

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ
สำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์
AN ADAPTIVE ITERATIVE GENERALIZED RAKE RECEIVER
FOR LAYERED SPACE-TIME CODED CDMA SYSTEMS



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72055
วัน,เดือน,ปี..... 7 ส.ย. 2550

b. 11762445
i.....

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

BY

Mr. GRIT NIRUNDORNKULCHAI

Mr. KASIDIT KORAGOTCHAMAS

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

2006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับ
ระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์

ชื่อนักศึกษา นายกฤต นรินทรกุลชัย รหัสประจำตัว 46010012
นายกษิธิศร์ กรกชมาศ รหัสประจำตัว 46010025

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช
ดร.จักรี ทิฆมภคย์วิศิษฐ์

ระดับการศึกษา ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

ปีการศึกษา 2549

ปริญญาบัตรนี้ได้รับความเห็นชอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาเป็นที่เรียบร้อยแล้ว

(รศ.ดร.กนก เจนจิระพงศ์เวช)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.จักรี ทิฆมภคย์วิศิษฐ์)

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์	
ชื่อนักศึกษา	นายกฤต นีรันดรกุลชัย	รหัสประจำตัว 46010012
	นายกษิตศรี กรกขมาศ	รหัสประจำตัว 46010025
อาจารย์ที่ปรึกษา	รศ.ดร.กนก เจนจิระพงษ์เวช ดร.จักรี ทิมภาคย์วิศิษฐ์	
ระดับการศึกษา	ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ	
ภาควิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
ปีการศึกษา	2549	

บทคัดย่อ

ในโครงการนี้นำเสนอเครื่องรับชนิด G-RAKE (Generalized RAKE) แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time Coded) โดยเครื่องรับมีจุดประสงค์เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนเนื่องจากผู้ใช้หลายคน (MAI) และขจัดสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณร่วม (CCI) ของระบบ เครื่องรับที่นำเสนอจะใช้โครงสร้างของเครื่องรับ G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ และ กระบวนการประมวลผลสำหรับสายอากาศหลายตัวในการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของแต่ละฟิงเกอร์โดยใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ซึ่งในโครงการจะมีการเปรียบเทียบประสิทธิภาพระหว่าง การใช้เสาอากาศทางภาครับและส่งอย่างละตัว (SISO) กับการใช้เสาอากาศทางภาครับและส่งอย่างละหลายตัว (MIMO) โดยพิจารณาจากค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสอง (MSE) และ ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER)

Thesis Title An Adaptive Iterative Generalized RAKE Receiver
For Layered Space-Time Coded CDMA Systems

Student Mr. Grit Nirundornkulchai ID. 46010012
Mr. Kasidit Koragotchamas ID. 46010025

Advisor Asso.Prof.Dr. Kanok Janchitrapongvej
Dr. Chakree Teekapakvisit

Graduate Level Bachelor Degree of Information Engineering

Department Information Engineering

Academic Year 2006

Abstract

In this project, an adaptive iterative generalized RAKE receiver for layered space-time coded CDMA systems is proposed to suppress a multiple access interference (MAI) and cancel a Co-Channel Interference (CCI) in the systems. The proposed receiver employs an adaptive generalized RAKE receiver and antenna array processing to determine a weight coefficient of each finger element using RLS algorithm. The system performance is investigated in term of a Mean Square Error (MSE) and bit error rate (BER) for a single-input single-output (SISO) and multiple-input multiple-output (MIMO) system.

กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้คงมีอาจสำเร็จได้ ถ้าปราศจากความร่วมมืออย่างดียิ่งจากทุกฝ่ายที่เกี่ยวข้อง ซึ่งผู้จัดทำใคร่ขอขอบคุณทุกๆท่านที่ได้มีส่วนช่วยเหลือ แนะนำ ให้คำปรึกษา ในทุกๆด้าน

ขอขอบพระคุณ รศ. ดร. กนก เจริญพงศ์เวช และ อาจารย์ จักริ ทิมภักย์วิศิษฏ์ อาจารย์ที่ปรึกษาทั้งสองท่านที่ได้ช่วยเหลือ ให้คำปรึกษา และให้ข้อเสนอแนะที่เป็นประโยชน์ รวมทั้งเอื้อเฟื้อข้อมูลต่างๆในการจัดทำโครงการ จึงทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบคุณพ่อและคุณแม่ ที่เป็นกำลังใจให้เสมอมา ขอขอบคุณเพื่อนๆหอสมุด เพื่อนๆหอวารพฤษฯ เพื่อนๆหอฟีด โขย เพื่อนๆห้อง1 และเพื่อนๆภาคทุกคน ที่คอยช่วยเหลือทุกอย่าง คุณประโยชน์อันพึงมีจากโครงการนี้ ทางผู้จัดทำขอขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

นาย กฤต

นิรันดรกุลชัย

นาย กษิติศรี

กรกชมาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของปริญญานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	3
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	3
1.4 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์	3
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
2.4.2 การคำนวณความจุของระบบ CDMA	14
2.5 การสร้างรหัสแผ่	15
2.5.1 รหัสโกลด์	16
2.6 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้รายเดียว	21
2.6.1 เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์	21
2.6.2 เครื่องรับแบบ RAKE	25
2.6.3 เครื่องรับแบบ G-RAKE	27
2.7 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	30
2.7.1 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน	32
2.8 รหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time Codes)	33
2.8.1 เครื่องส่งปริภูมิเวลา (LST Transmitters)	34
2.8.2 เครื่องรับปริภูมิเวลา (LST Receivers)	38
2.9 หลักการของเสาอากาศแบบแถว (Linear Array)	40
2.10 หลักการของไดเวอร์ซิตี	41
2.10.1 ไดเวอร์ซิตีทางสเปซ	42
2.10.1.1 การรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุด	42
2.11 วงจรกรองปรับตัวได้แบบ RLS	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.12 รหัสคอนโวลูชัน	53
2.13 การถอดรหัสแบบแมป	58
2.14 ปัญหาของมัลติพาทเฟดดิ้ง	65
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	66
3.1 โครงสร้างเครื่องส่งเลเซอร์สเปซไทม์	66
3.2 โครงสร้างเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์	67
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	74
4.1 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล	74
4.1.1 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน	75
4.1.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีจำนวนของฟังก์เจอร์ที่ต่างกัน	77
4.1.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบกับการใช้เครื่องรับแบบวงจรรอง FIR	78
4.1.4 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนผู้ใช้งานที่แตกต่างกัน	79
4.2 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง	80
4.2.1 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งในจำนวนที่ต่างกัน	81
4.2.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีจำนวนของฟังก์เจอร์ที่ต่างกัน	83
4.2.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบกับการใช้เครื่องรับแบบวงจรรอง FIR	84
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	85
5.1 สรุปผลการทดลอง	85
5.2 ปัญหาที่พบในระหว่างการค้าเนินโครงการงาน	86
5.3 แนวทางการแก้ไขและพัฒนา	86
บรรณานุกรม	

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย	6
รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม	7
รูปที่ 2.3 วงจรภาคส่งของระบบ CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	8
รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบไคเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK	8
รูปที่ 2.5 วงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	10
รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบไคเรกต์ซีเควนซ์ที่ใช้ BPSK	10
รูปที่ 2.7 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์	16
รูปที่ 2.8 รายละเอียดโครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์ตามตัวอย่าง	19
รูปที่ 2.9 โครงสร้างโดยรวมของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ฟิลเตอร์	21
รูปที่ 2.10 โครงสร้างของเครื่องรับ RAKE	25
รูปที่ 2.11 เครื่องรับ RAKE	27
รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการรวมสัญญาณของ เครื่องรับ RAKE และ G-RAKE	27
รูปที่ 2.13 เครื่องรับ G-RAKE	28
รูปที่ 2.14 โครงสร้าง โดยทั่วไปของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	30
รูปที่ 2.15 โครงสร้างการจัดแบ่งประเภทของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย	32
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน	33
รูปที่ 2.17 สถาปัตยกรรม VLST	34
รูปที่ 2.18 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสหนึ่งตัว	35
รูปที่ 2.19 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสในแต่ละชั้นสัญญาณ	36
รูปที่ 2.20 สถาปัตยกรรม DLST หรือ TLST	36
รูปที่ 2.21 เสาอากาศแบบแถวที่มีระยะห่างระหว่างเสาเท่ากัน	40
รูปที่ 2.22 แผนภาพแสดงการทำงานของอัลกอริทึม RLS	50
รูปที่ 2.23 แผนภาพแสดงสัญญาณที่เกิดขึ้นในอัลกอริทึม RLS	51
รูปที่ 2.24 โครงสร้างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน	53
รูปที่ 2.25 ตัวอย่างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน	54

รูปที่ 2.26 ตัวอย่างขั้นตอนการเข้ารหัสของข้อมูล 110101 โดยใช้วงจรเข้ารหัสในรูปที่ 2.21	55
รูปที่ 2.27 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน ตามโครงสร้างในรูปที่ 2.22	56
รูปที่ 2.28 ตัวอย่างการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันตามตัวอย่าง	57
รูปที่ 2.29 ตัวเข้ารหัส สำหรับ รหัสไบนารี (2,1,2)	59
รูปที่ 2.30 1 stage ในเทรลลิส ไดอะแกรม สำหรับ รหัสคอนโวลูชันไบนารี (2,1,2)	59
รูปที่ 2.31 ภาพแสดงรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง	64
รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องส่งที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์	66
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของเครื่องรับเลเยอร์สเปซไทม์	68
รูปที่ 3.3 เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่านรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์	72
รูปที่ 4.1 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่านรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ ที่จำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน	75
รูปที่ 4.2 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของ เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่านรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ ที่จำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน	76
รูปที่ 4.3 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKEแบบปรับค่านรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่จำนวน ของฟังก์ชันที่แตกต่างกัน	77
รูปที่ 4.4 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับ ชนิด G-RAKE แบบปรับค่านรอบกับการใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า	78
รูปที่ 4.5 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการ ใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่านรอบ 3 ฟังก์ชัน และ 6 ฟังก์ชัน กับเครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าที่จำนวน ผู้ใช้งานต่างๆ	79
รูปที่ 4.6 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่านรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่	81

จำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน	
รูปที่ 4.7 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่จำนวน เสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน	82
รูปที่ 4.8 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKEแบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่จำนวนของ ฟังก์เจอร์ที่แตกต่างกัน	83
รูปที่ 4.9 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ กับ การใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรรอง FIR ในส่วนของวงจรรองไปข้างหน้า	84



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 รายละเอียดรหัสแผนของผู้ใช้แต่ละราย	5
ตารางที่ 2.2 รายละเอียดของพหุนามต่ำสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาลัว $GF(2^5)$ ที่สร้างขึ้นจากพหุนามพรีมิทีฟ $p(x) = x^5 + x^2 + 1$	18
ตารางที่ 2.3 รายละเอียดของลำดับซิปที่ได้จากวงจรสร้างรหัส m-sequence โดยกำหนดค่าตั้งต้นให้ชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวเท่ากับ 1	19
ตารางที่ 2.4 รายละเอียดเซตของชุดรหัสโกลด์	20
ตารางที่ 2.5 การกำหนดค่าสำหรับแต่ละสถานะ (state)	56
ตารางที่ 2.6 รายละเอียดการเปลี่ยนสถานะ	58



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของปริยญาณิพนธ์

ในปัจจุบันการสื่อสารไร้สายโดยเฉพาะการสื่อสารโดยใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในชีวิตประจำวันของมนุษย์ โดยที่ความต้องการของผู้บริโภคในการรับส่งข้อมูลได้เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องและหลากหลาย จากเดิมข้อมูลที่ทำกรรับส่งอาจเป็นสัญญาณพูดหรือข้อความสั้นๆเท่านั้น แต่ในปัจจุบันแนวโน้มความต้องการในการรับส่งข้อมูลของผู้บริโภคได้ขยายออกไปในวงกว้างยิ่งขึ้นกล่าวคือมีแนวโน้มในการรับส่งสัญญาณที่เป็นมัลติมีเดีย เช่น รูปภาพ ภาพเคลื่อนไหว เพลง ฯลฯ มากยิ่งขึ้น ซึ่งสัญญาณแบบมัลติมีเดียนี้ต้องการอัตราข้อมูลและความถูกต้องในการรับส่งข้อมูลสูง อีกทั้งต้องคำนึงถึงการใช้แบนด์วิดท์ซึ่งมีจำกัดให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดอีกด้วย ดังนั้น จึงได้มีการคิดค้นและพัฒนาเทคโนโลยีในการสื่อสารรูปแบบต่างๆ เพื่อให้สามารถรองรับความต้องการที่เพิ่มขึ้นนี้

สิ่งที่จะต้องพิจารณาเป็นอันดับแรกในการพัฒนาระบบสื่อสาร เพื่อกำหนดมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access) ซึ่งเป็นการจัดสรรทรัพยากรความถี่ที่มีอยู่ให้สามารถรองรับการใช้งานของผู้ใช้บริการให้ได้มากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางที่ได้รับการพัฒนาเป็นอันดับแรก คือ เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) ซึ่งใช้หลักการแบ่งช่องความถี่ของผู้ให้บริการออกเป็นช่องความถี่ย่อยๆ จำนวนหลายๆช่อง เทคนิคนี้ได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 ซึ่งใช้เทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบอนาล็อก เมื่อเข้าสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 ได้มีการนำเทคโนโลยีดิจิทัลมาใช้ ทำให้มีการเปลี่ยนแปลงเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) โดยเทคนิคนี้จะมีการแบ่งช่องความถี่ออกเป็นช่วงเวลาย่อยๆ เรียกแต่ละช่วงเวลานี้ว่า ช่องเวลา (Time Slot) ซึ่งความจุของระบบก็ยังคงจำกัดตามจำนวนช่องความถี่ย่อยและช่องเวลาที่ผู้ให้บริการกำหนดไว้ ดังนั้น จึงได้มีการนำเทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) มาใช้ ระบบ CDMA เป็นระบบที่แบ่งแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนด้วยรหัสที่แตกต่างกัน โดยผู้ใช้จะสามารถติดต่อสื่อสารกับระบบเครือข่ายผ่านคลื่นความถี่เดียวกันในเวลาพร้อมๆกันได้ ทำให้ระบบ CDMA เป็นระบบที่ไม่มีข้อจำกัดทางด้านความจุที่แน่นอน ทั้งนี้เนื่องจากความจุของระบบจะถูกจำกัดด้วยจำนวนรหัสที่ใช้ และ ค่าสัญญาณแทรก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สอดคล้องเพิ่มขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มขึ้นในระบบ แทนที่จะเป็นทรัพยากรความถี่และเวลาดังเช่นในกรณีที่ใช้การเข้าถึงหลายทางแบบเดิม ด้วยเหตุนี้ระบบ CDMA จึงถูกนำมาใช้ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 และ ในปัจจุบันได้มีการวิจัยและพัฒนาเพื่อก้าวไปสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 4 ที่มีอัตราการรับส่งข้อมูลขึ้นไปถึง 50-100 เมกะบิตต่อวินาที

เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ ถูกเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัม (Spread Spectrum) เนื่องจากในการเข้ารหัสจะทำให้ข้อมูลเดิมที่มีแบนด์วิดท์แคบถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์กว้างทำให้ทนทานต่อสัญญาณรบกวน ทั้งนี้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแบ่งเป็น 3 ประเภทใหญ่ๆ คือ ชนิดจัดลำดับเข้าถึง โดยตรง (Direct Sequence : DS) ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping : FH) และชนิดกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time Hopping, TH)

รวมถึงในปัจจุบันเทคนิคของ MIMO (Multiple Input Multiple Output) หรือ การสื่อสารแบบหลายอินพุตหลายเอาต์พุตได้รับความสนใจในการสื่อสารสมัยใหม่ซึ่งสามารถเพิ่มความจุให้กับระบบไร้สายได้โดยการใช้จำนวนของเสาอากาศส่งและเสาอากาศรับมากกว่าหนึ่งเสาเป็นผลทำให้สามารถที่จะส่งข้อมูลได้รวดเร็วกว่าขึ้นเนื่องจากการใช้เสาอากาศส่งหลายเสาอีกทั้งยังสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของภาครับเนื่องจากการใช้เสาอากาศรับหลายเสา เพราะเหตุนี้จึงได้มีการนำระบบ MIMO ไปประยุกต์ใช้กับระบบการสื่อสาร CDMA

แต่ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งในระบบ MIMO CDMA คือสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference : MAI) ซึ่งเกิดขึ้นจากการที่ระบบมีการกำหนดให้ผู้ใช้หลายคนเข้าใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกัน โดยใช้รหัสแผ่ที่แตกต่างกันและอาศัยคุณสมบัติตั้งฉากของรหัสแผ่เหล่านี้ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน เมื่อเกิดผลกระทบจากช่องสัญญาณ เช่น การถูกลดทอนโดยเฟดดิ้งจะทำให้ชุดรหัสที่ใช้มีการตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่ไม่เท่ากัน ศูนย์ รวมถึงปัญหาการรบกวนของช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) ที่เกิดขึ้นจากการที่ผู้ใช้มีการใช้งานของเสาอากาศมากกว่าหนึ่งเสาต่อหนึ่งคน ซึ่งเสาสัญญาณของผู้ใช้งานรายหนึ่งๆจะใช้รหัสแผ่ชุดเดียวกันในทุกๆเสาทำให้เมื่อสัญญาณมาถึงภาครับและถูกถอดออกจะเกิดข้อมูลที่ไม่ใช่ของเสาอากาศที่พิจารณาการรบกวนเสาอากาศที่กำลังพิจารณาอยู่เนื่องจากการเกิดอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ระหว่างข้อมูลที่ส่งออกมาจากแต่ละเสาอากาศส่ง และ อีกทั้งในสภาพการใช้งานจริงสัญญาณจะมีการสะท้อนกับสิ่งต่างๆ รอบข้างได้มากมายหลายลักษณะไม่จำกัดอยู่เฉพาะในบางรูปแบบ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่แพร่มาจากมากกว่าหนึ่งทิศทาง และ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลาที่แตกต่างกันและมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่ามัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading)

โครงการนี้จึงนำเสนอเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ ซึ่งจะมีการพัฒนาประสิทธิภาพของเครื่องรับ ซึ่งจะสามารถที่จะทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณดีขึ้น โดยการใช้เสาอากาศหลายเสาทั้งในทางด้านส่งและด้านรับ และ มีการใช้อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ RLS เพื่อทำการปรับค่าของสัญญาณที่ได้รับ ซึ่งประสิทธิภาพของเครื่องรับที่พัฒนาจะพิจารณาได้จากค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง (MSE) และ ค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER) ซึ่งระบบที่ได้ออกแบบไว้จะถูกจำลองด้วยโปรแกรมเมทแลบ

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

- 1.2.1 เพื่อศึกษาและพัฒนาเครื่องรับ G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA
- 1.2.2 เพื่อศึกษาหลักการของสถาปัตยกรรมแบบเลเซอร์สเปซไทม์
- 1.2.3 เพื่อศึกษาหลักการและประยุกต์ใช้งานเครื่องรับทั้งสำหรับผู้ใช้รายเดียวและผู้ใช้หลายราย
- 1.2.4 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานโปรแกรมเมทแลบ (MATLAB) ในการจำลองระบบ

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

โครงการฉบับนี้เป็นการออกแบบและพัฒนาเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ ซึ่งจะมีการพัฒนาความเร็วในการส่งข้อมูลและประสิทธิภาพของเครื่องรับ โดยการใช้เสาอากาศหลายเสาทั้งในด้านส่งและด้านรับ และมีการใช้อัลกอริทึมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ RLS เพื่อทำการปรับค่าของสัญญาณที่ได้รับ ซึ่งประสิทธิภาพของเครื่องรับที่พัฒนาจะพิจารณาได้จากค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง (MSE) และค่าอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล (BER) โดยระบบที่ได้ออกแบบไว้จะถูกจำลองด้วยโปรแกรมเมทแลบ

1.4 เนื้อหาของปริญญานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีที่นำมาใช้ในการออกแบบและพัฒนาเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบโครงสร้างของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ สำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์

บทที่ 4 กล่าวถึงการทดลองและผลของการทดลองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมแมทแลบ

บทที่ 5 กล่าวถึงข้อสรุปที่ได้จากการทดลอง และ ปัญหาที่พบในการดำเนินโครงการ รวมถึงแนวทางแก้ไขและปรับปรุง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

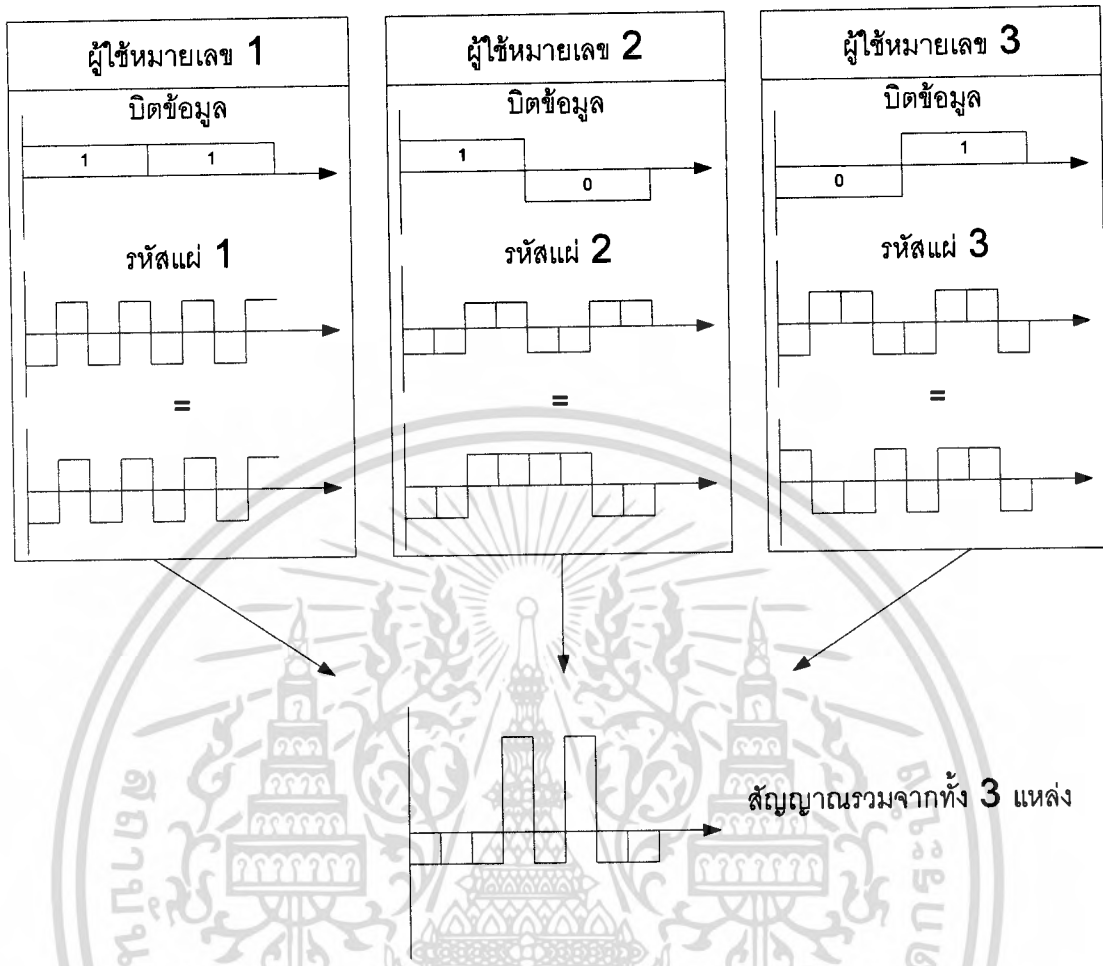
2.1 หลักการพื้นฐานระบบ CDMA

ในการอธิบายถึงวิธีการทำสเปกตรัมสำหรับระบบ CDMA จะยกตัวอย่างง่ายๆ เพื่อแสดงขั้นตอนการทำงานของระบบที่มีผู้ใช้จำนวน 3 ราย ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรร รหัสแพร่ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 2.1 ในการส่งบิตข้อมูลลงบนช่องสัญญาณผู้ใช้แต่ละรายจะนำรหัสแพร่ของตนไปคูณกับบิตข้อมูลที่จะส่ง และผลได้ที่จะเป็นรูปสัญญาณที่มีอัตราชิป (Chip Rate) ที่สูงขึ้นกว่าอัตราบิตข้อมูล (Bit Rate) ของผู้ใช้ ทำให้ระบบต้องใช้สเปกตรัมแบนด์วิดท์ในการส่งที่กว้างขึ้น ดังนั้น จึงกล่าวได้ว่าระบบได้มีการทำสเปกตรัมเกิดขึ้น สำหรับในตัวอย่างนี้ อัตราชิปมีค่าสูงกว่าอัตราบิต 4 เท่า โดยอัตราส่วนนี้มีชื่อเรียกว่า อัตราขยายการประมวล (Processing Gain) หรือตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor)

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

ตารางที่ 2.1 รายละเอียดรหัสแพร่ของผู้ใช้แต่ละราย

ในตัวอย่างนี้เราสมมติให้ผู้ใช้หมายเลข 1, 2 และ 3 ต้องการส่งข้อมูล 11, 10 และ 01 ตามลำดับ สัญญาณที่ผ่านการสเปกตรัมแล้วจะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.1 สังเกตว่าบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 จะแทนด้วยแรงดันเป็น 1 และบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 0 จะแทนด้วยแรงดันเป็น -1 สัญญาณที่ทำการสเปกหรือแผ่แล้วทั้ง 3 สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไปพร้อมกันบนคลื่นความถี่เดียวกัน นั่นหมายความว่าที่ภาครับจะได้รับสัญญาณที่เป็นผลรวมกันซึ่งดูเสมือนว่าสัญญาณเหล่านี้รบกวนกัน และยากต่อการแยกแยะออกมา จากรูปที่ 2.1 ประกอบ

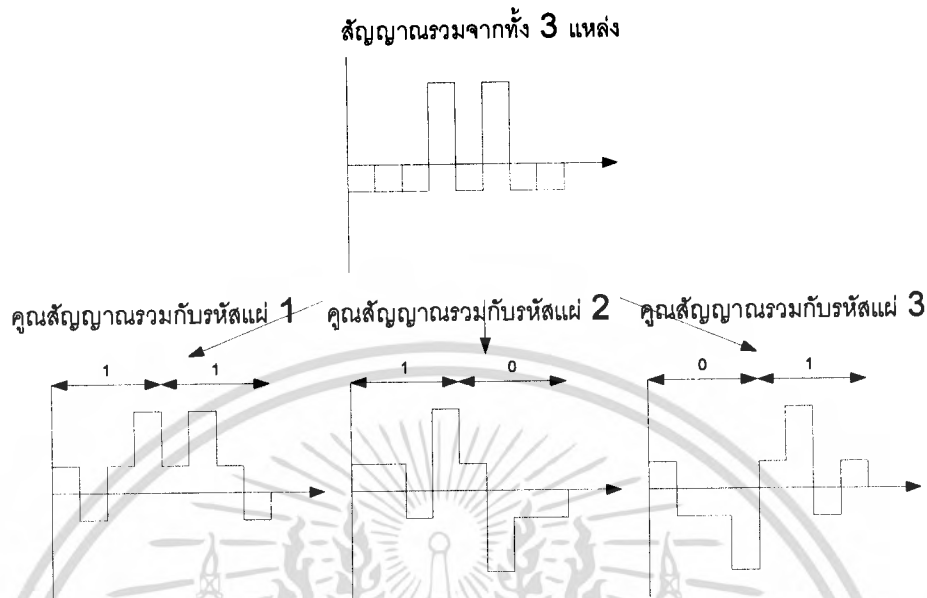


รูปที่ 2.1 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณของผู้ใช้แต่ละราย

สำหรับขั้นตอนในการแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายออกมานั้นก็สามารถทำได้โดยการใช้ผู้ใช้แต่ละคนนำชุดรหัสแผ่ของตนเองไปคูณกับสัญญาณที่ได้รับมาดังแสดงในรูปที่ 2.2 จากนั้นทำการบวกผลคูณเหล่านั้นทีละ 4 ชิป หรือเท่ากับความยาวของหนึ่งบิตข้อมูลนั่นเอง ค่าที่คำนวณได้เหล่านี้จะนำไปใช้ในการตัดสินใจต่อไป

