน่าจะเป็นเบื้องหลัง $P_t(u_t = i), i = 0,1$ โดยที่ u_t คือ สัญลักษณ์ของข้อมูลซึ่งสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลง $S_{t-1} = m' \longrightarrow S_t = m$ สัมประสิทธิ์ $\gamma_i^i(m', m)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\gamma_i^i(m', m) = P_t(u_t = i) \prod_{j=0}^{n-1} P\{r_{t,j} | x_{t,j}\} \quad (2.78)$$

$$P\{r_{t,j} | x_{t,j}\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(r_{t,j} - x_{t,j})^2}{2\sigma^2}} \quad (2.79)$$

โดยที่ $x_{t,j}, j = 0, \dots, n-1$ คือ สัญลักษณ์ที่มอดูเลตแบบ BPSK ในคำรหัส สัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลง $S_{t-1} = m' \longrightarrow S_t = m$

ถ้าเราสมมุติว่าวงจรถอดรหัสเริ่มต้นและจบการทำงานที่สถานะที่ 0 เงื่อนไขของขอบเขต (The Boundary Condition) จะเป็น

$$\alpha_0(0) = 1, \alpha_0(m) = 0, \text{ for } m \neq 0 \quad (2.80)$$

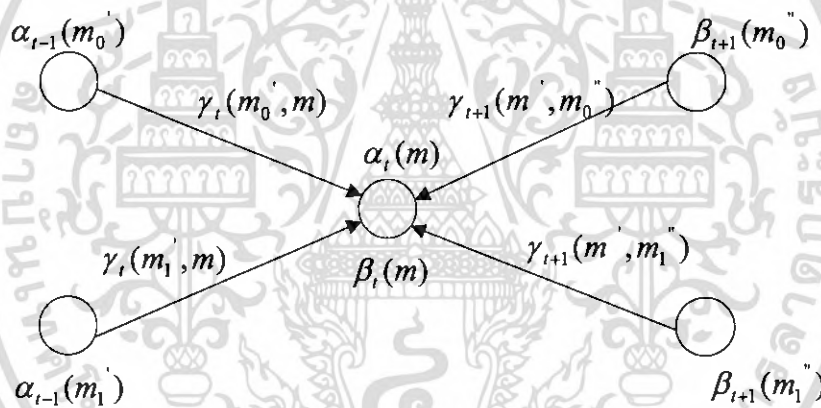
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_N(0) = 1, \beta_N(m) = 0, \text{ for } m \neq 0 \quad (2.81)$$

อัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงแบบลอการิทึมสามารถเขียนได้เป็น

$$\Lambda(u_i) = \log \frac{\sum_{(m',m) \in B^1} \alpha_{i-1}(m') \gamma_i^1(m',m) \beta_i(m)}{\sum_{(m',m) \in B^0} \alpha_{i-1}(m') \gamma_i^0(m',m) \beta_i(m)} \quad (2.82)$$

โดยปกติอัลกอริทึมที่ได้กล่าวถึงมานั้นจะหมายถึง อัลกอริทึมการเรียกตัวเองทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง ถ้าสัมประสิทธิ์ $\alpha_i(m)$ ถูกคำนวณอย่างวนซ้ำ ตั้งแต่จุดเริ่มต้นของเทรลิส และ สัมประสิทธิ์ $\beta_i(m)$ ถูกคำนวณอย่างวนซ้ำ เริ่มที่ตอนท้ายของเทรลิส



รูปที่ 2.31 ภาพแสดงรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง

ในรูปที่ 2.31 แสดงการนำเสนอในรูปแบบของรูปภาพรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง จากภาพ $\alpha_{i-1}(m'_i)$ แสดงสัมประสิทธิ์ α สำหรับสถานะ m'_i ในสถานะที่ $(i-1)th$ ซึ่งเชื่อมต่อกับสถานะ m ในสถานะเทรลิสที่ $i-th$ และมีการเปลี่ยนแปลงจาก $S_{i-1} = m' \rightarrow S_i = m$ โดยมีสาเหตุ จากบิตข้อมูล $u_i = i, i = 0,1$ ในทำนองเดียวกัน $\beta_{i+1}(m'')$ (β เป็นสัมประสิทธิ์สำหรับสถานะ m'') ในสถานะเทรลิสที่ $(i+1)th$ จะเชื่อมต่อกับสถานะ m ในสถานะเทรลิสที่ $i-th$ และ มีการเปลี่ยนแปลง $S_{i+1} = m' \rightarrow S_i = m$ ซึ่งมีสาเหตุมาจาก บิตข้อมูล $u_i = i, i = 0,1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความน่าจะเป็นของ posteriori สามารถที่จะคำนวณได้จาก

$$P\{u_i = 1 | \mathbf{r}\} = \frac{e^{\Lambda(u_i)}}{1 + e^{\Lambda(u_i)}} \quad (2.83)$$

$$P\{u_i = 0 | \mathbf{r}\} = \frac{1}{1 + e^{\Lambda(u_i)}} \quad (2.84)$$

ค่าความน่าจะเป็นเบื้องหลังของบิตข้อมูลที่ถูกส่งสามารถคำนวณ โดยการเพิ่มค่าความน่าจะเป็นของ คาร์รหัสซึ่งประกอบด้วยบิตที่ถูกส่งอย่างเฉพาะเจาะจงนั้นคือ

$$P\{x_{i,j} = 1 | \mathbf{r}\} = \sum_{u_i = i, x_{i,j} = 1} P\{u_i = i | \mathbf{r}\} \quad (2.85)$$

$$P\{x_{i,j} = -1 | \mathbf{r}\} = \sum_{u_i = i, x_{i,j} = -1} P\{u_i = i | \mathbf{r}\} \quad (2.86)$$

2.14 ปัญหาของมัลติพาทเฟดดิ้ง

การใช้งานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักจะอยู่สูงจากพื้นผิวประมาณไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นคลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นผิวหรือสิ่งต่างๆรอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากมากกว่าหนึ่งทิศทาง และ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วยเวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading)

ในสภาพการใช้งานจริงสัญญาณจะมีการสะท้อนกับสิ่งต่างๆ รอบข้างๆ ได้มากมายหลายลักษณะไม่จำกัดอยู่เฉพาะในบางรูปแบบ อีกทั้งผู้ใช้อาจมีการเคลื่อนที่ในระหว่างการใช้งาน ประกอบกับสิ่งแวดล้อมรอบข้างอาจมีการเคลื่อนไหวเช่นกัน สิ่งเหล่านี้ทำให้สภาพแวดล้อมมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ฉะนั้นจึงเป็นเรื่องยากที่เราจะทราบถึงเส้นทางการส่งผ่านของคลื่นสัญญาณใดๆ ได้อย่างชัดเจนแน่นอน อย่างไรก็ตามเมื่อมีการรวมสัญญาณแต่ละเส้นทางเหล่านี้เข้าด้วยกันที่ภาครับก็จะก่อให้เกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างเครื่องส่งและเครื่องรับแบบไทม์โดเมน

3.1 โครงสร้างเครื่องส่งเลเยอร์สเปซไทม์



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องส่งที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

โครงสร้างของเครื่องส่งที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time) จากรูปจะเป็นเสาอากาศส่งจำนวน N เสาส่ง โดยข้อมูลจะถูกแบ่งจากเฟรมแบบแถวเดียวเป็นแบบขนานตาม Layer เท่าจำนวนเสาอากาศเพื่อแบ่งข้อมูลในการส่งออกไปในแต่ละเสา จากนั้นข้อมูลแต่ละ Layer จะถูก Encode หรือเข้ารหัสโดยใช้วงจรถอดไขว้ (Convolution Code) จากนั้นทำการ Modulation แล้วเข้าสู่วงจรสลับเชิงพื้นที่ (Spatial Interleave) เพื่อทำการสลับข้อมูลระหว่างชั้น Layer และเข้าสู่วงจรสลับเชิงเวลา (Time Interleave) เพื่อทำการสลับข้อมูลในแนวชั้นเดียวกันที่ทำเช่นนี้เพื่อทำการลด Error ในการส่งไปในช่องสัญญาณ จากนั้นทำการคูณกับรหัสแผ่ของ CDMA สำหรับผู้ใช้แต่ละรายจากนั้นทำการส่งออกไปพร้อมกันจากเสาส่งทั้งหมด N เสา

3.2 โครงสร้างเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มี การเข้ารหัสต่อแอมพลิจูด

เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณ MIMO สัญญาณที่ได้รับในแต่ละเสาอากาศที่ M จะเกิดจากการรวมสัญญาณของสัญญาณที่ส่งมาทั้งหมด N มาจากหลายทิศทาง (Multipath) และ สัญญาณรบกวนแบบสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ดังนั้นเวกเตอร์ของสัญญาณที่ได้รับ (\mathbf{r}) จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\mathbf{r} = [\mathbf{r}_1, \mathbf{r}_2, \dots, \mathbf{r}_M]^T \quad (3.1)$$

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{l=1}^L \sum_{k=1}^K h_{i,j,l,k} A_k S_k(t - \tau_{l,k}) b_{k,i} + n_j(t) \quad (3.2)$$

$$\mathbf{r}_j = \mathbf{S} \hat{\mathbf{H}}_j \mathbf{A} \mathbf{b} + \mathbf{n}_j \quad (3.3)$$

$$\hat{\mathbf{H}}_j = \text{diag}(\mathbf{H}_{j,1}, \dots, \mathbf{H}_{j,K}) \quad (3.4)$$

$$\mathbf{H}_{j,k} = \text{diag}(\mathbf{h}_{1,j,k}, \dots, \mathbf{h}_{N,j,k}) \quad (3.5)$$

$$\mathbf{h}_{i,j,k} = [h_{i,j,1,k}, \dots, h_{i,j,L,k}]^T \quad (3.6)$$

$$\mathbf{A} = \text{diag}(A_{1,1}, \dots, A_{1,N}, \dots, A_{K,1}, \dots, A_{K,N}) \quad (3.7)$$

$$\mathbf{b} = [b_{1,1}, \dots, b_{1,N}, \dots, b_{K,1}, \dots, b_{K,N}] \quad (3.8)$$

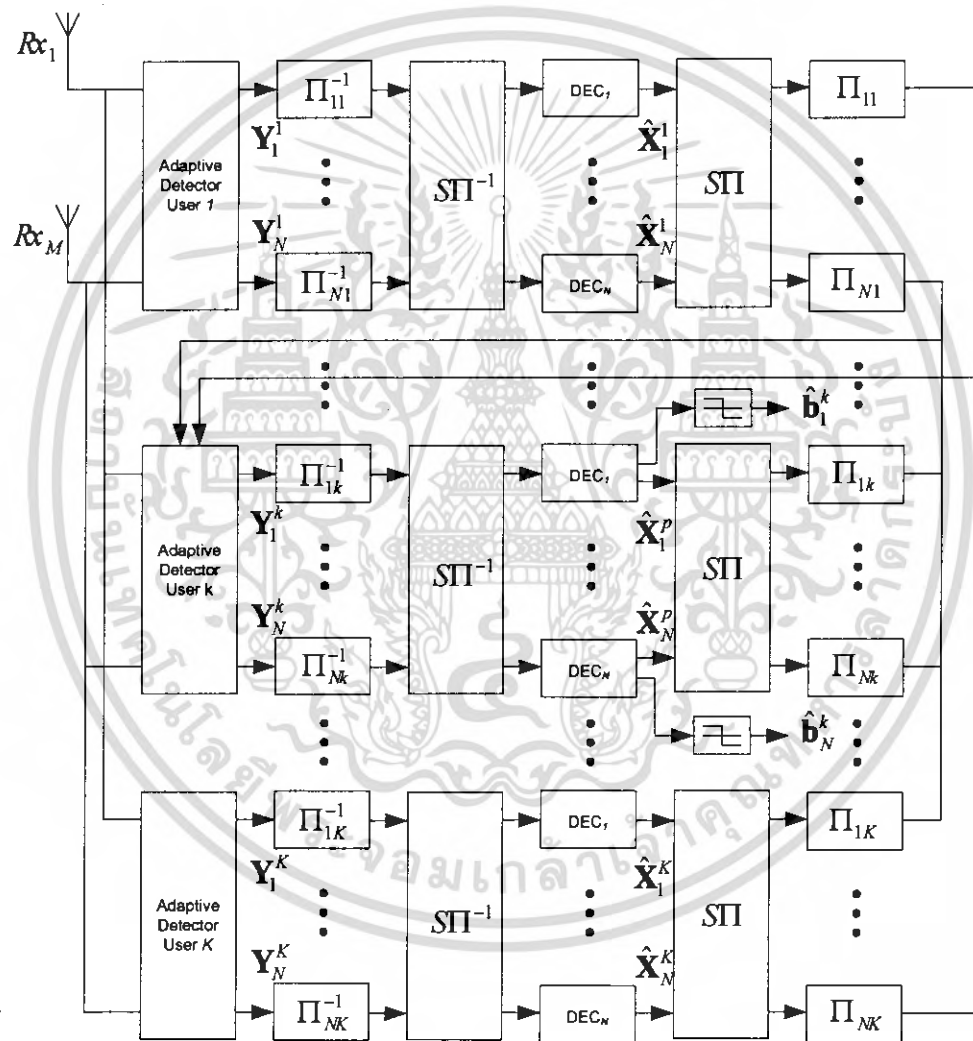
$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_{1,1,1}, \dots, \mathbf{S}_{1,1,L}, \dots, \mathbf{S}_{1,N,1}, \dots, \mathbf{S}_{1,N,L}, \dots, \mathbf{S}_{K,1,1}, \dots, \mathbf{S}_{K,1,L}, \dots, \mathbf{S}_{K,N,1}, \dots, \mathbf{S}_{K,N,L}] \quad (3.9)$$

โดยที่

- \mathbf{r}_j คือ เมตริกซ์ขนาด $\eta \times 1$ แทนสัญญาณที่รับได้ของเสาอากาศรับที่ j
- \mathbf{S} คือ เมตริกซ์ขนาด $\eta \times KNL$ แทนรหัสแผ่ของแต่ละผู้ใช้งาน
- $\hat{\mathbf{H}}_j$ คือ เมตริกซ์ขนาด $KNL \times KN$ แทนค่าสัมประสิทธิ์ของสัญญาณของเสาอากาศรับที่ j
- \mathbf{A} คือ เมตริกซ์ขนาด $KN \times KN$ แทนกำลังของสัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย
- \mathbf{b} คือ เมตริกซ์ขนาด $KN \times 1$ แทนบิตข้อมูลของแต่ละผู้ใช้งานในแต่ละเสาส่ง
- \mathbf{n}_j คือ เมตริกซ์ขนาด $\eta \times 1$ แทนสัญญาณรบกวนแบบสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก ณ เสาอากาศที่ j
- M คือ จำนวนเสาอากาศรับของสถานีฐาน
- j คือ เสาอากาศรับที่กำลังพิจารณา
- N คือ จำนวนเสาอากาศส่งของผู้ใช้งานแต่ละราย
- i คือ เสาอากาศส่งที่กำลังพิจารณาหรือชั้นสัญญาณที่กำลังพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- K คือ จำนวนของผู้ใช้งาน
 k คือ ผู้ใช้งานที่กำลังพิจารณา
 L คือ จำนวนของสัญญาณพหุวิถีที่ตกกระทบเสาอากาศรับของผู้ใช้งานแต่ละราย
 l คือ เส้นทางของสัญญาณที่กำลังพิจารณา
 η คือ ความยาวของรหัสแรมที่ใช้งาน
 τ คือ ค่าเวลาประวิงของสัญญาณ



