

การใช้เทคนิคเวฟเลตทรานสฟอร์มในระบบมัลติแครี่เรียร์
ไดเรกซ์ ซีควเอนซ์ ซีดีเอ็มเอ

WAVELET TRANSFORM TECHNIQUE IN MULTICARRIER
DIRECT SEQUENCE CDMA SYSTEM

เศรษฐกร กาเมือง
SETTAKORN KAMUANG

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคณะหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974-648-945-3

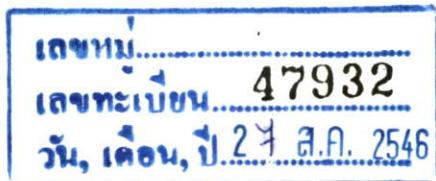
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การใช้เทคนิคเวฟเล็ตทรานสฟอร์มในระบบมัลติแครี่เรียร์
ไคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ

WAVELET TRANSFORM TECHNIQUE IN MULTICARRIER
DIRECT SEQUENCE CDMA SYSTEM

เศรษฐกร กาเมือง

SETTAKORN KAMUANG



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2545

ISBN 974 - 648 - 945 - 3

**WAVELET TRANSFORM TECHNIQUE IN MULTICARRIER
DIRECT SEQUENCE CDMA SYSTEM**

SETTAKORN KAMUANG

**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2002

ISBN 974 – 648 – 945 - 3

COPYRIGHT 2002

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การใช้เทคนิคเวฟเล็ททรานสฟอร์มในระบบ มัลติแคร์เรียร์
โคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ

นักศึกษา

นาย เศรษฐกร กาเมือง

รหัสประจำตัว

41061039

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2545

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์

ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

ชื่ออาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ร่วม

ผศ. กฤษณ์ วงจรูจิระ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะนำเสนอแนวคิดของการใช้เทคนิคของเวฟเล็ททรานสฟอร์ม ในระบบมัลติแคร์เรียร์ โคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ โดยใช้แทนฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม และเทคนิคการวางตำแหน่งของความถี่พาหะย่อย เพื่อลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม ในเวฟเล็ททรานสฟอร์มนั้น เราจะเลือกใช้เวฟเล็ทแม่ที่เหมาะสมในระบบมัลติแคร์เรียร์ โคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้สเปกตรัม และเพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบให้สูงขึ้น เราจะคำนวณค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณที่มีการจางหาย พร้อมกับเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอขึ้นกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน

Thesis Title	Wavelet Transform Technique in Multicarrier Direct Sequence CDMA System
Student	Mr. Settakorn Kamuang
Student ID.	41061039
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2002
Thesis Advisor	Asist.Prof.Dr. Suthichai Noppanakeepong
Thesis Co-Advisor	Asist.Prof. Krit Wongrujira

ABSTRACT

This thesis proposes the idea of Wavelet Transform technique in multicarrier direct sequence CDMA system, which replaces Fast Fourier Transform and uses positioning of multicarrier technique for reducing multi user interference. In Wavelet transform, we choose mother wavelet which optimize for multicarrier direct sequence CDMA system, increasing spectrum efficiency and increasing performance of system. We calculate the performance of system on fading channel and compare the performance of this system with conventional CDMA system.

กิตติกรรมประกาศ

ขอระลึกถึงพระคุณอันยิ่งใหญ่ของบิดา มารดา ที่มอบแต่สิ่งดีๆ ทุกๆ อย่าง ขอขอบพระคุณ ท่าน ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์ ท่าน ผศ. กฤษณ์ วรจิริระ และ ท่าน รศ.ดร.ปัญญา จูติษณีมา ที่ให้ความเอาใจใส่ ที่พัก และให้คำปรึกษา แนวทางการวิจัย มาด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณ สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (ส.ว.ท.ช.) และบัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เอื้อเพื่อทุนการทำวิทยานิพนธ์ ฉบับนี้

ขอขอบคุณ พี่ ป่า น้ำ อา และเพื่อนๆ ที่ช่วยให้กำลังใจ ซึ่งกันและกันตลอดมา และที่ให้กำลังใจโดยทางอ้อมคือหลานๆ ที่น่ารักทุกๆ คนไม่ว่าจะเป็น เจ้าปอ ป่าน เอฟ อ้อม ปลา ป๊อบ และ เจ้าแป้ง

เศรษฐกร กาเมือง

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 กล่าวนำ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์.....	2
1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์.....	2
1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีของระบบ.....	4
2.1 ระบบซีดีเอ็มเอ.....	4
2.1.1 หลักการเบื้องต้นของเทคนิคการขยายสเปกตรัม.....	5
2.1.1.1 การขยายสเปกตรัมโดยวิธีเข้ารหัสโดยตรง.....	5
2.1.1.2 การขยายสเปกตรัมโดยวิธีใช้ความถี่ก้าวกระโดด.....	7
2.1.2 การกำเนิดสัญญาณรหัส.....	9
2.1.2.1 ฟังก์ชันของคอร์รีเลชัน.....	10
2.1.3 การเดินทางของสัญญาณที่มีหลายพาร์ทและการจางหาย.....	13
2.1.3.1 การแปรเปลี่ยนของเฟสและระดับของสัญญาณ.....	13
2.1.3.2 การจางหายอย่างช้าและเร็ว.....	14
2.1.4 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอ.....	15
2.1.4.1 การดีเทคสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเดิม.....	15
2.1.4.2 การดีเทคสัญญาณหลายผู้ใช้.....	16
1) การดีเทคแบบเชิงเส้น.....	16
2) การดีเทคโดยการตัดการรบกวนโดยใช้การลบออก.....	16

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3) ข้อจำกัดของการดีเทคหลายผู้ใช้.....	16
2.1.4.3 ตัวดีเทคแบบใช้ดีคอรรีเลต.....	17
2.1.4.4 ตัวดีเทคแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด.....	17
2.1.4.5 ตัวดีเทคแบบใช้การกระจายโพลีโนมียล.....	18
2.1.4.6 ตัวดีเทคแบบการตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ.....	18
2.1.4.7 ตัวดีเทคแบบการตัดการรบกวนแบบขนาน.....	20
2.1.4.8 ตัวดีเทคแบบใช้การตัดสินใจย้อนกลับแบบซีโรฟอร์ซิ่ง.....	20
2.1.5 หลักการของมัลติแคร์เรียร์ ไคเร็กซ์ซีแควนซ์ ซีดีเอ็มเอ.....	21
2.1.5.1 ระบบมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ.....	21
2.1.5.2 ระบบมัลติแคร์เรียร์ ไคเร็กซ์ซีแควนซ์ ซีดีเอ็มเอ.....	25
2.1.5.3 ระบบมัลติโทน ซีดีเอ็มเอ.....	25
2.1.6 การใช้เทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในระบบซีดีเอ็มเอ.....	27
2.1.6.1 เครื่องส่งของระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	27
2.1.6.2 เครื่องรับของระบบมัลติแคร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	30
2.2 ทฤษฎีของเวฟเลิตทรานสฟอร์ม.....	31
2.2.1 เวฟเลิตคืออะไร.....	31
2.2.2 หลักการของเวฟเลิตทรานสฟอร์ม.....	31
2.2.3 ฟิเตอร์แบงค์.....	35
2.2.4 การเพิ่มและลดจำนวนการแซมปลิง.....	36
2.2.5 การใช้งานของเวฟเลิตทรานสฟอร์มในระบบการสื่อสาร.....	37
บทที่ 3 การออกแบบในระบบเครื่องส่ง.....	44
3.1 หลักการทำงานของเครื่องส่ง.....	44
3.2 หลักการออกแบบของเครื่องส่งในระบบ.....	46
3.3 เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้ร่วม.....	48
3.4 หลักการออกแบบทางเชิงคิคริต.....	50
3.5 การใช้เทคนิคอินเวอร์ตเวฟเลิตทรานสฟอร์มในระบบเครื่องส่ง.....	53

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การออกแบบในระบบเครื่องรับ.....	54
4.1 หลักการทำงานของเครื่องรับ.....	54
4.2 หลักการออกแบบของเครื่องรับ.....	55
4.3 หลักการออกแบบในเชิงคิสิกส์.....	58
4.4 การใช้เทคนิคฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์มในระบบเครื่องรับ.....	62
บทที่ 5 การพิจารณาเครื่องส่ง-รับในช่องสัญญาณที่มีการจางหาย.....	63
5.1 การจางหายของสัญญาณ.....	63
5.2 โมเดลของการจางหายของสัญญาณ.....	64
5.2.1 ช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่.....	64
5.2.2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่.....	64
5.3 การเดินทางของสัญญาณในช่องสัญญาณแบบหลายวิถี.....	65
5.4 การคำนวณค่าประสิทธิภาพของระบบในช่องสัญญาณที่มีการจางหาย.....	66
5.5 การใช้เทคนิคเครื่องรับแบบเร็กมาใช้ร่วมกันกับฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม.....	71
บทที่ 6 การวิเคราะห์ระบบ.....	73
6.1 การวิเคราะห์ในเชิงสถิติ.....	73
6.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่มีมาก่อนหน้านี้.....	75
6.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่นำเสนอขึ้นมา.....	76
6.4 การจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอขึ้นมา.....	80
6.5 การเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของระบบที่ใช้กันอยู่กับระบบที่เสนอขึ้นมา.....	87
6.6 สรุปผลการวิเคราะห์และการจำลอง.....	88
บทที่ 7 บทส่งท้ายและข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนาระบบ.....	90
7.1 บทส่งท้าย.....	90
7.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนาระบบต่อไป.....	90
7.2.1 ข้อเสนอในการพัฒนาระบบ.....	90
7.2.2 ข้อเสนอในการเปรียบเทียบกับระบบซีดีเอ็มเอแบนด์กว้าง.....	91

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	93
ภาคผนวก.....	95
ภาคผนวก ก.....	96
ภาคผนวก ข.....	97
ประวัติผู้เขียน.....	104

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดโดยการถ่วงน้ำหนัก.....	50

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส.....	4
2.2 การขยายสเปกตรัมแบบวิธีคูณ โดยตรงที่มอดูเลตแบบบีพีเอสเค.....	7
2.3 การขยายสเปกตรัมแบบใช้ความถี่ก้าวกระโดด.....	9
2.4 ตัวกำเนิดสัญญาณรหัสพีเอ็น	10
2.5 สถานะของตัวกำเนิดสัญญาณรหัส.....	11
2.6 ฟังก์ชันคอร์รีเลชันแบบออร์โธของสัญญาณรหัสที่นอร์มอลไลซ์แล้ว.....	12
2.7 เอนVELOPE (Envelope) ของสเปกตรัมทางความถี่ของสัญญาณรหัส.....	13
2.8 เครื่องรับระบบไคเร็กซ์ซีแควนซ์ ซีดีเอ็มเอ แบบเดิม.....	15
2.9 ตัวดีเทคแบบPE ในระบบไคเร็กซ์ซีแควนซ์ ซีดีเอ็มเอ 2 สเตจ.....	18
2.10 ตัวดีเทคแบบการตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ ที่แสดงแรก.....	19
2.11 ตัวดีเทคแบบ PIC1 สเตจ ที่มีจำนวน K ผู้ใช้.....	19
2.12 ตัวดีเทคแบบ ZF-DF	21
2.13 ระบบมัลติแครี่เรียร์.....	23
2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบมัลติแครี่เรียร์ ไคเร็กซ์ ซีแควนซ์ ซีดีเอ็มเอ.....	26
2.15 หลักการของระบบเครื่องส่งระบบมัลติแครี่เรียร์แบบผู้ใช้เดียว.....	28
2.16 สเปกตรัมของสัญญาณของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ.....	28
2.17 บล็อกไดอะแกรมของระบบมัลติโทน ซีดีเอ็มเอ.....	29
2.18 เครื่องส่งของระบบมัลติแครี่เรียร์ ซีดีเอ็มเอ ในสถานีฐาน.....	30
2.19 เครื่องรับของระบบมัลติแครี่เรียร์ ซีดีเอ็มเอ.....	31
2.20 เวกเตอร์สเปซ (Vector space) ของฟังก์ชันสเกลและเวฟเล็ท.....	33
2.21 ฟิลเตอร์แบงก์วิเคราะห์ 2 ย่าน.....	36
2.22 ฟิลเตอร์แบงก์วิเคราะห์แบบ 2 ย่าน (2 Stages).....	37
2.23 ฟิลเตอร์แบงก์สังเคราะห์ 2 ย่าน.....	37
2.24 ฟิลเตอร์แบงก์สังเคราะห์แบบ 2 ย่าน (2 Stages).....	37
2.25 เป็นบล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องส่งระบบมัลติแครี่เรียร์มอดูเลชัน.....	38
2.26 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบ DWMT.....	39
2.27 ฟิลเตอร์แบงก์จำนวน M ช่อง (Analysis/Synthesis).....	41

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.28 ผลตอบสนองทางความถี่ที่เป็นอุดมคติของฟิลเตอร์เบงก์จำนวน M ตัว.....	41
2.29 บล็อกไดอะแกรมของการสื่อสารแบบหลายพาหะ.....	43
3.1 รูปร่างของสัญญาณส่งในหนึ่งบิตข้อมูล.....	44
3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบเครื่องส่ง.....	45
3.3 บล็อกไดอะแกรมสมมูลของตัวส่งเคราะห์เวฟเล็ด.....	46
3.4 รูปร่างของสัญญาณส่งที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลใดๆ.....	47
3.5 เปรียบเทียบสเปกตรัมของระบบโดยทั่วไปกับ ระบบที่นำเสนอ.....	48
3.6 การวางตำแหน่งของคลื่นพาห์เพื่อลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม.....	48
3.7 ฟิลเตอร์เบงก์ของอัลกอริทึม เอทรอส (a trous algorithm) ที่ สเกล a	51
3.8 ฟิลเตอร์เบงก์ของอัลกอริทึมเอทรอส ทุกๆสเกล.....	52
3.9 การใช้อินเวอร์ตเวฟเล็ดทรานสฟอร์มที่เครื่องส่งในระบบซีดีเอ็มเอ.....	53
4.1 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องรับ.....	56
4.2 กระบวนการต่างของ ฟาสต์เวฟเล็ดทรานสฟอร์มแบบ อัลกอริทึมเอทรอส.....	59
4.3 โครงสร้างของฟาสต์เวฟเล็ดทรานสฟอร์ม (FWT) ด้วยอัลกอริทึมเอทรอส.....	62
4.4 เครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอ ด้วยฟาสต์เวฟเล็ดทรานสฟอร์มแบบอัลกอริทึม เอทรอส.....	62
5.1 การส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหลายวิถี.....	63
5.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับเครื่องเดียว.....	72
5.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบเร็กซ์ (RAKE) ที่มีเครื่องรับอยู่ L ตัว.....	72
6.1 รูปร่างสัญญาณส่งที่ได้จากการสังเคราะห์โดยเวฟเล็ด.....	80
6.2 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิตที่จำนวนสเกล (M) จำนวนใดๆ.....	81
6.3 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิตที่จำนวนสเกล (M) จำนวนใดๆ บนช่องสัญญาณการจางหลายแบบไม่เลือกความถี่.....	82
6.4 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่ จำนวนสเกลใดๆ (M) เมื่อเทียบกับจำนวนผู้ใช้.....	82
6.5 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิต ในกรณี อัตราส่วนระหว่าง SNR.....	83
6.6 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิต ในกรณี อัตราส่วนจำนวนสเกล: $n : s$	84
6.7 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิต ที่ค่าจำนวนสเกลใดๆ (M) ที่ความยาวรหัส $N = 31, 63, 127$	85

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.8 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิตโดยพิจารณาอัตราส่วน ระหว่างจำนวนสเกล (M) ต่อจำนวนคลื่นพาห์ (Mc) (M : Mc).....	85
6.9 การใช้เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้ร่วมในระบบที่นำเสนอขึ้น	86
6.10 เปรียบเทียบความน่าจะเป็นการเกิดผิดพลาดของบิต ระหว่างระบบที่นำเสนอกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน.....	87
6.11 เปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบบนช่องสัญญาณ AWGN.....	88

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

ปัจจุบันระบบการสื่อสาร ไม่ว่าจะเป็นแบบใช้สายหรือไร้สาย ต่างพัฒนาขึ้นมาอย่างรวดเร็ว [1,2] โดยเฉพาะในปัจจุบัน การสื่อสารไร้สายอาจจะเป็นสิ่งที่ขาดไม่ได้ในสังคมปัจจุบันแล้ว อันเนื่องมาจากมีความคล่องตัวในการสื่อสาร ในอนาคต เทคโนโลยีการสื่อสารจะเข้าสู่ยุคการสื่อสารไร้สายในยุคที่สาม ระบบการสื่อสารหลายๆ สื่อ (Multi - Rate or Multimedia Communications) นั้นได้เข้ามามีบทบาทมากขึ้น โทรศัพท์มือถือ จะต้องมีประสิทธิภาพสูง สามารถส่งข้อมูลภาพ, เสียง และข้อมูลอื่นๆ ได้ และการสื่อสารไร้สายในยุคที่สาม (Third Generation (3rdG) of Mobile Communications) จึงจำเป็นต้องใช้ขนาดของแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่า ดังนั้นอาจจะมีผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบได้ ดังนั้นจึงต้องมีเทคนิคการปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น

ระบบซีดีเอ็มเอ เป็นระบบกำลังได้รับความนิยมในระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน อันเนื่องมาจากข้อดีเรื่องความจุ การเข้าถึง (Access) ได้อย่างอิสระ จึงมีค่าของการหน่วงเวลา (Delay Time) น้อยลง อีกทั้งยังสามารถที่จะลดการรบกวนจากสัญญาณรบกวน (Noise) ได้ และถ้าเราประยุกต์การสื่อสารไร้สายหลายๆ สื่อเข้ากับระบบนี้แล้ว จะทำให้ระบบการสื่อสารมีความคล่องตัวมากขึ้น

โดยปกติแล้ว เวฟเล็ททรานสฟอร์ม [3] จะเป็นระบบที่มีอัตราเร็วหลายอัตรา (Multi Rate) อยู่แล้ว ดังนั้น ด้วยคุณสมบัตินี้ ที่สามารถถูกนำมาใช้ในการสื่อสารหลายๆ สื่อได้โดยตรง และด้วยเหตุที่เวฟเล็ททรานสฟอร์ม มีอัลกอริทึมที่สามารถคำนวณ ค่าของมันได้อย่างรวดเร็ว (Fast algorithms) ดังนั้นจึงสามารถสร้างขึ้นมาเพื่อใช้งานจริงๆ ได้ ดังที่พิจารณาไว้ใน [4] ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เราจะนำเอาเทคนิคของเวฟเล็ททรานสฟอร์มเข้ามาใช้ในระบบซีดีเอ็มเอ แล้วพิจารณาและพัฒนา ระบบการสื่อสาร เพื่อรองรับการสื่อสารในอนาคต

1.2 วัตถุประสงค์ในการทำวิทยานิพนธ์

1. เพื่อพิจารณาเทคนิคเวฟเล็ททรานสฟอร์มในระบบมัลติแคร์เรียร์ ไคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ ให้ระบบสามารถส่งข้อมูลต่างๆไปพร้อมๆกันได้ ไม่ว่าจะเป็นข้อมูลภาพ เสียง และข้อมูลอื่นๆ
2. นำเสนอแนวทางการส่งสัญญาณด้วยสัญญาณเวฟเล็ทแม่ (Mother Wavelet) โดยเฉพาะสัญญาณเวฟเล็ทแม่ แบบมอร์เล็ต (Morlet's Wavelet) ที่ให้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นรูปร่างลักษณะฟังก์ชันเกาส์ (Gaussian Function)
3. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาระบบซีดีเอ็มเอ โดยใช้หลักการของเวฟเล็ททรานสฟอร์มในการลดการรบกวนของสัญญาณรบกวนขาวในช่องสัญญาณ ประมาณค่าการจางหาย (Fading) บนช่องสัญญาณ เพื่อสร้างรหัสที่ใช้ในการขยายสเปกตรัม หรือเพื่อบีบอัดข้อมูลให้น้อยลงก่อนการส่งข้อมูล เพื่อให้ใช้แบนด์วิธได้อย่างมีประสิทธิภาพ

1.3 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

ด้วยหลักการของเวฟเล็ทนี้เอง ทำให้เราสามารถส่งข้อมูลหลายๆอัตราเร็วข้อมูลไปยังที่ต่างๆได้พร้อมๆกัน ที่เครื่องส่งนั้นเราจะใช้เทคนิคการทรานสฟอร์มกลับของเวฟเล็ท (Inverse Wavelet Transform) ในการสร้างสัญญาณที่ใช้ส่ง ซึ่งเรียกว่าตัวสังเคราะห์เวฟเล็ท (Wavelet Synthesizer) โดยองค์ประกอบต่างๆของเวฟเล็ทนั้นจะถูกกำหนดโดยข้อมูลต่างๆที่อัตราเร็วข้อมูลต่างกันและที่เครื่องรับเราจะใช้เวฟเล็ททรานสฟอร์ม เพื่อแยกองค์ประกอบของเวฟเล็ทออกมา โดยจะเรียกว่าตัววิเคราะห์เวฟเล็ท (Wavelet Analyzer) ซึ่งการที่จะเคราะห์ได้อย่างถูกต้องแม่นยำแค่ไหนนั้น จะขึ้นอยู่กับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบนช่องสัญญาณ หลักการใช้งานของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม (Fast Wavelet Transform: FWT) จะคล้ายกับฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม (Fast Fourier Transform: FFT) โดยเลือกใช้ สัญญาณ Morlet เป็นเวฟเล็ทแม่ (Mother Wavelet) เนื่องจากมีความเหมาะสมในระบบมัลติแคร์เรียร์ ไคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ ผลที่ได้จากการใช้เทคนิค เวฟเล็ททรานสฟอร์มนี้ สเปกตรัมทางความถี่จะมีรูปร่างเป็นลักษณะแบบเกาส์ (Gaussian)

ปัญหาที่เกิดขึ้นอีกอย่างในระบบซีดีเอ็มเอ คือ ปัญหาการรบกวนจากผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference: MAI) ซึ่งถ้าจำนวนของผู้ใช้งานมากขึ้นเท่าใด การรบกวนก็จะมีมากขึ้นตามเช่นกัน ปัญหาการรบกวนนี้ เกิดขึ้นในระบบมัลติแคร์เรียร์ ไคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ (Multicarrier Direct Sequence CDMA systems) เช่นกัน ผลที่เกิดขึ้นคือสมรรถนะของระบบนั้นลดลง และถ้าต้องการให้มีผู้ใช้งานจำนวนมากๆ สมรรถนะของระบบอาจจะมีค่าต่ำมากได้เช่นกัน ถ้าต้องการลด

การรบกวนนี้ เราจะต้องมีอุปกรณ์เพื่อกำจัดการรบกวนนี้ (Interference Cancellation) หรือใช้เทคนิคการลดการรบกวน จากผู้เข้าร่วมโดยการวางตำแหน่งของความถี่ [5]

ในระบบมัลติแคร์เรียร์ โคเร็กซ์ซีควเอนซ์ ซีดีเอ็มเอ นั้น มีการใช้เทคนิคของการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing) นั่นคือ ฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม (Fast Fourier Transform: FFT) ซึ่งช่วยลดความสิ้นเปลืองของระบบลงได้ ในวิทยานิพนธ์นี้เราจะใช้เทคนิคของ ฟาสต์ เวฟเลตทรานสฟอร์ม (Fast Wavelet Transform: FWT) มาใช้แทนฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม ซึ่งจะสามารถลดเวลาในการประมวลผล ซึ่งสามารถใช้ได้เช่นเดียวกัน

1.4 รายละเอียดของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้แบ่งการพิจารณาและออกแบบเครื่องส่งและเครื่องรับออกเป็นแต่ละบท ซึ่งการพิจารณาเครื่องส่ง จะพิจารณาในบทที่ 3 และเครื่องรับนั้น จะพิจารณาในบทที่ 4 ส่วนในบทที่ 5 และ 6 เราจะพิจารณาประสิทธิภาพระบบที่นำเสนอขึ้นบนช่องสัญญาณการจางหาย (Multi-path Fading Channel) และช่องสัญญาณการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ (Additive White Gaussian Noise: AWGN) พร้อมทั้งแสดงกราฟสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณต่างๆ และเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่นำเสนอขึ้นกับระบบที่กันอยู่ในปัจจุบัน บทที่ 7 เป็นสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะทางการพัฒนาระบบต่อไป

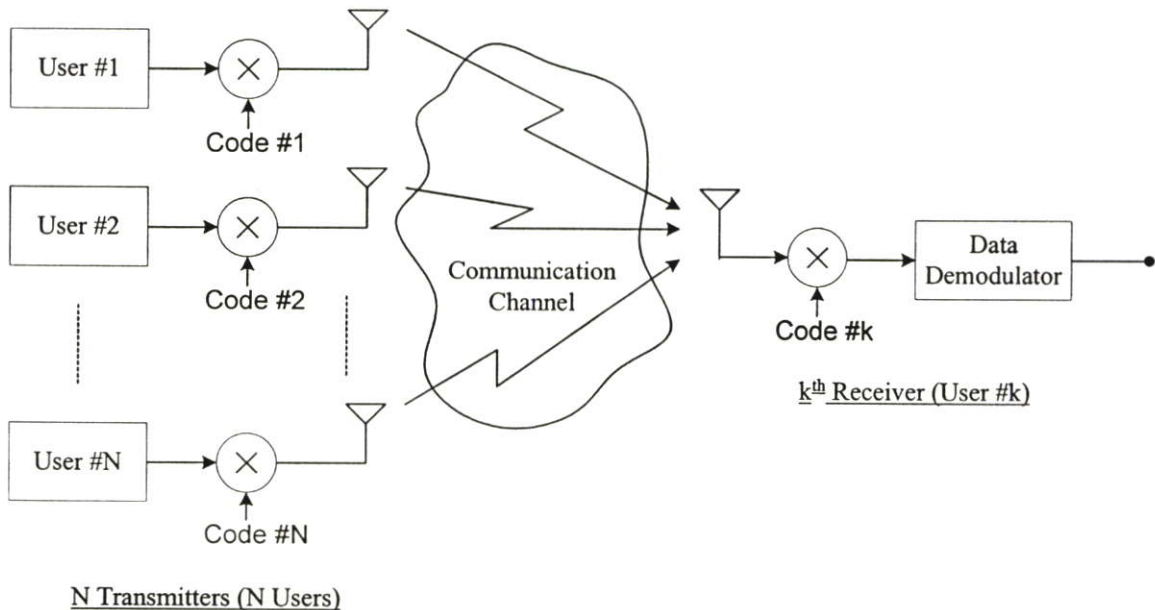
บทที่ 2

ทฤษฎีของระบบ

2.1 ระบบซีดีเอ็มเอ

CDMA ย่อมาจาก Code Division Multiple Access เป็นเทคนิคการเข้าถึง ที่มีการใช้งานในระบบการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน, เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งโดยความถี่ (Frequency Division Multiple Access: FDMA) นั้น จะวางตำแหน่งของแต่ละผู้ใช้ (User) ที่ความถี่ (แบนด์วิดท์ แคบๆ) ต่างๆกันบนช่องสัญญาณที่มีอยู่, ส่วนเทคนิคการเข้าถึงแบบแบ่งรหัส (Time Division Multiple Access: TDMA) นั้นจะทำการวางตำแหน่งของแต่ละผู้ใช้ที่เวลาต่างกัน เทคนิคทั้งสองเหมาะกับการส่งสัญญาณภาคพื้นดินในระยะทางไกลๆ (Long haul terrestrial), การส่งสัญญาณผ่านดาวเทียม (Satellite Communications) และ การสื่อสารในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Communications) เป็นต้น

เนื่องจากระบบทั้งสองไม่สามารถที่ทำการจะปรับปรุงระบบได้ง่าย ดังนั้นจึงมีการพัฒนาระบบอื่นขึ้นมา นั่นคือการสื่อสารแบบขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum Communication Systems)



รูปที่ 2.1 หลักการของการเข้าถึงแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access)

2.1.1 หลักการเบื้องต้นของเทคนิคการขยายสเปกตรัม

เทคโนโลยีการสื่อสารแบบขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum Communication Technology) โดยปกตินั้นมีการใช้ในการสื่อสารทางทหาร (Military Communications) มากกว่าครึ่งศตวรรษแล้ว ซึ่งมีจุดประสงค์เพื่อต้านทานผลของการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนที่รุนแรง (Jamming) และปกปิดข้อมูล (Scrambling) จากผู้ลอบดักฟัง (Covertness) โดยการขยายสเปกตรัมของสัญญาณออกไป กระบวนการที่จะขยายสเปกตรัมให้กว้างออกไปได้นั้นมีหลายวิธี แต่ที่นิยมใช้กันมาก มีสองวิธีด้วยกันคือ

2.1.1.1 การขยายสเปกตรัมโดยวิธีเข้ารหัสโดยตรง

เป็นวิธีการขยายสเปกตรัมที่นิยมใช้กันมากที่สุด ซึ่งบ่อยครั้งที่การขยายสเปกตรัม จะใช้สัญญาณ พีเอสเค ที่มีแบนด์วิดท์แคบ (Narrowband PSK signal) คูณเข้ากับรหัสสัญญาณเลียนแบบสัญญาณรบกวนหรือรหัสพีเอ็น (Pseudo - noise (random) or PN sequences) โดยตรง รหัสพีเอ็นจะเป็นขบวนของสัญญาณไบนารีที่ ลอจิกหนึ่งคือ (+1) และลอจิกศูนย์คือ (-1) ซึ่งแต่ละลูกจะถูกเรียกว่าชิพ (Chip) มากกว่าบิต (Bit) (บิตนั้นจะถูกใช้เรียกในขบวนสัญญาณข้อมูล) สำหรับความกว้างของชิพ (T_c) จะมีค่าน้อยกว่าความกว้างของบิต (T_b) มากๆ ดังนั้นถ้า $b(t)$ เป็นสัญญาณบิตข้อมูล $c(t)$ จะเป็นสัญญาณรหัสพีเอ็น ต่อมาถูกมอดูเลต (Modulated) ด้วยตัวมอดูเลตแบบพีเอสเค (PSK Modulator) ดังนั้น สัญญาณที่ได้จะมีสมการดังต่อไปนี้

$$S(t) = b(t)c(t) \cos \omega_c t \quad (2.1)$$

แบนด์วิดท์ของ $S(t)$ จะถูกกำหนดโดย $c(t)$ และมีค่ามากกว่าแบนด์วิดท์ของ $b(t)$ มากๆ ด้วยเหตุที่ $\frac{1}{T_c} \ll \frac{1}{T_b}$ ดังนั้นกระบวนการของการลดขนาดสเปกตรัม (Despread Spectrum) ให้เท่าเดิมทำได้โดยการคูณรหัสพีเอ็น $c(t)$ อีกครั้งหนึ่ง ซึ่งตอนนี้สัญญาณ $S(t)$ จะถูกคูณด้วยรหัส $c(t)$ นั่นคือ

$$c(t)S(t) = c^2(t)b(t) \cos \omega_c t = b(t) \cos \omega_c t \quad (2.2)$$

สัญญาณที่ได้นั้น จะเป็นสัญญาณพีเอสเคแบนด์วิดท์แคบ (Narrowband PSK Signal) ซึ่งจะเป็นสัญญาณเดียวกันกับสัญญาณข้อมูลมอดูเลตกับคลื่นพาห์แบบพีเอสเค และต่อมาสัญญาณนี้จะถูกดีมอดูเลตด้วยตัวดีมอดูเลตแบบเฟส (Phase Demodulator) เอาท์พุทที่ได้คือข้อมูลเสมือนข้อมูลที่ส่งมา ($\hat{b}(t)$) อนึ่งค่าของการกระจายหลายวิถี (Multipath Separation) $c(t).c(t - \tau)$ ควรที่จะยังคง

มีแถบความถี่ที่กว้าง (Wide Bandwidth) เท่าเดิม ที่ $\tau > T_s$. เช่นเดียวกับ ค่าความสามารถในการเข้าถึง (Multiple Access Capability) $c_i(t).c_j(t-\tau)$ ส่วนการมอดูเลตอีกวิธีหนึ่งคือ การมอดูเลตแบบ คิวพีเอสเค (QPSK Modulation) เราจะได้สมการการมอดูเลตดังต่อไปนี้

$$S_{QPSK}(t) = c_I(t)b_I(t) \cos w_c t - c_Q(t)b_Q(t) \sin w_c t \quad (2.3)$$

$c_I(t), c_Q(t)$ เป็นสัญญาณรหัสพีเอ็นช่องที่ I, Q และ $b_I(t), b_Q(t)$ เป็นสัญญาณบิตข้อมูลช่องที่ I, Q สำหรับการมอดูเลตสัญญาณทั้งหมดในระบบ โคเร็กซ์ซีแควนซ์แบบบีพีเอสเคสามารถทำได้โดยการคูณสัญญาณอินพุตด้วยสัญญาณรหัสพีเอ็นที่ตรงกัน และความถี่คลื่นพาหะที่ร่วมกัน (Coherent Carrier) ต่อมาทำการอินทิเกรตโดยมีขอบเขตเท่ากับบิตข้อมูลคือ T_b ซึ่งกระบวนการนี้เราสามารถที่จะเสนอเป็นบล็อกโคอะแกรมได้ในรูปที่ 2.2 ดังนั้นถ้ามีสัญญาณจำนวน K สัญญาณเข้ามาพร้อมๆกันที่เครื่องรับ เครื่องรับตัวที่ k สามารถที่จะแสดงสมการในการมอดูเลตสัญญาณดังต่อไปนี้

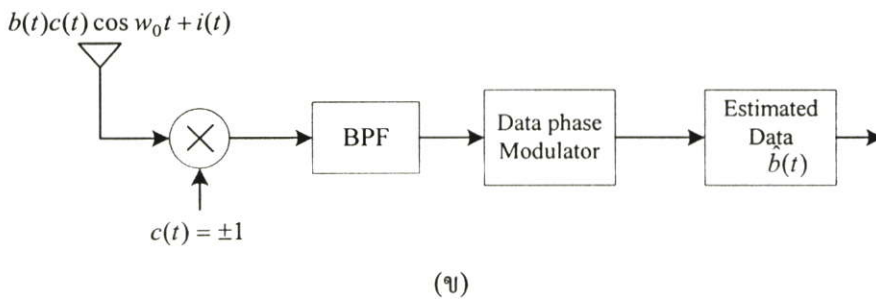
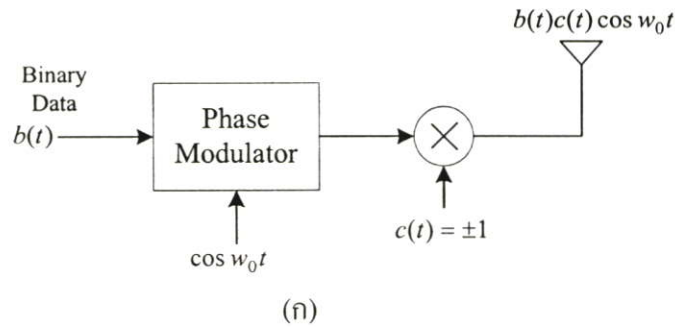
$$\begin{aligned} D_k &= \int_0^{T_b} 2c_k \cos w_0 t \left[\sum_{i=1}^K c_i b_i \cos w_0 t \right] dt \\ &= b_k \int_0^{T_b} c_k c_k dt + \sum_{i \neq k} b_i \int_0^{T_b} c_i c_k dt = b_k T_b + b_i \rho_{ik} T_b \end{aligned} \quad (2.4)$$

ซึ่ง ρ_{ik} เป็นฟังก์ชันของการทำสหสัมพันธ์ (Correlation Function) สามารถที่จะกำหนดได้ดังสมการข้างล่างนี้

$$\rho_{ik} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} c_i c_k dt \quad (2.5)$$

องค์ประกอบหรือเทอมที่สองของสมการที่ (2.4) นั้นเรียกว่า สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึง (Multiple Access Interference: MAI) ของผู้เข้าร่วม และค่านี้ควรที่มีค่าต่ำมากๆ จึงจะทำให้ระบบดีขึ้น อีกสิ่งหนึ่งที่จะทำให้ระบบดีขึ้นนั่นก็คือ การออกแบบให้สัญญาณรหัสพีเอ็นมีค่าของการทำสหสัมพันธ์แบบไขว้ (Cross Correlation) มีค่าต่ำๆ ในการใช้งานในปัจจุบันในบางระบบ จะใช้รหัสที่ ออร์โธโกนอล (Orthogonal Sequences or Orthogonal Codes) ซึ่งกันและกัน จะทำให้ค่าของการทำสหสัมพันธ์แบบไขว้นั้น มีค่าเป็นศูนย์ (ในกรณีของรหัสทั้งสองมีค่าความหน่วง (Delay) เท่ากับศูนย์หรือมีการหน่วงกันอย่างร่วมกัน (Coherent)) และในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Communication) นั้น คุณสมบัติของออร์โธโกนอล จะยังคงอยู่ ถ้าเราพิจารณาระบบใน

กรณีของการส่งสัญญาณด้านขาไป (Forward Link) ซึ่งก็คือการส่งสัญญาณจากสถานีฐาน (Base Station) ไปยังเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Station) นั้นเอง



รูปที่ 2.2 การขยายสเปกตรัมแบบวิธีคูณ โดยตรงที่มอดูเลตแบบบีพีเอสเค (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ

2.1.1.2 การขยายสเปกตรัมโดยวิธีใช้ความถี่ก้าวกระโดด

ในระบบนี้จะใช้พื้นฐานการมอดูเลตแบบการเลื่อนความถี่ออกไป (Frequency Shift Keying or M-ary Frequency Shift Keying) ซึ่งสามารถที่จะแสดงได้ดังสมการ

$$\begin{aligned}
 FSK \Rightarrow S_n(t) &= \cos(w_0 + b(t)\Delta w)t \\
 &= \cos(w_n t) \quad b(t) = \pm 1
 \end{aligned}
 \tag{2.6}$$

สำหรับตัวปฏิบัติการ $\epsilon(\cdot)$ เป็นตัวการสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ซึ่งจะใช้ในการสร้างสัญญาณความถี่ใดๆ ทำให้มีการเปลี่ยนค่าของความถี่ (ก้าวกระโดด) อย่างสม่ำเสมอ อยู่ในขอบเขตของเวลา T_b สามารถแสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S_\epsilon(t) = \cos(w_1 + M(t, T_h)\Delta w)t = \cos(w_\epsilon t) \quad (2.7)$$

ซึ่ง $M(t, T_h)$ เป็นจำนวนสุ่ม (Random Number) หรือ จำนวนเลียนแบบการสุ่ม (Pseudo-random Number) มีความแตกต่างกัน M ตัว ตัวปฏิบัติการ $\epsilon(\cdot)$ โดยทั่วไปนั้นจะประกอบด้วยวิธีการคูณ $S(t), S_\epsilon(t)$ และ $S_w(t)$ ด้วยคลื่นความถี่ $w_n + w_\epsilon = w_t = w_0 + w_1 + [b(t) + M(t, T_h)]\Delta w$ ความถี่ w_t จะมียอดประกอบที่คงที่คือความถี่ $w_0 + w_1 = w_c$ และองค์ประกอบที่มีการเปลี่ยนแปลงคือ $[b(t) + M(t, T_h)]\Delta w$ ดังนั้นถ้า $b(t)$ เป็นสัญญาณที่เป็น $[-1, +1]$ และ $M(t, T_h)$ มีสมาชิกเป็น $[0, 1, 2, \dots, M]$ ค่าของ $S_w(t)$ จะมีค่าขนาดของแบนด์วิดท์ (Bandwidth) (B_w) จาก $(w_c - \Delta w)$ ถึง $w_c + (M + 1)\Delta w = (M + 2)\Delta w \cong M\Delta w$ สำหรับค่า M ที่มีค่ามากๆ ถ้าขอบเขตของบิต $T_b > T_h$ เราจะเรียกว่า การก้าวกระโดดอย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping) แต่ถ้ากลับกันเราจะเรียกว่า การก้าวกระโดดอย่างช้า (Slow Frequency Hopping) ส่วนกระบวนการคิมอดูเลตจะมีกระบวนการที่เหมือนกัน การคูณสัญญาณ $S_w(t), S_\epsilon(t)$ และกรองสัญญาณออกด้วยคลื่นความถี่ $w_t - w_\epsilon = w_n$ ผลลัพธ์นั้นเราจะได้สัญญาณเดิมออกมา (Original narrowband FSK signal)

