

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบลาแฌร์ปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคน
ทีเอสซีดีเอ็มเอโดยใช้ไซน์อัลกอริทึม

ADAPTIVE LAGUERRE EQUALIZER FOR DS-CDMA MULTI-USER COMMUNICATION
SYSTEMS BASED ON SIGN-ALGORITHM



T139440

ภคินี ศิริธรรมจักร

PAKINEE SIRITHUMMACHAK

ศษ.
๑๗/๒๑/๑๗

เลขหมู่.....๐๐๕๘
เลขทะเบียน.....139440
วันเดือนปี.....๕-3 11๒๕. 2558

b.....
i.....

1๒7๒๒6๑7

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2558
KMITL-2015-EN-M-230-178

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ADAPTIVE LAGUERRE EQUALIZER FOR DS-CDMA MULTI-USER
COMMUNICATION SYSTEMS BASED ON SIGN-ALGORITHM



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN COMPUTER ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2015
KMUTL-2015-EN-M-230-178

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2015

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบลาแกร์ปรับตัวได้สำหรับการสื่อสารแบบ ผู้ใช้หลายคนทีเอสซีดีเอ็มเอโดยใช้ไซน์อัลกอริทึม
นักศึกษา	นางสาวกคินี ศิริธรรมจักร
รหัสนักศึกษา	55613803
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2558
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาและการประยุกต์ใช้งานตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้วงจรกรองลาแกร์และอัลกอริทึมไซน์ที่ได้รับการปรับแต่งใหม่ สำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ได้รับผลกระทบจากการแทรกสอดอย่างรุนแรงจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) เนื่องจากการรับสัญญาณหลายทิศทาง ซึ่งส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference: MAI) ด้วย จุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์ คือ การลดผลกระทบจากการแทรกสอดดังกล่าว และลดความซับซ้อนในการคำนวณของอัลกอริทึมปรับตัวได้ ด้วยตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์และอัลกอริทึมไซน์ที่ได้รับการปรับแต่งใหม่ เนื่องจากความเสถียรของวงจกรองลาแกร์ (Laguerre filter) ซึ่งรวมลักษณะเฉพาะของวงจกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจกรองดิจิทัลแบบ IIR ไว้ และคุณสมบัติพื้นฐานของอัลกอริทึมไซน์ที่มีการคำนวณที่ไม่ซับซ้อน และยังให้ประสิทธิภาพในการทำงานที่ดี จึงนำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์และอัลกอริทึมไซน์ที่ได้รับการปรับแต่งใหม่ เพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบ เป้าหมายหลักเพื่อลดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) ให้น้อยลงที่ภาครับ จากผลการจำลองการทำงาน แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะ และความเสถียรของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ที่นำเสนอสูงกว่าสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึม RLS ทำงานร่วมกับโครงสร้างวงจกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจกรองลาแกร์

Thesis Title	Adaptive Laguerre Equalizer for DS-CDMA Multi-user Communication System Based on Sign-Algorithm
Student	Miss Pakinee sirithummachak
Student ID.	55613803
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2015
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chawalit Benjangkprasert

ABSTRACT

This thesis presents an adaptive equalizer based on Laguerre filter and a modified sign-algorithm for direct sequence-code division multiple access (DS-CDMA) communication system. Intersymbol interference (ISI) arises due to multipath propagation, which destroys the code orthogonality, gives rise to multiple access interference (MAI). Therefore, the objective of this paper is to minimize the effect of ISI with a long impulse response environment and minimizes the computational complexity when compared to the attractive RLS algorithm based on the proposed receiver. Because of the stability of Laguerre structure is sharing the characteristic of finite impulse response (FIR) filter and infinite impulse response (IIR) filter and the low computation complexity of sign- algorithm is an attractive characteristic. Consequently, the proposed adaptive equalizer based on adaptive Laguerre filter and a modified sign-algorithm for improve the bit error rate (BER) performance of the receiver. Our simulation results show that the performance of the proposed receiver in terms of bit error rate (BER) and the stability are better than the attractive RLS algorithm in FIR and Laguerre filter receivers.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยคำแนะนำ คำปรึกษาและความช่วยเหลืออย่างยิ่งจากอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่ให้แนวทางในการดำเนินการวิจัยและกำลังใจที่ท่านได้มอบให้ตลอดมา เป็นสิ่งที่ข้าพเจ้าซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณท่านมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณคณาจารย์หลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่าน ที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยราชภัฏวชิรวิทยาดงขี้เหล็ก ที่สนับสนุนโปรแกรม Matlab

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ ในหลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกคนที่ให้คำแนะนำต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุก ๆ เรื่อง คำแนะนำและคำสั่งสอนแก่ข้าพเจ้า

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

ภคินี ศิริธรรมจักร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย.....	2
1.3 สมมติฐานของงานวิจัย.....	2
1.4 แนวคิดในการวิจัย.....	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารดิจิทัลและระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	5
2.1 หลักการสื่อสารระบบดิจิทัล.....	5
2.2 ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access).....	7
2.2.1 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum).....	9
2.2.2 ประเภทของระบบซีดีเอ็มเอ.....	10
2.2.3 ข้อดีของซีดีเอ็มเอ.....	11
2.3 ดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	12
2.3.1 รหัส M-Sequence.....	14
2.3.2 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบ BPSK.....	17
2.3.3 วงจรภาคส่งสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	19
2.3.4 วงจรภาครับสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	20
2.4 ปัญหาที่ศึกษาและวิจัยในระบบสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	22
2.4.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น (Multiple Access Interference).....	22
2.4.2 สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN).....	26
2.4.3 คลื่นหลายวิถี (Multipath).....	28
2.4.4 ทบทวนงานวิจัย.....	32
บทที่ 3 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer).....	33
3.1 วงจรกรองดิจิทัล (Digital Filter).....	36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.1.1	วงจกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response: FIR)	37
3.1.2	วงจกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response: IIR)	38
3.1.3	วงจกรองลาแกร์ (Laguerre Filter)	39
3.2	โครงสร้างการทำงานพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้.....	44
3.2.1	ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์ (Adaptive Laguerre Equalizer).....	47
3.3	อัลกอริทึมสำหรับการปรับตัว.....	48
3.3.1	อัลกอริทึม Least Mean Square (LMS).....	49
3.3.2	อัลกอริทึม Recursive Least Squares (RLS).....	52
3.3.3	อัลกอริทึมไซน์.....	55
3.3.4	อัลกอริทึมไซน์รูปแบบใหม่ที่ใช้ในทวิจัย	58
3.4	วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของตัววัดสมรรถนะ	60
3.4.1	อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์ (Signal to Noise Ratio: SNR)	60
3.4.2	อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate: SER).....	60
3.4.3	อัตราความผิดพลาดบิต (Bit-Error Rate: BER).....	60
บทที่ 4	การจำลองระบบและผลทดลอง	61
4.1	การทดสอบผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ต่อสมรรถนะของระบบ การสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	63
4.2	การจำลองผลกระทบของคลื่นหลายวิถีต่อสมรรถนะของระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ	65
4.3	การจำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัวสำหรับตัวปรับแต่ง สัญญาณแบบปรับตัวได้.....	66
4.4	การจำลองแบบและวิเคราะห์ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้วงจกรองแบบลาแกร์ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ.....	75
4.5	การสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบ	80
บทที่ 5	สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	81
5.1	สรุปการวิจัย.....	81
5.2	ข้อเสนอแนะ.....	82
บรรณานุกรม	83
ภาคผนวก	85
ภาคผนวก ก	ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	86

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้วยประการ
ประการผู้เขียน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การบวกแบบมอดุโล 2 (Modulo 2)	17
3.1 การเปรียบเทียบการคำนวณของแต่ละอัลกอริทึม	60
4.1 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 5 เส้นทาง	76
4.2 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 15 เส้นทาง	76
4.3 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 25 เส้นทาง	76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	การเดินทางของคลื่นหลายวิถี (Multipath) 2
2.1	ระบบการส่งและรับสัญญาณดิจิทัล 6
2.2	ตัวอย่างการสร้างรหัส PN ที่ใช้ซีพรีจิสเตอร์จำนวน 4 ตัว ลำดับอินพุตเป็น 0,0,0,1..... 9
2.3	การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH) 10
2.4	การทำสเปกตรัมที่มีตัวประกอบการแผ่ N=21..... 13
2.5	สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณกวาน 14
2.6	โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส M-Sequence..... 15
2.7	ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัส M-Sequence ที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่าง ๆ 16
2.8	วงจรการสร้างรหัส M-Sequence 16
2.9	สัญญาณข้อมูลดิจิทัลแบบสองขั้วและสัญญาณการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเทคนิค BPSK 18
2.10	วงจรรหัสส่งระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK..... 19
2.11	ตัวอย่างสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรรหัสส่งของระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK..... 20
2.12	วงจรรหัสรับของระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK 21
2.13	ตัวอย่างสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรรหัสรับของระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK..... 22
2.14	โครงสร้างของเครื่องรับระบบซีดีเอ็มเอแบบพื้นฐาน 23
2.15	ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน 27
2.16	ลักษณะการเดินทางของสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถีรบกวน 28
2.17	แบบจำลองอย่างง่ายของระบบการสื่อสารดิจิทัล..... 29
2.18	ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ..... 29
2.19	การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่เป็นแบบมีการจางหายแบบเลือกความถี่ 30
2.20	โมเดลของช่องสัญญาณ 31
2.21	โมเดลแบบแทปดีเลย์ไลน์ของช่องสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถี..... 32
3.1	ส่วนประกอบพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทั่วไป..... 33
3.2	การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไม่ราบเรียบของตัวปรับแต่งสัญญาณ ... 34
3.3	ชนิดของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) 35
3.4	ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และ IIR 37
3.5	โครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR..... 38
3.6	โครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR..... 38
3.7	โครงสร้างของ Laguerre Tapped-Delay Line Memory 41
3.8	โครงสร้างวงจรกรองลาแการ์ (Laguerre Filter)..... 42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 (a) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลาแกร์ (b) วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบลาแกร์	43
3.10 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณในช่วงเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์การคูณ..	45
3.11 โครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์.....	47
3.12 คุณสมบัติการลู่เข้าของแต่ละอัลกอริทึม	57
4.1 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ	62
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอที่มีผู้ใช้งานระบบ 4 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่แตกต่างกันตั้งแต่ 0.1 - 0.5.....	63
4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีผู้ใช้งานจำนวน 3, 5, 7 และ 9 ราย ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสคงที่ $\rho=0.2$	64
4.4 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีจำนวน 9 เส้นทาง.....	65
4.5 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 2, 3, 4 และ 5 เส้นทาง เปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรบกวน	66
4.6 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมแต่ละแบบ.....	67
4.7 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 ที่ค่า Step Size (μ) ต่าง ๆ ร่วมกับโครงสร้าง FIR	68
4.8 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 ที่ค่า Step Size (μ) ต่าง ๆ ร่วมกับโครงสร้าง Laguerre	68
4.9 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 ที่ค่า Step Size (μ) ต่าง ๆ ร่วมกับโครงสร้าง FIR	69
4.10 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 ที่ค่า Step Size (μ) ต่าง ๆ ร่วมกับโครงสร้าง Laguerre	69
4.11 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 ที่ค่า Step Size (μ) ต่าง ๆ ร่วมกับโครงสร้าง FIR	70
4.12 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 ที่ค่า Step Size (μ) ต่าง ๆ ร่วมกับโครงสร้าง Laguerre	70
4.13 สมรรถนะของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 โครงสร้าง FIR	72
4.14 สมรรถนะของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 โครงสร้าง Laguerre	72
4.15 สมรรถนะของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 โครงสร้าง FIR	73
4.16 สมรรถนะของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 โครงสร้าง Laguerre	73
4.17 สมรรถนะของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 โครงสร้าง FIR	74
4.18 สมรรถนะของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 โครงสร้าง Laguerre	74
4.19 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีที่ 5 15 และ 25 เส้นทาง.....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20	สมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณโครงสร้างลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบเทียบกับอัลกอริทึม RLS โครงสร้าง FIR และแบบลาแกร์ คลื่นหลายวิถีจำนวน 5 เส้นทาง..... 78
4.21	สมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณโครงสร้างลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบเทียบกับอัลกอริทึม RLS โครงสร้าง FIR และแบบลาแกร์ คลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง..... 78
4.22	สมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณโครงสร้างลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบเทียบกับอัลกอริทึม RLS โครงสร้าง FIR และแบบลาแกร์ คลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง..... 79



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่นับว่ามีความสำคัญต่อชีวิตประจำวันของคนเรามากขึ้น และด้วยความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยีในขณะนี้ จึงทำให้มีการพัฒนาเทคโนโลยีใหม่ ๆ มาใช้ร่วมกับระบบการสื่อสารไร้สายเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น ทั้งในเรื่องของความถูกต้อง แม่นยำและความรวดเร็วในการรับส่งข้อมูลสำหรับรองรับการใช้งานที่มีแนวโน้มเพิ่มมากขึ้นในอนาคต

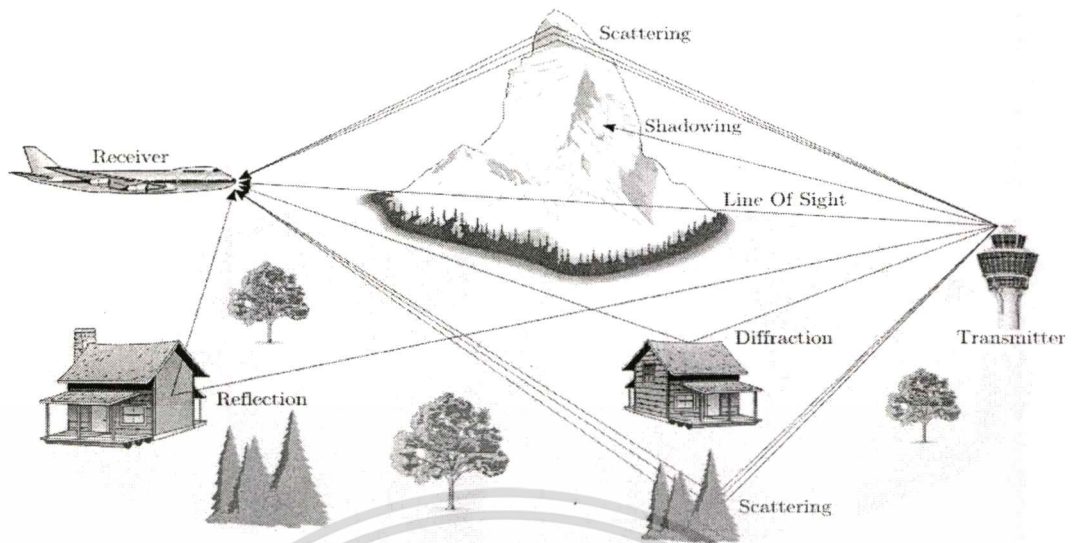
การสื่อสารผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่นั้นได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทั้งนี้เพื่อการรองรับการขยายการบริการของผู้ให้บริการให้สอดคล้องกับความต้องการของผู้บริโภค และเพิ่มความเร็วในการรับส่งข้อมูล เพื่อรองรับปริมาณข้อมูลที่มากขึ้นและมีขนาดใหญ่ขึ้น ในปัจจุบันประเทศไทยได้เข้าสู่ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation of Mobile Telephone : 3G) อย่างเต็มรูปแบบ ซึ่งเทคนิคหนึ่งในระบบ 3G ที่น่าสนใจและเป็นที่ยอมรับคือ การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส หรือ ระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence -Code Division Multiple Access : DS-SS-CDMA) ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้มุ่งเน้นการพัฒนาการสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอเพราะเป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีความสามารถในการรองรับปริมาณผู้ใช้งานที่มากกว่าและรองรับการสื่อสารทั้งข้อมูลและเสียงความเร็วสูงได้

ปัญหาที่มักเกิดขึ้นในการส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณในระบบการสื่อสาร คือ ข้อมูลที่ได้รับในภาครับสัญญาณมีลักษณะไม่ตรงกับสัญญาณข้อมูลที่ต้นทางส่งมา ความผิดพลาดของสัญญาณข้อมูลที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ อาจเกิดได้จาก 2 สาเหตุหลักด้วยกัน คือ

1. การรบกวนที่เกิดจากอุณหภูมิ (Thermal Noise) ของอุปกรณ์ ส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN)

2. การรบกวนที่เกิดจากสัญญาณแทรกสอด แบ่งออกเป็น 2 ประเภท คือ การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference : MAI) เกิดจากรหัสแรมป์ของผู้ใช้แต่ละรายที่ใช้ในการทำ spread spectrum ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ มีความคล้ายคลึงกัน และการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Inter-symbol Interference : ISI) ซึ่งเกิดจากการสะท้อนไปมาของสัญญาณระหว่างตึกสูงหรือสิ่งกีดขวาง ทำให้ภาครับได้รับสัญญาณที่ประกอบด้วยสัญญาณข้อมูลและสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนมากกว่า 1 สัญญาณ

ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ นั้น ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา การรับส่งข้อมูลจึงอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ทำให้ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอควรได้รับการปรับปรุงคุณภาพสัญญาณที่ภาครับเพิ่มเติม



รูปที่ 1.1 การเดินทางของคลื่นหลายวิถี (Multipath)[aragec.com]

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จากปัญหาการรบกวนสัญญาณข้อมูลที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น การวิจัยของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นไปที่การปรับปรุงประสิทธิภาพของภาครับสัญญาณในระบบการสื่อสารแบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) ที่มีโครงสร้างตัวกรองแบบลาแกร์ (Laguerre Filter) ร่วมกับการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองโดยใช้ไซนอัลกอริทึม ที่ได้รับการพัฒนาขึ้นมาใหม่ เพื่อช่วยลดความผิดเพี้ยนเมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนที่เกิดจาก สัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้งาน (MAI) สัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) และสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน (AWGN)

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ มีการทำงานโดยจะทำการปรับแต่งสัญญาณตามสภาพช่องสัญญาณที่เปลี่ยนไป ซึ่งเหมาะสมกับการใช้งานกับช่องสัญญาณในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จากการศึกษาพบว่าการใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ร่วมกับโครงสร้างตัวกรองแบบลาแกร์นั้น มีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งานในระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ เพราะสามารถลดความผิดเพี้ยนของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี (Multipath) ที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว (Long Impulse Response) และในส่วนของไซนอัลกอริทึมนั้นมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยกว่าอัลกอริทึมแบบมาตรฐานทั่ว ๆ ไป เช่น RLS (Recursive Least Squares Algorithms) และ LMS (Least Mean Squares Algorithms) จึงน่าจะช่วยลดเวลาในการคำนวณการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองได้ดี ดังนั้นการนำไซนอัลกอริทึมมาใช้ร่วมกับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์ จึงน่าจะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณให้มีความเหมาะสมในการนำไปใช้งานมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

โครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้กันโดยทั่วไป คือ การใช้ตัวกรองดิจิทัล (Digital Filter) ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมที่ปรับตัวได้ โดยใช้อัลกอริทึมเป็นหนึ่งในเทคนิคที่ใช้ในการลดความซับซ้อนของการกระทำที่เกี่ยวกับฮาร์ดแวร์ (Hardware Implementation) เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานและลดความซับซ้อนในการทำงาน[1] ในส่วนของตัวกรองดิจิทัลแบบลาแกร์ (Laguerre Filter) นั้น มีคุณสมบัติเด่นคือนำข้อดีของตัวกรองแบบ FIR (Finite Impulse Response) และ ตัวกรองแบบ IIR (Infinite Impulse Response) มาทำงานร่วมกัน[2] จากการที่ได้มีผู้ทดลองใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์กับภาครับสัญญาณในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ พบว่าช่วยลดการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่รุนแรง รองรับการทำงานที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบยาวและยังคงมีเสถียรภาพในการทำงานอยู่ ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอการสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ภาครับสัญญาณในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยใช้โครงสร้างวงจรกรองแบบลาแกร์ทำงานร่วมกับใช้อัลกอริทึมที่ได้พัฒนาขึ้นใหม่ ซึ่งเมื่อนำมารวมกันจะทำให้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้มีคุณสมบัติที่ดีขึ้นกว่าเดิม มีค่าความผิดพลาดที่ต่ำ ความซับซ้อนในการคำนวณน้อยลง ความเร็วในการทำงานมากขึ้น และมีความเหมาะสมสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เพราะสัญญาณที่มีค่าความผิดพลาดน้อยจะทำให้ระบบมีความจุที่เพิ่มขึ้น ซึ่งหมายถึงระบบสามารถเพิ่มจำนวนผู้ใช้ได้มากขึ้นด้วย

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ขอบเขตของการวิจัยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มุ่งเน้นการนำเสนอการใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้โครงสร้างลาแกร์ และพัฒนาใช้อัลกอริทึมในรูปแบบใหม่ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของภาครับสัญญาณโทรศัพท์ในระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยใช้การจำลองการทำงาน (Simulation) ผ่านโปรแกรม MATLAB การทำงานของระบบทั้งหมดอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ (Base Band Signal) ทำการจำลองระบบที่มีผู้ใช้หลายราย โดยใช้รูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิทัลแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) กำหนดให้ช่องสัญญาณ (Channel) ที่ใช้ส่งผ่านสัญญาณไปยังภาครับประกอบด้วยช่องสัญญาณของคลื่นหลายวิถี (Multipath) และถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน (AWGN) พิจารณาประสิทธิภาพของระบบด้วยการวัดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER) ซึ่งเป็นไปตามฟังก์ชันเทียบการเปลี่ยนแปลงของพลังงานบิตต่อค่าความเข้มของสัญญาณรบกวน (Bit Energy per Noise Spectral Density: E_b/N_0)

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งขั้นตอนการศึกษาออกเป็น 5 บท โดยมีเนื้อหาดังนี้

บทที่ 1 เป็นส่วนของความเป็นมาของงานวิจัย ปัญหาและผลกระทบที่เกิดขึ้น วัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมติฐานของการวิจัย แนวคิดในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ ความรู้เบื้องต้นและองค์ประกอบของหลักการสื่อสารดิจิทัลรวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 เป็นเนื้อหาในส่วนของการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้มาแก้ไขปัญหาของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยกล่าวถึงโครงสร้างและวิธีการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โครงสร้างลาแกร์ ทฤษฎีของลาแกร์ อัลกอริทึมที่ใช้สำหรับการปรับตัวแบบมาตรฐาน ทฤษฎีเกี่ยวกับไซน์อัลกอริทึมและอธิบายการทำงานของไซน์อัลกอริทึมที่ผ่านการพัฒนาขึ้นใหม่ รวมถึงวิธีการวัดสมรรถนะต่าง ๆ

บทที่ 4 เป็นการจำลองการทำงานของระบบ และทำการประมวลผลในรูปแบบของอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) เทียบกับอัตราส่วนของพลังงานบิตต่อค่าความเข้มของสัญญาณรบกวน (Bit Energy per Noise Spectral Density: E_b/N_0) ในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB)

บทที่ 5 เป็นการสรุปผลการทดลอง การวิเคราะห์ผลการทดลองรวมถึงข้อเสนอแนะและแนวทางในการทำการวิจัยสำหรับผู้สนใจต่อไป



บทที่ 2

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับการสื่อสารดิจิทัลและระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

ในบทนี้จะกล่าวถึงความเป็นมาและความรู้พื้นฐานที่เกี่ยวกับการสื่อสารดิจิทัล และระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยในปัจจุบัน การสื่อสารผ่านโทรศัพท์ไร้สายนับว่ามีผลกระทบต่อการใช้ชีวิตของผู้คนมากขึ้น เนื่องจากมีความรวดเร็วในการติดต่อ รับส่งข้อมูลได้ทั้งภาพและเสียง อีกทั้งปริมาณข้อมูลที่สามารถรับส่งผ่านระบบโทรศัพท์ไร้สายนั้นมีขนาดใหญ่มากขึ้น ซึ่งสามารถรองรับความต้องการใช้งานที่มากขึ้นของผู้บริโภคได้อีกด้วย จึงอาจกล่าวได้ว่า การสื่อสารไร้สายผ่านโทรศัพท์นับเป็นอีกปัจจัยหนึ่งที่จำเป็นต่อการดำรงชีวิตของทุก ๆ คนในปัจจุบัน ดังนั้น เทคโนโลยีทางด้านการสื่อสารจึงจำเป็นที่จะต้องพัฒนาไปอย่างต่อเนื่องไปพร้อม ๆ กับการขยายตัวของความต้องการของผู้บริโภคที่มากขึ้น และปัจจุบันประเทศไทยได้เข้าสู่การสื่อสารในระบบโทรศัพท์ยุคที่ 3 หรือ 3G อย่างเต็มรูปแบบ ผู้ประกอบการหลายรายต่างก็พัฒนาการให้บริการของตัวเองเพื่อเข้าสู่การใช้งานในระบบ 3G ซึ่งขยายเครือข่ายครอบคลุมทั้งประเทศเรียบร้อยแล้ว ระบบ 3G นั้นมีการส่งผ่านข้อมูลถึงกันได้อย่างรวดเร็วทั้งภาพและเสียง รวมทั้ง Content ที่เป็นรูปของเอกสารที่อยู่บนอินเทอร์เน็ต และยังสามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์สื่อสารไร้สายประเภทอื่น ๆ ได้ เช่น คอมพิวเตอร์ เป็นต้น

เทคโนโลยีระบบซีดีเอ็มเอ (Code Multiple Access: ซีดีเอ็มเอ) นับว่าเป็นเทคโนโลยีพื้นฐานของระบบ 3G เป็นเทคโนโลยีการสื่อสารไร้สายระบบดิจิทัลที่ให้คุณภาพเสียง และการรับส่งข้อมูลในปริมาณมากด้วยความเร็วสูง โดยเทคโนโลยีนี้เป็นที่นิยมอย่างมากในประเทศเกาหลี ญี่ปุ่น และสหรัฐอเมริกา รวมทั้งในตลาดที่มีการเติบโตอย่างรวดเร็ว เช่น จีน อินเดีย และประเทศอื่นๆ ทั่วโลก โดยเทคโนโลยีซีดีเอ็มเอ จะแปลงเสียงเป็นรหัสเฉพาะในรูปของแพ็กเกจ จากนั้นสัญญาณรหัสนี้ของการพูดทั้งหมดจะถูกจัดสรรให้กระจายไปยังช่วงกว้าง ของย่านความถี่สัญญาณรบกวนอื่นนอกเหนือจากคำสนทนา และจะถูกดึงออกที่ปลายทางโดยรหัสที่ระบุไว้แล้ว เมื่อกลุ่มสัญญาณนี้เดินทางมาถึงเครื่อง รับ สัญญาณเสียงหรือข้อมูลที่ได้รับมานี้จะถูกนำมารวบรวมในรูปของคำสนทนาเดิมที่ต้องการส่งมา ทำให้เทคโนโลยีนี้สามารถรองรับจำนวนการโทรเข้าออกได้หลาย ๆ การสนทนาในเวลาเดียวกันภายใต้การส่งสัญญาณผ่านย่านคลื่นวิทยุเพียงหนึ่งคลื่น เทคนิคการควบคุมกำลังส่งของเทคโนโลยีซีดีเอ็มเอ ไม่ได้ถูกออกแบบขึ้นเพื่อความสามารถในการรองรับผู้ใช้บริการที่เพิ่มขึ้นเท่านั้น แต่ยังเป็นการช่วยเพิ่มคุณภาพเสียงการสนทนาโดยการลดระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นให้ได้มากที่สุด วิธีการที่ใช้สำหรับการควบคุมกำลังส่ง ได้รับการออกแบบขึ้นเพื่อใช้ควบคุมกำลังส่งของสัญญาณข้อมูลให้มีค่าต่ำสุด โดยยังสามารถรักษาคุณภาพเสียงการสนทนาให้อยู่ในระดับที่ดีอีกด้วย

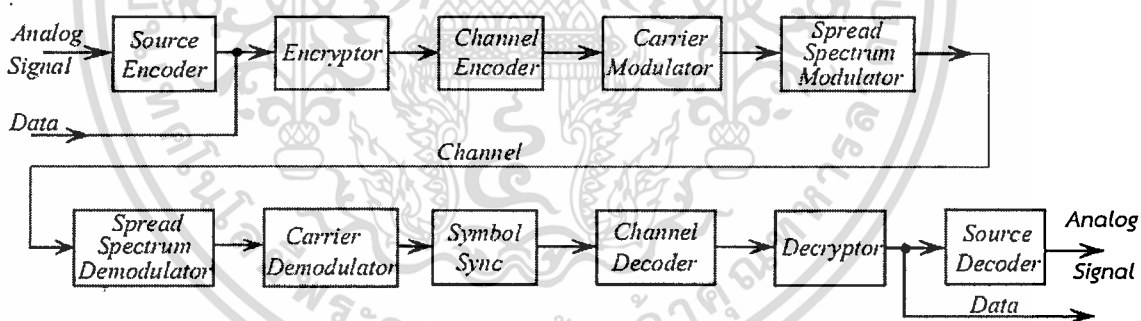
2.1 หลักการสื่อสารระบบดิจิทัล

สัญญาณที่ใช้ในระบบสื่อสารแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ สัญญาณแอนะล็อกและสัญญาณดิจิทัล สัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณที่มีขนาดเป็นค่าต่อเนื่อง ส่วนสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงเป็นค่าของเลขลงตัว โดยปกติมักแทนด้วยระดับแรงดันที่แสดงสถานะเอกสารเป็น "0" และ "1" หรืออาจจะมีหลายสถานะ มีค่าที่ตั้งไว้ (Threshold) เป็นค่าบอกสถานะถ้าสูงเกินค่านี้ถือว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ตั้งไว้สถานะเป็น "1" ถ้าต่ำกว่าค่าที่ตั้งไว้ สถานะเป็น "0" ซึ่งมีข้อดีในการทำให้เกิดความผิดพลาดน้อยลง

เนื่องจากสัญญาณรบกวนต้องมีค่าสูงกว่าค่าที่ตั้งไว้สถานะจึงจะเปลี่ยน ตัวอย่าง เช่น ในระบบดิจิทัล สถานะของข้อมูลเป็น "0" สัญญาณรบกวนมีค่า 0.2 โวลต์ แต่ค่าที่ตั้งไว้เท่ากับ 0.5 โวลต์ สถานะ ยังคงเดิมคือเป็น "0" ในขณะที่ระบบแอนะล็อก สัญญาณรบกวนจะเติมเข้าไปใน สัญญาณจริงโดยตรง กล่าวคือสัญญาณจริงบวกสัญญาณรบกวนเป็นสัญญาณขณะนั้นทำให้สัญญาณรบกวนมีผลต่อสัญญาณจริงและมีความผิดพลาดเกิดขึ้น จึงทำให้สัญญาณดิจิทัลมีประสิทธิภาพและ ความน่าเชื่อถือสูงกว่าสัญญาณแบบแอนะล็อก เนื่องจากมีการใช้งานเพียง 2 ค่าเพื่อนำมาตีความหมายเป็น On/Off หรือ 1/0 เท่านั้น ซึ่งสัญญาณดิจิทัลนี้ จะเป็นสัญญาณที่คอมพิวเตอร์ใช้ในการทำงานและติดต่อสื่อสารกัน ในทางปฏิบัติ สามารถใช้เครื่องมือในการแปลงระหว่างสัญญาณทั้งสองแบบได้ เพื่อช่วยให้สามารถส่งสัญญาณดิจิทัลผ่านสัญญาณพาห้ ซึ่งเป็นสัญญาณแอนะล็อก เช่น สายโทรศัพท์หรือคลื่นวิทยุ ได้

การแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณแอนะล็อก จะเรียกว่า มอดูเลชัน (Modulation) เช่น การแปลงสัญญาณแบบ Amplitude modulation (AM) และ Frequency Modulation (FM) เป็นต้น ส่วนการแปลงสัญญาณแบบแอนะล็อกเป็นดิจิทัล จะเรียกว่า ดีมอดูเลชัน (Demodulation) ตัวอย่างของเครื่องมือการแปลง เช่น MODEM (MOdulation DEModulation) นั้นเอง ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบสื่อสารดิจิทัลสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 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 การไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เข้ารหัสช่องสัญญาณเป็นการเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณในสองลักษณะ คือ การลดจำนวนข้อมูลเพื่อให้ส่งสัญญาณได้รวดเร็ว และการเปลี่ยนสัญญาณให้สามารถตรวจสอบความผิดพลาดได้ สัญญาณที่ได้จากการเข้ารหัสช่องสัญญาณเป็นสัญญาณดิจิทัลที่ประกอบด้วยสัญลักษณ์ต่าง ๆ ยกตัวอย่าง เช่น ถ้าเป็นสัญญาณไบนารีก็จะประกอบด้วยขบวน 0, 1 โดยการแทน 0, 1 ด้วยระดับแรงดันไฟฟ้าที่ต่างกัน ซึ่งเป็นการส่งสัญญาณไฟฟ้าแทนข้อมูลไปในช่องสัญญาณในลักษณะขบวนพัลส์ เรียกการส่งลักษณะนี้ว่า เป็นการส่งสัญญาณดิจิทัลแบบเบสแบนด์ (Base-band Digital Communications) ในช่องสัญญาณที่มีข้อจำกัด อาจต้องมีการเปลี่ยนสัญญาณ โดยการแทนข้อมูลดิจิทัลด้วยสัญญาณแอนะล็อก เช่น ช่องสัญญาณเสียง อาจแทน 0, 1 ด้วยสัญญาณเสียงที่มีความถี่ต่างกัน ทำให้สามารถส่งสัญญาณเสียงซึ่งแทนข้อมูลนี้ ไปในช่องสัญญาณได้ การแทนข้อมูลดิจิทัลด้วยสัญญาณแอนะล็อกนี้ก็คือ การมอดูเลตสัญญาณกับสัญญาณพาหุโดย Carrier Modulator เรียกการส่งสัญญาณที่มีการมอดูเลตสัญญาณนี้ว่า การส่งสัญญาณดิจิทัลแบบแบนด์พาส (Band-pass Digital Communications) สำหรับ Spread Spectrum Modulator เป็นการมอดูเลตเพื่อป้องกันการรับสัญญาณโดยผู้ที่ไม่ประสงค์ให้รับไม่สามารถรับได้ ทำให้ข้อมูลมีความปลอดภัยสูง แต่เครื่องรับ เครื่องส่งจะต้องมีความซับซ้อนมากขึ้น ในทางด้านรับก็จะเป็นขบวนการย้อนกลับที่สอดคล้องกับทางด้านส่ง โดยการ Demodulate, Decode ขึ้นอยู่กับด้านส่ง แต่มีส่วนสำคัญที่เพิ่มขึ้นก็คือ Synchronization เพื่อให้ได้สัญญาณเดิมกลับมา จะต้องมีการตรวจจับสัญญาณให้สอดคล้องตรงกันกับด้านส่ง ส่วนนี้จึงนับว่าเป็นส่วนที่มีความสำคัญมากในการระบบการส่งสัญญาณแบบดิจิทัล