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของเครื่องรับเลขอร์สเปซไทม์

จากรูปที่ 3.2 เครื่องรับเลขอร์สเปซไทม์สัญญาณข้อมูลที่ได้รับจะถูกผ่านไปที่ส่วนตรวจจับสัญญาณแบบปรับค่าได้ (Adaptive Detector) โดยส่วนตรวจจับจะแยกเป็นการตรวจจับของแต่ละผู้ใช้และในแต่ละตัวตรวจจับก็ตรวจจับแยกสัญญาณออกเป็นแต่ละสัญลักษณ์ 1 ถึง N ตามแต่ละ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Layer ที่เสาส่งทำการส่ง สัญญาณซึ่งเมื่อผ่านส่วนนี้จะเป็นส่วนของการถอดรหัส SISO แบบขนานจำนวน N ชุด จากนั้นผ่านวงจรดีอินเตอร์ลีฟเชิงเวลา (Time Deinterleaver) กับวงจรสปีเชียลดีอินเตอร์ลีฟเวอร์ (Spatial Deinterleaver) จากนั้นทำการวนรอบกลับเพื่อทำการหักล้างสัญญาณรบกวนโดยนำสัญญาณเข้า วงจรอินเตอร์ลีฟเชิงเวลา (Time Interleaver) กับ วงจรสปีเชียลอินเตอร์ลีฟเวอร์ (Spatial Interleaver) แล้วทำการป้อนกลับเข้าไปในวงจรตรวจจับ โดยจะทำการป้อนกลับเพื่อหักล้างสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ใช้ (MAI) และสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ใช้เดียวกันแต่คนละ Layer (CCI)

จากรูปที่ 3.3 วงจรตรวจจับสัญญาณแบบปรับค่าได้จะทำหน้าที่ในการทำการหักล้างสัญญาณรบกวนด้วยกระบวนการแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (MMSE) ซึ่งประกอบด้วยส่วนของวงจรกรองป้อนไปข้างหน้า (Feed-Forward Filter) และวงจรกรองป้อนไปข้างหลัง (Feedback Filter)

ในส่วนของวงจรกรองป้อนไปข้างหน้าจะใช้เทคนิคของเครื่องรับ G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ ซึ่งในแต่ละคอร์รีเลเตอร์ของเครื่องรับ G-RAKE จะมีลักษณะโครงสร้างที่เป็นวงจรกรองปรับตัวได้แบบ FIR ที่มีความยาวเท่ากับความยาวของรหัสแผล์ที่ใช้งาน โดยใช้อัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการปรับตัวคืออัลกอริทึมแบบ RLS ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่คอร์รีเลเตอร์ (\mathbf{z}) จะมาจากสัญญาณที่ได้รับ (\mathbf{r}) ที่ถูกหน่วงเป็นเวลาประวิงแบบสุ่มที่มีการกระจายตัวอย่างสม่ำเสมอภายในช่วงไม่เกินช่วงความยาวของรหัสแผล์ ($\beta_{j,p}$) ซึ่งหลักการเช่นนี้เป็นไปตามหลักการของเครื่องรับชนิด G-RAKE ซึ่งวงจรกรองแบบปรับตัวได้จะสามารถที่จะปรับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อลดค่าของข้อมูลจากสัญญาณพหุวิถีได้

ในส่วนของวงจรกรองป้อนไปข้างหลังจะมีโครงสร้างเป็นวงจรกรองปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึม RLS ในการปรับตัว ซึ่งข้อมูลที่ป้อนเข้าจะเป็นสัญญาณที่ได้มาจากเอาท์พุทของวงจรถอดรหัสแมปซึ่งคือสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นและรวมถึงเสาอากาศส่งหรือชั้นสัญญาณอื่นนอกเหนือจากเสาอากาศหรือชั้นสัญญาณของผู้ใช้งานรายที่กำลังสนใจ

ในการวนซ้ำ (Iteration) รอบที่หนึ่ง วงจรกรองป้อนไปข้างหน้าจะทำหน้าที่ลดค่าสัญญาณออกมาจากสัญญาณที่รับได้ในการลดสัญญาณรบกวน โดยที่ไม่มีการหักล้างสัญญาณรบกวนเพราะไม่มีสัญญาณที่ได้จากการประมาณ (Estimated Symbol) จากวงจรถอดรหัสแมป ซึ่งหลังจากการทำงานในรอบการวนซ้ำรอบแรกวงจรกรองป้อนไปข้างหลังจะถูกใช้ในกระบวนการตรวจจับสัญญาณ โดยสัญญาณที่ได้จากการประมาณจากเอาท์พุทของวงจรถอดรหัสแมปจะถูกป้อนกลับมายังวงจรกรองป้อนไปข้างหลังเพื่อที่จะหักล้างสัญญาณรบกวนจากเสาสัญญาณอื่น

ในช่วงของการตรวจจับสัญญาณ โดยสัญลักษณ์ที่ตรวจจับได้ของชั้นสัญญาณที่ i ในรอบของการวนซ้ำที่ g ในเวลาที่ t จะมาจากเอาท์พุทจากวงจรกรองไปข้างหน้า ($y_t^{i,g}$) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$y_t^{i,g} = \mathbf{w}_f^{i,gT} \mathbf{z}^i + \mathbf{w}_b^{i,gT} \hat{\mathbf{x}}^{i,g} \quad (3.10)$$

$$z_{j,p}^i(t) = r_j(t) \delta(t - \beta_{j,p}^i) \quad (3.11)$$

$$\mathbf{z}^i = [\mathbf{z}_1^i, \mathbf{z}_2^i, \dots, \mathbf{z}_j^i, \dots, \mathbf{z}_M^i]^T \quad (3.12)$$

$$\mathbf{z}_j^i = [\mathbf{z}_{j,1}^{iT}, \mathbf{z}_{j,2}^{iT}, \dots, \mathbf{z}_{j,p}^{iT}, \dots, \mathbf{z}_{j,p}^{iT}] \quad (3.13)$$

$$\mathbf{z}_{j,p}^i = \mathbf{r}_j \delta(t - \beta_{j,p}^i) \quad (3.14)$$

$$\mathbf{w}_f^{i,g} = [\mathbf{w}_{f,1}^{i,g}, \dots, \mathbf{w}_{f,j}^{i,g}, \dots, \mathbf{w}_{f,M}^{i,g}]^T \quad (3.15)$$

$$\mathbf{w}_{f,j}^{i,g} = [\mathbf{w}_{f,j,1}^{i,g}, \mathbf{w}_{f,j,2}^{i,g}, \dots, \mathbf{w}_{f,j,p}^{i,g}, \dots, \mathbf{w}_{f,j,p}^{i,g}] \quad (3.16)$$

$$\mathbf{w}_{f,j,p}^{i,g} = [w_{f,j,p,1}^{i,g}, \dots, w_{f,j,p,\eta}^{i,g}] \quad (3.17)$$

$$\hat{\mathbf{x}}^{i,g} = [\hat{x}_{t,1}^{1,g}, \hat{x}_{t,1}^{2,g}, \dots, \hat{x}_{t,1}^{i-1,g}, \hat{x}_{t,1}^{i+1,g}, \dots, \hat{x}_{t,1}^{N,g}, \hat{x}_{t,K}^{1,g}, \hat{x}_{t,K}^{2,g}, \dots, \hat{x}_{t,K}^{i-1,g}, \hat{x}_{t,K}^{i+1,g}, \dots, \hat{x}_{t,K}^{N,g}]^T \quad (3.18)$$

$$\mathbf{w}_b^{i,g} = [w_{b,1}^{1,g}, w_{b,1}^{2,g}, \dots, w_{b,1}^{i-1,g}, w_{b,1}^{i+1,g}, \dots, w_{b,1}^{N,g}, w_{b,K}^{1,g}, w_{b,K}^{2,g}, \dots, w_{b,K}^{i-1,g}, w_{b,K}^{i+1,g}, \dots, w_{b,K}^{N,g}]^T \quad (3.19)$$

โดยที่

\mathbf{z}_j^i คือ เมตริกซ์ขนาด $1 \times P\eta$ แทนสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่คอร์รีเลเตอร์ของเสาอากาศที่ j ภายในตัวตรวจจับของชั้นสัญญาณที่ i

$\mathbf{w}_{f,j}^{i,g}$ คือ เมตริกซ์ขนาด $1 \times P\eta$ แทนสัมประสิทธิ์ของคอร์รีเลเตอร์ของเสาอากาศที่ j ภายในตัวตรวจจับของชั้นสัญญาณที่ i ในรอบของการวนซ้ำที่ g

$\mathbf{w}_b^{i,g}$ คือ เมตริกซ์ขนาด $(KN-1) \times 1$ แทนสัมประสิทธิ์วงจรกรองไปข้างหลังภายในตัวตรวจจับของชั้นสัญญาณที่ i ในรอบของการวนซ้ำที่ g

$\hat{\mathbf{x}}^{i,g}$ คือ เมตริกซ์ขนาด $(KN-1) \times 1$ แทนสัญลักษณ์จากการประมาณจากเอาท์พุทของวงจรถอครหัสแมปภายในตัวตรวจจับของชั้นสัญญาณที่ i ในรอบของการวนซ้ำที่ g

M คือ จำนวนเสาอากาศรับของสถานีฐาน

j คือ เสาอากาศรับที่กำลังพิจารณา

N คือ จำนวนเสาอากาศส่งของผู้ใช้แต่ละราย

i คือ เสาอากาศส่งที่กำลังพิจารณาหรือชั้นสัญญาณที่กำลังพิจารณา

K คือ จำนวนของผู้ใช้งาน

k คือ ผู้ใช้งานที่กำลังพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- β คือ ค่าเวลาประวิงในแต่ละฟังก์ชัน
 η คือ ความยาวของรหัสแ่งที่ใช้งาน
 g คือ จำนวนครั้งของการวนซ้ำ
 P คือ จำนวนของคอร์รีเลเตอร์ในแต่ละเสาอากาศ
 p คือ คอร์รีเลเตอร์ที่กำลังพิจารณา

เนื่องจากเราไม่สามารถที่จะทราบค่าของมอดคกระทบของสัญญาณ, สัญญาณรบกวน และกำลังของสัญญาณ จึงทำให้มีการใช้อัลกอริทึมการปรับตัวมาใช้งานเพื่อทำการหาค่าของสัมประสิทธิ์ $\mathbf{w}_f^{i,g}, \mathbf{w}_b^{i,g}$ โดยอัลกอริทึมที่เลือกใช้นั้นคืออัลกอริทึมการปรับตัวแบบรีเคอร์ซีฟ ลีสต์ สแควร์ (Recursive Least Squares : RLS) ซึ่งสมการการปรับตัวของวงจรถองไปข้างหน้าจะเป็นไปตามสมการที่ 3.20, 3.21 และ 3.22 และ สมการการปรับตัวของวงจรถองไปข้างหลังจะเป็นไปตามสมการที่ 3.23, 3.24 และ 3.25

$$\mathbf{u}_f^{i,g}(t+1) = \frac{\alpha^{-1} \mathbf{P}_f^{i,g}(t) \mathbf{z}(t)}{1 + \alpha^{-1} \mathbf{z}^H(t) \mathbf{P}_f^{i,g}(t) \mathbf{z}(t)} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{w}_f^{i,g}(t+1) = \mathbf{w}_f^{i,g}(t) + \mathbf{u}_f^{i,g}(t+1) e^*(t) \quad (3.21)$$

$$\mathbf{P}_f^{i,g}(t+1) = \alpha_f^{-1} \mathbf{P}_f^{i,g}(t) - \alpha_f^{-1} \mathbf{u}_f^{i,g}(t+1) \mathbf{z}^H(t) \mathbf{P}_f^{i,g}(t) \quad (3.22)$$

$$\mathbf{u}_b^{i,g}(t+1) = \frac{\alpha^{-1} \mathbf{P}_b^{i,g}(t) \mathbf{z}(t)}{1 + \alpha^{-1} \mathbf{z}^H(t) \mathbf{P}_b^{i,g}(t) \mathbf{z}(t)} \quad (3.23)$$

$$\mathbf{w}_b^{i,g}(t+1) = \mathbf{w}_b^{i,g}(t) + \mathbf{u}_b^{i,g}(t+1) e^*(t) \quad (3.24)$$

$$\mathbf{P}_b^{i,g}(t+1) = \alpha_b^{-1} \mathbf{P}_b^{i,g}(t) - \alpha_b^{-1} \mathbf{u}_b^{i,g}(t+1) \mathbf{z}^H(t) \mathbf{P}_b^{i,g}(t) \quad (3.25)$$

โดยที่

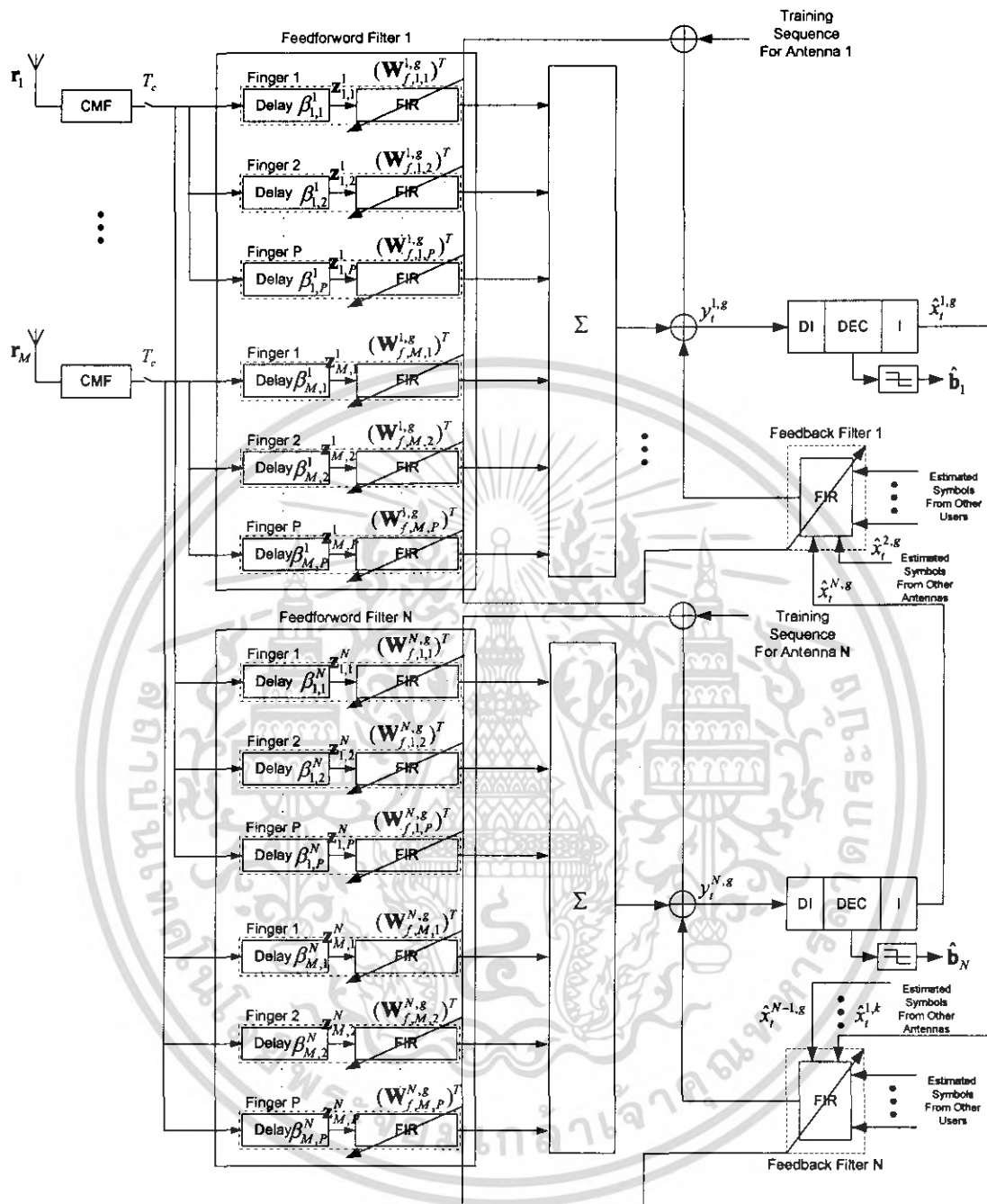
α คือ ค่าตัวประกอบการลิม และ $\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}$ (เมตริกซ์เอกลักษณ์)