ถ้ากระบวนการ ขยายสเปกตรัม (Spread Spectrum Procedure) และ ลดสเปกตรัม (Despread Spectrum Procedure) ไม่ร่วมกัน (Non Coherence) ค่าของจำนวนสุ่ม (Random Number) ที่เครื่องส่ง ($M_t(t, T_h)$) และที่เครื่องรับ ($M_r(t - \tau, T_h) = M_t(t, T_h)$) จะมีความแตกต่างกันถ้า $\tau > T_h$ ดังนั้นกระบวนการลดสเปกตรัมลงเท่าเดิม จะสร้างสัญญาณอันหนึ่งที่มีความถี่

$$\begin{aligned} w_t(t) - w_\epsilon(t - \tau) &= w_0 + [M_t(t, T_h) - M_r(t, T_h) + b(t)]\Delta w \\ &= w_0 + [M_\epsilon(t, T_h) + b(t)]\Delta w \end{aligned} \quad (2.8)$$

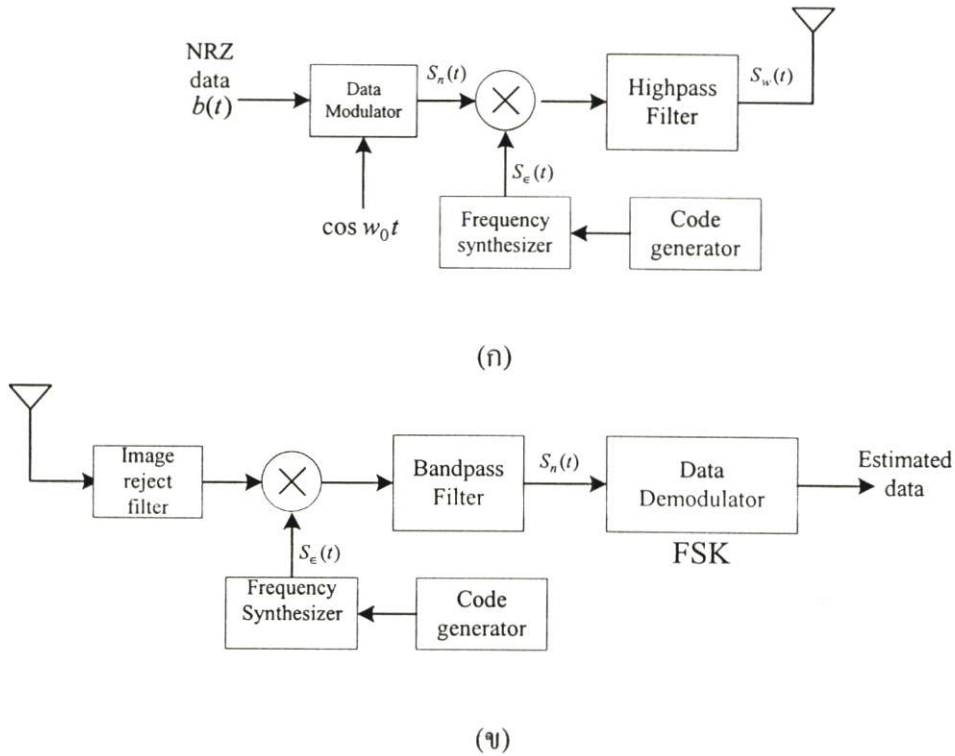
ซึ่ง $M_\epsilon(t, T_h) \in [-M, -(M - 1), \dots, 0, 1, \dots, (M - 1), M]$ และฟังก์ชันนี้จะยังคงมีคุณสมบัติที่มีแบนด์วิดท์ที่กว้างเช่นเดิม

สำหรับการใช้งานในลักษณะการเข้าถึงได้หลายทาง ที่มีสัญญาณที่เข้ามา K สัญญาณ และแต่ละสัญญาณจะผ่านตัวปฏิบัติการ $\epsilon_k(\cdot)$ ซึ่ง $k = 1, 2, 3, 4, \dots, K$ และจะใช้ $M_k(t, T_h)$ เพื่อควบคุมตัวสังเคราะห์ความถี่ (Frequency Synthesizer) ของมันเอง ดังนั้นในตัวกลางเราจะได้ผลลัพธ์เป็นผลรวมของสัญญาณทั้งหมดดังนี้

$$\sum_k \cos[w_c + (b_k + M_k)\Delta w]t \quad (2.9)$$

เมื่อสัญญาณของผู้ใช้เครื่องที่ i ถูกส่งเข้ามาที่เครื่องรับที่ i และผ่านกระบวนการลดสเปกตรัมลง (Despreading)

ผลลัพธ์เราจะได้สัญญาณที่มีความถี่เท่ากับ $w_0 + (M_j - M_i)\Delta w$ ซึ่งยังมีแบนด์วิดธ์ที่กว้างอยู่เช่นเดิม เนื่องจาก $M_i \neq M_j$ โดยที่ค่าความแตกต่างคือ $\Delta M = M_j - M_i \in [-M, (M-1), \dots, 0, 1, \dots, (M-1), M]$ บล็อกไดอะแกรมของระบบนี้แสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 การขยายสเปกตรัมแบบใช้ความถี่ก้าวกระโดด (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ

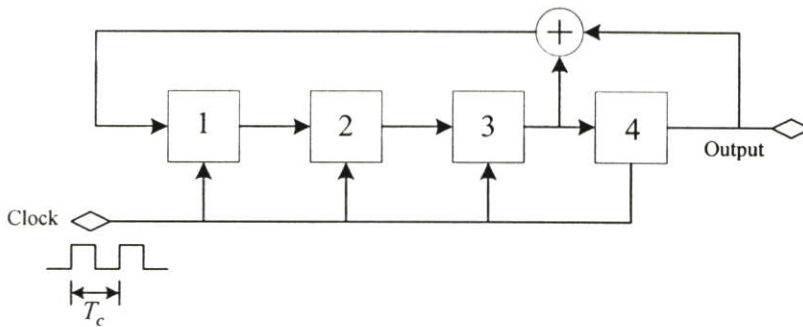
2.1.2 การกำเนิดสัญญาณรหัส

สัญญาณรหัส (Code Sequence) หรือ สัญญาณเสมือนสัญญาณรบกวน (Pseudo - noise (or PN) Sequence or Pseudo random Sequence) จะถูกใช้เป็นตัวขยายสเปกตรัมให้กว้างออกไปเพื่อเจดีย์สัญญาณรบกวน (ในระบบ Direct Sequence Spread Spectrum) หรือหลีกเลี่ยงสัญญาณรบกวน(ในระบบ Frequency Hopping Spread Spectrum) และเป็นตัวควบคุมในตัวกรองแบบแมตช์ (Matched Filter) ในทางอุดมคติแล้ว เราจะออกแบบสัญญาณรหัสนี้ โดยให้มีคุณสมบัติทางสถิติที่เป็นตัวแปรสุ่มที่อิสระ (Independent Random Variables) และมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ (Uniformly Distributed) สำหรับที่เครื่องส่งและการตีเทคที่เครื่องรับ

สัญญาณเสมือนสัญญาณรบกวน (PN Sequence) จะถูกสร้างจากรีจิสเตอร์แบบเลื่อนขนาดยาวที่สุด (Maximal Length Shift Register) ต่อกัน m ตัว นั่นคือมันจะถูกสร้างและปรากฏออกมา

ทางเอาต์พุต (ที่ซึ่งมันจะถูกย้อนกลับเป็นอินพุตของตัวเอง) ที่มีคาบยาวที่สุดที่เป็นไปได้ด้วยการเลื่อนที่สัมพันธ์ที่ $2^m - 1$ ครั้ง และคาบของสัญญาณรหัสจะมีค่าเท่ากับ T_c ซึ่งเรียกว่าชิพ (Time Chip) ผลลัพธ์เอาต์พุตที่ออกมาจะมีคุณสมบัติของสหสัมพันธ์ (Correlation) และคุณสมบัติอื่นๆที่ต้องการ ในรูปที่ 2.4 เราได้อธิบายการย้อนกลับของตัวรีจิสเตอร์นี้ ด้วยผลรวมแบบโมดูลอสอง (Modulo 2 : Exclusive-OR) ของรีจิสเตอร์ตัวที่ m กับ $m-1$ ผลลัพธ์จะถูกย้อนกลับไปเป็นอินพุตให้กับตัวมันเอง ซึ่งเรานั้นจะได้เอาต์พุต $c(t)$ ออกมา การย้อนกลับที่แตกต่างกันเอาต์พุต (รหัส) ที่ออกมาจะไม่เหมือนกัน (ด้วยผลรวมโมดูลอสองของรีจิสเตอร์ตัวอื่นที่ไม่ใช่ตัวที่ m กับ $m-1$)

สัญญาณรหัสนี้จะถูกกำเนิดโดยตัวกำเนิดสัญญาณรหัสพีเอ็น (Maximal-Length PN Code generator) ซึ่งมีคาบเวลาเท่ากับ $T = NT_c$ ซึ่ง N เป็นจำนวนของชิพ (Chips) และ N จะมีจำนวนเท่ากับ $2^m - 1$ สถานะเริ่มต้นของรีจิสเตอร์ทุกตัวคือ 1 ดังนั้นรหัสที่ได้จะมีความยาว $N = 2^4 - 1 = 15$ ผลลัพธ์จะได้ตามตารางต่อไปนี้



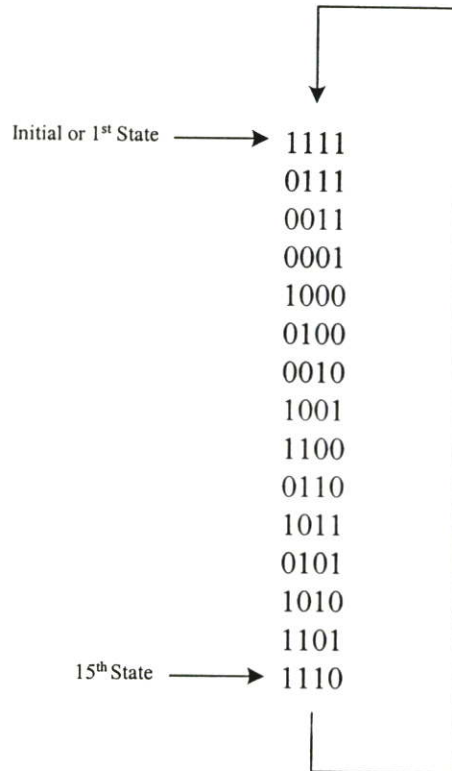
รูปที่ 2.4 ตัวกำเนิดสัญญาณรหัสพีเอ็น ($m = 4$, ผลรวม โมดูลอสองที่รีจิสเตอร์ตัวที่ 4 กับตัวที่ 3)

2.1.2.1 ฟังก์ชันของสหสัมพันธ์

ขั้นแรกเราจะหาความสัมพันธ์ ระหว่างค่าสหสัมพันธ์แบบต่อเนื่อง (Continuous Correlation) กับค่าสหสัมพันธ์แบบที่เป็นลักษณะดิสครีต (Discrete Correlation) ของสัญญาณดิจิทัล $c(t)$ ซึ่งเราจะกำหนดเป็นสัญญาณรหัส (Code Sequence) แสดงได้ดังสมการต่อไปนี้

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c) \quad (2.10)$$

ซึ่ง $c_n = \pm 1$ เป็นสัญญาณแบบ ไบโพลาร์ (Bipolar) $p(t)$ เป็นรูปร่างของพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีความกว้างของพัลส์เท่ากับ $[0, T_c]$ ดังนั้นฟังก์ชันของค่าสหสัมพันธ์แบบไขว้ (Cross Correlation) แบบต่อเนื่องระหว่างรหัส $c(t)$ กับ $c'(t)$ ถูกกำหนดโดย



รูปที่ 2.5 สถานะของตัวกำเนิดสัญญาณรหัส

$$R_{cc'}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T c'(t)c(t+\tau)dt \quad (2.11)$$

$T = NT_c$ เป็นคาบของสัญญาณ ถ้า $c = c'$ ฟังก์ชัน $R_{cc'}(\tau)$ จะเป็นค่าของอัตสหสัมพันธ์ (Auto Correlation: $R_{cc}(\tau)$) ดังนั้นเราจะได้

$$R_{cc'}(\tau) = \frac{1}{T} \sum_m \sum_n c_n c'_n \int_0^T p(t-mT_c)p(t+\tau-nT_c)dt \quad (2.12)$$

ผลของการอินทิเกรตจะไม่เป็นศูนย์ ก็ต่อเมื่อสัญญาณพัลส์ทั้งสองตัวนั้นทับซ้อนกันซึ่งจะปรากฏอยู่ในช่วง $t-mT_c - (t+\tau-nT_c) < T_c$ ด้วยเหตุที่สัญญาณ $p(t)$ ถูกจำกัดช่วงเวลาไว้ที่ $[0, T_c]$ ดังนั้นถ้าเรากำหนดค่าของ $\tau = KT_c + \epsilon$ ซึ่ง $0 < \epsilon < T_c$ และ $T = NT_c$ ความสัมพันธ์ก่อนหน้านี้จะกลายเป็น

$$\begin{aligned}
 R_{cc'}(\tau) = R_{cc'}(k, \epsilon) &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} c_m c'_{k+m} \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c-\epsilon} p(\lambda) p(\lambda + \epsilon) d\lambda \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} c_m c'_{k+m+1} \frac{1}{T_c} \int_{T_c-\epsilon}^{T_c} p(\lambda) p(\lambda - T_c + \epsilon) d\lambda
 \end{aligned}
 \tag{2.13}$$

ฟังก์ชันของค่าสหสัมพันธ์แบบดิสครีต (Discrete) สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\theta_{cc'}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} c_n c'_{n+k}
 \tag{2.14}$$

ดังนั้นค่าของ $R_{cc'}(\tau)$ และ $\theta_{cc'}(k)$ สัมพันธ์กันดังนี้

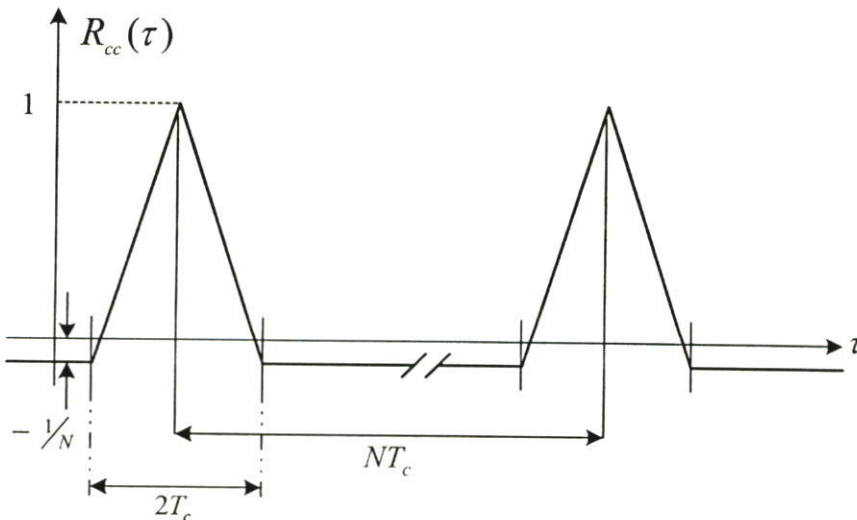
$$R_{cc'}(\tau) = R_{cc'}(k, \epsilon) = \left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right) \theta_{cc'}(k) + \frac{\epsilon}{T_c} \theta_{cc'}(k+1)
 \tag{2.15}$$

และ

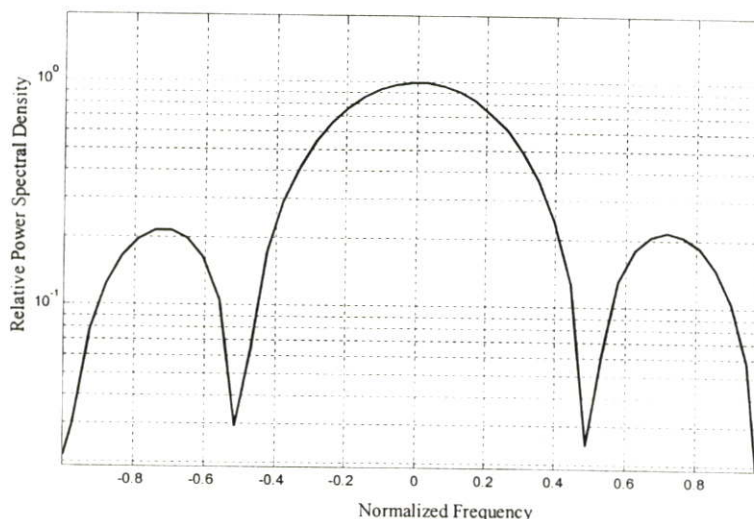
$$R_c(\tau) = R_{cc}(\tau) = \left(1 - \frac{\epsilon}{T_c}\right) \theta_c(k) + \frac{\epsilon}{T_c} \theta_c(k+1)
 \tag{2.16}$$

สำหรับสเปกตรัมทางความถี่ (Frequency Spectrum) ของสัญญาณรหัส (Code Sequence) นั้นเราสามารถกำหนดได้ดังสมการต่อไปนี้

$$S(f) = -\frac{1}{N} \delta(f) + \frac{N+1}{N^2} \sin^2(\pi f T_c) \sum_{m=-\infty}^{\infty} \delta\left(f + \frac{m}{NT_c}\right)
 \tag{2.17}$$



รูปที่ 2.6 ฟังก์ชันค่าสหสัมพันธ์แบบตัวเองของสัญญาณรหัสที่นอร์มอลไลซ์แล้ว



รูปที่ 2.7 เอนVELOPE (Envelope) ของสเปกตรัมทางความถี่ของสัญญาณรหัส

2.1.3 การเดินทางของสัญญาณบนช่องสัญญาณหลายวิถีและจางหาย

การเดินทางของคลื่นวิทยุไปบนช่องสัญญาณแบบไร้สายนั้น มันจะมีความยุ่งยากเป็นอย่างมาก ในการกำหนดคุณสมบัติของผลที่เกิดขึ้นจากปรากฏการณ์ต่างๆ บนช่องสัญญาณอันได้แก่ การเกิดทางเดินของสัญญาณหลายๆทางเดิน (วิถี) (Multi path) และการเกิดเงา (Shadowing)

อย่างไรก็ตามนั้น เราก็สามารถที่จะพิจารณาคูณสมบัติต่างๆของช่องสัญญาณได้ โดยการกำหนดคุณสมบัติของช่องสัญญาณได้ในเชิงสถิติ (Statistical Modeling) และคุณสมบัติต่างๆ นี้ จะมีคุณสมบัติทางสถิติที่แตกต่างกัน ตามผลของปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้น ซึ่งผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นนั้นจะมีความถูกต้องและแม่นยำเพียงใดนั้นจะขึ้นอยู่กับ การกำหนดคุณสมบัติทางสถิติสำหรับช่องสัญญาณการจางหาย (Fading Channels) ที่เหมาะสม

2.1.3.1 การแปรเปลี่ยนของเฟสและระดับของสัญญาณ

เมื่อสัญญาณที่รับได้นั้นมีการจางหาย อันเนื่องมาจากการส่งสัญญาณ ทั้งระดับและเฟสของสัญญาณจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่บนแกนเวลา และสำหรับวิธีการมอดูเลตแบบร่วมนัย (Coherence Modulation) ผลของการจางหาย การเปลี่ยนแปลงของเฟส จะมีผลทำให้สมรรถนะของระบบซึ่งจะลดลงอย่างรุนแรง เว้นเสียแต่เราจะทำการชดเชยมันที่เครื่องรับ บ่อยครั้งที่การวิเคราะห์ระบบโดยสมมติว่าการจางหายที่มาจากผลของการเปลี่ยนแปลงของเฟสนั้น จะมีสหสัมพันธ์กันอย่างสมบูรณ์

(Perfectly Correlated) ที่เครื่องรับ ผลลัพธ์นั้น คือสามารถทำการคิโมดุลเลตแบบร่วมนัยแบบอุดมคติได้

สำหรับการมอดูเลตแบบไม่ร่วมนัย(Non-Coherent Modulation) นั้น จะมีไม่ต้องการคำนึงเรื่องของเฟสที่เครื่องรับ ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของเฟสที่ทำให้เกิดการจางหายนั้นจะไม่มีผลกับสมรรถนะของระบบเท่าใดนัก ดังนั้นการวิเคราะห์หาค่าของสมรรถนะในการมอดูเลตทั้งแบบร่วมนัยและไม่ร่วมนัยตามอุดมคติบนช่องสัญญาณการจางหายนั้น จึงต้องการเฉพาะคุณสมบัติทางสถิติของการจางหายระดับสัญญาณเท่านั้น ซึ่งจะไม่พิจารณาในส่วนของเฟสว่ามีลักษณะทางสถิติ

2.1.3.2 การจางหายอย่างช้าและเร็ว (Slowly and fast fading)

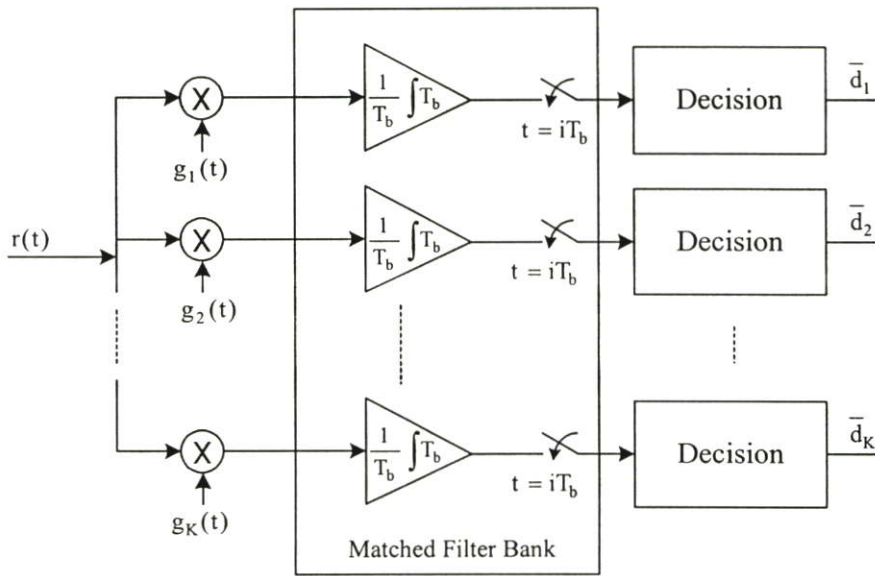
การแยกแยะกันระหว่างการจางหายแบบช้าและเร็วมีความสำคัญต่อโมเดลทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณที่มีการจางหาย (Fading Channel) และสำคัญต่อการหาค่าสมรรถนะของระบบการสื่อสารบนช่องสัญญาณการจางหายนี้ เป็นอย่างมาก เราให้ T_c เป็นเวลาร่วมนัย (Coherence Time) ของช่องสัญญาณ ซึ่งเป็นค่าคาบเวลาที่สัมพันธ์กับกระบวนการการจางหาย (หรือเทียบได้กับคาบเวลาหลังจากทำการสหสัมพันธ์กันระหว่างปริมาณสุ่มสองตัวของช่องสัญญาณที่ความถี่เดียวกันแต่แตกต่างกันที่เวลา) เช่นเดียวกันเวลาร่วมนัย (Coherent time) สัมพันธ์กับช่องสัญญาณ ดอปเปลอร์ สเปรด (Doppler Spread) f_d โดย

$$T_c \cong \frac{1}{f_d} \quad (2.18)$$

การจางหายที่ช้า ถ้าคาบเวลาของซิมบอ (Symbol time duration) T_s มีค่าน้อยกว่าเวลาร่วมนัย T_c ของช่องสัญญาณ และในทางกลับกันจะพิจารณาเป็นการจางหายอย่างรวดเร็ว ในการจางหายอย่างช้าๆ นั้น ระดับของการจางหายเฉพาะ จะมีผลต่อซิมบอ (Symbol) ที่ติดต่อกันเป็นจำนวนมาก ซึ่งมันจะก่อให้เกิดความผิดพลาดที่เกิดขึ้นอย่างทันที (Burst error) ในทางตรงกันข้าม การจางหายแบบเร็ว นั้น การจางหายจะดีคอร์เรเลต (Decorrelate) จากซิมบอต่อซิมบอ ในกรณีของการจางหายที่รวดเร็ว เมื่อเครื่องรับที่ใช้ในการสื่อสารตีเทคและตัดสินใจ (decision) สัญญาณที่รับได้มีค่าเวลาซิมบอสอง

2.1.4 เครื่องรับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอ

ในโครงสร้างของเครื่องรับ (Receiver) ของระบบซีดีเอ็มเอ นั้น มีหลายรูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบจะมีโครงสร้างที่เป็นลักษณะเฉพาะ ในตัวของเครื่องรับเอง จะมีเทคนิคอื่นๆเข้าใช้ร่วมด้วย เช่น การลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม (Multiple Access Interference Suppression) หรือแม้แต่การใช้เทคโนโลยี ของการประมวลผลสัญญาณ เข้ามาเกี่ยวข้อง และต่อไปนี้จะเป็นการกล่าวถึง โครงสร้าง การตีเทคของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอโดยสังเขป



รูปที่ 2.8 เครื่องรับระบบไคเร็กซ์ซีควนซ์ซีดีเอ็มเอแบบเดิม

2.1.4.1 การตีเทคสัญญาณซีดีเอ็มเอแบบเดิม

การตีเทคของระบบซีดีเอ็มเอแบบนี้ นั้นมันจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของการทำสหสัมพันธ์กัน ระหว่างรหัสค่าคงที่ของการทำสหสัมพันธ์ ซึ่งจะถูกลำหนดโดย

$$\rho_{ik} = \frac{1}{T_b} \int_0^{T_b} g_i(t) g_k(t) dt \quad (2.19)$$

ในที่นี้ ถ้า $i = k$, $\rho_{kk} = 1$ และถ้า $i \neq k$, $0 \leq \rho_{kk} < 1$ การรบกวนระหว่างผู้ใช้ เกิดขึ้น เนื่องจากการไม่เกิดเงื่อนไขของออร์โธโกนอลระหว่างสัญญาณรหัส ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดการออฟเซต (Offsets) ทางเวลาที่เป็นแรนดอม (Randomly)

2.1.4.2 การดีเทคสัญญาณหลายผู้ใช้

การดีเทคแบบนี้ จะมีความยุ่งยากกว่าระบบการดีเทคแบบผู้ใช้เดี่ยว แต่จะให้ผลของการดีเทคที่ดีกว่า การดีเทคแบบนี้สามารถแบ่งได้เป็น

1) การดีเทคแบบเชิงเส้น

เป็นการทรานสฟอร์มแบบเชิงเส้น เพื่อสร้างกลุ่มเซตใหม่ที่เอาที่พุงท จะใช้การดีเทคแบบดีคอรเรลเลต (Decorrelating detector) ตัวดีเทคแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด (Minimum mean squared error (MMSE) detector) และตัวดีเทคแบบใช้การกระจายโพลีโนมียัล (Polynomial expansion (PE) Detector)

2) การดีเทคโดยการตัดการรบกวนโดยใช้การลบออก

จะเป็นการประมาณค่าการรบกวนจากผู้เข้าร่วม (Estimation of the interference) และลบมันออกไป ซึ่งสามารถที่แบ่งออกไปได้หลายแบบ อันได้แก่ ตัวดีเทคแบบ การตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ (Successive interference cancellation: SIC) ตัวดีเทคแบบ การตัดการรบกวนอย่างขนาน (Parallel interference cancellation: PIC) และตัวดีเทคแบบ ใช้การตัดสัญญาณย้อนกลับแบบซีโรฟอร์ซิง (Zero – forcing decision – feedback (ZF - DF) detector)

3) ข้อจำกัดของการดีเทคหลายผู้ใช้

มีข้อจำกัดหลักๆอยู่สองข้อด้วยกัน นั่นคือ (1) การเกิดขึ้นของการรบกวนจากผู้เข้าร่วมจากเซลล์ (Cellular) อื่น (ในกรณีระบบโทรศัพท์มือถือ) (2) มีความยุ่งยากที่จะสนับสนุนการดีเทคระบบนี้ ในกรณีของดาวน์ลิงก์ (Downlink) ซึ่งเป็นปัญหาของความยุ่งยากซับซ้อน (Complexity) ค่าใช้จ่าย (Cost) ขนาดและน้ำหนัก (Weight) เป็นปัญหาหลักในกรณีที่ใช้ในระบบโทรศัพท์มือถือ การเพิ่มประสิทธิภาพที่อัปลิงก์ (Uplink) แต่เพียงอย่างเดียว จะไม่ช่วยให้ประสิทธิภาพของระบบทั้งหมดดีขึ้น

แต่ระบบนี้มีข้อดีคือการใช้แบนด์วิดธ์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

- ในการอัปลิงก์ ระบบนี้จะใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมได้ดีกว่า
- แบนด์วิดธ์ที่มีขนาดใหญ่ จะสามารถช่วยเพิ่มสมรรถภาพของระบบดาวน์ลิงก์ได้

- ลดความต้องการการใช้ความถี่ตรงของการควบคุมกำลังงาน(Power Control)ได้
- ช่วยลดการเกิดปัญหาการเกิดผลจากความถี่ ใกล้เคียงของระยะทางได้
- การเพิ่มความซับซ้อนที่จำเป็นต่อระบบที่สถานีฐาน (Base Station or Repeater) สามารถลดความซับซ้อนที่ตัวโทรศัพท์ได้
- ขนาดของพื้นที่ครอบคลุมการใช้งานสามารถที่จะเพิ่มได้อีก โดยใช้กำลังงานเท่าเดิม

2.1.4.3 ตัวดีเทคแบบใช้ดีคอร์ดรีเลต

มีข้อดีดังนี้

- 1). ให้ค่าสมรรถนะและความจุที่มั่นคงบนเครื่องรับแบบเดิม (Conventional Detector)
- 2). ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้การประมาณค่าทางขนาด
- 3). มีความซับซ้อนในการคำนวณค่าต่างๆที่ง่ายกว่าระบบMLS (Maximum Likelihood (ML) Sequence Detection)
- 4). ความน่าจะเป็นของการเกิดค่าความผิดพลาดจะไม่ขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณ

ข้อเสียมีดังนี้

- 1) ถ้าเราพิจารณาในเวลาจริง (real time) การคำนวณค่าสหสัมพันธ์จะใช้ระยะเวลาในการคำนวณกว่า
- 2) การดีเทคแบบนี้เป็นการเพิ่มการรบกวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งกำลังงานของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มขึ้นเสมอ

2.1.4.4 ตัวดีเทคแบบค่าเฉลี่ยกำลังสองของความผิดพลาดที่ต่ำที่สุด

มีข้อดีดังนี้

- 1) ด้วยเหตุที่ ระบบนี้สามารถจัดสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) ได้ ดังนั้น โดยทั่วไปตัวดีเทคแบบนี้จะมีสมรรถนะที่สูงกว่าระบบที่ใช้ตัวดีเทคแบบดีคอร์ดรีเลต
- 2) ไม่ก่อให้เกิดการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน

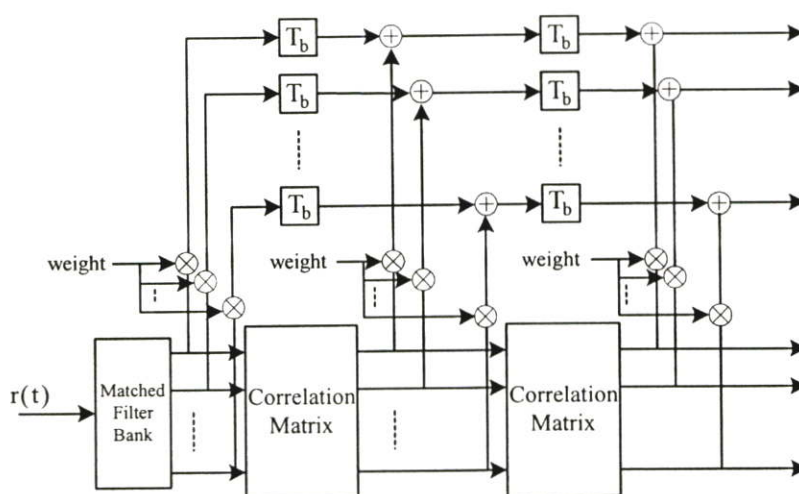
ข้อเสียมีดังนี้

- 1) ต้องการการประมาณค่าขนาดของสัญญาณที่รับได้ สมรรถนะของระบบจะขึ้นอยู่กับกำลังงานของสัญญาณรบกวนจากผู้เข้าร่วม
- 2) ต้องการการทำการกลับของเมตริก (Matrix Inversion)

2.1.4.5 ตัวดีเทคแบบใช้การกระจายโพลีโนเมียล

มีข้อดีดังต่อไปนี้

- 1) สามารถประมาณค่าเป็นตัวดีเทคแบบคิออร์รีเลตและ MMSE ได้
- 2) มีความซับซ้อนในการคำนวณที่ต่ำกว่า
- 3) ไม่ต้องการการประมาณค่าขนาด(เฟส)ของสัญญาณที่รับได้
- 4) สามารถใช้ตัวถ่วงในกรณีที่เกิดมีปัจจัยที่มีผลต่อสัญญาณมากๆ



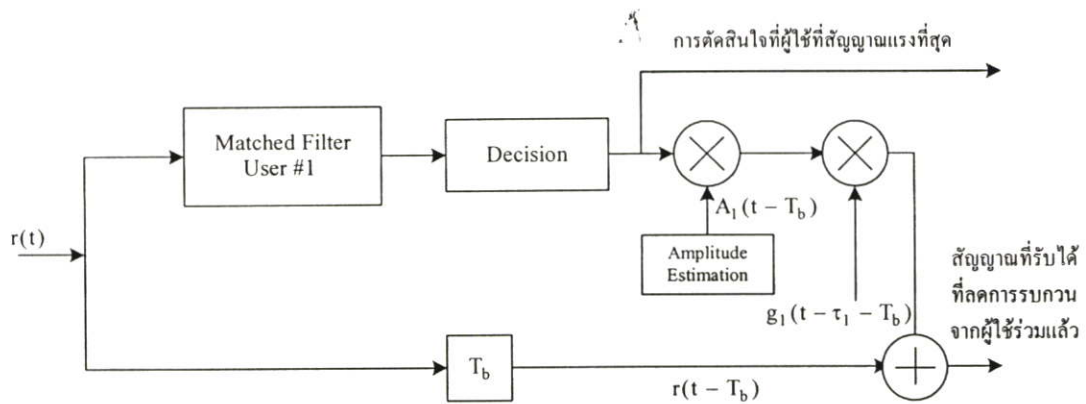
รูปที่ 2.9 ตัวดีเทคแบบPE ในระบบโคเดรีกซ์ซีเคอนซ์ ซีดีเอ็มเอ 2 สเตจ

2.1.4.6 ตัวดีเทคแบบการตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ

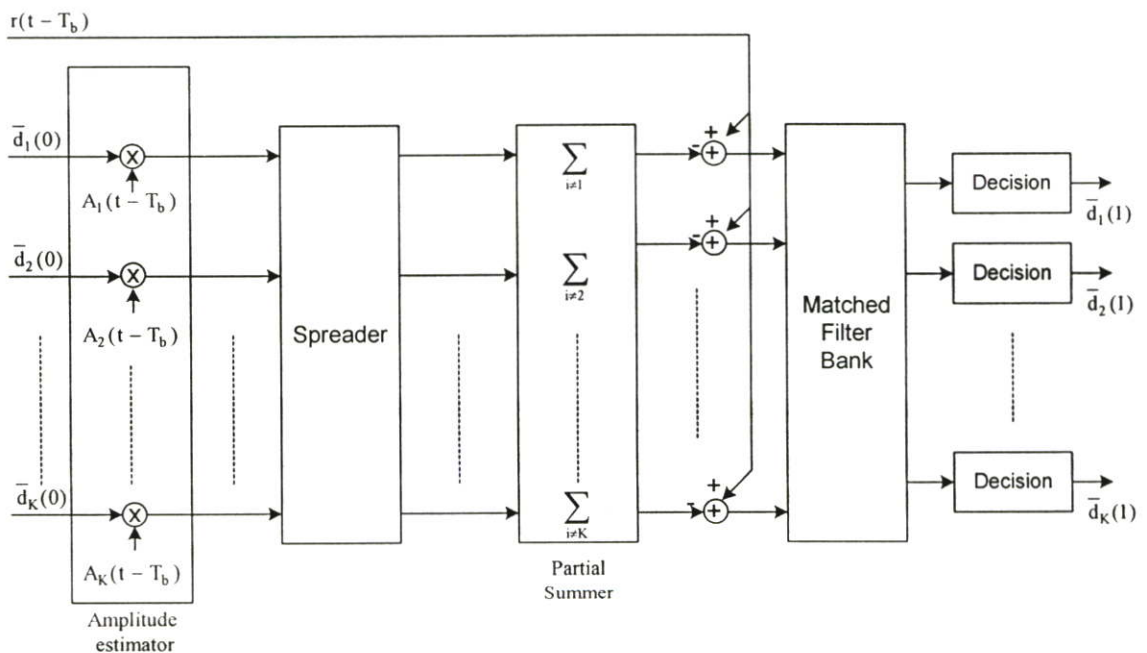
เป็นวิธีการแบบอนุกรมในการกำจัดการรบกวนในแต่ละสเตจ จะสร้างและกำจัดผู้ใช้ร่วมหนึ่งผู้ใช้ จากสัญญาณที่รับได้ ดังนั้น จะเหลือผู้ใช้ร่วมน้อยกว่าในสเตจต่อไป สเตจแรกจะมีวิธีการดังนี้

- 1) ดีเทคสัญญาณ ด้วยตัวดีเทคแบบเดิม (Conventional Detector)
- 2) สร้างการตัดสินใจข้อมูลแบบฮาร์ด (Hard Decision)
- 3) สร้างสัญญาณที่รับได้ที่ประมาณแล้วสำหรับผู้ใช้ที่หนึ่ง โดยการใส่ รหัส PN โดยมีกรประมาณขนาดและเฟส
- 4) กำจัดสัญญาณผู้ใช้ที่หนึ่ง จากสัญญาณที่รับได้รวม

ซึ่งระบบนี้จะง่ายต่อการตีความคุณลักษณะผู้ใช้ที่มีขนาดของสัญญาณแรงๆ การกำจัดผู้ใช้ที่มีสัญญาณแรงที่สุดจะให้ผลดีต่อผู้ใช้ที่เหลืออยู่ แต่ระบบนี้มีข้อเสียคือ เป็นวิธีที่ยากต่อการสร้าง ต้องการการหน่วงเวลาไว้หนึ่งบิตต่อหนึ่งสแตจ และ สมรรถนะของระบบนั้นจะลดลงเมื่อ ข้อมูลที่มีสัญญาณแรงที่สุดมีการประมาณค่าที่เชื่อถือไม่ได้



รูปที่ 2.10 ตัวตีเทคแบบการตัดการรบกวนอย่างเป็นลำดับ ที่แสดงแรก(การตัดสินใจแบบฮาร์ด)



รูปที่ 2.11 ตัวตีเทคแบบ PIC (การตัดสินใจแบบฮาร์ด) r สแตจ ที่มีจำนวน K ผู้ใช้

2.1.4.7 ตัวตีเทคแบบการตัดการรบกวนแบบขนาน

จะใช้วิธีการประมาณและกำจัดสัญญาณรบกวนของแต่ละผู้ใช้ในลักษณะขนาน มีโครงสร้างดังรูปที่ 2.11 และเราสามารถพิจารณาทางคณิตศาสตร์ดังนี้

$$r(t - T_b) - \sum_{i \neq k}^K \bar{s}_i(t - T_b) = d_k(t - \tau_k - T_b) A_k(t - \tau_k - T_b) g_k(t - \tau_k - T_b) + n(t - T_b) \quad (2.20)$$

$$+ \sum_{i \neq k}^K (d_i(t - \tau_k - T_b) - \bar{d}_i(t - \tau_i - T_b)) A_i(t - \tau_i - T_b) g_i(t - \tau_i - T_b)$$

$$\bar{d}(m+1) = y - QAd\bar{d}(m) = Ad + QA(d - \bar{d}(m)) + z$$

$QA\bar{d}(m)$: Multiple Access Interference (MAI)