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

ในขั้นตอนการตัดสินใจบิตให้กระทำการนี้คือ ถ้าผลลัพธ์ที่ออกมามีค่าเท่ากับ 4 แสดงว่าบิตข้อมูลที่ส่งออกมามีค่าเป็น 1 และถ้าผลลัพธ์ที่ได้เป็น -4 แสดงว่าบิตข้อมูลนั้นมีค่าเป็น 0



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการแยกคืนสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายจากสัญญาณรวม

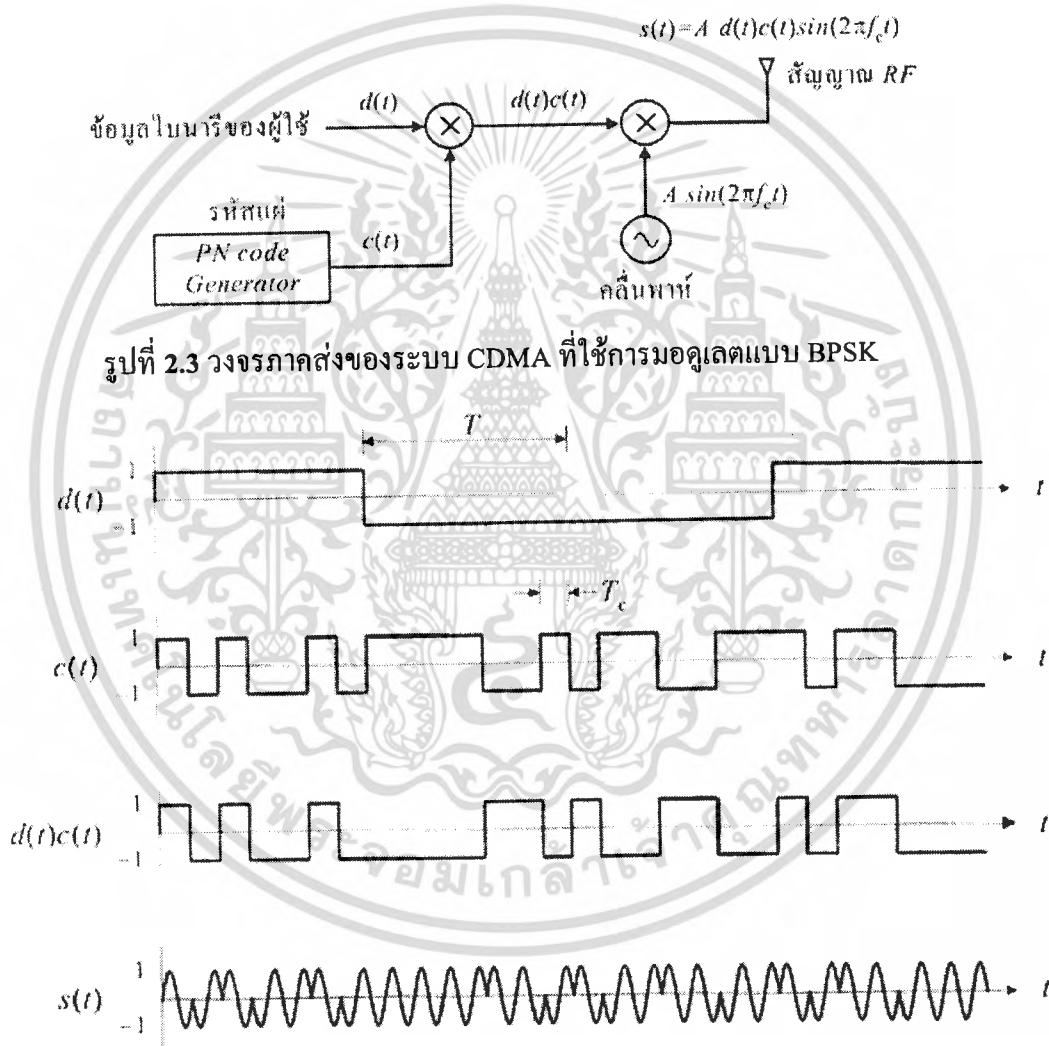
สังเกตว่าการที่ผู้ใช้แต่ละคนสามารถจะดึงสัญญาณข้อมูลของตนเองออกมาจากสัญญาณรวมได้ก็เพราะว่า เมื่อนำรหัสแผ่ของผู้ใช้คนหนึ่ง ไปคูณกับส่วนสัญญาณที่ได้รับการแผ่ออกโดยผู้ใช้อีกคนหนึ่ง เช่น ถ้าเรานำรหัสแผ่ของผู้ใช้หมายเลข 1 ไปคูณกับส่วนของสัญญาณแผ่ออกโดยผู้ใช้หมายเลข 2 จะพบว่าค่าผลรวมของการคูณทุกๆ 4 บิตจะได้ค่าที่เป็น 0 หมด ซึ่งจริงๆ แล้วหากทดสอบกับทุกกรณี จะได้ผลที่เหมือนกันคือ ค่าผลรวมที่ได้มีค่าเป็น 0 เสมอ ตัวอย่างนี้แสดงให้เห็นว่า สัญญาณที่แผ่ออกด้วยรหัสแผ่ชุดหนึ่งจะไม่สามารถตีสเปรดออกด้วยรหัสแผ่ชุดอื่น ซึ่งทำให้เราสามารถส่งสัญญาณของผู้ใช้หลายๆ คนลงบนคลื่นพาห้ความถี่เดียวกันได้ สังเกตว่าจุดสำคัญของการทำสเปรดสเปกตรัมคือการเลือกรหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติพิเศษ ดังที่อธิบายไว้เบื้องต้นนั่นเอง

2.2 วงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงโครงสร้างของวงจรภาคส่งสัญญาณ CDMA ของระบบที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) รูปที่ 2.3 แสดงรายละเอียดโครงสร้างของเครื่องส่งสัญญาณ CDMA ของผู้ใช้นายหนึ่ง ในแผนภาพประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญคือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารีกับรหัสแผ่ และวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK สัญญาณขาเข้า $d(t)$ ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ โดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ $c(t)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปส์เท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปรดสเปกตรัมของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลต่ำซึ่งใช้แบนด์วิทธ์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่อัตราบิตที่สูงขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายความว่า ต้องใช้แบนด์วิทธ์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่ขึ้นมากด้วย จากนั้นก็นำสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูง รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของสัญญาณที่ได้ในแต่ละขั้นตอน โดยในตัวอย่างนี้ได้กำหนดให้ $T = 7T_c$ และคลื่นพาห้มีความถี่เท่ากับ $f_c = 1/T_c$



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบโคเรตซ์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรภาครับสัญญาณ CDMA

รูปที่ 2.5 แสดงองค์ประกอบของภาครับระบบโคเรคต์ซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ 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 $s(t-\tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับรหัสแพร่ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณหาค่าเวลาประวิงให้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

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

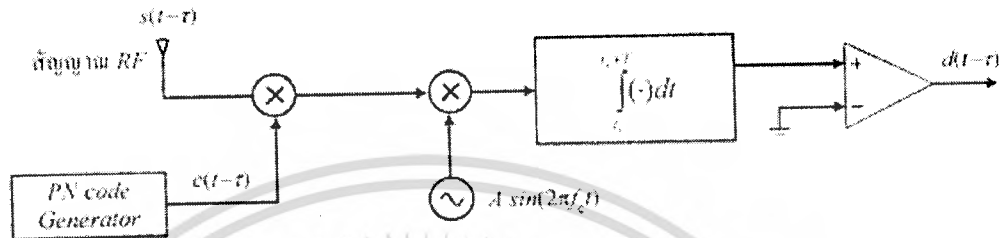
ทั้งนี้เพราะ $c(t-\tau)c(t-\tau) = 1$ ณ ที่เวลา t ใดๆ

ขั้นตอนนี้คือ การดีสเปรคของสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วย 2 ส่วนหลักคือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ ดังนี้

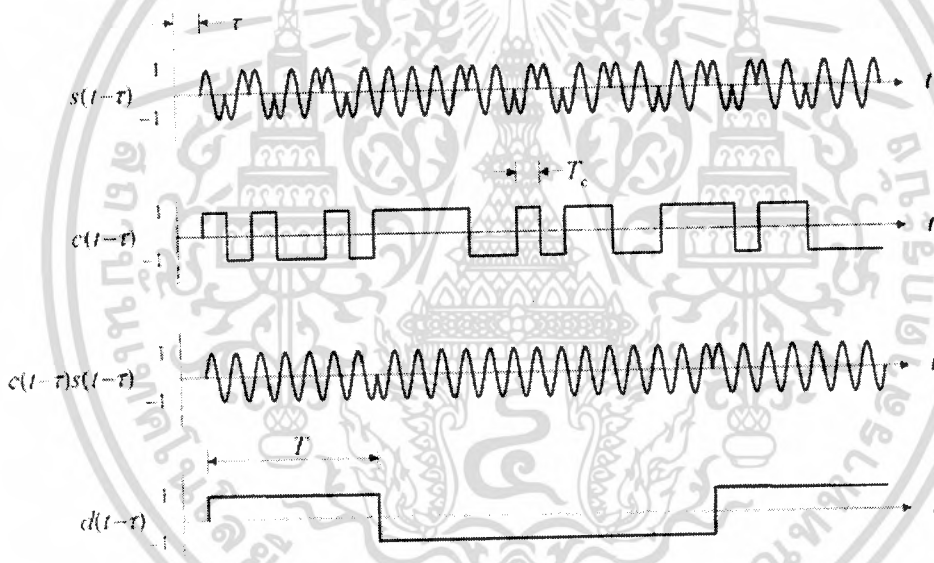
$$d(t-\tau)A\sin(2\pi f_c(t-\tau))\sin(2\pi f_c(t-\tau)) = d(t-\tau)A\{1 - \cos(4\pi f_c(t-\tau))\}/2 \quad (2.3)$$

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 : ขั้นตอนการคูณรหัสแฉ่กับวงจรดีมอดูเลเตอร์สามารถนำมาสลับกันได้ โดยที่ยังคงได้ผลลัพธ์เหมือนกัน จากตัวอย่างนี้จะเห็นว่าถ้าหากภาครับไม่รู้รหัสแฉ่ที่ใช้ที่ภาคส่ง ก็จะไม่สามารถแยกสัญญาณ ข้อมูลออกมา



รูปที่ 2.5 วงจรภาครับของระบบโคเรคต์ซีแควนซ์ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างของสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบโคเรคต์ซีแควนซ์ที่ใช้ BPSK

2.4 คุณลักษณะเฉพาะและขนาดความจุของระบบ CDMA

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

ขนาดความจุของแต่ละเซลล์คำนวณจากขนาดสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่หารด้วยขนาดแบนด์วิธของช่องสัญญาณเสียงแต่ละช่อง อย่างไรก็ตาม ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เหล่านี้ใช้เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลาและแบ่งความถี่ 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 นั่นคือระบบจะยังคงสามารถทำงานได้โดยปกติราบใดที่ปริมาณของสัญญาณรบกวนยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป ดังนั้น จึงเป็นไปได้ที่มีผู้ใช้จำนวนหลายรายรับส่งสัญญาณบนคลื่นความถี่เดียวกัน กล่าวคือ ระบบอนุญาตให้ผู้ใช้ที่อยู่ภายในเซลล์ที่ติดกันหรือแม้แต่จะอยู่ภายในเซลล์เดียวกันสามารถใช้ความถี่ซ้ำเดิมได้ คุณสมบัติดังกล่าวนี้แตกต่างจากระบบ FDMA/TDMA อย่างสิ้นเชิง ด้วยเหตุนี้การคำนวณความจุของระบบ CDMA จึงมีความซับซ้อน

ดังนั้น ก่อนที่จะอธิบายถึงแนวทางการคำนวณความจุของระบบ CDMA จำเป็นที่จะต้องบรรยายถึงคุณลักษณะเฉพาะของมันก่อน

2.4.1 คุณลักษณะเฉพาะของระบบ CDMA

ระบบ CDMA มีคุณสมบัติเฉพาะตัวที่ต่างไปจากระบบ TDMA หรือ FDMA โดยเราสามารถสรุปแยกออกเป็นข้อย่อได้ดังนี้

การตรวจจับเสียงสนทนา (Voice Activity Detection : VAD) โดยธรรมชาติในระหว่างการสนทนาของมนุษย์นั้นจะมีเพียงประมาณ 35% ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น ที่มีการกำเนิดสัญญาณเสียงพูด เนื่องจากคู่สนทนาแต่ละฝั่งจะใช้เวลาโดยเฉลี่ยครึ่งหนึ่งในการฟังอีกฝ่ายพูด อีกทั้งบางช่วงเวลาผู้พูดจะมีการเว้นช่วงการพูดหรือหยุดหายใจ การที่ผู้ใช้ไม่ได้พูดตลอดเวลาต่อเนื่องส่งผลให้ปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้นๆ ก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจจะลดลงได้ถึง 65% นั้นหมายความว่าเราสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นถึงประมาณ 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 ตราบใดปริมาณสัญญาณแทรกสอดในระบบยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกิน ทั้งนี้การรับผู้ใช้รายใหม่แต่ละครั้งส่งผลให้ระบบโดยรวมมีปริมาณสัญญาณแทรกสอดเพิ่มมากขึ้นทีละน้อย และทำให้คุณภาพการใช้งานของผู้ใช้ที่มีอยู่เดิมแยกลงเป็นลำดับ

การใช้ประโยชน์จากคลื่นพหุวิถี (Multipath Resolution) ในระบบการส่งข้อมูลที่อัตราการส่งสูงเช่น เกินกว่า 10 kbps มากๆภายใต้สภาพช่องสัญญาณที่มีปรากฏการณ์ของคลื่นพหุวิถี (Multipath) นั้น ระบบ FDMA และ TDMA จะได้รับผลกระทบอย่างรุนแรงจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) สืบเนื่องจากดีเลย์สเปรด (Delay Spread) ที่เกิดขึ้น ดังนั้น จำเป็นที่ภาครับสัญญาณต้องอาศัยวงจรอีควอไลเซอร์ที่มีความซับซ้อนสูงในการลดเอกสแตรนเป็นเอกสแตรที่สวางไวสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลกระทบที่เกิดขึ้น ในทางกลับกันวงจรรักษาของระบบ CDMA ไม่มีความจำเป็นต้องใช้วงจรอ็อกวไลเซอร์สำหรับการปรับแก้รูปสัญญาณ เพราะการทำสเปกตรัมกับสัญญาณกลับช่วยทำให้วงจรรักษาสามารถแยกแยะคลื่นสัญญาณแต่ละวิถีได้ดีขึ้น ทั้งยังสามารถนำมารวมกันโดยใช้วงจรเครื่องรับแบบ RAKE เพื่อให้ได้เป็นสัญญาณที่มีคุณภาพมากขึ้นได้อีกด้วย ความสามารถในการนำสัญญาณจากแต่ละวิถีมาผนวกกันนั้นถือว่าการเพิ่มไคเวอร์ซิตีของระบบ นอกจากนี้ อุปกรณ์หลักของเครื่องรับประกอบด้วยวงจรคอร์เรเลเตอร์ (Correlator) ซึ่งทำหน้าที่ในการดีสเปรดสัญญาณกลับมา ซึ่งในทางปฏิบัติวงจรคอร์เรเลเตอร์นั้นจัดว่ามีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรอ็อกวไลเซอร์

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

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

การแฮนด์ออฟแบบซอฟต์ (Soft Handoff) เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกันจึงไม่มีความจำเป็นต้องมีการแฮนด์ออฟจากความถี่หนึ่งไปยังอีกค่าความถี่หนึ่งในกรณีที่ได้โทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่ง ไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแฮนด์ออฟแบบนี้เรียกว่าการแฮนด์ออฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบซอฟต์แวร์ซึ่งต่างการแฮนด์ออฟแบบฮาร์ด (Hard Handoff) ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห้

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

2.4.2 การคำนวณความจุของระบบ CDMA

พิจารณาการคำนวณหาความจุของระบบ CDMA ของเซลล์หนึ่ง สมมติให้ในเซลล์ดังกล่าวประกอบด้วยผู้ใช้ทั้งหมดจำนวน K ราย กำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นๆทั้งหมดภายในเซลล์มีค่าเท่ากับ $(K-1)P$ เมื่อ P คือ กำลังของสัญญาณที่ผ่านการสเปรคแล้วของผู้ใช้แต่ละรายโดยสมมติให้มีค่าเท่ากัน

ค่าความหนาแน่นของสัญญาณแทรกสอด N_0 จึงมีค่าเท่ากับ $(K-1)P/W$ โดย W คือ ค่าแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณที่ใช้ พลังงานของสัญญาณข้อมูลหนึ่งบิต E_b มีค่าเท่ากับ P/R โดย R คือ อัตราการส่ง (bps) ดังนั้น

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P/R}{(K-1)P/W} = \frac{W/R}{(K-1)} \quad (2.4)$$

เนื่องจากอัตราขยายการประมวลผล (processing gain) มีค่าเท่ากับ $G = W/R$ จะได้

$$K = 1 + \frac{G}{E_b/N_0} \quad (2.5)$$

สมการนี้คิดเฉพาะผลของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้ในเซลล์เดียวกันเท่านั้น เพราะฉะนั้นถ้าคิดถึงผลกระทบของเซลล์รบกวนข้างด้วยขนาดของสัญญาณแทรกสอดจะเพิ่มขึ้นประมาณ 1.5 เท่า ดังนั้นจะได้

$$K = 1 + \frac{G}{1.5E_b / N_o} \quad (2.6)$$

ถ้าหากระบบมีการแบ่งเซกเตอร์ของเซลล์ เช่น ใช้สายอากาศจำนวน 3 ชุด แต่ละชุดส่งสัญญาณครอบคลุมเพียง 1/3 ของพื้นที่ทั้งหมดภายในเซลล์ ก็จะสามารถลดสัญญาณแทรกสอดลงได้ เราสามารถประมาณการลดทอนของสัญญาณแทรกสอดได้โดยการคูณสัญญาณแทรกสอดกับค่าตัวประกอบ S ซึ่งประมาณให้มีค่าเท่ากับ 2.4 เท่า นอกจากนี้ในระบบ CDMA สามารถใช้ประโยชน์จากการที่ผู้ใช้โทรศัพท์จะมีช่วงเวลาที่ไม่พูดเช่น ช่วงระหว่างที่ฟังอยู่ ช่วงที่ผู้ใช้เสียบไปนี่ก็จะไม่สร้างสัญญาณแทรกสอดต่อผู้ใช้อื่นๆ กำหนดให้ V แทนตัวประกอบลดทอนของสัญญาณแทรกสอดที่ระบบได้จากสัดส่วนเวลาของการพูด เช่น $V = 4$ หมายถึงผู้สนทนาใช้เวลาในการพูดเพียง 40% ของเวลาทั้งหมด เพราะฉะนั้นค่าสัญญาณแทรกสอดก็ลดลงด้วยค่าตัวประกอบที่เท่ากัน เมื่อคิดถึงผลกระทบขององค์ประกอบต่างๆ ที่กล่าวมานี้ก็จะได้ความสัมพันธ์ใหม่เป็น

$$K = 1 + \frac{GS}{1.5VE_b / N_o} \quad (2.7)$$

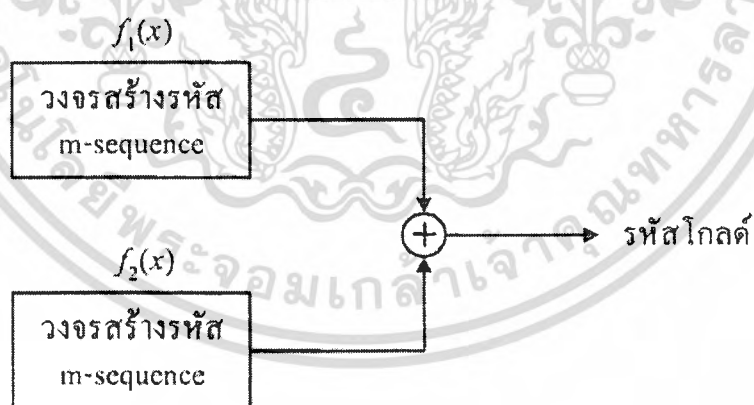
2.5 การสร้างรหัสแผล

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

2.5.1 รหัสโกลด์

ในราวปี ค.ศ.1967 โรเบิร์ต โกลด์ ได้พัฒนารหัสชนิดใหม่ ขึ้นซึ่งในภายหลังเป็นที่รู้จักกันทั่วไปในชื่อ รหัสโกลด์ รหัสแบบใหม่นี้สร้างขึ้นจากวงจรกำเนิดรหัสเอ็มซีแควนซ์ 2 ชุดที่มีความยาวเท่ากันแต่สร้างขึ้นจากพหุนามตัวกำเนิดที่ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.7 จากรูปจะเห็นว่า โครงสร้างของรหัสโกลด์ประกอบขึ้นจากการนำลำดับชิปของรหัสเอ็มซีแควนซ์ ที่กำเนิดจากพหุนามตัวกำเนิด $f_1(x)$ และ $f_2(x)$ มาบวกกันแบบมอดุโล 2 ทีละชิป และผลลัพธ์ที่ได้ก็คือ ลำดับชิปของรหัสโกลด์ตามต้องการ

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



รูปที่ 2.7 โครงสร้างทั่วไปของวงจรสร้างรหัสโกลด์

ทฤษฎีบท ให้ $p(x)$ เป็นพหุนามพริมีทิฟดีกรี r ใช้สำหรับการสร้างฟิลด์กาลัว (Galois field) ขนาด $GF(2^r) = \{0, 1, \alpha, \alpha^2, \alpha^3, \dots, \alpha^{2^r-2}\}$ โดย α เป็นรากของพหุนามต่ำสุด (Minimal Polynomial) $\phi_1(x)$ ซึ่งตามทฤษฎีของฟิลด์กาลัวมีค่าเท่ากับพหุนามพริมีทิฟ $p(x)$ ให้ $\phi_1(x)$ เป็นพหุนามต่ำสุดของสมาชิก $\alpha^i \in GF(2^r)$ โดยที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

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

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

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

ทฤษฎีบทนี้กล่าวว่าถ้าเราเลือกพหุนามคู่ที่มีคุณสมบัติเฉพาะพิเศษตรงตามที่ระบุในทฤษฎีบทแล้ว ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสแต่ละรูปแบบที่ได้จะมีค่าไม่เกินขอบเขตเฉพาะหนึ่ง และเราเรียกพหุนามคู่นี้ว่าพหุนามคู่ที่เหมาะสม (Preferred Pair) เมื่อได้พหุนามทั้งสองแล้วเราสามารถนำมาสร้างชุดรหัสโกลด์ทั้ง $2^r + 1$ ได้ ดังนี้คือ ชุดรหัสโกลด์สองชุดแรกสร้างจากวงจรรีฟต์รีจิสเตอร์แบบป้อนกลับที่มีโครงสร้างตามพหุนาม $\phi_1(x)$ และ $\phi_2(x)$ สมมติว่าลำดับสัญญาณที่ได้แทนด้วย $a(D)$ และ $b(D)$ ตามลำดับ ชุดรหัสโกลด์อีก $2^r - 1$ ที่เหลือสร้างจากการนำความสัมพันธ์ $a(D) + D^{-i}b(D)$ โดย $i = 1, 2, 3, \dots, r - 1$

72055

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

วิธีทำ

ขั้นแรกจะขอให้รายละเอียดของพหุนามต่ำสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาฬ $GF(2^5)$ 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 รายละเอียดของพหุนามต่ำสุดสำหรับอีลิเมนต์แต่ละตัวในฟิลด์กาฬ $GF(2^5)$ 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^t สำหรับ $t=9$ คือ $x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$ เพราะฉะนั้นพหุนามพริมีทีฟคู่ที่เหมาะสมที่เลือกใช้คือ

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

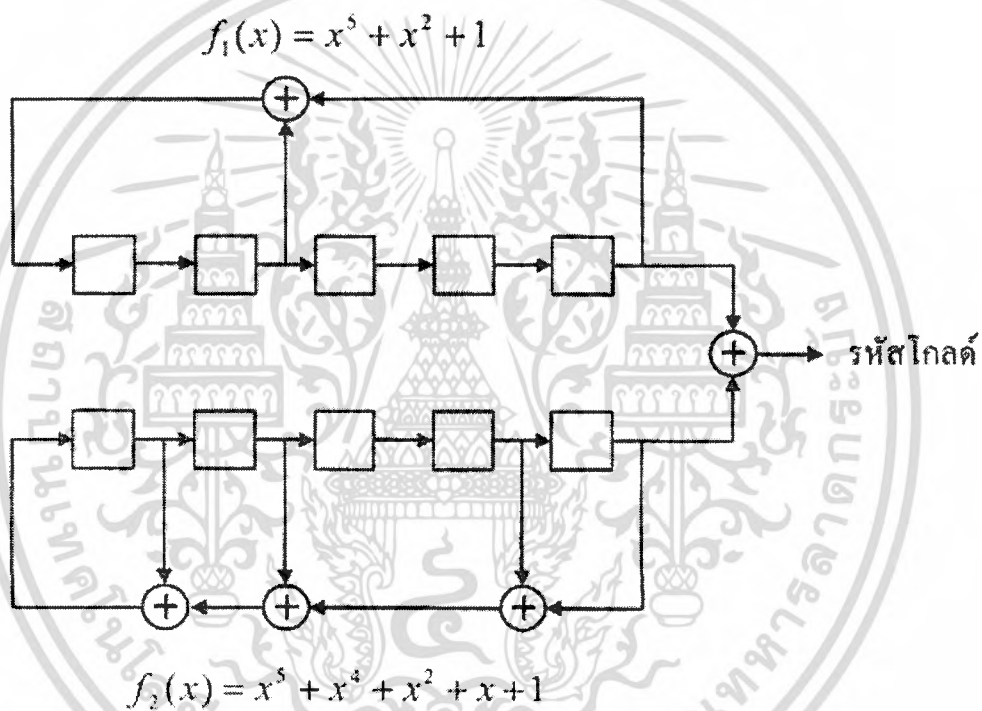
$$f_2(x) = \phi_9(x) = x^5 + x^4 + x^2 + x + 1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำพหุนามคู่นี้มาเขียนเป็นโครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์จะมีรายละเอียดดังแสดงในรูปที่ 2.8 อาศัยความสัมพันธ์ตามสมการที่ (2.9) จะได้ว่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสจะมีค่าไม่เกิน

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

เมื่อทำการสร้างลำดับชิปขึ้นจริงโดยตั้งค่าเริ่มต้นของชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวให้เป็น 1 ทั้งหมดจะได้ว่าลำดับชิปที่ออกจากวงจรสร้างรหัสเอ็มซีเควนซ์มีค่าดังแสดงในตารางที่ 2.3



รูปที่ 2.8 รายละเอียดโครงสร้างของวงจรสร้างรหัสโกลด์ตามตัวอย่าง

รหัส	ชื่อ	ลำดับชิป
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 รายละเอียดของลำดับชิปที่ได้จากวงจรสร้างรหัสเอ็มซีเควนซ์โดยกำหนดค่าตั้งต้นให้ชิฟต์รีจิสเตอร์ทุกตัวเท่ากับ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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

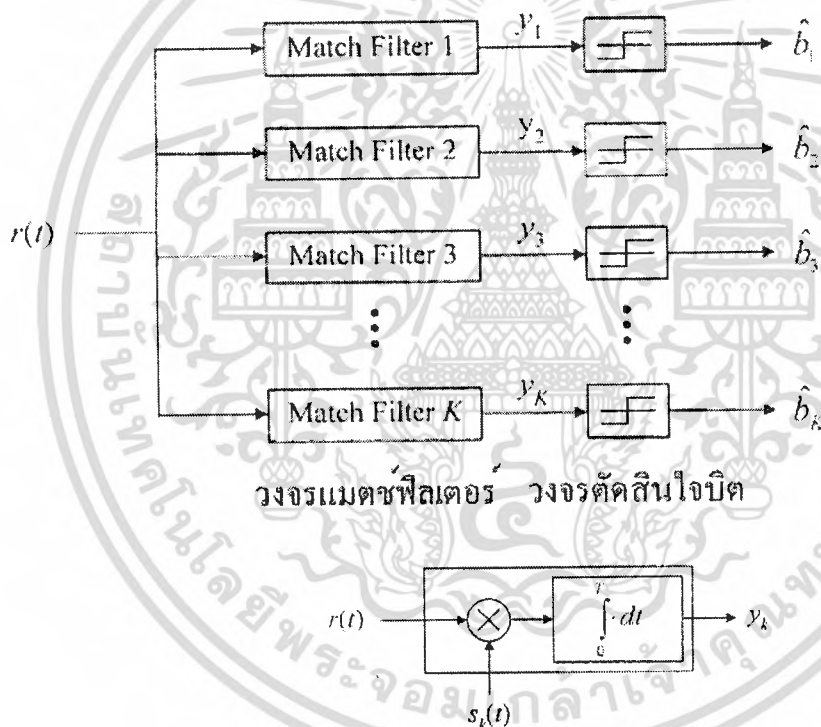
หมายเหตุเพิ่มเติมถึงคุณสมบัติของรหัสโกลด์ สหสัมพันธ์ไขว้ของรหัสโกลด์จะมีค่าจำกัดอยู่เฉพาะเพียง 3 ค่าเท่านั้น คือ $\{-t(r), -1$ และ $t(r)-1\}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้รายเดียว