ซึ่งค่าของสัมประสิทธิ์จะทำการปรับตัวด้วยอัตราเท่ากับอัตราการส่งข้อมูลต่อหนึ่งบิตและจะเป็นค่าที่ทำให้ค่าของอัตราเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสองมีค่าน้อยซึ่งค่าอัตราความผิดพลาดสามารถแสดงได้ด้วยสมการ

$$e(t) = E[|\mathbf{w}_f^{i,gT} \mathbf{z}^i + \mathbf{w}_b^{i,gT} \hat{\mathbf{x}}^{i,g} - x^i|^2] \quad (3.26)$$

โดยที่

x^i คือ สัญลักษณ์ชุดลำดับการฝึก (Training Sequence) ของชั้นสัญญาณที่ i
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซอฟต์แวร์ที่พุดจากวงจรถอดรหัสแบบจะถูกใช้ในการคำนวณค่าของสัญญาณรบกวนที่จะถูกลบออกจากข้อมูลที่จะป้อนเข้าสู่วงจรถอดรหัสในรอบการวนซ้ำรอบต่อไป ซึ่งขั้นตอนการตรวจจับและการถอดรหัสแบบวนซ้ำจะกระทำจนกว่าสัญลักษณ์ที่ทำการประมาณค่ามีค่าเข้าใกล้ค่าที่ออปติมิ้ม ซอฟต์แวร์ที่พุดจากวงจรถอดรหัสในการวนซ้ำรอบสุดท้ายจะถูกป้อนเข้าสู่วงจรการตัดสินใจเพื่อที่จะทำการตัดสินใจข้อมูลที่ได้ว่าเป็นบิตข้อมูล 0 หรือ 1 ตามคุณสมบัติของการมอดูเลตแบบ BPSK

3.3 การวิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบไทม์โคเมน

ในส่วนนี้จะเป็นการความซับซ้อนในการคำนวณของเครื่องรับ โดยเราจะดูในส่วนของจำนวนของกระบวนการการกระทำสัญญาณต่อหนึ่ง Coded Symbol ต่อหนึ่ง Layer ซึ่งก็จะพิจารณาเพียงแค่ความซับซ้อนของตัว Detector เท่านั้น เพราะในบทต่อไปเราจะพิจารณาการแปลงเป็นฟรีควอนซีโคเมนเพียงในส่วนของ Detector เนื่องจากในส่วนอื่นๆส่วนประกอบจะเหมือนกัน

ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบ Adaptive G-Rake มีสูงมากเนื่องจากมีส่วนของ Finger ที่เพิ่มเข้ามาทำให้จำนวนการคูณสัมประสิทธิ์การปรับค่าต้องเพิ่มขึ้นตามจำนวน Finger ในวงจรกรองไปข้างหน้าด้วย โดยเราจะพิจารณาความซับซ้อนโดยยึดจากตัวดำเนินการคูณทั้งหมดที่ต้องการในตัวรับสัญญาณ

สำหรับแต่ละ Coded Symbol ต่อหนึ่ง Layer ต่อหนึ่งการวนรอบ เครื่องรับ Adaptive G-Rake ที่นำเสนอนี้ใช้ RLS Algorithm ซึ่งใช้จำนวนตัวคูณเท่ากับ $12MRC + 1$ ตัวสำหรับในวงจรกรองไปข้างหน้า และ $12(KN-1) + 1$ ตัวสำหรับวงจรกรองป้อนกลับ โดย M คือจำนวนเสาอากาศรับ R คือจำนวน Finger N คือจำนวนของเสาอากาศส่ง C คือความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้ และ K คือจำนวนของผู้ใช้

เมื่อพิจารณาการคำนวณจำนวนตัวคูณทั้งหมดที่จะเท่ากับ $NI(12MRC + 12KN - 10)$ โดย I คือจำนวนการวนรอบ

ตารางที่ 3.1 แสดงความซับซ้อนของเครื่องรับ Adaptive G-Rake แบบไทม์โคเมน

Algorithm	Number of multiplications	Computational Complexity ($N=4, M=4, R=3, K=5, C=7$ และ $I=5$)
RLS algorithm	$NI(12MRC + 12KN - 10)$	31480

N = จำนวนของเสาอากาศส่ง, M = จำนวนของเสาอากาศรับ, R = จำนวนของ Finger

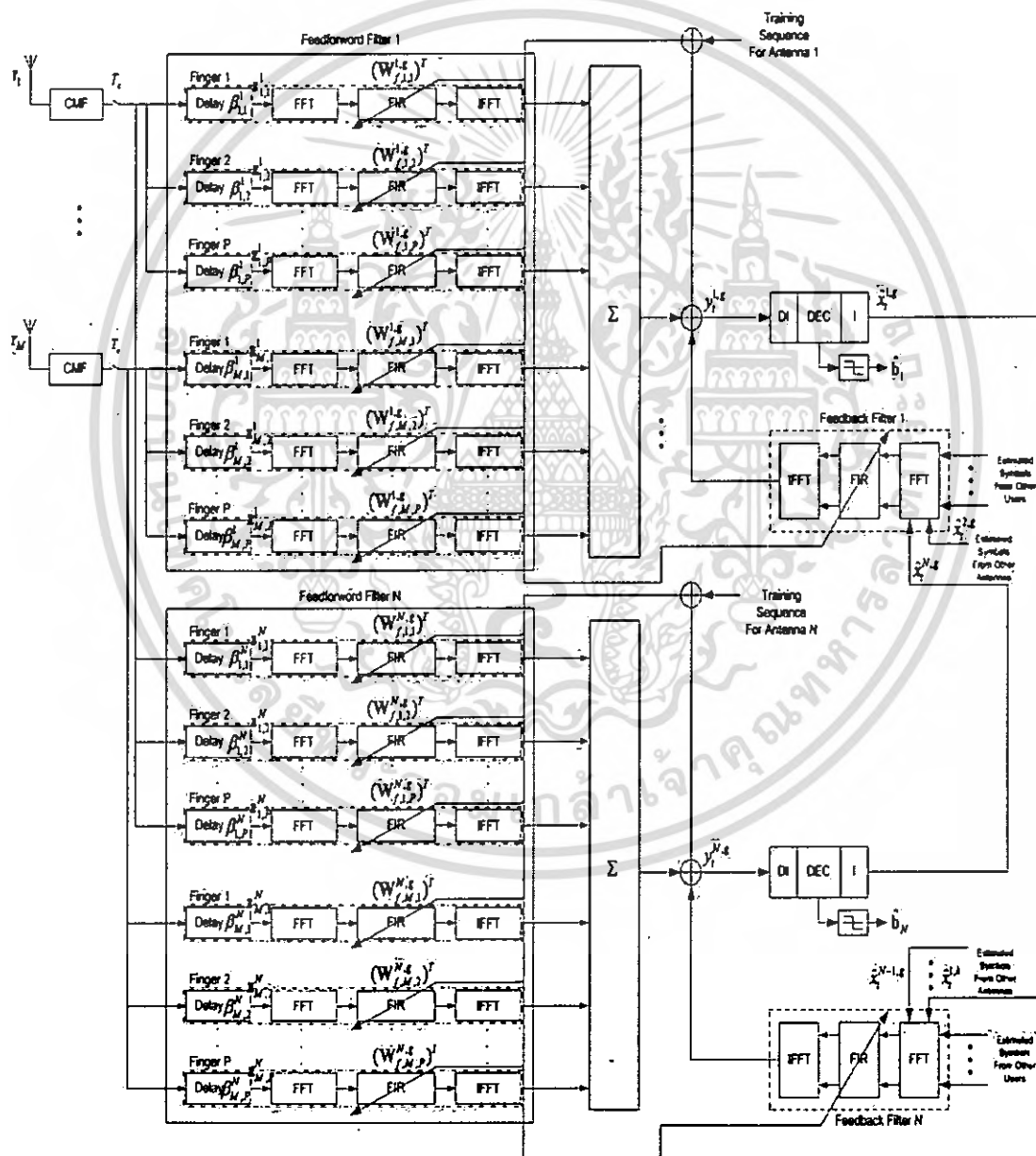
K = จำนวนของผู้ใช้, I = จำนวนการวนรอบ, C = ความยาวของรหัสแผ่ที่ใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและการสร้างเครื่องรับแบบพรีคอนเวอชัน

4.1 โครงสร้างเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มี การเข้ารหัสเดอแอร์สเปซไทม์แบบพรีคอนเวอชัน



รูปที่ 4.1 เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มี การเข้ารหัสเดอแอร์สเปซไทม์แบบพรีคอนเวอชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สวอนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นที่รู้กันดีว่าเครื่องรับแบบ Adaptive Frequency Domain สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณของการ Detection ข้อมูลในระบบการสื่อสารเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ Time Domain

จากรูปแสดงการนำ Frequency Domain มาใช้กับเครื่องรับแบบ Adaptive Iterative G-RAKE ที่มีการเข้ารหัส Layer Space-Time เพื่อลดความซับซ้อนในส่วนของการคำนวณในการ Detection

สัญญาณที่รับได้จากทุกเสาอากาศภาครับจะถูกแยกเข้าไปในส่วนการ Detector แต่ละตัว โดยแต่ละ Detector ของเครื่องรับแบบ G-Rake จะประกอบด้วย Finger ในการแยกแยะสัญญาณที่มาในหลายๆ Path ที่ส่วนนี้จะมีการคำนวณซึ่งมี Complexity ที่สูง ก็จะมีการใช้การแปลงเป็น Frequency Domain เข้ามาโดยสัญญาณที่ผ่าน Finger มาแล้วก็จะถูกแปลงโดยใช้ Fast Fourier Transform(FFT) จากนั้นสัญญาณ Output ที่ออกจาก FFT เป็น Frequency Domain แล้วจะถูกป้อนเข้าไปในวงจรกรองไปข้างหน้าเพื่อทำการคูณในรูปแบบ Frequency Domain จากนั้นก็ใช้ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) แปลงสัญญาณ Output ที่ออกมาจากวงจรกรองไปข้างหน้า ก็จะได้สัญญาณในรูปแบบ Time Domain ที่ต้องการสำหรับกระบวนการต่อไป

สัญญาณที่รับได้ r_t ในแต่ละเสาอากาศรับ M , ในช่วงเวลา t , ซึ่งได้ถูกแปลงให้อยู่ในรูปแบบ Frequency Domain โดยใช้ FFT และ Output ของโมดูล 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

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

FFT(.) แทน Fast Fourier Transform และ $\Omega_t^q, q = 1, \dots, M$, คือสัญญาณที่ถูกแปลง FFT ของเสาอากาศภาครับที่มีจำนวน M เสา ที่เวลาคงที่ t

ให้ $w_{f,i}^{i,k}(t)$ คือ $M \times 1$ ในรูป Time Domain ของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ในแถบวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับเสาส่งลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่เวลา t โดยให้

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

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

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

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

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

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

ซึ่ง $\Psi_{f,i,q}^{i,k}(q)$ คือ สัมประสิทธิ์ในการแปลง FFT ของแถบวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับเสาอากาศส่งลำดับที่ i ที่สอดคล้องกับเสารับลำดับที่ q ในช่วงระหว่างการวนรอบลำดับที่ k จากนั้นส่ง Ω_i เข้าไปในวงจรรองไปข้างหน้าเพื่อเข้าไปคูณกับแถบสัมประสิทธิ์ของวงจรรองไปข้างหน้า $\Psi_{f,i}^{i,k}$ ในรูปแบบของ Frequency Domain โดย Output ของวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับการวนรอบที่ k ที่เวลา t สำหรับเสาอากาศลำดับที่ i แสดงด้วย $\bar{F}_i^{i,k}$ โดย

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

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

$\bar{F}_i^{i,k}$ จะถูกแปลงกลับเป็น Time Domain โดยการใช้ Inverse Fast Fourier Transform (IFFT) ซึ่ง Output ของวงจรรองไปข้างหน้าสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ในการวนรอบที่ k ณ เวลา t แสดงด้วย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$F_t^{i,k} = \frac{1}{M} \sum_{l=0}^{M-1} \bar{F}_l^{i,k} e^{-j2\pi l} \quad (4.10)$$

ให้ $F_t^{i,k}$ เป็น Output ในรูป Time Domain ของวงจรกรองไปข้างหน้าสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ในการวนรอบที่ k ที่เวลา t แสดงด้วย

$$F_t^{i,k} = I_F \cdot \bar{F}_t^{i,k} \quad (4.11)$$

โดย I_F คือ $I_F = [1 \ 0_{M-1}]$ และ 0_{M-1} คือเวกเตอร์ที่ยาว $(M-1)$ ซึ่งประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด ในการวนรอบแรกนั้นวงจรกรองไปข้างหน้าจะมีเพียงแค่การลดสัญญาณรบกวนแต่ยังไม่มีกระบวนการกำจัดสัญญาณรบกวนเนื่องจากยังไม่มี Estimated Symbol ที่ได้มาจาก Output ของ MAP decoder