2.1.4.8 ตัวตีเทคแบบใช้การตัดสินใจย้อนกลับแบบซีโรฟอร์ซิง

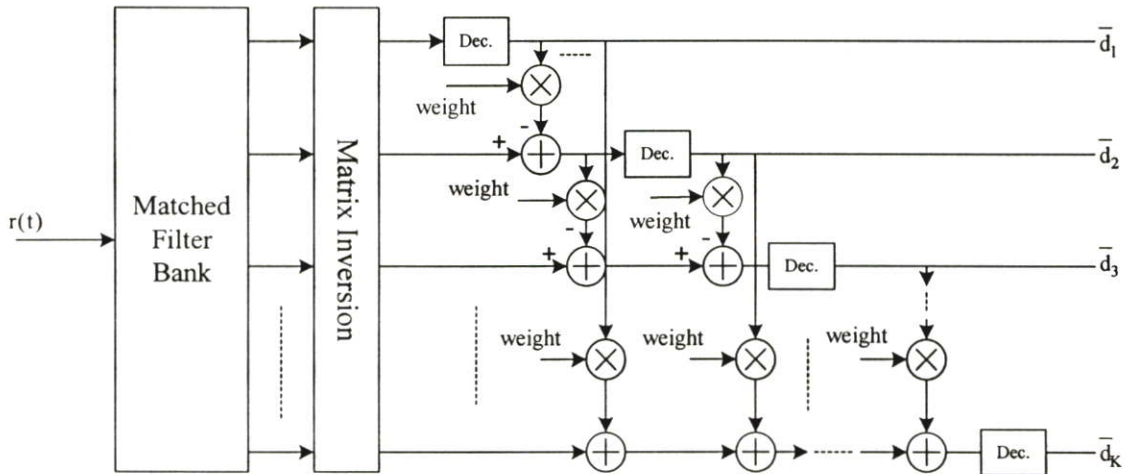
เป็นกระบวนการตีคอร์ดรีเลตแบบเชิงเส้น แล้วตามด้วยการตีเทคแบบ SIC ซึ่งกระบวนการของการตีคอร์ดรีเลต ผู้ใช้จะปราศจากการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน (Noise) และการตีเทคแบบ SIC จะเป็นการกำจัดสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ร่วมออกไป ตัวตีเทคแบบนี้ จะพิจารณาบนช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนโดยสัญญาณรบกวนขาว (White Noise)

มีข้อดีดังต่อไปนี้

- 1) ภายใต้สมมติฐานที่ว่า เมื่อผ่านตัวตัดสินใจ (Decision) แล้ว ข้อมูลจะถูกต้องทั้งหมด ตัวตีเทคแบบนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ร่วมได้หมดและทำให้อัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) มีค่าสูงที่สุด
- 2) ถ้าการประมาณค่าขนาดของสัญญาณนั้นมีเสถียรภาพที่ดีกว่าการตีเทคแบบตีคอร์ดรีเลตตัวตีเทคแบบนี้จะมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าการตีเทคแบบตีคอร์ดรีเลต

แต่มีข้อเสียดังนี้

- 1) ต้องการการคำนวณค่าของ Cholesky Decomposition และ การทำผกผันของเมตริก (Matrix Inversion)
- 2) ต้องการการประมาณค่าขนาดของสัญญาณที่รับได้



รูปที่ 2.12 ตัวคิเทคแบบ ZF-DF (Zero - Forcing Decision – Feedback Detector)

2.1.5 หลักการของมัลติแครี่เรียร์ โคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ

ในปี ค.ศ.1993 ในการใช้งานของ ซีดีเอ็มเอ ได้มีเทคนิคการมัลติเพล็กซ์แบบใหม่เกิดขึ้นมาสามแบบซึ่งอยู่บนพื้นฐานของการรวมกัน ของหลักการเข้าถึงแบบแบ่งรหัส (CDMA) กับการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) แบบที่หนึ่งเรียกว่า มัลติแครี่เรียร์ ซีดีเอ็มเอ (MC-CDMA) แบบที่สองคือ มัลติแครี่เรียร์ โคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ (MC-DS-CDMA) และแบบที่สามคือมัลติโทนซีดีเอ็มเอ(MT-CDMA)และทั้งสามแบบนี้จะใช้เทคโนโลยีของฟาสฟูเรียร์ ทรานส์ฟอร์ม (Fast Fourier Transform: FFT) มาใช้เพื่อลดความซับซ้อนของทั้งเครื่องรับและเครื่องส่ง รวมทั้งสามารถที่จะเพิ่มประสิทธิภาพของการใช้แบนด์วิดท์ของระบบได้อีกด้วย

2.1.5.1 ระบบมัลติแครี่เรียร์ ซีดีเอ็มเอ

เครื่องส่งของระบบนี้จะทำการขยายสเปกตรัมของสัญญาณเดิม (Original Signal) โดยรหัสการขยายสเปกตรัม (Spreading Code) ต่อมาแต่ละชิพ (บิตรหัส) จะถูกแยกออกเป็นลักษณะขนานโดยตัวแปลงสัญญาณอนุกรมเป็นแบบขนาน (Serial to Parallel Converter: S/P) และแต่ละตัวจะถูกมอดูเลตเข้ากับแต่ละคลื่นพาหะย่อย สำหรับการส่งสัญญาณแบบมัลติแครี่เรียร์ (Multi - Carrier Transmission) นั้นจำเป็นที่สุดที่จะต้องพิจารณาอยู่ในช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่จางหาย (Frequency – Nonselective fading channel) ในแต่ละคลื่นพาหะย่อย

ดังนั้น ถ้าอัตราเร็วบอร์คเดิม มีค่าสูงพอที่เราจะสามารถพิจารณาเป็นแบบการจางหายแบบเลือกความถี่จางหาย (Frequency Selective Fading Channel) แล้ว เราจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณอนุกรมเป็นขนาน (S/P) ก่อนเป็นอันดับแรก ซึ่งจะแปลงสัญญาณก่อนที่จะมีกระบวนการขยายสเปกตรัม เช่นเดียวกัน ในการสื่อสารระบบไร้สาย เราจะใช้รหัสของฮาดามาสวอลท์ (Hadamard Walsh Codes) ซึ่งเป็นกลุ่มรหัสที่เหมาะสมที่สุด ด้วยเหตุที่มีคุณสมบัติของอัตสหสัมพันธ์ (Auto Correlation) ที่ดีกว่า โครงสร้างพื้นฐานของเครื่องส่งแบบ มัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ นั้น มีความคล้ายคลึงกันกับระบบ มัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ที่ตั้งฉากซึ่งกันและกัน (Orthogonal Frequency Division Multiplexing : OFDM) ที่ใช้ในการกระจายเสียงระบบดิจิทัล (Digital Audio Broadcasting: DAB) รูปที่ 2.13 (ก) เป็นเครื่องส่งของระบบมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ เครื่องที่ j ด้วยการมอดูเลตแบบเปลี่ยนแปลงเฟสที่ร่วมนัย (Coherence Binary Phase Shift Keying: CBPSK) ซึ่งสัญญาณอินพุตจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณแบบขนาน (Serial to Parallel Converter: S/P) มีจำนวน P ตัว คือ $[a_{j,0}(i), a_{j,1}(i), \dots, a_{j,P-1}(i)]$ ดังนั้นสัญญาณส่งด้านความถี่ต่ำสมมูล (Equivalent Low pass filter) สามารถเขียนได้เป็น

$$s_j(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} a_{j,p}(i) d_j(m) p_s(t - iT'_s) e^{j2\pi(Pm+p)\Delta f'(t-iT'_s)} \quad (2.21)$$

$$\Delta f' = \frac{1}{(T'_s - \Delta)} \quad (2.22)$$

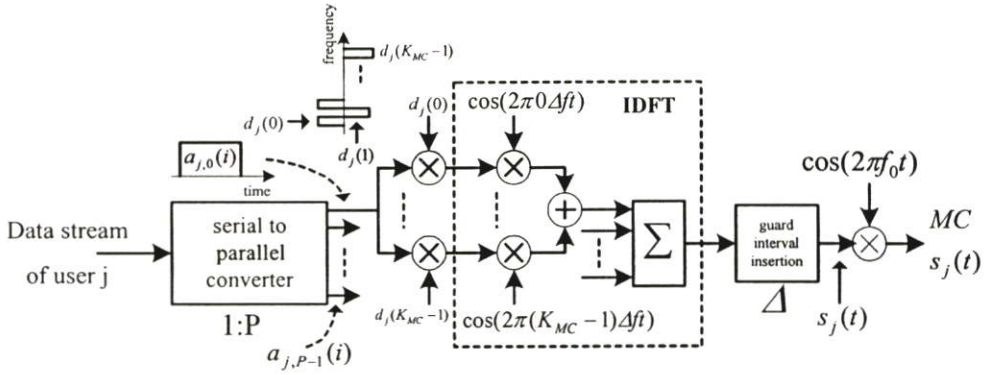
$$T'_s = PT_s \quad (2.23)$$

ซึ่ง $\{d_j(0), d_j(1), \dots, d_j(K_{MC} - 1)\}$ เป็นรหัสฮาดามาสวอลท์ ของเครื่องส่งตัวที่ j (มีความยาวเท่ากับ K_{MC}) , $\Delta f'$ เป็นระยะห่างระหว่างความถี่พาหะย่อยที่น้อยที่สุด และจำนวนของคลื่นพาหะย่อยเท่ากับ $N = P \times K_{MC}$, T'_s เป็นความกว้างของซิมบอ (Symbol), Δ เป็นขอบเขตของตัวป้องกันการเกิดการทับซ้อนของซิมบอ (Guard interval) และ $p_s(t)$ เป็นสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม โดย

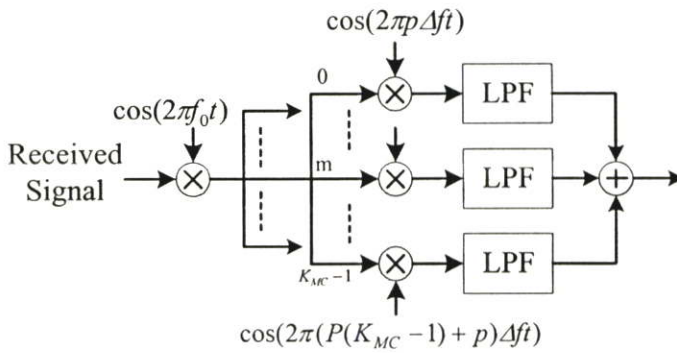
$$p_s(t) = \begin{cases} 1 & (-\Delta \leq t \leq T'_s - \Delta) \\ 0 & (\text{otherwise}) \end{cases} \quad (2.24)$$

สัญญาณส่งของเครื่องส่งจำนวน J เครื่อง สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

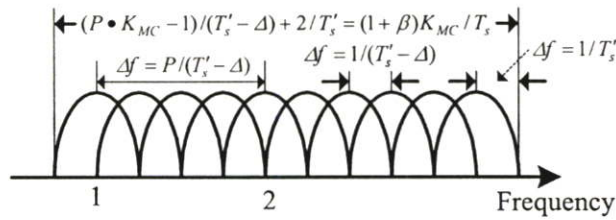
$$s(t) = \sum_{j=0}^J s_j(t) \quad (2.25)$$



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.13 ระบบมัลติแคร์เรียร์ (ก) เครื่องส่ง, (ข) เครื่องรับ, (ค) สเปกตรัมกำลังงานของสัญญาณส่ง ซึ่ง $P \cdot K_{MC}$ เป็นจำนวนพาหะย่อยทั้งหมด, T'_s : คาบเวลาของซิมบอล, f_0 : ความถี่ของคลื่นพาหะ, Δ : คาบเวลา ป้องกันการรบกวน, Δf : ระยะห่างของความถี่คลื่นพาหะย่อย $\Delta f'$: ระยะห่างของความถี่คลื่นพาหะย่อยที่น้อยที่สุด β : เฟกเตอร์ในการขยายแบนด์วิดท์

และสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 r(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} s(t-\tau) * h(t;\tau) d\tau + n(t) \\
 &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{p=0}^{P-1} \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} \sum_{j=1}^J z_{m,p}(t) a_{j,p}(i) d_m^j p_s(t - iT'_s) e^{j2\pi(Pm+p)\Delta f'} + n(t)
 \end{aligned}
 \tag{2.26}$$

ซึ่ง $z_{m,p}(t)$ เป็นเอนVELOPEเชิงซ้อน (Complex Envelope) ที่รับได้ที่คลื่นพาหะย่อยที่ $(Pm + p)$

รูปที่ 2.13(ข) แสดงเครื่องรับของระบบมัลติแครีเรียร์ ซีดีเอ็มเอ เครื่องที่ j ซึ่งองค์ประกอบของคลื่นพาหะย่อยที่ m ที่มีข้อมูลที่ได้รับได้ $a_{j,p}(t)$ จะถูกคูณโดยเกน (Gain) $G_{j,p}(m)$ เพื่อรวมพลังงานที่สัญญาณที่รับมาที่มีการกระเจิง (Scattered) ออกไปที่ช่องสัญญาณในโดเมนของความถี่ ตัวแปรที่ใช้ในการตัดสินใจสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 D_{j,p}(t = iT'_s) &= \sum_{m=0}^{K_{MC}-1} G_{j,p}(m) y(m) \\
 y(m) &= \sum_{j=1}^J z_m(iT'_s) a_{j,p} d_m^j + n_m(iT'_s)
 \end{aligned}
 \tag{2.27}$$

ซึ่ง $y(m), n_m(iT'_s)$ องค์ประกอบเบสแบนด์เชิงซ้อน (Complex Base Band component) ของสัญญาณที่รับได้

ข้อดีและข้อเสียของระบบ

สำหรับระบบไคเร็กซ์ซีควเอนซ์นั้น สมรรถนะของระบบขึ้นอยู่กับจำนวนของเร็กซ์ (Rake) ที่ใช้ ซึ่งจำนวนของเร็กซ์ (No. of Rake fingers) นี้จะถูกจำกัดด้วยข้อจำกัดของฮาร์ดแวร์ (Hardware) ดังนั้นถ้าสัญญาณที่รับได้ประกอบด้วยจำนวนพาร์ท (Path) ที่มากกว่าจำนวนของเร็กซ์ ส่วนหนึ่งของพลังงานที่เครื่องรับจะรับได้ค่าที่ผิดพลาด และเช่นเดียวกัน ในระบบการตีเทคสัญญาณของผู้ใช้เดี่ยว (Single user detection) อันได้แก่ ตัวรวมของเร็กซ์ (Rake combiner) ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดจะถูกกำหนดโดยสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ร่วม (MAI) และการรบกวนที่เกิดขึ้นเองจะเป็นเหตุให้เกิดความไม่สมบูรณ์แบบของคุณสมบัติของออร์โธกอนัลของสัญญาณรหัส ดังนั้นความจุของระบบจะถูกจำกัดโดยสิ่งเหล่านี้ ซึ่งในระบบการตีเทคสัญญาณของหลายๆใช้นั้น (Multi user detection) สามารถที่จะทำการปรับปรุงความจุของระบบให้ดีขึ้นได้ ด้วยเหตุที่เครื่องรับจะตีเทคสัญญาณร่วมกันทำให้สามารถลดคุณสมบัติของความไม่ตั้งฉาก (Orthogonal) ของสัญญาณรหัสได้ อย่างไรก็ตามระบบนี้จะมีความยุ่งยากสลับซับซ้อนมากสำหรับเครื่องรับแบบ ไคเร็กซ์ซี

คววนซ์ ซีดีเอ็มเอ ข้อดีของระบบมัลติแครีเรียร์นั้นก็คือ สามารถลดโอกาสในการส่งสัญญาณบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ได้ นั่นคือการลดอัตราของการส่งสัญญาณข้อมูลลงแต่สามารถส่งข้อมูลได้จำนวนเท่าเดิมที่เวลาที่ใช้ในการส่งเท่ากันและเครื่องรับของระบบนี้ จะใช้การรวมกันของสัญญาณที่รับได้ ในโดเมนของความถี่ ดังนั้นเราจะรับกำลังงานของสัญญาณที่รับได้อย่างที่ควรจะเป็น

อย่างไรก็ตามเมื่อเราใช้ระบบนี้บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่แล้ว สัญญาณพาห่อย่อยแต่ละตัวจะมีระดับสัญญาณการเลือนเฟสที่ไม่เท่ากัน ซึ่งผลลัพธ์ก็คือความต้งฉากของแต่ละผู้ใช้จะผิดเพี้ยนไป

2.1.5.2 ระบบมัลติแครีเรียร์ ไคเร็กซ์ซีคววนซ์ ซีดีเอ็มเอ

สำหรับระบบเครื่องส่งแบบนี้ จะเปลี่ยนข้อมูลที่เดิมเป็นอนุกรมเป็นข้อมูลแบบขนานและขยายสเปกตรัมโดยสัญญาณรหัสในโดเมนของเวลา ดังนั้นผลลัพธ์ของสเปกตรัมในแต่ละความถี่พาห่อย่อยจะยังคงอยู่ภายใต้ เงื่อนไขของความต้งฉาก ในแต่ละพาห่อย่อยของระบบนี้ข้อมูลจะอัตราการส่งที่ต่ำลง ดังนั้นด้วยคาบเวลาของบิตรหัสที่มากกว่าทำให้ง่ายต่อการชิงโครโมสสัญญาณรหัส

รูปที่ 2.13 (ก) และ (ข) เป็นบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและสเปกตรัมทางกำลังงานของสัญญาณส่งตามลำดับ ซึ่ง G_{MD} กำหนดเป็น เกนการขยายสเปกตรัม (Processing Gain) N_c เป็นจำนวนของพาห่อย่อยและ $C^j(t) = [C_1^j C_2^j \dots C_{MD}^j]$ เป็นสัญญาณรหัสของผู้ใช้ที่ j

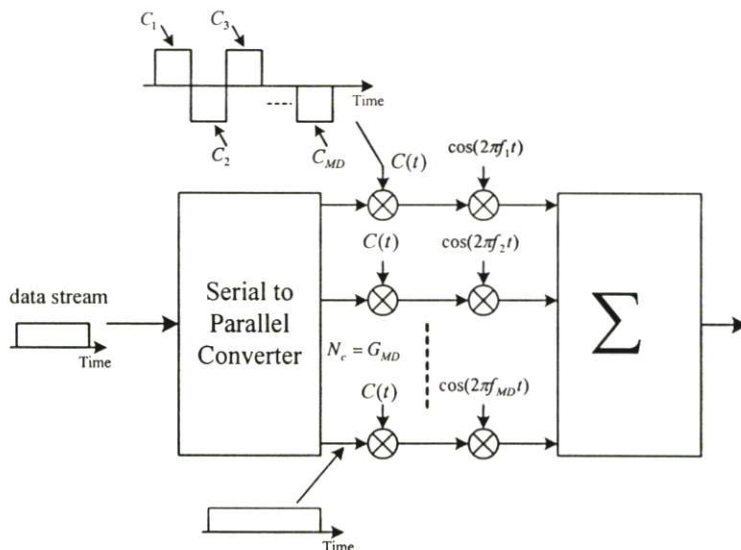
ระบบมัลติแครีเรียร์ ไคเร็กซ์ซีคววนซ์ ซีดีเอ็มเอ อีกแบบหนึ่งที่มีช่วงห่างระหว่างความถี่พาห่อย่อยที่มากกว่า ถูกนำเสนอขึ้นมาเพื่อปรับปรุงการใช้ไคเวอร์ซิตีทางความถี่ (Frequency Diversity) และการลดการรบกวนจากผู้ร่วมให้คี่ขึ้น บางแบบจะส่งสัญญาณเดียวกันไปกับพาห่อย่อยหลายๆตัว รูปที่ 2.14 (ค) แสดงเครื่องรับของระบบ ซึ่งจะไม่ใช้ตัวรับแบบเร็กซ์ จำนวน N_c ตัว ด้วยเหตุที่ระบบมัลติแครีเรียร์นี้ส่วนใหญ่จะพิจารณาในช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ในแต่ละความถี่พาห่อย่อย

ดังนั้นเราจึงไม่จำเป็นต้องใช้ FEC (Forward Error Correction) จำนวนถึง N_c ตัว และไม่ต้องใช้เทคนิคของไคเวอร์ซิตีทางความถี่

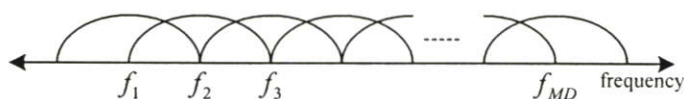
2.5.1.3 ระบบมัลติโทนซีดีเอ็มเอ

ด้านเครื่องส่งของระบบมัลติโทนนี้ จะขยายสเปกตรัมของข้อมูลที่ได้เปลี่ยนจากอนุกรมเป็นขนานแล้วโดยการใช้สัญญาณรหัสที่โดเมนของเวลา (Time Domain) ซึ่งสเปกตรัมของแต่ละพาห่อย่อยก่อนการขยายสเปกตรัมจะยังอยู่ในเงื่อนไข ของความต้งฉากกัน (Orthogonality condition) ด้วยช่วงห่างระหว่างพาห่อย่อยที่น้อยที่สุด สำหรับหลังกระบวนการขยายสเปกตรัมแล้ว แต่ละพาหะ

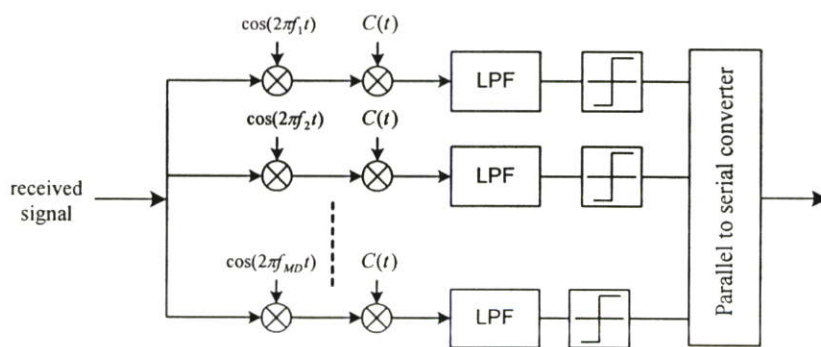
ข้อจะไม่รักษาความตั้งฉาก (Orthogonality) ซึ่งกันและกันได้อีกต่อไป ระบบมัลติโตนนี้จะใช้ความยาวของสัญญาณรหัสที่ยาวกว่าเมื่อเทียบสัดส่วนกับจำนวนของพาหะย่อย และจะแตกต่างจากระบบโคเร็กซ์ซีควนซ์ซีดีเอ็มเอแบบธรรมดา



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของระบบมัลติแครี่เรียร์ โคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมทางกำลังงานของสัญญาณส่ง, (ค) เครื่องรับ

รูปที่ 2.14 (ก) และ (ข) แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งของผู้ใช้ที่ j โดยวิธีการมอดูเลตแบบเปลี่ยนแปลงเฟสอย่างร่วมนัย (Coherent Binary Phase Shift Keying: CBPSK) และสเปกตรัมทางกำลังงานของสัญญาณส่งตามลำดับ ซึ่ง G_{MT} กำหนดให้เป็นเกณฑ์การขยายสเปกตรัม N_c เป็นจำนวนของพาหะย่อยและ $C^j(t) = [C_1^j C_2^j \dots C_{MT}^j]$ เป็นสัญญาณรหัสของผู้ใช้ที่ j

รูปที่ 2.14 (ค) แสดงเครื่องรับของระบบมัลติโทน ด้วยเครื่องรับแบบเร็กซ์ (RAKE receiver) จำนวน N_c ตัว ซึ่งเป็นโครงสร้างของเครื่องรับที่เหมาะสมสำหรับช่องสัญญาณการรบกวนแบบเกาส์ (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ระบบมัลติโทนนี จะปราศจากการรบกวนระหว่างพาหะย่อย ซึ่งเป็นข้อดีของการใช้สัญญาณรหัส (Spreading Code) ที่ยาวกว่า และผลลัพธ์อื่นที่ได้คือลดการเกิดการรบกวนที่เกิดขึ้นเอง (Self interference: SI) และการรบกวนที่เกิดจากผู้ร่วม (MAI) เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ ไคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ ธรรมดา

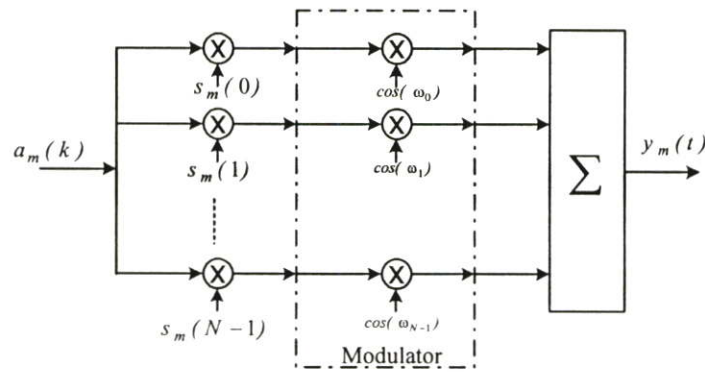
2.1.6 การใช้เทคโนโลยีการประมวลสัญญาณดิจิทัลในระบบการสื่อสาร

การรวมกันของเทคโนโลยี โอเอฟดีเอ็ม (OFDM) และ ซีดีเอ็มเอ (CDMA) สำหรับระบบการส่งสัญญาณของโทรศัพท์เคลื่อนที่ มีการนำเสนอในสามรูปแบบ อันได้แก่ ระบบมัลติแครี่เรียร์ ซีดีเอ็มเอ (Multi carrier CDMA System), ระบบมัลติแครี่เรียร์ ไคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ (Multi carrier Direct Sequence CDMA System) และระบบมัลติโทน ซีดีเอ็มเอ (Multitone CDMA System) ทั้งสามระบบนี้สามารถทำการส่งและรับได้โดยง่ายโดยการใช้เทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเข้ามาใช้ นั่นก็คือ การใช้ฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม (Fast Fourier Transform: FFT) และมันจะปราศจากการเพิ่มขึ้นของความยุ่งยากซับซ้อน อีกทั้งยังมีประสิทธิภาพของสเปกตรัมที่สูงอันเนื่องมาจากสามารถลดช่องว่างระหว่างพาหะย่อยได้มากกว่า

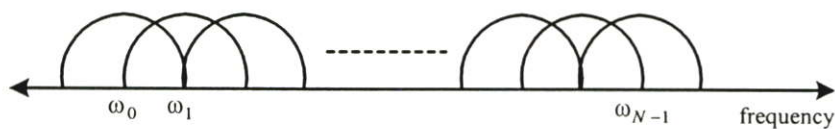
การผสมผสานกันของสองระบบนี้ จะเน้นไปที่ยุคที่สามของระบบการสื่อสารระบบไร้สาย (3rd Generation Mobile Communication Systems) ซึ่งผู้ใช้จะสามารถเข้าถึงด้วยข้อมูลที่เป็นลักษณะแบบอะเรย์ (Array) ไม่ว่าจะเป็น ข้อมูลเสียง และบริการการสื่อสารข้อมูลภาพ ในที่และเวลาใดๆก็ได้

2.1.6.1 เครื่องส่งของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ

เครื่องส่งสำหรับผู้ใดสามารถแสดงได้ในรูปที่ 1 ข้อมูลแบบไบนารี $a_m(k)$ จะถูกคูณด้วยรหัสพีเอ็นที่เลียนแบบนอยส์ (Pseudo Noise (PN) binary sequences) $s_m(i)$ ซึ่งจะเรียกรหัสการขยายสเปกตรัม (Spreading Code) หลังจากการเข้ารหัสแก้ไขความผิดพลาด (Error Correcting Code) ที่จำเป็นแล้ว สัญญาณข้อมูลในหนึ่งคาบเวลาข้อมูล จะถูกมอดูเลตด้วยตัวมอดูเลตจำนวน



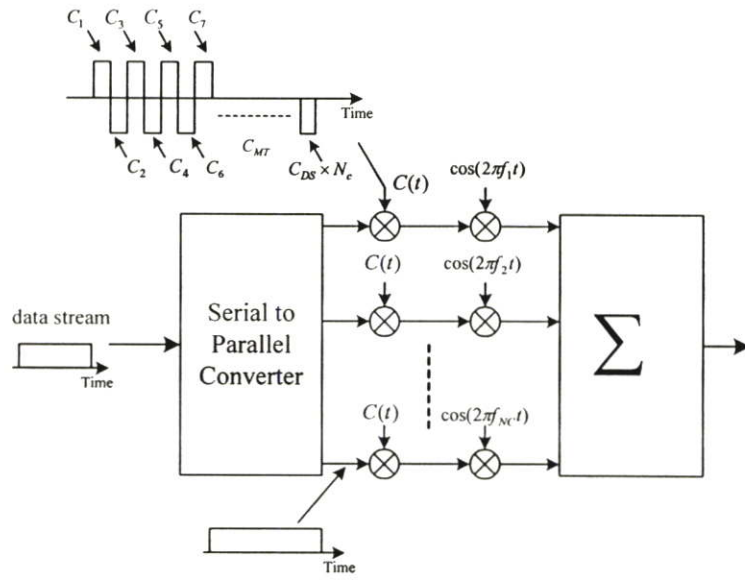
รูปที่ 2.15 หลักการของเครื่องส่งของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอแบบผู้ใช้เดี่ยว



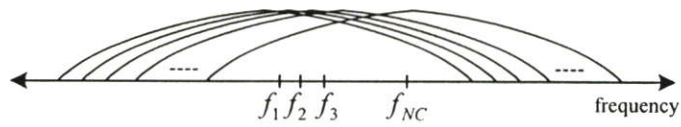
รูปที่ 2.16 สเปกตรัมของสัญญาณของระบบมัลติแครี่เรียร์ซีดีเอ็มเอ

N ตัว และเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด ในการใช้งานจริง จะใช้ อินเวอร์ตฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอর্ম (Inverse Fast Fourier Transform: IFFT) การมอดูเลตแบบนี้เรียกว่า โอเอ็ฟดีเอ็ม (Orthogonal Frequency Division Multiplex: OFDM)

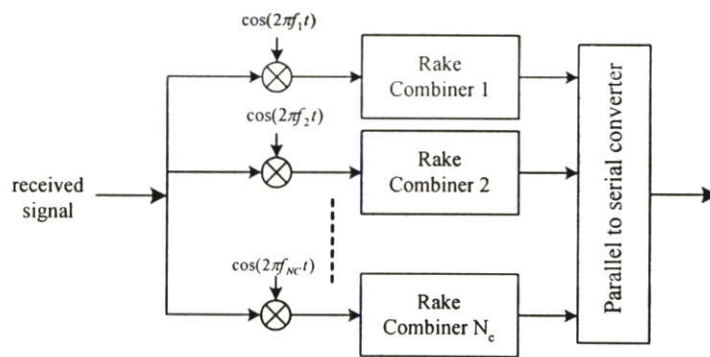
การใช้เซอร์คูลาร์พรีฟิก (Circular Prefix) หรือ การ์ดไทม์ (Guard Time) สามารถนำมาใช้ร่วมด้วย เพื่อต้านการเกิดทรานส์เซียน (Transients) การรบกวนจากการทับซ้อนของซิมบอลข้อมูล (Inter symbol Interference: ISI) อันมีสาเหตุมาจากช่องสัญญาณ (Channel) และตัวกรองสัญญาณในระบบเสียง ที่เอาท์พุทของ IFFT ตัวกรองสร้างรูปร่างพัลส์ (Pulse Shaping Filter) จะถูกตามด้วยตัวมอดูเลตซึ่งจะมอดูเลตด้วยคลื่นพาห่ย่านคลื่นวิทยุ เครื่องส่งของระบบซีดีเอ็มเอ สำหรับสถานีฐาน (Base Station) แสดงในรูปที่ 2.13 หลังจากกระบวนการขยายสเปกตรัมของแต่ละผู้ใช้แล้ว ต่อมาจะถูกรวมเข้าด้วยกัน ผลลัพธ์คือ ผลรวมของลำดับของรหัสของผู้ใช้ทุกรหัส การมอดูเลตของมัลติแครี่เรียร์ สามารถทำได้โดยการใช้ อินเวอร์ตฟาสต์ฟูเรียร์ ทรานสฟอর্ম สุดท้ายสัญญาณจะถูกส่งผ่านไปยังตัวกรองเพื่อสร้างรูปร่างพัลส์ การใช้อินเวอร์ตฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอर्म ในเครื่องส่งนั้น เราใช้อินเวอร์ตฟูเรียร์ทรานสฟอर्मในการสร้างสัญญาณส่ง (Transmitted Signal) ซึ่งจะประกอบไปด้วยคลื่นความถี่ที่ความถี่ต่างๆ รวมกัน ในแต่ละความถี่นั้น จะตั้งฉาก (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน ดังนั้น เมื่อถึงที่เครื่องรับ เครื่องรับจึงสามารถที่จะแยกสัญญาณออกมาได้เช่นเดิม



(ก)

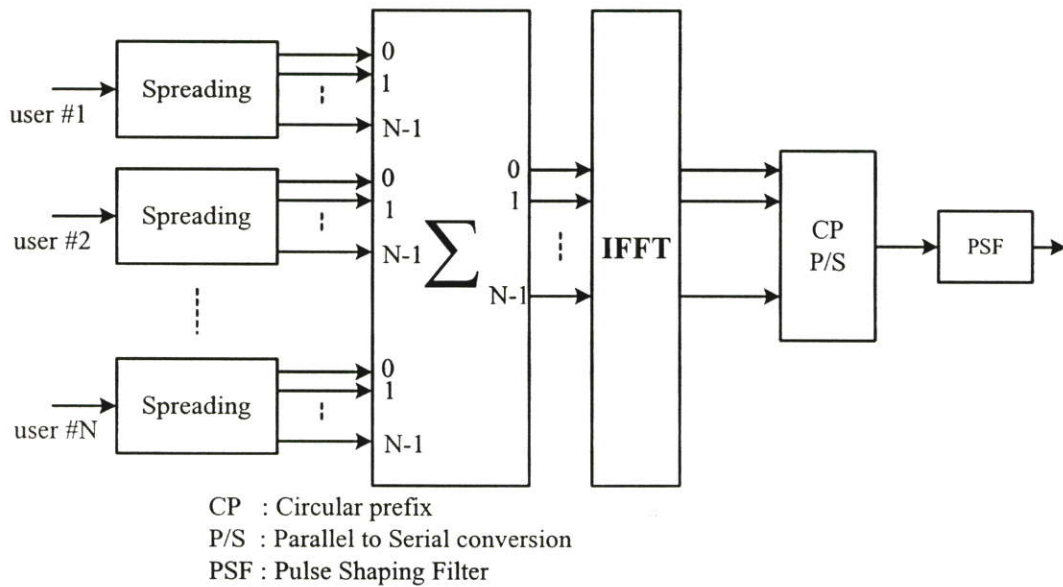


(ข)



(ค)

รูปที่ 2.17 บล็อกไดอะแกรมของระบบมัลติโทน ซีดีเอ็มเอ (ก) เครื่องส่ง (ข) สเปกตรัมทางกำลังงานของสัญญาณส่ง (ค) เครื่องรับ

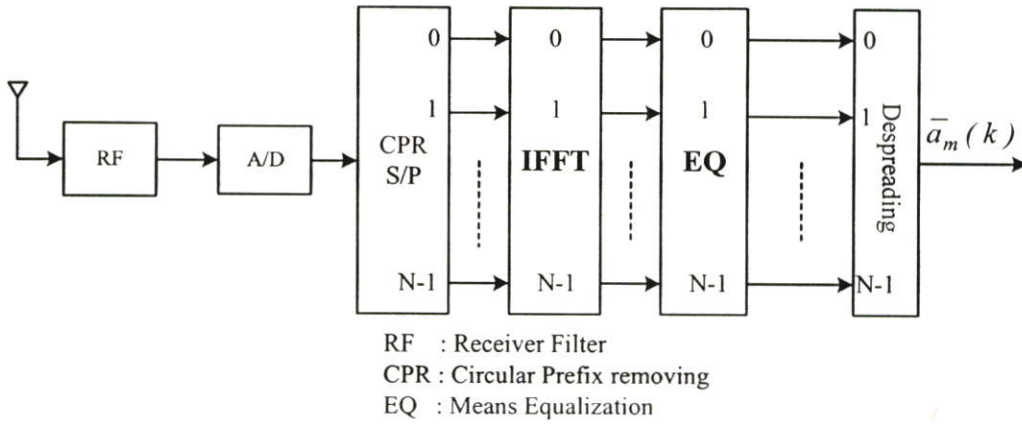


รูปที่ 2.18 เครื่องส่งของระบบมัลติแครร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ ในสถานีฐาน (Base station)

อันดับ (Order) ของ อินเวอร์ตฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม นั้น มีอย่างน้อยค่าจะต้องสูงเท่ากับ จำนวนสูงที่สุดของจำนวนชิบต่อบิต (Processing Gain) ข้อมูลของผู้ใช้เดี่ยว ยิ่งไปกว่านั้น อันดับของอินเวอร์ตฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม ควรจะมีค่าสูงพอที่จะทำให้ คาบเวลาของ เซอร์คูลาร์ พรีฟิก (Circular Prefix) มีค่าต่ำกว่ามาก

2.1.6.2 เครื่องรับของระบบมัลติแครร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ

โครงสร้างพื้นฐาน ของระบบสถานีรับของระบบมัลติแครร์เรียร์ซีดีเอ็มเอ นั้น ได้แสดงในรูปที่ 2.19 เครื่องรับนั้นจะประกอบไปด้วย ฟาสต์ฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม เป็นสำคัญ ซึ่งจะทำหน้าที่ในการวิเคราะห์และแยกสัญญาณข้อมูล หลังจากผ่านกระบวนการ FFT แล้วต่อมาสัญญาณจะถูกอีควอไรไลซ์ (Equalization) ซึ่งจะใช้อีควอไรไลซ์แบบปรับตัวเองได้ (Adaptive Equalizer) หรือ ตัวกรองแมตซ์แบบดิสครีตแบบปรับตัวเองได้ (Adaptive Discrete matched filter: ADMF) ที่อินพุทของเครื่องรับ เพื่อให้การทำงานของตัวกรองแบบปรับตัวเองได้ทำงานได้อย่างถูกต้องและแม่นยำ ซึ่งเราจะสมมติว่าคุณสมบัติของช่องสัญญาณจะไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงคาบเวลาของบล็อกดังกล่าวที่มีจำนวนจุด N จุด การเปลี่ยนแปลงของคุณสมบัติของช่องสัญญาณ จะขึ้นอยู่กับความเร็วของตัวสถานีรับ (ตัวของโทรศัพท์เคลื่อนที่) ดังนั้นคาบเวลาของบล็อกจะต้องมีค่าน้อยกว่าส่วนกลับของค่าสูงสุดของความถี่ดอปเปลอร์ (Doppler Frequency)



รูปที่ 2.19 เครื่องรับของระบบมัลติแคร์เรียร์ ซีดีเอ็มเอ

2.2 ทฤษฎีของเวฟเลิตทรานสฟอร์ม

2.2.1 เวฟเลิตคืออะไร

เวฟเลิต [6, 7] เป็นฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Functions) อันหนึ่ง ซึ่งสามารถแบ่งสัญญาณออกไป เป็นองค์ประกอบทางความถี่ต่างๆ (Frequency Components) และต่อมาจะวิเคราะห์สัญญาณในแต่ละองค์ประกอบนั้น ด้วยค่าเรสโวลูชัน (Resolution) ที่ตรงกับสเกลของแต่ละองค์ประกอบ เวฟเลิตทรานสฟอร์มนี้มีข้อดีเหนือฟูเรียร์ทรานสฟอร์มคือ ในการวิเคราะห์เรื่องตำแหน่งทางกายภาพ ซึ่งสัญญาณอาจจะมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่อง และชันมากๆ เวฟเลิตมีการพัฒนาจากหลายหน่วยงานวิจัยอย่างอิสระ เช่น ในงานวิจัยทางด้าน ควอนตัมฟิสิกส์ (Quantum physics) วิศวกรรมไฟฟ้า (Electrical engineering) และ ธรณีวิทยาที่เกี่ยวกับแผ่นดินไหว (Seismic geology)

การใช้งานใหม่ๆของเวฟเลิต จะมุ่งไปสู่ทางการใช้งานในการบีบอัดข้อมูลภาพ (Image Compressions) ระบบเรดาร์ (Radar) การคาดการณ์แผ่นดินไหว (Earthquake prediction) และการมองเห็นของมนุษย์ (Human vision)

