

การขจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอด้วยอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ
ปรับเสถียรไซส์โครงสร้างแลตทิสโดยใช้
เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน

ADAPTIVE LATTICE STEP-SIZE ALGORITHM FOR INTERFERENCES
REJECTION IN DS/CDMA SYSTEM BY USING PIC

ศิริรัตน์ ธีรสักควรรกุล

SIRIRAT TEERASAKWORAKUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-521-0

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอด้วยอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ

ปรับเสถียรไซส์โครงสร้างแลตทิซโดยใช้

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน

ADAPTIVE LATTICE STEP-SIZE ALGORITHM FOR INTERFERENCES

REJECTION IN DS/CDMA SYSTEM BY USING PIC



ศิริรัตน์ ธีรศักดิ์วรกุล

SIRIRAT TEERASAKWORAKUN

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2546

ISBN 974-324-521-9

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 49545
วัน, เดือน, ปี 24 ก.พ. 2547

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

**ADAPTIVE LATTICE STEP-SIZE ALGORITHM FOR INTERFERENCES
REJECTION IN DS/CDMA SYSTEM
BY USING PIC**

SIRIRAT TEERASAKWORAKUN

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

2003

ISBN 974-324-521-9

COPYRIGHT 2003

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การขจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอด้วยอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์โครงสร้างแลตทิซโดยใช้เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน
ADAPTIVE LATTICE STEP-SIZE ALGORITHM FOR INTERFERENCES REJECTION IN DS/CDMA SYSTEM BY USING PIC

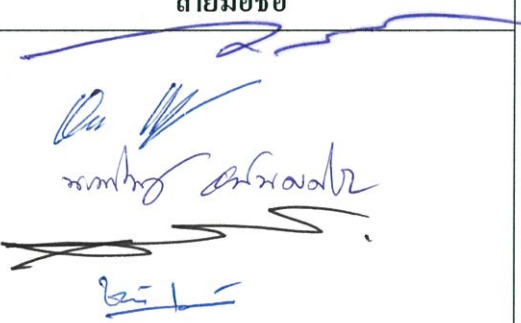
ชื่อนักศึกษา นางสาวศิริรัตน์ ชีรศักดิ์วรกุล

รหัสประจำตัว 44061829

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมสารสนเทศ

อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.ชวลิต เบนญางคประเสริฐ

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.ดร.กนก	เจนจิระพงศ์เวช	
รศ.อรสาภ	แสงอรุณ	
ผศ.นภพินท์	อนันตรศิริชัย	
ผศ.อุทัย	ศรีธีระวิโรจน์	
รศ.ชวลิต	เบนญางคประเสริฐ	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ 19 พฤษภาคม 2546 เวลา 10.30-12.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-402)



วันที่.....๑๙.....เดือน.....พฤษภาคม.....พ.ศ.๒๕๔๖.....

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การจัดตั้งสัญญาแทรกสอดในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอด้วย อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์โครงสร้างแลตทิส โดยใช้เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน
นักศึกษา	นางสาวศิริรัตน์ ชีรศักดิ์วรกุล
รหัสนักศึกษา	44061829
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2546
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอการศึกษาและการประยุกต์ใช้งานอะแดปทีฟฟิลเตอร์อัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์โครงสร้างแลตทิสสำหรับเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน ในระบบดีเอสซีดีเอ็มเอเพื่อเพิ่มสมรรถนะให้กับระบบ โดยนำเสนอการจัดตั้งสัญญาแทรกสอดสองชนิดคือ สัญญาแทรกสอดแถบแคบและสัญญาแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น โดยพิจารณาการทำงานในระบบซิงโครนัสดีซีดีเอ็มเอ ซึ่งส่งข้อมูลผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว ขั้นตอนการจัดตั้งสัญญาแทรกสอดนั้นแบ่งออกเป็นสองขั้นตอน ในขั้นต้นนำข้อมูลจากเครื่องรับมาผ่านอะแดปทีฟนอตซ์ฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิสที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์เพื่อจัดตั้งสัญญาแทรกสอดแถบแคบ หลังจากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้ไปจัดตั้งสัญญาแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น โดยในขั้นตอนนี้ได้ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิสที่ทำงานร่วมกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบบอด ข้อดีของอะแดปทีฟฟิลเตอร์แลตทิสคือ ความเร็วในการหาค่าคำตอบที่ต้องการ และการทำงานของโครงสร้างร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์ ทำให้คำตอบที่ประมาณได้มีความเที่ยงตรงสูง อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบบอดทำให้สามารถใช้ประโยชน์จากความกว้างแถบได้อย่างเต็มที่ เนื่องจากไม่ต้องส่งลำดับฝึกฝน จากผลการจำลองการทำงานโดยเปรียบเทียบอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่นำเสนอกับอะแดปทีฟฟิลเตอร์ที่ใช้ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด พบว่าอะแดปทีฟฟิลเตอร์ที่นำเสนอสามารถเพิ่มสมรรถนะของเครื่องรับได้ดีกว่าอะแดปทีฟฟิลเตอร์ที่ใช้ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด

Thesis Title	Adaptive Lattice Step-Size Algorithm for Interferences Rejection in DS/CDMA System by using PIC
Student	Miss Sirirat Teerasakworakun
Student ID	44061829
Degree	Master of Engineering
Programme	Information Engineering
Year	2003
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Chawalit Benjangkprasert

ABSTRACT

This thesis presents a scheme of parallel interference cancellers (PICs) in DS/CDMA system, which included a set of narrowband interference (NBI) cancellation filters and a set of multiple access interference (MAI) cancellation filters, is developed by adaptive lattice step-size algorithm to improve the system performance. Considering synchronous system transmitting over an AWGN channel. For practical consideration, an initial decision is made by the NBI cancellation filter which is proposed by variable step-size adaptive lattice notch filter, and the result is then passed through the MAI cancellation filter that established by blind adaptive lattice joint process estimator to make a final decision. Adaptive lattice filter is advantage due to its modular and it provided high convergence speed and easily to consider the stabilization. The robust step-size algorithm is flexible control of misadjustment of adaptation process in noise disturbance that enhances the performance of adaptive filter algorithm. The advantage of blind adaptive algorithm is that it demand no training sequence, so that the bandwidth utilization is more efficiency. The simulation results show that the comparison of the proposed algorithm with adaptive least mean square algorithm. The proposed algorithm improved the performance of the receiver in DS/CDMA system.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ดี ด้วยคำแนะนำ คำปรึกษา และกำลังใจที่มีคุณค่าอย่างยิ่งของ รศ.ชวลิต เบญจางคประเสริฐ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ โอกาสและการสนับสนุนที่ดี ไมตรีและความอนุเคราะห์จากท่านที่ได้มอบให้ตลอดเวลาเป็นสิ่งที่ผู้วิจัยตราบซึ่งและขอกราบขอบพระคุณท่านมา ณ ที่นี้

ขอกราบขอบพระคุณ ผศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย ที่คอยให้กำลังใจและมอบคำแนะนำที่มีคุณค่าให้ตลอดเวลา

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่าน ณ ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ตลอดการศึกษาหลักสูตร

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ และคุณแม่ที่คอยดูแลเอาใจใส่ ให้ความรักที่เปี่ยมล้นตลอดเวลา ขอบคุณการสนับสนุนในทุกด้านที่ทำให้ผู้วิจัยเดินทางมาถึงวันนี้

ขอขอบคุณ คุณลักขณา ชีรศักดิ์วรกุล พี่สาวที่คอยดูแลผู้วิจัยเสมือนนับแต่ผู้วิจัยได้เข้ารับการศึกษานอกรอบๆ ในครอบครัว

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ปานะพันธุ์ และมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ที่คอยให้กำลังใจ และช่วยเหลือตลอดเวลา

ขอขอบคุณ คุณสิทธิศักดิ์ ภูวสิทธิ์กุล เพื่อนร่วมสถาบันที่คอยช่วยเหลือ เป็นที่ปรึกษาที่ดีตลอดหลักสูตร

สุดท้ายขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ความสะดวกติดต่อสอบถามตลอดหลักสูตร

คุณค่า และประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ศิริรัตน์ ชีรศักดิ์วรกุล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญภาพ	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายของวัตถุประสงค์ของการศึกษา	1
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	1
1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย	2
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา	3
บทที่ 2 ทฤษฎีของดิจิทัลอะแดปทีฟฟิลเตอร์เบื้องต้น	5
2.1 ฟิลเตอร์ (Filter)	5
2.2 อะแดปทีฟ (Adaptive)	5
2.3 ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัล	6
2.4 ตัวกรองความถี่แบบ FIR (FIR Filter)	7
2.5 ตัวกรองความถี่แบบ IIR (IIR Filter)	8
2.6 ตัวกรองความถี่แบบอะแดปทีฟ (Adaptive Filter)	9
2.7 อะแดปทีฟอัลกอริทึมบนพื้นฐานของเกรเดียนต์	16
2.8 การพิจารณาเสถียรภาพของตัวกรอง	20
2.9 ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบนอกรีต	20

สารบัญ (ต่อ)