หลังจากการวนรอบแรกแล้วจะมีวงจรกรองย้อนกลับเข้ามาในกระบวนการ Detection ด้วย โดย Estimated Symbol ที่ได้มาจาก Output ของตัวถอดรหัสจะถูกป้อนกลับเข้าไปในวงจรกรองย้อนกลับเพื่อทำการสร้างและกำจัดสัญญาณรบกวนจากเสาอากาศอื่นๆ

Estimated Symbol จาก Output ของตัวถอดรหัสจะถูกแปลงให้เป็น Frequency Domain โดยใช้ FFT และผ่านเข้าไปในวงจรกรองย้อนกลับโดย Output ของ FFT แทนด้วย $\Lambda_t^{i,k}$ ที่ช่วง Symbol ที่ t แสดงโดย

$$\Lambda_t^{i,k} = \text{fft}(\hat{x}_t^{i,k}) \quad (4.12)$$

โดยที่

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

และ

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

ซึ่ง $\hat{x}_{t,p}^{i,k}$ คือ $(N-1) \times 1$ เวกเตอร์ของ Estimated Soft Symbols ที่การวนรอบที่ k จาก MAP Decoder ที่เสาอากาศลำดับที่ i ระหว่างช่วงเวลา t แสดงโดย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $w_b^{i,k}(t)$ คือ $(N-1) \times 1$ สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองป้อนกลับที่อยู่ในรูป Time Domain ของเสาอากาศลำดับที่ i ที่เวลา t แสดงโดย

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

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

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

ซึ่ง

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

และ

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

โดย Output ของ FFT แทนด้วย $\Lambda_t^{i,k}$ จากนั้นนำมาใช้ในวงจรป้อนกลับร่วมกับสัมประสิทธิ์ในรูป Frequency Domain ของวงจรป้อนกลับ $\Psi_{t,b}^{i,k}$ เพื่อที่จะทำการคูณกันในรูปแบบ Frequency Domain สัญญาณ Output ของวงจรกรองป้อนกลับคือ $\bar{F}_{t,b}^{i,k}$ ที่ช่วง Symbol ที่ t แสดงโดย

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

$\bar{F}_{t,b}^{i,k}$ ถูกแปลงกลับไปสู่ Time Domain โดย IFFT โดย Output ของวงจรกรองป้อนกลับสำหรับเสาอากาศที่ i ของผู้ใช้คนที่ p ระหว่างการวนรอบที่ k ที่ช่วง symbol ที่ t แสดงโดย

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

โดยที่

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้ $F_{i,b}^{i,k}$ แทน Output ในรูป Time Domain ของวงจรกรองป้อนกลับสำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่เวลา t แสดงโดย

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

ซึ่ง $I_B = [1 \ 0_{N-1}]$ และ 0_{N-1} คือแถวเวกเตอร์ที่ยาว $N-1$ ที่ประกอบด้วยศูนย์ทั้งหมด โดย Output ที่ถูก Detect ได้ คือตัวของ CCI ที่เป็นสัญญาณรบกวนจากเสาอากาศอื่นๆในระบบ

โดย Symbol ที่ถูก Detect ประกอบด้วย Output ที่ออกจาก Adaptive Detector ในรูป Time Domain สำหรับเสาอากาศลำดับที่ i ระหว่างการวนรอบที่ k ที่ช่วง Symbol ที่ t แทนด้วยแสดงโดย

$$y_t^{i,k} = F_t^{i,k} + F_t^{p,k} \quad (4.24)$$

ซึ่ง $F_t^{i,k}$ และ $F_t^{p,k}$ แทน Output ในรูป Time Domain ที่ออกจากวงจรกรองไปข้างหน้าและวงจรกรองป้อนกลับที่มาจากสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองไปข้างหน้า $w_f^{i,k}(t)$ และวงจรกรองป้อนกลับ $w_b^{i,k}(t)$ แสดงใน (4.4) และ (4.16) ได้ถูกพิจารณาซ้ำๆด้วย Adaptive Recursive Least Square (RLS) Algorithm ดังนั้น Mean Square Error แสดงโดย

$$\zeta = E[e(t)^2] = E\left[|y_t^{i,k} - x_t^{i,k}|^2\right] \quad (4.25)$$

ซึ่ง $y_t^{i,k}$ คือ Soft Detector Output ในรูป Time Domain และสามารถแสดงให้อยู่ในรูป Time Domain โดยแสดงร่วมกับ RLS algorithm

$$y_t^{i,k} = w_f^{i,kH}(t)r_t(t) + w_b^{i,kH} \hat{x}_t^{i,k}(t) \quad (4.26)$$

โดยที่

$$w_f^{i,k}(t+1) = w_f^{i,k}(t) + u_f^{i,k}(t+1)e(t) \quad (4.27)$$

และ

$$w_b^{i,k}(t+1) = w_b^{i,k}(t) + u_b^{i,k}(t+1)e(t) \quad (4.28)$$

$u_f^{i,k}$ และ $u_b^{i,k}$ นั้นมาจาก

$$u_f^{i,k}(t+1) = \frac{\alpha^{-1} P_f^{i,k}(t) r_i(t)}{1 + \alpha^{-1} r_i^H(t) P_f^{i,k} r_i(t)} \quad (4.29)$$

และ

$$u_b^{i,k}(t+1) = \frac{\alpha^{-1} P_b^{i,k}(t) \hat{x}_i^{i,k}(t)}{1 + \alpha^{-1} \hat{x}_i^{i,kH}(t) P_b^{i,k} \hat{x}_i^{i,k}(t)} \quad (4.30)$$

$P_f^{i,k}$ และ $P_b^{i,k}$ มาจาก

$$P_f^{i,k}(t+1) = \alpha_f^{-1} P_f^{i,k}(t) - \alpha_f^{-1} u_f^{i,k}(t+1) r_i^H(t) P_f^{i,k}(t) \quad (4.31)$$

และ

$$P_b^{i,k}(t+1) = \alpha_b^{-1} P_b^{i,k}(t) - \alpha_b^{-1} u_b^{i,k}(t+1) \hat{x}_i^{i,kH}(t) P_b^{i,k}(t) \quad (4.32)$$

α คือ ค่าตัวประกอบการลิม และ $\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}$ (เมตริกซ์เอกลักษณ์)

4.2 การวิเคราะห์ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบฟรีควอนซีโดเมน

ในส่วนนี้การคำนวณความซับซ้อนของเครื่องรับ Adaptive G-Rake จะมีการเทียบกันระหว่างฟรีควอนซีและโทมโดเมน โดยความซับซ้อนของเครื่องรับพิจารณาจากจำนวนตัวดำเนินการทางการคูณสัญญาณ ซึ่งจะพิจารณาเพียงแค่ว่าตัว Detector ที่มีการแปลงเป็นฟรีควอนซีโดเมน เนื่องจากที่ส่วนอื่นมีลักษณะเหมือนกัน

จากบทที่ 3 ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบ Adaptive G-Rake ที่เป็นโทมโดเมนที่ใช้ RLS Algorithm สำหรับเสาส่งจำนวน N เสารับจำนวน M มี Finger จำนวน R ความยาวรหัสแผ่ C ชิป และผู้ใช้ K รายในวงจรกรองไปข้างหน้าเท่ากับ $12MRC + 1$ ตัวคูณและในวงจรกรองไปข้างหลังเท่ากับ $12(KN-1) + 1$ ตัวคูณ ถ้าพิจารณาจำนวนทั้งหมดของตัวคูณจะเท่ากับ $NI(12MRC + 12KN - 10)$ โดย I คือจำนวนการวนรอบ

แต่เมื่อมีการพิจารณาความซับซ้อนของเครื่องรับแบบ Adaptive G-Rake ที่มีการแปลงเป็นฟรีควอนซีโดเมนที่ใช้ RLS Algorithm เช่นกันจะมีความซับซ้อนสำหรับวงจรกรองไปข้างหน้า $11MRC + \log_2 MRC + 1$ และที่วงจรกรองย้อนกลับเท่ากับ $11(KN-1) + \log_2(KN-1) + 1$ พิจารณาจำนวนทั้งหมดตัวคูณจะเท่ากับ $NI(11MRC + \log_2 MRC + 11KN + \log_2(KN-1) - 9)$ สำหรับเสาส่งจำนวน N เสารับจำนวน M มี Finger จำนวน R ผู้ใช้ K ราย ความยาวรหัสแผ่ C ชิป และ I คือจำนวนการวนรอบ

ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบความซับซ้อนของเครื่องรับ Adaptive G-Rake แบบโหม้โดเมน และฟรีควนซีโดเมน

Algorithm	RLS algorithm	
	Time domain	Frequency domain
Number of multiplications	$NI(12MRC + 12KN - 10)$	$NI(11MRC + \log_2 MRC + 11KN + \log_2(KN - 1) - 9)$
Computational Complexity	31480	22940

Computational Complexity เรากำหนดให้ $N=4$, $M=4$, $R=3$, $K=5$, $C=7$ และ $I=5$

N = จำนวนของเสาอากาศส่ง, M = จำนวนของเสาอากาศรับ, R = จำนวนของ Finger

K = จำนวนของผู้ใช้, I = จำนวนการวนรอบ, C = ความยาวของรหัสแผ่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองจะทำการศึกษาเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลขออร์สเปซไทม์ โดยทำตั้งค่าพารามิเตอร์ที่ต่างกันแล้วรัน Code ในโปรแกรม Matlab เพื่อวัดค่าประสิทธิภาพของเครื่องรับว่ามีความต่างกันหรือไม่ อย่างไร โดยในการทดลองจะดูจากการวัดค่า BER (Bit Error Rate) และ MSE (Mean Square Error) ที่เกิดขึ้นแล้วนำมาพลอตกราฟดูผล โดยแกนนอนจะแทนค่า SNR (Signal to Noise Ratio) ส่วนแกนตั้งจะแทนค่า BER หรือ MSE

5.1 การตั้งค่าเริ่มต้นของภาคส่งและภาครับ

- จำนวนผู้ใช้งาน (User) ทั้งหมดจะมีจำนวนเท่ากับ 5 ราย ($K=5$)
- จำนวนของรหัสแผ่ของ CDMA ที่ใช้ในการทดลองคือรหัสโกลด์ที่มีจำนวนค่าความยาวเท่ากับ 7 ชิป
- ใช้การเข้ารหัสข้อมูลแบบ Convolution ที่มีค่า $g = [1,1,0,1 ; 1,1,1,1]$
- จำนวนของสัญญาณพหุวิถีมีค่าเท่ากับ 3 วิถี ($L=3$) สำหรับแต่ละเสาอากาศของผู้ใช้งานแต่ละราย โดยแต่ละวิถีจะมีกำลังงานมาถึงเครื่องรับแตกต่างกัน
- ค่า Delay ของสัญญาณในแต่ละวิถีจะมีค่าไม่เกิน 7 ชิปของรหัสแผ่
- ระยะห่างระหว่างแต่ละเสาอากาศมีความกว้างเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น
- ค่าของมุมตกกระทบสัญญาณถึงเสาอากาศรับกระจายตัวอยู่ระหว่าง -90 องศาถึง 90 องศา
- ใช้การทดลองเฉลี่ยของเฟรมที่ส่งมากกว่า 1,000 ครั้งสำหรับการเปรียบเทียบ BER และมากกว่า 100 ครั้งสำหรับ MSE

5.2 ค่าที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงเพื่อเปรียบเทียบใช้ทดสอบประสิทธิภาพของเครื่องรับ

- การเปลี่ยนแปลงค่า SNR โดยเราจะกำหนดให้เปลี่ยนในช่วง $0-14$ dB ($SNR = 14$)
- การเปลี่ยนแปลงค่าจำนวนเสารับและเสาส่งเพื่อดูประสิทธิภาพของ MIMO
- การเปลี่ยนแปลงค่าฟังก์ชันของตัวตรวจจับในเครื่องรับ G-RAKE เพื่อดูประสิทธิภาพของเครื่องรับ G-RAKE ที่มีฟังก์ชันเป็นส่วนสำคัญ
- การเปลี่ยนแปลงค่าการวนรอบ (Iteration) เพื่อทดสอบเครื่องรับที่ใช้การปรับค่าวนรอบ
- เปลี่ยนแปลงระบบของเครื่องรับระหว่างไทม์โดเมนและเฟรควเอนซีโดเมนเพื่อทดสอบความแตกต่างระหว่างระบบ

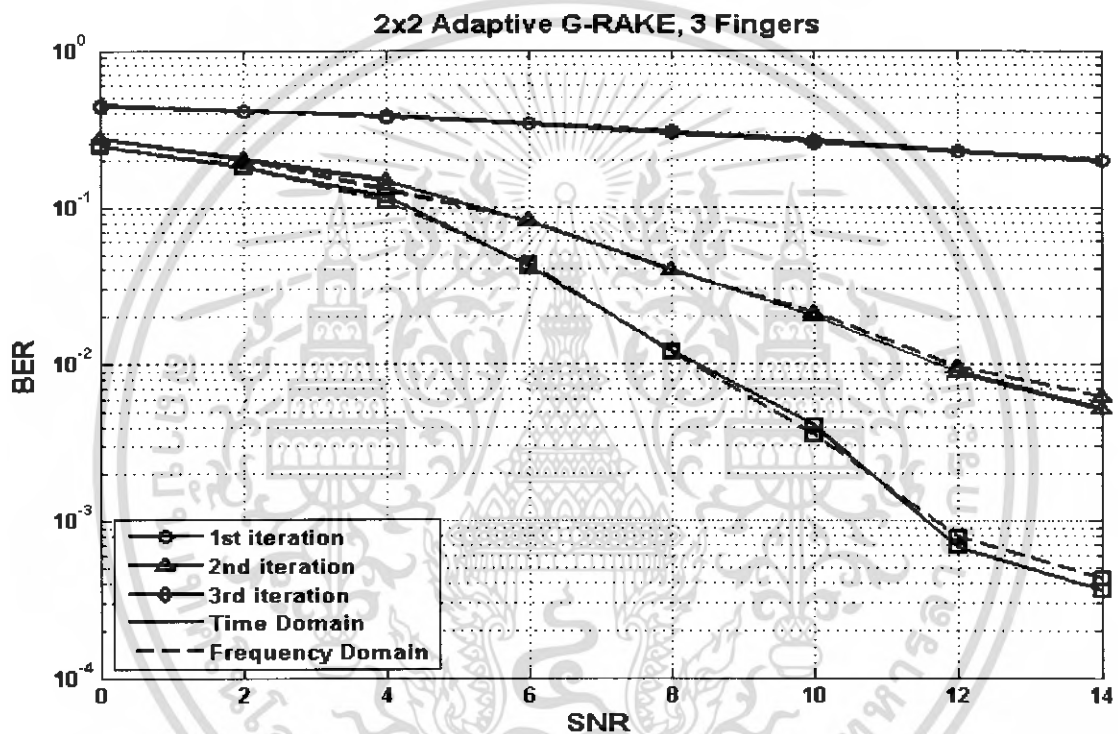
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER)

ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลพิจารณาจากจำนวนของบิตที่ผิดพลาดจากบิตข้อมูลที่ส่งออกไปทั้งหมด

$$\text{BER} = (\text{Number of Bit Error}) / (\text{Total Number of Transmission Bit})$$