2.2.2 หลักการของเวฟเลิตทรานสฟอร์ม

สัญญาณหรือฟังก์ชันอันหนึ่ง $f(t)$ สามารถวิเคราะห์ พิจารณาและประมวลผลได้ ถ้าสัญญาณถูกแยกออกเป็นเชิงเส้น (Linear Decomposition) โดย

$$f(t) = \sum_l a_l \psi_l(t) \quad (2.28)$$

ซึ่ง l เป็นดัชนีที่เป็นจำนวนเต็ม a_l เป็นสัมประสิทธิ์การกระจาย เป็นค่าจริง $\psi_l(t)$ เป็นฟังก์ชันเซตที่เป็นฟังก์ชัน ของเวลา เซตนี้ เรียกว่า เบสซิส (Basis) ถ้าเบสซิสเป็นออร์โทโกนอล นั้นหมายความว่า

$$\langle \psi_k(t), \psi_l(t) \rangle = \int \psi_k(t) \psi_l(t) dt = 0 \quad k \neq l \quad (2.29)$$

สำหรับอนุกรมฟูเรียร์ (Fourier Series) เบสซิส ฟังก์ชันคือ $\sin(k\omega_0 t)$ และ $\cos(k\omega_0 t)$ ด้วยความถี่ เท่ากับ $k\omega_0$ สำหรับการกระจายเวฟเลต (Wavelet Expansion) จะมีตัวแปรสำคัญอยู่สองตัว ดังนั้นการกระจายสามารถแสดงได้ดังนี้

$$f(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2.30)$$

ซึ่งทั้ง j และ k เป็นดัชนีจำนวนเต็ม และ $\psi_{j,k}(t)$ เป็นฟังก์ชันการกระจายเวฟเลต และเป็นเบสซิสที่ออร์โทโกนอล

เซต (Set) ของสัมประสิทธิ์การกระจายของเวฟเลต $a_{j,k}$ เรียกว่า ดิสครีตเวฟเลตทรานสฟอร์ม (Discrete Wavelet Transform: DWT) ของสัญญาณ $f(t)$ และสมการที่ (2.30) เป็นการทรานสฟอร์มกลับของมัน เซตของการกระจายเวฟเลตไม่ได้มีแค่เซตเดียว หากแต่เราสามารถที่จะเลือกใช้ได้หลายแบบแล้วแต่ลักษณะของการใช้งาน แต่ทั้งหมดจะต้องมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. ถ้าเซตของเวฟเลตคือ $\psi_{j,k}(t)$ การกระจายเชิงเส้นจะเป็นสมการ $f(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} \psi_{j,k}(t)$
2. การวิเคราะห์โดยทำการกระจายเวฟเลตนั้น สามารถที่จะบอกได้ทั้งตำแหน่งทางเวลาและความถี่ (Time-Frequency localization) ของสัญญาณได้ ซึ่งหมายความว่าพลังงานเกือบทั้งหมดของสัญญาณ จะถูกแสดงด้วยสัมประสิทธิ์การกระจายเพียงไม่กี่ตัวเท่านั้น
3. การคำนวณค่าของสัมประสิทธิ์จากสัญญาณ ต้องสามารถคำนวณได้อย่างมีประสิทธิภาพ

โดยแท้จริงแล้วระบบเวฟเลตทุกระบบ จะมีคุณสมบัติที่ใช้ได้ทั่วไป ซึ่งอนุกรมฟูเรียร์ จะแปลงฟังก์ชันต่อเนื่องหนึ่งมิติ ไปเป็นลำดับของสัมประสิทธิ์หนึ่งมิติ ส่วนการกระจายเวฟเลต จะแปลงสัญญาณไปเป็น อะเรย์สัมประสิทธิ์สองมิติ ในการที่จะสร้างเซตของการกระจายของเวฟเลตให้สำเร็จได้นั้นสัญญาณใด ๆ ในกลุ่มของกำลังสองของฟังก์ชันที่ยังสามารถอินทิเกรตได้ ($L^2(\mathbb{R})$) สามารถแสดงได้โดยสมการดังนี้

$$f(t) = \sum_{j,k} a_{j,k} 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (2.31)$$

หรือ

$$f(t) = \sum_{j,k} a_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2.32)$$

สำหรับการแสดงโดยทั่วไป ค่า $a_{j,k}$ จะถูกคำนวณจากการอินเนอร์โปรดักซ์ (Inner Product)

$$f(t) = \sum_{j,k} \langle \psi_{j,k}(t), f(t) \rangle \psi_{j,k}(t) \quad (2.33)$$

ซึ่ง

$$\langle x(t), y(t) \rangle = \int x^*(t)y(t)dt \quad (2.34)$$

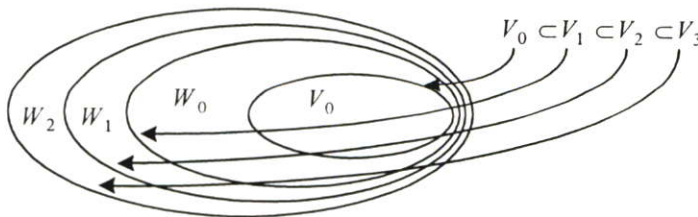
เป็นฟังก์ชันเวฟเล็ต (The wavelet functions)

รายละเอียดที่สำคัญของสัญญาณ สามารถพิจารณาให้ละเอียดขึ้นกว่านี้ โดยไม่ใช่ฟังก์ชันสเกล $\varphi_{j,k}(t)$ (Scaling function) และเพิ่มค่า j แต่เพียงอย่างเดียว แต่เราจะใช้การเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อยของฟังก์ชันเวฟเล็ต $\psi_{j,k}(t)$ (Wavelet function) เข้าช่วยด้วย ฟังก์ชันสเกลและเวฟเล็ตนั้นมันจะออร์โทโกนอล (Orthogonal) ซึ่งกันและกัน

$$\langle \varphi_{j,k}(t), \psi_{j,l}(t) \rangle = \int \varphi_{j,k}(t)\psi_{j,l}(t)dt = 0 \quad (2.35)$$

ความสัมพันธ์ของหลายๆ สเปซย่อย (Subspaces) สามารถดูได้จากนิพจน์ต่อไปนี้ ซึ่งเราอาจจะเริ่มต้นที่สเปซ (Space) V_j โดยที่ $j = 0$

$$V_0 \subset V_1 \subset V_2 \subset \dots \subset L^2 \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.20 เวกเตอร์สเปซ (Vector space) ของฟังก์ชันสเกลและเวฟเล็ต

และเรากำหนด สเปซของเวฟเล็ต W_0 ได้ดังนี้

$$V_1 = V_0 \oplus W_0 \quad (2.37)$$

และ $V_2 = V_0 \oplus W_0 \oplus W_1$ ดังนั้น $L^2 = V_0 \oplus W_0 \oplus W_1 \oplus \dots$

V_0 เป็นสเปซเริ่มต้น ด้วยฟังก์ชันสเกล $\varphi(t-k)$ การเปลี่ยนแปลงสเกลของฟังก์ชันเวฟเล็ตสามารถพิจารณาจากฟังก์ชันสเกลที่แคบกว่าได้ โดยการใช้ผลรวมของการถ่วงน้ำหนัก (Weighting) ของฟังก์ชันสเกล $\varphi(2t)$

$$\psi(t) = \sum_n h_1(n) \sqrt{2} \varphi(2t-n) \quad (2.38)$$

$h_1(n)$: สัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ต และสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ตหาได้จากสัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันสเกล ตามสมการต่อไปนี้

$$\begin{aligned} h_1(n) &= (-1)^n h(1-n) \\ \varphi(t) &= \sum_n h(n) \sqrt{2} \varphi(2t-n) \end{aligned} \quad (2.39)$$

$h(n)$: สัมประสิทธิ์ของฟังก์ชันสเกล (Scaling function coefficients)

สำหรับตัวอย่างฟังก์ชันสเกลของ Daubechies คือ $h = \{0.483, 0.8365, 0.2241, -0.1294\}$ ถึงตอนนี้เราสามารถสร้างสัญญาณขึ้นจากเซตของฟังก์ชัน 2 เซต คือ $\varphi_k(t)$ และ $\psi_{j,k}(t)$ เป็นการกระจายอนุกรมในเทอมของฟังก์ชันสเกลและเวฟเล็ต

$$g(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} c(k) \varphi_k(t) + \sum_{j=0}^{\infty} \sum_{k=-\infty}^{\infty} d(j,k) \psi_{j,k}(t) \quad (2.40)$$

$$\begin{aligned} c(k) &= c_0(k) = \langle g(t), \varphi_k(t) \rangle = \int g(t) \varphi_k(t) dt \\ d_j(k) &= d(j,k) = \langle g(t), \psi_{j,k}(t) \rangle = \int g(t) \psi_{j,k}(t) dt \end{aligned} \quad (2.41)$$

การพิจารณาการสร้างสัญญาณ $f(t)$ เป็นการรวมกันของสัญญาณที่สเกลใดๆ j

$$f(t) = f_{j,0} + \sum_j f_j(t) \quad (2.42)$$

ซึ่ง $f_{j,0} = \sum_k c(k)\varphi(t-k)$ และ $f_j(t) = \sum_k d_j(k)2^{j/2}\psi(2^j t - k)$ ถ้า $f(t) = \sum_k f_k(t)$ ดังนั้น เราจะกำหนด $f_k(t)$ ได้ดังนี้

$$f_k(t) = c(k)\varphi(t-k) + \sum_j d_j(k)2^{j/2}\psi(2^j t - k) \quad (2.43)$$

2.2.3 ฟิเตอร์แบงก์

ในงานที่ใช้สัมประสิทธิ์เวฟเล็ททรานสฟอร์มโดยตรงนั้น เราจะพิจารณา ความสัมพันธ์ระหว่าง สัมประสิทธิ์การกระจายที่ระดับสเกลต่ำกว่าของสัมประสิทธิ์การกระจายที่ระดับสูงกว่าเริ่มด้วย

$$\varphi(t) = \sum_n h(n)\sqrt{2}\varphi(2t-n) \quad (2.44)$$

$$\varphi(2^j t - k) = \sum_n h(n)\sqrt{2}\varphi(2(2^j t - k) - n) = \sum_n h(n)\sqrt{2}\varphi(2^{j+1} t - 2k - n) \quad (2.45)$$

ให้ $m = 2k + n$ ดังนั้น จะได้

$$\varphi(2^j t - k) = \sum_m h(m-2k)2^{(j+1)/2}\varphi(2^{j+1} t - m) \quad (2.46)$$

ด้วยเหตุที่ $f(t) \in V_{j+1}$ ดังนั้น

$$f(t) = \sum_k c_{j+1}(k)2^{(j+1)/2}\varphi(2^{j+1} t - k) \quad (2.47)$$

เมื่อพิจารณาเวฟเล็ทด้วยจะได้

$$f(t) = \sum_k c_j(k)2^{j/2}\varphi(2^j t - k) + \sum_k d_j(k)2^{j/2}\psi(2^j t - k) \quad (2.48)$$

เราสามารถหาค่าสัมประสิทธิ์การสเกลได้ดังนี้

$$c_j(k) = \sum_m h(m-2k) \int f(t)2^{(j+1)/2}\varphi(2^{j+1} t - m)dt \quad (2.49)$$

ที่สเกล $j + 1$ จะได้

$$c_j(k) = \sum_m h(m - 2k)c_{j+1}(m) \quad (2.50)$$

และเช่นเดียวกัน

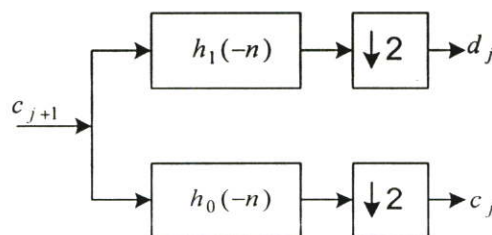
$$d_j(k) = \sum_m h_1(m - 2k)c_{j+1}(m) \quad (2.51)$$

2.2.4 การเพิ่มและลดจำนวนการแซมปลิง

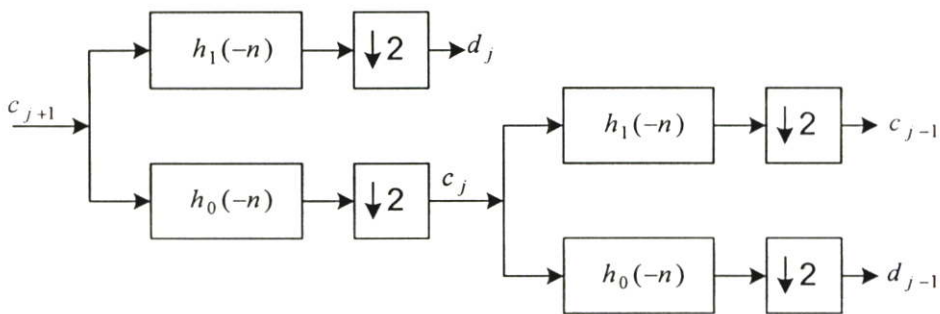
ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ตัวกรองหรือ ฟิลเตอร์ (Filter) ของลำดับที่มีความยาวของแซมเปิลจำนวนหนึ่ง (สัญญาณอินพุต) ทำการคอนโวลูชัน (Convolution) กับลำดับอื่นหนึ่งที่เรียกว่า สัมประสิทธิ์ฟิลเตอร์ (Filter Coefficients) หรือผลตอบสนองของอิมพัลส์ (Impulse response)

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k) \quad (2.52)$$

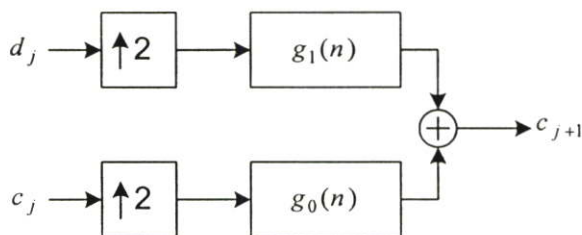
ซึ่งลำดับเอาต์พุตที่ออกมา จะมีความยาวเป็นสองเท่าของอินพุต ดังนั้นเราจะต้องลดจำนวนแซมเปิลลง โดยการใช้ตัวลดจำนวนแซมเปิล (Down Sampling) และเมื่อต้องการจะสร้างสัญญาณมาใหม่เราจะต้องเพิ่มจำนวนแซมเปิลขึ้นมาให้เท่าเดิมโดยการแทรกจำนวนศูนย์เข้าไป เรียกว่าการเพิ่มจำนวนแซมเปิล (Up Sampling)



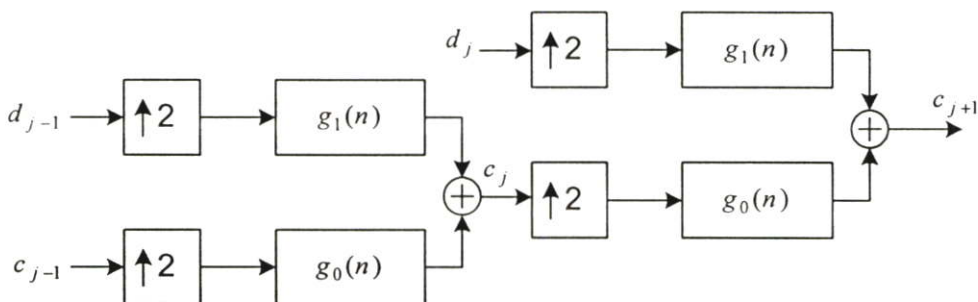
รูปที่ 2.21 ฟิลเตอร์แบงก์วิเคราะห์ 2 ย่าน



รูปที่ 2.22 ฟิเตอร์แบ่งควิเคราะห์แบบ 2 ย่าน (2 Stages)



รูปที่ 2.23 ฟิเตอร์แบ่งควิสังเคราะห์ 2 ย่าน



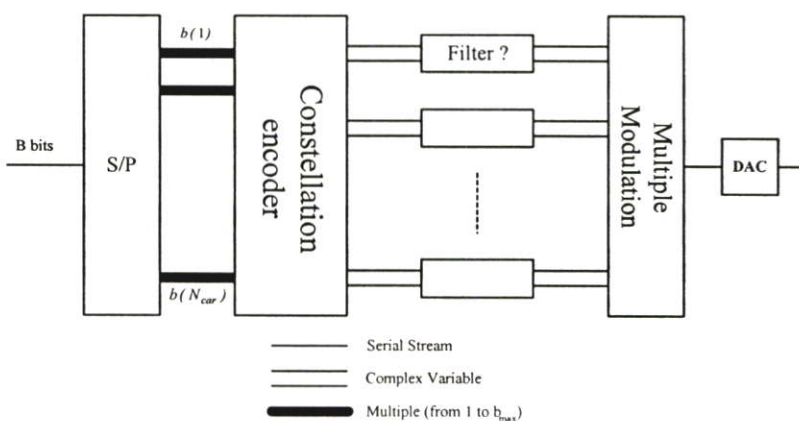
รูปที่ 2.24 ฟิเตอร์แบ่งควิสังเคราะห์แบบ 2 ย่าน (2 Stages)

2.2.5 การใช้งานของเวฟเล็ททรานสฟอร์มในระบบการสื่อสาร

อีกวิธีหนึ่งต่างจากระบบมัลติโทน (Discrete Multitone) แบบเดิม นั่นก็คือเราจะแทนที่ตัวคิคริตฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม (DFT) ด้วยคิคริตเวฟเล็ททรานสฟอร์ม (Discrete Wavelet Transform : DWT) เป็นมอดูเลตและดีมอดูเลต วิธีการนี้เราจะเรียกว่า คิคริตเวฟเล็ทมัลติโทนมอดูเลชัน (Discrete Wavelet Multitone Modulation: DWMT) แม้ว่าเราจะใช้ชื่อ โอเวอร์แลปคิคริตมัลติโทนมอดูเลชัน (Overlapped Discrete Modulation) อยู่แล้วก็ตาม รูปที่ 2.24 เป็น

บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องส่งระบบมัลติแครี่เรียร์มอดูเลชัน (Multi Carrier Modulation: MCM) ซึ่งเราจะใช้ IFFT เป็นตัวมอดูเลต(เป็นดิสครีตมัลติโทน) แต่ระบบนี้จะใช้เทคนิคของ อินเวอร์ตฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม (Inverse Fast Wavelet transform: IFWT) แทนที่ IFFT คำว่า ฟาสต์ (Fast) หมายถึงเป็นการใช้อัลกอริทึมแบบเร็ว (Fast algorithm) เพื่อใช้คำนวณค่าของดิสครีตเวฟเล็ททรานสฟอร์ม บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบDWMTแสดงได้ในรูปที่ 2.25 ซึ่งจะแตกต่างระบบที่เห็นกันอยู่ที่เครื่องส่ง เอาท์พุทของตัวเข้ารหัสหมวดหมู่ (Constellation encoders) ที่ถูกใช้ในการมอดูเลตทางขนาดของสัญญาณ (Basis) ของเวฟเล็ททรานสฟอร์มซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.25 ข้อมูลอินพุทเป็นลักษณะอนุกรม ทีดีเอ็ม (TDM: Time Division Multiplex) ถูกแบ่งเป็นเฟรม แต่ละเฟรมมี B บิต ชั้นแรกนั้น จะเข้าสู่ตัวเปลี่ยนจากข้อมูลอนุกรม เป็นข้อมูลแบบขนาน (Serial to Parallel Converter : S/P Converter) ในเฟรม หนึ่งๆ นั้นจะมีคาบเท่ากับ T วินาที อัตราเร็วของข้อมูล $R_b = B / T$ ถ้า $T=125 \mu\text{s}$ และ $B = 256 \text{ bits/frame}$ อัตราเร็วของข้อมูลจะเท่ากับ 2.048 Mbits/s

เอาท์พุทของแต่ละพอร์ตของตัวแปลงข้อมูลเป็นแบบขนานจะเรียกว่า ซิมบอล (Symbol) ที่มีจำนวน $b(n)$ บิต ในแต่ละซิมบอล ซึ่ง M เป็นจำนวนของพอร์ตของตัวแปลงข้อมูลเป็นแบบขนาน (Parallel Ports) และเป็นจำนวนเดียวกันกับจำนวนพาหะย่อย กลุ่มของบิต $b(n)$ แต่ละกลุ่มจะถูกเข้ารหัสหมวดหมู่ (Constellation encoded) และมอดูเลตไปยังคลื่นพาหะย่อยทั้งหลาย จำนวนของบิตนั้น แต่ละกลุ่ม จะเท่ากับจำนวนสูงสุดของจำนวนของบิตที่ช่องสัญญาณย่อยสามารถที่จะรองรับมันได้ ด้วยความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของซิมบอลที่เรายังสามารถยอมรับได้

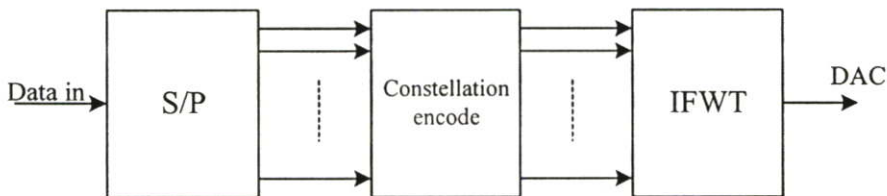


รูปที่ 2.25 เป็นบล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องส่งระบบมัลติแครี่เรียร์มอดูเลชัน

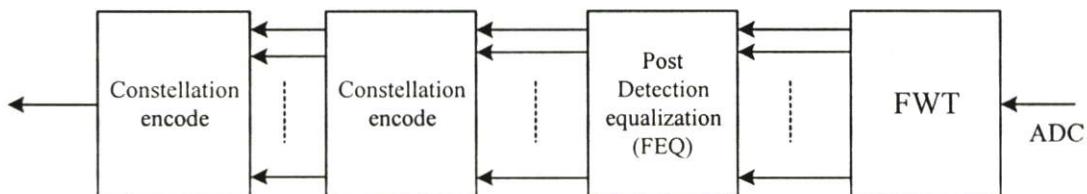
(Multi Carrier Modulation: MCM)

เรากำหนดให้ s_i^m เป็นซิมบอลในกลุ่ม m ที่มาจากเฟรม ที่ i (s_i^2 หมายความว่าซิมบอลที่มาจากกลุ่มที่ 2 ของเฟรมที่ 1 ของข้อมูลแบบอนุกรม) ต่อไปเราจะกำหนดให้ $v_i^m(t)$ เป็นสัญญาณอนาล็อกที่แบนด์พาส (Bandpass) บนช่องสัญญาณ m ที่เฟรม i ถ้าสัญญาณนี้ถูกแซมปลิง เราจะกำหนดมันใหม่เป็น $v_i^m(l)$ ซึ่ง l คือค่าช่วงขณะของการแซมปลิง สัญญาณของช่องสัญญาณย่อยทั้งหมด จะถูกรวมเข้าด้วยกัน และจะเป็นการกำเนิดสัญญาณคอมโพสิต (Composite Signal) ซึ่งจะถูกส่งไปยังช่องสัญญาณ ค่าของ N เป็นจำนวนของแซมเปิ้ลของสัญญาณคอมโพสิต ในระบบ DWMT ค่าของ $M=N$ ดังนั้นในกรณีของ DMT $N = M + v$ ซึ่ง v คือความยาวของ เซอร์คูลาร์ พรีฟิก (Circular Prefix) อัตราเร็วของการแซมปลิงของสัญญาณคอมโพสิตนี้เท่ากับ f^s ดังนั้นระยะห่างระหว่างแซมเปิ้ล เป็น $\frac{1}{f^s}$ และคาบของแซมเปิ้ลสำหรับเฟรมที่ให้นี้เท่ากับ $\frac{N}{f^s}$. ที่เครื่องรับของระบบ DWMT สัญญาณ FDM จะถูกมอดูเลตโดยการใช้ ฟาสต์เวฟเลตทรานสฟอร์มโดยตรง (forward or direct Fast Wavelet Transform: FWT) และ ข้อมูลที่ถูกดีเทคจะถูกแปลงกลับเป็นสัญญาณ TDM เช่นเดิม

ทฤษฎีของเวฟเลตนั้น สามารถที่จะถูกพัฒนาได้หลายวิธีการ และที่นิยมมากที่สุดนั้นก็คือการพิจารณาเวฟเลตทรานสฟอร์มในลักษณะของการกระจาย (Expansion) และที่ขาดไม่ได้คือวิธีที่สองคือ ฟิลเตอร์แบงก์ (Filter Bank) ซึ่งการกระจายจะกระจายด้วยผลรวมของเอาท์พุทของฟิลเตอร์ทั้งหลาย ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) จะสัมพันธ์กับเบสซิสของการกระจาย



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบ DWMT (ก) เครื่องส่ง (ข) เครื่องรับ

เราเริ่มต้นการพิจารณาด้วยวิธีการกระจาย โดยที่เรากำหนดให้สัญญาณอันหนึ่งเป็น $y(t)$ ซึ่งสามารถที่จะแสดงได้เป็นสมการการกระจายดังนี้

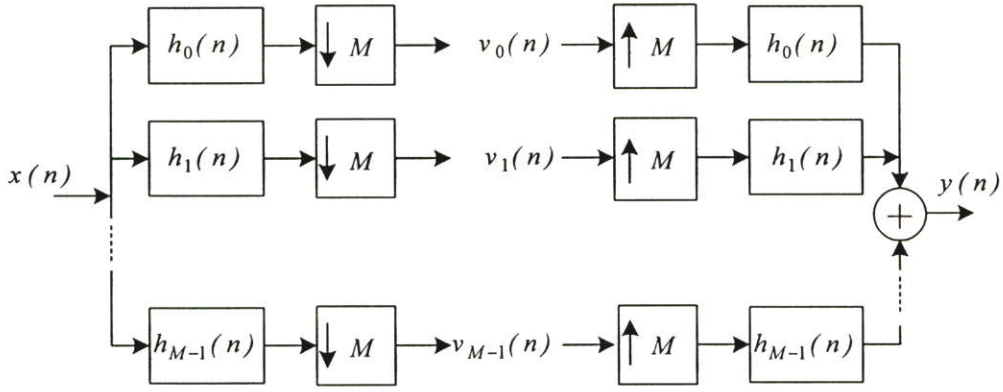
$$y(t) = \sum_k \sum_j a_{j,k} \psi_{j,k}(t) \quad (2.53)$$

ซึ่งทั้ง j และ k เป็นดัชนีที่เป็นจำนวนเต็ม และ ψ เป็นฟังก์ชันการกระจายของเวฟเล็ต ซึ่งอยู่ในรูปของ เบสซิสที่ออร์โทโกนอล (Orthogonal Basis) สามารถแสดงได้ดังนี้

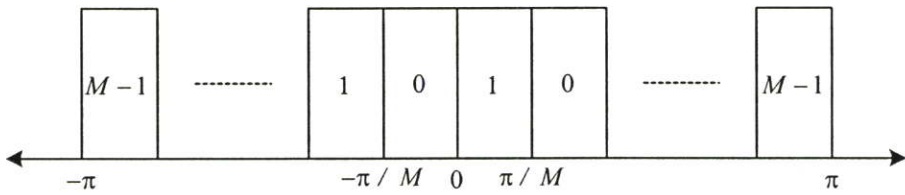
$$\psi_{j,k}(t) = 2^{j/2} \psi(2^j t - k) \quad (2.54)$$

ซึ่ง $\psi(t)$ เป็นฟังก์ชันที่ถูกกำหนดให้เป็นสองมิติ (เลื่อนและขยาย (Shift and Scaling)) ซึ่งเรียกว่า เจนเนอเรตติ้ง เวฟเล็ต หรือ เวฟเล็ตแม่ (Generating Wavelet or Mother Wavelet) ถ้าระบบของเวฟเล็ตไม่เป็นเพียงแต่เฉพาะ ออร์โทโกนอลเท่านั้นถ้าเป็นออร์โธนอร์มอล (Orthonormal) ด้วยแล้ว สัมประสิทธิ์ของการกระจาย (Coefficients of the expansion) จะเป็นการโปรดัคซ์ภายใน (Inner Product) ของสัญญาณ $y(t)$ กับสัญญาณเบสซิส เราจะเห็นได้ว่าเอาที่พู่ของตัวเข้ารหัสหมวดหมู่ จะเป็นการมอดูเลตทางขนาดของเวฟเล็ตเบสซิส (Wavelet Basis) ซึ่งเราสามารถที่จะสร้างมันขึ้นมาได้โดยการใช้ ฟาสต์เวฟเล็ตทรานสฟอร์ม (Fast Wavelet Transform)

โดยทั่วไปแล้วฟิลเตอร์แบงก์ M ย่าน จะถูกกำหนดโดยสองฟิลเตอร์แบงก์คือ ฟิลเตอร์แบงก์แบบวิเคราะห์ (Analysis filterbank), $h(k)$ และ ฟิลเตอร์แบงก์แบบสังเคราะห์ (Synthesis filter bank), $f(k)$ ($k = 0, 1, 2, \dots, M - 1$) ฟิลเตอร์ทั้งหมดนี้เป็นฟิลเตอร์แบบ FIR (FIR Filters) ด้วยความยาวเท่ากับ gM ซึ่ง g เป็นเฟกเตอร์ของการทับซ้อน (Overlap factor) $h(k)$ แสดงในรูปที่ 2.26 ซึ่งใช้ในระบบที่มีผลตอบสนองทางความถี่ที่เป็นอุดมคติ (Ideal Frequency response) แสดงไว้ในรูปที่ 2.27 ซึ่งพวกมันจะแบ่งย่านความถี่เป็นส่วนๆ (ส่วนย่อย (subbands)) จำนวน M ส่วน จากรูปที่ 2.28 สัญญาณ $x(n)$ จะผ่านฟิลเตอร์แบงก์วิเคราะห์ก่อน และสัญญาณเอาที่พู่จำนวน M ตัวจะถูกลดจำนวนการแซมปลิงลง (Decimation or Down Sampling) โดยเฟกเตอร์ M ถ้าสัญญาณอินพุตถูกส่งมาด้วยอัตราเร็ว R ดังนั้นเอาที่พู่นี้จะมีอัตราเร็วเท่ากับ R/M ฟิลเตอร์นี้จึงได้ชื่อว่า มัลติเรต ฟิลเตอร์แบงก์ (Multirate Filter Bank) ถ้าสัดส่วนของการลดการแซมปลิงเท่ากับจำนวนตัวกรอง นั่นคือ ฟิลเตอร์เป็น ออร์โทโกนอลที่เลื่อนเฟสไปเท่ากับ M ฟิลเตอร์ดังกล่าว



รูปที่ 2.27 ฟิเตอร์แบ่งค้จำนวน M ช่อง (Analysis/Synthesis)



รูปที่ 2.28 ผลตอบสนองทางความถี่ที่เป็นอุดมคติของฟิเตอร์แบ่งค้จำนวน M ตัว

เรียกว่า พารายูนิทารี (Para-Unitary) ของฟิเตอร์ (M) ฟิเตอร์แบ่งค้นี้จะเรียกว่า ระบบการลดการแซมปลิ่งอย่างวิกฤติ (Critically Decimated System)

ในการที่จะสังเคราะห์สัญญาณขึ้นมาอีกครั้งหนึ่งนั้น ก่อนอื่นแต่ละฟิเตอร์จะต้องถูกเพิ่มจำนวนการแซมปลิ่งขึ้นมาเสียก่อน (Up Sampling) โดยการแทรกค่าศูนย์เข้าไปจำนวน M-1 ตัวเข้าไประหว่างแซมเปิ้ล และ ต่อมาจึงจะผ่านไปยังฟิเตอร์แบ่งค้สังเคราะห์ $f(n)$ สัญญาณจำนวน M ตัวที่ผ่านทั้งสองกระบวนการที่กล่าวมาแล้วนี้ สุดท้ายจะถูกรวมเข้าด้วยกัน เอาท์พุทที่ได้คือสัญญาณเดิมที่ถูกสร้างขึ้นใหม่ $y(n)$ โดยภายใต้เงื่อนไขการสร้างกลับคืนมาใหม่ที่สมบูรณ์แบบ (Perfect Reconstruction) สัญญาณนี้คือสัญญาณเดิมที่ถูกหน่วงเวลานั่นเอง นั่นคือ

$$y(n) = x(n - n_0) \tag{2.55}$$

เงื่อนไขที่สำคัญของการสร้างสัญญาณคืนมาใหม่ได้อย่างสมบูรณ์แบบ นั้นก็คือ ตัวกรองฟิเตอร์วิเคราะห์และสังเคราะห์จะต้องมีคุณสมบัติดังนี้

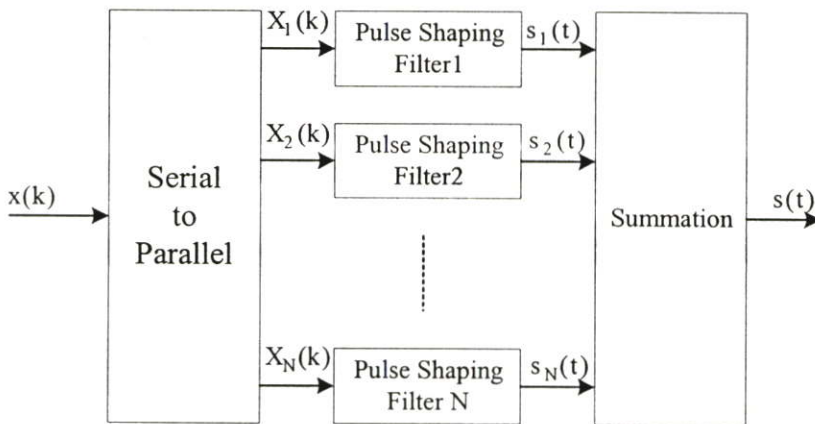
$$h_k(n) f_k(n + lM) = M\delta(k - k')\delta(l) \tag{2.56}$$

ฟิลเตอร์สังเคราะห์เป็นส่วนกลับทางเวลา (Time Reversed version) ของฟิลเตอร์วิเคราะห์ นั่นคือ

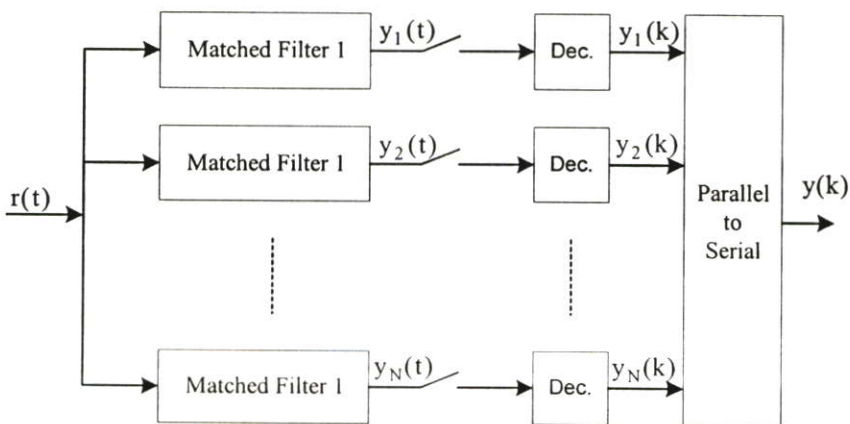
$$f_k(n) = h_k(L - n - 1) \quad (2.57)$$

ซึ่ง $L = gM$ เป็นความยาวของฟิลเตอร์ ภายใต้ข้อบังคับของสมการต่างๆ ข้างต้นนี้ฟิลเตอร์สังเคราะห์จะกลายเป็นสมการที่ (2.58) ซึ่งสามารถที่จะเปรียบเสมือนกับเป็นเมตริกซ์ที่ไม่สามารถแบ่งแยกได้ (Unitary Matrices) ผลตอบสนองอิมพัลส์ของฟิลเตอร์จะเป็นตัวสร้างเวฟเลตเบสซิท

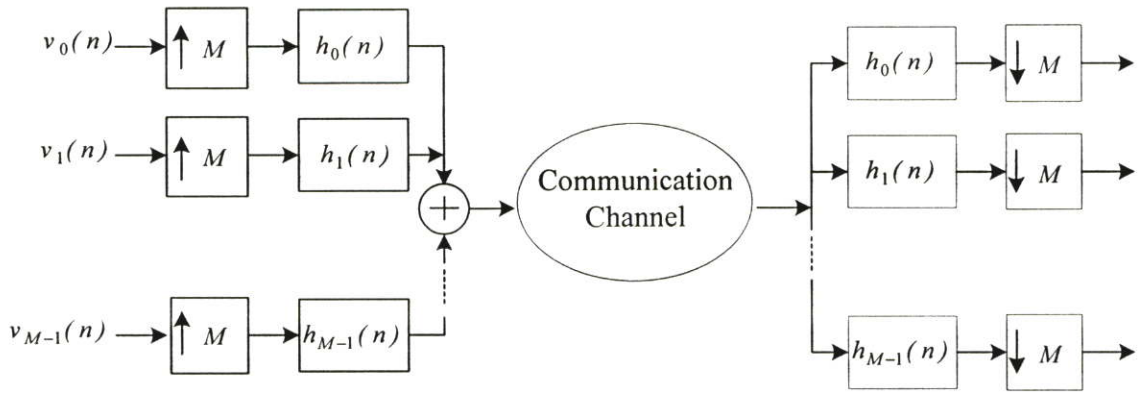
$$\sum_n h_k(n)h_k(L - n - 1 + lM) = M\delta(k - k')\delta(l) \quad (2.58)$$



(ก)



(ข)



(ค) การใช้งานของเวฟเลิตทรานสฟอร์มในระบบดังกล่าว

รูปที่ 2.29 บล็อกไดอะแกรมของการสื่อสารแบบหลายพาหะ(Multicarrier Communication Systems)

(ก) เครื่องส่ง, (ข) เครื่องรับ, (ค) การใช้งานของเวฟเลิตทรานสฟอร์มในระบบดังกล่าว

บทที่ 3

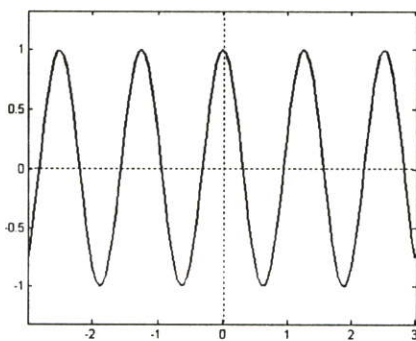
การออกแบบระบบเครื่องส่ง

3.1 หลักการทำงานของเครื่องส่ง

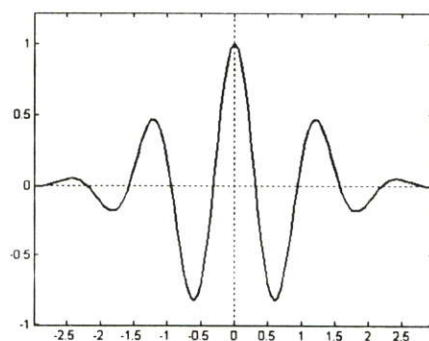
การทำงานของระบบเครื่องส่งในระบบซีดีเอ็มเอ โดยทั่วไปนั้น เราได้พิจารณาไว้ในบทของทฤษฎี ส่วนในบทนี้เป็นการพิจารณาและออกแบบระบบที่นำเสนอขึ้นมา จากการกระจายของเวฟเล็ต เราสามารถแสดงสมการได้อีกครั้งดังนี้

$$f(t) = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} C(j,k) \psi_{j,k}(t) \quad (3.1)$$

ดังนั้นที่เครื่องส่ง สัญญาณที่ได้จากการรวมกันของสัญญาณเวฟเล็ตแม่ (Mother Wavelet) ที่สัมประสิทธิ์ที่ j, k ใดๆ ของมัน เราสามารถกำหนด $f(t)$ ให้เป็นสัญญาณที่ส่งออกไป (Transmitted signal) ซึ่ง $C(j,k)$ คือข้อมูลที่อัตราเร็วของข้อมูลต่างๆที่กำหนดโดยค่าดัชนี j และบิตที่ k ของอัตราเร็วต่างๆ นั้นหมายความว่า เราจะพิจารณาการส่งสัญญาณที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลหลายระดับออกไปพร้อมๆ กัน (Multimedia Communication) ส่วนสัญญาณเวฟเล็ตแม่นั้น เราจะกำหนดเป็นรูปร่าง (Waveform) ของสัญญาณที่ส่งออกไป ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเลือกใช้เวฟเล็ตแม่แบบมอร์เล็ต (Morlet's Wavelet) ซึ่งระบบที่ใช้โดยทั่วไปนั้น รูปร่างของสัญญาณนั้นจะเป็นสัญญาณรูปพัลส์สี่เหลี่ยม (Rectangular Pulses) ดังแสดงในรูปที่ 3.1