บทที่ 3 ทฤษฎีที่เกี่ยวกับระบบซีดีเอ็มเอ	26
3.1 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)	26
3.2 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)	27
3.3 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)	27
3.4 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่	30
3.4.1 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับ	30
โดยตรง (DS-SS)	
3.4.2 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของความถี่ ..	34
(FD-SS)	
3.4.3 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของเวลา.....	39
(TH-SS)	
3.4.4 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการไฮบริด	41
3.5 DS-CDMA (Direct Sequence-Code Division Multiple Access)	42
3.5.1 ระบบ CDMA ธรรมดา (Conventional DS-CDMA System)	42
3.5.2 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection) และระบบ CDMA	43
3.6 ปัจจัยที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA	47
3.6.1 สัญญาณรบกวน AWGN ในเทคนิคการแผ่สเปกตรัม	47
3.6.2 สัญญาณรบกวนแถบแคบ	48
3.6.3 สัญญาณรบกวนแถบกว้าง	49
3.7 รหัสแผ่ (Spreading Code)	49
3.7.1 Orthogonal Code	49
3.7.2 Pseudorandom Noise-sequence (PN-sequence)	49
3.8 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA	50
3.8.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น	50
3.8.2 ปราคฏการณ์โกส-โกส	50
3.8.3 เฟดดิ้ง	50

สารบัญ (ต่อ)

3.9 การแผ่และการรวมกลับ	51
3.9.1 รหัสสั้นและรหัสยาว	52
3.9.2 Gold Code และรหัสยาว	52
3.9.3 การแผ่ (Spreading)	53
3.9.4 การรวมกลับ (Despreding)	53
3.10 ระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว	54
3.10.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง	54
3.10.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ	55
3.11 วิธีวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่างๆ	59
3.11.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate: BER)	59
3.11.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	59
(Signal to Noise Ratio: SNR)	
3.11.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance)	59
3.11.4 ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (Single User Bound: SUB)	59
บทที่ 4 อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิส	61
4.1 แลตทิสฟิลเตอร์ (Lattice Filter)	61
4.2 Forward Linear Prediction	61
4.3 Backward Linear Prediction	62
4.4 โครงสร้างแลตทิส (Adaptive Lattice Filter)	64
4.5 อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิส	65
4.6 อะแดปทีฟ IIR นอคซ์ฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิส	66
4.7 Lattice Joint Process Estimator	70
4.8 (Blind Adaptive Algorithm)	72
4.9 สรุป	73
บทที่ 5 เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC)	74

สารบัญ (ต่อ)

5.2	เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่มีอัลกอริทึมแบบ LMS	79
5.3	เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน โครงสร้างแลตทิซที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์ และมีการปรับอัตโนมัติแบบบอด	80
บทที่ 6	ผลการวิจัย	83
6.1	วิธีการจำลองระบบ	83
6.2	การทดลอง และผลการทดลอง	84
6.2.1	การดูเข้าของสัมประสิทธิ์ของวงจรมอดูเลเตอร์ในเครื่องรับแบบ PIC.....	84
	ที่ประยุกต์ใช้อะแดปทีฟแลตทิซฟิลเตอร์	
6.2.2	พิจารณาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อ	86
	สัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาวเปลี่ยนไป กรณี กำลังส่งสมบูรณ์	
6.2.3	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	90
	เปลี่ยนไปกรณีกำลังส่งสมบูรณ์ และจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนแปลงหรือค้ำถึงความ	
	จุของระบบด้วย	
6.2.4	อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน	93
	เปลี่ยนไป กรณี กำลังส่งไม่สมบูรณ์ เกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกล (Near-far effect)	
	และเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนแปลง หรือค้ำถึงความจุของระบบด้วย	
บทที่ 7	สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ	100
เอกสารอ้างอิง		102
ภาคผนวก		107
ภาคผนวก ก. บทความวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์		108
ประวัติผู้เขียน		119

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันของแต่ละแบบ	46

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
2.1	โครงสร้างของ FIR Digital Filter	7
2.2	ส่วนประกอบของตัวกรองความถี่อะแดปทีฟแบบ IIR	10
2.3	การประยุกต์ใช้งานเพื่อทำ System Identification	11
2.4	Equation – Error adaptive IIR filter	12
2.5	Output error adaptive IIR filter	14
2.6	โครงสร้างตัวกรองจากสมการ (2.29)ที่ใช้สำหรับสร้างสัญญาณเกรเดียนต์	18
2.7	Simplified RPE algorithm	19
3.1	หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่	29
3.2	การจัดสัญญาณแทรกสอด	30
3.3	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS – SSMA	31
3.4	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS	31
3.5	การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK	32
3.6	โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา เครื่องรับสัญญาณ DS – SS	33
3.7	การครอบครองเวลา / ย่านความถี่ของสัญญาณ FH และ สัญญาณ DS	35
3.8	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ FH – CDMA	36
3.9	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ TH-CDMA	39
3.10	การพล็อตระหว่างเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA	40
3.11	เครื่องส่งไฮบริด DS-FH	42
3.12	เส้นทางการเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน	51
3.13	ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ	53
3.14	ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้	53
3.15	ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ	53
3.16	แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียวทางภาคส่ง	54
3.17	เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้คนที่ k	56