2.6.1 เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์

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



รูปที่ 2.9 โครงสร้างโดยรวมของระบบที่ใช้เครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์

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

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_{i=-\infty}^{\infty} b_k(t) s_k(t - iT) + \sigma n(t) \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย A_k แทนแอมพลิจูดที่ใช้สำหรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k
 $b_k(i)$ แทนค่าบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k บิตที่ i ซึ่งมีค่าได้สองระดับคือ $+1$ และ -1
 $s_k(t)$ แทนค่ารูปสัญญาณของรหัสแผ่ (Spreading Waveform) ของผู้ใช้รายที่ k
 T แทนช่วงเวลาของการส่งข้อมูลหนึ่งบิต
 $n(t)$ แทนสัญญาณรบกวน AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1

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

$$s_k(t) = 0 \text{ สำหรับ } t \notin [0, T] \quad (2.10)$$

และ

$$\int_0^T s_k^2(t) dt = 1 \text{ สำหรับทุกค่าของ } k \quad (2.11)$$

หากพิจารณาลงในรายละเอียดถึงระดับชิปของรูปสัญญาณรหัสแผ่ สามารถเขียนแสดงได้เป็น

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} C_{k,n} P_{T_c}(t - nT_c) \quad (2.12)$$

โดย

$$P_{T_c}(t) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_c \\ 0, & \text{อื่นๆ} \end{cases} \quad (2.13)$$

และ N แทนอัตราขยายการแผ่ (Spreading Gain หรือ Processing Gain) ซึ่งระบุถึงจำนวนชิปต่อหนึ่งบิต สำหรับค่า $c_{k,n}$ ซึ่งประกอบด้วย $\{c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,n-1}\}$ เป็นลำดับของสัญญาณของการแผ่ (Spreading Sequence) ที่ได้กำหนดให้สำหรับผู้ใช้รายที่ k ซึ่งมีค่าได้สองระดับคือ $+1/\sqrt{N}$ และ $-1/\sqrt{N}$ ในส่วนของฟังก์ชัน $P_{T_c}(t)$ ก็คือสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 และมีความกว้างของแต่ละชิปเท่ากับ T_c ทั้งนี้ $T = NT_c$ พิจารณารูปที่ 2.9 อีกครั้ง จะได้ว่าสัญญาณที่ออกจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายที่ k สำหรับบิตที่ i มีค่าเท่ากับ

$$y_k[i] = \int_{iT}^{(i+1)T} r(t) s_k(t - iT) dt \quad (2.14)$$

เนื่องจากการตัดสินใจบิตเป็นอิสระจากกันและโดยทั่วไปการวิเคราะห์จะกระทำภายในช่วงเวลาบิตใดบิตหนึ่งที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ T เท่านั้นก็เพียงพอ เพราะบิตอื่นๆก็จะมีการวิเคราะห์เหมือนกันทุกประการ ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องเขียนกรณี i เพื่อระบุตำแหน่งของบิตอีกต่อไป สัญญาณที่รับได้ ณ ภาครับตามสมการที่ (2.9) จึงสามารถเขียนให้กระชับขึ้นได้เป็น

$$r(t) = \sum_{k=1}^K A_k b_k s_k(t) + \sigma n(t) \quad t \in [0, T] \quad (2.15)$$

และเช่นเดียวกันกับสมการที่ (2.14) ก็สามารถลดรูปลงได้เป็น

$$y_k = \int_0^T r(t) s_k(t) dt \quad (2.16)$$

นำความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.15) แทนลงในสมการที่ (2.16) จะได้

$$y_k = A_k b_k + \sum_{j=1, j \neq k}^K A_j b_j \rho_{jk} + n_k \quad (2.17)$$

โดย

$$\rho_{jk} = \int_0^T s_j(t) s_k(t) dt \quad (2.18)$$

แทนสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสแผ่งของผู้ใช้รายที่ j และผู้ใช้รายที่ k ทั้งนี้กรณีนี้ $j = k$

$$\rho_{jj} = \int_0^T s_j^2(t) dt = 1 \quad (2.19)$$

ตามข้อกำหนดที่ได้ระบุไว้ก่อนหน้าแล้วในสมการที่ (2.11) และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n_k = \int_0^T \sigma n(t) s_k(t) dt \quad (2.20)$$

พจน์แรกของสมการ (2.17) ทางด้านขวามือ $A_k b_k$ คือค่าของสัญญาณบิตข้อมูลสำหรับผู้ใช้รายที่ k พจน์ที่สอง $\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j b_j \rho_{jk}$ คือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference : MAI) และพจน์ที่สาม n_k คือสัญญาณรบกวนที่เกิดกับผู้ใช้อื่นที่ k ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์และมีความแปรปรวนเท่ากับ σ^2 เมื่อนำค่าของ y_k ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตดังแสดงในรูปที่ (2.9) จะได้ผลดังนี้

$$\hat{b}_k = \text{sgn}(y_k) \quad (2.21)$$

โดย

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

ในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้เพียงรายเดียวสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นมีค่าเป็นศูนย์ จึงเหลือเฉพาะสัญญาณรบกวน AWGN ดังนั้น ถ้านำค่าของ y_k ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตจะได้อัตราความผิดพลาดบิตที่มีค่าเท่ากับสมรรถนะของระบบการรับส่งดิจิทัล BPSK (Binary Phase Shift Keying) พื้นฐาน

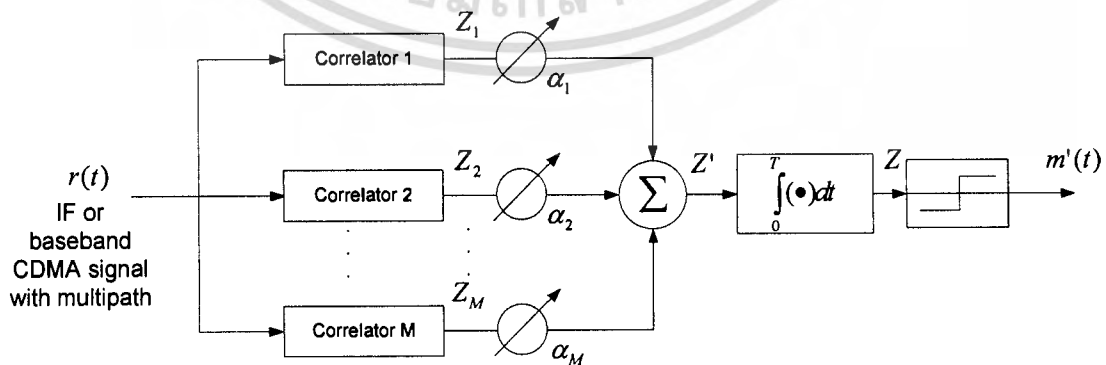
ในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้น้อยกว่าหนึ่งราย สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นก็จะไม่เป็นศูนย์ และมีปริมาณมากขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้น ทั้งนี้การแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นจะมีผลกระทบเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแรมป์เป็นหลัก ในกรณีที่ที่ดีที่สุดคือรหัสแรมป์ของผู้ใช้งานเหล่านี้มีคุณสมบัติออร์ทogonalระหว่างกันทั้งหมด นั่นคือ $\rho_{jk} = 0$ สำหรับ $j \neq k$ การแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นจะมีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้เหล่านั้นเป็นอิสระจากกันและไม่ส่งผลกระทบต่อกัน อย่างไรก็ตาม รหัสแรมป์ที่ใช้กันในทางปฏิบัติมักจะไม่ได้ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ ดังนั้นการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (MAI) จึงส่งผลโดยตรงต่อจำนวนผู้ใช้ในระบบและพลังงานต่อบิตของผู้ใช้แต่ละราย

2.6.2 เครื่องรับแบบ RAKE

ในระบบ CDMA อัตราการเปลี่ยนแปลงของรหัสแผ่จะมีมากกว่าอัตราแบนด์วิดท์ของการจางหายแบบราบเรียบของช่องสัญญาณ อย่างไรก็ตามเทคนิคการมอดูเลชันแบบดั้งเดิมนั้นจะใช้วงจรอีควอไลเซอร์ในการปรับแก้สัญญาณจากผลกระทบการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่ติดกัน ซึ่งถึงแม้รหัสแผ่ของระบบ CDMA จะถูกออกแบบให้มีอัตราของค่าสหสัมพันธ์ให้มีค่าน้อย แต่การเดินทางของสัญญาณที่มีการสะท้อนจากหลายทิศทางจะทำให้สัญญาณที่เครื่องรับเกิดผลของมัลติพาทเฟดดิ้งและส่วนใหญ่วะยะเวลาประวิงของสัญญาณจะมีค่ามากกว่าหนึ่งช่วงเวลาที่ชิปของรหัสแผ่ ซึ่งจะเกิดเป็นสัญญาณที่ไม่มีความสัมพันธ์กับรหัสแผ่ที่ใช้ในการถอดรหัสสัญญาณ ดังนั้นวงจรอีควอไลเซอร์จึงไม่มีความจำเป็น ระบบที่มีการแผ่สัญญาณออกจะมีค่าของอัตราขยายการประมวล จึงทำให้สัญญาณรบกวนที่ไม่มีความสัมพันธ์กับรหัสแผ่ที่ใช้ในการถอดข้อมูลจึงมีผลเพียงเล็กน้อยเท่านั้นเมื่อทำการถอดข้อมูล

อย่างไรก็ตามสัญญาณพหุวิถีจะมีประโยชน์สำหรับระบบ CDMA โดยเครื่องรับ CDMA สามารถที่จะรวบรวมสัญญาณที่มาจากหลายทิศทางและมีเวลาประวิงที่แตกต่างกันเพื่อที่จะเพิ่มค่าของ SNR ที่เครื่องรับได้โดยมีหลักการดังนี้

เครื่องรับแบบ RAKE จะรวมสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่แตกต่างกันโดยใช้เครื่องรับคอร์รีเลเตอร์ ที่แยกจากกันสำหรับสัญญาณที่มาจากทิศทางต่างๆ เครื่องรับคอร์รีเลเตอร์จะสามารถปรับเวลาประวิงให้เข้ากับสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่แตกต่างกัน โดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์คอนโทรลเลอร์ สามารถที่จะหาเวลาประวิงของสัญญาณได้ ช่วงเวลาประวิงที่เครื่องรับสามารถที่จะหาได้เรียกว่า หน้าต่างการค้นหา (Search Window) เครื่องรับแบบ RAKE ดังที่แสดงในรูป 2.10 เป็นเครื่องรับที่มีความสำคัญในระบบ CDMA ซึ่งไดเวอร์ซิตีของเครื่องรับชนิดนี้มาจากเหตุผลที่ว่าสัญญาณที่มีเวลาประวิงที่แตกต่างกันมากกว่าหนึ่งช่วงชิปจะ ไม่มีความสัมพันธ์กัน



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของเครื่องรับแบบ RAKE

เครื่องรับแบบ RAKE จะใช้คอร์รีเลเตอร์ ในการแยกแยะสัญญาณที่มีความแรงมากที่สุดเป็นจำนวน M สัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่ออกมาจากคอร์รีเลเตอร์ จะถูกนำมาคูณกับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อประมาณค่าของสัญญาณที่ถูกส่งมา ซึ่งผลที่ได้ก็จะดีกว่าการใช้เครื่องรับแบบธรรมดา

สมมติว่าการใช้งานมีจำนวนของคอร์รีเลเตอร์ จำนวน M ตัวซึ่งใช้จับสัญญาณที่มีความแรงมากที่สุดเป็นจำนวน M สัญญาณ และ สัมประสิทธิ์ที่นำไปคูณจะใช้เพื่อปรับสัญญาณที่ถูกรวมกันเพื่อประมาณค่าสัญญาณคอร์รีเลเตอร์ ตัวที่หนึ่งจะทำการซิงค์โครไนท์กับสัญญาณที่แรงที่สุดคือ m_1 สัญญาณ m_2 ที่เดินทางมาถึงด้วยเวลาประวิง t_1 หลังจากการมาถึงของสัญญาณ m_1 โดยที่ $t_2 - t_1$ จะมีค่ามากกว่าหนึ่งช่วงเวลาชิปซึ่งคอร์รีเลเตอร์ตัวที่สองจะทำการซิงค์โครไนท์กับสัญญาณ m_2 ซึ่งมันจะมีความสัมพันธ์กับสัญญาณ m_2 และมีความสัมพันธ์กับสัญญาณ m_1 น้อย ถ้าหากเราใช้คอร์รีเลเตอร์ เพียงหนึ่งตัวในเครื่องรับ สัญญาณที่ได้จะถูกทำให้ผิดเพี้ยนเนื่องจากการเฟดดิ้งซึ่งเครื่องรับไม่สามารถที่จะแก้ไขค่าของสัญญาณให้ถูกต้องได้ซึ่งจะทำให้มีค่าอัตราความผิดพลาดของข้อมูลมาก แต่ในเครื่องรับแบบ RAKE จะไม่เหมือนกันเนื่องจากสัญญาณที่ออกมาจากคอร์รีเลเตอร์ ตัวอื่นๆที่เหลืออาจจะไม่มีผลเนื่องมาจากการเฟดดิ้ง และ สัญญาณที่ผิดพลาดจะถูกทำให้มีค่าลดลงด้วยค่าสัมประสิทธิ์ในขั้นตอนการคูณสัญญาณด้วยสัมประสิทธิ์ การตัดสินใจปิดข้อมูลที่ได้จากการรวมค่าของสัญญาณจำนวน M ทางสถิติที่แยกจากกันซึ่งมาจากการใช้เครื่องรับแบบ RAKE จะทำให้ได้ไคเวอร์ซิตีที่จะนำมาชดเชยค่าของการเฟดดิ้งจึงเป็นผลทำให้การรับสัญญาณของระบบ CDMA ดีมากยิ่งขึ้น

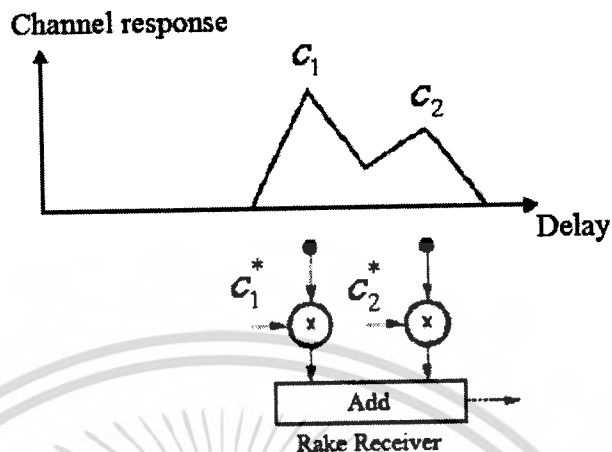
สัญญาณจำนวน M สัญญาณจากคอร์รีเลเตอร์ จำนวน M ตัวจะสามารถเขียนได้เป็น $Z_1, Z_2, Z_3, \dots, Z_M$ ซึ่งจะถูกคูณด้วยค่าของสัมประสิทธิ์ $\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M$ ค่าของสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่ากำลังหรือค่า SNR จากสัญญาณที่มาจากคอร์รีเลเตอร์แต่ละตัว ถ้าหากค่าของกำลังหรือ SNR มีค่าน้อยค่าของสัมประสิทธิ์ของมันก็จะมิต่ำตาม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

$$Z' = \sum_{m=1}^M \alpha_m Z_m \quad (2.23)$$

หลักการของอีควอลไลเซอร์แบบปรับตัวได้และไคเวอร์ซิตีจะมีวิธีการในการหาค่าของสัมประสิทธิ์หลายวิธี อย่างไรก็ตามฟังก์ชันของเครื่องรับแบบ RAKE ที่มีค่าของกำลังสัญญาณสูงไม่จำเป็นที่จะให้ค่าที่ดีที่สุดหลังทำการรวมสัญญาณที่ได้จากคอร์รีเลเตอร์ การหาค่าของสัมประสิทธิ์จะทำให้ค่าของสัญญาณที่ออกมาจากเครื่องรับแบบ RAKE ดียิ่งขึ้น ซึ่งในกรณีนี้ อัลกอริทึมการปรับตัวจะถูกนำมาใช้ในการหาค่าของสัมประสิทธิ์

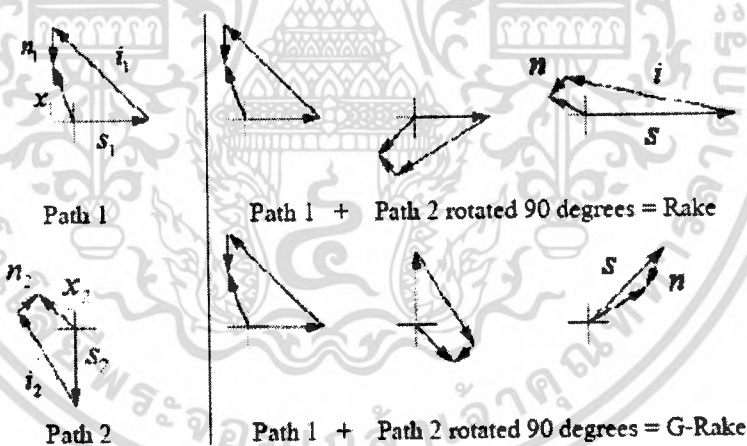
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 เครื่องรับแบบ G-RAKE



รูปที่ 2.11 เครื่องรับ RAKE

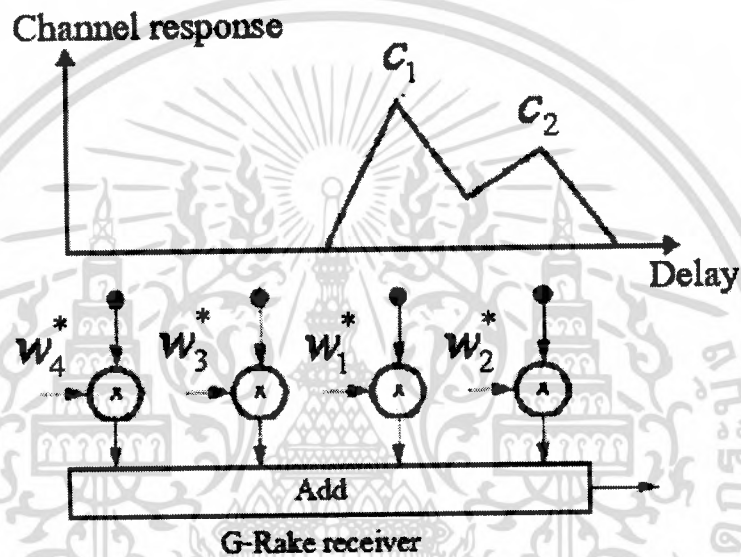
เครื่องรับ G-RAKE นั้นมีลักษณะคล้ายกับเครื่องรับ RAKE แบบดั้งเดิม โดยลักษณะการรับสัญญาณของเครื่องรับ RAKE แบบดั้งเดิมมีลักษณะดังนี้คือ



รูปที่ 2.12 ตัวอย่างการรวมสัญญาณของ เครื่องรับ RAKE และ G-RAKE

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

ด้วยกัน เครื่องรับ RAKE จะทำการรวมสัญญาณที่ออกมาจากฟิงเกอร์โดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณเพื่อที่จะให้ได้ค่าของเอาท์พุท 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 จะใช้ในการรวบรวมข้อมูลของสัญญาณแทรกสอดในฟิงเกอร์ที่ตรวจจับสัญญาณ สัญญาณแทรกสอดนี้ อาจเกิดจากสัญลักษณ์อื่นที่สนใจ (การรบกวนที่เกิดจากตัวผู้ใช้งานที่สนใจเอง) สัญลักษณ์ของผู้ใช้รายอื่นภายในสถานียุทธรณเดียวกัน หรือ สัญลักษณ์ของผู้ใช้รายอื่นของสถานียุทธรณอื่นๆ ฟิงเกอร์ที่เพิ่มขึ้นมา จะตรวจจับ ข้อมูล เกี่ยวกับ สัญญาณแทรกสอด ซึ่งใช้ในการ หักล้างสัญญาณแทรกสอด ใน ฟิงเกอร์สัญญาณ เพื่อให้

ได้ผลที่ดี สัญญาณแทรกสอดต้องผ่านไปในช่วงสัญญาณแพร่กระจาย (Dispersive Channel)

- เครื่องรับ RAKE ใช้ค่าสัมประสิทธิ์ในการรวมค่าที่ถูกถอดออกมาจากสัญญาณรวมเพื่อประมาณค่าสัญลักษณ์ ตัวอย่าง เช่น

$$y = \mathbf{w}^H \mathbf{x} = w_1 * x_1 + w_2 * x_2 \quad (2.24)$$

โดยที่ \mathbf{x} คือ ค่าที่ถูกถอดออกจากสัญญาณรวม และ \mathbf{W} คือ ค่า สัมประสิทธิ์ตัวคูณ (ซึ่งคูณ กับค่าข้อมูลที่ถูกถอด) ถูกเรียกว่า ค่าสัมประสิทธิ์การรวมค่าข้อมูลที่ถูกถอด ถูกลำรวมโดยใช้ค่าสัมประสิทธิ์ นอกจาก การประมาณค่าช่องสัญญาณ เครื่องรับ G-RAKE ยังประมาณค่าคอร์รีเลชันระหว่างสิ่งที่ทำให้คุณภาพของสัญญาณแย่ (Impairment) ซึ่งคือ สัญญาณแทรกสอดกับสัญญาณรบกวน บนพิงเกอร์ที่ต่างกัน ค่าความสัมพันธ์ จะตรวจจับ “คัลเลอร์” ของสิ่งที่ทำให้สัญญาณคุณภาพแย่ ข้อมูลนี้สามารถใช้เพื่อที่จะลดสัญญาณแทรกสอด การประมาณค่าช่องสัญญาณ และ การประมาณค่าคอร์รีเลชันของสิ่งที่ทำให้สัญญาณแย่จะใช้สำหรับการหาค่าสัมประสิทธิ์ ผลที่ได้ คือ กระบวนการรวมสัญญาณจะทำการรวมสัญญาณจากหลายทิศทาง และ ลดสัญญาณแทรกสอดไปพร้อมกัน สรุปคือเครื่องรับ G-RAKE จะรวมค่าสัญญาณที่ถูกถอด เพื่อลดสัญญาณแทรกสอด และ เพิ่มองค์ประกอบสัญญาณ แต่ในทางกลับกัน เครื่องรับ RAKE จะทำการเพิ่มองค์ประกอบสัญญาณเพียงอย่างเดียว โดยการเพิ่มค่า อัตราส่วนของสัญญาณต่อสิ่งที่ทำให้คุณภาพสัญญาณแย่ (S/I) ความต้องการที่จะรวบรวมพลังงานสัญญาณ (เพิ่มค่า s) จะต้องแลกกับความต้องการที่จะลดสัญญาณแทรกสอด (ลดค่า i) เราสามารถใช้ พีชคณิตเชิงเส้นในการแสดงเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ ดังนี้

$$\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{c}, \quad (2.25)$$

โดย \mathbf{c} คือ เวกเตอร์ของ ค่าประมาณ ค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ (แทนด้วย 0 สำหรับ พิงเกอร์สัญญาณแทรกสอด) และ \mathbf{R} คือ ค่าเมตริกซ์ของค่าประมาณคอร์รีเลชันของสิ่งที่ทำให้คุณภาพสัญญาณแย่ ค่าสัมประสิทธิ์ของการรับของ RAKE จะเป็นเพียงการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของช่องสัญญาณ เท่านั้น

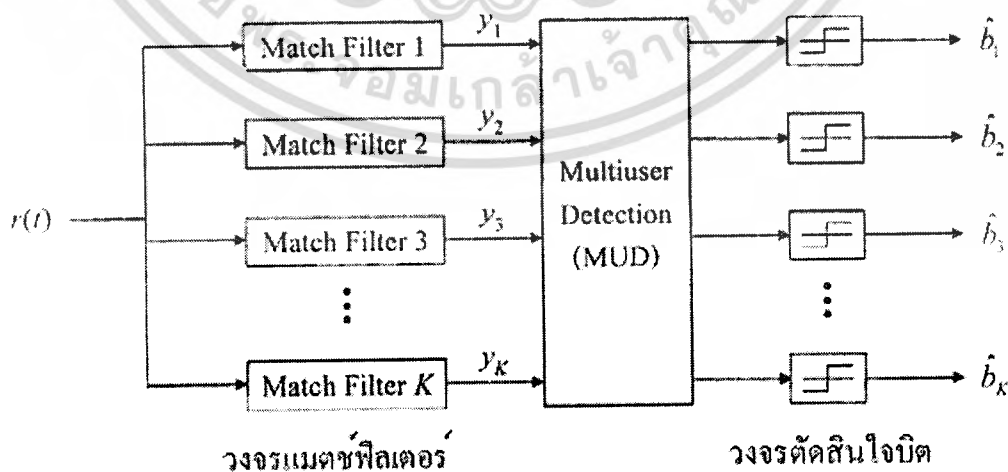
$$\mathbf{w} = \mathbf{c}.$$

(2.26)

การรวมข้อมูลของเครื่องรับ RAKE เป็นกรณีพิเศษของการรวมข้อมูลของเครื่องรับ G-RAKE ที่ซึ่ง \mathbf{R} ถูกกำหนดให้เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ เมื่อไม่มีสัญญาณแทรกสอดที่จะทำการลดการรับของเครื่องรับ G-RAKE จะมีการทำงานเหมือนกับเครื่องรับ RAKE

2.7 เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เนื่องด้วยหลักการการทำงานของเครื่องรับแบบแมตช์ฟิลเตอร์และเครื่องรับแบบ RAKE ที่ได้อธิบายในหัวข้อที่ผ่านมาจะพิจารณาสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference : MAI) เป็นเสมือนสัญญาณรบกวน ดังนั้นเมื่อผู้ใช้ในระบบมีผู้ใช้งานมากขึ้นหรือค่าสหสัมพันธ์ระหว่างชุดรหัสมีค่ามากขึ้นจะทำให้การตัดสินใจบิตข้อมูลมีโอกาสผิดพลาดสูงตามไปด้วย ซึ่งส่งผลให้สมรรถนะของระบบโดยรวมลดลงอย่างมากนอกจากนี้ในสภาพที่กลไกการควบคุมกำลังส่งของระบบทำงานได้ไม่สมบูรณ์ทำให้เกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกลขึ้น ส่งผลให้เกิดความผิดพลาดในการตัดสินใจข้อมูลมากขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยเฉพาะกับผู้ใช้รายที่ได้รับสัญญาณมีกำลังงานต่ำ ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน (Multiuser Detection : MUD) ขึ้นเพื่อลดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นดังกล่าว แนวคิดหลักของเครื่องรับประเภทนี้คือการนำค่าของสัญญาณที่ผ่านวงจรแมตช์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายอื่น ๆ มาใช้ในการประกอบการตัดสินใจบิตด้วย แทนที่จะใช้สัญญาณเพียงสัญญาณที่ผ่านวงจรแมตช์ฟิลเตอร์ของตนเองเท่านั้น โครงสร้างทั่วไปของเครื่องรับประเภทนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 โครงสร้างโดยทั่วไปของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