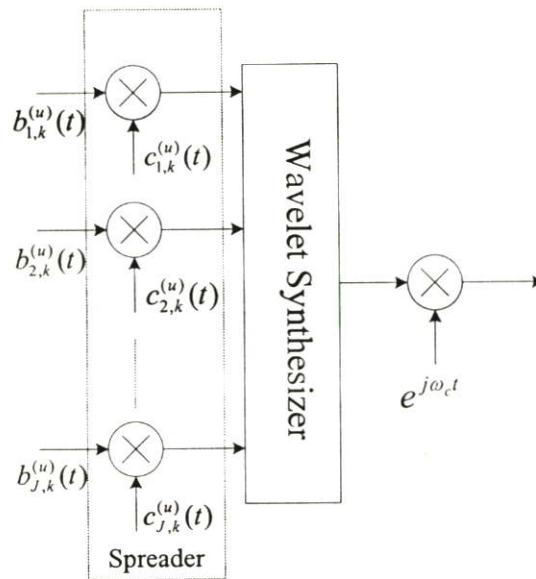


(ก)



(ข)

รูปที่ 3.1 รูปร่างของสัญญาณส่งในหนึ่งบิตข้อมูล (ก) ในระบบโดยทั่วไป (ข) ในระบบที่นำเสนอ



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบเครื่องส่ง

จากรูปที่ 3.1 เราจะสามารถเห็นได้ว่า รูปร่างของสัญญาณส่งของระบบที่นำเสนอขึ้นมานั้น จะมีรูปร่างเป็นฟังก์ชันเกาส์ (Gaussian Function) ดังนั้นรูปร่างของฟูเรียร์สเปกตรัม (Fourier Spectrum) จะมีลักษณะคล้ายฟังก์ชันเกาส์เช่นกัน และมีข้อดีคือ กำลังงานของสเปกตรัมข้างเคียง (Side Lobe Spectrum) มีค่าต่ำกว่าระบบโดยทั่วไป ดังนั้นเราสามารถลดกำลังงานที่สูญเสียไปได้

จากบล็อกไดอะแกรมของระบบเครื่องส่งนั้น เราจะกำหนดให้เวฟเล็ต เป็นตัวสังเคราะห์ (Wavelet Synthesizer) สัญญาณขึ้นมา ซึ่งเป็นสัญญาณที่ส่งออกไป บล็อกของเวฟเล็ตที่เครื่องส่งนี้เป็นหลักการของส่วนผกผันกลับ ของการทรานสฟอร์มของเวฟเล็ต (Inverse Wavelet Transform: IWT) และในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เราเลือกใช้เวฟเล็ต ที่ต่อเนื่อง (Continuous Wavelet transform: CWT) แต่เราสามารถที่จะพิจารณาเวฟเล็ตในเชิงดิสครีต (Discrete time wavelet transform) ได้ ด้วยเทคนิคและอัลกอริทึมที่มีการนำเสนอไว้แล้วใน [8] ทำให้สามารถออกแบบและสร้างขึ้นมาใช้งานจริงได้ (จะพิจารณาหัวข้อที่ 3.4)

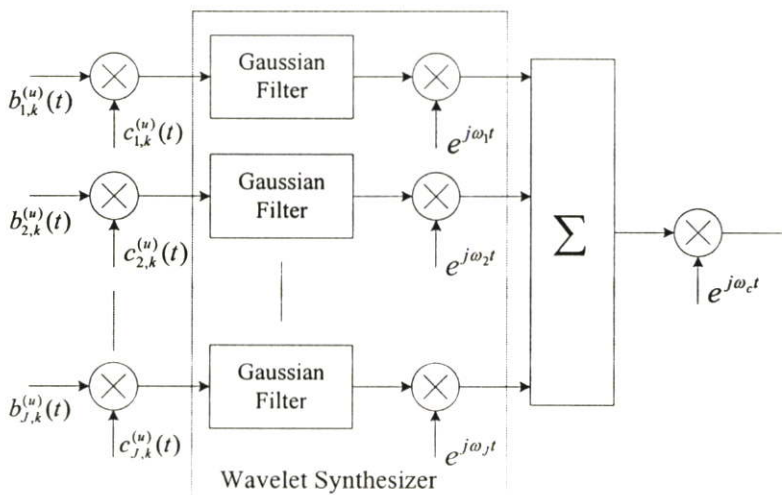
3.2 หลักการออกแบบของเครื่องส่ง

ในการออกแบบระบบเครื่องส่งนั้นเราจะพิจารณาดังต่อไปนี้ ให้ $s_f^{(u)}(t)$ เป็นสัญญาณส่งที่ผู้ใช้ที่ u และที่ความถี่ f ดังนั้น ดังที่กล่าวมาแล้วจะได้

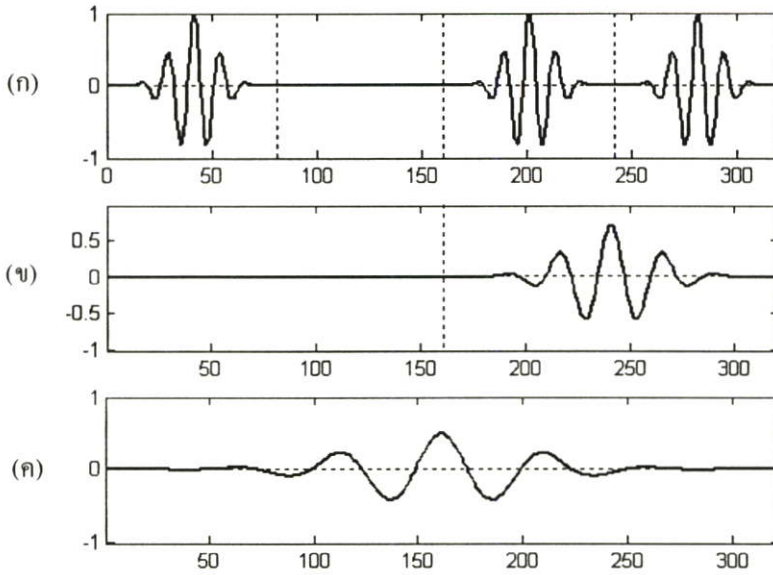
$$s_f^{(u)}(t) = \sum_{j=0}^{J-1} \sum_{k=-\infty}^{\infty} \{a_{j,k}^{(u)} b_{j,k}^{(u)}\} \exp\left\{-\frac{t - kT_c}{\sqrt{2}j}\right\}^2 \cos(2\pi\beta_j(t - kT_c)) \quad (3.2)$$

$a_{j,k}^{(u)}, b_{j,k}^{(u)}$ กำหนดให้เป็นขบวนการรหัสและขบวนการข้อมูลที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลที่ j และบิตที่ k ของผู้ใช้ที่ u ตามลำดับ และทั้งสองข้อมูลนี้ถูกกันโดยตรง เป็นการขยายสเปกตรัมแบบไคเร็กซ์ซีควเอนซ์ (Direct Sequence) และ $\{a_{j,k}^{(u)} b_{j,k}^{(u)}\}$ เป็นสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ต (Wavelet coefficients) $C(j,k)$ หรือเวฟเล็ตทรานสฟอร์ม (Wavelet Transform) ของสัญญาณ $s_f(t)$ นั่นเอง

รูปร่างของสเปกตรัมนั้น จะขึ้นอยู่กับรูปร่างของสัญญาณส่ง ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เราสามารถกำหนดได้ว่า รูปร่างของสเปกตรัมของสัญญาณส่งนั้นมีลักษณะเป็นฟังก์ชันเกาส์ ซึ่งในระบบโดยทั่วไปนี้รูปร่างของสเปกตรัมจะมีรูปร่างของฟังก์ชันซิงค์ (Sinc function: $P \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$) รูปที่ 3.5 เป็นการเปรียบเทียบรูปร่างของฟูเรียร์สเปกตรัมของทั้งสองระบบ

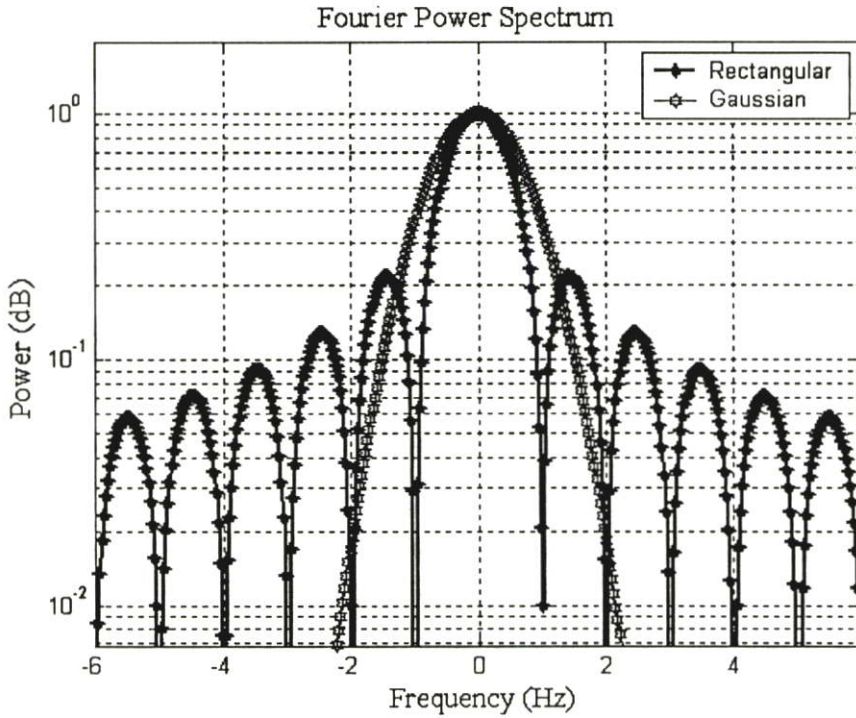


รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมสมมูลของตัวสังเคราะห์เวฟเล็ต (หรือส่วนกลับของเวฟเล็ตทรานสฟอร์ม)



รูปที่ 3.4 รูปร่างของสัญญาณส่งที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลใดๆ (ก) ระดับอัตราเร็วที่ $j = 2^1$; ข้อมูลเท่ากับ [1 0 1 1], (ข) ระดับอัตราเร็วที่ $j = 2^2$; ข้อมูลเท่ากับ [0 1], (ค) ระดับอัตราเร็วที่ $j = 2^3$; ข้อมูลเท่ากับ [1]

โดยข้อดีของมันก็คือ สามารถลดกำลังงานของสเปกตรัมด้านข้างลงได้ ดังนั้นมันจึงสามารถลดกำลังงานที่ไม่จำเป็นลงไปได้ และยิ่งไปกว่านั้น ด้วยการใช้เครื่องรับที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ที่เป็นฟังก์ชันเกาส์ (The matched filter) รูปร่างสเปกตรัมของสัญญาณรบกวน (Additive White Gaussian Noise: AWGN) จะมีรูปร่างที่เปลี่ยนไปตามฟังก์ชันของเกาส์ด้วยเช่นกัน นั่นคือสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนนั้น จะถูกจำกัดย่านความถี่ไว้ด้วยฟังก์ชันของเกาส์นั่นเอง

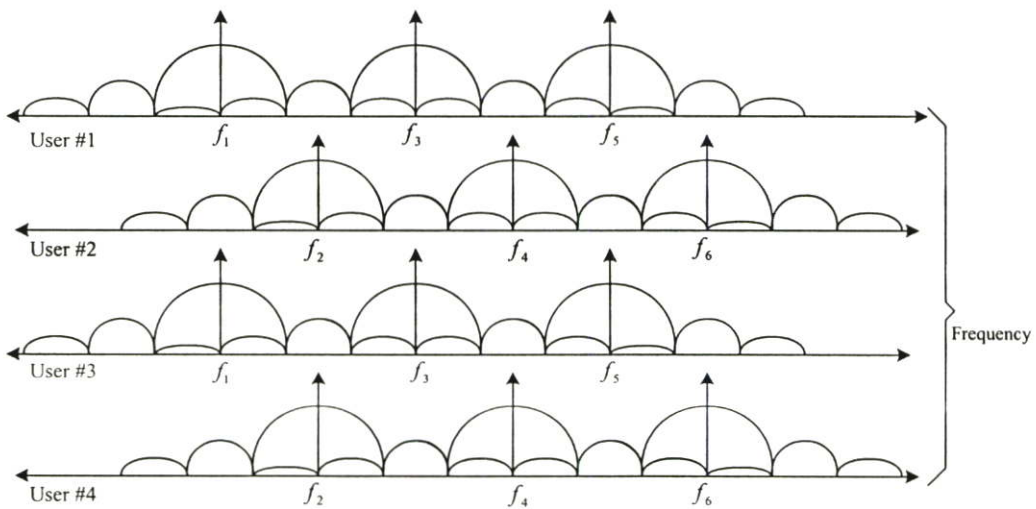


รูปที่ 3.5 เปรียบเทียบสเปกตรัมของระบบโดยทั่วไป (Rectangular) กับ ระบบที่นำเสนอ (Gaussian)

3.3 เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม

เทคนิคการลดการรบกวนหรือแทรกสอดจากผู้ใช้ร่วมในระบบมัลติแคร์เรียร์นั้นได้มีการพิจารณาไว้ใน [5] โดยการวางตำแหน่งของคลื่นพาห้ของแต่ละความถี่ให้สลับกัน ดังแสดงในรูปที่

3.6



รูปที่ 3.6 การวางตำแหน่งของคลื่นพาห้เพื่อลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม

สัญญาณส่งของผู้ใช้ที่ u จะมีสมการดังต่อไปนี้

$$s_T^{(u)}(t) = \sum_{f=1}^F s_f^{(u)}(t) s_w(u, f) = \sum_{f=1}^F a_f^{(u)}(t) b_f^{(u)}(t) s_w(u, f) e^{j\omega_f t} \quad (3.3)$$

โดยที่

$$s_w(u, f) = \begin{cases} \frac{(1 - (-1)^f)}{2} & f : \text{odd} \\ \frac{(1 + (-1)^f)}{2} & f : \text{even} \end{cases} \quad (3.4)$$

เมื่อพิจารณาว่ามีผู้ใช้ทั้งหมดจำนวน U ผู้ใช้ในช่องสัญญาณ เครื่องรับจะรับสัญญาณได้ $r(t)$ ซึ่งมีสมการดังต่อไปนี้

$$r(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{f=1}^F \alpha_f^{(u)}(t) a_f^{(u)}(t - \tau_f^{(u)}) b_f^{(u)}(t - \tau_f^{(u)}) s_w(u, f) e^{j\omega_f t - \phi_f^{(u)}} + n(t) \quad (3.5)$$

และที่เอาที่ทุกของเครื่องรับของผู้ใช้ที่ $u = 1$ พร้อมกับพิจารณาว่า ช่องสัญญาณเป็นแบบจางหายที่เปลี่ยนแปลงอย่างช้าชนิดไม่เลือกความถี่ (Slowly varying Frequency nonselective fading channel) จะได้

$$R_1 = \sum_{f=1}^F 2P \alpha_f^{(1)} b_f^{(1)} s_w(f, 1) + \sum_{u=2}^U \sum_{f=1}^F 2P \alpha_f^{(u)} b_f^{(u)} s_w(f, 1) W_{1,u} + N \quad (3.6)$$

$W_{1,u}$ คือฟังก์ชันของการทำสหสัมพันธ์ ระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ 1 กับผู้ใช้ที่ u ดังนั้นอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) กำหนดได้ดังนี้ในแต่ละความถี่คลื่นพาห้ สมมติที่ $f = 1$

$$SNR_1|_{f=1} = \frac{\alpha_1^2}{\left[\sum_{u=1}^U \frac{(U-1)}{3N} w_u + \frac{N_0}{2E_b \Omega_1} \right]} \quad (3.7)$$

และอัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนโดยรวม นั่นคือ

$$SNR_T = \sum_{f=1}^{F/2} \alpha_f^2 \left[\sum_{u=1}^U \frac{(U-1)}{3N} w_u + \frac{N_0}{2E_b \Omega_f} \right]^{-1} \quad (3.8)$$

w_n เป็นค่าในการถ่วงน้ำหนัก (Weighting) ของแต่ละจำนวนผู้ใช้ที่เข้าถึงพร้อมๆกัน ผลที่ได้คือการถ่วงน้ำหนักของความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดที่จำนวนของผู้ใช้ที่เข้ามาพร้อมๆกัน ใดๆ

โดยการสมมติว่า จำนวน ผู้ใช้ในระบะนั้นมีทั้งหมด 8 ผู้ใช้ ดังนั้นความน่าจะเป็นของการเกิดการรบกวนจากผู้เข้าร่วม จำนวนต่างๆมีดังนี้ โดยสมมติว่า การเข้าถึงของแต่ละผู้ใช้นั้นมีการเข้าถึงอย่างสม่ำเสมอ (Uniformly Distribution) เราจะได้

ตารางที่ 3.1 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาด โดยการถ่วงน้ำหนักโดย P_{e0} : ความน่าจะเป็นของการความผิดพลาดกรณีที่ไม่มีการรบกวนจากผู้เข้าร่วม P_{en} : ความน่าจะเป็นของการความผิดพลาดกรณีที่มีการรบกวนจากผู้เข้าร่วมจำนวน n ผู้ใช้ ($n = 1, 2, 3, \dots$)

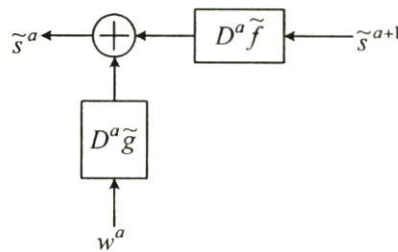
จำนวนผู้ใช้	ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดโดยการถ่วงน้ำหนัก
2	$\frac{P_{e0}}{2} + \frac{P_{e1}}{2}$
3	$\frac{6P_{e0}}{21} + \frac{12P_{e1}}{21} + \frac{3P_{e2}}{21}$
4	$\frac{4P_{e0}}{36} + \frac{18P_{e1}}{36} + \frac{13P_{e2}}{36} + \frac{1P_{e3}}{36}$
5	$\frac{1P_{e0}}{28} + \frac{9P_{e1}}{28} + \frac{13P_{e2}}{28} + \frac{4P_{e3}}{28}$
6	$\frac{2P_{e1}}{18} + \frac{11P_{e2}}{18} + \frac{5P_{e3}}{18}$
7	$\frac{1P_{e2}}{3} + \frac{2P_{e3}}{3}$
8	P_{e3}

3.4 การออกแบบระบบเครื่องส่งในเชิงดีสครีต

ในการออกแบบระบบที่ต่อเนื่อง (Continuous case) นั้นจะมีความยุ่งยากซับซ้อนที่จะสร้างขึ้นมาใช้งานหรือทดลองในเชิงปฏิบัติ (Experiment or Practical Application) และในปัจจุบันเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำมีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องดังเช่นใน [4] ดังนั้นเราสามารถประยุกต์การใช้งานกับเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำได้ โดยการออกแบบอัลกอริทึม (Algorithm) ของระบบในเชิงดีสครีตนั่นเอง ซึ่งเราสามารถกำหนดสมการของสัญญาณส่งในเชิงดีสครีตดังนี้

$$f(n) = \sum_{a,b} \langle f(n), \psi_{a,b} \rangle \psi_{a,b} \tag{3.9}$$

$\langle f(n), \psi_{a,b} \rangle$ เป็นสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ต ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ จะแสดงเป็นข้อมูลดิจิทัลที่ระดับอัตราเร็วของข้อมูลต่างๆ และในระบบซีดีเอ็มเออนั้นก็คือ เป็นสัญญาณข้อมูลที่มีการเข้ารหัสเพื่อทำการขยายสเปกตรัมแล้ว ซึ่งในระบบเครื่องส่ง สัมประสิทธิ์จะถูกกำหนดโดยข้อมูลข่าวสารหลายๆอย่าง (Information) ที่ต้องการจะส่ง และเป็นข้อมูลที่มีอัตราเร็วของข้อมูล (Data bit rate) ที่ต่างกัน แต่ก่อนที่สัญญาณนี้จะถูกส่งออกไป เราจะต้องเปลี่ยนสัญญาณจากดิจิตอลเป็นแบบอนาล็อกก่อน (Digital to Analog Conversion: DAC)



รูปที่ 3.7 ฟیلเตอร์แบงค์ของอัลกอริทึม เอทรอส (A trous algorithm) ที่ สเกล a

จากรูปเป็นฟิลเตอร์แบงค์ของอัลกอริทึมเอทรอส ที่ สเกล a สัญญาณที่ได้จะมาจากการรวมกันของสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ตกับสัญญาณของมันที่สเกล $a+1$ ตัวปฏิบัติการ D^a เป็นการเพิ่ม (Interpolate) ศูนย์เข้าไประหว่างแซมเปิ้ล (Sample) ของตัวถูกกระทำ จำนวน $2^m - 1$ ตัว ถ้าเราพิจารณาทุกๆสเกล สัญญาณที่ได้ \tilde{s} คือ

$$\tilde{s} = \sum_{a=0}^{M-1} \prod_{j=0}^{a-1} [(D^j \tilde{f}) *] (D^j \tilde{f}) * w^a + \prod_{j=0}^{M-1} [(D^j \tilde{f}) *] s^M \tag{3.10}$$

ถ้าเรากำหนดให้ทั้งสเกลและการเลื่อนเป็น ไดอาดิก (Dyadic Scale) นั่นคือ $a = 2^i, b = 2^i n$ ดังนั้น ในระบบที่ต่อเนื่องสัญญาณส่งที่ได้คือ

$$s(t) = \frac{2 \ln 2}{c_\psi} \operatorname{Re} \left\{ \sum_{i,n} W(2^i, 2^i n) \frac{1}{\sqrt{2^i}} \psi \left(\frac{t}{2^i} - n \right) \right\} \tag{3.11}$$

ซึ่งอยู่ในรูปของการกระจายออร์โธนอร์มอล (Orthonormal Expansion) แต่สำหรับเวฟเล็ตที่เป็นแบบนัลออร์โทโกนอล (Non orthogonal Wavelets) คือประมาณได้ดังนี้

$$s(t) \approx \text{Re} \left\{ \sum_{\substack{n,i=0,\dots,M-1 \\ n \in \text{Support}}} w_{i,n} \tilde{\psi}_{i,n}(t) \right\}$$

$$\approx \text{constant} \cdot \text{Re} \left\{ \sum_{\substack{n,i=0,\dots,M-1 \\ n \in \text{Support}}} w_{i,n} \psi_{i,n}(t) \right\}$$
(3.12)

โดยวิธีการของอัลกอริทึมเอทรอสที่แสดงไว้แล้วใน[8] เราสามารถคำนวณสมการข้างต้นได้ดังนี้โดย

$$\tilde{f} = \frac{\delta}{\sqrt{2}}$$

$$\tilde{g} = c\mathbf{g}^*$$
(3.13)

สมการที่ (3.10) จะกลายเป็น

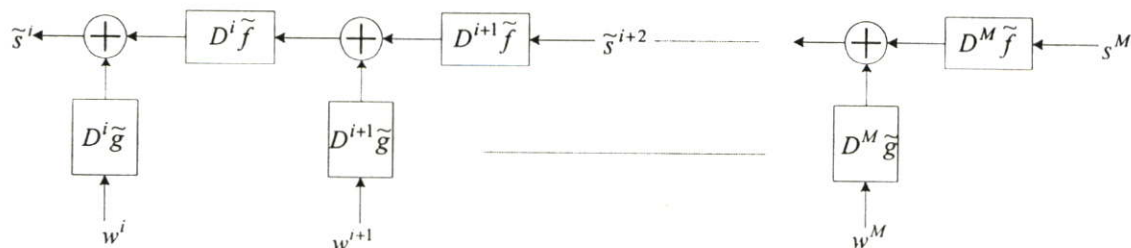
$$[\tilde{s}]_0 = c \sum_{i=0}^{M-1} \frac{1}{\sqrt{2^i}} \sum_n w_{i,n} \bar{g}_n + D.C.$$

$$= c \sum_{i=0}^{M-1} \sum_n w_{i,n} \psi_{i,n}(0) + D.C.$$
(3.14)

สมการข้างต้นนั้นเราพิจารณาที่เวลา $t=0$ และต่อมาที่เวลา m ใดๆ (กำหนดให้พจน์ของ $D.C.=0$) จะได้

$$s_m = \text{Re} \left\{ \sum_{i=0}^{M-1} \sum_n w_{i,n}(r) \psi_{i,n}(m-r) \right\}$$
(3.15)

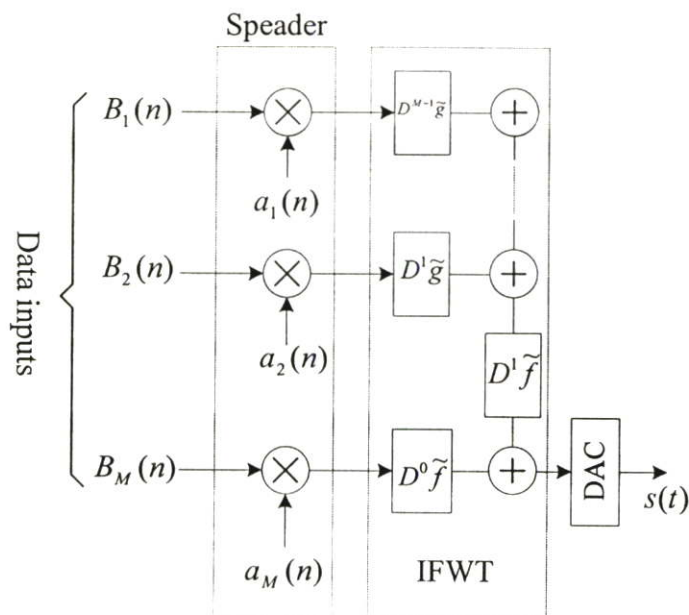
ซึ่ง $r = 0, \dots, 2^i - 1$



รูปที่ 3.8 ฟیلเตอร์แบงก์ของอัลกอริทึมเอทรอส ทุกๆสเกล

3.5 การใช้เทคนิคอินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์มในระบบเครื่องส่ง

ตามที่ได้นำเสนอมาแล้ว ในหัวข้อที่ผ่านมา ซึ่งเป็นหัวข้อที่เกี่ยวกับการใช้งานของอินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์ม (Inverse Wavelet Transform) ในระบบซีดีเอ็มเอ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้เป็น การพิจารณาให้ตัวของ อินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์ม หรือตัวสังเคราะห์เวฟเล็ท (Wavelet Synthesizer) ทำการสร้างสัญญาณส่งขึ้นมา ดังนั้นสัญญาณส่ง จะประกอบไปด้วยองค์ประกอบของเวฟเล็ทต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นสัมประสิทธิ์ของเวฟเล็ท ที่ถูกกำหนดโดยข้อมูลดิจิทัลต่างๆ และสัญญาณเวฟเล็ทแม่ ด้วยคุณสมบัติของเวฟเล็ทแม่ที่เหมาะสม เราจะเลือกใช้ เวฟเล็ทแบบ มอร์เล็ท (Morlet's Wavelet) และด้วยเหตุที่เราเลือกใช้ มอร์เล็ท และด้วยเหตุที่ เวฟเล็ทแม่เป็นมอร์เล็ท เราจึงใช้อัลกอริทึมแบบเดียวกับแบบอื่นที่เข้ากันได้อย่างกะทัดรัด (Compactly Support) ไม่ได้ เพราะมอร์เล็ทนั้น ไม่มีคุณสมบัติกล่าว อีกข้อหนึ่งนั่นคือ มอร์เล็ทนั้น ไม่มีฟังก์ชันสเกล(Scaling Function) อัลกอริทึมมอลลีออต (Mallat's Algorithm) จึงไม่สามารถใช้ได้ ดังนั้น อัลกอริทึมที่สามารถคำนวณมอร์เล็ทได้นั้นก็คือ อัลกอริทึม เอทรอส (A trous algorithm) รูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างของอัลกอริทึมเอทรอส รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมการใช้งานของอินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์มในระบบซีดีเอ็มเอ



IFWT : Inverse Fast Wavelet Transform

รูปที่ 3.9 การใช้อินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์มที่เครื่องส่งในระบบซีดีเอ็มเอ (DS CDMA)

บทที่ 4

การออกแบบระบบเครื่องรับ

4.1 หลักการทำงานของเครื่องรับ

ในการทำงานของเครื่องส่งนั้น เราใช้เทคนิคของอินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์ม มาใช้เพื่อสร้างสัญญาณส่ง (Transmitted Signal) ดังนั้นที่เครื่องรับ เราจะใช้เวฟเล็ททรานสฟอร์ม มาใช้ในการตีเทคสัญญาณ ซึ่งเวฟเล็ททรานสฟอร์มนี้ จะเปรียบเสมือนตัวทำสหสัมพันธ์ ระหว่างสัญญาณที่รับได้ กับสัญญาณเวฟเล็ทแม่ อันได้แก่ สัญญาณมอร์เล็ท ดังนั้น ถ้าสัญญาณที่รับได้ มีองค์ประกอบของสเกล (a) และตำแหน่งทางเวลา (b) ของมอร์เล็ท ที่ตรงกันกับ สัญญาณมอร์เล็ทที่เครื่องรับแล้ว ค่าที่ได้จากการวิเคราะห์โดยเวฟเล็ท จะมีค่าสูง ซึ่งเสมือนนั้นเป็นการทำสหสัมพันธ์กับตัวมันเอง (Auto Correlation) ที่ความถี่และตำแหน่งทางเวลาเดียวกัน

สมมติว่า สัญญาณที่รับได้คือ $r(t)$ ดังนั้น เอาท์พุทของตัววิเคราะห์เวฟเล็ทคือ

$$\begin{aligned} R_a &= CWT\{r(t) + n(t)\} \\ &= CWT\{r(t)\} + CWT\{n(t)\} \end{aligned} \quad (4.1)$$

ในระบบซีดีเอ็มเออนั้น สัญญาณที่รับได้นั้น จะเป็นผลรวมของผู้ใช้ โดยพิจารณาเครื่องรับของผู้ใช้ที่ $u = 1$ และ สเกล a' ดังนั้น

$$\begin{aligned} R_{a'}^{(1)} &= CWT\{s_{a'}^{(1)}(t)\} + \sum_{\substack{a=0 \\ a \neq a'}}^A CWT\{s_a^{(1)}(t)\} + \sum_{u=2}^U \sum_{a=0}^A CWT\{s_a^{(u)}(t)\} \\ &\quad + CWT\{n(t)\} \end{aligned} \quad (4.2)$$

จากสมการที่ (4.2) เทอมแรก เป็นเทอมที่เราต้องการ และถ้าเทอมนี้ปรากฏอยู่บนช่องสัญญาณที่เอาท์พุทของเครื่องรับ เทอมนี้จะมีค่ามากที่สุด (Auto Correlation) เทอมที่สองเป็นเทอมที่มีค่าน้อยที่สุด เนื่องจาก ค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสเกลของเวฟเล็ทมีค่าเป็นศูนย์ (ออร์โธโกนอลซึ่งกันและกัน) แต่ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เราจะใช้ มอร์เล็ท ซึ่งมอร์เล็ทนั้น เป็นตระกูลของเวฟเล็ทแม่ที่มีคุณสมบัติที่ไม่ออร์โธโกนอลซึ่งกันและกันระหว่างสเกล (Non orthogonal Wavelet) หากแต่ความเป็นจริงนั้น เราสามารถยอมรับมันได้ ด้วยค่าของสหสัมพันธ์ระหว่างสเกลมีค่าน้อยมาก (ประมาณ 10^{-5})

โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$\psi_{a,b}(t) = \frac{1}{\sqrt{a}} e^{-(t-b)^2/2a^2} \cos 2\pi\beta \left(\frac{t-b}{a} \right) \quad (4.3)$$

ซึ่ง $2\pi\beta \geq 5$ ตามที่เสนอไว้แล้วใน [3]

พิจารณาสมการที่ (4.2) อีกครั้ง เทอมที่สามเป็นสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานร่วม (Multiple Access Interference: MAI) เทอมสุดท้ายเป็นสัญญาณรบกวนที่ได้มาจากการวิเคราะห์โดยเวฟเล็ตของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งทุกเทอมจะทำการพิจารณาโดยละเอียดในหัวข้อถัดไป

4.2 หลักการออกแบบของเครื่องรับ

ที่เครื่องรับ เราจะใช้ตัววิเคราะห์เวฟเล็ต (Wavelet Analyzer) มาเป็นตัววิเคราะห์สัญญาณที่รับได้ ดังนั้น จากสมการที่ (4.2) จะได้

$$\begin{aligned} R_a^{(1)} &= CWT\{s_a^{(1)}(t)\} + \sum_{\substack{a=0 \\ a \neq a'}}^A CWT\{s_a^{(1)}(t)\} + \sum_{u=2}^U \sum_{a=0}^A CWT\{s_a^{(u)}(t)\} \\ &\quad + CWT\{n(t)\} \\ &\approx CWT\{s_a^{(1)}(t)\} + \sum_{u=2}^U CWT\{s_a^{(u)}(t)\} + CWT\{n(t)\} \\ &= \int s_a^{(1)}(t) \psi_{a',b}^*(t) dt + \sum_{u=2}^U \int s_a^{(u)}(t) \psi_{a',b}^*(t) dt + \int n(t) \psi_{a',b}^*(t) dt \end{aligned} \quad (4.4)$$

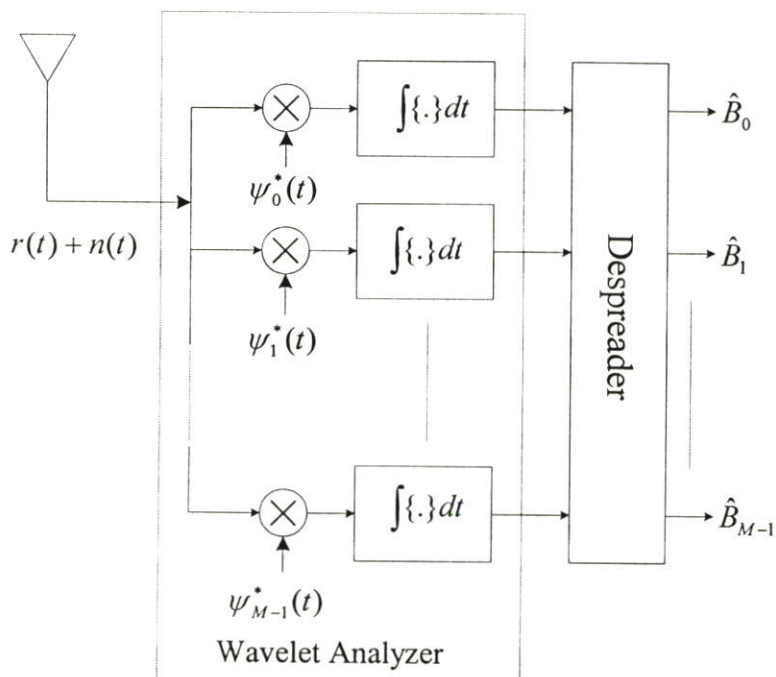
และเมื่อผ่านกระบวนการลดความกว้างของสเปกตรัม (Despread Spectrum) โดยพิจารณาบิตที่ 0 จะได้

$$\begin{aligned} R_a^{(1)} &= \{NB_{a'}^{(1)}(0)\} \int |\psi_{a',b}(t)|^2 dt + \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{u=2}^U \{c_1^*(a',k) c_u(a',k) B_{a'}^{(1)}(0)\} \int \psi_{a',b}^*(t) \psi_{a'}(t - bT_c) dt \\ &\quad + \sum_{k=0}^{N-1} c_1^*(a',k) \int n(t) \psi_{a',b}^*(t) dt \\ &= U_s + I_{mai} + P_n \end{aligned} \quad (4.5)$$

ดังนั้นอัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนรวมทั้งหมด (Signal to Noise Ratio: SNR) คือ

$$SNR_{a'} = \frac{[E\{U_s\}]^2}{[\text{var}\{I_{mai}\} + P_n]} \quad (4.6)$$

จากสมการต่างๆ ที่กล่าวมาทั้งหมดนั้น เราสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของระบบได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของเครื่องรับ

ถ้ากรณีที่สัญญาณส่งนั้น ถูกส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาว เราจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้

เมื่อสัญญาณรบกวนกำหนดให้เป็น $n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ดังนั้นที่เอาท์พุทของตัวคิโมดูเลตในเครื่องส่ง (ในที่นี้คือตัววิเคราะห์เวฟเลต) เราจะได้

$$N_l = c_l \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \psi^* \left(\frac{t-lT_c}{a} \right) dt = c_l \int_{-\infty}^{\infty} n(t) \exp(- (t-lT_c)^2 / 2a^2) dt \quad (4.7)$$

สมการข้างต้น เป็นการแสดงกระบวนการสหสัมพันธ์กันระหว่างเวฟเล็ตแม่ (Morlet's Mother Wavelet) กับสัญญาณรบกวนขาว (Additive White Gaussian Noise: AWGN) สมการของความหนาแน่นทางกำลังงาน ของสัญญาณรบกวนขาวสามารถแสดงดังนี้

$$\begin{aligned}\phi(f) &= \frac{1}{2} |H(f)|^2 \\ \int_{-\infty}^{\infty} \phi(f) df &= \frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df\end{aligned}\quad (4.8)$$

$$\begin{aligned}H(f) &= \exp(-j\omega T_c) \cdot \exp(-(w - w_0)^2 a^2 / 2) \\ |H(f)|^2 &= \exp(-(w - w_0)^2 a^2)\end{aligned}\quad (4.9)$$

ดังนั้น

$$P_n = \frac{1}{2} N_0 \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-(w - w_0)^2 a^2) dw \quad (4.10)$$

เราจะหาค่าของสมการอินทิเกรต

$$P'_n = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-(w - w_0)^2 a^2) dw = \frac{1}{a} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(-(w - w_0)^2 a^2) da(w - w_0) \quad (4.11)$$

ให้ $\frac{u}{\sqrt{2}} = a(w - w_0)$ ดังนั้น

$$P'_n = \frac{1}{\sqrt{2}a} \int_{-\infty}^{\infty} \exp((-u)^2 / 2) du = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \exp((-u)^2 / 2) du \right\} \quad (4.12)$$

จากผลของการอินทิเกรต เราสามารถหาค่าของกำลังงานของสัญญาณรบกวนขาวได้ดังนี้

$$P_n = \frac{1}{2} N_0 P'_n = \frac{\sqrt{\pi} N_0}{2a} \quad (4.13)$$

สมการข้างต้นเป็นกำลังงานของสัญญาณรบกวนขาวที่ระดับสเกล a

ดังนั้นที่ช่องสัญญาณระดับสเกล a ใดๆกำลังงานของสัญญาณรบกวนจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ ค่าของ $\frac{1}{a}$ นั่นคือ ช่องสัญญาณที่ส่งข้อมูลที่มีอัตราเร็วสูงๆ (ค่าของ a มีค่าต่ำ) กำลังงานของสัญญาณรบกวนจะยิ่งมากขึ้น ดังนั้นที่เครื่องส่งจะต้องทำการชดเชยกำลังงานให้เหมาะสม ซึ่งในสมการของเวฟเล็คนั้น ได้ทำการชดเชยไว้ให้แล้ว ในระบบที่ใช้สัญญาณข้อมูลเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม (Rectangular Pulse) ค่าของพลังงานต่อบิตคือ

$$E_b = \frac{A^2 T}{2} \quad \text{ซึ่ง ขนาดของสัญญาณเท่ากับ } \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (4.14)$$

สำหรับในระบบที่ใช้สัญญาณข้อมูลเป็นฟังก์ชันเกาส์เซียน (Gaussian function) จะได้

$$E_{bG} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \frac{AT}{a} \quad \text{ซึ่ง ขนาดของสัญญาณเท่ากับ } \frac{A}{\sqrt{2}} \quad (4.15)$$

4.3 หลักการออกแบบในเชิงดิจิตอล

เราจะพิจารณาผู้ใช้เดี่ยว (Single User) เป็นอันดับแรก ที่เครื่องรับนั้น เราสามารถรับสัญญาณได้ ดังนี้

$$r(t) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d(a,b) \psi_{a,b}(t) + n(t) \quad (4.16)$$