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.18	เครื่องรับแบบคั้งเดิมสำหรับผู้ใช้จำนวน K 56
3.19	การตรวจวัดสัญญาณ โดยใช้ค็อรรีเลต 58
4.1	แสดงโครงสร้างของ Forward predictor 62
4.2	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Forward predictor กับ Forward prediction error ฟิลเตอร์ 62
4.3	แสดง Backward predictor 63
4.4	แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Backward predictor กับ Backward prediction error 63
4.5	โครงสร้างแลตทิสฟิเตอร์ 64
4.6	แลตทิสฟิเตอร์อันดับที่ m 64
4.7	แสดงลักษณะสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ 69
4.8	แสดงโครงสร้างแลตทิสนอกรีฟิเตอร์ 70
4.9	Lattice Joint estimator 71
4.10	มัลติยูสเซอร์ดีเทกเตอร์ที่มีการปรับตัวแบบบอด 73
5.1	บล็อกโคอะแกรมของการส่งสัญญาณในระบบ DS-CDMA 74
5.2	โครงสร้างเครื่องรับแบบ PIC 75
5.3	บล็อกโคอะแกรมภาคส่งสัญญาณในระบบ DS-CDMA 77
6.1	แบบแผนของเครื่องแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน 84
6.2	การลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ที่ใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS 85
6.3	การลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ที่ใช้อะแดปทีฟโครงสร้างแลตทิสอัลกอริทึมแบบปรับ 85
	เสต็ปไซส์
6.4	เปรียบเทียบความเร็วในการลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ของทั้งสองอัลกอริทึม 86
6.5	ค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยกรณีมีแค่สัญญาณแทรกสอด NBI เพียงชนิดเดียว 87
6.6	ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการขจัดสัญญาณแทรกสอด 88
	แถบแคบ
6.7	ค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยที่ผ่านการขจัดสัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิดแล้ว 89
6.8	ค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยที่ผ่านเครื่องรับแบบ PIC เปรียบเทียบกับขอบเขตของ 89
	ผู้ใช้รายเดียว

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.9	เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้ 5 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR..... 90 มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB
6.10	เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้ 10 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR 91 มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB
6.11	เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้ 15 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR 91 มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB
6.12	เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้ 5, 10, 15 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ..... 92 SNR มีค่า อยู่ใน ช่วง 0-18 dB โดยใช้ LMS PIC
6.13	เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้ 5, 10, 15 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ..... 92 SNR มี ค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB โดยใช้ Lattice PIC
6.14	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน 93 ระบบเท่ากับ 5 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.15	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 94 ระบบ เท่ากับ 5 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.16	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 94 ระบบเท่ากับ 5 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.17	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 95 ระบบเท่ากับ 10 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.18	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 95 ระบบเท่ากับ 10 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.19	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 16$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 96 ระบบเท่ากับ 10 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.20	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 96 ระบบเท่ากับ 15 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.21	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ใน..... 97 ระบบเท่ากับ 15 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
6.22	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 16$ dB และจำนวน97 ผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์
6.23	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB กรณีไม่เกิด98 ปรากฏการณ์ไคส์-ไกล (กำลังส่งสมบูรณ์) และกรณีเกิดปรากฏการณ์ไคส์-ไกล จำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 5 คน โดยใช้ Lattice PIC
6.24	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB กรณีไม่เกิด98 ปรากฏการณ์ไคส์-ไกล (กำลังส่งสมบูรณ์) และกรณีเกิดปรากฏการณ์ไคส์-ไกล จำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 5 คน โดยใช้ Lattice PIC
6.25	เปรียบเทียบค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 16$ dB กรณีไม่เกิด99 ปรากฏการณ์ไคส์-ไกล (กำลังส่งสมบูรณ์) และกรณีเกิดปรากฏการณ์ไคส์-ไกล จำนวนผู้ใช้ใน ระบบเท่ากับ 5 คน โดยใช้ Lattice PIC

