

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคน
ในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอโดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์

ADAPTIVE EQUALIZATION FOR DS-SS-CDMA MULTI-USER
COMMUNICATION SYSTEM USING LAGUERRE FILTERS

ทิพากร สมเกื้อ
TIPPAKON SOMKUR

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-230-020

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคน
ในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอโดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์

ADAPTIVE EQUALIZATION FOR DS-CDMA MULTI-USER
COMMUNICATION SYSTEM USING LAGUERRE FILTERS



ทิพกร สมเกื้อ

TIPPAKON SOMKUR

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....105094
วัน,เดือน,ปี.....16 พ.ย. 2552



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-230-029

**ADAPTIVE EQUALIZATION FOR DS-CDMA MULTI-USER
COMMUNICATION SYSTEM USING LAGUERRE FILTERS**

TIPPAKON SOMKUR

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

2009

KMITL-2009-EN-M-230-029

COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอโดยใช้วงจรกรองแบบลาแก็ร์

Thesis Title Adaptive Equalization for DS-CDMA Multi - User Communication System Using Laguerre Filters

นักศึกษา นายทิพกร สมเกื้อ

รหัสประจำตัว 47061106

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-M-230-029

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.อรลดา	แสงอรุณ	
ผศ.ดร.พิทักษ์	ธรรมวาริน	
รศ.นภพินธุ์	อนันตศิริชัย	
รศ.ดร.ชวลิต	เบญจางคประเสริฐ	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 1 พฤษภาคม พ.ศ. 2552 เวลา 12.00-14.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 1 พฤษภาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ โดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์
นักศึกษา	นายทิพกร สมเกื้อ
รหัสนักศึกษา	47061106
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการนำเสนอ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ โดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์ และใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว การแทรกสอดระหว่างสัญญาณโดยทั่วไปเกิดจากสาเหตุการสะท้อนของสัญญาณที่มาจากหลายทิศทาง และเกิดจากช่องสัญญาณที่มีผลการตอบสนองความถี่แบบไม่เชิงเส้น ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้โครงสร้างแบบลาแกร์ เพื่อลดผลกระทบที่เกิดจากการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ ซึ่งโครงสร้างแบบลาแกร์เป็นการรวมจุดเด่นของวงจรรองความถี่ทั้งแบบ FIR และ IIR ทำให้ลดปัญหาในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ดี สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณ และทำให้ระบบมีเสถียรภาพ จากการวิเคราะห์สมรรถนะความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐานกับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์ จากการจำลองการทำงาน จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณ โดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์มีประสิทธิภาพดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณพื้นฐาน เช่น มีอัตราความผิดพลาดบิตที่น้อยกว่า และมีเสถียรภาพมากกว่า

Thesis Title	Adaptive Equalization for DS-CDMA Multi-User Communication System Using Laguerre Filters
Student	Mr. Tippakon Somkur
Student ID.	47061106
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chawalit Benjangkprasert

ABSTRACT

This thesis proposes an adaptive equalizer for Direct Sequence-Code Division Multiple Access (DS-CDMA) multi-user communication system based on Laguerre filter and a Recursive Least Squares (RLS) adaptive algorithm. Intersymbol interference (ISI) is usually caused by multipath propagation and the inherent non-linear frequency response of a channel. Therefore, the objective is to minimize the effects of ISI based on the proposed adaptive equalizer. Because of the stability of Laguerre structure is compromise between the Finite Impulse Response (FIR) filters and Infinite Impulse Response (IIR) filter. It can improve the bit error rate (BER) performance of the proposed equalizer compared to the conventional equalizer. The simulation results show that the performances of the proposed equalizer are better than does the conventional equalizer, such as low BER and gives good stability.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วย คำปรึกษาและแนวคิดในเรื่องต่าง ๆ จาก รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่ได้รับการสนับสนุนทางด้านข้อมูลต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ที่ใช้ในการดำเนินการวิจัย นอกจากนี้ ยังได้รับการสนับสนุนที่ดี และความอนุเคราะห์จากท่านที่ได้มอบให้ตลอดเวลาเป็นสิ่งที่ผู้วิจัยทราบซึ้ง และขอกราบขอบพระคุณท่านมา ณ ที่นี้

กราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้กำลังใจ และมอบคำแนะนำที่ดี และมีคุณค่าให้ตลอดเวลา

ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้ให้การสนับสนุน และส่งเสริมทางการศึกษา รวมถึงกำลังใจ และความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านตลอดเวลา

ขอขอบคุณ คุณวรรณชนก สุนทร และครอบครัว ที่ให้กำลังใจ และความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน
สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คุณสุริยะ สัตย์ศรี คุณศรีวิชัย อาจหาญ และพี่ ๆ เพื่อน ๆ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ที่ให้คำแนะนำ ข้อคิดเห็น ตลอดถึงความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน

นายทิพกร สมเกื้อ

นักศึกษารหัส 47061106

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	3
1.3 สมมติฐานของการศึกษา.....	3
1.4 แนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	4
บทที่ 2 การสื่อสารดิจิทัลระบบ ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ (DS-CDMA).....	6
2.1 หลักการสื่อสารระบบดิจิทัล.....	6
2.2 ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA).....	9
2.2.1 คุณลักษณะเฉพาะและขนาดความจุของระบบซีดีเอ็มเอ.....	10
2.2.2 ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence: DS).....	12
2.2.3 ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping: FH).....	15
2.3 ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence - Code Division Multiple Access: DS-CDMA).....	16
2.3.1 อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain).....	19
2.3.2 ลำดับจำนวนสุ่มเทียม (Pseudorandom Number Sequences).....	21
2.3.3 รหัสตั้งฉาก (Orthogonal Codes).....	24
2.3.4 วงจรภาคส่งสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	25
2.3.5 วงจรภาครับสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	27

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4 ปัญหาที่ศึกษาและวิจัยในระบบสื่อสารดีเอส-ซีดีเอ็มเอ	28
2.4.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference).....	29
2.4.2 สัญญาณรบกวนแบบขาที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน.....	32
2.4.3 คลื่นหลายวิถี (Multipath)	34
บทที่ 3 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับค่าได้ (Adaptive Equalizer).....	39
3.1 ตัวกรองดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response filter: FIR).....	41
3.2 ตัวกรองดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response filter: IIR)	42
3.3 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	44
3.4 ชนิดของตัวปรับแต่งสัญญาณ	47
3.5 อัลกอริทึมสำหรับการปรับตัว.....	49
3.5.1 อัลกอริทึม Least Mean Square (LMS)	49
3.5.2 อัลกอริทึม Recursive Least Squares (RLS).....	52
3.6 วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้	55
3.6.1 โครงสร้างตัวกรองแบบอิมพัลส์จำกัดทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัว.....	57
3.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของตัววัดสมรรถนะต่าง ๆ	
3.7.1 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to noise ratio: SNR).....	58
3.7.2 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol error rate: SER)	58
3.7.3 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit error rate: BER).....	58
บทที่ 4 วงจรกรองแบบลาแกร์ (Laguerre Filter).....	59
4.1 วงจรกรองแบบลาแกร์	60
4.2 โครงสร้างวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์.....	64

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 การจำลองระบบและผลการทดสอบ.....	67
5.1 การทดสอบผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ ในระบบคิเอสซีดีเอ็มเอ	69
5.2 การจำลองผลกระทบของคลื่นหลายวิถีในระบบคิเอสซีดีเอ็มเอ	71
5.3 การจำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัว ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้	73
5.4 การจำลองแบบและวิเคราะห์ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรอง แบบลาแกร์ในระบบคิเอสซีดีเอ็มเอ	80
5.5 สรุป.....	89
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	90
6.1 สรุปผลการวิจัย	90
6.2 ข้อเสนอแนะ	92
บรรณานุกรม.....	93
ภาคผนวก	95
ภาคผนวก ก. ทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (The Central Limit Theorem)	96
ภาคผนวก ข. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	97
ประวัติผู้เขียน	98

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 Modulo 2 Adder	22
3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติตัวกรองแบบดิจิทัล.....	40
5.1 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 15 เส้นทาง	80
5.2 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 24 เส้นทาง	80

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ลักษณะการเดินทางของคลื่นหลายวิถีในโหมดอัปลิงค์ (Uplink).....	2
2.1 ระบบการส่งและรับสัญญาณดิจิทัล [1].....	8
2.2 การทำสเปกตรัมที่มีตัวประกอบการแผ่ $N = 21$	13
2.3 สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณกววน.....	14
2.4 ตัวอย่างการปรับเปลี่ยนความถี่คลื่นพาห์ไปตามเวลาของการทำสเปกตรัมแบบ กระโดดเปลี่ยนความถี่.....	15
2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณพัลส์.....	17
2.6 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ.....	17
2.7 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ และ ดิมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่.....	18
2.8 การรบกวนระหว่างผู้ใช้งานด้วยกันเอง [3].....	20
2.9 การกดสัญญาณส่งให้มึกำลังงานต่ำกว่าระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวน.....	20
2.10 วงจรสร้างรหัสแบบลำดับพีเอ็น.....	22
2.11 ค่าอัตราสัมพันธ์ของรหัส M-Sequence ที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่าง ๆ.....	24
2.12 รหัสตั้งฉาก.....	25
2.13 วงจรภาคส่งของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK.....	26
2.14 สัญญาณที่ได้จากในแต่ละส่วนของวงจรภาคส่งของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	26
2.15 วงจรภาครับของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK.....	27
2.16 สัญญาณที่ได้จากในแต่ละส่วนของวงจรถ่ายของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	27
2.17 โครงสร้างของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบพื้นฐาน.....	29
2.18 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน.....	33
2.19 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถีรบกวน.....	34
2.20 แบบจำลองอย่างง่ายของระบบการสื่อสารดิจิทัล.....	35
2.21 ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ.....	35
2.22 การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่เป็นแบบมีการจางหาย แบบเลือกความถี่.....	36

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.23 โมเดลของช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถี.....	37
2.24 แสดงโมเดลแบบแทปดีเลย์ไลน์ของช่องสัญญาณที่มีลติพาท.....	38
3.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองดิจิทัล FIR และ IIR.....	40
3.2 ตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด	41
3.3 ตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด	43
3.4 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณในช่วงเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์การคูณ	45
3.5 การแบ่งประเภทของตัวปรับแต่งสัญญาณ [9]	48
3.6 โครงสร้างของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้	55
3.7 ตัวปรับแต่งสัญญาณที่อาศัยสัญญาณเทรนนิ่ง.....	56
3.8 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบบอด.....	56
3.9 โครงสร้างแบบตัวกรองอิมพัลส์จำกัด	57
4.1 โครงสร้างของ Laguerre Tapped-delay Line Memory.....	61
4.2 โครงสร้างวงจรกรองแบบลาแกร์	62
4.3 วงจรสมมูลของตัวกรองแบบลาแกร์[13].....	64
4.4 โครงสร้างของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์.....	64
5.1 แบบจำลองการสื่อสารสำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ	68
5.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอที่มีผู้ใช้งาน 4 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่ต่างกันตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้งานเพียงรายเดียว.....	69
5.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับแมตซ์ฟิลเตอร์ที่มีผู้ใช้งาน 1, 2, 4, 6 และ 8 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส $\rho = 0.2$ เปรียบเทียบกับวิธีการประมาณ	70
5.4 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีจำนวน 9 เส้นทาง	72
5.5 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 2, 3, 4 และ 5 เส้นทาง เปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรบกวน	72
5.6 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ LMS ที่ค่า Step size (μ) ค่าต่าง ๆ	74

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.7 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ RLS ที่ค่า Positive constant (δ) ค่าต่าง ๆ.....	74
5.8 แสดงสมรรถนะของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ LMS กับ RLS	75
5.9 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ RLS และ LMS.....	76
5.10 การเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ LMS กับ RLS	78
5.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้ตัวปรับแต่ง สัญญาณแบบปรับตัวได้และใช้รหัส PN ในการสเปกตรัมที่มึขนาดต่างกัน	79
5.12 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีที่ 15 และ 25 เส้นทาง.....	81
5.13 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่ใช้ตัวปรับแต่ง สัญญาณแบบปรับตัวได้ ร่วมกับวงจรกรองค่าผ่านส่วนหน้าของวงจรกรองแบบลาแกร์เพื่อหาค่า โพลที่เหมาะสม โดยเปรียบเทียบค่าโพลที่ต่างกัน	82
5.14 เปรียบเทียบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานกับแบบวงจรกรองลาแกร์ โดยใช้อัลกอริทึม LMS และ RLS ในการปรับตัว.....	83
5.15 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ในการ ปรับตัวโดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์	84
5.16 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว โดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์	85
5.17 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS กับ RLS ในการ ปรับตัว โดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์	86
5.18 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ในการปรับตัว โดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ ในกรณี ที่มีความยาวของผลตอบสนองของอิมพัลส์ต่างกัน	87
5.19 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว โดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ ในกรณี ที่มีความยาวของผลตอบสนองของอิมพัลส์ต่างกัน	88

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในยุคปัจจุบันเป็นยุคแห่งความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยี มนุษย์ได้นำเอาเทคโนโลยีที่มีอยู่มาประยุกต์ใช้กับการสื่อสาร ทำให้การติดต่อสื่อสารในปัจจุบันมีประสิทธิภาพสูง ทั้งความสะดวกสบาย รวดเร็ว ถูกต้อง ชัดเจนและแน่นอน ซึ่งการติดต่อสื่อสารโดยใช้โทรศัพท์เคลื่อนที่ก็ได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันเป็นอย่างมากจนกลายเป็นปัจจัยที่ห้าของชีวิตไปแล้ว ทำให้การค้นคว้าและวิจัยเกี่ยวกับเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายนั้นจำเป็นต้องก้าวไปให้ทันเพื่อรองรับความต้องการและความคาดหวังต่อประสิทธิภาพของโทรศัพท์เคลื่อนที่มีมากขึ้นตามลำดับ โดยเฉพาะสถานการณ์ในปัจจุบันที่มีการแข่งขันกันอย่างสูงของผู้ประกอบการ

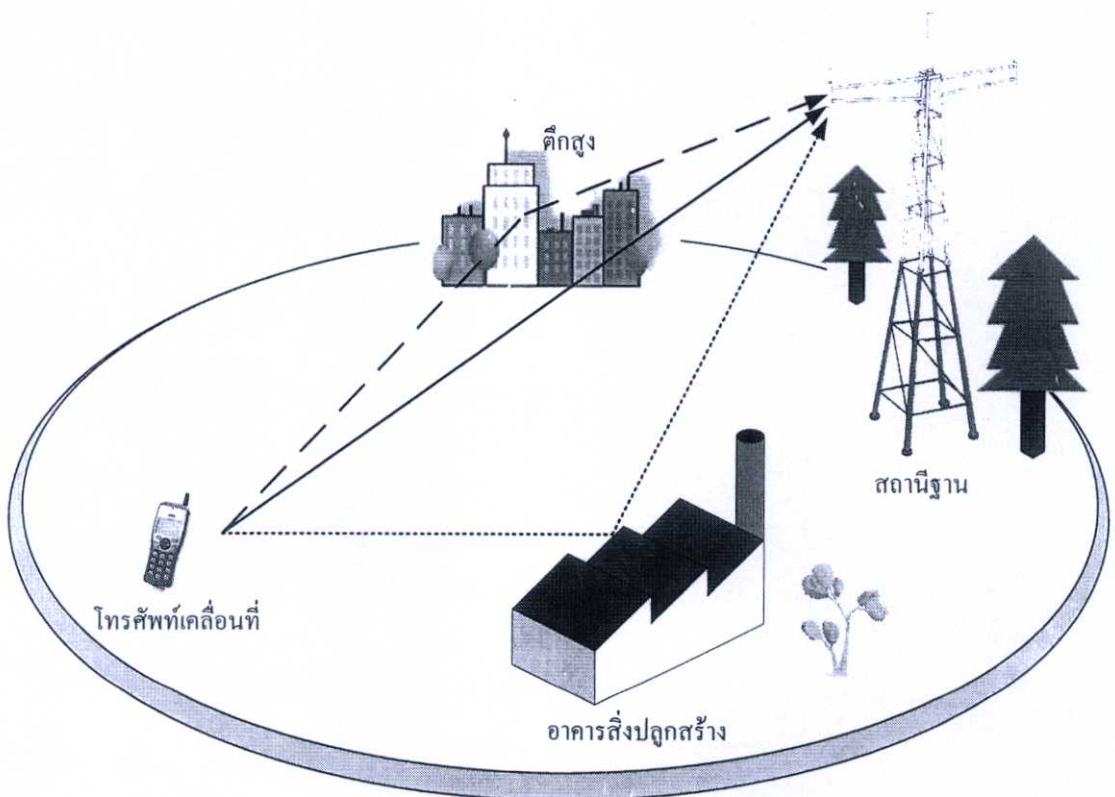
ทางด้านการค้นคว้าและวิจัยเพื่อพัฒนาประสิทธิภาพของการสื่อสารผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้น ได้มีการพัฒนาในด้านคุณภาพเสียง (Voice) ที่มีความชัดเจนปราศจากสัญญาณรบกวน (Noise) ทางด้านการส่งข้อมูล (Data) ก็ได้มีการพัฒนาเพื่อเพิ่มขีดความสามารถในการส่งข้อมูลให้มีความจุได้สูงและเร็วขึ้น ปราศจากการติดขัดอันเนื่องมาจากสภาวะแวดล้อมของตัวกลางที่ทำการส่ง และในปัจจุบันประเทศไทยกำลังเข้าใกล้การสื่อสารในระบบการสื่อสารยุคที่สาม (Third Generation) ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มุ่งเน้นในการพัฒนาการสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence-Code Division Multiple Access: DS-CDMA) เพราะเป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีความสามารถในการรองรับปริมาณผู้ใช้งานที่มากกว่า และรองรับการสื่อสารทั้งข้อมูลและเสียงความเร็วสูงได้

ซึ่งในการส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ นั้น มีความไม่แน่นอนสูงและมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอยู่ตลอดเวลา ทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ปัญหาหนึ่งที่จะเกิดขึ้นเสมอเมื่อมีการส่งข้อมูลผ่านระบบสื่อสาร คือ ข้อมูลที่ได้ถูกตรวจจับที่ภาครับนั้นอาจมีรูปแบบที่ผิดเพี้ยนไป ในการปรับปรุงประสิทธิภาพของสัญญาณข้อมูลดิจิทัลที่รับได้จากผู้ใช้หลาย ๆ คน ทางด้านสถานีภาครับ สัญญาณที่รับได้จะมีความผิดเพี้ยนจากสภาวะรบกวนของสภาพแวดล้อมที่เกิดขึ้นมากมายในการสื่อสาร โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นการแก้ปัญหาที่เป็นอุปสรรคหลักของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเออยู่ 3 ประการ ประการแรก คือ สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดจากอุณหภูมิ (Thermal Noise) เกิดจากการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนอิสระในตัวนำ ซึ่งเกิดขึ้นเพราะว่าพลังงานและระดับของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนจะเพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วน โดยตรงกับอุณหภูมิของตัวนำ ซึ่งทั้งกระแสและ

แรงดันที่เกิดจากการเคลื่อนที่นี้จะมีรูปคลื่นสุ่มตลอดเวลา ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกำลังงานตลอดแถบความถี่จะมีค่าราบเรียบตลอดย่าน

ประการที่สองการสอดแทรกกันระหว่างผู้ใช้ (Multiple Access Interference: MAI) เกิดจากรหัสที่ใช้ในการทำสเปกตรัม (Spread Spectrum) ในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ มีความคล้ายคลึงกัน จึงทำให้เกิดการสอดแทรกกันระหว่างผู้ใช้ ซึ่งถ้ามีผู้ใช้จำนวนเพิ่มมากขึ้นความคล้ายคลึงของชุดรหัสจะมากขึ้นทำให้สัญญาณที่รับได้มีความผิดเพี้ยน แต่ถ้าเพิ่มจำนวนชุดคำรหัส (Spreading Code) มากขึ้นจะทำให้ MAI ลดลง

ประการสุดท้ายคือ การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) มีสาเหตุเกิดจากสัญญาณที่เครื่องส่ง ๆ มายังเครื่องรับเกิดการสะท้อนไปมาระหว่างตึกสูง สิ่งก่อสร้าง หรือ สิ่งสะท้อนอื่น ๆ เช่น รถยนต์ เป็นต้น ดังรูปที่ 1.1 สัญญาณที่เครื่องรับสามารถรับได้จะประกอบด้วยสัญญาณสะท้อนมากกว่าหนึ่งสัญญาณ โดย ค่าขนาด และ ค่าหน่วงเวลาของแต่ละสัญญาณ ก็จะมีค่าแตกต่างกันไป โดยสัญญาณอันเกิดจากการสะท้อนหลาย ๆ สัญญาณนั้นจะเรียกรวม ๆ ว่าสัญญาณหลายวิถี (Multipath) ด้วยสาเหตุนี้เองทำให้ในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ จะต้องมีการปรับแต่งช่องสัญญาณเป็นองค์ประกอบเพิ่มเติมขึ้นมาในส่วนของภาครับเครื่องรับสัญญาณ [1]



รูปที่ 1.1 ลักษณะการเดินทางของคลื่นหลายวิถีในโหมดอัปลิงค์ (Uplink)

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากอุปสรรคของระบบการสื่อสารสำหรับผู้ใช้งานหลายคนในระบบการสื่อสารแบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น การวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นการพัฒนาเพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของการสื่อสาร โดยใช้ตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ (Equalizer) ในการปรับแต่งสัญญาณ (Equalization) เพื่อลดผลของการบิดเบี้ยวของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดจากคลื่นหลายวิถีและลดผลของการบิดเบี้ยวของสัญญาณซึ่งเกิดจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การพัฒนาตัวปรับแต่งช่องสัญญาณ ให้มีประสิทธิภาพที่ดีและเหมาะสมสำหรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ นั้น ตัวปรับแต่งช่องสัญญาณจะต้องมีคุณสมบัติของการปรับเปลี่ยนคุณสมบัติไปตามสภาพของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น ซึ่งจำเป็นต้องมีการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองเพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณตลอดเวลา โดยตัวปรับแต่งช่องสัญญาณจะต้องมีคุณสมบัติของการลู่เข้าที่รวดเร็ว มีค่าความผิดพลาด (MSE) ต่ำ และมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อย เพื่อให้ได้ตัวปรับแต่งช่องสัญญาณที่มีคุณสมบัติดังกล่าว วิทยานิพนธ์นี้จึงได้ทำการศึกษาวิจัย โดยการศึกษาข้อดีข้อเสียของตัวปรับแต่งช่องสัญญาณแบบต่าง ๆ เพื่อนำมาปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น จากการศึกษาพบว่าเมื่อนำโครงสร้างของวงจรถองแบบลาแก็ร์ (Laguerre Filter) มาประยุกต์ใช้กับตัวปรับแต่งช่องสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) น่าจะมีความเหมาะสมสำหรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ เพราะ โครงสร้างแบบลาแก็ร์มีคุณสมบัติที่ดีในการลดการบิดเบี้ยวของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ ที่เกิดจากคลื่นสะท้อนหลายวิถีที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว (Long Impulse Response) และมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานและน้อยกว่าโครงสร้างแบบอื่น ๆ เช่น Rake Receiver [2]

1.4 แนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โครงสร้างตัวปรับแต่งช่องสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐาน (Transversal) เป็นโครงสร้างที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response filter: FIR) ซึ่งสามารถปรับแก้รูปสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อให้การดึงสัญญาณเดิมกลับคืนมา มีความถูกต้อง และมีเสถียรภาพ แต่โครงสร้างนี้จะมีข้อจำกัดในกรณีที่เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรง ส่วนโครงสร้างแบบลาแก็ร์นั้น เป็นโครงสร้างที่เหมาะสมสำหรับแก้ปัญหาในกรณีเมื่อเกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรงได้ ซึ่งเมื่อนำมารวมกันจะทำให้ตัวปรับแต่งช่องสัญญาณแบบปรับตัวได้ มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นกว่าเดิม เช่น มีค่าความผิดพลาดที่ต่ำกว่า ความซับซ้อนในการ

ค่านวนน้อยกว่า ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพราะสัญญาณที่มีค่าความผิดพลาดน้อยจะทำให้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอมีความจุที่เพิ่มขึ้นซึ่งหมายถึงระบบสามารถเพิ่มจำนวนผู้ใช้ได้มากขึ้นด้วย

1.5 ขอบเขตการวิจัย

การสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบซีดีเอ็มเอ เป็นระบบการสื่อสารดิจิทัลไร้สายในยุคที่สาม (Third Generation: 3G) ซึ่งสามารถรองรับอัตราการรับส่งข้อมูลได้มากตามปริมาณของความต้องการใช้งานของผู้ใช้งานในปัจจุบันที่มีการใช้อินเทอร์เน็ตผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซึ่งจะต้องรับส่งเป็นข้อมูลเป็นจำนวนมาก และมีจำนวนผู้ใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่เพิ่มมากขึ้นเรื่อย ๆ เนื่องจากมีราคาค่าบริการถูกลงมาก

สำหรับการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นไปที่การนำเสนอแนวความคิดและการปรับปรุงสมรรถนะให้แก่ระบบซีดีเอ็มเอ ที่มีการจำลองการสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายราย โดยนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐานมารวมกับวงจรกรองแบบตาแกร์เพื่อปรับปรุงสมรรถนะให้กับระบบดังกล่าวให้มีประสิทธิภาพดีขึ้น ส่วนรูปแบบของการมอดูเลตแบบดิจิทัลนั้นถูกกำหนดให้เป็นแบบ บีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying: BPSK) และได้ใช้โปรแกรม MATLAB ในการจำลองแบบ (Simulation) การทำงานของระบบทั้งหมดซึ่งอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ (Base Band Signal) โดยกำหนดให้สัญญาณที่ทำการส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับประกอบไปด้วย ช่องสัญญาณของคลื่นหลายวิถี อีกทั้งยังถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยการเปรียบเทียบสมรรถนะของระบบที่ได้จากการจำลองนั้นแสดงให้เห็นถึงค่าอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) ซึ่งเป็นไปตามฟังก์ชันการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio: SNR)

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งขั้นตอนการศึกษาออกเป็น 6 บทด้วยกัน โดยมีเนื้อหา ดังนี้

บทที่ 1 เป็นส่วนของความเป็นมาของงานวิจัย ปัญหาและผลกระทบที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบการสื่อสารแบบซีเอส-ซีดีเอ็มเอ ซีดีเอ็มเอ และแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของการสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบซีเอส-ซีดีเอ็มเอ ซึ่งจะเป็นการแนะนำเกี่ยวกับความรู้เบื้องต้นของหลักการสื่อสารดิจิทัลว่ามีองค์ประกอบใดบ้าง รวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารซีเอสซีดีเอ็มเอ

บทที่ 3 เนื้อหาจะกล่าวถึงการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ มาแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ โดยจะกล่าวถึงพื้นฐาน และคุณสมบัติที่สำคัญของตัวปรับแต่งสัญญาณ โดยมีพื้นฐานมาจากวงจรรองแบบดิจิทัล และอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบต่าง ๆ และวิธีการวัดสมรรถนะต่างๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงทฤษฎีของลาแกร์ โครงสร้างของวงจรรองแบบลาแกร์ และวิธีการปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอโดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้บนพื้นฐานของวงจรรองแบบลาแกร์

บทที่ 5 กล่าวถึงแบบจำลองของระบบที่ใช้ ผลที่ได้จากการจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยการทดสอบในรูปแบบของค่าอัตราความผิดพลาดบิต และการรู้เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง

บทที่ 6 เป็นบทสรุปผลการการวิจัย และข้อเสนอแนะในการวิจัยต่อสำหรับผู้สนใจที่จะทำวิจัยทางด้านนี้ในการทำวิจัยต่อไป

บทที่ 2

การสื่อสารดิจิทัลระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ (DS-CDMA)

การติดต่อสื่อสารมีความสำคัญมากสำหรับมนุษย์ นับตั้งแต่สมัยโบราณได้มีการติดต่อสื่อสารกันในลักษณะต่าง ๆ หลายรูปแบบ ยกตัวอย่าง เช่น การใช้เสียง การใช้ท่าทาง สิ่งเหล่านี้ล้วนแล้วแต่เพื่อเป็นการส่งข้อมูลสารสนเทศ ที่จะทำให้รับรู้ เข้าใจซึ่งกันและกันได้ นับวันความต้องการการสื่อสารยังมีมากขึ้น รูปแบบต่าง ๆ ในการสื่อสารได้ถูกพัฒนาขึ้นมาใช้เพื่อส่งข้อมูลสารสนเทศให้ได้ระยะทางไกลขึ้น และรวดเร็วขึ้น เช่น การใช้สัญญาณคว้น การใช้สัญญาณแสง และการสื่อสารด้วยไฟฟ้า เป็นต้น ปัจจุบันนับได้ว่าการสื่อสารด้วยไฟฟ้าได้พัฒนาก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว และมีบทบาทต่อชีวิตประจำวันมาก จนอาจกล่าวได้ว่าการสื่อสารเป็นอีกปัจจัยหนึ่งในการดำรงชีวิตของมนุษย์ในปัจจุบัน และก็เป็นการใช้สื่อสารด้วยไฟฟ้าแทบทั้งสิ้น

เทคโนโลยีระบบซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายระบบดิจิทัลที่ให้คุณภาพเสียง และการรับส่งข้อมูลสารสนเทศความเร็วสูง โดยเทคโนโลยีนี้เป็นที่นิยมอย่างมากในประเทศเกาหลี ญี่ปุ่น และสหรัฐอเมริกา รวมทั้งในตลาดที่มีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ได้แก่ จีน อินเดีย ลาตินอเมริกา และประเทศอื่น ๆ ทั่วโลก

เทคโนโลยีซีดีเอ็มเอจะเข้ามามีบทบาทอย่างยิ่งในชีวิตประจำวันของผู้บริโภคชาวไทย และที่สำคัญซีดีเอ็มเอได้รับการพัฒนาขึ้นให้มีความพร้อมในการให้บริการแก่ผู้บริโภคทุกราย ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการที่จะวิจัยเพื่อนำเสนอทางเลือกอีกทางหนึ่งในการปรับปรุงประสิทธิภาพในระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอ ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ประเทศไทยเริ่มนำมาใช้แล้วในปัจจุบัน

2.1 หลักการสื่อสารระบบดิจิทัล

ในการศึกษาวิจัยด้านวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสารนั้น ปรัชญาทางวิศวกรรมก็คือการทำให้มีคุณภาพตามต้องการอย่างปลอดภัย และประหยัด สำหรับวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสาร การประหยัดก็คือ การใช้ทรัพยากรอย่างมีประสิทธิภาพ เช่น พลังงาน และความถี่ ความถี่นี้นับว่าเป็นทรัพยากรที่มีค่ามากสำหรับการสื่อสาร การใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพนั้น ถ้าเป็นในอาคารที่มีแหล่งจ่ายไฟฟ้าอย่างเหลือเฟือ อาจไม่เห็นความจำเป็นเท่าไร แต่ถ้าเป็นกรณีของวิทยุรับส่ง โทรศัพท์เคลื่อนที่ หรือดาวเทียม การใช้พลังงานอย่างมีประสิทธิภาพนับว่าเป็นเรื่องสำคัญมาก

อาจสรุปความต้องการที่สำคัญสำหรับการสื่อสารด้วยไฟฟ้าไว้ดังนี้

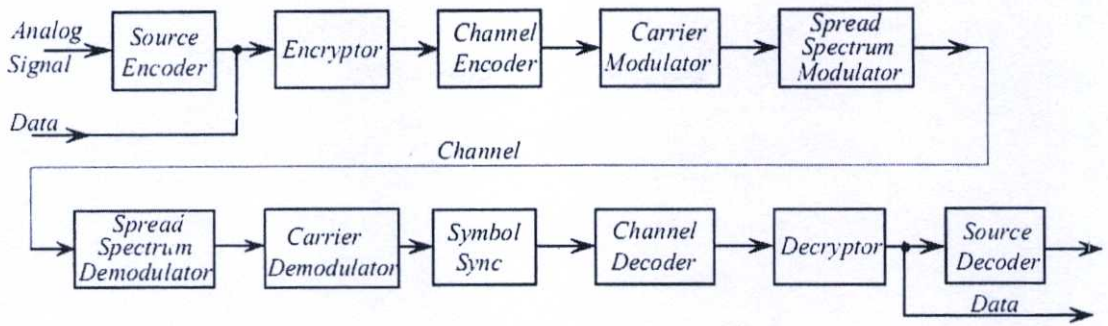
- 1) ความรวดเร็ว หมายถึง สามารถส่งข้อมูลสารสนเทศได้จำนวนมากโดยใช้เวลาน้อยที่สุด
- 2) ความถูกต้อง หมายถึง ข้อมูลสารสนเทศที่ได้รับมีความถูกต้องและครบถ้วน
- 3) ความเชื่อถือได้ หมายถึง ข้อมูลสารสนเทศต้องไม่เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา สิ่งแวดล้อม การใช้สัญญาณดิจิทัลในการสื่อสารนั้นมีข้อได้เปรียบกว่าสัญญาณแอนะล็อกหลายประการ เป็นต้นว่าสัญญาณดิจิทัลมีระดับที่แน่นอน การได้สัญญาณเดิมกลับคืนมาอย่างถูกต้องนั้นสัญญาณดิจิทัลทำได้ดีกว่าสัญญาณแอนะล็อก กล่าวอีกนัยหนึ่ง คือสัญญาณดิจิทัลทนต่อสัญญาณรบกวนได้ดีกว่าสัญญาณแอนะล็อก โดยข้อดีของการสื่อสารระบบดิจิทัลสามารถสรุปได้ดังนี้

- 1) ในระบบสื่อสารทางไกล การส่งผ่านข่าวสารด้วยสัญญาณแอนะล็อกเป็นเรื่องที่กระทำได้ยาก เพราะประสบกับปัญหาการสะสมของสัญญาณรบกวนไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น การใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณเป็นระยะ ๆ ระหว่างทาง แม้จะช่วยแก้ปัญหาการลดทอนของสัญญาณได้ แต่อุปกรณ์ดังกล่าวจะขยายขนาดของสัญญาณรบกวนพร้อม ๆ กับสัญญาณที่ต้องการด้วย ซึ่งส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณเลวลงเรื่อย ๆ ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น แต่สำหรับการส่งข่าวสารด้วยสัญญาณดิจิทัลนั้น ไม่มีปัญหาดังกล่าวเลย เพราะสามารถใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณระหว่างทางที่เรียกว่า Regenerative Repeaters เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างทางได้ กล่าวคือ ถ้าหากจัดวางอุปกรณ์นี้ให้มีระยะห่างกันอย่างพอเหมาะแล้ว การส่งผ่านสัญญาณจะสมบูรณ์และไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้น

- 2) เทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้ก้าวหน้าไปอย่างมาก และได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องโดยได้มีนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น เทคโนโลยีการบีบอัดสัญญาณ (Compression) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Encryption) และการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel Coding) เป็นต้น

- 3) ระบบการสื่อสารดิจิทัลสามารถรองรับการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีรูปแบบแตกต่างกันได้หลากหลาย เช่น เสียง ภาพ ข้อมูลคอมพิวเตอร์ และวีดิทัศน์ เป็นต้น โดยจะสามารถส่งผ่านสัญญาณเหล่านี้ไปพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวกันได้

โดยส่วนประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารดิจิทัลสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ระบบการส่งและรับสัญญาณดิจิทัล [1]

Source Encoder จะทำหน้าที่แปลงสัญญาณแอนะล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัล รวมถึงการส่งสัญญาณจากหลาย ๆ แหล่งเข้าสู่ระบบ นั่นคือในส่วนนี้จะรวมการมัลติเพล็กซ์สัญญาณร่วมด้วย ในกรณีสัญญาณที่ต้องการส่งอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลแล้ว เช่น สัญญาณจากการกดคีย์บอร์ด ก็ไม่จำเป็นต้องมีส่วนนี้เพราะสัญญาณดิจิทัลจะถูกส่งเข้าระบบโดยตรง

Encryptor จะทำหน้าที่จัดการสัญญาณเพื่อความปลอดภัยจากผู้ที่ไม่ต้องการให้รับข่าวสารนี้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับความต้องการของระบบว่าต้องการความสามารถนี้หรือไม่

Channel Encoder จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลที่เข้ามาให้อยู่ในรูปแบบที่เหมาะสมกับช่องสัญญาณที่จะส่ง ซึ่งจะพิจารณาถึงความสามารถในการผ่านสัญญาณของช่องสัญญาณนั้น การเข้ารหัสช่องสัญญาณเป็นการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณในสองลักษณะ คือ การลดจำนวนข้อมูลเพื่อให้ส่งสัญญาณได้รวดเร็ว และการเปลี่ยนสัญญาณให้สามารถตรวจสอบความผิดพลาดได้ สัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสช่องสัญญาณเป็นสัญญาณดิจิทัลที่ประกอบด้วยสัญลักษณ์ต่าง ๆ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าเป็นสัญญาณไบนารีก็จะประกอบด้วยขบวน '0', '1' โดยการแทน '0', '1' ด้วยระดับแรงดันไฟฟ้าที่ต่างกันซึ่งเป็นการส่งสัญญาณไฟฟ้าแทนข้อมูลไปในช่องสัญญาณ ในลักษณะขบวนพัลส์ เรียกการส่งลักษณะนี้ว่าเป็น การส่งสัญญาณดิจิทัลแบบเบสแบนด์ (Baseband Digital Communications) ในช่องสัญญาณที่มีข้อจำกัดอาจต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณ โดยการแทนข้อมูลดิจิทัลด้วยสัญญาณแอนะล็อก เช่น ช่องสัญญาณเสียง อาจแทน '0', '1' ด้วยสัญญาณเสียงที่มีความถี่ต่างกัน ทำให้สามารถส่งสัญญาณเสียงซึ่งแทนข้อมูลนี้ไปในช่องสัญญาณได้ การแทนข้อมูลดิจิทัลด้วยสัญญาณแอนะล็อกนี้ก็คือ การมอดูเลตสัญญาณกับสัญญาณพาห้โดย Carrier Modulator เรียกการส่งสัญญาณที่มีการมอดูเลตสัญญาณนี้ว่า การส่งสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์พาส (Band-pass Digital Communications) สำหรับ Spread Spectrum Modulator เป็นการมอดูเลตเพื่อป้องกันการรับสัญญาณโดยผู้ที่ไม่ประสงค์ให้รับ ไม่สามารถรับได้ ทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัยสูง แต่เครื่องรับ เครื่องส่งจะต้องมีความซับซ้อนมากขึ้น ในทางด้านรับก็จะเป็นขบวนการย้อนกลับที่สอดคล้องกับทางด้านส่ง โดยการ Demodulate, Decode ขึ้นอยู่กับด้านส่ง แต่มีส่วน