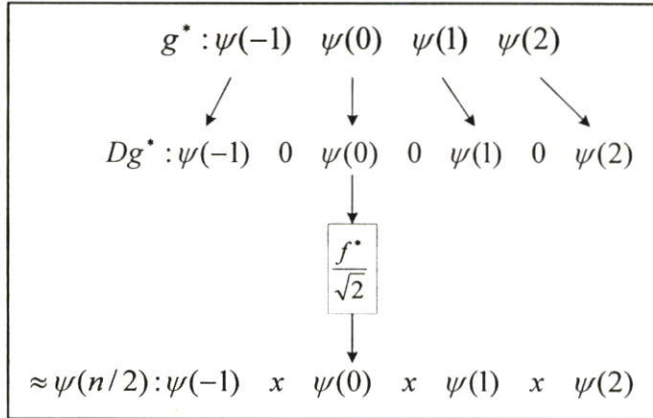
กระบวนการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล (Analog to Digital Conversion) จึงมีความจำเป็นในระบบที่ต้องการออกแบบในเชิงดิจิตอล ดังนั้น

$$r(n) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d(a,b,n) \psi_{a,b}(n) + N_g(n) \quad (4.17)$$

ในกรณีนี้ เราจะสามารถที่จะใช้ อัลกอริทึม เอทรอส วิเคราะห์ห้วงค์ประกอบของสัญญาณได้เลยโดยเรากำหนดให้ สเกลและการเลื่อนตำแหน่ง (Dilation and Translation) เป็นไดออดิก (Dyadic) นั่นคือ $a = 2^m, b = 2^m n$ ดังนั้น เอาท์พุทก่อนการลดจำนวนแซมปลิง (Down Sampling) คือ

$$d(2^m, 2^m n) = d_m(n) = \frac{1}{\sqrt{2^m}} \sum_k \psi^* \left(\frac{k}{2^m} - n \right) s(k) \quad (4.18)$$

ในการวิเคราะห์โดยเวฟเลตในเชิงคีสคริตนั้น จำเป็นที่จะต้องมีความปฏิบัติการ (Operator) ดังนี้



รูปที่ 4.2 กระบวนการต่างของ ฟาสต์เวฟเลตทรานสฟอร์มแบบ อัลกอริทึมเอทอส

และสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} [f^* * (Dg^*)]_n &= [F^* Dg^*]_n \\ &= \sum_k f_{n-2k}^* \psi(k) \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}} \psi \left(\frac{n}{2} \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมาว่า $g_n = \bar{\psi}(-n)$ และตัวปฏิบัติการ D ดังนั้น ฟิลเตอร์จะมีผลตอบสนองอิมพัลส์ Dg^* ส่วนฟิลเตอร์กรองความถี่ต่ำผ่านของ อัลกอริทึมเอทอส f^* เท่ากับ $f_{2k} = \delta(k)/\sqrt{2}$ และ

$$\psi(k/2 - n) = \psi((k - 2n)/2) \quad (4.19)$$

$$\begin{aligned} w(2, 2n) &\approx \sum_{k,m} f_{k-2n-2m}^* \bar{g}_m^* s(k) \\ &= [g^* * (\Lambda(\bar{f} * s))]_n \end{aligned} \quad (4.20)$$

$$\text{ซึ่ง } \Lambda_{2k,m} = \delta(2k - m)$$

ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ สัญญาณที่รับได้คือ สัญญาณส่งรวมกับสัญญาณรบกวนขาว แสดงได้ดังนี้

$$s_k = s(k) = \sum_m \sum_n \frac{1}{\sqrt{2^m}} d(2^m, 2^m n) \psi\left(\frac{k}{2^m} - n\right) + N(n) \quad (4.21)$$

ดังนั้น เอาท์พุทของตัววิเคราะห์เวฟเล็ตคือ

$$\begin{aligned} \sum_m w(2^m, 2^m n) &= \sum_m \left\{ \frac{1}{\sqrt{2^m}} d(2^m, 2^m n) \sum_k f_{k-2n-2m}^* [\bar{g}_m^* \bar{g}_m(k)] + N_g^m \right\} \\ &= \sum_m \left\{ \frac{1}{\sqrt{2^m}} d(2^m, 2^m n) \sum_j \{g_m * [\delta(n - 2j) * g_j]\} + N_g^m \right\} \end{aligned} \quad (4.22)$$

ถ้าพิจารณาที่สเกล $m = m'$ จะได้

$$\begin{aligned} w(2^{m'}, 2^{m'} n) &= \frac{1}{\sqrt{2^{m'}}} d(2^{m'}, 2^{m'} n) [\bar{g}_{m'} * \bar{g}_{m'}(n - 2m')] + N_g^{m'} \\ &= P \frac{1}{\sqrt{2^{m'}}} d(2^{m'}, 2^{m'} n) + N_g^{m'} \end{aligned} \quad (4.23)$$

ลำดับต่อไปเป็นการเข้าสู่กระบวนการลดความกว้างสเปกตรัมให้เหลือเท่าเดิม จะได้

$$R(m') = \frac{NPB_{m'}}{\sqrt{2^{m'}}} + N_g^{m'} \quad (4.24)$$

ต่อไปเป็นการพิจารณาการเข้าถึงของผู้ใช้ (Multi Users) สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับคือ

$$r(n) = \sum_{u=1}^U \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d(a, b, n) \psi_{a,b}(n) e^{-j\phi_u} + N(n) \quad (4.25)$$

และเช่นเดียวกับกรณีผู้ใช้เดี่ยว โดยผู้ใช้ที่ $u = 1$ เป็นผู้ใช้ที่เราต้องการรับสัญญาณ

$$w^{(1)}(2^{m'}, 2^{m'} n) = \frac{Pd^{(1)}(2^{m'}, 2^{m'} n)}{\sqrt{2^{m'}}} + \sum_{u=2}^U \left\{ \frac{d^{(1)}(2^{m'}, 2^{m'} n) e^{-j\phi_u}}{\sqrt{2^{m'}}} [\bar{g}_{m'}^{(1)} * \bar{g}_{m'}^{(u)}(n - 2m')] \right\} + N_g^{m'} \quad (4.26)$$

และ

$$R^{(1)}(m') = \left\{ \frac{NPB_{m'}^{(1)}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} + \sum_{u=2}^U \left\{ \frac{PB_{m'}^{(u)} e^{-j\phi_u}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} W_{1,u}(n) + N_g^{m'} \quad (4.27)$$

การพิจารณากรณีสุดท้าย เป็นการพิจารณานช่องสัญญาณการจางหาย ดังนั้น

$$r(n) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{u=1}^U \alpha_l^{(u)}(n) s_l^{(u)}(n-l) + N(n) \quad (4.28)$$

และที่เอาที่พู่ทของเครื่องรับที่ l' และสเกลที่ m' ของผู้ใช้ที่ $u = 1$

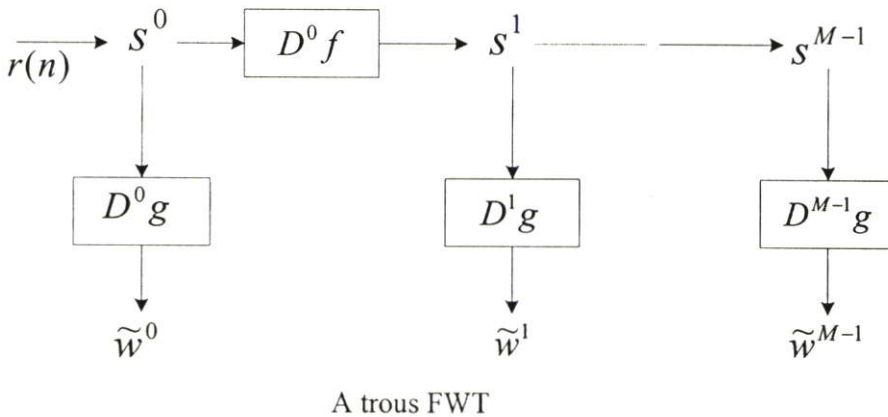
$$R^{(1)}(m', l') = \left\{ \frac{NPB_{m'}^{(1)} \alpha_{l'}^{(1)}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} + \left[\sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \left\{ \frac{B_{m'}^{(1)} P \alpha_l^{(1)} e^{-j\phi_1}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} W_{1,1}(n-l) \right. \\ \left. + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \frac{B_{m'}^{(u)} P \alpha_l^{(u)} e^{-j\phi_u}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} W_{1,u}(n-l) \right] + N_g^{m'} \quad (4.29)$$

เมื่อใช้เทคนิคของการรวมกันด้วยอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combining)

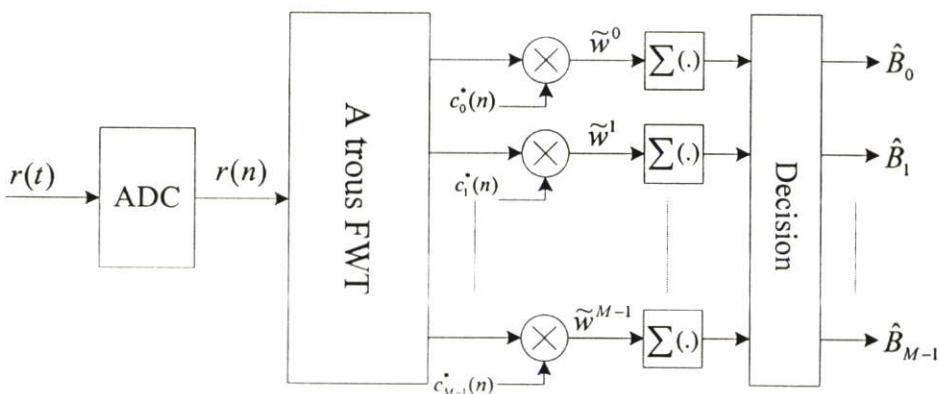
$$R^{(1)}(m') = \sum_{l_R=1}^{L_R} \left\{ \frac{NPB_{m'}^{(1)} \alpha_{l_R}^2}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} + \left[\sum_{l_R=1}^{L_R} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \left\{ \frac{B_{m'}^{(1)} P \alpha_{l_R}^{(1)} \alpha_l^{(1)} e^{-j\phi_1}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} W_{1,1}(n-l) \right. \\ \left. + \sum_{l_R=1}^{L_R} \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ \frac{B_{m'}^{(u)} P \alpha_{l_R}^{(u)} \alpha_l^{(u)} e^{-j\phi_u}}{\sqrt{2^{m'}}} \right\} W_{1,u}(n-l) \right] + N_g^{m'} \quad (4.30)$$

4.4 การใช้เทคนิคฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์มในเครื่องรับ

ตามที่เราได้พิจารณาที่เครื่องส่งมาแล้ว เกี่ยวกับการใช้อินเวอร์ตเวฟเล็ททรานสฟอร์ม ในหัวข้อนี้ เราจะพิจารณาการใช้เทคนิคฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม ซึ่งด้วยเหตุที่เครื่องส่งนั้น ส่งสัญญาณที่ประกอบด้วยองค์ประกอบของเวฟเล็ทต่างๆ ดังนั้นที่เครื่องรับจึงจะต้องใช้ตัววิเคราะห์เวฟเล็ท ที่สัมพันธ์กับสัญญาณที่เครื่องส่งส่งมา และด้วยการใช้งานจริงๆ อุปกรณ์ต่างๆจำเป็นต้องสร้างขึ้นมาให้เข้ากับทฤษฎี ฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม จึงเป็นสิ่งที่ต้องการของระบบ แต่ถ้าเราสร้างมันขึ้นมา ด้วยอุปกรณ์อนาล็อก ย่อมมีความเป็นไปได้ยาก ดังนั้นด้วยเทคโนโลยีสารกึ่งตัวนำที่พัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว จึงเป็นไปได้ที่จะสร้างมันขึ้นมาได้อย่างมีประสิทธิภาพ อัลกอริทึมเอทรอสสามารถนำมาใช้กับระบบที่น่าเสนอขึ้นได้



รูปที่ 4.3 โครงสร้างของฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม (FWT) ด้วยอัลกอริทึมเอทรอส



รูปที่ 4.4 เครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอ ด้วยฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์มแบบอัลกอริทึมเอทรอส

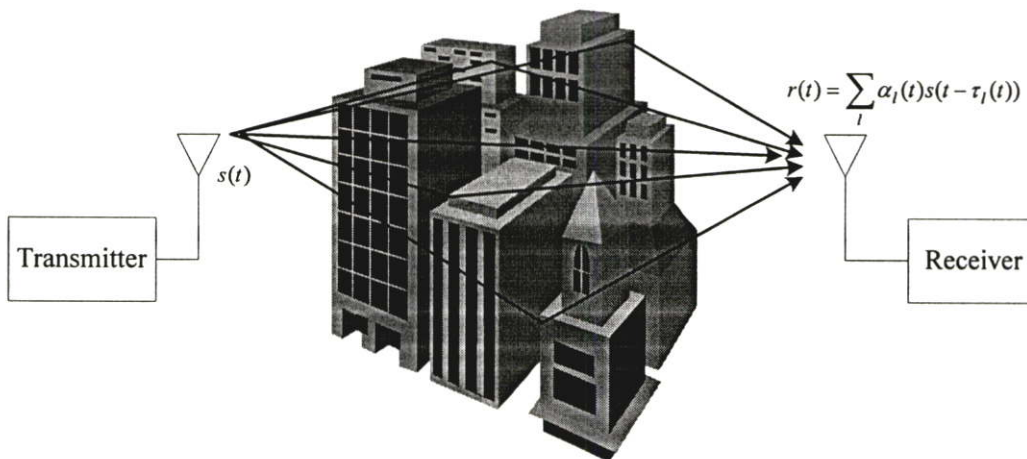
บทที่ 5

การพิจารณาเครื่องรับ-ส่ง บนช่องสัญญาณที่การจางหาย

ช่องสัญญาณที่มีการจางหาย (Fading Channel) นั้น จะมีการพิจารณาในระบบการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communications) และได้มีการนำเสนอไปแล้วใน [10, 11, 12, 13, 14, 15, 16] ซึ่งเป็นสิ่งจำเป็นที่จะต้องพิจารณา เพราะการเกิดปรากฏการณ์การจางหายนี้ จะเป็นปัจจัยที่สำคัญที่ทำให้สมรรถนะของระบบลดลงเป็นอย่างมาก ดังนั้น ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้จึงมีการพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณการจางหายด้วย

5.1 การจางหายของสัญญาณ

ถ้าเราส่งสัญญาณที่เครื่องส่ง ผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหาย ที่เครื่องรับจะรับสัญญาณที่ส่งมาที่มีลักษณะที่ไม่คงที่ เนื่องจากสัญญาณที่ส่งมานั้นมีการเดินทางมาหลายๆ เส้นทาง ด้วยระยะทางที่ไม่เท่ากัน และสุดท้ายมารวมกันที่เครื่องรับ ดังนั้น ด้วยเหตุที่การรวมกันของสัญญาณเดียวกันแต่การเลื่อนเฟสและขนาดไม่เท่ากัน ผลทำให้สัญญาณมีการ กระเพื่อม อันเนื่องมาจากการรวมกันหรือหักล้างกัน ในส่วนของระดับของสัญญาณที่มีหักล้างกันมากากนั้นเราจะเรียกสัญญาณนั้นว่ามีการจางหาย



รูปที่ 5.1 การส่งสัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการจางหายหลายวิถี (Multi – path fading channel)

5.2 โมเดลของการจางหายของสัญญาณ

การพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณที่มีจางหายนั้น เราจะต้องทำการพิจารณาค่าต่างๆ ในโมเดลทางคณิตศาสตร์ (Mathematical Modeling) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีโมเดลทางคณิตศาสตร์ของช่องสัญญาณ โมเดลของช่องสัญญาณนั้นแบ่งออกได้หลายๆแบบ ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางกายภาพของสัญญาณโดยทั่วไปแล้ว โมเดลของช่องสัญญาณสามารถกำหนดได้ดังนี้

$$c(\tau; t) = \sum_l \alpha_l(t) e^{-j2\pi f_c \tau_l(t)} \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (5.1)$$

สมการข้างต้นนี้ เส้นทางการเดินทางของสัญญาณมีทั้งหมด L เส้นทาง ซึ่งแต่ละเส้นทาง (Path) มีขนาดและเฟสที่แตกต่างกันไปซึ่งค่า $\alpha(t)$ และ $\tau(t)$ เป็นตัวลทอนและเฟสคี่เลข์ของสัญญาณที่ผ่านช่องสัญญาณแล้วที่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Time Variant Channels) ตามลำดับ ทั้งสองค่านี้เป็นปริมาณทางสถิติ (Statistical Quantities) ที่มีการกระจายที่แตกต่างกันไป ตามคุณสมบัติทางกายภาพของช่องสัญญาณ ช่องสัญญาณการจางหายแบ่งออกเป็น

5.2.1 ช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency nonselective fading channel)

การจางหายแบบนี้มีผลกระทบต่อสัญญาณน้อยกว่า ซึ่งแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งมานั้นมีความกว้างที่แคบกว่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณรวมนัย (Coherence bandwidth) มากๆ นั่นคือ

$$W \ll \frac{1}{T_m} \approx (\Delta f)_c \quad (5.2)$$

การจางหายแบบนี้ยังแบ่งออกได้อีกคือการจางหายอย่างรวดเร็วและอย่างช้า (Fast and slowly fading)

5.2.2 ช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading channel)

การจางหายแบบนี้มีผลกระทบต่อสัญญาณมากกว่าแบบแรก ซึ่งแบนด์วิธของสัญญาณที่ส่งมานั้นมีความกว้างที่กว้างกว่าแบนด์วิธของช่องสัญญาณรวมนัย (Coherence bandwidth) มากๆ นั่นคือ

$$W \gg \frac{1}{T_m} \approx (\Delta f)_c \quad (5.3)$$

5.3 การเดินทางของสัญญาณบนช่องสัญญาณหลายวิถี

สมมติว่าสัญญาณส่งมีการจางหาย ซึ่งสัญญาณเดินทางหลายเส้นทาง เราสามารถแสดงสมการของผลของสัญญาณที่เดินทางผ่านช่องสัญญาณลักษณะนี้ ได้ดังนี้ (มีการนำเสนอไว้แล้วใน [10]) โดยจากทฤษฎีของการแซมปลิง (Sampling Theorem) สัญญาณส่งมีค่าดังต่อไปนี้

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) \frac{\sin \pi W(t - n/W)}{\pi W(t - n/W)} \quad (5.4)$$

และฟูเรียร์ทรานสฟอร์ม (Fourier Transform) ของสัญญาณ $u(t)$ คือ

$$U(f) = \begin{cases} \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) e^{-j2\pi f n/W} & |f| \leq W/2 \\ 0 & |f| > W/2 \end{cases} \quad (5.5)$$

สัญญาณที่รับได้คืออยู่ในรูปของการคอนโวลูชัน (Convolution)

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi f t} df \quad (5.6)$$

ซึ่ง $C(f; t)$ เป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer function) ของช่องสัญญาณการจางหาย และจากสมการ (5.4) เราจะได้

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(\frac{n}{W}\right) c\left(t - \frac{n}{W}; t\right) \\ &= \frac{1}{W} \sum_{n=-\infty}^{\infty} u\left(t - \frac{n}{W}\right) c\left(\frac{n}{W}; t\right) \end{aligned} \quad (5.7)$$

ด้วยการกำหนดให้ $c_n(t) = \frac{1}{W} c\left(\frac{n}{W}; t\right)$ ดังนั้น

$$r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n(t) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (5.8)$$

และด้วยเหตุที่ถ้า $L = [T_m W] + 1$ เราจะได้สมการของสัญญาณที่รับได้เป็น

$$r(t) = \sum_{n=0}^L c_n(t) u\left(t - \frac{n}{W}\right) \quad (5.9)$$

นั่นคือเราสามารถสรุปได้ว่าสัญญาณที่รับได้ คือผลรวมของสัญญาณส่งที่เดินทางด้วยเส้นทางใดๆ โดยแต่ละเส้นทางนั้น มีการเลื่อนแบบแท็ป (Tapped Delay Lines) ซึ่งมีจำนวนของแท็ปเท่ากับ $L = [T_m W] + 1$

ที่กล่าวมาทั้งหมดนั้นเป็นการพิจารณาการจางหายแบบเลือกความถี่สำหรับกรณีช่องสัญญาณแบบไม่เลือกความถี่นั้น สมการที่ (5.6) จะเปลี่ยนเป็น

$$\begin{aligned} r(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) U(f) e^{j2\pi f t} df = \int_{-\infty}^{\infty} U(f) e^{j2\pi f t} df \cdot \int_{-\infty}^{\infty} C(f; t) e^{j2\pi f t} df \\ &= u(t) c(\tau; t) \end{aligned} \quad (5.10)$$

5.4 การคำนวณค่าประสิทธิภาพของระบบบนช่องสัญญาณที่มีการจางหาย

เราจะพิจารณาที่เครื่องรับ โดยเรากำหนดให้ $r(t)$ เป็นสัญญาณที่รับได้ ดังนั้น เราจะได้

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \alpha_l(t) s(t - lT_c) \quad (5.13)$$

และฟังก์ชัน $s(t)$ นั้นเป็นสัญญาณที่ส่งมาจากเครื่องส่ง ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ สัญญาณที่ส่งมาก็คือ สัญญาณที่ได้มาจากการสังเคราะห์โดยเวฟเลตนั่นเอง สามารถกำหนดได้เป็น

$$s(t) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d(a, b) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t - bT_c}{a}\right) \quad (5.14)$$

$\psi(t)$ เป็นสัญญาณเวฟเลตแม่ (Mother Wavelet) ซึ่งในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เราเลือกใช้เวฟเลตแบบมอร์เลต (Morlet's Wavelet)

$d(a, b)$ เป็นสัมประสิทธิ์ของเวฟเลตในที่นี้คือสัญญาณข้อมูลที่ผ่านมากระบวนการขยายสเปกตรัมแล้ว (Spread Spectrum)

และเราสามารถแสดงสมการของสัญญาณที่รับได้อีกครั้ง ซึ่งจะกลายเป็น

$$r(t) = \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} \alpha_l(t) d(a, b, l) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t - bT_c - lT_c}{a}\right) + n(t) \quad (5.15)$$

และถ้าพิจารณาเป็นการเข้าถึงหลายทางแบบซีดีเอ็มเอแล้ว เราจะได้

$$r(t) = \sum_{u=1}^U \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} \alpha_l^{(u)}(t) d^{(u)}(a, b, l) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t - bT_c - lT_c}{a} - \tau_u\right) + n(t) \quad (5.16)$$

$n(t)$ เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ (Additive White Gaussian Noise: AWGN)

ที่เครื่องรับนั้น เราจะใช้เทคนิคของการวิเคราะห์โดยเวฟเล็ต มาใช้เพื่อการตีเทคสัญญาณ และถ้าเราพิจารณาระบบบนช่องสัญญาณการจายแบบเลือกเครื่องรับแบบเร็กซ์ (Rake Receiver) จะถูกนำมาใช้ในระบบที่นำเสนอขึ้นมาด้วย (ซึ่งโครงสร้างจะพิจารณาในหัวข้อที่ 5.5) จากสมการของการวิเคราะห์โดยเวฟเล็ต มีดังต่อไปนี้ (Continuous Wavelet Transform)

$$\hat{d}(a, b) = \int r(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi^*\left(\frac{t - bT_c}{a}\right) dt \quad (5.17)$$

ดังนั้น ถ้าเราพิจารณาเครื่องรับที่สาขา l' สัญญาณที่ได้ก็คือ

$$R_{l'} = \sum_{u=1}^U \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(u)}(a, b, l) \int \alpha_l^{(u)}(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{t - bT_c - lT_c}{a} - \tau_u\right) \psi^*\left(\frac{t - bT_c - l'T_c}{a}\right) dt + \int n(t) \psi^*\left(\frac{t - bT_c - l'T_c}{a}\right) dt \quad (5.18)$$

เวฟเล็ตแม่ $\psi\left(\frac{t - bT_c}{a}\right)$ นั้น เรากำหนดให้เป็นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตกับข้อมูล ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ เราเลือกใช้ แบบมอร์เล็ต (Morlet) ซึ่งสามารถแสดงสมการได้ดังนี้

$$\psi\left(\frac{t - bT_c}{a}\right) = e^{-(t - bT_c)^2 / 2a^2} \cos 2\pi\beta\left(\frac{t - bT_c}{a}\right) \quad (5.19)$$

ในระบบที่มีมาก่อนหน้านั้น (The conventional System) สัญญาณข้อมูลจะถูกแทน สัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม (Rectangular Pulse) ในขณะที่ระบบที่เรานำเสนอขึ้นมา สัญญาณข้อมูลจะเป็นสัญญาณฟังก์ชันเกาส์ (Gaussian function) ซึ่งมันจะสามารถลดกำลังงานของระบบที่เสียไป

เพราะแถบความถี่แถบข้าง (Side Lobe) ได้ เพราะรูปร่างของสเปกตรัมมัน มีลักษณะเป็นฟังก์ชันเกาส์

กลับมาพิจารณาเครื่องรับที่ l' (l' th Wavelet Analyzer) อีกครั้งหนึ่ง และพิจารณาว่าผู้ใช้ที่ 1 เป็นผู้ใช้ที่เราต้องการ (Desired user) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}
 R_{l'} &= \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(1)}(a, b, l') \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \left| \psi \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) \right|^2 dt + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(1)}(a, b, l) \\
 &\times \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi \left(\frac{t-bT_c-lT_c}{a} \right) \psi^* \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) dt + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(u)}(a, b, l) \\
 &\times \int \alpha_{l'}^{(u)}(t) \frac{1}{\sqrt{a}} \psi \left(\frac{t-bT_c-lT_c}{a} \right) \psi^* \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) dt + \int n(t) \psi^* \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) dt \\
 R_{l'} &= U_s + I_1 + I_2 + I_N
 \end{aligned} \tag{5.20}$$

เราจะพิจารณาเทอมแรกของสมการข้างต้นเป็นอันดับแรก ดังนี้

$$U_s = \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d_{l'}^{(1)}(a, b) \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) \left| \psi \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) \right|^2 dt \tag{5.21}$$

ผลของการอินทิเกรตคือ

$$\begin{aligned}
 \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) \left| \psi \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) \right|^2 dt &= \frac{1}{2} \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} dt \\
 &+ \frac{1}{2} \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} \cos 4\pi\beta \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) dt
 \end{aligned} \tag{5.22}$$

จากสมการข้างต้นจะเห็นได้ว่าเทอมที่หนึ่งด้านขวามือมีค่ามากกว่าเทอมที่สองของด้านเดียวกันมาก ๆ ดังนั้น เราสามารถประมาณค่าได้ดังนี้

$$\int \alpha_{l'}^{(1)}(t) \left| \psi \left(\frac{t-l'T_c}{a} \right) \right|^2 dt \approx \frac{1}{2} \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} dt \tag{5.23}$$

และสมการของสัญญาณที่เราต้องการ สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$U_s = \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} \frac{d_{l'}^{(1)}(a, b)}{2\sqrt{a}} \int \alpha_{l'}^{(1)}(t) e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} dt \tag{5.24}$$

ต่อไปเป็นการพิจารณาเทอมที่สองของสมการที่ (5.20)

$$I_1 = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(1)}(a, b, l) \frac{1}{\sqrt{a}} \int \alpha_l^{(1)}(t) \psi\left(\frac{t - bT_c - lT_c}{a}\right) \psi^*\left(\frac{t - l'T_c}{a}\right) dt \quad (5.25)$$

สมการนี้ พจน์ของการอินทิเกรต จะมีค่าไม่เท่ากับศูนย์ก็ต่อเมื่อ $b + l = l'$ เท่านั้น ดังนั้นจากสมการที่ (5.23) เราจะได้

$$I_1 \approx \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(1)}(a, b, l) \frac{1}{2\sqrt{a}} \int \alpha_l^{(1)}(t) e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} dt \quad (5.26)$$

และเทอมที่สามของสมการที่ (5.20) คือ

$$\begin{aligned} I_2 &= \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(u)}(a, b, l) \frac{1}{\sqrt{a}} \int \alpha_l^{(u)}(t) \psi\left(\frac{t - bT_c - lT_c - \tau_u}{a}\right) \psi^*\left(\frac{t - l'T_c}{a}\right) dt \\ &= \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} d^{(u)}(a, b, l) \left\{ e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u \right\} \frac{1}{2\sqrt{a}} \int \alpha_l^{(u)}(t) e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} dt \end{aligned} \quad (5.27)$$

โดยที่ $l' = k + l$ เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} R_{l'}^{(1)} &= \int e^{-(t-l'T_c)^2/a^2} \left[\sum_{a=1}^A \sum_{b=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{d^{(1)}(a, b)}{2\sqrt{a}} \alpha_{l'}^{(1)}(t) + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \frac{d^{(1)}(a, b, l)}{2\sqrt{a}} \alpha_l^{(1)}(t) \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \frac{d^{(u)}(a, b, l)}{2\sqrt{a}} \alpha_l^{(u)}(t) \left\{ e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u \right\} \right\} \right] dt + N_\psi \end{aligned} \quad (5.28)$$

และกระบวนการต่อไป ผลรวมของสัญญาณทั้งหมด จะเข้าสู่กระบวนการลดความกว้างของสเปกตรัมลง (Despread Spectrum) ข้อมูลที่อัตราเร็วข้อมูลใดๆ โดยดัชนี a กำหนดให้พิจารณาที่ระดับอัตราเร็วข้อมูลที่ a' และสมมติว่าการจางหาย มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้า ที่ช้าพอที่จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางขนาดและเฟส ในช่วงเวลาหนึ่งบิตข้อมูล (Slowly fading channel) จะได้

$$\begin{aligned} R_{a'l'}^{(1)} &= \int e^{-(t-l'T_c)^2/a'^2} dt \left\{ \frac{2PNB(a')}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l'}^{(1)} + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \frac{2PB(a')W_{1,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_l^{(1)} \right. \\ &\quad \left. + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \frac{2PB(a')W_{u,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_l^{(u)} \left\{ e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u \right\} \right\} + N \end{aligned} \quad (5.29)$$

เทอมสุดท้ายของสมการข้างต้นนั้นได้มีการพิจารณาไว้แล้วบทที่ 4 หัวข้อที่ 4.2 จากสมการข้างต้น จะใช้หลักการของการประมวลผลเชิงเลข (Numerical Computation) นั่นคือ การอินทิเกรตฟังก์ชันใดๆ ที่คูณอยู่กับฟังก์ชันเกาส์ (Gaussian function) สามารถถูกแทนได้โดยเทคนิคของ เกาส์ เฮอร์มิต ควอดร่าเจอร์ (Gauss Hermite Quadrature: GHQ) [9] นั่นคือ

$$\int f(x)e^{-x^2} dx = \sum_{i=1}^n w_i f(x_i) \quad (5.30)$$

w_i คือ ตัวถ่วงน้ำหนัก(Weighting) ที่ค่าโดเมน x_i
 x_i เป็น โพล (Pole) ของฟังก์ชันเกาส์

จากสมการที่ (5.29) ถ้าเราให้ฟังก์ชัน $f(x)=1$, เราจะสามารถหาค่าเทอมของการอินทิเกรตของสมการที่ (5.29) ได้ดังนี้

$$R_{a'l'}^{(1)} = \sum_{i=1}^n a' w_i \left\{ \frac{2PNB(a')}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l'}^{(1)} + \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \frac{2PB(a')W_{1,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_l^{(1)} \right. \\ \left. + \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \frac{2PB(a')W_{u,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_l^{(u)} \left\{ e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u \right\} \right\} + N \quad (5.31)$$

เอาท์พุทของเครื่องรับที่ระดับอัตราเร็วของมุลด์ชันนี้ a' เป็นการใช้เทคนิคของการรวมกันแบบอัตราส่วนสูงสุด (Maximal Ratio Combiner: MRC) และสมมติว่าค่าของการจางหายของแต่ละผู้ใช้มีค่าเท่ากัน ดังนั้นเราจะได้

$$R_{a'l'}^{(1)} = \sum_{l_r=1}^{L_R} M(a', n) \frac{2PNB^{(1)}(a')}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_r}^2 + \sum_{l_r=1}^{L_R} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} M(a', n) \frac{2PB^{(1)}(a')W_{1,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_r} \alpha_l \\ \sum_{l_r=1}^{L_R} \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} M(a', n) \frac{2PB^{(u)}(a')W_{u,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_r} \alpha_l \left\{ e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u \right\} + \sum_{l_r=1}^{L_R} N \quad (5.32)$$

สมการที่ (5.32) เป็นเอาท์พุทของระบบที่อัตราเร็วของข้อมูล a' ดังนั้นในการหาค่าสมรรถนะ (Performance Evaluation) ของระบบ เราจะต้องพิจารณาระบบอยู่ในปริมาณเชิงสถิติ และเนื่องจากการจางหาย มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ด้วยเหตุนี้ เราจึงต้องใช้ปริมาณทางสถิติ มาช่วยในการใช้หาค่าสมรรถนะของระบบ ค่าที่กล่าวถึงนี้ คือ อัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงาน

ของสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) และ SNR ชั่วขณะ (Instantaneous signal to noise ratio) สามารถหาได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$SNR_{ins} = \frac{\left[\sum_{l_R=1}^{L_R} M(a', n) \frac{2PNB^{(1)}(a')}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_R}^2 \right]^2}{\left[\sum_{l_R=1}^{L_R} \text{var}[I_s + I_{mai}] + P_n \right]} \quad (5.33)$$

$$\text{ซึ่ง } I_s = \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} M(a', n) \frac{2PB^{(1)}(a')W_{1,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_R} \alpha_l$$

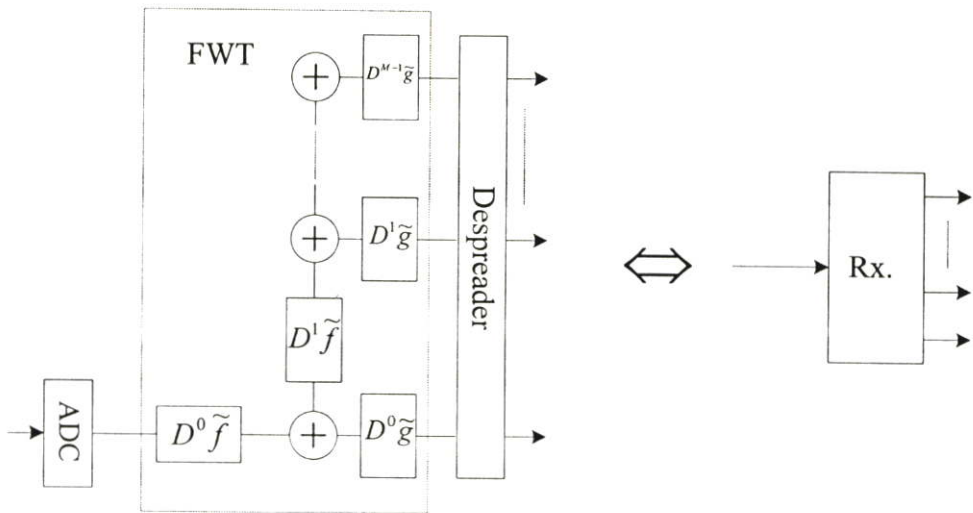
$$\text{และ } I_{mai} = \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} M(a', n) \frac{2PB^{(u)}(a')W_{u,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_R} \alpha_l \left\{ e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u \right\}$$

$$\text{โดยที่ } M(a', n) = \sum_{i=1}^n a' w_i$$

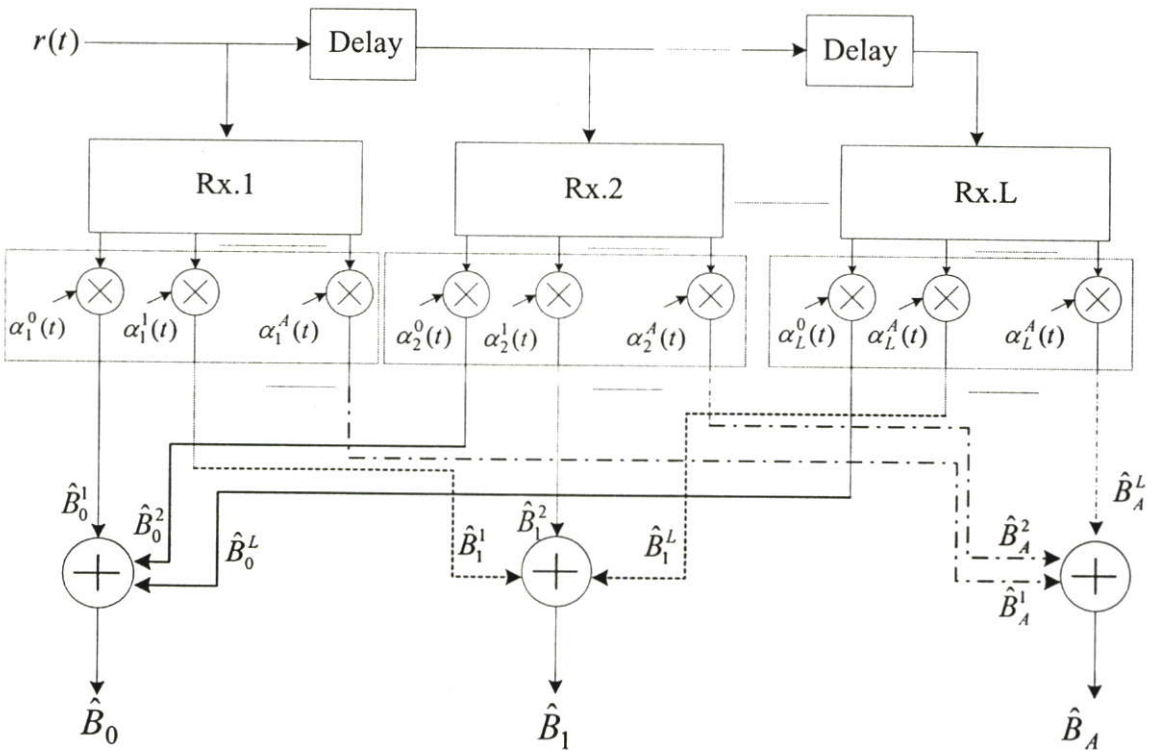
ค่าของกำลังงานของสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ P_n ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 4.2

5.5 การใช้เทคนิคเครื่องรับแบบเร็กซ์มาใช้ร่วมกับฟาสต์เวฟเล็ททรานสฟอร์ม

การใช้เทคนิคเครื่องรับแบบเร็กซ์ (RAKE Receiver) มารับสัญญาณนั้น เป็นเทคนิคการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดีขึ้น เทคนิคนี้ มีชื่ออีกอย่างหนึ่ง คือเวอร์ซิติทางเวลา (Time Diversity) ซึ่งจะนำมาใช้เมื่อช่องสัญญาณเป็นช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ซึ่งมีผลกระทบอย่างรุนแรงต่อระบบ ในหัวข้อที่ 5.4 ได้มีการพิจารณามาแล้วในเชิงคณิตศาสตร์ หัวข้อต่อไปนี้จะเสนอโครงสร้างของเทคนิคเครื่องรับแบบเร็กซ์ในระบบที่นำเสนอขึ้นมา



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับเครื่องเดียว



รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องรับแบบเร็กซ์ (RAKE) ที่มีเครื่องรับอยู่ L ตัว

บทที่ 6

การวิเคราะห์ระบบ

6.1 การวิเคราะห์ระบบในเชิงสถิติ

ในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบนั้น มีความจำเป็นที่จะต้องพิจารณาทางสถิติ เนื่องจากสัญญาณรบกวน (Noise) การจางหาย (Fading) ซึ่งล้วนแล้วแต่เป็นปริมาณที่คาดเดาไม่ได้ทั้งนั้น ด้วยคุณสมบัติของสัญญาณรบกวนและการจางหายที่เปลี่ยนแปลงตลอดเวลาเอง ที่ทำให้เกิดผลอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR) มีค่าไม่คงที่ ด้วยการเฉลี่ยค่า SNR นี้ จึงมีความจำเป็นอย่างยิ่ง (Average Signal to Noise Ratio)

ปริมาณทางสถิติหลักๆ ที่เราสนใจและจำเป็นต้องหาค่าของมัน อันได้แก่ ค่าเฉลี่ย (Average or mean) ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation) ค่าความแปรปรวน (Variance) และค่าความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาด (Probability of error) เป็นต้น

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เราได้ทำการพิจารณาสัญญาณรบกวนและการจางหายของสัญญาณพร้อมๆ กัน ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องหาค่าปริมาณต่างๆ ที่กล่าวมา