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

การสื่อสารเป็นปัจจัยหลักที่มนุษย์ใช้ติดต่อกัน การสื่อสารแบบไร้สายในประเทศไทยปัจจุบันเริ่มก้าวเข้าสู่ยุคที่ 3 จุดมุ่งหมายเพื่อรองรับจำนวนผู้ใช้บริการในระบบที่มีการเจริญเติบโตอย่างรวดเร็วในยุคที่ 3 นี้ได้มีการพัฒนาเทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางที่มีประสิทธิภาพมากขึ้นซึ่งเทคนิคหนึ่งที่น่าสนใจและเป็นที่ยอมรับคือ การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส หรือระบบ Code Division Multiple Access (CDMA) ปัญหาของระบบคือประสิทธิภาพของการสื่อสารถูกลดทอนโดยสัญญาณรบกวน และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในช่องสัญญาณ วิทยานิพนธ์นี้สนใจการเพิ่มประสิทธิภาพที่ภาครับของระบบ CDMA ที่มีการส่งแบบซิงโครนัส และมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่โดยวิธีการจัดลำดับโดยตรง (Direct – Sequence) หรือระบบ DS –CDMA (Direct – Sequence Code Division Multiple Access)

1.2 ความมุ่งหมายของวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ระบบ DS-CDMA มีคุณสมบัติที่ดีหลายประการ [1] เช่น มีซอฟต์แฮนด์ออฟ (Soft Handoff) จึงเป็นระบบที่น่าสนใจ อย่างไรก็ตามระบบ DS -CDMA ยังมีปัญหาซึ่งเป็นปัจจัยสำคัญที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของข้อมูล และความจุของระบบ คือ การรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ (Narrowband Interference (NBI)) และสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (Multiple Access Interference (MAI)) จึงได้มีการเสนอเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนขึ้นมาที่สถานีฐานเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงมีจุดประสงค์ประยุกต์ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ในเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบ DS -CDMA เพื่อลดผลกระทบจากสัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิด

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

สัญญาณแทรกสอดแถบแคบนั้นเกิดจากสัญญาณของผู้ใช้กลุ่มอื่น หรือสัญญาณรบกวนที่มีความกว้างแถบของสัญญาณต่ำกว่าความกว้างแถบของสัญญาณสเปกตรัมแผ่มาก ดังนั้นการเลือกฟิลเตอร์ที่นำมาใช้จัดสัญญาณแทรกสอดชนิดนี้ คือ อะแดปทีฟฟิลเตอร์แบบนอตช์ (Adaptive Notch filter) ส่วนโครงสร้างของฟิลเตอร์นั้นต้องเป็นโครงสร้างที่มีความซับซ้อนน้อย และการหาค่า

สัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ทำได้เร็ว มีความถูกต้องสูง จึงเลือกใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ชนิด IIR (Infinite-Impulse response) ซึ่งคาดหวังว่าจะสามารถจัดสัญญาณแทรกสอดชนิดนี้ได้แบบมีประสิทธิภาพ เพราะหากอะแดปทีฟฟิลเตอร์ที่เลือกใช้มีค่าเชิงสถิติที่ไม่ดีแล้วผลที่ได้จะเป็นค่าผิดพลาดสะสมในสัญญาณที่ต้องการทำให้การตัดสินใจข้อมูลที่ต้องการมีความผิดพลาดสูงขึ้น สัญญาณแทรกสอดที่เกิดจากผู้ใช้อื่นนั้นเกิดจากสหสัมพันธ์ข้าม (Cross -Correlation) ของสัญญาณรหัสของผู้ใช้แต่ละคนไม่ตั้งฉากกันทำให้เกิดเป็นค่าผิดพลาดสะสมในข้อมูลของผู้ใช้ ทำให้ข้อมูลที่ตัดสินใจที่ภาครับมีความผิดพลาด จึงได้เลือกใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นและนำไปหักล้างกับสัญญาณที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณแทรกสอดชนิดนี้ ทำให้ข้อมูลที่นำไปตัดสินใจมีความถูกต้องมากขึ้น อะแดปทีฟฟิลเตอร์ที่นำมาใช้ต้องอาศัยข้อมูลอ้างอิงจากสถานีด้านส่งน้อยที่สุด นั่นคือ เทรนนิ่งซีแควนซ์ (Training Sequence) เพื่อประหยัดความกว้างแถบในช่องสัญญาณที่ใช้ส่งข้อมูลให้มากที่สุด และอาศัยข้อมูลจากผู้ใช้อื่นที่มารบกวนน้อยที่สุด เพราะในความเป็นจริงไม่สามารถทราบข้อมูลนี้ได้เลย

1.4 ทฤษฎี หรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออะแดปทีฟฟิลเตอร์ และใช้โครงสร้างแลตทิสทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไพซัส ประยุกต์ใช้ในระบบ DS-CDMA และใช้กระบวนการปรับตัวแบบบอดเพื่อเพิ่มความจุของช่องสัญญาณ ทฤษฎีเบื้องต้นที่ได้กล่าวมานี้จึงเป็นจุดเริ่มต้นในการทำวิทยานิพนธ์เรื่องการจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบ DS-CDMA