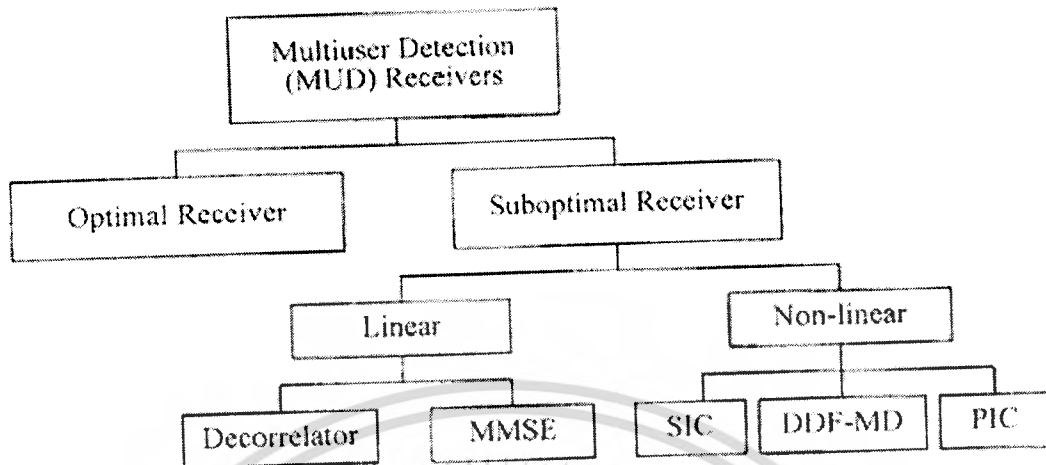
พิจารณาจากรูปจะเห็นว่า การตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละรายของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจะมีการนำสัญญาณที่ผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้ทุกรายมาพิจารณาประกอบ โดยนำไปผ่านการประมวลผลใน MUD ตามรูป จากนั้นจึงนำผลที่ได้ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตเป็นลำดับต่อไป กรรมวิธีการประมวลผลในบล็อก MUD เพื่อนำสัญญาณของผู้ใช้รายอื่นมาใช้ให้เกิดประโยชน์นั้นมีรูปแบบที่แตกต่างกันไปได้หลากหลายมาก และ สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายจึงขึ้นอยู่กับเทคนิคการทำงานของบล็อก MUD เป็นหลัก

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

หลักการงานเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย 6 วิธีที่นิยม ได้แก่

- เครื่องรับแบบออปติมัม (Optimal Receiver)
- เครื่องรับดีคอร์เรเลเตอร์ (Decorrelator)
- เครื่องรับ MMSE (Minimum Mean Square Error)
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบเป็นลำดับ (Successive Interference Cancellation : SIC)
- เครื่องรับดีคอร์เรเลเตอร์แบบป้อนกลับการตัดสินใจ (Decorrelating Decision-Feedback Multiuser Detection : DDF-MD)
- เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



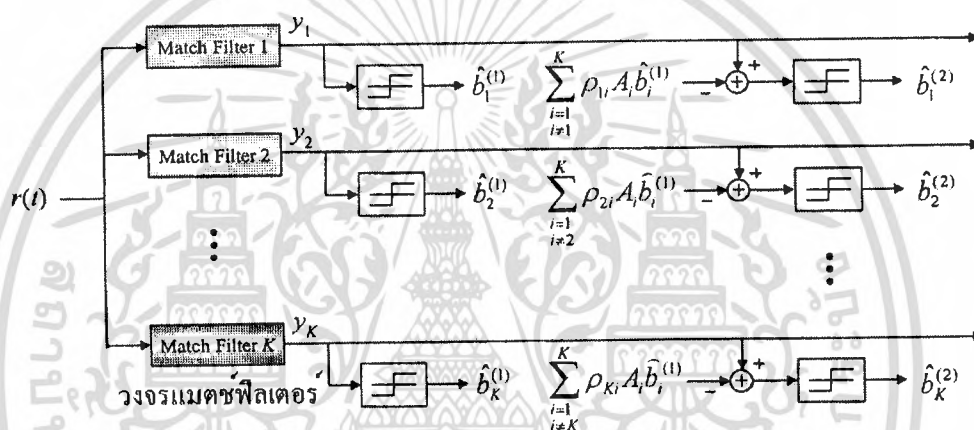
รูปที่ 2.15 โครงสร้างการจัดแบ่งประเภทของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายราย

เราสามารถจัดแบ่งแยกเครื่องรับเหล่านี้ออกเป็น โครงสร้างแผนภาพที่เป็นระบบได้ดังแสดงในรูปที่ 2.15 จากรูปจะเห็นว่า เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายรายถูกแบ่งออกเป็น 2 กลุ่มหลัก คือ เครื่องรับแบบออปติ멈 (Optimal Receiver) และเครื่องรับแบบซับออปติ멈 (Suboptimal Receivers) เครื่องรับแบบออปติ멈แม้ว่าจะให้สมรรถนะดีที่สุด แต่มีความซับซ้อนในการคำนวณสูงมากจึงไม่สามารถนำมาใช้งานได้จริงได้ในทางปฏิบัติ ด้วยเหตุนี้เครื่องรับแบบซับออปติ멈จึงได้รับความสนใจในเชิงวิจัยอย่างกว้างขวาง และได้มีการพัฒนาเครื่องรับในกลุ่มนี้อย่างต่อเนื่อง โดยเราสามารถแบ่งแยกเครื่องรับในกลุ่มนี้ออกได้เป็น 2 กลุ่มย่อย ได้แก่ เครื่องรับแบบเชิงเส้น (Linear Receiver) และเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Receiver) ดังแสดงในรูปที่ 2.15 เครื่องรับที่สำคัญในกลุ่มแรกประกอบด้วย เครื่องรับดีคორเรลเตอร์ (Decorrelator) และเครื่องรับ MMSE (Minimum Mean Square Error) ส่วนเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นที่น่าสนใจได้แก่ เครื่องรับสัญญาณหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบเป็นลำดับ (SIC) เครื่องรับดีคอรเรลเตอร์แบบป้อนกลับการตัดสินใจ (DDF-MD) และเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (PIC)

2.7.1 เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

เครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน (Parallel Interference Cancellation) เครื่องรับชนิดนี้มีหลักการดังนี้ คือ ในขั้นแรกให้ใช้วงจรแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับการตัดสินใจปิด โดยตรงจากสัญญาณที่รับได้ จากนั้น ผู้ใช้แต่ละรายจึงนำผลการตัดสินใจปิดของผู้ใช้รายอื่นไปแก้กลับ เพื่อนำไปหักล้างสัญญาณแทรกสอด MAI ของผู้ใช้รายอื่นออกจากสัญญาณที่รับได้ก่อนนำไปตัดสินใจปิดของตนเองต่อไป การทำงานของผู้ใช้แต่ละรายจึงมีขั้นตอนเหมือนกัน กระทำพร้อมกัน

และขนานกันไป โดยหลักการแล้ว หากการหักล้างสัญญาณแทรกสอด MAI มีความถูกต้อง การตัดสินใจบิตของผู้ใช้แต่ละราย ย่อมจะดีขึ้นกว่าการตัดสินใจบิตโดยตรงจากวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์ กล่าวคือ การประมาณค่าบิต $\hat{b}_1^{(2)}$ ให้ผลที่มีความถูกต้องกว่าการประมาณค่าบิต $\hat{b}_1^{(1)}$ ฉะนั้นจึงเป็นที่น่าสนใจหากจะนำผลการตัดสินใจบิต $\hat{b}_1^{(2)}$ ที่ได้นี้ไปใช้ในกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณรวมที่รับได้ แทนการใช้ค่า $\hat{b}_1^{(1)}$ เพราะการหักล้างสัญญาณแทรกสอดย่อมจะทำให้ดีขึ้น นั่นคือ เราสามารถทำซ้ำกระบวนการหักล้างสัญญาณแทรกสอดได้หลายรอบ ครอบคลุมที่การตัดสินใจบิตยังมีคุณภาพดีขึ้นเรื่อยๆ



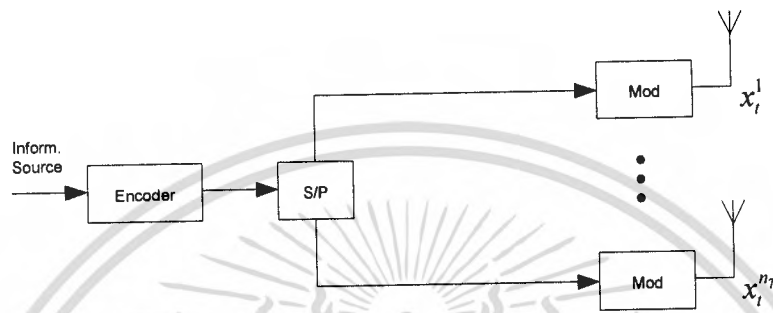
รูปที่ 2.16 โครงสร้างของเครื่องรับหักล้างสัญญาณแทรกสอดแบบขนาน

2.8 รหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การถอดรหัสแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุด (Maximum Likelihood) ความซับซ้อนของเครื่องรับแบบปริภูมิเวลาจะเพิ่มขึ้นในลักษณะที่เป็นเชิงเส้นกับความเร็วของการส่งข้อมูล ในระบบของปริภูมิเวลาจำนวนของเสาทางฝั่งรับจะต้องมีจำนวนเท่ากับหรือมากกว่าจำนวนเสาทางฝั่งภาคส่ง เพื่อให้เป็นผลดีกับการรับสัญญาณและการถอดรหัสข้อมูล



รูปที่ 2.17 สถาปัตยกรรม VLST

2.8.1 เครื่องส่งปริภูมิเวลา (LST Transmitters)

ในระบบเลเซอร์สเปซไทม์มีสถาปัตยกรรมของเครื่องส่งอยู่มากมายหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับว่ามีการเข้ารหัสป้องกันความผิดพลาดหรือไม่และวิธีการในการมอดูเลตสัญลักษณ์ที่ใช้ในเสาอากาศทางฝั่งส่ง ระบบเลเซอร์สเปซไทม์ที่ไม่มีการเข้ารหัสหรือที่เรียกกันว่าเวอริคัลเลเยอร์สเปซไทม์ (Vertical Layered Space-Time : VLST) ดังที่แสดงในรูป 2.17 ข้อมูลอินพุตเขียนแทนได้เป็น 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 โครงสร้างแบบเวอริคัลเลเยอร์จะหมายถึงการส่งสัญญาณแบบเป็นลำดับตามคอลัมน์ของเมตริกซ์ในปริภูมิเวลา (Space-Time Domain) การส่งสัญญาณในรูปแบบดังกล่าวสามารถนำมาประยุกต์ใช้ร่วมกับการเข้ารหัสคอนโวลูชันซึ่งเป็นการเข้ารหัสแบบ 1 มิติ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ ซึ่งคำว่า 1 มิติหมายถึงปริภูมิเวลาในขณะที่รหัสสามารถเป็นหลายมิติได้ในโดเมนเวลา ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

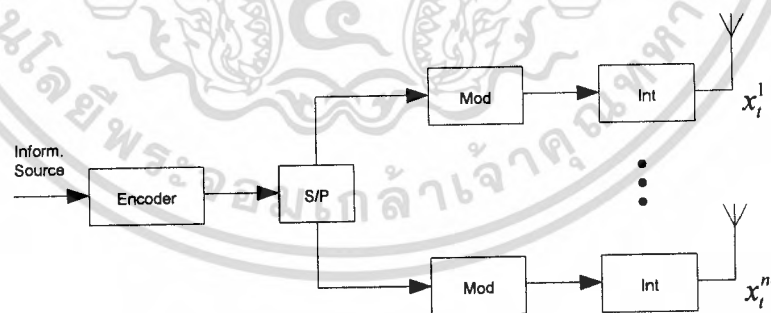
สถาปัตยกรรมแบบเลเยอร์สเปซไทม์แบบต่างๆที่มีการเข้ารหัสได้ถูกแสดงในรูปที่ 2.18, 1.19 และ 2.20 โดยในโครงการนี้ได้เลือกใช้สถาปัตยกรรมแบบทรีดด์เลเยอร์สเปซไทม์ (Threaded Layered Space Time : TLST) ที่มีลักษณะที่ใกล้เคียงกับสถาปัตยกรรมแบบฮอริซอนทัลเลเยอร์สเปซไทม์ (Horizontal Layered Space-Time : HLST)

ในสถาปัตยกรรมแบบฮอริซอนทัลเลเยอร์สเปซไทม์ (HLST) ดังแสดงในรูป 2.18 ในขั้นแรกข้อมูลจะถูกนำไปเข้ารหัสช่องสัญญาณและจะถูกแบ่งข้อมูลเป็นจำนวน n_T สาย ซึ่งข้อมูลในแต่ละสายจะถูกมอดูเลต อินเตอร์ลิฟ และ กำหนดเสาอากาศที่ใช้ในการส่ง ถ้าหากสัญลักษณ์ที่ออกมาจากมอดูเลเตอร์ถูกแทนด้วยสัญลักษณ์ x'_i โดยที่ i แสดงถึงหมายเลขของชั้นสัญญาณและ i หมายถึงช่วงเวลา เมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งจะเขียนได้เป็น

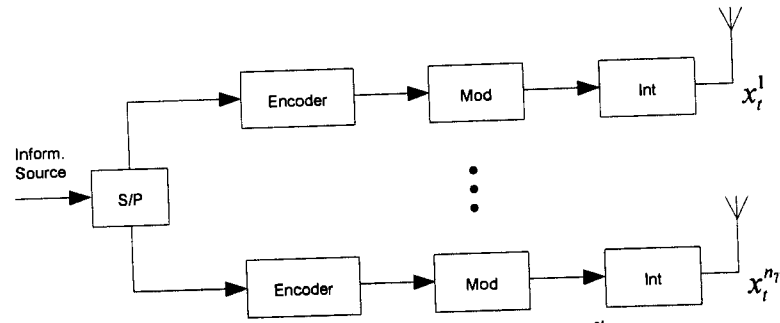
$$\mathbf{X} = [x'_i] \quad (2.27)$$

ยกตัวอย่างในระบบที่มีเสาอากาศทางด้านส่งจำนวนสามเสาจะสามารถเขียนเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งได้เป็น

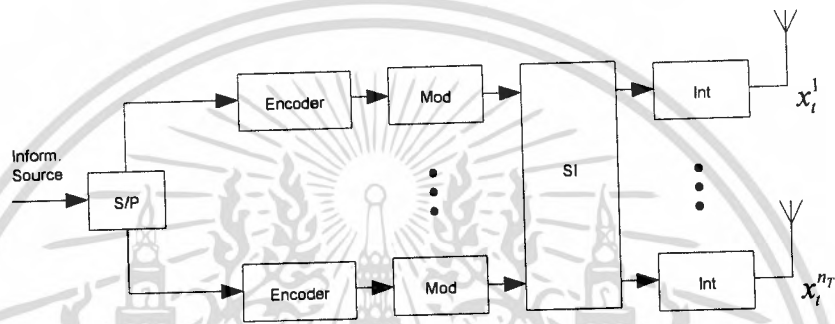
$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & \dots \\ x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.28)$$



รูปที่ 2.18 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรเข้ารหัสหนึ่งตัว



รูปที่ 2.19 สถาปัตยกรรม HLST ที่มีวงจรถ่ายรหัสในแต่ละชั้นสัญญาณ



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 ซึ่งข้อมูลในแต่ละสายข้อมูลย่อยของข้อมูลขนานจะถูกเข้ารหัสอย่างเป็นอิสระต่อกันโดยวงจรถ่ายรหัสของสัญญาณ จากนั้นจะสัญญาณจะถูกทำการอินเทอร์ลีฟ มอดคูเลต และ หลังจากนั้นสัญญาณจะถูกทำการส่งด้วยเสาอากาศที่ได้ทำการกำหนดไว้ ซึ่งสามารถที่จะสมมุติได้ว่าวงจรถ่ายรหัสของสัญญาณในแต่ละชั้นนั้นมีลักษณะที่จำเพาะเจาะจงอย่างไรก็ตามการเข้ารหัสที่แตกต่างกันในแต่ละชั้นสัญญาณสามารถที่จะกระทำได้

ประสิทธิภาพที่มากกว่าสามารถทำได้โดยการใช้สถาปัตยกรรมแบบไดอาโกนอลเลเยอร์สเปซไทม์ (Diagonal Layered Space-Time : DLST) ซึ่งข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสและมอดคูเลตจะถูกกระจายไปในแต่ละเสาส่งตามแนวเส้นทแยงมุมของเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่ง ยกตัวอย่าง เมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งของสถาปัตยกรรมแบบ DLST จะถูกสร้างมาจากเมตริกซ์ X โดยการหน่วงเวลาข้อมูลในแถวที่ i เป็นเวลาเท่ากับ $i-1$ ซึ่งจะ使得ค่าของสมาชิกที่ไม่เป็นศูนย์เรียงตัวในแนวเส้นทแยงมุม สมาชิกของเมตริกซ์ที่อยู่ใต้เส้นทแยงมุมจะมีค่าเท่ากับ 0 ซึ่งสมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมแรกจะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่หนึ่ง สมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สองจะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สอง สมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมที่สามจะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สาม สมาชิกในแนวเส้นทแยงมุมที่สี่จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สี่ตามลำดับ ซึ่งจะทำให้ข้อมูลที่ถูกรับในแต่ละชุดของวงจรเข้ารหัสของสัญญาณถูกกระจายส่งออกไปด้วยเสาอากาศหลายเสา ดังที่ได้แสดงในรูป 2.20 ซึ่งการทำสเปซอินเตอร์ลีฟ (Spatial Interleaving) ของสถาปัตยกรรมแบบ DLST สามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & x_5^1 & x_6^1 & \dots \\ 0 & x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & x_5^2 & \dots \\ 0 & 0 & x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} x_1^1 & x_1^2 & x_1^3 & x_4^1 & x_4^2 & x_4^3 & \dots \\ 0 & x_2^1 & x_2^2 & x_2^3 & x_5^1 & x_5^2 & \dots \\ 0 & 0 & x_3^1 & x_3^2 & x_3^3 & x_6^1 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

แถวของเมตริกซ์ที่อยู่ทางด้านขวาของสมการที่ 2.29 มาจากการการเรียงตัวในแนวเส้นทแยงมุมของเมตริกซ์ทางด้านซ้ายมือ ซึ่งแถวแรกของเมตริกซ์จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาแรก แถวที่สองของเมตริกซ์จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สอง แถวที่สามของเมตริกซ์จะถูกส่งด้วยเสาอากาศเสาที่สาม การจัดลำดับชั้นของสัญญาณตามแนวเส้นทแยงมุมทำให้ได้โคเวอร์ซิตีแบบปริภูมิเวลา (Space Diversity) และจะทำให้ได้ประสิทธิภาพที่มากกว่าการจัดเรียงไปตามแนวนอน อย่างไรก็ตามจะเกิดการสูญเสียประสิทธิภาพของการใช้ spectral ในสถาปัตยกรรมแบบ DLST ที่เกิดจากการที่มีสมาชิกภายในเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งที่มีค่าเป็น 0 ซึ่งสถาปัตยกรรมที่นำมาใช้ในโครงการคือสถาปัตยกรรมแบบ TLST ที่ได้ดัดแปลงมาจากสถาปัตยกรรมแบบ HLST โดยการเพิ่มส่วนของการทำสเปซอินเตอร์ลีฟ (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 ($n_T = 3$) การทำสเปซอินเตอร์ลีฟสามารถแสดงได้เป็น

$$\begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & x_3^1 & x_4^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^2 & x_3^2 & x_4^2 & \dots \\ x_1^3 & x_2^3 & x_3^3 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \longrightarrow \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^3 & x_3^2 & x_4^1 & \dots \\ x_1^2 & x_2^1 & x_3^3 & x_4^2 & \dots \\ x_1^3 & x_2^2 & x_3^1 & x_4^3 & \dots \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสมาชิกของเมตริกซ์มอดคูลุเลชันจะถูกแสดงทางด้านซ้ายของสมการที่ 2.30 ซึ่งสามารถเขียนเป็น x'_i แสดงถึงสัญลักษณ์การมอดคูลุเลชันของชั้นสัญญาณที่ i และที่เวลา t เมตริกซ์ทางด้านซ้ายของสมการที่ 2.30 สามารถเขียนได้เป็น \mathbf{X}' ซึ่งคือเมตริกซ์ของสัญญาณทางด้านภาคส่งของสถาปัตยกรรมแบบ TLST ซึ่งคือสัญลักษณ์ที่ได้จากการมอดคูลุเลต $x_1^1, x_2^2, x_3^3, x_4^4, \dots$ จะถูกสร้างจากวงจรมอดคูลุเลตในชั้นสัญญาณที่ 1, 3, 2 และ 1 ตามลำดับที่จะถูกส่งด้วยเสาอากาศส่งที่ 1

วงจรถ่ายโอนอินเทอร์ลิฟ ในสถาปัตยกรรมแบบ TLST สามารถถูกแสดงด้วยวงจรถ่ายโอนอินเทอร์ลิฟแบบไซคลิกชิฟต์ (Cyclic-Shift) ถ้าเมตริกซ์ทางด้านซ้ายของสมการ 2.27 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

$$x'_{i'} = x'_i, \quad i' = [(i+t-2) \bmod n_r] + 1 \quad (2.31)$$

ประสิทธิภาพของ spectral ของสถาปัตยกรรมแบบ HLST และ TLST คือ Rmn_r โดยที่ Rmn_r 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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

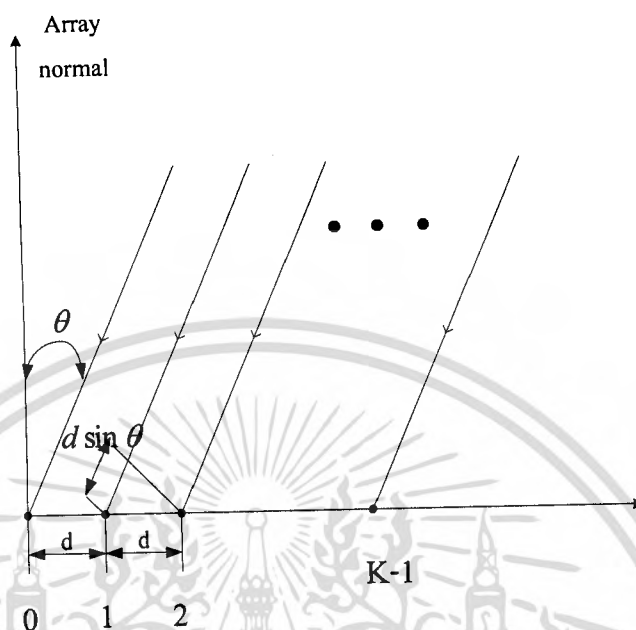
$$\mathbf{r}_r = \mathbf{H}\mathbf{x}_r + \mathbf{n}_r \quad (2.32)$$

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 สเปซซอลอินเตอร์ลีฟ เวกเตอร์ \mathbf{x}_r จะเป็นเมตริกซ์คอลัมน์ที่ t ของ เออาร์พุด ที่ออกมาจากวงจรสเปซซอลอินเตอร์ลีฟซึ่งแทนได้ด้วย \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 ในขณะที่สัมประสิทธิ์การจางหายเชิงซ้อนมีความสัมพันธ์กับรหัสผ่าน การวิเคราะห์นี้สามารถนำมาขยายเพื่อใช้กับวิธีการทำงานของเครื่องรับได้ ดังนั้นเครื่องรับประเภทหลายผู้ใช้งานที่ออกแบบมาสำหรับ CDMA สามารถที่จะนำมาดัดแปลงเพื่อใช้งานกับระบบ LST ภายใต้หลักการเหล่านี้ เครื่องรับที่ออกแบบที่สุดสำหรับระบบ LST ที่ไม่มีการเข้ารหัสคือเครื่องรับหลายผู้ใช้งานแบบความน่าจะเป็นจริงสูงสุดซึ่งทำงานอยู่บนหลักการของเทรลลิส (Trellis) โดยการคำนวณค่าสถิติความน่าจะเป็นจริงสูงสุดเหมือนกับในวิธีการแบบ ไวเทอร์บี ความซับซ้อนของวิธีการนี้จะเป็นอัตราเอ็กซ์โพเนนเชียลกับจำนวนของเสาอากาศทางด้านภาคส่ง

สำหรับระบบเลเซอร์สเปซไทม์ที่มีการเข้ารหัส เครื่องรับออปติ้มจะเป็นการทำงานที่ต้องร่วมกันระหว่างการรับสัญญาณและถอดรหัสข้อมูลซึ่งทำได้โดยการผสมกันระหว่างรหัสเทรลลิสของ เลเซอร์สเปซไทม์ และการเข้ารหัสของสัญญาณ ความซับซ้อนของเครื่องรับจะเป็นฟังก์ชันเอ็กซ์โพเนนเชียลของ โปรดักของจำนวนเสาอากาศส่งและอันดับหน่วยความจำรหัส ซึ่งเป็นผลทำให้เครื่องรับแบบออปติ้มไม่สามารถที่จะนำมาใช้งานในทางปฏิบัติได้ยกเว้นสำหรับการใช้งานเสาอากาศส่งจำนวนน้อยเท่านั้นจึงเป็นสาเหตุที่มีการวิจัยเครื่องรับที่มีสมรรถนะรองลงมาซึ่งเครื่องรับในโครงการนี้เป็นหนึ่งในเครื่องรับที่มีสมรรถนะรองลงมาซึ่งจะกล่าวถึงรายละเอียดในบทที่ 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 จะมีค่านำหน้าเฟสที่เสาอากาศ 0 อยู่เท่ากับ $\kappa k d \sin \theta$ เมื่อ $\kappa = \frac{2\pi}{\lambda}$ และ λ คือค่าความยาวคลื่น เมื่อรวมผลลัพธ์ที่ได้จากทุกเสาอากาศจะได้ค่าของสัมประสิทธิ์อาร์เรย์ (Array Factor : F) คือ

$$F(\theta) = v_0 + v_1 e^{j\kappa d \sin \theta} + v_2 e^{j2\kappa d \sin \theta} + \dots = \sum_{k=0}^{K-1} V_k e^{j\kappa k d \sin \theta} \quad (2.33)$$

โดยที่สมการยังสามารถที่จะแสดงได้ในรูปที่เป็นผลคูณอินเนอร์ (Inner Product)

$$F(\theta) = \mathbf{V}^T \mathbf{v} \quad (2.34)$$

โดยที่

$$\mathbf{V} = [v_0, v_1, \dots, v_{K-1}]^T \quad (2.35)$$

เป็นค่าของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ (Weighting Vector) และ

$$\mathbf{v} = [1, e^{jkd \sin \theta}, \dots, e^{j(K-1)d \sin \theta}]^T \quad (2.36)$$

เป็นค่าของเวกเตอร์การแพร่กระจายแบบอาร์เรย์ (Array Propagation Vector) ที่มีค่าขึ้นอยู่กับของมุมตกกระทบของสัญญาณ

2.10 หลักการของไดเวอร์ซิตี

ไดเวอร์ซิตี (Diversity) เป็นอีกวิธีการหนึ่งที่สามารถช่วยให้การรับส่งสัญญาณมีคุณภาพที่ดีขึ้นโดยไม่จำเป็นต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษรวมเข้าไปกับบิตข้อมูลอย่างที่ต้องใช้ในการเข้ารหัสช่องสัญญาณ และไม่ต้องมีการส่งชุดลำดับการฝึกสำหรับใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรอีควอไลเซอร์ ซึ่งหมายถึงว่าไม่มีการแบ่งแบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณไปใช้ในการปรับปรุงคุณภาพของการรับส่งสัญญาณเลย นอกจากนี้ส่วนของอุปกรณ์ที่ต้องเพิ่มเข้ามาสำหรับการทำไดเวอร์ซิตีก็มีราคาไม่แพงเกินไป ดังนั้นไดเวอร์ซิตีจึงมีประโยชน์อย่างมากในทางปฏิบัติ

หลักการของไดเวอร์ซิตีอาศัยคุณสมบัติพื้นฐานการแพร่กระจายของคลื่นสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซึ่งมักจะมีเส้นทางการแพร่กระจายของสัญญาณหลายเส้นทาง และโดยทั่วไปแล้วถ้าหากการแพร่กระจายของคลื่นในเส้นทางหนึ่งถูกรบกวนอย่างมากจากเฟดดิ้งทำให้สัญญาณที่รับได้มีกำลังที่อ่อนมาก ก็อาจจะมีคลื่นสัญญาณจากเส้นทางอื่นที่ให้สัญญาณกำลังสูง ดังนั้นถ้าหากเราติดตั้งจุดรับสัญญาณมากกว่าหนึ่งแห่งก็จะสามารถรับสัญญาณได้จากหลายเส้นทาง จากนั้นระบบก็จะสามารถที่จะเลือกเฉพาะสัญญาณที่มีกำลังสูงมาใช้ได้ 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