5.3.1 การเปรียบเทียบระหว่างการวนรอบหรือจำนวน Iteration ที่ต่างกันโดยเปรียบเทียบกันระหว่างเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมน

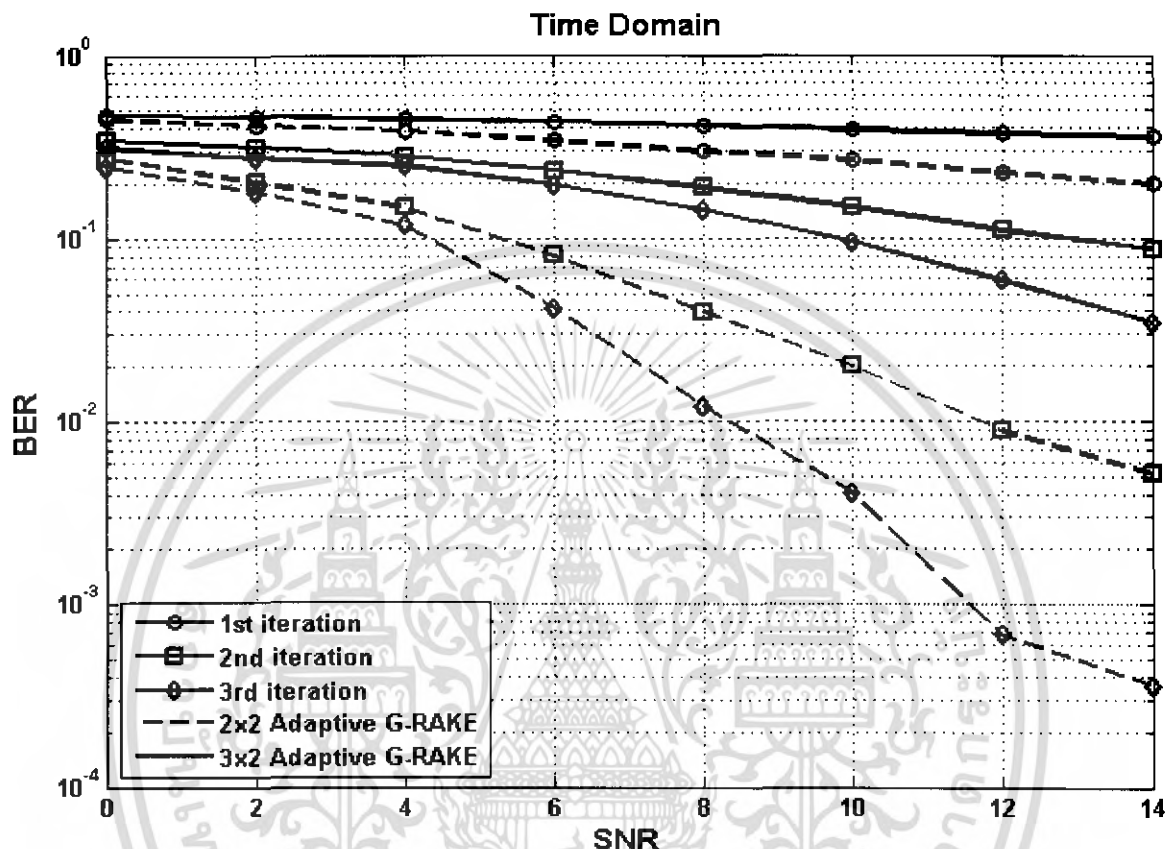


รูปที่ 5.1 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ ที่มี การเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดเมนที่มีการวนรอบ (Iteration) ที่ต่างกันและเปรียบเทียบกันระหว่างเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมน

จากรูป 5.1 ใช้เสาอากาศส่งและรับในจำนวนเท่ากันคือ 2×2 ($N=2$, $M=2$) ที่มีจำนวนฟังก์ชันเท่ากับ 3 ($R=3$) ทั้งในเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมน แล้วปรับค่า SNR ระหว่าง 0-14 เมื่อทำการวนรอบตั้งแต่ 1-3 Iteration ($I = 1-3$) พบว่าค่าเฉลี่ยอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE ทั้งแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมนมีค่าลดลงตามจำนวนการวนรอบแสดงว่าเครื่องรับทั้งสองแบบสามารถทำการลดสัญญาณรบกวนและหักล้างสัญญาณแทรกสอด โดยให้ผลใกล้เคียงกันทั้งเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควนซีโดเมนในการวนรอบทั้งสามรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ ไทม์โดเมน

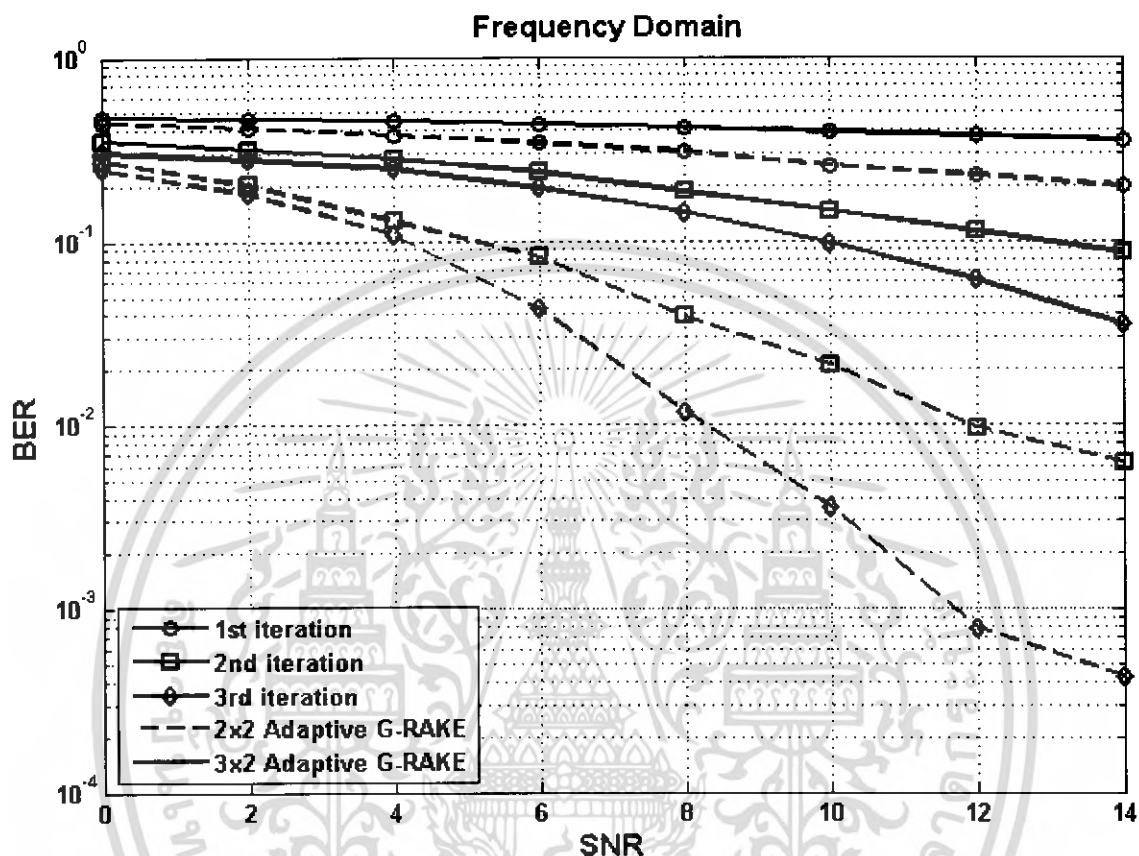


รูปที่ 5.2 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปไทม์โดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.2 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปไทม์โดเมนแบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้การวนรอบ 3 รอบ ($I=3$) ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=2, M=2$) และ การใช้เสาอากาศส่ง 3 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=3, M=2$) โดยทำการปรับค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน SNR ระหว่าง 0-14 เดซิเบล จากรูปผลการทดลองเครื่องรับที่มีเสาอากาศส่งจำนวนมากกว่าจะมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่มากกว่าเครื่องรับที่มีเสาอากาศส่งน้อยกว่าในการวนซ้ำทั้ง 3 รอบ แสดงว่าการเพิ่มเสาอากาศส่งเป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวน

ระหว่างกันในการส่งข้อมูล เอกสารฉบับนี้จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ ฟรีควเอนซีโดเมน

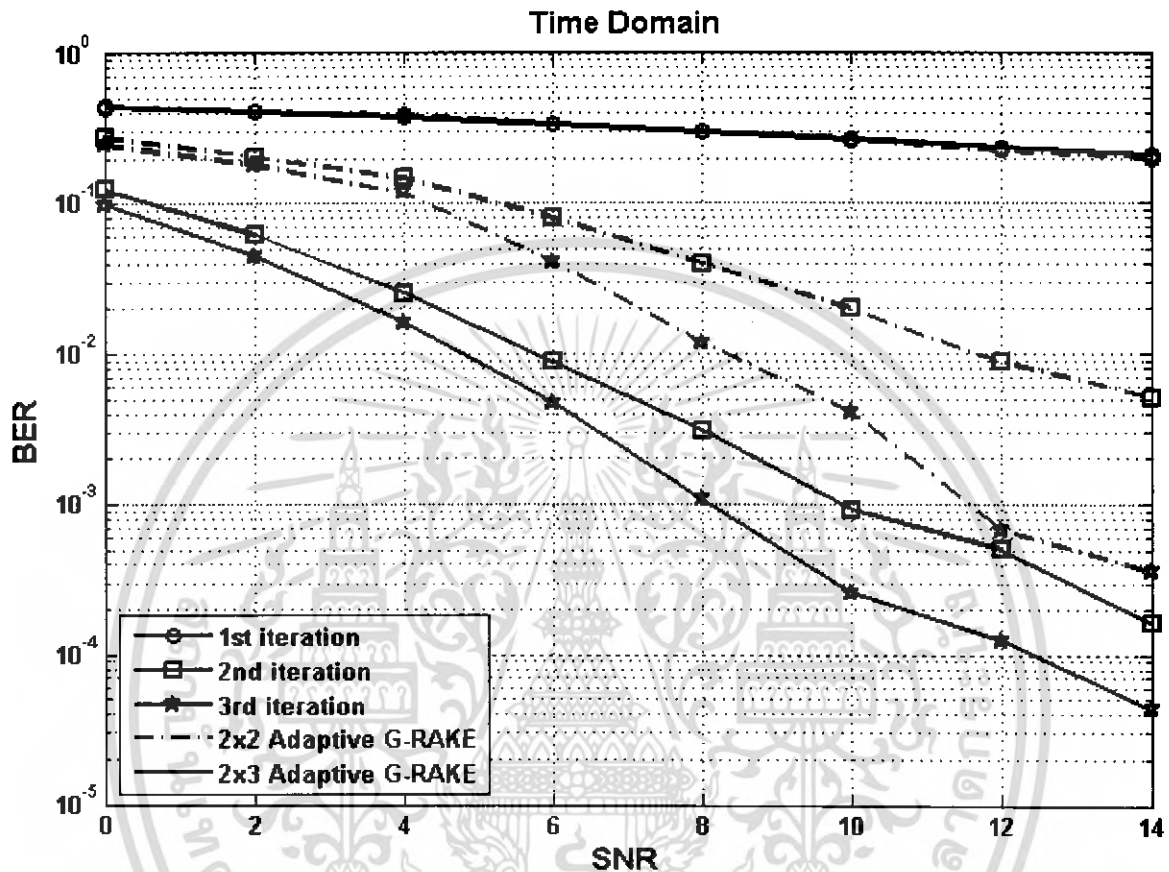


รูปที่ 5.3 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปฟรีควเอนซีโดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.3 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปฟรีควเอนซีโดเมนแบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้การวนรอบ 3 รอบ ($I=3$) ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=2, M=2$) และการใช้เสาอากาศส่ง 3 เสา และเสาอากาศรับ 2 เสา ($N=3, M=2$) โดยทำการปรับค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน SNR ระหว่าง 0-14 เดซิเบล จากรูปผลการทดลองเมื่อเปรียบเทียบกับรูป 5.2 ที่จำนวนเสาส่งต่างกันของเครื่องรับไทม์โดเมน เครื่องรับฟรีควเอนซีโดเมนมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ใกล้เคียงกับเครื่องรับไทม์โดเมน เมื่อเพิ่มจำนวนเสาส่งก็เป็นการเพิ่มค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของข้อมูลเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.4 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ ไทม์โดเมน

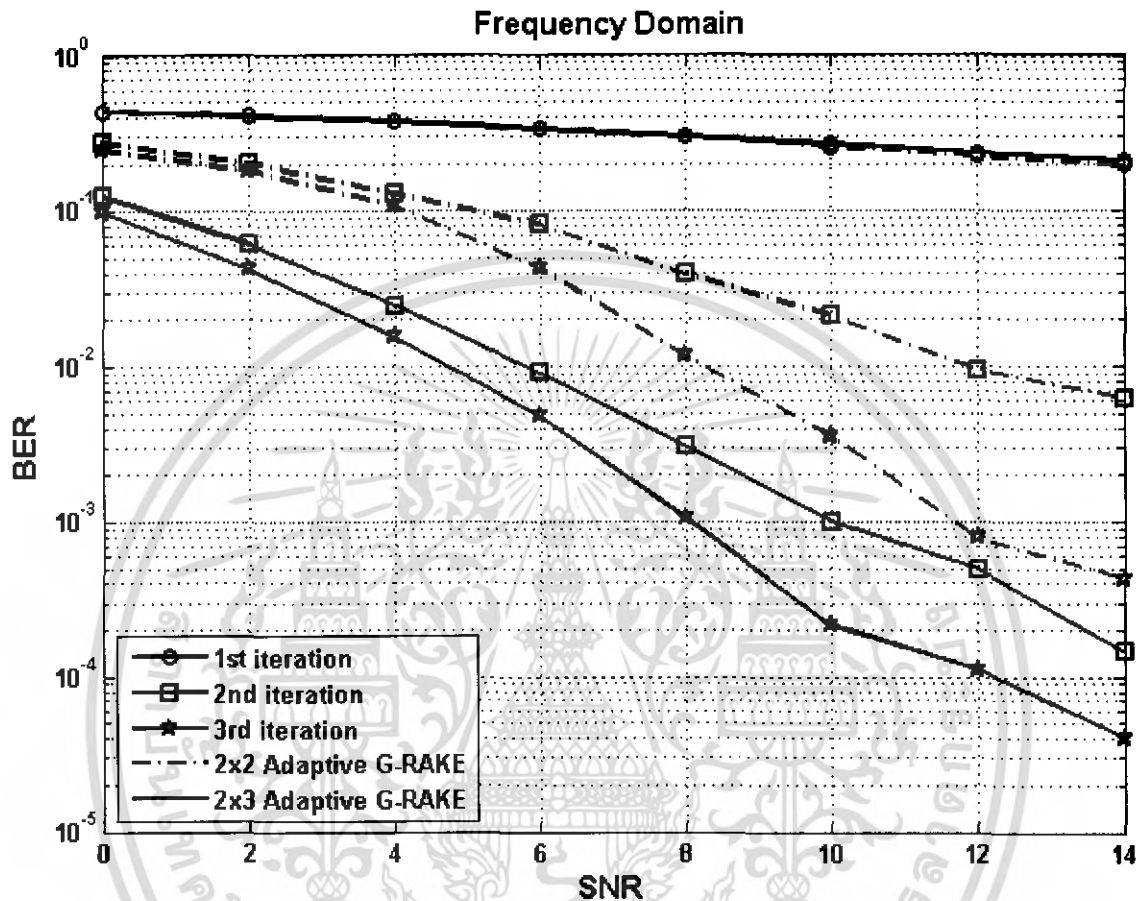


รูปที่ 5.4 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปไทม์โดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.4 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปไทม์โดเมนแบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยใช้การวนรอบ 3 รอบ ($I=3$) ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=2, M=2$) และการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 3 เสา ($N=2, M=3$) โดยทำการปรับค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน SNR ระหว่าง 0-14 เดซิเบล จากรูปผลการทดลองการวนรอบทั้งสามรอบพบว่าจำนวนเสารับที่มากกว่าทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลน้อยกว่าการใช้จำนวนเสารับที่มีจำนวนน้อยกว่า แสดงว่าการเพิ่มจำนวนเสารับสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าเฉลี่ยอัตราผิดพลาดของบิตข้อมูลได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.5 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ ฟรีควเอนซีโดเมน