1.5 ขอบเขตการวิจัย

พัฒนาเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (Parallel Interference Cancellation or Multistage receiver) ที่ประยุกต์ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ชนิดโครงสร้างแลตทิสได้ โดยอาศัยกระบวนการปรับอัตโนมัติในการจัดสัญญาณแทรกสอดสองชนิด

ในระบบการสื่อสารเคลื่อนที่นั้น การควบคุมระบบให้มีการรับส่งสัญญาณเชิงโคโรนัสกันเป็นไปได้ยาก และเมื่อเกิดกรณีอะซิงโครนัสขึ้นรหัสแอมป์ที่ใช้ในระบบก็จะไม่มีคุณสมบัติการตั้งฉากกัน ทำให้สมรรถนะของเครื่องรับในระบบด้อยลง นอกจากนี้เฟดดิ้งหลายวิธียังเป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่ทำให้รหัสแอมป์ไม่มีคุณสมบัติการตั้งฉากกัน ดังนั้นการจำลองระบบเพื่อวิเคราะห์สมรรถนะของเครื่องรับในระบบจึงใช้รหัสสุ่มที่ไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์เป็นรหัสแอมป์ และพิจารณาเฉพาะกรณีซิงโครนัสโดยคิดผลของสัญญาณแทรกสอดสองชนิดเท่านั้น เพื่อให้ง่ายสำหรับการจำลองระบบ

ในวิทยานิพนธ์นี้จะพิจารณาข้อเชื่อมโยงขาขึ้นเฉพาะกรณีเชิงโครนัส สำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN (Additive White Gaussian Noise) และคาดว่าสมรรถนะของเครื่องรับที่เสนอขึ้นนี้จะดีกว่าเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่ใช้กระบวนการแบบปรับตัวได้ โดยใช้ระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (Least Mean Square (LMS)) ทั้งในด้านอัตราความผิดพลาดบิต ความจุของระบบ ความต้านทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แบ่งออกเป็น 7 บท โดยที่

บทที่ 2 กล่าวถึงดิจิทัลฟิลเตอร์และอะแดปทีฟฟิลเตอร์

บทที่ 3 ทฤษฎีที่เกี่ยวกับระบบซีดีเอ็มเอ บทนี้จะกล่าวถึง ความรู้เบื้องต้นในระบบซีดีเอ็มเอ (CDMA) และกล่าวถึงโครงสร้างระบบดีเอสซีดีเอ็มเอ (DS-SS-CDMA) ลักษณะและชนิดของรหัสแผ่ การแผ่สเปกตรัมและการรวมกลับ ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-SS-CDMA แบบจำลองระบบ DS-SS-CDMA แบบอัตราเดียว

บทที่ 4 อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิสที่ได้วิจัย

บทที่ 5 การประยุกต์ใช้ฟิลเตอร์แบบปรับตัวได้ในเครื่องรับ DS-SS-CDMA จะกล่าวถึงระเบียบวิธี LMS ที่นำมาเปรียบเทียบในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 6 ผลการวิจัย บทนี้จะเป็นส่วนของผลการวิจัย และการวิจารณ์สมรรถนะของเครื่องรับที่ประยุกต์ใช้ฟิลเตอร์แบบปรับตัวได้ในการแก้ปัญหาการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดทั้ง 2 ชนิด คือ สัญญาณแทรกสอดแถบแคบ และสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในระบบ DS-SS-CDMA นอกจากนี้แล้วยังมีการเปรียบเทียบผลกับ ระเบียบวิธี LMS (Least Mean Square)

บทที่ 7 บทสรุป บทนี้จะสรุปผลการวิจัย และข้อดีข้อเสียของการประยุกต์ใช้ฟิลเตอร์แบบปรับตัวได้ในการแก้ปัญหาการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดในระบบ DS-SS-CDMA ส่วนในตอนท้ายของบทนี้จะเป็นข้อเสนอแนะสำหรับการวิจัยในอนาคต

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

1.6.1 ศึกษา ค้นคว้า รวบรวมบทความเกี่ยวกับเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ในระบบ

DS-SS-CDMA ที่มีผู้เสนอขึ้น

- ศึกษาเครื่องรับแบบดั้งเดิมที่ใช้ในระบบ DS-SS-CDMA
- ศึกษาเครื่องรับสำหรับผู้ใช้งานหลายคนชนิดต่าง ๆ
- เลือกวิจัย ศึกษาเครื่องรับที่สนใจ

- ศึกษาผลกระทบที่ลดทอนประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA
- ศึกษาลักษณะของสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบ DS-CDMA
- ศึกษาวิธีการกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในระบบ DS-CDMA

1.6.1.1 ศึกษาค้นหา รวบรวมบทความ และทฤษฎีเกี่ยวกับฟิลเตอร์ในระบบ DS-CDMA ที่ผู้แนะนำเสนอขึ้น