สำหรับไคเวอร์ซิตีแบบรวมสัญญาณโดยใช้อัตราส่วนสูงที่สุดสัญญาณที่ได้รับจากทุกจุดรับสัญญาณทั้ง M แห่งจะถูกนำมารวมกัน โดยให้น้ำหนักที่แตกต่างกันตามขนาดของสัญญาณที่ต้องการต่อกำลังของสัญญาณรบกวน ทั้งนี้ในกระบวนการรวมสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าสัญญาณเหล่านี้มีเฟสที่ตรงกัน ข้อดีของวิธีการนี้ก็คือช่วยให้ภาครับมีโอกาที่จะสามารถได้รับสัญญาณที่มีค่า SNR ขนาดที่ใหญ่ขึ้นกว่าค่า SNR ที่ดีที่สุดของสัญญาณที่รับได้แต่ละแห่ง เทคนิคนี้ค่อนข้างจะมีความซับซ้อนยุ่งยากกว่าวิธีอื่นๆมาก เพราะต้องมีการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนักที่เหมาะสม หากแต่ในปัจจุบันการพัฒนาและความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีกรรมวิธีประมวลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing) ก็ช่วยทำให้การสร้างวงจรเหล่านี้มีความเป็นไปได้ในทางปฏิบัติ

2.11 วงจรกรองปรับตัวได้แบบ RLS

วงจรกรองปรับตัวได้แบบ RLS จัดเป็นกรรมวิธีการแก้ปัญหาวงจรกรองเชิงเส้นชนิดหนึ่งที่มีการทำงานอยู่บนพื้นฐานของวิธีกำลังสองต่ำสุด (Method of Least Square) วิธีดังกล่าวนี้อาศัยการคำนวณโดยตรงกับเวกเตอร์สัญญาณ $\mathbf{u}(n)$ ที่ป้อนเข้าสู่วงจรกรอง ณ ช่วงเวลาที่พิจารณา ดังนั้นกระบวนการคำนวณจึงไม่จำเป็นต้องทราบถึงข้อมูลทางสถิติของเวกเตอร์สัญญาณ $\mathbf{u}(n)$ แต่อย่างใด ผลเฉลยของการปรับสัมประสิทธิ์ให้เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามเวลาเพื่อให้สอดคล้องกับคุณลักษณะของสัญญาณขาเข้า ณ เวลานั้น ทำให้เราสามารถประยุกต์ใช้วงจรกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรับตัวได้แบบ RLS กับสัญญาณขาเข้าที่ไม่มีคุณสมบัติสแตชันนารีได้ กรรมวิธีการปรับตัวของ RLS จึงแตกต่างไปจากการแก้ปัญหาห้วงจรกรองเชิงเส้นด้วยทฤษฎีห้วงจรกรองของวินเนอร์ (Wiener Filter Theory) ที่พิจารณาการคำนวณจากค่าเฉลี่ยทางสถิติ (Ensemble Average) เป็นพื้นฐานในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ผลเฉลี่ยที่ได้จากวิธีของวินเนอร์จะมีเพียงค่าเดียว และค่าที่คำนวณได้นี้มีความเหมาะสมสำหรับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้าตลอดทุกช่วงเวลาที่ยังพิจารณา ฉะนั้นกรรมวิธีของวินเนอร์จึงใช้ได้เฉพาะกับสัญญาณที่มีคุณสมบัติของสแตชันนารี (Stationary)

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

$$\begin{aligned} J(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 \\ &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i)e^*(i) \end{aligned} \quad (2.37)$$

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

$$\begin{aligned} e(i) &= d(i) - y(i) \\ &= d(i) - \sum_{k=0}^{M-1} w_k u(i-k) \\ &= d(i) - \mathbf{w}^H(n) \mathbf{u}(i) \end{aligned} \quad (2.38)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\mathbf{u}(i) = [u(i), u(i-1), \dots, u(i-M+1)]^T \quad (2.39)$$

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

$$\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^T \quad (2.40)$$

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

คุณลักษณะตามธรรมชาติของวิธีกำลังสองต่ำสุดนั้นมีปัญหาเฉพาะตัวของมันเองตรงที่ ข้อมูลขาเข้ามีปริมาณไม่มากพอที่จะใช้ในการแมปสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณขาออกของวงจรกรองให้ได้ผลเฉลยแบบเดียวเสมอ (Input-Output Mapping Uniquely) อีกทั้งสัญญาณรบกวนในระบบยังก่อให้เกิดความไม่แน่นอนในการแมปสัญญาณมากขึ้นไปอีก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีผู้เสนอแนวคิดในการจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้โดยการปรับเพิ่มพจน์ใหม่ให้กับฟังก์ชันต้นทุน (Cost Function) ในสมการที่ (2.37) ดังต่อไปนี้

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i)e^*(i) + \delta \lambda^n \|\mathbf{w}(n)\|^2 \quad (2.41)$$

โดย δ คือพารามิเตอร์รีกูลาไรเซชัน (Regularization Parameter) ที่เป็นค่าจำนวนจริงบวก พจน์ที่เพิ่มเข้ามานี้ช่วยทำให้การหาผลเฉลยของกรรวิธี RLS มีเสถียรภาพและราบเรียบมากขึ้น

ในการหาค่าต่ำสุดของค่าความผิดพลาดกำลังสอง (Least Square Error) จะกำหนดให้ค่าเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ $\mathbf{w}(n)$ มีค่าคงที่ตลอดช่วงเวลา $0 < i \leq 1$ และหาค่าต่ำสุดจากการคำนวณค่าเกรเดียนต์ของ $J(n)$ ในสมการที่ (2.41) โดยการหาอนุพันธ์ของ $J(n)$ เทียบกับ w_k และกำหนดให้เป็นศูนย์ เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$ ในที่นี้แยกพิจารณาพจน์แรกด้านขวามือของสมการที่ (2.41) ก่อน จากการแทนค่าถ่วงน้ำหนักของเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ลำดับที่ k ด้วย w_k ซึ่ง

$$w_k = a_k + jb_k, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.42)$$

แทนความสัมพันธ์ในสมการที่ (2.42) ลงในสมการที่ (2.38) จะได้

$$e(i) = d(i) - \sum_{k=0}^{M-1} (a_k - jb_k)u(i-k) \quad (2.43)$$

ค่าเกรเดียนต์เวกเตอร์ลำดับที่ k คือ

$$\underline{\nabla}_k J(n) = \frac{\partial J(n)}{\partial a_k} + j \frac{\partial J(n)}{\partial b_k} \quad (2.44)$$

แทนความสัมพันธ์พจน์แรกด้านขวามือของสมการที่ (2.41) ลงในสมการที่ (2.44) และตั้งสมมติฐานว่าค่าความผิดพลาดจากการประมาณเป็นค่าเชิงซ้อน ดังนั้น

$$\underline{\nabla}_k J(n) = - \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left[e(i) \frac{\partial e^*(i)}{\partial a_k} + e^*(i) \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} + je(i) \frac{\partial e^*(i)}{\partial b_k} + je^*(i) \frac{\partial e(i)}{\partial b_k} \right] \quad (2.45)$$

เนื่องจาก

$$\begin{aligned} \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} &= -u(i-k) \\ \frac{\partial e^*(i)}{\partial a_k} &= -u^*(i-k) \\ \frac{\partial e(i)}{\partial b_k} &= ju(i-k) \\ \frac{\partial e^*(i)}{\partial b_k} &= ju^*(i-k) \end{aligned} \quad (2.46)$$

แทนความสัมพันธ์เหล่านี้ลงไปนสมการที่ (2.45) ผลที่ได้คือ

$$\underline{\nabla}_k J(n) = -2 \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) e^*(i) \quad (2.47)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) e_{\min}^*(i) = 0, \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.48)$$

นอกเหนือจากหลักการของความตึงฉาก เราสามารถแสดงเงื่อนไขของกำลังสองต่ำสุด ได้ อีกวิธีหนึ่ง โดยการแทนค่าความผิดพลาดต่ำสุด $e_{\min}(i) = \sum_{t=0}^{M-1} \hat{w}_t u(i-t)$ ในสมการที่ (2.48) และได้ เป็นสมการที่มีชื่อเฉพาะว่าสมการปกติ (Normal Equations) คือ

$$\sum_{t=0}^{M-1} \hat{w}_t \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) u^*(i-t) \right] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) d^*(i), \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.49)$$

จากสมการที่ (2.49) เราสามารถนำมาพิจารณาที่ละพจน์ได้ดังนี้

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

$$\phi(t, k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) u^*(i-t), \quad 0 \leq (t, k) \leq M-1 \quad (2.50)$$

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

$$z(-k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} u(i-k) d^*(i), \quad 0 \leq (k) \leq M-1 \quad (2.51)$$

ฉะนั้นสมการที่ (2.49) สามารถพรรณนาในรูปที่กระชับขึ้นได้ ดังนี้

$$\sum_{t=0}^{M-1} \hat{w}_t \phi(t, k) = z(-k), \quad k = 0, 1, \dots, M-1 \quad (2.52)$$

หรือจะเขียนสมการปกติในรูปของเมทริกซ์ได้ ดังนี้คือ

$$\Phi(n) \hat{w}(n) = z(n) \quad (2.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 (2.41) โดยการหาอนุพันธ์เทียบกับ w_k จะได้ความสัมพันธ์ในรูปของเมตริกซ์เท่ากับ $\delta\lambda^n \mathbf{I}$ เมื่อ \mathbf{I} คือเมตริกซ์เอกลักษณ์ที่มีขนาดเท่ากับ $M \times M$ ดังนั้น เมื่อพิจารณาเงื่อนไขของค่าฟังก์ชันต้นทุนต่ำสุดจากสมการที่ (2.41) ทำให้ได้ $\Phi(n)$ ในรูปแบบ ดังนี้

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) + \delta\lambda^n \mathbf{I} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ (2.53) กำหนดให้ $\mathbf{z}(n)$ แทนค่าเฉลี่ยทางเวลาของเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ (time-averaged cross-correlation vector) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(i)$ กับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $\mathbf{u}(i)$ ที่มีขนาดเท่ากับ $M \times 1$ มีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{z}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i) d^*(i) \quad (2.55)$$

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

$$\hat{\mathbf{w}}(n) = [\hat{w}_0(n), \hat{w}_1(n), \dots, \hat{w}_{M-1}(n)]^T \quad (2.56)$$

การคำนวณโดยวิธีรีเคอร์ซีฟ

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

$$\Phi(n) = \lambda \left[\sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-1-i} \mathbf{u}(i) \mathbf{u}^H(i) + \delta\lambda^{n-1} \mathbf{I} \right] + \mathbf{u}(n) \mathbf{u}^H(n) \quad (2.57)$$

พบว่าพจน์ในวงเล็บของสมการ (2.57) มีค่าเท่ากับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ขาเข้าที่เวลา $n-1$ ดังนั้น จึงเขียนความสัมพันธ์ใหม่ในรูป

$$\Phi(n) = \lambda\Phi(n-1) + \mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n) \quad (2.58)$$

อาศัยแนวคิดเช่นเดียวกันกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(i)$ กับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $\mathbf{u}(i)$ ในสมการ (2.55) จะได้

$$\mathbf{z}(n) = \lambda\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{u}(n)d^*(n) \quad (2.59)$$

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

จากความสัมพันธ์ของสมการปกติที่แสดงในสมการที่(2.53)เราสามารถคำนวณหาค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม $\hat{\mathbf{w}}(n)$ ได้ทันทีโดยการคูณเมตริกซ์ผกผันของ $\Phi(n)$ ทั้งสองด้านของสมการ อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติเรามักจะพยายามหลีกเลี่ยงการคำนวณหาเมตริกซ์ผกผันโดยตรง เพราะจะเสียเวลาในการคำนวณมากโดยเฉพาะเมื่อเมตริกซ์มีขนาดใหญ่มาก ดังนั้น โดยทั่วไปจึงมีการนำทฤษฎีเมตริกซ์อินเวอร์ชันชั้นเลมมา (Matrix Inversion Lemma) มาประยุกต์ใช้ อย่างไรก็ตาม เมตริกซ์สหสัมพันธ์ $\Phi(n)$ ต้องมีคุณสมบัติไม่เอกฐาน (Nonsingularity) นั่นคือต้องสามารถหา เมตริกซ์ผกผันได้ด้วย

ทฤษฎีเมตริกซ์อินเวอร์ชันชั้นเลมมากล่าวถึงความสัมพันธ์ของการหาเมตริกซ์ผกผันดังรายละเอียดต่อไปนี้ ถ้าหากเมตริกซ์ \mathbf{A} สามารถเขียนได้เป็น

$$\mathbf{A} = \mathbf{B}^{-1} + \mathbf{C}\mathbf{D}^{-1}\mathbf{C}^H \quad (2.60)$$

จะได้ว่าเมตริกซ์ผกผันของ \mathbf{A} มีค่าเป็นดังนี้

$$\mathbf{A}^{-1} = \mathbf{B} - \mathbf{B}\mathbf{C}(\mathbf{D} + \mathbf{C}^H\mathbf{B}\mathbf{C})^{-1}\mathbf{C}^H\mathbf{B} \quad (2.61)$$

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1}\Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2}\Phi^{-1}(n-1)\mathbf{u}(n)\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (2.62)$$

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

$$\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n) \quad (2.63)$$

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

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)}{1 + \lambda^{-1}\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)} \quad (2.64)$$

ดังนั้น สามารถเขียนสมการ (2.62) ในรูป

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (2.65)$$

เมื่อจัดรูปแบบสมการ(2.64) ใหม่จะได้

$$\begin{aligned} \mathbf{k}(n) &= \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) \\ &= [\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)]\mathbf{u}(n) \\ &= \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n) \\ &= \Phi^{-1}(n)\mathbf{u}(n) \end{aligned} \quad (2.66)$$

ต่อไปจะหาสมการรีเคอร์ซีฟสำหรับการประมาณค่าเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ชุดใหม่ $\hat{\mathbf{w}}(n)$ จากสมการ(2.53), (2.59) และ (2.63)

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n) &= \Phi^{-1}(n)\mathbf{z}(n) \\ &= \mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n) \\ &= \lambda\mathbf{P}(n)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \end{aligned} \quad (2.67)$$

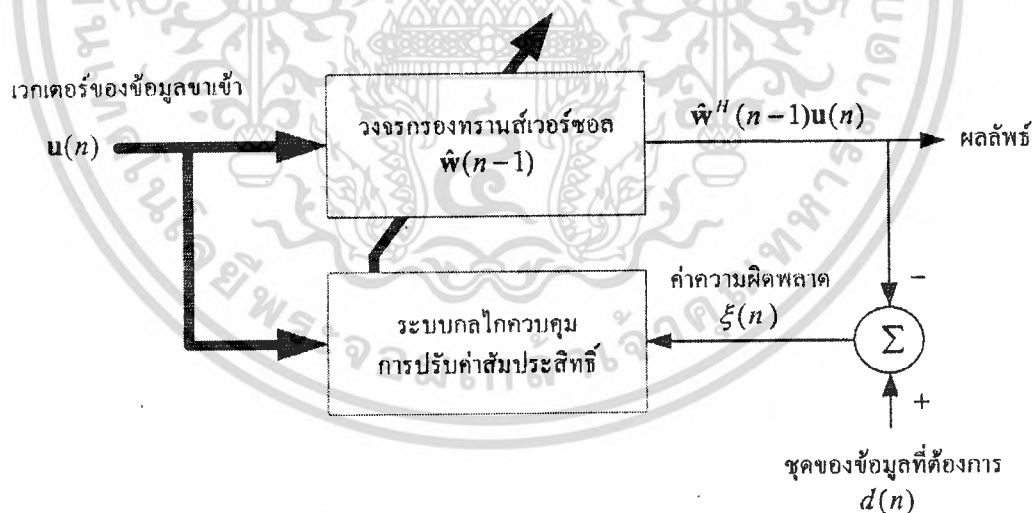
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนสมการ (2.63) ลงในพจน์แรกของ $\mathbf{P}(n)$ ในสมการ (2.65) และใช้สมการ $\mathbf{k}(n) = \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)$ ดังนั้น

$$\begin{aligned}\mathbf{w}(n) &= \mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\mathbf{P}(n-1)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) & (2.68) \\ &= \Phi^{-1}(n-1)\mathbf{z}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\Phi^{-1}(n-1)\mathbf{z}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{P}(n)\mathbf{u}(n)d^*(n) \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)[d^*(n) - \mathbf{u}^H(n)\hat{\mathbf{w}}(n-1)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n-1) + \mathbf{k}(n)\xi^*(n)\end{aligned}$$

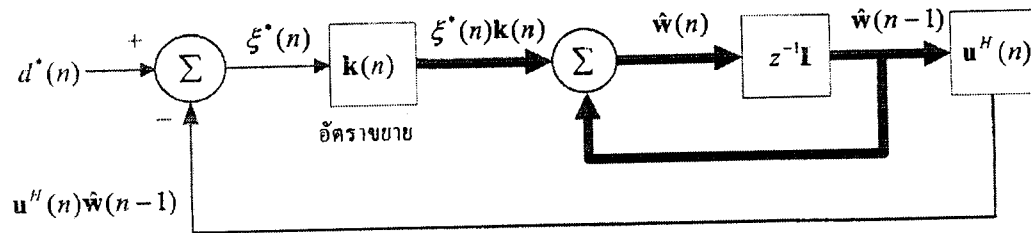
เมื่อ $\xi(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดจากการใช้เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรชุดเก่าที่เวลา $n-1$ มาประมาณข้อมูลใหม่ $d(n)$ ที่เวลา n (A Priori Estimation Error)

$$\begin{aligned}\xi(n) &= d(n) - \mathbf{u}^T(n)\hat{\mathbf{w}}^*(n-1) & (2.69) \\ &= d(n) - \hat{\mathbf{w}}^H(n-1)\mathbf{u}(n)\end{aligned}$$



รูปที่ 2.22 แผนภาพแสดงการทำงานของอัลกอริทึม RLS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดประสิทธิภาพในระบบปรับตัว

ในระบบปรับตัวทุกระบบมีความจำเป็นที่จะต้องทำการวัดประสิทธิภาพ โดยการทำการเปรียบเทียบระหว่างอัลกอริทึมต่างๆ ซึ่งนอกจากต้องทำการเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของตัวกรองแล้วยังต้องทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอัลกอริทึมอีก เพื่อช่วยในการตัดสินใจเลือกใช้ อัลกอริทึมที่ให้การตอบสนองที่ดี การวัดประสิทธิภาพของอัลกอริทึมมีหลายวิธีดังจะกล่าวต่อไปนี้

1. ความเร็วในการลู่เข้า (Convergence Rate)

อัตราในการลู่เข้าของระบบปรับตัวเป็นคุณสมบัติที่สำคัญมากซึ่งจะต้องทำการวัดเพื่อให้ได้ตามความต้องการของงานที่จะนำไปใช้ซึ่งโดยทั่วไปแล้วความเร็วในการลู่เข้านั้นสามารถเปรียบเทียบประสิทธิภาพของอัลกอริทึมได้ 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

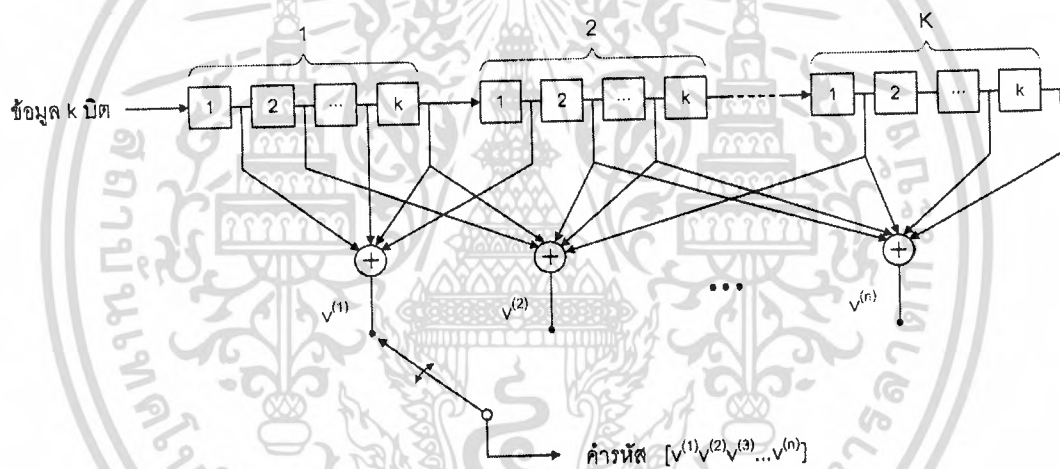
4. ความซับซ้อนในการประมวลผล (Computation Complexity)

ความซับซ้อนในการประมวลผลมีความสำคัญมากในการนำระบบปรับตัวไปใช้งานจริง โดยทั่วไปต้องการความซับซ้อนในการประมวลผลที่ต่ำ ทำให้การสร้างมีราคาถูก

2.12 รหัสคอนโวลูชัน

การเข้ารหัสคอนโวลูชัน (Convolution Code) มีโครงสร้างทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 2.21 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



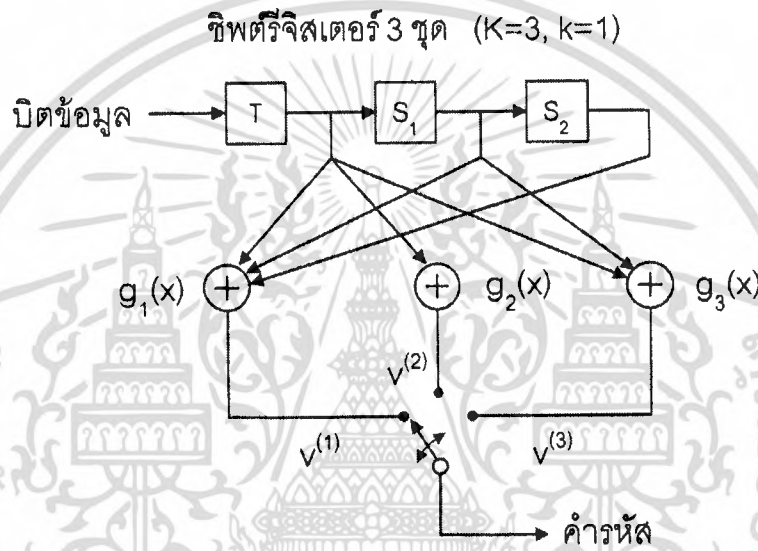
รูปที่ 2.24 โครงสร้างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน

การทำงานของวงจรเข้ารหัสเป็นดังนี้คือ ในการเข้ารหัสแต่ละครั้งจะต้องป้อนข้อมูลเข้าสู่วงจรจำนวน k บิตโดยอาศัยการเลื่อนบิตข้อมูลเข้าสู่ชิฟต์รีจิสเตอร์ เป็นจำนวน k ครั้งนั่นเอง จากนั้นจึงอ่านค่าของค่ารหัสที่ได้ทางด้านออกของวงจร 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

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

สำหรับค่าของค้ำรหัสที่ได้แต่ละบิตขึ้นอยู่กับว่าเราจะนำบิตใดบ้างในจำนวน kK บิต มาใช้ประกอบในการคำนวณผลบวกแบบมอดุโล 2 โดยทั่วไปเราจะแสดงโครงสร้างในส่วนนี้ในรูปแบบของพหุนามตัวก้ำเนิด (Generator Polynomial)

ตัวอย่างการเข้ารหัสคอนโวลูชัน



รูปที่ 2.25 ตัวอย่างวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน

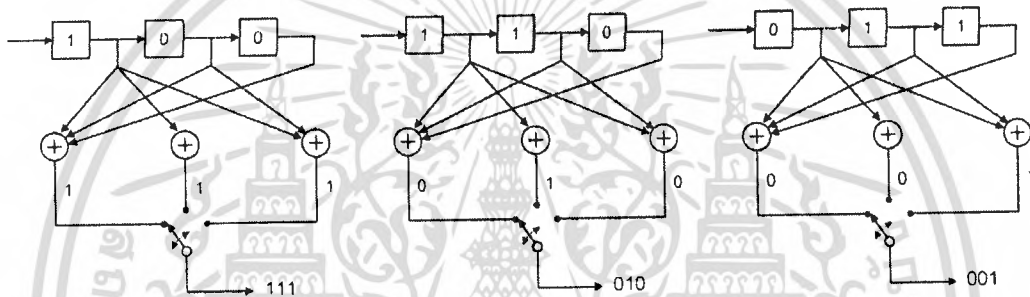
ในการทำความเข้าใจกับกลไกการทำงานของวิธีการเข้ารหัสคอนโวลูชัน เราจะอาศัยวงจรเข้ารหัสที่มีอัตราการเข้ารหัสเท่ากับ $1/3$, $K=3$, และ $k=1$ ในรูปที่ 2.22 เป็นตัวอย่างในการอธิบาย จากวงจรในรูปจะเห็นว่า $k=1$ ดังนั้นจำนวนบิตที่จะเลื่อนเข้าสำหรับการเข้ารหัสแต่ละครั้งมีค่าเพียง 1 บิต ค่า $K=3$ และ $k=1$ หมายความว่าต้องใช้ชิฟต์รีจิสเตอร์จำนวน 3 ชุด และในรูป ประกอบด้วยวงจรพหุนามตัวก้ำเนิด 3 ชุด คือ $g_1(x)$, $g_2(x)$ และ $g_3(x)$ โดยที่

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

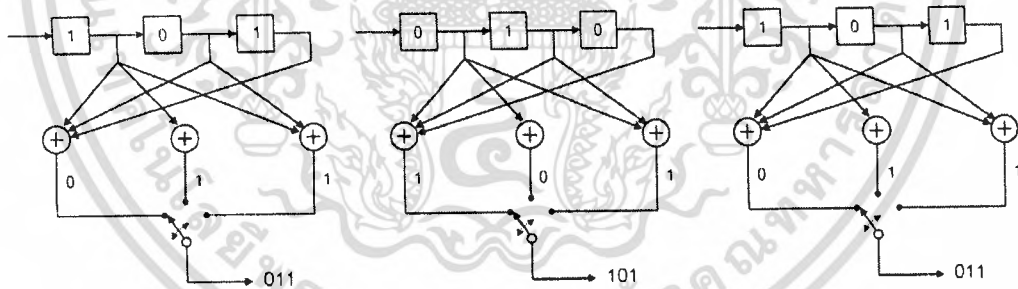
$$g_2(x) = 1$$

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

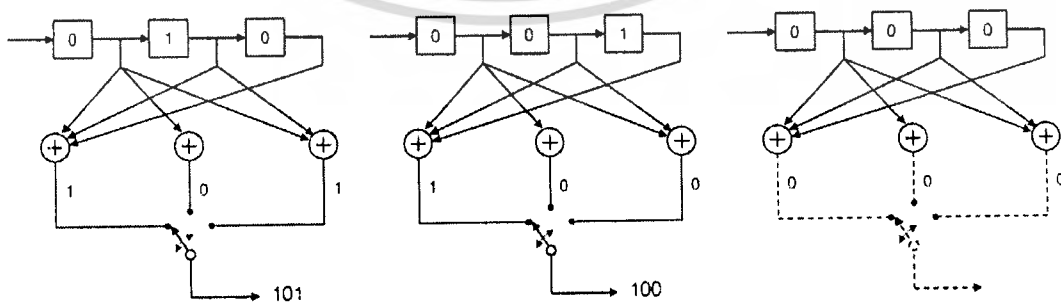
การเข้ารหัสข้อมูลแต่ละบิตจะให้เป็นการรหัสที่มีจำนวนมากถึง 3 บิต ได้แก่ $v^{(1)}, v^{(2)}, v^{(3)}$ ค่าเหล่านี้คือค่าที่ได้จากขาออกของวงจรพหุนามของ $g_1(x), g_2(x)$ และ $g_3(x)$ นั้นเอง โดยกระบวนการอ่านค่าเหล่านี้จะวนสลับกันไป ยกตัวอย่างเช่น ถ้าข้อมูลหกบิตแรกที่ป้อนเข้าสู่วงจรเข้ารหัสมีค่าเป็น 110101 คำรหัสที่ได้จากวงจรเข้ารหัสจะมีค่าเท่ากับ 111 010 001 011 101 011 101 100 สำหรับรายละเอียดการเข้ารหัสอย่างเป็นขั้นตอนของทั้ง หกบิต สามารถดูได้จากรูปที่ 2.23 สังเกตว่า ทุกครั้งที่ถึงสิ้นสุดการเข้ารหัสบิตข้อมูลแต่ละชุดจะต้องมีการเพิ่มบิตพิเศษเพิ่มเติม ที่เรียกว่า บิตหาง (Tail Bits) ต่อท้ายบิตข้อมูล ทั้งนี้ก็เพื่อปรับให้ซีพรีจิสเตอร์กลับคืนสู่สถานะเดียวกับตอนเริ่มต้นซึ่งมีค่าเป็น 0 ทั้งหมด