- ค่าเฉลี่ย : ในกรณีที่เกิดการจางหายนั้น อัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนชั่วขณะ (Instantaneous SNR) คือ

$$SNR_{ins} = \frac{\alpha^2 [E\{U_s\}]^2}{[E\{I_{mai}^2\} + P_n]} \quad (6.1)$$

สมการข้างต้นนั้น α เป็นค่าชั่วขณะ ซึ่งตัวแปรนี้ จะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา และวิทยานิพนธ์เล่มนี้เราสมมติว่า คุณสมบัติทางสถิติของมันนั้น มีการกระจายแบบเรเลย์ (Rayleigh Distribution) ดังนั้น เพื่อให้การวิเคราะห์ระบบมีความถูกต้องและแม่นยำมากขึ้น ค่า SNR_{ins} จึงต้องมีการเฉลี่ยให้ได้ค่าที่ถูกต้องที่สุดค่าเดียว

$$SNR_{avr} = \frac{E\{\alpha^2\} [E\{U_s\}]^2}{[E\{I_{mai}^2\} + P_n]} \quad (6.2)$$

$$P_e = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{SNR_{avr}}{1 + SNR_{avr}}} \right] \quad (6.3)$$

เราจะพิจารณาระบบที่นำเสนอขึ้นมา ระบบที่นำเสนอขึ้นมานี้มีผลต่อสเปกตรัมของสัญญาณและสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีผลโดยตรงต่อประสิทธิภาพของระบบ และค่ากำลังงานของสัญญาณรบกวน (ดังได้กล่าวมาแล้วหัวก่อนหน้า) P_n เราหาได้ดังนี้

$$\begin{aligned} P_n &= \sqrt{\frac{\pi}{a}} \frac{N_0}{2} \quad ; a = 2^m \\ &= \frac{\sqrt{\pi} N_0}{2^{(m/2)+2}} \end{aligned} \quad (6.4)$$

จากสมการข้างต้น เราจะทราบว่ากำลังงานของสัญญาณรบกวนนั้นขึ้นอยู่กับตัวแปร m ซึ่งเป็นค่าของสเกล หรืออีกนัยหนึ่งคือ ดัชนีกำหนดค่าอัตราเร็วข้อมูล ถ้า m มีค่า กำลังงานของสัญญาณรบกวนจะลดลง และอัตราเร็วข้อมูลจะต่ำลงด้วย กำลังงานของสัญญาณรบกวนนี้ปกติแล้วจะมีค่าคงที่ ดังนั้นค่าเฉลี่ยของมันจะมีค่าเท่าเดิม

ค่าความแปรปรวน : $E\{I_{mai}^2\}$ เป็นค่าแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดจากผู้เข้าร่วม ซึ่งในการวิเคราะห์โดยทั่วไปนั้น ค่าเฉลี่ยของมันนั้นจะมีค่าเป็นศูนย์ นั่นหมายความว่า จะไม่มีองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรง (Direct Current: D.C.) อยู่เลย ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดทั้งหมด จึงตกไปอยู่ที่ค่าความแปรปรวน ดังนั้นสมการที่ (6.2) และ (6.4) จะได้

$$SNR_{avr} = \frac{E\{\alpha^2\} [E\{U_s\}]^2}{\left[\text{var}\{I_{mai}\} + \frac{\sqrt{\pi} N_0}{2^{(m/2)+2}} \right]} \quad (6.5)$$

แต่ถ้ากรณีที่ผู้เข้าร่วมมีมาก กำลังงานของสัญญาณรบกวนโดยส่วนใหญ่ จะอยู่ที่กำลังงานของสัญญาณแทรกสอด (Multiple Access Interference)

ดังนั้น สมรรถนะของระบบระหว่างระบบที่นำเสนอขึ้นกับระบบที่นำเสนอมาก่อน มีค่าเข้าใกล้กัน อันเนื่องมาจาก การรบกวนจากผู้เข้าร่วม มีการรบกวนมากกว่า การรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาวมาก ซึ่งการรบกวนจากผู้เข้าร่วมจะมีการรบกวนทั้งสองระบบที่เท่ากัน

6.2 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่มีมาก่อนหน้านี้

สมรรถนะของแบบที่มีมาก่อนหน้านี้ (The Conventional Systems) อันได้แก่ แบบโคเร็กซ์ ซีควเอนซ์ ซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence CDMA System) และ แบบ มัลติแคร์เรียร์ โคเร็กซ์ซีควเอนซ์ ซีดีเอ็มเอ (Multi Carrier Direct Sequence CDMA System) ได้มีการนำเสนอไว้แล้วโดย Eng T., Kondo S. และ Milstein L.B. ใน [11, 12]

โดยในหัวข้อนี้ เราจะทำการนำเสนอ การหาค่าอัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน (SNR) ของทั้งสองแบบ

แบบความถี่คลื่นพาห์เดียว (Single Carrier System)

อัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน ในกรณีของเครื่องรับแบบเร็กซ์คือ

$$\rho_s = \left\{ \frac{K-1}{2N_1} \left(1 - \frac{\alpha}{4} \right) + \frac{\eta_0}{2E_{c1}N_1} \right\}^{-1} \sum_{l=0}^{L_1-1} \hat{\alpha}_{1,l}^2 \quad (6.6)$$

ซึ่ง K คือจำนวนของผู้ใช้ทั้งหมดบนช่องสัญญาณที่ปรากฏอย่างๆ พร้อมๆ กัน และ $E_{c1}N_1 = E_b$ พลังงานของสัญญาณในหนึ่งบิต เท่ากับกำลังงานคูณกับความยาวของรหัส α : เป็น rolloff factor

แบบหลายๆความถี่คลื่นพาห์ (Multi Carriers System)

อัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน คือ

$$\rho_m = \left\{ \frac{K-1}{2MN} \left(1 - \frac{\alpha}{4} \right) + \frac{\eta_0}{2E_cMN} \right\}^{-1} \frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{1,m}^2 \quad (6.7)$$

M เป็นจำนวนของคลื่นพาห์

ซึ่ง $\sum_{l=0}^{L_1-1} \hat{\alpha}_{1,l}^2$ และ $\frac{1}{M} \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{1,m}^2$ นั้น จะมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: pdf) ที่เหมือนกัน สำหรับกำลังงานในหนึ่งบิตข้อมูล (Energy bit) ของทั้งสองแบบคือ

$E_b = E_{c1}N_1$ สำหรับแบบความถี่คลื่นพาห์เดียว และ $E_b = E_cMN$ สำหรับแบบหลายๆความถี่คลื่นพาห์ ซึ่งทั้งสองแบบจะสัมพันธ์กันดังต่อไปนี้

$$E_b = NME_c = N_1 E_{c1} \text{ ถ้า } MN = N_1$$

ทั้งสองแบบนี้ (ระบบความถี่คลื่นพาห์เดียวกับหลายความถี่คลื่นพาห์) จะมีประสิทธิภาพของทั้งสองแบบที่เท่ากัน ในกรณีที่เรากำลังพิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายที่มีหลายวิถี (Multi path fading channel) ที่ไม่มีการแทรกสอดจากการแทรกสอดที่มีแบนด์วิดธ์ที่แคบ (Narrow Band Interference)

6.3 การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบที่นำเสนอขึ้นมา

ตามที่ได้พิจารณามาแล้วในบทที่ 4 และ 5 ในเรื่องของหลักการและการทำงานของระบบในหัวข้อต่อไปนี้จะเป็นการวิเคราะห์หาค่าอัตราส่วนของกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน เพื่อตรวจสอบค่าสมรรถนะของระบบ และเปรียบเทียบกับระบบที่มีอยู่เดิม

สมมติว่า การเข้าถึงหลายทาง (Access) ของแต่ละผู้ใช้มีลักษณะร่วมนัย (Coherent) ซึ่งกันและกัน (สมมติว่า พิจารณาในกรณีของการส่งสัญญาณจากสถานีทวนสัญญาณ (Repeater or Base Station) ไปยังสถานีเคลื่อนที่ (Mobile Station) หรือ Forward Link) ดังนั้น ค่าของการดีเลย์ระหว่างผู้ใช้ τ_u เท่ากับ mT_c ; $m = 0, 1, \dots, N-1$ ซึ่ง N เป็นความยาวของรหัส (Spreading Code) และสมมติอีกว่า การประมาณค่า ต่างๆของช่องสัญญาณ นั้น มีความสมบูรณ์แบบ (Perfect Channel Estimation) จากสมการที่ (5.33) จะได้

กำลังงานของสัญญาณให้เป็น P_D

$$P_D = \left[E \left\{ M(a', n) \frac{2PB^{(1)}(a')}{2\sqrt{a'}} \left\{ \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \right\} \right\} \right]^2 = M^2(a', n) \frac{E_b^2}{a'} \left\{ \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \right\}^2 \quad (6.8)$$

เทอมที่สองของสมการที่ (5.32) เป็นสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นจากโครงสร้างของเครื่องรับเอง ซึ่งมีกำลังงานเท่ากับ P_{self}

$$P_{self} = Var \left\{ \sum_{l_R=1}^{L_R} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} M(a', n) \frac{2PB^{(1)}(a')W_{1,1}(l)}{2\sqrt{a'}} \alpha_{l_R} \alpha_l \right\} \\ = \left\{ M(a', n) \frac{P}{\sqrt{a'}} \right\}^2 \sum_{l_R=1}^{L_R} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} Var \{ W_{1,1}(l) \alpha_{l_R} \alpha_l \} \quad (6.9)$$

เนื่องจากค่าเฉลี่ยของสัญญาณแทรกสอดแบบนี้มีค่าเป็นศูนย์ (Zero Mean) ดังนั้นกำลังงานทั้งหมด จึงอยู่ที่ค่าแปรปรวน (Variance) จากสมการข้างต้นเราจะได้

$$\begin{aligned}
 P_{self} &= \left\{ M(a', n) \frac{P}{\sqrt{a'}} \right\}^2 \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq l'}}^{L-1} \text{Var}\{W_{1,l}(l)\alpha_l\} \\
 &= \left\{ M(a', n) \frac{P}{\sqrt{a'}} \right\}^2 \frac{T_b^2 \Omega_0 [q(L, \delta) - 1]}{2N} \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \\
 &= \left\{ M^2(a', n) E_b^2 \right\} \frac{[q(L, \delta) - 1]}{2a'N} \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2
 \end{aligned} \tag{6.10}$$

ซึ่งค่าของ $q(L, \delta)$ และ Ω_0 ได้มีการนำเสนอไว้แล้วใน [12]

เทอมที่สามของสมการที่ (5.32) เป็นสัญญาณแทรกสอด (รบกวน) ที่เกิดจากผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference) P_{mai} คือ

$$\begin{aligned}
 P_{mai} &= \left\{ M(a', n) \frac{2PB^{(u)}(a')}{2\sqrt{a'}} \right\}^2 \sum_{l_R=1}^{L_R} \sum_{u=2}^U \sum_{l=0}^{L-1} \text{Var}\{W_{1,u}(l)\alpha_{l_R}\alpha_l \{e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u\}\} \\
 &= \left\{ M^2(a', n) \frac{E_b^2 \Omega_0 U q(L, \delta)}{3a'N} \right\} \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \text{Var}\{e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u\}
 \end{aligned} \tag{6.11}$$

ตามข้อสมมติฐานก่อนหน้าที่ว่าระบบมีความร่วมมือซึ่งกันและกันระหว่างผู้ใช้ ดังนั้นค่าของ $\text{Var}\{e^{-\tau_u^2/4} \cos 2\pi\beta\tau_u\}$ จึงมีค่าคงที่และเท่ากับ 1 ดังนั้น

$$P_{mai} = \left\{ M^2(a', n) \frac{E_b^2 \Omega_0 U q(L, \delta)}{3a'N} \right\} \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \tag{6.12}$$

และเทอมสุดท้ายเป็นเทอมของสัญญาณรบกวนขาว ซึ่งมีผลต่อสมรรถนะของระบบมาก กำลังงานของสัญญาณรบกวนขาวคือ P_n

$$P_n = \sum_{l_R=1}^{L_R} \alpha_{l_R}^2 \frac{\sqrt{\pi}}{2a'} \eta_0 \tag{6.13}$$

สัญญาณรบกวนทั้งหมด มีกำลังงานรวมเท่ากับ

$$P_{total} = P_{self} + P_{mai} + P_n \quad (6.14)$$

อัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนในช่วงเวลาที่สเกล $a' = 2^{m'}$ คือ

$$SNR_{ms}|_{2^{m'}} = \left\{ \frac{(q(L_P, \delta)[2U + 3] - 3)}{6N} + \frac{\sqrt{\pi} N_0}{2^{m'+1} E_b^{2^{m'}} \Omega_0 M^2 (2^{m'}, n)} \right\}^{-1} \sum_{l_R=0}^{L_R-1} \alpha_{l_R}^2 \quad (6.15)$$

วิทยานิพนธ์เล่มนี้ เราพิจารณาช่องสัญญาณการจางหายเป็นแบบเรเลย์ ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ และปรับปรุงสมรรถนะของระบบด้วยเครื่องรับแบบเรีกซ์ จากการพิจารณาที่ผ่านมา ค่าเฉลี่ยของ α_l ที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ในแต่ละเส้นทางเดิน (Path) ของสัญญาณ l ใดๆ มีค่าเท่ากันหมด ดังนั้น

$$q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} \frac{\Omega_l}{\Omega_0} = L \quad ; \Omega_0 = \Omega_1 = \dots = \Omega_L \quad (6.16)$$

เนื่องจากอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนในสมการข้างต้น นั้น เป็นค่าช่วงขณะ ดังนั้นเราจำเป็นต้องเฉลี่ยค่าของมัน นั่นคือ

$$\bar{\gamma}_n = E\{SNR_{ms}|_{2^{m'}}\} \quad (6.17)$$

และจากค่าความน่าจะเป็นที่จะเกิดความผิดพลาดใน [10] จะได้ว่า

$$P_e = \left[\frac{1}{2}(1 - \mu) \right]^{L_R} \sum_{l_R=0}^{L_R-1} \binom{L_R - 1 + l_R}{l_R} \left[\frac{1}{2}(1 + \mu) \right]^{l_R} \quad (6.18)$$

$$\text{ซึ่ง } \mu = \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_n}{1 + \bar{\gamma}_n}}$$

สมการข้างต้นเป็นการพิจารณาสเกล เพียงสเกลเดียวหรือความถี่คลื่นพาห်เดียว ดังนั้นถ้าเรา จะพิจารณา ทุกๆสเกลหรือในกรณีของคลื่นความถี่หลายๆคลื่น (Multi carrier) และในแต่ละความถี่ นั้นอัตราเร็วของข้อมูลจะไม่เท่ากัน ดังนั้น จะต้องพิจารณาค่าของพลังงานของบิตในแต่ละอัตราเร็ว ข้อมูลอย่างระมัดระวัง ในระบบที่อยู่ในปัจจุบันนั้นค่าของพลังงานของบิตเท่ากับ E_b และในระบบ

ที่น่าเสนอขึ้นมา นี้ อัตราเร็วของข้อมูลที่สเกล (ความถี่) ใดๆ มีค่าต่ำกว่า ดังนั้นเราจึงสามารถลดพลังงานของบิตลงได้ ด้วยค่าดังต่อไปนี้

$$E_b^{(2^m)} = 2^{-m} E_b \quad (6.19)$$

ดังนั้น ค่าของอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนชั่วขณะรวม จะได้

$$SNR_{ins} = \sum_m SNR_{ins} | _m = \sum_{m \in m_{non}} SNR_{ins}^{non} | _m = \sum_{m \in m_{non}} SNR_{ins}^{sel} | _m \quad (6.20)$$

ซึ่งบางทีสเกลหรือความถี่ที่มีดัชนีบอกอัตราเร็วของข้อมูลต่ำๆ เราอาจจะพิจารณาแบนช่องสัญญาณ การจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency nonselective fading channel) ได้ ดังนั้น ค่าของอัตราส่วนกำลังงานของสัญญาณต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนชั่วขณะจะเท่ากับ $SNR_{ins}^{non} | _m$ ในทางกลับกัน ถ้าเราพิจารณาแบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency selective fading channel) จะเท่ากับค่าของ $SNR_{ins}^{sel} | _m$ ถ้าที่สเกลหรือความถี่ที่มีอัตราเร็วของข้อมูลต่ำๆ ไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้การปรับปรุงสมรรถนะ โดยใช้เทคนิคของไดเวอร์ซิตี (Non diversity) ตามเหตุผลในเชิงพาณิชย์ เราจะได้ สมการค่าความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดดังนี้

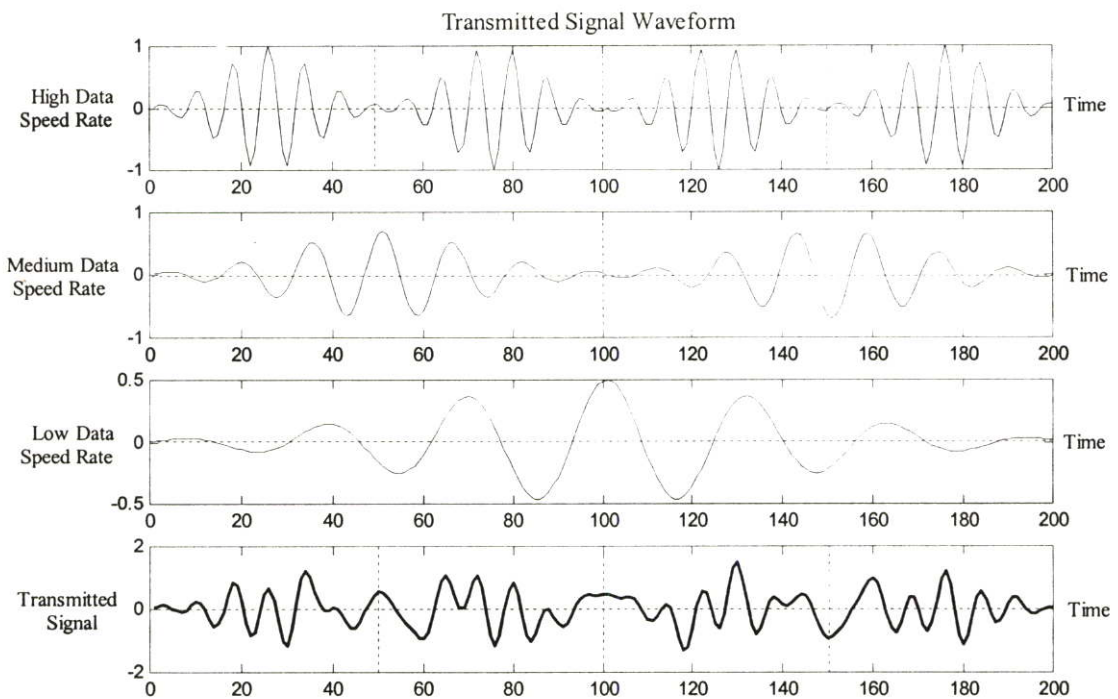
$$P_e = \left[\frac{2^{2L_R-1} L_R! (\sqrt{1+\bar{\gamma}_0}) - \sqrt{\bar{\gamma}_0} + \sqrt{\left(\frac{1+\bar{\gamma}_s}{\bar{\gamma}_s^{L_R}}\right) \prod_{i=1}^{L_R} (2L_R - i)}}{2^{2L_R+1} L_R! (\sqrt{1+\bar{\gamma}_0})} \right] \quad (6.21)$$

โดยที่ $\bar{\gamma}_o = E\{SNR_{ins}^{non}\}$ และ $\bar{\gamma}_s = E\{SNR_{ins}^{sel}\}$

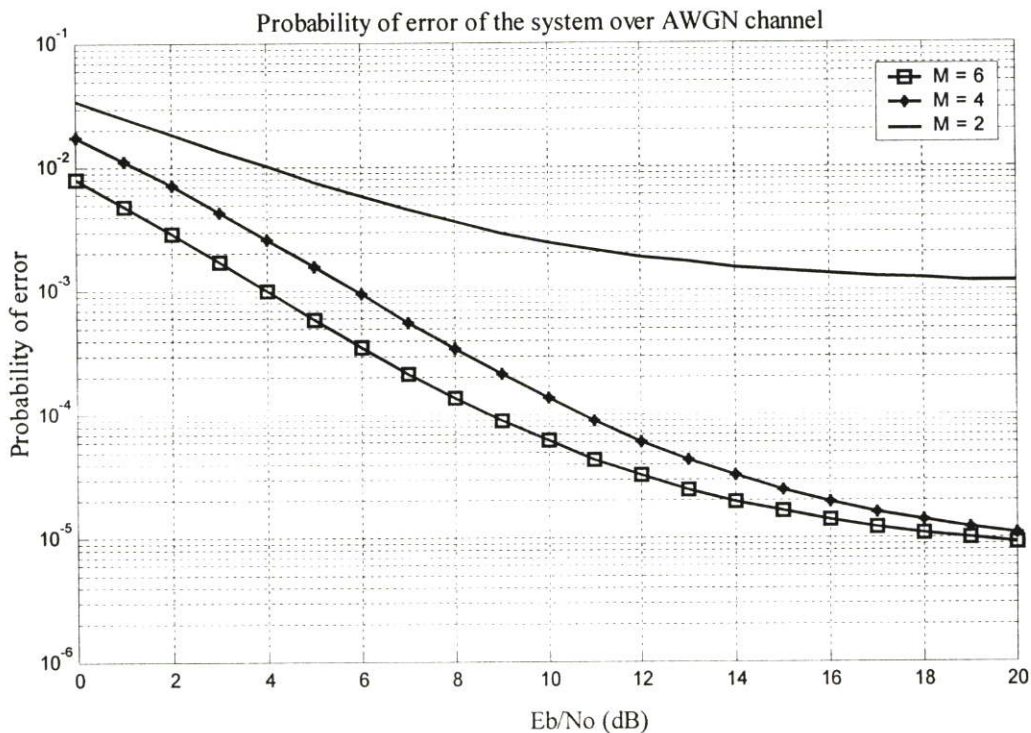
6.4 การจำลองการทำงานของระบบที่นำเสนอขึ้นมา

ในหัวข้อนี้จะเป็นการหาค่าสมรรถนะการทำงานของระบบ นั่นคือหาค่าความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิต เมื่อเทียบกับพลังงานของบิตต่อสัญญาณรบกวน (E_b / N_0) และเทียบกับจำนวนของผู้ใช้ร่วม (Simultaneous users) และจะใช้เทคนิคของการลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วมด้วย ดังนำเสนอไว้แล้วใน [5]

รูปที่ 6.1 เป็นการยกตัวอย่างรูปร่างของสัญญาณส่ง และรูปร่างของสัญญาณส่งที่สเกลหรือความถี่ใดๆ เราจะเห็นว่า รูปร่างลักษณะของสัญญาณส่งจะมีขนาดที่ไม่คงที่ ซึ่งเป็นลักษณะเฉพาะของระบบมัลติแคร์เรียร์ ทั้งระบบที่นำเสนอขึ้นมาและระบบที่มีการนำเสนอมาก่อน ดังนั้นในการปรับปรุงสมรรถนะของระบบ จึงไม่ควรมองข้ามปัจจัยนี้ไป



รูปที่ 6.1 รูปร่างสัญญาณส่งที่ได้จากการสังเคราะห์โดยเวฟเล็ต (Wavelet Synthesizer) ข้อมูลที่มีอัตราเร็วสูงสุดคือ (1, -1, -1, 1) ข้อมูลที่ระดับอัตราเร็วปานกลางคือ (1, -1) และข้อมูลที่มีอัตราเร็วสูงสุดคือ (1)



รูปที่ 6.2 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบที่จำนวนสเกล (M) จำนวนใดๆ

รูปที่ 6.2 แสดงความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบที่จำนวนสเกล (M) จำนวนใดๆ โดยที่ค่าสเกลแบบไดอาดิก (Dyadic) เท่ากับ

M = 6

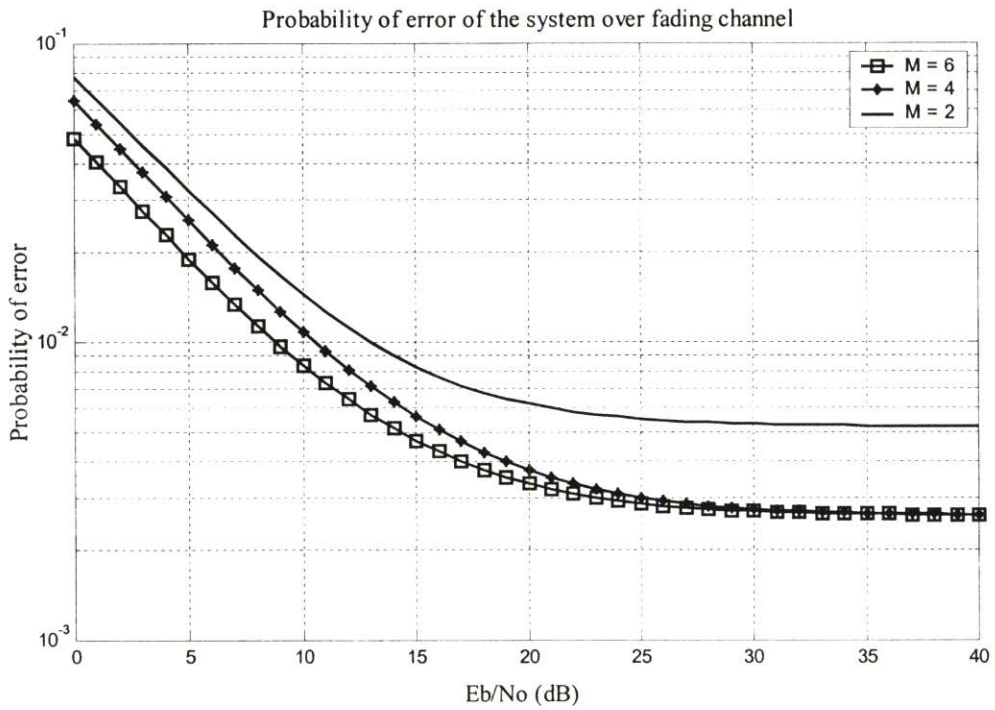
$$2^m; \{m = \ln(16/6)/\ln(2), \ln(32/6)/\ln(2), \ln(48/6)/\ln(2), \ln(96/6)/\ln(2), \ln(128/6)/\ln(2), \ln(256/6)/\ln(2)\}$$

M = 4 $2^m; \{m = 1, 2, 3, 4\}$

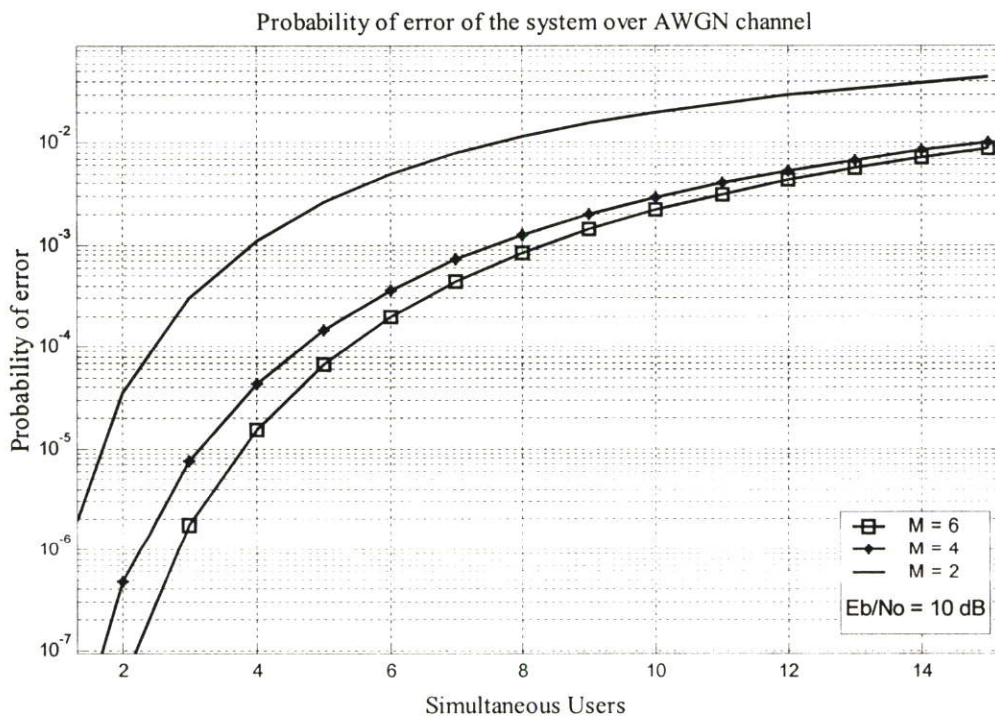
M = 2 $2^m; \{m = \ln(8)/\ln(2), \ln(16)/\ln(2)\}$

N = 63 จำนวนผู้ใช้ที่เข้าถึงพร้อมๆกัน U = 10

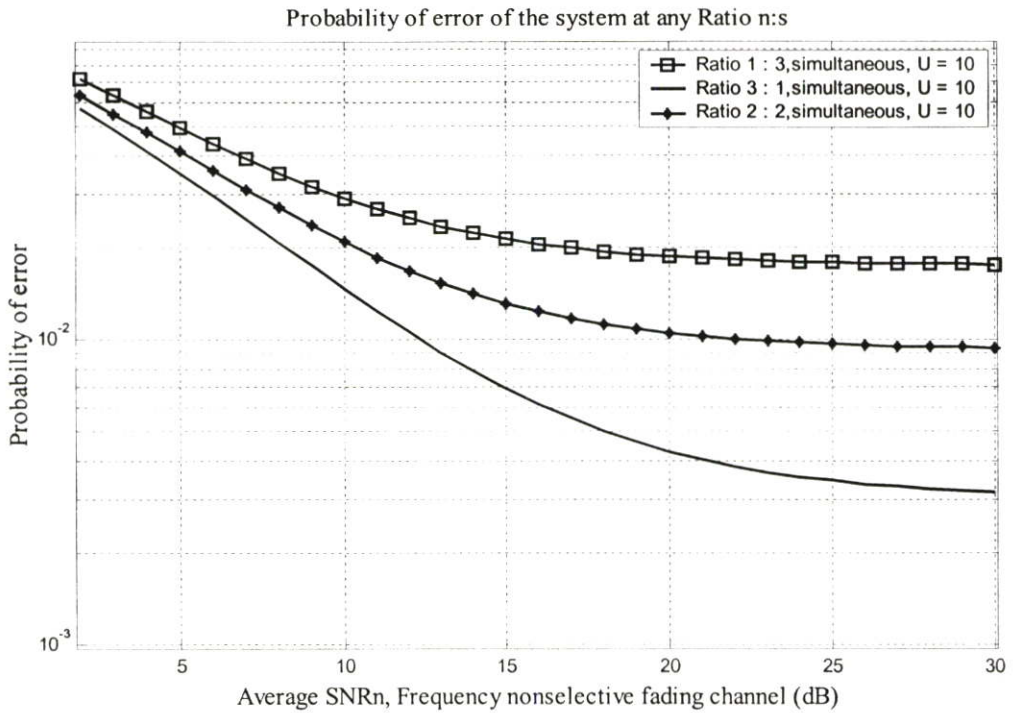
ดังนั้นอัตราเร็วของข้อมูลก็จะมีค่าแตกต่างของอัตราเร็วระหว่างข้อมูลเป็น ไดอาดิก (Dyadic Scale) เช่นเดียวกัน



รูปที่ 6.3 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบที่จำนวนสเกล (M) จำนวนใดๆ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่

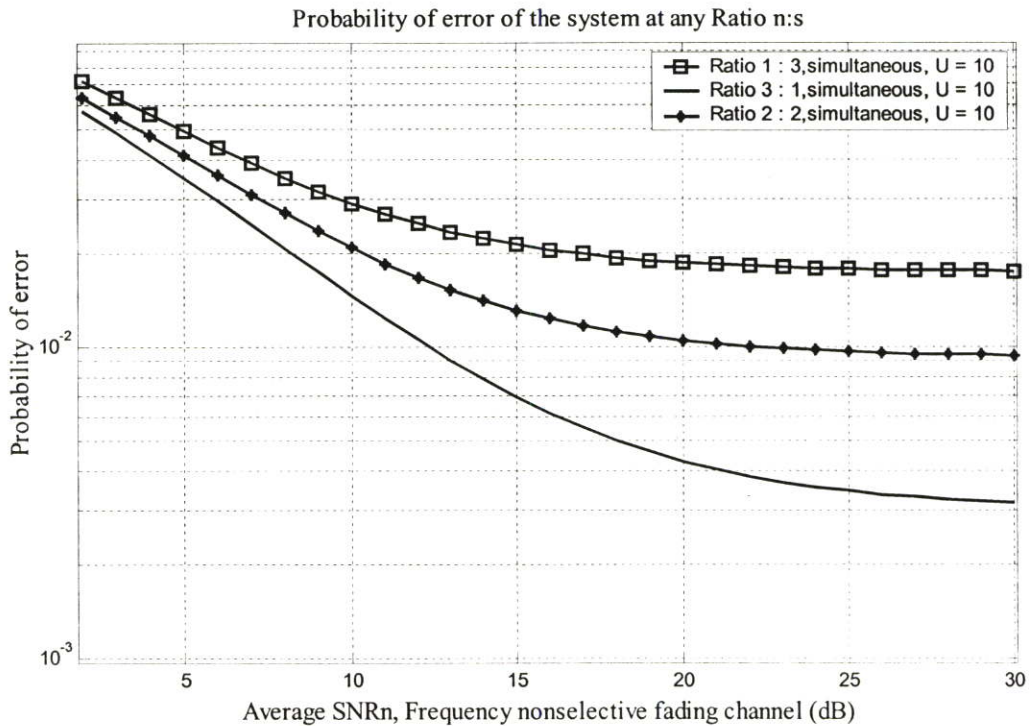


รูปที่ 6.4 ความน่าจะเป็นของความผิดพลาดที่ จำนวนสเกลใดๆ (M) เมื่อเทียบกับจำนวนผู้ใช้



รูปที่ 6.5 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบ ในกรณี อัตราส่วนระหว่าง SNR ของสเกลที่พิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (SNR_n) ต่อ SNR ของสเกลที่พิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (SNR_s) ค่าต่างๆ : $n : s$

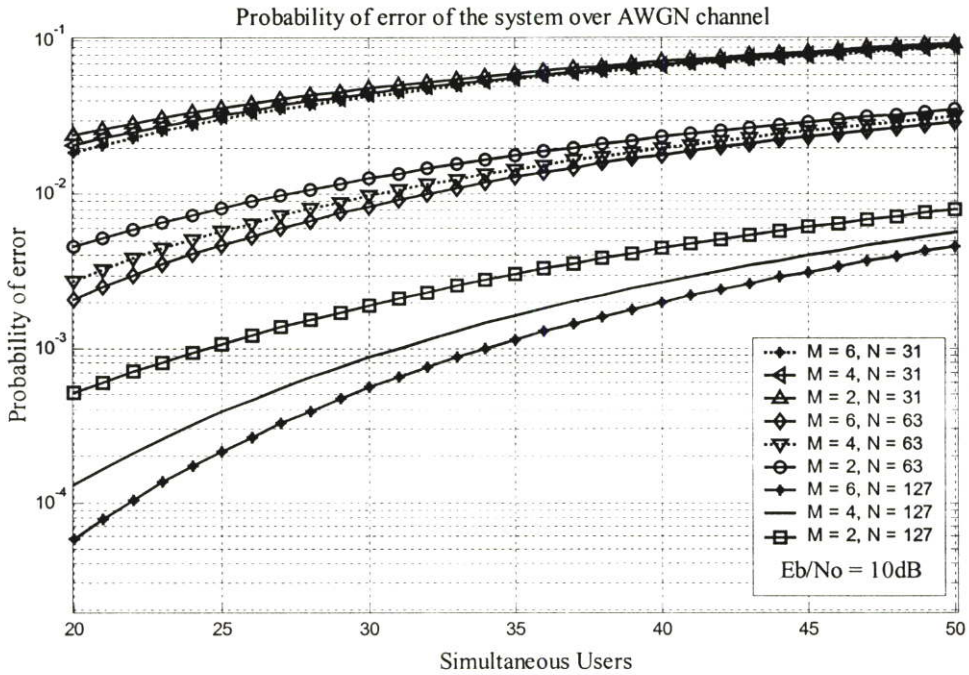
รูปที่ 6.5 แสดงความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบ ในกรณี อัตราส่วนระหว่าง SNR ของสเกลที่พิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (SNR_n) ต่อ SNR ของสเกลที่พิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ (SNR_s) ค่าต่างๆเทียบกับจำนวนของผู้ใช้ที่เข้ามาพร้อมๆกัน ซึ่งจำนวนของสเกลทั้งหมดเท่ากับ 4 นั่นคือ $\{2^m; m = 1,2,3,4\}$ ความยาวรหัสเท่ากับ $N = 63$ จำนวนเส้นทางเดินของสัญญาณเท่ากับจำนวนของไดเวอร์ซิตี้เท่ากับสอง (เท่ากับ 2) ซึ่งเราจะเห็นว่า ถ้าสเกลที่พิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ มีค่ามากกว่าสเกลที่พิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ จะทำให้ค่าของความน่าจะเป็นของความผิดพลาดของระบบมีค่าลดลง นั่นคือสมรรถนะของระบบจะสูงขึ้น



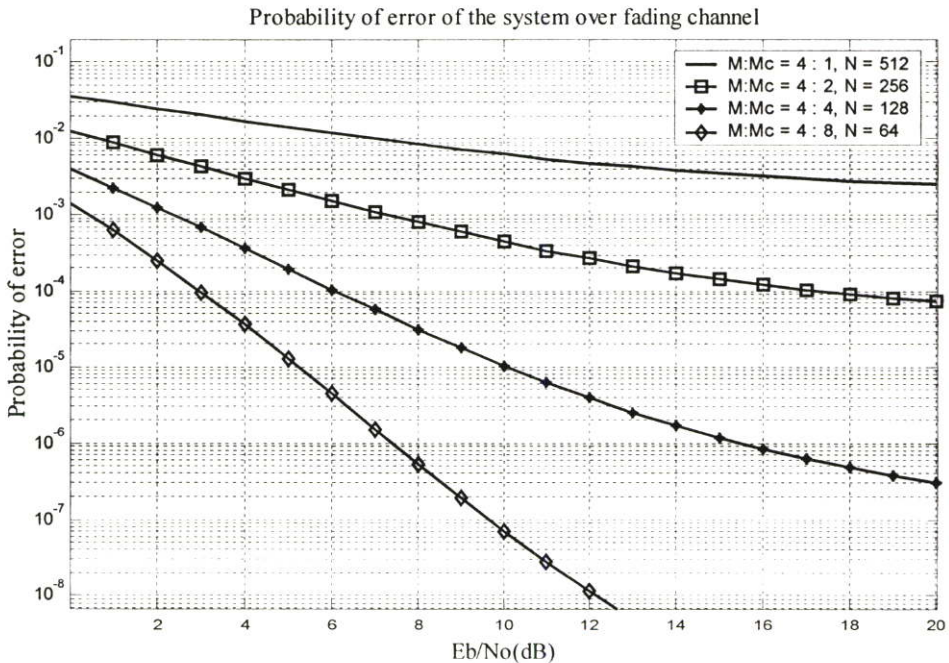
รูปที่ 6.6 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบ ในกรณี อัตราส่วนจำนวนสเกล $n : s$ ค่าต่างๆ เทียบกับ SNR_n

รูปที่ 6.6 แสดงความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบกรณีอัตราส่วน: $n : s$ ค่าต่างๆ เทียบกับ SNR_n ค่าใดๆ ซึ่งเรากำหนดให้จำนวนผู้ใช้ที่เข้ามาพร้อมๆ กันเท่ากับ 10 ความยาวของรหัสเท่ากับ 63 จำนวนเส้นทางเดินของสัญญาณเท่ากับจำนวนไควเวอร์ซิตี เท่ากับ 2 เช่นเดียวกับรูปที่ 6.5 แต่เราจะพิจารณาเทียบกับพลังงานของบิตต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวน

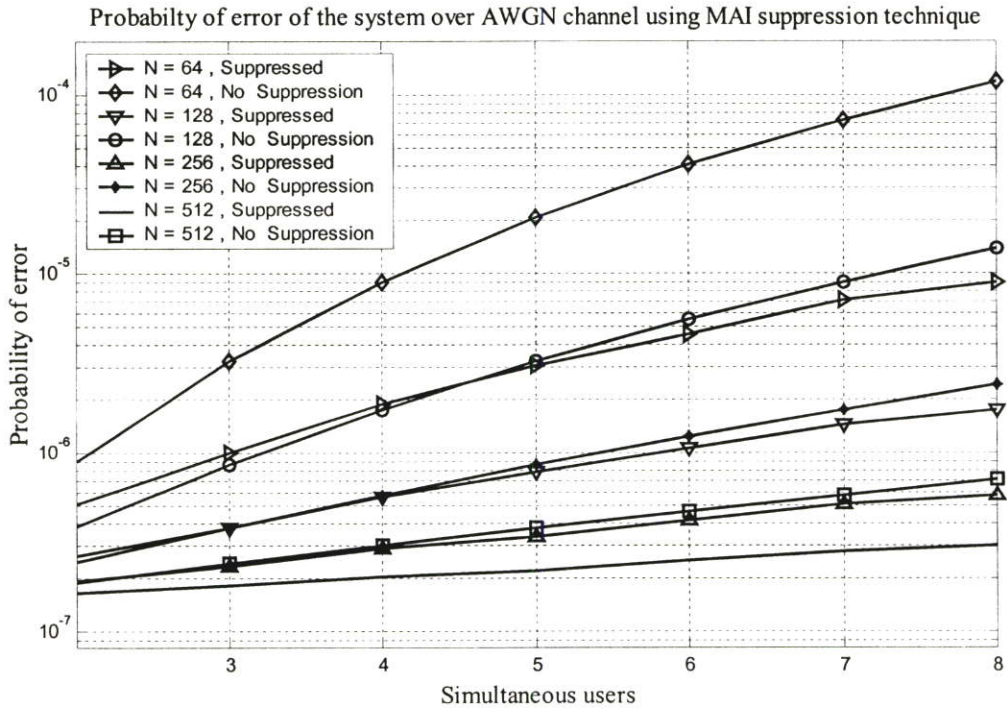
จากรูปที่ 6.7 เราจะเห็นว่าที่จำนวนผู้ใช้ค่ามากๆ ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดจะเข้าใกล้กัน (ของค่า M) โดยเฉพาะกรณีที่ ความยาวของรหัสมีค่าต่ำๆ จะเข้าใกล้กันมากกว่า เมื่อจำนวนผู้ใช้ร่วมเท่ากัน



รูปที่ 6.7 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบ ที่ค่าจำนวนสเกลใดๆ (M) ที่ความยาวรหัส $N = 31, 63, 127$ เทียบกับจำนวนผู้ใช้งานจำนวนมากๆ



รูปที่ 6.8 ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาด โดยพิจารณาอัตราส่วนระหว่างจำนวนสเกล (M) ต่อจำนวนคลื่นพาห์ (M_c) ($M : M_c$) ที่ความยาวรหัสที่ไม่เท่ากัน $N = 64$ สำหรับ $M_c = 8$ $N = 128$ สำหรับ $M_c = 4$, $N = 256$ สำหรับ $M_c = 2$ และ $N = 512$ สำหรับ $M_c = 1$.