- ศึกษาฟิลเตอร์ความถี่ดิจิทัล
- เลือกชนิดของฟิลเตอร์ที่นำไปใช้กำจัดสัญญาณแทรกสอดในระบบ DS-CDMA

1.6.2 วิเคราะห์ และทดสอบกรรมวิธีต่าง ๆ ที่เคยมีผู้แนะนำเสนอ

- ศึกษาวิเคราะห์ลักษณะ การทำงานของเครื่องรับที่สนใจ
- เลือกวิธีกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่เคยมีผู้แนะนำมาทดลอง และบันทึกผลเพื่อใช้เปรียบเทียบกับงานวิจัยที่ออกแบบขึ้น

1.6.4 วางแผนงานวิจัย ทดสอบ และประเมินผล

- ออกแบบงานวิจัยและทดสอบ โดยการจำลองผลการทำงานด้วยเครื่องคอมพิวเตอร์
- เก็บผลข้อมูลที่ได้ และวิเคราะห์ผล โดยเปรียบเทียบกับงานวิจัยที่เคยมีผู้แนะนำเสนอ

1.6.5 สรุปวิจารณ์ และเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

บทที่ 2

ทฤษฎีของดิจิทัลอะแดปทีฟฟิลเตอร์เบื้องต้น

2.1 ฟิลเตอร์ (Filters)

คำว่า “Filter” บ่อยครั้งใช้ในการอธิบายอุปกรณ์ในรูปแบบของอุปกรณ์ Hardware ทางกายภาพ หรือในรูปของโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และถูกใช้กับกลุ่มของข้อมูลที่มีสัญญาณรบกวนมาก เพื่อที่จะดึงข้อมูลของกลุ่มที่สนใจในช่วงหนึ่งออกมา อาจกล่าวได้ว่าฟิลเตอร์ใช้เพื่อทำปฏิบัติในกระบวนการเกี่ยวกับข่าวสารพื้นฐานสามอย่างคือ

1. Filtering (การกรอง) ซึ่งหมายถึง การนำเฉพาะข่าวสารที่สนใจในช่วงเวลาหนึ่งออกมา โดยการใช้ข้อมูลทั้งหมดที่สามารถรับในช่วงเวลานั้น
2. Smoothing (การทำให้เรียบ) ซึ่งต่างจากการกรองโดยที่กลุ่มข่าวสารที่สนใจไม่จำเป็นที่จะมีอยู่ในช่วงเวลา (t) และข้อมูลที่ถูกวัดหลังช่วงเวลา (t) สามารถถูกใช้เพื่อให้ข่าวสารนี้มาได้ หมายความว่าในกรณีของการทำให้เรียบ (Smoothing) จะมีช่วงเวลาการคัดผลของสิ่งที่สนใจ และในขบวนการการทำให้เรียบนั้น เราสามารถใช้ข้อมูลที่ได้อาจมาจากช่วงเวลา (t) และได้มาหลังจากช่วงเวลา (t) ควบคู่กัน ทำให้ผลที่ได้มีความแม่นยำมากกว่าขบวนการฟิลเตอร์
3. Prediction (การทำนาย) เป็นการทำนายของขบวนการข่าวสาร เป้าหมาย คือการหากลุ่มข่าวสารที่สนใจในเวลา (t + T) ในอนาคต สำหรับ $T > 0$ (T คือคาบเวลา)

2.2 อะแดปทีฟ (Adaptive)

อาจทำความเข้าใจโดยง่ายว่า อะแดปทีฟ (Adaptive) คือ ระบบที่พยายามจะปรับตัวให้ตอบสนองปรากฏการณ์ที่สนใจในสิ่งแวดล้อมหนึ่ง ๆ กระบวนการของ อะแดปทีฟ (Adaptive) นั้นเรียกว่า “Adaptation” และระบบใด ๆ ก็ตามที่ใช้การ Adaptation ในการแก้ไขปัญหาอาจเรียกได้ว่า คือ “Adaptive Filter” ดังนั้นอะแดปทีฟฟิลเตอร์จึงมีความหมายโดยรวมว่า ระบบที่มีกระบวนการปรับตัวอัตโนมัติเพื่อตอบสนองต่อปรากฏการณ์ที่สนใจได้ในสภาวะแวดล้อมใด ๆ [2]

ปัญหาของอะแดปทีฟฟิลเตอร์ คือ อัลกอริทึม หรือขบวนการในการแก้ปัญหาสำหรับปรับค่าพารามิเตอร์ในระบบในสถานการณ์ที่ความรู้เกี่ยวกับคุณสมบัติของสัญญาณที่เกี่ยวข้องไม่สมบูรณ์ ดังนั้นอัลกอริทึมต่าง ๆ ที่นำมาใช้ร่วมกับอะแดปทีฟฟิลเตอร์ต้องมีกระบวนการทำงานที่จะทำให้ฟิลเตอร์เข้าสู่พารามิเตอร์ของระบบได้เร็ว และถูกต้องที่สุด