ข้อดีของการสื่อสารระบบดิจิทัล สามารถสรุปได้ดังนี้

1. ในระบบสื่อสารทางไกล การส่งผ่านข่าวสารด้วยสัญญาณแอนะล็อกเป็นเรื่องที่กระทำได้ยาก เพราะประสบกับปัญหาการสะสมของสัญญาณรบกวนไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น การใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณเป็นระยะ ๆ ระหว่างทาง แม้จะช่วยแก้ปัญหาการลดทอนของสัญญาณได้ แต่อุปกรณ์ดังกล่าวจะขยายขนาดของสัญญาณรบกวนพร้อม ๆ กับสัญญาณที่ต้องการด้วย ซึ่งส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณเลวลงเรื่อย ๆ ตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น แต่สำหรับการส่งข่าวสารด้วยสัญญาณดิจิทัลนั้นไม่มีปัญหาดังกล่าวเลย เพราะสามารถใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณระหว่างทางที่เรียกว่า Regenerative Repeaters เพื่อขจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างทางได้ กล่าวคือ ถ้าหากจัดวางอุปกรณ์นี้ให้มีระยะห่างกันอย่างพอเหมาะแล้ว การส่งผ่านสัญญาณจะสมบูรณ์และไม่มีความผิดพลาดเกิดขึ้น

2. เทคโนโลยีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้ก้าวหน้าไปอย่างมาก และได้มีการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องโดยได้มีการนำมาประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง เช่น เทคโนโลยีการบีบอัดสัญญาณ (Compression) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Encryption) และการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel Coding) เป็นต้น

3. ระบบการสื่อสารดิจิทัลสามารถรองรับการใช้งานในระบบสื่อสารที่มีรูปแบบแตกต่างกันได้หลากหลาย เช่น เสียง ภาพ ข้อมูลคอมพิวเตอร์ และวีดิทัศน์ เป็นต้น โดยจะสามารถส่งผ่านสัญญาณเหล่านี้ไปพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวกันได้

2.2 ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access: ซีดีเอ็มเอ)[5,6,7]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระบบสื่อสารไร้สายโดยทั่วไปประกอบด้วยสถานีฐาน (Base Station) ที่ทำหน้าที่ดูแลจัดการและให้บริการ เพื่อรองรับการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้บริการ (User) จำนวนหนึ่งที่มีการเคลื่อนที่ อยู่ภายในพื้นที่ให้บริการของสถานีฐานดังกล่าว เนื่องจากช่องสัญญาณที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารระหว่างผู้ให้บริการ หรือ สเปกตรัมความถี่ มีขนาดจำกัด จึงจำเป็นต้องมีการจัดสรรช่องสัญญาณในการใช้งานร่วมกัน เพื่อให้เกิดประโยชน์สูงสุด ปัญหาในการจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับการใช้งานร่วมกันของผู้ใช้หลายราย หรือเรียกว่า การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทาง (Multiple Access) ที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทาง สำหรับระบบสื่อสารไร้สายทั้งหมด 3 วิธี คือ

1. FDMA (Frequency Division Multiple Access)
2. TDMA (Time Division Multiple Access)
3. ซีดีเอ็มเอ (Code Division Multiple Access)

เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางทั้ง 3 วิธีนี้ล้วนแต่มีจุดประสงค์หลักเหมือนกัน คือ เพื่อให้ผู้ใช้บริการจำนวนหลายรายสามารถเข้าใช้ทรัพยากรหรือสเปกตรัมความถี่ของระบบร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ กล่าวคือ คู่สนทนาระหว่างผู้ให้บริการหลายคู่สามารถติดต่อสื่อสารระหว่างกัน ในเวลาเดียวกันโดยใช้สเปกตรัมความถี่ของระบบร่วมกันโดยไม่ส่งผลกระทบต่อหรือก่อให้เกิดการรบกวนระหว่างกัน โดยกลไกการทำงานที่ใช้มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน เมื่อพิจารณาถึงหลักการจัดสรรช่องสัญญาณในระบบเอฟดีเอ็มเอ ผู้ใช้จะได้รับช่วงความถี่ที่ใช้ในการส่งข้อมูล ในระบบทีดีเอ็มเอ ผู้ใช้จะได้รับช่วงความถี่และใช้ช่วงเวลาที่กำหนดในการส่งข้อมูลและสำหรับระบบซีดีเอ็มเอ ผู้ใช้จะใช้ช่วงความถี่ทั้งหมดและไม่จำกัดช่วงเวลา

ขณะที่ระบบซีดีเอ็มเอทุกเซลล์จะใช้ความถี่ทั้งหมดจึงไม่มีปัญหาในเรื่องการจำกัดแบนด์วิดท์ ทำให้มีความจุของผู้ใช้งานมากกว่าสองระบบแรก แต่ต้องมีการควบคุมกำลังในการส่งที่แม่นยำ เพื่อไม่ให้เกิดการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้เนื่องจากใช้ความถี่เดียวกัน และลดการแทรกสอดระหว่างเซลล์ที่อยู่ติดกัน เราจึงอาจเรียกระบบซีดีเอ็มเอ ว่าเป็นระบบจำกัดกำลัง (Power Limited System)

ซีดีเอ็มเอมีวิธีการแบ่งแต่ละสัญญาณด้วยรหัส (Code Division) ผู้ใช้โทรศัพท์ซีดีเอ็มเอจะได้รับชุดรหัสที่แตกต่างกัน โดยชุดรหัสที่ผู้ใช้แต่ละรายได้รับจะไม่ซ้ำกัน ซึ่งจะมีการกำหนดชุดรหัส (PN Long Code) ให้กับผู้ใช้แต่ละราย ขณะเดียวกันสถานีฐานก็มีชุดรหัส (PN Short Code) แยกต่างหาก เพื่อแยกวารับสัญญาณจากสถานีฐานไหน ระบบซีดีเอ็มเอใช้วิธี Spreading Signal โดยการแปลงสัญญาณเสียงเป็นสัญญาณดิจิทัล และถูกขยาย (Spread) ด้วยรหัสผู้ใช้โทรศัพท์แต่ละราย เรียกขั้นตอนนี้ว่า การมอดูเลตสเปกตรัมแผ่ หรือ สเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) ซึ่งเป็นกระบวนการสำคัญในการทำงานของระบบซีดีเอ็มเอ และทำให้ข้อมูลที่ให้มีจำนวนบิตเพิ่มขึ้นก่อนส่งออกอากาศ โดยทั่วไปแล้วจะเรียกว่า ชิพ (Chip) จึงจำเป็นต้องใช้ช่องสัญญาณที่กว้าง ซึ่งข้อดีของการ Spreading คือ สัญญาณจะขยายเพิ่มมากขึ้นถึง 21 dB จึงไม่จำเป็นต้องใช้กำลังส่งสูง ในระบบซีดีเอ็มเอยังมีระบบการควบคุมกำลังส่งที่ช่วยให้การส่งสัญญาณเป็นไปอย่างเหมาะสม เช่น หากโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐาน (Base Transceiver Station: BTS) จะใช้กำลังส่งน้อย ผู้ใช้จึงสนทนาได้นานขึ้นโดยใช้พลังงานจากแบตเตอรี่น้อยลง ทั้งยังเป็นการช่วยยืดอายุการใช้งานของโทรศัพท์ได้อีกด้วย

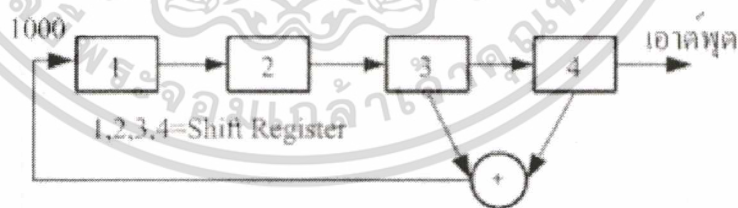
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum)

ระบบซีดีเอ็มเอ ข้อมูลจะถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่กว้างมากพร้อม ๆ กับผู้ใช้คนอื่น ๆ โดยเมื่อพิจารณาที่ผู้ใช้แต่ละคนจะถือว่าสัญญาณของผู้ใช้คนอื่นเป็นสัญญาณแทรกสอด ดังนั้นจึงไม่จำกัดจำนวนเครื่องลูกข่าย แต่ขึ้นอยู่กับความต้องการคุณภาพในการสื่อสารเท่าใด การทำสเปกตรัมที่นิยมในปัจจุบันมี 2 วิธีคือ Frequency Hopping และ Direct-sequence ทั้งสองวิธีมีความแตกต่างกันในด้านหลักการทำงาน หากแต่ที่ทั้งคู่อาศัยรหัสชนิดเดียวกันที่มีชื่อเรียกว่ารหัส PN (Pseudo-random Noise) เป็นส่วนสำคัญ

รหัส PN คือ ลำดับของสัญญาณ ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน หากแต่รหัสที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่ม วิธีสร้างรหัสชนิดนี้สามารถทำได้หลายวิธี วิธีการหนึ่ง ที่ได้รับความนิยมมากเป็นพิเศษ คือ วิธี Binary m-sequence หรือ Binary Maximal Sequence ซึ่งมีคุณสมบัติเหมือนกับสัญญาณสุ่ม แต่จริง ๆ แล้วเป็นสัญญาณรายคาบ เนื่องจากการซ้ำกันเมื่อผ่านไปเป็นเวลานาน

คุณสมบัติอัตสหสัมพันธ์ (Auto-Correlation) ของรหัส m-sequence มีประโยชน์มากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ เพราะลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบความยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมาก โดยอาศัยการเลื่อนชิปของสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน เช่น ในมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ ซีดีเอ็มเอ (IS-95) ใช้ชิปรีจิสเตอร์จำนวน 15 ตัวในการสร้างรหัสที่มีคาบความยาวเท่ากับ $2^{15}-1 = 32,768$ ชิป สถานีฐานแต่ละแห่งจะใช้วงจรสร้างรหัสแบบเดียวกัน แต่จะมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณออกไปทีละ 64 ชิป เพราะฉะนั้นจะมีรหัสที่แตกต่างกันสำหรับการใช้งานได้ทั้งหมด $32,768/64 = 512$ ชุด สำหรับใช้ระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้ 512 สถานี



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างการสร้างรหัส PN ที่ใช้ชิปรีจิสเตอร์จำนวน 4 ตัว ลำดับอินพุตเป็น 0,0,0,1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 ประเภทของระบบซีดีเอ็มเอ

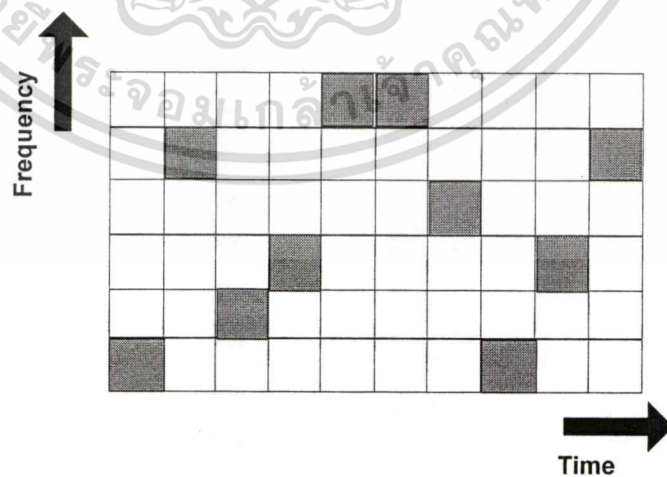
ระบบ ซีดีเอ็มเอ สามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ ตามลักษณะการทำสเปกตรัมแผ่ คือ

1. การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดยตรง

(Direct Sequence : DS) หรือ ดีเอสซีดีเอ็มเอ การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดย ตรงนั้น เป็นมาตรฐานของระบบ IS-95 สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับ ชุตรหัส โดยชุตรหัสประกอบ ด้วยบิตของรหัสหรือเรียกว่า ชิพ (Chip) ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 และนำสัญญาณที่ได้มอดูเลตกับสัญญาณพาห์แบนด์กว้าง (Wideband Carrier Signal) และผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลและชุตรหัสโดยตรงนั้น เป็นวิธีการที่เรียกว่า การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดยตรง

2. การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่

(Frequency Hopping : FH) หรือ FH-CDMA การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่นั้น ความถี่พาห์ของสัญญาณข้อมูลที่ใช้มอดูเลตจะมีค่าไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนแปลงเป็นคาบเวลา นั่นคือ ในช่วงเวลา T ความถี่พาห์จะมีค่าคงที่แต่ในช่วงเวลา T ต่อมา ความถี่พาห์จะกระโดดไปยังความถี่อื่นหรืออาจจะเป็นความถี่เดิมก็ได้ โดยรูปแบบ (Pattern) ของการกระโดดจะเป็นไปตามการควบคุมของสัญญาณรหัส กลุ่มของความถี่พาห์ที่มีทั้งหมดเรียกว่า เซตของการกระโดด (Hop Set) การใช้ย่านความถี่ของการแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping) จะแตกต่างจากการแผ่แบบลำดับโดยตรง (Direct Sequence) คือ การแผ่แบบลำดับโดยตรงจะส่งสัญญาณโดยใช้ย่านความถี่ทั้งหมดที่มี แต่ในขณะที่การแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะใช้ย่านความถี่เพียงส่วนเล็ก ๆ ของความถี่ทั้งหมดเมื่อมีการส่งสัญญาณ แต่จะมีตำแหน่งของย่านความถี่ดังกล่าวแตกต่างกันในแต่ละเวลาสมมติ



รูปที่ 2.3 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบ FH-CDMA นี้สามารถจำแนกความแตกต่างโดยใช้อัตราการกระโดดของความถี่พาห้ได้ ดังนี้ ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่ามากกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบ แปรรหัสโดยการกระโดดเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping (F-FH) CDMA) โดยจะมีการเปลี่ยนความถี่พาห้หลายครั้งในช่วงเวลาการส่งข้อมูล 1 บิต คือ ข้อมูล 1 บิต จะถูกส่งออกไปในหลาย ๆ ความถี่ แต่ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่าน้อยกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแปรรหัสโดยการกระโดดเปลี่ยนความถี่อย่างช้า (Slow Frequency Hopping (S-FH) CDMA) โดยจะมีบิตข้อมูลหลายบิตถูกส่งที่ย่านความถี่เดียวกัน การครอบครองความถี่ที่มีความถี่ในการกระโดดใด ๆ ไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับความกว้างของแถบสัญญาณข้อมูลเท่านั้นยังขึ้นอยู่กับรูปแบบของสัญญาณที่มีการกระโดดและความถี่ในการกระโดดอีกด้วย

2.2.3 ข้อดีของระบบซีดีเอ็มเอ

1. ความสามารถในการรองรับปริมาณผู้ใช้งานที่มากกว่า (Capacity) ซีดีเอ็มเอเป็นเทคโนโลยีที่แก้ไขข้อจำกัดของการสื่อสารไร้สายในเรื่องความจุของช่องสัญญาณ เนื่องจากระบบซีดีเอ็มเอ จะลดข้อมูลในการส่งสัญญาณลงเมื่อไม่มีการพูด เมื่อไม่มีข้อมูลที่ส่งหรือมีน้อย กำลังส่งจะลดลง สัญญาณรบกวนในระบบมีน้อย และความยืดหยุ่นของรูปแบบการส่งข้อมูล (Radio Configuration) ทำให้ซีดีเอ็มเอรองรับผู้ใช้บริการได้มากกว่าและบริหารทรัพยากรได้เหมาะสมกว่าระบบอื่นๆ
2. การส่งผ่านสัญญาณที่ราบรื่น ลดปัญหาสายหลุด (Soft hand-off) การส่งผ่านสัญญาณ (Handoff) ของเครือข่ายซีดีเอ็มเอในบริเวณที่มีการเชื่อมต่อระหว่างสถานีฐาน เครื่องลูกข่ายจะทำการส่งสัญญาณเชื่อมต่อกับหลายสถานีฐานพร้อมกัน (Soft handoff) เพื่อให้ได้สัญญาณที่ชัดเจนที่สุดก่อนที่จะเลือกส่งผ่านสัญญาณไปที่สถานีฐานที่มีสัญญาณชัดเจนที่สุด ต่างจากระบบอื่นที่เชื่อมต่อสัญญาณได้เพียงครั้งละหนึ่งสถานีฐาน (Hard Handoff) การมี Soft Handoff สามารถลดจำนวนครั้ง และความถี่ของปัญหาสายหลุด ลดสัญญาณรบกวน ผู้ใช้จะสามารถสื่อสารอย่างราบรื่น และต่อเนื่อง
3. ความคมชัดและคุณภาพของเสียงในการติดต่อสื่อสาร (Rake Receiver) ความคมชัดและคุณภาพของเสียงในการติดต่อสื่อสารที่เหนือกว่าระบบอื่น ด้วยเทคโนโลยี 2G ที่รวมสัญญาณจากทุกทิศทาง (Multi-path Advantage) เพื่อให้ได้สัญญาณที่เข้มและหนาแน่น ตามปกติสัญญาณวิทยุจะมีการสะท้อนกับวัตถุรอบข้าง เช่น ภูเขา ตึก สิ่งก่อสร้าง พื้นน้ำ ซึ่งสัญญาณตรงและสัญญาณสะท้อนมักจะรบกวนกัน แต่ระบบซีดีเอ็มเอมีชุดรับสัญญาณถึง 3 ชุด (Rake Receiver) ในการรับสัญญาณแต่ละครั้ง โดยเครื่องจะเลือกประมวลสัญญาณที่ชัดเจนที่สุด ซึ่งเทคนิคการประมวลสัญญาณเสียงของระบบซีดีเอ็มเอ จะทำให้ได้เสียงที่มีคุณภาพ เพื่อการสนทนาที่ชัดเจนและลดเสียงรบกวนให้น้อยที่สุด

4. ลดความสิ้นเปลืองพลังงานจากแบตเตอรี่ (Power Control) ด้วยเทคโนโลยีการประมวลสัญญาณเสียงและการตรวจสอบสัญญาณระหว่างเครื่องลูกข่ายและสถานีฐานอย่างต่อเนื่อง รวมทั้งการควบคุมกำลังส่ง (Power control) เมื่อเครื่องลูกข่ายอยู่ใกล้สถานีฐานหรือสัญญาณมีความชัดเจนมาก กำลังส่งจะลดลงโดยการใช้กำลังส่งที่เหมาะสมกับการใช้งาน ทำให้การรบกวน

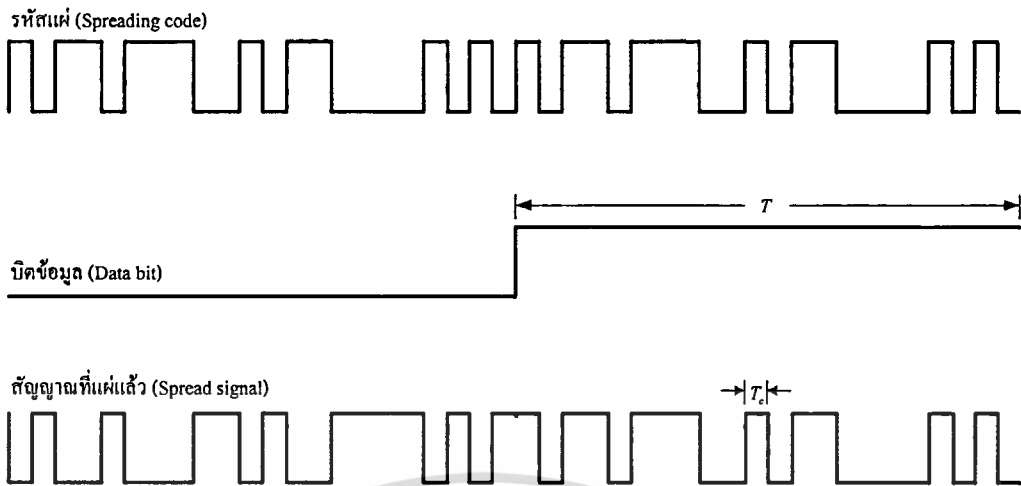
ของสัญญาณ- สัญญาณลดลงและการส่งสัญญาณแบบยืดหยุ่น ผู้ใช้จึงสามารถสนทนาได้นานขึ้น โดยสิ้นเปลืองพลังงานของแบตเตอรี่น้อยลง ทั้งยังยืดอายุการใช้งานของแบตเตอรี่

5. ความปลอดภัยของสัญญาณออกอากาศ ผู้ใช้มั่นใจได้ว่าทุกการสื่อสารและการรับส่งข้อมูลจะปลอดภัยและเป็นส่วนตัว เนื่องจากการส่งสัญญาณของระบบซีดีเอ็มเอที่ใช้รหัส (codes) หลายชุด เช่น PN Long Code , PN Short Code , Walsh code ซึ่ง PN Long Code มีหน่วยของรหัสมากถึง 4.4 ล้านล้านหลัก รหัสเหล่านี้นอกจากจะช่วยในการแบ่งแยกผู้ใช้งานในระบบซีดีเอ็มเอแล้ว ยังจะช่วยป้องกันการลอกเลียนแบบและลดความผิดพลาดในการสื่อสารของระบบซีดีเอ็มเออีกด้วย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเน้นการวิจัยไปที่ระบบซีดีเอ็มเอชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง ซึ่งนำมาใช้ในเชิงพาณิชย์ โดยจะอธิบายรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

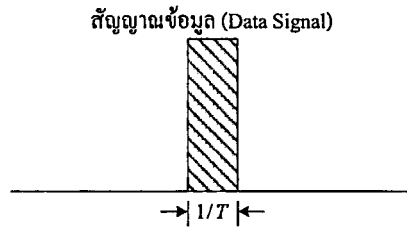
2.3 ดีเอสซีดีเอ็มเอ (Direct Sequence - Code Division Multiple Access : DS-SS) [5,6]

ดีเอสซีดีเอ็มเอ หรือชื่อภาษาไทยว่า “ ระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง ” เป็นระบบการสื่อสารซีดีเอ็มเอในเชิงพาณิชย์ที่ได้รับความนิยมมากที่สุดในปัจจุบัน โดยเป็นการใช้เทคโนโลยีซีดีเอ็มเอซึ่งอาศัยเทคนิคการทำสเปกตรัมแบบการเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence Spread Spectrum: DS-SS) ซึ่งเป็นการนำรหัสแผ่ (Spreading Code) ที่ได้ออกแบบมาเป็นอย่างดี ไปคูณกับบิตข้อมูลที่มีคาบความยาวเท่ากับ T วินาที ทีละบิต ดังรูปที่ 2.4 จากรูปจะเห็นได้ว่ารหัสแผ่มีความกว้างของชิป (Chip) เท่ากับ T_c วินาที ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าความกว้างของบิตข้อมูลมาก ผลที่ได้จากการทำสเปกตรัมเป็นลำดับสัญญาณที่อัตราการเปลี่ยนแปลงที่สูงมากขึ้น และโดยทั่วไปอัตราบิตหลังจากการทำสเปกตรัมแล้วจะเรียกว่าอัตราชิป (Chip Rate) ในรูปที่ 2.4 นี้ อัตราชิปมีขนาดเพิ่มขึ้น 21 เท่าตัว เมื่อเทียบกับอัตราบิตของข้อมูลข้างต้น ฉะนั้นการส่งลำดับสัญญาณดังกล่าวจึงต้องการแบนด์วิดท์ที่มีขนาดเพิ่มขึ้นกว่าเดิมด้วยตัวประกอบการคูณ $N = T/T_c$ ทั้งนี้ N มีชื่อเรียกว่า ตัวประกอบการแผ่ (Spreading Factor) หรือ อัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain)

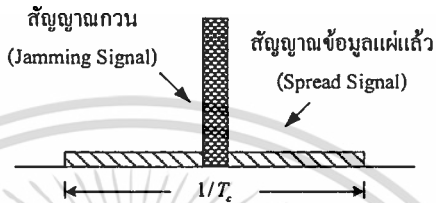


รูปที่ 2.4 การทำสเปรดสเปกตรัมที่มีตัวประกอบการแพร่ $N = 21$

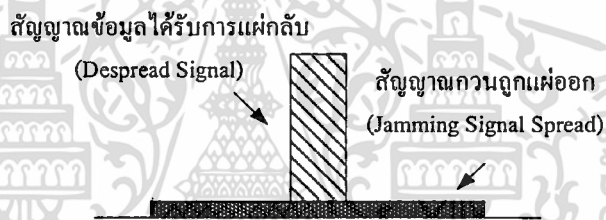
การขยายขนาดขึ้นของแบนด์วิดท์ที่ต้องใช้ในการส่งสัญญาณ เป็นปัจจัยหลักที่ทำให้ระบบสามารถปกป้องบิตข้อมูลจากสัญญาณแทรกสอดหรือสัญญาณรบกวนได้ดีขึ้น พิจารณาตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่มีแบนด์วิดท์แคบในรูปที่ 2.5(ก) เทียบกับสัญญาณที่ได้รับการแพร่สเปกตรัมแล้วในรูปที่ 2.5(ข) จะเห็นได้ว่าสัญญาณที่ผ่านกระบวนการสเปรดสเปกตรัมแล้วมีสเปกตรัมความถี่ที่ครอบคลุมแบนด์วิดท์กว้างกว่าเดิมมาก หากแต่องค์ประกอบแต่ละความถี่มีกำลังที่ค่อนข้างต่ำ ในตัวอย่างนี้สมมติว่าสัญญาณดังกล่าวได้รับผลกระทบจากสัญญาณกวน (Jamming Signal) ของผู้ไม่ประสงค์ดีส่งออก เพื่อให้การติดต่อสื่อสารที่ดำเนินอยู่มีคุณภาพเลวลง สังเกตว่าสัญญาณกวนที่ใช้มีแบนด์วิดท์ค่อนข้างแคบ แต่มีความหนาแน่นกำลังในแต่ละความถี่สูงมาก รูปที่ 2.5(ค) แสดงสเปกตรัมความถี่ของสัญญาณหลังจากภาครับนำไปผ่านกระบวนการแผ่กลับ (Despreading) ด้วยรหัสแพร่ชุดเดียวกับภาคส่ง ส่วนของสัญญาณข้อมูลหลังผ่านกระบวนการแผ่กลับจะมีสเปกตรัมความถี่เป็นเหมือน กับสัญญาณข้อมูล ณ ดันทางก่อนการทำสเปรดสเปกตรัมทุกประการ นั่นคือมีแบนด์วิดท์แคบและมีความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังสูงแต่สำหรับสัญญาณกวนนั้นเมื่อผ่านกระบวนการแผ่กลับซึ่งมีกรรมวิธีเหมือนกับกระบวนการแผ่ทุกอย่าง ซึ่งหมายความว่าสัญญาณกวนจะถูกแผ่ออกทำให้สเปกตรัมกำลังที่ได้มีแบนด์วิดท์ครอบคลุมช่วงความถี่ที่กว้างมาก และความหนาแน่นของสเปกตรัมกำลังในแต่ละองค์ประกอบความถี่ลดลงอย่างมาก ผลลัพธ์ที่ได้คือสัญญาณรบกวนส่งผลกระทบต่อสัญญาณข้อมูลในสัดส่วนที่ต่ำมาก



(ก) สเปกตรัมของสัญญาณข้อมูล



(ข) สัญญาณ ณ ภาครับก่อนการแผ่กลับ



(ค) สัญญาณ ณ ภาครับหลังการแผ่กลับ

รูปที่ 2.5 สเปกตรัมแบนด์วิดท์ของสัญญาณข้อมูลกับสัญญาณจวน

การเลือกชุดรหัสแผ่ที่เหมาะสมจัดว่าเป็นหัวใจสำคัญของการทำสเปรดสเปกตรัม โดยทั่วไปรหัสแผ่ที่ดีควรมีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณรบกวนมากที่สุด และตัวอย่างรหัสแผ่ที่ได้รับความสนใจมากเป็นพิเศษมีชื่อเรียกว่า รหัส PN (Pseudorandom Noise) ซึ่งมีการใช้งานในมาตรฐานโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบซีดีเอ็มเอ IS-95 การเลือกใช้รหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติดังกล่าวทำให้คลื่นสัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณมีคุณ- ลักษณะที่ใกล้เคียงกับสัญญาณแรนดอม ดังนั้น การดักฟังจากผู้ไม่ประสงค์ดีหรือผู้ที่ไม่เกี่ยวข้อง จึงไม่เกิดประโยชน์แต่อย่างใด เพราะหากไม่ทราบรหัสที่ใช้ในการแผ่แล้วก็จะไม่สามารถดึงบิตข้อมูลที่แท้จริงออกมาได้ ฉะนั้นจะมีเพียงภาครับที่ทราบรหัสแผ่ที่ใช้ในการสเปรดสเปก ตรัมเท่านั้น จึงจะสามารถดึงบิตข้อมูลออกจากสัญญาณดังกล่าวได้

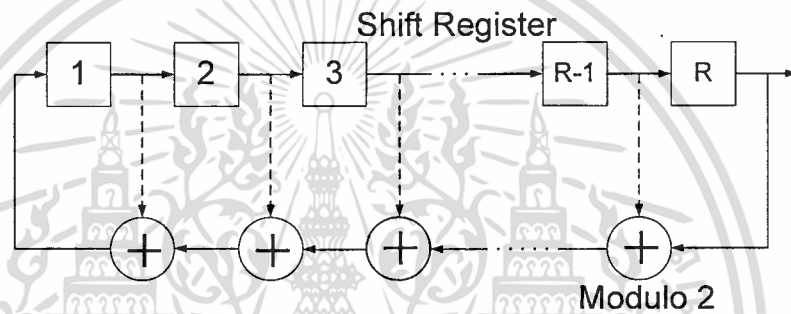
2.3.1 รหัส M-Sequence[5]

ในระบบสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ อาศัยรหัส PN เป็นเครื่องมือสำคัญในการแยกแยะบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายออกจากกัน หรือใช้ระบุสถานะฐาน การสร้างรหัสประเภทนี้สามารถกระทำได้หลายวิธี เช่น รหัส M-sequence (M-sequence code) รหัสโกลด์ (Gold code) และรหัสคาซามิ

(Kasami code) ในปัจจุบันรหัสชนิดที่จัดว่าได้รับความสนใจมากเป็นพิเศษ คือ รหัส M-Sequence ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการจำลองระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยใช้รหัส M-Sequence

รหัส M-Sequence เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟรจิสเตอร์ (Shift Register) จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม (Series) โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟรจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟรจิสเตอร์ตัวแรก ดังแสดงในรูปที่ 2.6

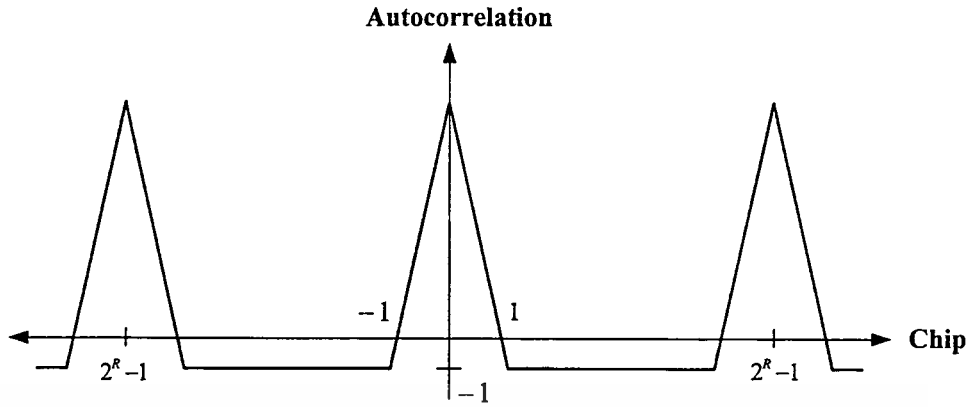
จากรูปที่ 2.6 เส้นประ หมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟรจิสเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าว และโดยทั่วไป จำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของรหัส PN ที่ได้ รหัส M-Sequence สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีคาบความยาวสูงสุดได้เท่ากับ $P = 2^R - 1$ ชิป (Chip) เมื่อ R คือ จำนวนของชิฟรจิสเตอร์ที่ใช้



รูปที่ 2.6 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส M-Sequence

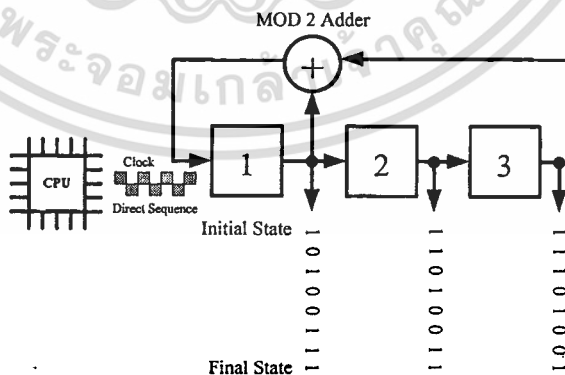
ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้

1. ชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งจำนวนมากกว่าชิปที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปเสมอ
2. ภายในชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณในแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อ เนื่องกันจำนวนหนึ่ง ส่วนที่ต่อเนื่องกันนี้จะเรียกว่า รัน (Run) โดยความยาวของแต่ละรันจะมีขนาดที่แตกต่างกันไป สำหรับรหัส M-Sequence จะมีคุณสมบัติของรันที่พิเศษคือ จะมีรันของศูนย์และหนึ่งขนาด P ชิป เกิดขึ้นในชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณทั้งสิ้น $2^{R-(P+2)}$ ครั้ง โดย P มีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง $R - 2$ เมื่อ R คือ จำนวนของชิฟรจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $R - 1$ จำนวน 1 รันและรันของหนึ่งขนาด R จำนวน 1 รันเสมอ



รูปที่ 2.7 ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัส M-Sequence ที่มีการเลื่อนไปของชิปที่ค่าต่าง ๆ

3. อัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ของรหัส M-Sequence จะมีค่าเท่ากับ -1 เสมอ หากมีการเลื่อนของชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณทั้งสองชุดที่เหมือนกันทุกประการให้มีขนาดห่างกันมากกว่า ± 1 ชิป แต่ถ้าหากการเลื่อนชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณทั้งสองอยู่ในช่วง 0 ± 1 ค่าอัตสหสัมพันธ์จะแปรเปลี่ยนไปตามระยะเลื่อนของชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณทั้งสองอย่างเชิงเส้น โดยจะมีค่าอยู่ระหว่าง -1 ถึง $2^R - 1$ แสดงดังรูปที่ 2.7 ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์สามารถทำได้ โดยนำค่าของชิปจากชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกัน แล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้คือค่าอัตสหสัมพันธ์ โดยที่การคูณกันนั้นจะกำหนดให้ -1 เป็นชิปที่มีค่าเป็นศูนย์และ 1 แทนชิปที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่เหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่งด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ



รูปที่ 2.8 วงจรสร้างรหัส M-Sequence

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. เมื่อนำรหัส M-Sequence ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดุโล 2 (Modulo 2) กับชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณเดิมที่มีการเลื่อนชิปไปจะได้ชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกัน กันกับชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณเดิมแต่มีการเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

ตารางที่ 2.1 การบวกแบบมอดุโล 2 (Modulo 2)

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

5. หากพิจารณาค่าของชิพรีจิสเตอร์แต่ละตัว ณ ระยะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิพรีจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมด เมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณ นั่นคือ รูปแบบสถานะของชิพรีจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิพรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรชิพรีจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณนั้น จะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิพรีจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

จากรูปแบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริง ๆ ทั้งที่รหัส M-Sequence เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบ คือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอัตสหสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัส M-Sequence มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ซีดีเอ็มเอ เพราะชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอสามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมาก โดยอาศัยการเลื่อนชิปของชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่ต่างกันไป

2.3.2 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบ BPSK

จุดประสงค์ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลนั้นคือ เพื่อให้สามารถส่งข้อมูลดิจิทัลไปได้ระยะไกลโดยผ่านช่องสัญญาณที่สม หลักการของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลคือ การให้สัญญาณพาห้ (Carrier Signal) ซึ่งเป็นสัญญาณแอนะล็อกนำพาเอาบิตข้อมูลไปยังช่องสัญญาณทางการส่งสัญญาณ เทคนิคการนำพาบิตข้อมูลสามารถทำได้ด้วยการเปลี่ยนคุณสมบัติของสัญญาณพาห้ ได้แก่ ขนาด (Amplitude) ความถี่ (Frequency) และเฟส (Phase) ตามค่าข้อมูลบิตที่ต้องการแปลงสัญญาณสัญญาณพาห้ที่นิยมใช้จะเป็นคลื่นไซน์ (Sine Wave) ตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และข้อมูลอ้างอิงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

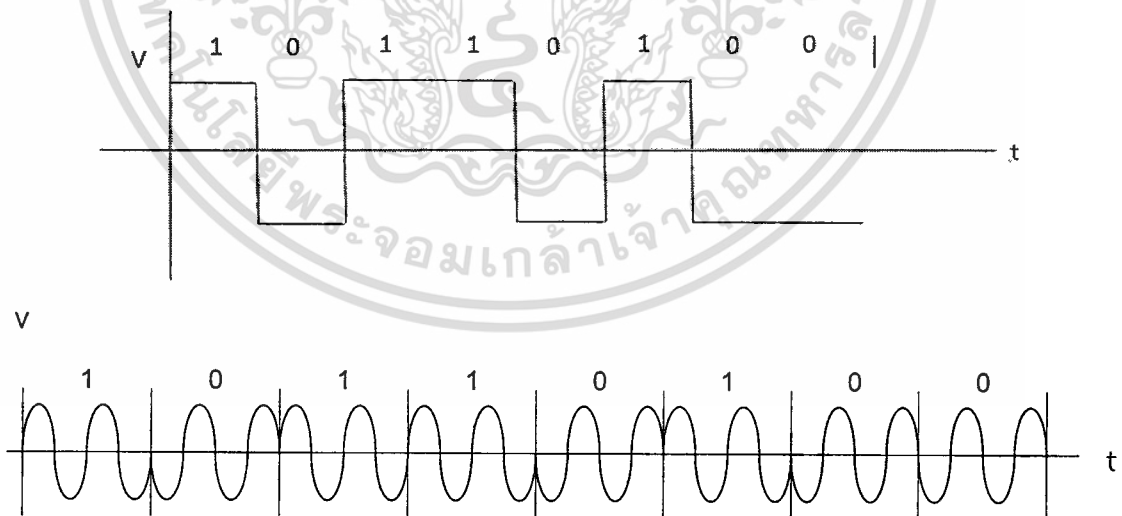
ได้แก่ ASK (Amplitude-Shift Keying) FSK (Frequency-Shift Keying) PSK (Phase-Shift Keying) และ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) เป็นต้น

ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ็นั้นใช้การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบ PSK คือ เป็นการเปลี่ยนค่าเฟสของสัญญาณพหุคลื่นไซน์ตามบิตข้อมูล เทคนิคที่ใช้ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ คือ BPSK (Binary Phase Shift Keying) หรือ PRK (Phase Reversal Keying) หรือ Biphase Modulation เป็นการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลโดยเปลี่ยนข้อมูลดิจิทัลเป็นสัญญาณแบบสองขั้ว (Bipolar) แล้วทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพหุคลื่น ลักษณะของสัญญาณ BPSK เป็นดังนี้

$$x(t) = Ad(t)\cos(2\pi f_c t) \quad ; \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.1)$$

โดยที่ A คือ ขนาดแอมพลิจูด (Amplitude) ซึ่งเป็นค่าคงที่
 $d(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลมีค่า +1 และ -1
 f_c คือ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพหุคลื่น
 t คือ ช่วงเวลาของบิต

ด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK นั้น เอาดัฟุดที่เป็นไปได้มีเพียงสองเฟส โดยที่มีสัญญาณคลื่นพหุคลื่นเพียงความถี่เดียว โดยเอาดัฟุดตัวแรกจะเป็นตัวแทนของสัญญาณไบนารี "1" และเอาดัฟุดตัวที่สองจะเป็นตัวแทนของสัญญาณไบนารี "0" ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 สัญญาณข้อมูลดิจิทัลแบบสองขั้วและสัญญาณการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเทคนิค BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารเมื่อสัญญาณข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิทัลมีการเปลี่ยนสถานะจาก "0" เป็น "1" หรือจากการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

“1” เป็น “0” ทำให้เอาต์พุตเปลี่ยนเฟสไป 180° ทำให้แทนลักษณะการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเทคนิค BPSK ได้ดังนี้

ค่าบิตข้อมูลเป็น “ 0 ” ให้เฟสของสัญญาณพาร์ทเท่ากับ π

ค่าบิตข้อมูลเป็น “ 1 ” ให้เฟสของสัญญาณพาร์ทเท่ากับ 0

จากลักษณะเฟสของสัญญาณพาร์ท สามารถเขียนสมการของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเทคนิค BPSK อีกรูปแบบได้ดังนี้

$$x(t) = \begin{cases} A\cos(2\pi f_c t) & ; \text{บิต 1} \\ A\cos(2\pi f_c t + \pi) & ; \text{บิต 0} \end{cases} \quad (2.2)$$

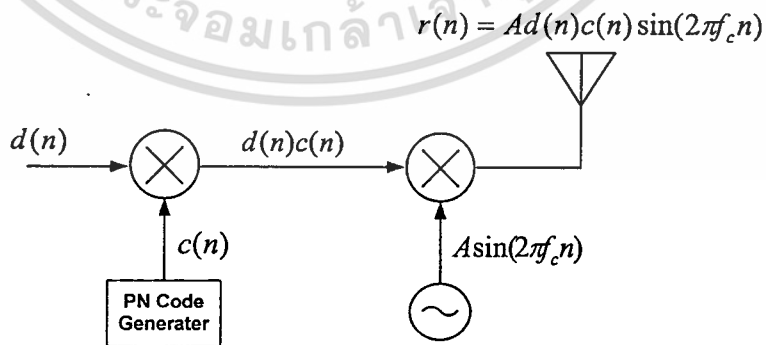
การดีมอดูเลตสัญญาณ BPSK สามารถทำได้ โดยการนำสัญญาณคลื่นพาร์ทคูณกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} r(t) &= [Ax(t)\cos(2\pi f_c t)]\cos(2\pi f_c t) \\ &= 0.5Ax(t)\cos(4\pi f_c t) + 0.5Ax(t) \end{aligned} \quad (2.3)$$

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณ $0.5Ax(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณไบนารี

2.3.3 วงจรภาคส่งสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

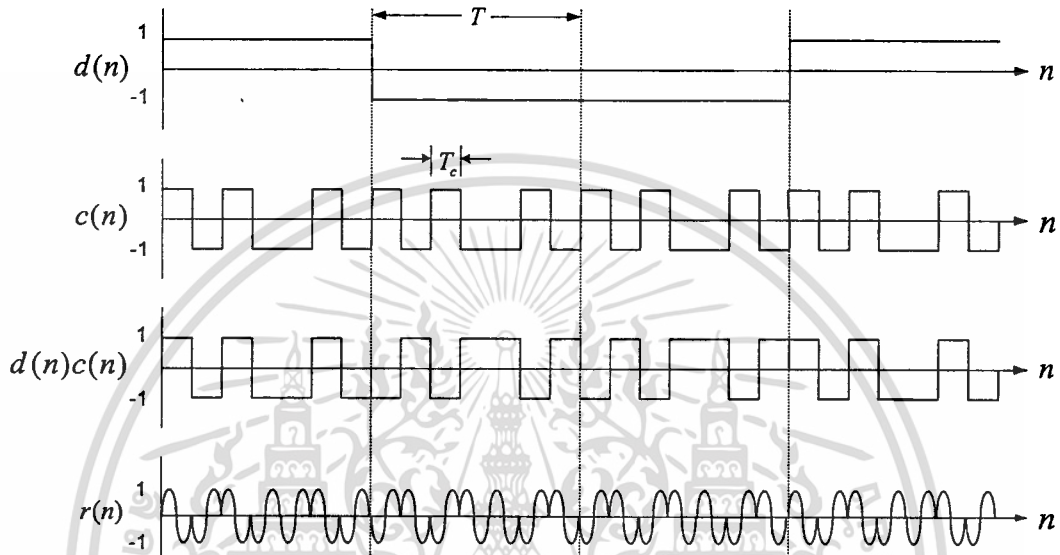
โครงสร้างวงจรภาคส่งสัญญาณของระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK รูปที่ 2.10 แสดงรายละเอียดโครงสร้างของภาคส่งสัญญาณของระบบการสื่อสาร ดีเอสซีดีเอ็มเอ ของผู้ใช้หนึ่งราย ซึ่งประกอบด้วย 2 ส่วนสำคัญ คือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารีกับรหัสแฉ่และวงจรมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.10 ภาคส่งระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาพื้นที่สูง (องค์การมหาชน) ห้ามเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 สัญญาณข้อมูล $d(n)$ ซึ่งมีอัตราบิตข้อมูลต่ำและมีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสแฉ่
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$c(n)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปหรืออัตราชิปเท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มากและประกอบด้วยบิตต่าง ๆ มีค่าเป็น $+1$ และ -1 ขั้นตอนนี้เรียกว่าการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum) ของสัญญาณข้อมูล จากเดิมที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำเมื่อผ่านขั้นตอนนี้อัตราชิปจะสูงมากขึ้นกว่าเดิม ทำให้ต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่มากขึ้นด้วย จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้นี้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูงโดยที่ $f_c = 1/T_c$



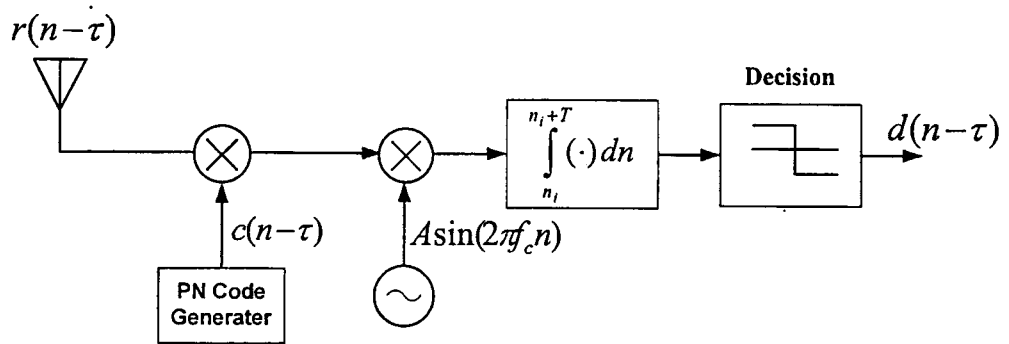
รูปที่ 2.11 สัญญาณในวงจรรภาคส่งของระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

สัญญาณที่ได้แสดงดังรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่าเป็นการส่งรหัสแผ่ 7 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชิปของรหัสแผ่เป็น 7 เท่าของอัตราบิตข้อมูล) ดังนั้น อัตราขยายการแผ่หรืออัตราขยายการประมวลผลมีค่าเป็น 7 ซึ่งในทางปฏิบัติค่าอัตรานี้จะมีความมากกว่านี้มากประมาณ 10^2 หรือ 10^3

2.3.4 วงจรรภาครับสัญญาณระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

ส่วนของภาครับระบบการสื่อสาร ดีเอสซีดีเอ็มเอ จะมีขั้นตอนตรงกันข้ามกับภาคส่ง ดังรูปที่ 2.12 เพื่อดึงสัญญาณ $d(n)$ ออกจากสัญญาณที่รับได้ ซึ่งสัญญาณนี้จะมีการหน่วงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation Delay) โดย τ คือ ค่าการหน่วงเวลา (Delay) และสัญญาณ $d(n - \tau)$ จะถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ชุดเดียวกับที่ใช้ที่ภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรรภาครับต้องสามารถประมาณค่าหน่วงเวลาให้ได้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ขั้นตอนนี้คือ การดีสเปรตสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรมอดูเลตแบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจรมอดูเลตประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ วงจรคูณและวงจรมอดูเลตสัญญาณที่ขั้นตอนต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 ภาครับของระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

$$r(n - \tau) = d(n - \tau)c(n - \tau)A\sin(2\pi f_c(n - \tau)) \quad (2.4)$$

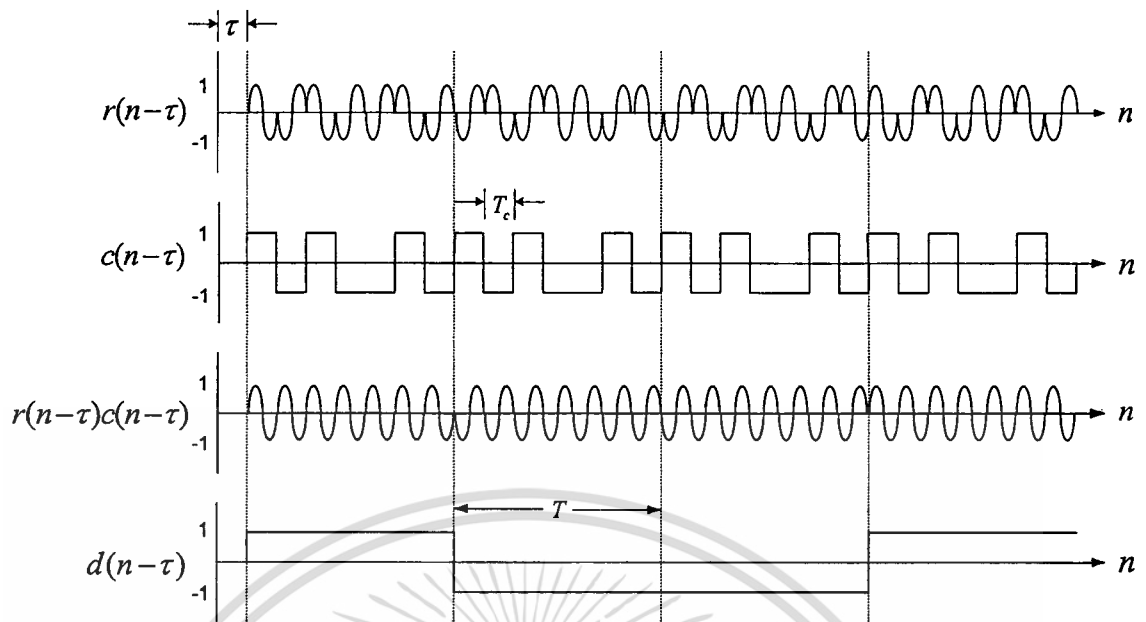
ทำการดีสเพรตโดยการคูณกับรหัสแพร่ $c(n - \tau)$

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

เนื่องจาก $c(n - \tau)r(n - \tau) = \pm 1$ ที่เวลา n ใด ๆ และทำการดีมอดูเลตด้วยการคูณกับสัญญาณพาห์ $\sin(2\pi f_c(n - \tau))$

$$d(n - \tau)A\sin(2\pi f_c(n - \tau))\sin(2\pi f_c(n - \tau)) = d(n - \tau)A\{1 - \cos(4\pi f_c(n - \tau))\}/2 \quad (2.6)$$

เมื่อนำสัญญาณเข้าวงจรอินทิเกรตทุก ๆ คาบเวลา T ซึ่งมีช่วงเวลายาวกว่าคาบเวลา T_c มาก ดังนั้นสัญญาณ $\sin(4\pi f_c(n - \tau))$ เมื่ออินทิเกรตแล้วจะมีค่าเข้าใกล้ศูนย์มาก เพราะฉะนั้นสัญญาณที่เหลือจากวงจรอินทิเกรตจึงมีเพียงสัญญาณ $d(n - \tau)$ เมื่อนำมาเข้าวงจรตัดสินใจบิตแล้วจะได้ข้อมูลเดิมที่มีค่าเป็น 0 และ 1 กลับคืนมา



รูปที่ 2.13 สัญญาณในวงจรภาครับของระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

หมายเหตุ ขั้นตอนการคูณรหัสแ่งกับส่วนของวงจรมอดูเลตสามารถนำมาสลับกันได้ โดยผลลัพธ์ที่ได้ยังคงเหมือนเดิม

จากที่กล่าวมาแล้วนั้นเป็นการวิเคราะห์ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณรบกวนใด ๆ เพื่อให้เห็นถึงหลักการของดีเอสซีดีเอ็มเอ แต่ในความเป็นจริงนั้น สัญญาณที่เครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอรับได้จะประกอบไปด้วยการแทรกสอดแบบต่าง ๆ และมีสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นปัญหาที่ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้

2.4 ปัญหาที่ศึกษาและวิจัยในระบบสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

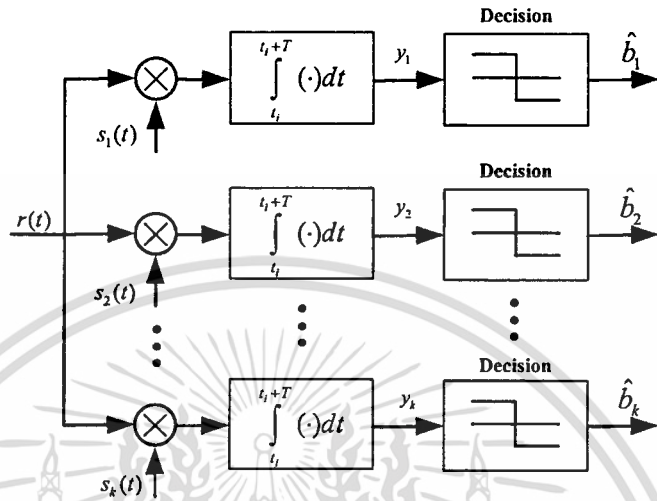
การส่งผ่านสัญญาณในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ทุกระบบจะมีความไม่แน่นอนสูง และมีการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณอยู่ตลอดเวลาทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ซึ่งเครื่องรับในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ จะมีปัญหาที่เป็นอุปสรรคหลักอยู่ 3 ประการ คือ ความผิดเพี้ยนจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference : ISI) ความผิดเพี้ยนจากสัญญาณสอดแทรกจากผู้ใ้รายอื่น ๆ (Multiple Access Interference : MAI) และสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise : AWGN) ซึ่งปัญหาเหล่านี้มีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่รับได้ทีภาครับหลังจากผ่านกระบวนการดึงสัญญาณคืนกลับมา

2.4.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น (Multiple Access Interference)

สัญญาณแทรกสอดจากการสื่อสารหลายรายที่มีการแบ่งแยกผู้ใช้โดยใช้รหัส เป็นสัญญาณรบกวนระหว่างผู้ใช้ที่ใช้ความถี่ของคลื่นพาห์เดียวกันแต่ใช้รหัสแ่งต่างกัน สาเหตุที่ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณแทรกสอดจากการเข้าถึงหลายทางก็คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์หรือรหัสมีความคล้ายคลึงกันในรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละราย จึงทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ที่มีอยู่ในระบบทั้งหมด โดยมีปัจจัยที่ส่งผลให้สัญญาณแทรกสอดจากการสื่อสารหลายรายมีค่าสูงขึ้นและส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบมากขึ้น[10]



รูปที่ 2.14 โครงสร้างของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอแบบพื้นฐาน

เมื่อพิจารณาถึงสัญญาณที่เครื่องรับในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอรับได้ จากรูปที่ 2.14 ซึ่งถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิธี และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวมีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน และมีความผิดเพี้ยนสัญญาณจากการสอดแทรกของผู้ใช้รายอื่น ๆ ซึ่งมีจำนวนผู้ใช้งาน K ราย สามารถเขียนสัญญาณดังกล่าวในรูปแบบของสมการได้ดังนี้

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

- 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)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

และ

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

หากพิจารณาในรายละเอียดถึงระดับชิพของรูปสัญญาณรหัสแผ่ สามารถเขียนได้เป็น

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

โดย

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

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

พิจารณาจากรูปที่ 2.14 ซึ่งเป็นโครงสร้างพื้นฐานของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มจะเห็นว่าสัญญาณ y_k ที่ออกจากวงจรของผู้ใช้รายที่ k สำหรับบิตที่ i มีค่าเท่ากับ

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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) ระหว่างรหัสแผลผู้ใช้อยู่ที่ j และผู้ใช้อยู่ที่ k คือ

$$\rho_k = \int_0^T s_j(t) s_k(t) dt \quad (2.17)$$

ในกรณีที่รหัสแผลมีคุณสมบัติตั้งฉากกัน (Orthogonal) $j \neq k$ จะได้

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

และสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียนจากสมการที่ (2.16) หาได้

จาก

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

พจน์แรกของสมการที่ (2.16) ทางขวามือ $A_k b_k$ คือค่าของสัญญาณบิตข้อมูลสำหรับผู้ใช้อยู่ที่ k พจน์ที่สอง $\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j b_j \rho_{jk}$ คือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อยู่ที่อื่น และพจน์ที่สาม n_k คือสัญญาณรบกวนที่เกิดกับผู้ใช้อยู่ที่ k ซึ่งเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์ และมีค่าแปรปรวนเท่ากับ σ^2 เมื่อนำค่าของ y_k ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตที่ตั้งแสดงในรูปที่ 2.14 จะได้ผลดังนี้

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

โดย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ระบบมีผู้ใช้เพียงรายเดียวสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นมีค่าเป็นศูนย์จึงเหลือเฉพาะสัญญาณรบกวน AWGN

ในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้นั้นมากกว่าหนึ่งราย สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นก็จะไม่เป็นศูนย์ และมีปริมาณมากขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ที่เพิ่มมากขึ้น ทั้งนี้การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีผลกระทบต่อมากน้อยเพียงใดขึ้นอยู่กับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแฉ่เป็นหลัก ในกรณีที่รหัสแฉ่ของผู้ใช้ทั้งหมดมีคุณสมบัติออร์ทอโกนอลระหว่างกันทั้งหมด นั่นคือ $\rho_{jk} = 0$ สำหรับ $j \neq k$ การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีค่าเป็นศูนย์ กล่าวคือการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ทั้งหมดจะเป็นอิสระจากกันและไม่ส่งผลกระทบต่อกัน อย่างไรก็ตาม รหัสแฉ่ที่ใช้กันในทางปฏิบัติมักจะไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ ดังนั้น การแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น จึงส่งผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ นอกจากนี้ปริมาณของการแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่นจะมีมากน้อยเพียงใด 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 [4,6]

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

2.4.2 สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน [3,5, 6]

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่กระจายแบบเกาส์เซียนนี้ บางครั้งจะเรียกว่า 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 มีค่าใหญ่ขึ้นทั้งนี้จะไม่ขึ้นอยู่กับ การกระจายของแต่ละตัวแปรสุ่ม และจะได้ค่าเฉลี่ยและค่าความแปรปรวนของฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นแบบเกาส์เซียนนี้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูง และต้องอภัยถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

และ

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

ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียนนี้ สามารถเขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

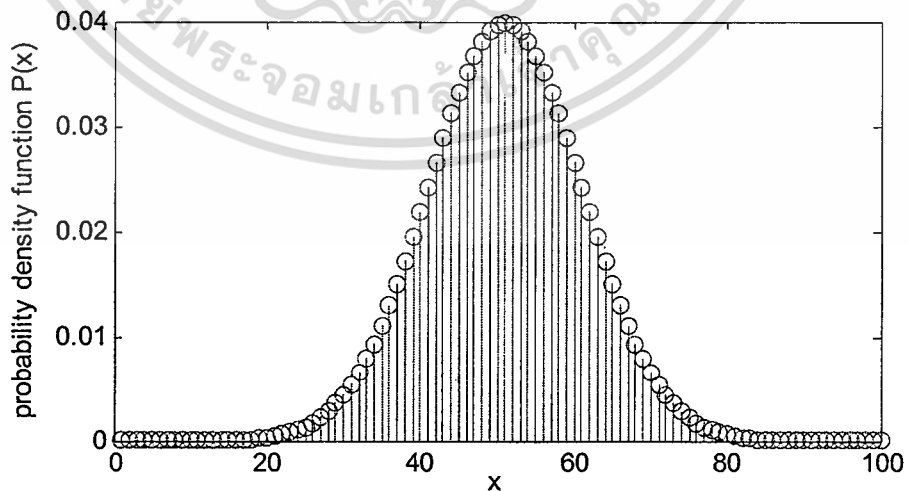
$$P_x(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu_x)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.26)$$

โดยที่ μ_x คือค่าเฉลี่ย และ σ^2 คือค่าความแปรปรวนของตัวแปรสุ่ม และฟังก์ชันการกระจายแบบสะสมคือ

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

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

โดยรูปที่ 2.15 แสดงรูปร่างของการกระจายแบบเกาส์เซียนนี้ ลักษณะเฉพาะของการกระจายแบบเกาส์เซียน คือจะสมมาตรกันทั้งด้านซ้ายและขวาของค่าเฉลี่ย

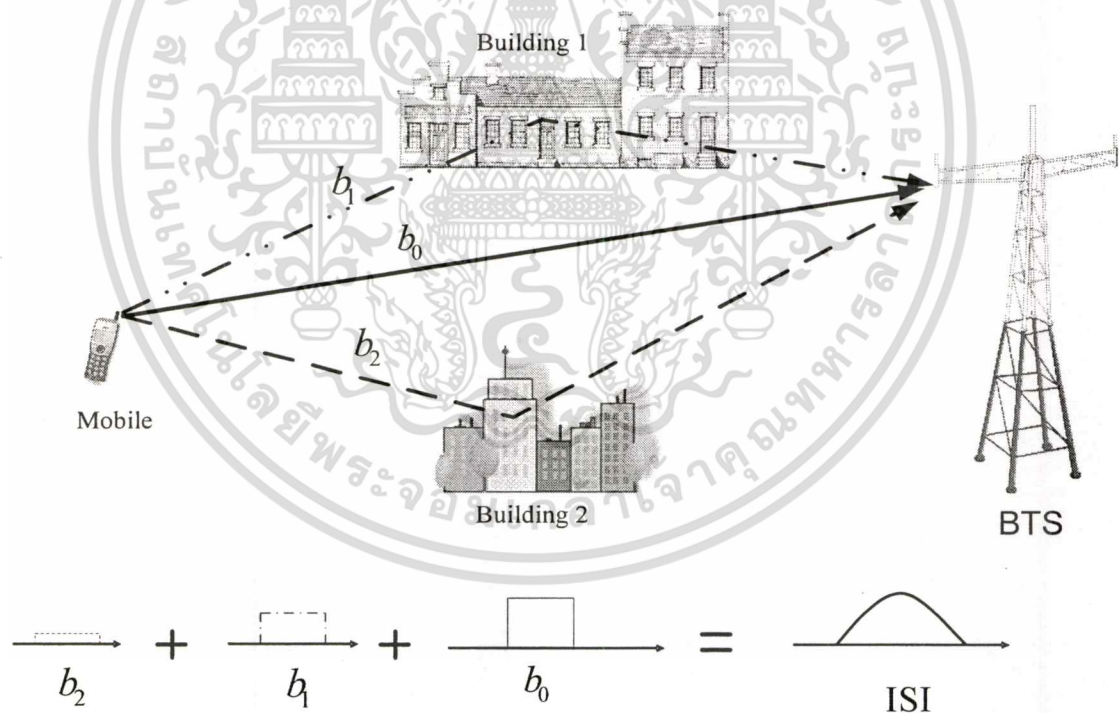


รูปที่ 2.15 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายตัวแบบเกาส์เซียน
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

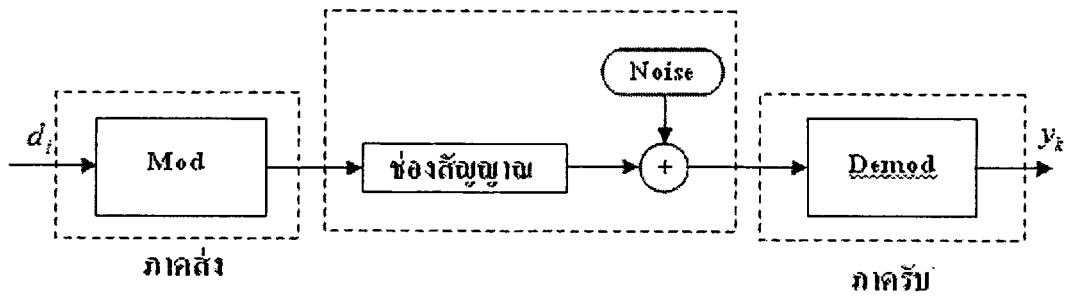
2.4.3 คลื่นหลายวิถี (Multipath)

ความผิดเพี้ยนระหว่างสัญลักษณ์ที่เกิดขึ้นในระบบสื่อสารดิจิทัลนั้นเกิดขึ้นมาจากการที่ภาคส่งสัญญาณ ส่งสัญญาณออกไปในอากาศแล้วสัญญาณที่ส่งไปนั้น เกิดการสะท้อนกันของสัญญาณ ทำให้เกิดความผิดเพี้ยนก่อนที่จะไปถึงภาครับ เรียกปรากฏการณ์การสะท้อนกันนี้ว่า “การผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นมาจากคลื่นหลายวิถี” ดังรูปที่ 2.16

ในระบบการสื่อสารดิจิทัลดังรูปที่ 2.17 การแก้ไขความผิดเพี้ยนของสัญญาณ จะกระทำโดยใช้การพิจารณาถึงผลตอบสนองความถี่ (Frequency Response) ของช่องสัญญาณ หากช่องสัญญาณไม่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี ผลตอบสนองความถี่ก็จะมีลักษณะราบเรียบตลอด [6,7] ย่านความถี่ นั้นหมายถึงการจางหาย (Fading) ของสัญญาณที่เท่า ๆ กันในทุก ๆ ความถี่ ซึ่งช่องสัญญาณที่มีลักษณะเช่นนี้ จะมีชื่อเรียกว่าช่องสัญญาณแบบมีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่ (Frequency Nonsselective Fading) และถ้าผลของช่องสัญญาณทำให้เกิดผลตอบสนองทางความถี่ที่มีการจางหายไม่เท่ากันในแต่ละความถี่ จะเรียกช่องสัญญาณแบบนี้ว่า ช่องสัญญาณแบบมีการจางหายแบบเลือกความถี่ (Frequency Selective Fading) ซึ่งความแตกต่างของทั้งสองกรณีแสดงได้ดังรูปที่ 2.18

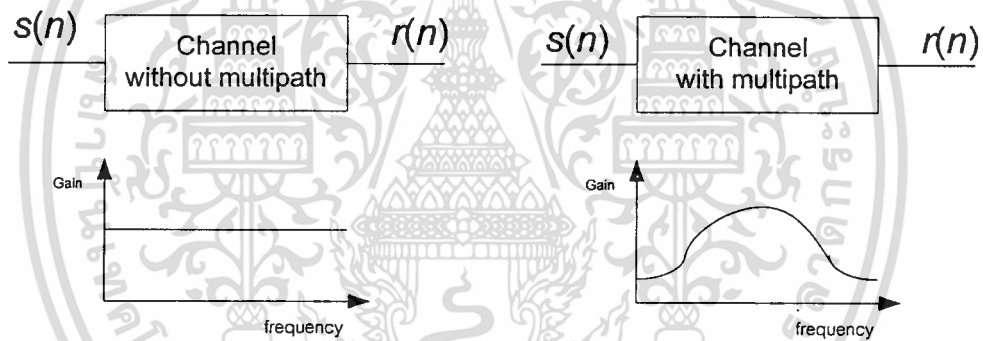


รูปที่ 2.16 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถีรบกวน[aragec.com]



รูปที่ 2.17 แบบจำลองอย่างง่ายของระบบการสื่อสารดิจิทัล

หลักการของการปรับแต่งช่องสัญญาณนั้นคือการตัดแปลงผลตอบสนองทางความถี่โดยรวมของระบบ ซึ่งจะนับตั้งแต่เครื่องส่งสัญญาณ ช่องสัญญาณ จนกระทั่งถึงเครื่องรับสัญญาณ ให้มีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่

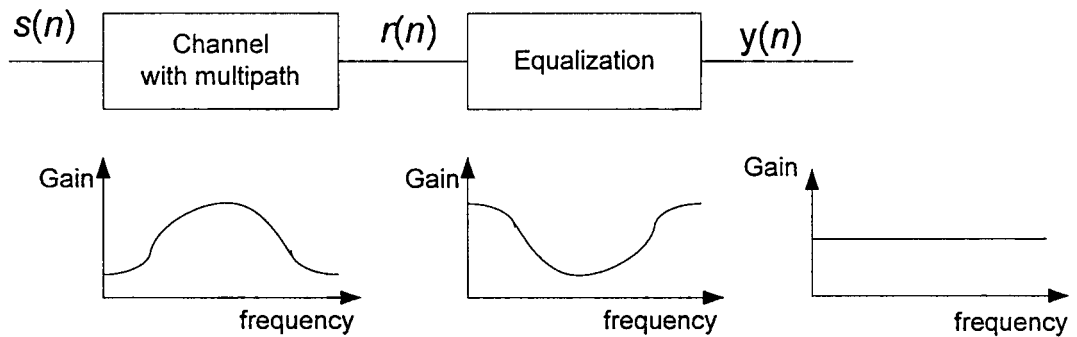


(ก) มีการจางหายแบบไม่เลือกความถี่

(ข) มีการจางหายแบบเลือกความถี่

รูปที่ 2.18 ผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณ

การสร้างวงจรปรับแต่งสัญญาณ เพื่อกำจัดผลของช่องสัญญาณ สามารถทำได้โดยการออกแบบให้วงจรปรับแต่งสัญญาณที่สร้างนั้นให้ผลตอบสนองทางความถี่ในทิศตรงกันข้ามกับผลตอบสนองความถี่ที่ไม่ราบเรียบของช่องสัญญาณ ซึ่งลักษณะการใช้งานวงจรปรับแต่งสัญญาณกับช่องสัญญาณเพื่อตัดแปลงผลตอบสนองความถี่รวมของระบบ แสดงในรูปที่ 2.19

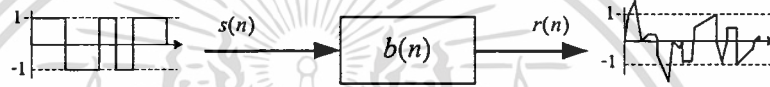
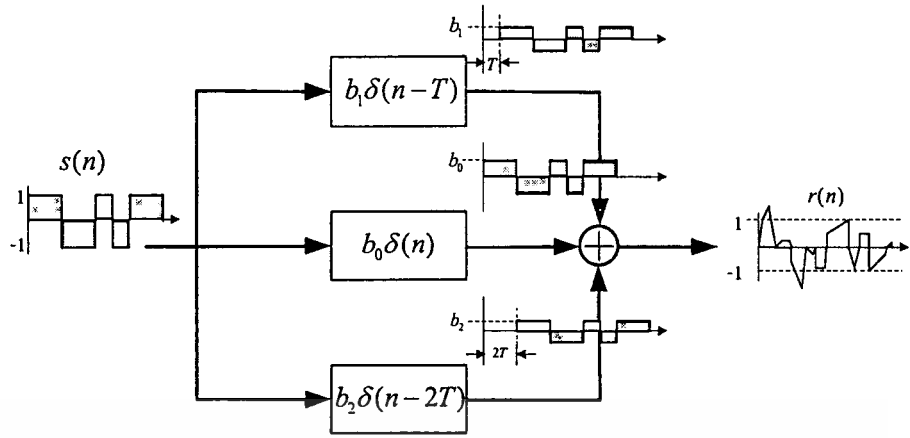


รูปที่ 2.19 การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณที่เป็นแบบมีการจางหายแบบเลือกความถี่

ในงานออกแบบทางวิศวกรรมสมัยใหม่ในหลาย ๆ แขนง มักจะใช้แบบจำลอง (Model) เพื่อกำหนดพารามิเตอร์ทางคณิตศาสตร์ของลักษณะทางกายภาพจริงของระบบนั้น ทั้งนี้เพื่อให้สามารถใช้การออกแบบด้วยคอมพิวเตอร์ช่วยออกแบบหรือ CAD (Computer Aided Design) ได้ ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้ใช้แบบจำลองของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ทีเอสซีดีเอ็มเอและออกแบบระบบปรับแต่งช่องสัญญาณ เพื่อลดผลผิดเพี้ยนของสัญญาณอันเนื่องมาจากการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี

วงจรกรองแบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response) หรือ วงจรกรอง FIR เป็นแบบจำลองที่นิยมใช้ในการประมาณค่าของช่องสัญญาณคลื่นหลายวิถี โดยลักษณะทางกายภาพของการสะท้อนของคลื่นสัญญาณที่มีหลายขนาดการลดทอน (Attenuation) หลายค่าหน่วงเวลา (Delay) ผสมรวมกัน ถ้าหากพิจารณาโครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ซึ่งมีองค์ประกอบเป็นส่วนหน่วงเวลาและขนาดการลดทอนของแต่ละสัญญาณที่ถูกหน่วงนั้น จะเห็นได้ว่าการใช้แบบจำลองวงจรกรองที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด กับโครงสร้างช่องสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถี ก็มีความเหมาะสมเป็นอย่างมาก

เมื่อทำการพิจารณาย้อนกลับไปรูปแบบของการสะท้อนคลื่นสัญญาณดังรูปที่ 2.16 นั้น หากให้สัญญาณในเส้นทาง b_0 นั้น เป็นสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงจากโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอไปยังสถานีฐาน และส่วน b_1 และ b_2 นั้น เป็นคลื่นสัญญาณที่เกิดการสะท้อนจากตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาที่แตกต่างกันเป็น T และ $2T$ ตามลำดับ สัญญาณจากทั้งสามเส้นทางดังกล่าวนี้ ก็จะเดินทางมารวมกันที่เครื่องรับด้วยค่าการลดทอนและช่วงเวลาที่แตกต่างกันไป ดังนั้นเมื่อเขียนในรูปแบบของบล็อกไดอะแกรม จะได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 โมเดลของช่องสัญญาณ

จากรูปที่ 2.20 โมเดลของช่องสัญญาณนั้นสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังสมการที่ (2.29)

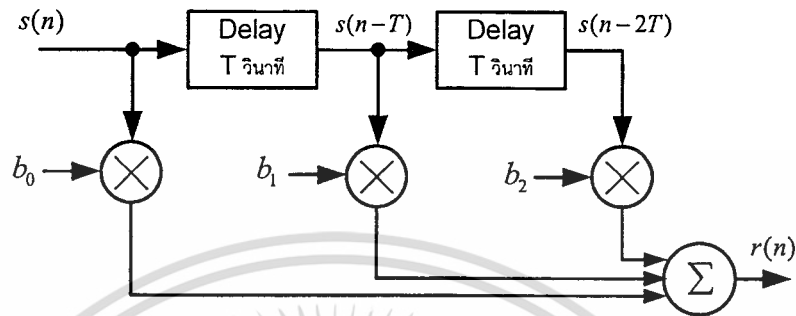
$$h(n) = b_0 \delta(n) + b_1 \delta(n - T) + b_2 \delta(n - 2T) \tag{2.29}$$

จากสมการที่ (2.29) นั้นทำให้ทราบว่าแต่ละค่าที่ทำการหน่วงเวลาไปคาบเวลา T ต่าง ๆ นั้นประกอบไปด้วยสัมประสิทธิ์การลดทอน b_0 , b_1 , และ b_2 ของแต่ละช่องสัญญาณที่มีการสะท้อน ทำให้สัญญาณที่เกิดการสะท้อนนั้นมีค่าการจางหายของสัญญาณ ซึ่งสามารถทำการกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ของการจางหายนี้ได้จากสมการของ Raise Cosine ดังสมการที่ (2.30) [1,5,8]

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

โดยที่ค่า A คือค่าที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณว่ามีความแรงมากเท่าใด โดยถ้ากำหนดให้ค่า A มีค่ามากอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณจะมีค่าที่สูงด้วย

จากสมการที่ (2.29) อาจนำมาสร้างเป็นแบบจำลองได้ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ซึ่งเป็นแบบจำลองของวงจรแทปดีเลย์ไลน์ (Tapped-delay Line) และเป็นวงจรกรองที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด



รูปที่ 2.21 โมเดลแบบแทปดีเลย์ไลน์ของช่องสัญญาณที่มีคลื่นหลายวิถี

2.4.4 ทบทวนงานวิจัย

ที่ผ่านมาได้มีการศึกษา วิจัยและพัฒนาตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้อย่างต่อเนื่อง เพื่อให้มีประสิทธิภาพในการทำงานมากยิ่งขึ้น และง่ายต่อการนำไปใช้งานในหลากหลายด้าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง การใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแגר ซึ่งได้มีการวิจัยมาแล้วว่าสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานสำหรับการสื่อสารไร้สายในระบบที่มีผู้ใช้หลายราย[13,17] โดยที่ผ่านมานั้นได้มีการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแגרมาพัฒนาในหลายรูปแบบ เช่น การใช้งานร่วมกับอัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) การพัฒนาเป็นตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแגרแลตทิซ

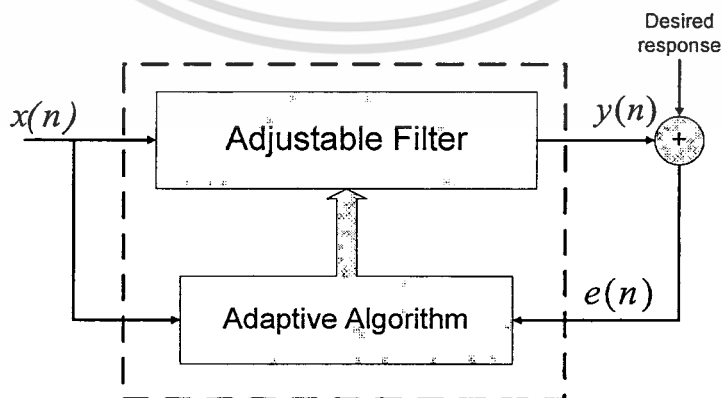
ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งที่พบได้ในงานวิจัยที่ผ่านมานั้นคือ ในการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณยังมีการคำนวณที่ซับซ้อนอยู่มาก ซึ่งส่งผลให้การทำงานมีประสิทธิภาพไม่เต็มที่เท่าที่ควร ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้เน้นการพัฒนาประสิทธิภาพของการสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายรายในระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดจัดลำดับการเข้าถึงโดยตรง โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวโครงสร้างลาแגרและอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นใหม่ในการปรับแต่งสัญญาณ ซึ่งวิธีการนี้สามารถกระทำได้ง่าย และมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่าวิธีอื่น ๆ รวมทั้งยังมีประสิทธิภาพในการลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่เครื่องรับสูง

บทที่ 3

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer)

ปัญหาสำคัญอย่างหนึ่งในการระบบการสื่อสารไร้สายแบบดิจิทัลคือการแทรกสอด ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่สัญญาณตั้งแต่สองสัญญาณขึ้นไปเข้ามารวมตัวกัน แต่โดยทั่วไปในการการศึกษาระบบไฟฟ้าสื่อสารการแทรกสอดหมายถึงปรากฏการณ์ที่สัญญาณจากภายนอกอื่นเข้ามาปะปนกับสัญญาณข่าวสารที่ต้องการในการสื่อสารนั้น การแทรกสอดจึงสามารถรวมไปถึงการแทรกสอดของสัญญาณรบกวนที่อาจส่งผลให้การสื่อสารนั้นล้มเหลวลงได้ แต่โดยทั่วไปแล้ว จะแยกการพิจารณาเรื่องของสัญญาณรบกวนออกเป็นอีกเรื่องหนึ่งโดยเฉพาะในบางครั้ง สัญญาณแทรกสอดอาจเป็นสัญญาณเดียวกันกับสัญญาณที่ต้องการใช้ในการสื่อสารนั้น แต่สัญญาณมีการเดินทางมาถึงเครื่องรับด้วยวิธีการหรือเส้นทางที่แตกต่างกันออกไป เปรียบเสมือนกับเครื่องรับที่ได้รับสัญญาณจากแหล่งกำเนิดหลายแหล่งเข้ามาพร้อมกันจึงส่งผลให้สัญญาณที่รับได้มีการเสริมหรือหักล้างกัน ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเฟสของสัญญาณที่เดินทางมาถึงจุดที่เครื่องรับสัญญาณวางอยู่ การแทรกสอดที่พบเห็นกันทั่วไปในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ได้แก่ การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference) ซึ่งเกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถี ที่เกิดขึ้นภายในช่องสัญญาณที่สัญญาณส่งผ่านและการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (Multiple Access Interference) ผลกระทบของการแทรกสอดเหล่านี้ เป็นปัจจัยหนึ่งที่ทำให้สัญญาณที่ส่งผ่านมีรูปร่างที่ผิดเพี้ยนไป กระบวนการที่ภาครับสัญญาณจะทำการปรับแต่งสัญญาณเพื่อให้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้นทางส่งมานั้นคือ การใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) เพื่อให้สอดคล้องกับสภาพของช่องสัญญาณที่มักจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่เสมอ

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้นั้น จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับผลตอบสนองที่ต้องการในเวลาที่เหมาะสม ในการประยุกต์ใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยทั่วไปอาจจะมีสัญญาณหนึ่งอินพุตหรือมากกว่า และผลตอบสนองของสัญญาณที่ต้องการซึ่งอาจผ่านหรือไม่ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ก็ได้ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ [4,5,7] ดังรูปที่ 3.1 ดังนี้



รูปที่ 3.1 ส่วนประกอบพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

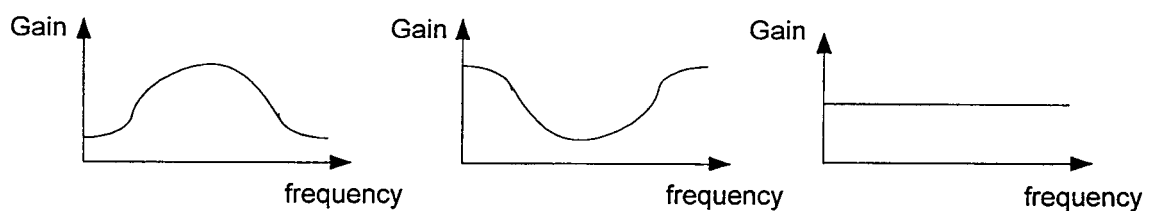
- โครงสร้างของวงจรรอง (Adjustable Filter) โดยส่วนของวงจรรองนี้จะใช้ตัวสัญญาณอินพุตหนึ่งสัญญาณหรือมากกว่านั้น สามารถใช้วงจรรองโครงสร้างใด ๆ ก็ได้ในการคำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตที่ใกล้เคียงกับผลตอบสนองที่ต้องการ (Desired Response) มากที่สุด

- อัลกอริทึมปรับตัวได้ (Adaptive Algorithm) จะทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรรองทีละน้อยเพื่อให้สัญญาณคลาดเคลื่อน (Error) มีค่าน้อยที่สุด สัญญาณคลาดเคลื่อนหาได้จากความแตกต่างระหว่างผลตอบสนองที่ต้องการและสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรรองและนำค่าสัญญาณคลาดเคลื่อนที่ได้นั้นไปตัดสินใจว่าจะทำการปรับค่าตัวแปรของอัลกอริทึมปรับตัวได้อย่างไร เพื่อนำไปสู่สมรรถนะที่ดีขึ้นและมีสัญญาณคลาดเคลื่อนที่น้อยลง ความซับซ้อนและคุณลักษณะของอัลกอริทึมปรับตัวได้ขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของโครงสร้างของวงจรรองและวิธีการของอัลกอริทึม

ในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้บางชนิดนั้น มีความจำเป็นต้องทราบข้อมูลเบื้องต้นและลักษณะเฉพาะเจาะจงของการประยุกต์ใช้งานนั้น ๆ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวนี้จำเป็นมากสำหรับการออกแบบเพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการกำหนดสมรรถนะและเลือกโครงสร้างของวงจรรองขั้นตอนการออกแบบอัลกอริทึมเป็นขั้นตอนที่ยากที่สุดในการออกแบบและประยุกต์ใช้วงจรรองปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

จุดมุ่งหมายของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ หาค่าตัวแปรที่ทำให้เกิดค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดและจึงหยุดทำการปรับค่าตัวแปร คาบเวลาตั้งแต่เริ่มต้นกระบวนการกรองจนกระทั่งถึงเวลาที่ทำให้สมรรถนะเข้าใกล้ค่าที่ดีที่สุดเรียกว่า โหมดการลู่เข้า และถ้าหากสภาพของสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะต้องกำหนดค่าเริ่มต้นให้วงจรรองปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานอย่างต่อเนื่อง ค่าตัวแปรเปลี่ยนแปลงไปจนกระทั่งได้ค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดจะเรียกว่า โหมดการติดตาม

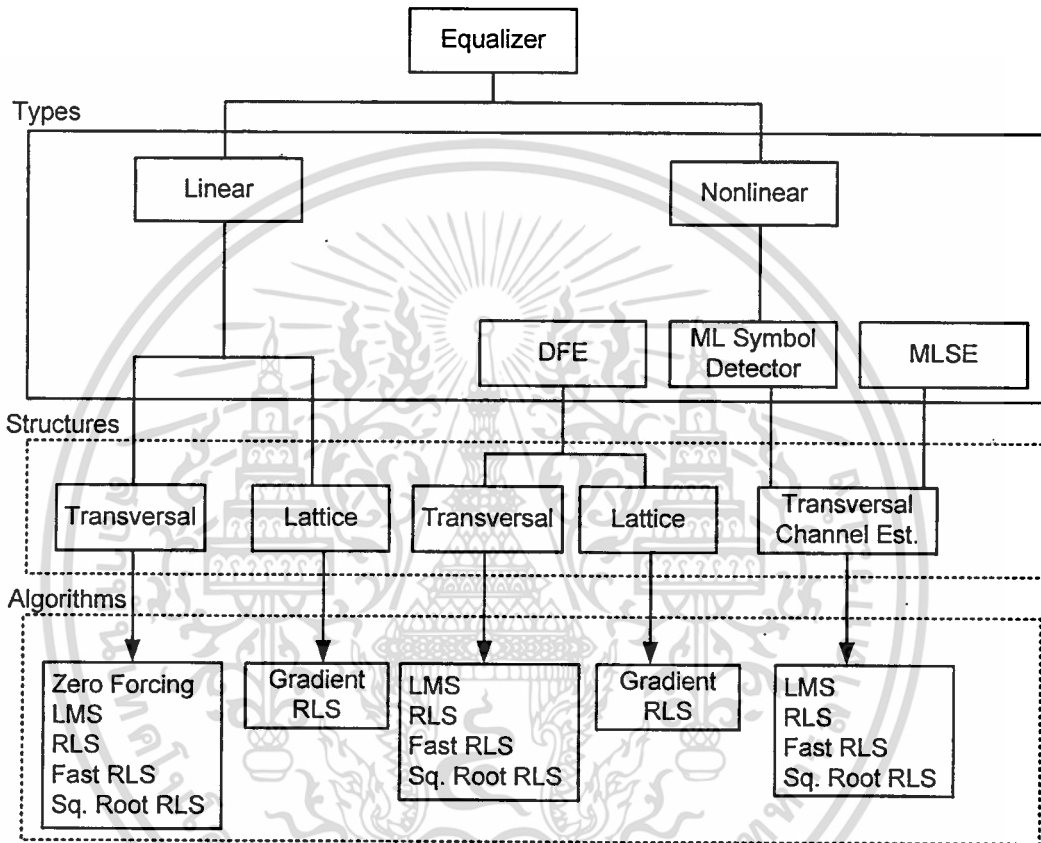
โดยหลักการการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ วงจรรองดิจิทัลจะอาศัยข้อมูลที่ได้รับในแต่ละช่วงเวลามาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (Reference signal) เพื่อคำนวณหาค่าความผิดพลาด (Error) จากนั้นจะนำค่าความผิดพลาดที่ได้ไปคำนวณเพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ของสมการใหม่ที่จะส่งผลให้เกิดค่าที่มีความผิดพลาดน้อยกว่าเดิม เพื่อให้สัญญาณที่ได้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากที่สุด และสัญญาณสุดท้ายที่ได้จะมีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้องการ การเลือกใช้วงจรรองดิจิทัลแบบปรับตัวได้นั้น นิยมเลือกใช้ตามตัวกลางหรือสภาพแวดล้อมของระบบที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ตัวกลางหรือสภาพแวดล้อมของระบบคือเอสซีดีเอ็มเออนั้น มีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาและมีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว ดังนั้นวงจรรองดิจิทัลนั้นต้องปรับตัวได้ ซึ่งคุณสมบัติและตัวแปร (Parameter) ต่าง ๆ ของวงจรรองดิจิทัลจะต้องเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้เช่นกัน



รูปที่ 3.2 การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไม่ราบเรียบของตัวปรับแต่งสัญญาณ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณเพื่อปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไม่ราบเรียบสามารถทำได้โดยการออกแบบให้ตัวปรับแต่งสัญญาณที่สร้างนั้นให้ผลตอบสนองทางความถี่ในทิศทางตรงกันข้ามกับผลตอบสนองความถี่ที่ไม่ราบเรียบของช่องสัญญาณ ซึ่งลักษณะการใช้งานตัวปรับแต่งสัญญาณกับช่องสัญญาณก็เพื่อตัดแปลงผลตอบสนองความถี่รวมของระบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.3 ชนิดของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer)[7]

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบเชิงเส้น (Linear Equalization) และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Equalization)[1,7,8] โดยพิจารณาจากส่วนของวงจรป้อนกลับ (Feedback) หากตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีการป้อนกลับค่าเอาต์พุตไปใช้การปรับเปลี่ยนค่าสัญญาณที่เข้ามาในภายหลัง วงจรนี้จะจัดอยู่ในประเภทตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบไม่เชิงเส้น จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แต่ละประเภทรูปนั้น ประกอบขึ้นจากโครงสร้างพื้นฐานที่เป็น Transversal หรือ Lattice ก็ได้ นอกจากนั้นสิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือ อัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ จากรูปที่ 3.3 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ แต่ละประเภทอาจมีอัลกอริทึมที่เหมาะสมแตกต่างกันไป

จากที่กล่าวไว้ข้างต้น ช่องสัญญาณสำหรับระบบดีเอสซีทีเอ็มเออนั้น มีลักษณะที่แปรเปลี่ยนไปตามเวลาได้ ดังนั้นการกำหนดค่าคุณสมบัติของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบที่ดีที่สุดและเหมาะสมที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายประชาสัมพันธ์ โทร. 02-2599-1111

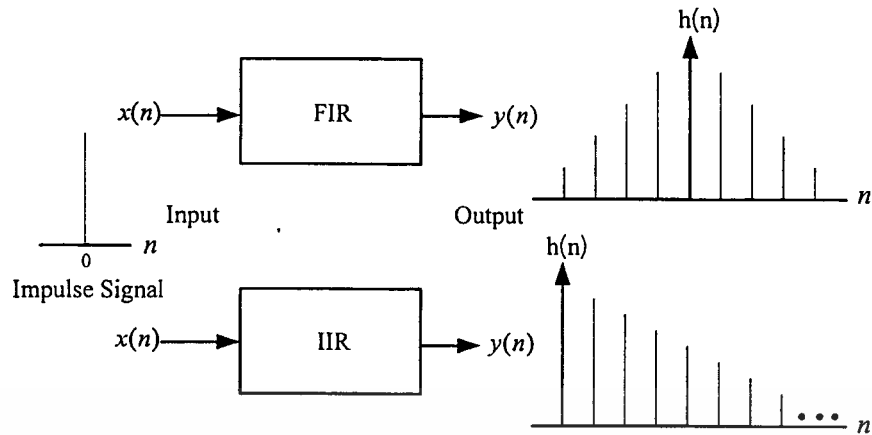
สำหรับช่องสัญญาณหนึ่ง ณ เวลาหนึ่งอาจจะไม่ดี ไม่เหมาะกับช่องสัญญาณ ณ อีกเวลาอื่น ๆ ก็เป็นไปได้ ดังนั้นการใช้วงจรกรองที่มีการปรับตัวได้ จึงมีความเหมาะสมอย่างยิ่งที่จะนำมาประยุกต์ใช้เป็นตัวปรับ แต่งสัญญาณ เมื่อระยะเวลาการปรับตัวสิ้นสุดลงหรือที่เรียกว่าการลู่เข้าหาคำตอบ (Convergence) เรียบ ร้อยแล้ว วงจรกรองนั้นก็จะมีคุณสมบัติที่ดีที่สุด เหมาะสมที่สุดกับทุก ๆ เวลาและทุก ๆ ช่องสัญญาณและหมายถึงการลดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ ISI ลงสู่ระดับที่ให้ความผิดพลาดที่ต่ำ

3.1 วงจรกรองดิจิทัล (Digital Filter)

วงจรกรองดิจิทัลโดยมากใช้สำหรับกำจัดสัญญาณรบกวน(Noise) หรือลดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณที่เกิดจากสาเหตุต่าง ๆ เช่น การรบกวนจากสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณ เป็นต้น วงจรกรองดิจิทัลถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในระบบต่าง ๆ เช่น ระบบสื่อสาร ระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เมื่อนำวงจรกรองดิจิทัลมาต่อเป็นชุดกรองด้วยตัวหน่วงเวลา (Delay) วงจรกรองดิจิทัลเหล่านั้นจะทำหน้าที่เหมือนเป็นตัวปรับแต่งสัญญาณ (Equalizer) ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและระบบการควบคุม ทั้งนี้เพราะสามารถปรับเปลี่ยนคุณ- ลักษณะของวงจรกรองดิจิทัลให้สอดคล้องกับสัญญาณข้อมูลที่เข้ามาได้ด้วยตัวเอง

การลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol interference: ISI) ซึ่งเกิดจากการที่คลื่นสัญญาณมีเส้นทางการเดินทางหลายวิถี (Multipath) นั้น สามารถใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalization) เพื่อปรับแก้สัญญาณให้กลับมามีความถูกต้องใกล้เคียงดังเดิมก่อนนำไปตัดสินใจปิด ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึม ไซนส์ที่ได้รับการพัฒนารูปแบบขึ้นใหม่ ซึ่งตัวปรับแต่งสัญญาณที่นำเสนอ นั้น มีโครงสร้างพื้นฐานมาจาก วงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response filter: FIR) และวงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response filter: IIR) โดยฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR นั้น มีเฉพาะซีโร่ (Zero) ทำให้ระบบมีความเสถียร และมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear phase) แต่มีข้อเสีย คือ ต้องใช้จำนวนอันดับ (Order) สูง จึงจะทำให้วงจรกรองทำงานได้ดี ส่วน วงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR นั้นฟังก์ชันถ่ายโอนจะประกอบด้วยโพล (Pole) และ ซีโร่ (Zero) ซึ่งอาจจะทำให้เกิดปัญหาทางด้านความเสถียร แต่ถ้ามีการออกแบบที่ดีจะทำให้ปัญหาดังกล่าวลดลงหรือไม่เกิดขึ้นเลย ข้อดีของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR เมื่อเทียบกับวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR คือ ที่ประสิทธิภาพการทำงานเท่ากัน วงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR จะใช้จำนวนอันดับที่น้อยกว่า ทำให้การคำนวณน้อยกว่าด้วย ซึ่งความซับซ้อนในการคำนวณมีความสำคัญมาก เมื่อนำวงจรกรองดิจิทัลไปใช้ในสภาพการทำงานจริงที่มีข้อจำกัดทางด้านจำนวนบิต และความเร็วในการทำงานของวงจรกรองดิจิทัลที่มีการคำนวณน้อยกว่า จะทำให้การประมวลผลที่น้อยลงและทำงานได้เร็วกว่า ดังแสดงในรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และ IIR

พิจารณารูปที่ 3.4 จะเห็นว่า เมื่อป้อนสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse) เข้าไปยังวงจรกรองดิจิทัล ผลตอบสนองของวงจรกรองดิจิทัลทั้งสองแบบต่อสัญญาณอิมพัลส์ จะให้เอาต์พุตที่ต่างกัน คือ วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR จะให้สัญญาณเอาต์พุตจำนวนจำกัด ส่วนวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ให้สัญญาณเอาต์พุตจำนวนอนันต์ ซึ่งสามารถอธิบายพื้นฐานของวงจรกรองดิจิทัลทั้ง 2 ประเภทได้ดังนี้

3.1.1 วงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response Filter: FIR)

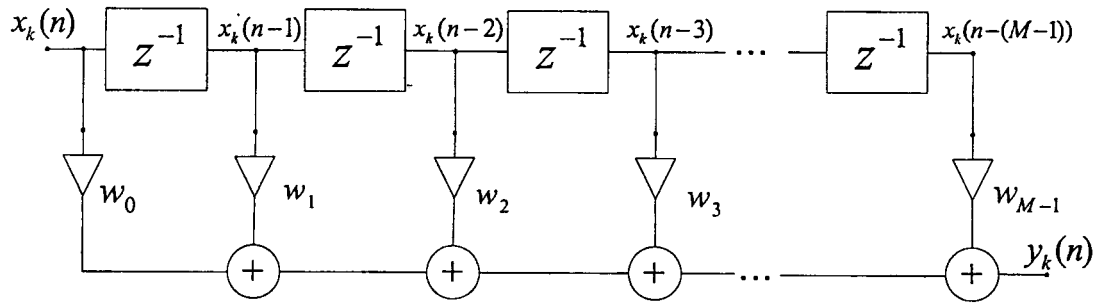
วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR หรือวงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีความยาวจำกัด เป็นการนำเอาเฉพาะสัญญาณอินพุต ณ เวลาปัจจุบันและสัญญาณอินพุตที่ถูกหน่วงเวลา M ค่า มาทำการประมวลผล สมการคุณลักษณะเฉพาะ (Characteristic Equation) ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ซึ่งเป็นรูปแบบของสมการที่เป็นการบรรยายความสัมพันธ์ในทางเวลา สามารถแสดงได้ดังนี้

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

โดยที่ $y_k(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ของผู้ใช้รายที่ k
 $x_k(n)$ คือ อินพุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ของผู้ใช้รายที่ k
 M คือ จำนวนของชุดสัมประสิทธิ์การคูณ
 w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่บอกถึงคุณลักษณะผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse Response) ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR มีค่า M ค่า โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบและสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ซึ่งใช้ในการวิเคราะห์และหาค่าผลตอบสนองความถี่ ได้ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

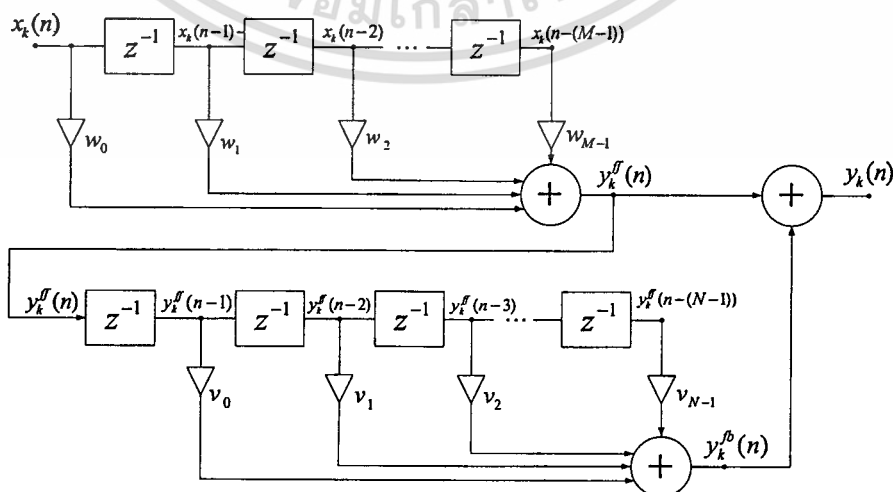


รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR

ในการออกแบบจะพยายามลดค่าจำนวนสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษาคุณสมบัติที่ต้องการไว้ โดยปกติแล้วการออกแบบใช้งานทั่วไปนั้นจะใช้จำนวนสัมประสิทธิ์ประมาณ 11 - 150 ตัว ทำให้วงจรกรองมีโครงสร้างและวงจรที่มีขนาดใหญ่มาก แต่วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR นี้ให้ผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น ทำให้ผลของสัญญาณที่ผ่านช่วงความถี่ที่ต้องการในแต่ละแบบของวงจรดิจิทัลแบบ FIR ไม่เปลี่ยนแปลงรูปไปจากเดิม คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่ง คือ ความคงที่ของสัญญาณเอาต์พุต เนื่องจากวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ให้ค่าเฉพาะซีโรเท่านั้น

3.1.2 วงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response Filter: IIR)

วงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR เป็นส่วนประกอบที่สำคัญอันหนึ่งในระบบการประมวลผลแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-Time Processing) ซึ่งมีข้อดีมากกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR โดยเฉพาะด้านผลตอบสนองทางขนาด เช่น เมื่อต้องการให้ความกว้างของช่วงแถบความถี่ผ่าน (Pass Band) หรือช่วงแถบความถี่ไม่ผ่าน (Stop Band) มีขนาดแคบมาก ๆ หรือต้องการใช้ช่วงแถบความถี่เปลี่ยน (Transition Band) ที่ขนาดแคบมาก ๆ หรือมีความต้องการให้มีอัตราการลดทอนที่สูงและวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR มีผลตอบสนองความถี่ที่ดีกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ทั้งในด้านความคมและมีริบเบิล (Ripple) ที่น้อยกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6 โครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR

วงจรรองดิจิทัลแบบ IIR หรือวงจรรองที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ มีความยาวไม่จำกัด คือ มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีค่าถึงอนันต์ (Infinity) หรือไม่สิ้นสุด สามารถเขียนสมการลักษณะเฉพาะได้ดังนี้

$$y_k(n) = y_k^{ff}(n) + y_k^{fb}(n) \quad (3.3)$$

$$y_k^{ff}(n) = \sum_{k=0}^M w_i x_k(n-k) \quad (3.4)$$

$$y_k^{fb}(n) = \sum_{k=0}^N v_i y_k^{ff}(n-k) \quad (3.5)$$

- โดยที่ $y_k(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR ของผู้ใช้รายที่ k
 $y_k^{ff}(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนไปข้างหน้า (Feed Forward) โดยผู้ใช้รายที่ k
 $y_k^{fb}(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนกลับ (Feed Back) โดยผู้ใช้รายที่ k
 $x_k(n)$ คือ อินพุตของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR ของผู้ใช้รายที่ k
 w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนไปข้างหน้ามีค่า M จำนวนโดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ
 v_k คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนกลับมีค่า N จำนวน โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

รูปแบบของการนำเอาต์พุตก่อนหน้ามาใช้สำหรับคำนวณหาเอาต์พุตของตัวต่อไปเรียกว่า Recursive หมายความว่าวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR เป็นวงจรรองดิจิทัลแบบ Recursive และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^M w_i z^{-i}}{1 + \sum_{i=1}^N v_i z^{-i}} \quad (3.6)$$

ข้อควรคำนึงของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR คือ ความมีเสถียรภาพ (Stable) เนื่องจากหากไม่มีเสถียรภาพจะทำให้ลำดับของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เพิ่มขึ้นอย่างไม่มีการขอบเขต ถ้าสัญญาณอินพุตยังคงป้อนข้อมูลให้อยู่ ซึ่งเสถียรภาพของวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR จะขึ้นอยู่กับตำแหน่งโพลของฟังก์ชันระบบในระนาบ z คือโพลทุกตัวต้องอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วย (Unit Circle) บนระนาบ z (Z-plane)

3.1.3 วงจรรองลาแกรร์ (Laguerre Filter)

ปัญหาที่สำคัญในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ คือ การที่เครื่องรับได้รับสัญญาณหลายทาง โดยเกิดจากการสะท้อนระหว่างสิ่งปลูกสร้างและทำให้สัญญาณที่รับได้มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณหรือ ISI ที่รุนแรงเนื่องจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีและทำให้ระบบมีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว(Long Impulse Response) โดยที่วงจรรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรรองดิจิทัลแบบ IIR

มีคุณสมบัติที่แตกต่างกัน ในระบบที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว โดยมีข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

- วงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR มีประสิทธิภาพมาก โดยเฉพาะกรณีที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว แต่อาจจะมีปัญหาเรื่องความเสถียร (Stability)

- วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ไม่มีปัญหาเรื่องความเสถียร แต่ในระบบที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว จะต้องออกแบบให้มีตัวหน่วงเวลาหรืออันดับ (Order) ที่มาก ซึ่งมีผลทำให้มีความซับซ้อนและการคำนวณมากตามไปด้วย

จากคุณสมบัติของวงจรกรองดิจิทัลในแต่ละโครงสร้างดังที่กล่าวมาได้นำมาสร้างเป็นวงจรกรองลาแกร์ (Laguerre Filter) โดยการรวมคุณสมบัติที่ดีของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR คือ ผลที่ได้มีความเสถียรและมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ รวมทั้งยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยและวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ที่มีความเหมาะสมกับระบบที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว และการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณโดยใช่วงจรกรองดิจิทัลนั้น แนวทางในการสร้างวงจรกรองดิจิทัลโครงสร้างที่เป็นแบบผสมผสานเพื่อให่วงจรกรองดิจิทัลแบบปรับตัวได้มีความเหมาะสมสำหรับสถานะที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว คือ นำเอาโครงสร้างแบบ Tapped-Delay Line Memory มาปรับปรุง ซึ่งโดยทั่วไป Tapped-Delay Line จะมีค่าเป็น z^{-1} หรือตัวหน่วงเวลา (Unit Delay) หรืออันดับ (Order) ซึ่งมีความสัมพันธ์เป็นแบบเชิงเส้นที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ โดยพื้นฐานของวงจรกรองแบบ Tapped-Delay Line Memory มาจาก Convention Tapped-Delay Line Memory ซึ่งถ้าต้องการให้ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์เป็นแบบยาว จะต้องใช้อันดับที่สูง ๆ แต่จะมีความซับซ้อนในการคำนวณมากขึ้นด้วย ดังนั้น แนวทางในการแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรง ซึ่งเกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีจำนวนมาก และทำให้ระบบมีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาวได้ โดยการนำโครงสร้างวงจรกรองลาแกร์มาทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ในการออกแบบโครงสร้างของวงจรกรองลาแกร์นั้น จะมีการประมาณค่าผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ โดยใช้อนุกรม Truncated Series ของ Orthonormal Sequences ในการสร้าง โดยสมมุติให้ Discrete-Time Laguerre Sequences [11,12,13] คือ

$$f_i(n, \alpha) = n^i \alpha^n \quad (3.7)$$

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

i คือ ค่าคงที่บวก $i = 0, 1, 2, \dots$ และ $|\alpha| < 1$

ซึ่งลำดับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการตั้งฉาก (Orthogonalization Process) แล้ว จะได้เซตตั้งฉากที่สมบูรณ์ (Complete Orthogonal Set) เป็น Laguerre Polynomial [11,12,13]

$$l_i(n, \alpha) = \sqrt{1 - \alpha^2} \sum_{j=0}^k (-1)^{k+j} \binom{k}{j} \binom{n+k-j}{k} \alpha^{n+k-2j} \quad (3.8)$$

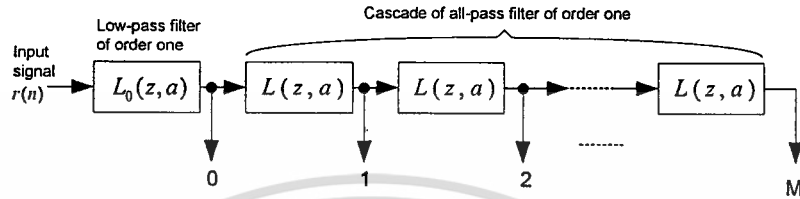
โดยสามารถแสดงในรูปแบบ Z-Transform ของ $l_i(n, \alpha)$ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_i(z, \alpha) = L_0(z, \alpha)[L_i(z, \alpha)]^i, \quad (3.9)$$

$$L_i(z, \alpha) = \sqrt{1 - \alpha^2} \frac{(z^{-1} - \alpha)^i}{(1 - \alpha z^{-1})^{i+1}} \quad (3.10)$$

โดยที่ $i = 0, 1, 2, \dots$



รูปที่ 3.7 โครงสร้างของ Laguerre Tapped-Delay Line Memory

โดยสามารถนำมาสร้างโครงสร้างของ Laguerre Tapped-Delay Line Memory ดังในรูปที่ 3.7 ซึ่งโครงสร้างนี้จะกำหนดให้วงจรกรองดิจิทัลด้านหน้าสุดของโครงสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (Low-Pass Filters of Order One) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$H(z) = \sum_{i=0}^N w_i L_i(z, \alpha) = L_0(z, \alpha) \sum_{i=1}^N w_i L_i(z, \alpha) \quad (3.11)$$

โดย

$$L_0(z, \alpha) = \frac{\sqrt{1 - \alpha^2}}{1 - \alpha z^{-1}} \quad (3.12)$$

จากสมการที่ (3.12) ที่เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) จะนำมาต่ออนุกรมกับวงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง (All-Pass Filters of Order One) โดยแต่ละวงจรกรองผ่านทุกความถี่นั้น สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$L_i(z, \alpha) = \left(\frac{z^{-1} - \alpha}{1 - \alpha z^{-1}} \right)^i \quad (3.13)$$

โดยที่ $L_0(z, \alpha)$ คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) อยู่ในตำแหน่งแรกสุดของโครงสร้างวงจรกรองลาแกร์

$L_i(z, \alpha)$ คือ วงจรกรองผ่านทุกความถี่ (All-Pass Filter) ซึ่งจะต่อแบบอนุกรมในตำแหน่งถัดไปเรื่อยๆ โดยที่จำนวนของวงจรกรองผ่านทุกความถี่นั้น จะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองลาแกร์มีค่า n จำนวน โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $|\alpha| < 1$ เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ α ของสมการที่ (3.12) และ (3.13) ให้มีค่าเท่ากับ 0 จะ
ได้

$$L_0(z, \alpha) = 1 \quad (3.14)$$

และ

$$L_i(z, \alpha) = z^{-i} \quad (3.15)$$

โดยที่ $i \geq 1$ ลำดับลาแกร์ (Laguerre Sequences) $l_i(z, \alpha)$ ที่ได้มาจากการแปลงเซตผกผันของ $L_i(z, \alpha)$ ซึ่งมาจากเซตตั้งฉากที่สมบูรณ์ (Complete Orthonormal Set) นั้น จะมีคุณสมบัติคือ

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} l_i(n, \alpha) l_j(n, \alpha) = \begin{cases} 1 & \text{for } j = i \\ 0 & \text{for } j \neq i \end{cases} \quad (3.16)$$

สำหรับ $i = 0, 1, 2, \dots$

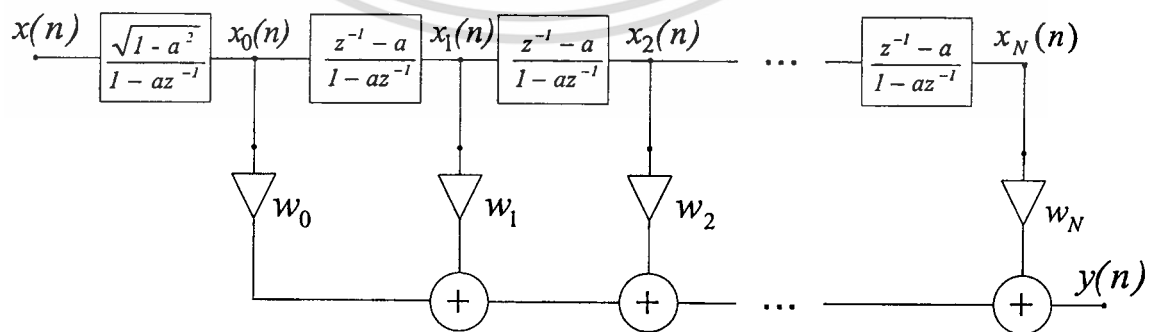
ดังนั้น $h(n)$ ในความเป็นจริงจะมีรูปแบบดังนี้

$$h(n) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} w_i(\alpha) l_i(n, \alpha) \quad (3.17)$$

และหาสัมประสิทธิ์ (Coefficients) ในการขยายได้โดย

$$w_i(\alpha) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m) l_i(m, \alpha) \quad (3.18)$$

ซึ่งค่าโพล (Pole : α) จะเป็นตัวควบคุมในฟังก์ชันลาแกร์ที่ $i \geq 0$ โดยจะต้องเลือกค่าที่เหมาะสมและ $|\alpha| < 1$ [12] โดยวงจรกรองลาแกร์นั้นมีโครงสร้างดังนี้



รูปที่ 3.8 โครงสร้างวงจรกรองลาแกร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากโครงสร้างของ Laguerre Tapped-delay Line Memory ในรูปที่ 3.7 นำมาสร้างเป็น วงจรกรองลาแกร์ดังรูปที่ 3.8 โดยการนำโครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบทรานเวอร์ซอล(Transversal Filter) ที่มีโครงสร้างแบบ FIR มารวมกับวงจรกรองลาแกร์ ซึ่งจะทำให้วงจรกรองดิจิทัลแบบใหม่นี้ มีคุณสมบัติดังนี้

1. วงจรกรองลาแกร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าโพลในฟังก์ชันถ่ายโอนให้อยู่ในระนาบ Z (Z-plane) เหมือนกับวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR โดยกำหนดให้ $z = \alpha$ โดยที่ $|\alpha| < 1$ ระบบจึงจะมี เสถียรภาพเสมอ

2. จากสมการที่ (3.14) และสมการที่ (3.15) จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนดให้ค่า $\alpha = 0$ ทำให้ โครงสร้างของวงจรกรองลาแกร์กลายเป็นโครงสร้างของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR

กำหนดให้อาต์พุตของแต่ละส่วนที่ขนานกันของวงจรกรองลาแกร์อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ (Z-domain) ดังนี้

$$x_i(z) = L_i(z)x(z)z^{-i} \quad (3.19)$$

โดยที่ $x(z)$ คือ สัญญาณอินพุตที่อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ ดังนั้นสามารถเขียนสมการ ของสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองลาแกร์ในแต่ละส่วน ซึ่งจะกำหนดให้อยู่ในรูปแบบของโดเมนเวลา (Time domain) ดังนี้

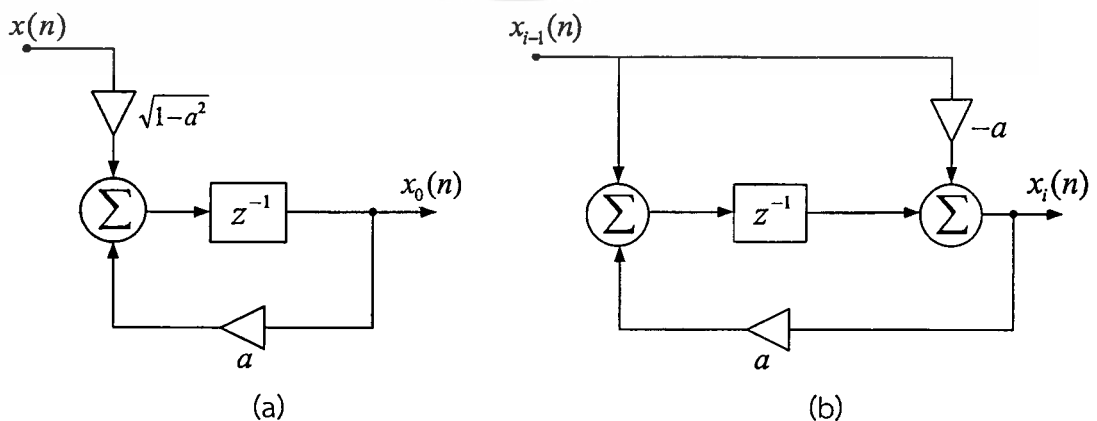
1. กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ

$$x_0(n) = \alpha x_0(n-1) + \sqrt{1-\alpha^2}x(n) \quad (3.20)$$

2. กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ คือ

$$x_i(n) = x_{i-1}(n-1) + \alpha[x_i(n-1) - x_{i-1}(n)] \quad (3.21)$$

และจากสมการที่ (3.20) และ (3.21) สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลของวงจรกรองลาแกร์ ได้ดัง รูปที่ 3.8 และ 3.9 โดยส่วนหน้าของโครงสร้างจะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และส่วนถัดไป จะเป็น วงจรกรองผ่านทุกความถี่ซึ่งต่ออนุกรมกันไปเรื่อย ๆ



รูปที่ 3.9 (a) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลาแกร์ (b) วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบลาแกร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ช่วยในการปรับแต่งสัญญาณให้มีค่าความผิดเพี้ยนให้น้อยที่สุด โดยจะอาศัยคุณสมบัติของตัวกรองสัญญาณดิจิทัลมาทำการปรับแต่งสัญญาณร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัว ถ้าทำการพิจารณาโครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลชนิด FIR แบบปรับค่าได้จะประกอบด้วยอุปกรณ์หน่วยเวลาจำนวน N ชุด วงจรคูณสัญญาณจำนวน $N+1$ ชุด และวงจรวกสัญญาณ โดยพิจารณาจากรูปที่ 3.10 แสดงโครงสร้างการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณในช่วงเวลาที่อยู่ระหว่างการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ (Weights) ที่อินพุตของวงจรมีสัญญาณ $r_k(n)$ ค่าใหม่เข้าทุก ๆ ช่วงเวลา ค่าของ $r_k(n)$ นี้ มีขนาดที่ไม่แน่นอนเพราะแปรเปลี่ยนไปตามสภาพของช่องสัญญาณและปริมาณของสัญญาณรบกวนในช่องสัญญาณในขณะนั้น ๆ ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่า $r_k(n)$ เป็นกระบวนการแบบสุ่ม โดยค่า k ที่น้อยอยู่นั้น หมายถึงผู้ใช้คนที่ k ซึ่งโครงสร้างของวงจรถูกเชื่อมต่อเชื่อมในลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่าตัวกรองความถี่แบบ Transversal ค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ w แต่ละตัวจะมีตัวแปรเวลา (n) อยู่ด้วยเพื่อบ่งบอกว่าค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้แปรเปลี่ยนตามเวลา ในช่วงที่ระบบกำลังหาค่าที่เหมาะสม ค่า w เหล่านี้อาจจะมีการปรับเปลี่ยนในทุก ๆ ครั้งที่มีการเพิ่มขึ้นของค่า (n) หรืออาจจะเปลี่ยนหลังจากที่มีข้อมูลอินพุตจำนวนหนึ่งบล็อก

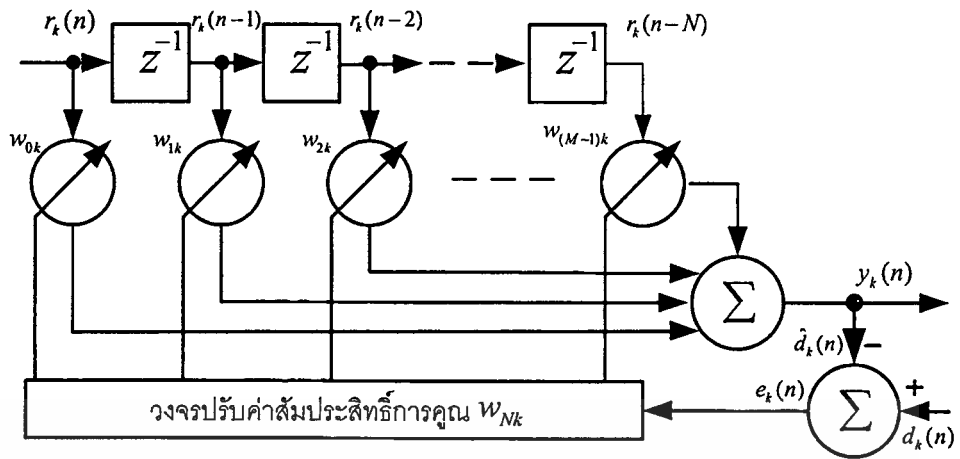
อัลกอริทึมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ จะขึ้นอยู่กับค่า $e_k(n)$ เป็นสำคัญ โดย $e_k(n)$ คือผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างค่า $d_k(n)$ กับค่า $\hat{d}_k(n)$ ซึ่งโดยทั่วไปอัลกอริทึมที่ใช้ จะพยายามปรับสัมประสิทธิ์การคูณในทิศทางที่ทำให้ค่าฟังก์ชันต้นทุน (Cost Function) ที่สนใจมีขนาดลดต่ำลงเรื่อย ๆ ค่าฟังก์ชันต้นทุนที่นิยมใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์แบบหนึ่งคือค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Mean Square Error: MSE) ระหว่างค่าของสัญญาณที่ต้องการกับค่าของสัญญาณที่ได้จากตัวปรับแต่งสัญญาณ สำหรับตัวอย่างของอัลกอริทึมที่ใช้ในการคำนวณและปรับค่าสัมประสิทธิ์คือ วิธี Least Mean Squares (LMS) [1,5,7,8] 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 สามารถปรับเปลี่ยนได้ในการคำนวณแต่ละรอบ เพื่อควบคุมอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าสัมประสิทธิ์ให้เหมาะสม การคำนวณปรับค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณจะกระทำซ้ำไปเรื่อย ๆ หลายรอบ จนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์เริ่มจะอยู่ตัวและเข้าใกล้ค่าที่ดีที่สุด เมื่อได้ค่าที่เหมาะสมแล้วกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะหยุดลง ช่วงเวลาถัดมาจะใช้ในการรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้ ในช่วงเวลานี้จะใช้ชุดสัมประสิทธิ์ที่ได้ไปจนกระทั่งมีความจำเป็นที่จะต้องปรับค่าสัมประสิทธิ์ใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 3.10 โครงสร้างพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณในช่วงเวลาที่มีการปรับชุดสัมประสิทธิ์การคูณ

จากโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณในรูปที่ 3.10 สามารถหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยวิธีการต่อไปนี้

กำหนดให้เวกเตอร์ r_k แทนสัญญาณอินพุตของตัวปรับแต่งสัญญาณ

$$r_k = [r_k(n) r_k(n-1) r_k(n-2) \dots r_k(n-N)]^T \quad (3.22)$$

โดยที่ N คือ จำนวนของชุดหน่วยเวลาของวงจรปรับแต่งสัญญาณ
 k คือ ผู้ใช้รายที่ k

และกำหนดให้เวกเตอร์ $w_{ik}(n)$ แทนค่าสัมประสิทธิ์การคูณของวงจรปรับแต่งสัญญาณ

$$w_{ik}(n) = [w_{0k}(n) w_{1k}(n) w_{2k}(n) \dots w_{Nk}(n)]^T \quad (3.23)$$

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

$$\hat{d}_k(n) = r_k(n)^T w_k(n) = w_k(n)^T r_k(n) \quad (3.24)$$

ต่อไปนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเครื่องรับที่มีผู้ใช้เพียงรายเดียว โดยในสมการจะตัดตัวแปร k ออก ดังนั้นในช่วงที่วงจรทราบค่าของชุดข้อมูลที่แท้จริง $d(n)$ (Desired response) อยู่แล้ว ค่าความแตกต่างหรือค่าผิดพลาดที่เกิดขึ้นมีค่าเป็น

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (3.25)$$

จากสมการที่ (3.24) จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e(n) = d(n) - r(n)^T w(n) = d(n) - w(n)^T r(n) \quad (3.26)$$

$$|e(n)|^2 = d(n)^2 + w(n)^T r(n) r(n)^T w(n) - 2d(n)r(n)^T w(n) \quad (3.27)$$

เมื่อหาค่าเฉลี่ยเอนเซมเบิล (ensemble) ของสมการที่ (3.27) จะได้

$$E[|e(n)|^2] = E[d(n)^2] + w(n)^T E[r(n)r(n)^T] w(n) - 2E[d(n)r(n)^T] w(n) \quad (3.28)$$

การกำหนดให้เวกเตอร์ ρ แทนสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณที่อินพุต

$$\begin{aligned} \rho &= E[d(n)r(n)] \\ &= E[d(n)r(n) \quad d(n)r(n-1) \quad d(n)r(n-2) \quad \dots \quad d(n)r(n-(M-1))]^T \end{aligned} \quad (3.29)$$

และกำหนดให้เวกเตอร์ R แทนเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุต (Input Correlation Matrix) ที่มีขนาดเท่ากับ $(N+1) \times (N+1)$ หรือบางทีจะเรียกว่า โคแวนเรียนซ์เมทริกซ์ของอินพุต (Input Covariance Matrix)

$$\begin{aligned} R &= E[r(n)r(n)^T] \\ &= E \begin{bmatrix} r(n)^2 & r(n)r(n-1) & r(n)r(n-2) & \dots & r(n)r(n-N) \\ r(n-1)r(n) & r(n-1)^2 & r(n-1)r(n-2) & \dots & r(n-1)r(n-N) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ r(n-N)r(n) & r(n-N)r(n-1) & r(n-N)r(n-2) & \dots & r(n-N)^2 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.30)$$

ถ้าหาก d_k และ r_k มีคุณลักษณะที่ไม่แปรตามเวลา (Stationary) จะได้ว่าเทอมต่าง ๆ ใน ρ และ R ก็จะไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา จากสมการที่ (3.23-3.25) จะได้ว่า

$$\text{Mean Square Error (MSE)} = \xi = E[d(n)^2] + w^T R w - 2\rho^T w \quad (3.31)$$

จากสมการที่ (3.31) สามารถหาค่าเวกเตอร์ w ที่ทำให้ค่า MSE มีขนาดต่ำที่สุด (Minimum MSE หรือ MMSE) ได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ของ ξ

$$\nabla = \frac{\partial \xi}{\partial \mathbf{w}} = \left[\frac{\partial \xi}{\partial w_0} \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial \xi}{\partial w_N} \right]^T \quad (3.32)$$

เมื่อหาอนุพันธ์ของ ξ โดยเทียบกับค่าสัมประสิทธิ์การคูณแต่ละค่าจนครบจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla = 2Rw - 2\rho \quad (3.33)$$

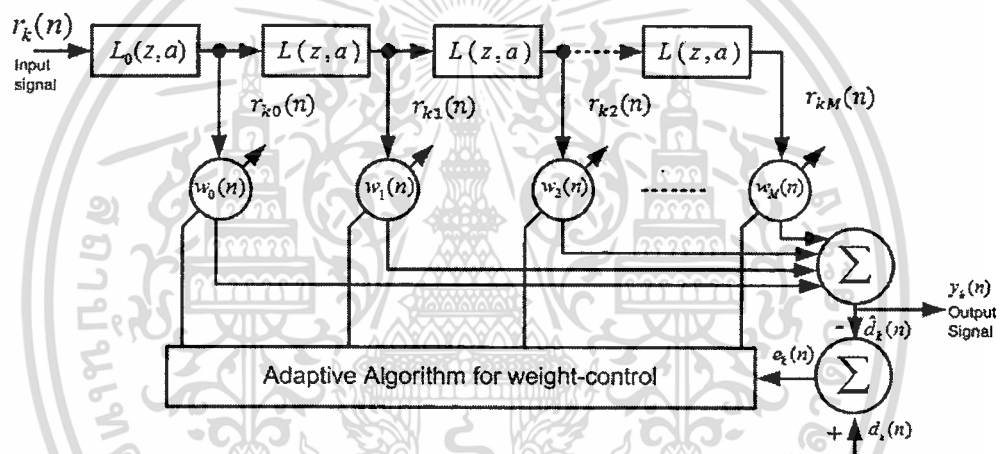
กำหนดให้ $\nabla = 0$ เพื่อหาค่าที่ต่ำที่สุดของ MSE ผลลัพธ์ที่ได้คือชุดสัมประสิทธิ์ \hat{w} ที่เหมาะสม

$$\hat{w} = R^{-1}\rho \quad (3.34)$$

เมื่อนำค่าสัมประสิทธิ์ที่คำนวณได้ไปแทนลงในสมการที่ (3.31) จะได้

$$\text{MMSE} = E[d(n)^2] + \rho^T R^{-1}\rho = E[d(n)^2] - \rho^T \hat{w} \quad (3.35)$$

3.2.1 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์



รูปที่ 3.11 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอโครงสร้างที่เหมาะสมของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ ซึ่งเกิดจากการผสมผสานวงจรกรองความถี่ที่มีโครงสร้างเป็นแบบ FIR และ วงจรกรองความถี่แบบลาแกร์ ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมปรับตัว เพื่อใช้ในการแก้ปัญหาที่เกิดจากคลื่นหลายวิถีที่รุนแรง มีการตอบสนองอิมพัลส์แบบยาว และยังคงมีเสถียรภาพเสมอ

กระบวนการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์จะ เริ่มจากการตัดสินใจเลือกโพลที่เหมาะสม เพื่อจะนำไปใช้กับวงจรกรองแบบต่ำผ่านและวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ และตั้งค่าเริ่มต้นสัมประสิทธิ์การคูณ (Taps-weight) ของตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์โดยจะกำหนดให้เป็น $w_i(0)$ จากโครงสร้างจะมี $r_k(n)$ จากสมการที่ (3.22) เป็นสัญญาณอินพุต $\hat{d}_k(n)$ เป็นสัญญาณเอาต์พุต และ $d_k(n)$ สัญญาณที่ได้จากชุดลำดับการฝึก โดยขั้นตอนในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จะขึ้นอยู่กับค่าความผิดพลาด $e(n)$ เป็นสำคัญ โดยหาค่าได้จากผลต่างดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ $e(n) = d_k(n) - \hat{d}_k(n)$ เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ใด ๆ (3.36) ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความผิดพลาด $e(n)$ จะนำไปใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ โดยผ่านกระบวนการของอัลกอริทึมแบบปรับตัว โดยสัญญาณอินพุต r_k จากสมการที่ (3.22) ที่เข้ามาจากสัญญาณที่เป็นสัญญาณโดยตรงรวมกับสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนของสิ่งปลูกสร้างคือสัญญาณที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ที่รุนแรง และรวมกับสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยสัญญาณอินพุต $r_k(n)$ จะผ่านการปรับแต่งโดยวงจรกรองแบบลาแกร์และมีการปรับค่าสัมประสิทธิ์การคูณ จากนั้นสัญญาณในแต่ละส่วนจะนำมารวมกันเป็นค่า $d_k(n)$ โดยจะนำมาหาค่าความผิดพลาด $e(n)$ เพื่อนำไปคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์การคูณใหม่ของอัลกอริทึมแบบปรับตัว กระบวนการดังกล่าวจะกระทำจนกระทั่งค่าความผิดพลาด $e(n)$ มีค่าน้อยที่สุด ซึ่งจะได้ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสม โดยการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมมีความรวดเร็วมากน้อยเพียงใดทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่า Step Size ของแต่ละอัลกอริทึม ซึ่งมีผลทำให้ระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอสซีดีเอ็มเอใช้จำนวนบิตในการเทรนนิ่งน้อยลง นั้นเป็นสิ่งที่จำเป็นมากในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ถ้าความสามารถในการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมของที่เครื่องรับเข้า จะทำให้เครื่องรับนั้นไม่สามารถรับสัญญาณได้ ดังนั้นการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมจึงเป็นสิ่งที่จำเป็นในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งเมื่อนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ ที่มีคุณสมบัติที่มีการลู่เข้าที่รวดเร็วมาใช้ร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวที่มีคุณสมบัติที่มีการลู่เข้าที่รวดเร็วด้วย จะยังเป็นผลดีมากในระบบสื่อสารที่มีช่องสัญญาณเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา เช่น ในการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายคนในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

เมื่อตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ได้ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสมแล้ว เครื่องส่งจะทำการส่งบิตสัญญาณข้อมูลออกไปแทนบิตสัญญาณเทรนนิ่งทันทีซึ่งตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ดีควรจะใช้สัญญาณในการเทรนนิ่งที่น้อย เพราะช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา และมีสัญญาณรบกวนในระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลดีเอสซีดีเอ็มเอที่มีความรุนแรง รวมถึงมีช่องสัญญาณที่ถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถีอีกด้วย ดังนั้นเครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่แบบดิจิทัลระบบดีเอสซีดีเอ็มเอที่มีประสิทธิภาพดี ควรต้องมีตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ทำให้มีอัตราความผิดพลาดบิตที่ต่ำ ความซับซ้อนน้อย และมีความรวดเร็วในการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่เหมาะสม ในสภาวะที่ช่องสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา

3.3 อัลกอริทึมสำหรับการปรับตัว

ตัวปรับแต่งสัญญาณที่สามารถปรับเปลี่ยนคุณสมบัติไปตามสภาพของช่องสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น จำเป็นจะต้องมีการปรับเปลี่ยนค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของช่องสัญญาณตลอดเวลา อัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์มีอยู่หลายรูปแบบ แต่ละวิธีมีคุณสมบัติที่แตกต่างกันไป ในการที่จะวัดสมรรถนะของอัลกอริทึมเหล่านี้ จะพิจารณาจากองค์ประกอบต่อไปนี้

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

การออกแบบอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวของตัวปรับแต่งสัญญาณนั้น สามารถกระทำได้หลากหลายมาก ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะขอกล่าวถึงรายละเอียดของอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยนำมาเปรียบเทียบคุณสมบัติด้วยกัน 4 แบบ ดังนี้

3.3.1 อัลกอริทึม Least Mean Square (LMS) [1,3,4,7]

สำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณปรับตัวได้แบบเชิงเส้นที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.10 สามารถหาค่าสัม- ประสิทธิ์ที่เหมาะสมได้โดยอาศัยความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.34) หากแต่เนื่องจากการหาค่าเม- ตริกซ์ผกผันของ R ในสมการที่ (3.35) โดยตรงนั้น ค่อนข้างมีความซับซ้อนมาก โดยเฉพาะในกรณีที่ตัวปรับแต่งสัญญาณประกอบด้วยอุปกรณ์หน่วยเวลาจำนวนมากและมีการป้อนข้อมูลเข้าสู่วงจรด้วยอัตราที่เร็วมาก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีการนำเทคนิคที่เรียกว่า Steepest descent มาใช้ในการหาชุดสัม- ประสิทธิ์ที่เหมาะสมแทน สำหรับขั้นตอนการทำงานของเทคนิคดังกล่าวมีรายละเอียดดังนี้

1. กำหนดค่าตั้งต้นให้กับเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ $w(0)$ ซึ่งสามารถกำหนดให้มีค่าได้อย่างอิสระค่านี้จึงเป็นเหมือนจุดเริ่มแรกในการค้นหาจุดต่ำสุดของระบบในลำดับต่อไป สำหรับค่าที่ใช้กันทั่วไปคือตั้งให้มีค่าเป็น 0 ทั้งหมด

2. จากจุดเริ่มต้นดังกล่าวให้คำนวณหาเวกเตอร์เกรเดียนต์ (Gradient vector) ของค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสอง $J(n)$ เทียบกับเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ $w(n)$ สังเกตว่าได้ใช้ตัวแปร $J(n)$ แทนที่ ϵ ซึ่งมีดัชนี n เพิ่มเข้ามาเพื่อใช้บ่งบอกถึงรอบหรือครั้งของการปรับตัว

3. ปรับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ใหม่โดยอาศัยเวกเตอร์เกรเดียนต์ในการบอกทิศทางของการปรับกล่าวคือ จะปรับในทิศทางตรงกันข้ามกับค่าของเวกเตอร์เกรเดียนต์ คำนวณค่าเฉลี่ยความผิดพลาดยกกำลังสอง (MSE) ใหม่โดยใช้เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ชุดใหม่

4. กลับไปทำซ้ำในขั้นตอนที่ 2 ใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$w(n+1) = w(n) + \frac{1}{2}\mu[-\nabla(n)] \quad (3.37)$$

โดย μ เป็นค่าคงที่บวก

และจากสมการที่ (3.33) เวกเตอร์เกรเดียนต์มีค่าดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \nabla(n) &= \frac{\partial J(n)}{\partial w_k} \\ &= 2\rho + 2Rw(n) \end{aligned} \quad (3.38)$$

ในการคำนวณตรงนี้จำเป็นที่จะต้องทราบค่าของเมทริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุต R และเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ ρ จากระบบที่พิจารณา จากนั้นแทนค่า $\nabla(n)$ ตามสมการที่ (3.38) ลงในสมการที่ (3.37) ผลที่ได้ คือ

$$w(n+1) = w(n) + \mu[\rho - Rw(n)] \quad \text{สำหรับ } n = 1, 2, 3 \dots \quad (3.39)$$

กระบวนการของเทคนิค Steepest descent จะกระทำแบบวนซ้ำจนกระทั่งเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่ได้ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม สังเกตว่า μ คือพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดช่วงการปรับแต่ละครั้ง หากตั้งให้มีค่าที่ใหญ่กระบวนการปรับสัมประสิทธิ์จะลู่เข้าสู่จุดอยู่ตัวของระบบได้อย่างรวดเร็ว แต่ถ้าใหญ่เกินไปผลที่ได้จากการปรับจะไม่ดี เพราะระบบอาจจะแกว่งไปมาไม่ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม

จากที่ได้กล่าวมาทั้งหมด จะเห็นได้ว่าในการปรับค่าสัมประสิทธิ์จำเป็นที่จะต้องทราบค่าเวกเตอร์เกรเดียนต์ในการปรับแต่ละรอบ และจะต้องเลือกค่าคงที่ μ ให้เหมาะสมกับระบบ ระบบจึงจะให้ผลที่ถูกต้องและลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม ในทางปฏิบัติ เป็นเรื่องยากที่จะสามารถวัดค่าเวกเตอร์เกรเดียนต์ให้ถูกต้อง ดังนั้นการใช้งานจริง จึงมักจะต้องอาศัยค่าประมาณแทน โดยจะประมาณจากข้อมูลเข้า
เอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ได้รับ ขั้นตอนในการประมาณค่าที่รู้จักกันทั่วไปวิธีหนึ่งมีชื่อเรียกว่าอัลกอริทึม Least Mean Square (LMS) การประมาณของอัลกอริทึม LMS จะใช้ข้อมูลที่ได้รับ ณ ขณะนั้น ๆ มาใช้แทนในเมตริกซ์ R และเวกเตอร์ p เพื่อใช้ในการประมาณเวกเตอร์เกรเดียนต์ นั่นคือ

$$\hat{R} = r(n)r^T(n) \quad (3.40)$$

$$\hat{p} = r(n)d(n) \quad (3.41)$$

โดยเวกเตอร์ $r(n)$ คือ เวกเตอร์ r_k ที่กำหนดในสมการที่ (2.8) และ $d(n)$ คือ b_k ด้วยเช่นกัน สำหรับค่าประมาณของเวกเตอร์เกรเดียนต์ สามารถคำนวณได้เป็น

$$\hat{J}(n) = -2r(n)d(n) + 2r(n)r^T(n)\hat{w}(n) \quad (3.42)$$

นำเวกเตอร์เกรเดียนต์ที่คำนวณได้ไปแทนลงในสมการที่ (3.39)

$$\begin{aligned} \hat{w}(n+1) &= \hat{w}(n) + \mu r(n)[d(n) - r^T(n)\hat{w}(n)] \\ &= \hat{w}(n) + \mu r(n)e(n) \end{aligned} \quad (3.43)$$

จากที่ได้อธิบายมาทั้งหมด สามารถสรุปการทำงานของอัลกอริทึม LMS ได้ดังนี้ ขั้นแรกจะทำการเลือกค่าตั้งต้นของสัมประสิทธิ์ชุดหนึ่ง โดยแรนดอมหรือกำหนดให้เป็นศูนย์ทั้งหมด จากนั้นก็ทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์แต่ละค่าเหล่านั้นทีละนิต เพื่อให้ได้ค่า MSE ที่มีขนาดต่ำลงเรื่อย ๆ โดยการปรับในแต่ละรอบนั้นจะอาศัยสมการต่อไปนี้

$$d(n) = w^T(n)r(n) \quad (3.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

$$w(n+1) = w(n) - \mu r(n)e(n) \quad (3.46)$$

โดยที่ n เป็นค่าที่บ่งถึงรอบของการปรับค่าสัมประสิทธิ์ μ คือ ค่าคงที่เล็ก ๆ ค่าหนึ่งที่ใช้ในการควบคุมอัตราการลู่เข้าของค่าสัมประสิทธิ์แต่ละรอบ โดยค่านี้ควรจะเล็กพอที่จะทำให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์มีเสถียรภาพ สามารถลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมได้โดยไม่มีปัญหาของการแกว่ง

3.3.2 อัลกอริทึม Recursive Least Squares (RLS)[1,3,4,5,18].

การปรับค่าสัมประสิทธิ์ให้ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม โดยวิธี Gradient-based LMS นั้น การลู่เข้ามีค่าที่เหมาะสมทำได้ช้ามาก โดยเฉพาะในสภาพที่ Eigen values ของเมตริกซ์โคเวเรียนซ์ อินพุต (Input Covariance Matrix) R มีค่าที่แตกต่างกันมาก ๆ เพื่อให้การปรับค่าสัมประสิทธิ์สามารถกระทำได้รวดเร็วมากขึ้น จำเป็นต้องอาศัยวิธี Least Square Approach แทนการใช้ Statistical Approach ดังที่ใช้ในอัลกอริทึมแบบ LMS หลักการสำคัญก็คือการใช้ค่าเฉลี่ยทางเวลา (Time Average) ของสัญญาณที่รับได้ แทนการใช้ค่าเฉลี่ยทางสถิติ (Statistical Average) เทคนิคหรือวิธีการนี้มีชื่อเรียกว่า Recursive Least Squares (RLS)

ค่า Least Square Error โดยอาศัยค่าเฉลี่ยทางเวลานิยามให้มีค่าเท่ากับ

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e^*(i,n)e(i,n) \quad (3.47)$$

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

$$e(i,n) = d(i) - r^T(i)w(n) \quad 0 \leq i \leq n \quad (3.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$r(i) = [r(i), r(i+1), \dots, r(i-N+1)]^T \quad (3.49)$$

โดยที่ $r(i)$ คือ เวกเตอร์ของข้อมูลที่อินพุต ณ เวลา i

$w(n)$ คือ เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ชุดใหม่ของวงจรถัด ณ เวลา n

$e(i, n)$ คือ ค่าความผิดพลาดที่ได้จากการใช้สัมประสิทธิ์ของวงจรถัดใหม่ ณ เวลา n

ในการทดสอบกับข้อมูลเก่า ณ เวลา i

$J(n)$ คือ Cumulative Squared Error ของการใช้สัมประสิทธิ์วงจรถัดใหม่กับชุดข้อมูลเก่า

ในการหาค่าต่ำสุดของ Least Square Error $J(n)$ สามารถทำได้โดยคำนวณค่าเกรเดียนต์ของ $J(n)$ ในสมการที่ (3.47) และกำหนดให้เป็นศูนย์

$$\frac{\partial}{\partial w} J(n) = 0 \quad (3.50)$$

จากสมการที่ (3.47) - (3.48) สามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$R(n)\hat{w} = \rho(n) \quad (3.51)$$

โดย \hat{w} เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม

$$R(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} r^*(i) r^T(i) \quad (3.52)$$

$$\rho(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-1} d^*(i) r(i) \quad (3.53)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R(n) = \lambda R(n-1) + r(n)r^T(n) \quad (3.54)$$

$$R^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} \left[R^{-1}(n-1) - \frac{R^{-1}(n-1)r(n)r^T(n)R^{-1}(n-1)}{\lambda + \mu(n)} \right] \quad (3.55)$$

โดย

$$\mu(n) = r^T(n)R^{-1}(n-1)r(n) \quad (3.56)$$

จากสมการความสัมพันธ์ในรูปของรีเคอร์ซีฟเหล่านี้ ทำให้สามารถเขียนสมการการปรับค่าสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึมแบบ RLS ได้ดังนี้

$$w(n) = w(n-1) + k(n)e^*(n, n-1) \quad (3.57)$$

โดย

$$k(n) = \frac{R^{-1}(n-1)r(n)}{\lambda + \mu(n)} \quad (3.58)$$

เมื่อพิจารณาอัลกอริทึมการปรับตัวแบบ RLS โดยรวมแล้ว สามารถสรุปขั้นตอนการทำงานได้ดังนี้

1. กำหนดค่าตั้งต้น

$$w(0) = k(0) = \hat{d}(0) = 0 \quad (3.59)$$

$$R^{-1}(0) = \delta I \quad (3.60)$$

โดย I คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $N \times N$

δ คือ ค่าคงที่ขนาดใหญ่

2. คำนวณค่าต่าง ๆ อย่างรีเคอร์ซีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{d}(n) = w^T(n-1)r(n) \quad (3.61)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (3.62)$$

$$k(n) = \frac{R^{-1}(n-1)r(n)}{\lambda + r^T(n)R^{-1}(n-1)r(n)} \quad (3.63)$$

$$R^{-1}(n) = \frac{1}{\lambda} [R^{-1}(n-1) - k(n)r^T(n)R^{-1}(n-1)] \quad (3.64)$$

$$w(n) = w(n-1) + k(n)e^*(n) \quad (3.65)$$

3.3.3 อัลกอริทึมไซน์[8]

ในการปรับปรุงโครงสร้างของ LMS อัลกอริทึมให้มีความซับซ้อนน้อยลงและง่ายต่อการใช้งานนั้น ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและไซน์อัลกอริทึมก็ได้ถูกนำมาใช้เพื่อลดการทำงานที่ซับซ้อนในด้านฮาร์ดแวร์ของ LMS อัลกอริทึมอีกด้วย โดยแบ่งออกเป็น 3 รูปแบบด้วยกันคือ

1. The Sign Algorithm (SA) เป็นผลมาจาก LMS อัลกอริทึมแบบ recursion โดยแทนที่สัญญาณความผิดพลาดด้วยฟังก์ชันซิกนัม (Signum Function) หรือ ไซน์ (Sign Function) ดังสมการ

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu \text{sign}(e(n))x(n) \quad (3.66)$$

เนื่องจากการแทนที่สัญญาณความผิดพลาดด้วยฟังก์ชันไซน์นั้นทำให้โครงสร้างในส่วนของ การติดตั้งอุปกรณ์มีราคาลดลงมากกว่า LMS อัลกอริทึมแบบ recursion ทั่วไป โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ใน การใช้งานที่ต้องการความเร็วสูงในการคำนวณ ซึ่งฮาร์ดแวร์ของอัลกอริทึมนี้เป็นสิ่งที่ต้องคำนึงถึง เป็นพิเศษ นอกจากนี้ สัมประสิทธิ์ในการปรับค่าก้าวกระโดด (Step size parameter) มักจะถูก กำหนดให้ใช้การคูณด้วย 2 ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องมีพจน์ผลคูณใด ๆ เพิ่มเติมอีกใน recursion แบบ นี้ จำนวนรอบที่ก้าวกระโดดและการบวกหรือลบ นั้นเพียงพอแล้วสำหรับการปรับค่าถ่วงน้ำหนักของ วงจรกรอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. The Signed-Regressor Algorithm (SR) โดยอัลกอริทึมนี้ได้ทำการแทนที่สัญญาณอินพุตของวง จรกรองด้วยเวกเตอร์ $\text{sign}(x(n))$ โดยที่ฟังก์ชันไซน์ถูกเพิ่มเข้าไปในเวกเตอร์สัญญาณอินพุต สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n)\text{sign}(x(n)) \quad (3.67)$$

ถึงแม้ว่าจะมีรูปแบบการทำงานที่คล้ายกัน แต่ทว่า SR อัลกอริทึมนั้น ทำงานได้ดีกว่าไซน์อัลกอริทึมมาก

3. The Sign-Sign Algorithm (SS) หรือที่เข้าใจกันโดยทั่วไปว่า เป็นการรวมการทำงานระหว่าง SA และ SR อัลกอริทึม สามารถแสดงการทำงานในรูปแบบของสมการได้ดังนี้

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu \text{sign}(e(n))\text{sign}(x(n)) \quad (3.68)$$

แม้ว่าในกรณีตัวอย่างที่ได้ทำการศึกษามานั้นพบว่า อัลกอริทึมไซน์ทั้ง 3 นั้นมีการทำงานที่ดี มีการลู่เข้าที่สมบูรณ์ แต่ในความเป็นจริง ในการใช้งานจริงนั้น อาจจะได้ไม่มีการลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ที่สมบูรณ์ทุกครั้งไป อย่างเช่น สมการค่าการลู่เข้าของค่าถ่วงน้ำหนักของ SS อัลกอริทึม ดังนี้

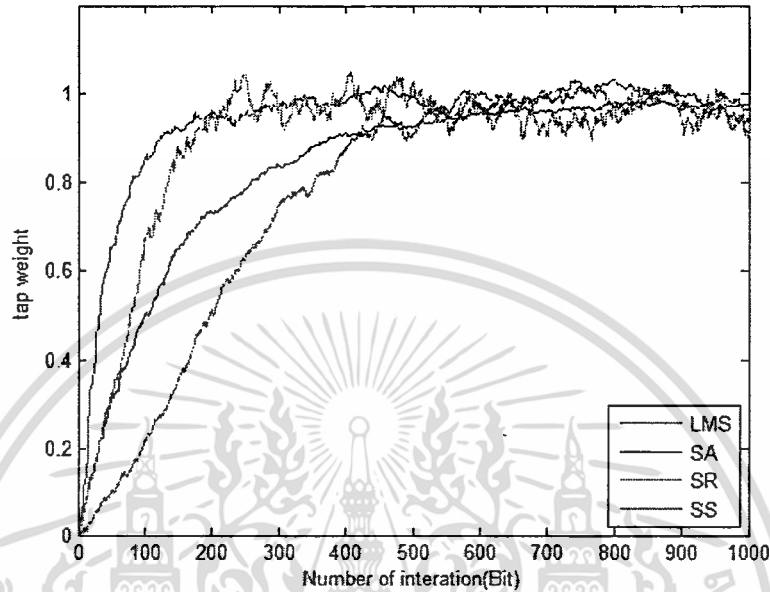
$$E[\text{sign}(e(n))x(n)] = 0 \quad (3.69)$$

ซึ่งอาจจะมีค่าไม่เท่ากับคุณสมบัติพื้นฐานของการตั้งฉาก ดังนี้

$$E[e(n)x(n)] = 0 \quad (3.70)$$

ซึ่งตรงกับสมการของ Wiener-Hopf ยกตัวอย่างเช่น เมื่อเวกเตอร์อินพุต $x(n)$ แต่ละตัว มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 แต่มีคุณสมบัติการกระจายตัวแบบไม่สมมาตร ในกรณีแบบนี้จะใช้วิธีการแก้ปัญหาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ให้พิมพ์เอกสารนี้เห็นค่า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นเดียวกับสมการที่ (3.69) และ (3.70) ซึ่งจะได้ชุดของค่าถ่วงน้ำหนักที่ต่างกัน 2 ชุด อย่างไรก็ตาม ควรจะให้ความสำคัญเนื่องจากในการทำงานส่วนใหญ่ นั้นมักจะไม่มีกรณีแบบนี้เกิดขึ้น และแม้ว่าจะเกิดขึ้นมีวิธีแก้ไขตามสมการที่ (3.69) และ (3.70) เสมอ



รูปที่ 3.12 คุณสมบัติการลู่เข้าของแต่ละอัลกอริทึม

จากรูป 3.12 จะเห็นได้ว่า SR อัลกอริทึมจะมีการลู่เข้าที่ใกล้เคียงกับ LMS อัลกอริทึม อย่างไรก็ตาม ทั้ง SA และ SS อัลกอริทึม นั้น มีการลู่เข้าที่ช้ากว่า LMS อัลกอริทึมมากอย่างเห็นได้ชัด ซึ่งอัตราการลู่เข้าของแต่ละอัลกอริทึมนี้ค่อนข้างจะแปลกไปจากทฤษฎี โดยจะมีการลู่เข้าที่ช้าในช่วงเริ่มต้นการทำงาน แต่จะเร็วขึ้นเมื่อ MSE ลดลง ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

เมื่อพิจารณาที่ Sign recursion อัลกอริทึม ซึ่งเขียนสมการการทำงานได้ดังนี้

$$W(n+1) = w(n) + 2\mu \frac{e(n)}{|e(n)|} x(n) \quad (3.71)$$

เมื่อกำหนดให้ $\text{sign}(e(n)) = e(n)/|e(n)|$ สามารถเขียนรูปสมการใหม่ได้ดังนี้

$$W(n+1) = w(n) + 2 \frac{\mu}{|e(n)|} e(n) x(n) \quad (3.72)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.72) แสดงให้เห็นว่า SA อัลกอริทึมนี้มีการทำงานที่เหมือนกับ LMS อัลกอริทึมที่ใช้ variable step-size $\hat{\mu}(n) = \mu/|e(n)|$ ค่า $\hat{\mu}(n)$ มีค่าสูงขึ้นโดยเฉลี่ย เช่นเดียวกับ ค่าการลู่เข้าของ SA อัลกอริทึม เมื่อ $e(n)$ มีค่าลดลง ดังนั้น เพื่อให้การทำงานของ SA อัลกอริทึมมีความเสถียร คือการที่มีค่าความผิดพลาดที่ลดลง จึงต้องใช้ค่าก้าวกระโดดที่มีค่าน้อย ๆ ในการเลือกใช้ ค่าก้าวกระโดดน้อย ๆ นำไปสู่การมีค่า $\hat{\mu}(n)$ ต่ำ ในส่วนของการเริ่มต้นการทำงานของ SA อัลกอริทึม ซึ่งสามารถอธิบายผลของการลู่เข้าที่ค่อนข้างช้าในช่วงเริ่มต้นของการทำงาน อย่างไรก็ตาม เมื่อค่าการลู่เข้า และค่าความผิดพลาดมีขนาดน้อยลง ทำให้ค่าก้าวกระโดดมีขนาดใหญ่ขึ้นซึ่งจำเป็นไปสู่การลู่เข้าที่เร็วขึ้นในภายหลัง

ในแนวทางเดียวกันสามารถอธิบายพฤติกรรมของ SR อัลกอริทึม ซึ่งในกรณีนี้แต่ละแทป (Tap) ของวงจรรองถูกควบคุมด้วยค่าก้าวกระโดดปรับค่าได้แต่ละตัว โดยเฉพาะอย่างยิ่งค่าก้าวกระโดดของแทปแต่ละตัวในวงจรรองในแต่ละรอบการทำงานมีค่าดังนี้ $\hat{\mu}_i(n) = \mu/|x(n-i)|$ เมื่อ μ คือค่ามาตรฐานของทุกแทป ความแตกต่างของค่าก้าวกระโดดปรับค่าได้หรือ $\hat{\mu}(n)$ ระหว่าง SR อัลกอริทึมและ SA อัลกอริทึม คือค่า $\hat{\mu}_i(n)$ ของ SR อัลกอริทึม มีความเป็นอิสระต่อการลู่เข้าของ วงจรรอง (The Filter Convergence) ในส่วนของค่า μ ได้มาจากค่าเฉลี่ยของขนาดของเวกเตอร์ $|x(n)|$ ซึ่งนำไปสู่คุณสมบัติการลู่เข้าของ SR อัลกอริทึมที่มากกว่า เมื่อเปรียบเทียบกับ SA อัลกอริทึม ในการแทนที่ $x(n-i)$ ด้วยไซน์ของตัวมันเองนำไปสู่การเพิ่มขึ้นของเวลาที่อัลกอริทึมใช้ในการรู้จำค่า ความชันด้วยตัวประกอบ $\pi/2$ ซึ่งใช้อธิบายการเพิ่มขึ้นของเวลาที่ใช้ในการลู่เข้าของ SR อัลกอริทึม

3.3.4 อัลกอริทึมไซน์รูปแบบใหม่ที่ใช้ในบทวิจัย

จากข้อดีของไซน์อัลกอริทึมที่สามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณและมีประสิทธิภาพสูง ในการทำงาน วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงมุ่งเน้นในการปรับแต่งอัลกอริทึมไซน์ เพื่อให้สามารถทำงานร่วมกับวงจรรองดิจิทัลโครงสร้างลาแกร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ รูปแบบที่ได้พัฒนาขึ้นใหม่นั้น มี 3 แบบด้วยกัน ดังนี้

3.3.4.1. อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่รูปแบบที่ 1

หลักการการทำงานของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่รูปแบบที่ 1 (Modified Sign-Algorithm type 1) นี้อยู่บนพื้นฐานของ SR อัลกอริทึม โดยมีรูปแบบการปรับค่าถ่วงน้ำหนักตามสมการดังนี้

$$w(n) = w(n-1) + \mu \text{Sign}(x(n))e^*(n) \quad (3.73)$$

โดยที่ $e^*(n)$ คือค่าคอนจูเกตเชิงซ้อนของสัญญาณความผิดพลาด
 $x(n)$ คือสัญญาณอินพุตที่ได้รับจากวงจรรองดิจิทัล

μ คือค่าก้าวกระโดด (Step Size)

$w(n)$ คือค่าถ่วงน้ำหนักของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

3.3.4.2. อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 2

หลักการทํางานของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 2 (Modified Sign-Algorithm type 2) อยู่บนพื้นฐานของ SR อัลกอริทึม โดยมีการเพิ่มการใช้ฟังก์ชันอัสสัมพันธ์ของความผิดพลาด ทำให้ได้รูปแบบการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก ตามสมการดังนี้

$$A(n) = 1 - \mu e(n-1) \quad (3.74)$$

$$w(n) = w(n-1) + \mu \text{Sign}(x(n))e(n) \left[\frac{1-A(n)}{1+A(n)} \right] \quad (3.75)$$

จากสมการที่ (3.74) และ (3.75) สามารถจัดรูปแบบสมการการปรับค่าถ่วงน้ำหนักได้ใหม่ ดังนี้

$$w(n) = w(n-1) + \left[\frac{\mu^2 \text{sign}(x(n))e(n)e(n-1)}{2 - \mu e(n-1)} \right] \quad (3.76)$$

3.3.4.3. อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 3

หลักการทํางานของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 3 (Modified Sign-Algorithm type 3) เป็นการปรับรูปแบบการทํางานของอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 2 เพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณให้น้อยลงโดยมีการใช้ผลต่างของสัญญาณความผิดพลาด ทำให้ได้รูปแบบการปรับค่าถ่วงน้ำหนัก ตามสมการดังนี้

$$A(n) = e(n) - \mu e(n-1) \quad (3.77)$$

$$w(n) = w(n-1) + \mu \text{sign}(x(n))A^*(n) \quad (3.78)$$

โดยที่ $A^*(n)$ คือค่าคอนจูเกตเชิงซ้อนของ $A(n)$

จากอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 รูปแบบ สามารถเปรียบเทียบการคำนวณของแต่ละอัลกอริทึมได้ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบการคำนวณของแต่ละอัลกอริทึม

<i>Algorithms</i>	<i>Multiply</i>	<i>Add</i>	<i>Sign</i>
LMS	2	2	-
SR	2	2	1
RLS	7	4	-
Modified Sign-Algorithm Type 1	2	2	1
Modified Sign-Algorithm Type 2	6	3	1
Modified Sign-Algorithm Type 3	3	3	1

3.4 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของตัววัดสมรรถนะ

3.4.1 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio, SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน ของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับ ซึ่งมีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) ดังนี้

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A^2}{\sigma^2} \right) \quad (3.73)$$

เมื่อ A คือ ขนาดสัญญาณ และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งคือ กำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

3.4.2 อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์ (Symbol Error Rate: SER)

อัตราความผิดพลาดสัญลักษณ์หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดสัญลักษณ์ เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบ ซึ่งจะทำการพิจารณาที่การตีเทกต์สัญลักษณ์ที่ได้ โดยพิจารณาในสภาวะต่าง ๆ เช่นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน

3.4.3 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตหรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่พิจารณาในสภาวะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ค่าความผิดพลาดบิตจะนับเมื่อสิ้นสุดการตัดสินใจของวงจรตัดสินใจบิต (Decision Circuit) ในแต่ละบิต และสามารถเริ่มนับได้ตั้งแต่สิ้นสุดการตัดสินใจของวงจรตัดสินใจบิตสำหรับข้อมูลบิตแรก

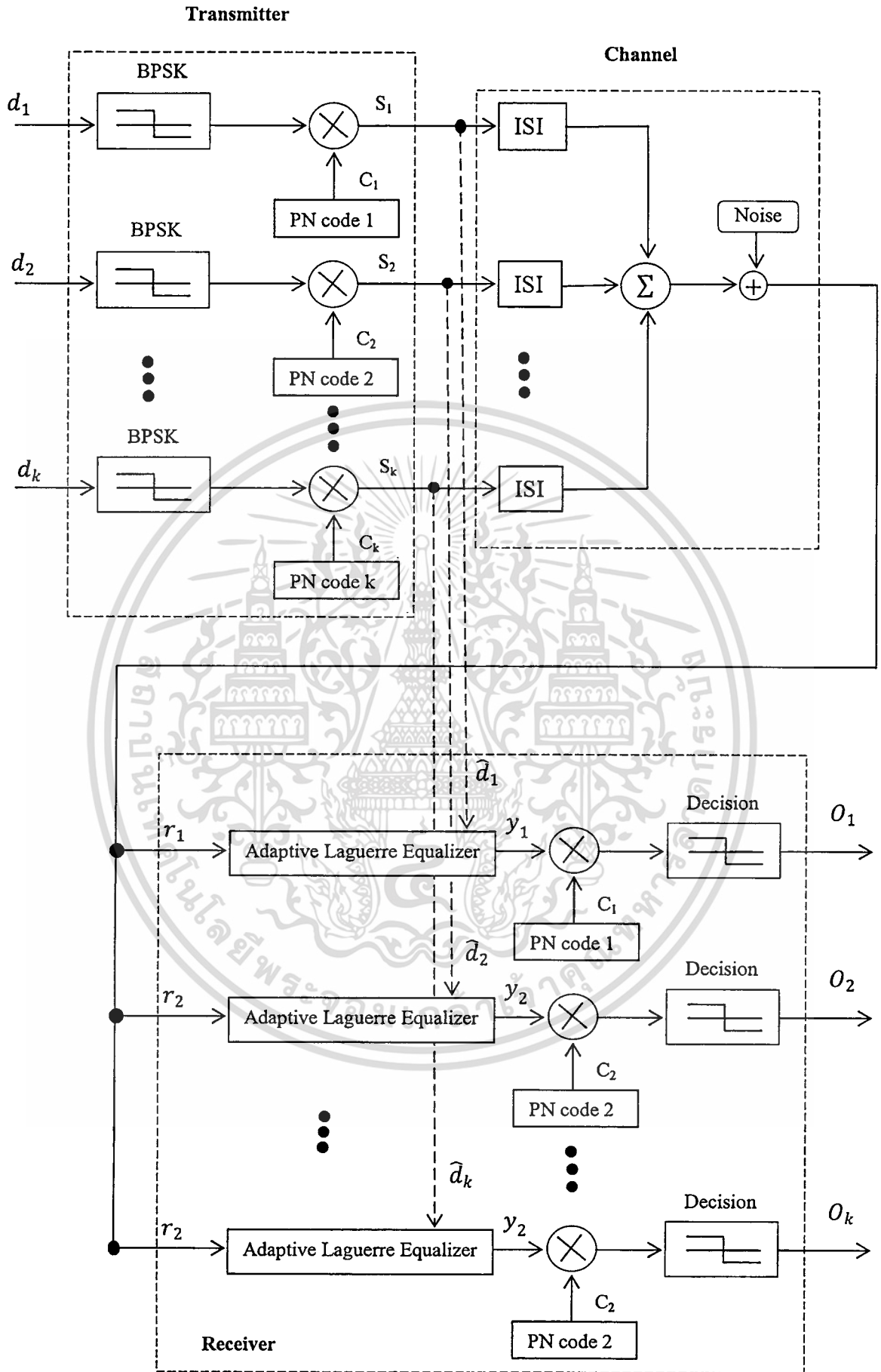
บทที่ 4

การจำลองระบบและผลการทดลอง

ในบทนี้จะนำเสนอผลการจำลองการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้โครงสร้างลาแกร์ร่วมกับอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นใหม่ทั้ง 3 แบบ ซึ่งทำงานในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีผู้ ใช้หลายราย โครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณแบบลาแกร์นี้พัฒนามาจากโครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณแบบ FIR และ IIR โดยนำจุดเด่นของโครงสร้างทั้งสองแบบ[รวมกัน นั่นคือ ความมีเสถียรภาพในการทำงานของโครงสร้าง FIR และ การรองรับระบบที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์แบบยาวของโครงสร้าง IIR

จากการที่ได้มีผู้ศึกษามาก่อนหน้านี้ [11,12,13,17] พบว่า โครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณแบบลาแกร์นั้นช่วยลดปัญหาในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงได้ทำการศึกษาและพัฒนาอัลกอริทึมที่เหมาะสมสำหรับใช้งานร่วมกับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์ โดยได้ทำการพัฒนาอัลกอริทึมที่พัฒนาขึ้นใหม่ 3 รูปแบบด้วยกัน เนื่องจากคุณสมบัติพิเศษของอัลกอริทึมที่ช่วยลดความซับซ้อนในการคำนวณ ทั้งยังให้ประสิทธิภาพในการทำงานที่ดียิ่งขึ้นอย่างเห็นได้ชัด การจำลองการทำงานบนเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วยโปรแกรม MATLAB ยืนยันได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวที่นำเสนอนี้ ให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตที่ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐาน โดยการจำลองการทำงานในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะจำลองการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ซึ่งมีการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ มีสภาวะแวดล้อมที่ช่องสัญญาณถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถีและสัญญาณรบกวนแบบขาว โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบสื่อสารที่ได้จากการจำลองการทำงานดังรูปที่ 4.1

การจำลองระบบและวิเคราะห์ผลจะแบ่งออกเป็น 5 หัวข้อ หัวข้อแรกจะกล่าวถึงผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่เกิดจากการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ หัวข้อที่ 2 เป็นการจำลองแบบและวิเคราะห์ผลกระทบที่เกิดกับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ เนื่องจากการแทรกสอดของคลื่นหลายวิถี หัวข้อที่ 3 เป็นการจำลองแบบและวิเคราะห์ถึงคุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอใหม่ทั้ง 3 แบบ โดยมีการเปรียบเทียบอัลกอริทึมที่เหมาะสมเพื่อให้ได้อัลกอริทึมที่มีคุณสมบัติการลู่เข้าที่ดีที่สุดและมีความผิดพลาดบิตน้อยที่สุด หัวข้อถัดมาเป็นการนำเอาตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์มาใช้งานร่วมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอใหม่เพื่อแก้ปัญหาต่าง ๆ ของระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยมีการเปรียบเทียบกับผลของอัตราความผิดพลาดบิตข้อมูล และหัวข้อสุดท้ายเป็นการสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบ

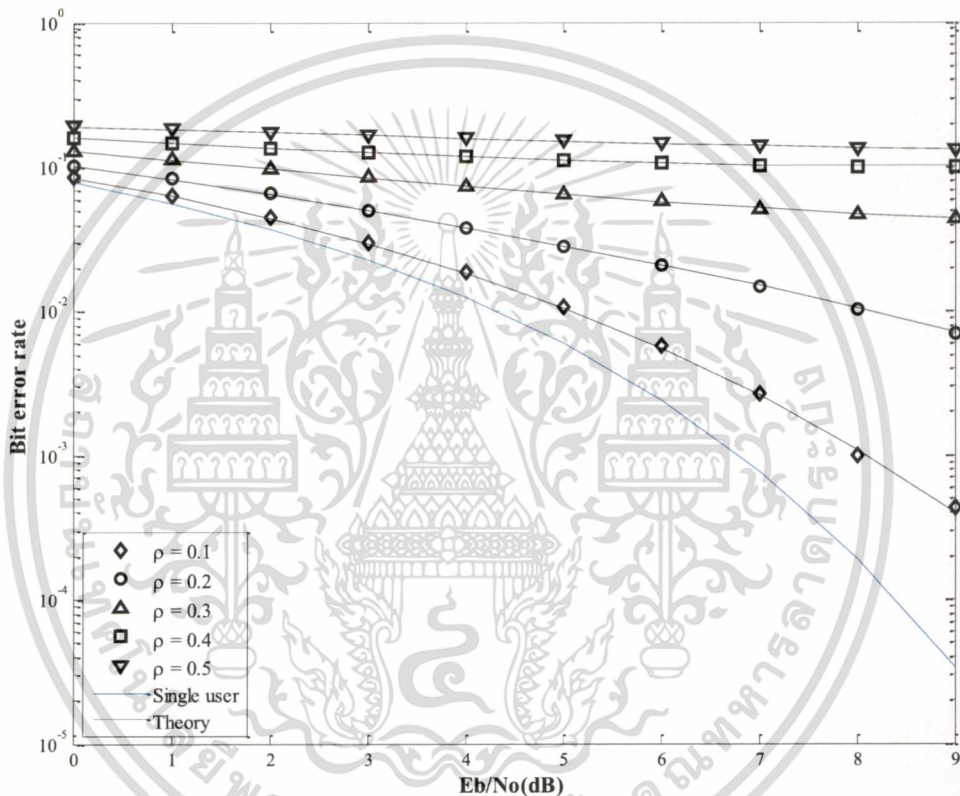


รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมแบบจำลองระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1 การทดสอบผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ต่อสมรรถนะของระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ

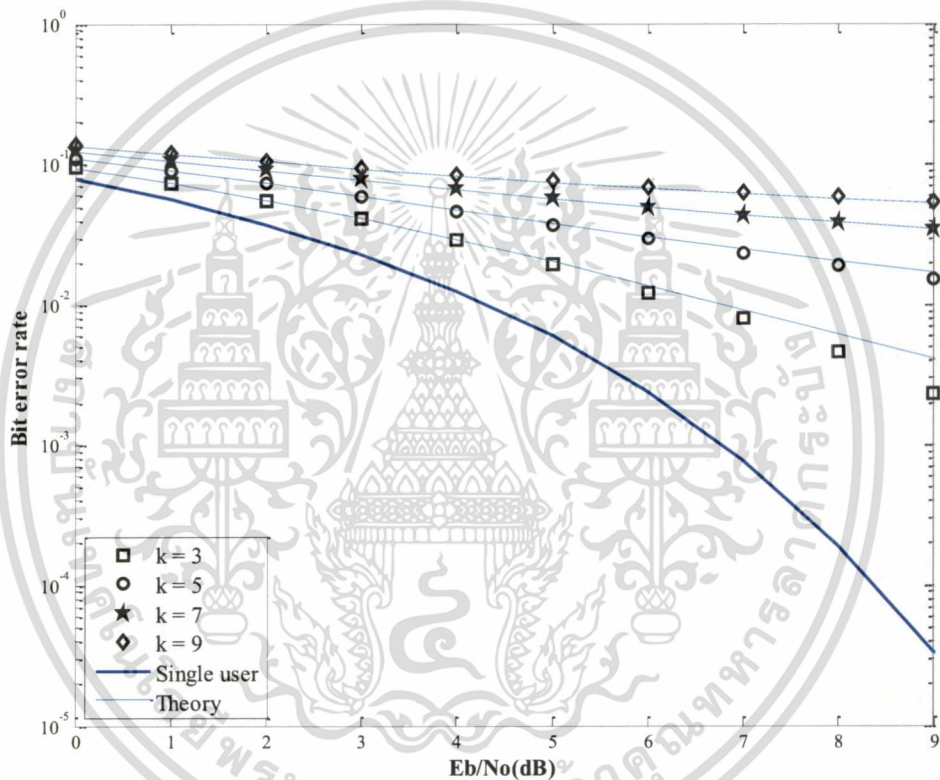
การทดลองใช้ข้อมูลในการทดสอบจำนวนบิตข้อมูล 100,000 บิต จำนวนผู้ใช้งาน 4 ราย ในช่วงที่สัญญาณมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่ E_b/N_0 อยู่ระหว่าง 0 ถึง 9 dB ในการทดสอบจะปรับเปลี่ยนค่าสหสัมพันธ์ไขว้ของชุดรหัส ไปตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่ระบบมีผู้ใช้เพียงรายเดียว เพื่อให้เห็นถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่มีต่ออัตราความผิดพลาดบิต โดยได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร ดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีผู้ใช้งานระบบ 4 ราย ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่แตกต่างกันตั้งแต่ 0.1 - 0.5

จากรูปที่ 4.2 จะเห็นว่าอัตราความผิดพลาดมีค่าสูงขึ้น เมื่อค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ มีขนาดเพิ่มขึ้นจาก 0.1 ไปถึง 0.5 ในสภาพที่ ρ มีค่าสูงขึ้น สัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ก็มีขนาดเพิ่มมากขึ้น การเพิ่มขึ้นของสัญญาณแทรกสอดเหล่านี้มีผลอย่างมากต่อการตัดสินใจบิต ทำให้อัตราความผิดพลาดสูงขึ้นเรื่อย ๆ จุดที่น่าสังเกตคือ ในกรณีที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสยังมีค่าไม่สูงนัก เช่น $\rho = 0.1$ สามารถปรับปรุงสมรรถนะของระบบให้ดีขึ้นได้โดยการเพิ่มกำลังส่ง แต่เมื่อพิจารณาในสภาพที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสมีค่าสูง เช่น $\rho = 0.5$ พบว่า การเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้ไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นเท่าใดนัก เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะในกรณีที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสยังมีค่า

ไม่สูง สัญญาณแทรกสอด MAI ยังมีปริมาณไม่มากนัก สมรรถนะของระบบจึงขึ้นอยู่กับผลของสัญญาณรบกวน AWGN เป็นหลัก การเพิ่มกำลังส่งจึงช่วยให้อัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นได้ ในทางกลับกันเมื่อชุดรหัสที่ใช้มีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสค่อนข้างสูง ผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอด MAI มีบทบาทมากกว่าสัญญาณรบกวน AWGN อย่างเห็นได้ชัด ดังนั้น ในสถานะเช่นนี้สมรรถนะของระบบจึงขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณแทรกสอด MAI เป็นหลัก การเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้จึงไม่สามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบลงได้ เพราะการเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้รายหนึ่ง ย่อมมีผลทำให้สัญญาณแทรกสอด MAI เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน



รูปที่ 4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร ดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีผู้ใช้จำนวน 3, 5, 7 และ 9 ราย ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสคงที่ $\rho = 0.2$

รูปที่ 4.3 เป็นการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร ดีเอสซีดีเอ็มเอ อีกลักษณะหนึ่งที่น่าสนใจคือ การศึกษาถึงผลกระทบของการที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสมีขนาดคงที่ $\rho = 0.2$ ในการทดสอบจะเพิ่มจำนวนผู้ใช้ขึ้นจาก 3, 5, 7 ถึง 9 ราย ผลที่ได้จากการทดสอบเป็นดังแสดงในรูปที่ 4.3 ในรูปเส้นประทั้งสี่เส้นได้จากการประมาณโดยใช้สมการที่ (2.23) โดยอาศัยทฤษฎี Central Limit Theorem จะเห็นว่าค่าจากการประมาณใช้ได้ดีในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช่มาก ในกรณี $k = 3$ ค่าที่ได้จากการประมาณยังแตกต่างจากค่าที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ค่อนข้างชัดเจน นอกจากนี้ข้อสังเกตที่ได้จากการทดลองนี้คือ การ

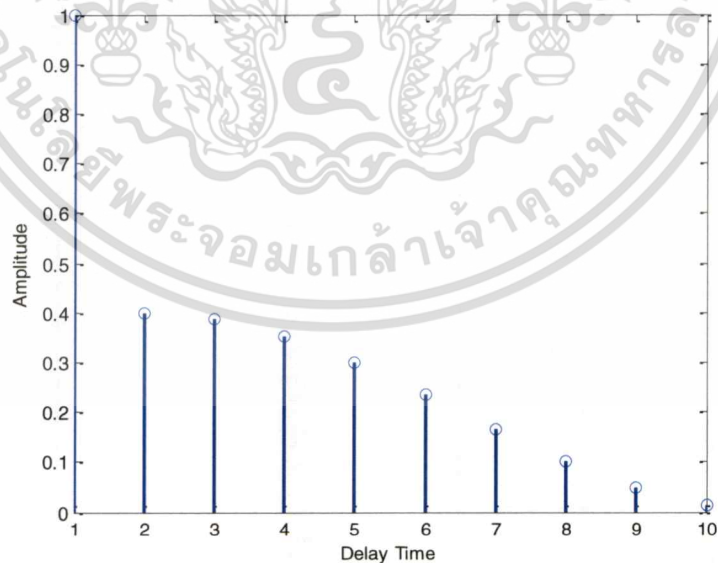
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ในระบบมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งหมายถึงการที่ระบบมีคุณภาพการรับส่งสัญญาณแย่งและปัจจัยที่ก่อให้เกิดปัญหา คือ การเพิ่มของสัญญาณแทรกสอด MAI นั้นเอง

4.2 การจำลองผลกระทบของคลื่นหลายวิถีต่อสมรรถนะของระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ

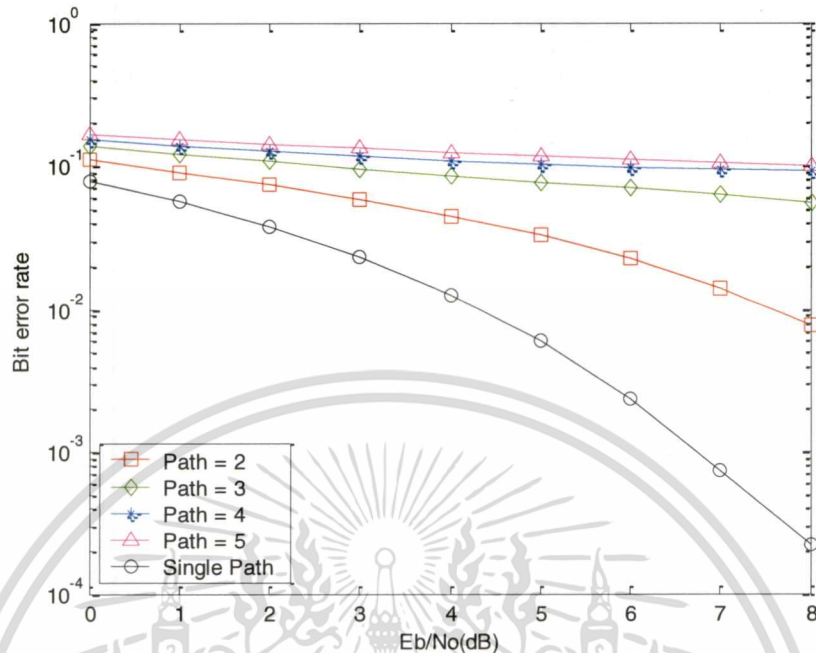
การทดลองจะใช้ข้อมูลในการทดสอบเป็นจำนวนบิตข้อมูล 100,000 บิต จำนวนผู้ใช้งาน 4 ราย ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน การทดสอบจะปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณซึ่งถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถี โดยมีการเปลี่ยนจำนวนเส้นทางที่สะท้อนจากสิ่งของหรือสิ่งปลูกสร้างต่าง ๆ โดยขนาดของคลื่นที่สะท้อนจะลดขนาดลงและเวลาของคลื่นหลายวิถีที่มาถึงเครื่องรับมีการหน่วงเวลา ดังรูปที่ 4.4 โดยจะกำหนดให้มีขนาดของคลื่นหลายวิถี ดังนี้ $Multipath = [1, 0.4, 0.35, 0.3, 0.25, 0.2, 0.15, 0.1, 0.05]$ ซึ่งนำไปใช้ในการทดสอบหาค่าความผิดพลาดบิต ดังรูปที่ 4.5

รูปที่ 4.5 เป็นตัวอย่างการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ อีกรูปแบบหนึ่ง โดยการศึกษาถึงผลกระทบของระบบมีคลื่นหลายวิถีรบกวนซึ่งทำให้มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณเกิดขึ้นส่งผลให้ค่าผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น ในการทดสอบกำหนดให้คลื่นหลายวิถีมีขนาดดังรูปที่ 4.4 ซึ่งสัญญาณที่เครื่องรับสามารถรับได้นั้น จะประกอบด้วยสัญญาณโดยตรงปราศจากสิ่งกีดขวาง (Line of sight) และสัญญาณแทรกสอดที่มีการสะท้อนจากหลายเส้นทางโดยคลื่นจะลดขนาดลง และเกิดการหน่วงเวลา การทดลองจะเพิ่มจำนวนเส้นทางที่เกิดจากการสะท้อนที่ 2, 3, 4, ถึง 5 เส้นทาง ทั้งนี้จะนำผลที่ได้เปรียบเทียบกับกรณีที่เครื่องรับไม่มีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถี



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีจำนวน 9 เส้นทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 2, 3, 4 และ 5 เส้นทาง

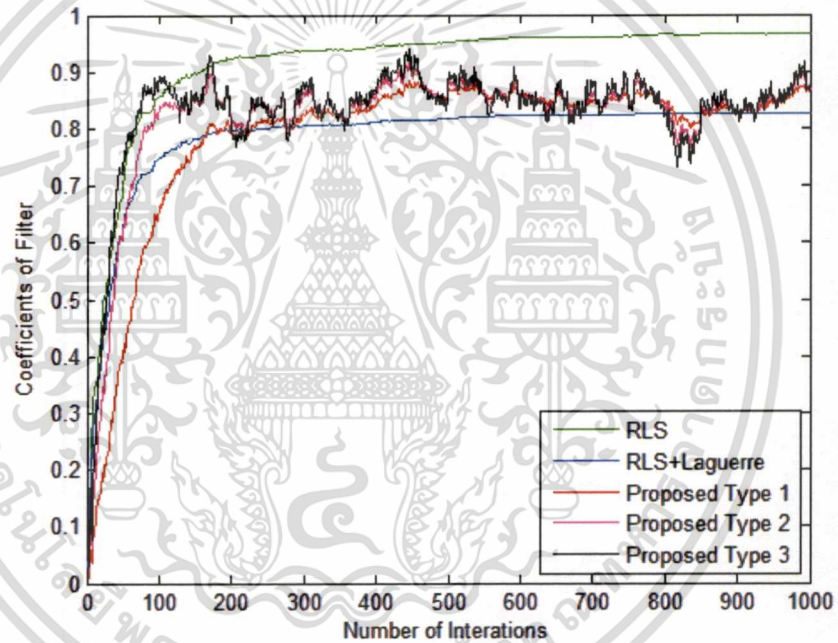
ผลที่ได้จากการทดสอบ จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อมีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเกิดขึ้น จะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอลดลง และมีค่าความผิดพลาดของบิตเพิ่มขึ้น สังเกตได้ว่าในกรณีที่มีจำนวนเส้นทางที่สะท้อนไม่มากนัก เช่น กรณีมีการสะท้อนจาก 2 เส้นทาง ค่าที่ได้ยังมีการเปลี่ยนแปลงตามความรุนแรงของสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน แต่เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเพิ่มมากขึ้น ค่าความผิดพลาดจะไม่แปรผันตามค่า E_b/N_0 เพราะสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเกิดขึ้นนั้น มีความรุนแรงมากกว่าสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่ถูกต้องได้ทำให้ระบบมีคุณภาพการรับส่งที่แย่ง ซึ่งเป็นปัญหาหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

4.3 การจำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัวสำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

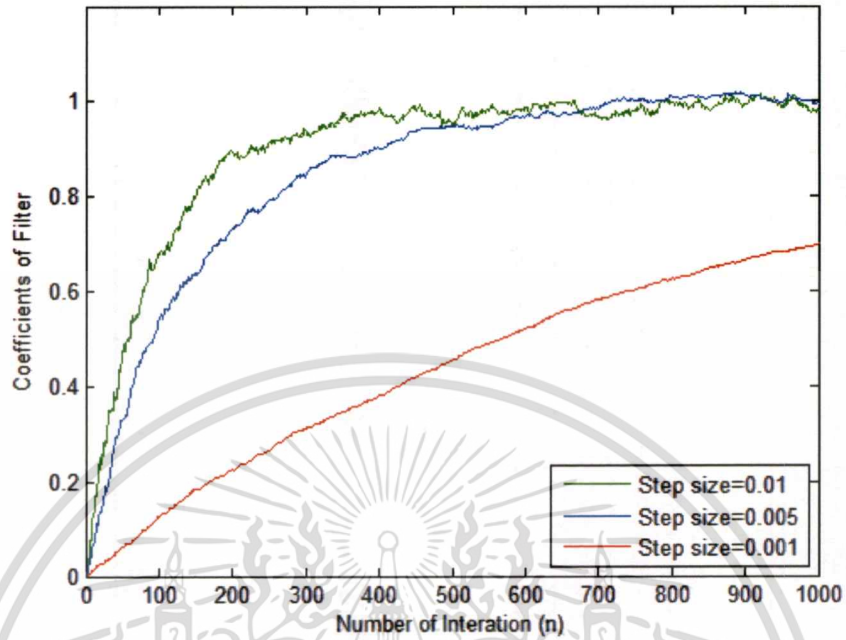
ในระบบการสื่อสาร ดีเอสซีดีเอ็มเอ ในโหมดอัปลิงค์ (Uplink) ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ ซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วย ภาคมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK สัญญาณที่ได้จะถูกสเปรดด้วยรหัส PN ที่มีขนาด 4 ชิปต่อบิต จากนั้นจะถูกส่งไปยังช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา สัญญาณที่ภาครับรับได้จะนำไปผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณและส่งไปดีสเปรดเพื่อแยกสัญญาณที่ต้องการ จากนั้นทำการดีมอดูเลตและตัดสินใจเพื่อให้ได้สัญญาณดิจิทัลออกมา

ในส่วนของช่องสัญญาณซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตลอดเวลา ทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ถ้าตัวปรับแต่งสัญญาณมีอัลกอริทึมที่มีการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้

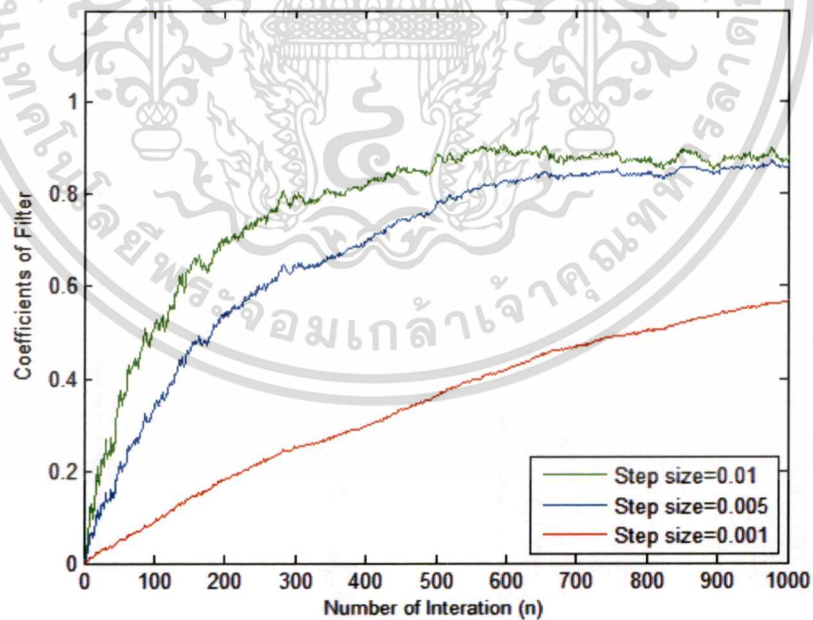
ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมปรับตัว เพื่อหาอัลกอริทึมปรับตัวที่มีความเหมาะสมสำหรับระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ ซึ่งสามารถปรับตัวได้ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ซึ่งได้เสนอการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างอัลกอริทึมใหม่ที่ได้รับการปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบ สำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้โครงสร้างแบบ FIR และ Laguerre โดยคุณสมบัติของอัลกอริทึมที่ดีควรจะต้องมีการลู่เข้าที่เร็วและมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ



รูปที่ 4.6 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมแต่ละแบบ

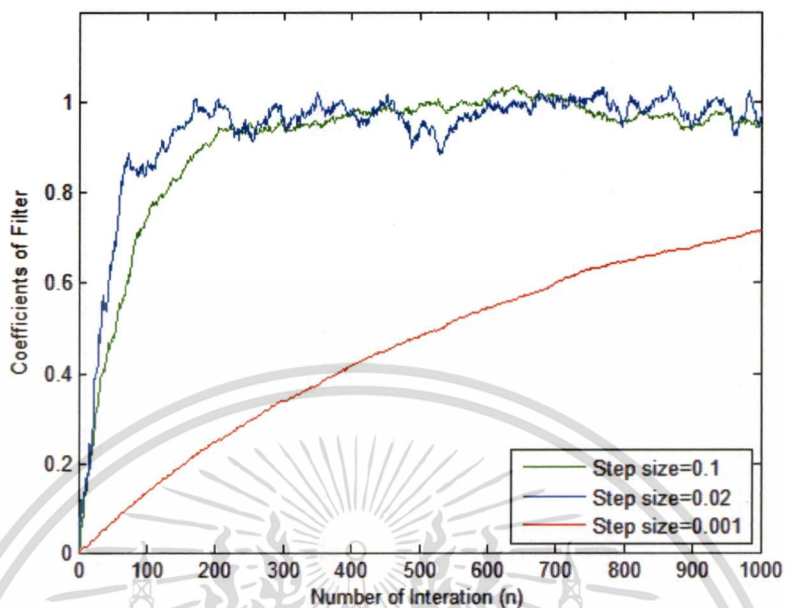


รูปที่ 4.7 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซนแบบที่ 1 ที่ค่า Step Size (μ) ต่างกันโครงสร้าง FIR

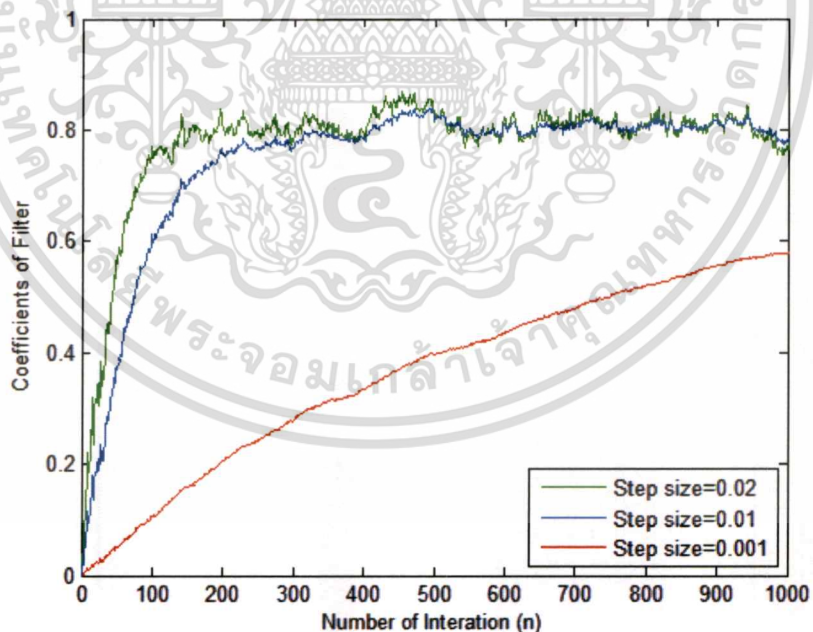


รูปที่ 4.8 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไซนแบบที่ 1 ที่ค่า Step Size (μ) ต่างกันโครงสร้าง Laguerre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

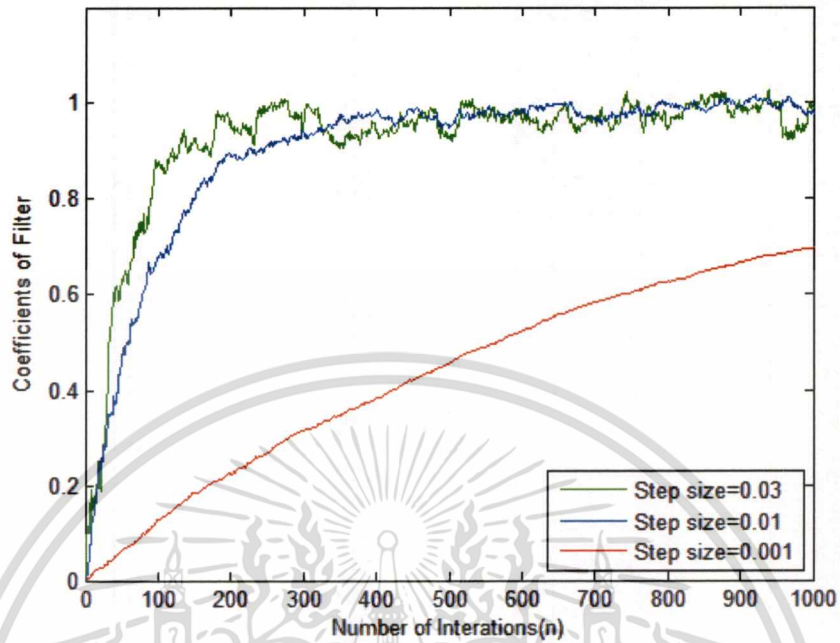


รูปที่ 4.9 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไลนแบบที่ 2 ที่ค่า Step Size (μ) ต่างกัน โครงสร้าง FIR

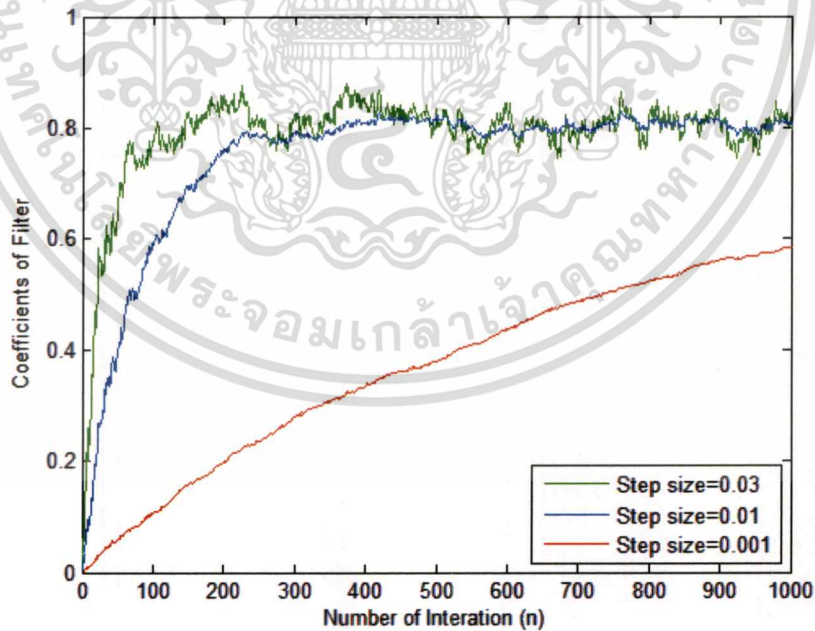


รูปที่ 4.10 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไลนแบบที่ 2 ที่ค่า Step Size (μ) ต่างกัน โครงสร้าง Laguerre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไฮนแบบที่ 3 ที่ค่า Step Size (μ) ต่างกัน โครงสร้าง FIR



รูปที่ 4.12 คุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไฮนแบบที่ 3 ที่ค่า Step Size (μ) ต่างกัน โครงสร้าง Laguerre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองในรูปที่ 4.7-4.12 เป็นผลการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึมไฮนซ์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบ มีการเปรียบเทียบผลกระทบที่เกิดจากการเปลี่ยนค่า Step Size (μ) ในสมการที่ (3.73) . (3.76) และ (3. 78) ตามลำดับ โดยเปรียบเทียบค่า μ ที่ต่างกัน

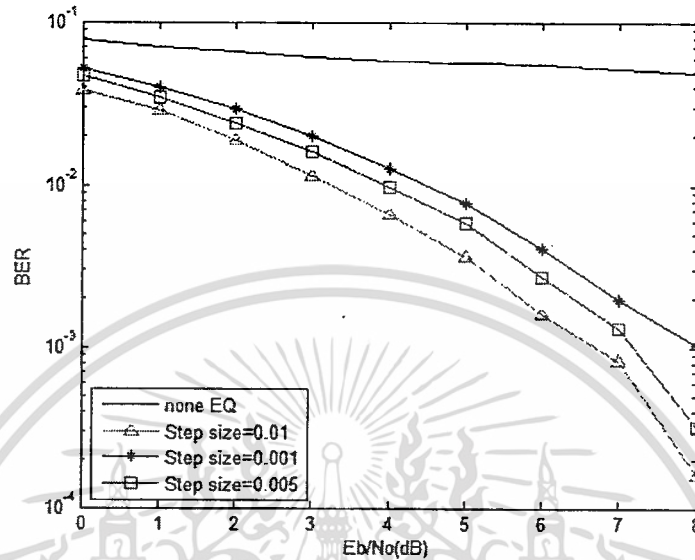
ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.7 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไฮนซ์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 ภายใต้โครงสร้าง FIR ที่ค่า μ เท่ากับ 0.01, 0.005 และ 0.001 จากผลที่ได้จะเห็นได้ว่าที่ค่า $\mu = 0.01$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุด แต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมาก ส่วนที่ $\mu = 0.001$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\mu = 0.005$ มีการลู่เข้าที่เร็ว และเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\mu = 0.01$ รูปที่ 4.8 เป็นผลทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึมไฮนซ์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 ภายใต้โครงสร้าง Laguerre จะเห็นได้ว่า ผลที่ได้ไม่แตกต่างจากการทำงานภายใต้โครงสร้าง FIR โดยที่ค่า $\mu = 0.005$ เป็นค่าที่เหมาะสมที่จะใช้งานในทุกโครงสร้างเนื่องจากมีการลู่เข้าที่เร็วและมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณน้อย

ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.9 และ 4.10 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไฮนซ์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 โครงสร้าง FIR และ Laguerre ตามลำดับ ที่ค่า μ เท่ากับ 0.1, 0.02 และ 0.001 จากผลที่ได้ในรูปที่ 4.9 โครงสร้าง FIR จะเห็นได้ว่าค่า $\mu = 0.02$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุดแต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมาก ส่วนที่ $\mu = 0.001$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\mu = 0.01$ มีการลู่เข้าที่เร็ว และเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\mu = 0.1$ แตกต่างจากผลการทดลองในรูปที่ 4.10 ซึ่งได้จากการทำงานภายใต้โครงสร้าง Laguerre ที่ค่า $\mu = 0.1$ จะมีความเร็วในการลู่เข้ามากที่สุดแต่ก็มีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากที่สุดเช่นกัน ดังนั้นค่า $\mu = 0.02$ จึงเป็นค่าที่เหมาะสมที่จะใช้งานทั้งในโครงสร้าง FIR และ Laguerre เนื่องจากมีความเร็วในการลู่เข้าที่สูงสำหรับโครงสร้าง FIR และยังมี การแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณต่ำ สำหรับโครงสร้าง Laguerre

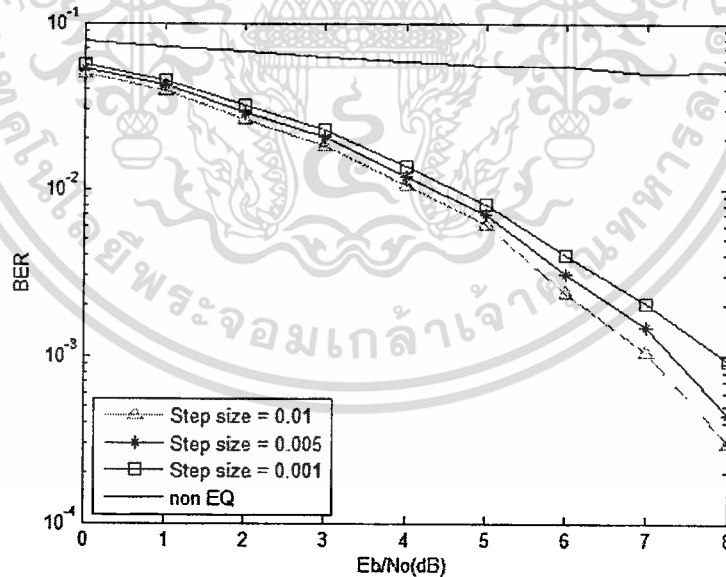
ผลการทดสอบในรูปที่ 4.11 และ 4.12 แสดงการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตของการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของอัลกอริทึมไฮนซ์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 โครงสร้าง FIR และ Laguerre ตามลำดับ ที่ค่า μ เท่ากับ 0.1, 0.03 และ 0.001 จากผลที่ได้ในรูปที่ 4.11 ที่โครงสร้าง FIR จะเห็นได้ว่าค่า $\mu = 0.03$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุดแต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมาก ส่วนที่ $\mu = 0.001$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\mu = 0.01$ มีการลู่เข้าที่เร็ว และเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\mu = 0.1$ แตกต่างจากผลการทดลองในรูปที่ 4.12 ซึ่งได้จากการทำงานภายใต้โครงสร้าง Laguerre ที่ค่า $\mu = 0.1$ จะมีความเร็วในการลู่เข้ามากที่สุด แต่ก็มีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากที่สุดเช่นกัน ดังนั้นค่า $\mu = 0.03$ จึงเป็นค่าที่เหมาะสมที่จะใช้งานทั้งในโครงสร้าง FIR และ Laguerre เนื่องจากมีความเร็วในการลู่เข้าที่สูงสำหรับโครงสร้าง FIR และยังมี การแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณต่ำ สำหรับโครงสร้าง Laguerre

ข้อสังเกตที่ได้จากการทดลองนี้ คือ ผลที่ได้จากการทดสอบจะเห็นได้ว่าอัลกอริทึมไฮนซ์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบ ถ้ากำหนดให้ค่า Step Size ยังมีค่ามาก ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้จะยิ่งลู่

เข้าเร็ว แต่จะเกิดการแกว่งหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน ซึ่งหมายความว่า การกำหนดค่า μ ที่ไม่เหมาะสมจะมีผลกระทบต่อคุณภาพการรับส่งสัญญาณด้วย

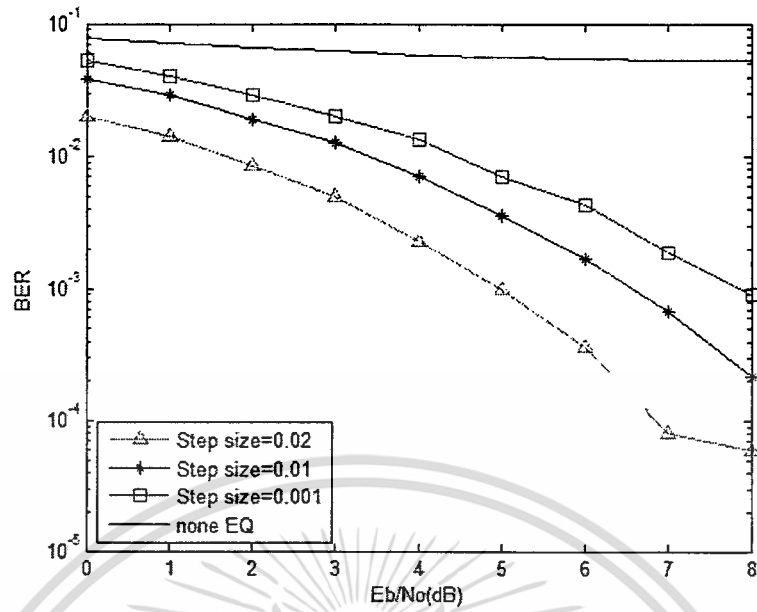


รูปที่ 4.13 สมรรถนะของอัลกอริทึมไมซ์แบบที่ 1 โครงสร้าง FIR

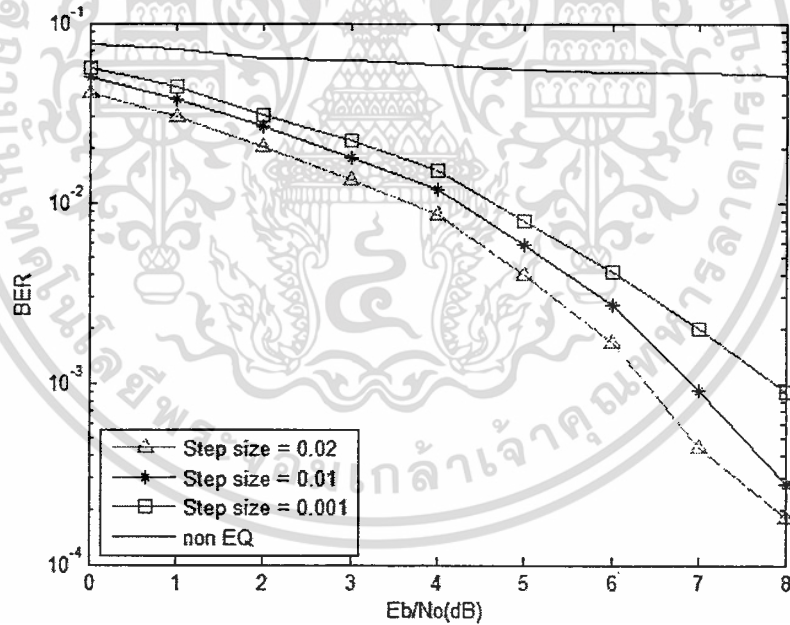


รูปที่ 4.14 สมรรถนะของอัลกอริทึมไมซ์แบบที่ 1 โครงสร้าง Laguerre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

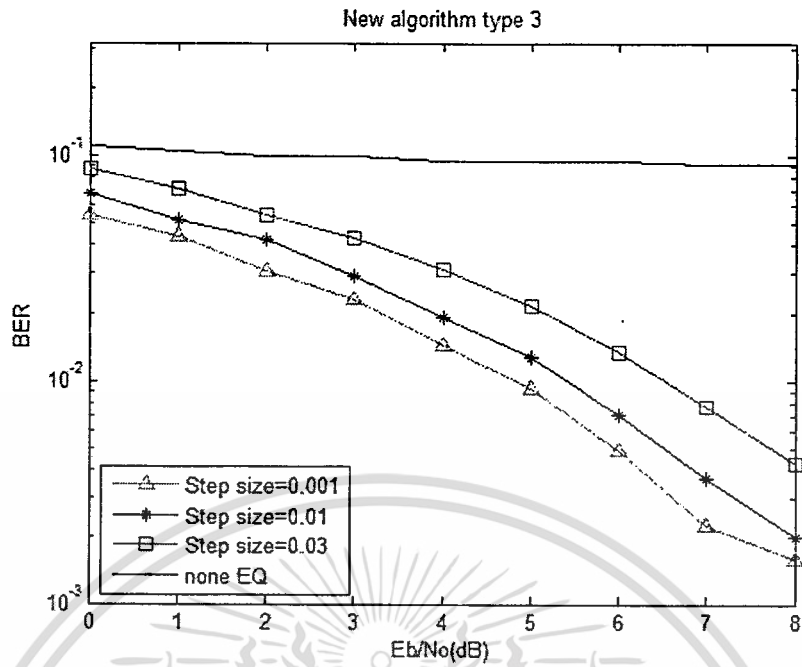


รูปที่ 4.15 สมรรถนะของอัลกอริทึมไชน่แบบที่ 2 โครงสร้าง FIR

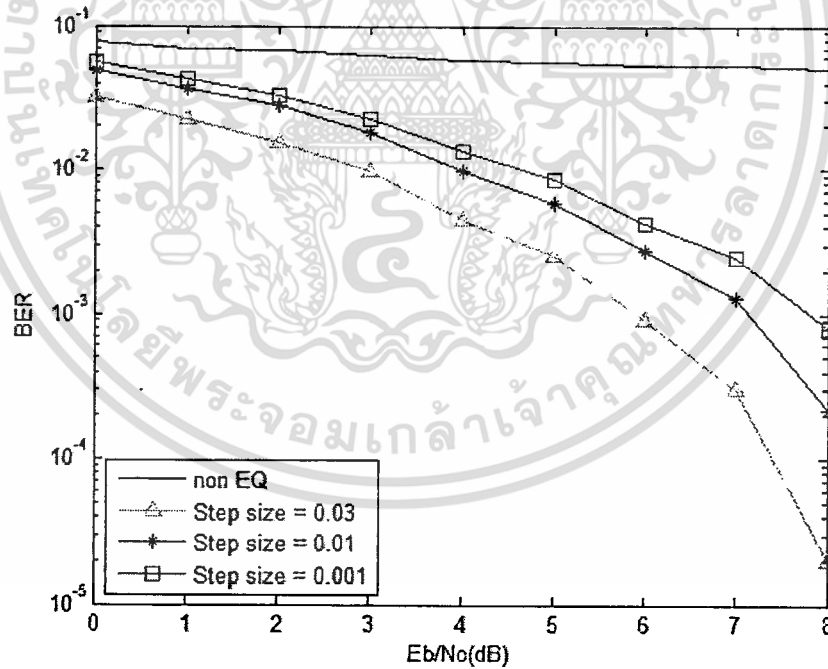


รูปที่ 4.16 สมรรถนะของอัลกอริทึมไชน่แบบที่ 2 โครงสร้าง Laguerre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 สมรรถนะของอัลกอริทึมไมซ์แบบที่ 3 โครงสร้าง FIR



รูปที่ 4.18 สมรรถนะของอัลกอริทึมไมซ์แบบที่ 3 โครงสร้าง Laguerre

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.13 - 4.18 แสดงการเปรียบเทียบสมรรถนะของเครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบ ดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยการเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต ในการทดสอบกำหนดให้มีผู้ใช้ 4 ราย ที่ใช้รหัส PN ขนาด 4 บิต ในการทำสเปกตรัม และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 10000 บิต สำหรับการทำซ้ำ 5 ครั้งเพื่อให้ได้ผลเฉลี่ยสำหรับอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 กำหนดให้ค่า $\mu = [0.01 \ 0.05 \ 0.001]$ อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 กำหนดให้ค่า $\mu = [0.1 \ 0.02 \ 0.001]$ และอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 กำหนดให้ค่า $\mu = [0.1 \ 0.03 \ 0.001]$ โดยเปรียบเทียบกับอัตราความผิดพลาดบิตของสัญญาณที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

จากผลที่ได้ในรูปที่ 4.13 - 4.14 จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งแบบที่ 1 จะมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุดที่ค่า $\mu = 0.01$ ทั้งในโครงสร้าง FIR และ Laguerre ในรูปที่ 4.15 และ 4.16 แสดงให้เห็นว่า อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 จะมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุดที่ค่า $\mu = 0.02$ สำหรับโครงสร้าง FIR และ Laguerre ดังนั้นค่า μ ที่ทำให้ระบบมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตต่ำสุด สำหรับอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 คือ $\mu = 0.02$ และในรูปที่ 4.17 และ 4.18 แสดงให้เห็นว่า อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งแบบที่ 3 จะมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุดที่ค่า $\mu = 0.001$ สำหรับโครงสร้าง FIR และ ที่ค่า $\mu = 0.03$ สำหรับโครงสร้าง Laguerre

ในการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดควรมีการลู่เข้าที่เร็ว ไม่เกิดการแกว่งของสัมประสิทธิ์การคูณ สามารถทำงานในสภาวะที่มีสัญญาณรบกวนมาก และยังสามารถทำงานได้ดี ซึ่งสำหรับอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 1 มีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดคือ $\mu = 0.005$ เนื่องจากมีการลู่เข้าที่เร็ว การแกว่งของสัมประสิทธิ์การคูณมีไม่มากนัก และยังให้ผลการทำงานของระบบที่ดีทั้งในโครงสร้าง FIR และ Laguerre แต่โดยรวมแล้ว ประสิทธิภาพในการทำงานระหว่างโครงสร้าง FIR และ Laguerre นั้นไม่มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 2 มีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดคือ $\mu = 0.02$ เนื่องจากมีการลู่เข้าที่เร็ว การแกว่งของสัมประสิทธิ์การคูณมีน้อย และให้ผลการทำงานของระบบที่ดีทั้งในโครงสร้าง FIR และ Laguerre สำหรับอัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 มีค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่สุดคือ $\mu = 0.1$ ในโครงสร้าง FIR และ $\mu = 0.03$ ในโครงสร้าง Laguerre เนื่องจากมีการลู่เข้าที่เร็ว การแกว่งของสัมประสิทธิ์การคูณมีน้อย และให้ผลการทำงานของระบบดีสุด ซึ่งจะนำค่าที่เหมาะสมนี้ไปใช้ในการทดสอบหัวข้อต่อไป

4.4 การจำลองแบบและวิเคราะห์ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองแบบลาแกรี ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เน้นการเพิ่มสมรรถนะของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ เพื่อแก้ปัญหาคอนเวอร์เจนซ์ระหว่างการสื่อสาร การรบกวนจากคลื่นหลายวิถีและการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยกำหนดให้ลักษณะของคลื่นหลายวิถีเป็นไปตามสมการที่ (2.30) แต่เนื่องจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม MATLAB และมีจุดประสงค์เพื่อเน้นที่จะให้เห็นความแตกต่างของโครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณเท่านั้น จึงได้กำหนดให้ความแรงของคลื่นหลายวิถีมีค่าลดลงมาจากสมการดังกล่าว 60% ซึ่งกำหนดค่า A ที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณ คือ $A = 10$ ซึ่งได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 5 เส้นทาง $A = 30$ ซึ่งได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15

เอกสารนี้เป็นเอกสารของกองส่งเสริมการวิจัยและนวัตกรรม สำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา กระทรวงศึกษาธิการ ไม่สามารถนำออกเผยแพร่ได้ หากมีข้อสงสัยหรือต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อ กองส่งเสริมการวิจัยและนวัตกรรม สำนักงานคณะกรรมการการอุดมศึกษา กระทรวงศึกษาธิการ โทร. 0-2562-2500 ต่อ 3111 หรือ 3112

เส้นทาง และ $A = 50$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ดังแสดงในตารางที่ 4.1 4.2 และ 4.3 ตามลำดับ

การทดสอบในหัวข้อนี้เป็นการจำลองแบบสำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็ม เอในโหมดอัปลิงค์ (Uplink) ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ ซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วย ภาคมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK โดยมีผู้ใช้จำนวน 4 ราย และที่ใช้รหัส PN ขนาด 4 บิต ในการทำสเปกตรัมควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี

ตารางที่ 4.1 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 5 เส้นทาง

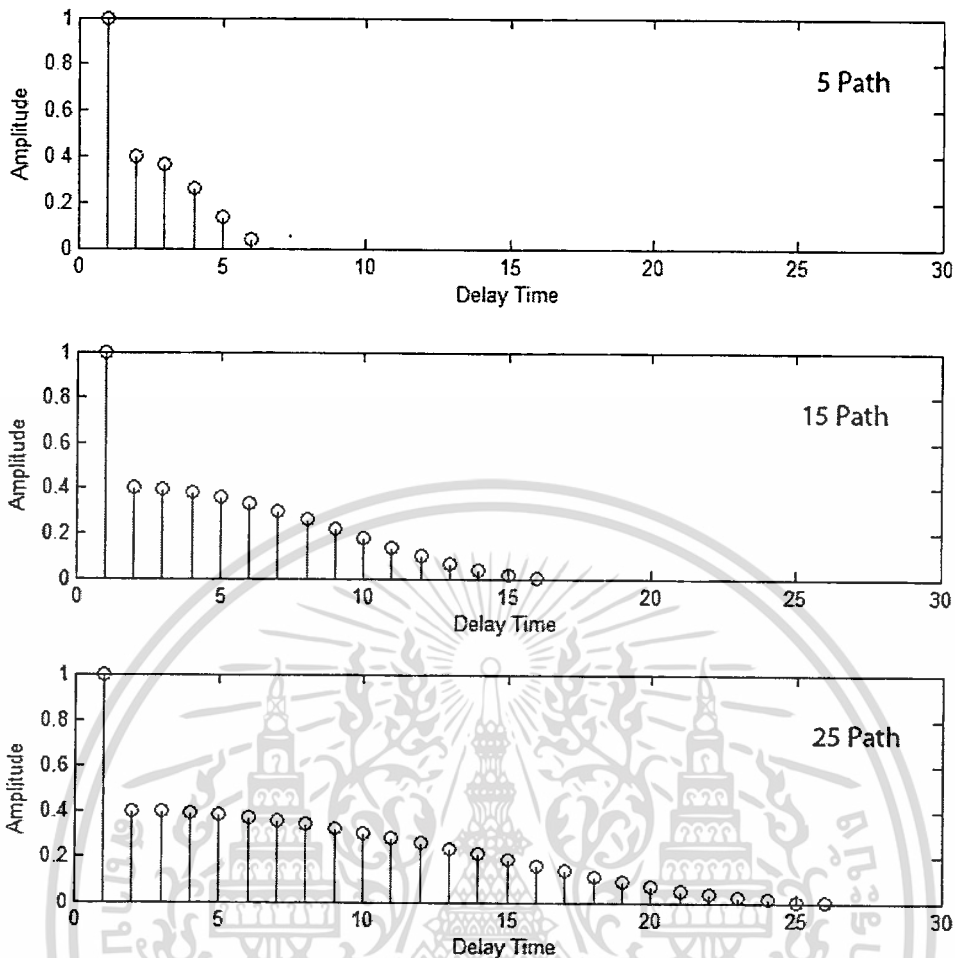
Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6
1	0.4	0.39563	0.38271	0.3618	0.33383

ตารางที่ 4.2 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 4.3 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 25 เส้นทาง

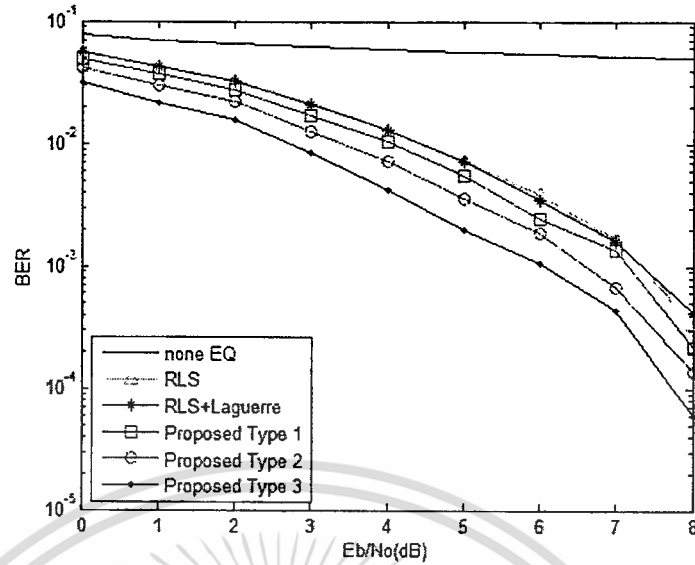
Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6	Path 7	Path 8	Path 9
1	0.4000	0.3984	0.3937	0.3860	0.3753	0.3618	0.3458	0.3275
Path 10	Path 11	Path 12	Path 13	Path 14	Path 15	Path 16	Path 17	Path 18
0.3072	0.2852	0.2618	0.2375	0.2126	0.1874	0.1625	0.1382	0.1148
Path 19	Path 20	Path 21	Path 22	Path 23	Path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



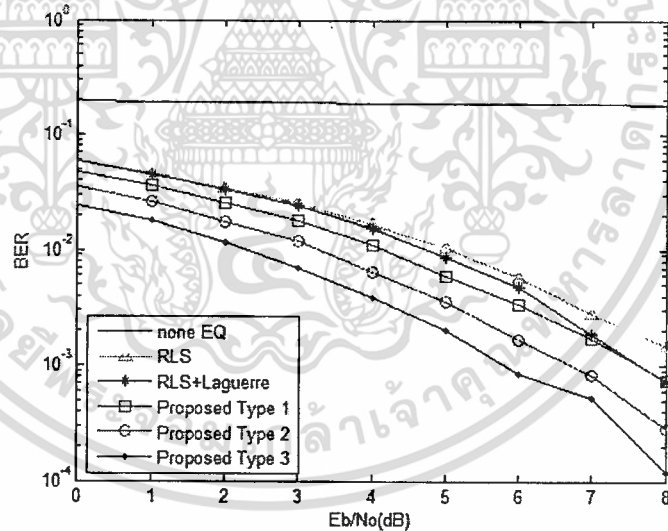
รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองของสัญญาณของคลื่นหลายวิถีที่ 5 15 และ 25 เส้นทาง

จากรูปที่ 4.19 เป็นผลตอบสนองความถี่ ซึ่งจะประกอบด้วยสเปกตรัมของคลื่นสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนจากตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาที่แตกต่างกัน มีค่าการลดทอน และช่วงเวลาที่แตกต่างกันไป ทำให้สัญญาณที่เครื่องรับโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอรับได้นั้น มีหลายสัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่สะท้อนมานั้นจะรวมกับสัญญาณที่ส่งมาโดยตรงปราศจากสิ่งกีดขวางซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1

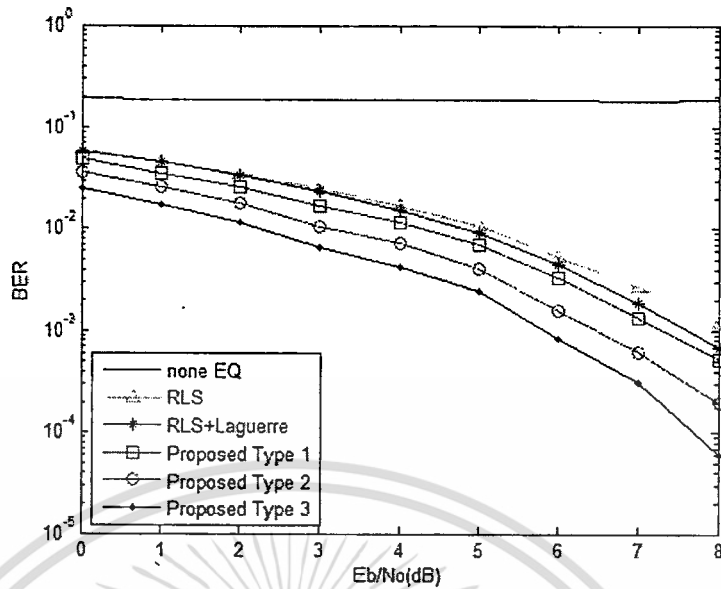
ดังนั้นสัญญาณที่ภาครับจะเกิดการผิดเพี้ยน โดยเกิดมาจากคลื่นหลายวิถี ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่ต้องการได้ จากรูปที่ 4.19 ประกอบด้วยจำนวนสเปกตรัมของคลื่นหลายวิถีจำนวน 5 15 และ 25 เส้นทาง ซึ่งได้มาจากการกำหนดค่า A ที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณในสมการของ Raise Cosine ดังสมการที่ (2.30) โดยกำหนดให้ $A = 10$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 5 เส้นทาง $A = 30$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ $A = 50$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ซึ่งสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีนี้ จะนำไปใช้ในการทดสอบตัวปรับแต่งสัญญาณต่อไป



รูปที่ 4.20 สมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณโครงสร้างลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมไชน์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบ เทียบกับอัลกอริทึม RLS โครงสร้าง FIR และแบบลาแกร์ คลื่นหลายวิถีจำนวน 5 เส้นทาง



รูปที่ 4.21 สมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณโครงสร้างลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมไชน์ปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบ เทียบกับอัลกอริทึม RLS โครงสร้าง FIR และแบบลาแกร์ คลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง



รูปที่ 4.22 สมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณโครงสร้างลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมไซเนปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 แบบ เทียบกับอัลกอริทึม RLS โครงสร้าง FIR และแบบลาแกร์ คลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง

รูปที่ 4.20 - 4.22 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมไซเนปรับแต่งใหม่ทั้ง 3 รูปแบบในการปรับแต่งสัญญาณ สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ ส่งผ่านช่องสัญญาณในกรณีที่มีผลตอบสนองอิมพัลส์ต่างกัน กำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 0 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณ ระหว่างการใช้อัลกอริทึมใหม่ทั้ง 3 แบบร่วมกับโครงสร้างลาแกร์และการใช้ RLS อัลกอริทึมร่วมกับโครงสร้างลาแกร์และโครงสร้างพื้นฐาน (FIR) ใช้ข้อมูลอินพุต 10,000 บิต ในการทดสอบโดยกำหนดให้โพลของวงจรถ้าผ่านแบบลาแกร์ตามสมการที่ (3.20) และวงจรรองแบบผ่านทุกความถี่จากสมการที่ (3.21) คือ $\alpha = 0.2$ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับการส่งสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ ผลการทดสอบแสดงให้เห็นว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้โครงสร้างลาแกร์ร่วมกับอัลกอริทึมไซเนปรับแต่งใหม่รูปแบบที่ 3 จะมีประสิทธิภาพดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ที่ใช้โครงสร้างลาแกร์ร่วมกับอัลกอริทึมอื่น ๆ ในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตที่มากกว่าอย่างเห็นได้ชัดและเห็นได้ว่า ในกรณีที่ไม่นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้ ความแรงของสัญญาณที่รับได้ไม่มีผลมากนักต่อการลดอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณและมีการรบกวนจากการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้

จากผลทดสอบในรูปที่ 4.20-4.22 แสดงให้เห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้างลาแกร์ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมไซเนปรับแต่งใหม่แบบที่ 3 จะทำให้อัตราความผิดพลาดบิตลดลงมากที่สุดและสามารถลดความต้องการค่า E_b/N_0 สำหรับการส่งข้อมูลได้ โดยที่ยังคงทำให้อัตราความผิดพลาดบิตมีค่าเท่าเดิม ซึ่งสามารถลดกำลังในการส่งได้ ทำให้ไม่เปลืองพลังงานแบตเตอรี่

4.5 การสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบ

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น ได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัว โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์ร่วมกับอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอใหม่ทั้ง 3 รูปแบบ โดยตัวปรับแต่งสัญญาณที่นำเสนอ นั้น มีคุณภาพดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบพื้นฐาน (RLS) ซึ่งเห็นได้จากค่าของอัตราความผิดพลาดบิตที่ลดลง จึงสรุปได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่ได้นำเสนอนั้น มีประสิทธิภาพมากกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานอย่างเห็นได้อย่างชัด และอัลกอริทึมรูปแบบที่ 3 นั้นทำงานได้ดีในโครงสร้างลาแกร์เป็นอย่างมาก นอกจากนี้ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์และอัลกอริทึมใหม่ทั้ง 3 แบบนี้จะทำงานได้ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมพื้นฐานมากขึ้น ในสภาวะที่ช่องสัญญาณมีผลการตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอการขจัดปัญหาการแทรกสอดเชิงสัญญาณที่เกิดขึ้นจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถี และการแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยทำการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้โครงสร้างวงจรรองดิจิทัลแบบลาแกร์ร่วมกับอัลกอริทึมที่มีการพัฒนาขึ้นใหม่ ซึ่งอัลกอริทึมใหม่ที่น่าเสนอนั้น มี 3 แบบ แต่ละอัลกอริทึมนั้นเป็นการนำฟังก์ชันซิกนัม (Signum) มาใช้ประโยชน์ในการหาค่าถ่วงน้ำหนักของวงจร โดยอยู่บนพื้นฐานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ SR (Sign-Regressor Algorithm)

อะแดปทีฟอัลกอริทึมแรก คือ อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 1 เป็นอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่มีรูปแบบการปรับค่าถ่วงน้ำหนักใกล้เคียงกับ SR อัลกอริทึม โดยมีการเปลี่ยนจากการใช้ค่าสัญญาณความผิดพลาดมาเป็นการใช้ค่าคอนจูเกตเชิงซ้อนของสัญญาณความผิดพลาดในการคำนวณ ส่วนอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบที่ 2 หรือ อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 2 นั้น เป็นการปรับปรุง SR อัลกอริทึม โดยใช้ฟังก์ชันอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) มาใช้ในการคำนวณหาค่าถ่วงน้ำหนัก และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบที่ 3 นำอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบที่ 2 มาดัดแปลง โดยใช้ผลต่างของค่าสัญญาณความผิดพลาดในอดีต $e(n-1)$ และค่าสัญญาณความผิดพลาดในปัจจุบัน $e(n)$

ในส่วนของการทดลองได้ทำการทดลองโดยการจำลองระบบการสื่อสารดีเอสซีดีเอ็มเอ สำหรับผู้ใช้หลายราย ใช้รูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิทัลแบบ BPSK ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (MATLAB) และกำหนดให้สัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับ ประกอบด้วยช่องสัญญาณหลายวิถีและถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน และทดลองตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้วงจรรองลาแกร์ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมที่น่าเสนอในสภาวะการแทรกสอดแบบต่าง ๆ เพื่อดูประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองลาแกร์และอัลกอริทึมที่น่าเสนอว่ามีผลตอบสนองต่อสภาวะแทรกสอดอย่างไร

ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึม โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้วงจรรองลาแกร์และอัลกอริทึมที่น่าเสนอในการลดผลกระทบจากการแทรกสอดของสัญญาณในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ โดยแสดงสมรรถนะด้วยค่า BER พบว่าอัลกอริทึมที่น่าเสนอนั้นทำงานได้ดีและมีประสิทธิภาพมากกว่า เพราะมีค่าความผิดพลาดบิตต่ำสุด สามารถลดความผิดพลาดของสัญญาณที่ถูกแทรกสอดอย่างรุนแรงที่ภาครับได้ดีกว่า และมีความซับซ้อนในการคำนวณน้อยกว่า ซึ่งจากการทดลองพบว่า อะแดปทีฟอัลกอริทึมที่น่าเสนอแบบที่ 3 นั้น มีค่าความผิดพลาดบิตต่ำสุดและมีความซับซ้อนน้อย เมื่อเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่นิยมใช้กันมากคือ RLS จึงสรุปได้ว่า ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้อัลกอริทึมไซน์ปรับแต่งรูปแบบที่ 3 ร่วมกับวงจรรองลาแกร์ มีสมรรถนะที่ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้ทั่วไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. ในส่วนของชุดรหัสที่ใช้ในการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) ที่มีขนาดเท่ากับมาตรฐาน เนื่องจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ เพื่อที่จะวัดประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ได้นำเสนอนี้ ให้ครอบคลุมถึงปัญหาทั้งหมดที่มีอยู่ในสภาพแวดล้อมจริง

2. เปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมเพิ่มเติม เช่นใช้โครงสร้างแบบ Kautz, grammar หรือ generalized Laguerre เป็นต้น เพื่อให้เห็นประสิทธิภาพของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบอื่น ๆ ให้มากขึ้น



บรรณานุกรม

- [1] S. Haykin, **Adaptive filter theory**, 4th edition, Prentice-Hall, 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] B. Sklar, **Digital communication fundamentals and applications**, 2nd edition, Prentice Hall, Inc, 2002.
- [4] J. G. Proakis, **Digital communication**, McGraw-Hill book company, New York, 1983.
- [5] ลัญฉกร วุฒิสัทติกุลกิจ "เทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย CDMA" กรุงเทพมหานคร: สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2547
- [6] R. Michael Buehre, **Code Division Multiple Access (CDMA)**, Morgan & Claypool, 2006.
- [7] S. Haykin, **Communication systems**, 3rd edition, John Wiley & Sons, Inc, 1994.
- [8] B. Farhang-Boroujeny, **Adaptive Filters Theory and Applications**, John Wiley and sons, New York, 1999.
- [9] M. A. C. Fernandes and D.S. Arantes, "Chip-level adaptive equalization supervised by a time-multiplexed common pilot sequence in CDMA systems", Proceedings of International conference Microwave & Optoelectronics, pp.161-165, 2011.
- [10] F. B. Ueng and L. D. Jeng, "Adaptive receiver for DS/CDMA multiuser Communication", Proceedings of 14th IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communication, pp. 2139-2142, 2003.
- [11] H. J. W. Belt and A. C. den Brinker, "Laguerre filters with adaptive pole Optimization", Proceedings of International Symposium on Circuits and Systems, vol. 2, pp. 37-40, May 1996.
- [12] S. He and X. Shan, "Adaptive equalization for multipath fading channels using laguerre filters", Proceedings of IEEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing, vol. 1, pp. 450-453, Aug. 2003.
- [13] Benjangkprasert, C, Inchan, T., "Adaptive Laguerre filter for DS-CDMA multi-user communication system", Proceedings of The 2nd International Conference on Computer and Automation Engineering, Vol.1 ,pp. 227-230, Feb. 2010.
- [14] T. S. Rappaport, **Wireless communication: principles and practice**, 2nd edition, Prentice Hall, 2002.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [15] M. M. U. Faiz and A. Zerguine, “Adaptive channel equalization using the sign regressor least mean fourth algorithm”, Proceedings of Electronics, Communications and Photonics Conference, pp.1-4, April 2011.
- [16] C. S. Rani, P. V. Subbaiah, K. C. Reddy and S. S. Rani, “LMS and RLS algorithms for smart antennas in a W-CDMA mobile communication”, in Journal of Engineering and Applied Sciences, vol. 4, No. 6, Aug. 2009.
- [17] A. Charoenphol, M. Lertwatachakul and C. Benjangkprasert, “Adaptive equalization for DS-CDMA multi-user communication system based on adaptive Laguerre lattice filter”, Proceedings of International Conf. on Control, Automation and Systems, pp.1970-1973, Oct. 2010.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

1. P. Sirithummachak, M. Lertwatachakul and C. Benjangkprasert, “Modified sign-algorithm for adaptive Laguerre equalizer in DS-CDMA communication systems,” Proceedings of IEEE Region 10 Conference, pp. 1-4, Oct. 2014.
2. P. Sirithummachak and C. Benjangkprasert , “Adaptive equalizer for DS-CDMA multi-user communication system based on Laguerre filter structure with sign-algorithm,” Proceedings of International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering , Vol. 2, pp. 1100–1103, Apr. 2014.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล นางสาวกคินี ศิริธรรมจักร

วัน เดือน ปีเกิด 28 เมษายน 2532 ที่จังหวัดอุดรธานี

ที่อยู่ 272 ม.6 ต.หมากแข้ง อ.เมือง จ.อุดรธานี 41000

ประวัติการศึกษา 2554 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ความชำนาญเฉพาะด้าน 1.) ระบบโทรคมนาคม

2.) การออกแบบเว็บไซต์

ประสบการณ์การทำงาน

พ.ศ.2555-2556 ตำแหน่งวิศวกรดูแลระบบ บริษัท เรย์เทลไทยแลนด์

ปัจจุบัน ตำแหน่ง NOC Interface Engineer บริษัท Ericsson Thailand



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้