(ก) รายละเอียดการเข้ารหัสสามบิตแรก



(ข) รายละเอียดการเข้ารหัสสามบิตที่เหลือ

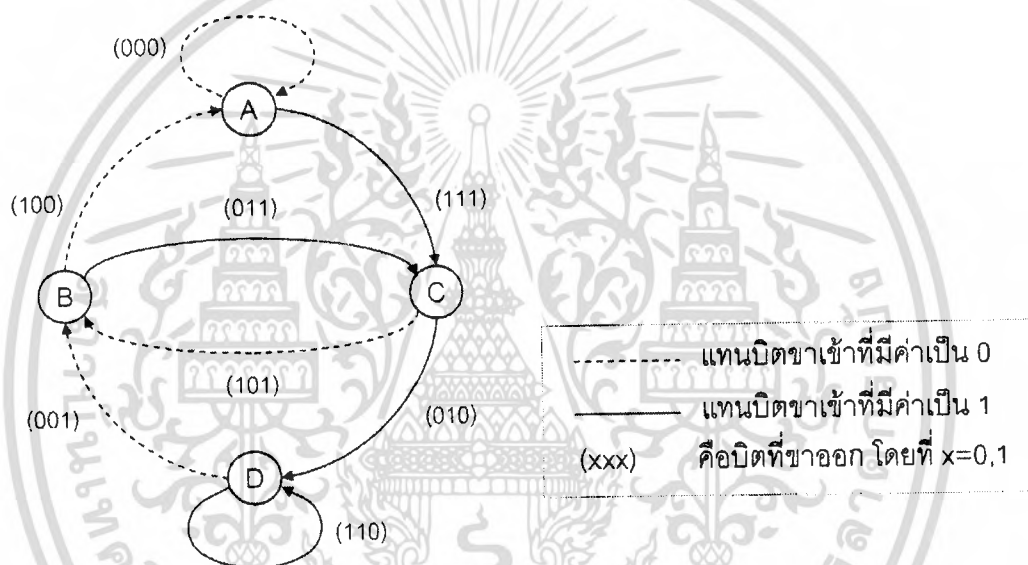


(ค) รายละเอียดการเข้ารหัสบิตหางที่มีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด

รูปที่ 2.26 ตัวอย่างขั้นตอนการเข้ารหัสของข้อมูล 110101 โดยใช้วงจรเข้ารหัสในรูปที่ 2.21 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แผนภาพการเปลี่ยนสถานะ

ในการพิจารณาและเข้าใจถึงคุณลักษณะของวงจรเข้ารหัสเราสามารถใช่แผนภาพแสดงการเปลี่ยนสถานะ (State Transition Diagram) ช่วยในการอธิบายได้ดังแสดงในรูปที่ 2.27 โดยกำหนดให้สถานะหมายถึงค่าของชิฟต์รีจิสเตอร์ S_1 และ S_2 นั้นเอง ดังนั้นจึงมีสถานะได้ทั้งสิ้น 4 สถานะ ดูรายละเอียดการกำหนดสถานะได้ในตารางที่ 2.5 การเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสขึ้นอยู่กับบิตข้อมูลที่ป้อนเข้าสู่วงจร เส้นประ หมายถึงว่า ข้อมูลบิตที่เข้ามามีค่าเป็น 0 และเส้นทึบหมายถึงว่าข้อมูลบิตที่เข้ามาเป็น 1 ส่วนค่าในวงเล็บคือค่ารหัสที่ได้จากการเข้ารหัส



รูปที่ 2.27 แผนภาพการเปลี่ยนสถานะของวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชันตามโครงสร้างในรูปที่ 2.22

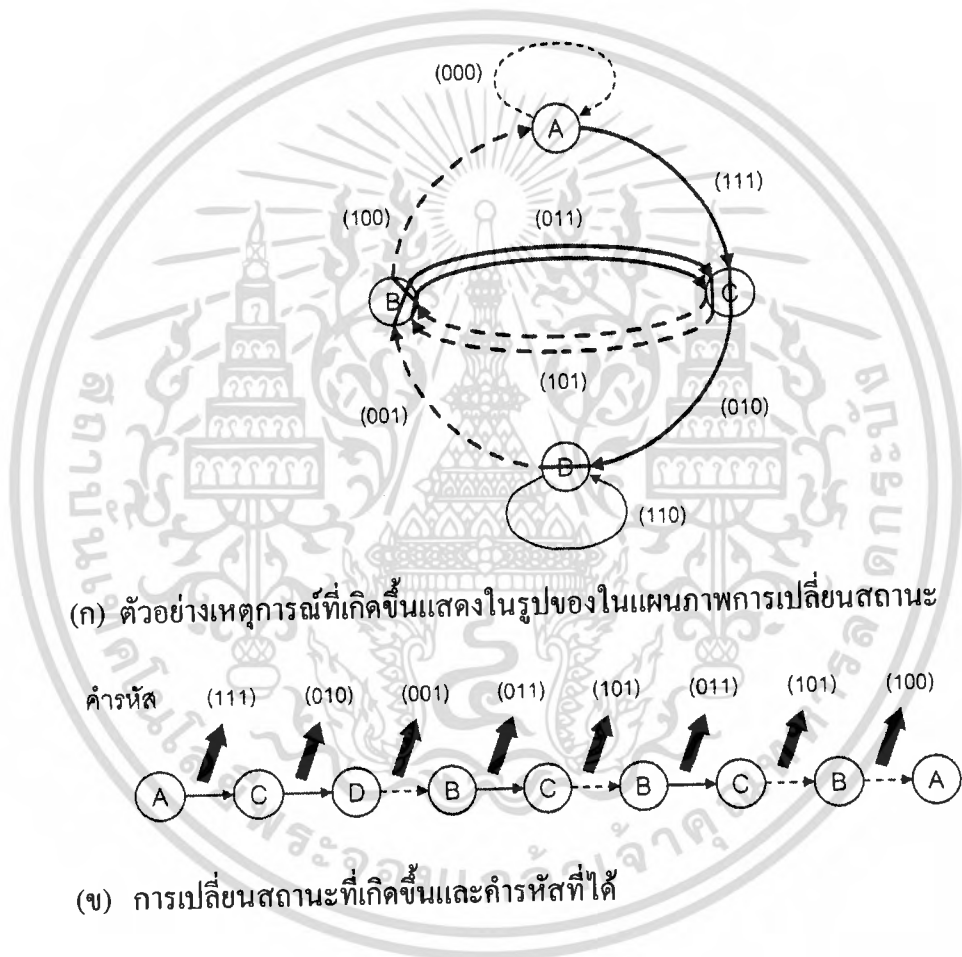
สถานะ	s_1	s_2
A	0	0
B	0	1
C	1	0
D	1	1

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 อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร ส่งผลให้วงจรเปลี่ยนสถานะจาก A ไปเป็น C ($s_1 = 1$ และ $s_2 = 0$) ดูทั้งรูปที่ 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

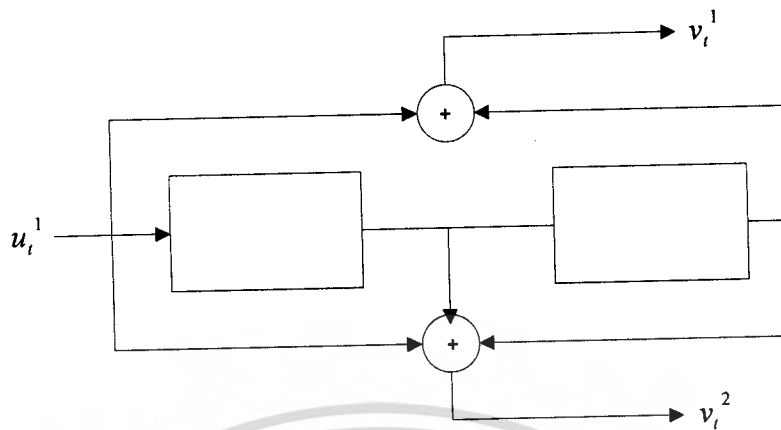
2.13 การถอดรหัสแบบแมป (MAP Decoding Principles)

ตัวแปร n, k, m ในรหัสคอนไวลูชัน สามารถทำได้โดยการป้อนอินพุต k เข้าไป แล้วได้ผลลัพธ์เอาต์พุต n ($n > k$) ซึ่งเป็น วงจรอนุกรมเชิงเส้นกับหน่วยความจำรหัสอินพุต m ในการสร้างสัญญาณ โดยรหัสคอนไวลูชัน 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 $(5_8, 7_8)$ สมการของตัวเข้ารหัส สามารถเขียนได้เป็น

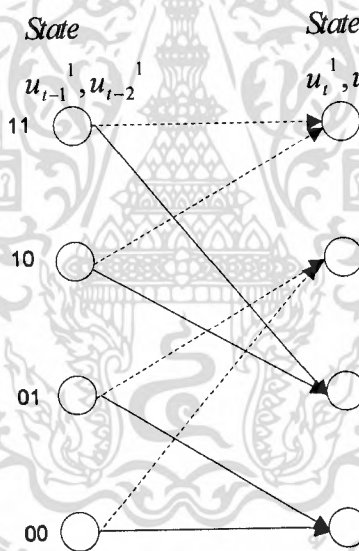
$$\mathbf{v}^1 = \mathbf{u} * \mathbf{g}^1 \quad (2.70)$$

$$\mathbf{v}^2 = \mathbf{u} * \mathbf{g}^2 \quad (2.71)$$

ซึ่ง * แสดงถึงการ คอนไวลูชัน และ การทำงานทั้งหมด คือ มอดูโล 2



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



รูปที่ 2.30 สถานะในเทรลิสต์ โคอะแกรม สำหรับ รหัสคอนโวลูชันไบนารี (2,1,2)

วิธีที่สะดวกและง่ายสำหรับการอธิบาย ขั้นตอนการเข้ารหัส และ ถอดรหัส คือ การใช้แผนภาพเทรลิสต์ สถานะ ของเทรลิสต์สำหรับอินพุตที่เวลา t สำหรับรหัสไบนารี (2,1,2) แสดงในรูปที่ 2.30 แผนภาพเทรลิสต์นี้ ประกอบด้วยสถานะ N สถานะซึ่ง N คือจำนวนของอินพุต N แต่ละตัวจะประกอบไปด้วยบิตข้อมูลอินพุต k สถานะของวงจรเข้ารหัสคือกลุ่มของซีฟต์รีจิสเตอร์ของตัวเอง วงจรเข้ารหัสที่มีหน่วยความจำทั้งหมด K จะมีจำนวนของสถานะเท่ากับ 2^k ในแต่ละบิตของอินพุต k จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงไปสู่สถานะใหม่ขึ้นทุกๆบิต ด้วยเหตุนี้ แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 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

$$P(E | \mathbf{r}) = P(\hat{\mathbf{u}} \neq \mathbf{u}) = P(\hat{\mathbf{v}} \neq \mathbf{v}) \quad (2.72)$$

ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของตัววงจรถอดรหัสคือ

$$P(E) = \sum_{\mathbf{r}} P(E | \mathbf{r}) P(\mathbf{r}) \quad (2.73)$$

ในเทอมของ $P(\mathbf{r})$ จะเป็นตัวแปรอิสระจากอัลกอริทึมของการถอดรหัส ดังนั้น ค่าความน่าจะเป็นที่น้อยที่สุดในการเกิดความผิดพลาดในสมการที่ 2.73 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

$$P(\hat{\mathbf{v}} = \mathbf{v} | \mathbf{r}) = \frac{P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) P(\mathbf{v})}{P(\mathbf{r})} \quad (2.74)$$

ถ้า ลำดับของการเข้ารหัสเท่ากันหมด จะได้การถอดรหัสที่มีค่าออปติ멈สำหรับช่องสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องซึ่งสามารถหาได้จาก

$$P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) = \prod_i P(r_i | v_i) \quad (2.75)$$

เราสามารถแก้ไขสมการที่ 2.75 ให้ซับซ้อนน้อยลงด้วยการ หาค่าที่มากที่สุดของสมการนี้ โดยการ ใช้ ฟังก์ชัน $\log x$ โดยที่ $\log x$ เป็นฟังก์ชันที่เพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง โดยสมการ 2.75 สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\log P(\mathbf{r} | \mathbf{v}) = \sum_i \log P(r_i | v_i) \quad (2.76)$$

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

อัลกอริทึมการถอดรหัสแบบแมป

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

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

$$\Lambda(u_i) = \log \frac{P\{u_i = 1 | \mathbf{r}\}}{P\{u_i = 0 | \mathbf{r}\}} \quad (2.77)$$

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

$$\Lambda(u_i) = \begin{cases} 1, & \text{if } \Lambda(u_i) > 0 \\ 0, & \text{Otherwise} \end{cases} \quad (2.78)$$

APP ในสมการที่ 2.77 สามารถที่จะคำนวณได้จากแผนภาพเทรลลิส

$$P\{u_i = 0 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_i^0} P\{S_{i-1} = m', S_i = m | \mathbf{r}\} \quad (2.79)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P\{u_t = 1 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_t^1} P\{S_{t-1} = m', S_t = m | \mathbf{r}\} \quad (2.80)$$

S_{t-1} กับ S_t เป็นสถานะของวงจรลอจิกที่เวลา $t-1$ 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 2.79 และ 2.80 สามารถเขียนได้เป็น

$$P\{u_t = 0 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_t^0} \frac{P\{S_{t-1} = m', S_t = m | \mathbf{r}\}}{P(\mathbf{r})} \quad (2.81)$$

$$P\{u_t = 1 | \mathbf{r}\} = \sum_{(m', m) \in B_t^1} \frac{P\{S_{t-1} = m', S_t = m | \mathbf{r}\}}{P(\mathbf{r})} \quad (2.82)$$

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

ในการคำนวณค่า APP ของบิตข้อมูลให้เป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ ฟังก์ชันของความน่าจะเป็นต่อไปนี้จะถูกกำหนดขึ้น

$$\alpha_t(m) = P\{S_t = m, \mathbf{r}_t^1\} \quad (2.83)$$

$$\beta_t(m) = P\{\mathbf{r}_{t+1}^N | S_t = m\} \quad (2.84)$$

$$\gamma_t^i(m', m) = P\{u_t = i, S_t = m, \mathbf{r}_t | S_{t-1} = m'\} \quad (2.85)$$

โดยที่

$$\mathbf{r}_t = (r_{t,0}, \dots, r_{t,i}, \dots, r_{t,n-1}) \quad (2.86)$$

$$\mathbf{r}_t^k = (\mathbf{r}_t, \mathbf{r}_{t+1}, \dots, \mathbf{r}_k) \quad (2.87)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$P\{S_{t-1} = m', S_t = m, \mathbf{r}\} = \alpha_{t-1}(m) \sum_{i \in 0,1} \gamma_i^i(m', m) \beta_i(m) \quad (2.88)$$

โดยที่ $\alpha_i(m)$ และ $\beta_i(m)$

$$\alpha_i(m) = \sum_{m'} \alpha_{i-1}(m) \sum_{i \in 0,1} \gamma_i^i(m', m) \quad (2.89)$$

$$\beta_i(m) = \sum_{m'} \beta_{i+1}(m) \sum_{i \in 0,1} \gamma_i^i(m', m) \quad (2.90)$$

และ $\gamma_i^i(m', m)$ คือความน่าจะเป็นของการเปลี่ยนแปลงช่องสัญญาณ (Channel Transition Probability) ให้ค่านำหน้าจากค่าความน่าจะเป็นของบิตข้อมูล ความน่าจะเป็นเบื้องหลัง $P_i(u_i = i), i = 0,1$ โดยที่ u_i คือ สัญลักษณ์ของข้อมูลซึ่งสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลง $S_{t-1} = m' \rightarrow S_t = m$ สัมประสิทธิ์ $\gamma_i^i(m', m)$ สามารถเขียนได้เป็น

$$\gamma_i^i(m', m) = P_i(u_i = i) \prod_{j=0}^{j=n-1} P\{r_{i,j} | x_{i,j}\} \quad (2.91)$$

$$P\{r_{i,j} | x_{i,j}\} = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{(r_{i,j} - x_{i,j})^2}{2\sigma^2}} \quad (2.92)$$

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

ถ้าเราสมมติว่าวงจรถอดรหัสเริ่มต้นและจบการทำงานที่สถานะที่ 0 เงื่อนไขของขอบเขต (The Boundary Condition) จะเป็น

$$\alpha_0(0) = 1, \alpha_0(m) = 0, \text{ for } m \neq 0 \quad (2.93)$$

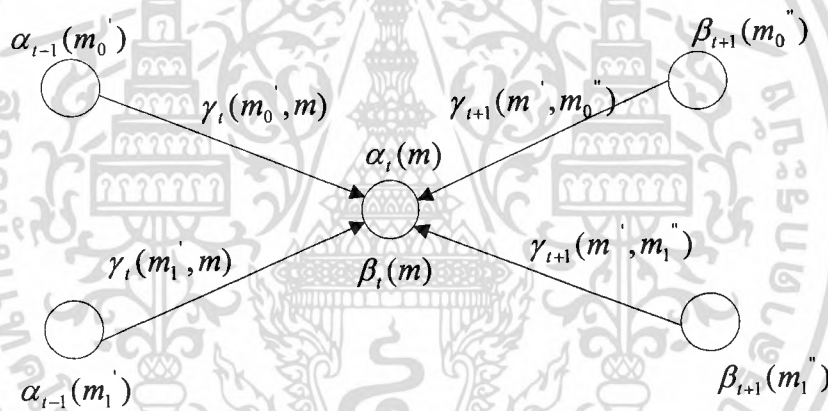
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\beta_N(0) = 1, \beta_N(m) = 0, \text{ for } m \neq 0 \quad (2.94)$$

อัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงแบบลอการิทึมสามารถเขียนได้เป็น

$$\Lambda(u_t) = \log \frac{\sum_{(m',m) \in B^1} \alpha_{t-1}(m') \gamma_t^1(m',m) \beta_t(m)}{\sum_{(m',m) \in B^0} \alpha_{t-1}(m') \gamma_t^0(m',m) \beta_t(m)} \quad (2.95)$$

โดยปกติอัลกอริทึมที่ได้กล่าวถึงมานั้นจะหมายถึง อัลกอริทึมการเรียกตัวเองทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง ถ้าสัมประสิทธิ์ $\alpha_t(m)$ ถูกคำนวณอย่างวนซ้ำ ตั้งแต่จุดเริ่มต้นของเทรลลิส และ สัมประสิทธิ์ $\beta_t(m)$ ถูกคำนวณอย่างวนซ้ำ เริ่มที่ตอนท้ายของเทรลลิส



รูปที่ 2.31 ภาพแสดงรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลัง

ในรูปที่ 2.31 แสดงการนำเสนอในรูปแบบของรูปภาพรีเคอร์ชันทั้งแบบไปทางด้านหน้าและด้านหลังจากภาพ $\alpha_{t-1}(m')$ แสดงสัมประสิทธิ์ α สำหรับสถานะ m' ในสถานะที่ $(t-1)th$ ซึ่งเชื่อมต่อกับสถานะ m ในสถานะเทรลลิสที่ $t-th$ และมีการเปลี่ยนแปลงจาก $S_{t-1} = m' \longrightarrow S_t = m$ โดยมีสาเหตุ จากบิตข้อมูล $u_t = i, i = 0,1$ ในทำนองเดียวกัน $\beta_{t+1}(m'')$ (β เป็นสัมประสิทธิ์สำหรับสถานะ m'') ในสถานะเทรลลิสที่ $(t-1)th$ จะเชื่อมต่อกับสถานะ m ในสถานะเทรลลิสที่ $t-th$ ๗ และ มีการเปลี่ยนแปลง $S_{t-1} = m' \longrightarrow S_t = m$ ซึ่งมีสาเหตุมาจาก บิตข้อมูล $u_t = i, i = 0,1$

ค่าความน่าจะเป็นของ posteriori สามารถที่จะคำนวณได้จาก

$$P\{u_i = 1 | \mathbf{r}\} = \frac{e^{\Lambda(u_i)}}{1 + e^{\Lambda(u_i)}} \quad (2.96)$$

$$P\{u_i = 0 | \mathbf{r}\} = \frac{1}{1 + e^{\Lambda(u_i)}} \quad (2.97)$$

ค่าความน่าจะเป็นเบื้องหลังของบิตข้อมูลที่ถูส่งสามารถคำนวณ โดยการเพิ่มค่าความน่าจะเป็นของ คาร์รหัสซึ่งประกอบด้วยบิตที่ถูกส่งอย่างเฉพาะเจาะจงนั้นคือ

$$P\{x_{i,j} = 1 | \mathbf{r}\} = \sum_{u_i = i, x_{i,j} = 1} P\{u_i = i | \mathbf{r}\} \quad (2.98)$$

$$P\{x_{i,j} = -1 | \mathbf{r}\} = \sum_{u_i = i, x_{i,j} = -1} P\{u_i = i | \mathbf{r}\} \quad (2.99)$$

2.14 ปัญหาของมัลติพาทเฟดดิ้ง

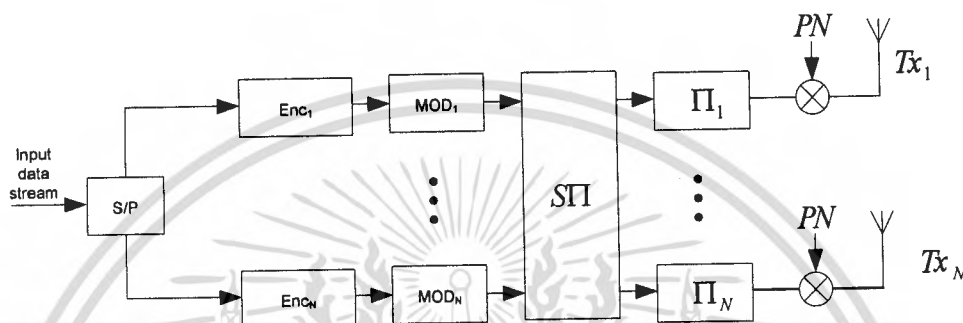
การใช้งานของโทรศัพท์เคลื่อนที่ของผู้ใช้ มักจะอยู่สูงจากพื้นผิวประมาณไม่เกิน 3 เมตร ดังนั้นคลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านจะเกิดการสะท้อนกับพื้นผิวหรือสิ่งต่างๆรอบข้างอย่างหลีกเลี่ยงไม่ได้ ซึ่งการสะท้อนของคลื่นเหล่านี้ส่งผลให้สัญญาณที่รับได้ที่ภาครับประกอบด้วยสัญญาณที่ แพร่มาจากมากกว่าหนึ่งทิศทาง และ โดยทั่วไปแล้วสัญญาณเหล่านี้มักจะเดินทางมาถึงภาครับด้วย เวลาที่แตกต่างกัน และมีขนาดที่แตกต่างกันด้วย เมื่อสัญญาณเหล่านี้มารวมเข้าด้วยกัน จะได้ สัญญาณที่มีแอมพลิจูดแปรเปลี่ยนได้อย่างมาก ปัญหานี้มีชื่อเรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง (Multipath Fading)

ในสภาพการใช้งานจริงสัญญาณจะมีการสะท้อนกับสิ่งต่างๆ รอบข้างๆ ได้มากมายหลาย ลักษณะไม่จำกัดอยู่เฉพาะในบางรูปแบบ อีกทั้งผู้ใช้ อาจมีการเคลื่อนที่ในระหว่างการใช้งาน ประกอบกับสิ่งแวดล้อมรอบข้างอาจมีการเคลื่อนไหวเช่นกัน สิ่งเหล่านี้ทำให้สภาพแวดล้อมมีการ เปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ฉะนั้นจึงเป็นเรื่องยากที่เราจะทราบถึงเส้นทางการส่งผ่านของคลื่นสัญญาณ ใดๆ ได้อย่างชัดเจนแน่นอน อย่างไรก็ตามเมื่อมีการรวมสัญญาณแต่ละเส้นทางเหล่านี้เข้าด้วยกันที่ ภาครับก็จะก่อให้เกิดปรากฏการณ์ที่เรียกว่า มัลติพาทเฟดดิ้ง

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้าง

3.1 โครงสร้างเครื่องส่งเลเยอร์สเปซไทม์



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของเครื่องส่งที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

โครงสร้างของเครื่องส่งที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ (Layered Space-Time) สำหรับผู้ใช้งานรายเดียวดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งโครงสร้างจะประกอบด้วยจำนวนเสาอากาศส่งจำนวน N เสา และ จำนวนเสาอากาศรับ M เสา จะถูกพิจารณาในโครงงานนี้ ข้อมูลไบนารีจะถูกแปลงโดยวงจรโดยแปลงจากข้อมูลแบบอนุกรมให้เป็นข้อมูลแบบขนาน และ ทำการเข้ารหัสโดยวงจรเข้ารหัสคอนโวลูชัน (Convolutional Code) ที่มีอัตราเข้ารหัสเท่ากับ $1/2$ เพื่อให้ได้ข้อมูลของแต่ละชั้นสัญญาณ (Layer) หลังจากนั้นข้อมูลของแต่ละชั้นสัญญาณจะถูกทำการมอดูเลตและป้อนเข้าสู่ วงจรสเปซไทม์อินเตอร์ลีฟ (Spatial Interleaver) เพื่อทำการกระจายข้อมูลที่ถูกเข้ารหัสไปตามแต่ละชั้นสัญญาณของแต่ละเสาส่ง หลังจากการทำอินเตอร์ลีฟเชิงเวลา (Time Interleave) สัญลักษณ์ของแต่ละชั้นสัญญาณถูกส่งออกไปพร้อมกันอย่างมีการซิงโครไนส์กันจากเสาส่งทั้งหมด N เสาผ่านช่องสัญญาณ MIMO

3.2 โครงสร้างเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มี การเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

เมื่อสัญญาณเดินทางผ่านช่องสัญญาณ MIMO สัญญาณที่ได้รับในแต่ละเสาอากาศที่ M สามารถที่จะพิจารณาได้เป็นซูเปอร์โพสิชัน (Superposition) ของจำนวนสัญลักษณ์ที่ส่งทั้งหมด N สัญลักษณ์ที่มาจากหลายทิศทาง (Multipath) และ สัญญาณรบกวนแบบสัญญาณรบกวนเกาส์สีขาวแบบบวก (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ดังนั้นเวกเตอร์ของสัญญาณที่ได้รับ (\mathbf{r}) จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

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

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

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

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

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

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

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

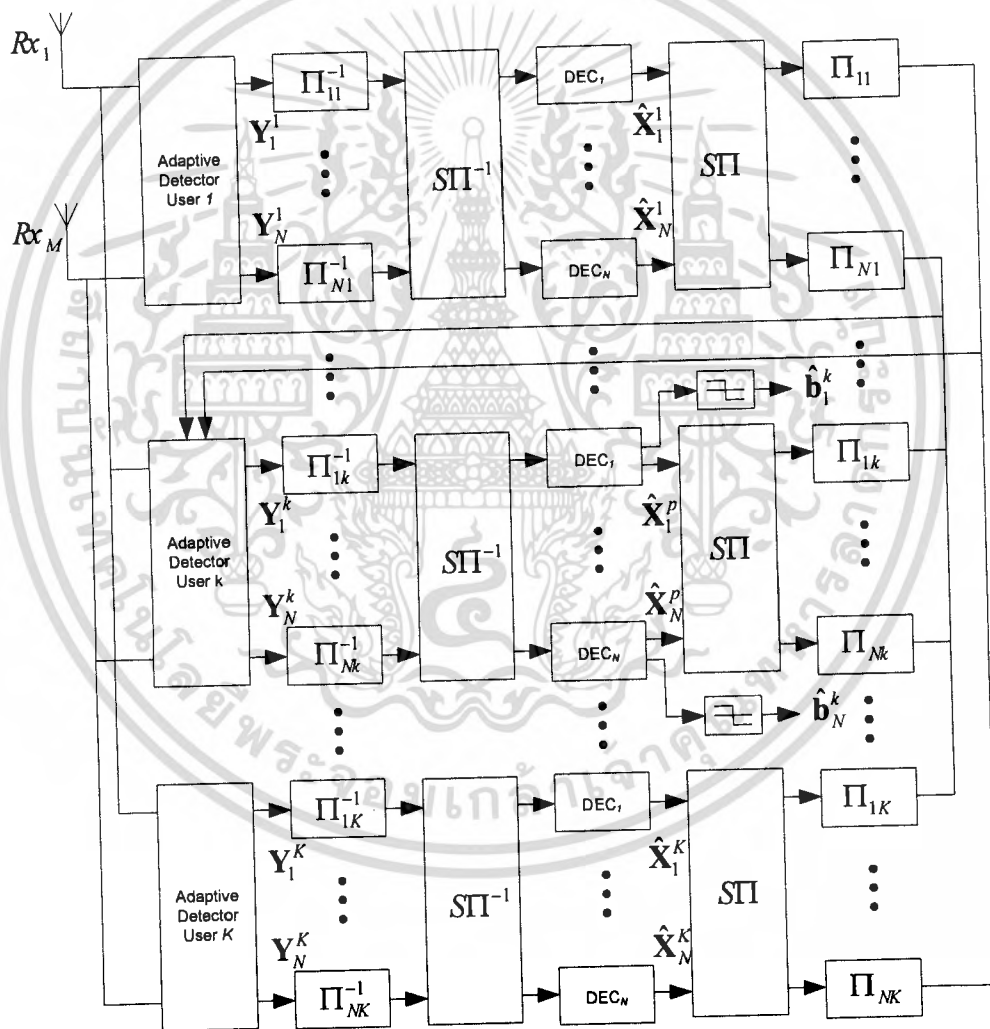
$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}_{1,1,1}, \dots, \mathbf{S}_{1,1,L}, \dots, \mathbf{S}_{1,N,1}, \dots, \mathbf{S}_{1,N,L}, \dots, \mathbf{S}_{K,1,1}, \dots, \mathbf{S}_{K,1,L}, \dots, \mathbf{S}_{K,N,1}, \dots, \mathbf{S}_{K,N,L}] \quad (3.9)$$

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 $KNL \times KN$ แทนค่าสัมประสิทธิ์ช่องสัญญาณของเสาอากาศรับที่ 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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- i คือ เสาอากาศส่งที่พิจารณาหรือชั้นสัญญาณที่พิจารณา
 K คือ จำนวนของผู้ใช้งาน
 k คือ ผู้ใช้งานที่กำลังพิจารณา
 L คือ จำนวนของสัญญาณพหุวิถีที่ตกกระทบเสาอากาศรับของผู้ใช้งานแต่ละราย
 l คือ เส้นทางของสัญญาณที่กำลังพิจารณา
 η คือ ความยาวของรหัสแม่ที่ใช้งาน
 τ คือ ค่าเวลาประวิงของสัญญาณ



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของเครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์

เครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์ ดังที่แสดงในรูปที่ 3.2 จะประกอบไปด้วยส่วนตรวจจับสัญญาณแบบปรับค่าได้ (Adaptive Detector) ซึ่งเมื่อผ่านส่วนนี้จะเป็นส่วนของการถอดรหัส SISO

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบขนานจำนวน N ชุด ซึ่งวงจรถอดอินเตอร์ลีฟเชิงเวลา (Time Deinterleaver) กับวงจรถาเข้าเชื่อมอินเตอร์ลีฟเวอร์ (Spatial Deinterleaver) และ วงจรถาเข้าอินเตอร์ลีฟเชิงเวลา (Time Interleaver) กับ วงจรถาเข้าเชื่อมอินเตอร์ลีฟเวอร์ (Spatial Interleaver)

จากรูปที่ 3.3 วงจรถาเข้าจับสัญญาณแบบปรับค่าได้จะทำหน้าที่ในการทำการหักล้างสัญญาณรบกวนด้วยกระบวนการแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (MMSE) ซึ่งประกอบด้วยส่วนของวงจรถาเข้าไปข้างหน้า (Feed-Forward Filter) และวงจรถาเข้าย้อนไปข้างหลัง (Feedback Filter)

ในส่วนของวงจรถาเข้าย้อนไปข้างหน้าจะใช้เทคนิคของเครื่องรับ G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ ซึ่งในแต่ละคอร์รีเลเตอร์ของเครื่องรับ G-RAKE จะมีลักษณะโครงสร้างที่เป็นวงจรถาเข้าปรับตัวได้แบบ FIR ที่มีความยาวเท่ากับความยาวของรหัสแผลที่ใช้งาน โดยใช้อัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการปรับตัวคืออัลกอริทึมแบบ RLS ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่คอร์รีเลเตอร์ (z) จะมาจากสัญญาณที่ได้รับ (r) ที่ถูกหน่วงเป็นเวลาประวิงแบบสุ่มที่มีการกระจายตัวอย่างสม่ำเสมอภายในช่วงไม่เกินช่วงความยาวของรหัสแผล ($\beta_{j,p}$) ซึ่งหลักการเช่นนี้เป็นไปตามหลักการของเครื่องรับชนิด G-RAKE ซึ่งวงจรถาเข้าแบบปรับตัวได้จะสามารถที่จะปรับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อถอดค่าของข้อมูลจากสัญญาณพหุวิถีได้

ในส่วนของวงจรถาเข้าย้อนไปข้างหลังจะมีโครงสร้างเป็นวงจรถาเข้าปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึม RLS ในการปรับตัว ซึ่งข้อมูลที่ป้อนเข้าจะเป็นสัญลักษณ์ที่ได้มาจากเอาท์พุทของวงจรถาเข้ารหัสแผลซึ่งคือสัญลักษณ์ของผู้ใช้รายอื่นและรวมถึงเสาอากาศส่งหรือชั้นสัญญาณอื่นนอกเหนือจากเสาอากาศหรือชั้นสัญญาณของผู้ใช้งานรายที่กำลังสนใจ

ในการวนซ้ำ (Iteration) รอบที่หนึ่ง วงจรถาเข้าย้อนไปข้างหน้าจะทำหน้าที่ถอดค่าสัญลักษณ์ออกมาจากสัญญาณที่รับได้ในการลดสัญญาณรบกวน โดยที่ไม่มีการหักล้างสัญญาณรบกวนเพราะไม่มีสัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณ (Estimated Symbol) จากวงจรถาเข้ารหัสแผล ซึ่งหลังจากการทำงานในรอบการวนซ้ำรอบแรกวงจรถาเข้าย้อนไปข้างหลังจะถูกใช้ในกระบวนการตรวจจับสัญญาณ โดยสัญลักษณ์ที่ได้จากการประมาณจากเอาท์พุทของวงจรถาเข้ารหัสแผลจะถูกป้อนกลับมายังวงจรถาเข้าย้อนไปข้างหลังเพื่อที่จะหักล้างสัญญาณรบกวนจากเสาสัญญาณอื่นในช่วงของการตรวจจับสัญญาณ โดยสัญลักษณ์ที่ตรวจจับได้ของชั้นสัญญาณที่ i ในรอบของการวนซ้ำที่ g ในเวลาที่ t จะมาจากเอาท์พุทจากวงจรถาเข้าไปข้างหน้า ($y_t^{i,g}$) ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

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

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

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

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 $(KN-1) \times 1$ แทนสัมประสิทธิ์วงจรรองป้อนไปยังหลังภายในตัวตรวจจับของชั้นสัญญาณที่ i ในรอบของการวนซ้ำที่ g

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

M คือ จำนวนเสาอากาศรับของสถานีฐาน

j คือ เสาอากาศรับที่กำลังพิจารณา

N คือ จำนวนเสาอากาศส่งของผู้ใช้แต่ละราย

i คือ เสาอากาศส่งที่พิจารณาหรือชั้นสัญญาณที่พิจารณา

K คือ จำนวนของผู้ใช้งาน

k คือ ผู้ใช้งานที่กำลังพิจารณา

β คือ ค่าเวลาประวิงในแต่ละฟังก์เจอร์

η คือ ความยาวของรหัสแมปที่ใช้งาน

g คือ จำนวนครั้งของการวนซ้ำ

P คือ จำนวนของคอร์รีเลเตอร์ในแต่ละเสาอากาศ

p คือ คอร์รีเลเตอร์ที่กำลังพิจารณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากเราไม่สามารถที่จะทราบค่าของมอดคกระทบของสัญญาณ, สัญญาณรบกวน และกำลังของสัญญาณ จึงทำให้มีการใช้อัลกอริทึมการปรับตัวมาใช้งานเพื่อทำการหาค่าของสัมประสิทธิ์ $\mathbf{w}_f^{i,g}, \mathbf{w}_b^{i,g}$ โดยอัลกอริทึมที่เลือกใช้งานนั้นคืออัลกอริทึมการปรับตัวแบบรีเคอร์ซีฟ ลีสต์ สแควร์ (Recursive Least Squares : RLS) ซึ่งสมการการปรับตัวของวงจรรองไปข้างหน้าจะเป็นไปตามสมการที่ 3.20, 3.21 และ 3.22 และ สมการการปรับตัวของวงจรรองไปข้างหลังจะเป็นไปตามสมการที่ 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

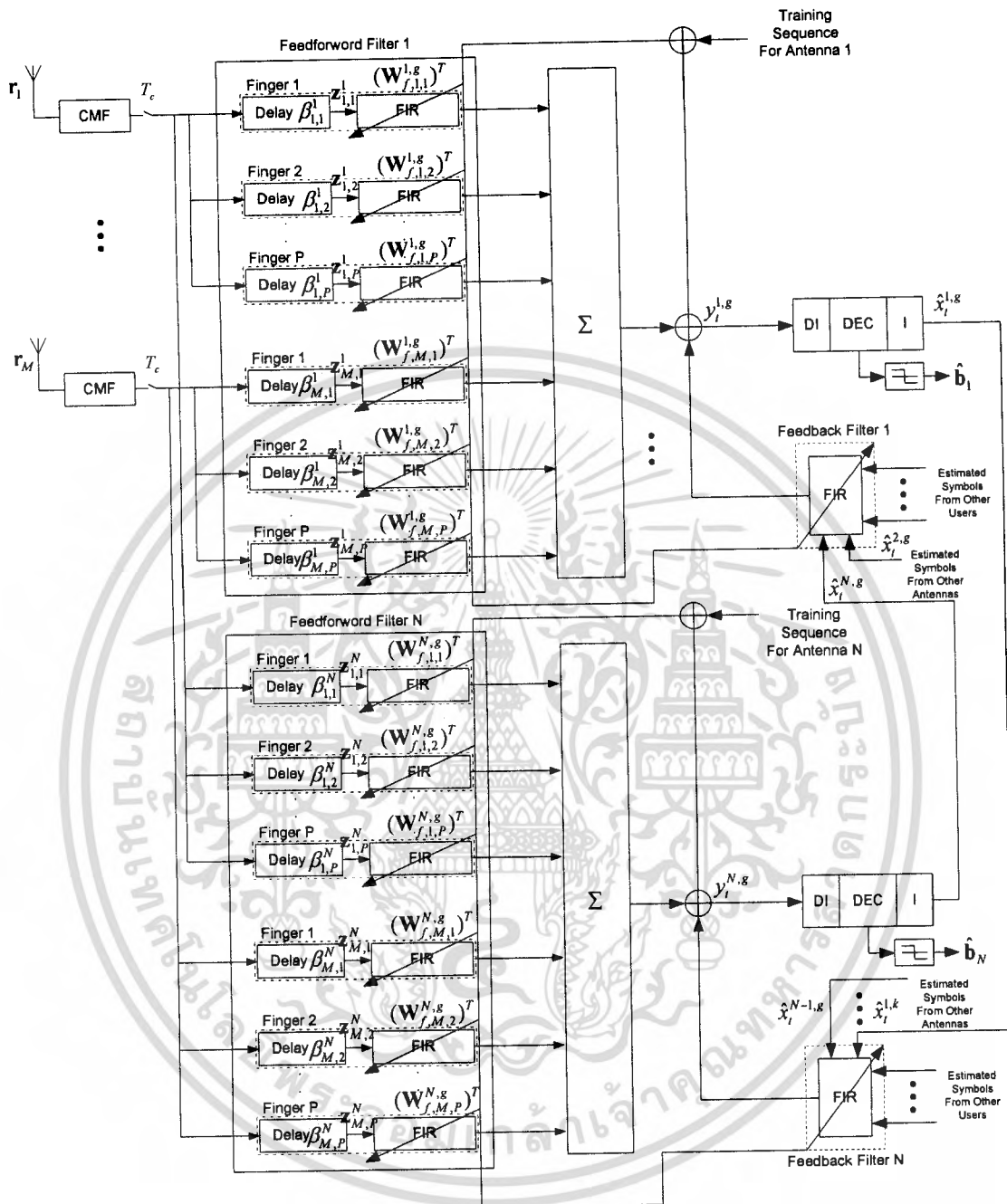
α คือ ค่าตัวประกอบการลื่น และ $\mathbf{P}(0) = \mathbf{I}$ (เมตริกซ์เอกลักษณ์)

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 สัญลักษ์ณ์ชุดลำดับการฝึก (Training Sequence) ของชั้นสัญญาณที่ i



รูปที่ 3.3 เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซอฟต์แวร์ที่พุดจากวงจรถอดรหัสแมปจะถูกใช้ในการคำนวณค่าของสัญญาณรบกวนที่จะถูกลบออกจากข้อมูลที่จะป้อนเข้าสู่วงจรถอดรหัสในรอบการวนซ้ำรอบต่อไป ซึ่งขั้นตอนการตรวจจับและการถอดรหัสแบบวนซ้ำจะกระทำจนกว่าสัญลักษณ์ที่ทำการประมาณค่ามีค่าเข้าใกล้ค่าที่ออปติ้ม ซอฟต์แวร์ที่พุดจากวงจรถอดรหัสในการวนซ้ำรอบสุดท้ายจะถูกป้อนเข้าสู่วงจรการตัดสินใจเพื่อที่จะทำการตัดสินใจข้อมูลที่ได้ว่าเป็นบิตข้อมูล 0 หรือ 1 ตามคุณสมบัติของการมอดูเลตแบบ BPSK

ฟังก์ชันความน่าจะเป็นจริง (Likelihood) สำหรับสัญลักษณ์ส่งที่ถูกมอดูเลต 1 และ -1 ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$P(y_i^{i,g} | x_i^{i,g} = \pm 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp \frac{-(y_i^{i,g} \mp 1)^2}{2\sigma^2} \quad (3.27)$$

อัตราส่วนความน่าจะเป็นจริงแบบลอการิทึม (Log-Likelihood : LLR) ของรอบการวนซ้ำที่ g ของเสาส่งที่ i แสดงได้เป็น $\lambda_i^{i,g}$ ซึ่งแสดงได้เป็นสมการ

$$\lambda_i^{i,g} = \log \left(\frac{P(x_i^{i,g} = 1 | y_i^{i,g})}{P(x_i^{i,g} = -1 | y_i^{i,g})} \right) \quad (3.28)$$

สัญลักษณ์ของความน่าจะเป็นเบื้องหลัง (A Posteriori Probabilities : APP)

$P(x_i^{i,p} = q | y_i^{i,p}, q = 1, -1)$ ขึ้นอยู่กับค่า $y_i^{i,g}$ นั้นสามารถเขียนได้เป็น

$$P(x_i^{i,g} = 1 | y_i^{i,g}) = \frac{e^{\lambda_i^{i,g}}}{e^{\lambda_i^{i,g}} + 1} \quad (3.29)$$

$$P(x_i^{i,g} = -1 | y_i^{i,g}) = \frac{1}{e^{\lambda_i^{i,g}} + 1} \quad (3.30)$$

สัญลักษณ์ซอฟต์แวร์ที่พุดที่ประมาณค่าในชั้นสัญญาณที่ i และ รอบการวนซ้ำที่ g สามารถเขียนได้เป็น

$$\hat{x}_i^{i,g} = \frac{e^{\lambda_i^{i,g}} - 1}{e^{\lambda_i^{i,g}} + 1} \quad (3.31)$$

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลอง จะทำการวัดประสิทธิภาพของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ สำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ โดยวัดจากค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของ บิตข้อมูล (BER) และ ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง (MSE) และ ทำการเปรียบเทียบค่าระหว่าง การใช้เสาอากาศส่งและรับที่แตกต่างกัน การเปรียบเทียบเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่า วนรอบที่มีจำนวนของฟังก์เจอร์ที่แตกต่างกัน และ การเปรียบเทียบโครงสร้างเครื่องรับชนิดที่ใช้ วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า กับ การใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่า วนรอบในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าซึ่งในบทนี้จะแบ่งออกเป็นสองส่วนคือส่วนการ เปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดกำลังสอง และ ส่วนการเปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดของ บิตข้อมูล

4.1 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูล

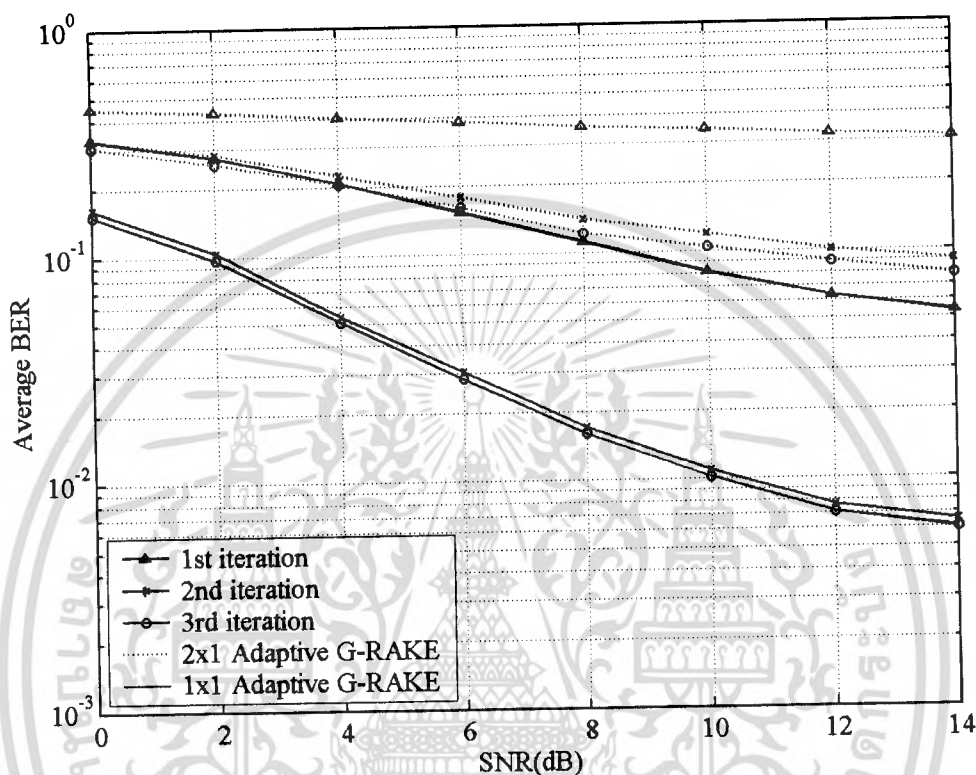
ในการทดลองจำลองระบบ ได้มีสมมติฐานต่างๆดังนี้

- พิจารณาเฉพาะกรณีขาเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) โดยเครื่องรับของระบบที่นำเสนอจะ ติดตั้งอยู่ที่สถานีฐาน
- ฟังก์เจอร์ของเครื่องรับชนิด G-RAKE มีการห้วงสัญญาณแบบสุ่มเวลาประวิงในช่วง น้อยกว่าช่วงของความยาวของรหัสแม่ที่ใช้ ($\beta < \eta$)
- รหัสแม่ที่ใช้คือรหัสโกลด์ที่มีค่าความยาวเท่ากับ 7 ชิป ($\eta = 7$)
- มีการควบคุมกำลังส่งเพื่อให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบสามารถมาถึงภาครับด้วยกำลังที่ เท่ากันหมด
- ระยะห่างระหว่างแต่ละเสาอากาศรับมีความกว้างเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น
- มีจำนวนของผู้ใช้งานทั้งหมด 5 ราย ($K = 5$) ยกเว้นในหัวข้อที่ 4.1.4
- จำนวนพหุวิธีของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 3 วิธี ($L = 3$) สำหรับแต่ละเสาอากาศส่งของผู้ ใช้งานแต่ละราย โดยแต่ละวิธีจะมีกำลังงานที่มาถึงเครื่องรับแตกต่างกัน
- ค่าเวลาประวิงของสัญญาณในแต่ละวิธีที่มายังภาครับมีค่าไม่เกินช่วง 7 ชิปของรหัส แม่ที่ใช้ ($\tau \leq 7$)
- ค่าของมุมตกกระทบมีการกระจายตัวอยู่ระหว่าง -90 องศา ถึง 90 องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ผลการทดลองเป็นการเฉลี่ยค่ามากกว่า 1000 ครั้ง

4.1.1 การเปรียบเทียบระหว่างการใส่เสาอากาศส่งและรับในจำนวนที่ต่างกัน

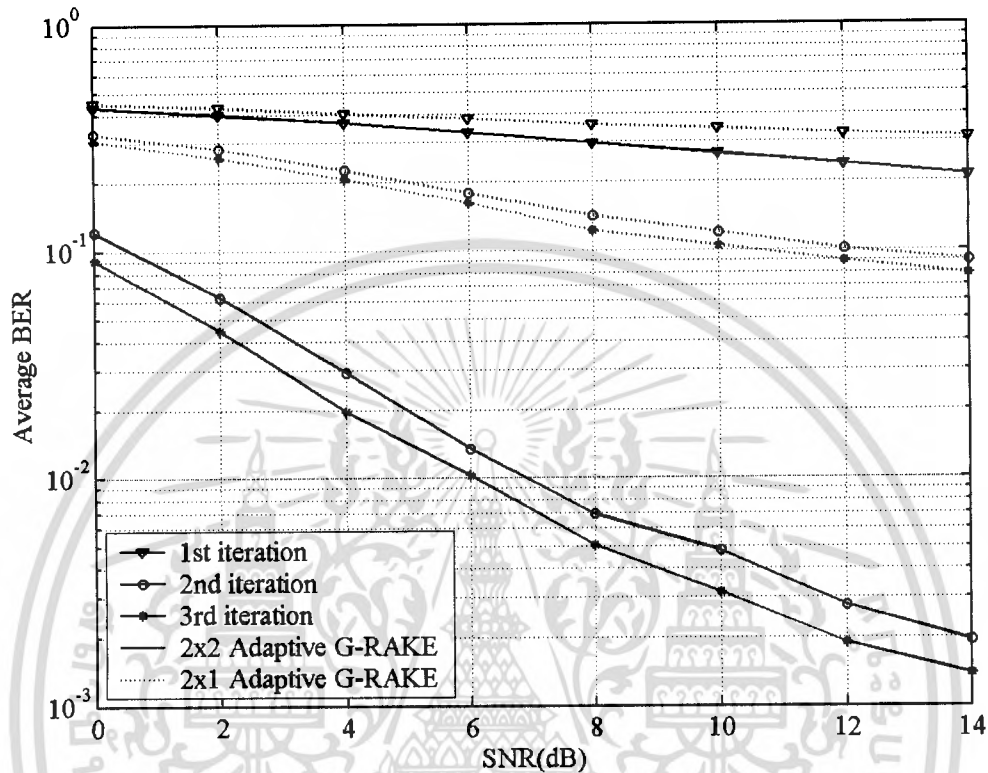


รูปที่ 4.1 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่จำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน

รูปที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่มีจำนวนของฟังก์ชัน 3 ฟังก์ชัน ($P = 3$) ต่อหนึ่งเสาอากาศรับ ในการวนซ้ำทั้ง 3 รอบการวนซ้ำ ระหว่างการใส่เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N = 2, M = 1$) กับ การใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N = 1, M = 1$) ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal-to-Noise Ratio : SNR) ตั้งแต่ 0 เดซิเบลถึง 14 เดซิเบล จากผลการทดลองในรูปที่ 4.1 การส่งสัญญาณที่ใช้จำนวนเสาอากาศส่งมากจะทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดข้อมูลมีค่ามากกว่าการส่งสัญญาณโดยการใช้เสาอากาศส่งน้อย เนื่องจากการส่งสัญญาณด้วยเสาอากาศส่งหลายเสาโดยใช้รหัสแผ่เดียวกันจะทำให้เกิดผลกระทบของการรบกวนจากช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) แต่การใช้จำนวนเสาอากาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

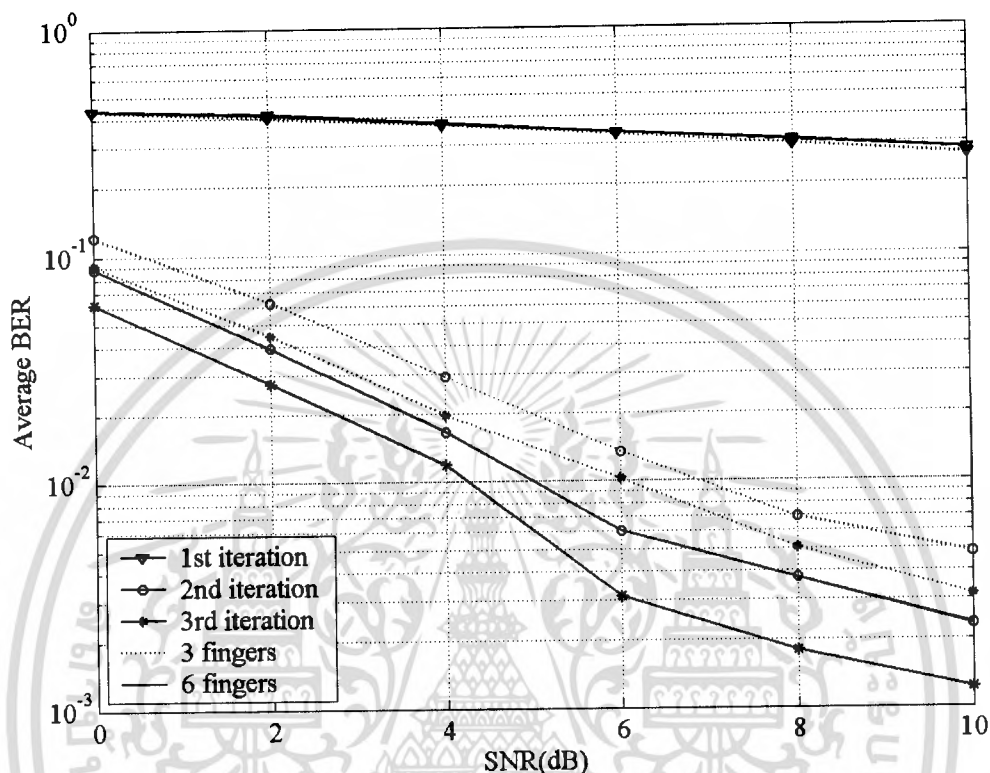
ส่งมากกว่าจะทำให้สามารถส่งข้อมูลได้ในอัตราความเร็วข้อมูลที่มากกว่าเป็นจำนวนเท่าของจำนวนเสาอากาศส่งที่แตกต่างกัน



รูปที่ 4.2 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่จำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน

รูปที่ 4.2 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่มีจำนวนของฟังก์เจอร์ 3 ฟังก์เจอร์ ($P = 3$) ต่อหนึ่งเสาอากาศรับ ในการวนซ้ำทั้ง 3 รอบการวนซ้ำ ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N = 2, M = 2$) กับ การใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N = 2, M = 1$) ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนตั้งแต่ 0 เดซิเบลถึง 14 เดซิเบล จากผลการทดลองในรูปที่ 4.2 การรับสัญญาณโดยใช้จำนวนเสาอากาศรับมากจะทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดข้อมูลมีค่าน้อยกว่าการรับโดยใช้เสาอากาศรับน้อยเนื่องจากระบบจะได้ไคเวอร์ซิตีทางสเปซจากการใช้เสาอากาศรับหลายเสาซึ่งจะช่วยให้การตรวจจับสัญญาณมีประสิทธิภาพที่ดียิ่งขึ้น

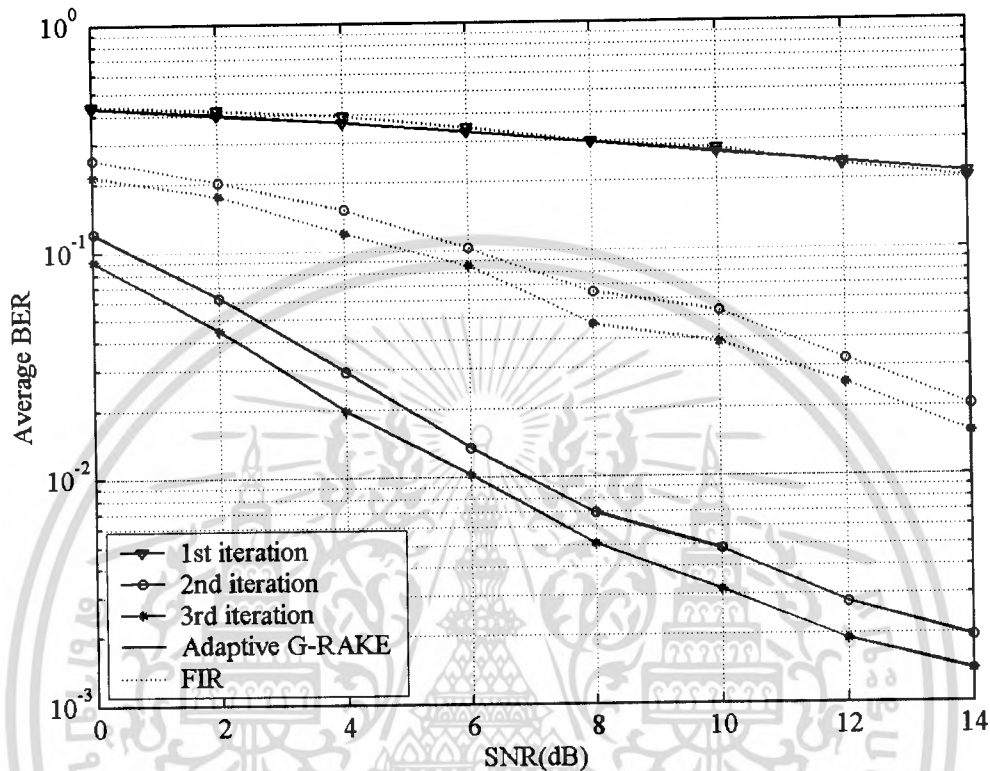
4.1.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีจำนวนของฟิงเกอร์ที่ต่างกัน