สำคัญที่เพิ่มขึ้นก็คือ Synchronization เพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา จะต้องมีการตรวจจับสัญญาณให้สอดคล้องตรงกันกับด้านส่ง ส่วนนี้จึงนับว่าเป็นส่วนที่มีความสำคัญมากในการระบบการส่งสัญญาณแบบดิจิทัล

2.2 ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: CDMA) [3]

ซีดีเอ็มเอเป็นเทคโนโลยีที่ใช้กับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบหนึ่ง ซึ่งข้อมูลที่ส่งออกมาจากสถานีฐานจะประกอบด้วยข้อมูลของผู้ใช้หลายราย ในระบบซีดีเอ็มเอนี้ ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับชุดรหัส (Code) ชุดหนึ่งที่ไม่เหมือนกับชุดรหัสของผู้ใช้รายอื่น เมื่อใช้ชุดรหัส ดังกล่าวถอดรหัสสัญญาณจากสถานีฐาน ทำให้ผู้ใช้แต่ละรายได้รับข้อมูลในส่วนของตัวเองได้ ซีดีเอ็มเอเป็นเทคโนโลยีที่แก้ไขข้อจำกัดของการสื่อสารแบบไร้สายในปัจจุบันด้วยวิธีง่าย ๆ และมีประสิทธิภาพ โดยระบบซีดีเอ็มเอจะแปลงเสียงเป็นรหัสเฉพาะในรูปของแพ็คเกจจากนั้นสัญญาณรหัสนี้ของการพูดทั้งหมดจะถูกจัดสรรให้กระจายไปยังช่วงกว้าง ๆ ของย่านความถี่สัญญาณรบกวนอื่น ๆ นอกเหนือจากคำสนทนาจะถูกดึงออกที่ปลายทาง โดยรหัสที่ระบุไว้แล้ว เมื่อกลุ่มสัญญาณนี้เดินทางมาถึงเครื่องรับสัญญาณเสียงหรือข้อมูลที่ได้รับมานี้จะถูกนำมารวมในรูปของคำสนทนา ก่อนที่สัญญาณจะถูกส่งด้วยเทคนิคนี้ จึงสามารถทำให้ระบบนี้สามารถรองรับจำนวนการโทรเข้าออกได้หลาย ๆ การสนทนาในเวลาเดียวกันภายในการส่งสัญญาณ ผ่านย่านคลื่นวิทยุเพียงหนึ่งคลื่น ผลก็คือระบบซีดีเอ็มเอจะสามารถรองรับปริมาณคู่สายได้จำนวนมาก

ในช่วงกลางปี พ.ศ. 2523 (ค.ศ. 1980) นักวิจัยหลาย ๆ ประเทศได้มองเห็นขีดความสามารถของระบบการสื่อสารที่เรียกว่า “เซลลูลาร์ (Cellular)” ซึ่งในตอนนั้นยังไม่เป็นระบบสื่อสารในเชิงพาณิชย์ แต่เป็นระบบที่ใช้มากในทางทหารของกองทัพสหรัฐอเมริกา โดยอาศัยเทคโนโลยีแบบหนึ่งซึ่งเรียกว่า “การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum)” เพื่อให้ถูกดักฟังได้ยาก และทนต่อการถูกรบกวน โดยสัญญาณที่มีความกว้างแถบแคบ ซึ่งจะทำให้ข้อมูลที่มีความกว้างแถบแคบ ถูกแผ่ออกเป็นข้อมูลที่มีความกว้างแถบกว้างขึ้นกว่าเดิม ระบบซีดีเอ็มเอ เป็นระบบที่อนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากส่งข้อมูลลงบนแบนด์วิดท์ (Bandwidth) เดียวกัน และเวลาเดียวกันได้ ข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย จะถูกแยกแยะออกจากกันด้วยชุดของรหัสที่แตกต่างกันสำหรับผู้ใช้ในแต่ละราย ที่เรียกว่า รหัสแผ่ (Spreading Code) ซีดีเอ็มเอนิยมเรียกกันว่า IS-95 ซึ่งชื่ออย่างเป็นทางการคือ Mobile Station-Base Station Compatibility Standard for Wideband Spread Spectrum Cellular Systems หรือ TIA (Telecommunications Industry Association) / EIA-95B ช่วงต้นปี พ.ศ. 2533 (ค.ศ. 1990) บริษัท Qualcomm จาก Sandi ago, California USA เป็นผู้พัฒนาระบบซีดีเอ็มเอ โดยใช้ Spread Spectrum Technique

หลายปีต่อมา ระบบซีดีเอ็มเอได้ถูกพัฒนาและเป็นระบบที่แพร่หลายไปทั่วโลก ในปัจจุบัน การสื่อสารในหลาย ๆ ประเทศกำลังก้าวเข้าสู่การสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 ได้มีการนำระบบซีดีเอ็มเอไปใช้งาน ซึ่งมีหน่วยงานที่รับผิดชอบในการพัฒนา คือ ITU (International Telecommunications Union) โดยพัฒนามาตรฐานภายใต้ชื่อว่า IMT-2000 (International Mobile Telephony-2000) โดยมุ่งเน้นในการเพิ่มประสิทธิภาพการสื่อสารไร้สายในยุคที่ 3 โดยแบ่งหน้าที่การพัฒนาให้กับ 2 หน่วยงานที่รับผิดชอบ ดังนี้ การสื่อสารแถบกว้างซีดีเอ็มเอ (Wideband CDMA) พัฒนาโดย ETSI (European Telecommunication Standardization Institute) ซีดีเอ็มเอ-2000 (CDMA-2000) พัฒนาโดย TTA

ซีดีเอ็มเอมีวิธีการแบ่งแต่ละสัญญาณด้วยรหัส (Code Division) ผู้ใช้โทรศัพท์ซีดีเอ็มเอ จะได้รับชุดรหัสที่แตกต่างกัน โดยชุดรหัสที่ผู้ใช้แต่ละรายได้รับจะไม่ซ้ำกัน ซึ่งจะมีการกำหนดชุดรหัส (PN Long Code) ให้กับผู้ใช้แต่ละราย ขณะเดียวกันสถานีฐานก็มีชุดรหัส (PN Short Code) แยกต่างหาก เพื่อแยกจากรับสัญญาณจากสถานีฐานไหน ซีดีเอ็มเอใช้วิธี Spreading Signal โดยการแปลงสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณดิจิทัล และถูกขยาย (Spread) ด้วยรหัสผู้ใช้โทรศัพท์แต่ละราย ทำให้ข้อมูลที่ให้มีจำนวนบิตเพิ่มขึ้นก่อนส่งออกอากาศ จึงจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณที่กว้าง ซึ่งข้อดีของการ Spreading คือ สัญญาณจะขยายเพิ่มมากขึ้นถึง 21 dB จึงไม่จำเป็นต้องใช้กำลังส่งสูง ในระบบซีดีเอ็มเอยังมีระบบการควบคุมกำลังส่งที่ช่วยให้การส่งสัญญาณเป็นไปอย่างเหมาะสม เช่น หากโทรศัพท์เคลื่อนที่อยู่ที่ใกล้กับสถานีฐาน (Base Transceiver Station: BTS) จะใช้กำลังส่งน้อย ผู้ใช้จึงสนทนาได้นานขึ้น โดยใช้พลังงานจากแบตเตอรี่น้อยลง ทั้งยังเป็นการช่วยยืดอายุการใช้งานของโทรศัพท์ได้อีกด้วย

2.2.1 คุณลักษณะเฉพาะและขนาดความจุของระบบซีดีเอ็มเอ

การสื่อสารภายใต้สภาพแวดล้อมที่เป็นอุดมคติ การเลือกใช้เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA) แบบแบ่งเวลา (TDMA) หรือแบบแบ่งด้วยรหัส (CDMA) แล้วแต่ให้ความจุของระบบที่มีขนาดเท่ากัน อย่างไรก็ตาม ในสภาพแวดล้อมที่ไม่เป็นอุดมคติ เช่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางที่ต่างกันจะให้ความจุที่ไม่เท่ากัน สำหรับในกรณีของซีดีเอ็มเอขนาดความจุของระบบขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณรบกวน (Interference) เป็นหลัก นั่นคือระบบจะยังคงสามารถทำงานได้โดยปกติราบไคที่ปริมาณสัญญาณรบกวนยังอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่มีผู้ใช้จำนวนหลายรายรับส่งสัญญาณบนคลื่นความถี่เดียวกัน กล่าวคือ ระบบอนุญาตให้ผู้ใช้ที่อยู่ภายในเซลล์ที่ติดกันหรือแม้แต่ต่ออยู่ในเซลล์เดียวกันสามารถใช้ความถี่ซ้ำเดิมได้ คุณสมบัติดังกล่าวนี้แตกต่างจากระบบ FDMA/TDMA อย่างสิ้นเชิง ลักษณะเฉพาะของระบบซีดีเอ็มเอ ซึ่งสามารถสรุปคุณลักษณะแยกออกเป็นข้อย่อได้ดังนี้

- Voice Activity Detection (VAD) โดยธรรมชาติในระหว่างการสนทนาของมนุษย์นั้นจะมีเพียงประมาณ 35 % ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น ที่มีการกำเนิดสัญญาณเสียงพูด เนื่องจากคู่สนทนาแต่ละฝั่งจะใช้เวลาโดยเฉลี่ยครึ่งหนึ่งในการฟังอีกฝ่ายหนึ่งพูด อีกทั้งบางช่วงเวลาที่ผู้พูดจะมีการเว้นช่วงการพูดหรือมีการหยุดหายใจ การที่ผู้ใช้ไม่ได้พูดตลอดเวลาส่งผลให้ปริมาณสัญญาณรบกวนระหว่างกันของผู้ใช้ ณ เวลานั้น ๆ ก็ลดลงด้วย ซึ่งโดยหลักการแล้วอาจลดลงถึง 65% นั้นหมายความว่าสามารถเพิ่มขนาดความจุของระบบขึ้นอีกประมาณ 3 เท่า

- Soft Capacity ในกรณีของ FDMA/CDMA ความจุของระบบถูกกำหนดโดยตรงจากขนาดสเปกตรัมแบนด์วิดท์ที่มีอยู่ (Bandwidth Limited) ดังนั้น จึงมักเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบฮาร์ด (Hard Capacity) คำว่าฮาร์ดสื่อความหมายว่าระบบจะไม่สามารถรองรับการร้องขอใช้งานของผู้ใช้รายใหม่เพิ่มเติมได้อีก หากช่องสัญญาณที่มีอยู่ถูกใช้งานทั้งหมดแล้ว แต่สำหรับซีดีเอ็มเอ ความจุถูกกำหนดโดยปริมาณสัญญาณแทรกสอด (Interference Limited) ดังนั้น จึงเรียกว่าเป็นระบบที่มีความจุแบบซอฟต์ (Soft Capacity) ความหมายของคำว่าซอฟต์ในที่นี้คือระบบสามารถรองรับผู้ใช้เพิ่มได้อีกเรื่อย ๆ ควบคู่ไปปริมาณสัญญาณแทรกสอดในระบบยังคงอยู่ในระดับที่ไม่สูงเกินไป ทั้งนี้การรับผู้ใช้งานรายใหม่แต่ละครั้งส่งผลให้ระบบโดยรวมมีปริมาณสัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นทีละน้อย และทำให้คุณภาพการใช้งานของผู้ใช้ที่มีอยู่เดิมแย่ลงเป็นลำดับ

- Multipath Resolution ในระบบการส่งข้อมูลที่อัตราส่งสูงขึ้นไป เช่น เกินกว่า 10 kbps มาก ๆ ภายใต้สภาพช่องสัญญาณที่มีปรากฏการณ์ของคลื่นหลายวิถีนั้น ระบบจะได้รับผลกระทบอย่างรุนแรงจากปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ สืบเนื่องจากดีเลย์สเปรด (Delay Spread) ที่เกิดขึ้น ดังนั้น จำเป็นที่ภาครับจะต้องอาศัยตัวปรับแต่งสัญญาณในการลดผลกระทบที่เกิดขึ้น ซึ่งในปัจจุบันระบบซีดีเอ็มเอยังไม่ได้นำเอาตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้ เนื่องจากการทำสเปกตรัมกับสัญญาณในระบบซีดีเอ็มเอ ช่วยทำให้วงจรภาครับสามารถแยกแยะคลื่นสัญญาณของแต่ละวิถีได้ดีขึ้น แต่ในอนาคตความต้องการในการรับส่งข้อมูลความเร็วสูงในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ ต้องการความเร็วที่สูงขึ้น และประกอบกับเทคนิคการสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีความซับซ้อนที่น้อยลงและมีคุณภาพมากขึ้น ตัวปรับแต่งสัญญาณจึงเป็นส่วนสำคัญที่จะนำกลับมาใช้อีกครั้งในอนาคต

- Sectorization for Capacity ในระบบ FDMA/TDMA มีการแบ่งเซลล์ออกเป็นเซกเตอร์ย่อยเพื่อลดปริมาณของสัญญาณแทรกสอดช่องสัญญาณร่วม (Co-channel Interference) ทำให้สัญญาณที่รับได้มีคุณภาพดีขึ้น และระบบสามารถนำความถี่ชุดเดิมมาใช้ซ้ำได้มากขึ้น ผลที่ได้คือในแต่ละเซลล์ระบบสามารถรองรับผู้ใช้ได้มากขึ้น อย่างไรก็ตามหากวิเคราะห์ในเชิงทราฟฟิกกลับพบว่า การแบ่งเซกเตอร์ส่งผลเชิงลบต่อประสิทธิภาพการใช้งานช่องสัญญาณ นั่นคือ โดยรวมระบบจะมีความจุลดลง และจะยิ่งลดลงเมื่อมีการแบ่งเซกเตอร์จำนวนมากขึ้น ฉะนั้นผลของการแบ่งเซกเตอร์ในระบบ FDMA / TDMA จึงมีทั้งข้อดี และทำให้เกิดผลเสียพร้อมกัน ส่วนในระบบ

ซีดีเอ็มเอช่วยทำให้สัญญาณแทรกสอดมีปริมาณที่ลดลง ส่งผลทำให้ได้ความจุเพิ่มขึ้น โดยหากมีการแบ่งเซกเตอร์ย่อยลงมาเท่าใดก็มีแต่จะช่วยให้ระบบมีความจุมากขึ้น ดังนั้นการแบ่งเซกเตอร์ในระบบซีดีเอ็มเอจึงมีแต่ให้ประโยชน์โดยไม่ก่อให้เกิดผลข้างเคียงอื่น ๆ แต่อย่างใด ดังนั้น การใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่อย่างจำกัดของระบบซีดีเอ็มเอจึงมีประสิทธิภาพที่ดีกว่า ให้ขนาดความจุที่สูงกว่าและรองรับจำนวนผู้ใช้บริการได้มากกว่า

- Simplified Radio System ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอใช้วงจรรับส่งวิทยุเพียงชุดเดียวสำหรับครอบคลุมบริเวณ ๆ หนึ่ง ดังนั้น จึงง่ายและสะดวกในการติดตั้ง อีกทั้งยังประหยัดเนื้อที่ในการจัดเก็บอุปกรณ์ด้วย

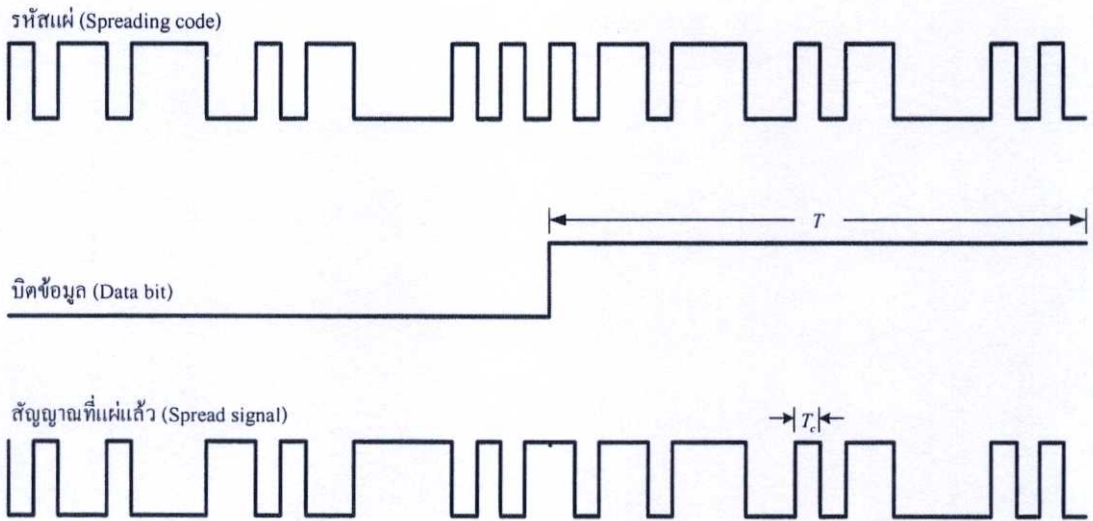
- Soft Handoff เนื่องจากในแต่ละเซลล์ใช้คลื่นวิทยุความถี่เดียวกัน จึงไม่จำเป็นต้องมีการแฮนด์ออฟจากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่ง ในกรณีที่ตัวโทรศัพท์เคลื่อนที่จากเซลล์หนึ่งไปสู่เซลล์ข้างเคียง การแฮนด์ออฟแบบนี้เรียกว่า Soft Handoff ซึ่งต่างจาก Hard Handoff ตรงที่ไม่มีความจำเป็นต้องเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห้

- No Guard Time required ในระบบ TDMA มีความจำเป็นต้องเว้นช่องว่างที่เรียกว่าช่วงเวลาป้องกัน (Guard Time) ไว้ขนาดหนึ่ง เพื่อป้องกันมิให้ข้อมูลที่อยู่รายละไมล์สล็อตเกิดการทับกัน ส่วนระบบซีดีเอ็มเอนั้น ไม่มีความจำเป็นต้องมีช่วงเวลาป้องกันเลย เพราะฉะนั้นช่วงเวลาตรงนี้สามารถนำมาใช้เพิ่มประสิทธิภาพการส่งข้อมูลให้สูงขึ้น

ระบบซีดีเอ็มเอสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ ชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence: DS) และชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping: FH)

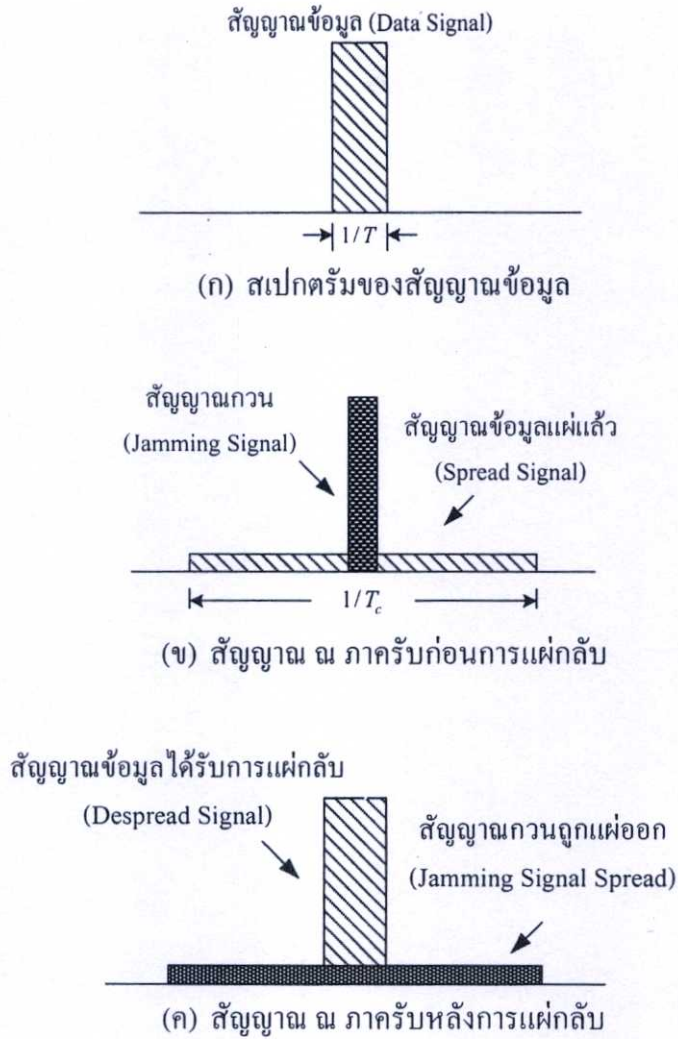
2.2.2 ชนิดจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence: DS) [1]

การทำสเปกตรัมแบบเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence Spread Spectrum: DS-SS) สามารถกระทำได้โดยการนำรหัสแผ่ (Spreading Code) ที่ได้ออกแบบมาเป็นอย่างดี ไปคูณกับบิตข้อมูลที่มีคาบความยาวเท่ากับ T วินาที ทีละบิต ดังรูปที่ 2.2 จากรูปจะเห็นได้ว่ารหัสแผ่มีความกว้างของชิป (Chip) เท่ากับ T_c วินาที ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าความกว้างของบิตข้อมูลมาก ผลที่ได้จากการทำสเปกตรัมเป็นลำดับสัญญาณที่อัตราการเปลี่ยนแปลงที่สูงมากขึ้น และโดยทั่วไปอัตราบิตหลังจากการทำสเปกตรัมแล้วจะเรียกว่าอัตราชิป (Chip Rate) ในรูปที่ 2.2 นี้ อัตราชิปมีขนาดเพิ่มขึ้น 21 เท่าตัว เมื่อเทียบกับอัตราบิตของข้อมูลข้างต้น ฉะนั้นการส่งลำดับสัญญาณดังกล่าวจึงต้องการแบนด์วิดท์ที่มีขนาดเพิ่มขึ้นกว่าเดิมด้วยตัวประกอบการคูณ $N = T/T_c$ ทั้งนี้ N มีชื่อเรียกว่า ตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor) หรืออัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain)



รูปที่ 2.2 การทำสเปรดสเปกตรัมที่มีตัวประกอบการแพร่ $N = 21$

การขยายขนาดขึ้นของแบนด์วิดท์ที่ต้องใช้ในการส่งสัญญาณ เป็นปัจจัยหลักที่ทำให้ระบบสามารถปกป้องบิตข้อมูลจากสัญญาณแทรกสอดหรือสัญญาณรบกวนได้ดีขึ้น พิจารณาตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์แคบในรูปที่ 2.3(ก) เทียบกับสัญญาณที่ได้รับการแพร่สเปกตรัมแล้วในรูปที่ 2.3(ข) จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ผ่านกระบวนการสเปรดสเปกตรัมแล้วมีสเปกตรัมความถี่ที่ครอบคลุมแบนด์วิดท์กว้างกว่าเดิมมาก หากแต่องค์ประกอบแต่ละความถี่มีกำลังที่ค่อนข้างต่ำ ในตัวอย่างนี้สมมุติว่าสัญญาณดังกล่าวได้รับผลกระทบจากสัญญาณกวน (Jamming Signal) ของผู้ไม่ประสงค์ดีส่งออก เพื่อให้การติดต่อสื่อสารที่ดำเนินอยู่มีคุณภาพเลวลง สังเกตว่าสัญญาณกวนที่ใช้มีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ แต่มีความหนาแน่นกำลังในแต่ละความถี่สูงมาก รูปที่ 2.3(ค) แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณหลังจากภาครับนำไปผ่านกระบวนการแผ่กลับ (Despreading) ด้วยรหัสแผ่ชุดเดียวกับภาคส่ง ส่วนของสัญญาณข้อมูลหลังผ่านกระบวนการแผ่กลับจะมีสเปกตรัมความถี่เป็นเหมือนกับสัญญาณข้อมูล ณ ดันทางก่อนการทำสเปรดสเปกตรัมทุกประการ นั่นคือมีแบนด์วิดท์แคบ และมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสูง แต่สำหรับสัญญาณกวนนั้น เมื่อผ่านกระบวนการแผ่กลับซึ่งมีกรรมวิธีเหมือนกับกระบวนการแผ่ทุกอย่าง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณกวนจะถูกแผ่ออก ทำให้สเปกตรัมกำลังที่ได้ มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กว้างมาก และความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังในแต่ละองค์ประกอบความถี่ลดลงอย่างมาก ผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณรบกวนส่งผลต่อสัญญาณข้อมูลในสัดส่วนที่ต่ำมาก

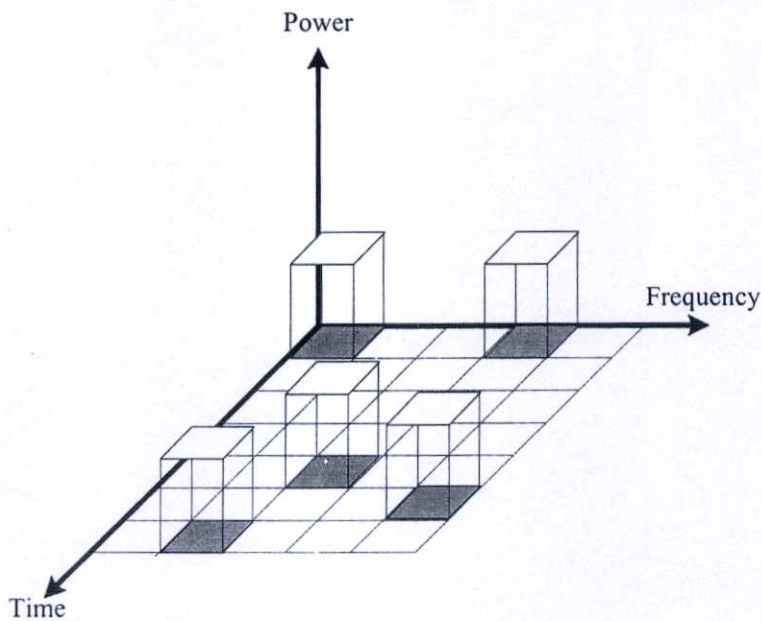


รูปที่ 2.3 สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณกวน

การเลือกชุดรหัสแผ่ที่เหมาะสมจัดว่าเป็นหัวใจสำคัญของการทำสเปรดสเปกตรัม โดยทั่วไปรหัสแผ่ที่ดีควรมีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณรบกวนมากที่สุด และตัวอย่างรหัสแผ่ที่ได้รับความสนใจมากเป็นพิเศษมีชื่อเรียกว่า รหัส PN (Pseudorandom Noise) ซึ่งมีการใช้งานในมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบซีดีเอ็มเอ IS-95 การเลือกใช้รหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติดังกล่าว ทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณมีคุณลักษณะที่ใกล้เคียงกับสัญญาณแรนดอม ดังนั้น การดักฟังจากผู้ไม่ประสงค์ดีหรือผู้ที่ไม่เกี่ยวข้อง จึงไม่เกิดประโยชน์แต่อย่างใด เพราะหากไม่ทราบรหัสที่ใช้ในการแผ่แล้วก็จะไม่สามารถดึงบิตข้อมูลที่แท้จริงออกมาได้ ฉะนั้นจะมีเพียงภาครับที่ทราบรหัสแผ่ที่ใช้ในการสเปรดสเปกตรัมเท่านั้น จึงจะสามารถดึงบิตข้อมูลออกจากสัญญาณดังกล่าวได้

2.2.2 ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping: FH)

การทำสเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping Spread Spectrum: FH-SS) จะนำบิตข้อมูลที่จะส่งไปมอดูเลตลงบนคลื่นพาหุที่มีแบนด์วิดท์ที่ไม่กว้างนัก หากแต่จะมีการเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาหุจากความถี่หนึ่งไปสู่อีกความถี่อื่น ๆ อย่างเป็นลำดับตามรหัสการฮอป (Hopping Code) แน่นอนว่าหากอุปกรณ์ภาครับไม่ทราบถึงรหัสการฮอปก็จะไม่สามารถดึงบิตข้อมูลกลับคืนมาได้ถูกต้อง การปรับเปลี่ยนคลื่นพาหุอย่างต่อเนื่องตามเวลานั้นหมายความว่าระบบมีการใช้งานแบนด์วิดท์ที่กว้างขึ้นตามจำนวนความถี่คลื่นพาหุที่ใช้ และซึ่งกล่าวได้ว่าระบบได้มีการทำสเปกตรัมเกิดขึ้น อัตราการเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหุเป็นเรื่องสำคัญที่ต้องมีการพิจารณา ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะขึ้นอยู่กับอัตราบิตของการรับส่งข้อมูล



รูปที่ 2.4 ตัวอย่างการปรับเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหุไปตามเวลาของการทำสเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

การทำสเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่มีประโยชน์อย่างมากในวงการทหาร สำหรับใช้ในการต่อสู้กับการส่งสัญญาณกวนจากผู้ไม่ประสงค์ดี ที่มีอุปกรณ์ตรวจจับคลื่นสัญญาณ และส่งสัญญาณกวนลงบนคลื่นความถี่ที่ตรวจพบสัญญาณ เนื่องจากหากระบบมีการเปลี่ยนความถี่คลื่นพาหุไปอย่างต่อเนื่องและรวดเร็วเกินกว่าที่ผู้ไม่ประสงค์ดีจะสามารถตรวจพบคลื่นความถี่ได้ทัน การส่งสัญญาณกวนให้สอดคล้องกับคลื่นความถี่ที่ใช้อย่างต่อเนื่องจึงกระทำได้อย่างยากลำบาก

การทำสเปกตรัมแบบเข้าถึงโดยตรง และแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่แม้จะมีความแตกต่างกันในหลักการ แต่ทั้งสองวิธีอาศัยรหัสชนิดเดียวกันที่มีชื่อเรียกว่า รหัสแผ่ (Spreading Code)

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นการวิจัยไปที่ระบบซีดีเอ็มเอชชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง ซึ่งนำมาใช้ในเชิงพาณิชย์ โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

2.3 ดีเอสซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence - Code Division Multiple Access: DS-CDMA)

ดีเอสซีดีเอ็มเอหรือชื่อภาษาไทยว่า “ระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง” เป็นระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอในเชิงพาณิชย์ที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในปัจจุบัน โดยจุดกำเนิดของระบบมาจากนาย Claude E. Shannon ในปี พ.ศ. 2491 (ค.ศ. 1948) โดยให้นิยามค่าความสามารถส่งผ่านข้อมูลในรูปแบบค่าความจุช่องสัญญาณ (Channel Capacity) ดังสมการที่ (2.1)

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.1)$$

โดยที่ C คือ ค่าความจุช่องสัญญาณ (Bit/Second)

B คือ ค่าแบนด์วิธของสัญญาณส่ง (Hz)

S คือ ค่ากำลังงาน (Power) ของสัญญาณที่รับได้ (Watt)

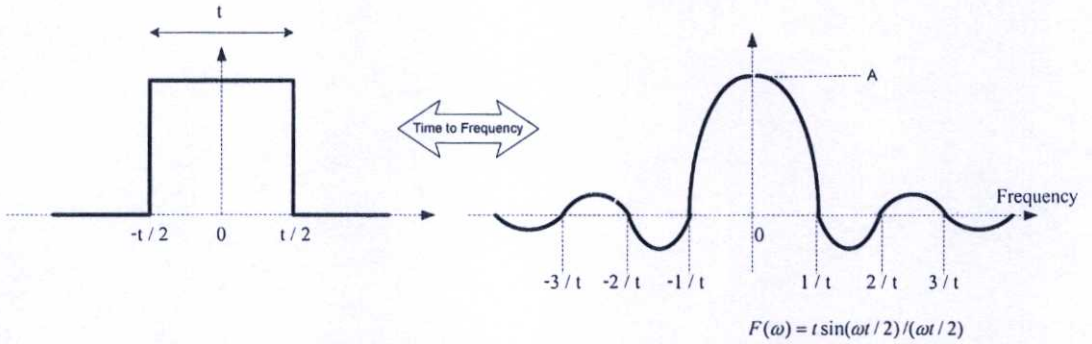
N คือ ค่ากำลังงานสัญญาณรบกวนที่รับได้ (Watt)

จากสมการที่ (2.1) สามารถอธิบายเป็นคำพูดได้ว่าถ้าหากต้องการค่าความสามารถส่งผ่านข้อมูลเพิ่มขึ้นสิ่งที่สามารถควบคุมได้ที่เครื่องส่งมีอยู่สองกรณี คือ เพิ่มค่า S หรือ เพิ่มค่ากำลังงานของเครื่องส่ง หรืออีกกรณีหนึ่งซึ่งเป็นพื้นฐานที่สำคัญของ ซีดีเอ็มเอ คือ ต้องเพิ่มค่า B หรือ ค่าแบนด์วิธของสัญญาณส่ง

โดยความคิดพื้นฐานของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ คือ การกระจายสัญญาณที่มีแบนด์วิธแคบออกให้เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิธกว้าง โดยที่ภาครับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะถูกกู้คืนด้วยวิธีการดีมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Despread Spectrum) โดยสัญญาณแบนด์วิธกว้างจะถูกกู้คืนให้กลับเป็นสัญญาณแบนด์วิธแคบเหมือนเดิม ด้วยหลักการดังกล่าวสามารถคให้สัญญาณที่ถูกส่งออกอากาศ มีกำลังงานต่ำกว่าระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนได้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อสัญญาณพัลส์ในโดเมนของเวลา (Time Domain) เมื่อแปลงให้อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ กำลังงานทางความถี่นั้นจะขึ้นอยู่กับความกว้างของสัญญาณพัลส์หรือกล่าวได้ง่าย ๆ คือ ถ้าหากพัลส์มีความกว้างมากเท่าใดพลังงานของความถี่ก็จะมามากขึ้นตามไปด้วย แต่ถ้าหากพัลส์นั้นมีความแคบก็จะส่งผลให้พลังงานของความถี่ก็จะมีค่าลดลงตามลำดับ ด้วยหลักการที่กล่าวมาข้างต้นนี้ ถ้าทำการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ด้วยรหัสที่มีช่วงเวลากว้าง

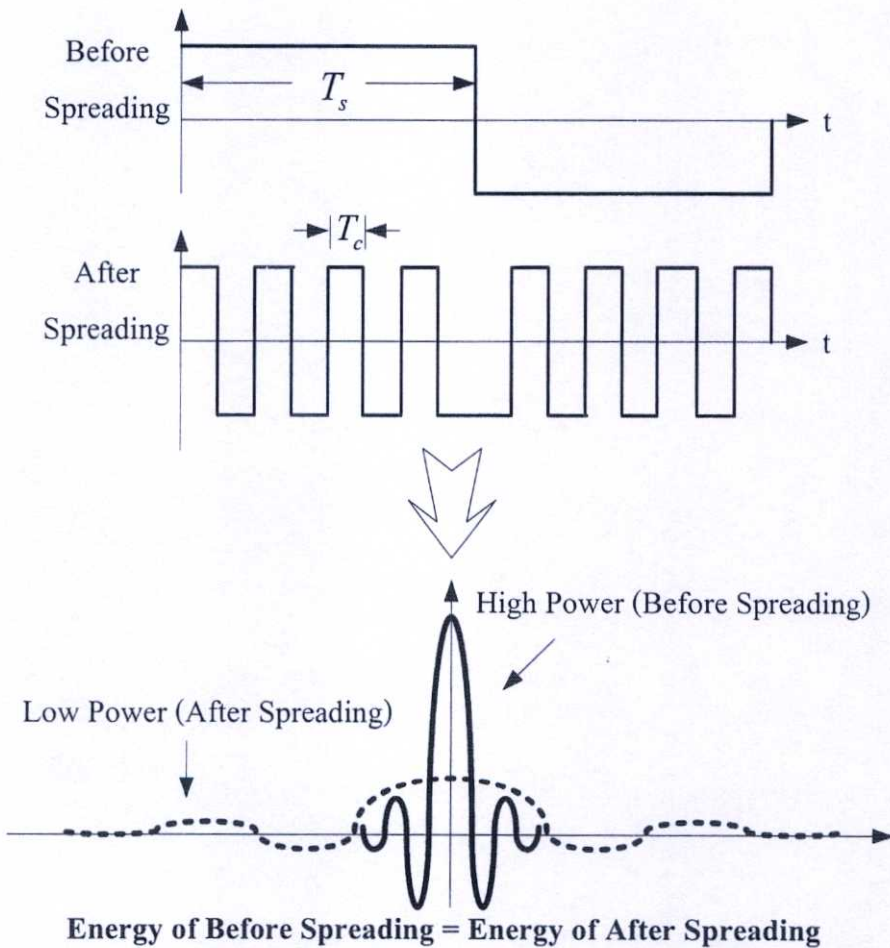
ของชิป มีขนาดเล็กกว่าความกว้างของบิตมาก ๆ จะส่งผลให้สัญญาณมีค่ากำลังงาน ทางด้านความถี่ที่ต่ำลงแต่พลังงานของสัญญาณทั้งสองนั้นยังมีค่าเท่ากัน โดยที่ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณจะแปรผกผันกับช่วงเวลาของชิป