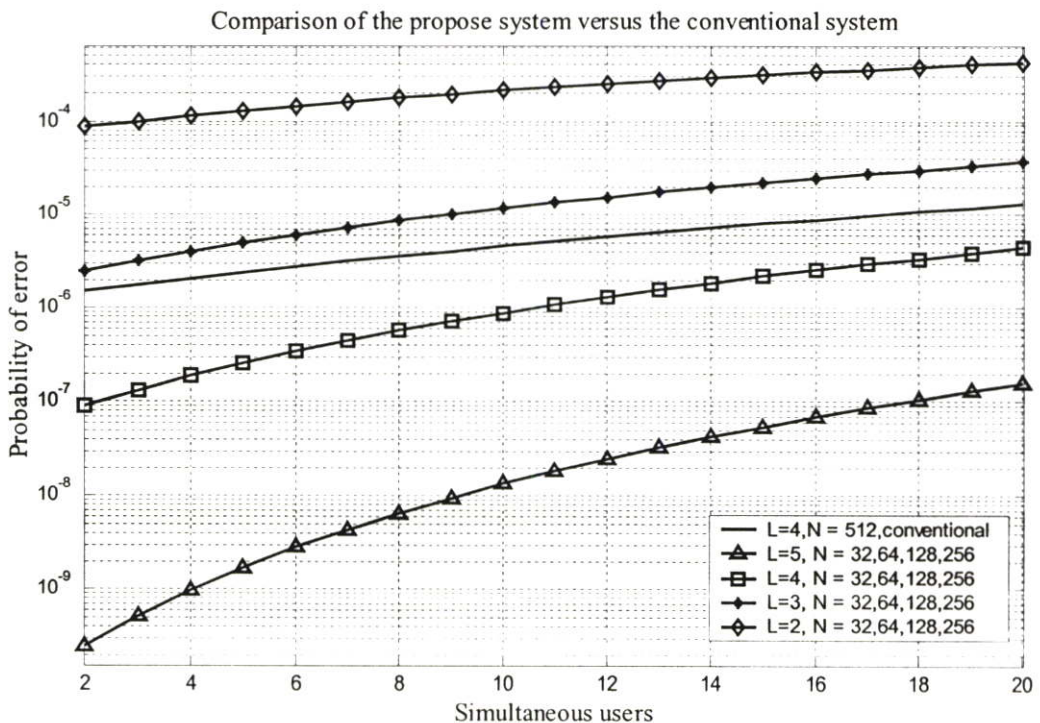
รูปที่ 6.9 การใช้เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วมในระบบที่นำเสนอขึ้น โดยพิจารณาจำนวนคลื่นพาห์ (Mc) เท่ากับ 8 และจำนวนสเกล (M) เท่ากับ 4

ในรูปที่ 6.8 เราพิจารณาที่จำนวนของคลื่นพาห์ไม่เท่ากัน (Multi Carrier) ที่จำนวนคลื่นพาห์มากๆ เราจะลดจำนวนความยาวของรหัสลงเพื่อให้สอดคล้องกับอัตราข้อมูล นั่นก็คือ ที่จำนวนคลื่นพาห์ (Mc) มากๆ เราจะสามารถลด อัตราเร็วของข้อมูลลงได้ เป็นผลให้สมรรถนะของระบบดีขึ้น ขณะที่ความยาวรหัสลดลง ซึ่งในระบบที่มีการนำเสนอมาก่อนนั้น การพิจารณาแบบนี้มีการนำเสนอ ไว้ใน [11] และรูปที่ 6.9 เป็นการใช้เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วมซึ่งสามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบได้

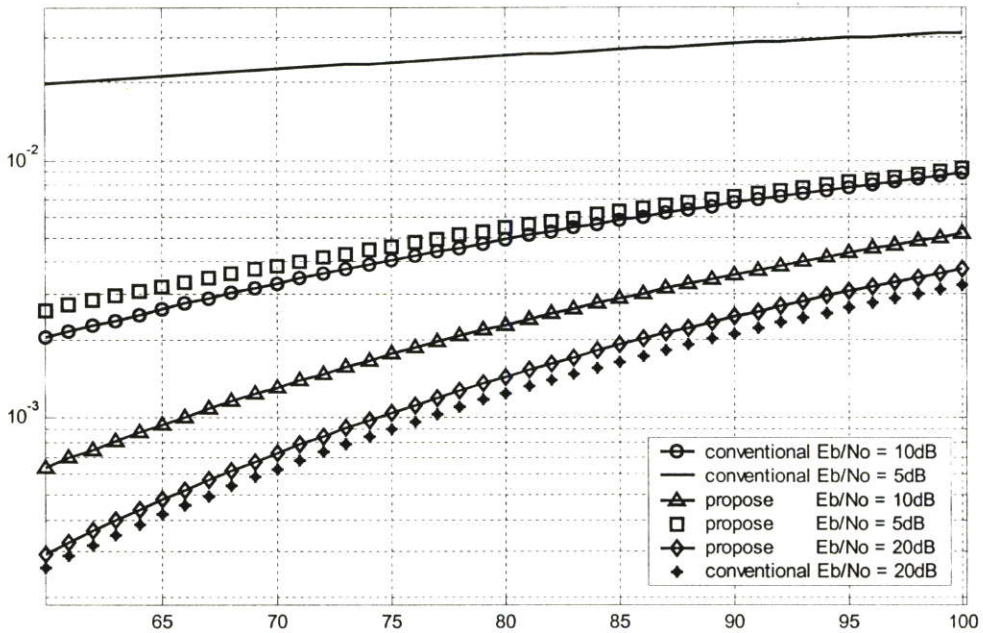
6.5 การเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของระบบที่มีมาก่อนกับระบบที่เสนอขึ้นมา

ในหัวข้อต่อไปนี้จะเป็นการคำนวณค่าของสมรรถนะ (Signal to Noise Ratio) ของระบบที่นำเสนอขึ้น แล้วเปรียบเทียบกับสมรรถนะของระบบที่มีมาก่อนหน้านี้ ซึ่งจะเปรียบเทียบกับระบบไคเร็กซ์ ซีเควนซ์ ซีดีเอ็มเอ คลื่นพาห์เดียว (Single Carrier DS - CDMA System) และเปรียบเทียบกับระบบมัลติแคร์เรียร์ไคเร็กซ์ซีเควนซ์ ซีดีเอ็มเอ (Multi Carrier DS - CDMA System) ทั้งบนช่องสัญญาณการรบกวนแบบเกาส์ (AWGN Channel) และช่องสัญญาณการจางหลายวิถี (Multi Path Fading Channel)

จากรูปที่ 6.10 เป็นการเปรียบเทียบความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบระหว่างระบบที่เสนอ (ที่ใช้ความยาวของรหัสเท่ากับ $N = 32, 64, 128, 256$ และจำนวนของไคเวอร์ซีดีเท่ากับ $L = 2, 3, 4, 5$) กับระบบที่ใช้กันในปัจจุบัน (RAKE Single Carrier DS - CDMA) ที่ใช้ความยาวของรหัสเท่ากับ $N = 512$ และจำนวนไคเวอร์ซีดีเท่ากับ 4



รูปที่ 6.10 เปรียบเทียบความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของระบบ ระหว่างระบบที่นำเสนอกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน



รูปที่ 6.11 เปรียบเทียบสมรรถนะของทั้งสองระบบบนช่องสัญญาณ AWGN ที่ค่า $E_b/N_0 = 5dB$ $10dB$ และ $20dB$

6.6 สรุปผลการวิเคราะห์และการจำลอง

การสื่อสารด้วยระบบมัลติแครี่เรียร์ ไคเร็กซ์ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ เป็นระบบที่สามารถส่งข้อมูล เป็นแบบขนาน ซึ่งสามารถที่จะส่งข้อมูลได้จำนวนมากกว่า ในขณะที่ส่งข้อมูลด้วยอัตราเร็วของข้อมูลนั้นต่ำกว่าระบบไคเร็กซ์ ซีควนซ์ ซีดีเอ็มเอ แบบความถี่คลื่นพาห์เดียว ดังนั้นในปัจจุบันนี้ ด้วยความต้องการในการส่งข้อมูลต่างๆให้มีความรวดเร็วมีมากขึ้น ระบบมัลติแครี่เรียร์นี้ จึงเป็นระบบที่เหมาะสมในยุคการสื่อสารไร้สายยุคที่สามระบบหนึ่ง และด้วยเทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณแบบหนึ่ง นั่นคือ เวฟเล็ตทรานสฟอร์ม มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องจนถึงปัจจุบัน ที่มีอัลกอริทึมที่สามารถประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารได้ ด้วยเหตุที่เวฟเล็ตนั้น สามารถทั้งสังเคราะห์หรือสร้างสัญญาณขึ้นมา และวิเคราะห์สัญญาณที่ต้องการได้ จึงเป็นคุณสมบัติที่เหมาะสมกับการวิจัยโดยในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ที่เครื่องส่ง เราจะใช้คุณสมบัติของเวฟเล็ตที่เป็นตัวสังเคราะห์สัญญาณ ซึ่งถูกกำหนดโดยข้อมูลดิจิทัลที่อัตราเร็วข้อมูลต่างๆ ทำให้ที่เครื่องส่งสามารถส่งข้อมูลที่อัตราเร็วของข้อมูลที่อัตราเร็วต่างๆกันได้อย่างพร้อมๆกัน ไม่ว่าจะเป็นสัญญาณเสียง ภาพ ข้อมูลสำคัญต่างๆ ส่วนที่เครื่องรับนั้น เราจะใช้ตัววิเคราะห์เวฟเล็ตในการวิเคราะห์สัญญาณออกมาเป็นองค์ประกอบต่างๆของเวฟเล็ต ซึ่งสัญญาณที่ส่งมานั้น จะเป็นผลรวมขององค์ประกอบของเวฟเล็ต (ข้อมูลดิจิทัล)

จากผลการวิเคราะห์ เราสามารถแบ่งออกเป็นหลายๆ กรณี นั่นคือกรณีในการหาค่าสมรรถนะของระบบ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ กรณีในการหาค่าสมรรถนะของระบบ บนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ กรณีในการหาค่าสมรรถนะของระบบ บนช่องสัญญาณการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาว และกรณีของการเทคนิคการลดการรบกวนจากผู้เข้าร่วม ในกรณีแรกนั้น สมรรถนะของระบบหาได้จาก ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิต เมื่อเปรียบเทียบกับระบบที่ใช้กันอยู่ (ระบบโคเร็กซ์ซีเควนซ์ ซีดีเอ็มเอ แบบความถี่คลื่นพาห์เดียว) นั้น ปรากฏว่าระบบที่นำเสนอขึ้นมา มีความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิตที่ต่ำกว่าเมื่อจำนวนการใช้โคเวอรัชิตีเท่ากัน (4 โคเวอรัชิตี) และระบบที่นำเสนอขึ้นมาใช้จำนวนของสเกลเท่ากับสี่ นั่นคือสามารถส่งข้อมูลได้เร็วกว่าข้อมูล ถ้าโคเวอรัชิตีของระบบที่นำเสนอขึ้นมามีจำนวนน้อยกว่า (เท่ากับ 3) ความน่าจะเป็นของการเกิดความผิดพลาดของบิตจะมีค่ามากกว่า เมื่อค่าของพลังงานของบิตต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้นมาก (มากกว่า 20 dB) และที่จำนวนโคเวอรัชิตีในระบบที่นำเสนอมีน้อยกว่ามาก (น้อยกว่า 3) จะทำให้สมรรถนะของระบบที่นำเสนอ แย่กว่าระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันเป็นอย่างมาก ดังนั้นถ้าเราใช้จำนวนโคเวอรัชิตีที่เหมาะสม สมรรถนะของระบบที่นำเสนอจะดีกว่า ระบบที่นำเสนอที่มีผลโดยตรงต่อสัญญาณรบกวนขาว ด้วยเหตุที่เครื่องรับ เราจะทำการวิเคราะห์โดยเวฟเล็ทแม่ ทรูกลุมอร์เล็ท ดังนั้นผลของสเปกตรัมของสัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทที่เครื่องรับจะเป็นลักษณะเกาส์ และเมื่อค่าของสเกลมีค่ามากขึ้น (อัตราเร็วของข้อมูลต่ำลง) กำลังงานของสัญญาณรบกวนนี้จะมีค่าลดลงอย่างมาก เมื่อเฉลี่ยแล้วสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาว จะดีกว่า เช่นเดียวกัน เมื่อค่าของพลังงานของบิตต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนมีค่ามากขึ้น สมรรถนะของระบบที่นำเสนอกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันจะเข้าใกล้กัน และเมื่อพิจารณาจำนวนของผู้เข้าร่วมในระบบซีดีเอ็มเอ สมรรถนะของระบบที่นำเสนอกับระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน จะมีค่าเข้าใกล้กันมากที่สุดเมื่อจำนวนของผู้เข้าร่วมมีค่ามากๆ (ประมาณ 30 ถึง 100 ผู้ใช้ ด้วยความรหัสเท่ากับ 512) ในกรณีพิจารณาบนช่องสัญญาณการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ และไม่มีการใช้เทคนิคโคเวอรัชิตี สมรรถนะของระบบ จะไปในแนวทางเดียวกันกับสมรรถนะบนช่องสัญญาณการจางหายแบบเลือกความถี่ ที่จำนวนโคเวอรัชิตี เท่ากัน และถ้าเราพิจารณาการใช้เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้เข้าร่วมด้วยแล้ว เทคนิคนี้จะสามารถเพิ่มสมรรถนะของระบบให้สูงขึ้นได้

สรุปแล้ว สมรรถนะของระบบที่นำเสนอขึ้นมาจะมี สมรรถนะของระบบที่ดีกว่า เมื่อค่าของพลังงานของบิตต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อย ถึงปานกลาง (5 ถึง 15 dB) ส่วนถ้าค่านี้มีค่ามากๆ สมรรถนะของระบบทั้งสองก็จะเข้าใกล้กันและสมรรถนะของระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันจะดีกว่า

บทที่ 7

บทส่งท้ายและข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนาต่อไป

7.1 บทส่งท้าย

ในบทส่งท้ายนี้เราจะขอกล่าวอีกครั้งในการพิจารณาระบบ ระบบที่นำเสนอนี้สามารถที่จะส่งข้อมูลที่อัตราเร็วต่างๆออกไปพร้อมๆกันได้ และที่เครื่องรับก็สามารถรับข้อมูลทุกข้อมูล ทุกอัตราเร็วข้อมูลได้พร้อมๆกัน เช่นเดียวกัน และด้วยสมรรถนะที่ดีกว่าระบบที่ใช้กันอยู่ ในกรณีของค่าพลังงานของบิตต่อกำลังงานของสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยๆ ดังนั้นระบบนี้เหมาะสมกับระบบการส่งข้อมูลที่มีกำลังงานต่ำๆ หรือในกรณีที่มีสัญญาณรบกวนมากๆ แต่ถ้าเราส่งข้อมูลที่มีกำลังสูงๆ หรือสัญญาณรบกวนมีผลต่อระบบน้อยๆ (เช่นเครื่องรับที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise Receiver)) ระบบที่ใช้กันอยู่จะดีกว่า ในระบบที่นำเสนอนี้มีความซับซ้อนกว่าระบบที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน อันเนื่องมาจากที่ส่งข้อมูลได้หลายๆอัตราเร็วไปพร้อมๆกัน จึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีการควบคุมกำลังงานในการส่งในแต่ละสเกล

7.2 ข้อเสนอแนะแนวทางในการพัฒนาต่อไป

7.2.1 ข้อเสนอในการพัฒนาระบบ

ในระบบที่นำเสนอและได้ทำการพิจารณาในวิทยานิพนธ์เล่มนี้นั้น เราได้มีการพิจารณามุมมองของสัญญาณการจางหายที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ทำให้สมรรถนะของระบบอาจจะใกล้เคียงกับระบบที่ใช้กันอยู่ ดังนั้นในการวิจัยต่อไปนั้น เราสามารถพิจารณามุมมองของสัญญาณการจางหายที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว (Fast Fading Channel) เพื่อวิเคราะห์ว่า ถ้าใช้ระบบนี้บนช่องสัญญาณดังกล่าวแล้ว สมรรถนะจะยังคงดีกว่าหรือแย่กว่าระบบเดิม และสามารถแก้ไขและปรับปรุงสมรรถนะให้ดีขึ้นอย่างไร โดยวิธีทางเวฟเลต ข้อเสนอแนะอีกประการหนึ่งนั่นก็คือ วิทยานิพนธ์เล่มนี้ไม่ได้พิจารณาถึงความไม่คงที่ของสัญญาณส่ง ซึ่งลักษณะพิเศษของระบบมัลติแคร์เรียวอยู่แล้ว ทั้งระบบที่นำเสนอและระบบที่ใช้กันในปัจจุบัน ในการพัฒนานั้นควรจะเน้นการแก้ไข เพื่อลดเพกเตอร์นี้ (Crest Factor) ลง ประการสุดท้ายในการพัฒนา ถ้าเรานำระบบนี้ไปใช้งานจริงๆ เราควรพิจารณาระบบในเชิงดิจิตอล เพราะว่าด้วยเทคโนโลยีของสารกึ่งตัวนำสามารถนำมาสนับสนุนระบบนี้ได้ ทำให้เกิดความแม่นยำในการทำงานของระบบ และง่ายในการสร้าง ซึ่งในระบบ

อนาล็อก (Continuous case) นั้น เป็นไปได้ยากที่จะสร้างเวฟเล็ดทรานสฟอร์มขึ้นมา และระบบในระบบเชิงคิสิกส์ (Discrete) นั้น มีอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณเวฟเล็ดทรานสฟอร์มได้อย่างรวดเร็ว

7.2.2 ข้อเสนอในการเปรียบเทียบกับระบบซีดีเอ็มเอแบนด์กว้าง

ในระบบที่นำเสนอนี้ เราสามารถจะประยุกต์ใช้ในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สาม (Third Generation of Mobile Communications) ได้ เนื่องจากสามารถส่งข้อมูล เป็นมัลติมีเดีย (Multimedia) ได้ อีกทั้งในปัจจุบัน ได้มีการนำเอาระบบการเข้าถึงแบบซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) เข้ามาใช้ ในยุคการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่สามอีกด้วย และเรียกว่า ระบบซีดีเอ็มเอแบนด์กว้าง (Wideband CDMA Systems) ซึ่งมีการกำหนดมาตรฐาน และข้อมูลทางเทคนิคไว้แล้วใน [17]

ดังนั้น ในการวิจัยและพัฒนาระบบในอนาคต เราอาจจะทำการวิเคราะห์ระบบโดยมีมาตรฐานและคุณสมบัติทางเทคนิคที่เหมือนกับระบบ ซีดีเอ็มเอแบนด์กว้าง บนข้อสังเกตของการสื่อสารใดๆ แล้วเปรียบเทียบสมรรถนะระหว่างระบบทั้งสองระบบ ซึ่งในอนาคตของการสื่อสารภายในประเทศไทยเรา อาจจะมีความต้องการในการที่จะสื่อสารกันมากกว่าในปัจจุบันนี้ ซึ่งนั่นหมายความว่าระบบการรับ - ส่งข้อมูลจะ ต้องมีสมรรถนะในการสื่อสารที่เพียงพอต่อความต้องการของผู้ใช้

อย่างไรก็ตาม ถ้าเรานำหลักการของระบบที่นำเสนอนี้ ไปพิจารณาในระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Communications) ที่ใช้งานจริงๆ เราจะต้องคำนึงถึงปัจจัยหลายๆ อย่าง ซึ่งส่วนแล้วแต่จะสามารถทำให้สมรรถนะของระบบลดลงได้ทั้งนั้น อาทิ

ความไม่เป็นเชิงเส้นของระบบ

ปัจจัยที่สำคัญอย่างแรกนั้นก็คือ ความไม่เป็นเชิงเส้น (Non linearity) ของอุปกรณ์ที่ใช้สร้าง (เช่น อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ เมื่อเกิดกรณีอุณหภูมิสูงขึ้น) ซึ่งความไม่เป็นเชิงเส้นนี้ เกิดขึ้นเนื่องจากความไม่เป็นอุดมคติ (Ideal) ของตัวอุปกรณ์เอง หรือ สิ่งแวดล้อมรอบๆ อุปกรณ์ หรือรอบๆ ระบบ เช่น อุณหภูมิ (Temperature) ความชื้น (Moist) หรือแม้แต่สนามแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic) แต่โดยทั่วไปแล้ว การวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ จะสมมติว่า ปัจจัยเหล่านี้ มีผลน้อยมากต่อระบบ ซึ่งนั่นคือ เป็นการวิเคราะห์ในเชิงอุดมคติ ซึ่งถ้าเราพิจารณาปัจจัยทั้งหมดแล้ว จะทำให้เกิดความซับซ้อนในการวิเคราะห์สมรรถนะของระบบ และเราอาจจะไม่ทราบถึงขอบเขตด้านสูงของระบบ (Upper Bound) แต่ถ้าเราวิเคราะห์ระบบในเชิงการค้า (Commercial) แล้วนั้น ปัจจัยเหล่านี้ จะกลายเป็นสิ่งที่สำคัญเป็นอย่างมาก ดังนั้น ในการวิจัยในอนาคต จึงต้องมีการคำนึงถึงปัจจัยต่างๆ ที่

กล่าวมา เช่นการวิจัยในหัวข้อของการออกแบบและสร้างวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ (เช่น การออกแบบสร้าง และทดลอง วงจรขยายกำลังส่ง, การมอดูเลต, และการผลิตความถี่สูง เป็นต้น) ซึ่งการวิจัยก่อนหน้านี้ได้มีการนำเสนอวิธีการแก้ไขแล้ว นั่นก็คือ การชดเชยกำลังส่ง หรือเพิ่มความไวในการรับสัญญาณให้สูงขึ้น หรือแม้แต่การใช้เทคนิคการประมวลผลดิจิทัลเข้ามาใช้ร่วม ซึ่งในอนาคตเราอาจจะสามารถที่พิจารณาในเชิงอุณหพลศาสตร์ได้ โดยไม่ต้องคำนึงถึงผลที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นนี้

ผลของความใกล้-ไกล ระหว่างเครื่องส่งกับเครื่องรับ (Near – far effect)

ในกรณีของการสื่อสารระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ในพื้นที่การให้บริการการสื่อสาร ถ้าตัวของโทรศัพท์ (Mobile Station) ของแต่ละผู้ใช้ (User) มีระยะทางระหว่าง สถานีฐาน (Base Station) กับตัวผู้ใช้ไม่เท่ากันแล้ว นั่นจะทำให้เกิดผลของความใกล้-ไกล เกิดขึ้น ซึ่งผู้ใช้ที่อยู่ไกลกว่าสัญญาณที่สถานีรับ (Base Station) จะรับสัญญาณได้ต่ำกว่า ผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีรับ ดังนั้นสมรรถนะของตัวโทรศัพท์ที่อยู่ไกลกว่า (เทียบกับสถานีฐาน) จะต่ำกว่าแน่นอน แต่ปัจจุบันมีการใช้เทคนิคการควบคุมกำลังงาน (Power Control) เพื่อ เพิ่มกำลังส่งของโทรศัพท์ ในกรณีที่อยู่ไกลจากสถานีฐานมาก หรือลดกำลังส่ง ถ้าโทรศัพท์อยู่ใกล้สถานีฐาน ซึ่งปัจจัยข้อนี้ ในการออกแบบระบบใดๆ ต่อไป อาจจะไม่ต้องคำนึงถึงได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Adachi F., *et al.*, “Multimedia mobile radio access based on coherent DS CDMA”, Proceedings of 2nd International Workshop on Mobile Multimedia Communication., Vol. A2.3, Bristol University, UK., April 1995.
- [2] Ojanpera T., *et al.*, “Design of a 3rd Generation Multirate CDMA system with multiuser Detection MUD CDMA”, Proceedings of ISSSTA '96, Vol.1, Mainz, Germany, Sept. 1996, pp. 334-338.
- [3] Daubechies I., “**Ten Lectures on Wavelets**”, SIAM, 1992.
- [4] Meyer - Baes U., *et al.*, “Coordinate rotation digital computer (cordic) synthesis for FPGA”, in International Workshop on Field Programmable Logic and Applications, Germany, Sept. 1994, pp. 397-408.
- [5] เศรษฐกร กาเมือง และ คณะ, “เทคนิคการลดสัญญาณรบกวนจากผู้ใช้ร่วมในระบบมัลติเพล็กซ์แบบมัลติแครี่เรียร์โคเร็กซ์ซีควนซ์ซีดีเอ็มเอ”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23, 23 -24 พฤศจิกายน 2543, หน้า 341-344.,
- [6] Strang G. and Nguyen T., “**Wavelet and Filter Banks**”, Wellesley MA, Wellesley – Cambridge Press, 1996.
- [7] Sidney C., *et al.*, “**Introduction to Wavelets and Wavelet Transform: A primer**”, New Jersey, Prentice-Hall International, Inc., 1998.
- [8] Shensa M.J., “Discrete inverse for non orthogonal wavelet transforms”, IEEE Trans. on Signal Pro., Vol.44, Issue: 4, April 1996, pp.798-807.
- [9] Borse G.J., “**Numerical Methods with MATLAB**”, PWS publishing company, 1997.
- [10] Proakis J.G., “**Digital Communications**”, 4th ed., McGraw Hill, 2001.
- [11] Kondo S. and Milstein L.B., “Performance of Multicarrier DS CDMA Systems”, IEEE Trans. on Commun., Vol.44, No.2., Feb. 1996, pp. 238-246.
- [12] Eng T. and Milstein L.B., “Coherent DS CDMA Performance in Nakagami Multipath Fading”, IEEE Trans. on Commun., Vol.43, No.2/3/4, Feb./March/April 1995.
- [13] Simon M.K. and Alouini M.S. , “**Digital Communication over fading channels: A Unified Approach to Performance Analysis**”, John Willey & Sons, Inc., 2000.

- [14] Prasad R. and Hara R., "An overview of Multi-Carrier CDMA", Proc. of Fourth International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications (ISSSTA '96), Muinz, Sept 1996. pp. 107-117.
- [15] Popovic B.M., "Spreading Waveforms for Multi-Carrier CDMA System", Proc. of IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, Vol.1, 1998, pp. 205 – 209.
- [16] Glisic S. and Vucetic B., "**Spread Spectrum CDMA Systems for Wireless Communications**", Norwood MA, ARTECH HOUSE INC., 1997.
- [17] Ojanpera T. and Prasad R., "**Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communications**", Boston, Artech House, 1998.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

1. **S.Kamuang**, A.Khawne, K.Wongrujira and S.Noppanakeepong, “A New Spread Spectrum Technique by using Orthogonal Carrier Frequencies”, IEEE TENCON 2000 Proceeding :Intelligent Systems and Technologies for the New Millennium, Kuala Lumpur, Malaysia, Vol.I, 24-27 Sept., 2000, pp. 316-321.
2. **เศรษฐกร กาเมือง**, กฤษณ์ วงรุจิระ, สุทธิชัย นพนาคีพงษ์, “การสร้างสัญญาณรหัสเพื่อใช้ในการสื่อสารแบบขยายสเปกตรัมโดยใช้เวฟเล็ททรานสฟอร์ม”, การประชุมเพื่อการเสนอผลงานวิจัยระดับบัณฑิตศึกษา ครั้งที่ 1, จังหวัดเชียงใหม่, 10-11 มิถุนายน 2543, หน้า 393-399.
3. ณรงค์ ณรงค์รัตน์, ธัญนุศย์ รอดเจริญ, **เศรษฐกร กาเมือง**, กฤษณ์ วงรุจิระ, สุทธิชัย นพนาคีพงษ์, “สมรรถนะของอุปกรณ์รวมสัญญาณแบบ Maximal Ratio ในการรวมสัญญาณแบบไบนารีที่ใช้เทคนิคการถ่วงน้ำหนักผิดพลาด”, การประชุมเพื่อการเสนอผลงานวิจัยระดับบัณฑิตศึกษา ครั้งที่ 1, จังหวัดเชียงใหม่, 10-11 มิถุนายน 2543, หน้า 90-96.
4. **เศรษฐกร กาเมือง**, อานาจ ขาวเน, กฤษณ์ วงรุจิระ, สุทธิชัย นพนาคีพงษ์, “เทคนิคการลดสัญญาณรบกวนจากผู้ร่วมในระบบมัลติเพล็กซ์แบบมัลติแคร์เรียร์ โคเร็กซ์ซีแควนซ์ ซีดีเอ็มเอ”, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23, จังหวัดเชียงใหม่, 23-24 พฤศจิกายน 2543, หน้า 341-344.
5. **S. Kamuang**, A. Chomphuphun, K.Wongrujira, S. Noppanakeepong, “Wavelet Transform Technique in Multimedia CDMA Systems”, 9th IEEE International Conference on Telecommunications (ICT2002), Beijing, China, June 23 – 26th, 2002., (paper has been accepted).

ภาคผนวก ข.
โปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณ

1. ตัวอย่างของโปรแกรมที่ใช้คำนวณหาค่าสมรรถนะของระบบบนช่องสัญญาณการรบกวนจากสัญญาณรบกวนขาว(Additive White Gaussian Noise: AWGN)

```
function fig62(k);
N=63;
eb=0:1:20;
ebno=(10.^(eb/10));

%***** Probability of error of the system over AWGN channel at M=6 *****
margin {
snr1=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(16/6)/log(2))-1)))).^-1;
snr2=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(32/6)/log(2))-1)))).^-1;
snr3=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(48/6)/log(2))-1)))).^-1;
snr4=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(64/6)/log(2))-1)))).^-1;
snr5=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(96/6)/log(2))-1)))).^-1;
snr6=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(128/6)/log(2))-1)))).^-1;
snrt=(1/6)*(snr1+snr2+snr3+snr4+snr5+snr6);
gu=guine(snrt);
}

semilogy(eb,gu,'b')

%*****
%*****Probability of error of the system over AWGN channel at M=4 *****
margin {
snr1=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^(1-1)))).^-1;
snr2=((k/(3*N))+ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^(2-1)))).^-1;
```

```

snr3=((k/(3*N))+(ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^(3-1)))).^-1;
snr4=((k/(3*N))+(ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^(4-1)))).^-1;
}
snrt=(1/4)*(snr1+snr2+snr3+snr4);
gu=guine(snrt);
hold on
semilogy(eb,gu,'r')
%*****

%*****Probability of error of the system over AWGN channel at M=2 *****
%***** scale 2^m = X, then m=ln(X)/ln(2)*****
margin {
snr1=((k/(3*N))+(ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(8)/log(2))-1)))).^-1;
snr2=((k/(3*N))+(ebno.^-1)/((sqrt(pi))*(2^((log(16)/log(2))-1)))).^-1;
}
snrt=(1/4)*(snr1+snr2);
gu=guine(snrt);
hold on
semilogy(eb,gu,'k')
grid on
ylabel('Probability of error,Pe')
%*****

```

2. ตัวอย่างโปรแกรมที่ใช้คำนวณค่าสมรรถนะบนช่องสัญญาณการจางหาย

```

function fig65(L,Lp,N);
K=[2:1:30];
omega0=0.5;
ebno=10^(20/10);
%**L = Resolvable paths(No. of diversity)**
%***** signal to noise ratio*****
m=[1 2 3 4];
snrp1 =((((Lp*(2*K+5))-3)/(6*N))+1/(((ebno)*omega0*sqrt(pi)*(2^(m(1)-1))))).^(-1);
snrp2 =((((Lp*(2*K+5))-3)/(6*N))+1/(((ebno)*omega0*sqrt(pi)*(2^(m(2)-1))))).^(-1);
snrp3 =((((Lp*(2*K+5))-3)/(6*N))+1/(((ebno)*omega0*sqrt(pi)*(2^(m(3)-1))))).^(-1);
snrp4 =((((Lp*(2*K+5))-3)/(6*N))+1/(((ebno)*omega0*sqrt(pi)*(2^(m(4)-1))))).^(-1);
%***** ratio n:s = 1 : 3 *****
ave(rs1) = guine(0.2*(1/4)*(snrp1+snrp2+snrp3));
%*****
%***** ratio n:s = 2 : 2 *****
ave(rs2)=guine((1/4)*(snrp1+snrp2));
%*****
%***** ratio n:s = 3 : 1 *****
ave(rs3)=guine((1/4)*(snrp1));
%*****

%***** BEP of the proposed system (frequency non selective fading channel)*****
n1d=2:1:30;
m1=10.^(n1d/10);
n2d=2:1:30;
m2=10.^(n2d/10);
n3d=2:1:30;
m3=10.^(n3d/10);
Penonp1=0.5*(1-sqrt((m1./(1+m1))));
Penonp2=0.5*(1-sqrt((m2./(1+m2))));

```

```

Penonp3=0.5*(1-sqrt((rn3./(1+rn3))));
%***** Frequency selective fading channel ratio 1:3 *****
for n=K(1):1:length(K)
    u2(n)=0.5*(1+sqrt((rs1(n)/(1+rs1(n)))));
for i=0:1:L-1
    fa1(i+1)=((factorial(L-1-i))/(factorial(L-1))*(factorial(i)));
    uu1(i+1)=(0.5*(1+u2(n)))^i;
    ut1(i+1)=uu1(i+1)*fa1(i+1);
end
sut1=sum(ut1);
u1(n)=(0.5*(1-sqrt((rs1(n)/(1+rs1(n))))))^L;
Pepsel1(n)=u1(n)*sut1;
end
%*****

%***** Frequency selective fading channel ratio2:2*****

for n=K(1):1:length(K)
    u2(n)=0.5*(1+sqrt((rs2(n)/(1+rs2(n)))));
for i=0:1:L-1
    fa1(i+1)=((factorial(L-1-i))/(factorial(L-1))*(factorial(i)));
    uu1(i+1)=(0.5*(1+u2(n)))^i;
    ut1(i+1)=uu1(i+1)*fa1(i+1);
end
sut1=sum(ut1);
u1(n)=(0.5*(1-sqrt((rs2(n)/(1+rs2(n))))))^L;
Pepsel2(n)=u1(n)*sut1;
end
%*****

```

```

%*****Frequency selective fading channel 3:1 *****

for n=K(1):1:length(K)
    u2(n)=0.5*(1+sqrt((rs3(n)/(1+rs3(n)))));
    for i=0:1:L-1
        fa1(i+1)=((factorial(L-1-i))/(factorial(L-1))*factorial(i));
        uu1(i+1)=(0.5*(1+u2(n)))^i;
        ut1(i+1)=uu1(i+1)*fa1(i+1);
    end
    sut1=sum(ut1);
    u1(n)=(0.5*(1-sqrt((rs3(n)/(1+rs3(n))))))^L;
    Pepsel3(n)=u1(n)*sut1;
end

%*****

Pept1=0.5*Penonp1(19)+0.5*Pepsel1;
Pept2=0.5*Penonp2(19)+0.5*Pepsel2;
Pept3=0.5*Penonp3(19)+0.5*Pepsel3;
semilogy(K,Pept1,'-sk')
hold on
semilogy(K,Pept2,'k')
hold on
semilogy(K,Pept3,'-*k')
xlabel('Simultaneous Users');
ylabel('Bit error probability,Pe');

%*****

```

3. ตัวอย่างโปรแกรมที่ใช้คำนวณหาค่าสมรรถนะกรณีใช้เทคนิคการลดการรบกวนจากผู้ใช้ร่วม

```

function fig69(N);
K=1:8;
eb=12;
ebno=(10^(eb/10));

%***** BEP of the system over AWGN channel using MAI suppression technique *****
M = 8;
for n=1:8
margin {
snr1(n)=((((K(n)-1))/(2*N*M))+ebno^-1)/((sqrt(pi))*(2^(1-1))))^-1;
snr2(n)=((((K(n)-1))/(2*N*M))+ebno^-1)/((sqrt(pi))*(2^(2-1))))^-1;
snr3(n)=((((K(n)-1))/(2*N*M))+ebno^-1)/((sqrt(pi))*(2^(3-1))))^-1;
snr4(n)=((((K(n)-1))/(2*N*M))+ebno^-1)/((sqrt(pi))*(2^(4-1))))^-1;
snr(n)=(1/(4*M))*(snr1(n)+snr2(n)+snr3(n)+snr4(n));
}
end
pr=prop(0.5*(erfc(sqrt(snr(8))))), return);
%*****
i=[1:1:7];
pee(i(1))=0.5*pe0+0.5*pe1;
pee(i(2))=(6/21)*pe0+(12/21)*pe1+(3/21)*pe2;
pee(i(3))=(4/36)*pe0+(18/36)*pe1+(13/36)*pe2+(1/36)*pe3;
pee(i(4))=(1/28)*pe0+(9/28)*pe1+(13/28)*pe2+(4/28)*pe3;
pee(i(5))=(2/18)*pe1+(11/18)*pe2+(5/18)*pe3;
pee(i(6))=(1/3)*pe2+(2/3)*pe3;
pee(i(7))=pe3;

%***** The conventional system *****

```

```
pec=[pe0 pe1 pe2 pe3 pe4 pe5 pe6 pe7];
```

```
semilogy(i+1,pee,'-k')
```

```
hold on
```

```
semilogy(pec,'-dk')
```

```
grid on
```

```
xlabel('Simultaneous users');
```

```
ylabel('Probability of error,Pe');
```

```
title('BEP of the system over AWGN channel using MAI suppression technique');
```

```
%*****
```

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นาย เศรษฐกร กาเมือง
เกิดวันที่	21 กันยายน 2517 อ.ซุขันธ์, จ. ศรีสะเกษ
การศึกษา	ปีการศึกษา 2530-2537 ระดับ มัธยมศึกษาตอนต้น โรงเรียนศรีสะเกษวิทยาลัย ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) วิทยาลัยเทคนิคร้อยเอ็ด ระดับประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สถาบันเทคโนโลยี ราชมงคลวิทยาเขตขอนแก่น ปีการศึกษา 2538-2540 ระดับ ปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรม โทรคมนาคม สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ทุนการศึกษาที่ได้รับ	1. ทุนจาก สำนักงานพัฒนาวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีแห่งชาติ (ส.ว.ท.ช.) 2. ทุนอุดหนุนการทำวิทยานิพนธ์ จาก บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง