

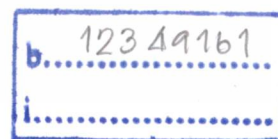
ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรรองลาแกร์
โครงสร้างแลตทิซสำหรับระบบดีเอส-ซีดีเอ็มเอ

ADAPTIVE EQUALIZATION BASED ON LAGUERRE LATTICE
STRUCTURE FILTER FOR DS-CDMA SYSTEMS



อพ.
๑๒๓๓
๒๕๕๔

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**117914**
วัน,เดือน,ปี...**22** ส.ค. 2554'



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2554

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2011-EN-M-230-094
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ADAPTIVE EQUALIZATION BASED ON LAGUERRE LATTICE
STRUCTURE FILTER FOR DS-CDMA SYSTEMS**

ADISAYA CHAROENPHOL

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

2011

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KMITL-2011-EN-M-230-094
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2011

FACULTY OF ENGINEERING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์
	โครงสร้างแลตทิซสำหรับระบบบีเอส-ซีดีเอ็มเอ
นักศึกษา	นางสาวอดิทยา เจริญผล
รหัสนักศึกษา	49061057
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2554
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาและการประยุกต์ใช้งานตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์ โครงสร้างแลตทิซและอัลกอริทึมแบบ RLS ที่ใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor ด้วยวิธี VLSMS (Variable Step Size Least Mean Square) สำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ได้รับผลกระทบจากการแทรกสอดอย่างรุนแรงจากการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) เนื่องจากการรับสัญญาณหลายทิศทาง ซึ่งส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference: MAI) ด้วย จุดประสงค์ของวิทยานิพนธ์ คือ การลดผลกระทบจากการแทรกสอดดังกล่าวด้วยตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์ โครงสร้างแลตทิซ เนื่องจากความเสถียรของวงจรกรองลาแกร์ (Laguerre filter) ซึ่งรวมลักษณะเฉพาะของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ไว้ และความไม่อ่อนไหวต่อสภาพแวดล้อม ซึ่งเป็นลักษณะเฉพาะที่น่าสนใจของวงจรกรองโครงสร้างแลตทิซ จึงนำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์ โครงสร้างแลตทิซเพื่อปรับปรุงประสิทธิภาพของระบบเป้าหมายหลักเพื่อลดอัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER) ให้น้อยลงที่ภาครับ จากผลการจำลองการทำงาน แสดงให้เห็นว่าสมรรถนะและความเสถียรของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่น่าสนใจสูงกว่าสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้โครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรกรองลาแกร์

Thesis Title	Adaptive Equalization Based on Laguerre Lattice Structure Filter for DS-CDMA Systems
Student	Miss. Adisaya Charoenphol
Student ID.	49061057
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2011
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chawalit Benjangkaprasert

ABSTRACT

This thesis presents an adaptive equalizer based on Laguerre lattice filter and a variable forgetting factor recursive least square (RLS) adaptive 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 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 sensitivity of lattice filter is an attractive characteristic. Consequently, the proposed adaptive equalizer based on adaptive Laguerre lattice filter which applies an optimal method based on the variable step-size least mean square (VSLMS) algorithm for adaptable forgetting factor RLS algorithm to 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 conventional Laguerre filter and FIR filter receivers.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยคำแนะนำ คำปรึกษาและความช่วยเหลืออย่างดียิ่งจาก อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ที่ให้แนวทางในการดำเนินการวิจัยและ กำลังใจที่ท่านได้มอบให้ตลอดมา เป็นสิ่งที่ข้าพเจ้าซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณท่านมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณคุณอาจารย์หลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า

ขอขอบคุณสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังที่ให้ทุนสนับสนุนการทำ วิทยานิพนธ์

ขอขอบคุณเพื่อน ๆ พี่ ๆ ในหลักสูตรวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกคนที่ให้คำแนะนำต่าง ๆ และคอยให้กำลังใจเสมอ มา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดาและครอบครัวของข้าพเจ้าที่เป็นกำลังใจและ ให้การสนับสนุนในทุก ๆ เรื่อง คำแนะนำและคำสั่งสอนแก่ข้าพเจ้า

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่านไว้ ณ โอกาสนี้

นางสาวอดิศา เจริญผล
รหัสนักศึกษา 49061057

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย	2
1.3 สมมติฐานของงานวิจัย	2
1.4 แนวคิดในการวิจัย	3
1.5 ขอบเขตการวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา	4
บทที่ 2 Direct Sequence-Code Division Multiple Access (DS-CDMA)	5
2.1 การสื่อสารระบบดิจิทัล	6
2.2 CDMA (Code Division Multiple Access)	7
2.2.1 ข้อดีของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum)	10
2.2.2 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดยตรง (DS-CDMA)	14
2.2.3 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH-CDMA)	15
2.2.4 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (TH-CDMA)	16
2.2.5 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบไฮบริด (Hybrid-CDMA)	18

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3 ระบบการสื่อสาร DS-CDMA	19
2.3.1 รหัสแผ่ (Spreading Code)	20
2.3.2 รหัส M-Sequence	21
2.3.3 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบ BPSK	24
2.3.4 วงจรภาคส่ง – ภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA	25
2.4 ปัญหาที่ศึกษาและวิจัยในระบบการสื่อสาร DS-CDMA	28
2.4.1 การแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น (Multiple Access Interference: MAI)	29
2.4.2 สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN)	31
2.4.3 การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI)	33
บทที่ 3 Adaptive Equalizer	37
3.1 วงจรกรอง (Filter)	40
3.2 วงจรกรองดิจิทัล (Digital Filter)	41
3.2.1 วงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response: FIR)	42
3.2.2 วงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response: IIR)	43
3.2.3 วงจรกรองลาแกร์ (Laguerre Filter)	45
3.2.4 วงจรกรองดิจิทัลโครงสร้างแลตทิซ (Lattice Filter)	51
3.3 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer).....	55
3.3.1 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Adaptive Laguerre Lattice Equalizer).....	59
3.3.2 อัลกอริทึมสำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณ.....	61
3.3.3 อัลกอริทึม RLS (Recursive Least Square).....	63

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.4 วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor สำหรับอัลกอริทึม RLS โดยวิธี VSLMS (Variable Step Size Least Mean Square)	72
3.4 ตัววัดสมรรถนะและความหมาย.....	74
3.4.1 อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์ (Signal to Noise Ratio: SNR).....	74
3.4.2 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit-Error Rate: BER).....	74
3.4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะด้วยวิธีการประมาณ.....	74
บทที่ 4 การจำลองระบบและผลทดลอง	78
4.1 การจำลองระบบ	80
4.2 การทดสอบผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ต่อสมรรถนะ ของระบบการสื่อสาร DS-CDMA	81
4.3 การจำลองผลกระทบของคลื่นหลายวิถีต่อสมรรถนะของ ระบบการสื่อสาร DS-CDMA	83
4.4 การจำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัว สำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้	85
4.5 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ	90
4.6 การจำลองตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์ โครงสร้างแลตทิซและวิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS)	95
4.7 การสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบ	98
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ	99
5.1 สรุปการวิจัย	99
5.1 ข้อเสนอแนะ	100

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม	101
ภาคผนวก.....	103
ภาคผนวก ก. ทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (The Central Limit Theorem)	104
ภาคผนวก ข. Q-Function	105
ภาคผนวก ค. ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	106
ประวัติผู้เขียน.....	107



VII

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การบวกแบบมอดูโล 2 (Modulo 2)	23
4.1 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 15 เส้นทาง.....	90
4.2 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 25 เส้นทาง	90



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)	8
2.2 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)	9
2.3 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)	9
2.4 การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน	11
2.5 การจัดสัญญาณแทรกสอด	12
2.6 แผนผังเทคโนโลยี CDMA	14
2.7 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบจัดลำดับโดยตรง (DS)	14
2.8 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH)	15
2.9 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (TH)	16
2.10 เครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH CDMA	18
2.11 การแผ่สเปกตรัมแบบการจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence)	19
2.12 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส M-Sequence	21
2.13 ค่าอัตสหสัมพันธ์ของรหัส M-Sequence ที่มีการเลื่อนไปของบิตที่ค่าต่าง ๆ	22
2.14 วงจรการสร้างรหัส M-Sequence	22
2.15 สัญญาณข้อมูลดิจิทัลแบบสองขั้วและสัญญาณการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล ด้วยเทคนิค BPSK	24
2.16 วงจรภาคส่งระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	25
2.17 ตัวอย่างสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลต แบบ BPSK	26
2.18 วงจรภาครับของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK	27
2.19 ตัวอย่างสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลต แบบ BPSK	28
2.20 โครงสร้างโดยรวมของภาครับระบบการสื่อสาร DS-SS	29
2.21 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน	32
2.22 (a) ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของ AWGN (b) ค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation)	33

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.23 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณหลายวิถี	34
2.24 รูปแบบของช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณหลายวิถี	35
2.25 โครงสร้างช่องสัญญาณ	35
3.1 โครงสร้างระบบประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก	38
3.2 โครงสร้างระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	38
3.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองคิิตอลแบบ FIR และ IIR	42
3.4 โครงสร้างวงจรกรองคิิตอลแบบ FIR	43
3.5 โครงสร้างวงจรกรองคิิตอลแบบ IIR	44
3.6 โครงสร้างของ Laguerre Tapped-Delay Line Memory.....	47
3.7 โครงสร้างวงจรกรองลาแกร์	49
3.8 (a) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลาแกร์ (b) วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบลาแกร์	50
3.9 โครงสร้าง Forward PEF	52
3.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง Forward Predictor กับ Forward Prediction Error Filter	52
3.11 โครงสร้าง Backward PEF	53
3.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Backward Predictor กับ Backward Predictor Error Filter	53
3.13 โครงสร้างวงจรกรองแลตทิซ	54
3.14 วงจรกรองแลตทิซอันดับที่ m	55
3.15 ส่วนประกอบพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทั่วไป	56
3.16 การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไม่ราบเรียบของตัวปรับแต่งสัญญาณ	57
3.17 ชนิดของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer)	59
3.18 โครงสร้างวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Laguerre Lattice Filter)	60
3.19 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ	63
4.1 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบการสื่อสาร DS-CDMA	79
4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีผู้ใช้งานระบบ 4 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่แตกต่างกันตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 โดยเปรียบเทียบ กับกรณีที่มีผู้ใช้เพียงรายเดียว	81

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีผู้ใช้งาน 3, 5, 7 และ 9 รายสำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสคงที่ $\rho = 0.2$ เปรียบเทียบกับวิธีการประมาณ	82
4.4 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีจำนวน 5 เส้นทาง	84
4.5 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 2, 3, 4 และ 5 เส้นทาง เปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรบกวน	84
4.6 คุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR ที่ใช้อัลกอริทึม RLS กำหนดค่า Positive constant (δ) เท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ.....	86
4.7 คุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาเกร์ ที่ใช้อัลกอริทึม RLS กำหนดค่า Positive constant (δ) เท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ.....	87
4.8 คุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาเกร์โครงสร้างแลตทิซที่ใช้อัลกอริทึม RLS กำหนดค่า Positive constant (δ) เท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ.....	88
4.9 การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS	89
4.10 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีที่ 15 และ 25 เส้นทาง	91
4.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต ของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA และใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านส่วนหน้าของวงจรกรองลาเกร์โครงสร้างแลตทิซเพื่อหาค่าโพลที่เหมาะสมโดยเปรียบเทียบค่าโพลที่ต่างกัน.....	92
4.12 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง	93
4.13 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง	94
4.14 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) ในการปรับตัววิธีที่ 1 ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง	96

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.15 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้วิธีปรับแต่ง ค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) ในการปรับตัววิธีที่ 2 ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง 97	



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันโทรศัพท์เคลื่อนที่ได้กลายเป็นอุปกรณ์สื่อสารที่จำเป็นต่อการใช้ชีวิตของผู้คนจำนวนมากและยังคงมีแนวทางการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง พร้อม ๆ กับการขยายตัวของผู้ใช้บริการที่มีอยู่ทั่วโลก ในอีกมุมหนึ่ง รูปแบบการใช้งานโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการเปลี่ยนแปลงไปจากการใช้งานเพื่อสนทนาระหว่างบุคคล โดยมีบริการเสริมในรูปแบบต่าง ๆ เช่น การโอนสาย (Call Forwarding) การประชุมสาย (Call Conference) หรือการใช้บริการประเภท Audio Text ไปเป็นการสื่อสารข้อมูล ไม่ว่าจะเป็นการดาวน์โหลด (Download) เสียงเรียกเข้า การรับส่งข้อมูลแบบ MMS (Multimedia Messaging Service) การท่องอินเทอร์เน็ต (Internet) ผ่านโทรศัพท์เคลื่อนที่ และยังมีแนวโน้มว่าจะมีการสื่อสารในรูปแบบใหม่ ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการรับและส่งข้อมูลในปริมาณที่สูงขึ้นในอนาคต

เทคโนโลยีเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่เองก็ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง เพื่อให้สามารถรองรับการสื่อสารข้อมูลที่มีอัตรารับ-ส่งที่สูงขึ้น พร้อมกับขีดความสามารถใหม่ ๆ เพื่อให้เครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่กลายเป็นเครือข่ายสื่อสารมัลติมีเดียไร้สาย (Wireless Multimedia) อันเป็นที่รู้จักกันในชื่อของโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation Mobile หรือ 3G) และยุคต่อ ๆ ไป [1]

เทคโนโลยีเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ไร้สายในประเทศไทยปัจจุบันเริ่มก้าวสู่ยุคที่ 3 จุดมุ่งหมายเพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้บริการในระบบที่มีการเจริญเติบโตอย่างรวดเร็ว โดยโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 นี้ได้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางที่มีประสิทธิภาพมากขึ้น ซึ่งเทคนิคหนึ่งที่น่าสนใจและเป็นที่น่าสนใจคือ การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัสหรือระบบ CDMA วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้มุ่งเน้นในการพัฒนาเทคโนโลยีเครือข่ายโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบการสื่อสารแบบการเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence) หรือ DS-CDMA

ระบบการสื่อสาร DS-CDMA เป็นระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีความสามารถในการรองรับปริมาณของผู้ใช้งานที่มากกว่าและรองรับการสื่อสารทั้งข้อมูล (Data) และเสียง (Voice) ด้วยความเร็วสูงได้ โดยการส่งผ่านสัญญาณในระบบการสื่อสาร DS-CDMA นั้นมีความไม่แน่นอนสูง เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของช่องสัญญาณตลอดเวลา ทำให้ข้อมูลที่ได้นั้นเกิดการผิดพลาดได้ง่าย คือ ข้อมูลที่ภาครับอาจมีความผิดเพี้ยน ซึ่งอาจเกิดขึ้นจากสภาวะแวดล้อมที่เกิดขึ้นมากมายในการสื่อสารไร้สาย โดยในที่นี้จะมุ่งเน้นการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจาก สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN) ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Thermal Noise) และการแทรกสอดสัญญาณซึ่งเกิดขึ้นได้จาก 2 ประการ ประการที่หนึ่ง คือ การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน (Multiple Access Interference: MAI) เกิดขึ้นจากรหัสที่ใช้ในการแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum) ในระบบการสื่อสาร DS-CDMA มีความคล้ายคลึงกัน และประการที่สอง คือ การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) เกิดขึ้นจากสัญญาณมีการสะท้อนไปมาระหว่างตึก สิ่งก่อสร้างหรือสิ่งสะท้อนต่าง ๆ ดังนั้นสัญญาณที่ภาครับรับได้จะประกอบด้วยสัญญาณมากกว่าหนึ่งสัญญาณหรือเรียกว่าสัญญาณหลายวิถี (Multipath) จากสาเหตุที่กล่าวมานั้นทำให้ระบบการสื่อสาร DS-CDMA ต้องได้รับการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานโดยการปรับแต่งสัญญาณเพิ่มเติม

1.2 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

จากปัญหาของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่กล่าวมาข้างต้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเน้นการพัฒนาการแก้ปัญหาดังกล่าว โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) เพื่อลดความผิดเพี้ยนเนื่องจากสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI) เนื่องจากคลื่นหลายวิถี (Multipath) และความผิดเพี้ยนเนื่องจากการแทรกสอดของสัญญาณระหว่างผู้ใช้ (MAI) และความผิดเพี้ยนซึ่งเกิดจากการรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (AWGN) โดยนำเสนอวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Laguerre Lattice Filter) และวิธีปรับแต่งสัญญาณเพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองโดยใช้วิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) เพื่อปรับค่า forgetting factor ของอัลกอริทึมแบบ Recursive Least Square (RLS)

1.3 สมมติฐานของงานวิจัย

เป้าหมายของการนำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้นั้น เพื่อลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่รับได้เมื่อผ่านช่องทางการสื่อสารซึ่งเกิดความผิดเพี้ยน โดยตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้นั้นจะต้องมีคุณสมบัติในการปรับเปลี่ยนตามสภาพช่องสัญญาณที่เวลาหนึ่ง ๆ แต่โดยธรรมชาติของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีการแปรเปลี่ยนตามเวลา ทำให้การกำหนดค่าคุณสมบัติของตัวปรับแต่งสัญญาณที่เวลาหนึ่งอาจจะไม่เหมาะสมกับสภาพช่องสัญญาณเวลาอื่นก็เป็นได้ ดังนั้น จึงได้มีการประยุกต์ตัวปรับแต่งสัญญาณตามสภาพช่องสัญญาณที่หลากหลาย หรือเรียกว่า ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) ซึ่งเหมาะสมกับสภาพช่องสัญญาณที่เกิดขึ้นกับระบบการสื่อสาร DS-CDMA จากรูปแบบการตอบสนองของระบบสื่อสาร DS-CDMA ที่มีผลการตอบสนองแบบยาว (Long Impulse Response) นั้น และได้ศึกษาพบว่าโครงสร้างวงจรกรองลาแกร์ (Laguerre

Filter) มีคุณสมบัติที่ดีในการลดความผิดเพี้ยนของการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิธีที่ผลการตอบสนองแบบยาว และวงจรกรองโครงสร้างแลตทิซ (Adaptive Lattice Structure) ที่มีความไวต่อการปัดเศษ (Round-off Error) โดยวงจรกรองลาแกร์นั้น มีวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Laguerre lattice filter) เช่นกัน จึงได้นำมาพัฒนาร่วมกับวิธีปรับแต่งสัญญาณโดยเพิ่มไปในส่วนภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA เพื่อปรับปรุงสัญญาณที่มีความผิดเพี้ยนจากช่องสัญญาณ

1.4 แนวคิดในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS โดยประยุกต์ใช้ที่ภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพที่ภาครับ และอัลกอริทึมแบบ RLS นั้นมีตัวแปรที่มีผลต่อการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Coefficient) คือ ค่า forgetting factor จึงได้นำวิธีการปรับแต่งตัวแปรแบบ VSLMS มาปรับค่า forgetting factor เพื่อให้ภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้น หลักการเบื้องต้นที่ได้กล่าวมานี้จึงเป็นจุดเริ่มต้นในการทำวิทยานิพนธ์เรื่องการขจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบการสื่อสาร DS-CDMA

1.5 ขอบเขตการวิจัย

ในระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ต้องรองรับปริมาณผู้ใช้จำนวนมากตามปริมาณความต้องการการใช้งานในปัจจุบัน โดยวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มุ่งเน้นที่การนำเสนอแนวคิดเพื่อการปรับปรุงประสิทธิภาพภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ทำการจำลองการสื่อสารสำหรับผู้ใช้หลายราย ใช้รูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิทัลแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) และจำลองระบบ (Simulation) ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยที่การทำงานของระบบทั้งหมดอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ (Baseband Signal) โดยกำหนดให้สัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ (Channel) ไปยังเครื่องรับประกอบไปด้วย ช่องสัญญาณหลายวิธีและถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ และอัลกอริทึมแบบ RLS โดยใช้วิธี VSLMS เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบการสื่อสาร DS-CDMA

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งขั้นตอนการศึกษาออกเป็น 5 บทด้วยกัน โดยมีเนื้อหาดังนี้

บทที่ 1 เป็นส่วนของความเป็นมาของงานวิจัย ปัญหาและผลกระทบที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสาร DS-CDMA และวัตถุประสงค์ของการวิจัย สมมติฐานของการวิจัย แนวคิดในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ซึ่งจะเป็นความรู้เบื้องต้นของหลักการสื่อสารดิจิทัลว่ามียอดประกอบใดบ้างรวมถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสาร DS-CDMA

บทที่ 3 เนื้อหาจะกล่าวถึงการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ มาแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในระบบการสื่อสาร DS-CDMA โดยจะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานและคุณสมบัติที่สำคัญของตัวปรับแต่งสัญญาณ โดยมีพื้นฐานมาจากวงจรกรองแบบดิจิทัลและอัลกอริทึมสำหรับการปรับตัวแบบต่าง ๆ และทฤษฎีของวงจรกรองลาแกรีและวงจรกรองลาแกรีโครงสร้างแลตทิซ โครงสร้างของวงจรกรองลาแกรีและวงจรกรองลาแกรีโครงสร้างแลตทิซ วิธีการปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้บนพื้นฐานของวงจรกรองลาแกรีโครงสร้างแลตทิซและวิธีการวัดสมรรถนะต่าง ๆ

บทที่ 4 กล่าวถึงแบบจำลองของระบบการสื่อสาร DS-CDMA และผลที่ได้จากการจำลองระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยการทดสอบในรูปแบบของค่าอัตราความผิดพลาดบิต และการรู้เข้าคู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะในการวิจัยต่อสำหรับผู้สนใจที่จะทำวิจัยทางด้านนี้ต่อไป

บทที่ 2

Direct Sequence-Code Division Multiple Access (DS-CDMA)

ปัจจุบันนี้โลกของเราเป็นยุคแห่งการติดต่อสื่อสาร เทคโนโลยีต่าง ๆ เช่น โทรศัพท์มือถือเป็นสิ่งจำเป็นต่อการดำเนินธุรกิจและการใช้ชีวิตประจำวัน ความต้องการข้อมูลและการบริการต่าง ๆ มีความจำเป็น เทคโนโลยีที่สนองต่อความต้องการเหล่านั้น มีมากมาย เช่น โทรศัพท์มือถือ เครื่องคอมพิวเตอร์โน้ตบุ๊ค เครื่องปาล์ม ได้ถูกนำมาใช้เป็นอย่างมาก โดยการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication) ในรูปแบบระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Mobile Phone) เป็นที่แพร่หลายและได้รับความนิยมเป็นอย่างมาก อาจกล่าวได้ว่าเป็นสิ่งจำเป็นต่อการดำรงชีวิตพอ ๆ กับปัจจัย 4 เมื่อมีความจำเป็นมากทำให้เกิดความต้องการและความคาดหวังกับประสิทธิภาพที่มากขึ้นด้วย

เทคโนโลยี CDMA มีประโยชน์อย่างมากทางการสื่อสารแบบไร้สาย ซึ่งเทคโนโลยี CDMA ช่วยให้ผู้ใช้แต่ละรายได้รับข้อมูลในส่วนของตัวเองได้ เทคโนโลยี CDMA เป็นเทคโนโลยีที่แก้ไขข้อจำกัดของการสื่อสารไร้สายในปัจจุบันด้วยวิธีง่าย ๆ และมีประสิทธิภาพ โดยเทคโนโลยี CDMA จะแปลงเสียงเป็นรหัสเฉพาะในรูปของแพ็คเกจ จากนั้นสัญญาณรหัสของการพูดทั้งหมดจะถูกจัดสรรให้กระจายไปยังช่วงกว้าง ๆ ของย่านความถี่สัญญาณรบกวนอื่น นอกเหนือจากคำสนทนาจะถูกดึงออกที่ปลายทางโดยรหัสที่ระบุไว้แล้ว เมื่อกลุ่มสัญญาณนี้เดินทางมาถึงเครื่องรับสัญญาณเสียงหรือข้อมูลที่ได้รับมานี้จะถูกนำมารวบรวมในรูปของคำสนทนาก่อนที่สัญญาณจะถูกส่งด้วยเทคนิคนี้จึงสามารถทำให้เทคโนโลยีนี้สามารถรองรับจำนวนการโทรเข้าออกได้หลาย ๆ การสนทนาในเวลาเดียวกันภายใต้การส่งสัญญาณผ่านย่านคลื่นวิทยุเพียงหนึ่งคลื่น เทคนิคการควบคุมกำลังส่งของเทคโนโลยี CDMA ไม่ได้ถูกออกแบบขึ้นเพื่อความสามารถในการรองรับผู้ใช้บริการเท่านั้น แต่ยังเป็น การช่วยเพิ่มคุณภาพเสียงการสนทนาโดยการลดระดับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นให้มากที่สุด วิธีการที่ใช้สำหรับการควบคุมกำลังส่งได้รับการออกแบบขึ้นเพื่อใช้ควบคุมกำลังส่งของสัญญาณข้อมูลให้มีค่าต่ำสุด โดยยังสามารถรักษาคุณภาพเสียงการสนทนาให้อยู่ในระดับที่ดีอีกด้วย

เทคโนโลยี CDMA เข้ามามีบทบาทอย่างยิ่งในชีวิตประจำวันของผู้บริโภคชาวไทยและที่สำคัญระบบการสื่อสาร CDMA ได้รับการพัฒนาขึ้นมาให้มีความพร้อมในการให้บริการแก่ผู้บริโภค ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ต้องการที่จะวิจัยเพื่อนำเสนอทางเลือกอีกทางหนึ่งในการปรับปรุงประสิทธิภาพในระบบการสื่อสาร CDMA ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่ประเทศไทยนำมาใช้แล้วในปัจจุบัน

2.1 การสื่อสารระบบดิจิทัล [2]

ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่หนึ่ง การติดต่อสื่อสารระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่และสถานีฐานอาศัยเทคโนโลยีการมอดูเลตสัญญาณแบบแอมพลิตูดเป็นหลัก ในช่วงเวลาต่อมาเทคโนโลยีการประมวลสัญญาณดิจิทัลและอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ได้รับการพัฒนาไปอย่างมาก ทำให้การนำระบบสื่อสารดิจิทัลมาใช้งานมีความเป็นไปได้มากขึ้นและเนื่องจากการมอดูเลตแบบดิจิทัลมีข้อได้เปรียบกว่าการมอดูเลตแบบแอมพลิตูดอยู่หลายประการ ด้วยเหตุนี้การพัฒนาของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ในยุคที่สองจึงได้เปลี่ยนมาใช้วิธีการมอดูเลตแบบดิจิทัลแทน สำหรับข้อดีโดยทั่วไปของการสื่อสารดิจิทัลสามารถสรุปเป็นข้อย่อได้ ดังนี้

- ในระบบสื่อสารทางไกล การส่งผ่านข่าวสารด้วยสัญญาณแอมพลิตูดเป็นเรื่องที่กระทำได้ยาก เพราะประสบกับปัญหาการสะสมของสัญญาณรบกวนไปตามระยะทางที่เพิ่มขึ้น การใช้อุปกรณ์ขยายสัญญาณเป็นระยะระหว่างทาง แม้จะช่วยแก้ปัญหาการลดทอนของสัญญาณได้ แต่อุปกรณ์ดังกล่าวจะขยายขนาดของสัญญาณรบกวนพร้อม ๆ กับสัญญาณที่ต้องการด้วย ซึ่งส่งผลให้คุณภาพของสัญญาณค่อยลงเรื่อย ๆ ตามระยะทาง แต่สำหรับการส่งข่าวสารด้วยสัญญาณดิจิทัลไม่มีปัญหาดังกล่าวเลย เพราะสามารถใช้อุปกรณ์ทวนสัญญาณระหว่างทางที่เรียกว่า Regenerative Repeaters ซึ่งสามารถขจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นระหว่างทางได้ กล่าวคือ ถ้าหากจัดวางอุปกรณ์นี้ให้มีระยะห่างกันอย่างพอเหมาะแล้ว การส่งผ่านสัญญาณจะสมบูรณ์และไม่มี ความผิดพลาดเกิดขึ้น

- เทคโนโลยีสมัยใหม่ทำให้กรรมวิธีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลได้ก้าวหน้าไปอย่างมาก การแสดงข้อมูลข่าวสารในรูปของสัญญาณดิจิทัลจึงเกิดประโยชน์อย่างมากมายในทางปฏิบัติ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลรูปแบบต่าง ๆ ได้รับการพัฒนาขึ้นอย่างต่อเนื่องและมีการประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่เองก็จัดว่าเป็นระบบการสื่อสารประเภทหนึ่งที่ได้ใช้ประโยชน์อย่างเด่นชัด มาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ เช่น GSM ได้อาศัยกรรมวิธีประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการบีบอัดสัญญาณ (Compression) การเข้ารหัสลับข้อมูล (Encryption) และการเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel Coding)

- ระบบสื่อสารสมัยใหม่ต้องสามารถรองรับการใช้งานสื่อสารที่มีรูปแบบแตกต่างกันได้หลากหลาย เช่น เสียง ภาพ ข้อมูลคอมพิวเตอร์หรือวีดิทัศน์ เป็นต้น การแปลงข้อมูลของแหล่งกำเนิดข่าวสารแต่ละชนิดให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลจึงเป็นประโยชน์และน่าสนใจ เพราะสามารถส่งผ่านสัญญาณเหล่านี้ไปพร้อมกันบนช่องสัญญาณเดียวกัน และที่สำคัญผู้ให้บริการโทรคมนาคมสามารถพัฒนารูปแบบโปรแกรมประยุกต์ที่หลากหลายได้อย่างไร้ขีดจำกัดเพื่อนำไปสู่การสื่อสารมัลติมีเดียที่แท้จริง

วิธีการมอดูเลตแบบดิจิตอลมีได้หลากหลายรูปแบบ แต่ละแบบก็มีคุณลักษณะที่แตกต่างกันไป ฉะนั้นการเลือกวิธีที่เหมาะสมกับการใช้งานในทางปฏิบัติ โดยเฉพาะกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ มีองค์ประกอบที่จะต้องนำมาพิจารณาหลายประการ แต่โดยทั่วไปวิธีการมอดูเลตที่จัดว่าดีและมีประสิทธิภาพควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- สามารถให้อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate) ที่ต่ำ แม้ว่าอัตราส่วนกำลังของสัญญาณ ข้อมูลต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio) ของสัญญาณที่รับได้มีค่าไม่สูงนัก
- มีความต้องการแบนด์วิดท์ขนาดเล็กและสามารถใช้ส่งข้อมูลด้วยอัตราบิตที่สูง นั่นคือสามารถใช้งานสเปกตรัมความถี่ที่มีอยู่จำกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ
- สามารถทำงานได้ดีกับช่องสัญญาณที่มีปัญหาของการจางหายของสัญญาณ (Fading) และคลื่นหลายวิถี (Multipath)
- วงจรภาครับและภาคส่งมีโครงสร้างเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน สามารถสร้างจริงได้ด้วยต้นทุนที่ประหยัด

ในสภาพความเป็นจริงวิธีการมอดูเลตที่มีอยู่ในทางปฏิบัติมิได้มีคุณภาพที่ดีครบพร้อมกันทุกข้อ การเลือกใช้วิธีการที่เหมาะสมจึงขึ้นอยู่กับความต้องการของระบบและทรัพยากรที่มีอยู่เป็นหลัก

2.2 CDMA (Code Division Multiple Access) [3]

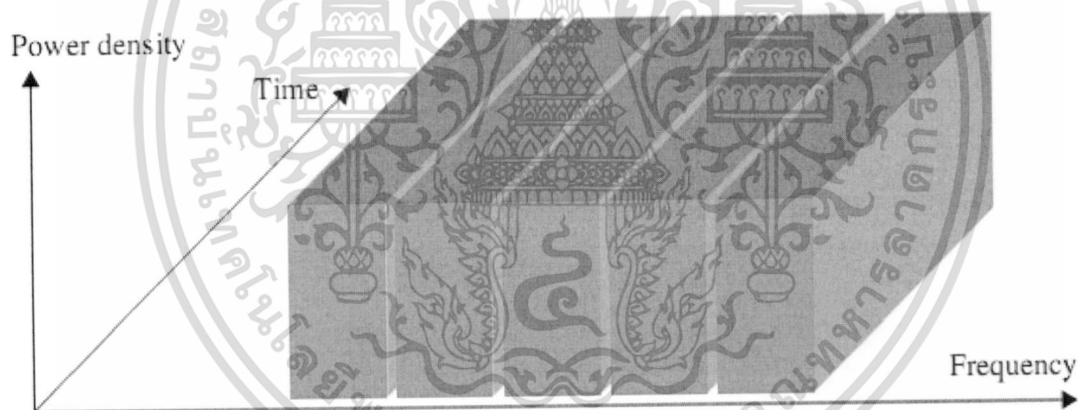
ในระบบสื่อสารไร้สายโดยทั่วไปประกอบด้วยสถานีฐาน (Base station) ที่ทำหน้าที่ดูแลจัดการและให้บริการ เพื่อรองรับการติดต่อสื่อสารของผู้ใช้บริการ (User) จำนวนหนึ่งที่มีการเคลื่อนที่อยูภายในพื้นที่การให้บริการของสถานีฐานดังกล่าว เนื่องจากช่องสัญญาณที่ใช้ในการติดต่อสื่อสารระหว่างผู้ให้บริการคือ สเปกตรัมความถี่ที่มีขนาดจำกัด จึงจำเป็นต้องมีการจัดสรรช่องสัญญาณในการใช้งานร่วมกันเพื่อให้เกิดประโยชน์สูงสุด ปัญหาในการจัดสรรช่องสัญญาณสำหรับการใช้งานร่วมกันของผู้ใช้หลายรายหรือเรียกว่า การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทาง (Multiple Access) ที่ผ่านมาได้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทาง สำหรับระบบสื่อสารไร้สายทั้งหมด 3 วิธี คือ

- FDMA (Frequency Division Multiple Access)
- TDMA (Time Division Multiple Access)
- CDMA (Code Division Multiple Access)

เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางทั้ง 3 วิธีนี้ล้วนแต่มีจุดประสงค์หลักเหมือนกัน คือ เพื่อให้ผู้ให้บริการจำนวนหลายรายสามารถเข้าใช้ทรัพยากรหรือสเปกตรัมความถี่ของระบบร่วมกันได้อย่างมีประสิทธิภาพ กล่าวคือ คู่สนทนาระหว่างผู้ให้บริการหลายคู่สามารถติดต่อสื่อสารระหว่างกัน

ในเวลาเดียวกันโดยใช้สเปกตรัมความถี่ของระบบร่วมกันโดยไม่ส่งผลกระทบหรือก่อให้เกิดการรบกวนระหว่างกัน โดยกลไกการทำงานที่ใช้มีความแตกต่างกันอย่างชัดเจน

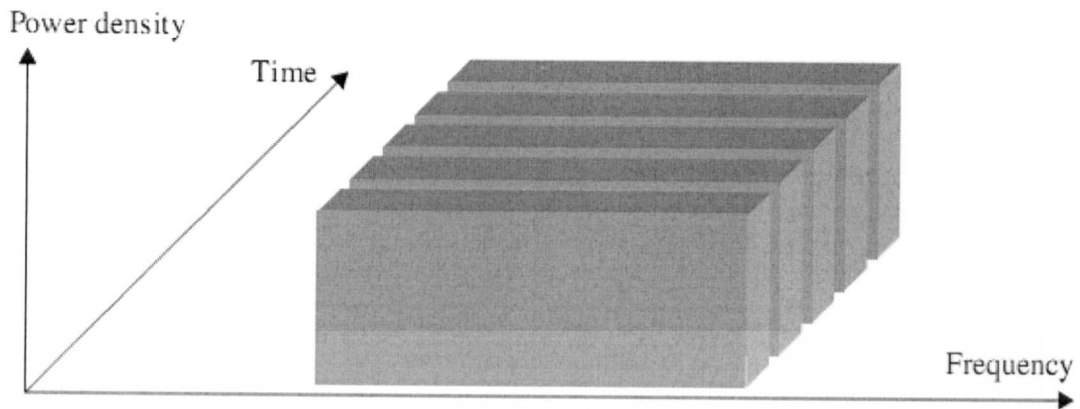
Frequency Division Multiple Access: FDMA เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ คือ การแบ่งสเปกตรัมความถี่ของระบบออกเป็นช่องสัญญาณความถี่ที่มีขนาดช่วงความถี่กว้างเท่ากันและผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรรช่องความถี่แยกจากกันโดยเด็ดขาด ดังนั้น ผู้ใช้เหล่านี้สามารถใช้ประโยชน์จากช่องสัญญาณความถี่ที่ได้รับตลอดเวลาโดยไม่ส่งผลกระทบกับผู้ใช้รายอื่น เมื่อใดที่มีผู้ใช้บริการเสร็จสิ้นการใช้บริการช่องความถี่ดังกล่าวก็สามารถนำมาจัดสรรให้กับผู้ใช้รายอื่นที่ต้องการใช้งานได้ จากที่กล่าวมาจะเห็นว่าเทคนิค FDMA มีพื้นฐานการทำงานที่เรียบง่ายไม่ซับซ้อน จึงเป็นเทคนิคพื้นฐานที่ใช้งานอย่างกว้างขวางในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 1 (First generation: 1G) จัดเป็นระบบการสื่อสารแอนะล็อก ตัวอย่างของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่มีการใช้งานเทคนิค FDMA ได้แก่ NMT (Nordic Mobile Telephone) และ AMPS (Advanced Mobile Phone Service) เป็นต้น



รูปที่ 2.1 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

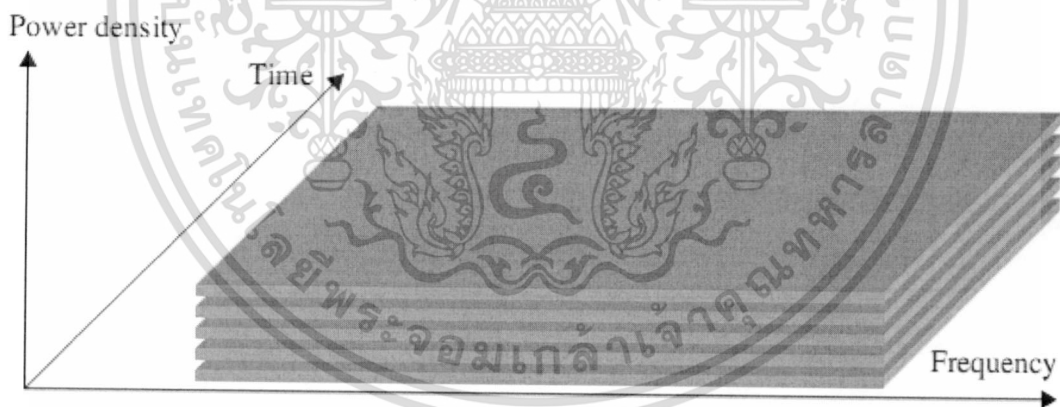
Time Division Multiple Access: TDMA เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา ผู้ใช้หลายรายสามารถเข้าใช้สเปกตรัมความถี่ร่วมกันได้ แต่จะเข้าใช้งานคนละช่วงเวลาสลับกัน กล่าวคือ เวลาของการใช้งานถูกแบ่งออกเป็นช่วงเวลาที่มีความถี่ความถี่เท่ากัน หรือ ไทม์สล็อต (Timeslot) ผู้ใช้แต่ละรายจะได้รับการจัดสรรช่องสัญญาณเวลาหรือไทม์สล็อตแยกจากกัน โดยผู้ใช้จะเข้าใช้ช่องสัญญาณเฉพาะในช่วงเวลาหรือไทม์สล็อตที่ได้รับการจัดสรรเท่านั้น ดังนั้น ในขณะที่ใดขณะหนึ่งจะมีผู้ใช้เพียงรายเดียวเท่านั้นที่ใช้งานสเปกตรัมความถี่ของระบบ โดยการใช้งานช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)