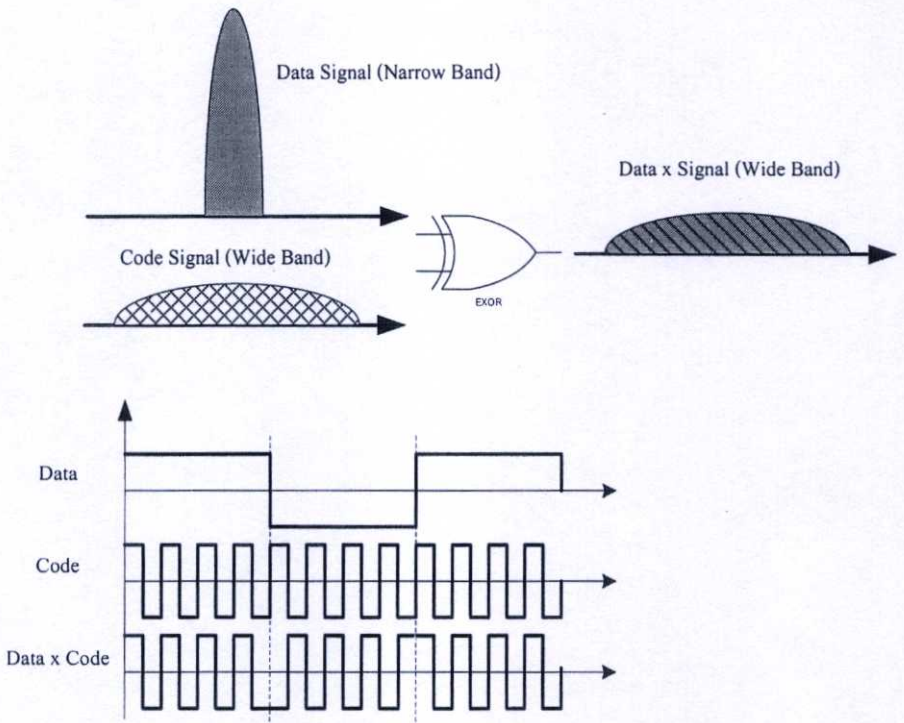
(ก) สัญญาณพัลส์ทางโดเมนเวลา

(ข) สัญญาณพัลส์ทางโดเมนความถี่

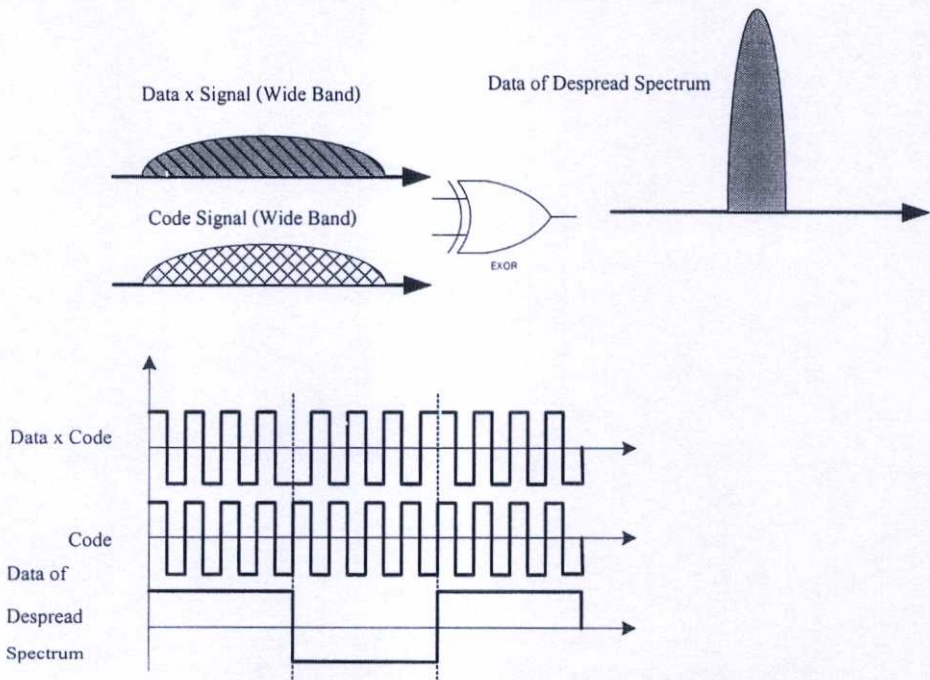
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณพัลส์



รูปที่ 2.6 แบนด์วิดท์ของสัญญาณ



(ก) การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่



(ข) การดีมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่

รูปที่ 2.7 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ และดีมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่

ในการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ และ ดิมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นั้น จะเป็นกระบวนการเดียวกัน เพื่อกระจายแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลให้กว้างขึ้นที่ภาคส่ง ส่วนทางด้านภาครับก็จะใช้กระบวนการเดียวกันในการดิมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่กลับมา เพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกลับคืนมาดังเดิม ซึ่งกระบวนการที่กล่าวมาทั้งหมดนี้จะแสดงได้ ดังรูปที่ 2.7

2.3.1 อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain)

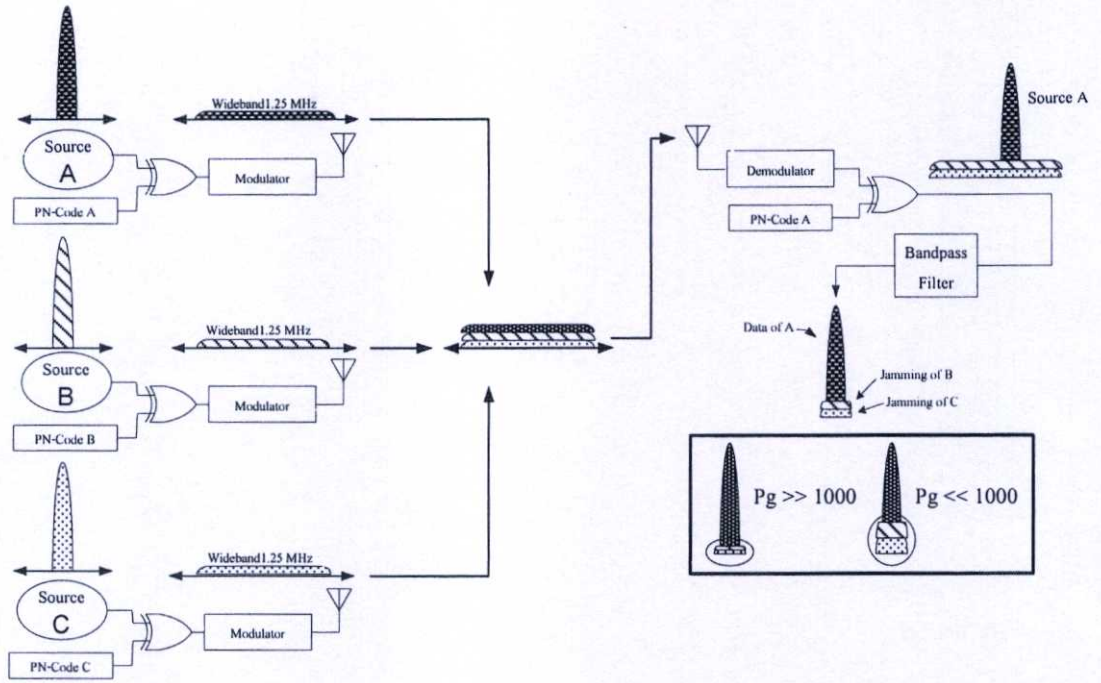
ดังที่ได้กล่าวมาข้างต้นว่าระบบซีดีเอ็มเอ เป็นระบบที่อนุญาตให้ผู้ใช้จำนวนมากส่งข้อมูลลงบนแบนด์วิดท์เดียวกันและเวลาเดียวกันได้ สิ่งที่น่าทึ่งเลยไม่ได้เลยก็คือ การแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Interference: MAI) จึงต้องมีสิ่งที่ใช้บอกคุณสมบัติของระบบว่าระบบที่ผู้ใช้งานอยู่นั้น มีการแทรกสอดของสัญญาณอื่น ๆ ที่ไม่ใช่สัญญาณของผู้ใช้งานมากน้อยเพียงใด มาตราวัดที่ใช้บอกก็คือค่า อัตราขยายการประมวลผล หรือมีอีกชื่อหนึ่งว่า อัตราการแผ่ (Spreading Gain) นั่นเอง โดยสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการที่ (2.2)

$$P_g = \frac{T_s}{T_c} = \frac{W_{RF}}{R} \quad (2.2)$$

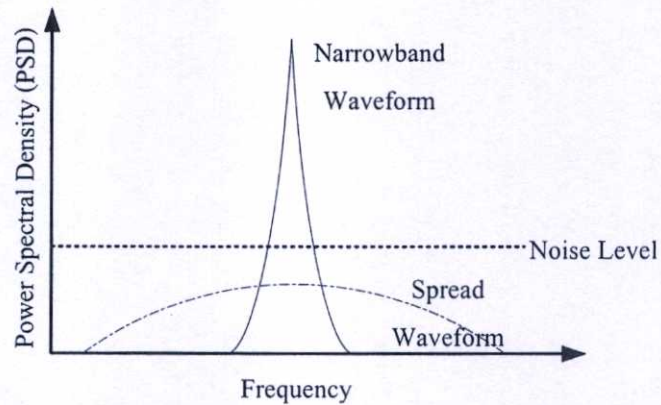
- โดยที่ P_g คือ อัตราขยายการประมวลผล
 W_{RF} คือ ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่ง (Hz)
 R คือ อัตราบิตของผู้ใช้งาน (Bits/second)
 T_s คือ ความกว้างของบิตข้อมูลที่จะใช้ส่ง (Second)
 T_c คือ ความกว้าง ของ ชิพ (Second)

โดยทั่วไปแล้วค่าของอัตราขยายการประมวลผลจะระบุในรูปแบบของ “เดซิเบล (Decibel: dB)” ยกตัวอย่างเช่น ในมาตรฐานของ IS-95 CDMA นั้น กำหนดให้สัญญาณเสียงของผู้ใช้จะมีอัตราบิตของผู้ใช้งานที่ 9,600 Bits/Second มีค่า อัตราชิพที่ 1.2288 Megachip / Second และ ค่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณส่งเท่ากับ 1.25 Megahertz เพราะฉะนั้นจะมี ค่าอัตราขยายการประมวลผลเท่ากับ $21.15 \text{ dB} (10 \log_{10}(1.25\text{MHz} / 9600 \text{ bits/second}) = 10 \log_{10}(130.2))$

นอกจากนั้น ถ้าหากทำการเพิ่มค่าของอัตราขยายการประมวลผลให้มีค่ามาก ๆ แล้ว (มากกว่า 1000) ยังสามารถกดให้สัญญาณส่งในอากาศมีกำลังงานต่ำกว่าระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนได้อีกด้วย ดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 การรบกวนระหว่างผู้ใช้งานด้วยตนเอง [3]



รูปที่ 2.9 การกดสัญญาณส่งให้มีกำลังงานต่ำกว่าระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวน

จากที่ได้กล่าวมาข้างต้นแล้ว สามารถสรุปคุณสมบัติของสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ได้ดังนี้

- 1) แบนด์วิดท์กว้าง กำลังงานต่ำ
- 2) สัญญาณถูกซ่อนอยู่ต่ำกว่าระดับสัญญาณรบกวน
- 3) ลดการรบกวนระหว่างผู้ใช้งานด้วยตนเอง (MAI)
- 4) ป้องกันข้อมูลลับ
- 5) เลือกผู้รับสัญญาณ โดยใช้รหัสที่ต่างกัน

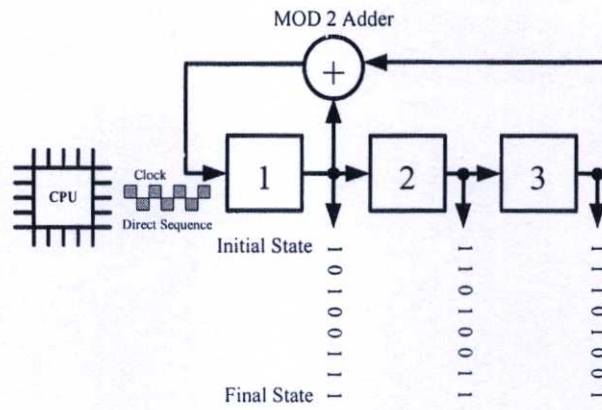
2.3.2 ลำดับจำนวนสุ่มเทียม (Pseudorandom Number Sequences)

จากหัวข้อที่ผ่านมาทำให้ทราบว่าในระบบสื่อสารแบบดิจิตอล สิ่งที่สำคัญและขาดไม่ได้ ก็คือรหัสที่ใช้สำหรับการแผ่สเปกตรัมข้อมูลเพื่อที่จะส่งให้ภาครับทำการแผ่สเปกตรัมกลับ และรหัสที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มาจากการสุ่มแบบอิสระที่เรียกกันว่า “ลำดับจำนวนสุ่มเทียม (Pseudorandom Number Sequences)” หรือมีอีกชื่อหนึ่งว่า “ลำดับสัญญาณรบกวนเทียม (Pseudo noise Sequence)”

รหัส PN (Pseudo noise code) คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน (Deterministic Procedure) หากแต่รหัสหรือลำดับที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณแรนดอมมาก รหัสนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่น นำมาใช้ในการซิงโครไนซ์สัญญาณ (Signal Synchronization) การสร้างรหัสลับ (Cryptography) การทำสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) และการกำเนิดจำนวนสุ่ม (Random Number Generator) เป็นต้น การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัส M-Sequence รหัสโกลด์ (Gold Code) และรหัสคาสามิ (Kasami Code) เป็นต้น ในระบบการสื่อสารดิจิตอล รหัส PN เป็นเครื่องมือสำคัญในการแยกแยะบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายออกจากกัน หรือใช้ระบุเลขหมายของสถานีฐาน ในปัจจุบันจัดว่าเป็นรหัสที่ได้รับความสนใจเป็นพิเศษ คือ วิธีการที่เรียกว่า Binary Maximum-length-sequence หรือที่เรียกกันทั่วไปในชื่อ Binary M-sequence ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษารหัสที่ใช้ในแผ่สเปกตรัมเป็นแบบ Binary M-sequence ซึ่งได้มาจากการสุ่มแบบอิสระที่เรียกกันว่า “ลำดับจำนวนสุ่มเทียม” หรือมีอีกชื่อหนึ่งว่า “ลำดับสัญญาณรบกวนเทียม”

รหัส Binary M-sequence เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟตรีจิสเตอร์จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟตรีจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่อินพุตของชิฟตรีจิสเตอร์ตัวแรก ดังรูปที่ 2.10

สำหรับวงจรสร้างรหัสนั้น ได้จากการจัดเรียงลำดับการป้อนกลับ (Feedback) ของรีจิสเตอร์การเลื่อน (Shift Register) ที่แตกต่างกัน ก็จะส่งผลให้รหัสที่ได้ออกมานั้นมีค่าที่แตกต่างกัน ซึ่งอาศัยการมอดูโล (Modulo) เข้ามาช่วยในการสร้างรหัส ดังรูปที่ 2.10 เป็นตัวอย่างของวงจรสร้างรหัสแบบลำดับพีเอ็น



รูปที่ 2.10 วงจรสร้างรหัสแบบลำดับพีเอ็น

ตารางที่ 2.1 Modulo 2 Adder

A	B	A mod B
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

รหัส M-sequence สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีความยาวสูงสุดได้คือ มีความยาวเท่ากับ

$$P = 2^r - 1 \quad (2.3)$$

โดยที่ P คือ ความยาวสูงสุดที่ได้ มีหน่วยเป็นชิป (Chip)

r คือ จำนวนของชิพรีจิสเตอร์ที่ใช้

โดยชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นนี้ จะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกัน 5 ข้อ ดังต่อไปนี้

คุณสมบัติข้อที่ 1

รหัสหรือลำดับที่ได้จะมีชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่าชิปที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปเสมอ เช่น ชุดรหัสที่ใช้ชิพรีจิสเตอร์จำนวน 10 ตัว ให้ลำดับสัญญาณที่มีความยาวเท่ากับ $P = 2^{10} - 1 = 1,023$ ชิป จะประกอบด้วยชิปที่มีค่าเป็นศูนย์จำนวน 511 ชิป และชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวน 512 ชิป

คุณสมบัติข้อที่ 2

ภายในลำดับสัญญาณแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่ง ต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (Run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัส M-sequence จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันเป็นศูนย์และหนึ่งขนาด p ชิปเกิดขึ้นในลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{r-(p+2)}$ ครั้ง โดย p มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $r-2$ เมื่อ r คือจำนวนของชิปตรีจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $r-1$ จำนวน 1 รัน และรันของหนึ่งขนาด r จำนวน 1 รันเสมอ

คุณสมบัติข้อที่ 3

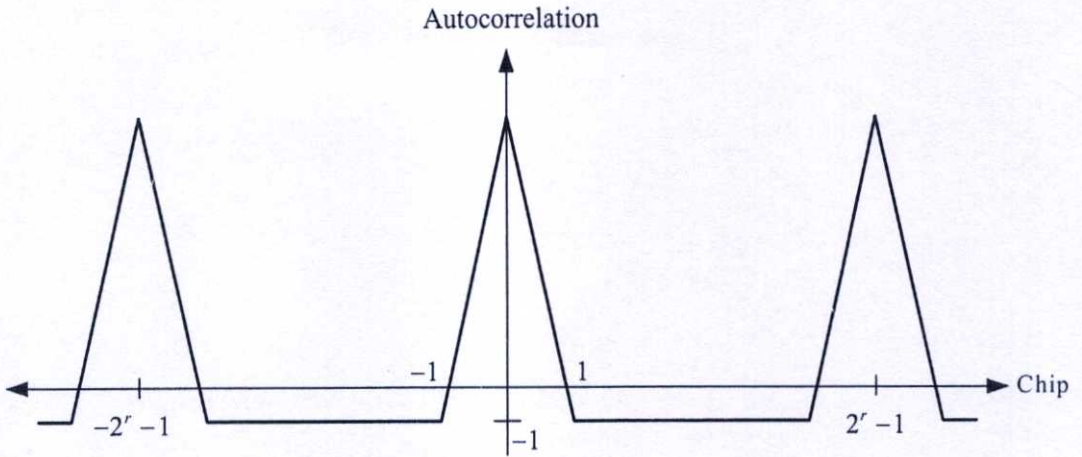
อัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของชุดรหัส M-sequence จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนของชุดรหัสทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าอัตสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนไป ของชุดรหัสทั้งสองอย่างเชิงเส้นโดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^r - 1$ ดังรูปที่ 2.11 การหาค่าอัตสหสัมพันธ์สามารถกระทำได้โดยนำค่าของชิปจากลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกัน มาคูณกันแล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้ก็คือค่าอัตสหสัมพันธ์ ทั้งนี้ในการคูณกันนั้นจะกำหนดให้ -1 แทนชิปที่มีค่าเป็นศูนย์ และ 1 แทนชิปที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ลำดับสัญญาณของอีกชุดด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ

คุณสมบัติข้อที่ 4

เมื่อนำรหัส M-sequence ชุดที่หนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 กับรหัสชุดเดิมที่มีการเลื่อนชิปไป จะได้รหัสชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับรหัสชุดเดิม แต่มีการเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

คุณสมบัติข้อที่ 5

หากพิจารณาค่าของชิปตรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะใดจังหวะหนึ่งจะพบว่าค่าหรือสถานะของชิปตรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมด เมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของลำดับสัญญาณ นั่นคือ รูปแบบสถานะของชิปตรีจิสเตอร์เหล่านี้ จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิปตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์ทั้งหมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรชิปตรีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้น ในการสร้างลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิปตรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด



รูปที่ 2.11 ค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ของรหัส M-Sequence ที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่าง ๆ

จากรูปแบบและลักษณะการเกิดของรหัสที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่า รหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณแรนดอมจริง ๆ ทั้งที่รหัส M-Sequence เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบ ก็จะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตโนมัติสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัส M-Sequence ก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ (IS-95) ใช้ชิปตรีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัวในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15} - 1 = 32,768$ ชิป สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกันแต่จะมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิป เพราะฉะนั้นก็จะมีรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $32,768/64 = 512$ ชุด สำหรับระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้มากถึง 512 แห่ง

2.3.3 รหัสที่ตั้งฉาก (Orthogonal Codes)

ในระบบสื่อสารซีดีเอ็มเอ เป็นระบบที่แยกช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายด้วยรหัสในการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณที่ต่างกัน โดยจะทำการตรวจสอบว่ารหัสของแต่ละผู้ใช้งานนั้นมีความแตกต่างกันมากน้อยเพียงใด คุณสมบัติของรหัสที่ดีนั้น ควรจะมีลักษณะของรหัสที่ไม่คล้ายหรือว่าเหมือนกันหรือกล่าวได้ว่ารหัสที่ใช้สำหรับแผ่สเปกตรัมของสัญญาณควรเป็นรหัสที่ตั้งฉากกัน สาเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางก็คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ (รหัสมีความคล้ายคลึงกัน) ของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่มีอยู่ในระบบทั้งหมด โดยมีปัจจัยที่ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดจากการสื่อสารหลายรายมีค่าสูงขึ้นและส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบมากขึ้น

โดยการหาค่าสหสัมพันธ์ไขว้ของรหัสแรม 2 ชุด โดยรหัสแรมชุดที่ 1 กำหนดให้เป็น $x_1(t)$ และ รหัสแรมชุดที่ 2 กำหนดให้เป็น $x_2(t)$ จะได้ดังสมการที่ (2.4)

$$\rho = \frac{1}{\sqrt{E_{x_1}E_{x_2}}} \int_0^T x_1(t)x_2(t)dt \quad (2.4)$$

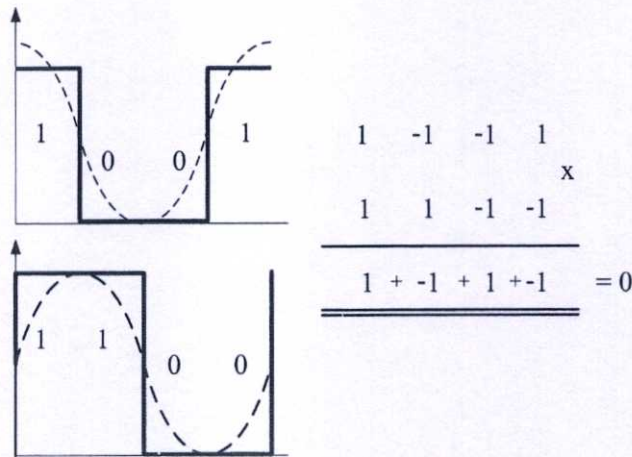
โดย E_{x_1}, E_{x_2} คือ ค่ากำลังงานของรหัสชุดที่ 1 และ 2 ตามลำดับ ซึ่งรหัสทั้งสองมีคาบเวลาเป็น T

ρ คือ ค่าสหสัมพันธ์ของรหัสทั้งสอง

โดยถ้า $\rho = 1$ รหัสแรมทั้งสองเป็นรหัสตัวเดียวกัน

$\rho = 0$ รหัสทั้งสองไม่คล้ายกันเลย หรือ ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ (Orthogonal)

$\rho \approx 0$ รหัสทั้งสองไม่คล้ายกัน หรือ Uncorrelated กัน

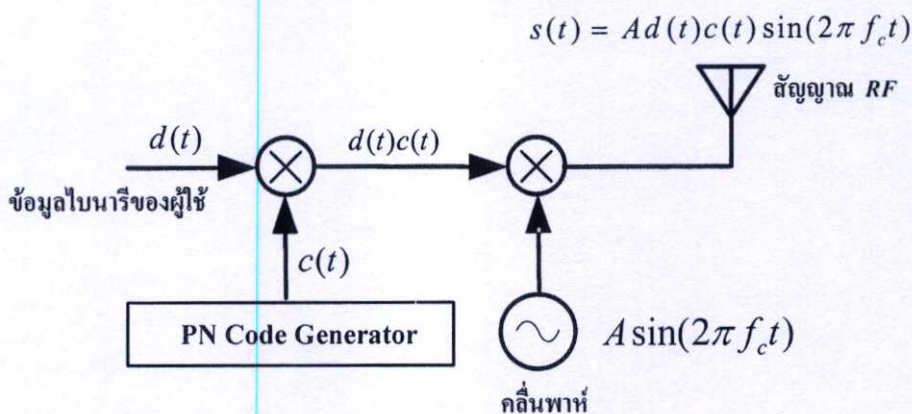


รูปที่ 2.12 รหัสตั้งฉาก

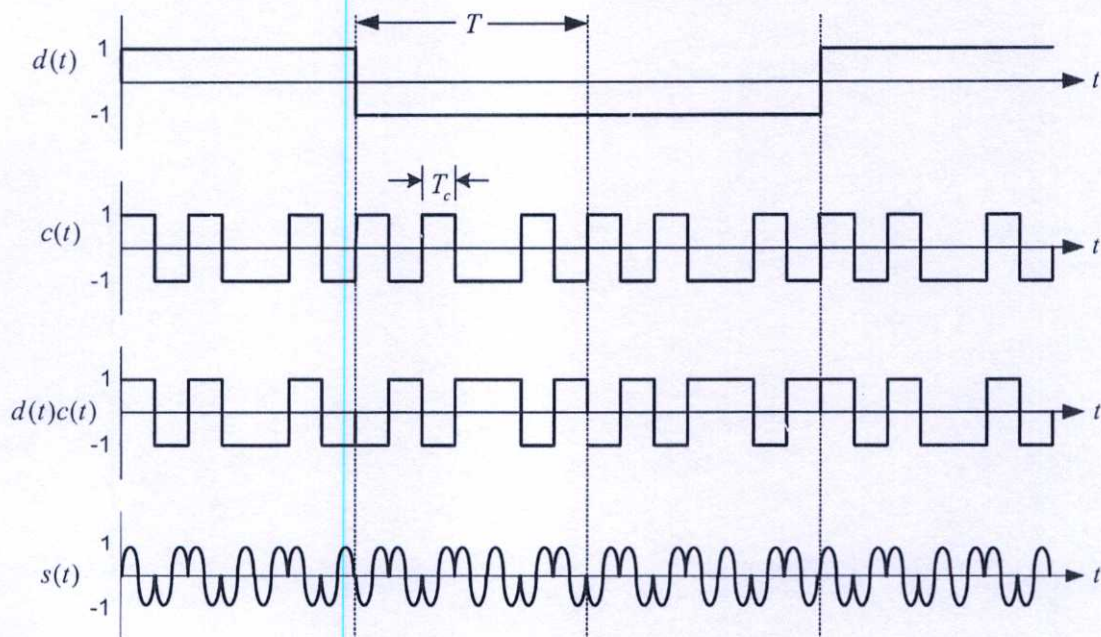
2.3.4 วงจรภาคส่งสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

โครงสร้างของวงจรภาคส่งระบบดีเอสซีดีเอ็มเอดังรูปที่ 2.13 ซึ่งจะอธิบายรายละเอียดเฉพาะของเครื่องส่งระบบดีเอสซีดีเอ็มเอของผู้ใช้รายหนึ่ง ในโครงสร้างของวงจรภาคส่งสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอนั้นประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญ คือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารี (Binary) กับรหัสแรม และวงจรมอดูเลต (Modulation Circuit) สัญญาณแบบ บีพีเอสเค (Binary Phase Shift Keying: BPSK) สัญญาณเข้า $d(t)$ ซึ่งมีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำโดยให้สัญญาณนี้มีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสแรม $c(t)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปเท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มาก ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปรดสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลจากเดิมที่มีอัตราของบิตข้อมูลที่ต่ำ ซึ่งใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณขนาดเล็กในการส่งมาเป็นข้อมูลที่มีอัตราชิปที่สูงขึ้นกว่าเดิมมาก ซึ่งหมายความว่า

ต้องใช้แบนด์วิธของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่มากขึ้นด้วย จากนั้นสัญญาณ $d(t)c(t)$ ที่ได้จะไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูงดังรูปที่ 2.14 เป็นการแสดงให้เห็นถึงสัญญาณของแต่ละขั้นตอน โดยในรูปตัวอย่างนี้จะกำหนดให้ $T = 7T_c$ และมีคลื่นพาห้ที่มีความถี่เท่ากับ $f_c = 1/T_c$



รูปที่ 2.13 วงจรภาคส่งของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK



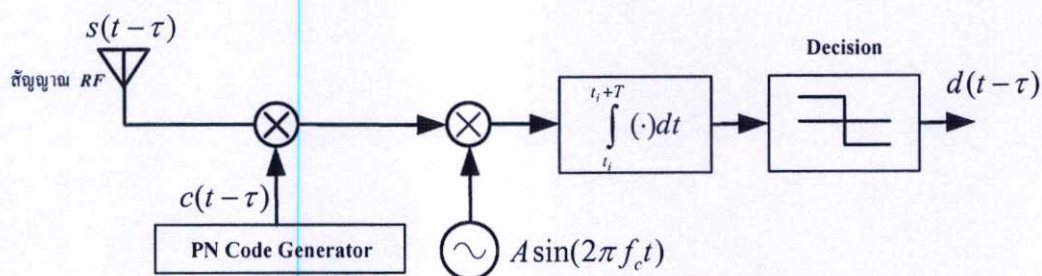
รูปที่ 2.14 สัญญาณที่ได้จากในแต่ละส่วนของวงจรภาคส่งของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

2.3.5 วงจรภาครับสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

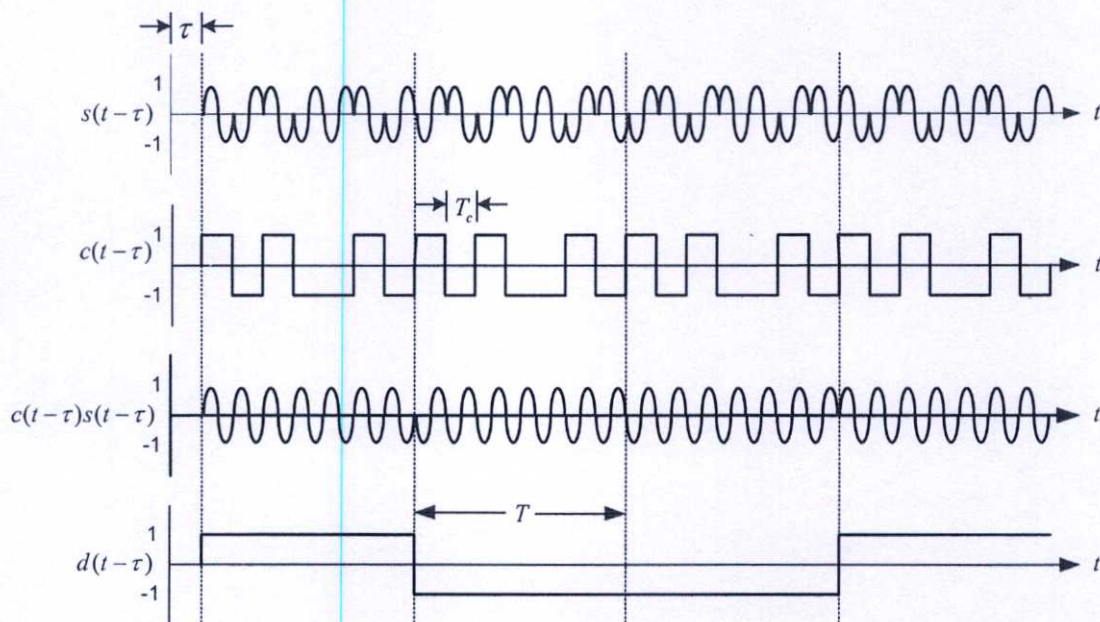
โครงสร้างของวงจรภาครับสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอจากรูปที่ 2.15 ที่ใช้การดีมอดูเลต (Demodulation) แบบ BPSK โดยต้องการที่จะดึงสัญญาณข้อมูล $d(t)$ กลับคืนมา ซึ่งสัญญาณที่ได้รับนี้จะมีการประวิงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation Delay) ดังนั้นสัญญาณที่รับได้สามารถเขียนได้ดังนี้

$$s(t - \tau) = d(t - \tau)c(t - \tau)A \sin(2\pi f_c(t - \tau)) \quad (2.5)$$

โดย τ คือค่าเวลาประวิง ดังแสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.15 วงจรภาครับของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.16 สัญญาณที่ได้จากในแต่ละส่วนของวงจรภาครับของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

สัญญาณ $s(t-\tau)$ นี้ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ชุดเดียวกันกับที่ใช้ในภาคส่ง โดยจะเรียกขั้นตอนนี้ว่าการดีสเปรดสัญญาณ ผลที่ได้จากการคูณของสัญญาณทั้งสองคือ

$$c(t-\tau)s(t-\tau) = d(t-\tau)A \sin(2\pi f_c(t-\tau)) \quad (2.6)$$

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

จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ขึ้นไปเข้าวงจรดีมอดูเลเตอร์แบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรดีมอดูเลเตอร์ประกอบด้วยสองส่วนหลัก คือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรเตอร์ สัญญาณที่ได้หลังจากผ่านวงจรคูณแล้วสามารถแสดงได้ดังนี้

$$d(t-\tau)A \sin(2\pi f_c(t-\tau)) \sin(2\pi f_c(t-\tau)) = d(t-\tau)A [1 - \cos(4\pi f_c(t-\tau))] / 2 \quad (2.7)$$

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

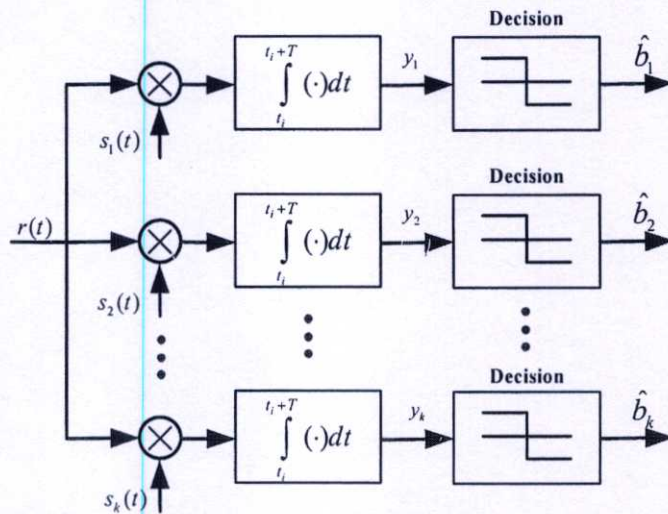
จากที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการวิเคราะห์ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนใด ๆ เพื่อให้เห็นถึงหลักการของดีเอสซีดีเอ็มเอ แต่ในความเป็นจริงนั้น สัญญาณที่เครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอรับได้ จะประกอบไปด้วยการแทรกสอดแบบต่าง ๆ และมีสัญญาณรบกวนซึ่งเป็นปัญหาที่ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้

2.4 ปัญหาที่ศึกษาและวิจัยในระบบสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

การส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกระบบจะมีความไม่แน่นอนสูง และมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอยู่ตลอดเวลา ทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ซึ่งเครื่องรับในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ จะมีปัญหาที่เป็นอุปสรรคหลักอยู่ 3 ประการ คือ ความผิดเพี้ยนจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) ความผิดเพี้ยนจากสัญญาณสอดแทรกจากผู้ใช้รายอื่น ๆ (Multiple Access Interference: MAI) และสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ซึ่งปัญหาเหล่านี้มีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่ภาครับหลังจากผ่านกระบวนการดึงสัญญาณคืนกลับมา [5]

2.4.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (Multiple Access Interference)

สัญญาณแทรกสอดจากการสื่อสารหลายรายที่มีการแบ่งแยกผู้ใช้โดยใช้รหัส เป็นสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ใช้ที่ใช้ความถี่ของคลื่นพาห์เดียวกันแต่ใช้รหัสแตกต่างกัน สาเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางก็คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์หรือรหัสนี้มีความคล้ายคลึงกันในรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่มีอยู่ในระบบทั้งหมด โดยมีปัจจัยที่ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดจากการสื่อสารหลายรายมีค่าสูงขึ้นและส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบมากขึ้น



รูปที่ 2.17 โครงสร้างของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบพื้นฐาน

เมื่อพิจารณาถึงสัญญาณที่เครื่องรับในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ รับได้จากรูปที่ 2.17 ซึ่งถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิธี และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวมีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน และมีความผิดเพี้ยนสัญญาณจากการสอดแทรกของผู้ใช้รายอื่น ๆ ซึ่งมีจำนวนผู้ใช้งาน K ราย สามารถเขียนสัญญาณดังกล่าวในรูปแบบของสมการได้ดังนี้

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

โดยที่ A_k คือ แอมพลิจูดที่ใช้สำหรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k

$b_k(i)$ คือ ค่าบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k บิตที่ i ซึ่งมีค่าได้สองระดับคือ ± 1

$s_k(t)$ คือ รูปสัญญาณของรหัสแผ่ (Spreading Waveform) ของผู้ใช้รายที่ k

T คือ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลหนึ่งบิต

$n(t)$ คือ สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่าความแปรปรวน σ เท่ากับ 1 (Zero-mean, unit-variance Gaussian noise process)

ทั้งนี้ รูปสัญญาณของรหัสแผ่สำหรับผู้ไ้แต่ละรายมีความกว้างอยู่ในช่วงเวลา $[0, T]$ เท่านั้น และมีพลังงานเท่ากับ 1 เสมอ กล่าวคือ

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

และ

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

หากพิจารณาในรายละเอียดถึงระดับชิปของรูปสัญญาณรหัสแผ่ สามารถเขียนได้เป็น

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

โดย

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

และ N แทนอัตราการแผ่ (Spreading Gain หรือ Processing Gain) ซึ่งระบุถึงจำนวนชิปต่อหนึ่งบิต สำหรับค่า $c_{k,n}$ ซึ่งประกอบด้วย $\{c_{k,0}, c_{k,1}, \dots, c_{k,N-1}\}$ เป็นลำดับสัญญาณของการแผ่ (Spreading Sequence) ที่ได้กำหนดให้สำหรับผู้ไ้รายที่ k ซึ่งมีค่าได้ 2 ระดับ คือ $\pm 1/\sqrt{N}$ ในส่วนของฟังก์ชัน $P_{T_c}(t)$ ก็คือสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีแอมพลิจูดเท่ากับ 1 และมีค่าความกว้างของแต่ละชิปเท่ากับ T_c ทั้งนี้ $T = NT_c$

พิจารณาจากรูปที่ 2.17 ซึ่งเป็นโครงสร้างพื้นฐานของเครื่องรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอจะได้ว่าสัญญาณ y_k ที่ออกจากวงจรของผู้ไ้รายที่ k สำหรับบิตที่ i มีค่าเท่ากับ

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

เนื่องจากสัญญาณที่เครื่องรับรับได้จากสมการที่ (2.8) สามารถเขียนใหม่ได้เป็นสมการที่ (2.14) เนื่องจากในการตัดสินใจบิตแต่ละบิตเป็นอิสระจากกัน และโดยทั่วไปการวิเคราะห์จะกระทำภายในช่วงเวลาบิตใดบิตหนึ่งที่มีขนาดกว้างเท่ากับ T เท่านั้นก็เพียงพอ เพราะบิตอื่น ๆ ก็จะมีการวิเคราะห์เหมือนกันทุกประการ ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องเขียนกรณี i เพื่อระบุตำแหน่งของบิตอีกต่อไป

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

และสมการที่ (2.13) ก็สามารถลดรูปได้เช่นกันคือ

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

นำสมการที่ (2.14) แทนลงในสมการที่ (2.15) จะได้

$$y_k = A_k b_k + \underbrace{\sum_{j=1, j \neq k}^n A_j b_j \rho_{jk}}_{\text{MAI}} + \underbrace{n_k}_{\text{AWGN}} \quad (2.16)$$

โดยสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-correlation) ระหว่างรหัสแก่ผู้ใช้รายที่ j และผู้ใช้รายที่ k คือ

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

ในกรณีที่รหัสแก่มีคุณสมบัติตั้งฉากกัน (Orthogonal) $j \neq k$ จะได้

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

และสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียนจากสมการที่ (2.16) หาได้จาก

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

พจน์แรกของสมการที่ (2.16) ทางขวามือ $A_k b_k$ คือค่าของสัญญาณบิตข้อมูลสำหรับผู้ใช้รายที่ k พจน์ที่สอง $\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j b_j \rho_{jk}$ คือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น และพจน์ที่สาม n_k คือสัญญาณรบกวนที่เกิดกับผู้ใช้รายที่ k ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์ และมีค่าแปรปรวนเท่ากับ σ^2 เมื่อนำค่าของ y_k ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตดังแสดงในรูปที่ 2.17 จะได้ผลดังนี้

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

โดย

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

ในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้เพียงรายเดียวสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นมีค่าเป็นศูนย์ จึงเหลือเฉพาะสัญญาณรบกวน AWGN

ในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้น้อยกว่าหนึ่งราย สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นก็จะเป็นศูนย์ และมีปริมาณมากขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้น ทั้งนี้การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีผลกระทบเล็กน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแม่เป็นหลัก ในกรณีที่รหัสแม่ของผู้ใช้ทั้งหมดมีคุณสมบัติออร์ทอโกนอลระหว่างกันทั้งหมด นั่นคือ $\rho_{jk} = 0$ สำหรับ $j \neq k$ การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ทั้งหมดจะเป็นอิสระจากกันและไม่ส่งผลกระทบต่อกัน อย่างไรก็ตาม รหัสแม่ที่ใช้งานในทางปฏิบัติมักจะไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ ดังนั้น การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น จึงส่งผลกระทบโดยตรงต่อสมรรถนะของระบบ นอกจากนี้ปริมาณของการแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น จะมีมากขึ้นเพียงใด ยังขึ้นอยู่กับจำนวนผู้ใช้ในระบบและพลังงานต่อบิตของผู้ใช้แต่ละราย โดยการหาค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่เกิดจากการแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะพิจารณาจากสมการที่ (2.18) จะประมาณได้ว่าสัญญาณจากการแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น และสัญญาณรบกวน AWGN ของแต่ละบิตต่างก็เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์และมีความเป็นอิสระจากกัน ดังนั้น สามารถผนวกรวมสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกันและได้ตัวแปรสุ่มใหม่ที่มีการแจกแจงแบบเกาส์ที่มีความแปรปรวนรวมเท่ากับ

$$\sigma_{Total}^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma_{AWGN}^2 \quad (2.22)$$

เพียงแต่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มมากขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ในระบบ ดังนั้นค่าอัตราความผิดพลาดบิต \tilde{P}_k ของผู้ใช้รายที่ k จะสามารถประมาณได้เป็น [4]

$$\tilde{P}_k = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A_k^2}{2(\sigma_{MAI}^2 + \sigma_{AWGN}^2)}} \right) \quad (2.23)$$

2.4.2 สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน [3, 6]

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่กระจายแบบเกาส์เซียนนี้บางครั้งจะเรียกว่า การกระจายแบบปกติ (Normal Probability Density Function) เป็นรูปแบบการกระจายของความน่าจะเป็นที่เกิดขึ้นได้มากที่สุด ทั้งนี้เพราะมีทฤษฎีบททางสถิติที่เรียกว่า “ทฤษฎีขีดจำกัดกลาง” (Central limit theorem) สนับสนุนอยู่ ทฤษฎีบทนี้กล่าวไว้ว่า ถ้ามีตัวแปรสุ่มที่เป็นอิสระจากกันอยู่ N ชุด แต่ละชุดมีค่าเฉลี่ย (Mean) และค่าความแปรปรวน (Variance) เป็น $m_1, m_2, m_3, \dots, m_N$ และ $\sigma_1^2, \sigma_2^2, \sigma_3^2, \dots, \sigma_N^2$ ตามลำดับ ผลบวกของตัวแปรสุ่ม N ชุดนี้ จะมีฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็น (Probability Density Function: PDF) เข้าหาการกระจายแบบเกาส์เซียน ในขณะที่

N มีค่าใหญ่ขึ้นทั้งนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับการกระจายของแต่ละตัวแปรสุ่ม และจะได้ค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เขียนนี้เป็น

$$m = \sum_{i=1}^N m_i \quad (2.24)$$

และ

$$\sigma^2 = \sum_{i=1}^N \sigma_i^2 \quad (2.25)$$

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เขียนนี้สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

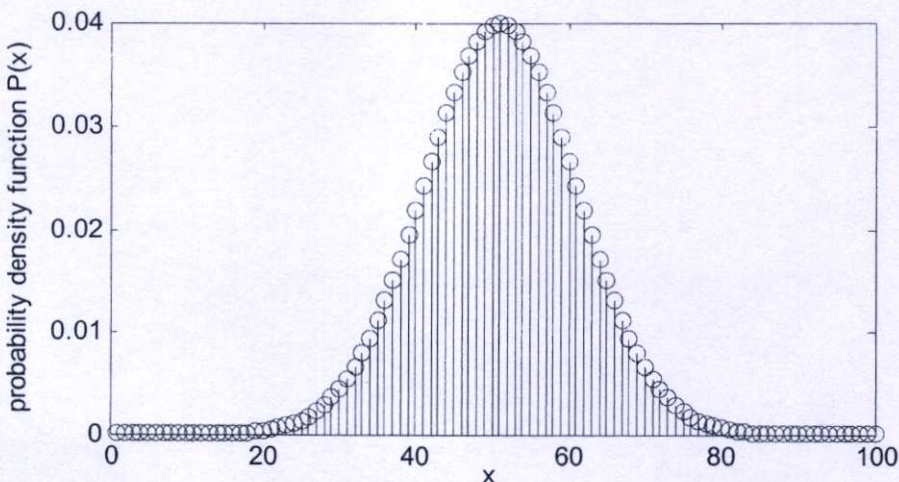
$$p_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.26)$$

โดยที่ μ_x คือค่าเฉลี่ย และ σ^2 คือค่าความแปรปรวนของตัวแปรสุ่ม และฟังก์ชันการกระจายแบบสะสมคือ

$$F_x(x) = \int_{-\infty}^x p_x(u) du \quad (2.27)$$

$$F_x(x) = P(X < x) = \int_{-\infty}^x \frac{e^{-\frac{(u-\mu_x)^2}{2\sigma^2}}}{\sqrt{2\pi}\sigma^2} du \quad (2.28)$$

โดยรูปที่ 2.18 แสดงรูปร่างของการกระจายแบบเกาส์เขียนนี้ ลักษณะเฉพาะของการกระจายแบบเกาส์เขียนคือจะสมมาตรกันทั้งด้านซ้ายและขวาของค่าเฉลี่ย

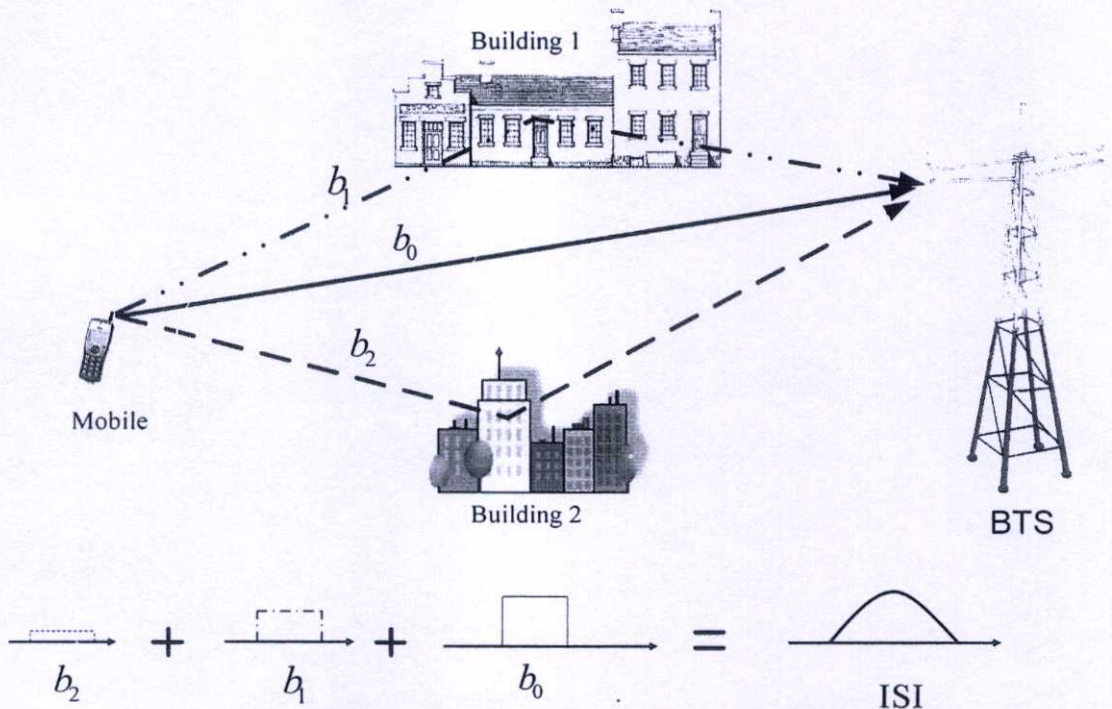


รูปที่ 2.18 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เขียน

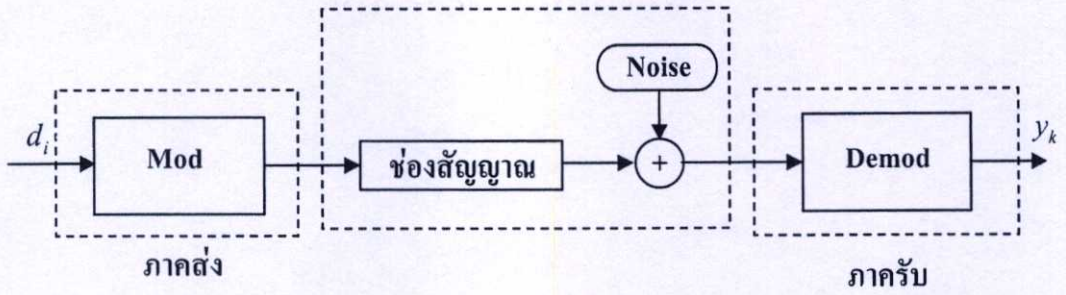
2.4.3 คลื่นหลายวิถี (Multipath)

ความผิดเพี้ยนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารดิจิทัลนั้น เกิดขึ้นมาจากการที่ ภาควงสัญญาณ ส่งสัญญาณออกไปในอากาศแล้วสัญญาณที่ส่งไปนั้น เกิดการสะท้อนกันของ สัญญาณทำให้เกิดความผิดเพี้ยนก่อนที่จะไปถึงภาควงรับ เรียกปรากฏการณ์การสะท้อนกันนี้ว่า “การ ผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมาจากคลื่นหลายวิถี” ดังรูปที่ 2.19

ในระบบการสื่อสารดิจิทัลดังรูปที่ 2.20 การแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณจะกระทำ โดยใช้การพิจารณาถึงผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของช่องสัญญาณ หาก ช่องสัญญาณไม่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี ผลตอบสนองความถี่ก็จะมีลักษณะราบเรียบตลอด ย่านความถี่ นั้นหมายถึงการจางหาย (Fading) ของสัญญาณที่เท่า ๆ กันในทุก ๆ ความถี่ ซึ่ง ช่องสัญญาณที่มีลักษณะเช่นนี้ จะมีชื่อเรียกว่าช่องสัญญาณแบบมีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency Nonselective Fading) และถ้าผลของช่องสัญญาณทำให้เกิดผลตอบสนองทางความถี่ที่ มีการจางหายไม่เท่ากันในแต่ละความถี่ จะเรียกช่องสัญญาณแบบนี้ว่า ช่องสัญญาณ แบบมีการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) ซึ่งความแตกต่างของทั้งสองกรณีแสดงได้ดัง รูปที่ 2.21

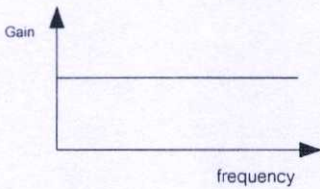
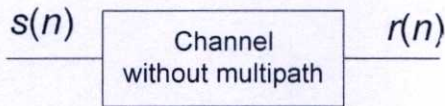


รูปที่ 2.19 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถีรบกวน

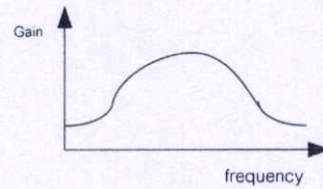
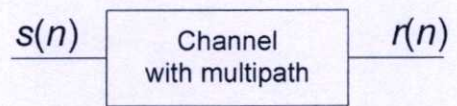


รูปที่ 2.20 แบบจำลองอย่างง่ายของระบบการสื่อสารดิจิทัล

หลักการของการปรับแต่งช่องสัญญาณนั้นก็คือการคัดแปลง ผลตอบสนองทางความถี่โดยรวมของระบบ ซึ่งจะนับตั้งแต่ เครื่องส่งสัญญาณ ช่องสัญญาณ จนกระทั่งถึงเครื่องรับสัญญาณ ให้มีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่



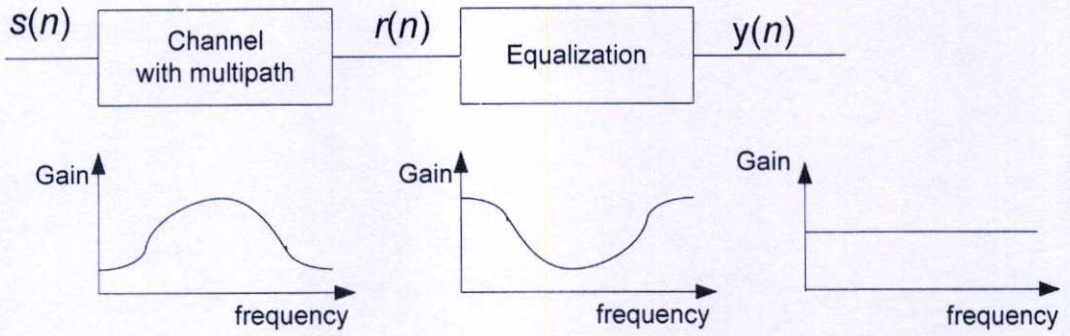
(ก) มีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่



(ข) มีการจางหายแบบเลือกความถี่

รูปที่ 2.21 ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

การสร้างวงจรปรับแต่งสัญญาณเพื่อกำจัดผลของช่องสัญญาณ สามารถทำได้โดยการออกแบบให้ วงจรปรับแต่งสัญญาณที่สร้างนั้นให้ผลตอบสนองทางความถี่ในทิศตรงกันข้ามกับผลตอบสนองความถี่ที่ไม่ราบเรียบของช่องสัญญาณ ซึ่งลักษณะการใช้งานวงจรปรับแต่งสัญญาณกับช่องสัญญาณ เพื่อคัดแปลงผลตอบสนองความถี่รวมของระบบ แสดงในรูปที่ 2.22

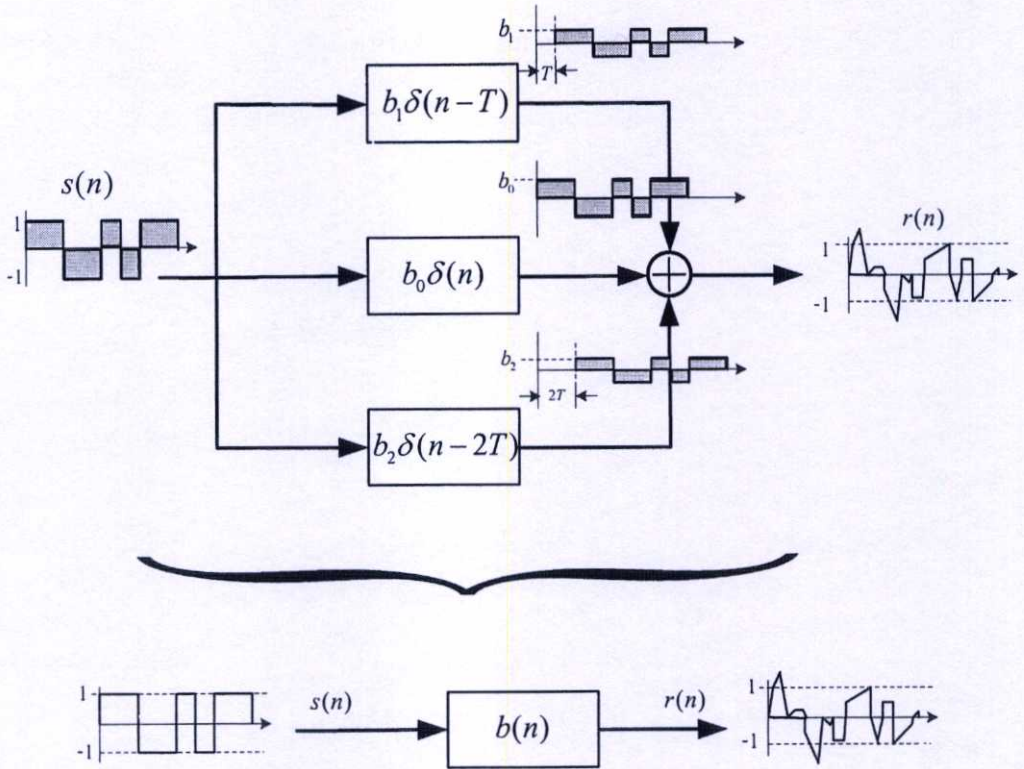


รูปที่ 2.22 การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่เป็นแบบมีการจางหายแบบเลือกความถี่

ในงานออกแบบทางวิศวกรรมสมัยใหม่ในหลาย ๆ แขนง มักจะใช้แบบจำลอง (Model) เพื่อกำหนดพารามิเตอร์ ทางคณิตศาสตร์ของลักษณะทางกายภาพจริงของระบบนั้น ทั้งนี้ก็เพื่อให้สามารถใช้การออกแบบด้วยคอมพิวเตอร์ช่วยออกแบบหรือ CAD (Computer Aided Design) ได้ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ใช้แบบจำลองของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอ และออกแบบระบบปรับแต่งช่องสัญญาณ เพื่อลดผลผิดเพี้ยนของสัญญาณอันเนื่องมาจากการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี

วงจรกรองแบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response) หรือ วงจรกรอง FIR เป็นแบบจำลองที่นิยมใช้ในการประมาณค่าของช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถี โดยลักษณะทางกายภาพของการสะท้อนของคลื่นสัญญาณที่มีหลายขนาดการลดทอน (Attenuation) หลายค่าหน่วงเวลา (Delay) ผสมรวมกัน ถ้าหากพิจารณาโครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ซึ่งมีองค์ประกอบเป็นส่วนหน่วงเวลาและขนาดการลดทอนของแต่ละสัญญาณที่ถูกหน่วงนั้น จะเห็นได้ว่า การใช้แบบจำลองวงจรกรองที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด กับ โครงสร้างช่องสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถี ก็มีความเหมาะสมเป็นอย่างมาก

เมื่อทำการพิจารณาย้อนกลับไปรูปแบบของการสะท้อนคลื่นสัญญาณดังรูปที่ 2.19 นั้น หากให้สัญญาณในเส้นทาง b_0 นั้น เป็นสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอไปยังสถานีฐาน และส่วน b_1 และ b_2 นั้น เป็นคลื่นสัญญาณที่เกิดการสะท้อนจากตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาที่แตกต่างกันเป็น T และ $2T$ ตามลำดับ สัญญาณจากทั้งสามเส้นทางดังกล่าวนี้ ก็จะเดินทางมารวมกันที่เครื่องรับด้วย ค่าการลดทอน และช่วงเวลาที่แตกต่างกันไป ดังนั้นเมื่อเขียนในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรม จะได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 โมเดลของช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 2.23 โมเดลของช่องสัญญาณนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ 2.29

$$h(n) = b_0(n) + b_1\delta(n-T) + b_2\delta(n-2T) \quad (2.29)$$

จากสมการที่ (2.29) นั้นทำให้ทราบว่าแต่ละค่าที่ทำการหน่วงเวลาไปคาบเวลา T ต่าง ๆ นั้นประกอบไปด้วยสัมประสิทธิ์การลดทอน b_0 , b_1 และ b_2 ของแต่ละช่องสัญญาณที่มีการสะท้อน ทำให้สัญญาณที่เกิดการสะท้อนนั้นมีค่าการจางหายของสัญญาณ ซึ่งสามารถทำการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของการจางหายนี้ได้จากสมการของ Raise Cosine ดังสมการที่ (2.30) [4], [7]

$$b_i = \begin{cases} \frac{1}{2} \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi}{A}(i-2)\right) \right], & i = 1, 2, 3 \\ 0 & , otherwise \end{cases} \quad (2.30)$$

โดยที่ค่า A คือค่าที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณว่ามีความแรงมากเท่าใด โดยถ้ากำหนดให้ค่า A มีค่ามากอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณจะมีค่าที่สูงด้วย

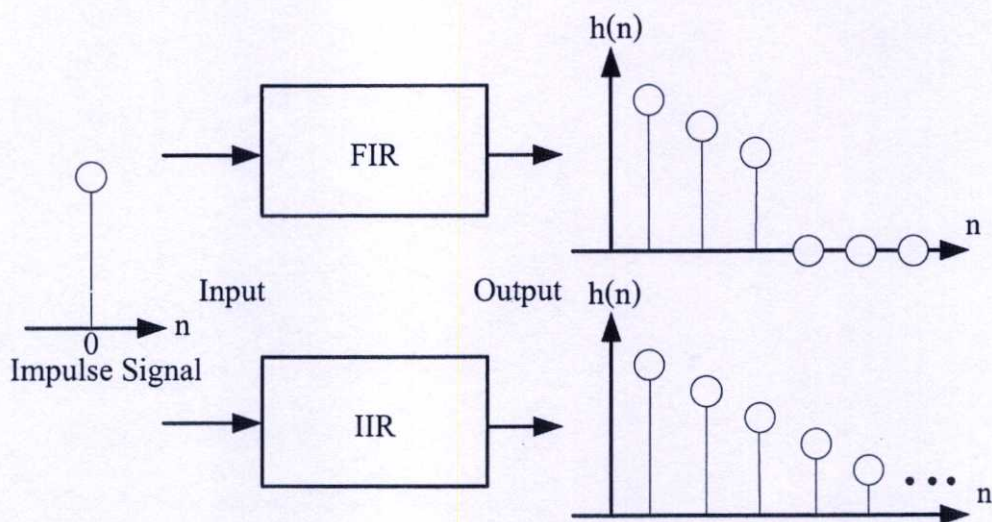
บทที่ 3

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer)

การส่งผ่านสัญญาณในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอมีปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งที่เรียกว่าการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) ซึ่งเกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถี ที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณที่สัญญาณส่งผ่าน ผลกระทบของ ISI ทำให้สัญญาณที่ส่งผ่านมีรูปร่างที่ผิดเพี้ยนไป และมีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ที่ภาครับหลังจากผ่านกระบวนการดึงสัญญาณคืนกลับมา วิธีการหนึ่งที่สามารถนำมาใช้ในการจัดการกับปัญหา ISI นี้ก็คือการใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณหรือที่เรียกว่าอิกวไลเซอร์ (Equalizer) ไปติดตั้งที่ภาครับสัญญาณ ซึ่งตัวปรับแต่งสัญญาณมีหน้าที่ในการปรับแก้รูปสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อให้การดึงสัญญาณเดิมกลับคืนมา มีความถูกต้องมากขึ้น เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอส-ซีดีเอ็มเอ มีการแปรเปลี่ยนไปตามเวลา ดังนั้นโดยปกติแล้วตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้ในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอจะต้องสามารถปรับตัวได้ (Adaptive) นั่นคือคุณสมบัติหรือพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของตัวปรับแต่งสัญญาณจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณที่มักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ ดังนั้นจึงเรียกตัวปรับแต่งสัญญาณดังกล่าวว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้หรืออะแดปทีฟอิกวไลเซอร์ (Adaptive Equalizer)

หลักการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้จะแบ่งการส่งสัญญาณออกเป็น 2 ช่วงสลับกันตลอด ในช่วงแรกภาคส่งจะส่งชุดบิตที่เรียกว่าลำดับฝึกฝน (Training Sequence) ไปให้ภาครับ ซึ่งรูปแบบของชุดบิตที่ภาครับจะทราบค่าอยู่ล่วงหน้าแล้ว ชุดบิตเหล่านี้อาจจะมีรูปแบบตายตัวหรืออาจจะเป็น Pseudorandom Binary ก็ได้ ในช่วงที่ภาครับได้รับชุดบิตดังกล่าว ภาครับก็จะทำการคำนวณ และปรับค่าสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ในตัวปรับแต่งสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับจัดการกับสภาพของช่องสัญญาณในขณะนั้น เมื่อภาคส่งสิ้นสุดการส่งชุดลำดับฝึกฝนก็จะเข้าสู่ช่วงที่สอง ซึ่งเป็นช่วงที่ภาคส่งจะทำการส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ตามไป ในช่วงนี้ภาครับจะใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีค่าสัมประสิทธิ์ที่ได้คำนวณไว้ มาใช้ในการดึงสัญญาณข้อมูลกลับมา เพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้องมากที่สุด จะเห็นได้ว่าคุณลักษณะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้จะมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอส-เอ็มเอ ซึ่งมักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาและสามารถแก้ปัญหาของ ISI ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

โดยตัวปรับแต่งสัญญาณมีโครงสร้างพื้นฐานของมาจากตัวกรองดิจิทัล ซึ่งสามารถแบ่งตัวกรองดิจิทัลได้สองชนิด คือ ตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response filter: FIR) และตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response filter: IIR) โดยตัวกรองทั้งสองแบบจะมีคุณสมบัติที่เป็นข้อดีข้อเสียต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 3.1



รูปที่ 3.1 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองดิจิทัล FIR และ IIR

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติตัวกรองแบบดิจิทัล

FIR	IIR
1. สามารถออกแบบให้ผลตอบสนองความถี่มีเฟสเชิงเส้นได้ง่าย	1. เฟสมักไม่เป็นเชิงเส้น
2. มีเสถียรภาพเสมอ	2. อาจจะไม่เสถียรภาพได้
3. ผลตอบสนองความถี่ไม่ดีเท่า IIR ที่อันดับเท่า ๆ กัน	3. ให้ผลการตอบสนองความถี่ที่ดีกว่า FIR ทั้งในด้านความคมและริบเปิดที่น้อยกว่า
4. ไม่สามารถใช้ทฤษฎีตัวกรองแอนะล็อก (Analog Filter Theory) ในการออกแบบได้	4. สามารถออกแบบโดยใช้ทฤษฎีตัวกรองแอนะล็อกได้

โดยรูปที่ 3.1 แสดงผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองดิจิทัล FIR และ IIR ซึ่งสามารถอธิบายพื้นฐานของตัวกรองดิจิทัลทั้ง 2 ประเภทได้ดังนี้ [7]

3.1 ตัวกรองดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด

ตัวกรองดิจิทัลแบบ FIR นั้นจะเป็นการนำเอาเฉพาะสัญญาณอินพุตในแซมเปิลปัจจุบันและแซมเปิลที่ถูกหน่วงเวลามาทำการประมวลผล ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$y_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i r_k(n-i) \quad (3.1)$$

โดยที่ $y_k(n)$ คือ เอาต์พุตของตัวกรองสัญญาณดิจิทัล FIR โดยผู้ใช้งานลำดับที่ k

$r_k(n)$ คือ อินพุตของตัวกรองสัญญาณดิจิทัล FIR โดยผู้ใช้งานลำดับที่ k

M คือ จำนวนของชุดสัมประสิทธิ์การคูณ

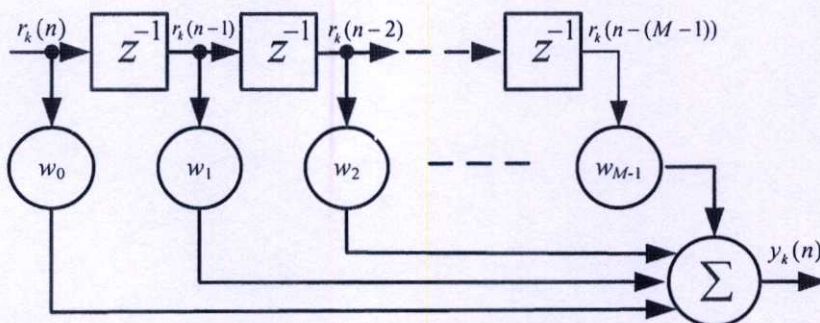
w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่จะมีค่าอยู่จำนวน M ค่า โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนในโดเมนของแซดได้ดังนี้

$$H(z) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i Z^{-i} \quad (3.2)$$

ในการออกแบบจะพยายามลดค่าจำนวนสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษาคุณสมบัติที่ต้องการไว้ได้อยู่ โดยปกติแล้วในการออกแบบใช้งานทั่วไปนั้น จะมีจำนวนสัมประสิทธิ์ตั้งแต่ไม่กี่ตัวไปจนถึงร้อยตัว ซึ่งทำให้มีโครงสร้างและวงจรที่มีขนาดใหญ่มาก แต่อย่างไรก็ตาม ตัวกรองดิจิทัลดังกล่าวนี้ จะให้การตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น

ตัวกรองความถี่แบบ FIR เป็นฟิลเตอร์ที่ให้คุณสมบัติที่สำคัญคือความคงที่ของสัญญาณเอาต์พุต เนื่องจากตัวกรองชนิดนี้มีเฉพาะซีโรเท่านั้น และมีคุณลักษณะของเฟสเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งเป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวกรองจะไม่ผิดเพี้ยน



รูปที่ 3.2 ตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด

จำนวนสัมประสิทธิ์ของสมการที่ (3.1) เป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของ FIR ในโดเมนเวลา โดยพิจารณาในรูปของ Non-Recursive Form ซึ่งจะทำให้การสุ่มตัวอย่างเอาต์พุต $y_k(n)$ โดยพิจารณาค่าของอินพุต $r_k(n)$ ในค่าอดีตและปัจจุบันเท่านั้น ดังนั้นฟังก์ชันการถ่ายโอนของวงจรกรองจะใช้ในการวิเคราะห์และหาค่าผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรอง

โดยทั่วไปการออกแบบตัวกรองความถี่แบบ FIR จะพยายามลดจำนวนของค่าสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษาคุณสมบัติที่ต้องการไว้ อยู่ในทางปฏิบัติจะมีการใช้จำนวนค่าสัมประสิทธิ์ประมาณ 11-150 ตัว คุณสมบัติที่สำคัญคือ ความคงที่ของสัญญาณเอาต์พุต เนื่องจากตัวกรองความถี่แบบ FIR จะมีเฉพาะทางซีโรเท่านั้น ส่วนที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งก็คือความ เป็นคุณลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งคุณสมบัติอันนี้จะช่วยป้องกันการบิดเบี้ยวของสัญญาณเอาต์พุต ของตัวกรองความถี่ ซึ่งยากที่จะพบในตัวกรองความถี่แบบ IIR การที่ตัวกรองความถี่แบบ FIR ให้คุณลักษณะของเฟสเชิงเส้นนั้น จะมีผลให้สัญญาณที่ผ่านช่วงความถี่ที่ต้องการในแต่ละแบบของตัวกรองความถี่ไม่เปลี่ยนแปลงรูปไปจากเดิม

3.2 ตัวกรองดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด

ตัวกรองดิจิทัลชนิด IIR การตอบสนองอิมพัลส์จะเป็นแบบไม่จำกัด หรืออาจจะกล่าวได้ว่าผลตอบสนองอิมพัลส์นั้นมีค่าถึงอนันต์ ทั้งนี้เพราะตัวกรองดิจิทัลประเภทนี้มีคุณสมบัติประจำตัวที่สำคัญ คือ หากมีการป้อนสัญญาณอิมพัลส์ให้แก่ตัวกรองประเภทนี้แล้ว ผลตอบสนองจะไม่สิ้นสุด แต่จะมีไปจนถึงอนันต์ ซึ่งจะต่างกับตัวกรองดิจิทัลชนิด FIR โดยเมื่อป้อนสัญญาณอิมพัลส์ให้ตัวกรองประเภทนี้แล้ว ผลตอบสนองที่ได้รับจะสิ้นสุดหรือมีไม่ถึงอนันต์

ข้อดีของตัวกรองชนิด IIR นี้ คือ ให้ผลตอบสนองความถี่ที่ดีกว่า FIR ทั้งในด้านความคม และมีรีปเปิ้ล (Ripple) ที่น้อยกว่า อีกทั้งตัวกรองชนิด IIR ยังสามารถออกแบบบนทฤษฎีตัวกรองแอนะล็อก ที่มีรากฐานมายาวนานได้ โดยสามารถแสดงให้อยู่ในรูปของสมการได้ดังนี้

$$y_k^{ff}(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i r_k(n) \quad (3.3)$$

$$y_k^{fb}(n) = \sum_{i=0}^{N-1} v_i y_k^{ff}(n) \quad (3.4)$$

$$y_k(n) = y_k^{ff}(n) + y_k^{fb}(n) \quad (3.5)$$

โดยที่ $y_k^{ff}(n)$ คือ เอาต์พุตของตัวกรองดิจิทัลชนิด IIR ในส่วนของป้อนไปข้างหน้า (Feed Forward) โดยผู้ใช้งานลำดับที่ k

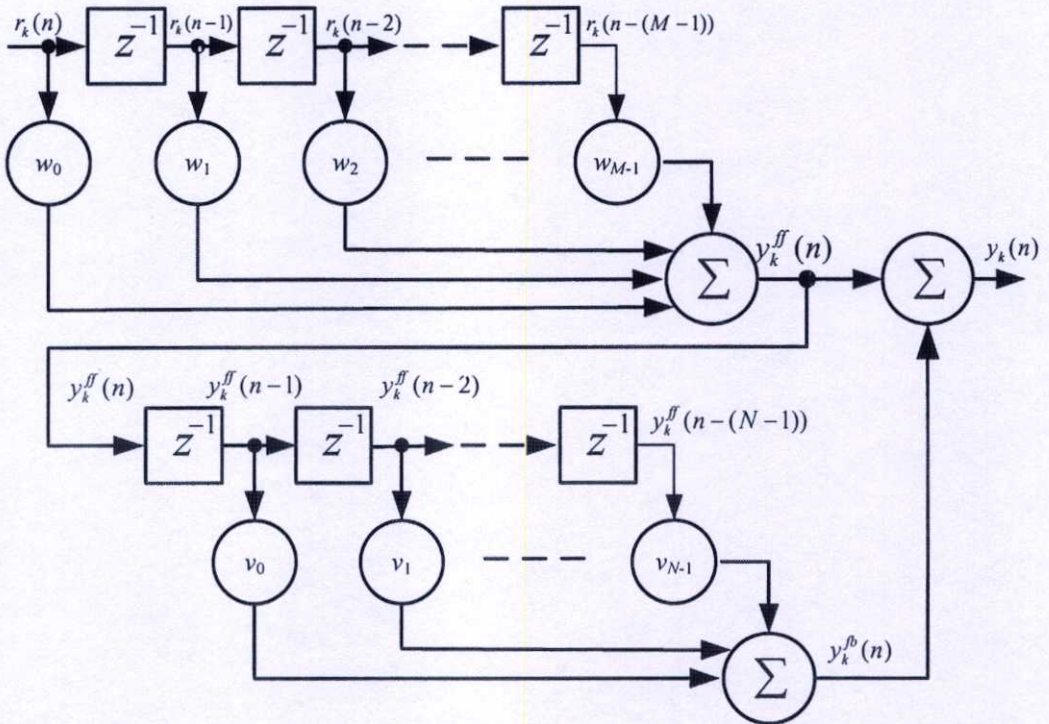
$y_k^{fb}(n)$ คือ เอาต์พุตของตัวกรองดิจิทัลชนิด IIR ในส่วนของป้อนกลับ (Feedback) โดยผู้ใช้งานลำดับที่ k

$r_k(n)$ คือ อินพุตของตัวกรองดิจิทัลชนิด IIR โดยผู้ใช้งานลำดับที่ k

w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองความถี่ส่วนของป้อนไปข้างหน้า จะมีวงจรมีจำนวน $M-1$ ค่า

v_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองความถี่ส่วนของป้อนกลับจะมีวงจรมีจำนวน $N-1$ ค่า

$y_k(n)$ คือ เอาต์พุตของตัวกรองดิจิทัลชนิด IIR โดยผู้ใช้งานลำดับที่ k



รูปที่ 3.3 ตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด

3.3 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ช่วยในการปรับแต่งสัญญาณให้มีค่าความผิดพลาดให้น้อยที่สุด โดยจะอาศัยคุณสมบัติของตัวกรองสัญญาณดิจิทัลมาทำการปรับแต่งสัญญาณร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัว ถ้าทำการพิจารณาโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลชนิด FIR แบบปรับค่าได้ ก็จะประกอบด้วยอุปกรณ์หน่วยเวลาจำนวน N ชุด วงจรคูณสัญญาณจำนวน $N+1$ ชุด และวงจรวกสัญญาณ โดยพิจารณาจากรูปที่ 3.4 เป็นการแสดงโครงสร้างการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณในช่วงเวลาที่อยู่ระหว่างการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ (Weights) ที่อินพุตของวงจรจะมีสัญญาณ $r_k(n)$ ค่าใหม่เข้าทุก ๆ ช่วงเวลา ค่าของ $r_k(n)$ นี้มีขนาดที่ไม่แน่นอนเพราะแปรเปลี่ยนไปตามสภาพของช่องสัญญาณและปริมาณของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณในขณะนั้น ๆ ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า $r_k(n)$ เป็นกระบวนการแบบสุ่ม โดยค่า k ที่ห้อยอยู่นั้นหมายถึงผู้ใช้คนที่ k ซึ่งโครงสร้างของวงจรที่ต่อเชื่อมในลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่าตัวกรองความถี่แบบ Transversal ค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ w แต่ละตัวจะมีตัวแปรเวลา n อยู่ด้วย เพื่อบ่งบอกว่าค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้แปรเปลี่ยนตามเวลาในช่วงที่ระบบกำลังหาค่าที่เหมาะสม ค่า w เหล่านี้อาจจะมีการปรับเปลี่ยนในทุก ๆ ครั้งที่มีการเพิ่มขึ้นของค่า n หรืออาจจะเปลี่ยนหลังจากที่มีข้อมูลอินพุตจำนวนหนึ่งบล็อก

กรรมวิธีหรืออัลกอริทึมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่า $e_k(n)$ เป็นสำคัญ โดย $e_k(n)$ คือ ผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างค่า $d_k(n)$ กับค่า $\hat{d}_k(n)$ ซึ่งโดยทั่วไปอัลกอริทึมที่ใช้ก็จะพยายามปรับสัมประสิทธิ์การคูณในทิศทางที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุน (Cost Function) ที่สนใจมีขนาดลดต่ำลงเรื่อย ๆ ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่นิยมใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบหนึ่งก็คือ ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error: MSE) ระหว่างค่าของสัญญาณที่ต้องการกับค่าของสัญญาณที่ได้จากตัวปรับแต่งสัญญาณ สำหรับตัวอย่างของอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์คือ วิธี Least Mean Squares (LMS) [7], [9] โดยในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะอาศัยสมการต่อไปนี้