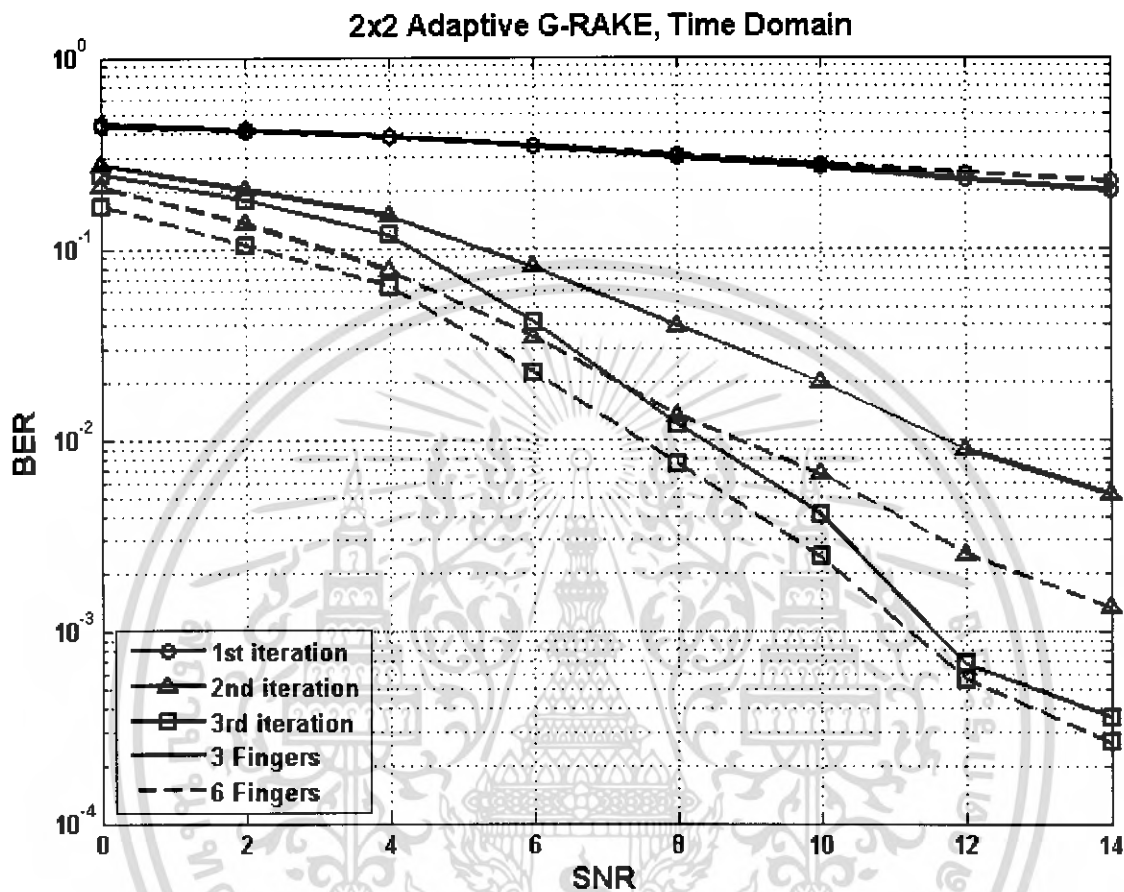


รูปที่ 5.5 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปฟรีควเอนซีโดเมน ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.5 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปฟรีควเอนซีโดเมนแบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยใช้การวนรอบ 3 รอบ ($I=3$) ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=2, M=2$) และการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 3 เสา ($N=2, M=3$) โดยทำการปรับค่าสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน SNR ระหว่าง 0-14 จากรูปเมื่อเปรียบเทียบกับค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลเครื่องรับในแบบใหม่โดเมนในรูปที่ 5.4 จะพบว่าใกล้เคียงกับแบบฟรีควเอนซีโดเมน โดยจำนวนเสารับที่มากกว่าทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลน้อยกว่าการใช้จำนวนเสารับที่มีจำนวนน้อยกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3.6 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟิงเกอร์ในเครื่องรับที่จำนวนต่างกันของเครื่องรับไทม์โดเมน

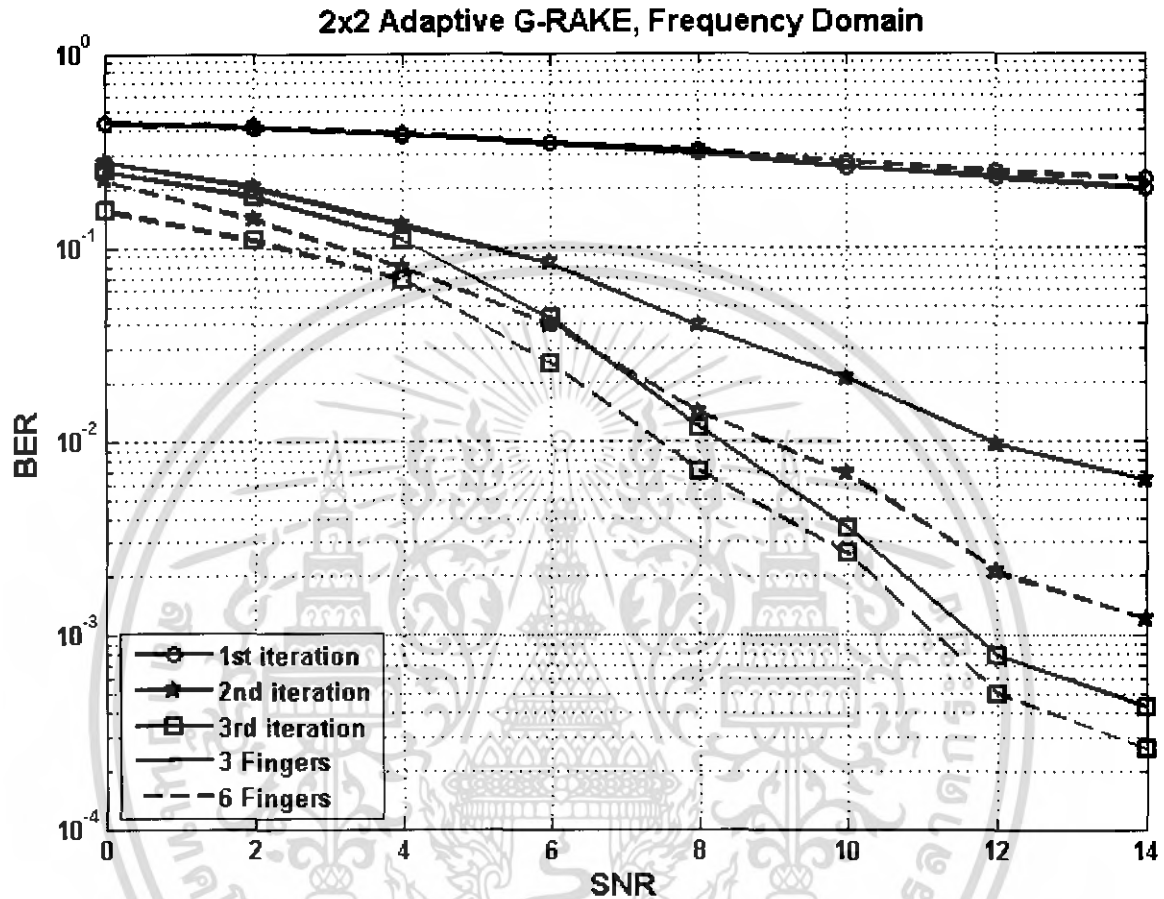


รูปที่ 5.6 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยมีจำนวนฟิงเกอร์ที่ต่างกันในรูปแบบไทม์โดเมน

จากรูป 5.6 เมื่อใช้เสาอากาศรับและส่งที่มีจำนวนเท่ากันคือ 2×2 ($N=2, M=2$) ของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์โดยมีการตั้งค่าฟิงเกอร์ที่ต่างกันคือแบบ 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) และ 6 ฟิงเกอร์ ($R=6$) จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนฟิงเกอร์เยอะจะยิ่งมีผลต่อการวนรอบเพื่อการลดสัญญาณลดความถี่และหักล้างสัญญาณแทรกสอด อย่างเช่น 1 รอบ Iteration จะเห็นได้ว่าค่าเฉลี่ยความผิดพลาดของบิตข้อมูลมีค่าที่เท่ากัน แต่เมื่อมีการวนเป็น 2 รอบหรือ 3 รอบ ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดบิตข้อมูลของ จำนวนฟิงเกอร์ที่มากกว่าคือ 6 ฟิงเกอร์ ($R=6$) จะลดค่าเฉลี่ยความผิดพลาดบิตข้อมูลน้อยกว่า 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

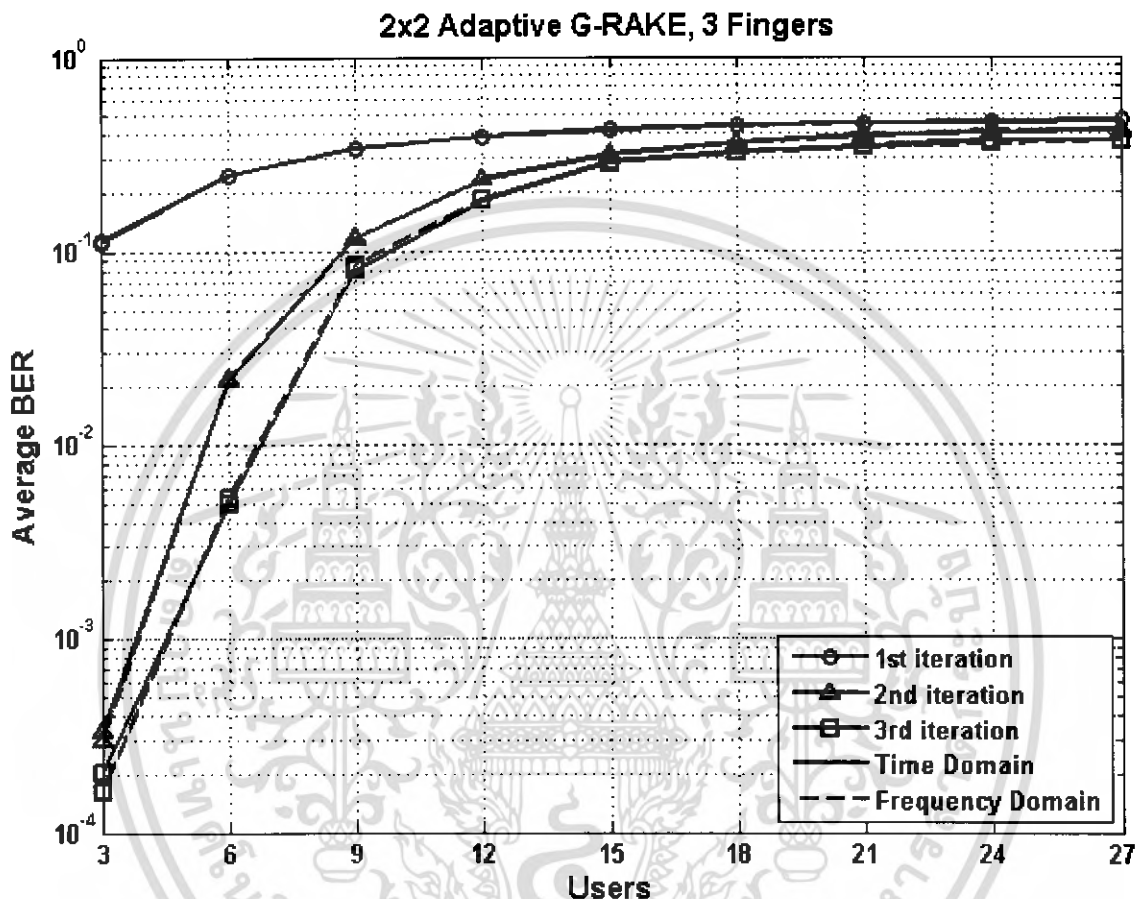
5.3.7 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟิงเกอร์ในเครื่องรับที่จำนวนต่างกันของเครื่องรับฟรีควอนซีโดเมน



รูปที่ 5.7 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ โดยมีจำนวนฟิงเกอร์ที่ต่างกันในรูปแบบไทม์โดเมน

จากรูปที่ 5.7 เมื่อใช้เสาอากาศรับและส่งที่มีจำนวนเท่ากันคือ 2x2 ($N=2, M=2$) ของเครื่องรับชนิด G-RAKE ในแบบฟรีควอนซีโดเมนแบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์โดยมีการตั้งค่าฟิงเกอร์ที่ต่างกันคือแบบ 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) และ 6 ฟิงเกอร์ ($R=6$) เมื่อทำการพิจารณาจากกราฟเมื่อเทียบกับกราฟในรูปแบบไทม์โดเมนรูปที่ 5.6 แล้ว ผลที่ได้จะมีค่าใกล้เคียงกันสำหรับการลดค่าเฉลี่ยความผิดพลาดบิตข้อมูล โดยฟิงเกอร์ที่มากกว่าเมื่อทำการวนรอบที่มากขึ้นจะสามารถลดค่าเฉลี่ยความผิดพลาดบิตข้อมูลได้มากกว่า

5.3.8 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนผู้ใช้ที่แตกต่างกันของเครื่องรับในแบบไทม์โดเมนและ ฟรีควอนซีโดเมน



รูปที่ 5.8 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ 3 ฟิงเกอร์ ระหว่างจำนวนผู้ใช้ที่แตกต่างกัน