ของผู้ใช้แต่ละรายจะเกิดขึ้นเป็นช่วงเวลาสั้น ๆ เท่านั้น และจะสลับเปลี่ยนกันไปเป็นรอบ ๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.2 เทคนิค TDMA ได้ถูกนำไปใช้งานกับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 2 (2 Generation: 2G) ซึ่งถือว่าเป็นการเปลี่ยนแปลงครั้งสำคัญจากการสื่อสารแอนะล็อกไปสู่ระบบสื่อสารดิจิทัล ตัวอย่างที่สำคัญของมาตรฐานที่ใช้เทคนิค TDMA ได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ดิจิทัล GSM



รูปที่ 2.3 เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

Code Division Multiple Access: CDMA เทคนิคการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส อนุญาตให้ผู้ใช้หลายรายเข้าใช้สเปกตรัมความถี่และเวลาร่วมกันได้ โดยข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายในระบบจะถูกแยกจากกันด้วยชุดรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้รายนั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.3 วิธีการแบ่งแยกข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายสามารถทำได้โดยผู้ใช้จะได้รหัสที่แตกต่างกัน และทางด้านรับสามารถรับสัญญาณได้ก็จะต้องมีรหัสเดียวกันกับด้านส่ง ซึ่งการเข้ารหัสจะเป็นการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือเรียกว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Modulation) ทำให้ระบบ CDMA สามารถเพิ่มช่องสัญญาณได้มากกว่า FDMA และ TDMA ในช่วงความถี่เดียวกัน นอกจากนี้ยังทำให้ การส่งสัญญาณมีความปลอดภัยสูงขึ้นเพราะมีการเข้ารหัส ปัจจุบันได้มีการพัฒนาใช้เป็นระบบสื่อสาร ไร้สายในมาตรฐานระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ยุคที่ 3 (Third Generation: 3G) มาแทนที่ระบบที่ใช้กัน ในปัจจุบันที่ใช้การเข้าถึงแบบ FDMA และ TDMA

2.2.1 ข้อดีของการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum)

คุณสมบัติการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) คือ ผู้ใช้แต่ละราย จะถูกกำหนดลำดับชุดรหัส (Code Sequence) ให้เครื่องรับที่รู้ลำดับชุดรหัสของผู้ใช้แต่ละรายเท่านั้น จึงจะสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา เนื่องจากความกว้างแถบของ สัญญาณชุดรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลมาก ทำให้กระบวนการ การเข้ารหัสนั้นมีผลทำให้เกิดการแผ่กว้างของสเปกตรัมของสัญญาณ ดังนั้นจึงเรียกกระบวนการนี้ว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum (SS) Modulation) นอกจากนี้ยังเรียกสัญญาณที่ ถูกเข้ารหัสว่าสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Signal) และมักจะเรียกการเข้าใช้ช่องสัญญาณ หลายทางแบบแบ่งรหัสนี้ว่าการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Multiple Access: SSMA)

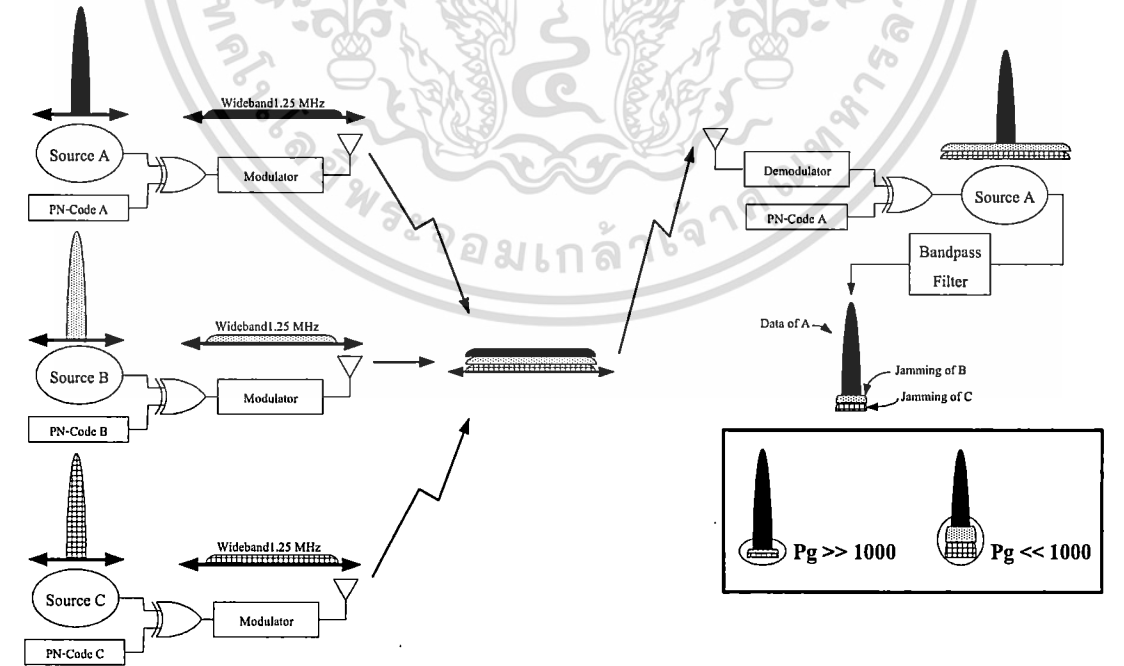
การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่นั้นได้เริ่มมีการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้งาน ในระบบเรดาร์ (Radar) ทางทหาร เนื่องจากเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้สามารถป้องกันการส่ง สัญญาณรบกวน (Jamming Signal) ได้ดีและมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาจึงได้มีการ พัฒนาเพื่อใช้ในระบบสื่อสารต่าง ๆ การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะทำการเข้ารหัสสัญญาณ ข้อมูลด้วยชุดรหัสที่มีความเป็นอิสระ ไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่า สัญญาณข้อมูลมาก การทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอด ช่วงของความกว้างแถบของสัญญาณสเปกตรัมแผ่นั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแผ่มี ความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของความกว้างแถบของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ ต่อความกว้างแถบสัญญาณข้อมูล จะถูกเรียกว่า อัตราขยายการประมวลผล (Processing gain: G_p) ของ ระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{B_t}{B_i} \quad (2.1)$$

เมื่อ B_t คือ ความกว้างแถบของสัญญาณสเปกตรัมแผ่และ B_i คือ ความกว้างแถบสัญญาณข้อมูล

เครื่องรับจะทำการสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยชุดรหัสที่เหมือนกับภาคส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างซิงโครไนซ์กับชุดรหัสของสัญญาณข้อมูลที่ได้รับ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลที่ต้องการกลับคืนมา นั้นแสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้ชุดรหัสที่ถูกใช้ในการมอดูเลตข้อมูลจากภาคส่ง เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้ความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้น สเปกตรัมแผ่จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของสเปกตรัมแผ่มีดังนี้

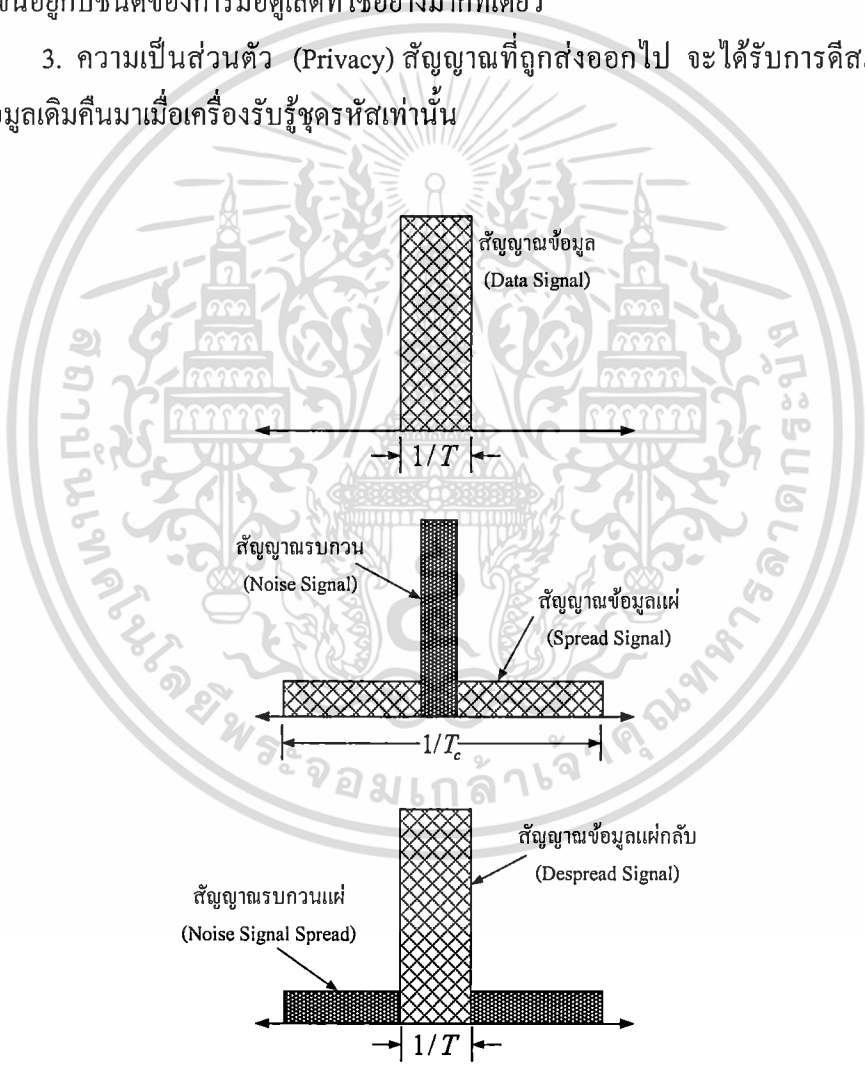
1. ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Capability) เมื่อมีผู้ใช้งานหลายรายส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละรายได้ โดยแบ่งแยกจากรหัสของผู้ใช้แต่ละราย ซึ่งมีการกำหนดโดยค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) ระหว่างรหัส ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้นที่จะดีสเปรด (Despread) ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้อื่น ๆ จะยังคงมีลักษณะของสเปกตรัมที่แผ่กว้างดังเดิม ด้วยเหตุนี้ภายในความกว้างแถบของช่องสัญญาณจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการตรวจพบ (Detect) มากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interference Power) จากผู้ใช้อื่น ๆ มาก ทำให้ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการมีการรบกวนจากผู้ใช้อื่น ๆ ต่ำ ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางนี้แสดงดังรูปที่ 2.4 โดยแสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ 2 ราย จากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ และแสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ทั้ง 2 รายในเวลาเดียวกัน เครื่องรับจะมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้รายที่ 1 เท่านั้นที่ถูกดีสเปรดและได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับมา



รูปที่ 2.4 การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้งาน

2. การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง (Multipath Interference) สำหรับช่องสัญญาณคลื่นวิทยุ นั้น เส้นทางของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องจากการสะท้อนและการหักเหทำให้สัญญาณที่มาถึงเครื่องรับนั้นมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูด (Amplitude) และเฟส (Phase) การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นอาจจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และเป็นการรวมแบบหักล้างกันที่ความถี่อื่น ๆ มีผลทำให้เกิดสัญญาณที่ถูกกระจายออก (Despread Signal) ทางเวลา ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้ แต่อย่างไรก็ดี วิธีในการแก้ปัญหาดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลตที่ใช้อย่างมากทีเดียว

3. ความเป็นส่วนตัว (Privacy) สัญญาณที่ถูกส่งออกไป จะได้รับการตีสเปรดและได้สัญญาณข้อมูลเดิมคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้ซุ้รหัสเท่านั้น



รูปที่ 2.5 การจัดสัญญาณแทรกสอด

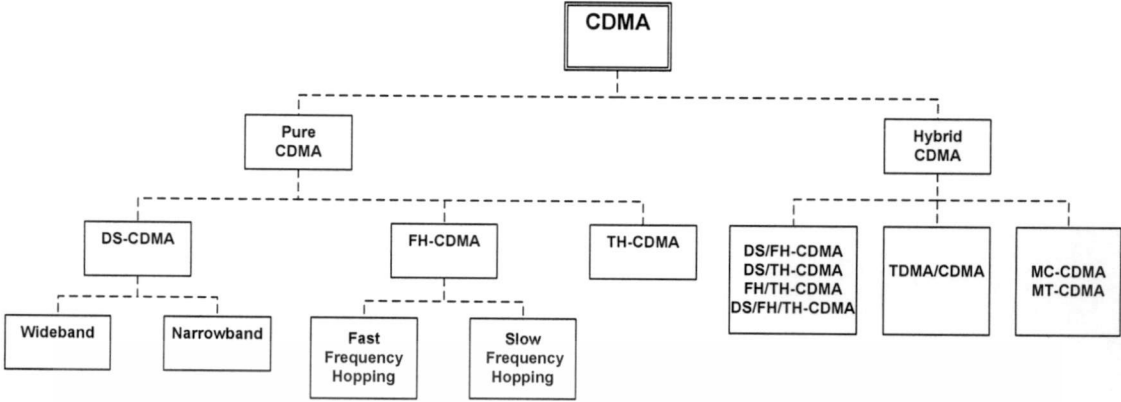
4. การขจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference Rejection) การทำสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสกับสัญญาณแบนด์แคบจะทำให้กำลังของสัญญาณแบนด์แคบนั้นถูกแผ่ออก นั่นคือ เป็นการลดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลลง แสดงดังรูปที่ 2.5 สัญญาณสเปกตรัมแผ่ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบจะถูกคีสเปรดที่เครื่องรับในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่กว้างทางสเปกตรัม ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกคีสเปรด

5. ความสามารถในการป้องกันการแทรกสอดจากผู้อื่น (Anti-Jamming Capability) โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกสอดแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการขจัดสัญญาณแทรกสอด เพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดขึ้นกับระบบ จากคุณสมบัติที่กล่าวมานั้นทำให้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางการทหาร เนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำ จึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับได้

การพัฒนาการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เกิดขึ้นในช่วงกลางของทศวรรษปี ค.ศ.1950 โดยมีจุดมุ่งหมายหลักเพื่อนำมาใช้งานในวงการทหาร สำหรับป้องกันการรบกวนของการรับ - ส่งสัญญาณ (Enemy Jamming) และในเวลาต่อมาได้มีการนำเทคนิคดังกล่าวไปประยุกต์ใช้ในเชิงพาณิชย์มากขึ้น ตัวอย่างการใช้งานที่พบเห็นได้ในปัจจุบัน ได้แก่ ระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA หลักการพื้นฐานของการแผ่สเปกตรัม คือ การแผ่คลื่นสัญญาณที่ใช้ส่งผ่านข้อมูลลงในแถบความถี่ที่มีความกว้างกว่าปกติมาก แต่ใช้กำลังส่งที่ค่อนข้างต่ำเมื่อพิจารณาเทียบต่อหนึ่งหน่วยความถี่ ในปัจจุบันวิธีการแผ่สเปกตรัมที่ใช้ในการแผ่ขยายความถี่สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 วิธี [4] คือ

- แบบจัดลำดับโดยตรง (Direct-Sequence: DS)
- แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency-Hopping: FH)
- แบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (Time-Hopping: TH)
- แบบไฮบริด (Hybrid)

การแผ่สเปกตรัมแบบจัดลำดับโดยตรงจัดว่าได้รับความนิยมอย่างมากในการนำมาประยุกต์ใช้งานในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA อย่างกว้างขวาง อย่างไรก็ตาม การแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ก็ได้รับความนิยมด้วยเช่นกัน โดยจะพบเห็นได้ในการใช้งานกับระบบการสื่อสารไร้สาย (Wireless Communication)



รูปที่ 2.6 แผนผังเทคโนโลยี CDMA

2.2.2 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดยตรง (DS-CDMA)

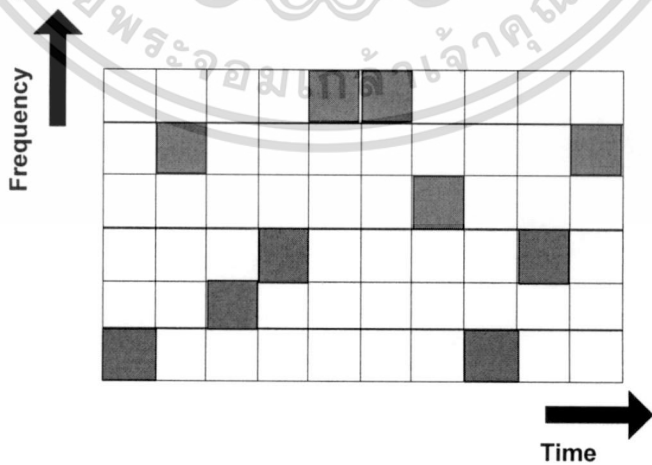
การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดยตรงนั้น สัญญาณข้อมูลจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับซุคร์รหัส โดยซุคร์รหัสประกอบด้วยบิตของรหัสหรือเรียกว่าชิพ (Chip) ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 และนำสัญญาณที่ได้มามอดูเลตกับสัญญาณพาห้แบนด์กว้าง (Wideband Carrier Signal) และผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลและซุคร์รหัสโดยตรงนั้น เป็นวิธีการที่เรียกว่า การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบจัดลำดับโดยตรง จากรูปที่ 2.7 แสดงการครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบจัดลำดับโดยตรง



รูปที่ 2.7 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบจัดลำดับโดยตรง (DS)

2.2.3 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH-CDMA)

การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่นั้น ความถี่พาห้ของสัญญาณข้อมูลที่ใช้มอดูเลตจะมีค่าไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนแปลงเป็นคาบเวลา นั่นคือ ในช่วงเวลา T ความถี่พาห้จะมีค่าคงที่แต่ในช่วงเวลา T ต่อมาความถี่พาห้จะกระโดดไปยังความถี่อื่น หรืออาจจะเป็นความถี่เดิมก็ได้ โดยรูปแบบ (Pattern) ของการกระโดดจะเป็นไปตามการควบคุมของ สัญญาณรหัสกลุ่มของความถี่พาห้ที่มีทั้งหมดเรียกว่า เซตของการกระโดด (Hop Set) การใช้ย่านความถี่ ของการแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (Frequency Hopping) จะแตกต่างจากการแผ่แบบลำดับโดยตรง (Direct Sequence) คือ การแผ่แบบลำดับโดยตรงจะส่งสัญญาณโดยใช้ย่านความถี่ทั้งหมดที่มี แต่ ในขณะที่ การแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะใช้ย่านความถี่เพียงส่วนเล็ก ๆ ของความถี่ทั้งหมด เมื่อมี การส่งสัญญาณแต่จะมีตำแหน่งของย่านความถี่ดังกล่าวแตกต่างกันในแต่ละเวลาสมมติ การแผ่ แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่ในย่านความถี่แบนด์สองในคาบเวลาแรก แต่การแผ่แบบลำดับโดยตรงจะทำการส่งสัญญาณในคาบเวลาเดียวกันด้วยการแผ่กำลังของสัญญาณไป ตลอดย่านความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด ดังนั้น กำลังงานที่ถูกส่งออกไปในย่านความถี่แบนด์หนึ่งจะมีค่า น้อยกว่าการแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่มาก แต่อย่างไรก็ดี การแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะ ทำการส่งสัญญาณในย่านความถี่แบนด์หนึ่งในช่วงเวลาทั้งหมดของคาบเวลา ในขณะที่การแผ่ แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่จะใช้ย่านความถี่นี้เพียงช่วงหนึ่งของเวลาเท่านั้น ดังนั้น โดยเฉลี่ยแล้ว การแผ่ทั้ง 2 แบบ จะทำการส่งสัญญาณด้วยกำลังงานที่เท่ากันในย่านความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด ข้อ แตกต่างระหว่างการครอบครองย่านความถี่ของการแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนความถี่และการแผ่แบบ ลำดับโดยตรงแสดงดังรูปที่ 2.8



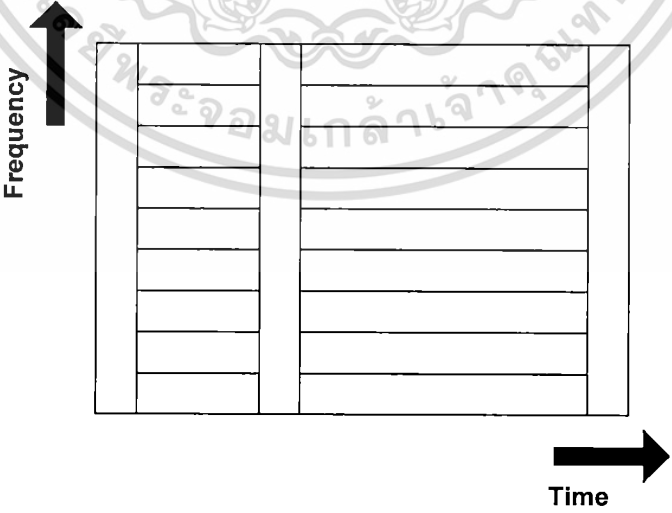
รูปที่ 2.8 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบ FH-CDMA นี้สามารถจำแนกความแตกต่างโดยใช้อัตราการกระโดดของความถี่-พาห์ได้ดังนี้ ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่ามากกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยการกระโดดเปลี่ยนความถี่อย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping (F-FH) CDMA) โดยจะมีการเปลี่ยนความถี่พาห์หลายครั้งในช่วงเวลาการส่งข้อมูล 1 บิต คือ ข้อมูล 1 บิต จะถูกส่งออกไปในหลาย ๆ ความถี่ แต่ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่าน้อยกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยการกระโดดเปลี่ยนความถี่อย่างช้า (Slow Frequency Hopping (S-FH) CDMA) โดยจะมีบิตข้อมูลหลายบิตถูกส่งที่ย่านความถี่เดียวกัน การครอบครองความถี่ที่มีความถี่ในการกระโดดใด ๆ ไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับความกว้างของแถบสัญญาณข้อมูลเท่านั้น ยังขึ้นอยู่กับรูปแบบของสัญญาณที่มีการกระโดดและความถี่ในการกระโดดอีกด้วย

2.2.4 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (TH-CDMA)

การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบกระโดดเปลี่ยนเวลานั้น แถบเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็นไทม์สล็อตจำนวน M สล็อต ในช่วงเวลาของแต่ละเฟรม ผู้ใช้ระบบสามารถส่งสัญญาณไปในไทม์สล็อตใดสล็อตหนึ่งจากทั้งหมด M สล็อต และแต่ละไทม์สล็อตก็就会被ส่งออกไป โดยขึ้นอยู่กับชุดรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้งานระบบแต่ละราย เนื่องจากผู้ใช้คนหนึ่งจะทำการส่งข้อมูลทั้งหมดภายใน 1 ไทม์สล็อต แทนที่จะทำการส่งข้อมูลไปในทั้งหมด M สล็อต ดังนั้นความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยค่าเฟกเตอร์เป็น M บล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA แสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 การครอบครองเวลาและย่านความถี่ของการแผ่สเปกตรัมแบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (TH)

รูปที่ 2.9 แสดงการครอบครองเวลาและย่านความถี่ของระบบ TH-CDMA เมื่อทำการเปรียบเทียบรูปที่ 2.7 กับรูปที่ 2.8 จะเห็นว่าระบบ TH-CDMA นั้นใช้สเปกตรัมแบนด์กว้างทั้งหมดสำหรับในช่วงเวลาสั้น ๆ แทนที่จะใช้ส่วนหนึ่งของสเปกตรัมตลอดช่วงเวลาทั้งหมด เช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA และ FH-CDMA จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติเกี่ยวกับความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง การขจัดสัญญาณแทรกสอดและความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1. ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางของสัญญาณ TH-CDMA นั้นสามารถทำได้ในทำนองเดียวกันกับสัญญาณ FH-CDMA คือ การทำให้ความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานหลาย ๆ รายในย่านความถี่เดียวกันและในเวลาเดียวกันให้มีค่าน้อยเพียงพอสำหรับกรณีการกระโดดของเวลาการส่งสัญญาณทั้งหมดจะส่งไปในย่านความถี่เดียวกัน ดังนั้นค่าความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานมากกว่า 1 ราย ในขณะเวลาเดียวกันจะต้องมีค่าน้อย ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดรหัสต่าง ๆ กันให้กับผู้ใช้แต่ละราย ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานหลาย ๆ รายเกิดขึ้นจริงก็สามารถมั่นใจได้ว่า สามารถรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง โดยการใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาดถ้ามีการชิงโครไนซ์กันระหว่างผู้ใช้ทั้งหมดและรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้แต่ละราย ทำให้ไม่มีผู้ใช้ระบบการส่งสัญญาณในไทม์สล็อตเดียวกันมากกว่า 1 ราย ทำให้ระบบ TH-CDMA สามารถลดรูปเป็นระบบ TDMA ได้เมื่อไทม์สล็อตที่ผู้ใช้ทำการส่งไม่ได้ถูกกำหนดไว้ตายตัว แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงแบบเฟรมต่อเฟรม

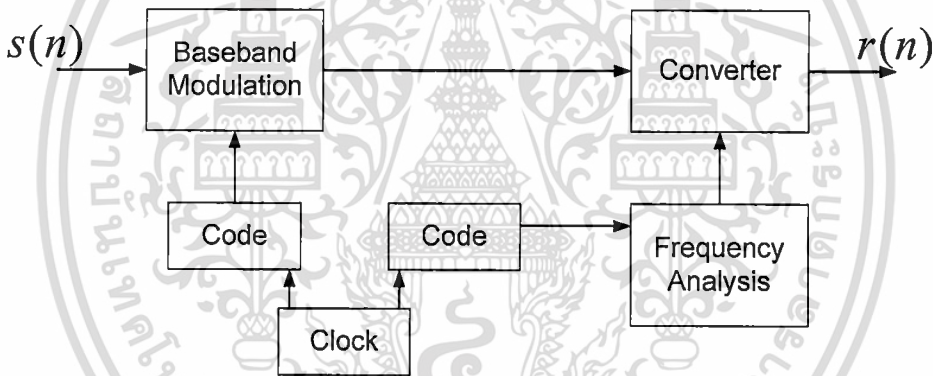
2. สัญญาณแทรกสอดแบบค้ำสัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งออกไปในลักษณะของการลดเวลา ส่วนที่ลดลงนี้คือ $1/G_p$ เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผลที่เครื่องรับสัญญาณการแทรกสอดจะถูกรับเข้ามาเพียงแค่ว่าในช่วงเวลาที่ทำการรับสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ด้วยเหตุนี้การรับสัญญาณแทรกสอดเข้ามาเพียง $1/G_p$ เปอร์เซ็นต์ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น จึงเป็นการลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดลงด้วยค่าแฟกเตอร์เป็น G_p

3. สำหรับระบบ TH-CDMA ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ผู้ใช้แต่ละรายจะทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่คงที่ แต่เวลาที่ผู้ใช้แต่ละรายทำการส่งสัญญาณข้อมูลนั้นไม่สามารถทราบได้ จากระบบอื่นและช่วงเวลาในการส่งยังสั้นมาก นอกจากนี้สัญญาณจากผู้ใช้งานแต่ละรายจะมีลักษณะเฉพาะในเรื่องของเวลาที่ทำการส่ง แม้ว่าเครื่องรับจากระบบอื่นจะทำการดักจับสัญญาณได้ ก็เป็นการยากที่จะแบ่งแยกจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของการส่งได้ นอกจากนั้นยังไม่สามารถทราบได้ว่า การส่งใดเป็นผู้ใช้งานใด

2.2.5 การเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบไฮบริด (Hybrid-CDMA)

ระบบการเข้าใช้ช่องสัญญาณหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่แบบไฮบริดจะรวมถึงระบบ CDMA ทั้งหมดที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมตั้งแต่ 2 วิธีขึ้นไปร่วมกัน จากเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ทั้ง 3 วิธีที่อธิบายไว้ข้างต้น ได้แก่ การมอดูเลตแบบจัดลำดับโดยตรง (DS) การมอดูเลตแบบกระโดดเปลี่ยนความถี่ (FH) และการมอดูเลตแบบกระโดดเปลี่ยนเวลา (TH) สามารถสร้างระบบไฮบริดที่อาจเป็นได้ดังนี้ DS/FH, DS/TH, FH/TH และ DS/FH/TH

แนวคิดของระบบไฮบริดคือ การรวมข้อดีของเทคนิคการมอดูเลตแต่ละเทคนิคเข้าด้วยกัน ตัวอย่างเช่น ระบบ DS/FH มีข้อดีในเรื่องของการต่อต้านผลกระทบจากสัญญาณหลายเส้นทางของระบบ DS รวมกับคุณสมบัติในเรื่องผลกระทบจากความใกล้เคียง-ไกลของสัญญาณ (Near-Far Effect) ของระบบ FH แต่ข้อเสียของระบบไฮบริด คือ เรื่องของเครื่องส่งและเครื่องรับที่มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS/FH CDMA แสดงดังรูปที่ 2.10



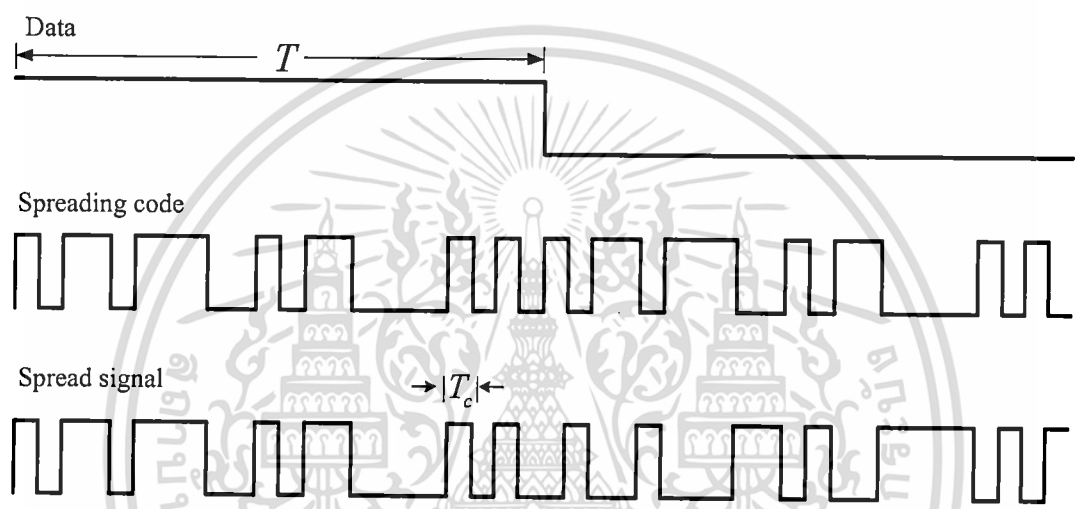
รูปที่ 2.10 เครื่องส่งแบบไฮบริด DS/FH CDMA

จากรูปที่ 2.10 สัญญาณข้อมูลจะทำให้เป็นสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้สัญญาณรหัส DS หลังจากนั้นสัญญาณสเปกตรัมแผ่จะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ที่มีการกระโดดของความถี่สอดคล้องกับลำดับรหัสอีกอันหนึ่ง โดยใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมรหัส (Code Clock) เพื่อให้รหัสทั้งสองมีความสัมพันธ์ที่คงที่ต่อกัน

โดยในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะความแผ่สเปกตรัมแบบการจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง สามารถเรียกระบบโดยรวมว่า DS-CDMA (Direct Sequence Code Division Multiple Access) เป็นมาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในปัจจุบัน

2.3 ระบบการสื่อสาร DS-CDMA

โดยพื้นฐานของการแผ่สเปกตรัมแบบจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (DS-SS) คือ การกระจายสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์แคบให้เป็นสัญญาณที่มีแบนด์วิดท์กว้าง โดยที่เครื่องรับจะกู้คืนด้วยการดีสเปรด (Despread Spectrum) โดยสัญญาณแบนด์วิดท์กว้างจะถูกกู้คืนให้กลับเป็นสัญญาณแบนด์วิดท์แคบเหมือนเดิม ด้วยหลักการดังกล่าวสามารถทำให้สัญญาณข้อมูลส่งในอากาศมีกำลังงานต่ำกว่าระดับกำลังงานของสัญญาณรบกวนได้



รูปที่ 2.11 การแผ่สเปกตรัมแบบการจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง (Direct Sequence)

หลักการของการแผ่สเปกตรัมแบบการจัดลำดับเข้าถึงโดยตรง หรือ DS-SS คือ การนำรหัสแผ่ (Spreading Code) ที่ได้ออกแบบมาเป็นอย่างดีไปคูณกับบิตข้อมูลที่มีความยาวคาบเท่ากับ T ทีละบิต โดยความยาวคาบของรหัสแผ่เท่ากับ T_c หรือเรียกว่า ความกว้างชิป (Chip) ซึ่งมีขนาดแคบกว่าความกว้างของบิตข้อมูลมาก ดังแสดงในรูปที่ 2.11 โดยการส่งข้อมูลจากสถานีฐาน (Base Station) ประกอบด้วยข้อมูลของผู้ใช้หลายราย ซึ่งแต่ละรายจะได้รับรหัสแผ่ (Code) หนึ่งชุดที่แตกต่างกันไป การถอดรหัสที่ผู้รับหรือสถานีรับจะต้องใช้รหัสแผ่ที่เหมือนกัน เมื่อพิจารณาการทำงานของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่สถานีหนึ่ง มีผู้ใช้งาน k ราย และใช้การมอดูเลตแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) จะได้สัญญาณที่ส่งจากสถานีฐาน คือ

$$x_k(n) = \sum_i A_k d_k(i) s_k(n - iT) \tag{2.2}$$

โดยที่ $d_k(i)$ คือ บิตข้อมูลของผู้ใช้ k ราย ที่เวลา i ซึ่ง $d_k(i) \in \{-1, +1\}$

- $s_k(n)$ คือ รหัสแผ่ (Spreading Code) ของผู้ใช้รายที่ k
- A_k คือ แอมพลิจูด (Amplitude) ที่ใช้ส่งบิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k
- T คือ ช่วงเวลาของการส่งข้อมูลหนึ่งบิต

รหัสแผ่ คือ รหัสที่ได้จากการสุ่มอิสระ (PN code) แต่มีลำดับขั้นตอนในการกำหนดค่าที่ชัดเจน แต่รหัสดังกล่าวจะมีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่ม (Random Signal) ซึ่งมีวิธีในการสร้างรหัสประเภทนี้หลายวิธี เช่น รหัส M-Sequence รหัสโกลด์ (Gold Code) และรหัสคาสามิ (Kasami Code)

2.3.1 รหัสแผ่ (Spreading Code)

ในระบบการสื่อสาร DS-CDMA รหัสแผ่ (Spreading Code) เป็นสิ่งสำคัญในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละรายหรือใช้ระบุหมายเลขของสถานีฐาน รหัสแผ่ที่ดีจะต้องตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์หรือมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามรหัสแผ่ที่ดีนั้นออกแบบได้ยาก อีกทั้งมีจำนวนชุดรหัสให้ใช้อย่างจำกัดและอาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์เนื่องจากสภาพแวดล้อม เช่น มีค่าหน่วงเวลา (Time Delay) ที่ไม่เท่ากัน โดยรหัสแผ่ที่ถูกเสนอในระบบ DS-CDMA มีอยู่ 2 ประเภท

1. Orthogonal Code เป็นรหัสฐานสอง (Binary Code) ที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์จึงมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัสค่าสหสัมพันธ์ไขว้อาจจะมีค่าสูงได้ในบางครั้ง นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) ที่ไม่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ได้แก่ Hadamard Walsh Code เป็นต้น

2. Pseudorandom Noise-Sequence (PN-Sequence) เป็นรหัสฐานสองที่มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นกระบวนการแบบสุ่มและเป็นรหัสที่ไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์หรือมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสไม่เท่ากับศูนย์ แต่จะมีค่าต่ำมากถึงแม้จะมีการเลื่อนของรหัสก็ตาม นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอัตสหสัมพันธ์ที่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ได้แก่ Maximal Leangth-Sequence (M-Sequence), Gold Code และ Kasami Code เป็นต้น

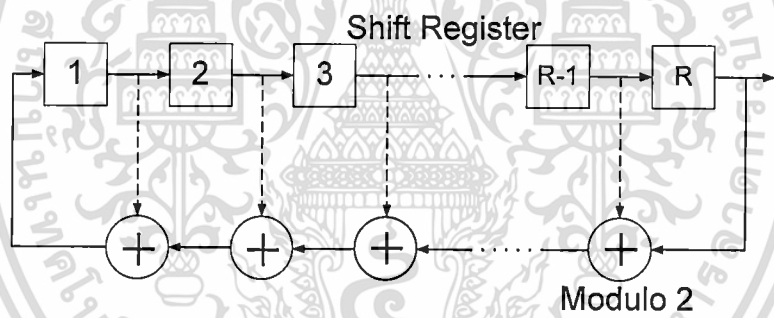
รหัส PN (Pseudo Noise Code) คือลำดับสัญญาณ (Sequence) ที่ถูกสร้างขึ้นมาโดยวิธีการที่มีลำดับขั้นตอนที่ชัดเจน (Deterministic Procedure) รหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้มีคุณสมบัติที่คล้ายคลึงกับสัญญาณสุ่ม รหัสชนิดนี้ถูกนำมาใช้งานในทางปฏิบัติอย่างกว้างขวาง ยกตัวอย่างเช่น นำมาใช้ในการซิงโครไนซ์สัญญาณ (Signal Synchronization) วิทยาการรหัสลับ (Cryptography) การแผ่สเปกตรัม (Spread Spectrum) และการกำเนิดจำนวนสุ่ม (Random Number Generator) เป็นต้น

ในปัจจุบันรหัสชนิดที่จัดว่าได้รับความนิยมมากเป็นพิเศษ คือ รหัส M-Sequence ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการจำลองระบบการสื่อสาร DS-CDMA โดยใช้รหัส M-Sequence

2.3.2 รหัส M-Sequence

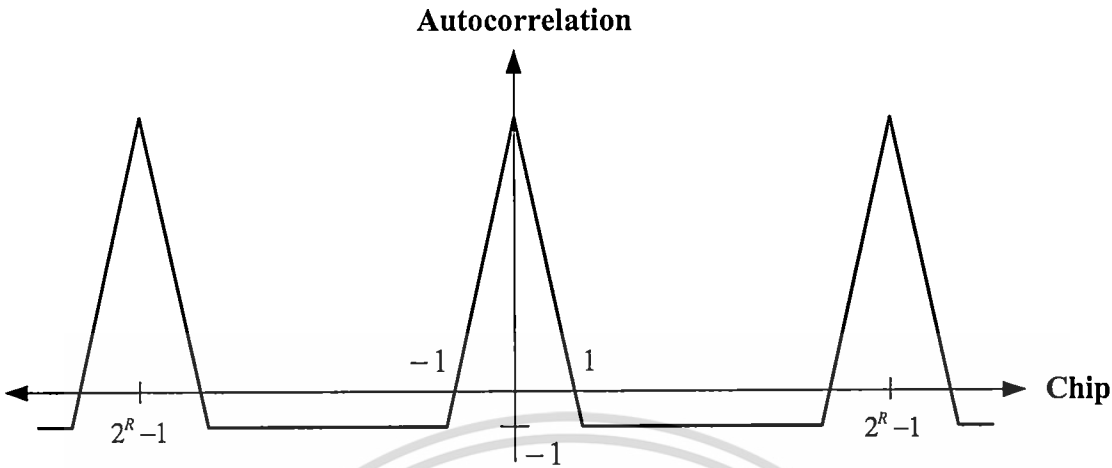
รหัส M-Sequence เป็นรหัสที่สร้างขึ้นจากชิฟรืจิสเตอร์ (Shift Register) จำนวนหนึ่งที่มาต่อเชื่อมกันแบบอนุกรม (Series) โดยที่มีการป้อนกลับของสัญญาณจากชิฟรืจิสเตอร์อย่างน้อย 2 ตำแหน่งกลับไปยังที่ขาเข้าของชิฟรืจิสเตอร์ตัวแรก ดังแสดงในรูปที่ 2.12