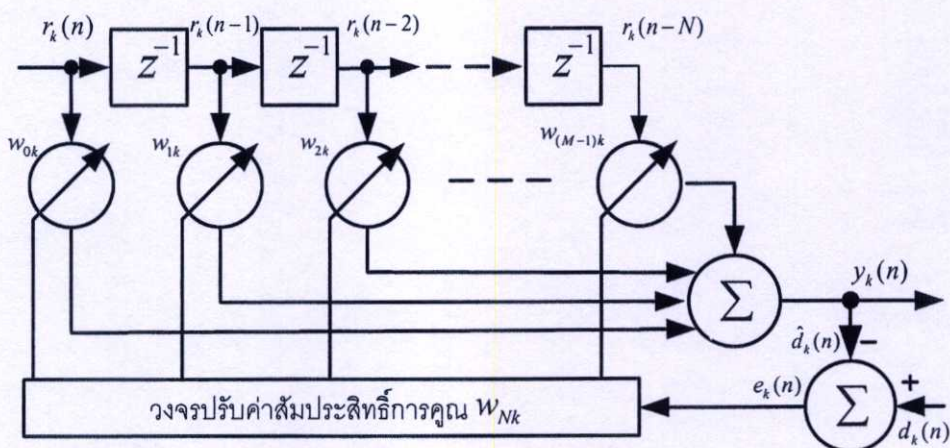
$$\text{New weights} = \text{Previous weights} + (\text{Constant}) \times (\text{Previous error}) \times (\text{Current input})$$

โดยที่

$$\text{Previous error} = \text{Previous desired output} - \text{Previous actual output}$$

สำหรับค่าคงที่ (Constant) ที่ใช้นั้น สามารถที่จะปรับเปลี่ยนไปได้ในการคำนวณแต่ละรอบ เพื่อควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์ให้เหมาะสม การคำนวณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณจะกระทำซ้ำไปเรื่อย ๆ หลายรอบ จนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์เริ่มจะอยู่ตัวและเข้าใกล้ค่าที่ดีที่สุด เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมแล้วกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะหยุดลง ช่วงเวลาถัดมาก็จะใช้ใน

การรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ ในช่วงเวลานี้จะใช้ชุดสัมประสิทธิ์ที่หาได้ไปจนกระทั่งมีความจำเป็นที่จะต้องปรับค่าสัมประสิทธิ์ใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 3.4 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณในช่วงเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์การคูณ

จากโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 3.4 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยวิธีการต่อไปนี้

กำหนดให้เวกเตอร์ \mathbf{r}_k แทนสัญญาณอินพุตของตัวปรับแต่งสัญญาณ

$$\mathbf{r}_k = [r_k(n) \quad r_k(n-1) \quad r_k(n-2) \quad \dots \quad r_k(n-N)]^T \quad (3.6)$$

โดยที่ N คือ จำนวนของชุดหน่วยเวลาของวงจรปรับแต่งสัญญาณ

k คือ ผู้ใช้รายที่ k

และกำหนดให้เวกเตอร์ $\mathbf{w}_{ik}(n)$ แทนค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรปรับแต่งสัญญาณ

$$\mathbf{w}_{ik}(n) = [w_{0k}(n) \quad w_{1k}(n) \quad w_{2k}(n) \quad \dots \quad w_{Nk}(n)]^T \quad (3.7)$$

โดยค่า i คือค่าลำดับของชุดสัมประสิทธิ์การคูณ และสามารถแสดงสัญญาณที่เอาต์พุตซึ่งมีค่า

เท่ากับ $\hat{d}_k(n) = \sum_{i=0}^N w_{ik}(n)r_{k-i}(n)$ ในรูปของเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$\hat{d}_k(n) = \mathbf{r}_k(n)^T \mathbf{w}_k(n) = \mathbf{w}_k(n)^T \mathbf{r}_k(n) \quad (3.8)$$

ต่อไปนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเครื่องรับที่มีผู้ใช้เพียงรายเดียวโดยในสมการจะตัดตัวแปร k ออก ดังนั้น ในช่วงที่วงจรทราบค่าของชุดข้อมูลที่แท้จริง $d(n)$ (Desired response) อยู่แล้ว ค่าความแตกต่าง หรือค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีค่าเป็น

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.8) จะได้

$$e(n) = d(n) - \mathbf{r}(n)^T \mathbf{w}(n) = d(n) - \mathbf{w}(n)^T \mathbf{r}(n) \quad (3.10)$$

$$|e(n)|^2 = d(n)^2 + \mathbf{w}(n)^T \mathbf{r}(n) \mathbf{r}(n)^T \mathbf{w}(n) - 2d(n) \mathbf{r}(n)^T \mathbf{w}(n) \quad (3.11)$$

เมื่อหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิลของสมการที่ (3.11) จะได้

$$E[|e(n)|^2] = E[d(n)^2] + \mathbf{w}(n)^T E[\mathbf{r}(n) \mathbf{r}(n)^T] \mathbf{w}(n) - 2E[d(n) \mathbf{r}(n)^T] \mathbf{w}(n) \quad (3.12)$$

การกำหนดให้เวกเตอร์ \mathbf{p} แทนสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่อินพุต

$$\begin{aligned} \mathbf{p} &= E[d(n) \mathbf{r}(n)] \\ &= E \begin{bmatrix} d(n)r(n) & d(n)r(n-1) & d(n)r(n-2) & \dots & d(n)r(n-(M-1)) \end{bmatrix}^T \end{aligned} \quad (3.13)$$

และกำหนดให้เวกเตอร์ \mathbf{R} แทนเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุต (Input Correlation Matrix) ที่มีขนาดเท่ากับ $(N+1) \times (N+1)$ หรือบางทีจะเรียกว่า โคแวนเรียนซ์เมตริกซ์ของอินพุต (Input Covariance Matrix)

$$\begin{aligned} \mathbf{R} &= E[\mathbf{r}(n) \mathbf{r}(n)^T] \\ &= E \begin{bmatrix} r(n)^2 & r(n)r(n-1) & r(n)r(n-2) & \dots & r(n)r(n-N) \\ r(n-1)r(n) & r(n-1)^2 & r(n-1)r(n-2) & \dots & r(n-1)r(n-N) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r(n-N)r(n) & r(n-N)r(n-1) & r(n-N)r(n-2) & \dots & r(n-N)^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.14)$$

ถ้าหาก d_k และ r_k มีคุณลักษณะที่ไม่แปรตามเวลา (Stationary) จะได้ว่าเทอมต่าง ๆ ใน \mathbf{p} และ \mathbf{R} ก็จะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จากสมการที่ (3.12-3.14) จะได้ว่า

$$\text{Mean Square Error (MSE)} = \xi = E[d(n)^2] + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} - 2\mathbf{p}^T \mathbf{w} \quad (3.15)$$

จากสมการที่ (3.15) สามารถหาค่าเวกเตอร์ \mathbf{w} ที่ทำให้ค่า MSE มีขนาดต่ำที่สุด (Minimum MSE หรือ MMSE) ได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ของ ξ

$$\nabla = \frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_N} \right]^T \quad (3.16)$$

เมื่อหาอนุพันธ์ของ ξ โดยเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การคูณแต่ละค่าจนครบก็จะได้

$$\nabla = 2\mathbf{R}\mathbf{w} - 2\mathbf{p} \quad (3.17)$$

กำหนดให้ $\nabla = 0$ เพื่อหาค่าที่ต่ำที่สุดของ MSE ผลลัพธ์ที่ได้คือชุดสัมประสิทธิ์ $\hat{\mathbf{w}}$ ที่เหมาะสม

$$\hat{\mathbf{w}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{p} \quad (3.18)$$

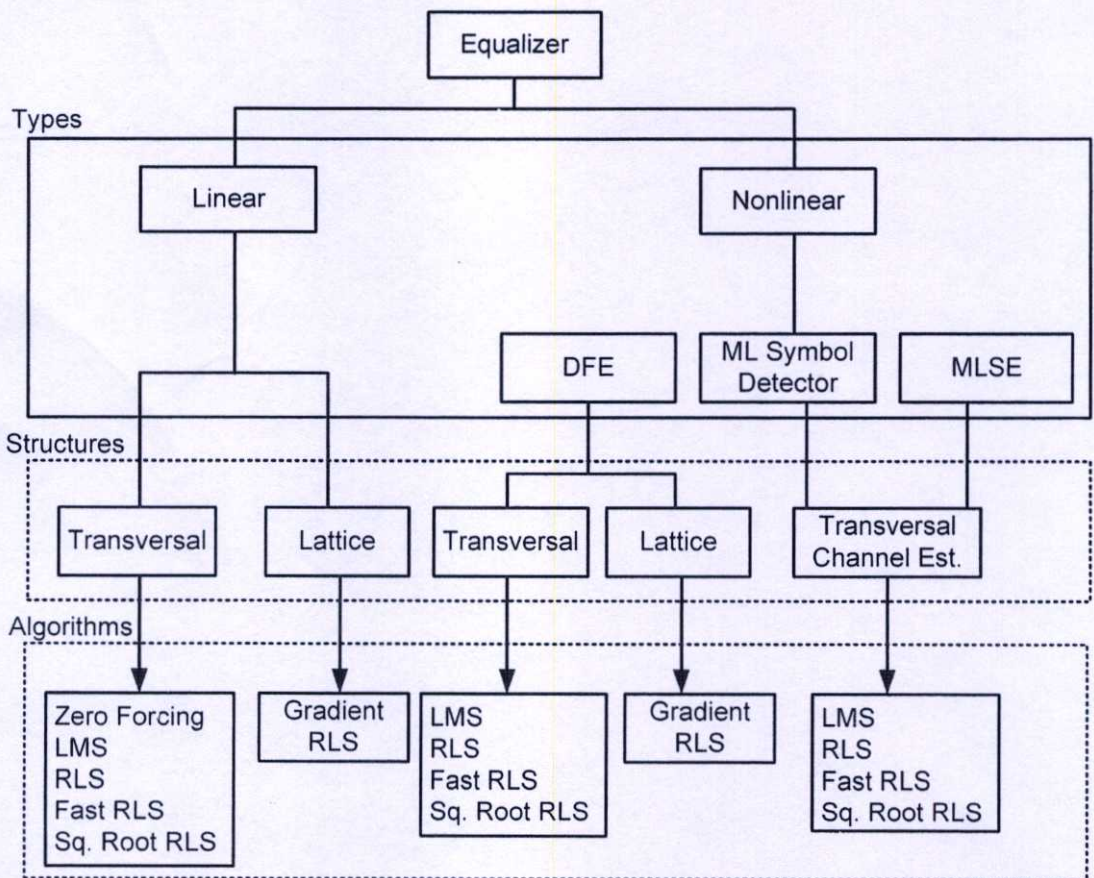
เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ไปแทนลงในสมการที่ (3.15) จะได้

$$\text{MMSE} = \xi_{\min} = E[d(n)^2] - \mathbf{p}^T \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} = E[d(n)^2] - \mathbf{p}^T \hat{\mathbf{w}} \quad (3.19)$$

3.4 ชนิดของตัวปรับแต่งสัญญาณ

ตัวปรับแต่งสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ อีควอลไลเซอร์แบบเชิงเส้น (Linear Equalization) และ อีควอลไลเซอร์แบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Equalization) การแบ่งแยกประเภทของตัวปรับแต่งสัญญาณในลักษณะนี้ พิจารณาจากส่วนของวงจรป้อนกลับ (Feedback) โดยปกติที่ภาครับจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรที่ทำหน้าที่ตัดสินใจว่าสัญญาณ $\hat{d}(n)$ ควรจะแปลงให้เป็นสัญญาณดิจิทัล $d(n)$ ที่มีค่าเท่าไร ซึ่งโดยทั่วไปจะใช้การเทียบระดับของสัญญาณที่รับได้กับค่าเทรซโฮลด์ที่ได้กำหนดไว้ หากตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีการป้อนกลับค่าของ $d(n)$ ไปใช้ในกระบวนการปรับเปลี่ยนค่าสัญญาณที่เข้ามาในภายหลังแล้ว วงจรนี้จะจัดอยู่ในประเภทอีควอลไลเซอร์แบบไม่เชิงเส้น จะเห็นว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแต่ละประเภททั้งแบบเชิงเส้น

และแบบไม่เชิงเส้น จะประกอบขึ้นจากโครงสร้างพื้นฐานที่เป็น Transversal หรือ Lattice ก็ได้ นอกจากโครงสร้างที่ใช้แล้วเรื่องสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คืออัลกอริทึมหรือวิธีการที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสม จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแต่ละประเภทก็อาจมีอัลกอริทึมที่เหมาะสมแตกต่างกันไป โดยโครงสร้างแบบ Transversal สามารถกระทำได้ง่าย ด้วยเหตุนี้ในปัจจุบัน โครงสร้างแบบนี้จึงมีการนำมาใช้อย่างแพร่หลาย โดยโครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณแบบ Transversal Filter นี้เป็นการนำเอาอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รวมสัญญาณแรงดันจากจุดสัญญาณต่าง ๆ ที่มีขนาดของเวลาประวิงที่แตกต่างกัน ซึ่งเริ่มใช้โดย Kallmann ในราวปี ค.ศ. 1940 [7], [8]



รูปที่ 3.5 การแบ่งประเภทของตัวปรับแต่งสัญญาณ [9]

คำย่อ

Maximum-Likelihood (ML)

Maximum-Likelihood sequence estimator (MLSE)

Decision Feedback Equalizer (DFE)

Estimator (EST)

Square (Sq)

3.5 อัลกอริทึมสำหรับการปรับตัว

ตัวปรับแต่งสัญญาณที่สามารถปรับเปลี่ยนคุณสมบัติไปตามสภาพของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น จำเป็นจะต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรฟิลเตอร์ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณตลอดเวลา อัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์มีอยู่หลายรูปแบบ แต่ละวิธีก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป ในการที่จะวัดสมรรถนะของอัลกอริทึมเหล่านี้จะพิจารณาจากองค์ประกอบต่อไปนี้

- Rate of Convergence คือ จำนวนรอบการคำนวณที่ต้องใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์เพื่อให้ได้ค่าที่ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมสำหรับสภาพของสัญญาณอินพุตที่อยู่ในสถานะที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงเชิงสถิติ
- Misadjustment คือ ความแตกต่างของผลลัพธ์ของค่า Mean-Squared Error ที่ได้จากอัลกอริทึม นั้น ๆ กับค่าต่ำสุดที่แท้จริงของ Mean-Squared Error
- Computational Complexity จำนวนการบวกคูณหารที่ต้องใช้ในการคำนวณ 1 รอบ ขนาดของหน่วยความจำที่ต้องใช้ในการคำนวณและความยากง่ายหรือเวลาที่ต้องใช้ในการเขียนโปรแกรม
- Numerical Properties ผลกระทบของการปัดเศษของตัวเลขต่าง ๆ ในกระบวนการคำนวณที่มีต่อเสถียรภาพของอัลกอริทึม

การออกแบบอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวของตัวปรับแต่งสัญญาณนั้น สามารถกระทำได้หลากหลายมาก ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอกกล่าวถึงรายละเอียดของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยนำมาเปรียบเทียบคุณสมบัติด้วยกัน 2 แบบ ดังนี้

3.5.1 อัลกอริทึม Least Mean Square (LMS)

สำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณปรับตัวได้แบบเชิงเส้นที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.4 สามารถจะหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.18) หากแต่เนื่องจากการหาค่าเมตริกซ์ผกผันของ \mathbf{R} ในสมการที่ (3.19) โดยตรงนั้นค่อนข้างมีความซับซ้อนมาก โดยเฉพาะในกรณีที่ตัวปรับแต่งสัญญาณประกอบด้วยอุปกรณ์หน่วงเวลาจำนวนมากและมีการป้อนข้อมูลเข้าสู่วงจรด้วยอัตราที่เร็วมาก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเทคนิคที่เรียกว่า Steepest descent มาใช้ในการหาชุดสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมแทน สำหรับขั้นตอนการทำงานของเทคนิคดังกล่าวมีรายละเอียดดังนี้

1. กำหนดค่าตั้งต้นให้กับเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ $\mathbf{w}(0)$ ซึ่งสามารถกำหนดให้มีค่าได้อย่างอิสระ ค่านี้จึงเป็นเหมือนจุดเริ่มแรกในการค้นหาจุดต่ำสุดของระบบในลำดับต่อไป สำหรับค่าที่ใช้กันทั่วไปคือตั้งให้มีค่าเป็น 0 ทั้งหมด

2. จากจุดเริ่มต้นดังกล่าวให้คำนวณหาเวกเตอร์เกรเดียนต์ (Gradient vector) ของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสอง $J(n)$ เทียบกับเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ $\mathbf{w}(n)$ สังเกตว่าได้ใช้ตัวแปร $J(n)$ แทนที่ ξ ซึ่งมีดัชนี n เพิ่มเข้ามาเพื่อใช้บ่งบอกถึงรอบหรือครั้งของการปรับตัว

3. ปรับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ใหม่โดยอาศัยเวกเตอร์เกรเดียนต์ในการบอกทิศทางของการปรับ กล่าวคือ จะปรับในทิศทางตรงกันข้ามกับค่าของเวกเตอร์เกรเดียนต์คำนวณค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสอง (MSE) ใหม่โดยใช้เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ชุดใหม่

4. กลับไปทำซ้ำในขั้นตอนที่ 2 ใหม่

จากขั้นตอนการทำงานของเทคนิค Steepest descent หากนำมาพิจารณาในเชิงสมการทางคณิตศาสตร์จะได้ผล คือ กำหนดให้ $\mathbf{w}(n)$ แทนเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่เวลา n และให้ $\nabla(n)$ แทนเวกเตอร์เกรเดียนต์คำนวณ ณ เวลา n การปรับค่าสัมประสิทธิ์จะมีความสัมพันธ์คือ

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla(n)] \quad (3.20)$$

โดย μ เป็นตัวเลขคงที่บวก

และจากสมการที่ (3.17) เวกเตอร์เกรเดียนต์มีค่าดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \nabla(n) &= \frac{\partial J(n)}{\partial \mathbf{w}(n)} \\ &= -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w}(n) \end{aligned} \quad (3.21)$$

ในการคำนวณตรงนี้จำเป็นที่จะต้องทราบค่าของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุต \mathbf{R} และเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ \mathbf{p} จากระบบที่พิจารณา จากนั้นแทนค่า $\nabla(n)$ ตามสมการที่ (3.21) ลงในสมการที่ (3.20) ผลที่ได้คือ

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \mu[\mathbf{p} - \mathbf{R}\mathbf{w}(n)] \quad \text{สำหรับ } n = 1, 2, 3 \dots \quad (3.22)$$

กระบวนการของเทคนิค Steepest descent จะกระทำแบบวนซ้ำจนกระทั่งเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่ได้
 เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม สังเกตว่า μ คือพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดช่วงการปรับแต่ละครั้ง หากตั้ง
 ให้มีค่าที่ใหญ่กระบวนการปรับสัมประสิทธิ์จะเข้าสู่จุดอยู่ตัวของระบบได้อย่างรวดเร็ว แต่ถ้าใหญ่
 เกินไปผลที่ได้จากการปรับจะไม่ดี เพราะระบบอาจจะแกว่งไปมาไม่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมด จะเห็นได้ว่าในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จำเป็นที่จะต้องทราบค่า
 เวกเตอร์เกรเดียนต์ในการปรับแต่ละรอบ และจะต้องเลือกค่าคงที่ μ ให้เหมาะสมกับระบบ ระบบ
 จึงจะให้ผลที่ถูกต้องและเข้าสู่ค่าที่เหมาะสม ในทางปฏิบัติ เป็นเรื่องยากที่จะสามารถวัดค่า
 เวกเตอร์เกรเดียนต์ให้ถูกต้อง ดังนั้นการใช้งานจริงจึงมักจะต้องอาศัยค่าประมาณแทน โดยจะ
 ประมาณจากข้อมูลที่ได้รับ กรรมวิธีในการประมาณค่าที่รู้จักกันทั่วไปวิธีหนึ่งมีชื่อเรียกว่า
 อัลกอริทึม Least Mean Square (LMS) การประมาณของอัลกอริทึม LMS จะใช้ข้อมูลที่ได้รับ ณ
 ขณะนั้น ๆ มาใช้แทนในเมตริกซ์ R และเวกเตอร์ p เพื่อใช้ในการประมาณเวกเตอร์เกรเดียนต์ นั่น
 คือ

$$\hat{R} = \mathbf{r}(n)\mathbf{r}^T(n) \quad (3.23)$$

$$\hat{p} = \mathbf{r}(n)d(n) \quad (3.24)$$

โดยเวกเตอร์ $\mathbf{r}(n)$ คือ เวกเตอร์ \mathbf{r}_k ที่กำหนดในสมการที่ (3.6) และ $d(n)$ คือ d_k ด้วยเช่นกัน
 สำหรับค่าประมาณของเวกเตอร์เกรเดียนต์สามารถคำนวณได้เป็น

$$\hat{\mathbf{v}}(n) = -2\mathbf{r}(n)d(n) + 2\mathbf{r}(n)\mathbf{r}^T(n)\hat{\mathbf{w}}(n) \quad (3.25)$$

นำเวกเตอร์เกรเดียนต์ที่คำนวณได้ไปแทนลงในสมการที่ (3.20)

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{w}}(n+1) &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{r}(n)[d(n) - \mathbf{r}^T(n)\hat{\mathbf{w}}(n)] \\ &= \hat{\mathbf{w}}(n) + \mu\mathbf{r}(n)e(n) \end{aligned} \quad (3.26)$$

จากที่ได้อธิบายมาทั้งหมด สามารถสรุปการทำงานของอัลกอริทึม LMS ได้ดังนี้ ขั้นแรก
 จะทำการเลือกค่าตั้งต้นของสัมประสิทธิ์ชุดหนึ่งโดยแรนดอมหรือโดยกำหนดให้เป็นศูนย์ทั้งหมด
 จากนั้นก็ทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์แต่ละค่าเหล่านั้นทีละนิตเพื่อให้ได้ค่า MSE ที่มีขนาดต่ำลง
 เรื่อย ๆ โดยที่การปรับในแต่ละรอบนั้นจะอาศัยสมการต่อไปนี้

$$d(n) = \mathbf{w}^T(n) \mathbf{r}(n) \quad (3.27)$$

$$e(n) = \hat{d}(n) - d(n) \quad (3.28)$$

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) - \mu \mathbf{r}(n) e(n) \quad (3.29)$$

โดย n เป็นค่าที่บ่งถึงรอบของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ μ คือ ค่าคงที่เล็ก ๆ ค่าหนึ่งที่ใช้ในการควบคุมอัตราการลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์แต่ละรอบ โดยค่านี้ควรจะเล็กพอที่จะทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์มีเสถียรภาพ สามารถลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมได้โดยไม่มีปัญหาของการแกว่ง

3.5.2 อัลกอริทึม Recursive Least Squares (RLS)

การปรับค่าสัมประสิทธิ์ให้ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมโดยวิธี Gradient-based LMS นั้นมีความเสี่ยงสูง โดยเฉพาะในสภาพที่ Eigen values ของเมทริกซ์โคเวเรียนซ์อินพุต (Input Covariance Matrix) \mathbf{R} มีค่าที่แตกต่างกันมาก ๆ เพื่อให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์สามารถกระทำได้รวดเร็วมากขึ้น จำเป็นต้องอาศัยวิธี Least Square Approach แทนการใช้ Statistical Approach ดังที่ใช้ในอัลกอริทึมแบบ LMS หลักการสำคัญก็คือการใช้ค่าเฉลี่ยทางเวลา (Time Average) ของสัญญาณที่รับได้แทนการใช้ค่าเฉลี่ยทางสถิติ (Statistical Average) เทคนิคหรือวิธีการนี้มีชื่อเรียกว่า Recursive Least Squares (RLS)

ค่า Least Square Error โดยอาศัยค่าเฉลี่ยทางเวลานิยามให้มีค่าเท่ากับ

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e^*(i, n) e(i, n) \quad (3.30)$$

โดยที่ λ เป็นตัวประกอบถ่วงน้ำหนัก (Weighting Factor) ที่มีค่าใกล้ 1 แต่มีขนาดเล็กกว่า 1 ส่วน $e^*(i, n)$ คือ ค่าคอนจูเกตเชิงซ้อน (Complex Conjugate) ของ $e(i, n)$ โดย $e(i, n)$ มีค่าเท่ากับ

$$e(i, n) = d(i) - \mathbf{r}^T(i) \mathbf{w}(n) \quad 0 \leq i \leq n \quad (3.31)$$

และ

$$\mathbf{r}(i) = [r(i), r(i+1), \dots, r(i-N+1)]^T \quad (3.32)$$

โดยที่ $\mathbf{r}(i)$ คือ เวกเตอร์ของข้อมูลที่อินพุตที่เวลา i

$\mathbf{w}(n)$ คือ เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ชุดใหม่ของวงจรถูกที่เวลา n

$e(i,n)$ คือ ค่าความผิดพลาดที่ได้จากการใช้สัมประสิทธิ์ของวงจรถูกใหม่ที่เวลา n

ในการทดสอบกับข้อมูลเก่าที่เวลา i

$\mathbf{J}(n)$ คือ Cumulative Squared Error ของการใช้สัมประสิทธิ์วงจรถูกใหม่กับชุดข้อมูลเก่า

ในการหาค่าต่ำสุดของ Least Square Error $\mathbf{J}(n)$ สามารถทำได้โดยคำนวณค่าเกรเดียนต์ของ $\mathbf{J}(n)$ ในสมการที่ (3.30) และกำหนดให้เป็นศูนย์

$$\frac{\partial}{\partial \mathbf{w}} \mathbf{J}(n) = 0 \quad (3.33)$$

จากสมการที่ (3.30) - (3.31) สามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$\mathbf{R}(n) \hat{\mathbf{w}} = \boldsymbol{\rho}(n) \quad (3.34)$$

โดย $\hat{\mathbf{w}}$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม

$$\mathbf{R}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} \mathbf{r}^*(i) \mathbf{r}^T(i) \quad (3.35)$$

$$\boldsymbol{\rho}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} \hat{d}^*(i) \mathbf{r}(i) \quad (3.36)$$

$$\mathbf{R}(n) = \lambda \mathbf{R}(n-1) + \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^T(n) \quad (3.37)$$

$$\mathbf{R}^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} \left[\mathbf{R}^{-1}(n-1) - \frac{\mathbf{R}^{-1}(n-1) \mathbf{r}(n) \mathbf{r}^T(n) \mathbf{R}^{-1}(n-1)}{\lambda + \boldsymbol{\mu}(n)} \right] \quad (3.38)$$

โดย

$$\boldsymbol{\mu}(n) = \mathbf{r}^T(n) \mathbf{R}^{-1}(n-1) \mathbf{r}(n) \quad (3.39)$$

จากสมการความสัมพันธ์ในรูปของรีเคอร์ซีฟเหล่านี้ทำให้สามารถเขียนสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึมแบบ RLS ได้ดังนี้

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)e^*(n, n-1) \quad (3.40)$$

โดย

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(n-1)\mathbf{r}(n)}{\lambda + \mu(n)} \quad (3.41)$$

เมื่อพิจารณาอัลกอริทึมการปรับตัวแบบ RLS โดยรวมแล้ว สามารถสรุปขั้นตอนการทำงานได้ดังนี้

1. กำหนดค่าตั้งต้น

$$\mathbf{w}(0) = \mathbf{k}(0) = \hat{\mathbf{d}}(0) = 0 \quad (3.42)$$

$$\mathbf{R}^{-1}(0) = \delta \mathbf{I} \quad (3.43)$$

โดย \mathbf{I} คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N \times N$

δ คือ ค่าคงที่ขนาดใหญ่

2. คำนวณค่าต่าง ๆ อย่างรีเคอร์ซีฟ

$$\hat{\mathbf{d}}(n) = \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{r}(n) \quad (3.44)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{\mathbf{d}}(n) \quad (3.45)$$

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\mathbf{R}^{-1}(n-1)\mathbf{r}(n)}{\lambda + \mathbf{r}^T(n)\mathbf{R}^{-1}(n-1)\mathbf{r}(n)} \quad (3.46)$$

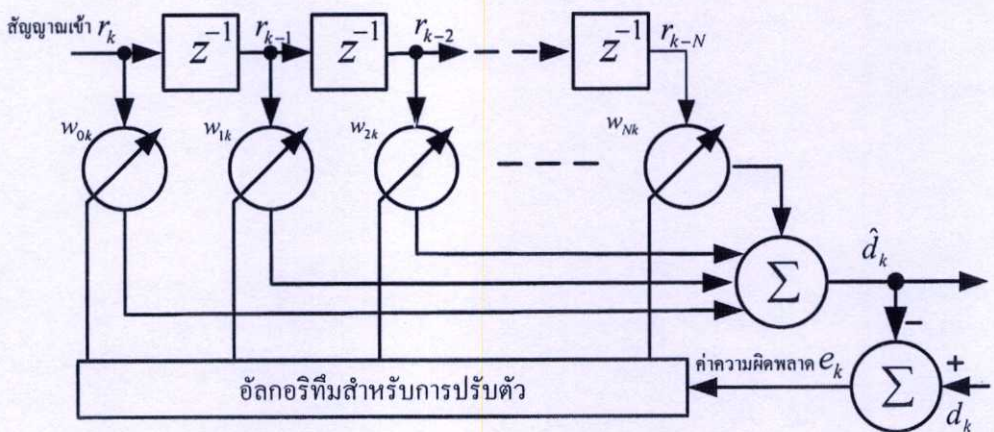
$$\mathbf{R}^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} [\mathbf{R}^{-1}(n-1) - \mathbf{k}(n)\mathbf{r}^T(n)\mathbf{R}^{-1}(n-1)] \quad (3.47)$$

$$\mathbf{w}(n) = \mathbf{w}(n-1) + \mathbf{k}(n)e^*(n) \quad (3.48)$$

3.6 วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

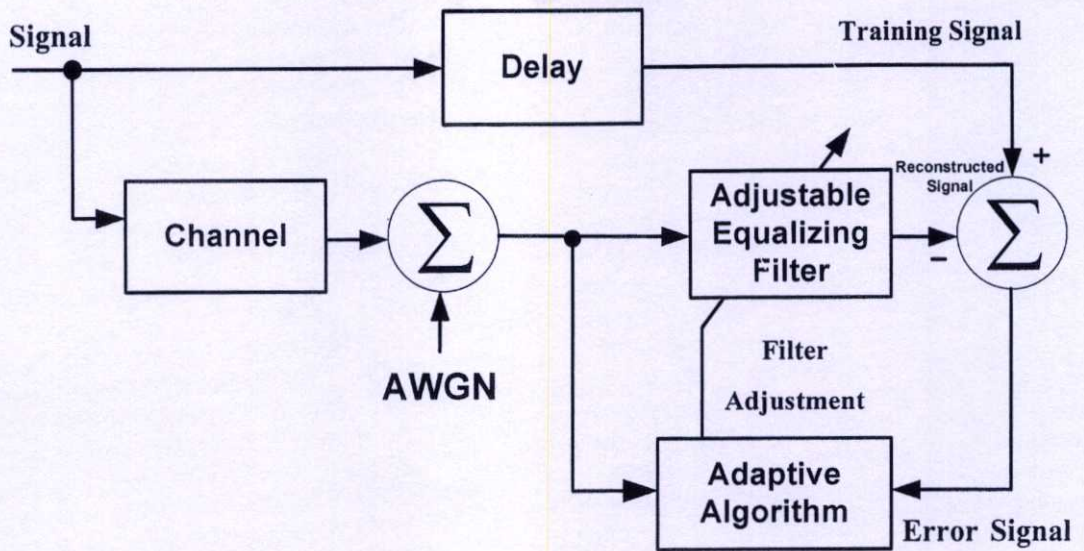
เนื่องจากการส่งสัญญาณในอากาศนั้นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ คือ การเกิดขึ้นของคลื่นหลายวิถี ส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เรียกว่า “การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์” ส่งผลให้ที่ภาครับได้รับสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนไปจากเดิม สิ่งที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องรับในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในการรับข้อมูล จะนิยมใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณ มาช่วยในการปรับแต่งสัญญาณให้มีค่าความผิดเพี้ยนให้น้อยที่สุด โดยจะอาศัยคุณสมบัติของตัวกรองดิจิทัลมาทำการปรับแต่งสัญญาณร่วมกับอัลกอริทึมในการปรับค่าเองโดยอัตโนมัติ ด้วยเหตุนี้จึงเป็นที่มาของ “ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับค่าได้”

ถ้าทำการพิจารณาโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลชนิด FIR แบบปรับค่าได้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.6

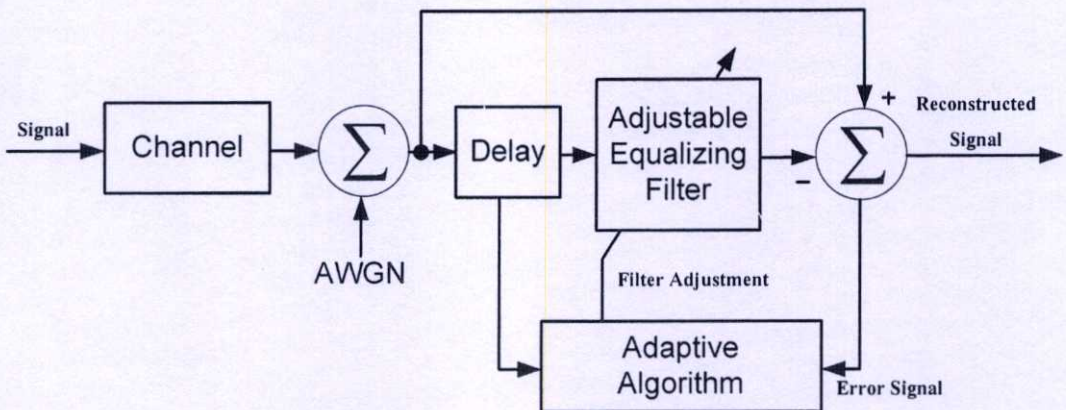


รูปที่ 3.6 โครงสร้างของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

โดยทั่วไปแล้วตัวปรับแต่งสัญญาณ จะสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ ได้แก่ ตัวปรับแต่งสัญญาณที่อาศัยสัญญาณเทรนนิ่ง (Training Signal) มาช่วยในการปรับแต่งสัญญาณ และตัวปรับแต่งสัญญาณที่ไม่อาศัยสัญญาณเทรนนิ่งมาช่วยในการปรับแต่งหรือมีอีกชื่อหนึ่งว่า ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบบอด (Blind Adaptive Equalizer) โดยสามารถแสดงบล็อกไคอะแกรมของตัวปรับแต่งสัญญาณที่นิยมใช้ในการทดลองทั้งสองชนิด ได้ดังรูปที่ 3.7 และ 3.8 ตามลำดับ [7], [9]



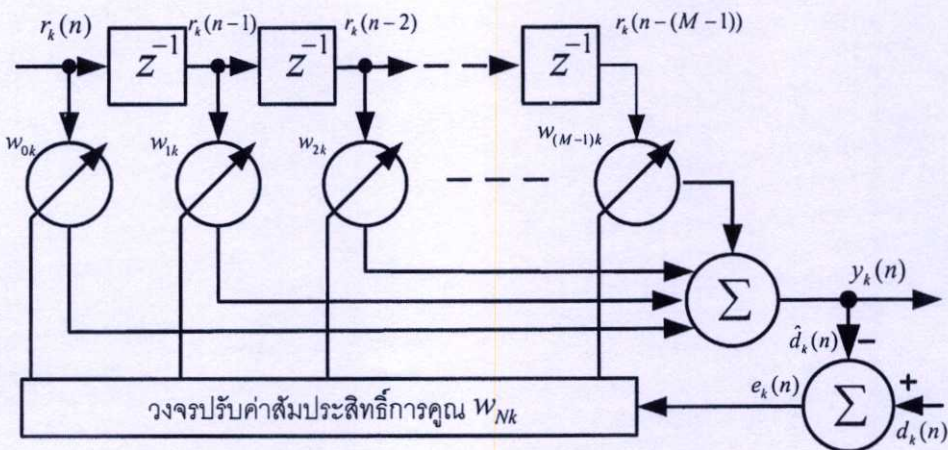
รูปที่ 3.7 ตัวปรับแต่งสัญญาณที่อาศัยสัญญาณเทรนนิ่ง



รูปที่ 3.8 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบบอด

สำหรับในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำตัวปรับแต่งสัญญาณที่อาศัยสัญญาณเทรนนิ่ง เนื่องจากในโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ สามารถเพิ่มบิตเทรนนิ่งลงไปใน การรับส่งสัญญาณได้ โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอโครงสร้างใหม่ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้ วงจรกรองแบบลาแกร์ และใช้อัลกอริทึมที่เหมาะสมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่ง สัญญาณ โดยโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณนี้พัฒนามาจากโครงสร้างของตัวปรับแต่ง สัญญาณแบบ FIR ซึ่งจะมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยมีเสถียรภาพในระบบที่มีผลการ คอบสนองอิมพัลส์แบบยาว

3.6.1 โครงสร้างตัวกรองแบบอิมพัลส์จำกัดทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้



รูปที่ 3.9 โครงสร้างแบบตัวกรองอิมพัลส์จำกัด

โครงสร้างตามรูปที่ 3.9 นั้น สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการได้ดังนี้

$$y_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_{ik} r_k(n-i) \quad (3.49)$$

- โดยที่
- M คือ ค่าอันดับของตัวกรองดิจิทัล
 - w_{ik} คือ ค่าสัมประสิทธิ์น้ำหนักในการปรับตัวของตัวกรองดิจิทัลลำดับที่ i
 - $r_k(n)$ คือ สัญญาณอินพุตของตัวกรองดิจิทัลลำดับผู้ใช้ลำดับที่ k
 - $y_k(n)$ คือ สัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองดิจิทัลลำดับผู้ใช้ลำดับที่ k

ในงานด้านการวิจัยแล้วนั้น โครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลจะถูกใช้งานด้วยโครงสร้างนี้มากที่สุด เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่สามารถสร้างได้ง่าย ไม่ซับซ้อนมากนัก และมีเสถียรภาพในการทำงานค่อนข้างที่จะสูง

ปัญหาหลักในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ็็นี คือการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรงที่เกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก ซึ่งมีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว การแก้ไขปัญหาดังกล่าวจะต้องใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีประสิทธิภาพและมีเสถียรภาพเสมอ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ได้ออกแบบให้ตัวปรับแต่งสัญญาณเป็นแบบผสมผสานที่มีประสิทธิภาพที่ดีในระบบที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว และมีเสถียรภาพเสมอ โดยการใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ ซึ่งจะกล่าวถึงในบทต่อไป

3.7 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของตัววัดสมรรถนะต่าง ๆ

3.7.1 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับ ซึ่งมีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) ดังนี้

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A^2}{\sigma^2} \right) \quad (3.50)$$

เมื่อ A คือ ขนาดสัญญาณ และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนซึ่งคือ กำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

3.7.2 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate: SER)

อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบซึ่งจะทำการพิจารณาที่การตีเทคต์สัญลักษณ์ที่ได้ โดยพิจารณาในสถานะต่างๆ เช่นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

3.7.3 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตหรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่พิจารณาในสถานะต่างๆ เช่นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ค่าความผิดพลาดบิตจะนับเมื่อสิ้นสุดการตัดสินใจของวงจรตัดสินใจ (Decision Circuit) ในแต่ละบิต และสามารถเริ่มนับได้ตั้งแต่สิ้นสุดการตัดสินใจของวงจรตัดสินใจบิตสำหรับข้อมูลบิตแรก

บทที่ 4

วงจรรองแบบลาแกร์ (Laguerre Filter)

จากบทที่แล้วได้กล่าวถึงเรื่องของตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างพื้นฐานของมาจากตัวกรองดิจิทัล โดยตัวกรองดิจิทัลแบบปรับตัวได้จะสามารถแบ่งออกเป็นสองชนิด ได้แก่ ตัวกรองดิจิทัลแบบปรับตัวได้ที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบจำกัด (FIR Adaptive Filters) และตัวกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (IIR Adaptive Filters) ในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ ปัญหาที่สำคัญคือการที่สัญญาณที่เครื่องรับของโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอรับได้นั้นจะมีหลายสัญญาณ ซึ่งเกิดจากการสะท้อนระหว่างสิ่งปลูกสร้างและทำให้สัญญาณที่ได้มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่รุนแรง ซึ่งเกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิธีจำนวนมาก และทำให้ระบบมีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว (Long Impulse Response) โดยที่วงจรรองความถี่ดังที่กล่าวมานั้น จะมีคุณสมบัติที่ต่างกันในระบบที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว โดยตัวกรองดิจิทัลแต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียดังต่อไปนี้

- โครงสร้างแบบ IIR มีประสิทธิภาพมากโดยเฉพาะกรณีที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว แต่โครงสร้างลักษณะนี้จะมีปัญหาเรื่องเสถียรภาพ (Stability)
- โครงสร้างแบบ FIR ดังเช่นวงจรรองความถี่แบบ Transversal จะไม่มีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพ แต่โครงสร้างลักษณะนี้ ถ้าจะให้ระบบมีประสิทธิภาพดีในระบบที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาวจะต้องใช้อันดับที่มากซึ่งจะมีความซับซ้อนในการคำนวณมากตามไปด้วย

จากคุณสมบัติของตัวกรองดิจิทัลในโครงสร้างแต่ละแบบ ดังที่กล่าวมาแล้วนั้น ได้นำมาสร้างเป็นวงจรรองความถี่แบบลาแกร์ (Laguerre Transversal Filter) โดยการรวมคุณสมบัติที่ดีของโครงสร้างแบบ FIR และ IIR โดยนำคุณสมบัติที่ดีของโครงสร้างแบบ IIR ที่มีความเหมาะสมในระบบที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว และนำเอาคุณสมบัติที่ดีของโครงสร้างแบบ FIR ที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพเสมอและมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ รวมทั้งยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยด้วย [7]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำวงจรรองความถี่แบบลาแกร์มาใช้ในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ โดยมีเป้าหมายเพื่อต้องการเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอและออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองความถี่แบบลาแกร์ให้มีความเหมาะสมสำหรับสภาวะที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบยาว และใช้

อันดับที่ไม่สูงมากนักในการออกแบบ ทำให้ช่วยลดความซับซ้อนในการคำนวณ และลดอัตราความผิดพลาดได้มากขึ้นด้วย

4.1 วงจรกรองแบบลาแกร์ [7]

การออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณโดยใช้วงจรกรองความถี่ดิจิทัลนั้น แนวทางในการสร้างวงจรกรองความถี่โครงสร้างที่เป็นแบบผสมผสานเพื่อให้วงจรกรองความถี่แบบปรับตัวได้มีความเหมาะสมสำหรับสถานะที่มีผลการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว คือนำเอาโครงสร้างแบบ Tapped-delay Line Memory มาปรับปรุง ซึ่งโดยทั่วไป Tapped-delay Line จะมีค่าเป็น Unit Delay Z^{-1} ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้นที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ โดยพื้นฐานของวงจรกรองแบบ Tapped-delay Line Memory มาจาก Conventional Tapped-delay Line Memory ซึ่งถ้าต้องการให้ผลการตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบยาว ก็จะต้องใช้อันดับที่สูง ๆ แต่จะมีความซับซ้อนในการคำนวณมากขึ้นด้วย

ดังนั้น แนวทางในการแก้ไขปัญหาคือการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรง ซึ่งเกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก และทำให้ระบบมีผลการตอบสนองของอิมพัลส์แบบยาวได้โดยการนำโครงสร้างวงจรกรองแบบลาแกร์มาทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ในการออกแบบโครงสร้างของวงจรกรองแบบลาแกร์นั้น จะมีการประมาณค่าผลการตอบสนองอิมพัลส์โดยใช้ อนุกรม Truncated series ของ Orthonormal Sequences ในการสร้างจะสมมุติให้ Discrete-Time Laguerre sequences [10], [11] คือ

$$f_k(n, \alpha) = n^k \alpha^n \quad (4.1)$$

โดยที่ n คือ เวลาไม่ต่อเนื่อง $n = 0, 1, 2, \dots$

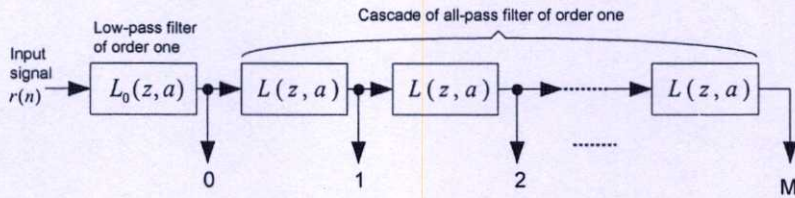
k คือ ค่าคงที่บวก และ $|\alpha| < 1$

ซึ่งลำดับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการตั้งฉาก (Orthogonalization Process) แล้วจะได้เซตตั้งฉากที่สมบูรณ์ (Complete orthogonal set) เป็น Laguerre Polynomial

$$l_k(n, \alpha) = \sqrt{1-\alpha^2} \sum_{j=0}^k (-1)^{k+j} \binom{k}{j} \binom{n+k-j}{k} b^{n+k-2j} \quad (4.2)$$

โดยสามารถแสดงในรูปแบบ Z-transform ของ $l_k(n, \alpha)$ ได้ดังนี้

$$L_i(z, \alpha) = \sqrt{1-\alpha^2} \frac{(z^{-1} - \alpha)^i}{(1-\alpha z^{-1})^{i+1}} \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.3)$$



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของ Laguerre Tapped-delay Line Memory

โดยสามารถนำมาสร้างโครงสร้างของ Laguerre Tapped-delay Line Memory ดังในรูปที่ 4.1 ซึ่งโครงสร้างนี้ จะกำหนดให้วงจรกรองความถี่ด้านหน้าสุดของโครงสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (Low-pass Filters of Order One) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$L_0(z, \alpha) = \frac{\sqrt{1-\alpha^2}}{1-\alpha z^{-1}} \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) ที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน จะนำมาต่ออนุกรมกับวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง (All-pass Filters of Order One) โดยแต่ละวงจรกรองผ่านทุกความถี่นั้นสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้ [7]

$$L(z, \alpha) = \frac{z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}} \quad \text{for } |\alpha| < 1. \quad (4.5)$$

ซึ่งอาจจะเขียนสมการฟังก์ชันลาแกร์ (Laguerre Function) ได้ดังนี้

$$L_i(z, \alpha) = L_0(z, \alpha) (L(z, \alpha))^i, \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.6)$$

โดยเมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ α ของสมการที่ (4.4) และ (4.5) ให้มีค่าเท่ากับ 0 จะได้

$$L_0(z, \alpha) = 1 \quad (4.7)$$

และ

$$L_i(z, \alpha) = z^{-i} \quad \text{for } i \geq 1. \quad (4.8)$$

ลำดับลาแกร์ (Laguerre Sequences) $L_i(z, \alpha)$ ที่ได้มาจากการแปลงเซตผลคูณของ $L_i(z, \alpha)$ ซึ่งมาจากชุดออโรนอร์มอลสำเร็จ (Complete Orthonormal Set) นั้น จะมีคุณสมบัติคือ

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} L_i(n, \alpha) L_j(n, \alpha) = \begin{cases} 1 & \text{for } j = i \\ 0 & \text{for } j \neq i \end{cases} \quad \text{for } |\alpha| < 1 \quad (4.9)$$

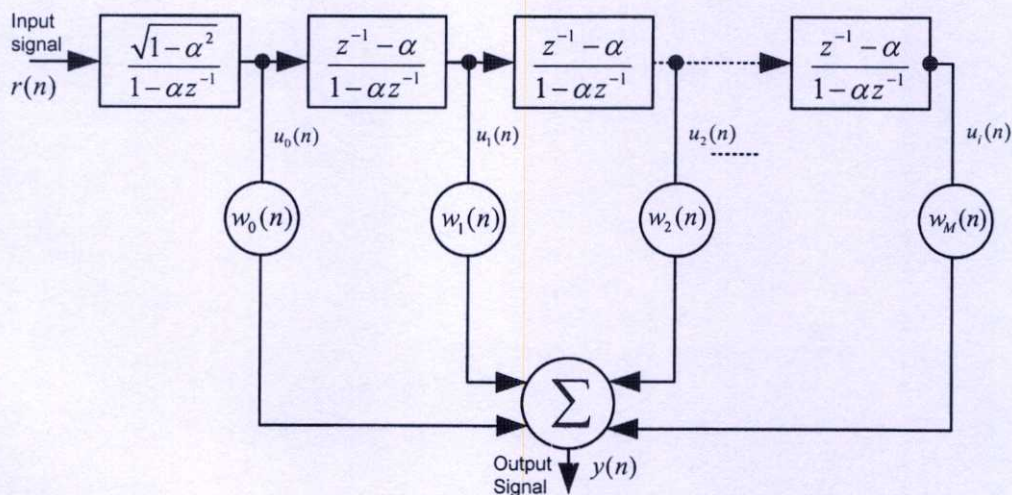
ดังนั้น $h(n)$ ในความเป็นจริงจะมีรูปแบบดังนี้

$$h(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_i(\alpha) L_i(n, \alpha) \quad (4.10)$$

และจะหาสัมประสิทธิ์ (Coefficients) ในการขยายได้โดย

$$w_i(\alpha) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m) L_i(m, \alpha) \quad (4.11)$$

ซึ่งค่าพารามิเตอร์โพล (Pole: α) จะเป็นตัวควบคุมในฟังก์ชันลาแกร์ที่ $i \geq 0$ โดยจะต้องเลือกค่าที่เหมาะสม และต้องมีค่าโพลที่น้อยกว่าหนึ่ง [12]



รูปที่ 4.2 โครงสร้างวงจรกรองแบบลาแกร์

จากโครงสร้างของ Laguerre Tapped-delay Line Memory ในรูปที่ 4.1 นำมาสร้างเป็น วงจรกรองแบบลาแกร์ดังรูปที่ 4.2 โดยการนำโครงสร้างแบบวงจรกรองความถี่แบบตามขวางที่มี โครงสร้างแบบ FIR มารวมกับวงจรกรองความถี่แบบลาแกร์ ซึ่งจะทำให้วงจรกรองความถี่ แบบใหม่นี้มีคุณสมบัติดังนี้

- I. วงจรกรองความถี่แบบลาแกร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าโพลในฟังก์ชันถ่ายโอนให้อยู่ ในระนาบ Z (Z -plane) เหมือนกับวงจรกรองความถี่แบบ IIR โดยกำหนดให้ $z = \alpha$ โดยที่ $|\alpha| < 1$ ระบบจึงจะมีเสถียรภาพเสมอ
- II. จากสมการที่ (4.7) และ (4.8) จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนดให้ค่า $\alpha = 0$ จะทำให้โครงสร้าง ของวงจรกรองความถี่แบบลาแกร์กลายเป็นโครงสร้างของวงจรกรองความถี่แบบ FIR

กำหนดให้เอาต์พุตของแต่ละส่วนที่ขนานกันของวงจรกรองความถี่แบบลาแกร์ อยู่ในรูป ของโดเมนความถี่ (Z -domain) ดังนี้

$$u_i(z) = L_i(z)r(z)z^{-m_k} \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (4.12)$$

โดยที่ $r(z)$ คือสัญญาณอินพุตที่อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ ดังนั้นสามารถเขียนสมการของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแบบลาแกร์ในแต่ละส่วน ซึ่งจะ กำหนดให้อยู่ในรูปแบบของโดเมนเวลา (Time domain) ดังนี้

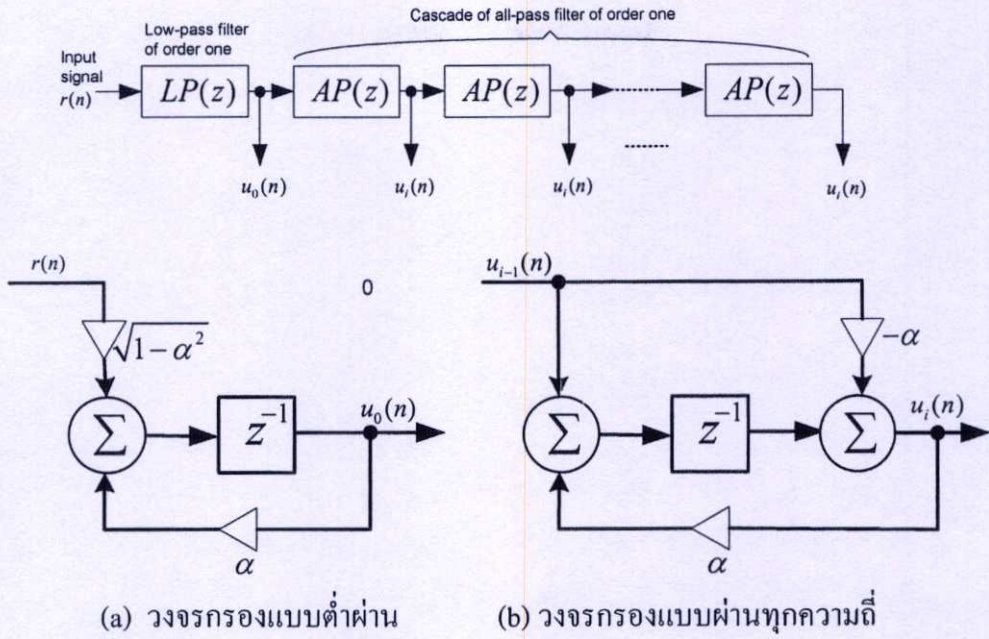
- 1) กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแบบต่ำผ่าน คือ

$$u_0(n, \alpha) = \alpha u_0(n-1, \alpha) + \sqrt{1-\alpha^2} r(n-m_k-1) \quad (4.13)$$

- 2) กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ คือ

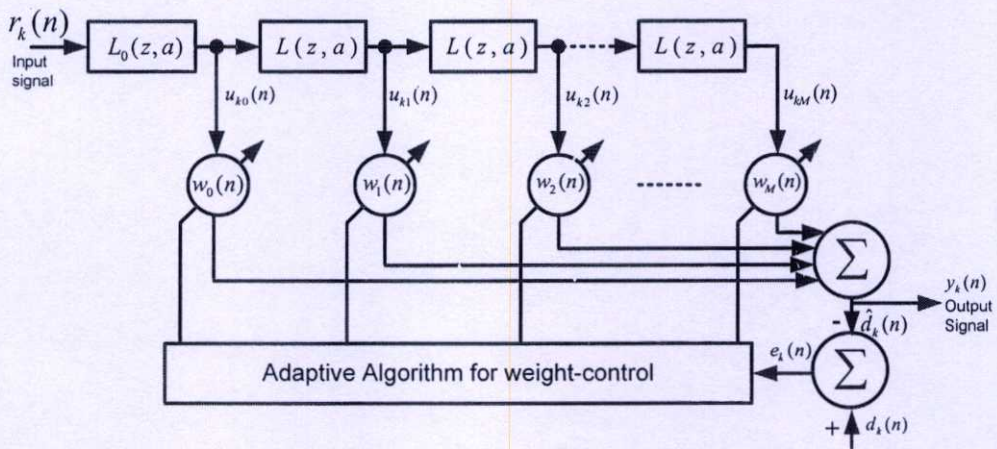
$$u_i(n, \alpha) = \alpha u_i(n-1, \alpha) + u_{i-1}(n-1, \alpha) + \alpha u_{i-1}(n, \alpha) \quad (4.14)$$

และจากสมการที่ (4.13) และ (4.14) สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลของตัวกรองแบบลาแกร์ได้ ดังรูปที่ 4.3 โดยส่วนหน้าของโครงสร้างจะเป็นวงจรกรองแบบต่ำผ่าน และ ส่วนถัดไปจะเป็นวงจร กรองแบบผ่านทุกความถี่ ซึ่งต่ออนุกรมกันไปเรื่อย ๆ



รูปที่ 4.3 วงจรสมมูลของตัวกรองแบบลาแกร์ [13]

4.2 โครงสร้างวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์



รูปที่ 4.4 โครงสร้างของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์

ในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ จะมีปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรงที่เกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก ซึ่งมีผลกระทบบนของอิมพัลส์เป็นแบบยาว การออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับค่าได้ ซึ่งมีพื้นฐานมาจากวงจรกรองความถี่นั้น โดยทั่วไปจะแบ่งโครงสร้างของของวงจรกรองออกเป็น 2 แบบ

คือ แบบ FIR และ IIR ดังที่ได้กล่าวไปข้างต้นแล้วนั้น วงจรกรองแบบ FIR จะมีปัญหาหลักคือในเรื่องของความซับซ้อนในการคำนวณจะมากกว่าแบบ IIR และต้องใช้อันดับมากกว่าถึงจะได้ผลตอบสนองความถี่ที่เท่า ๆ กัน แต่วงจรกรองแบบ FIR จะไม่มีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพของระบบ ส่วนวงจรกรองแบบ IIR นั้น จะมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยกว่าแต่อาจจะไม่มีเสถียรภาพได้

การแก้ไขปัญหาดังกล่าวจะต้องมีการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัว โดยมีความต้องการให้มีเสถียรภาพเสมอ โดยใช้โครงสร้างแบบ FIR และต้องการให้มีคุณสมบัติของการตอบสนองอิมพัลส์เป็นแบบยาว ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีของ IIR

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอโครงสร้างที่เหมาะสมของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกรี ซึ่งเกิดจากการผสมผสานตัวกรองแบบลาแกรีกับ โครงสร้างที่เป็นแบบ FIR ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัว เพื่อใช้ในการแก้ปัญหาที่เกิดจากคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง และมีการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว ซึ่งในโครงสร้างนี้ยังคงมีเสถียรภาพเสมอเนื่องจากมีโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้นี้มีโครงสร้างเป็นแบบ FIR

กระบวนการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกรี จะเริ่มจากการตัดสินใจเลือกโพลที่เหมาะสม เพื่อจะนำไปใช้กับวงจรกรองแบบต่ำผ่านและวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ และตั้งค่าเริ่มต้นสัมประสิทธิ์การคูณ (Taps-weight) ของตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกรีโดยจะกำหนดให้เป็น $w_r(0)$ จากโครงสร้างจะมี $r_k(n)$ จากสมการที่ (3.6) เป็นสัญญาณอินพุต $\hat{d}_k(n)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุต และ $d_k(n)$ สัญญาณที่ได้จากชุดลำดับการฝึก โดยกรรมวิธีในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาด $e(n)$ เป็นสำคัญโดยหาค่าได้จากผลต่างดังนี้

$$e(n) = d_k(n) - \hat{d}_k(n) \quad (4.15)$$

โดยค่าความผิดพลาด $e(n)$ จะนำไปใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ โดยผ่านกระบวนการของอัลกอริทึมแบบปรับตัว ดังที่กล่าวไว้ในบทที่ 3 โดยสัญญาณอินพุต r_k จากสมการที่ (3.6) ที่เข้ามาจากสัญญาณที่เป็นสัญญาณ โดยตรงรวมกับสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนของสิ่งปลูกสร้างคือสัญญาณที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่รุนแรง และรวมกับสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยสัญญาณอินพุต $r_k(n)$ จะผ่านการปรับแต่งโดยวงจรกรองแบบลาแกรี และมีการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ จากนั้นสัญญาณในแต่ละส่วนจะนำมารวมกันเป็นค่า $\hat{d}_k(n)$ โดยจะนำมาหาค่าความผิดพลาด $e(n)$ เพื่อนำไปคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การคูณใหม่ของอัลกอริทึมแบบปรับตัว กระบวนการดังกล่าวจะกระทำจนกระทั่งค่าความผิดพลาด $e(n)$ มีค่าน้อย

ที่สุด ซึ่งจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสม โดยการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมมีความรวดเร็วมากน้อยเพียงได้ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า Step Size ของแต่ละอัลกอริทึม ซึ่งมีผลทำให้ระบบสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอใช้งานวนบิตในการเทรนนิ่งน้อยลง นั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมากในระบบสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่มีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ถ้าความสามารถในการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมของเครื่องรับเข้า จะทำให้เครื่องรับนั้นไม่สามารถรับสัญญาณได้ ดังนั้นการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสม จึงเป็นสิ่งจำเป็นในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งเมื่อนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแกรีที่มีคุณสมบัติที่มีการลู่เข้าที่รวดเร็วมาใช้ร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวที่มีคุณสมบัติที่มีการลู่เข้าที่รวดเร็วด้วย จะยังเป็นผลดีมากในระบบสื่อสารที่มีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา เช่น ในการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ

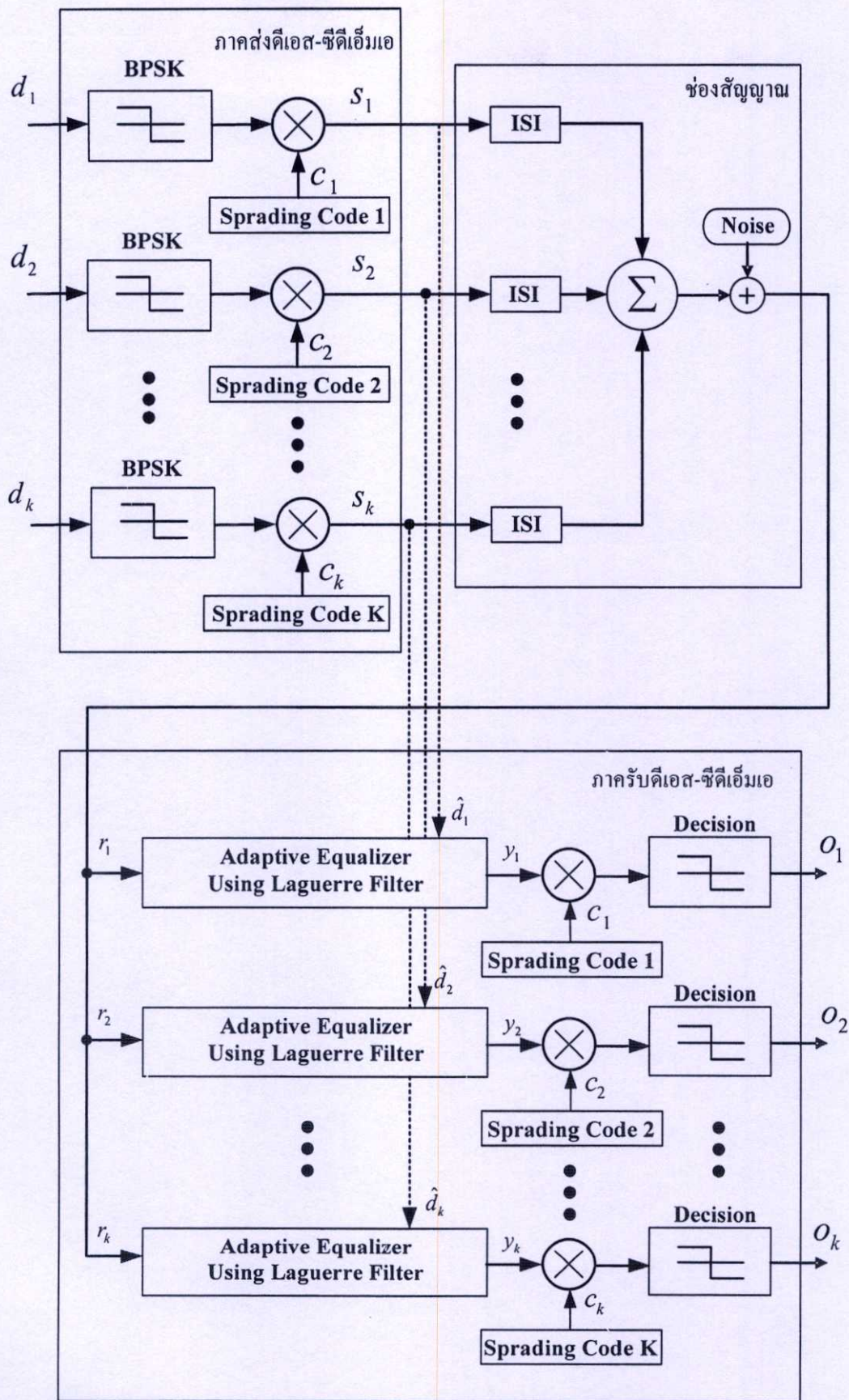
เมื่อตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแกรี ได้ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมแล้ว เครื่องส่งจะทำการส่งบิตสัญญาณข้อมูลออกไปแทนบิตสัญญาณเทรนนิ่งทันที ซึ่งตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ดีควรจะใช้สัญญาณในการเทรนนิ่งที่น้อยเพราะช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา และมีสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอที่มีความรุนแรง รวมถึงมีช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถีอีกด้วย ดังนั้นเครื่องรับ โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอที่มีประสิทธิภาพดี ควรต้องมีตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่มีการปรับตัวได้ที่ทำให้มีอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำ ความซับซ้อนน้อย และมีความรวดเร็วในการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมในสถานะที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา

การจำลองระบบและผลการทดสอบ

ในบทนี้จะนำเสนอผลการจำลองแบบการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ในการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายรายในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยจะนำเสนอโครงสร้างใหม่ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ และใช้อัลกอริทึมที่เหมาะสมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณ โครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณนี้พัฒนามาจากโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบ FIR แต่โครงสร้างแบบ FIR จะมีปัญหาหลักคือในเรื่องของความซับซ้อนในการคำนวณจะมากกว่าแบบ IIR และต้องใช้อันดับมากกว่าจึงจะได้ผลตอบสนองความถี่ที่เท่า ๆ กัน แต่วงจรกรองแบบ FIR จะไม่มีปัญหาในเรื่องเสถียรภาพของระบบ ส่วนวงจรกรองแบบ IIR นั้น จะมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยกว่า แต่วงจรกรองแบบ IIR จะมีเสถียรภาพในระบบที่มีผลการตอบสนองของอิมพัลส์แบบยาว ซึ่งโครงสร้างแบบลาแกร์นั้นจะเป็นการรวมจุดเด่นของวงจรกรองความถี่ทั้งแบบ FIR และ IIR ทำให้ลดปัญหาในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ดี และเพิ่มสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอให้ดีขึ้นอย่างเห็นได้ชัด โดยจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB ยืนยันได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวที่นำเสนอนี้ให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐาน

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการศึกษาออกแบบและจำลองแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวโดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ซึ่งมีการสอดแทรกกระหว่างผู้ใช้ และมีสถานะแวดล้อมที่ช่องสัญญาณถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถี และสัญญาณรบกวนแบบสีขาว โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารที่ได้ทำการจำลองทั้งหมดได้ดังรูปที่ 5.1

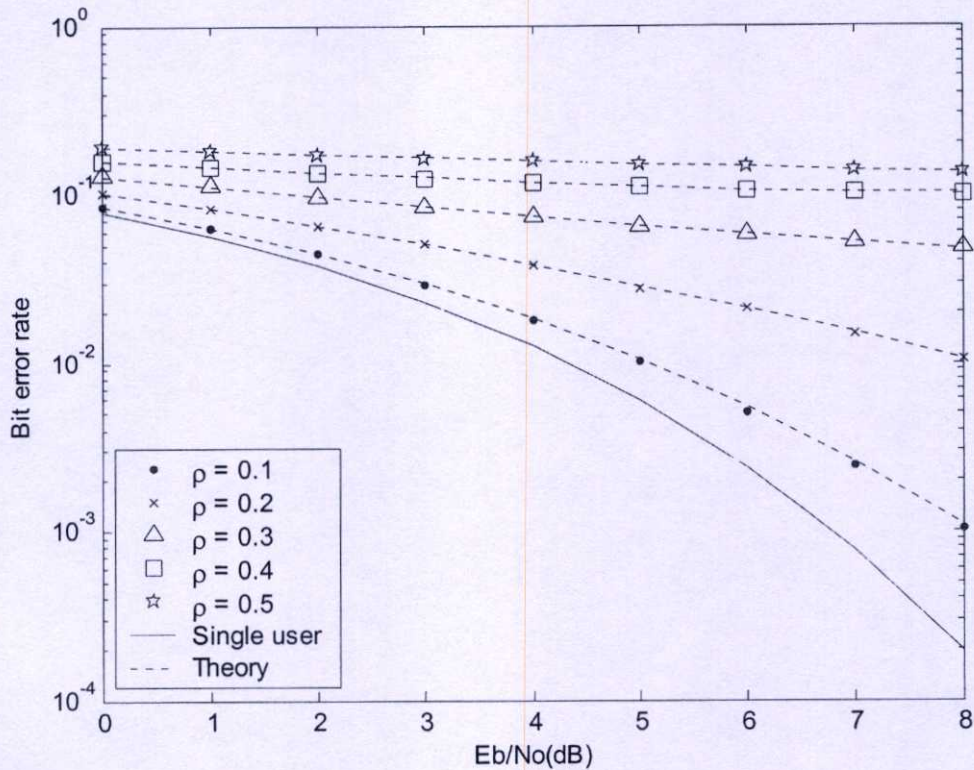
โดยการจำลองแบบและวิเคราะห์ระบบจะแบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 หัวข้อ ซึ่งหัวข้อแรกกล่าวถึงผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่เกิดจากการแทรกสอดกันระหว่างผู้ใช้ หัวข้อที่สองเป็นการจำลองแบบและวิเคราะห์ผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี หัวข้อที่สามเป็นการจำลองแบบและวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัวของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยมีการเปรียบเทียบอัลกอริทึมที่เหมาะสมเพื่อให้ได้อัลกอริทึมที่มีคุณสมบัติการลู่เข้าที่ดีที่สุด และมีบิตผิดพลาดน้อยที่สุดที่เหมาะสมสำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ หัวข้อที่สี่เป็นการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์มาใช้แก้ปัญหาในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอในกรณีต่าง ๆ โดยมีการจำลองแบบ และวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบกับผลของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล ส่วนในหัวข้อสุดท้ายจะเป็นการสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบ



รูปที่ 5.1 แบบจำลองการสื่อสารสำหรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

5.1 การทดสอบผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

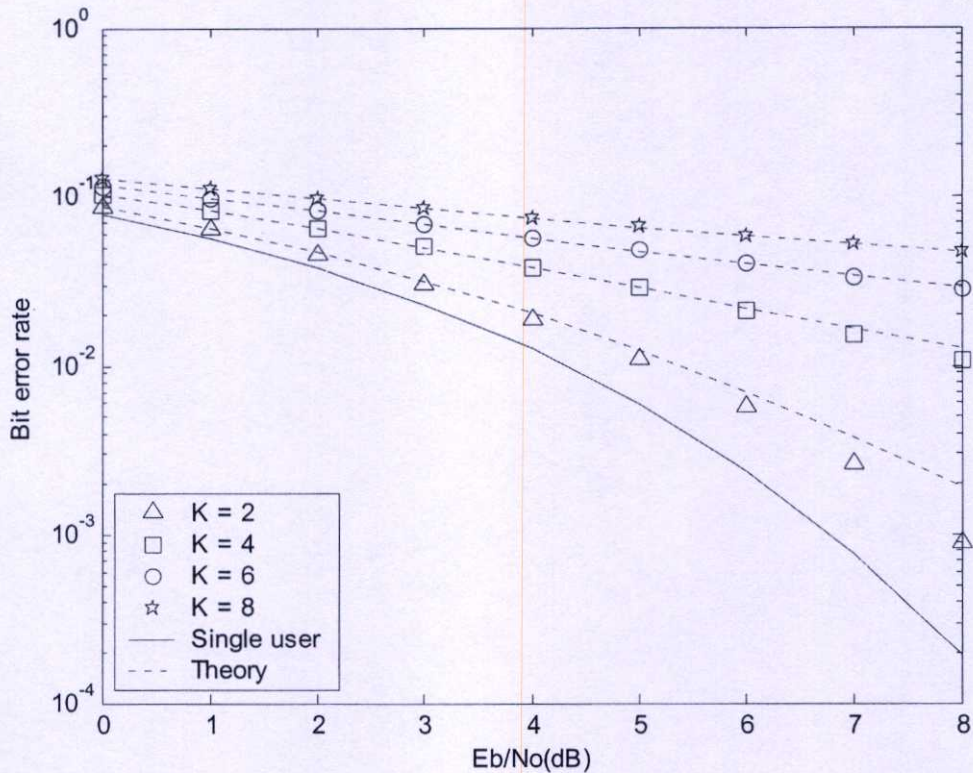
ในการทดลองจะใช้ข้อมูลในการทดสอบเป็นจำนวนบิตข้อมูลจำนวน 100,000 บิต จำนวนผู้ใช้งาน 4 ราย ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน การทดสอบจะปรับเปลี่ยนค่าสหสัมพันธ์ไขว้ของชุดรหัส ρ_{jk} ที่ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่มีต่ออัตราความผิดพลาดบิต โดยจะได้ผลจากการทดลองดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่มีผู้ใช้จำนวน 4 รายสำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่ต่างกัน ตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้เพียงรายเดียว

จากรูปที่ 5.2 จะเห็นได้ว่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าสูงขึ้น เมื่อค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ มีค่าเพิ่มขึ้นจาก 0.1 ไปถึง 0.5 ในสภาวะที่ ρ มีค่าสูงขึ้นสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอจะมีขนาดเพิ่มมากขึ้น ซึ่งเห็นได้ว่าการเพิ่มขึ้นของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ๆ มีผลอย่างมากต่อการตัดสินใจบิต ทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีมากขึ้นเรื่อย ๆ และจุดที่น่าสังเกตคือในกรณีที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสยังมีค่าไม่สูงมากนัก เช่น ใน

กรณีที่ค่า $\rho = 0.1$ จะเห็นได้ว่ามีค่าผิดพลาดใกล้เคียงกับกรณีที่มีผู้ใช้เพียงรายเดียว ดังนั้นสามารถที่จะปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้น โดยการเพิ่มกำลังส่ง แต่เมื่อพิจารณาในสถานะที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสมีค่าสูง $\rho = 0.5$ จะพบว่า การเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้ไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลงเท่าใดนัก เพราะในกรณีที่สหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสยังมีค่าไม่สูงนัก การแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นจะมีน้อย แต่จะมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนเป็นหลัก ดังนั้นการเพิ่มกำลังส่งจึงช่วยให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลง แต่ในทางกลับกัน เมื่อชุดรหัสที่ใช้มีค่าสหสัมพันธ์ไขว้มาก การแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นจะมีบทบาทมากกว่าสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน อย่างเห็นได้ชัด ดังนั้น ในสถานะเช่นนี้ การเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้จึงไม่สามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบได้ เพราะการเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้รายหนึ่งขึ้นย่อมจะมีผลทำให้สัญญาณแทรกสอดเพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน



รูปที่ 5.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอที่มีผู้ใช้จำนวน 1, 2, 4, 6 และ 8 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส $\rho = 0.2$ เปรียบเทียบกับวิธีการประมาณ

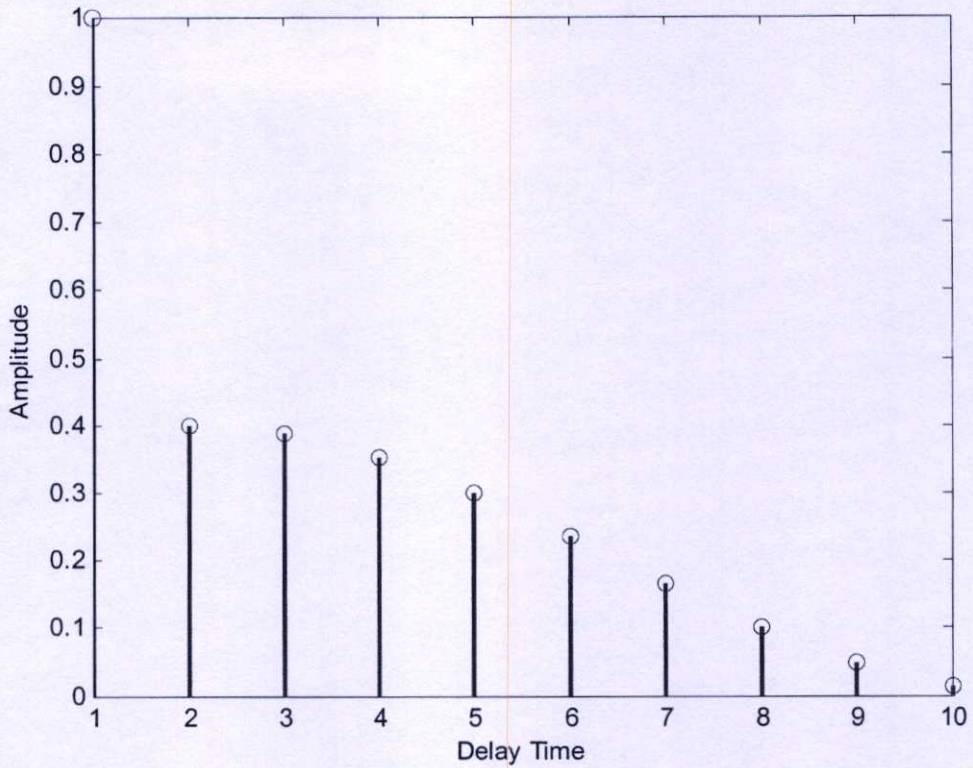
จากผลการทดสอบรูปที่ 5.3 เป็นตัวอย่างการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเออีกรูปแบบหนึ่ง โดยการศึกษาถึงผลกระทบของการที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้น โดยกำหนดให้ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ของซุครห์สมิขนาดคงที่ $\rho = 0.2$ ซึ่งจะเพิ่มจำนวนผู้ใช้ในระบบ จาก 2, 4, 6 ถึง 8 ราย ทั้งนี้ นำผลที่ได้จากการทดสอบด้วยการเพิ่มผู้ใช้เข้าไปในระบบดังรูปที่ 5.1 แล้วนำไปวาดกราฟเปรียบเทียบกับวิธีการประมาณโดยอาศัยทฤษฎี Central Limit Theorem ตามสมการที่ (2.23)

ผลที่ได้จากการทดสอบที่เป็นเส้นประทั้งสี่เส้นได้มาจากการประมาณ และกราฟที่เป็นรูปสัญลักษณ์ต่าง ๆ ได้มาจากการทดสอบโดยการจำลองเพิ่มผู้ใช้เข้าไปในระบบ จากรูปจะเห็นว่าค่าจากการประมาณจะใช้ได้ดีในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้จำนวนมาก ยกตัวอย่างเช่น ในกรณี $K = 8$ สมรรถนะที่ได้จากการจำลองแบบมีค่าเทียบเท่ากับตัวเลขที่ได้จากการคำนวณตามสมการที่ (2.23) แต่ในกรณีที่ผู้ใช้มีจำนวนไม่มากนัก เช่น กรณี $K = 2$ ค่าที่ได้จากการประมาณยังแตกต่างจากค่าที่ได้จากการจำลองแบบค่อนข้างชัดเจน นอกจากนี้ จะเห็นได้ว่าการเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ในระบบมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งหมายถึงการที่ระบบมีคุณภาพการรับส่งที่แย่ลง และยังเป็นปัจจัยที่จะก่อให้เกิดปัญหาการเพิ่มขึ้นของปริมาณสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้งานอื่น ๆ

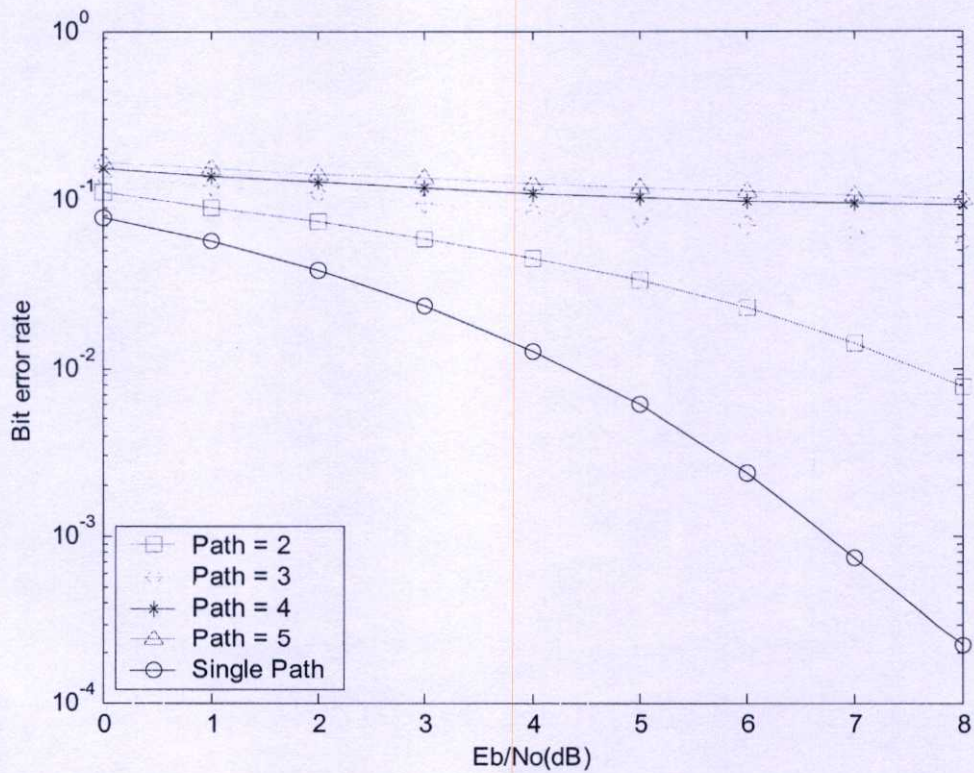
5.2 การจำลองผลกระทบของคลื่นหลายวิถีในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

ในการทดลองจะใช้ข้อมูลในการทดสอบเป็นจำนวนบิตข้อมูลจำนวน 100,000 บิต จำนวนผู้ใช้งาน 4 ราย ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน การทดสอบจะปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณซึ่งถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถี โดยมีการเปลี่ยนจำนวนเส้นทางที่สะท้อนจากสิ่งของหรือสิ่งปลูกสร้างต่าง ๆ โดยขนาดของคลื่นที่สะท้อนจะลดขนาดลงและเวลาของคลื่นหลายวิถีที่มาถึงเครื่องรับมีการหน่วงเวลา ดังรูปที่ 5.4 โดยจะกำหนดให้มีขนาดของคลื่นหลายวิถี ดังนี้ $\text{Multipath} = [1, 0.4, 0.35, 0.3, 0.25, 0.2, 0.15, 0.1, 0.05]$ ซึ่งนำไปใช้ในการทดสอบหาค่าความผิดพลาดบิต ดังรูปที่ 5.5

รูปที่ 5.5 เป็นตัวอย่างการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเออีกรูปแบบหนึ่ง โดยการศึกษาถึงผลกระทบของระบบมีคลื่นหลายวิถีรบกวน ซึ่งทำให้มีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์เกิดขึ้น ส่งผลให้มีค่าผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น ในการทดสอบกำหนดให้คลื่นหลายวิถีมีขนาดดังรูปที่ 5.4 ซึ่งสัญญาณที่เครื่องรับ สามารถรับได้นั้นจะประกอบด้วยสัญญาณโดยตรงปราศจากสิ่งกีดขวาง (Line of sight) และสัญญาณแทรกสอดที่มีการสะท้อนจากหลายเส้นทางโดยคลื่นจะลดขนาดลง และเกิดการหน่วงเวลา การทดลองจะเพิ่มจำนวนเส้นทางที่เกิดจากการสะท้อนที่ 2, 3, 4, ถึง 5 เส้นทาง ทั้งนี้จะนำผลที่ได้ไปวาดกราฟเปรียบเทียบกับกรณีที่เครื่องรับไม่มีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถี



รูปที่ 5.4 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีจำนวน 9 เส้นทาง



รูปที่ 5.5 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบบีเอสซีดีเอ็มเอทีที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 2, 3, 4 และ 5 เส้นทาง เปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรบกวน

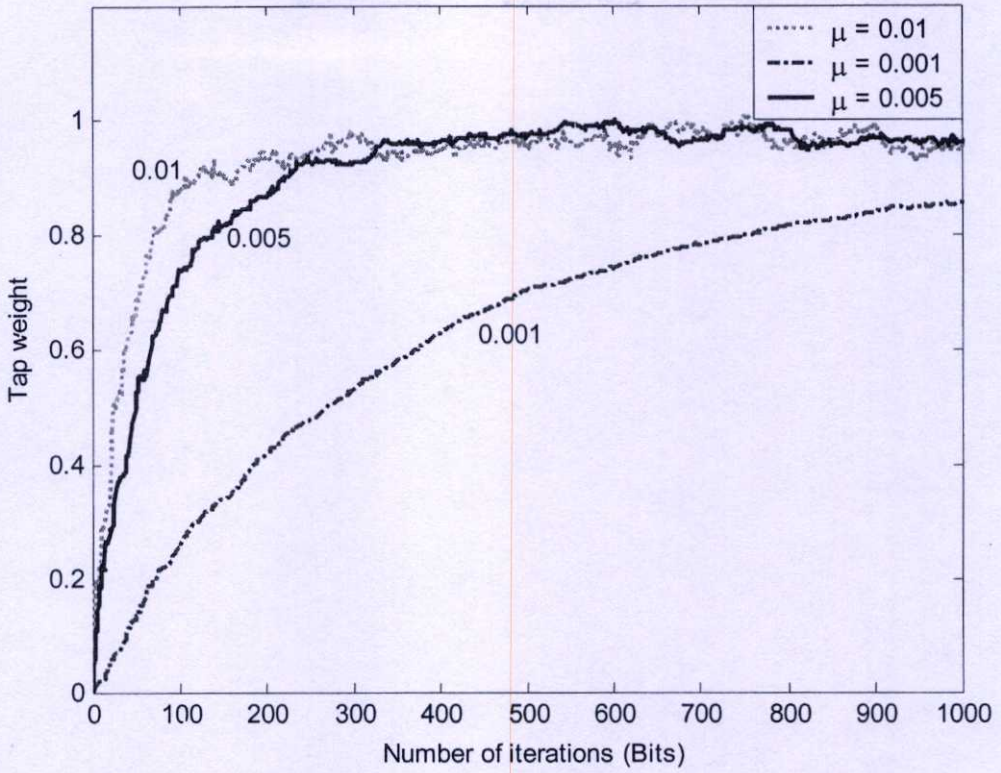
ผลที่ได้จากการทดสอบ จากรูปที่ 5.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อมีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเกิดขึ้นจะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับในระบบซีดีเอ็มเอลดลง และมีค่าความผิดพลาดของบิตเพิ่มขึ้น สังเกตได้ว่าในกรณีที่มีย่านเส้นทางที่สะท้อนไม่มากนัก เช่น กรณีมีการสะท้อนจาก 2 เส้นทาง ค่าที่ได้ยังมีการเปลี่ยนแปลงตามความรุนแรงของสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน แต่เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเพิ่มมากขึ้น ค่าบิตผิดพลาดจะไม่เปลี่ยนไปตามค่า E_b / N_0 เพราะสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเกิดขึ้นนั้น มีความรุนแรงมากกว่าสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่ถูกต้องได้ทำให้ระบบมีคุณภาพการรับส่งที่แย่ลง ซึ่งเป็นปัญหาหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

5.3 การจำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัวสำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

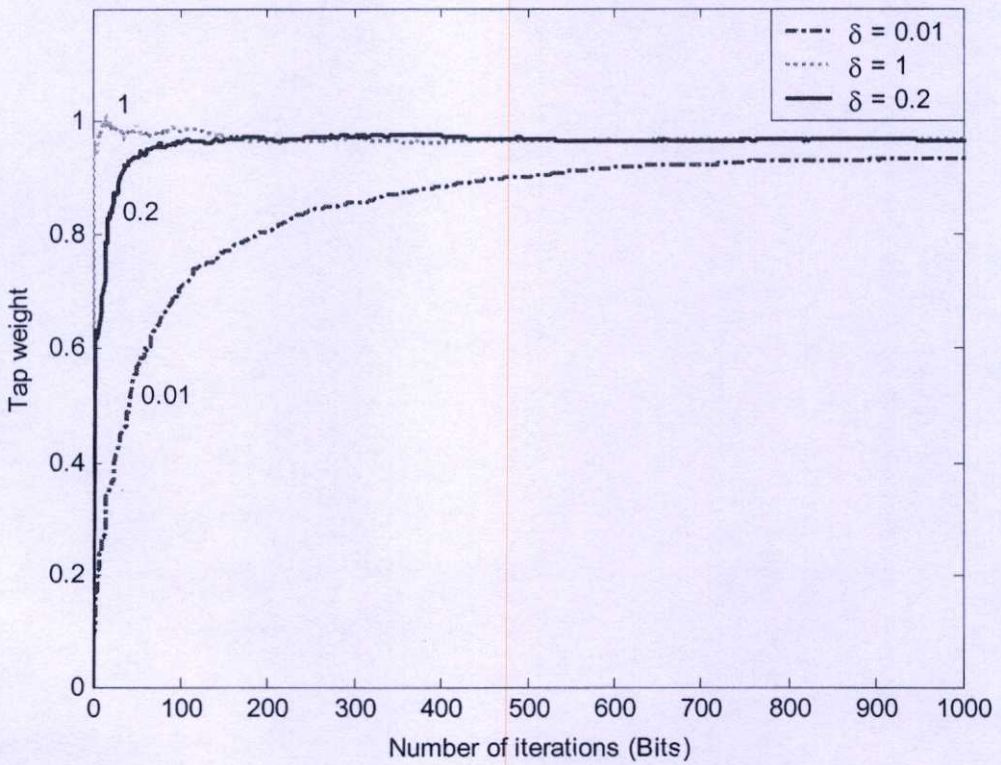
ในระบบการสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ในโหมดอัปลิงค์ (Uplink) ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ ซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วย ภาคมอดูเลต สัญญาณแบบ BPSK สัญญาณที่ได้จะถูกสเปคด้วยรหัส PN ที่มีขนาด 4 ชิปต่อบิต และ 8 ชิปต่อบิต จากนั้นจะถูกส่งไปยังช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา สัญญาณที่ภาครับรับได้จะนำไปผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณและส่งไปดีสเพคเพื่อแยกสัญญาณที่ต้องการออก แล้วทำการดีมอดูเลตและตัดสินใจเพื่อให้ได้สัญญาณดิจิทัลออกมา

ในส่วนของช่องสัญญาณซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตลอดเวลา ทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ถ้าตัวปรับแต่งสัญญาณ มีอัลกอริทึมที่มีการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้ [16]

ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมปรับตัวเพื่อหาอัลกอริทึมปรับตัวที่มีความเหมาะสมสำหรับระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอ ซึ่งสามารถปรับตัวได้ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ซึ่งได้เสนอการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างอัลกอริทึมที่มีความนิยมในปัจจุบันทั้งสองแบบ คือ แบบ LMS และ RLS ในตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR โดยคุณสมบัติของอัลกอริทึมที่ดีควรจะต้องมีการลู่เข้าที่รวดเร็ว และมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ



รูปที่ 5.6 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ LMS ที่ค่า Step size (μ) ค่าต่าง ๆ



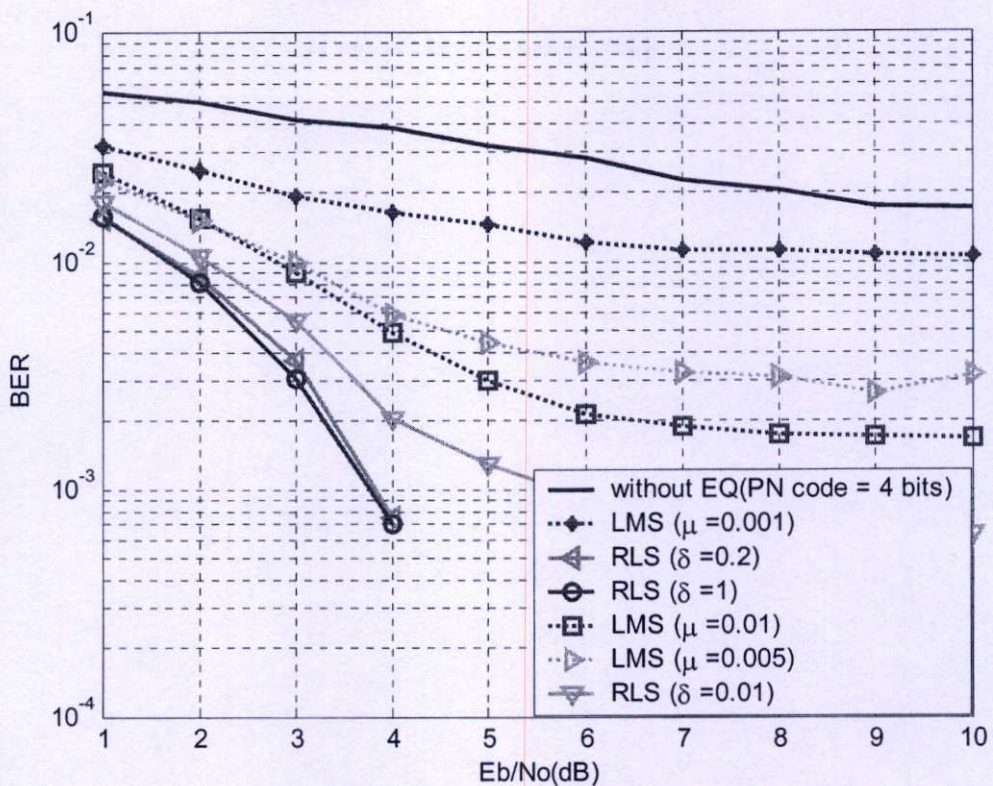
รูปที่ 5.7 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมแบบ RLS ที่ค่า Positive constant (δ) ค่าต่าง ๆ

จากผลการทดสอบรูปที่ 5.6 เป็นผลการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS โดยมีการเปรียบเทียบเพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนค่า Step Size (μ) ในสมการที่ (3.29) โดยเปรียบเทียบค่า μ ที่ต่างกัน

ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.6 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตที่ค่า μ เท่ากับ 0.01, 0.005 และ 0.001 ผลที่ได้จากกราฟจะเห็นได้ว่าที่ค่า $\mu = 0.01$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุดแต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมาก ส่วนที่ $\mu = 0.001$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\mu = 0.005$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดคือมีการลู่เข้าที่เร็ว และเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\mu = 0.01$ นอกจากนี้ ข้อสังเกตที่ได้จากการทดลองนี้คือ ผลที่ได้จากการทดสอบจะเห็นได้ว่าอัลกอริทึมแบบ LMS ถ้ากำหนดให้ค่า Step Size ยังมีค่ามาก ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้จะยิ่งลู่เข้าเร็ว แต่จะเกิดการแกว่งหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน ซึ่งหมายความว่า การกำหนดค่า μ ที่ไม่เหมาะสมจะมีผลกระทบต่อคุณภาพการรับส่งสัญญาณด้วย

รูปที่ 5.7 เป็นผลการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS โดยมีการเปรียบเทียบเพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนค่า Positive constant (δ) ในสมการที่ (3.43) โดยการเปรียบเทียบที่ค่า δ มีค่าเท่ากับ 1, 0.2 และ 0.01 ซึ่งผลที่ได้จากกราฟจะเห็นได้ว่า ถ้ากำหนดให้ค่า Positive constant (δ) ยังมีค่ามาก ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้จะยิ่งลู่เข้าเร็ว แต่จะเกิดการแกว่งหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน ซึ่งที่ค่า $\delta = 1$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุดแต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากด้วย ส่วนที่ $\delta = 0.01$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\delta = 0.2$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดคือมีการลู่เข้าที่เร็วและเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\delta = 1$

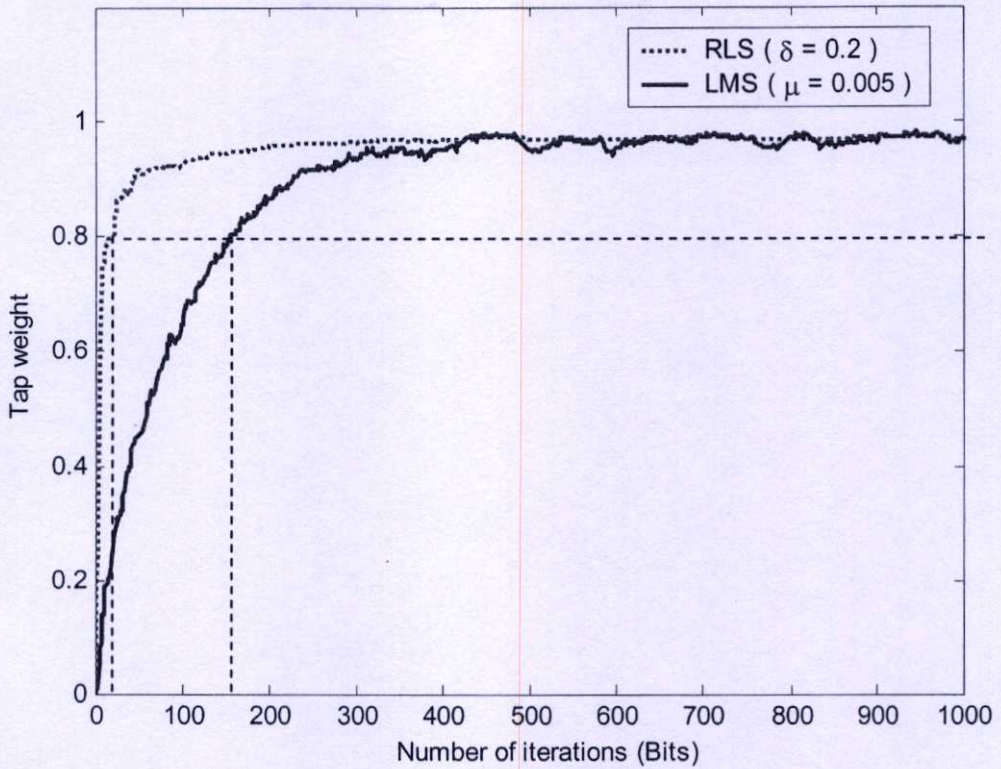
นอกจากนี้ ข้อสังเกตที่ได้จากผลการทดสอบดังรูปที่ 5.6 และ รูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าในอัลกอริทึมแต่ละแบบจะสามารถกำหนดให้การลู่เข้าเร็วหรือช้าได้ โดยการกำหนดค่า Step Size ของแต่ละอัลกอริทึม คือ ค่า μ และ δ โดยค่าคงที่แต่ละตัวมีค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ $\mu = 0.005$ และ $\delta = 0.2$ ซึ่งจะนำค่าที่เหมาะสมนี้ไปใช้ในการทดสอบหัวข้อต่อไป



รูปที่ 5.8 สมรรถนะของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ LMS กับ RLS

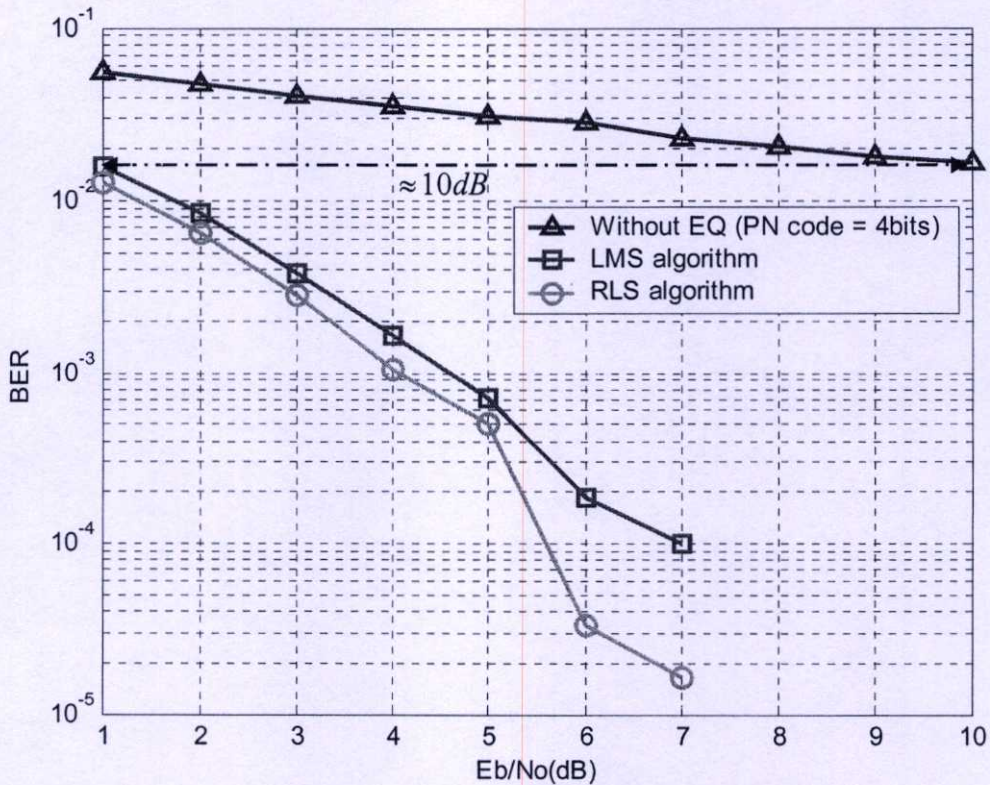
ในรูปที่ 5.8 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับ โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอโดยการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต ในการทดสอบกำหนดให้มีผู้ใช้เท่ากับ 3 รายที่ใช้รหัส PN ขนาด 4 บิตในการทำสเปกตรัม และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 50,000 บิต สำหรับการซ้ำเท่ากับ 3 ครั้งเพื่อให้ได้ผลเฉลี่ย โดยกำหนดให้ค่า $\mu = [0.01, 0.005, 0.001]$ สำหรับอัลกอริทึมแบบ LMS และค่า positive constant (δ) = [1, 0.2, 0.01] สำหรับอัลกอริทึมแบบ RLS โดยเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดบิตของสัญญาณที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

จากผลการทดสอบในรูปที่ 5.8 จะเห็นว่าที่อัลกอริทึมแบบ LMS จะมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยสุดที่ค่า $\mu = 0.01$ และอัลกอริทึมแบบ RLS จะมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุด $\delta = 1$ เพราะค่าพารามิเตอร์ทั้งสองมีการลู่เข้าที่รวดเร็ว แต่เนื่องจากการที่ใช้ค่าพารามิเตอร์มีค่ามากจะทำให้เกิดการแกว่งของกราฟซึ่งมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากด้วย ดังนั้นค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม จึงควรมีการลู่เข้าที่รวดเร็วและไม่เกิดการแกว่งของค่าสัมประสิทธิ์การคูณ ซึ่งค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดคือ Step Size (μ) = 0.005 และ ค่า positive constant (δ) = 0.2



รูปที่ 5.9 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ RLS และ LMS

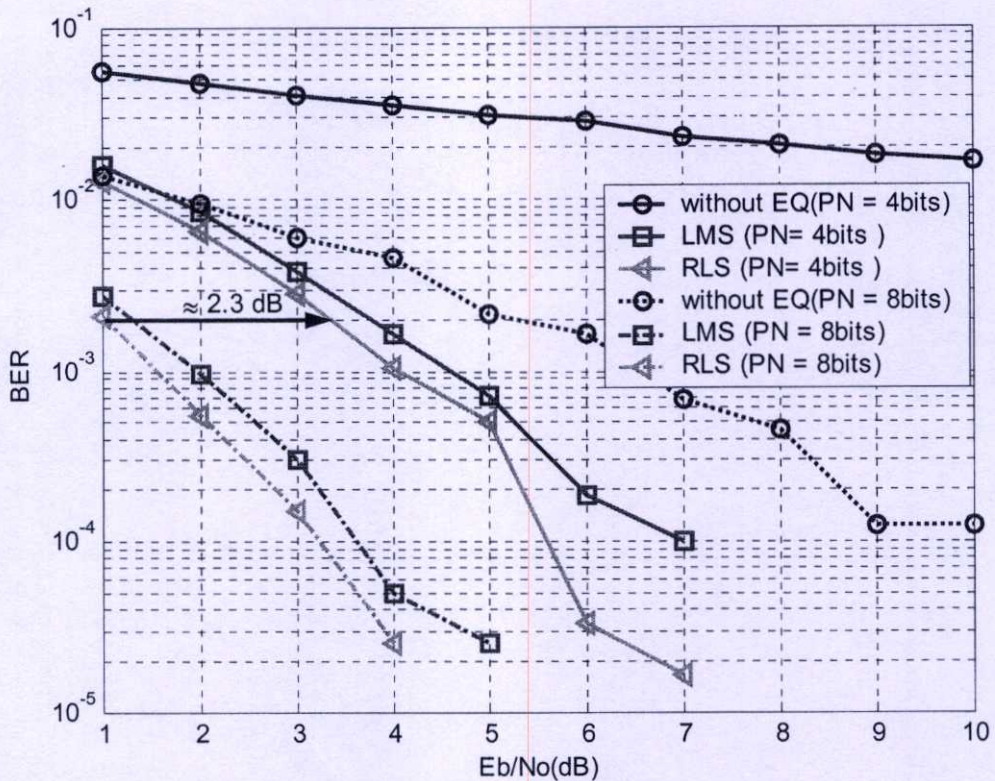
จากรูปที่ 5.9 เป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติการลู่เข้าระหว่างอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ RLS และ LMS ที่ค่า Step Size ที่เหมาะสมที่สุดของอัลกอริทึมแบบ LMS คือ $\mu = 0.005$ และค่า Positive Constant ที่ดีที่สุดของอัลกอริทึม RLS คือ $\delta = 0.2$ จากกราฟจะเห็นได้ว่าการลู่เข้าที่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่มีค่าเท่ากับ 0.8 หรือประมาณ 80% ของการลู่เข้า อัลกอริทึมแบบ LMS มีการลู่เข้าที่ประมาณ 150 บิต และอัลกอริทึมแบบ RLS จะมีการลู่เข้าที่ประมาณ 20 บิตข้อมูลเท่านั้น จากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมแบบ RLS มีความเหมาะสมมากกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS ในระบบที่ต้องการการลู่เข้าที่รวดเร็ว ดังเช่นในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิตอลเอ็มเอ



รูปที่ 5.10 การเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ LMS กับ RLS

รูปที่ 5.10 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของอัลกอริทึมปรับตัวโดยเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ LMS กับ RLS สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีผู้ใช้ 3 ราย และที่ใช้รหัส PN ขนาด 4 บิต ในการทำสเปกตรัมส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี Multipath = [1, 0.35, 0.15, 0.05] และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน ใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 20,000 บิต โดยกำหนดให้อัลกอริทึมแบบ LMS ที่ค่า Step Size (μ) = 0.005 กับอัลกอริทึมแบบ RLS ที่ค่า positive constant (δ) = 0.2 เปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

ผลการทดสอบที่ได้จะพบว่าบิตข้อมูลที่ผ่านมาตัวปรับแต่งสัญญาณจะมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าบิตข้อมูลที่ไม่ผ่านวงจรปรับแต่งสัญญาณ เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ $10^{-1.8}$ ค่าความแตกต่างของ E_b/N_0 จะมีค่าประมาณ 10 dB ซึ่งเห็นได้ว่าสามารถลดความต้องการค่า E_b/N_0 สำหรับส่งข้อมูลได้ โดยที่ยังคงทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเท่าเดิม และเมื่อพิจารณาถึงสมรรถนะของอัลกอริทึม จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึมแบบ RLS จะมีอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS สรุปได้ว่าในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอควรนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวมาใช้ เพื่อปรับแต่งให้สัญญาณมีความถูกต้องมากขึ้น และลดกำลังงานในการส่งข้อมูลลง โดยอัลกอริทึมแบบ RLS จะมีความผิดพลาดของบิตที่ต่ำกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS



รูปที่ 5.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต ของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้และใช้รหัส PN ในการสเปกตรัมที่มีขนาดต่างกัน

การทดสอบรูปที่ 5.11 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับการใช้รหัสในการสเปกตรัมที่มีขนาดต่างกัน ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีผู้ใช้จำนวน 3 ราย ใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 20,000 บิต โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 3 เส้นทาง คือ Multipath = [1, 0.35, 0.15, 0.05] โดยกำหนดให้อัลกอริทึมแบบ LMS มีค่า Step Size (μ) = 0.005 และอัลกอริทึมแบบ RLS ที่ค่า positive constant (δ) = 0.2 เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับกรณีที่ข้อมูลไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ ในการทดสอบใช้รหัส PN ในการสเปกตรัมขนาด 4 บิต และ 8 บิต

ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 5.11 จะพบว่าการใช้รหัส PN ขนาดที่ 8 บิตจะมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าการใช้รหัส PN ขนาดที่ 4 บิต เมื่อพิจารณาที่ อัตราความผิดพลาดบิต เท่ากับ $10^{-2.7}$ ค่าความแตกต่างของ E_b/N_0 จะมีค่าประมาณ 2.3 dB จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มจำนวนรหัสในการสเปกตรัมให้มีขนาดมากขึ้น จะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลง และสามารถลดความต้องการค่า E_b/N_0 สำหรับส่งข้อมูลได้ โดยที่ยังคงทำให้อัตราความผิดพลาดบิตข้อมูลมีค่าเท่าเดิม แต่จะมีผลกระทบทำให้รหัสที่ส่งออกไปมีความยาวมากขึ้น ซึ่งทำให้ความต้องการแบนวิคท์ในการส่งเพิ่มมากขึ้นด้วย

5.4 การจำลองแบบและวิเคราะห์ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เน้นการเพิ่มสมรรถนะของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้เพื่อแก้ปัญหาคอขวดระหว่างผู้ใช้ การรบกวนจากคลื่นหลายวิถีและรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยกำหนดให้ลักษณะของคลื่นหลายวิถีเป็นไปตามสมการที่ (2.30) แต่เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านการจะลองแบบของโปรแกรม MATLAB และมีจุดประสงค์เพื่อนั้นที่จะให้เห็นความแตกต่างของโครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณเท่านั้น จึงได้กำหนดให้ความแรงของคลื่นหลายวิถีมีค่าลดลงมาจากสมการดังกล่าว 60% ซึ่งกำหนดค่า A ที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณ คือ $A = 30$ ซึ่งได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ $A = 50$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ดังแสดงในตารางที่ 5.1 และตารางที่ 5.2

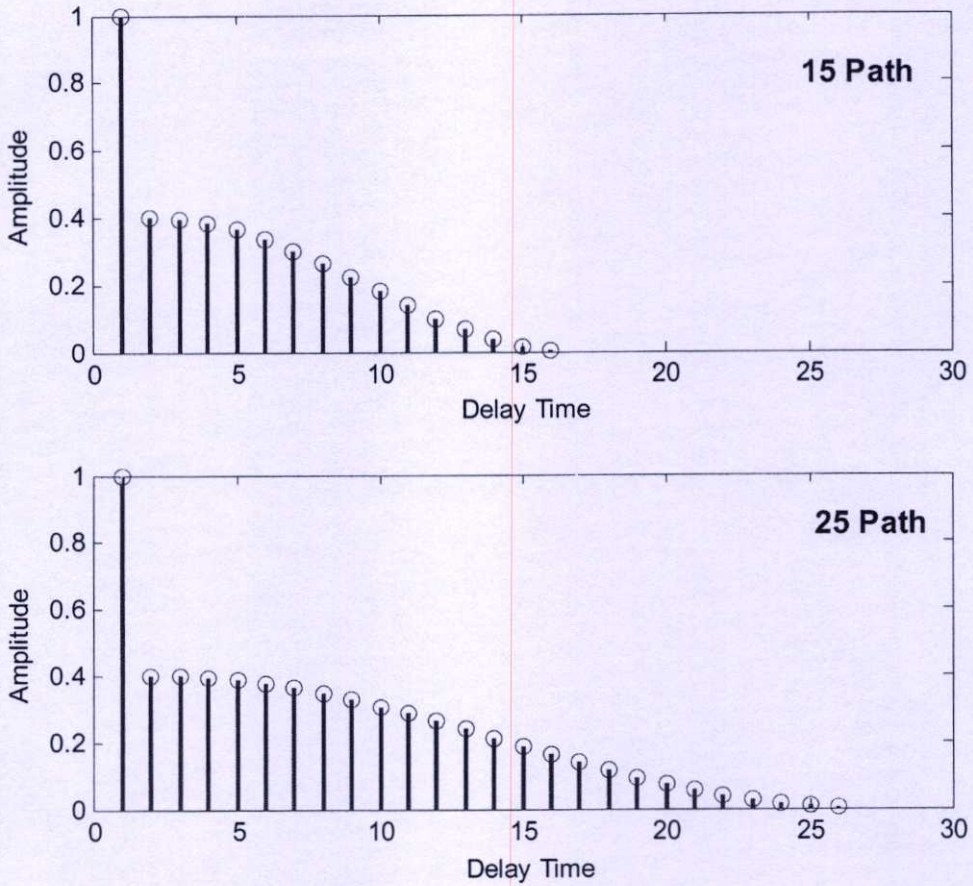
การทดสอบในหัวข้อนี้เป็นการจำลองแบบสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอในโหมดอัปลิง (Uplink) ดังรูปที่ 5.1 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ ซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วย ภาคมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK โดยมีผู้ใช้จำนวน 4 ราย และที่ไชรหัส PN ขนาด 4 บิตในการทำสเปคสเปกตรัม ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี

ตารางที่ 5.1 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 15 เส้นทาง

Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6	Path 7	Path 8
1	0.4	0.39563	0.38271	0.3618	0.33383	0.3	0.2618
Path 9	Path 10	Path 11	Path 12	Path 13	Path 14	Path 15	Path 16
0.22091	0.17909	0.1382	0.1	0.066174	0.038197	0.017291	0.0043705

ตารางที่ 5.2 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 24 เส้นทาง

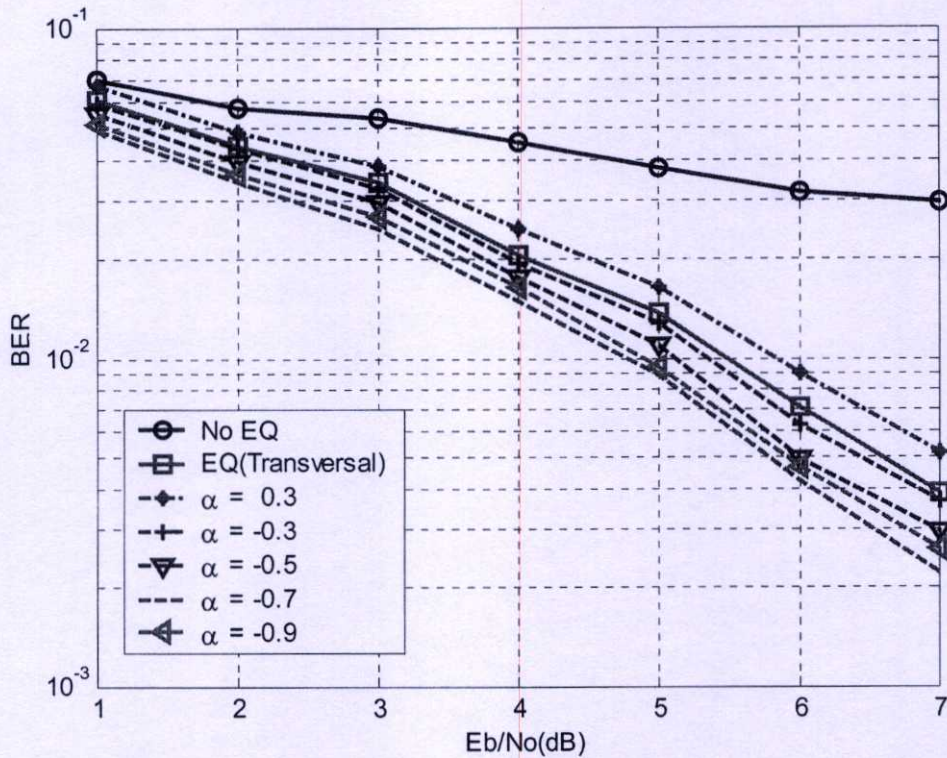
Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6	Path 7	Path 8	Path 9
1	0.4000	0.3984	0.3937	0.3860	0.3753	0.3618	0.3458	0.3275
Path 10	Path 11	Path 12	Path 13	Path 14	Path 15	Path 16	Path 17	Path 18
0.3072	0.2852	0.2618	0.2375	0.2126	0.1874	0.1625	0.1382	0.1148
Path 19	Path 20	Path 21	Path 22	Path 23	Path 24	Path 25	Path 26	-
0.0928	0.0725	0.0542	0.0382	0.0247	0.0140	0.0063	0.0016	-