จากรูป 5.8 ใช้เสาอากาศส่งและรับจำนวนเท่ากันคือ 2x2 ($N=2, M=2$) มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R = 3$) ทำการวนรอบจำนวน 3 Iteration ($I=3$) โดยปรับจำนวนผู้ใช้ให้ต่างกันตั้งแต่ 3 ถึง 27 ราย ($K=3-27$) พบว่าเมื่อจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้นค่าเฉลี่ยความผิดพลาดของบิตข้อมูลมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย แสดงว่าเมื่อมีผู้ใช้จำนวนมากขึ้นทำให้เกิดสัญญาณรบกวนและแทรกสอดขึ้นรบกวนระหว่างผู้ใช้แต่ละรายในการส่งสัญญาณ และเมื่อเปรียบเทียบกันระหว่างเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมนพบว่ามีความผิดพลาดของบิตข้อมูลใกล้เคียงกัน แสดงว่าเครื่องรับแบบไทม์โดเมนและฟรีควอนซีโดเมนมีประสิทธิภาพในการรับส่งสัญญาณเมื่อรองรับจำนวนผู้ใช้ที่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง (MSE)

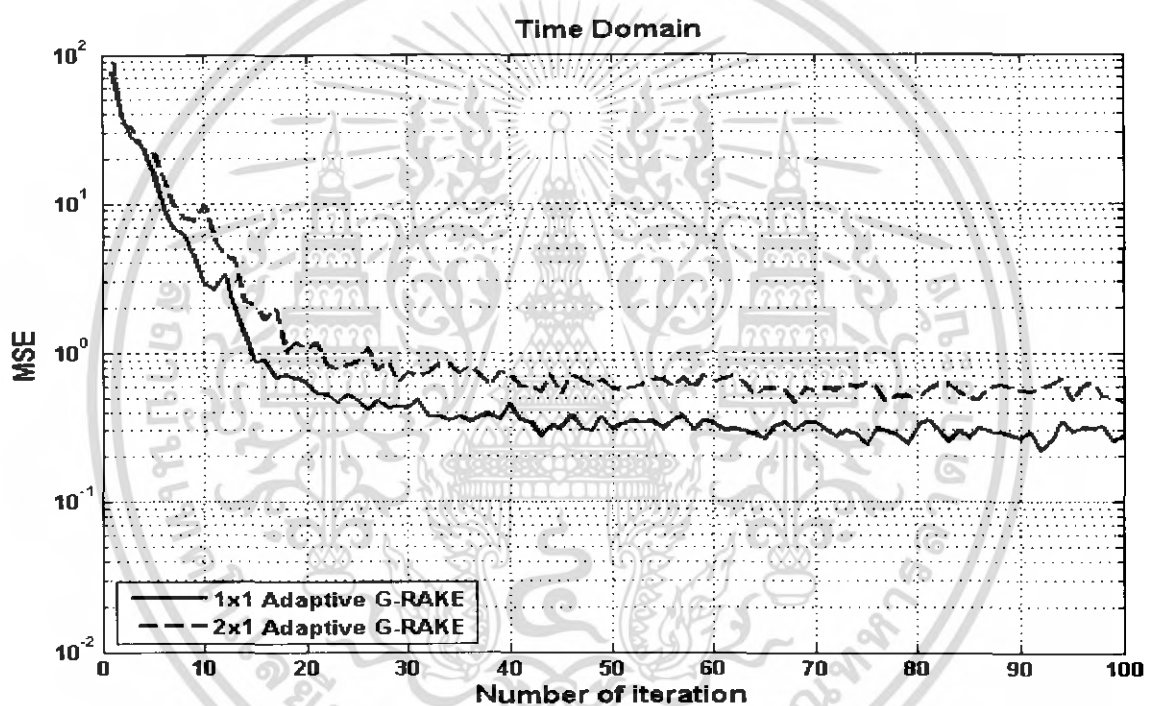
ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองพิจารณาจาก

$$MSE = E[|e(t)|^2] = E[|y_t^{i,k} - x_t^{i,k}|^2]$$

$y_t^{i,k}$ คือ บิตข้อมูลที่ออกมาจากวงจรกรองสัญญาณสำหรับชั้นสัญญาณที่ i ผู้ใช้รายที่ k ณ เวลา t

$x_t^{i,k}$ คือ สัญลัษณ์ชุดลำดับการฝึก (Training Sequence) ของชั้นสัญญาณที่ i ผู้ใช้รายที่ k ณ เวลา t

5.4.1 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ โทม์โดเมน

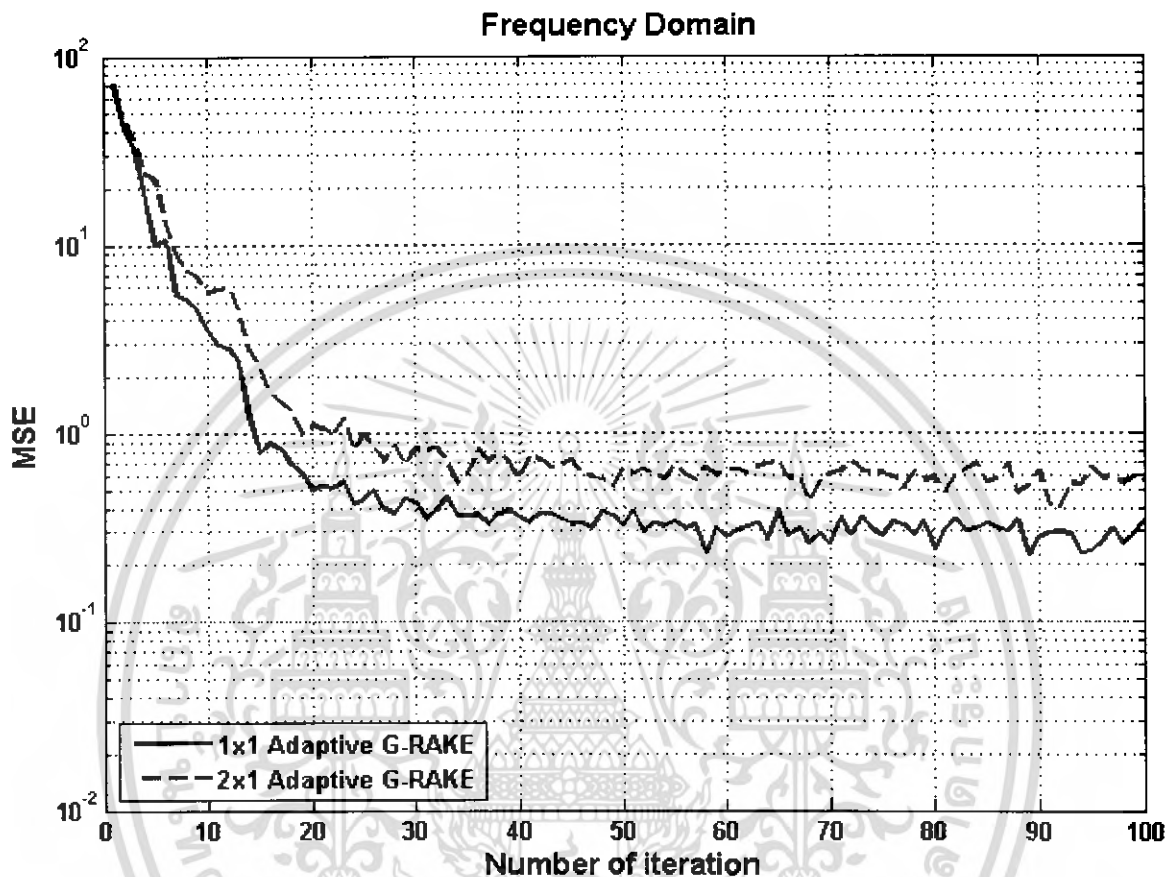


รูปที่ 5.9 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE ในรูปโทมโดเมนโดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.9 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปโทมโดเมน ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสาเสาอากาศรับ 1 เสา ($N=1, M=1$) และการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=2, M=1$) จากรูปผลการทดลองเครื่องรับที่มีเสาอากาศส่งจำนวนมากกว่าจะมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของข้อมูลที่มากรกว่าเครื่องรับที่มีเสาอากาศส่งน้อยกว่า แสดงว่าการเพิ่มเสาอากาศส่งเป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวนจากช่องสัญญาณ (Co-Channel Interference) แต่การใช้จำนวนเสาอากาศส่งมากกว่าจะทำให้สามารถส่งข้อมูลได้ในอัตราความเร็วข้อมูลที่มากรกว่าเป็นจำนวนเท่าของจำนวนเสาส่งที่ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

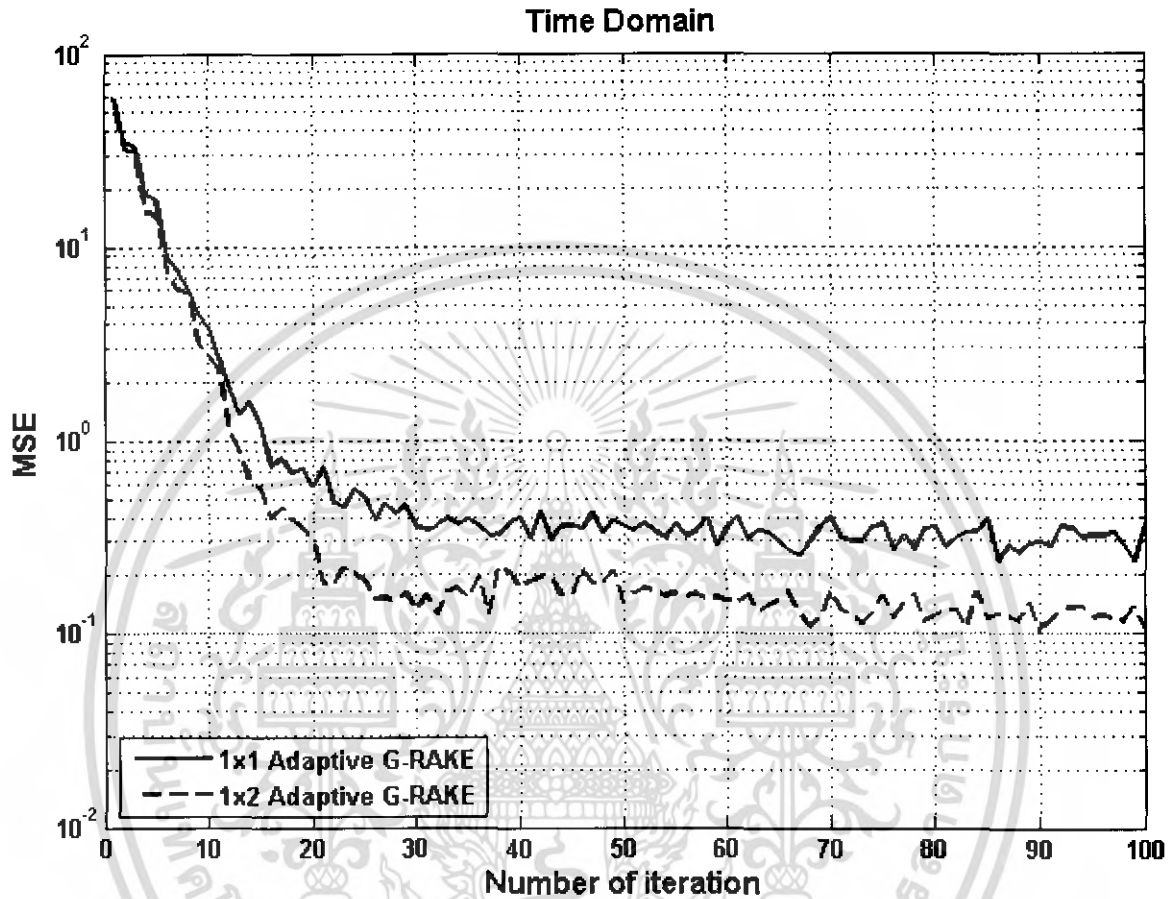
5.4.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ ฟรีควเอนซีโดเมน



รูปที่ 5.10 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในรูปฟรีควเอนซีโดเมน โดยใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.10 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปฟรีควเอนซีโดเมน ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=1, M=1$) และการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=2, M=1$) จากรูปผลการทดลองเครื่องรับแบบฟรีควเอนซีโดเมนจะมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบไทม์โดเมนในรูป 5.9 โดยเครื่องรับที่มีเสาอากาศส่งจำนวนมากกว่าจะมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของข้อมูลที่มากกว่าเครื่องรับที่มีเสาอากาศส่งน้อยกว่า

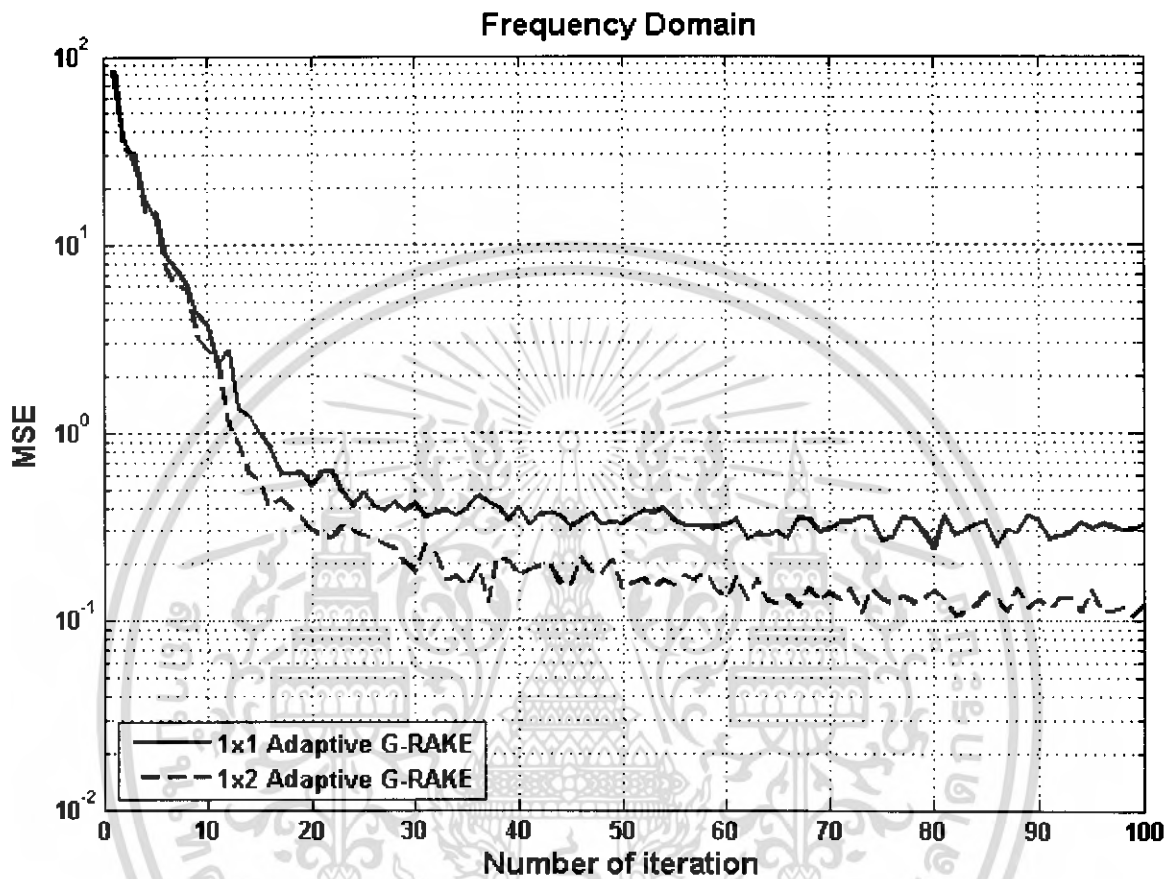
5.4.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ โทมโดเมน