จากรูปที่ 2.12 เส้นประ หมายถึงในวงจรสามารถมีการป้อนกลับค่าของชิฟรืจิสเตอร์ ณ ตำแหน่งดังกล่าวและโดยทั่วไปจำนวนและตำแหน่งของการป้อนกลับจะมีบทบาทสำคัญในการกำหนดผลของรหัส PN ที่ได้ รหัส M-Sequence สามารถสร้างลำดับสัญญาณที่มีคาบความยาวสูงสุดได้เท่ากับ $P = 2^R - 1$ ชิป (Chip) เมื่อ R คือ จำนวนของชิฟรืเตอร์ที่ใช้ ชุดรหัสทุกชุดที่สร้างขึ้นจะมีคุณสมบัติเฉพาะที่เหมือนกันดังต่อไปนี้



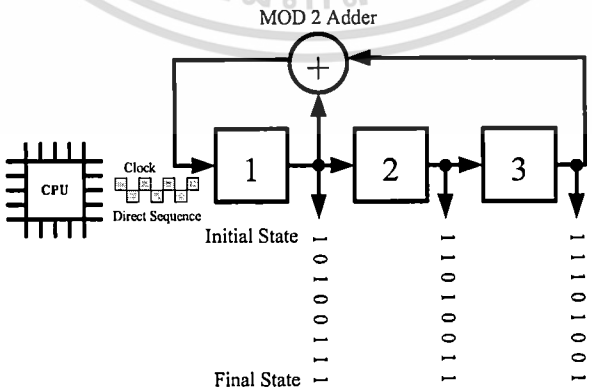
รูปที่ 2.12 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรสร้างรหัส M-Sequence

1. ชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณที่ได้จะมีชิปที่มีค่าเป็นหนึ่งในจำนวนมากกว่าชิปที่มีค่าเป็นศูนย์อยู่หนึ่งชิปเสมอ
2. ภายในชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณในแต่ละชุดจะมีช่วงของชิปที่มีค่าเป็นศูนย์หรือหนึ่งต่อเนื่องกันจำนวนหนึ่ง 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 จำนวนของชิฟรืจิสเตอร์ที่ใช้ในการสร้างลำดับสัญญาณ นอกจากนี้จะมีรันของศูนย์ขนาด $R - 1$ จำนวน 1 รันและรันของหนึ่งขนาด R จำนวน 1 รันเสมอ



รูปที่ 2.13 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 2.13 ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์สามารถทำได้ โดยนำค่าของชิปจากชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่ตำแหน่งเดียวกันมาคูณกัน แล้วนำผลคูณที่ได้ของแต่ละตำแหน่งมาอินทิเกรตรวมกันทั้งหมด ผลที่ได้คือค่าอัตสหสัมพันธ์ โดยที่การคูณกันนั้นจะกำหนดให้ -1 เป็นชิปที่มีค่าเป็นศูนย์และ 1 แทนชิปที่มีค่าเป็นหนึ่ง ในการหาค่าอัตสหสัมพันธ์นั้นจะต้องใช้ชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณ 2 ชุดที่เหมือนกัน แต่อาจมีการเลื่อนชิปของลำดับสัญญาณชุดหนึ่งให้ต่างจากลำดับสัญญาณของอีกชุดหนึ่ง ด้วยระยะทางต่าง ๆ ตามต้องการ



รูปที่ 2.14 วงจรการสร้างรหัส M-Sequence

4. เมื่อนำรหัส M-Sequence ชุดหนึ่งมาบวกแบบมอดูโล 2 (Modulo 2) กับชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณเดิมที่มีการเลื่อนชิปไป จะได้ชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณชุดใหม่ที่มีคุณลักษณะเดียวกันกับชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณเดิม แต่มีการเลื่อนของชิปไปด้วยจำนวนที่แตกต่างจากรหัสเริ่มต้นทั้งสองชุด

ตารางที่ 2.1 การบวกแบบมอดูโล 2 (Modulo 2)

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

5. หากพิจารณาค่าของชิฟรืจิสเตอร์แต่ละตัว ณ จังหวะเวลาใดเวลาหนึ่ง จะพบว่าค่าหรือสถานะของชิฟรืจิสเตอร์เหล่านี้จะมีรูปแบบที่แตกต่างไปจากที่จังหวะเวลาอื่น ๆ ทั้งหมด เมื่อพิจารณาภายในช่วงเวลา 1 คาบของชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณ นั่นคือ รูปแบบสถานะของชิฟรืจิสเตอร์เหล่านี้จะไม่มีเกิดการเกิดซ้ำภายใน 1 คาบสัญญาณ อีกทั้งจะไม่เกิดกรณีที่สถานะของชิฟรืจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเป็นศูนย์หมด เพราะในสถานะดังกล่าววงจรชิฟรืจิสเตอร์จะไม่สามารถสร้างลำดับสัญญาณขึ้นได้ ดังนั้นในการสร้างชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณนั้นจะต้องแน่ใจว่าค่าตั้งต้นของชิฟรืจิสเตอร์ทุกตัวมีค่าที่ไม่เป็นศูนย์พร้อมกันหมด

จากรูปแบบและลักษณะการเกิดของรันที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น ได้มีการพิสูจน์และพบว่ารหัสประเภทนี้มีคุณสมบัติที่เหมือนกับสัญญาณสุ่มจริง ๆ ทั้งที่รหัส M-Sequence เป็นสัญญาณที่มีลักษณะเป็นคาบ คือจะมีรูปแบบที่ซ้ำเดิมเมื่อครบรอบหนึ่งคาบ

คุณสมบัติอิตสสสัมพันธ์ที่เป็นระบบของรหัส M-Sequence ก็มีประโยชน์อย่างมากกับระบบสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ CDMA เพราะชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณชุดหนึ่งที่มีคาบยาวมากเพียงพอ สามารถนำมาใช้ในการระบุหมายเลขประจำตัวของสถานีฐานได้เป็นจำนวนมากโดยอาศัยการเลื่อนชิปของชุดรหัสหรือลำดับสัญญาณไปด้วยจำนวนที่แตกต่างกัน

2.3.3 การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบ BPSK

จุดประสงค์ในการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลนั้นคือ เพื่อให้สามารถส่งข้อมูลดิจิทัลไปได้ระยะทางไกลโดยผ่านช่องสัญญาณที่เหมาะสมสำหรับการส่งสัญญาณแอนะล็อก หลักการของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล คือ การให้สัญญาณพาห้ (Carrier Signal) ซึ่งเป็นสัญญาณแอนะล็อกนำพาเอาบิตข้อมูลไปยังช่องสัญญาณทางการส่งสัญญาณ เทคนิคการนำพาบิตข้อมูลสามารถทำได้ด้วยการเปลี่ยนคุณสมบัติของสัญญาณพาห้ ได้แก่ ขนาด (Amplitude) ความถี่ (Frequency) และเฟส (Phase) ตามค่าข้อมูลบิตที่ต้องการแปลงสัญญาณ สัญญาณพาห้ที่นิยมใช้จะเป็นคลื่นไซน์ (Sine Wave) ตัวอย่างเทคนิคการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัล ได้แก่ ASK (Amplitude-Shift Keying) FSK (Frequency-Shift Keying) PSK (Phase-Shift Keying) และ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) เป็นต้น

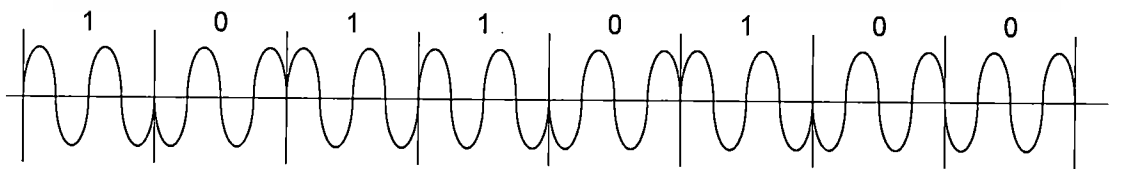
ในระบบ DS-CDMA นั้นใช้การมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลแบบ PSK คือ เป็นการเปลี่ยนค่าเฟสของสัญญาณพาห้คลื่นไซน์ตามบิตข้อมูล เทคนิคที่ใช้ในระบบ DS-CDMA คือ BPSK (Binary Phase Shift Keying) หรือ PRK (Phase Reversal Keying) หรือ Biphase Modulation เป็นการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลโดยที่เปลี่ยนข้อมูลดิจิทัลเป็น สัญญาณแบบสองขั้ว (Bipolar) แล้วทำการมอดูเลตกับสัญญาณคลื่นพาห้ ลักษณะของสัญญาณ BPSK เป็นดังนี้

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

(2.3)

โดยที่	A	คือ	ขนาดแอมพลิจูด (Amplitude) ซึ่งเป็นค่าคงที่
	d(t)	คือ	สัญญาณข้อมูลมีค่า +1 และ -1
	f _c	คือ	ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้
	t	คือ	ช่วงเวลาของบิต

ด้วยการมอดูเลตแบบ BPSK นั้น เอาต์พุตที่เป็นไปได้มีเพียงสองเฟส โดยที่มีสัญญาณคลื่นพาห้เพียงความถี่เดียว โดยเอาต์พุตตัวแรกจะเป็นตัวแทนของสัญญาณไบนารี “1” และเอาต์พุตตัวที่สองจะเป็นตัวแทนของสัญญาณไบนารี “0” ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 สัญญาณข้อมูลดิจิทัลแบบสองขั้วและสัญญาณการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเทคนิค BPSK

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

- ค่าบิตข้อมูลเป็น “0” ให้เฟสของสัญญาณพาห์เท่ากับ π
- ค่าบิตข้อมูลเป็น “1” ให้เฟสของสัญญาณพาห์เท่ากับ 0

จากลักษณะเฟสของสัญญาณพาห์สามารถเขียนสมการของการมอดูเลตสัญญาณดิจิทัลด้วยเทคนิค BPSK อีกรูปแบบได้ดังนี้

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

(2.4)

การคิ่มอดูเลตสัญญาณ BPSK สามารถทำได้โดยการนำสัญญาณคลื่นพาห์คูณกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

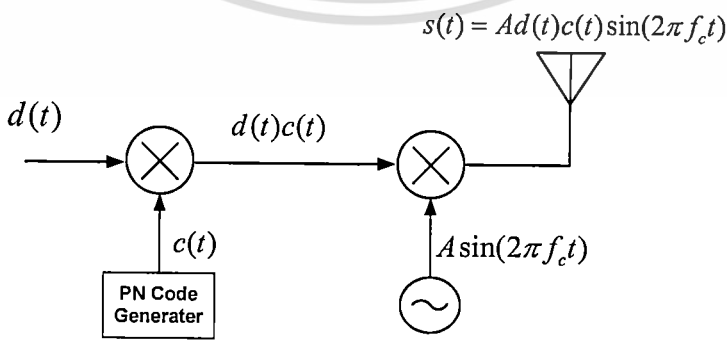
$$\begin{aligned} r(t) &= [Ax(t)\cos(2\pi f_c t)]\cos(2\pi f_c t) \\ &= 0.5Ax(t)\cos(4\pi f_c t) + 0.5Ax(t) \end{aligned}$$

(2.5)

เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านจะได้สัญญาณ $0.5Ax(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณไบนารี

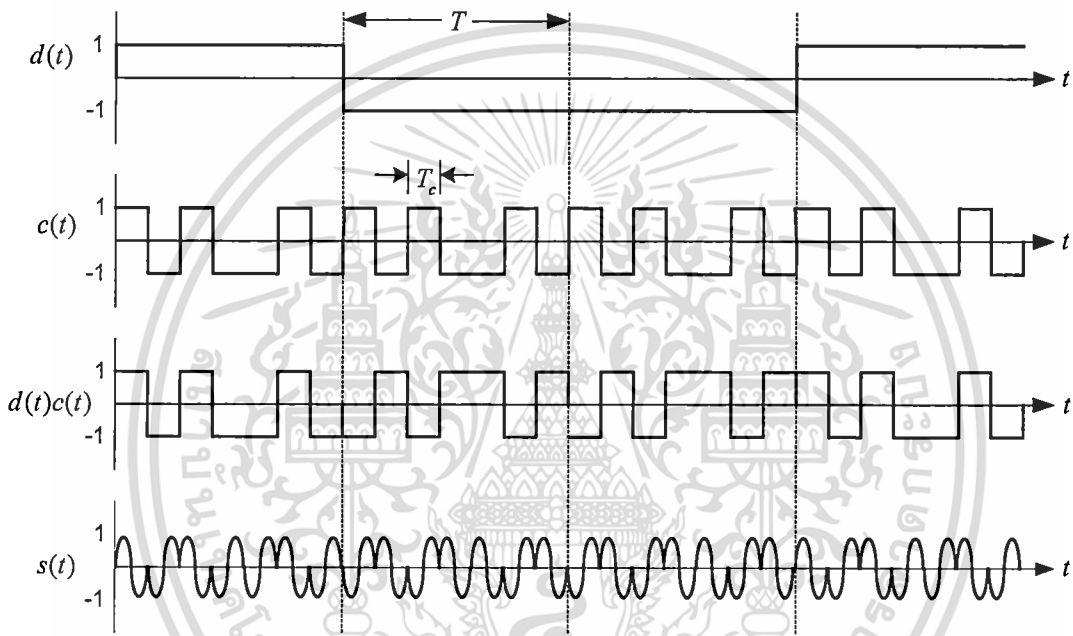
2.3.4 วงจรภาคส่ง-ภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA

โครงสร้างวงจรภาคส่งสัญญาณของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK รูปที่ 2.16 แสดงรายละเอียดโครงสร้างของภาคส่งสัญญาณของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ของผู้ใช้นี้ราย ซึ่งประกอบ ด้วย 2 ส่วนสำคัญ คือ วงจรคูณสัญญาณข้อมูลไบนารีกับรหัสแผ่และวงจรมอดูเลตแบบ BPSK



รูปที่ 2.16 วงจรภาคส่งระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

สัญญาณข้อมูล $d(n)$ ซึ่งมีอัตราบิตข้อมูลต่ำและมีคาบเวลาเป็น T ถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ $s(n)$ ที่มีคาบเวลาของหนึ่งชิปหรืออัตราชิปเท่ากับ T_c ซึ่งสั้นกว่า T มากและประกอบด้วยบิตต่าง ๆ มีค่าเป็น $+1$ และ -1 ขั้นตอนนี้เรียกว่าการสเปกตรัม (Spread Spectrum) ของสัญญาณข้อมูล จากเดิมที่มีอัตราบิตข้อมูลต่ำเมื่อผ่านขั้นตอนนี้อัตราชิปจะสูงมากขึ้นกว่าเดิม ทำให้ต้องใช้แบนด์วิดท์ของช่องสัญญาณในการส่งที่ใหญ่มากขึ้นด้วย จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้นี้ไปทำการมอดูเลตแบบ BPSK โดยใช้คลื่นพาห้ความถี่สูงโดยที่ $f_c = 1/T_c$

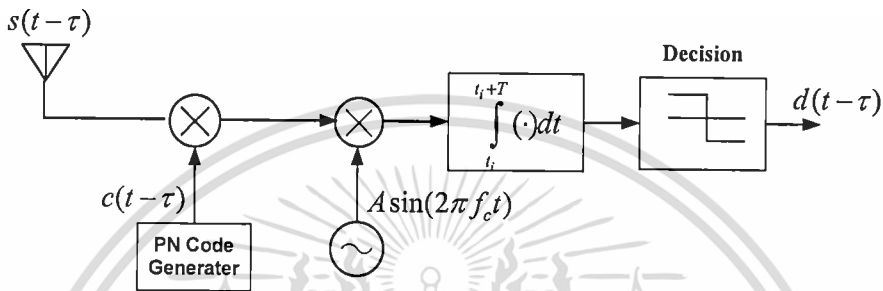


รูปที่ 2.17 ตัวอย่างสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาคส่งของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

สัญญาณที่ได้จากภาคส่งแสดงดังรูปที่ 2.17 จะเห็นได้ว่าเป็นการส่งรหัสแผ่ 7 บิตต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชิปของรหัสแผ่เป็น 7 เท่าของอัตราบิตข้อมูล) ดังนั้น อัตราขยายการแผ่หรืออัตราขยายการประมวลผลมีค่าเป็น 7 ซึ่งในทางปฏิบัติค่าอัตรานี้จะมีค่ามากกว่านี้มากประมาณ 10^2 หรือ 10^3

ส่วนของภาครับระบบการสื่อสาร DS-SS จะมีขั้นตอนตรงกันข้ามกับภาคส่ง ดังรูปที่ 2.18 เพื่อดึงสัญญาณ $d(n)$ ออกจากสัญญาณที่รับได้ ซึ่งสัญญาณนี้จะมีการหน่วงเวลาเนื่องจากการแพร่ของสัญญาณ (Propagation Delay) โดย τ คือ ค่าการหน่วงเวลา (Delay) และสัญญาณ $r(n - \tau)$

จะถูกนำไปคูณกับรหัสแผ่ชุดเดียวกับที่ใช้ที่ภาคส่ง หากแต่ว่าวงจรภาครับต้องสามารถประมาณค่า หน่วงเวลาให้ได้ใกล้เคียงกับค่า τ มากที่สุด ขั้นตอนนี้คือ การดีสเพรตสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกมา จากนั้นเมื่อนำสัญญาณนี้ไปเข้าวงจรดีมอดูเลตแบบ BPSK ก็จะได้สัญญาณข้อมูลกลับคืนมา ในวงจร ดีมอดูเลตประกอบด้วย 2 ส่วนหลัก คือ วงจรคูณและวงจรอินทิเกรตสัญญาณที่ขั้นตอนต่าง ๆ สามารถ แสดงได้ดังนี้



รูปที่ 2.18 วงจรภาครับของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

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

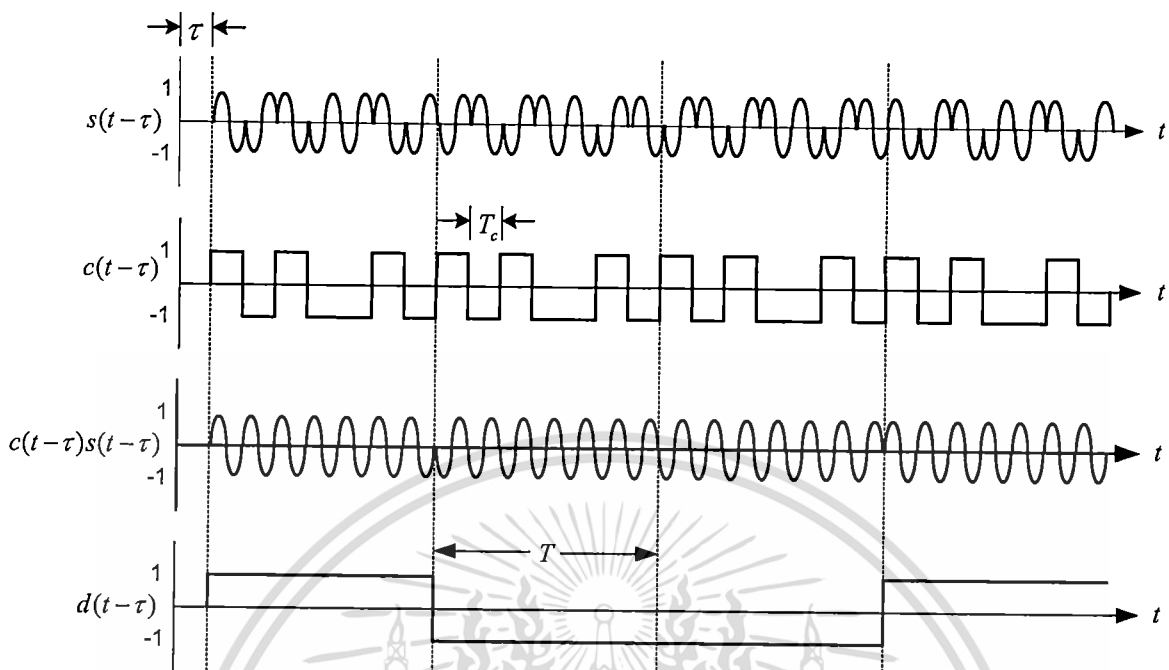
ทำการดีสเพรตโดยการคูณกับรหัสแผ่ $c(n - \tau)$

$$c(n - \tau)s(n - \tau) = d(n - \tau)A\sin(2\pi f_c(t - \tau)) \quad (2.7)$$

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

$$d(n - \tau)A\sin(2\pi f_c(t - \tau))\sin(2\pi f_c(t - \tau)) = d(n - \tau)A\{1 - \cos(4\pi f_c(t - \tau))\}/2 \quad (2.8)$$

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



รูปที่ 2.19 ตัวอย่างสัญญาณที่เกิดขึ้นในวงจรภาครับของระบบการสื่อสาร DS-SS ที่ใช้การมอดูเลตแบบ BPSK

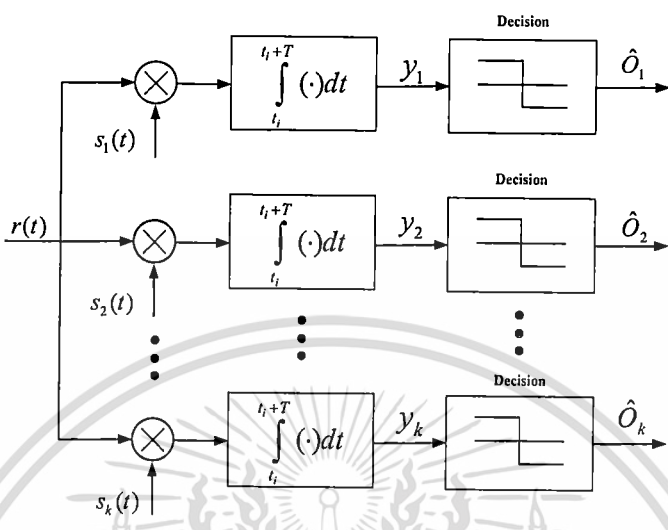
หมายเหตุ ขั้นตอนการคูณรหัสแพร่กับส่วนของวงจรดีมอดูเลตสามารถนำมาสลับกันได้ โดยผลลัพธ์ที่ได้ยังคงเหมือนเดิม

2.4 ปัญหาที่ศึกษาและวิจัยในระบบการสื่อสาร DS-SS

ในธรรมชาติจะมีปริมาณทางกายภาพหลายอย่างที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา โดยหากกฎเกณฑ์ที่แน่นอนไม่ได้ ในระบบการสื่อสารไร้สายก็เช่นกัน สัญญาณบางชนิดเกิดเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลาตามธรรมชาติและอาจจะมารบกวนสัญญาณข่าวสารที่ต้องการให้เกิดความผิดพลาดหรือไม่ชัดเจนได้ เรียกสัญญาณเช่นนี้ว่า สัญญาณรบกวน (Noise) ถ้าจะกล่าวโดยทั่วไป สัญญาณรบกวนก็คือ สัญญาณที่ระบบไม่ต้องการ ไม่ว่าจะเกิดจากสาเหตุที่มีกฎเกณฑ์หรือไม่ก็ตาม จะเกิดตามธรรมชาติหรือเกิดจากการกระทำของมนุษย์ เนื่องจากสัญญาณรบกวนนั้นมีคุณสมบัติโดยทั่วไปที่คาดเดายากและไม่มีความแน่นอน โดยจะไปขัดขวางความสามารถของวงจรภาครับในการที่จะตรวจหาและถอดรหัสข้อมูล ดังนั้น ถ้าในระบบมีสัญญาณรบกวนมาก ข้อผิดพลาดที่เกิดขึ้นที่วงจรภาครับก็จะมาก สัญญาณรบกวนที่พบในระบบสื่อสารมีหลายประเภท สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะกล่าวถึงสัญญาณรบกวนที่มีผลกระทบต่อระบบการสื่อสาร DS-SS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.1 การแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น (Multiple Access Interference: MAI)



รูปที่ 2.20 โครงสร้างโดยรวมของภาครับระบบการสื่อสาร DS-CDMA

เนื่องจากผู้ใ้ทุกคนในระบบการสื่อสาร DS-CDMA จะใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันแต่ใช้ชุดรหัสแพร่แตกต่างกัน ดังนั้นสัญญาณของผู้ใ้แต่ละรายอาจเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกัน โดยสาเหตุหลักที่ก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ของชุดรหัสแพร่ของผู้ใ้แต่ละราย การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์นี้ทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างรหัสแพร่ จากสาเหตุนี้ซึ่งเป็นปัจจัยหนึ่งที่ลดความจุของระบบ เนื่องจากชุดรหัสที่ดีที่มีการตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์มีน้อยไม่เพียงพอต่อผู้ใ้ในระบบและเลียงไม่ได้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยใช้เทคนิคของการกรองเพื่อจัดสัญญาณแทรกสอด

เมื่อพิจารณาสัญญาณที่ภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA รับได้ดังรูปที่ 2.20 ที่ถูกส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนและสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถี (Multipath) และมีความผิดเพี้ยนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใ้รายอื่น ๆ ซึ่งปัญหาเหล่านี้มีผลทำให้เกิดความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่ภาครับ สามารถเขียนสัญญาณที่ภาครับได้ดังนี้

$$r_k(n) = \sum_{k=1}^K A_k \sum_i s_k(n - j\tau) h_k(n) d_k(i) + b(n) \tag{2.9}$$

โดยที่ A_k คือ แอมพลิจูด (Amplitude) ที่ใช้สำหรับส่งบิตข้อมูลของผู้ใ้รายที่ k

$d_k(j)$ คือ บิตข้อมูลของผู้ใช้รายที่ k

$b(n)$ คือ สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน ที่มีค่า PSD (Power Spectral Density) เท่ากับ $b_0/2$ และค่าความแปรปรวนเท่ากับ 1

$h_k(n)$ คือ ช่องสัญญาณ (Channel) ระหว่างส่งสัญญาณ

$s_k(n)$ คือ รหัสแผ่ (Spreading Code) ของผู้ใช้รายที่ k สามารถแสดงรูปสัญญาณรหัสแผ่ได้ดังนี้

$$s_k(n) = \sum_{i=0}^{N-1} c_{k,i} P_{T_c}(n - iT_c) \quad (2.10)$$

โดย

$$P_{T_c}(n) = \begin{cases} 1, & 0 < t < T_c \\ 0, & \text{อื่นๆ} \end{cases} \quad (2.11)$$

และ N แทนอัตราขยายการแผ่ (Spreading Gain) ซึ่ง $N = T/T_c$ โดยที่ $c_{k,i}$ คือ ลำดับสัญญาณของการแผ่ที่กำหนดให้ผู้ใช้งานที่ k ซึ่งมีค่า $\pm 1/\sqrt{N}$ และฟังก์ชัน $P_{T_c}(n)$ คือ สัญญาณพัลส์ (Pulse) ที่มีแอมพลิจูด (Amplitude) เท่ากับ 1 และค่า τ สามารถแสดงได้ดังสมการนี้

$$\tau = T_s + (W - 1)T_c \quad (2.12)$$

โดยที่ W คือ จำนวนคาบเวลาทั้งหมดของรหัสที่ใช้แผ่สเปกตรัม
จากรูปที่ 2.20 จะเห็นว่าสัญญาณที่ได้ของผู้ใช้รายที่ k สำหรับบิตที่ i ซึ่งมีค่าเท่ากับ

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

เนื่องจากการตัดสินใจแต่ละบิตเป็นอิสระจากกันและการวิเคราะห์จะกระทำภายในช่วงเวลาบิตใดบิตหนึ่งที่มีขนาดความกว้างเท่ากับ T เท่านั้น และบิตอื่น ๆ ก็มีการวิเคราะห์ที่เหมือนกันทุกประการ ดังนั้น จึงไม่จำเป็นต้องเขียนกรณี i เพื่อระบุตำแหน่งของบิต และเมื่อนำความสัมพันธ์ของสมการที่ (2.9) แทนลงในสมการที่ (2.13)

$$y_k = A_k d_k + \underbrace{\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j d_j \rho_{jk}}_{\text{MAI}} + \underbrace{b_k}_{\text{AWGN}} \quad (2.14)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่

$$\rho_{jk} = \int_0^T s_j(n)s_k(n)dn \quad (2.15)$$

แทนสหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้รายที่ j และผู้ใช้รายที่ k และในกรณีที่ $j = k$

$$\rho_{jj} = \int_0^T s_j^2(n)dn = 1 \quad (2.16)$$

และ

$$b_k = \int_0^T \sigma b(n)s_k(n)dn \quad (2.17)$$

จากสมการที่ (2.12) พจน์แรกของสมการ $A_k d_k$ คือ สัญญาณบิตข้อมูลสำหรับผู้ิใช้รายที่ k พจน์ที่สอง $\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j d_j \rho_{jk}$ คือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ิใช้รายอื่น (MAI) และพจน์ที่สาม n_k คือ สัญญาณรบกวนที่เกิดกับผู้ิใช้รายที่ k และเมื่อนำค่า y_k ไปผ่านวงจรตัดสินใจบิตจะได้ผลดังนี้

$$\widehat{O}_k = \text{sgn}(y_k) \quad (2.18)$$

โดยที่

$$\text{sgn}(x) = \begin{cases} +1, & x \geq 0 \\ -1, & x < 0 \end{cases} \quad (2.19)$$

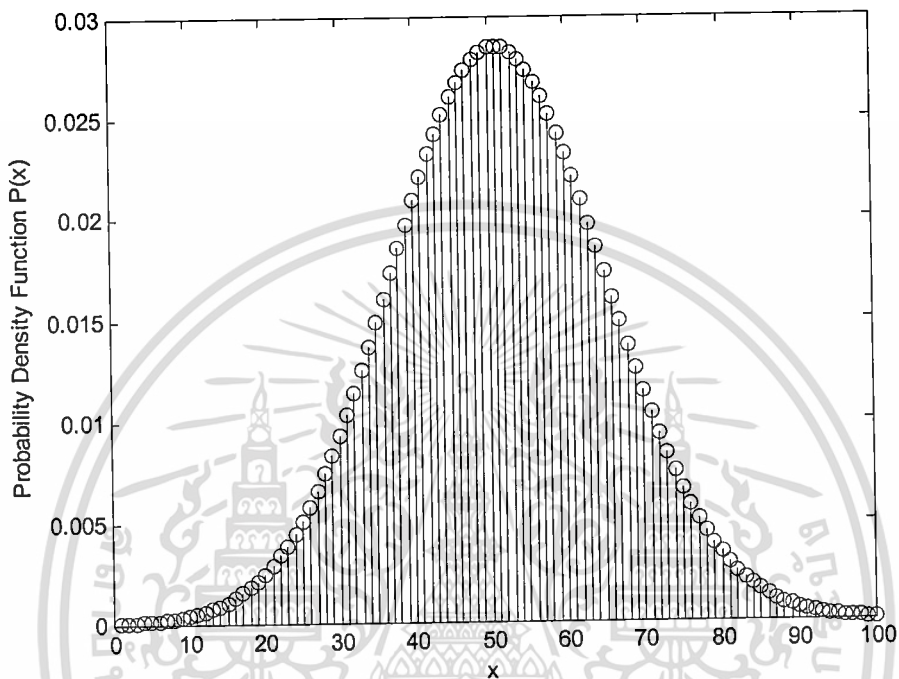
2.4.2 สัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (Additive White Gaussian Noise: AWGN) [2]

สัญญาณรบกวนเกิดจากสาเหตุต่าง ๆ กัน สัญญาณรบกวนที่ควรสนใจมากที่สุด คือ สัญญาณรบกวนที่มีความหนาแน่นสเปกตรัมคงที่ คือ สัญญาณรบกวนแบบขาว (White Noise) โดยเรียกชื่อให้สอดคล้องกับแสงสีขาวที่ประกอบด้วยแสงทุกความถี่ โดยเป็นสัญญาณรบกวนที่มีการกระจายของกำลังอย่างมีรูปแบบและครอบคลุมทุกความถี่ที่กว้างมาก ซึ่งมีค่าประมาณ 10^{13} Hz ที่อยู่ในช่วงของรังสีอัลตราไวโอเล็ต นอกนั้นกำลังจะลดต่ำลง สัญญาณรบกวนแบบขาวจะมีลักษณะฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน หรือเรียกว่า การกระจายแบบปกติ (Normal Probability Density Function) ที่มีค่าเฉลี่ย (Mean) เป็นศูนย์ดังสมการ

$$P(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp \frac{-(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \quad (2.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- โดยที่ μ คือ ค่าเฉลี่ย (Mean)
- σ คือ ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard Deviation)
- σ^2 คือ ค่าความแปรปรวน (Variance)



รูปที่ 2.21 ฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน

ค่าความหนาแน่นสเปกตรัมคือ

$$S_n(\omega) = \frac{b_0}{2} \tag{2.21}$$

โดยที่ b_0 คือ ค่าความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังต่อเฮิร์ตซ์ (คิดเฉพาะความถี่ด้านบวก) และค่าอัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Autocorrelation) คือ

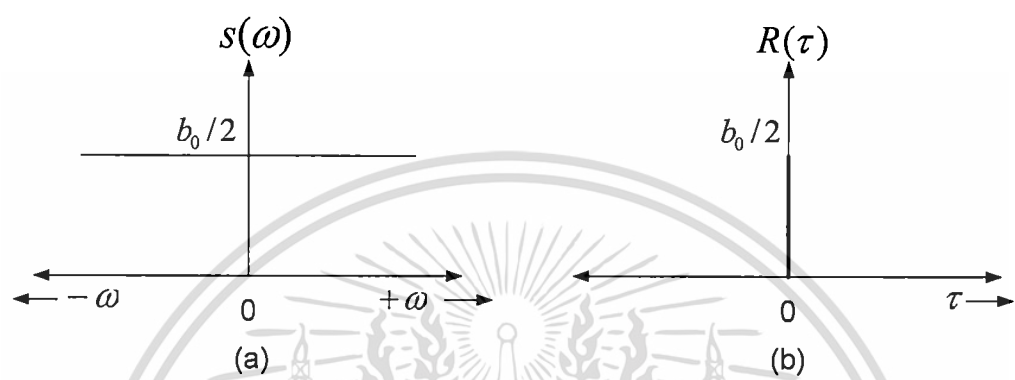
$$\begin{aligned} R(\tau) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{b_0 e^{j\omega}}{2} d\omega \\ &= \frac{b_0}{2} \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} 1 \cdot e^{j\omega} d\omega \end{aligned} \tag{2.22}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$R(\tau) = \frac{b_0}{2} \delta(\tau) \tag{2.23}$$

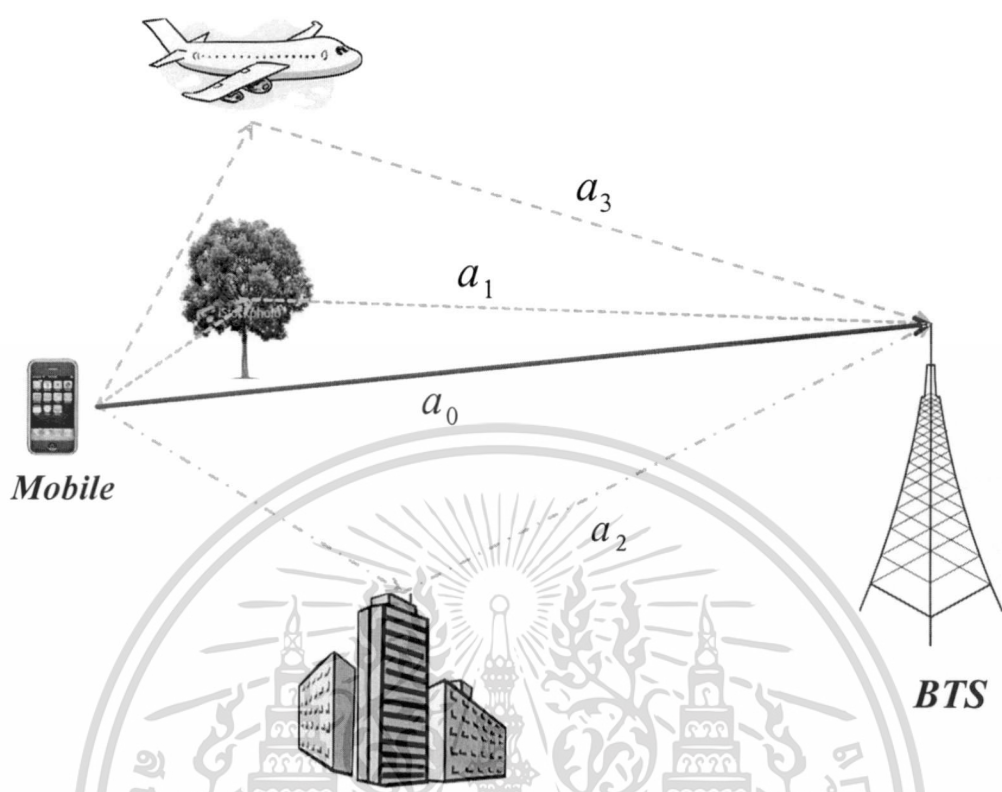
เมื่อกำหนดให้ $\delta(\tau)$ เป็น Dirac Delta Function แสดงดังรูปที่ 2.22 โดยที่ $\tau = 0$



รูปที่ 2.22 (a) ความหนาแน่นสเปกตรัมกำลังของ AWGN
(b) ค่าอัตสหสัมพันธ์ (Autocorrelation)

2.4.3 การแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI)

ในระบบการสื่อสาร DS-CDMA นั้น การรับ-ส่งสัญญาณระหว่างเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน (Uplink) หรือระหว่างสถานีฐานกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Downlink) นั้น นอกจากมีส่วนของสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงแล้วยังประกอบด้วยสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนวัตถุหรือตึกสูงในหลาย ๆ เส้นทาง ดังนั้นสัญญาณที่ได้รับที่เครื่องรับจึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณสะท้อนจากเส้นทางต่าง ๆ กัน (Multipath) ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จึงมีขนาดและเฟสต่าง ๆ กัน ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้จึงมีขนาดและเฟสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณจริงที่ส่งมา ขึ้นอยู่กับผลรวมของสัญญาณที่ได้จากการสะท้อนนั้น เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การจางหายของสัญญาณเนื่องจากสัญญาณหลายวิถี (Multipath Fading) หรือกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟสของสัญญาณที่ได้รับที่มีสาเหตุมาจากการรวมกันของสัญญาณสะท้อนมาจากหลายเส้นทางต่าง ๆ กันนี้ เป็นต้นกำเนิดของการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) ซึ่งจะส่งผลให้เกิดความผิดเพี้ยน (Distortion) และทำให้ข้อมูลที่ได้รับได้ที่เครื่องรับสัญญาณมีอัตราความผิดพลาด (BER) ที่สูง



รูปที่ 2.23 ลักษณะการเดินทางของสัญญาณหลายวิถี

จากรูปที่ 2.23 จะสังเกตว่าเส้นทางของสัญญาณนั้นมีทั้งหมด 4 เส้นทาง เส้นทางแรกคือ เส้นทางตรงที่มีอัตราการลดทอนของสัญญาณ a_0 อีกสามเส้นทางนั้นคือ เส้นทางการเดินทางของสัญญาณหลายวิถี ซึ่งเกิดจากการสะท้อนกับตึก อาคารและสิ่งกีดขวางต่าง ๆ โดยมีอัตราการลดทอนของสัญญาณ a_1, a_2 และ a_3 ตามลำดับ สัญญาณที่เป็นเส้นทางตรงจะถูกครอบคลุมด้วยสัญญาณหลายวิถีอันเนื่องมาจากการสะท้อนจากวัตถุหลายแหล่งที่เดินทางมาถึงเครื่องรับหรือสถานีฐาน และสัญญาณทั้งหมดจะเดินทางมารวมกันที่เครื่องรับหรือสถานีฐานด้วยอัตราการลดทอนและค่าหน่วงเวลาที่ต่างกันไป เมื่อเขียนในรูปแบบของช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณหลายวิถีได้ ดังรูปที่ 2.24

จากสมการที่ (2.9) และรูปที่ 2.23 ในส่วนของช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณหลายวิถีนั้นสามารถเขียนในรูปสัญญาณได้ดังนี้

$$h_k(n) = \sum_{m=0}^{M-1} a_{k,m} \delta(n - \tau_{k,m}) \tag{2.24}$$

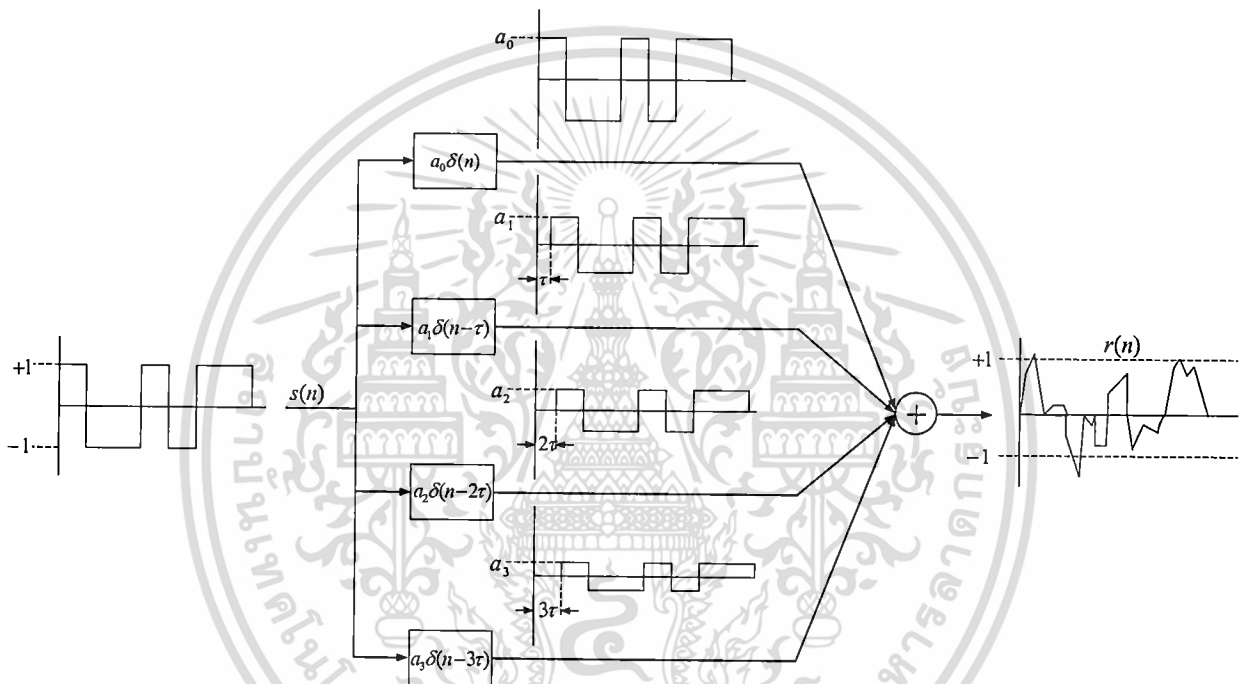
โดยที่ $\tau_{k,m}$ คือ ค่าหน่วงของเวลาเนื่องจากการแพร่ (Propagation Delay) m เส้นทางของผู้ใช้รายที่ k $\delta(n)$ คือ อิมพัลส์ฟังก์ชัน (Impulse Function) หรือผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a_{k,m}$ คือ การจางหายของสัญญาณตามระยะทาง m เส้นทางของผู้ใช้รายที่ k ซึ่งสามารถกำหนดค่าสัมประสิทธิ์การจางหายได้จาก [5]

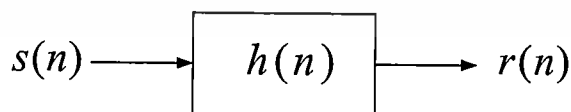
$$a_{k,m} = \begin{cases} 0.5 \left\{ 1 + \cos \left(\frac{2\pi}{B} (t - 2) \right) \right\} & , t = 1, 2, 3, \dots \\ 0 & , \text{อื่น ๆ} \end{cases} \quad (2.25)$$

โดยที่ B คือ อัตราการลดทอนของช่องสัญญาณ



รูปที่ 2.24 รูปแบบของช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณหลายวิถี

จากรูปที่ 2.24 สามารถเขียนผลรวมของช่องสัญญาณเป็นบล็อกเดียวกันได้ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 โครงสร้างช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ผลรวมนั้นจะเรียกว่า ผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) หรือเขียนแทนด้วย $h(n)$ เนื่องจากเป็นสิ่งที่แสดงผลตอบสนองของช่องสัญญาณต่อสัญญาณอิมพัลส์ และผลลัพธ์ที่ได้คือ

$$r(n) = a_0\delta(n) + a_1\delta(n - \tau) + a_2\delta(n - 2\tau) + a_3\delta(n - 3\tau) \quad (2.26)$$

ความผิดเพี้ยนอันเนื่องมาจากผลของช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณหลายวิธีนี้ ส่งผลให้เกิดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ หรือ ISI กับสัญญาณที่เครื่องรับหรือสถานีฐาน โดยคำว่า สัญลักษณ์ (Symbol) ในที่นี้คือ สัญญาณข้อมูลแต่ละบิต ซึ่งแสดงไว้ในรูปสัญญาณ $r(n)$ ในรูปที่ 2.23 หากไม่ได้แก้ไขอัตราข้อมูลผิดพลาดอันเนื่องมาจากความผิดเพี้ยนของช่องสัญญาณที่ได้รับสัญญาณหลายวิธีก็จะสูงเกินระดับที่ยอมรับได้



บทที่ 3

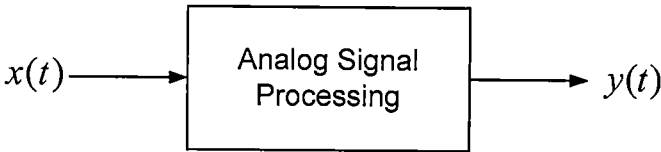
Adaptive Equalizer

เทคโนโลยีทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าสื่อสารและคอมพิวเตอร์ในปัจจุบันได้ก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วและบทบาทสำคัญของความก้าวหน้าเหล่านี้ก็มาจากการเปลี่ยนแปลงของเทคโนโลยีหลายอย่างที่พัฒนาด้วยวงจรแอนะล็อกมาเป็นวงจรดิจิทัล มักจะได้ยินคนพูดเสมอถึงเทคโนโลยีในโลกปัจจุบันว่าเป็น “ยุคแห่งดิจิทัล” หรือ “โลกดิจิทัล” ซึ่งผู้พูดส่วนใหญ่ก็มักมองจากสินค้าทันสมัยต่าง ๆ ที่มีในท้องตลาด เช่น การมีคอมพิวเตอร์ที่มีความเร็วสูงขึ้น การมีระบบมัลติมีเดียดิจิทัลที่ดีขึ้น การเชื่อมต่อของระบบคอมพิวเตอร์ผ่านเครือข่ายอินเทอร์เน็ต การมีอุปกรณ์สื่อสาร เช่น โทรศัพท์มือถือ เพลงเจอร์ที่ดีขึ้น และอุปกรณ์อื่น ๆ อีกมากมาย ซึ่งแน่นอนว่าอุปกรณ์ต่าง ๆ เหล่านี้มีพื้นฐานมาจากทฤษฎีของอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ แต่ยังมีทฤษฎีอีกเรื่องหนึ่งที่เป็นพื้นฐานและส่วนประกอบที่สำคัญของเทคโนโลยีเหล่านี้ นั่นก็คือ การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing)

ในปัจจุบันการประมวลผลสัญญาณเกิดขึ้นมากมายในระบบสื่อสาร โทรคมนาคม ระบบวัดและการควบคุมเครื่องจักรในโรงงานอุตสาหกรรม การบังคับหุ่นยนต์ ระบบนำวิถีจรวดในวงการทหาร การตรวจจับเครื่องบินด้วยเรดาร์ การพยากรณ์อากาศจากภาพถ่ายดาวเทียม การวินิจฉัยโรคจากภาพถ่ายรังสีเอกซ์ การบีบอัดข้อมูลเพื่อการบันทึกจัดเก็บและอื่น ๆ อีกมากมาย กรรมวิธีการประมวลผลสัญญาณสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทหลัก ได้แก่

- กรรมวิธีประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก (Analog Signal Processing)
- กรรมวิธีประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing)

ในอดีตที่ผ่านมา การประมวลผลสัญญาณแทบทั้งหมดจะอาศัยกรรมวิธีทางแอนะล็อกเป็นหลัก โดยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในกระบวนการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกที่สำคัญประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ วงจรขยายและไดโอด สัญญาณเอาต์พุตที่ได้มักอยู่ในรูปของสัญญาณแอนะล็อกด้วยเช่นกัน ข้อดีของการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก คือ อุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้สามารถแทนสมการอนุพันธ์สำหรับจำลองการทำงานของระบบจริงได้ โดยไม่ต้องมีการประมวลค่าเฉลี่ย นอกจากนี้ระบบสามารถทำงานตามเวลาจริง (Real Time) ได้



รูปที่ 3.1 โครงสร้างระบบประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก

ความก้าวหน้าของเทคโนโลยีคอมพิวเตอร์ได้ส่งผลให้การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีบทบาทเพิ่มมากขึ้นและได้เข้ามาแทนที่การประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยลักษณะการทำงานของกรรมวิธีประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สามารถแบ่งแยกออกได้เป็นส่วน ได้แก่ วงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นดิจิทัล (A/D Converter) วงจรประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นแอนะล็อก (D/A Converter) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 ในขั้นตอนแรกสัญญาณที่เข้าสู่ระบบซึ่งโดยทั่วไปจะอยู่ในรูปของสัญญาณที่มีค่าต่อเนื่องทางเวลา (Continuous Time Signal) หรือสัญญาณแอนะล็อกจะได้รับการสุ่มค่าจากวงจร A/D เพื่อแปลงสัญญาณเอาต์พุต $x(t)$ ให้เป็นสัญญาณดิจิทัล $x[n]$ ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีค่าไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete Time Signal) ก่อนจะนำไปผ่านการประมวลผล ทั้งนี้กรรมวิธีการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีความแตกต่างไปจากกรณีของการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก โดยอุปกรณ์หลักที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลประกอบด้วย วงจรบวก วงจรคูณ และหน่วยความจำ ซึ่งก็คือการคำนวณตัวเลขในทางคณิตศาสตร์ผลที่ได้จากการประมวลผลยังคงอยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล ดังนั้นในขั้นตอนสุดท้ายจึงต้องมีการบวนการแปลงกลับให้เป็นสัญญาณแอนะล็อกโดยใช้วงจร D/A



รูปที่ 3.2 โครงสร้างระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าในระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลต้องมีการเพิ่มขั้นตอนเพื่อแปลงสัญญาณแอนะล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิทัลก่อนการประมวลผลและแปลงกลับให้มีรูปแบบเดิมจากขั้นตอนดังกล่าวทำให้มีข้อจำกัด คือ ในบางสถานการณ์ระบบไม่สามารถทำงานตามเวลาจริงได้

โดยเฉพาะเมื่อต้องประมวลผลสัญญาณที่มีความถี่สูงมาก ๆ อย่างไรก็ตาม ระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีข้อดีหลายประการดังนี้

ประการแรก คือ ระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีความยืดหยุ่นสูงมาก สามารถปรับเปลี่ยนไปตามความต้องการของวิศวกรผู้ออกแบบได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพ ยกตัวอย่าง เช่น ในการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านสำหรับใช้งานในระบบสื่อสารหนึ่ง เมื่อมีการระบุข้อกำหนดของวงจรไว้แล้ว สามารถเลือกออกแบบโดยใช้วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกหรือวงจรประมวลผลดิจิทัลก็ได้และมักจะให้ผลที่ใกล้เคียงกัน แต่หากเกิดสถานการณ์ที่มีความต้องการให้ปรับข้อกำหนดของวงจรกรองใหม่เพียงเล็กน้อย การออกแบบโดยใช้วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกจะต้องมีการปรับแก้วงจรใหม่หรือเปลี่ยนอุปกรณ์บางส่วนออก ในขณะที่การออกแบบโดยใช้การประมวลผลสัญญาณดิจิทัล ผู้ออกแบบเพียงแค่ปรับแก้ค่าตัวเลขในโปรแกรมใหม่บางส่วนเท่านั้น ไม่ต้องมีการเปลี่ยนอุปกรณ์ใด ๆ ในระบบ เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่างมากขึ้น สมมติว่าหากต้องการออกแบบวงจรกรองรูปแบบอื่น เช่น วงจรกรองความถี่สูงผ่าน แน่นอนว่าการใช้วงจรประมวลผลสัญญาณแอนะล็อกจะต้องมีการออกแบบใหม่ทั้งหมดและใช้อุปกรณ์ที่ต่างไปจากเดิม แต่สำหรับการออกแบบโดยใช้การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสามารถใช้อุปกรณ์ชุดเดิมได้ เพียงแต่ต้องมีการปรับเปลี่ยนโปรแกรมในวงจรใหม่เท่านั้น จิตความสามารถเช่นนี้มีความหมายว่าสามารถสร้างชุดประมวลผลสัญญาณดิจิทัลขึ้นมาหนึ่งชุดที่สามารถทำงานได้หลากหลายการใช้งานตามความต้องการ

ประการที่สอง ความสามารถในการปรับตัวได้ในขณะที่ใช้งาน เนื่องจากคุณลักษณะของระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสามารถปรับเปลี่ยนได้โดยง่ายจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ที่เป็นเพียงการคำนวณตัวเลข ทำให้สามารถสร้างระบบที่สามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะการทำงานระหว่างการใช้งานจริงได้ เพื่อให้สอดคล้องกับสภาพแวดล้อมที่มีการเปลี่ยนแปลงไป จิตความสามารถในการปรับตัวได้ที่ว่านี้ ไม่สามารถกระทำได้ด้วยวิธีการประมวลผลสัญญาณแอนะล็อก หรือถ้าจะทำได้ก็ต้องมีความซับซ้อนสูงมาก ในปัจจุบันความสามารถในการปรับตัวได้นี้มีการใช้งานอย่างกว้างขวางในทางปฏิบัติโดยเรียกว่า วงจรกรองปรับตัวได้ (Adaptive Filter)

การใช้กรรมวิธีประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในระบบสื่อสารโทรคมนาคมมีอย่างกว้างขวางและน่าสนใจอย่างมาก เช่น ในระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ GSM และ CDMA ล้วนแต่อาศัยกรรมวิธีประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในการบีบอัดและเข้ารหัสสัญญาณเสียง (Speech Coding) เพื่อลดอัตราบิดเบือนผลทำให้ต่ำลงและสามารถใช้ประโยชน์จากสเปกตรัมแบนด์วิดท์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การเข้ารหัสช่องสัญญาณ (Channel Coding) เพื่อแก้ไขความผิดพลาดของบิตข้อมูลที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระหว่างการส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่กับสถานีฐาน (Uplink) หรือระหว่างสถานีฐานกับเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ (Downlink) และในส่วนของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) เพื่อใช้ในการแบ่งแยกช่องสัญญาณของผู้ใช้แต่ละรายในรูปแบบของชุดรหัส (Code) นั้น การใช้กรรมวิธีประมวลผลสัญญาณดิจิทัลในส่วนของการปรับแต่งสัญญาณ (Equalizer) เพื่อช่วยปรับแก้รูปสัญญาณที่ผิดเพี้ยนไประหว่างการรับ - ส่งสัญญาณในส่วนของการรับสัญญาณ โดยตัวปรับแต่งสัญญาณมีหน้าที่ในการปรับแต่งสัญญาณให้มีคุณลักษณะที่ดีขึ้นเพื่อคืนสัญญาณเดิมกลับมา ให้มีความถูกต้องมากที่สุด เนื่องจากคุณลักษณะของช่องสัญญาณของระบบการสื่อสาร DS-CDMA มีการแปรปรวนไปตามเวลา ดังนั้นตัวปรับแต่งสัญญาณสำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA จะต้องสามารถปรับตัวได้ (Adaptive) คือ คุณสมบัติของวงจรต้องสามารถเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้ เพื่อให้เหมาะสมกับสภาพของระบบการสื่อสาร DS-CDMA สามารถเรียกตัวปรับแต่งสัญญาณดังกล่าวว่า ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer) [5] – [8]

3.1 วงจรกรอง (Filter)

คำว่า “วงจรกรอง” หรือ “filter” มักใช้ในการอธิบายอุปกรณ์ในรูปแบบของอุปกรณ์ทางกายภาพหรือในรูปของโปรแกรมคอมพิวเตอร์และถูกใช้กับกลุ่มของข้อมูลที่มีสัญญาณรบกวนมาก เพื่อดึงข้อมูลที่ต้องการในช่วงเวลาหนึ่ง ๆ ออกมา อาจกล่าวได้ว่าวงจรกรองที่ใช้ในทางปฏิบัติในกระบวนการเกี่ยวกับข้อมูลข่าวสารพื้นฐานเพื่อ 3 สิ่งนี้คือ

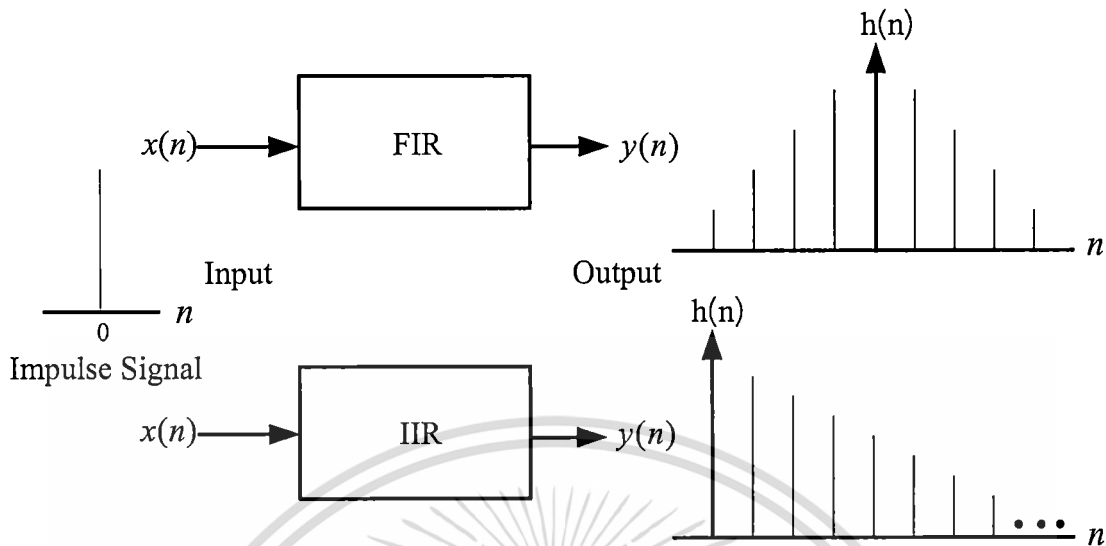
1. Filtering หรือ การกรอง หมายถึง การนำเฉพาะข้อมูลที่สนใจในช่วงเวลาหนึ่งออกมา โดยใช้ข้อมูลทั้งหมดที่สามารถรับในช่วงเวลานั้น
2. Smoothing หรือ การทำให้ราบเรียบ แตกต่างจากการกรองโดยที่กลุ่มข้อมูลที่สนใจไม่จำเป็นที่จะมีอยู่ในช่วงเวลา t และข้อมูลที่ถูกวัดหลังช่วงเวลา t สามารถถูกใช้เพื่อให้ข้อมูลนี้มาได้ หมายความว่าในกรณีของการทำให้ราบเรียบจะมีค่าหนึ่งเวลาการวิเคราะห์ผลของข้อมูลที่สนใจ และในกระบวนการการทำให้ราบเรียบนั้นสามารถใช้ข้อมูลที่ได้มาจากช่วงเวลา t และได้มาหลังจากช่วงเวลา t ควบคู่กัน ทำให้ผลที่ได้มีความแม่นยำมากกว่าการกรอง
3. Prediction หรือ การทำนาย เป็นการทำนายข้อมูลหลังจากกระบวนการการทำให้ราบเรียบ เป้าหมายคือ ข้อมูลที่สนใจในช่วงเวลา $t + \tau$ ในอนาคตสำหรับ $\tau > 0$

3.2 วงจรกรองดิจิตอล (Digital Filter)

วงจรกรองดิจิตอลโดยมากใช้สำหรับกำจัดสัญญาณรบกวน (Noise) หรือลดความผิดเพี้ยน (Distortion) ของสัญญาณที่เกิดจากสาเหตุต่าง ๆ เช่น การรบกวนจากสัญญาณรบกวนของช่องสัญญาณ เป็นต้น วงจรกรองดิจิตอลถูกนำไปใช้อย่างแพร่หลายในระบบต่าง ๆ เช่น ระบบสื่อสาร ระบบการประมวลผลสัญญาณดิจิตอล เมื่อนำวงจรกรองดิจิตอลมาต่อเป็นชุดกรองด้วยตัวหน่วงเวลา (Delay) วงจรกรองดิจิตอลเหล่านั้นก็จะทำหน้าที่เหมือนเป็นตัวปรับแต่งสัญญาณ (Equalizer) ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้ในงานประมวลผลสัญญาณดิจิตอลและระบบการควบคุม ทั้งนี้เพราะสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของวงจรกรองดิจิตอลให้สอดคล้องกับสัญญาณข้อมูลที่เข้ามาได้ด้วยตัวเอง

การลดความผิดเพี้ยนของสัญญาณเนื่องจากสัญญาณแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (Intersymbol Interference: ISI) ซึ่งเกิดจากการที่คลื่นสัญญาณมีเส้นทางการเดินทางหลายวิถี (Multipath) นั้น สามารถใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalization) เพื่อปรับแก้สัญญาณให้กลับมามีความถูกต้องใกล้เคียงดังเดิมก่อนนำไปตัดสินใจบิต ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์แบบโครงสร้างแลตทิซ (Laguerre Lattice Filter) ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS (Recursive Least Square) และอัลกอริทึมแบบปรับแต่งค่า forgetting factor สำหรับอัลกอริทึม RLS โดยวิธี VSLMS (Variable Step Size Least Mean Square) ซึ่งตัวปรับแต่งสัญญาณที่นำเสนอมีโครงสร้างพื้นฐานมาจากวงจรกรองดิจิตอลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response filter: FIR) และวงจรกรองดิจิตอลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response filter: IIR) โดยฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) ของวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR นั้น มีเฉพาะซีโร่ (Zero) ทำให้ระบบมีความเสถียรและมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear phase) แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้จำนวนอันดับ (Order) สูง จึงจะทำให้วงจรกรองทำงานได้ดี ส่วนวงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนจะประกอบด้วยโพล (Pole) และ ซีโร่ (Zero) ซึ่งอาจจะทำให้เกิดปัญหาทางด้านความเสถียร แต่ถ้ามีการออกแบบที่ดีจะทำให้ปัญหาดังกล่าวนี้ลดลงหรือไม่เกิดขึ้นเลย ข้อดีของวงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR เมื่อเทียบกับวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR คือ ที่ประสิทธิภาพการทำงานเท่ากัน วงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR จะใช้จำนวนอันดับที่น้อยกว่าทำให้การคำนวณน้อยกว่าด้วย ซึ่งความซับซ้อนในการคำนวณมีความสำคัญมาก เมื่อนำวงจรกรองดิจิตอลไปใช้ในสภาพการทำงานจริงที่มีข้อจำกัดทางด้านจำนวนบิตและความเร็วในการทำงานของวงจรกรองดิจิตอลที่มีจำนวนการคำนวณน้อยกว่าจะทำให้การประมวลผลที่น้อยลงและทำงานได้เร็วกว่า ดังแสดงในรูปที่ 3.3

- เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 ผลตอบสนองอิมพัลส์ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และ IIR

พิจารณารูปที่ 3.3 จะเห็นว่า เมื่อป้อนสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse) เข้าไปยังวงจรกรองดิจิทัล ผลตอบสนองของวงจรกรองดิจิทัลทั้งสองแบบต่อสัญญาณอิมพัลส์จะให้เอาต์พุตที่ต่างกัน คือ วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR จะให้สัญญาณเอาต์พุตจำนวนจำกัด ส่วนวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ให้สัญญาณเอาต์พุตจำนวนอนันต์ ซึ่งสามารถอธิบายพื้นฐานของวงจรกรองดิจิทัลทั้ง 2 ประเภท ได้ดังนี้ [5]

3.2.1 วงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response Filter: FIR)

วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR หรือวงจรกรองดิจิทัลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีความยาวจำกัด เป็นการนำเอาเฉพาะสัญญาณอินพุต ณ เวลาปัจจุบันและสัญญาณอินพุตที่ถูกหน่วงเวลา M ค่ามาทำการประมวลผล สมการคุณลักษณะเฉพาะ (Characteristic Equation) ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ซึ่งเป็นรูปแบบของสมการที่เป็นการบรรยายความสัมพันธ์ในทางเวลาสามารถแสดงได้ดังนี้

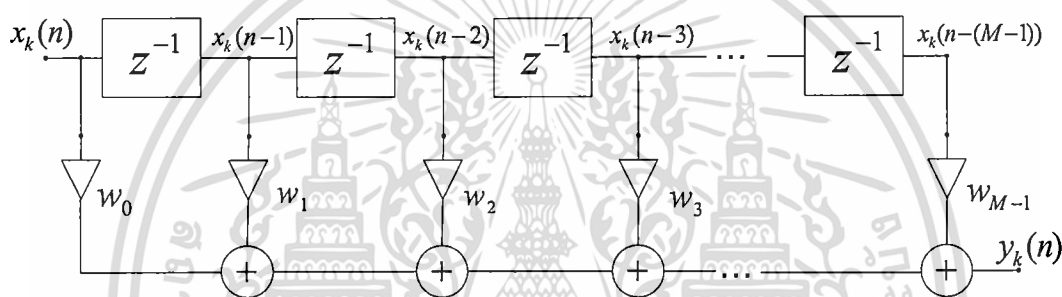
$$y_k(n) = \sum_{i=0}^{M-1} w_i x_k(n - i) \tag{3.1}$$

โดยที่ $y_k(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ของผู้ใช้รายที่ k

$x_k(n)$ คือ อินพุตของวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR ของผู้ใส่รายที่ k
 M คือ จำนวนของชุดสัมประสิทธิ์การคูณ
 w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ที่บอกถึงคุณลักษณะผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ (Impulse Response) ของวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR มีค่า M ค่า โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

และสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR ซึ่งใช้ในการวิเคราะห์และหาค่าผลตอบสนองความถี่ ได้ดังนี้

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



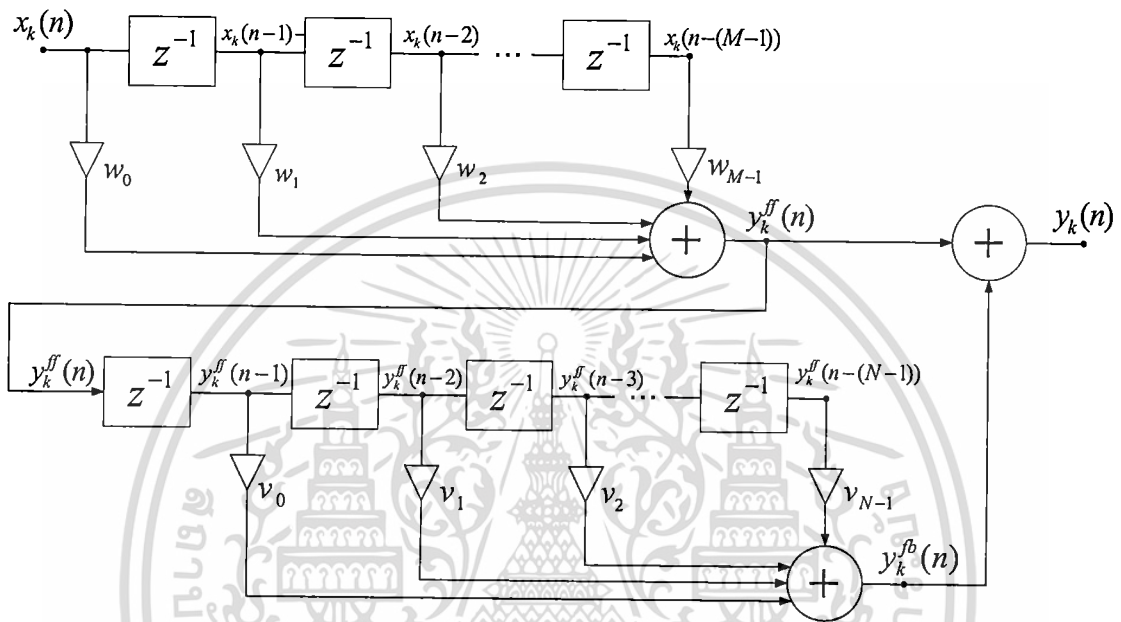
รูปที่ 3.4 โครงสร้างวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR

ในการออกแบบจะพยายามลดค่าจำนวนสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษาคุณสมบัติที่ต้องการไว้ โดยปกติแล้วการออกแบบใช้งานทั่วไปนั้น จะใช้จำนวนสัมประสิทธิ์ประมาณ 11 - 150 ตัว ทำให้วงจรกรองมีโครงสร้างและวงจรที่มีขนาดใหญ่มาก แต่วงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR นี้ให้ผลตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น ทำให้ผลของสัญญาณที่ผ่านช่วงความถี่ที่ต้องการในแต่ละแบบของวงจรดิจิตอลแบบ FIR ไม่เปลี่ยนแปลงรูปไปจากเดิม คุณสมบัติที่สำคัญอีกประการหนึ่งคือ ความคงที่ของสัญญาณเอาต์พุตเนื่องจากวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR ให้ค่าเฉพาะซีโรเท่านั้น

3.2.2 วงจรกรองดิจิตอลที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response Filter: IIR)

วงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR เป็นส่วนประกอบที่สำคัญอันหนึ่งในระบบการประมวลผลแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-Time Processing) ซึ่งมีข้อดีมากกว่าวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR โดยเฉพาะด้านผลตอบสนองทางขนาด เช่น เมื่อต้องการให้ความกว้างของช่วงแถบความถี่ผ่าน (Pass

Band) หรือช่วงแถบความถี่ไม่ผ่าน (Stop Band) มีขนาดแคบมาก ๆ หรือต้องการใช้ช่วงแถบความถี่เปลี่ยน (Transition Band) ที่ขนาดแคบมาก ๆ หรือมีความต้องการให้มีอัตราการลดทอนที่สูงและวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR มีผลตอบสนองความถี่ที่ดีกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ทั้งในด้านความคมและมีริบเปิ้ล (Ripple) ที่น้อยกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR



รูปที่ 3.5 โครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR

วงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR หรือวงจรกรองที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีความยาวไม่จำกัด คือ มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีค่าถึงอนันต์ (Infinity) หรือไม่สิ้นสุดสามารถเขียนสมการลักษณะเฉพาะได้ดังนี้

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

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

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

โดยที่ $y_k(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ของผู้ใช้รายที่ k

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $y_k^{ff}(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนไปข้างหน้า (Feed Forward) โดยผู้ใช้รายที่ k
- $y_k^{fb}(n)$ คือ เอาต์พุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนกลับ (Feed Back) โดยผู้ใช้รายที่ k
- $x_k(n)$ คือ อินพุตของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ของผู้ใช้รายที่ k
- w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนไปข้างหน้ามีค่า M จำนวน โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ
- v_k คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ในส่วนป้อนกลับมีค่า N จำนวน โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

รูปแบบของการนำเอาต์พุตก่อนหน้ามาใช้สำหรับคำนวณหาเอาต์พุตของตัวต่อไปเราเรียกว่า Recursive หมายความว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR เป็นวงจรกรองดิจิทัลแบบ Recursive และมีฟังก์ชันถ่ายโอนดังนี้

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

ข้อควรคำนึงของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR คือ ความมีเสถียรภาพ (Stable) เนื่องจากหากไม่มีเสถียรภาพจะทำให้ลำดับของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เพิ่มขึ้นอย่างไม่มีขอบเขต ถ้าสัญญาณอินพุตยังคงป้อนข้อมูลให้อยู่ ซึ่งเสถียรภาพของวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR จะขึ้นอยู่กับตำแหน่งโพลของฟังก์ชันระบบในระนาบ z คือโพลทุกตัวต้องอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วย (Unit Circle) บนระนาบ z (Z-plane)

3.2.3 วงจรกรองลาแกร์ (Laguerre Filter)

ปัญหาที่สำคัญในระบบ DS-CDMA คือ การที่เครื่องรับได้รับสัญญาณหลายทาง โดยเกิดจากการสะท้อนระหว่างสิ่งปลูกสร้างและทำให้สัญญาณที่รับได้มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณหรือ ISI ที่รุนแรง เนื่องจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีและทำให้ระบบมีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว (Long Impulse Response) โดยที่วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรกรองดิจิทัล

แบบ IIR มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันในระบบที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว โดยมีข้อดีและข้อเสียดังนี้

- วงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR มีประสิทธิภาพมากโดยเฉพาะกรณีที่ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว แต่อาจจะมีปัญหาเรื่องความเสถียร (Stability)
- วงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR ไม่มีปัญหาเรื่องความเสถียรแต่ในระบบที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาวจะต้องออกแบบให้มีตัวหน่วงเวลาหรืออันดับ (Order) ที่มาก ซึ่งมีผลทำให้มีความซับซ้อนและการคำนวณมากตามไปด้วย

จากคุณสมบัติของวงจรกรองดิจิตอลในแต่ละโครงสร้างดังที่กล่าวมา ได้นำมาสร้างเป็นวงจรกรองลาแกร์ (Laguerre Filter) โดยการรวมคุณสมบัติที่ดีของวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR คือ ผลที่ได้มีความเสถียรและมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ รวมทั้งยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยและวงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR ที่มีความเหมาะสมกับระบบที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาวและการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณโดยใช้วงจรกรองดิจิตอลนั้น แนวทางในการสร้างวงจรกรองดิจิตอลโครงสร้างที่เป็นแบบผสมผสานเพื่อให้วงจรกรองดิจิตอลแบบปรับตัวได้มีความเหมาะสมสำหรับสถานะที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว คือ นำเอาโครงสร้างแบบ Tapped-Delay Line Memory มาปรับปรุง ซึ่งโดยทั่วไป Tapped-Delay Line จะมีค่าเป็น z^{-1} หรือตัวหน่วงเวลา (Unit Delay) หรืออันดับ (Order) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นแบบเชิงเส้นที่ทำให้ระบบมีเสถียรภาพ โดยพื้นฐานของวงจรกรองแบบ Tapped-Delay Line Memory มาจาก Convention Tapped-Delay Line Memory ซึ่งถ้าต้องการให้ผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์เป็นแบบยาวจะต้องใช้อันดับที่สูง ๆ แต่จะมีความซับซ้อนในการคำนวณมากขึ้นด้วย ดังนั้น แนวทางในการแก้ไขปัญหาการแทรกสอดระหว่างสัญญาณที่รุนแรงซึ่งเกิดจากผลกระทบของคลื่นหลายวิถีจำนวนมากและทำให้ระบบมีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาวได้ โดยการนำโครงสร้างวงจรกรองลาแกร์มาทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ในการออกแบบโครงสร้างของวงจรกรองลาแกร์นั้น จะมีการประมาณค่าผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์โดยใช้อนุกรม Truncated series ของ Orthonormal Sequences ในการสร้าง โดยสมมุติให้ Discrete-Time Laguerre Sequences [12] - [13] คือ

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

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

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

ซึ่งลำดับสัญญาณที่ผ่านกระบวนการตั้งฉาก (Orthogonalization Process) แล้วจะได้เซตตั้งฉากที่สมบูรณ์ (Complete Orthogonal Set) เป็น Laguerre Polynomial [5]

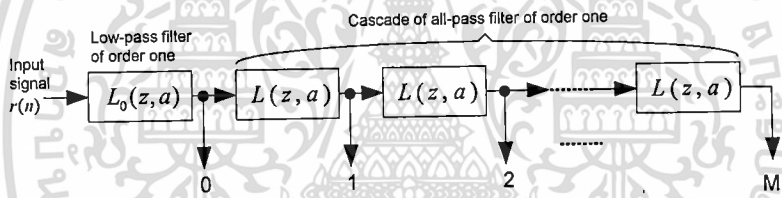
$$l_i(n,a) = \sqrt{1-a^2} \sum_{j=0}^k (-1)^{k+j} \binom{k}{j} \binom{n+k-j}{k} b^{n+k-2j} \tag{3.8}$$

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

$$L_i(z,a) = L_0(z,a)[L_i(z,a)]^i, \tag{3.9}$$

$$L_i(z,a) = \sqrt{1-a^2} \frac{(z^{-1}-a)^i}{(1-az^{-1})^{i+1}} \tag{3.10}$$

โดยที่ $i = 0, 1, 2, \dots$



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของ Laguerre Tapped-Delay Line Memory

โดยสามารถนำมาสร้างโครงสร้างของ Laguerre Tapped-Delay Line Memory ดังในรูปที่ 3.6 ซึ่งโครงสร้างนี้จะกำหนดให้วงจรกรองดิจิตอลด้านหน้าสุดของโครงสร้างเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับหนึ่ง (Low-Pass Filters of Order One) สามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

$$\begin{aligned} H(z) &= \sum_{i=0}^N w_i L_i(z,a) \\ &= L_0(z,a) \sum_{i=1}^N w_i L_i(z,a) \end{aligned} \tag{3.11}$$

โดย

$$L_0(z,a) = \frac{\sqrt{1-a^2}}{1-az^{-1}} \tag{3.12}$$

จากสมการที่ (3.9) ที่เป็นวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) จะนำมาต่ออนุกรมกับวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง (All-Pass Filters of Order One) โดยแต่ละวงจรรองผ่านทุกความถี่นั้นสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอนได้ดังนี้

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

โดยที่ $L_0(z, a)$ คือ วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) อยู่ในตำแหน่งแรกสุดของโครงสร้างวงจรรองลาแกร์

$L_i(z, a)$ คือ วงจรรองผ่านทุกความถี่ (All-Pass Filter) ซึ่งจะต่อแบบอนุกรมในตำแหน่งถัดไปเรื่อย ๆ โดยที่จำนวนของวงจรรองผ่านทุกความถี่นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

w_i คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองลาแกร์มีค่า n จำนวน โดยที่จำนวนของค่าสัมประสิทธิ์นั้นจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ

a คือ ค่าโพลของวงจรรองลาแกร์

โดยที่ $|a| < 1$ เมื่อกำหนดค่าพารามิเตอร์ a ของสมการที่ (3.9) และ (3.10) ให้มีค่าเท่ากับ 0 จะได้

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

และ

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

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

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

สำหรับ $i = 0, 1, 2, \dots$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

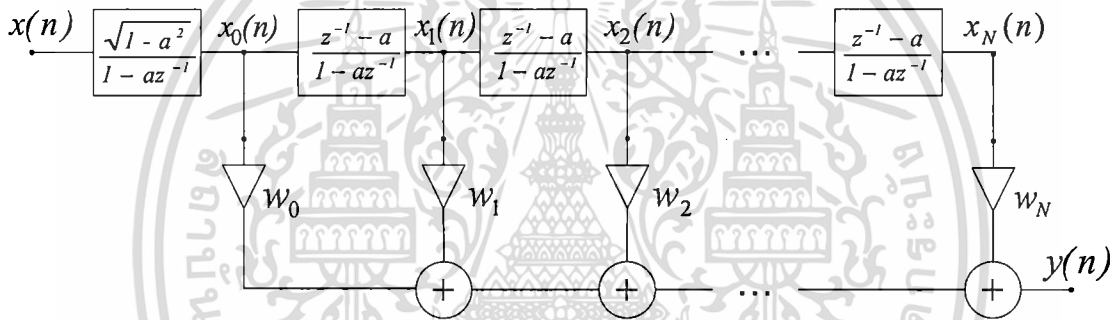
ดังนั้น $h(n)$ ในความเป็นจริงจะมีรูปแบบดังนี้

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

และหาสัมประสิทธิ์ (Coefficients) ในการขยายได้โดย

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

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



รูปที่ 3.7 โครงสร้างวงจรกรองลาแกร์ [10]

จากโครงสร้างของ Laguerre Tapped-delay Line Memory ในรูปที่ 3.6 นำมาสร้างเป็นวงจรกรองลาแกร์ดังรูปที่ 3.7 โดยการนำโครงสร้างวงจรกรองดิจิทัลแบบทรานเวอร์ซอล (Transversal Filter) ที่มีโครงสร้างแบบ FIR มารวมกับวงจรกรองลาแกร์ ซึ่งจะทำให้วงจรกรองดิจิทัลแบบใหม่นี้มีคุณสมบัติดังนี้

1. วงจรกรองลาแกร์จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าโพลในฟังก์ชันถ่ายโอนให้อยู่ในระนาบ Z (Z-plane) เหมือนกับวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR โดยกำหนดให้ $z = a$ โดยที่ $|a| < 1$ ระบบจึงจะมีเสถียรภาพเสมอ

2. จากสมการที่ (3.14) และสมการที่ (3.15) จะเห็นได้ว่าเมื่อกำหนดให้ค่า $a = 0$ ทำให้โครงสร้างของวงจรกรองลาแกร์กลายเป็นโครงสร้างของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR

กำหนดให้เอาต์พุตของแต่ละส่วนที่ขนานกันของวงจรกรองลาแกร์อยู่ในรูปของโดเมนความถี่ (Z-domain) ดังนี้

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

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

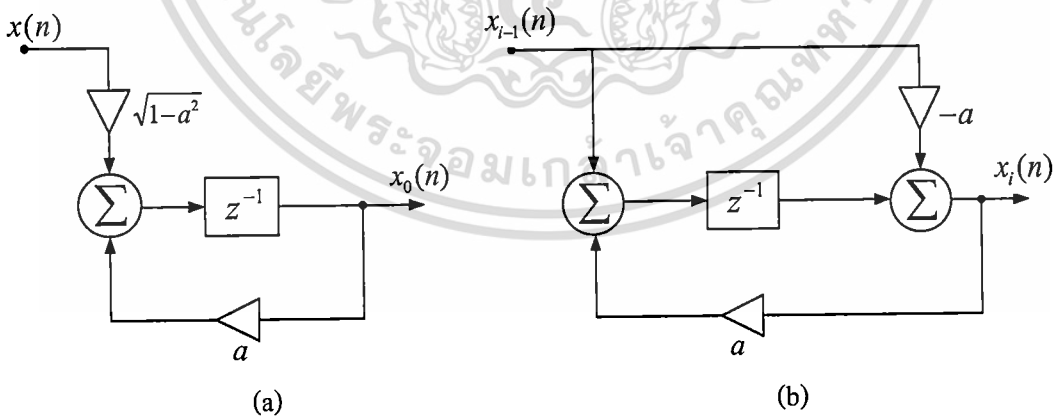
1. กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน คือ

$$x_0(n) = ax_0(n-1) + \sqrt{1-a^2}x(n) \quad (3.20)$$

2. กำหนดให้สัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ คือ

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

และจากสมการที่ (3.20) และ (3.21) สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรสมมูลของวงจรกรองลาแกร์ ได้ดังรูปที่ 3.8 และ 3.9 โดยส่วนหน้าของโครงสร้างจะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและส่วนถัดไปจะเป็นวงจรกรองผ่านทุกความถี่ซึ่งต่อกันไปเรื่อยๆ



รูปที่ 3.8 (a) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลาแกร์ (b) วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบลาแกร์

3.2.4 วงจรกรองดิจิตอลโครงสร้างแลตทิซ (Lattice Filter) [5]

โครงสร้างแลตทิซเป็นโครงสร้างวงจรกรองแบบ Predictor-Error หรือ Predictor-Error Filter (PEF) ซึ่งประกอบด้วยการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยค่าสัมประสิทธิ์หลายครั้ง เพื่อให้กำลังงานสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองถูกทำให้น้อยที่สุด PEF มีอยู่ 2 รูปแบบ แบ่งตามลำดับของสัญญาณอินพุต คือ Forward PEF เป็นรูปแบบซึ่งออกแบบให้ลดค่า Mean-square ของ Forward Predictor-Error คือ ความต่างของค่าที่ประมาณได้ในอนาคตและค่าที่แท้จริงของมัน ในขณะที่ Backward Predictor-Error คือ ความต่างของค่าที่ประมาณได้ในอดีตและค่าที่แท้จริง

วงจรกรองดิจิตอลโครงสร้างแลตทิซ (Lattice Filter) ถูกพัฒนาขึ้นเพื่อวงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR และวงจรกรองดิจิตอลแบบ IIR แบบ Linear Predictor ที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณเสียง ลักษณะของโครงสร้างนั้นประกอบด้วย Predictor 2 ชนิด คือ Forward Predictor และ Backward Predictor ซึ่ง Forward Predictor จะเกิดจากการรวมแบบเชิงเส้น (Linear Combination) ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกหน่วงเวลาคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของ Predictor ซึ่งการหน่วงเวลาไปของสัญญาณข้อมูลขึ้นอยู่กับอันดับ (Order) ของ Predictor และส่วนของ Backward Predictor นั้นเกิดจากสัญญาณข้อมูลพจน์สุดท้ายที่ถูกหน่วงเวลาไปเนื่องจาก Forward Predictor รวมกันแบบเชิงเส้นกับสัญญาณข้อมูลในอนาคตที่ถูกทำนายขึ้นและทุกพจน์จะถูกคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของ Predictor เช่นเดียวกัน กล่าวสรุปได้ว่า สมการอ็อปเทคของวงจรกรองดิจิตอลโครงสร้างแลตทิซเกิดขึ้นจาก 2 กระบวนการ คือ Forward Predictor และ Backward Predictor โดยจำนวนอันดับของวงจรกรอง คือ จำนวนขั้น (Stage) ของโครงสร้างแลตทิซนั่นเอง

Forward Linear Prediction

รูปที่ 3.9 แสดง Forward Linear Predictor ค่าที่เหมาะสม (Optimum) ของค่าถ่วงน้ำหนัก (Predictor Tap Weight) $a_{m,1}, a_{m,2}, \dots, a_{m,m}$ เมื่อ m คือ อันดับของ Predictor สามารถกำหนดได้โดย

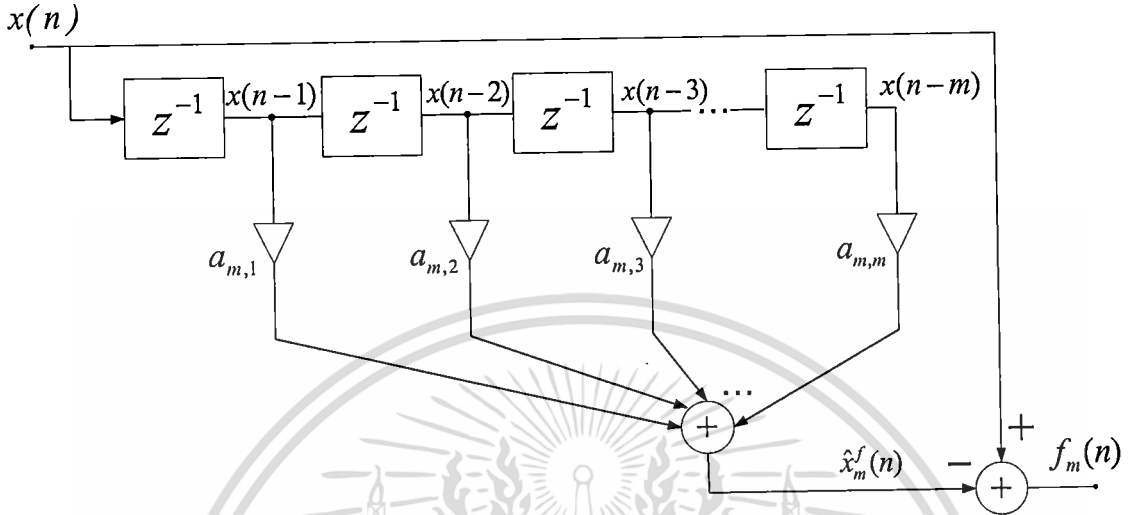
$$P_m^f = E[f_m^2(m)] \quad (3.22)$$

โดยที่

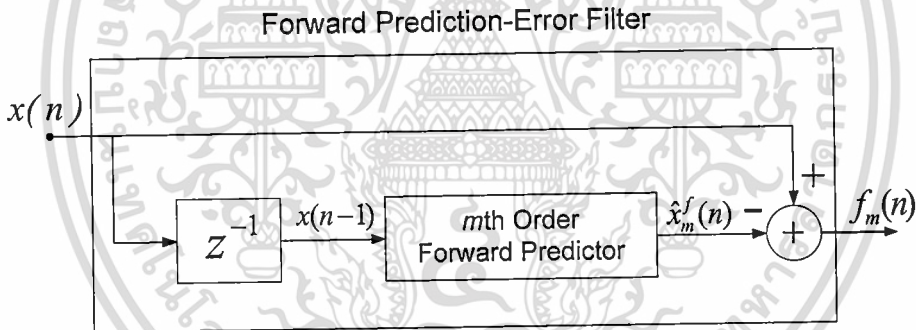
$$f_m(n) = x(n) - \hat{x}_m^f(n) \quad (3.23)$$

สมการที่ (3.23) คือ Forward Prediction Error กล่าวได้ว่า สมการที่ (3.22) ถูกกำหนดโดยกระบวนการ Forward Prediction Error ดังแสดงความสัมพันธ์ดังรูปที่ 3.9 และ Forward Prediction สำหรับ $x(n)$ โครงสร้างอันดับที่ m แสดงดังสมการ

$$\hat{x}_m^f(n) = \sum_{i=1}^m a_{m,i} x(n-i) = a_m^H X_m(n-1) \quad (3.24)$$



รูปที่ 3.9 โครงสร้าง Forward PEF



รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่าง Forward Predictor กับ Forward Prediction Error Filter

Backward Linear Prediction

รูปที่ 3.11 แสดงโครงสร้าง Backward Linear Predictor โครงสร้างอันดับที่ m และ Transversal Filter ที่มีสัญญาณข้อมูลและค่าสัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการประมาณค่าที่พจน์ที่ m และสามารถหาค่าที่เหมาะสมของค่าถ่วงน้ำหนัก $g_{m,1}, g_{m,2}, \dots, g_{m,m}$ ได้ดังนี้

$$P_m^b = E[b_m^2(m)] \quad (3.25)$$

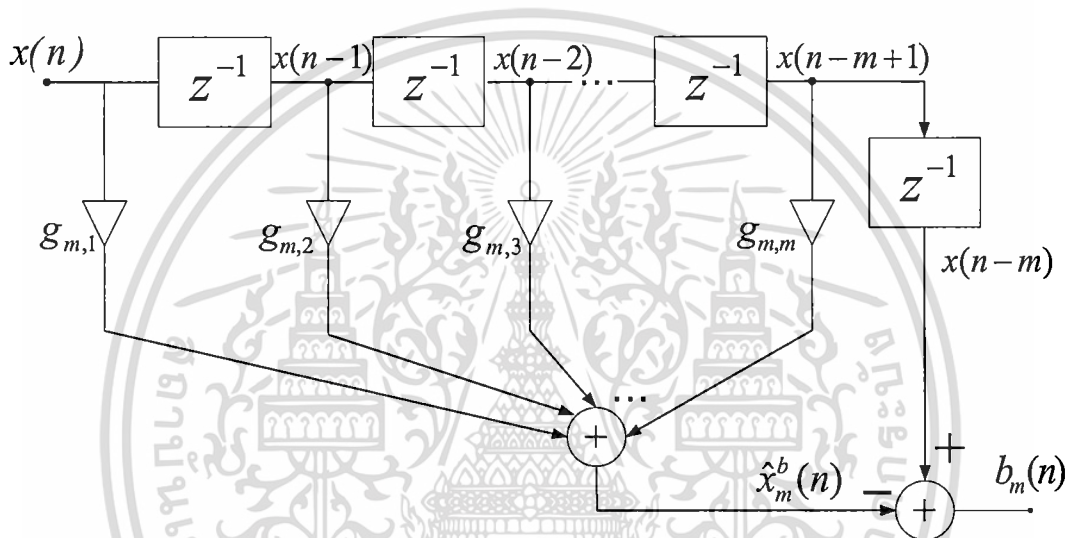
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสมการของ Backward Prediction-Error คือ

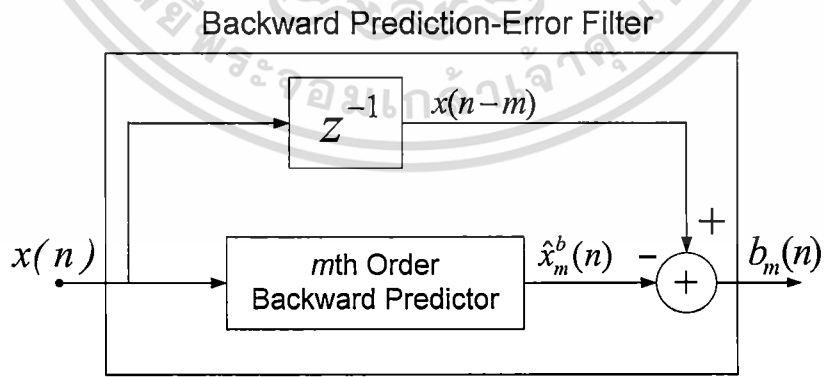
$$b_m(n) = x(n - m) - \hat{x}_m^b(n) \tag{3.26}$$

และ Backward Prediction สำหรับสัญญาณข้อมูล $x(n)$ โครงสร้างอันดับที่ m แสดงดังนี้

$$\hat{x}_m^b(n) = \sum_{i=1}^m g_{m,i} x(n - i + 1) = g_m^H X_m(n - 1) \tag{3.27}$$



รูปที่ 3.11 โครงสร้าง Backward PEF



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่าง Backward Predictor กับ Backward Predictor Error Filter

โครงสร้างแลตทิซ

Lattice Predictor เกิดจากความสัมพันธ์ระหว่าง Forward Predictor และ Backward Predictor ดังรูปที่ 3.13 และสมการอัปเดตอันดับที่ m ของ Lattice Prediction Error แสดงดังนี้

$$f_{m+1}(n) = f_m(n) - k_{m+1}b_m(n-1) \quad (3.28)$$

$$b_{m+1}(n) = b_m(n-1) - k_{m+1}f_m(n) \quad (3.29)$$

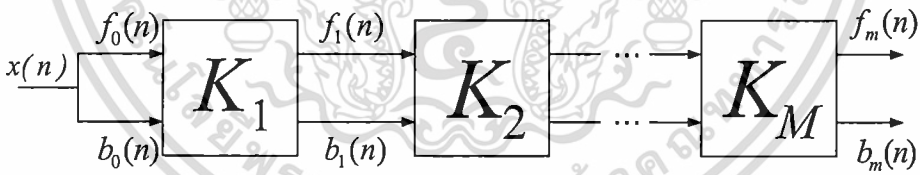
เมื่อ $m = 0, 1, 2, \dots$ และสำหรับค่าเริ่มต้นกำหนดให้

$$f_0(n) = b_0(n) = x(n) \quad (3.30)$$

และค่าสัมประสิทธิ์ k_{m+1} กำหนดดังนี้

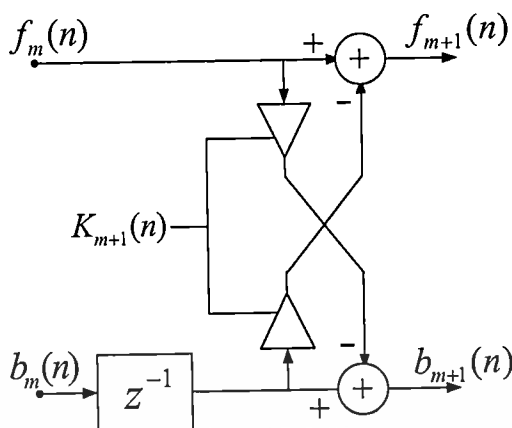
$$k_{m+1} = \frac{E[f_m(n)b_m(n-1)]}{P_m} \quad (3.31)$$

โดยที่ $P_m = E[f_m^2(n)] = E[b_m^2(n-1)]$



รูปที่ 3.13 โครงสร้างวงจรกรองแลตทิซ

โครงสร้างแบบแลตทิซมีข้อดี คือ โครงสร้างมีประสิทธิภาพสูงโดยที่แต่ละชั้นของวงจรกรองเป็นอิสระต่อกัน โดยที่ Backward Predictor-Error ของเอาต์พุตแต่ละชั้นนั้นตั้งฉากต่อกัน เมื่อมีสัญญาณอินพุตแบบ WSS (Wide Sense Stationary) เมื่อต้องการเพิ่มอันดับของวงจรกรองสามารถเพิ่มชั้นของวงจรกรองได้เลย โดยไม่มีผลต่อชั้นก่อนหน้าของวงจรกรองและทุกชั้นของวงจรกรองมีโครงสร้างเหมือนกัน ซึ่งเหมาะสำหรับการสร้างวงจรกรองบน VLSI (Very Large Scale Integration).



รูปที่ 3.14 วงจรกรองเลตทิซอันดับที่ m

3.3 โครงสร้างพื้นฐานของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer)

Window [9] ได้นำเสนอแนวความคิดในการขจัดสัญญาณรบกวนแบบปรับตัวได้ (Adaptive Noise Canceller) ได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับระบบการประมวลสัญญาณดิจิทัลและระบบสื่อสารอย่างกว้างขวาง เช่น ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalization) วงจรขจัดสัญญาณสะท้อน (Echo Cancellation) Noise Reduction, Speech Analysis and Synthesis เป็นต้น ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้มีข้อดีที่สามารถปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Coefficient) ของวงจรกรองได้ โดยไม่จำเป็นต้องทราบคุณสมบัติของสัญญาณก่อน (Primary Knowledge) ทั้งสัญญาณที่ต้องการประมาณ (Desired Signal) และสัญญาณรบกวน (Noise) หรือต้องการเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

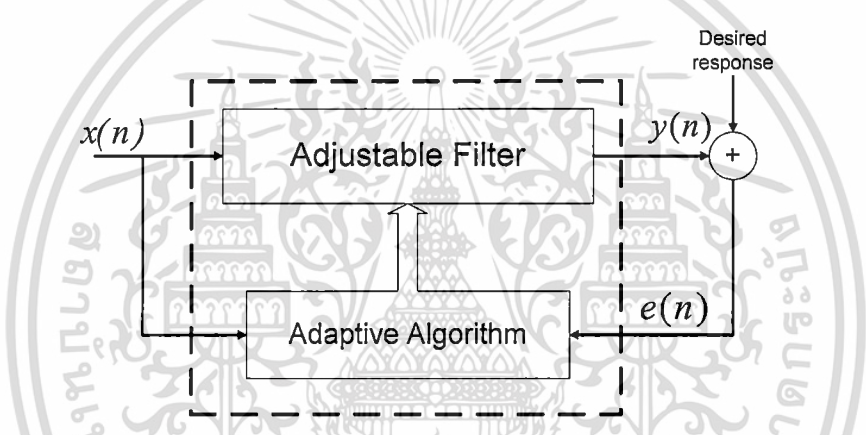
ในการสร้างวงจรกรองทั่วไปจำเป็นต้องทราบค่าคุณลักษณะของสัญญาณล่วงหน้า (Prior Information) ซึ่งเป็นข้อมูลทางสถิติของสัญญาณนั้น ๆ วงจรกรองนั้นจะเหมาะสมที่สุดเมื่อคุณลักษณะของสัญญาณอินพุตตรงกับข้อมูลของคุณลักษณะที่ใช้ออกแบบ แต่ถ้าวไม่ทราบข้อมูลของคุณลักษณะทั้งหมดของสัญญาณที่ต้องการหรือมีการเปลี่ยนแปลงวงจรกรองนั้น ๆ จะไม่ถูกเรียกว่าเป็นวงจรกรองที่เหมาะสมที่สุดอีกต่อไป

วิธีการแก้ไขโดยตรงเรียกว่า Estimate and Plug คือ การประมาณค่าสัมประสิทธิ์ทางสถิติของสัญญาณนั้น ๆ และทำการป้อนผลนั้นกลับเข้าไป แต่วิธีนี้เมื่อนำไปใช้จริงจะมีข้อเสียคือต้องการความละเอียดเกินไปและมีราคาแพง ดังนั้นจึงใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งเป็นวงจรกรองที่สามารถปรับตัวด้วยวิธีการป้อนกลับได้ ทำให้สามารถปรับตัวให้เข้ากับสภาพของสัญญาณที่ไม่สามารถทราบล่วงหน้าได้ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ วงจรกรองดิจิทัลที่สามารถปรับทรานส์เฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ของตัวเองได้ โดยเป็นไปตามกระบวนการ

ปรับตัวหรืออัลกอริทึม (Algorithm) ซึ่งช่วยในการปรับแต่งสัญญาณให้มีค่าความผิดพลาดให้น้อยที่สุด โดยอาศัยคุณสมบัติของวงจรกรองคิติดอลมาทำการปรับแต่งสัญญาณร่วมกับอัลกอริทึม

โครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้นี้จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับผลตอบสนองที่ต้องการในเวลาที่เหมาะสม ในการประยุกต์ใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยทั่วไปอาจจะมีสัญญาณหนึ่งอินพุตหรือมากกว่าและผลตอบสนองของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งอาจผ่านหรือไม่ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ก็ได้ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลัก ๆ ดังรูปที่ 3.15 ดังนี้



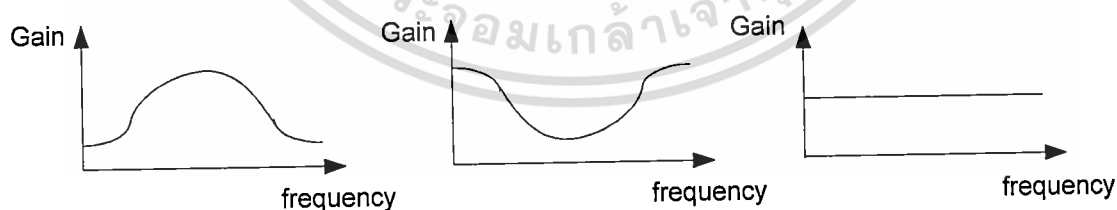
รูปที่ 3.15 ส่วนประกอบพื้นฐานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทั่วไป

- โครงสร้างของวงจรกรอง (Adjustable Filter) โดยส่วนของวงจรกรองนี้จะใช้วัดสัญญาณอินพุตหนึ่งสัญญาณหรือมากกว่านั้น สามารถใช้วงจรกรองโครงสร้างใด ๆ ก็ได้ในการคำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตที่ใกล้เคียงกับผลตอบสนองที่ต้องการ (Desired Response) มากที่สุด
- อัลกอริทึมปรับตัวได้ (Adaptive Algorithm) นั้นจะทำการปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองทีละน้อยเพื่อให้สัญญาณคลาดเคลื่อน (Error) มีค่าน้อยที่สุด สัญญาณคลาดเคลื่อนหาได้จากความแตกต่างระหว่างผลตอบสนองที่ต้องการและสัญญาณเอาต์พุตจากวงจรกรอง และนำค่าสัญญาณคลาดเคลื่อนที่ได้นั้นไปตัดสินใจว่าจะทำการปรับค่าตัวแปรของอัลกอริทึมปรับตัวได้อย่างไร เพื่อนำไปสู่สมรรถนะที่ดีขึ้นและมีสัญญาณคลาดเคลื่อนที่น้อยลง ความซับซ้อนและคุณลักษณะของอัลกอริทึมปรับตัวได้ขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของโครงสร้างของวงจรกรองและวิธีการของอัลกอริทึม

ในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้บางชนิดนั้นมีความจำเป็นต้องทราบข้อมูลเบื้องต้นและลักษณะเฉพาะเจาะจงของการประยุกต์ใช้งานนั้น ๆ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวนี้จำเป็นมากสำหรับการออกแบบเพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการกำหนดสมรรถนะและเลือกโครงสร้างของวงจรกรองขึ้นตอนการออกแบบอัลกอริทึมเป็นขั้นตอนที่ยากที่สุดในการออกแบบและประยุกต์ใช้วงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

จุดมุ่งหมายของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ หาค่าตัวแปรที่ทำให้เกิดค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดและจึงหยุดทำการปรับค่าตัวแปร คาบเวลาตั้งแต่เริ่มต้นกระบวนการกรองจนกระทั่งถึงเวลาที่ทำให้สมรรถนะเข้าใกล้ค่าที่ดีที่สุดเรียกว่า โหมดการลู่เข้า และถ้าหากสภาพของสัญญาณเปลี่ยนแปลงตามเวลา จะต้องกำหนดค่าเริ่มต้นในวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานอย่างต่อเนื่อง ค่าตัวแปรเปลี่ยนแปลงไปตามจนกระทั่งได้ค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดจะเรียกว่า โหมดการติดตาม

โดยหลักการการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ วงจรกรองดิจิทัลจะอาศัยข้อมูลที่ได้รับในแต่ละช่วงเวลามาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง (Reference Signal) เพื่อคำนวณหาค่าความผิดพลาด (Error) จากนั้นจะนำค่าความผิดพลาดที่ได้ไปคำนวณเพื่อหาค่าสัมประสิทธิ์ของสมการใหม่ที่จะส่งผลให้เกิดค่าที่มีความผิดพลาดน้อยกว่าเดิม เพื่อให้สัญญาณที่ได้มีความใกล้เคียงกับสัญญาณอ้างอิงมากที่สุดและสัญญาณสุดท้ายที่ได้จะมีความใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้องการ การเลือกใช้วงจรกรองดิจิทัลแบบปรับตัวได้นั้นนิยมเลือกใช้ตามตัวกลางหรือสภาพแวดล้อมของระบบที่จะนำไปประยุกต์ใช้งาน ซึ่งในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ตัวกลางหรือสภาพแวดล้อมของระบบ DS-CDMA นั้นมีการเปลี่ยนแปลงไปตามเวลาและมีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว ดังนั้นวงจรกรองดิจิทัลนั้นต้องปรับตัวได้ คือ คุณสมบัติและตัวแปร (Parameter) ต่าง ๆ ของวงจรกรองดิจิทัลจะต้องเปลี่ยนแปลงตามเวลาได้เช่นกัน



รูปที่ 3.16 การปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไม่ราบเรียบของตัวปรับแต่งสัญญาณ

การสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณเพื่อปรับแต่งผลตอบสนองความถี่ของช่องสัญญาณไม่ราบเรียบสามารถทำได้โดยการออกแบบให้ ตัวปรับแต่งสัญญาณที่สร้างนั้นให้ผลตอบสนองทางความถี่ในทิศ

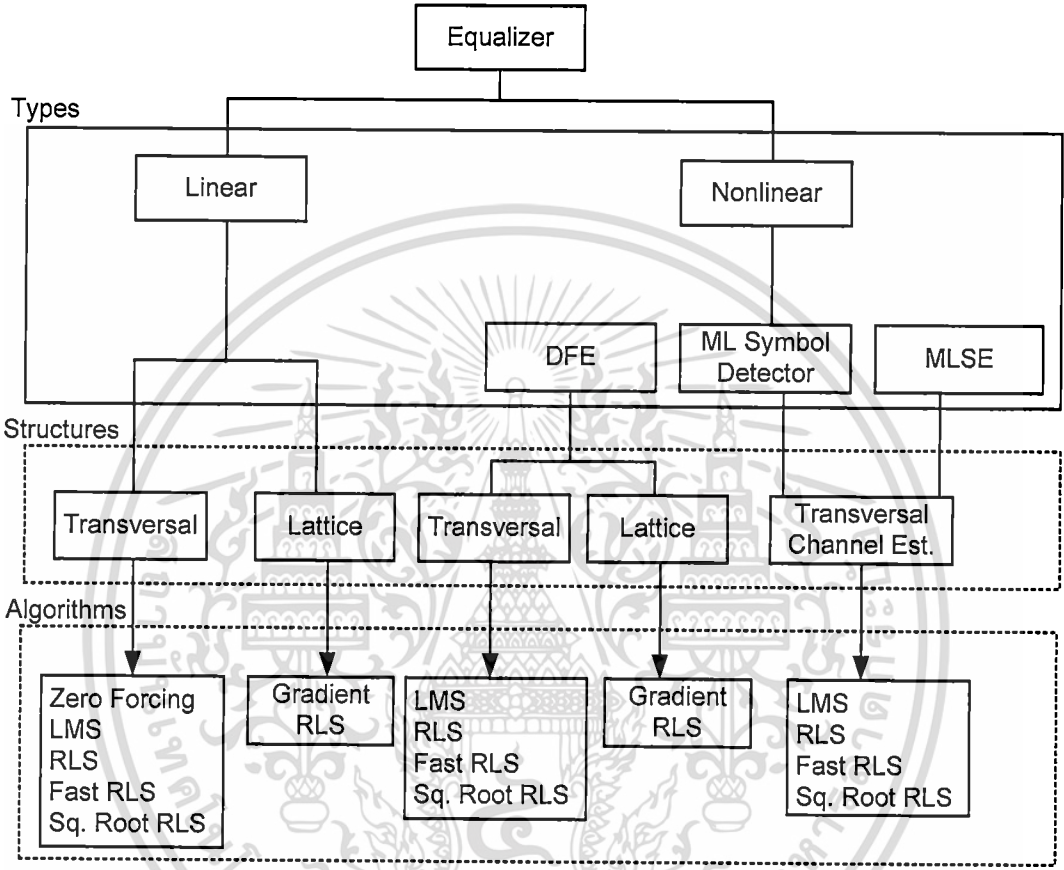
ตรงกันข้ามกับผลตอบสนองความถี่ที่ไม่ราบเรียบของช่องสัญญาณ ซึ่งลักษณะการใช้งานตัวปรับแต่งสัญญาณกับช่องสัญญาณก็เพื่อคัดแปลงผลตอบสนองความถี่รวมของระบบ ดังแสดงในรูปที่ 3.16

ตัวปรับแต่งสัญญาณสร้างได้จากกการออกแบบอัลกอริทึมทางด้านการประมวลผลสัญญาณ ซึ่งเป็นวิธีทางคณิตศาสตร์เพื่อสร้างเป็นวงจรกรองดิจิทัล โดยหน้าที่หลักของตัวปรับแต่งสัญญาณ คือ การสร้างผลตอบสนองที่ตรงกันข้ามกับผลตอบสนองของช่องสัญญาณสื่อสารที่ได้รับได้ ซึ่งในด้านการประมวลผลสัญญาณจะเรียกว่า การทำช่องสัญญาณอินเวอร์ส (Inverse Channel) การกำหนดเรียกอัลกอริทึมที่ทำหน้าที่เป็นตัวปรับแต่งสัญญาณว่า วงจรกรอง นั้น มาจากทฤษฎีการออกแบบการประมวลผลสัญญาณของ Norbert Wiener (1894-1964) ซึ่งได้ศึกษาการสร้างอัลกอริทึมด้วยวงจรเชิงเส้น พบว่า วงจรที่สร้างจากอัลกอริทึมสามารถทำหน้าที่ในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกจากสัญญาณรบกวน ซึ่งโดยทั่วไปจะเป็นสัญญาณรบกวนสีขาว (White Noise) ดังนั้นรูปแบบการทำงานของอัลกอริทึมนี้จะคล้ายคลึงกับวงจรแอนะล็อก ที่ทำหน้าที่กรองสัญญาณที่มีความถี่ที่ต้องการออกจากสัญญาณความถี่อื่น ๆ ดังนั้น เพื่อให้เกิดความรู้สึกในเชิงเทียบเคียงกันของคำว่า วงจรกรองและอัลกอริทึม จึงเรียกอัลกอริทึมว่าเป็น วงจรกรอง ซึ่งต่อมาภายหลังได้มีการกำหนดชื่ออัลกอริทึมของ Wiener ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่เหมาะสมที่สุด (Optimum Filter) ว่าเป็นวงจรกรองวินเนอร์ (Wiener Filter) เพื่อเป็นเกียรติและเป็นวงจรกรองที่ใช้กันเรื่อยมาตราบทุกวันนี้

ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทใหญ่ ๆ คือ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบเชิงเส้น (Linear Equalization) และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear Equalization) โดยพิจารณาจากส่วนของวงจรป้อนกลับ (Feedback) หากตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีการป้อนกลับค่าเอาต์พุตไปใช้ในการปรับเปลี่ยนค่าสัญญาณที่เข้ามาในภายหลัง วงจรนี้จะจัดอยู่ในประเภทตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบไม่เชิงเส้น จากรูปที่ 3.17 จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แต่ละประเภทนั้น ประกอบขึ้นจากโครงสร้างพื้นฐานที่เป็น Transversal หรือ Lattice ก็ได้ นอกจากนั้นสิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงก็คือ อัลกอริทึมที่ใช้ในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ จากรูปที่ 3.17 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แต่ละประเภทอาจมีอัลกอริทึมที่เหมาะสมแตกต่างกันไป

จากที่กล่าวไว้ข้างต้น ช่องสัญญาณสำหรับระบบ DS-SS นั้น มีลักษณะที่แปรเปลี่ยนไปตามเวลาได้ ดังนั้นการกำหนดค่าคุณสมบัติของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบที่ดีที่สุดและเหมาะสมที่สุดสำหรับช่องสัญญาณหนึ่ง ณ เวลาหนึ่ง อาจจะไม่ดีไม่เหมาะสมกับช่องสัญญาณ ณ อีกเวลาอื่น ๆ ก็เป็นไปได้ ดังนั้นการใช้วงจรกรองที่มีการปรับตัวได้จึงมีความเหมาะสมอย่างยิ่งที่จะนำมาประยุกต์ใช้เป็นตัวปรับแต่งสัญญาณ โดยเมื่อระยะเวลาการปรับตัวสิ้นสุดลงหรือที่เรียกว่า การลู่เข้าหาคำตอบ

(Convergence) เรียบร้อยแล้ว วงจรกรอนั้นก็จะมีคุณสมบัติที่ดีที่สุด เหมาะสมที่สุดกับทุก ๆ เวลาและทุก ๆ ช่องสัญญาณและหมายถึงการลดการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์หรือ ISI ลงสู่ระดับที่ทำให้ความผิดพลาดที่ต่ำ

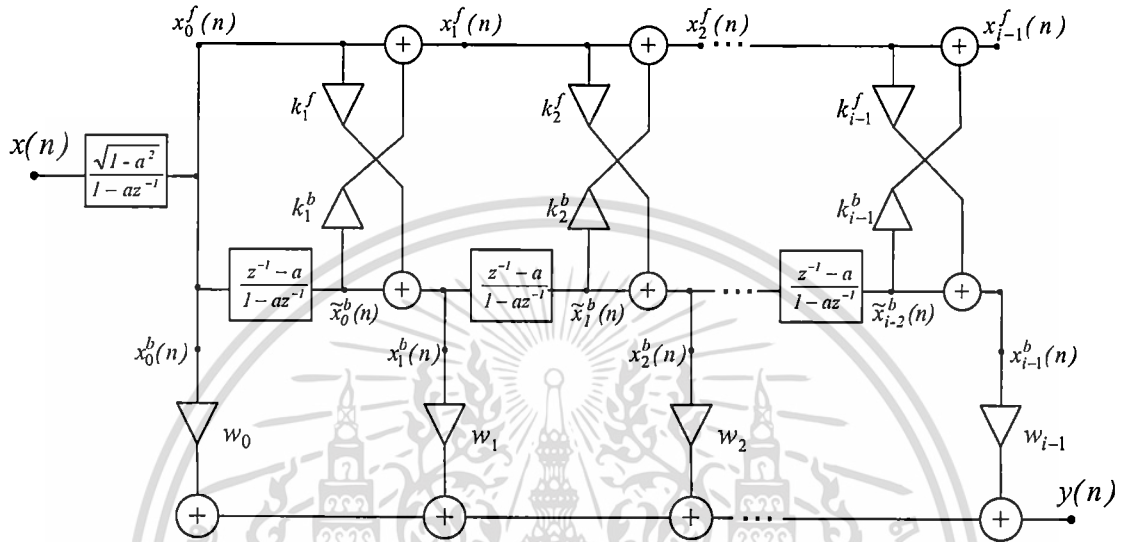


รูปที่ 3.17 ชนิดของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ (Adaptive Equalizer)

3.3.1 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Adaptive Laguerre Lattice Equalizer)

จากคุณสมบัติของวงจรกรองโครงสร้างแลตทิซที่มีคุณสมบัติที่น่าสนใจคือ ความอ่อนไหวต่อการปัดเศษ หรือ Round-off Error เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรกรองลาแกร์นั้นมีโครงสร้างแลตทิซเช่นกัน หรือเรียกว่า วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงนำเสนอในการสร้างภาครับของระบบการสื่อสาร DS-CDMA โดยใช้โครงสร้างของวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ ซึ่งมีโครงสร้างคล้ายกับวงจรกรองโครงสร้างแลตทิซทั่วไป โดยที่ตัวหน่วงเวลาในโครงสร้างแลตทิซปกติจะถูกแทนที่ด้วย $L_0(z, \alpha)$ หรือวงจรกรองความถี่

ต่ำผ่านแบบลาแกร์ ในอันดับแรกของโครงสร้าง เช่นเดียวกับวงจรกรองลาแกร์และในอันดับถัดไป ที่ต่ออนุกรมกันนั้นตัวหน่วงเวลาจะถูกแทนที่ด้วย $L_i(z, a)$ หรือวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบลาแกร์ ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 โครงสร้างวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Laguerre Lattice Filter) [11]

จากรูปที่ 3.18 ตามลักษณะโครงสร้างแลตทิซนั้นจะประกอบด้วย Predictor 2 ชนิด คือ Forward Predictor เกิดจากการรวมแบบเชิงเส้น (Linear Combination) ของสัญญาณอินพุต $x(n)$ ที่ถูกหน่วงเวลาและคูณด้วยค่าน้ำหนักหรือสัมประสิทธิ์ของ Predictor โดยที่หน่วงเวลาไปของสัญญาณอินพุตขึ้นอยู่กับจำนวนอันดับของ Predictor และ Backward Predictor เกิดจากอินพุตอันดับสุดท้ายที่ถูกหน่วงเวลาไปเนื่องจาก Forward Predictor รวมกันแบบเชิงเส้นกับข้อมูลอินพุตในอนาคตที่ถูกทำนายขึ้นและคูณด้วยค่าสัมประสิทธิ์ของ predictor เช่นเดียวกัน สามารถสรุปได้ว่า การอัปเดตของโครงสร้างแลตทิซเกิดขึ้นได้จากสองกระบวนการ คือ Forward Predictor และ Backward Predictor ดังนั้น สมการอัปเดตที่อันดับที่ i ของวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ [14] - [16] แสดงได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} x_i^f(n) \\ x_i^b(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & k_i^f \\ k_i^b & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{i-1}^f(n) \\ x_{i-1}^b(n) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

เมื่อ $i = 0, 1, 2, \dots$

และสำหรับค่าเริ่มต้นอันดับที่ศูนย์ กำหนดให้

$$x_0^f(n) = x_0^b(n) = L_0(z, a)x(n) \quad (3.33)$$

และ

$$\tilde{x}_{i-1}^b(n) = L_i(z, a)x_i^b(n) \quad (3.34)$$

โดยที่ $x(n)$ คือ สัญญาณอินพุต
 k_i^f คือ ค่า Forward Predictor
 k_i^b คือ ค่า Backward Predictor

และ

$$k_i^f = \frac{E\{x_{i-1}^f(n)\tilde{x}_{i-1}^{*b}(n)\}}{E|\tilde{x}_{i-1}^b(n)|^2} \quad (3.35)$$

$$k_i^b = \frac{E\{\tilde{x}_{i-1}^b(n)x_{i-1}^{*f}(n)\}}{E|x_{i-1}^f(n)|^2} \quad (3.36)$$

โดยที่ k_i คือ Reflection Coefficient

3.3.2 อัลกอริทึมสำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณ

จากโครงสร้างของวงจรกรองดิจิทัลแบบต่าง ๆ ที่กล่าวมาข้างต้น จะเห็นว่าค่าสัมประสิทธิ์ของการคูณสัญญาณ $w(n)$ เป็นฟังก์ชันของตัวแปรเวลา n อยู่ด้วย เพื่อสื่อความหมายว่าค่าสัมประสิทธิ์เหล่านี้แปรเปลี่ยนตามเวลาและจะได้รับการปรับเปลี่ยนค่าให้เหมาะสมสอดคล้องกับสถานะของช่องสัญญาณอย่างต่อเนื่อง สิ่งสำคัญของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ อัลกอริทึมที่ใช้ปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองดิจิทัล ดังนั้นอัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพที่ดีควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้ [5]

- Rate of Convergence อัตราการลู่เข้าซึ่งบ่งบอกถึงจำนวนรอบของการคำนวณที่ใช้ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึม เพื่อให้ได้ผลตอบสนองของสัญญาณและค่าที่ลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุดในสถานะที่สัญญาณไม่ทราบค่ามีลักษณะ Stationary
- Misadjustment ความผิดพลาดเมื่อค่าประมาณที่ได้จากอัลกอริทึมเบี่ยงเบนจากค่าที่เหมาะสมที่สุดของวงจรกรอง คำนวณจากค่า Mean-Square Error โดยวิธีการของการหาค่าเฉลี่ยทั้งหมดในเชิงสถิติ

- Tracking การติดตามเมื่ออัลกอริทึมของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานในสถานะที่สัญญาณมีลักษณะแบบ Nonstationary อัลกอริทึมต้องสามารถติดตามค่าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้น ให้มีคุณสมบัติของการติดตามของอัลกอริทึมที่ดี คือ อัตราการลู่เข้าและอัตราการแกว่งของสัมประสิทธิ์ที่สถานะอยู่ตัว (Steady-State Fluctuation) ของอัลกอริทึม

- Robustness อัลกอริทึมควรมีความทนทานต่อการรบกวนต่ำ ๆ เช่น การรบกวนจากพลังงานเล็ก ๆ ซึ่งอาจเกิดขึ้นจากภายในหรือภายนอกตู้วงจรกรอง และผลกระทบต่อการทำงานของอัลกอริทึมควรมีผลเพียงเล็กน้อย

- Computation Requirements ได้แก่ จำนวนของการบวก การลบ การคูณและการหารที่เกิดขึ้นต่อกระบวนการการทำงานซ้ำของอัลกอริทึม และขนาดของหน่วยความจำที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูลและโปรแกรมและทรัพยากรที่ต้องใช้ในการเขียนอัลกอริทึม

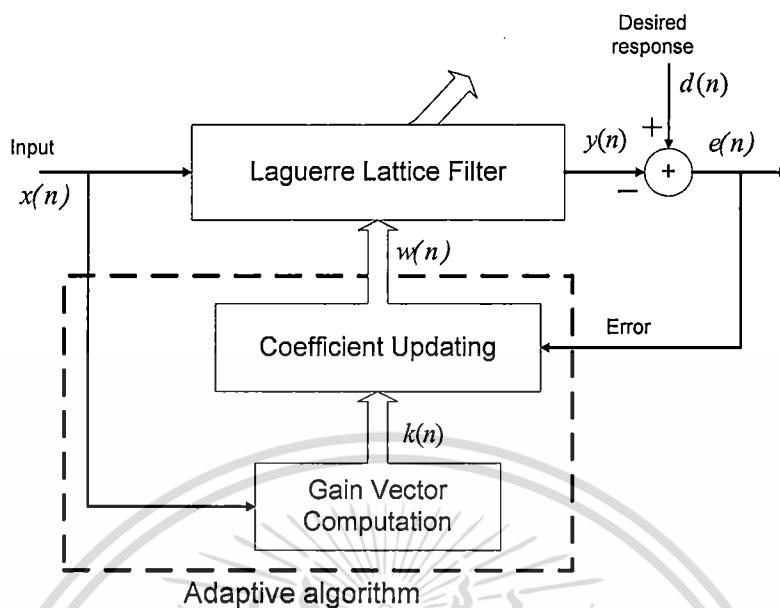
- Structure โครงสร้างของอัลกอริทึมรวมถึงโครงสร้างของการนำข้อมูลเข้าสู่อัลกอริทึม ซึ่งเป็นการกำหนดวิธีการในการสร้างฮาร์ดแวร์ (Hardware) เช่น อัลกอริทึมที่มีโครงสร้างเป็นโมดูล (Module) มีความคล้ายคลึงกัน (Parallelism) และการทำงานพร้อมกัน (Concurrency) จะเหมาะสมสำหรับสร้างด้วย VLSI (Very Large-Scale Integration)

- Numerical Properties คุณสมบัติทางระบบตัวเลข คือ เมื่ออัลกอริทึมกระทำการทางระบบตัวเลข สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการควอนไทซ์ (Quantization Errors) ของการแปลงสัญญาณอินพุตจากสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งจะมีผลต่อการคำนวณตัวเลขทางดิจิทัล คุณสมบัติทางระบบตัวเลขนี้ยังสามารถแยกออกเป็น Numerical Stability ความเสถียรของระบบตัวเลข ซึ่งเป็นคุณสมบัติของอัลกอริทึมของวงจรปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้และ Numerical Accuracy ความแม่นยำของระบบตัวเลข เป็นคุณสมบัติของอัลกอริทึมที่ใช้ปรับค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรองดิจิทัล

การออกแบบอัลกอริทึมของตัวปรับแต่งสัญญาณนั้น สามารถกระทำได้หลากหลายวิธี โดยจะทำการปรับสัมประสิทธิ์ที่ละน้อยเพื่อให้สัญญาณคลาดเคลื่อน $e(n)$ มีค่าน้อยที่สุด สัญญาณคลาดเคลื่อนหาได้จากความแตกต่างระหว่างสัญญาณที่ต้องการ (Desired Signal) หรือ $d(n)$ และสัญญาณเอาต์พุต $y(n)$ ตามสมการ

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (3.37)$$

การทำให้สัญญาณคลาดเคลื่อนมีค่าน้อยที่สุด จะเป็นตัวแสดงถึงประสิทธิภาพในการกรองที่ดี ดังแสดงในรูปที่ 3.19 โดยใช้วิธีการหาค่าที่เหมาะสม



รูปที่ 3.19 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ

การหาค่าที่เหมาะสม (Deterministic performance) คือ การให้น้ำหนักผลรวมค่า ยกกำลังสองของตัวอย่างสัญญาณความคลาดเคลื่อนก่อนหน้า $\xi(n) = \sum_{k=1}^n \lambda^{n-k} e^2(k)$ เมื่อ λ เป็น ค่าคงที่ มีค่าเข้าใกล้ 1 แต่น้อยกว่า 1 และ $k = 1, 2, \dots, n$ การเลือกค่าตัวอย่างสัญญาณคลาดเคลื่อน ค่าใหม่ที่ใส่เข้าไปมีความสำคัญอย่างยิ่ง ค่าตัวอย่างเดิมจะค่อย ๆ หายไปที่ละนิด ๆ จึงเป็นเหตุผลที่จะ เรียกว่า forgetting factor การทำให้ค่า $\xi(n)$ มีค่าน้อยที่สุดทำให้ได้กลุ่มของสัมประสิทธิ์วงจรกรองที่ดี เป็นกลุ่มข้อมูลที่จะทำให้เอาต์พุตวงจรกรอง $y(n)$ มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ ตาม วิธีการแบบ Least Square อย่างไรก็ตามถ้ากลุ่มข้อมูลเป็นไปตามคุณสมบัติทางสถิติที่ถูกต้องและข้อมูล มีความยาวมากพอแล้ว สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่ได้จากการหาค่าก็สามารถหาค่าตอบตามวิธีของ วินเนอร์ได้ วิธีการหาค่านี้เป็นพื้นฐานของอัลกอริทึมแบบ RLS (Recursive Least Squares) ซึ่งจะหาค่าตอบได้รวดเร็วและมีคุณสมบัติในการติดตามสัญญาณอินพุตได้ดี

3.3.3 อัลกอริทึม RLS (Recursive Least Square)

อัลกอริทึม RLS จัดเป็นวิธีการแก้ปัญหาวงจรกรองเชิงเส้นชนิดหนึ่งที่มีการทำงานอยู่บนพื้นฐานของวิธีกำลังสองต่ำสุด (Method of Least Square) ซึ่งวิธีดังกล่าวนี้อาศัยการคำนวณโดยตรงกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้าสู่วงจรกรอง ณ ช่วงเวลาที่พิจารณา ดังนั้น กระบวนการการคำนวณของ อัลกอริทึม RLS จึงไม่จำเป็นต้องทราบถึงข้อมูลทางสถิติของเวกเตอร์สัญญาณอินพุตแต่อย่างใด

ผลการปรับสัมประสิทธิ์ให้เข้าสู่ค่าที่เหมาะสม (Optimum) สามารถเปลี่ยนแปลงได้ตามเวลาเพื่อให้สอดคล้องกับคุณลักษณะของสัญญาณอินพุต ณ เวลานั้น ทำให้สามารถประยุกต์ใช้อัลกอริทึม RLS กับสัญญาณอินพุตที่ไม่มีคุณสมบัติสเตชันนารี (Non-Stationary) ได้ อัลกอริทึม RLS มีวิธีการปรับตัวที่แตกต่างไป การแก้ปัญหาวงจรกรองเชิงเส้นด้วยทฤษฎีวงจกรองของวินเนอร์ (Wiener Filter Theory) ที่พิจารณาการคำนวณจากค่าเฉลี่ยทางสถิติ (Ensemble Average) เป็นพื้นฐานในการหาค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ผลลัพธ์ที่ได้จากวิธีของวินเนอร์จะมีเพียงค่าเดียวและค่าที่คำนวณได้นี้มีความเหมาะสมสำหรับสัญญาณอินพุตตลอดทุกช่วงเวลาที่เราพิจารณา ฉะนั้นวิธีของวินเนอร์จึงใช้ได้เฉพาะสัญญาณที่มีคุณสมบัติสเตชันนารี (Stationary) [1], [5]

การหาผลของอัลกอริทึมชนิดกำลังสองต่ำสุดในที่นี้ตั้งอยู่บนสมมติฐานของวิธี Prewindowing ซึ่งกำหนดให้สัญญาณอินพุตก่อนหน้าช่วงเวลา $n = 1$ มีค่าเป็นศูนย์ และการคำนวณหาค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่เหมาะสม ณ เวลา n ใด ๆ เวลาหนึ่ง ระบบจะต้องทราบค่าสัญญาณอินพุตนับตั้งแต่เวลาเริ่มต้นจนถึงเวลา n ทั้งหมด ดังนั้นการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมของเวลาในช่วงต้น ๆ จึงอาศัยข้อมูลเพียงจำนวนน้อยและจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ ตามเวลาที่เพิ่มขึ้น ฟังก์ชันต้นทุน (Cost Function) ที่เขียนอยู่ในรูปของค่าความผิดพลาดกำลังสองต่ำสุด (Least Square Error) คือ

$$\begin{aligned} J(n) &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} |e(i)|^2 \\ &= \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i) e^*(i) \end{aligned} \quad (3.38)$$

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

$$e(i) = d(i) - y(i) \quad (3.39)$$

$$= d(i) - \sum_{k=0}^M w_k r(i-k)$$

$$= d(i) - w^H(n) r(i)$$

โดยที่

$$r(i) = [r(i), r(i-1), \dots, r(i-M)]^H \quad (3.40)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_M(n)]^H \quad (3.41)$$

ดังนั้น $e(i)$ คือ ค่าความผิดพลาดที่ได้ ณ เวลา i จากการใช้ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองที่เวลา n ในการทดสอบกับข้อมูลเวลา i

คุณลักษณะตามธรรมชาติของวิธีกำลังสองต่ำสุดนั้นมีปัญหาเฉพาะตัว ตรงที่ข้อมูลขาเข้ามีปริมาณไม่มากพอที่จะใช้ในการแมปคู่สัญญาณอินพุตเข้ากับสัญญาณเอาต์พุตของวงจรกรองให้ได้ผลแบบเดียวเสมอ (Input-Output Mapping Uniquely) อีกทั้งสัญญาณรบกวนในระบบยังก่อให้เกิดความไม่แน่นอนในการแมปคู่สัญญาณมากขึ้นไปอีก ด้วยเหตุนี้จึงได้มีผู้เสนอแนวความคิดในการจัดการกับปัญหาดังกล่าวนี้โดยการปรับเพิ่มพจน์ใหม่ให้กับฟังก์ชันต้นทุน ในสมการที่ (3.38) ดังต่อไปนี้

$$J(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} e(i)e^*(i) + \delta \lambda^n \|w(n)\|^2 \quad (3.42)$$

โดย คือ δ คือ regularization parameter ที่เป็ค่าจำนวนจริงบวก และพจน์ที่เพิ่มเข้ามานี้ช่วยทำให้การหาผลเฉลยของอัลกอริทึม RLS มีเสถียรภาพและราบเรียบมากขึ้น

ในการหาค่าต่ำสุดของค่าความผิดพลาดกำลังสอง จะกำหนดให้ค่าเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ $w(n)$ มีค่าคงที่ตลอดช่วงเวลา $1 \leq i \leq n$ และหาค่าต่ำสุดจากการคำนวณค่าเกรเดียนต์ของ $J(n)$ ในสมการที่ (3.42) โดยการหาอนุพันธ์ของ $J(n)$ เทียบกับ w_k และกำหนดให้เป็นศูนย์ เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$ ในที่นี้แยกพิจารณาพจน์แรกขวามือของสมการที่ (3.42) ก่อน จากการแทนค่าถ่วงน้ำหนักหรือ Forgetting Factor ของเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ลำดับที่ k ด้วย w_k ซึ่ง

$$w_k = a_k + jb_k \quad (3.43)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$ และแทนความสัมพันธ์ในสมการที่ (3.43) ลงในสมการที่ (3.39) จะได้

$$e(i) = d(i) - \sum_{k=0}^{M-1} (a_k + jb_k)r(i-k) \quad (3.44)$$

ค่าเกรเดียนต์เวกเตอร์ลำดับที่ k คือ

$$\nabla_k J(n) = \frac{\partial J(n)}{\partial a_k} + j \frac{\partial J(n)}{\partial b_k} \quad (3.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนความสัมพันธ์พจน์แรกด้านขวามือของสมการที่ (3.42) ลงในสมการที่ (3.45) และตั้งสมมติฐานว่าค่าความผิดพลาดจากการประมาณเป็นค่าเชิงซ้อน ดังนั้น

$$\nabla_k J(n) = -\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \left[e(i) \frac{\partial e^*(i)}{\partial a_k} + e^*(i) \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} + j e(i) \frac{\partial e^*(i)}{\partial b_k} + j e^*(i) \frac{\partial e(i)}{\partial b_k} \right] \quad (3.46)$$

เนื่องจาก

$$\begin{aligned} \frac{\partial e(i)}{\partial a_k} &= -r(i-k), & \frac{\partial e^*(i)}{\partial a_k} &= -r^*(i-k) \\ \frac{\partial e(i)}{\partial b_k} &= jr(i-k), & \frac{\partial e^*(i)}{\partial b_k} &= -jr^*(i-k) \end{aligned}$$

แทนความสัมพันธ์เหล่านี้ลงไปในสมการที่ (3.46) ผลที่ได้คือ

$$\nabla_k J(n) = -2 \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i-k) e^*(i) \quad (3.47)$$

กำหนดเงื่อนไขให้ $\nabla_k J(n) = 0$ เพื่อหาค่าต่ำสุดของค่าความผิดพลาดกำลังสองและแทนค่าความผิดพลาดต่ำสุดด้วย $e_{min}(i)$ ดังนั้น จะได้หลักการของความตั้งฉาก (The Principle of Orthogonality) ดังนี้

$$\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i-k) e_{min}^*(i) = 0 \quad (3.48)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$

นอกเหนือจากหลักการของความตั้งฉาก ยังสามารถแสดงเงื่อนไขของกำลังสองน้อยที่สุด (Least Square) ได้อีกวิธีหนึ่ง โดยการแทนค่าความผิดพลาดต่ำสุด $e_{min}(i) = d(i) - \sum_{t=0}^{M-1} w_t^* r(i-t)$ ในสมการที่ (3.47) และได้เป็นสมการที่มีชื่อเฉพาะว่า สมการปกติ (Normal Equations) คือ

$$\sum_{t=0}^{M-1} w_t \left[\sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i-k) r^*(i-t) \right] = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i-k) d^*(i) \quad (3.49)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.49) สามารถนำมาพิจารณาที่ละพจน์ได้ ดังนี้

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

$$\phi(t, k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i-k) r^*(i-t) \quad (3.50)$$

โดยที่ $0 \leq (t, k) \leq M-1$

2. พจน์ทางด้านขวามือของสมการแสดงค่าเฉลี่ยทางเวลาของฟังก์ชันสหสัมพันธ์ไขว้ (time-average cross-correlation function) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการกับสัญญาณขาเข้า โดยอาจเขียนในรูป

$$z(-k) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i-k) d^*(i) \quad (3.51)$$

โดยที่ $0 \leq (t, k) \leq M-1$

ฉะนั้นสมการที่ (3.49) สามารถพรรณนาในรูปที่กระชับขึ้นได้ ดังนี้

$$\sum_{t=0}^{M-1} w_t \phi(t, k) = z(-k) \quad (3.52)$$

เมื่อ $k = 0, 1, \dots, M-1$ หรือเขียนสมการปกติในรูปของเมทริกซ์ได้ ดังนี้

$$\Phi(n) w(n) = z(n) \quad (3.53)$$

โดย $\Phi(n)$ แทนค่าเฉลี่ยทางเวลาของเมทริกซ์อัตโนมัติสหสัมพันธ์ (Time-Average Autocorrelation Matrix) ของเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $r(i) = [r(i), r(i-1), \dots, r(i-M+1)]^H$ ซึ่งมีขนาดเท่ากับ $M \times M$

ทั้งนี้เมื่อพิจารณาพจน์ที่สองด้านขวามือของสมการที่ (3.42) โดยการหาอนุพันธ์เทียบกับ w_k จะได้ความสัมพันธ์ในรูปของเมทริกซ์เท่ากับ $\delta \lambda^n I$ เมื่อ I คือ เมทริกซ์เอกลักษณ์ที่มีขนาด $M \times M$ ดังนั้น เมื่อพิจารณาเงื่อนไขของค่าฟังก์ชันต้นทุนต่ำสุดจากสมการที่ (3.42) ทำให้ได้ $\Phi(n)$ ในรูปแบบดังนี้

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i) r^H(i) + \delta \lambda^n I \quad (3.54)$$

จากสมการที่ (3.53) กำหนดให้ $z(n)$ แทนค่าเฉลี่ยทางเวลาของเวกเตอร์สหสัมพันธ์ไขว้ (Time-Average Cross-Correlation Vector) ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(i)$ กับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $u(i)$ ที่มีขนาดเท่ากับ $M \times 1$ มีค่าเท่ากับ

$$z(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} r(i) d^*(i) \quad (3.55)$$

และ $w(n)$ คือ ค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม ซึ่งมีขนาด $M \times 1$

$$w(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{M-1}(n)]^H \quad (3.56)$$

การคำนวณโดยวิธีรีเคอร์ซีฟ

การคำนวณค่าของ $\Phi(n)$ และ $z(n)$ แบบรีเคอร์ซีฟ ทำได้โดยแยกพจน์ของ $i = n$ ออกมาจากด้านขวามือของสมการที่ (3.54)

$$\Phi(n) = \lambda [\sum_{i=1}^{n-1} \lambda^{n-i} r(i) r^H(i) + \delta \lambda^n I] + r(n) r^H(n) \quad (3.57)$$

พบว่าพจน์ในวงเล็บของสมการที่ (3.57) มีค่าเท่ากับเมทริกซ์สหสัมพันธ์ขาเข้าที่เวลา $n - 1$ ดังนั้นจึงเขียนความสัมพันธ์ใหม่ในรูป

$$\Phi(n) = \lambda \Phi(n-1) + r(n) r^H(n) \quad (3.58)$$

อาศัยแนวคิดเช่นเดียวกันกับเมทริกซ์สหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(i)$ กับเวกเตอร์สัญญาณขาเข้า $r(i)$ ในสมการที่ (3.55) จะได้

$$z(n) = \lambda z(n-1) + r(n) d^*(n) \quad (3.59)$$

การหาค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์

จากความสัมพันธ์ของสมการปกติที่แสดงในสมการที่ (3.53) สามารถคำนวณหาค่าประมาณของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่เหมาะสม $w(n)$ ได้ทันที โดยการคูณเมทริกซ์ผกผันของ $\Phi(n)$ ทั้งสองด้านของสมการ อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติมักจะพยายามหลีกเลี่ยงการคำนวณหาเมทริกซ์ผกผันโดยตรงเพราะจะเสียเวลาในการคำนวณมาก โดยเฉพาะเมื่อเมทริกซ์มีขนาดใหญ่มาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงมีการนำทฤษฎี Matrix Inversion Lemma มาประยุกต์ใช้ อย่างไรก็ตาม เมทริกซ์อัตรา-

สหสัมพันธ์ $\Phi(n)$ ต้องมีคุณสมบัติไม่เอกฐาน (Nonsingularity) นั่นคือต้องสามารถหาเมทริกซ์ผกผันได้ด้วย

ทฤษฎี Matrix Inversion Lemma กล่าวถึงความสัมพันธ์ของการหาเมทริกซ์ผกผัน ดังรายละเอียดต่อไปนี้ ถ้าหากเมทริกซ์ A สามารถเขียนได้เป็น

$$A = B^{-1} + CD^{-1}C^H \quad (3.60)$$

จะได้ว่าเมทริกซ์ผกผันของ A มีค่าดังนี้

$$A^{-1} = B - BC(D + C^HBC)^{-1}C^HB \quad (3.61)$$

สำหรับกรณีของปัญหาที่สนใจนี้ จะกำหนดค่าของเมทริกซ์แต่ละตัว ดังนี้

$$A = \Phi(n)$$

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

$$C = r(n)$$

$$D = 1$$

จะได้

$$\Phi(n) = \lambda^{-1}\Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-2}\Phi^{-1}(n-1)r(n)r^H(n)\Phi^{-1}(n-1)}{1+\lambda^{-1}r^H(n)\Phi^{-1}(n-1)r(n)} \quad (3.62)$$

กำหนดเมทริกซ์สหสัมพันธ์ผกผัน (Inverse Correlation Matrix) $P(n)$ ที่มีขนาด $M \times M$

$$P(n) = \Phi^{-1}(n) \quad (3.63)$$

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

$$k(n) = \frac{\lambda^{-1}P(n-1)r(n)}{1+\lambda^{-1}r^H(n)P(n-1)r(n)} \quad (3.64)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นสามารถเขียนสมการที่ (3.62) ในรูป

$$P(n) = \lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)r^H(n)P(n-1) \quad (3.65)$$

เมื่อจัดรูปแบบสมการที่ (3.64) ใหม่ จะได้

$$\begin{aligned} k(n) &= \lambda^{-1}P(n-1)r(n) - \lambda^{-1}k(n)r^H(n)P(n-1)r(n) \\ &= [\lambda^{-1}P(n-1) - \lambda^{-1}k(n)r^H(n)P(n-1)]r(n) \\ &= P(n)r(n) \\ &= \Phi^{-1}(n)r(n) \end{aligned} \quad (3.66)$$

ต่อไปหาสมการรีเคอร์ซีฟสำหรับการประมาณค่าเวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ชุดใหม่ จากสมการที่ (3.53), (3.59) และ (3.63) จะได้

$$\begin{aligned} w(n) &= \Phi^{-1}(n)z(n) \\ &= P(n)z(n) \\ &= \lambda P(n)z(n-1) + P(n)r(n)d^*(n) \end{aligned} \quad (3.67)$$

แทนสมการที่ (3.63) ลงในพจน์แรกของ $P(n)$ ในสมการที่ (3.65) และใช้สมการ $k(n) = P(n)r(n)$ ดังนั้น

$$\begin{aligned} w(n) &= P(n-1)z(n-1) - k(n)r^H(n)P(n-1)z(n-1) + P(n)r(n)d^*(n) \\ &= \Phi^{-1}(n-1)z(n-1) - k(n)r^H(n)\Phi^{-1}(n-1)z(n-1) + P(n)r(n)d^*(n) \\ &= w(n-1) - k(n)r^H(n)w(n-1) + P(n)r(n)d^*(n) \\ &= w(n-1) - k(n)[d^*(n) - r^H(n)w(n-1)] \\ &= w(n-1) - k(n)\xi^*(n) \end{aligned} \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor สำหรับอัลกอริทึม RLS โดยวิธี VSLMS (Variable Step Size Least Mean Square)

ปัญหาของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ อัลกอริทึมหรือขบวนการในการแก้ปัญหาสำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองดิจิทัลในสถานการณ์ที่คุณสมบัติของสัญญาณข้อมูลไม่สมบูรณ์ ดังนั้น อัลกอริทึมที่นำมาใช้ร่วมกับวงจรกรองดิจิทัลนั้น ต้องมีกระบวนการทำงานที่ทำให้วงจรกรองดิจิทัลนั้นลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมของระบบให้เร็วและถูกต้องที่สุด

ข้อดีของอัลกอริทึม RLS นั้นคือ อัตราการลู่เข้าหาคำตอบที่รวดเร็ว ซึ่งมีผลดีต่อระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่ต้องมีการทำงานอย่างต่อเนื่องหรือเป็นเวลาจริง (Real time) โดยค่า forgetting factor เป็นค่าคงที่เล็ก ๆ ที่มีผลต่อการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึม RLS ซึ่งการใช้อัลกอริทึม RLS โดยทั่วไปจะกำหนดให้ค่า forgetting factor เป็นค่าคงที่ตลอดการทำงาน โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอวิธีการสำหรับการปรับค่า forgetting factor [17] – [19] โดยใช้วิธี Variable Step Size LMS (Least Mean Square) หรือ VSLMS เพื่อที่จะได้อัตราการลู่เข้าหาคำตอบที่ดีขึ้นและมีความผิดพลาดที่น้อยลง เมื่อเทียบกับอัลกอริทึม RLS ที่กำหนดค่า forgetting factor เป็นค่าคงที่ โครงสร้างของอัลกอริทึม RLS ที่นำมาปรับปรุงนั้นสามารถเขียนสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ได้ดังนี้

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

$$k(n) = \frac{P(n-1)u(n)}{\lambda(n) + u^H(n)P(n-1)u(n)} \quad (3.75)$$

$$e(n) = d(n) - w^H(n-1)u(n)$$

$$P(n) = \frac{1}{\lambda(n)} [P(n-1) - k(n)x^H(n)P(n-1)] \quad (3.76)$$

โดยที่ $k(n)$ คือ Kalman gain
 $\lambda(n)$ คือ ค่า forgetting factor โดยที่ $0 < \lambda \leq 1$ ซึ่งเป็นค่าที่จะทำการปรับปรุงให้ตอบสนองตรงกับข้อมูลปัจจุบันขณะ

ในส่วนของการกำหนดค่าตั้งต้นต่าง ๆ นั้นจะกำหนดเหมือนกับอัลกอริทึม RLS ปกติ [20]

หลักการทำงานของ VSLMS จะอยู่บนพื้นฐานของอัลกอริทึม LMS ซึ่งจะทำการปรับเปลี่ยนค่า forgetting factor ให้มีการเปลี่ยนแปลงตามข้อมูลจริงของระบบ คือ การนำเอาค่าอัตราสหสัมพันธ์ระหว่าง $e(n)e(n-1)$ และ $x^H(n)k(n-1)$ มาใช้เพื่อควบคุมการปรับค่า

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

$$\xi(n) = d(n) - r^H(n)w^*(n-1) \quad (3.69)$$

$$= d(n) - w^H(n-1)r(n)$$

จากสมการความสัมพันธ์ในรูปของรีเคอร์ซีฟเหล่านี้ สามารถเขียนสมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ด้วยอัลกอริทึม RLS ได้ดังนี้
กำหนดค่าตั้งต้น

$$w(0) = 0$$

$$P(0) = \delta^{-1}I \quad (3.70)$$

โดยที่ δ คือ มีค่าบวกคงที่ขนาดเล็กสำหรับค่า SNR สูง ๆ และมีค่าบวกคงที่ขนาดใหญ่สำหรับค่า SNR ต่ำ ๆ

I คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ขนาด $M \times M$

$$w(n) = w(n-1) + k(n)e^*(n) \quad (3.71)$$

$$k(n) = \frac{P(n-1)r(n)}{\lambda + r^H(n)P(n-1)r(n)} \quad (3.72)$$

$$e(n) = d(n) - w^H(n-1)r(n) \quad (3.73)$$

$$P(n) = \frac{1}{\lambda} [P(n-1) - k(n)r^H(n)P(n-1)] \quad (3.74)$$

โดยที่ $k(n)$ คือ Kalman gain

λ คือ ค่า forgetting factor โดยที่ $0 < \lambda \leq 1$

ก้าวกระโดดของอัลกอริทึม โดยค่า Forgetting Factor นั้น มีผลโดยตรงกับค่า Kalman Gain ซึ่งมีวิธีการดังนี้

วิธีที่ 1

$$\alpha(n-1) = 1 - \lambda(n-1) \quad (3.77)$$

$$\alpha(n) = \{1 + \rho \operatorname{sgn}[z(n)]\} \alpha(n-1) \quad (3.78)$$

$$\operatorname{sgn}[z(n)] = \operatorname{sgn}[e(n)e(n-1)] \times \operatorname{sgn}[r^H(n)k(n-1)] \quad (3.79)$$

$$\lambda(n) = 1 - \alpha(n) \quad (3.80)$$

วิธีที่ 2

$$\alpha(n-1) = 1 - \lambda(n-1) \quad (3.81)$$

$$\alpha(n) = \alpha(n-1) + \rho \operatorname{sgn}[e(n)e(n-1)r^H(n)r(n-1)] \quad (3.82)$$

$$\lambda(n) = 1 - \alpha(n) \quad (3.83)$$

โดยกำหนด $\lambda(n-1)$ ตั้งต้นให้เป็นค่าคงที่และมีค่าเข้าใกล้ 1 แต่น้อยกว่า 1 และค่า ρ คือ ค่าช่วงก้าวที่มีค่าเล็กๆ หรือ step size ของอัลกอริทึม VSLMS ซึ่งทั้งสองค่านี้ผู้ออกแบบสามารถกำหนดได้ตามความเหมาะสมของระบบที่นำไปประยุกต์ใช้

3.4 ตัววัดสมรรถนะและความหมาย

ในทางปฏิบัติตัววัดสมรรถนะที่ใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบสื่อสารดิจิทัล คือ อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์ (Signal to Noise Ratio: SNR) และอัตราความผิดพลาดบิต (Bit-Error Rate: BER) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

3.4.1 อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวนหรือเอสเอ็นอาร์ (Signal to Noise Ratio: SNR)

อัตราส่วนของกำลังสัญญาณต่อกำลังสัญญาณรบกวน เป็นตัววัดสมรรถนะที่สามารถใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบได้ สำหรับผู้ใช้นั้นที่ k ในหน่วยเดซิเบล (Decibel: dB) สามารถเขียนได้โดย

$$SNR_k = 10 \log_{10} \left(\frac{\sum_{i=0}^n s_k^2(i)}{\sum_{i=0}^n \eta^2(i)} \right) \quad (3.84)$$

โดย s_k คือ ขนาดของสัญญาณ และ η^2 คือ ขนาดของสัญญาณรบกวนหรือกำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

ถ้าสมมติให้ระบบ 2 ระบบมีประสิทธิภาพในรูปของ BER วัดที่ด้านเอาต์พุตของระบบเท่ากัน ถ้าระบบใดใช้กำลังในการส่งข้อมูลน้อยกว่าหรือ SNR น้อยกว่า ก็จะได้ว่าระบบนั้นมีประสิทธิภาพมากกว่า

3.4.2 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit-Error Rate: BER)

อัตราความผิดพลาดบิตหรือค่าความน่าจะเป็นของความผิดพลาดบิต (Bit Error Probability: BEP) เป็นตัววัดสมรรถนะที่สามารถใช้ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบเช่นเดียวกับ SNR

3.4.3 การวิเคราะห์สมรรถนะด้วยวิธีการประมาณ

สำหรับในระบบที่มีผู้ใช้ทั้งหมดจำนวน K ราย จะมีแหล่งกำเนิดสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้รายอื่นจำนวน $K - 1$ ราย โดยสัญญาณแทรกสอดเหล่านี้ต่างก็มีความเป็นอิสระต่อกัน เนื่องจากมีค่าขึ้นกับบิตข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย ซึ่งโดยปกติแล้วจะไม่ขึ้นแก่กันแต่อย่างใด จากสมการที่ (2.14) สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้รายอื่น (MAI) ของผู้ใช้รายที่ j มีลักษณะดังนี้

$$A_j d_j \rho_{jk}$$

เนื่องจากทั้งแอมพลิจูด (A_j) ที่ใช้และค่าสหสัมพันธ์ไขว้ของชุดรหัส ρ_{jk} ที่ใช้ ต่างก็เป็นค่าที่กำหนดไว้ล่วงหน้าจึงจัดว่าเป็นค่าคงที่ ฉะนั้นจึงมีเพียงค่าของบิตข้อมูล d_j เท่านั้นที่จัดว่าเป็นตัวแปรสุ่ม โดยทั่วไปผู้ใช้แต่ละรายมักจะส่งบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น $\{-1, +1\}$ ด้วยความน่าจะเป็นที่เท่ากัน ดังนั้นสัญญาณแทรกสอด MAI ของผู้ใช้รายที่ j จึงเป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบ Bernoulli ที่มีค่าเฉลี่ยทางสถิติ (Expectation) เท่ากับ

$$\begin{aligned} E[A_j d_j \rho_{jk}] &= A_j \rho_{jk} \sum_{d_j=-1,+1} d_j \Pr[d_j] \\ &= A_j \rho_{jk} \{(+1)\Pr[d_j = +1] + (-1)\Pr[d_j = -1]\} \\ &= A_j \rho_{jk} \left\{ (+1)\frac{1}{2} + (-1)\frac{1}{2} \right\} \\ &= 0 \end{aligned} \tag{3.85}$$

และมีค่าความแปรปรวน (Variance) เท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{VAR}[A_j d_j \rho_{jk}] &= E[(A_j d_j \rho_{jk})^2] - E[A_j d_j \rho_{jk}]^2 \\ &= A_j^2 \rho_{jk}^2 \sum_{d_j=-1,+1} (d_j)^2 \Pr[d_j] - 0 \\ &= A_j^2 \rho_{jk}^2 \left\{ (+1)^2 \frac{1}{2} + (-1)^2 \frac{1}{2} \right\} \\ &= A_j^2 \rho_{jk}^2 \end{aligned} \tag{3.86}$$

สมการที่ (3.85) และ (3.86) ระบุว่าสัญญาณแทรกสอด MAI ของผู้ใช้รายอื่นแต่ละรายมีค่าเฉลี่ยทางสถิติเป็นศูนย์และมีค่าความแปรปรวนเท่ากับ $A_j^2 \rho_{jk}^2$ ในสภาพที่ระบบมีผู้ใช้จำนวนมากสามารถนำทฤษฎี Central Limit Theorem มาใช้ในการวิเคราะห์ผลกระทบของสัญญาณแทรกสอด MAI จากผู้ใช้รายอื่นทั้งหมด กล่าวคือ ผลรวมของสัญญาณแทรกสอด MAI ของผู้ใช้แต่ละรายที่มีการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบ Bernoulli และเป็นอิสระจากกันจำนวนหลายราย สามารถประมาณได้เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงความน่าจะเป็นแบบเกาส์ โดยมีค่าเฉลี่ยเท่ากับผลรวมของค่าเฉลี่ยของสัญญาณ

แทรกสอดของผู้ใช้แต่ละรายและมีค่าความแปรปรวนเท่ากับผลรวมของค่าความแปรปรวนของสัญญาณแทรกสอดของผู้ใช้แต่ละรายได้ ดังนี้

$$E[\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j d_j \rho_{jk}] = 0 \quad (3.87)$$

และ

$$\sigma_{MAI}^2 = \sum_{j=1, j \neq k}^K VAR[A_j d_j \rho_{jk}] = \sum_{j=1, j \neq k}^K A_j^2 \rho_{jk}^2 \quad (3.88)$$

นำสมการที่ (2.14) มาพิจารณาใหม่อีกครั้ง ดังนี้

$$y_k = A_k d_k + \underbrace{\sum_{j=1, j \neq k}^K A_j d_j \rho_{jk}}_{MAI} + \underbrace{b_k}_{AWGN}$$

เนื่องจากทั้งสัญญาณแทรกสอด MAI และสัญญาณรบกวน AWGN ของแต่ละบิต ต่างก็เป็นตัวแปรสุ่มที่มีการแจกแจงแบบเกาส์และมีความเป็นอิสระจากกัน ดังนั้น จึงสามารถผนวกรวมสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกันและได้เป็นตัวแปรสุ่มใหม่ที่มีการแจกแจงแบบเกาส์ที่มีความแปรปรวนรวมเท่ากับ $\sigma_{Total}^2 = \sigma_{MAI}^2 + \sigma^2$ ดังนั้น การวิเคราะห์อัตราความผิดพลาดสามารถทำได้ในลักษณะเดียวกันกับระบบสื่อสาร BPSK ของผู้รับรายเดียว เพียงแต่ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวนจะเพิ่มมากขึ้นตามจำนวนผู้ใช้ในระบบ

สำหรับกระบวนการตัดสินใจให้นาสัญญาณ y_k ไปเปรียบเทียบกับค่าเทรชโฮลด์ที่เหมาะสม และในที่นี้คือ ที่ศูนย์โวลต์ สำหรับเหตุการณ์ที่จะก่อให้เกิดการตัดสินใจผิดพลาดมีได้สองกรณี คือ กรณีแรก ต้นทางส่งบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น -1 และภาครับตัดสินใจผิดพลาดเป็น 1 กรณีที่สอง ต้นทางส่งบิตข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 และภาครับตัดสินใจผิดพลาดเป็น -1 อัตราความผิดพลาดทั้งสองกรณี ดังนั้น ค่าอัตราความผิดพลาดบิต $\bar{P}_k$ ของผู้รับรายที่ k ด้วยวิธีการประมาณสามารถคำนวณได้เป็น

$$\bar{P}_k = \frac{1}{2}P(\hat{d}_k = -1|d_k = 1) + \frac{1}{2}P(\hat{d}_k = 1|d_k = -1) \quad (3.89)$$

$$= \frac{1}{2} \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{Total}^2}} e^{-(y_k - A_k)^2 / 2\sigma_{Total}^2} dy_k + \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_{Total}^2}} e^{-(y_k - A_k)^2 / 2\sigma_{Total}^2} dy_k$$

$$= \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A_k^2}{2\sigma_{Total}^2}} \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A_k^2}{2(\sigma_{MAI}^2 + \sigma^2)}} \right)$$

หรือจะเขียน $\tilde{P}_k$ ในรูปของฟังก์ชัน $Q(x)$ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\tilde{P}_k = Q \left(\sqrt{\frac{A_k^2}{2(\sigma_{MAI}^2 + \sigma^2)}} \right) \quad (3.90)$$

$$= Q \left(\frac{A_k}{\sqrt{\sum_{j \neq k} A_j^2 \rho_{jk}^2 + \sigma^2}} \right)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

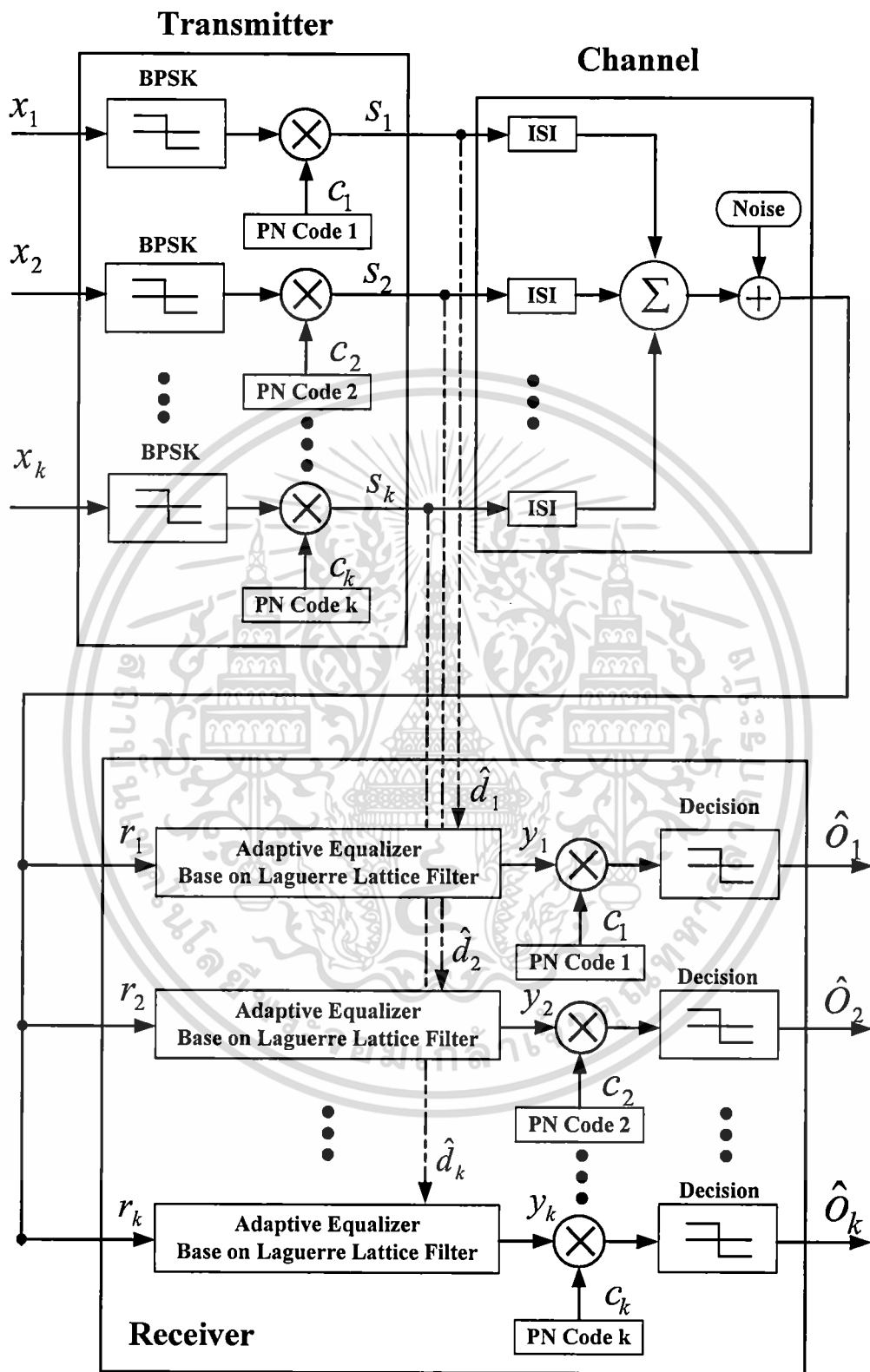
บทที่ 4

การจำลองระบบและผลการทดลอง

ในบทนี้จะนำเสนอผลการจำลองการทำงานของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ในการสื่อสารแบบผู้ใช้หลายรายในระบบการสื่อสาร DS-CDMA โดยนำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซทำงานร่วมกับอัลกอริทึมที่เหมาะสมในการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณ โดยโครงสร้างของตัวปรับแต่งสัญญาณหรือวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซนั้น พัฒนามาจากโครงสร้างของวงจรกรองดิจิทัลพื้นฐาน 2 ชนิด คือ วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR (Finite Impulse Response) และวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR (Infinite Impulse Response) โดยนำข้อดีของวงจรกรองดิจิทัลทั้ง 2 ชนิดที่มีผลดีต่อระบบการสื่อสาร DS-CDMA ซึ่งเป็นระบบที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว (Long Impulse Response) คือ

- วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR มีข้อดีเรื่องของความเสถียร (Stability) ที่มีต่อระบบที่นำไปประยุกต์ใช้งาน แต่การตอบสนองต่อระบบที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาวนั้นจะมีความซับซ้อนในการคำนวณ คือ ต้องใช้จำนวนอันดับ (Order) ที่สูงมากกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR
- วงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR มีข้อดีเรื่องการตอบสนองต่อระบบที่มีผลการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาวได้ดีกว่าวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และมีข้อเสียคือ อาจจะมีปัญหาเรื่องความเสถียรได้

วงจรกรองลาแกร์ได้รวมจุดเด่นของวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรกรองดิจิทัลแบบ IIR ทำให้ลดปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบการสื่อสาร DS-CDMA และวงจรกรองลาแกร์นั้นก็เหมือนกับวงจรกรองทั่วไป คือ มีโครงสร้าง 2 แบบ คือ วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างทรานส์เวอร์ซอล (Transversal Structure) และวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ (Lattice Structure) ในที่นี้ได้นำข้อดีของวงจรกรองโครงสร้างแลตทิซ (Lattice Filter) คือ โครงสร้างแต่ละอันดับหรือชั้นของวงจรกรองแลตทิซเป็นอิสระต่อกันและมีความอ่อนไหวต่อการปัดเศษ Round-off Error เมื่อเปรียบเทียบกับวงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR ซึ่งได้นำมาใช้ในการออกแบบตัวปรับแต่งสัญญาณสำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในส่วนของภาครับ โดยเปรียบเทียบกับตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้วงจรกรองดิจิทัลแบบ FIR และวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างทรานส์เวอร์ซอล



รูปที่ 4.1 บล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองระบบการสื่อสาร DS-SS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

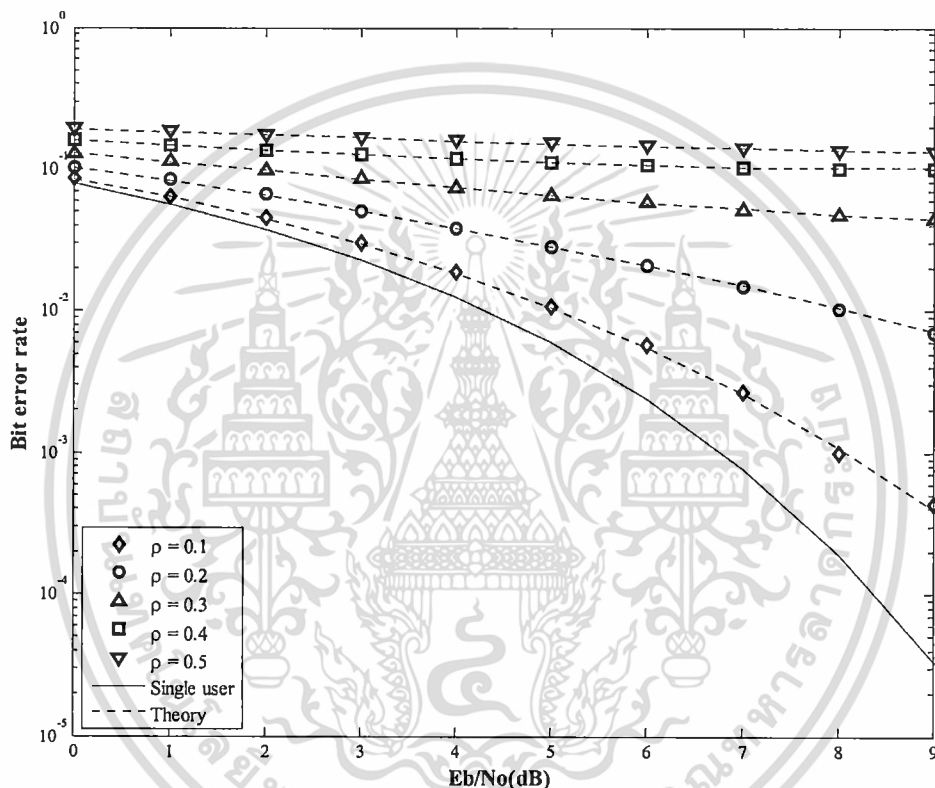
4.1 การจำลองระบบ

การจำลองและวิเคราะห์ระบบนี้ได้ทำการจำลองระบบการสื่อสาร DS-CDMA สำหรับผู้ใช้ k ราย ใช้วิธีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่แบบลำดับโดยตรง (Direct Sequence) และใช้รูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิตอลแบบ BPSK (Binary Phase Shift Keying) โดยการทำงานของระบบทั้งหมดอยู่บนพื้นฐานของระบบเบสแบนด์ และกำหนดให้สัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณ (Channel) ไปยังเครื่องรับประกอบไปด้วย การแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ (MAI: Multiple Access Interference) และสภาพแวดล้อมที่ช่องสัญญาณถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถี (Multipath) หรือ มีการแทรกสอดระหว่างสัญลักษณ์ (ISI: InterSymbol Interference) และการรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน (AWGN: Additive White Gaussian Noise) และที่เครื่องรับจะใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซและอัลกอริทึมแบบ RLS โดยใช้วิธี VSLMS เพื่อเพิ่มสมรรถนะของระบบการสื่อสาร DS-CDMA โดยสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมของแบบจำลองได้ดังรูปที่ 4.1

การจำลองและวิเคราะห์ระบบแบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 หัวข้อ หัวข้อที่ 4.2 กล่าวถึงผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบ DS-CDMA ที่เกิดจากการแทรกสอดกันระหว่างผู้ใช้ หัวข้อที่ 4.3 เป็นการจำลองและวิเคราะห์ผลกระทบต่อสมรรถนะของระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี หัวข้อที่ 4.4 เป็นการจำลองและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมสำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ โดยมีการเปรียบเทียบอัลกอริทึมที่เหมาะสมเพื่อให้ได้อัลกอริทึมที่มีคุณสมบัติการลู่เข้าที่ดีที่สุดและมีอัตราความผิดพลาดบิตน้อยที่สุดที่เหมาะสมสำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA หัวข้อที่ 4.5 เป็นการนำตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซมาใช้แก้ปัญหาในระบบการสื่อสาร DS-CDMA ในกรณีต่าง ๆ โดยมีการจำลองและวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบผลของอัตราความผิดพลาดของบิตข้อมูลกับตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้วงจรกรองดิจิตอลแบบ FIR และวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างทรานส์เวอร์ซอล หัวข้อที่ 4.6 เป็นการนำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซที่ทำงานร่วมกับวิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) เพื่อใช้แก้ปัญหาในระบบการสื่อสาร DS-CDMA และส่วนสุดท้ายจะเป็นการสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบทั้งหมด

4.2 การทดสอบผลกระทบของการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ต่อสมรรถนะของระบบการสื่อสาร DS-CDMA

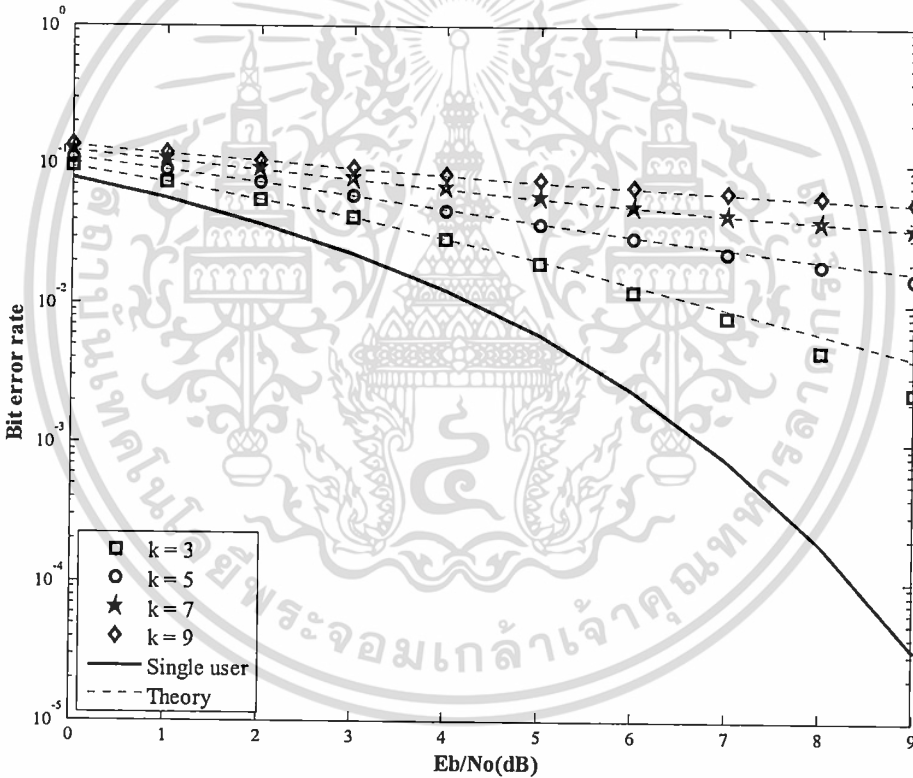
ในการทดลองใช้ข้อมูลในการทดสอบจำนวนบิตข้อมูล 100,000 บิต จำนวนผู้ใช้งาน 4 ราย ในช่วงที่สัญญาณมีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่ E_b/N_0 อยู่ระหว่าง 0 ถึง 9 dB ในการทดสอบจะปรับเปลี่ยนค่าสหสัมพันธ์ไขว้ของชุดรหัส ไปตั้งแต่ 0.1 ถึง 0.5 เพื่อให้เห็นถึงผลกระทบของสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ที่มีต่ออัตราความผิดพลาดบิต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



รูปที่ 4.2 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีผู้ใช้งานระบบ 4 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัส ρ_{jk} ที่แตกต่างกันตั้งแต่ 0.1 - 0.5 โดยเปรียบเทียบกับกรณีที่มีผู้ใช้เพียงรายเดียว

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 แต่เมื่อพิจารณา

ในสภาพที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสมีค่าสูง เช่น $\rho = 0.5$ พบว่า การเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้ไม่ทำให้อัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นเท่าใดนัก เหตุที่เป็นเช่นนี้เพราะในกรณีที่ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสยังมีค่าไม่สูง สัญญาณแทรกสอด MAI ยังมีปริมาณไม่มากนัก สมรรถนะของระบบจึงขึ้นอยู่กับผลของสัญญาณรบกวน AWGN เป็นหลักการเพิ่มกำลังส่งจึงช่วยให้อัตราความผิดพลาดบิตดีขึ้นได้ ในทางกลับกันเมื่อชุดรหัสที่ใช้มีค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสค่อนข้างสูง ผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอด MAI มีบทบาทมากกว่าสัญญาณรบกวน AWGN อย่างเห็นได้ชัด ดังนั้น ในสถานะเช่นนี้สมรรถนะของระบบจึงขึ้นอยู่กับระดับของสัญญาณแทรกสอด MAI เป็นหลักการเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้จึงไม่สามารถลดอัตราความผิดพลาดบิตของระบบลงได้ เพราะการเพิ่มกำลังส่งของผู้ใช้รายหนึ่ง ย่อมมีผลทำให้สัญญาณแทรกสอด MAI เพิ่มขึ้นด้วยเช่นกัน



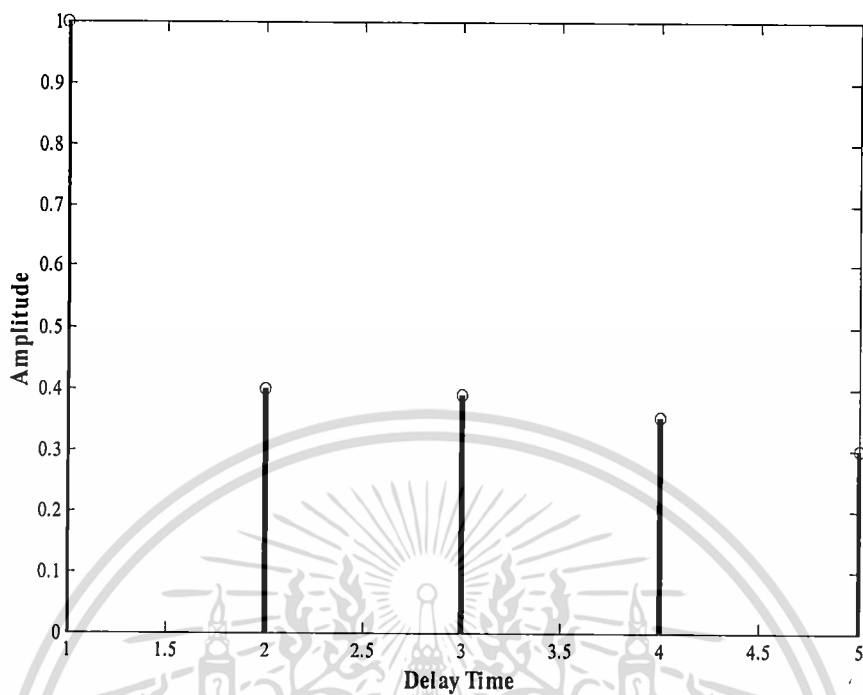
รูปที่ 4.3 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีผู้ใช้จำนวน 3, 5, 7 และ 9 ราย สำหรับค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสคงที่ $\rho = 0.2$ เปรียบเทียบกับวิธีการประมาณ

รูปที่ 4.3 เป็นการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA อีกลักษณะหนึ่งที่น่าสนใจ คือ การศึกษาถึงผลกระทบของการที่ระบบมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มขึ้น โดยกำหนดให้ค่าสหสัมพันธ์ไขว้ระหว่างชุดรหัสมีขนาดคงที่ $\rho = 0.2$ ในการทดสอบจะเพิ่มจำนวนผู้ใช้ขึ้นจาก 3, 5, 7 ถึง 9 ราย ผลที่ได้จากการทดสอบเป็นกราฟดังแสดงในรูปที่ 4.3 ในรูปเส้นประทั้งสี่เส้นได้จากการประมาณโดยใช้สมการที่ (3.90) โดยอาศัยทฤษฎี Central Limit Theorem จะเห็นว่าค่าจากการประมาณใช้ได้ดีในสภาพที่ระบบมีจำนวนผู้ใช่มาก ในกรณี $k = 3$ ค่าที่ได้จากการประมาณยังแตกต่างจากค่าที่ได้จากการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ค่อนข้างชัดเจน นอกจากนี้ข้อสังเกตที่ได้จากการทดลองนี้คือ การเพิ่มขึ้นของจำนวนผู้ใช้ในระบบมีผลทำให้อัตราความผิดพลาดบิตเพิ่มสูงขึ้น ซึ่งหมายถึงการที่ระบบมีคุณภาพการรับส่งสัญญาณแย่ลงและปัจจัยที่ก่อให้เกิดปัญหา คือ การเพิ่มของสัญญาณแทรกสอด MAI นั่นเอง

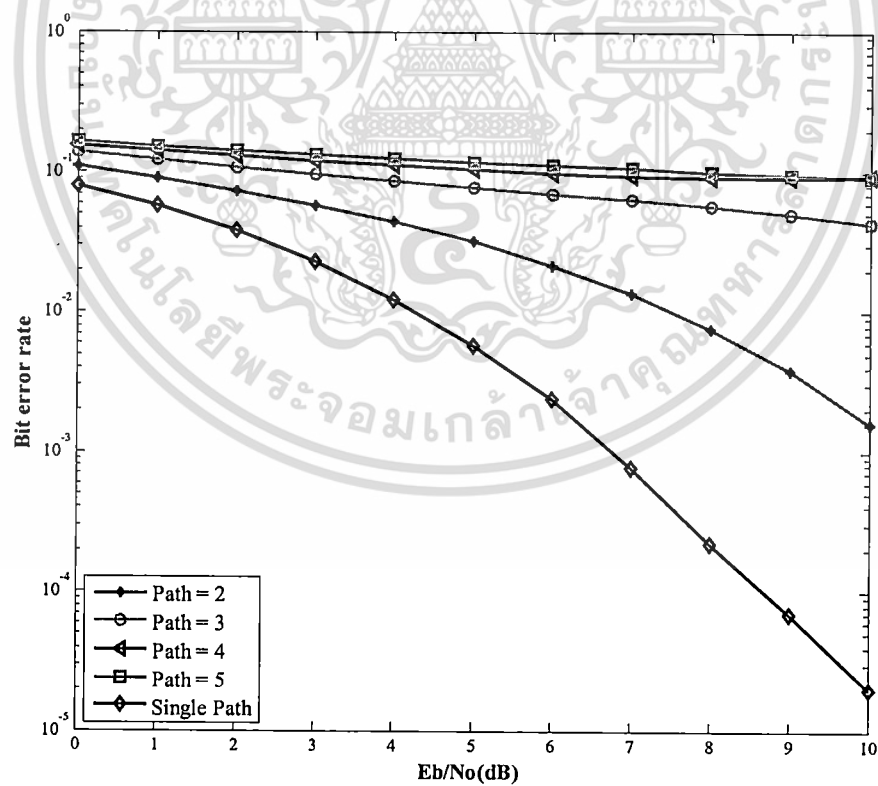
4.3 การจำลองผลกระทบของคลื่นหลายวิถีต่อสมรรถนะของระบบการสื่อสาร DS-CDMA

ในการทดลองจะใช้ข้อมูลในการทดสอบเป็นจำนวนบิตข้อมูลจำนวน 100,000 บิต จำนวนผู้ใช้งาน 4 ราย ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน การทดสอบจะปรับเปลี่ยนช่องสัญญาณ ซึ่งถูกรบกวนจากคลื่นหลายวิถี โดยมีการเปลี่ยนจำนวนเส้นทางที่สะท้อนจากสิ่งของหรือสิ่งปลูกสร้างต่าง ๆ โดยขนาดของคลื่นที่สะท้อนจะลดขนาดลงและเวลาของคลื่นหลายวิถีที่มาถึงเครื่องรับมีการหน่วงเวลา ดังรูปที่ 4.4 โดยจะกำหนดให้มีขนาดของคลื่นหลายวิถี ดังนี้ Multipath = [1, 0.4, 0.38, 0.35, 0.30] ซึ่งนำไปใช้ในการทดสอบหาความผิดพลาดบิต ดังรูปที่ 4.5

รูปที่ 4.5 เป็นตัวอย่างการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA อีกรูปแบบหนึ่ง โดยการศึกษาถึงผลกระทบของระบบมีคลื่นหลายวิถีรบกวน ซึ่งทำให้มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณเกิดขึ้น ส่งผลให้มีค่าผิดพลาดบิตเพิ่มขึ้น ในการทดสอบกำหนดให้คลื่นหลายวิถีมีขนาดดังรูปที่ 4.4 ซึ่งสัญญาณที่เครื่องรับ สามารถรับได้นั้นจะประกอบด้วยสัญญาณโดยตรงปราศจากสิ่งกีดขวาง (Line of Sight) และสัญญาณแทรกสอดที่มีการสะท้อนจากหลายเส้นทางโดยคลื่นจะลดขนาดลงและเกิดการหน่วงเวลา การทดลองจะเพิ่มจำนวนเส้นทางที่เกิดจากการสะท้อนที่ 2, 3, 4 ถึง 5 เส้นทาง ทั้งนี้จะนำผลที่ได้ไปวาดกราฟเปรียบเทียบกับกรณีที่เครื่องรับไม่มีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถี



รูปที่ 4.4 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีจำนวน 5 เส้นทาง



รูปที่ 4.5 ผลการทดสอบสมรรถนะของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 2, 3, 4 และ 5 เส้นทาง เปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

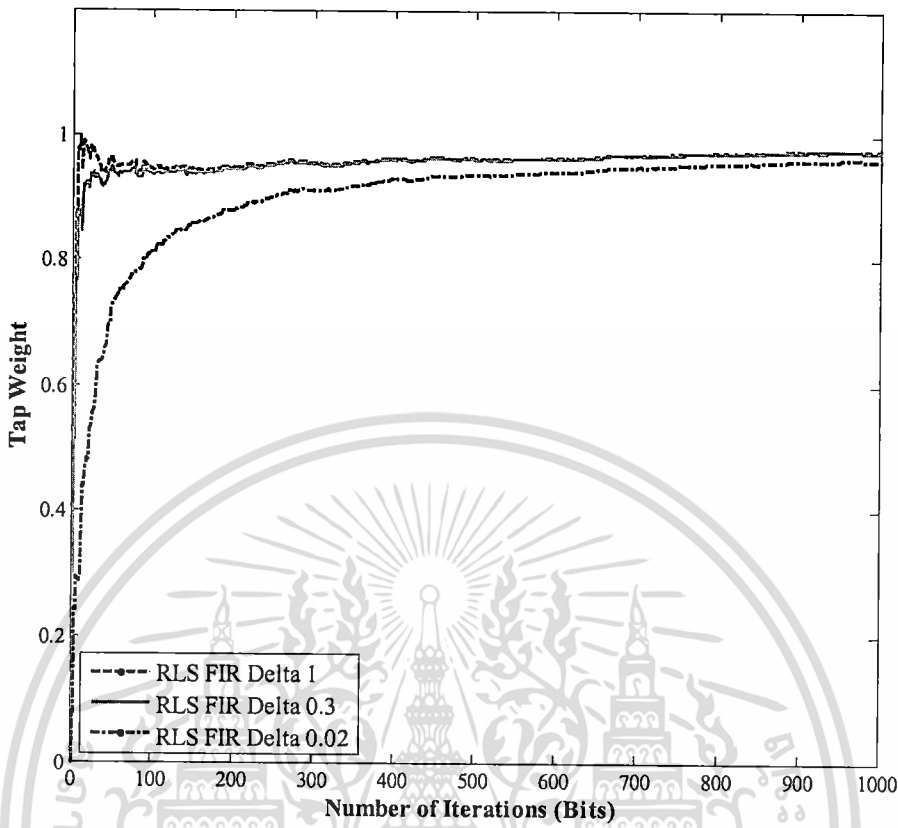
ผลที่ได้จากการทดสอบ จากรูปที่ 4.5 จะเห็นได้ว่าเมื่อมีสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเกิดขึ้นจะทำให้สมรรถนะของเครื่องรับในระบบการสื่อสาร DS-CDMA ลดลง และมีค่าความผิดพลาดของบิตเพิ่มขึ้น สังเกตได้ว่าในกรณีที่จำนวนเส้นทางที่สะท้อนไม่มากนัก เช่น กรณีมีการสะท้อนจาก 2 เส้นทาง ค่าที่ได้ยังมีการเปลี่ยนแปลงตามความรุนแรงของสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน แต่เมื่อมีการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเพิ่มมากขึ้นค่าบิตผิดพลาดจะไม่เปลี่ยนไปตามค่า E_b/N_0 เพราะสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิถีเกิดขึ้นนั้น มีความรุนแรงมากกว่าสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่ถูกต้องได้ทำให้ระบบมีคุณภาพการรับส่งที่แย่ลง ซึ่งเป็นปัญหาหลักของโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบการสื่อสาร DS-CDMA

4.4 การจำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมแบบปรับตัวสำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้

ในระบบการสื่อสาร DS-CDMA ในโหมคอัพลิงค์ (Uplink) ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ ซึ่งภาคส่งจะประกอบด้วย ภาคมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK สัญญาณที่ได้จะถูกสเปิร์ดด้วยรหัส PN ที่มีขนาด 4 ชิปต่อบิต จากนั้นจะถูกส่งไปยังช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา สัญญาณที่ภาครับรับได้จะนำไปผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณและส่งไปดีสเปิร์ดเพื่อแยกสัญญาณที่ต้องการออก แล้วทำการดีมอดูเลตและตัดสินใจเพื่อให้ได้สัญญาณดิจิทัลออกมา

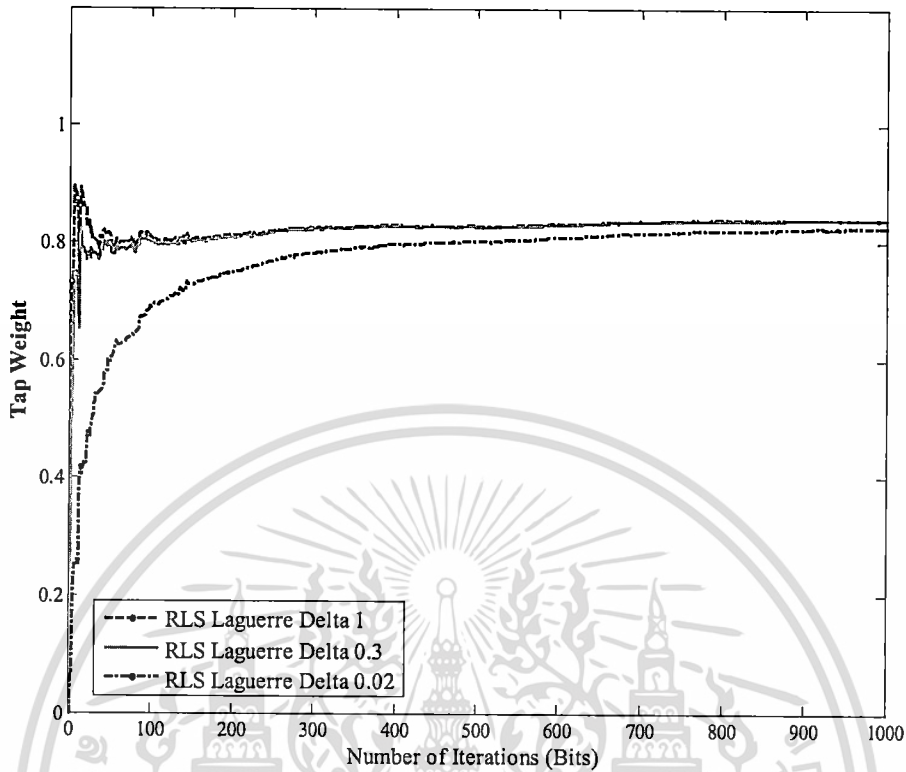
ในส่วนของช่องสัญญาณซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตลอดเวลา ทำให้การรับส่งข้อมูลอาจเกิดความผิดพลาดได้ง่าย ถ้าตัวปรับแต่งสัญญาณมีอัลกอริทึมที่มีการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมจะทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณได้

ดังนั้น วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้จำลองแบบและวิเคราะห์คุณสมบัติของอัลกอริทึมปรับตัว เพื่อหาอัลกอริทึมปรับตัวที่มีความเหมาะสมสำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ซึ่งสามารถปรับตัวได้ในช่องสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ตลอดเวลา ซึ่งได้เสนอการจำลองแบบเพื่อเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่างอัลกอริทึมที่มีความนิยมในปัจจุบัน คืออัลกอริทึม RLS ซึ่งใช้สำหรับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์ และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ โดยคุณสมบัติของอัลกอริทึมที่ดีควรจะต้องมีการลู่เข้าที่รวดเร็วและมีอัตราความผิดพลาดบิตต่ำ



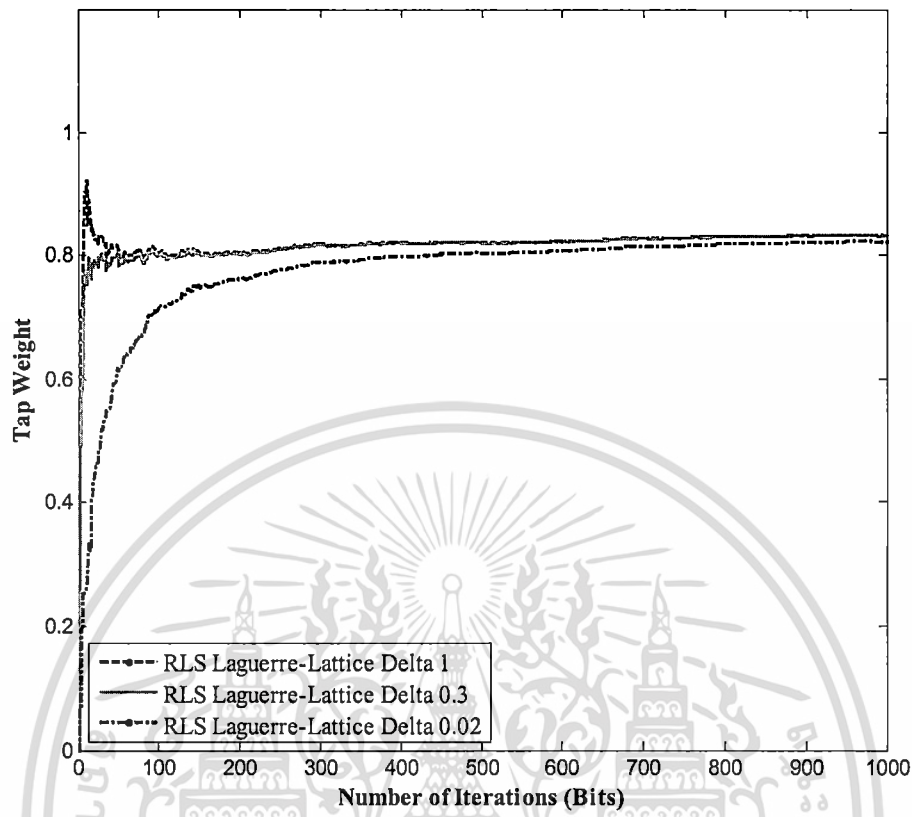
รูปที่ 4.6 คุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR ที่ใช้อัลกอริทึม RLS กำหนดค่า Positive constant (δ) เท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ

รูปที่ 4.6 เป็นผลการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบ FIR ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS โดยมีการเปรียบเทียบเพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนค่า Positive constant (δ) ในสมการที่ (3.70) โดยการเปรียบเทียบที่ค่า δ มีค่าเท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จากกราฟจะเห็นได้ว่า ถ้ากำหนดให้ค่า Positive constant (δ) ยิ่งมีค่ามากค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้จะยิ่งลู่เข้าเร็ว แต่จะเกิดการแกว่งหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน ซึ่งที่ค่า $\delta = 1$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุด แต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากด้วย ส่วนที่ $\delta = 0.02$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\delta = 0.3$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ มีการลู่เข้าที่เร็วและเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\delta = 1$



รูปที่ 4.7 คุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึม RLS กำหนดค่า Positive constant (δ) เท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ

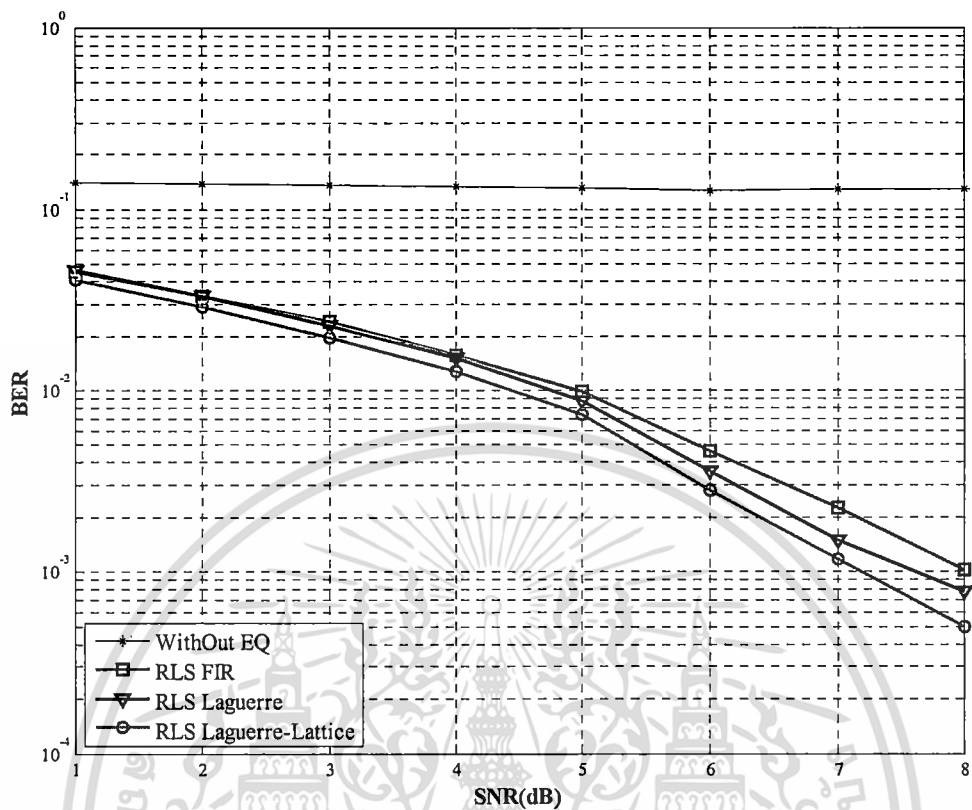
รูปที่ 4.7 เป็นผลการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS โดยมีการเปรียบเทียบเพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนค่า Positive constant (δ) ในสมการที่ (3.70) โดยการเปรียบเทียบค่า δ มีค่าเท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จากกราฟจะเห็นได้ว่า ถ้ากำหนดให้ค่า Positive constant (δ) ยิ่งมีค่ามาก ค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้จะยิ่งลู่เข้าเร็ว แต่จะเกิดการแกว่งหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน ซึ่งที่ค่า $\delta = 1$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุด แต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากด้วย ส่วนที่ $\delta = 0.02$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\delta = 0.3$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ มีการลู่เข้าที่เร็วและเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\delta = 1$



รูปที่ 4.8 คุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาเกร์โครงสร้างแลตทิซที่ใช้อัลกอริทึม RLS กำหนดค่า Positive constant (δ) เท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ

รูปที่ 4.8 เป็นผลการทดสอบคุณสมบัติการลู่เข้าของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาเกร์โครงสร้างแลตทิซที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS โดยมีการเปรียบเทียบเพื่อศึกษาถึงผลกระทบจากการเปลี่ยนค่า Positive constant (δ) ในสมการที่ (3.70) โดยการเปรียบเทียบค่า δ มีค่าเท่ากับ 0.02, 0.3 และ 1 ตามลำดับ ซึ่งผลที่ได้จากกราฟจะเห็นได้ว่า ถ้ากำหนดให้ค่า Positive constant (δ) ยิ่งมีค่ามากค่าสัมประสิทธิ์การคูณที่ได้จะยิ่งลู่เข้าเร็ว แต่จะเกิดการแกว่งหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงมากเช่นกัน ซึ่งที่ค่า $\delta = 1$ จะมีการลู่เข้าเร็วที่สุด แต่จะมีความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณมากด้วย ส่วนที่ $\delta = 0.02$ การลู่เข้าจะช้าที่สุด แต่ความแปรปรวนของค่าสัมประสิทธิ์การคูณจะน้อย และที่ $\delta = 0.3$ ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ มีการลู่เข้าที่เร็วและเกิดการแกว่งน้อยกว่าค่า $\delta = 1$

นอกจากนี้ ข้อสังเกตที่ได้จากผลการทดสอบดังรูปที่ 4.6, 4.7 และ 4.8 จะเห็นได้ว่าในอัลกอริทึมแต่ละแบบจะสามารถกำหนดให้การลู่เข้าเร็วหรือช้าได้ โดยการกำหนดค่า Positive constant (δ) ของอัลกอริทึม RLS โดยค่าคงที่แต่ละตัวมีค่าที่เหมาะสมที่สุดคือ $\delta = 0.3$ ซึ่งจะนำค่าที่เหมาะสมนี้ไปใช้ในการทดสอบหัวข้อต่อไป



รูปที่ 4.9 การเปรียบเทียบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS

รูปที่ 4.9 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โครงสร้าง FIR โครงสร้างลาแกร์และ โครงสร้างลาแกร์แลตทิซที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS โดยเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตสำหรับระบบ DS-CDMA ที่มีผู้ใช้ 4 ราย และที่ใช้รหัส PN ขนาด 4 บิต ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน ใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 10,000 บิต โดยกำหนดให้อัลกอริทึมแบบ RLS ที่ค่า Positive constant (δ) = 0.3 เปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 4.9 แสดงให้เห็นว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์แลตทิซจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างแบบลาแกร์ ในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตที่มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด เมื่อทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS ที่ค่า Positive constant (δ) = 0.3 และเห็นได้ว่าค่า Positive constant (δ) มีผลต่อการเข้าสู่ค่าเหมาะสมของอัลกอริทึมและค่าอัตราความผิดพลาดของระบบการสื่อสาร DS-CDMA

4.5 ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาเกร์โครงสร้างแลตทิซ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เน้นการเพิ่มสมรรถนะของระบบสื่อสาร DS-CDMA โดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ เพื่อแก้ปัญหการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้ การรบกวนจากคลื่นหลายวิถีและรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยกำหนดให้ลักษณะของคลื่นหลายวิถีตามสมการที่ (2.25) แต่เนื่องจากข้อจำกัดทางด้านการจำลองแบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และมีจุดประสงค์เพื่อเน้นที่จะให้เห็นความแตกต่างของโครงสร้างตัวปรับแต่งสัญญาณเท่านั้น จึงได้กำหนดให้ความแรงของคลื่นหลายวิถีมีค่าลดลงมาจากสมการดังกล่าว 60% ซึ่งกำหนดค่า A ที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณ คือ $A = 30$ ซึ่งได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ $A = 50$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง ดังแสดงในตารางที่ 4.1 และตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 ค่าการลดทอนของสัญญาณที่เกิดจากคลื่นหลายวิถี 15 เส้นทาง

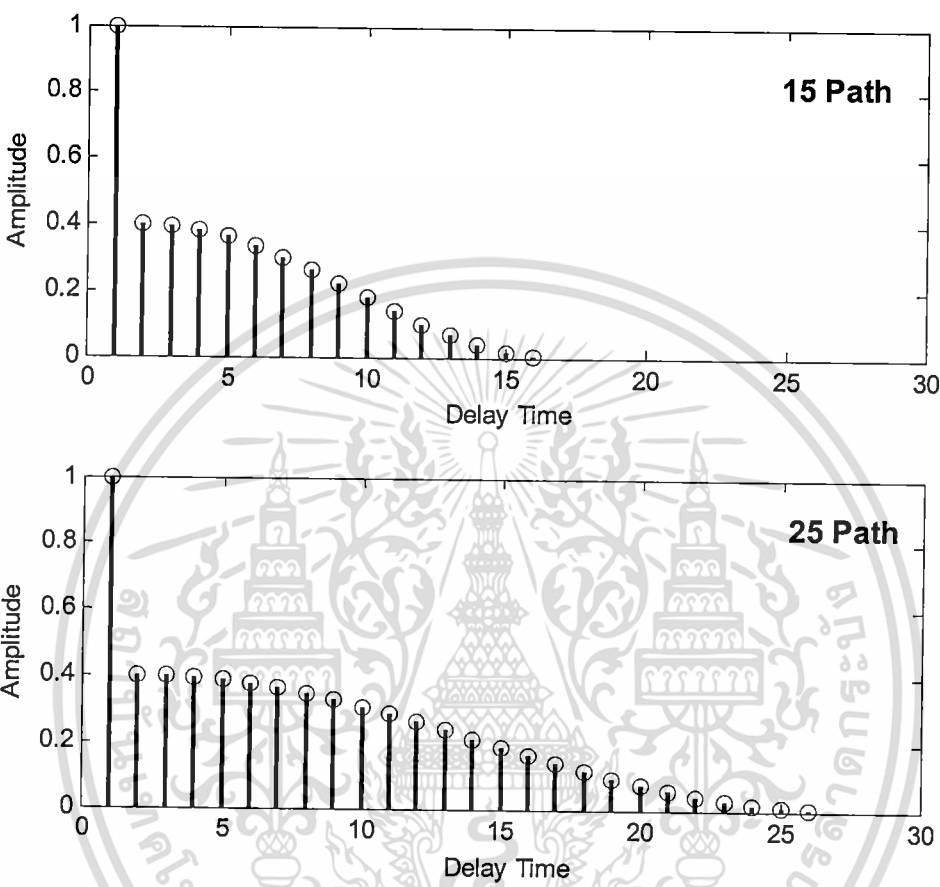
Path 1	Path 2	Path 3	Path 4	Path 5	Path 6	Path 7	Path 8
1.00000	0.40000	0.39563	0.38271	0.3618	0.33383	0.30000	0.26180
Path 9	Path 10	Path 11	Path 12	Path 13	Path 14	Path 15	Path 16
0.22091	0.17909	0.13820	0.10000	0.06617	0.03819	0.01729	0.00437

ตารางที่ 4.2 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	-

การทดสอบในหัวข้อนี้เป็นการจำลองแบบสำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ในโหมดอัปลิงค์ (Uplink) ดังรูปที่ 4.1 ซึ่งประกอบด้วยภาคส่ง ช่องสัญญาณและภาครับ ซึ่งภาคส่งประกอบด้วยภาคมอดูเลตสัญญาณแบบ BPSK โดยมีผู้ใช้งานจำนวน 4 ราย และที่ใช้รหัส PN ขนาด 4 บิตในการแผ่

สเปกตรัม ควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี

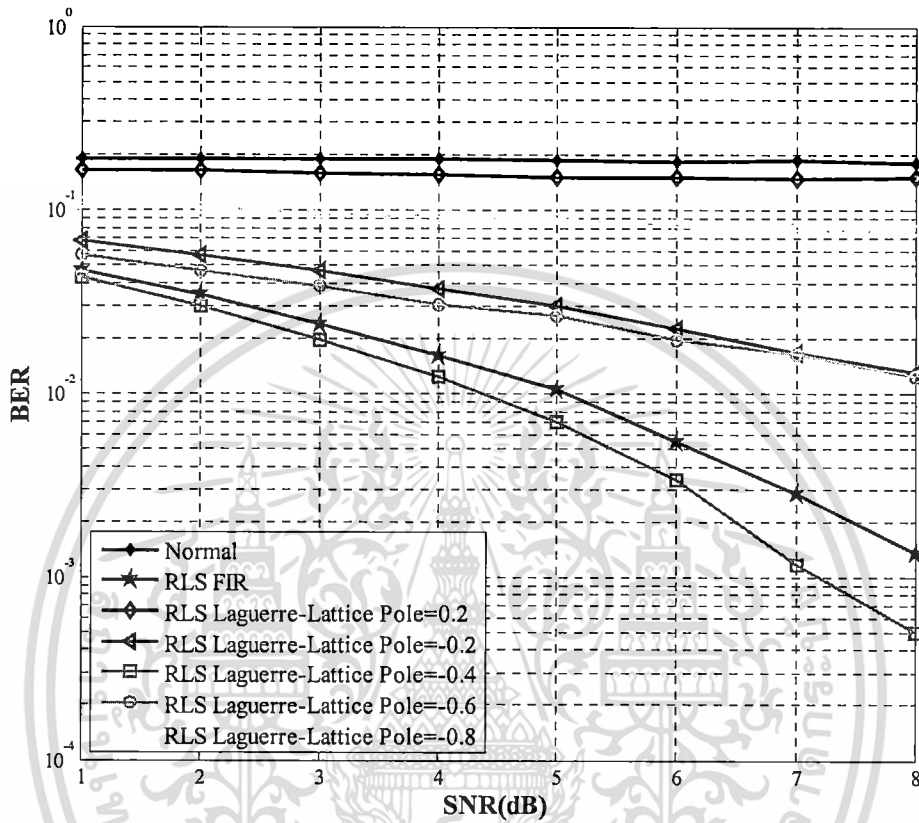


รูปที่ 4.10 ผลตอบสนองความถี่ของคลื่นหลายวิถีที่ 15 และ 25 เส้นทาง

จากรูปที่ 4.10 เป็นผลตอบสนองความถี่ ซึ่งจะประกอบด้วยสเปกตรัมของคลื่นสัญญาณที่เกิดจากการสะท้อนจากตึกสูงที่เดินทางมาถึงสถานีฐานในเวลาที่แตกต่างกัน มีค่าการลดทอน และช่วงเวลาที่แตกต่างกันไป ทำให้สัญญาณที่เครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA รับได้นั้นมีหลายสัญญาณ ซึ่งสัญญาณที่สะท้อนมานั้นจะรวมกันกับสัญญาณโดยตรงปราศจากสิ่งกีดขวาง ซึ่งกำหนดให้มีค่าเท่ากับ 1

ดังนั้นสัญญาณที่ภาครับรับได้จะเกิดการผิดเพี้ยน โดยเกิดขึ้นมาจากคลื่นหลายวิถี ทำให้เครื่องรับไม่สามารถรับสัญญาณที่ถูกต้องได้ จากรูปที่ 4.10 ประกอบด้วยกราฟที่มีจำนวนสเปกตรัมของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ 25 เส้นทาง ซึ่งได้มาจากการกำหนดค่า A ที่ใช้ควบคุมอัตราการลดทอนของช่องสัญญาณในสมการของ Raise Cosine ดังสมการที่ (2.23) โดยกำหนดให้ $A = 30$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง และ $A = 50$ จะได้จำนวนของคลื่นหลายวิถีจำนวน

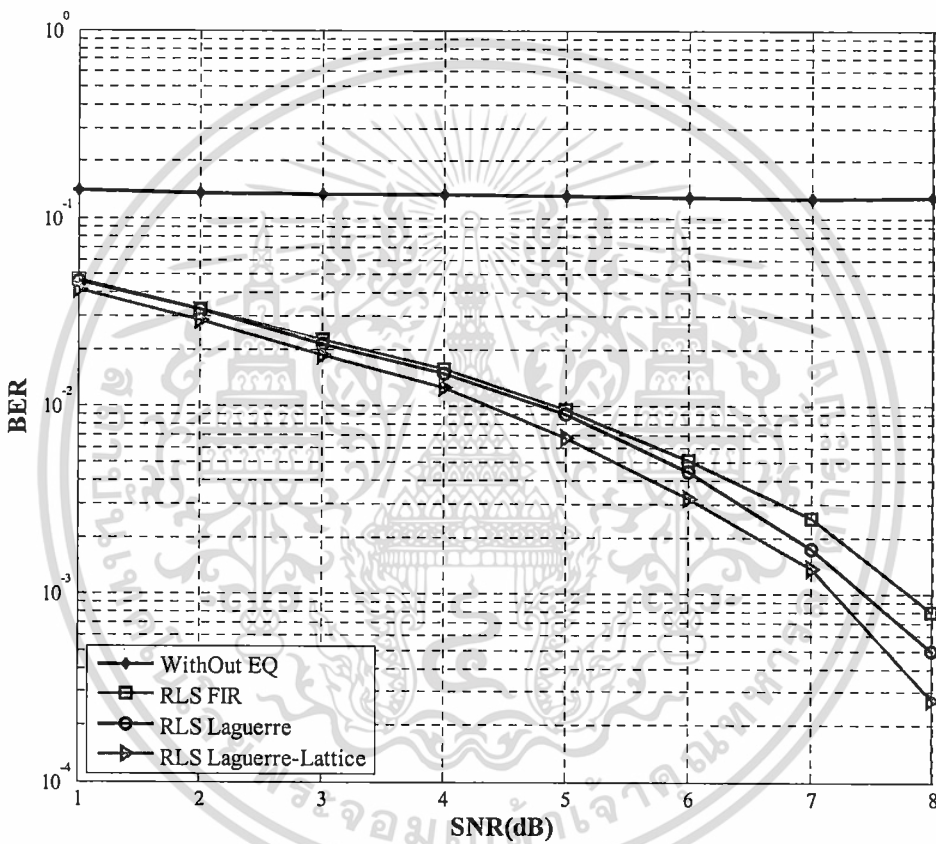
25 เส้นทาง ซึ่งสัญญาณรบกวนจากคลื่นหลายวิธีนี้ จะนำไปใช้ในการทดสอบตัวปรับแต่งสัญญาณต่อไป



รูปที่ 4.11 การเปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิต ของเครื่องรับระบบการสื่อสาร DS-SS และใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ร่วมกับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านส่วนหน้าของวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซเพื่อหาค่าโพลที่เหมาะสมโดยเปรียบเทียบค่าโพลที่ต่างกัน

จากรูปที่ 4.11 ผลที่ได้นี้เป็นการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของระบบเพื่อใช้ในการหาค่าโพลที่เหมาะสมสำหรับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านส่วนหน้าของวงจรกรองลาแกร์ของตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์ กำหนดอันดับ (Order) ของวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซคือ 7 อันดับ และทดลองปรับเปลี่ยนค่าโพล α ในสมการที่ (3.33) กำหนดให้มีค่าเท่ากับ 0.2, -0.2, -0.4, -0.6 และ -0.8 ตามลำดับ ใช้ข้อมูลในการทดสอบเป็นจำนวนบิตข้อมูลจำนวน 10,000 บิต ควคุมกำลังส่ง สมบูรณ์และมีสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียน โดยส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิธี

ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.11 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนค่าโพล α จะส่งผลต่อค่าบิตผิดพลาด ซึ่งต้องกำหนดค่าโพลให้มีความเหมาะสมและค่าโพล α ต้องอยู่ระหว่าง -1 ถึง 1 หรือ $|\alpha| < 1$ จากกราฟจะเห็นได้ว่า $\alpha = -0.4$ มีความเหมาะสมที่สุดเพราะมีค่าบิตผิดพลาดต่ำสุด ซึ่งหมายถึงการกำหนดค่า α ที่ไม่เหมาะสมจะมีผลกระทบต่อคุณภาพการรับส่งสัญญาณด้วย ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้โพลค่าที่เหมาะสมคือ $\alpha = -0.4$ และอันดับของวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซคือ 7 อันดับในการทดสอบเปรียบเทียบกับกรณีอื่นต่อไป

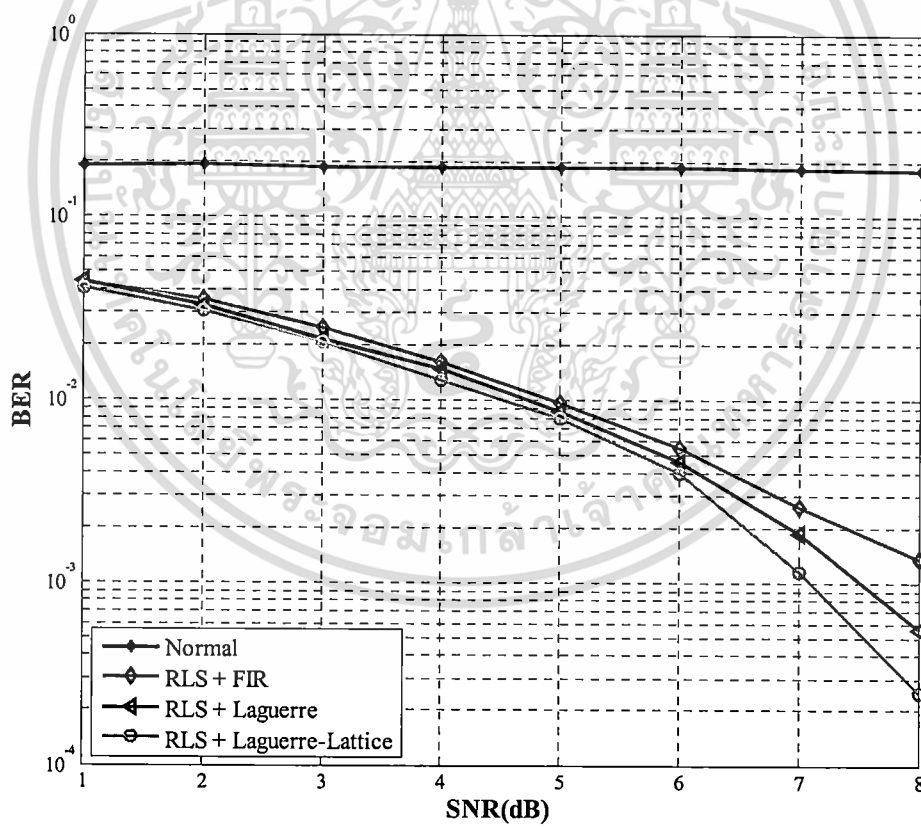


รูปที่ 4.12 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทาง

รูปที่ 4.12 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์ และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว สำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 15 เส้นทางดังรูปที่ 4.10 และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิต

ของตัวปรับแต่งสัญญาณระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างลาแกร์และโครงสร้างลาแกร์แลตทิซ และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 10,000 บิต ในการทดสอบ โดยกำหนดให้โพลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบลาแกร์และแบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ คือ $\alpha = -0.4$ และวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่จากสมการที่ (3.36) คือ $\alpha = 0.6$ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 4.12 แสดงให้เห็นว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์แลตทิซจะมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างแบบลาแกร์ ในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตที่มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด และเห็นได้ว่าถ้ากรณีที่ระบบการสื่อสาร DS-CDMA ไม่ได้นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้ จะมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงมากและสังเกตได้ว่าในกรณีที่ไม่นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้ ความแรงของสัญญาณที่รับได้ไม่มีผลมากนักต่อการลดอัตราความผิดพลาดบิต ในกรณีที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณและมีการรบกวนจากการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้



รูปที่ 4.13 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS ในกรณีที่มัลติเพอร์เพล็กซ์มีจำนวน 25 เส้นทาง

รูปที่ 4.13 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ใช้อัลกอริทึมแบบ RLS ในการปรับตัว สำหรับระบบการสื่อสาร DS-CDMA ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถี จำนวน 25 เส้นทางดังรูปที่ 4.10 และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐาน โครงสร้างแบบลาแกร์และโครงสร้างแบบลาแกร์แลตทิซ โดยใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 10,000 บิต ในการทดสอบ กำหนดให้โพลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโครงสร้างแบบลาแกร์และโครงสร้างแบบลาแกร์แลตทิซ คือ $\alpha = -0.4$ และวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ คือ $\alpha = 0.6$ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

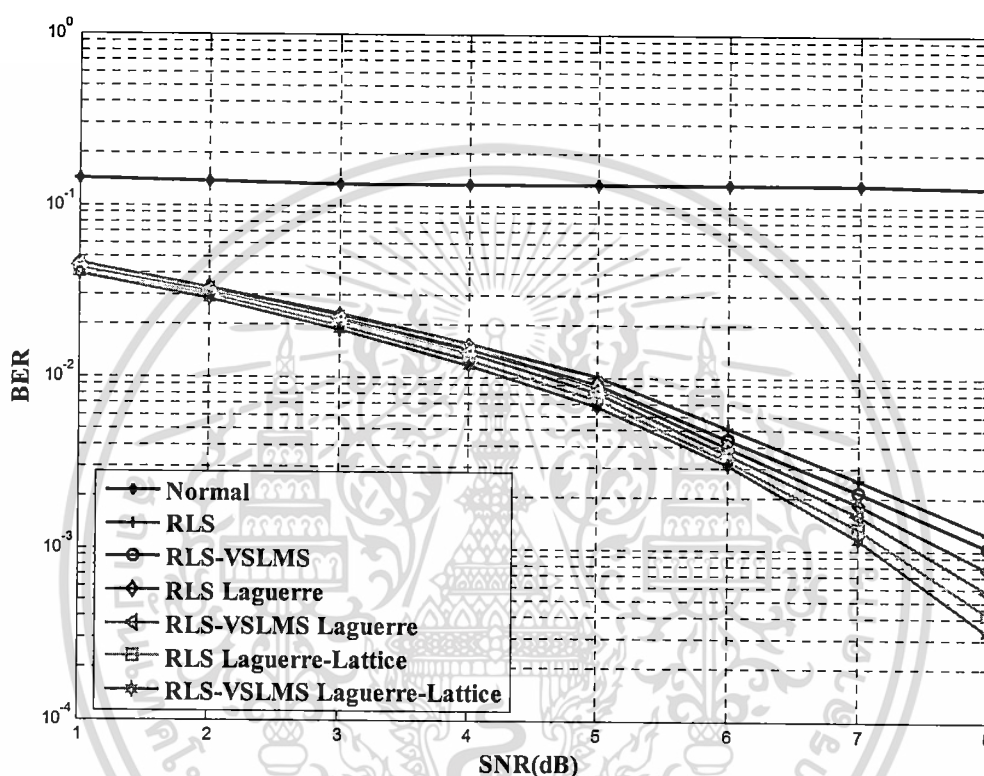
ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 4.13 จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์แลตทิซมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างลาแกร์ ในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตได้มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด และพบว่าถ้ากรณีที่ระบบการสื่อสาร DS-CDMA ไม่ได้นำตัวปรับแต่งสัญญาณมาใช้จะมีอัตราความผิดพลาดบิตสูงมากและสังเกตได้ว่าในกรณีที่ไม่ได้ใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณค่าความแรงของสัญญาณที่รับได้นั้น จะไม่มีผลมากนักต่อการลดอัตราความผิดพลาดบิตในกรณีที่มีการแทรกสอดระหว่างสัญญาณและมีการรบกวนจากการแทรกสอดระหว่างผู้ใช้

4.6 การจำลองตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซและวิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS)

ปัญหาของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ คือ อัลกอริทึมหรือกระบวนการในการแก้ปัญหาสำหรับปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่ดิจิทัลในสถานการณ์ที่คุณสมบัติของสัญญาณข้อมูลไม่สมบูรณ์ ดังนั้นอัลกอริทึมที่นำมาใช้ร่วมกับตัวกรองความถี่ดิจิทัลนั้น ต้องมีกระบวนการทำงานที่ทำให้วงจรกรองดิจิทัลนั้นเข้าสู่ค่าที่เหมาะสมของระบบให้เร็วและถูกต้องที่สุด

ข้อดีของอัลกอริทึม RLS นั้นคือ อัตราการลู่เข้าหาคำตอบที่รวดเร็ว ซึ่งมีผลดีต่อระบบ DS-CDMA ที่ต้องมีการทำงานอย่างต่อเนื่องและเป็นปัจจุบันขณะ (Real time) โดยค่า forgetting factor เป็นค่าคงที่เล็ก ๆ ที่มีผลต่อการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึม RLS ซึ่งการใช้อัลกอริทึม RLS โดยทั่วไปจะกำหนดให้ค่า forgetting factor เป็นค่าคงที่ตลอดการทำงาน โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะนำเสนอวิธีการสำหรับการปรับค่า forgetting factor โดยใช้วิธี Variable Step Size Least Mean Square หรือ VSLMS เพื่อที่จะได้อัตราการลู่เข้าหาคำตอบที่ดีขึ้นและมีความผิดพลาดที่น้อยลง เมื่อเทียบกับ

อัลกอริทึม RLS ที่กำหนดค่า forgetting factor เป็นค่าคงที่ โดยการจำลองตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซโดยกำหนดค่าตัวแปรต่าง ๆ ตามที่ได้ทดลองก่อนหน้านี้ แต่จะปรับเปลี่ยนในส่วนของอัลกอริทึม RLS คือ ค่า forgetting factor ดังแสดงในรูปที่ 4.14 และรูปที่ 4.15

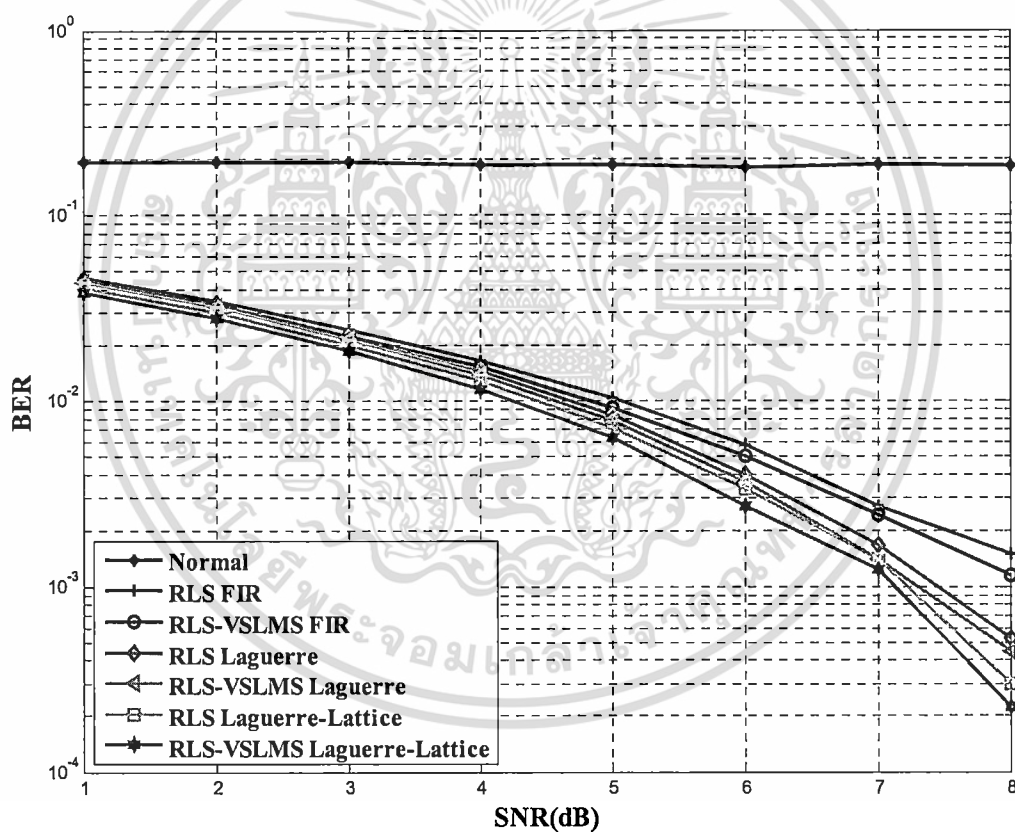


รูปที่ 4.14 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) ในการปรับตัววิธีที่ 1 ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง

รูปที่ 4.14 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์ และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซที่ใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี VSLMS ในการปรับตัววิธีที่ 1 ตามสมการที่ (3.76) – (3.79) สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ DS-SSMA ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทางดังรูปที่ 4.10 และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่ง

สัญญาณระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 10,000 บิตในการทดสอบ โดยกำหนดให้โพลของวงจรกรองต่ำผ่านแบบลาแกร์และแบบลาแกร์เลตทิซ คือ $\alpha = -0.4$ และวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ คือ $\alpha = 0.6$ และค่า forgetting factor เริ่มต้นคือ $\lambda(0) = 0.996$ และค่า Step Size คือ $\rho = 9 \times 10^{-6}$ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับกรณีของ สัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 4.14 จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์ เลตทิซมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างลาแกร์ในการช่วยลดอัตรา ความผิดพลาดบิตได้มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด และยังดีขึ้นเมื่อใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี VSLMS ในการปรับตัววิธีที่ 1



รูปที่ 4.15 ผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VSLMS) ในการปรับตัววิธีที่ 2 ในกรณีที่มีคลื่นหลายวิถีจำนวน 25 เส้นทาง

รูปที่ 4.15 เป็นผลการทดสอบสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบ FIR และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์ และตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบลาแกร์โครงสร้างแลตทิซที่ใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี VLSMS ในการปรับตัววิธีที่ 2 ตามสมการที่ (3.80) – (3.82) สำหรับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ DS-CDMA ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากคลื่นหลายวิธีจำนวน 25 เส้นทางดังรูปที่ 4.11 และกำหนดให้ E_b/N_0 มีค่าตั้งแต่ 1 ถึง 8 dB เพื่อให้เห็นถึงประสิทธิภาพในการลดอัตราความผิดพลาดบิตของตัวปรับแต่งสัญญาณระหว่างโครงสร้างแบบพื้นฐานกับโครงสร้างแบบลาแกร์ และใช้ข้อมูลอินพุตขนาด 10,000 บิตในการทดสอบ โดยกำหนดให้โพลของวงจรกรองต่ำผ่านแบบลาแกร์และแบบลาแกร์แลตทิซ คือ $\alpha = -0.4$ และวงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ คือ $\alpha = 0.6$ และค่า forgetting factor เริ่มต้นคือ $\lambda(0) = 0.995$ และค่า Step Size คือ $\rho = 9 \times 10^{-7}$ เปรียบเทียบอัตราความผิดพลาดบิตกับกรณีของสัญญาณข้อมูลที่ไม่ได้ผ่านตัวปรับแต่งสัญญาณ

ผลการทดสอบที่ได้ดังรูปที่ 4.15 จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณที่มีโครงสร้างแบบลาแกร์แลตทิซมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าโครงสร้างแบบพื้นฐานและโครงสร้างลาแกร์ในการช่วยลดอัตราความผิดพลาดบิตได้มากกว่าอย่างเห็นได้ชัด และยังดีขึ้นเมื่อใช้วิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี VLSMS ในการปรับตัววิธีที่ 2

4.7 การสรุปและวิเคราะห์ผลการจำลองการทำงานของระบบ

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอไปแล้วนั้น ได้แสดงให้เห็นถึงสมรรถนะของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวโดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ โดยตัวปรับแต่งสัญญาณที่นำเสนอ นั้นมีคุณภาพดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐาน ซึ่งเห็นได้จากค่าของอัตราความผิดพลาดบิตที่ลดลงและวิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึม RLS โดยวิธี Variable Step Size Least Mean Square (VLSMS) ทั้ง 2 วิธีที่ได้นำเสนอและทำงานร่วมกับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ ซึ่งช่วยให้การเข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่เหมาะสมมีความรวดเร็วและมีค่าที่ถูกต้องมากขึ้น จึงสรุปได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่ได้เสนอนั้นมีประสิทธิภาพมากกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้แบบพื้นฐานและแบบลาแกร์อย่างเห็นได้ชัด นอกจากนี้ ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซยังมีสมรรถนะการทำงานที่ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบพื้นฐานและตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์มากขึ้น ในสถานะที่ช่องสัญญาณมีผลการตอบสนองของอิมพัลส์เป็นแบบยาวอีกด้วย

บทที่ 5

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่พัฒนาจากวงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ ซึ่งมีประสิทธิภาพดีกับระบบที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์แบบยาว ซึ่งทำงานร่วมกับวิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึมแบบ RLS โดยใช้วิธี VS-LMS 2 วิธี โดยนำเทคนิคการปรับค่า step size มาใช้ในการปรับค่า forgetting factor อัลกอริทึมแบบ RLS สำหรับเทคนิคการปรับค่า step size นั้นได้นำค่าอัตราความผิดพลาดและค่า Kalman Gain มาควบคุม วิธีการนี้จะทำให้ได้ค่า step size ที่เหมาะสมและเป็นปัจจุบัน ซึ่งเพิ่มประสิทธิภาพของอัลกอริทึมแบบ RLS และเมื่อทำงานร่วมกันกับตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้ที่นำเสนอ นั้นทำให้ประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA ดีขึ้น

ในส่วนของการทดลองได้ทำการทดลองโดยการจำลองระบบการสื่อสาร DS-CDMA สำหรับผู้ให้หลายราย ใช้รูปแบบการมอดูเลตแบบดิจิทัลแบบ BPSK ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และกำหนดให้สัญญาณที่ส่งผ่านช่องสัญญาณไปยังเครื่องรับประกอบด้วย ช่องสัญญาณหลายวิถีและถูกรบกวนจากสัญญาณรบกวนแบบขาวที่มีการกระจายแบบเกาส์เซียนและทดลองตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมที่นำเสนอ ในสภาวะการแทรกสอดแบบต่าง ๆ เพื่อดูประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์และอัลกอริทึมที่นำเสนอว่ามีผลตอบสนองต่อสภาวะแทรกสอดอย่างไร

ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานโดยใช้ตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ ในการลดผลกระทบจากการแทรกสอดของสัญญาณในระบบ DS-CDMA โดยแสดงสมรรถนะด้วยค่า BER จะเห็นได้ว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซ สามารถลดความผิดพลาดของสัญญาณที่ถูกแทรกสอดอย่างรุนแรงที่ภาครับได้ดีกว่าตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองแบบ FIR และวงจรกรองลาแกร์ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบ RLS โดยจำนวนบิตที่ใช้ในการเทรนนิ่ง (Training Signal) น้อยกว่า และทดสอบตัวปรับแต่งสัญญาณแบบปรับตัวได้โดยใช้วงจรกรองลาแกร์โครงสร้างแลตทิซที่ทำงานร่วมกับวิธีปรับแต่งค่า forgetting factor อัลกอริทึมแบบ RLS โดยใช้วิธี VSLMS 2 วิธี โดยนำเทคนิคการปรับค่า step size มาใช้ในการปรับค่า forgetting factor อัลกอริทึมแบบ RLS จะเห็นได้ว่าวิธีการปรับแต่ง

ค่า forgetting factor อัลกอริทึมแบบ RLS ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ดีกว่าอัลกอริทึมแบบ RLS ที่กำหนดค่า forgetting factor แบบคงที่

5.2 ข้อเสนอแนะ

จากการทดลองในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อาศัยการจำลองข้อมูลโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งเป็นเพียงสมมุติฐานเท่านั้น ด้วยขีดจำกัดของโปรแกรมการจำลองนี้ไม่สามารถแสดงให้เห็นถึงความผิดพลาดอันเนื่องมาจากปรากฏการณ์ใกล้ไกล (Near Far Effect) ซึ่งเป็นปัญหาอีกอย่างหนึ่งของระบบการสื่อสารโทรศัพท์เคลื่อนที่ระบบ DS-CDMA และในส่วนของชุดรหัสที่ใช้ในการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum) ที่มีขนาดเท่ากับมาตรฐาน เนื่องจากข้อจำกัดของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ในการจำลองระบบ เพื่อที่จะวัดประสิทธิภาพของตัวปรับแต่งสัญญาณที่ได้นำเสนอนี้ ให้ครอบคลุมถึงปัญหาทั้งหมดที่มีอยู่ในสภาพแวดล้อมจริง



บรรณานุกรม

- [1] ลัญชร วุฒิสถิทธิกุลกิจ เทคโนโลยีสื่อสารไร้สาย CDMA กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย 2548
- [2] B. Sklar, **Digital Communications Fundamentals and Applications**, 2nd edition, Prentice Hall PTR, 2001.
- [3] R. Michael Buehrer, **Code Division Multiple Access (CDMA)**, United States of America : Morgan & Claypool, 2006.
- [4] Hsiao-Hwa Chen, **Next Generation CDMA Technologies**, England : John Wiley & Sons, 2007.
- [5] S. Haykin, **Adaptive Filter Theory**, 4th edition, Prentice-Hall, 2002.
- [6] Ali H. Sayed, **Fundamentals of Adaptive Filtering**, John Wiley & Sons, Inc., 2003.
- [7] Dimitris G. Manolakis, Vinay K. Ingle, Stephen M. Kogon, **Statistical and Adaptive Signal Processing**, Artech House, Inc., London, 2005.
- [8] B. Farhang-Boroujeny, **Adaptive Filters Theory and Applications**, John Wiley & Sons, 1998.
- [9] B. Widrow, John R. Glover and John M. McCool, "Adaptive noise cancelling: Principle and Applications," *Proc. IEEE*, vol. 6, pp. 1692-1716, Dec. 1975.
- [10] T. Somkur, C. Benjangkprasert, "Adaptive equalization for DS-CDMA multi-user communication system using Laguerre filters," *International Conf. on Control, Automation and Systems*, pp. 1532 - 1535, Oct. 2008.
- [11] A. Charoenphol, M. Lertwatachakul and C. Benjangkprasert, "Adaptive equalization for DS-CDMA multi-user communication system based on adaptive Laguerre lattice filter," *International Conf. on Control, Automation and Systems*, pp.1970-1973, Oct. 2010.
- [12] H.J.W. Belt, A.C. den Brinker, "Laguerre filters with adaptive pole optimization," *International Symposium on Circuits and Systems*, vol. 2, pp. 37-40, May 1996.
- [13] S. He and X. Shan, "Adaptive equalization for multipath fading channels using laguerre filters," *IEEE Pacific Rim Conf. on Communications, Computers and Signal Processing*, vol. 1, pp. 450-453, Aug. 2003.
- [14] T. Oliveira e Silva, "Optimality conditions for Laguerre lattice filters," *IEEE Signal Processing Letters*, vol. 2, no. 5, pp. 97-98, 1995.

- [15] Z. Fejzo, H. Lev-Ari, "Adaptive Laguerre-lattice filters," *IEEE Trans.Signal Processing*, vol. 45, no. 12, pp. 3006-3016, 1997.
- [16] S. Veena, S.V. Narasimhan, "Improve active noise control performance based on Laguerre lattice," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 84, pp. 695-707, 2004.
- [17] J. Wang, "A Variable forgetting factor RLS adaptive filters algorithm," *International Symposium on Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications*, pp. 1127– 1130, 2009.
- [18] V. Krishnamurthy and S. Singh, "Adaptive forgetting factor recursive least squares for blind interference suppression in DS/CDMA systems," *International Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, vol. 5, pp. 2469–2472, Jun. 2000.
- [19] S. Md Salleh, M.O. Tokhi and M. Mohamand, "Modelling of a flexible plate using RLS with variable and directional forgetting factor," *International Conf. on Mechatronics*, pp. 1-6, Apr. 2009.
- [20] A. Charoenphol and C. Benjangkprasert, "Variable forgetting factor RLS adaptive equalizer for DS-CDMA system," *IEEE Symposium on Computers and Informatics*, pp. 167 – 170, Mar. 2011.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ทฤษฎีขีดจำกัดกลาง (The Central Limit Theorem)

ทฤษฎีขีดจำกัดกลาง

ทฤษฎีกล่าวว่าในการสุ่มตัวอย่างขนาด N และเก็บข้อมูลจากกลุ่มตัวอย่างขนาด N ซ้ำ ๆ กัน ซึ่งดึงมาจากกลุ่มประชากรที่มีลักษณะการแจกแจงเป็นแบบโค้งปกติ มีค่าเฉลี่ย μ และมีค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน σ ถ้า N มีขนาดใหญ่ การแจกแจงของ $\bar{X}$ มีการแจกแจงที่ใกล้เคียงกับการแจกแจงปกติ โดยมีค่าเฉลี่ย $\mu_{\bar{X}} = \mu$ และค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน $\sigma_{\bar{X}} = \frac{\sigma}{\sqrt{N}}$ หรือ $Z = \frac{\bar{X} - \mu}{\sigma_{\bar{X}}}$ มีการแจกแจงใกล้เคียง

การแจกแจงปกติมาตรฐาน

ผลของทฤษฎีนี้บอกว่า ค่าเฉลี่ยของกลุ่มตัวอย่างที่ดึงมาจากกลุ่มประชากรที่มีการแจกแจงเป็นแบบโค้งปกติ ผลของกลุ่มตัวอย่างก็จะมีแจกแจงเป็นแบบโค้งปกติ แม้ว่า N จะมีขนาดเล็กก็ตาม อีกกรณีหนึ่ง แม้ว่า N จะมีขนาดใหญ่และกลุ่มประชากรไม่มีการแจกแจงเป็นแบบโค้งปกติ ผลที่ได้ก็จะมีแนวโน้มว่า ข้อมูลจะมีการแจกแจงเป็นแบบโค้งปกติ แต่ค่า N ต้องมีปริมาณที่มากพอ เช่น ถ้า N มีค่ามากกว่า 30 ปริมาณนี้ก็มากพอที่จะช่วยให้การแจกแจงเป็นแบบโค้งปกติ แต่ถ้าจะให้ดีกว่านี้ ควรจะมีประมาณเกิน 100

ภาคผนวก ข.

Q-Function

สมการ Q-function

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{\lambda^2}{2}\right) d\lambda \tag{ท-1}$$

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-\lambda^2) d\lambda = 1 - 2Q(\sqrt{2}x) \tag{ท-2}$$

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^\infty \exp(-\lambda^2) d\lambda = 1 - \operatorname{erf}(x) = 2Q(\sqrt{2}x) \tag{ท-3}$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x \exp\left(-\frac{\lambda^2}{2}\right) d\lambda = \frac{1}{2} - Q(x) \tag{ท-4}$$

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \tag{ท-5}$$

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2(\theta)}\right) d\theta, \quad x \geq 0 \tag{ท-6}$$

ค่าของ Q-function จะอยู่ในขอบเขต

$$\frac{x}{\sqrt{2\pi(1+x^2)}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \leq Q(x) \leq \frac{1}{\sqrt{2\pi}x} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \tag{ท-7}$$

สำหรับค่า ที่มีค่ามาก จะมีค่าประมาณ Q-function คือ

$$Q(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}x} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right), \quad x > 3 \tag{ท-8}$$

ประวัติผู้เขียน

นางสาวอดิทยา เจริญผล เกิดวันที่ 13 มีนาคม พ.ศ.2527 ที่จังหวัดอุดรดิตถ์ สำเร็จการศึกษา หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยนเรศวร ปีการศึกษา 2548 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2549



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้