รูปที่ 5.12 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีที่ 15 และ 25 เส้นทาง ที่ได้จากสมการ

จากรูปที่ 5.12 เป็นผลตอบสนองความถี่ ซึ่งจะประกอบด้วยสเปกตรัมของคลื่นสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนจากตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาที่แตกต่างกัน มีค่าการลดทอน และช่วงเวลาที่แตกต่างกันไป ทำให้สัญญาณที่เครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอรับได้นั้นมีหลายสัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่สะท้อนมานั้นจะรวมกันกับสัญญาณโดยตรงปราศจากสิ่งกีดขวาง ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1

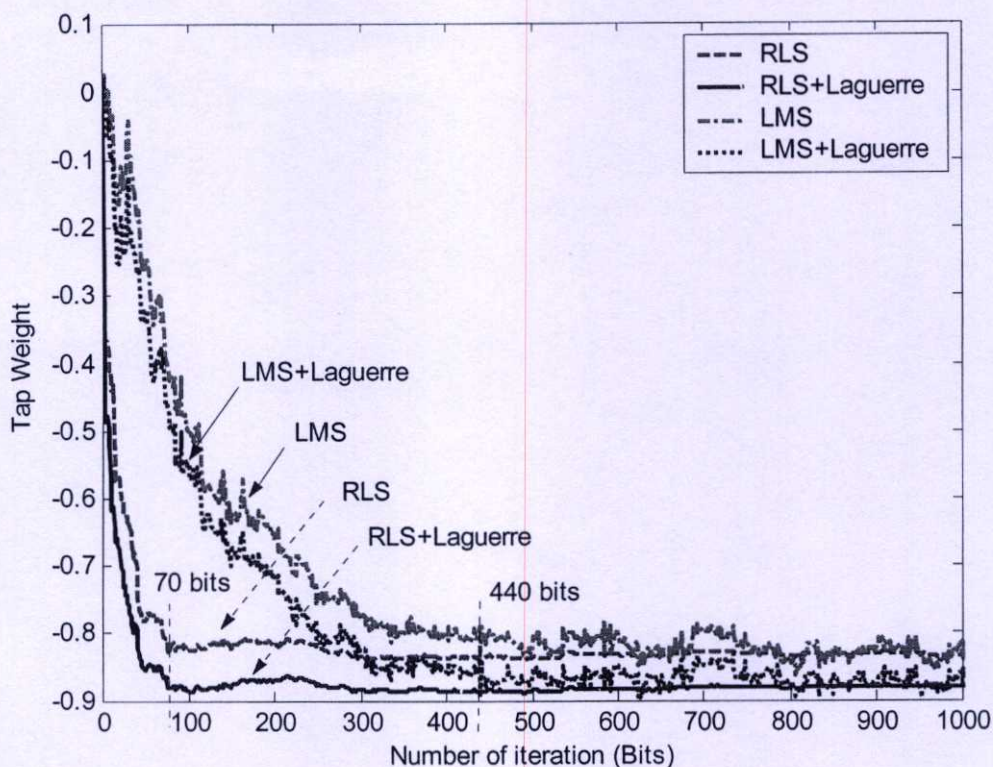
ดังนั้นสัญญาณที่ภากรับ รั่วไว้ได้จะเกิดการผิดเพี้ยน โดยเกิดขึ้นมาจากคลื่นหลายวิถี ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่ถูกต้องได้ จากรูปที่ 5.12 ประกอบด้วยกราฟที่มีจำนวนสเปกตรัมของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ 25 เส้นทาง ซึ่งได้มาจากการกำหนดค่า A ที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณในสมการของ Raise Cosine ดังสมการที่ (2.30) โดยกำหนดให้ $A = 30$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ $A = 50$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ซึ่งสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีนี้ จะนำไปใช้ในการทดสอบตัวรับแต่งสัญญาณต่อไป



รูปที่ 5.13 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต ของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอ และใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ร่วมกับวงจรกรองต่ำผ่านส่วนหน้าของวงจรกรองแบบลาแกร์เพื่อหาค่าโพลที่เหมาะสมโดยเปรียบเทียบค่าโพลที่ต่างกัน

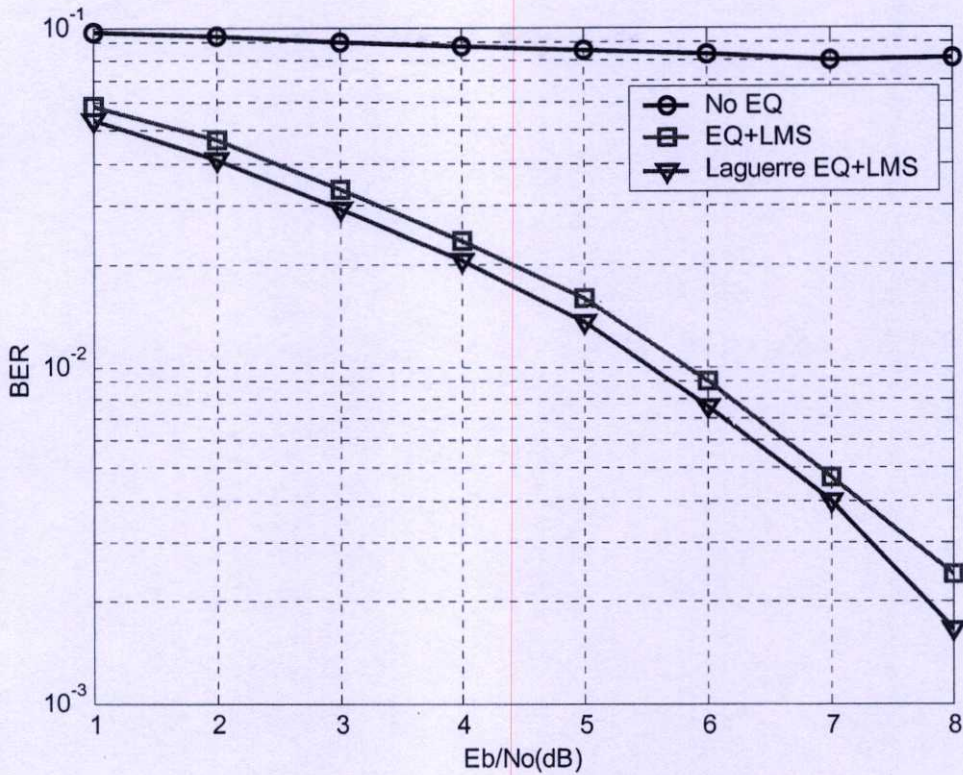
การทดสอบที่ได้ผลในรูปที่ 5.13 นี้ เพื่อเป็นการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของระบบเพื่อใช้ในการหาค่าโพลที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองต่ำผ่านส่วนหน้าของวงจรกรองลาแกร์ของตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์ โดยทดลองปรับเปลี่ยนค่าโพล α ในสมการที่ (4.4) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ -0.1, -0.3, -0.5, -0.7 และ 0.3 ใช้ข้อมูลในการทดสอบเป็นจำนวนบิตข้อมูลจำนวน 10,000 บิต ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนโดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี

ผลการทดสอบดังรูปที่ 5.12 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนค่าโพล α จะส่งผลต่อค่าบิตผิดพลาดซึ่งต้องกำหนดค่าโพลให้มีความเหมาะสมและค่าโพล α ต้องอยู่ระหว่าง -1 ถึง 1 หรือ $|\alpha| < 1$ จากกราฟจะเห็นได้ว่า $\alpha = -0.7$ มีความเหมาะสมที่สุดเพราะมีค่าบิตผิดพลาดต่ำสุด ซึ่งหมายถึงการกำหนดค่า α ที่ไม่เหมาะสมจะมีผลกระทบต่อคุณภาพการรับส่งสัญญาณด้วย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้โพลค่าที่เหมาะสมคือ $\alpha = -0.7$ ในการทดสอบเปรียบเทียบกับกรณีอื่นต่อไป



รูปที่ 5.14 เปรียบเทียบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐาน กับแบบวงจรรองลาแกร์โดยใช้อัลกอริทึม LMS และ RLS ในการปรับตัว

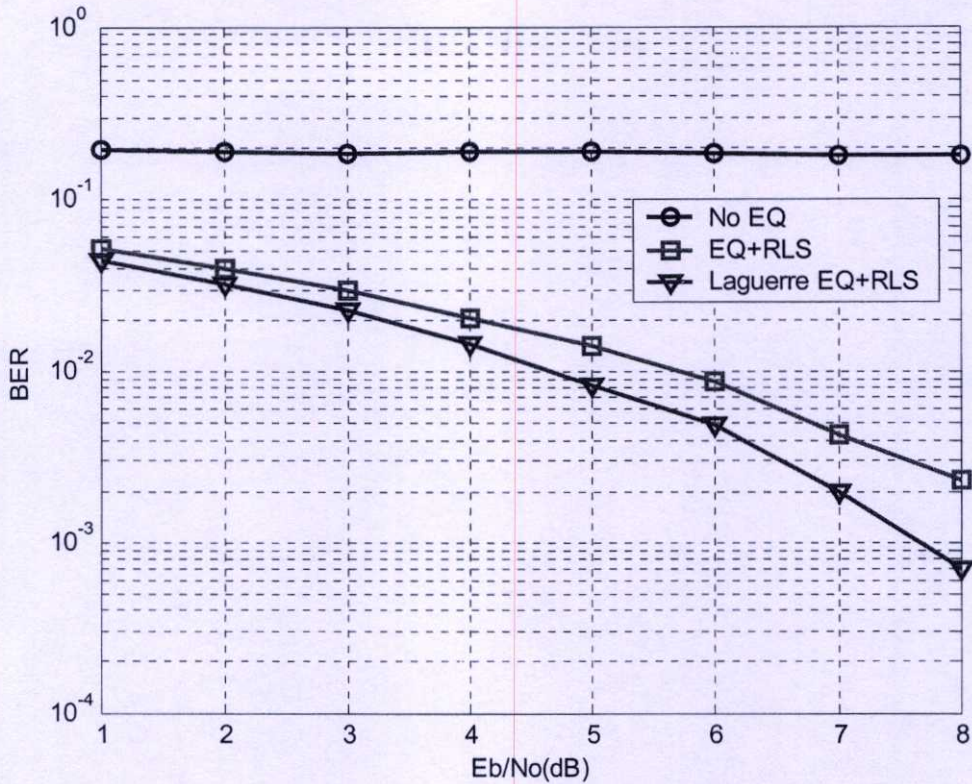
จากรูปที่ 5.14 เป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติการลู่เข้าระหว่างตัวปรับแต่งสัญญาณของ โครงสร้างทั้งสองแบบ คือ โครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างแบบวงจรรองลาแกร์ โดยใช้ อัลกอริทึมแบบ RLS และ LMS ในการปรับตัว กำหนดให้ค่า Step Size ที่เหมาะสมที่สุดของ อัลกอริทึมแบบ LMS คือ $\mu = 0.005$ และค่า Positive Constant ที่ดีที่สุดของอัลกอริทึม RLS คือ $\delta = 0.2$ จากกราฟจะเห็นได้ว่าการลู่เข้าที่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมอัลกอริทึมแบบ LMS มีการลู่เข้าที่ประมาณ 440 บิต และอัลกอริทึมแบบ RLS จะมีการลู่เข้าที่ประมาณ 70 บิตข้อมูล เท่านั้น จากการทดสอบแสดงให้เห็นว่าอัลกอริทึมแบบ RLS มีความเหมาะสมมากกว่าอัลกอริทึม แบบ LMS ในระบบที่ต้องการการลู่เข้าที่รวดเร็ว เช่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิตอลเอ็มเอ และ เมื่อพิจารณาผลที่ได้จากการปรับปรุงตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานมาเป็นตัวปรับแต่งสัญญาณ ที่ใช้โครงสร้างเป็นแบบวงจรรองแบบลาแกร์แล้ว พบว่ายังคงมีความสามารถในการลู่เข้าที่รวดเร็ว เหมือนเดิม ซึ่งการลู่เข้าที่รวดเร็วเป็นสิ่งจำเป็นมากสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิตอลเอ็มเอ ที่มีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ถ้าตัวปรับแต่งสัญญาณมีการลู่เข้าที่ช้าจะทำให้ระบบ ต้องส่งสัญญาณแทรกนึ่งจำนวนมากด้วย



รูปที่ 5.15 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ในการปรับตัวโดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์

รูปที่ 5.15 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ในการปรับตัว สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทางดังรูปที่ 5.12 และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 20,000 บิต ในการทดสอบ โดยกำหนดให้โพลของวงจรรองต่ำผ่านแบบลาแกร์จากสมการที่ (4.4) คือ $\alpha = -0.7$ และวงจรรองแบบผ่านทุกความถี่จากสมการที่ (4.5) คือ $\alpha = 0.5$ เปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิต กับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

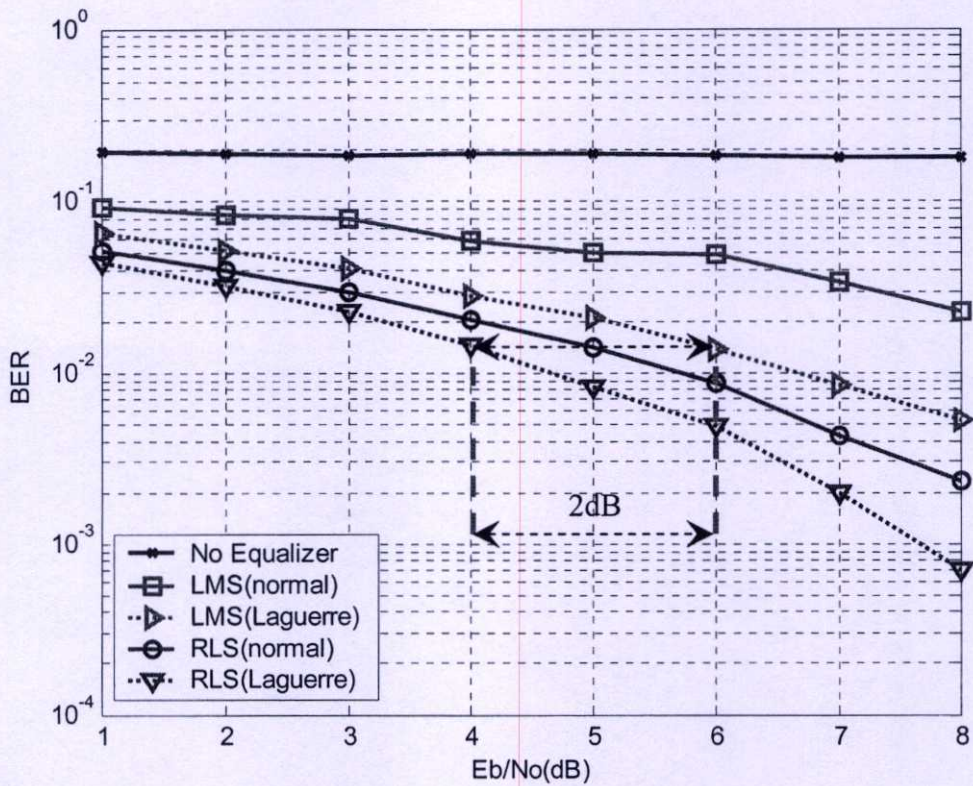
ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 5.15 แสดงให้เห็นว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์จะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐาน ในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตที่มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด และเห็นได้ว่าถ้ากรณีที่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอไม่ได้นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้จะมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงมากและสังเกตได้ว่าในกรณีที่ไม่นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้ ความแรงของสัญญาณที่รับได้ไม่มีผลมากนักต่อการลดอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณ และมีการรบกวนจากการสอดแทรกระหว่างผู้ใช้



รูปที่ 5.16 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว โดยเปรียบเทียบกันระหว่าง โครงสร้างแบบพื้นฐานกับ โครงสร้างแบบลาแกร์

รูปที่ 5.16 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว สำหรับระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทางดังรูปที่ 5.12 และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับ โครงสร้างแบบลาแกร์ และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 20,000 บิต ในการทดสอบ โดยกำหนดให้โพลของวงจรรองต่ำผ่านแบบลาแกร์จากสมการที่ (4.4) คือ $\alpha = -0.7$ และวงจรรองแบบผ่านทุกความถี่จากสมการที่ (4.5) คือ $\alpha = 0.5$ เปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิต กับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

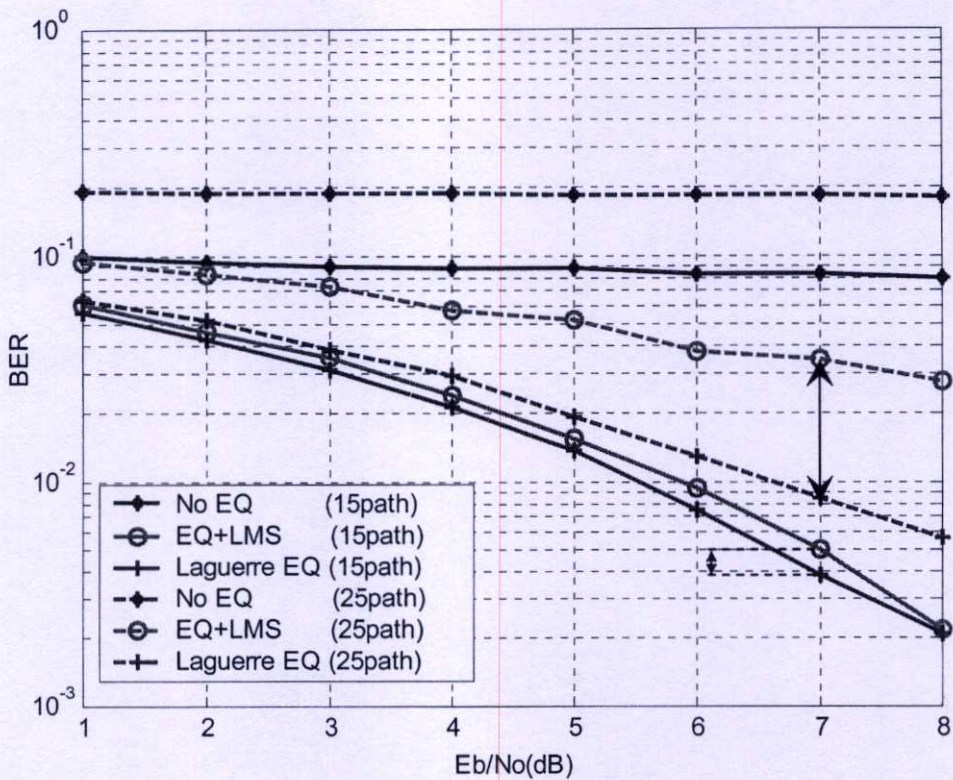
ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 5.16 จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์มีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตได้มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด และพบว่าถ้ากรณีที่ระบบ โทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอ ไม่ได้นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้จะมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงมากและสังเกตได้ว่าในกรณีที่ไม่ได้ใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณ ค่าความแรงของสัญญาณที่รับได้นั้น จะไม่มีผลมากนักต่อการลดอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณและมีการรบกวนจากการสอดแทรกระหว่างผู้ใช้



รูปที่ 5.17 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS และ RLS ในการปรับตัวโดยเปรียบเทียบระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับ โครงสร้างแบบลาแกร์

รูปที่ 5.17 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยเปรียบเทียบในสองกรณี คือใช้อัลกอริทึมในการปรับตัวแบบ LMS เปรียบเทียบกับ RLS ในสองโครงสร้างคือ โครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างแบบลาแกร์ ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบต่าง ๆ และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 20,000 บิต ในการทดสอบ โดยเปรียบเทียบ อัตราความผิดพลาดบิต กับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

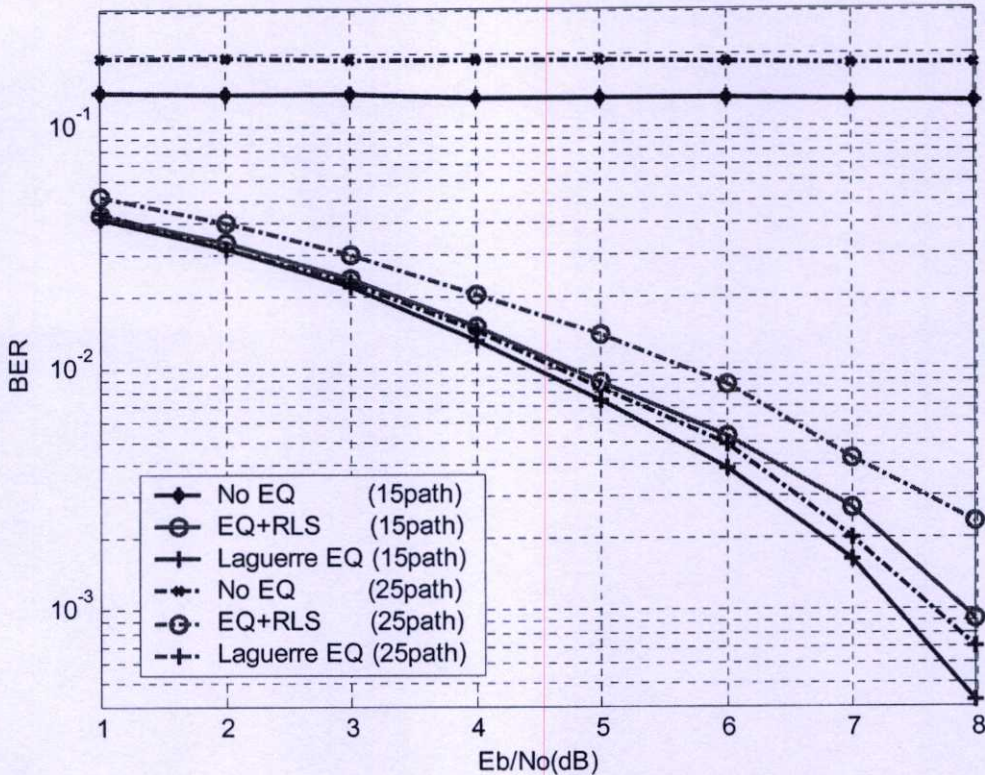
ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 5.17 จะพบว่าการใช้โครงสร้างแบบลาแกร์จะมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำกว่าการใช้โครงสร้างแบบพื้นฐาน เมื่อพิจารณาที่ BER เท่ากับ $10^{-1.9}$ ค่าความแตกต่างของ E_b/N_0 ในการใช้อัลกอริทึมทั้งสองแบบ ของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ จะมีค่าประมาณ 2 dB ซึ่งเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้วงจรกรองความถี่แบบลาแกร์ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS จะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลงมากที่สุด และสามารถลดความต้องการค่า E_b/N_0 สำหรับส่งข้อมูลได้โดยที่ยังคงทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเท่าเดิม ซึ่งสามารถลดกำลังในการส่งได้ ทำให้ไม่สิ้นเปลืองพลังงานแบตเตอรี่



รูปที่ 5.18 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ในการปรับตัว โดยเปรียบเทียบกันระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ ในกรณีที่มีความยาวของผลตอบสนองของอิมพัลส์ต่างกัน

รูปที่ 5.18 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้ อัลกอริทึมแบบ LMS ในการปรับตัว โดยมีการเปรียบเทียบระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับ โครงสร้างแบบลาแกร์ ในการทดสอบนี้เป็นการทดสอบตัวปรับแต่งสัญญาณในสภาวะที่มี ผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว เช่น กรณีที่สัญญาณผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจาก คลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ 25 เส้นทาง และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 20,000 บิต ในการ ทดสอบ โดยเปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 5.18 จะพบว่าในกรณีที่มีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบ ยาวมาก คือ มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์ จะมี สมรรถนะที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานมาก แต่ในกรณีที่มีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว คือ มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทางนั้น ตัวปรับแต่งสัญญาณที่โครงสร้างแบบลาแกร์จะมี สมรรถนะที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานเล็กน้อย ซึ่งพบว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้วงจรกรอง แบบลาแกร์จะมีประสิทธิภาพมากขึ้นในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีรบกวนรุนแรงมาก ซึ่งมีความ เหมาะสมอย่างมากในกรณีที่ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว



รูปที่ 5.19 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว โดยเปรียบเทียบกับระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ ในกรณีที่มีความยาวของผลตอบสนองของอิมพัลส์ต่างกัน

โดยการทดสอบจากผลรูปที่ 5.18 นั้นเป็นการทดสอบเพื่อวิเคราะห์ผลการทดสอบสมรรถนะในกรณีที่ตัวปรับแต่งสัญญาณใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ในการปรับตัว ส่วนการทดสอบจากผลรูปที่ 5.19 นี้เป็นการทดสอบในกรณีที่ตัวปรับแต่งสัญญาณใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ซึ่งผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 5.19 จะพบว่าในกรณีที่ที่มีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว คือ มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทางนั้น ตัวปรับแต่งสัญญาณที่โครงสร้างแบบลาแกร์จะมีสมรรถนะดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานเล็กน้อย แต่ในกรณีที่ที่มีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาวมาก คือ มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์จะมีสมรรถนะดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานมาก ซึ่งเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้วงจรรองแบบลาแกร์มีความเหมาะสมมากในกรณีที่ช่องสัญญาณมีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว ซึ่งเกิดจากสัญญาณออกไปในอากาศ แล้วเกิดการสะท้อนของสัญญาณจำนวนมาก และทำให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่รุนแรง นั่นเอง

5.5 สรุป

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น ได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวโดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์ โดยตัวปรับแต่งสัญญาณที่นำเสนอ นั้นมีคุณภาพดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐาน ซึ่งเห็นได้จากค่าของอัตราความผิดพลาดบิตที่ลดลง และอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบ RLS ที่ได้นำมาทำงานร่วมกับตัวปรับแต่งสัญญาณ จะช่วยให้การเข้าสู่สภาวะที่เสถียรที่เหมาะสมมีความรวดเร็วและมีค่าที่ถูกต้องมากขึ้น จึงสรุปได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่ได้นำเสนอนั้นมีประสิทธิภาพมากกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานอย่างเห็นได้ชัด นอกจากนี้ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแกร์จะทำงานได้ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานมากขึ้น ในสภาวะที่ช่องสัญญาณมีผลการตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว

บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

6.1 สรุปผลการวิจัย

การส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ นั้น มีความไม่แน่นอนสูงและมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอยู่ตลอดเวลา ทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ปัญหาที่เกิดขึ้น คือ ข้อมูลที่ได้รับนั้นอาจมีรูปแบบที่ผิดเพี้ยนไป ในการปรับปรุงประสิทธิภาพของเครื่องรับมีด้วยกันหลายวิธี ซึ่งในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้นิยมใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณก่อนที่จะส่งไปให้ภาครับ โดยใช้วิธีการปรับแต่งสัญญาณให้ผลตอบสนองทางความถี่โดยรวมของระบบมีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ ซึ่งจะทำให้สัญญาณที่รับได้มีความผิดเพี้ยนจากสภาวะรอบข้างของสภาพแวดล้อมที่เกิดขึ้นน้อยที่สุด ดังนั้นการปรับแต่งสัญญาณด้วยตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ จึงเป็นสิ่งจำเป็นในกรณีที่ช่องสัญญาณมีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี แต่ในปัจจุบันระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ นั้น ไม่ได้มีการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้มาใช้แต่อย่างใด เนื่องจากระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ นั้นมีการทำสเปกตรัมซึ่งทำให้สัญญาณรบกวนมีน้อย แต่สำหรับในกรณีที่มีการรบกวนของคลื่นหลายวิถีที่รุนแรงมาก เครื่องรับในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ก็ไม่สามารถลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณได้ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นการแก้ปัญหาของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการรบกวนของคลื่นหลายวิถีที่รุนแรงและมีผลการตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ เพื่อใช้ในการปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับในระบบสื่อสารแบบผู้ใช้หลายรายในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยนำเสนอโครงสร้างใหม่ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ ซึ่งมีประสิทธิภาพดีกว่าระบบที่มีผลตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว ซึ่งจะทำงานร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัวที่มีความเหมาะสม เพื่อใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณ ซึ่งเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบให้ดียิ่งขึ้น วิธีการที่นำเสนอนี้สามารถทำให้มีอัตราความผิดพลาดบิดลนน้อยลงยิ่งขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐาน โดยเฉพาะในกรณีที่มีช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง และมีจำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก โดยคุณสมบัติของ โครงสร้างวงจรกรองแบบลาแกร์ นั้น จะมีเสถียรภาพเสมอ และมีความเหมาะสมในสถานะที่มีผลตอบสนองของความถี่เป็นแบบยาว โดยจะมีค่าโพลที่สามารถปรับเปลี่ยนค่าได้ตามความเหมาะสมของช่องสัญญาณนั้น ๆ ซึ่งวิธีการปรับปรุงสมรรถนะที่เสนอมานี้ จะมีข้อดีหลายประการ ดังนี้

1. มีเสถียรภาพเสมอ เนื่องจากมีโครงสร้างมาจากตัวกรองแบบ FIR ที่มีคุณลักษณะของเฟสเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งเป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากตัวกรองจะไม่ผิดเพี้ยน

2. มีอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่าในกรณีที่มีค่า Eb/No เท่ากัน ซึ่งจะลดความต้องการกำลังส่ง ทำให้ไม่เปลืองพลังงานแบตเตอรี่ได้ ส่งผลให้เครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ใช้งานได้ยาวนานขึ้น หรือสามารถออกแบบให้แบตเตอรี่มีขนาดเล็กลง แต่ยังคงใช้งานได้ในเวลาเท่าเดิม

3. ระบบสามารถใช้งานได้ในกรณีที่ถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง ซึ่งวิธีการที่นำเสนอนี้ให้อัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำกว่า และระบบยังสามารถเพิ่มจำนวนของผู้ใช้งานได้มากขึ้นเนื่องจากมีสัญญาณแทรกสอดที่น้อยลง

4. โครงสร้างใหม่ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแก็ร์จะมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยกว่าวิธีอื่น เช่น RAKE Receiver และน้อยกว่าการใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐาน คือ ใช้จำนวนของตัวหน่วงเวลาที่น้อยกว่าแต่ยังคงมีอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำ

5. การทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแก็ร์ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวแบบ RLS มีการลู่เข้าที่รวดเร็วกว่าแบบ LMS ซึ่งจะทำให้ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่สามารถหาสัมประสิทธิ์ที่ถูกต้องได้ โดยใช้จำนวนของสัญญาณเทรนนิงที่น้อยกว่า ซึ่งเป็นสิ่งที่ต้องการของเครื่องรับในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ทั่วไป

จากสมมติฐานของการศึกษาได้นำมาทดสอบในบทที่ 5 จะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแก็ร์ จะทำงานได้ดีกว่าอย่างชัดเจนเมื่อช่องสัญญาณมีผลการตอบสนองของความถี่เป็นแบบยาว ดังแสดงได้ดังรูปที่ 5.17 และ 5.18 จะเห็นได้ว่า ประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแก็ร์จะมีประสิทธิภาพดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานในระดับหนึ่ง แต่เมื่อเพิ่มการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้ช่องสัญญาณมีผลการตอบสนองของความถี่เป็นแบบยาว ประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแก็ร์ จะมีประสิทธิภาพที่เหนือกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานอย่างเห็นได้ชัด จึงสามารถยืนยันผลดังกล่าวอ้างมาขึ้นต้นได้เป็นอย่างดี คือ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแก็ร์ สามารถเพิ่มสมรรถนะได้ระบบโทรศัพท์ดีเอสซีดีเอ็มเอได้เป็นอย่างดีในสภาวะที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง

6.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อาศัยการจำลองข้อมูลในคอมพิวเตอร์โดยใช้โปรแกรม MATLAB ซึ่งจะเป็นเพียงสมมุติฐานเท่านั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ยังไม่ได้รวมปัญหาที่เกิดจากความผิดพลาดอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ใกล้ไกล (Near Far Effect) ซึ่งเป็นปัญหาอย่างหนึ่งของระบบสื่อสาร โทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ และไม่ได้ใช้รหัสในการสเปกตรัมที่มีขนาดเท่ากับมาตรฐานได้ เนื่องจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบ ซึ่งต้องใช้เวลาในการจำลองแบบนาน แต่ในอนาคตคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองแบบน่าจะมีความเร็วสูงขึ้น ซึ่งผู้ที่สนใจที่จะทำการวิจัยต่อควรจะรวบรวมปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบมาทำการทดสอบให้มากที่สุด เพื่อการทดลองจะได้เหมือนกับความเป็นจริงมากที่สุด

บรรณานุกรม

- [1] B. Sklar, **Digital communication fundamentals and applications**, 2nd edition, Prentice Hall, Inc, 2002.
- [2] G. M. David. and C. shank, “**Optimal and adaptive FIR filter receivers for DS-CDMA**”, Proceedings of 5th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 1339-1343, 1994.
- [3] J. G. Proakis, **Digital communication**, McGraw-Hill book company, New York, 1983.
- [4] ลัญฉกร วุฒิสีทธิกุลกิจ “เทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย CDMA” กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2547.
- [5] F. B. Ueng, and L. D. Jeng, “**Adaptive receiver for DS/CDMA multiuser communication**”, Proceedings of 14th IEEE 2003 International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communication, pp. 2139-2142, 2003.
- [6] T. S. Rappaport, **Wireless communication: principles and practice**, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.
- [7] S. Haykin, **Adaptive filter theory**, 4th edition, Prentice-Hall, 2002.
- [8] S. Haykin, **Communication systems**, 3rd edition, John Wiley & Sons, Inc., 1994.
- [9] ลัญฉกร วุฒิสีทธิกุลกิจ “หลักการระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่” กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2546.
- [10] P.W. Broome, “**Discrete orthonormal sequences**”, Journal of the ACM (JACM), Vol. 12, pp. 151-168, 1965.
- [11] M. A. Masnadi-Shirazi, M. Aleshams, “**Laguerre discrete-time filter design**”, Computer and Electrical Engineering, Shiraz University, Iran, Vol. 29, pp. 173-192, 2003.
- [12] S. He, and X. Shan, “**Adaptive equalization for multipath fading channels using Laguerre filters**”, Processing of IEEE International Conference on Communications, Computers and Signal, pp. 450-453, 2003.
- [13] L. S. H. Ngia , E Gustafsson, “**Using Laguerre filter for adaptive acoustic echo cancellation**”, Proceedings of International Workshop on Acoustic Echo and Noise Control, pp. 148-151, 1999.

- [14] H. J. W. Belt, A.G. den Brinker, “**Laguerre filters with adaptive pole optimization**”, Proceedings of 1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, ISCAS '96, Vol. 2, pp. 37-40, 1996.
- [15] Y. Fu and G. A. Dumont, “**An optimum time scale for discrete Laguerre network**”, Processing of IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 38, pp. 934-938, 1993.
- [16] R. Wang, N. Jindal , T. Bruns, A. R. S. Bahai, and D. C. Cox, “**Comparing RLS and LMS adaptive equalizers for nonstationary wireless channels in mobile AD HOC networks**”, Proceedings of 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, pp. 1131-1135, 2002.
- [17] Bartz, Albert E, **Basic statistical concept**, Prentice-Hall, Inc., 1999.
- [18] พงษ์ศักดิ์ สุสัมพันธ์ไพบูล “ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่” กรุงเทพมหานคร:
สำนักพิมพ์ดวงกมล (2520) จำกัด 2542.
- [19] ลัญฉกร วุฒิสัทธากุลกิจ “เทคโนโลยีโทรคมนาคม” กรุงเทพมหานคร:
สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2546.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

The Central Limit Theorem [14]

ทฤษฎีขีดจำกัดกลาง

ทฤษฎีกล่าวว่าการสุ่มตัวอย่างขนาด N และเก็บข้อมูลจากกลุ่มตัวอย่างขนาด N ซ้ำ ๆ กัน ซึ่งดึงมาจากประชากรที่มีการแจกแจงเป็นโค้งปกติ มีค่าเฉลี่ย μ และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ ถ้า N มีขนาดใหญ่การแจกแจงของ \bar{X} มีการแจกแจงที่ใกล้เคียงการแจกแจงปกติโดยมีค่าเฉลี่ย $\mu_{\bar{x}} = \mu$ และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma_{\bar{x}} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$ หรือ $Z = \frac{\bar{x} - \mu}{\sigma_{\bar{x}}}$ มีการแจกแจงใกล้เคียงการแจกแจงปกติมาตรฐาน

ผลของทฤษฎีนี้บอกเราว่าค่าเฉลี่ยของกลุ่มตัวอย่างที่ดึงมาจากประชากรที่มีการแจกแจงเป็นโค้งปกติ ผลของกลุ่มตัวอย่างก็จะมีแจกแจงเป็นโค้งปกติ แม้ว่า N จะมีขนาดเล็กก็ตาม อีกกรณีหนึ่งแม้ว่า N จะมีขนาดใหญ่และประชากรไม่มีการแจกแจงเป็นโค้งปกติ ผลที่ได้จะมีแนวโน้มว่าข้อมูลจะมีการแจกแจงเป็นโค้งปกติ แต่ถ้าถามว่า N ขนาดใหญ่แค่ไหน ถ้า N มีค่ามากกว่า 30 ก็มากพอที่จะช่วยให้การแจกแจงเป็นโค้งปกติได้ แต่ถ้าจะให้มั่นใจควรจะมี N เกิน 100 จะดีกว่า

ภาคผนวก ข.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. T. Somkur, C. Benjangkprasert, “**Adaptive equalization for DS-CDMA multi-user communication system using Laguerre filters**”, International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS 2008), pp. 1532-1535, Seoul, Korea, October 14-17, 2008.
2. T. Somkur, C. Benjangkprasert, “**Adaptive equalization for DS-CDMA communication system using Laguerre filters**”, International Symposium on communication and information technologies (ISCIT’2008), pp. 1-4, Vientiane, Lao PRD, October 21-23, 2008.

ประวัติผู้เขียน

นายทิพกร สมเกื้อ เกิดวันที่ 25 ตุลาคม พ.ศ. 2524 ที่จังหวัดสุราษฎร์ธานี สำเร็จการศึกษา
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยี
ราชมงคล (ธัญบุรี) พ.ศ. 2546

ปี พ.ศ.2547 เข้าทำงานตำแหน่ง ผู้ช่วยนักวิจัย ที่ห้องปฏิบัติการ Signal Transmission
Laboratory สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง

ปัจจุบันทำงานที่ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ตำแหน่ง วิศวกร 4 สังกัด ส่วนระบบ
บำรุงรักษากลางภูมิภาคที่ 4