รูปที่ 4.3 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่จำนวนของฟิงเกอร์ที่แตกต่างกัน

รูปที่ 4.3 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE โดยใช้จำนวนเสาอากาศส่ง 2 เสา และ เสาอากาศรับ 2 เสา ($N = 2, M = 2$) ในการวนซ้ำทั้ง 3 รอบการวนซ้ำ ระหว่างการใช้จำนวนฟิงเกอร์ 3 ฟิงเกอร์ ($P = 3$) กับ การใช้จำนวนฟิงเกอร์ 6 ฟิงเกอร์ ($P = 6$) ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนตั้งแต่ 0 เดซิเบลถึง 10 เดซิเบล จากผลการทดลองในรูปที่ 4.3 การรับสัญญาณที่ใช้จำนวนฟิงเกอร์มากจะทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดข้อมูลมีค่าน้อยกว่า การรับโดยการใช้ฟิงเกอร์น้อย เนื่องจากการลดสัญญาณรบกวนที่มาจากหลายวิถีเป็นไปได้ดีกว่าเมื่อใช้จำนวนของฟิงเกอร์มากกว่า อีกทั้งยังสามารถลดสัญญาณรบกวนได้มากกว่าตามคุณสมบัติของเครื่องรับชนิด G-RAKE

4.1.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบกับการใช้เครื่องรับแบบวงจรกรอง FIR

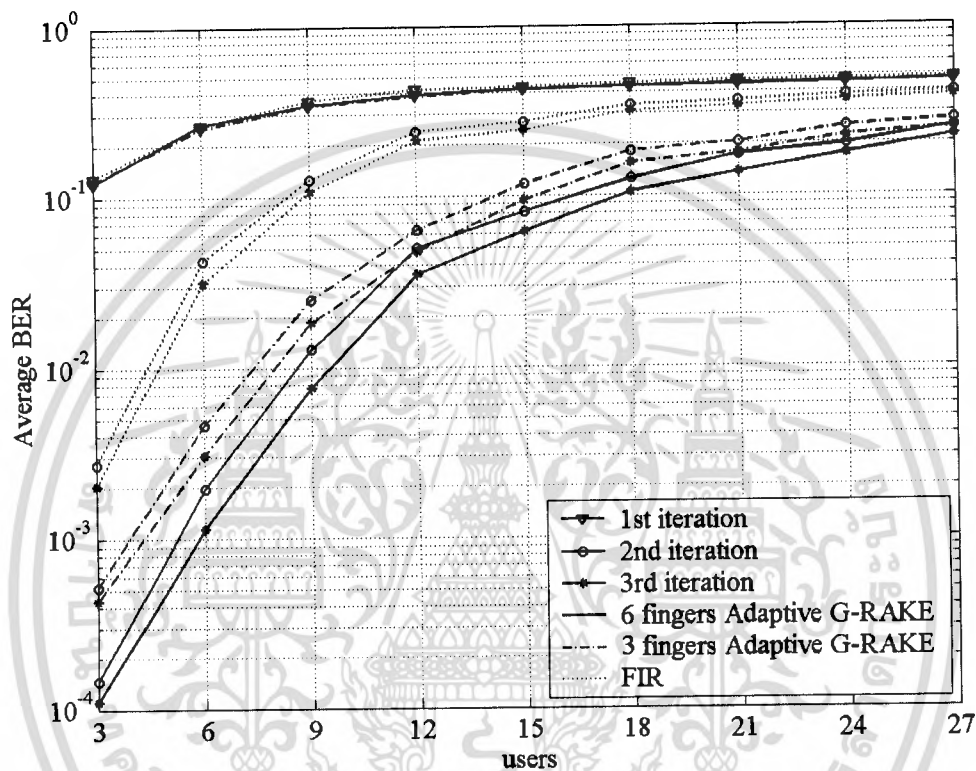


รูปที่ 4.4 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบกับการใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า

รูปที่ 4.4 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE ที่มีจำนวนของฟิงเกอร์ 3 ฟิงเกอร์ ($P = 3$) ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า กับ เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าของเครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์ ในการวนซ้ำทั้ง 3 รอบการวนซ้ำ โดยเครื่องรับทั้งสองมีการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา และ เสาอากาศรับ 2 เสา ($N = 2, M = 2$) ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนตั้งแต่ 0 เดซิเบลถึง 14 เดซิเบล จากผลการทดลองในรูปที่ 4.4 การรับสัญญาณโดยใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE จะได้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดข้อมูลน้อยกว่าการรับโดยใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR เนื่องจากการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE จะมีการถอดสัญญาณออกมาจากสัญญาณที่มาจากหลายวิถีเพื่อให้สัญญาณที่รับได้มีความ

แรงของสัญญาณมากขึ้นอีกทั้งมีการใช้คุณสมบัติของเครื่องรับชนิด G-RAKE ที่สามารถลดค่าของสัญญาณรบกวนได้

4.1.4 การเปรียบเทียบระหว่างจำนวนผู้ใช้งานที่แตกต่างกัน



รูปที่ 4.5 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ 3 ฟิงเกอร์ และ 6 ฟิงเกอร์ กับเครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าที่จำนวนผู้ใช้งานต่างๆ

รูปที่ 4.5 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลของเครื่องรับชนิด G-RAKE ที่มีจำนวนของฟิงเกอร์ 3 ฟิงเกอร์ ($P=3$) และ 6 ฟิงเกอร์ ($P=6$) กับ เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าของเครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์ ที่มีจำนวนผู้ใช้งานตั้งแต่ 3 ผู้ใช้งานถึง 27 ผู้ใช้งาน ($K=3-27$) ในการวนซ้ำทั้ง 3 รอบการวนซ้ำ โดยมีการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา และ เสาอากาศรับ 2 เสา ($N=2, M=2$) ที่ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน 14 เดซิเบล จากผลการทดลองในรูปที่ 4.5 จะสังเกตเห็นได้ว่าเมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานมากขึ้นจะทำให้มีอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลมากขึ้นตามไปด้วยเนื่องจากสัญญาณรบกวนจากการเข้าถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

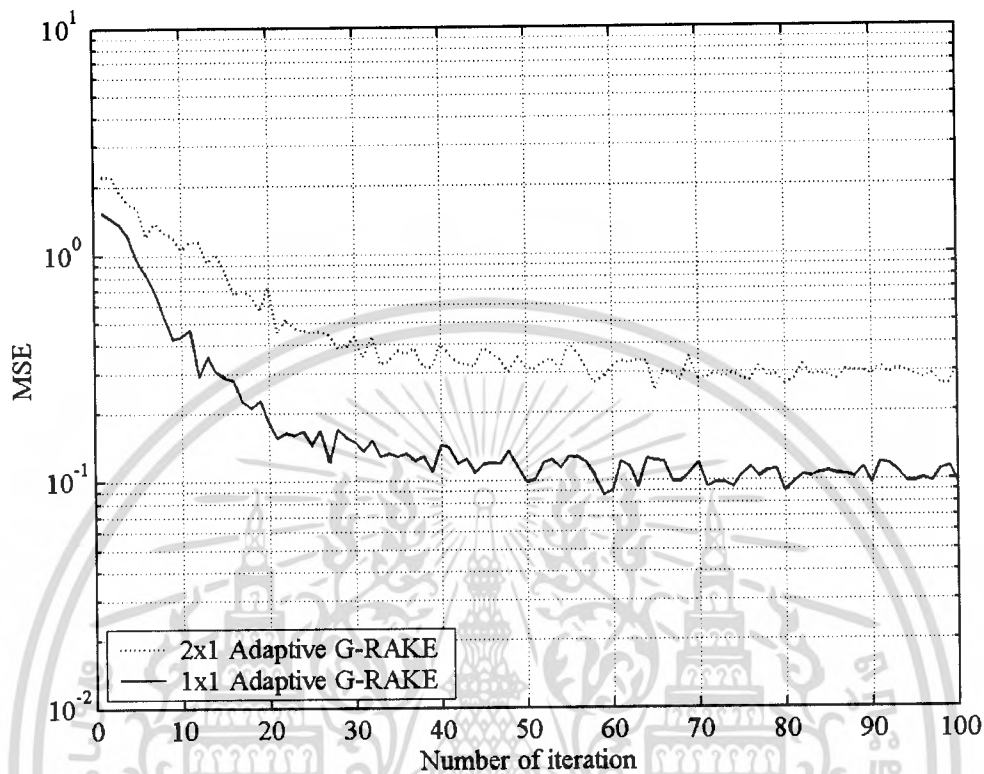
หลายทาง และ นอกจากนี้ยังเห็นได้ว่าการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE ที่มีจำนวนของฟิงเกอร์มากกว่า ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าที่อัตราเฉลี่ยความผิดพลาดข้อมูลระดับหนึ่งๆ และ รวมถึงการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าจะสามารถรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าที่อัตราเฉลี่ยความผิดพลาดข้อมูลระดับหนึ่งๆเช่นเดียวกัน

4.2 การเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดกำลังสอง

ในการทดลองจำลองระบบได้มีสมมติฐานต่างๆดังนี้

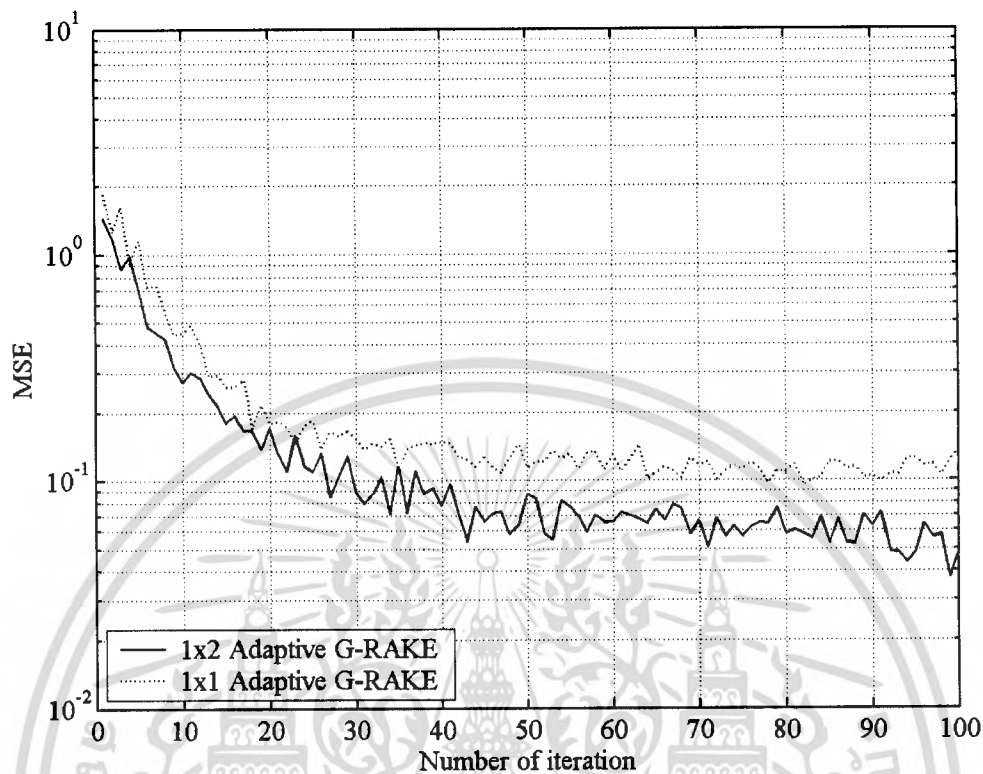
- พิจารณาเฉพาะกรณีข่ายเชื่อมโยงขาขึ้น (Uplink) โดยเครื่องรับของระบบที่นำเสนอจะติดตั้งอยู่ที่สถานีฐาน
- ฟิงเกอร์ของเครื่องรับชนิด G-RAKE มีการหน่วงสัญญาณแบบสุ่มเวลาประวิงในช่วงน้อยกว่าช่วงของความยาวของรหัสแม่ที่ใช้ ($\beta < \eta$)
- รหัสแม่ที่ใช้คือรหัสโกลด์ที่มีค่าความยาวเท่ากับ 7 ชิป ($\eta = 7$)
- ระยะห่างระหว่างแต่ละเสาอากาศรับมีความกว้างเป็นครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่น
- มีการควบคุมกำลังส่งเพื่อให้กำลังส่งของผู้ใช้ในระบบสามารถมาถึงภาครับด้วยกำลังที่เท่ากันหมด
- ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนมีค่าเท่ากับ 14 เดซิเบล ($SNR = 14$)
- มีจำนวนของผู้ใช้งานทั้งหมด 2 ราย ($K = 2$)
- จำนวนพหุวัตติของสัญญาณมีค่าเท่ากับ 3 วัตติ ($L = 3$) สำหรับแต่ละเสาอากาศส่งของผู้ใช้งานแต่ละราย โดยแต่ละวัตติจะมีกำลังงานที่มาถึงเครื่องรับแตกต่างกัน
- ค่าเวลาประวิงของสัญญาณในแต่ละวัตติที่มาถึงยังภาครับมีค่าไม่เกินช่วง 7 ชิปของรหัสแม่ที่ใช้ ($\tau \leq 7$)
- ค่าของมุมตกกระทบมีการกระจายตัวอยู่ระหว่าง -90 องศา ถึง 90 องศา โดยที่ผลการทดลองเป็นการเฉลี่ยค่ามากกว่า 100 ครั้ง

4.2.1 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เสาอากาศส่งและรับในจำนวนที่ต่างกัน



รูปที่ 4.6 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่มีจำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน

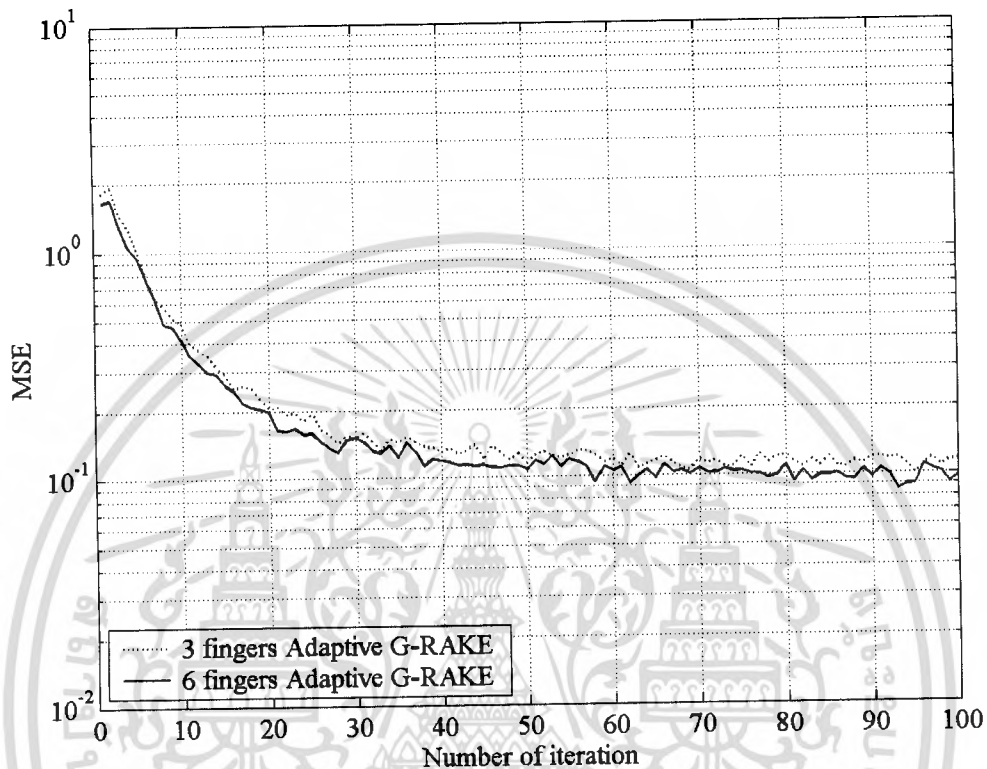
รูปที่ 4.6 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่มีจำนวนของฟังก์เจอร์ 3 ฟังก์เจอร์ ($P=3$) ต่อหนึ่งเสาอากาศรับ ในรอบของการวนซ้ำที่หนึ่ง ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 2 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=2, M=1$) กับ การใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=1, M=1$) จากผลการทดลองในรูปที่ 4.6 การส่งสัญญาณที่ใช้จำนวนเสาอากาศส่งมากจะทำให้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองมีค่ามากกว่าการส่งสัญญาณโดยการใช้เสาอากาศส่งน้อยเนื่องจากผลกระทบของการรบกวนจากช่องสัญญาณร่วม (Co-Channel Interference) แต่การใช้จำนวนเสาอากาศส่งมากกว่าจะทำให้สามารถส่งข้อมูลได้ในอัตราความเร็วข้อมูลที่มากกว่าเป็นจำนวนเท่าของจำนวนเสาอากาศส่งที่แตกต่างกัน



รูปที่ 4.7 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่จำนวนเสาอากาศส่งเสาอากาศรับที่แตกต่างกัน

รูปที่ 4.7 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ที่มีจำนวนของฟังก์เตอร์ 3 ฟังก์เตอร์ ($P = 3$) ต่อหนึ่งเสาอากาศรับ ในรอบของการวนซ้ำที่หนึ่ง ระหว่างการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 2 เสา ($N = 1, M = 2$) กับ การใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา เสาอากาศรับ 1 เสา ($N = 1, M = 1$) จากผลการทดลองในรูปที่ 4.7 การรับสัญญาณที่ใช้จำนวนเสาอากาศรับมากจะทำให้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองมีค่าน้อยกว่าการรับโดยใช้เสาอากาศรับน้อยเนื่องจากระบบได้โคเวอริจันซ์ดีทางสเปซจากการใช้เสาอากาศรับหลายเสา

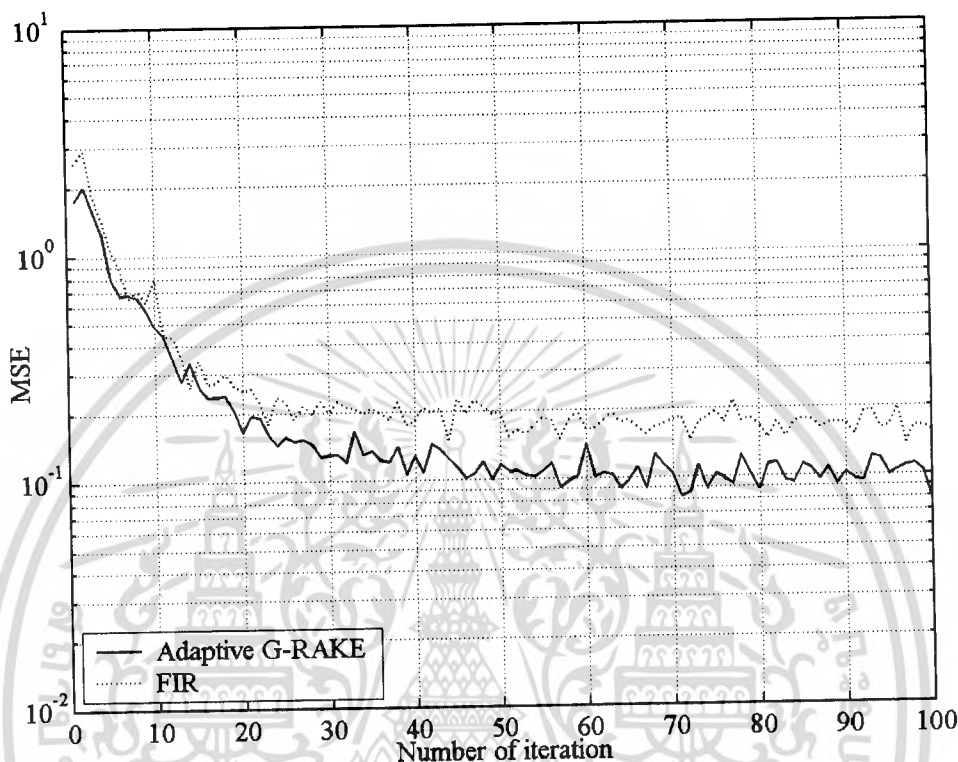
4.2.2 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีจำนวนของฟิงเกอร์ที่ต่างกัน



รูปที่ 4.8 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ที่จำนวนของฟิงเกอร์ที่แตกต่างกัน

รูปที่ 4.8 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีการเข้ารหัสเลเยอร์สเปซไทม์ โดยใช้จำนวนเสาอากาศส่ง 1 เสา และ เสาอากาศรับ 1 เสา ($N=1, M=1$) ในรอบการวนซ้ำที่หนึ่ง ระหว่างการใช้จำนวนฟิงเกอร์ 3 ฟิงเกอร์ ($P=3$) ต่อหนึ่งเสาอากาศรับ กับ การใช้จำนวนฟิงเกอร์ 6 ฟิงเกอร์ ($P=6$) ต่อหนึ่งเสาอากาศรับ จากผลการทดลองในรูปที่ 4.8 การรับสัญญาณที่ใช้จำนวนฟิงเกอร์มากจะทำให้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองมีค่าน้อยกว่า การรับโดยการใช้ฟิงเกอร์น้อย เนื่องจากการลดสัญญาณรบกวนที่มาจากหลายวิถี เป็นไปได้ดีกว่าเมื่อใช้จำนวนของฟิงเกอร์มากกว่า อีกทั้งยังสามารถลดสัญญาณรบกวนได้มากกว่าตามคุณสมบัติของเครื่องรับ G-RAKE

4.2.3 การเปรียบเทียบระหว่างการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบกับการใช้เครื่องรับแบบวงจรกรอง FIR



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบ กับ การใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า

รูปที่ 4.9 แสดงการเปรียบเทียบค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองของการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE ที่มีจำนวนของฟังก์เตอร์ 3 ฟังก์เตอร์ ($P = 3$) กับ การใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าของเครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์ในรอบการวนซ้ำที่หนึ่ง โดยทั้งสองมีการใช้เสาอากาศส่ง 1 เสา และ เสาอากาศรับ 1 เสา ($N = 1, M = 1$) จากผลการทดลองในรูปที่ 4.9 การรับสัญญาณโดยใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า จะได้ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองน้อยกว่าการรับโดยใช้เครื่องรับที่ใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า เนื่องจากการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE จะมีการถอดสัญญาณออกมาจากสัญญาณที่มาจกหลายวิถีเพื่อให้สัญญาณที่รับ ได้มีความแรงของสัญญาณมากขึ้นอีกทั้งมีการใช้คุณสมบัติของเครื่องรับ G-RAKE ที่สามารถลดค่าของสัญญาณรบกวนได้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และบทสรุป

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้จากการจำลองระบบของเครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบสำหรับระบบ CDMA ที่มีการเข้ารหัสเลเซอร์สเปซไทม์ โดยใช้โปรแกรมแมทแลบในบทที่ 4 สามารถที่จะสรุปได้ว่า

จากผลการทดลองรูปที่ 4.2 และ 4.7 แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มจำนวนของเสารับสัญญาณจะมีผลทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณดีขึ้น สังเกตได้จากการที่ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดของบิตข้อมูลและค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองมีค่าน้อยลงเมื่อมีการเพิ่มจำนวนของเสาอากาศรับ และ จากผลการทดลองรูปที่ 4.1 และ 4.6 แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มจำนวนของเสาส่งสัญญาณจะมีผลทำให้ประสิทธิภาพของการรับสัญญาณแย่ลง สังเกตได้จากการที่ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดของบิตข้อมูลและค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองมีค่ามากขึ้นเมื่อมีการเพิ่มจำนวนของเสาอากาศส่ง

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.3 และ 4.8 แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มจำนวนฟังก์ชันของเครื่องรับชนิด G-RAKE มีผลทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดข้อมูลต่ำลงในรอบของการวนซ้ำรอบที่สองขึ้นไป และยังแสดงให้เห็นว่าการเพิ่มจำนวนของฟังก์ชันมีส่วนช่วยในขั้นตอนการวนซ้ำเพื่อลดสัญญาณรบกวนและหักล้างสัญญาณแทรกสอดมีประสิทธิภาพมากขึ้น สังเกตจากการลดลงของค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดข้อมูลที่น้อยลงเมื่อมีการเพิ่มจำนวนของฟังก์ชันมากขึ้น ในรอบการวนซ้ำตั้งแต่ครั้งที่หนึ่งเป็นต้นไป

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.4, 4.5 และ 4.9 แสดงให้เห็นว่าเครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์ที่ใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้ามีประสิทธิภาพที่ดีมากกว่าการใช้วงจรกรอง FIR สังเกตได้จากการที่ค่าเฉลี่ยความผิดพลาดของบิตข้อมูลและค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสองในกรณีการใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE มีค่าน้อยกว่าในกรณีของการใช้วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.5 แสดงให้เห็นว่าจำนวนผู้ใช้งานในระบบมีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ สังเกตได้จากเมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานในระบบมากขึ้นจะทำให้ค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลมีมากขึ้นตามไปด้วย และ เครื่องรับเลเซอร์สเปซไทม์ที่ใช้เครื่องรับชนิด G-RAKE แบบปรับค่าวนรอบที่มีจำนวนฟังก์ชันที่มากกว่าในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้าสามารถที่จะให้ประสิทธิภาพได้มากกว่าเครื่องรับที่ใช้จำนวนฟังก์ชันน้อยกว่าและเครื่องรับที่ใช้

วงจรกรอง FIR ในส่วนของวงจรกรองไปข้างหน้า เนื่องจากสามารถที่จะรองรับจำนวนผู้ใช้งานได้มากกว่าที่ระดับค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดบิตที่ระดับหนึ่งๆ

5.2 ปัญหาที่พบในระหว่างการดำเนินโครงการ

ในการดำเนินโครงการจะต้องมีขั้นตอนในการเก็บข้อมูลของค่าเฉลี่ยอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลซึ่งจะเป็นการเฉลี่ยค่ามากกว่า 1,000 ครั้งของการส่งเฟรมข้อมูล ซึ่งจะต้องทำในแต่ละอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน และ ในสมมุติฐานที่ต่างกันซึ่ง ขั้นตอนนี้จึงเป็นขั้นตอนที่ใช้เวลานานมากที่สุดในขั้นตอนการดำเนินโครงการ เป็นผลทำให้การดำเนินงานเป็นไปอย่างล่าช้า อีกทั้งถ้าหากการกำหนดสมมุติฐานต่างๆ ในการจำลองระบบเกิดความผิดพลาดจะทำให้ยิ่งทำให้การดำเนินงานล่าช้ามากขึ้นไปอีก เพราะ ต้องทำการเก็บข้อมูลใหม่อีกครั้งเพื่อความถูกต้องของข้อมูล และ ข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับการสื่อสารแบบ MIMO ที่เป็นภาษาไทยยังมีเป็นจำนวนน้อย ทำให้การศึกษาในระยะแรกของการดำเนินโครงการเป็นไปได้อย่างล่าช้า

5.3 แนวทางการแก้ไขและพัฒนา

ในการแก้ปัญหาที่กล่าวมาข้างต้นจำเป็นต้องพัฒนาการเขียนโปรแกรมในการจำลองการทำงานของระบบ โดยใช้งานเครื่องมือสำหรับการประมวลผลแบบกระจาย (MATLAB Distributed Computing Toolbox) เพื่อให้โปรแกรมที่เขียนขึ้นสามารถทำการประมวลผลแบบกระจายได้ โดยสำนักวิจัยและบริการคอมพิวเตอร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังได้มีการให้บริการอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งการเขียนโปรแกรมในลักษณะเช่นนี้จะทำให้การเก็บข้อมูลมีความรวดเร็วมากยิ่งขึ้น