รูปที่ 5.11 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE ในรูปโทมโดเมน โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.11 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปโทมโดเมน ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=1, M=1$) และการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=1, M=2$) จากรูปผลการทดลองพบว่าจำนวนเสารับที่มากกว่าทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองน้อยกว่าการใช้จำนวนเสารับที่มีจำนวนน้อยกว่า แสดงว่าการเพิ่มจำนวนเสารับสามารถช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการลดค่าเฉลี่ยอัตราผิดพลาดกำลังสองได้ เนื่องจากระบบได้ไคเวอร์ซิตีจากการใช้เสาอากาศรับหลายเสา

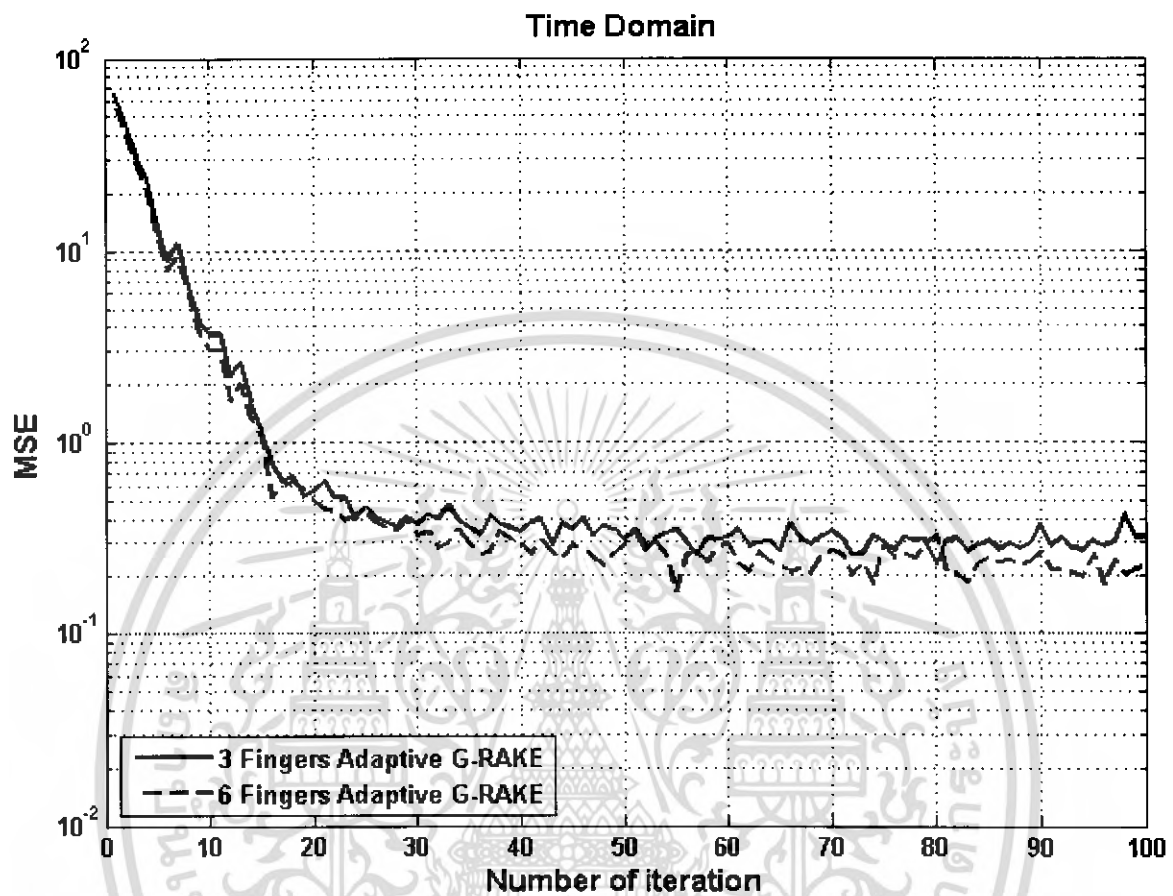
5.4.4 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสารับในจำนวนที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบ ฟรีควอนซีโดเมน



รูปที่ 5.12 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE ในรูปฟรีควอนซีโดเมน โดยใช้เสาอากาศรับในจำนวนที่ต่างกัน

จากรูปที่ 5.12 เป็นการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของการใช้เครื่องรับ G-RAKE ที่มีจำนวน 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) ในรูปฟรีควอนซีโดเมน ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสาเสาอากาศรับ 1 เสา ($N=1, M=1$) และการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสาเสาอากาศรับ 2 เสา ($N=1, M=2$) จากรูปผลการทดลองพบว่าเครื่องรับแบบฟรีควอนซีโดเมนมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองใกล้เคียงกับเครื่องรับแบบไทม์โดเมนในรูป 5.11 โดยจำนวนเสารับที่มากกว่าทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองน้อยกว่าการใช้จำนวนเสารับที่มีจำนวนน้อยกว่า

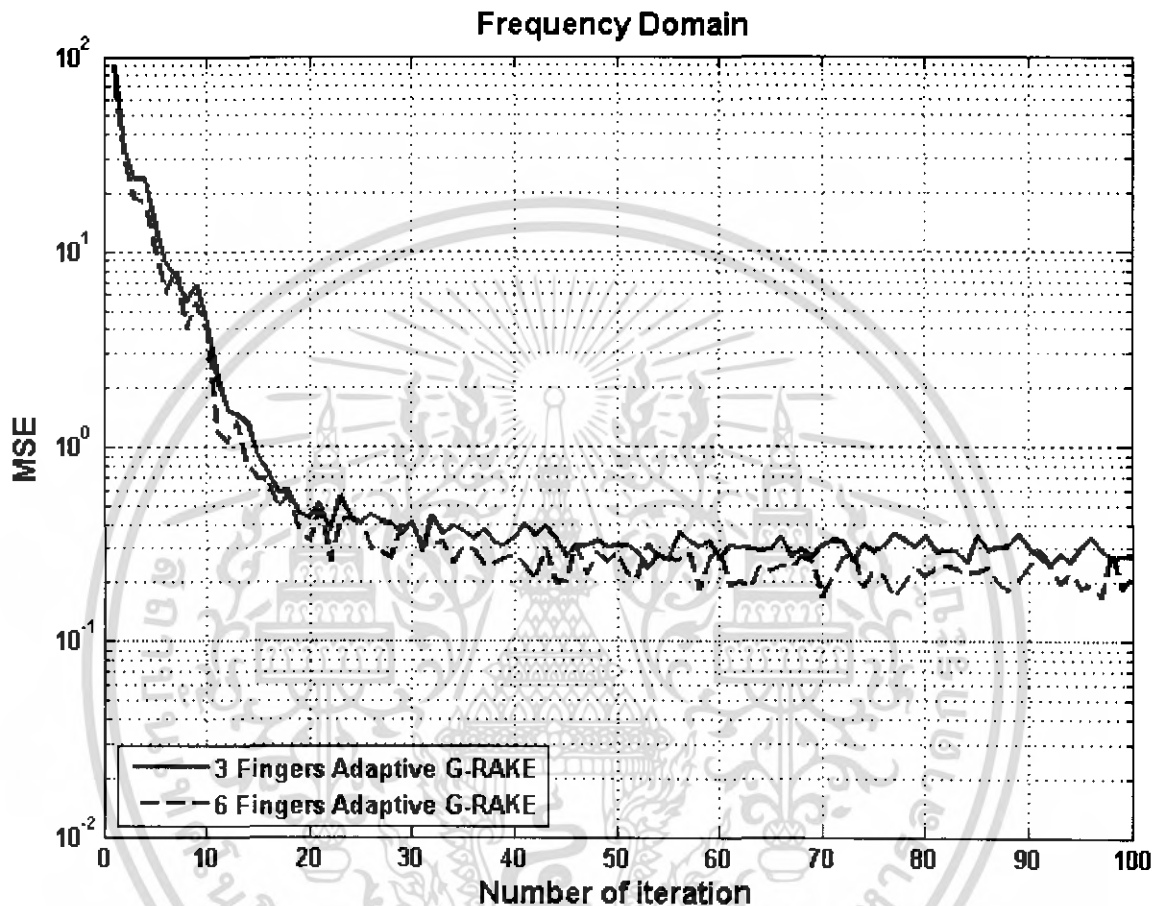
5.4.5 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟิงเกอร์ที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบไทม์โดเมน



รูปที่ 5.13 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE โดยมีจำนวนฟิงเกอร์ที่ต่างกันแบบไทม์โดเมน

จากรูป 5.13 เมื่อใช้เสาอากาศรับและส่งที่มีจำนวนเท่ากันคือ 1×1 ($N=1, M=1$) ของเครื่องรับชนิด G-RAKE ในแบบไทม์โดเมนโดยมีการตั้งค่าฟิงเกอร์ที่ต่างกันคือแบบ 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) และ 6 ฟิงเกอร์ ($R=6$) จะเห็นได้ว่าเครื่องรับที่มีจำนวน 6 ฟิงเกอร์มีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองน้อยกว่าเครื่องรับแบบ 3 ฟิงเกอร์ เนื่องจากการมีจำนวนฟิงเกอร์ที่มากกว่ามีผลช่วยต่อการลดสัญญาณที่มาจากหลายวิถี และลดสัญญาณรบกวนได้

5.4.6 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนฟิงเกอร์ที่ต่างกันของเครื่องรับ G-RAKE แบบฟรีควอนซี โดเมน



รูปที่ 5.14 กราฟแสดงผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE โดยมีจำนวนฟิงเกอร์ที่ต่างกันแบบฟรีควอนซี โดเมน

จากรูป 5.14 เมื่อใช้เสาอากาศรับและส่งที่มีจำนวนเท่ากันคือ 1×1 ($N=1, M=1$) ของเครื่องรับชนิด G-RAKE ในแบบฟรีควอนซีโดเมน โดยมีการตั้งค่าฟิงเกอร์ที่ต่างกันคือแบบ 3 ฟิงเกอร์ ($R=3$) และ 6 ฟิงเกอร์ ($R=6$) จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบฟรีควอนซีโดเมนมีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองใกล้เคียงกับแบบไทม์โดเมนในรูปที่ 5.13 โดยเครื่องรับที่มีจำนวน 6 ฟิงเกอร์มีค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสองน้อยกว่าเครื่องรับแบบ 3 ฟิงเกอร์

บทที่ 6

บทวิจารณ์และบทสรุป

6.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้จากการจำลองระบบของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ โดยใช้โปรแกรมแมทแลบ

การที่เพิ่มเสาอากาศในการส่งจะเป็นการเพิ่มสัญญาณรบกวนเนื่องจากต้องมีการเพิ่มสัญญาณในการส่งที่มากขึ้นทำให้เกิดการรบกวนกันเองแต่ก็เป็นประโยชน์ในการเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูล ส่วนการเพิ่มเสาอากาศในการรับจะเป็นการลดสัญญาณรบกวนลงเนื่องจากการเพิ่มจำนวนเสาทำให้ได้ความแรงสัญญาณเพิ่มขึ้น

การเพิ่มจำนวนของผู้ใช้ระบบมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ สังเกตเห็นได้จากเมื่อมีผู้ใช้งานในระบบมากขึ้นทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลมีมากขึ้นด้วย

การที่เพิ่มจำนวนฟังก์ชันของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ จะมีผลดีกับการวนรอบเพื่อลดสัญญาณรบกวนและหักล้างสัญญาณแทรกสอด ทำให้มี BER ลดลง รวมถึงการวนรอบที่สูงขึ้นก็จะยิ่งลดสัญญาณรบกวนและหักล้างสัญญาณแทรกสอดได้ดีมากขึ้นเท่านั้น

6.2 ปัญหาที่พบในระหว่างการค้าเนินโครงการ

จากการที่ได้ทำโครงการมาสิ่งแรกที่มีปัญหาคือการที่เริ่มศึกษาโครงการและข้อมูลที่เกี่ยวข้องเนื่องจากเอกสารส่วนใหญ่จะเป็นภาษาอังกฤษส่วนภาษาไทยมีน้อยทำให้ยากต่อการศึกษาค้นคว้าเมื่อทำการรัน Code ที่เป็นการจำลองระบบใน Matlab แล้วต้องทำการรันเป็นจำนวน 1,000 เฟรมขึ้นไปและเป็นจำนวนหลายครั้งเมื่อปรับค่าพารามิเตอร์เพื่อทำการทดสอบเก็บข้อ โดยการรันนี้ต้องใช้เวลาที่นานมากทำให้ยากในการกว่าที่จะได้ค่า

6.3 แนวทางการแก้ไขและพัฒนา

การแก้ปัญหาเรื่องการเขียน โปรแกรมในการจำลองการทำงานของระบบ เพื่อให้โปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการรันและประมวลผลให้รวดเร็วรวมถึงมีประสิทธิภาพมากขึ้น ช่วยให้การเก็บข้อมูลสำหรับนำมาวิเคราะห์ระบบได้ดียิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- สัญญากร วุฒิสัทธาธิกุลกิจ. 2548. **เทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย CDMA**. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- สัญญากร วุฒิสัทธาธิกุลกิจ. 2546. **หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- John G. Proakis. 2001. **Digital Communications**. Fourth Edition. McGraw-Hill International Edition.
- John Litva, and Titus Kwok-Yeung Lo. 1996. **Digital beamforming in wireless communications**. Artech House, Inc.
- Theodore S. Rappaport. 2002. **Wireless Communication: Principles & Practice**. Second Edition. New Jersey. Prentice-Hall, Inc.
- Branka, V and Jinhong, Y. 2003. **Space-Time Coding**. John Wiley and Sons.
- Gregory E.B. Tony, O. and Yi-Pin Eric Wang. 2000. **A Generalized RAKE Receiver for Interference Suppression**. IEEE J. Select. Areas Commun vol.18 no.8
- Chakree, T. Van, D.P. and Branka, V. 2006. **An Adaptive Iterative Receiver for Space-Time Coding MIMO Systems**. J. of Telecommunication and Information Tech.
- Chakree, T. Van, D.P. and Branka, V. 2006. **An Adaptive Space-Time Generalized RAKE Receiver for CDMA Systems**. School of Electrical and Information Engineering, The University of Sydney.
- G.W. Rice, D. Garcia-Alis, I.G. Stirling, S. Weiss and R.W. Stewart. **An Adaptive MMSE RAKE Receiver**. 34th Asilomar Conf on Signals, Systems and Computer.