2.3 ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter)

ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital Filter) แบ่งได้เป็นสองชนิด [3] คือ ตัวกรองความถี่แบบ Finite Impulse Response (FIR Filter) และตัวกรองความถี่แบบ Infinite Impulse Response (IIR Filter) ตัวกรองความถี่แบบ FIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) จะมีเฉพาะซีโร (Zero) ไม่มีโพล (pole) ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพแน่นอน และมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear Phase) แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้จำนวนอันดับ (Order) สูงจึงจะทำให้ตัวกรองทำงานได้ดี ส่วนตัวกรองของความถี่แบบ IIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนจะประกอบด้วย ทั้งซีโรและโพล ทำให้มีปัญหาทางด้านเสถียรภาพ แต่ถ้ามีการออกแบบที่ดี จะทำให้ปัญหาดังกล่าวน้อยลง หรือไม่เกิดขึ้นเลย ข้อดีของตัวกรองความถี่แบบ IIR เมื่อเทียบกับแบบ FIR คือ ที่สมรรถนะของการทำงาน (Performance) เท่ากัน ตัวกรองความถี่แบบ IIR จะใช้จำนวนอันดับน้อยกว่า ซึ่งทำให้การคำนวณน้อยกว่าด้วย ซึ่งความซับซ้อนในการคำนวณนี้ มีความสำคัญมากเมื่อนำตัวกรองความถี่ไปใช้งานที่เวลาจริง (Real Time) ด้วยไมโครโปรเซสเซอร์ นอกจากนี้ยังมีข้อจำกัดทางด้านจำนวนบิต และความเร็วในการทำงานของตัวกรองความถี่ที่มีการคำนวณน้อยกว่าจะทำให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทำงานน้อยลง และทำงานได้เร็วกว่า ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเอาตัวกรองความถี่แบบ IIR มาใช้ในการจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบในระบบ DS-CDMA และในขั้นตอนการจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ได้เลือกใช้ตัวกรองความถี่แบบ FIR การเลือกใช้ใช้งานระหว่าง FIR และแบบ IIR สามารถสรุปได้ [4] ดังต่อไปนี้ คือ

1. การประยุกต์ใช้งานทางด้านการสื่อสารข้อมูล (Data Transmission) ทางการแพทย์ (Biomedicine) และการประมวลผลสัญญาณภาพ จำเป็นต้องใช้ตัวกรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองเฟสเป็นเชิงเส้น ดังนั้น FIR จะเหมาะสมกว่าแบบ IIR
2. สำหรับการใช้งานที่เวลาจริง ซึ่งต้องมีการจำกัดจำนวนบิตนั้น การคำนวณสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะทำการปัดเศษ (Round – Off) ซึ่งจะทำให้เกิด Round – Off Noise ขึ้น ซึ่ง Round-Off Noise นี้จะเกิดขึ้นใน FIR น้อยกว่าที่เกิดขึ้นใน IIR
3. ในกรณีที่มีความต้องการความชันในช่วงแถบหยุด (Cutoff) สูงนั้น FIR จะต้องใช้จำนวนสัมประสิทธิ์มากกว่า IIR
4. IIR สามารถออกแบบได้โดยตรงจากตัวกรองต้นแบบในตัวกรองความถี่แบบแอนะล็อก แต่ FIR ทำไม่ได้
5. ตัวกรองความถี่แบบ FIR จะสังเคราะห์ได้ค่อนข้างยากถ้าหากไม่ใช่คอมพิวเตอร์ (CAD) ช่วยในการออกแบบ

จากทั้งหมดที่กล่าวมาพอจะสรุปเป็นแนวทางสำหรับการใช้งานได้ดังนี้

- จะใช้ IIR ก็ต่อเมื่อในงานที่มีความต้องการความชันในช่วงแถบหยุดสูง ซึ่ง IIR จะใช้จำนวนสัมประสิทธิ์น้อยกว่า FIR

- จะใช้ FIR ถ้าจำนวนสัมประสิทธิ์ไม่มากจนเกินไป โดยเฉพาะสำหรับงานที่ต้องการความผิดเพี้ยนทางเฟสน้อยจะเหมาะสมอย่างยิ่ง

2.4 ตัวกรองความถี่แบบ FIR (FIR Filter)

สมการลักษณะเฉพาะ (Characteristic Equation) ของ FIR Filter แสดงดังนี้

$$Y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x(n-k) \quad (2.1)$$

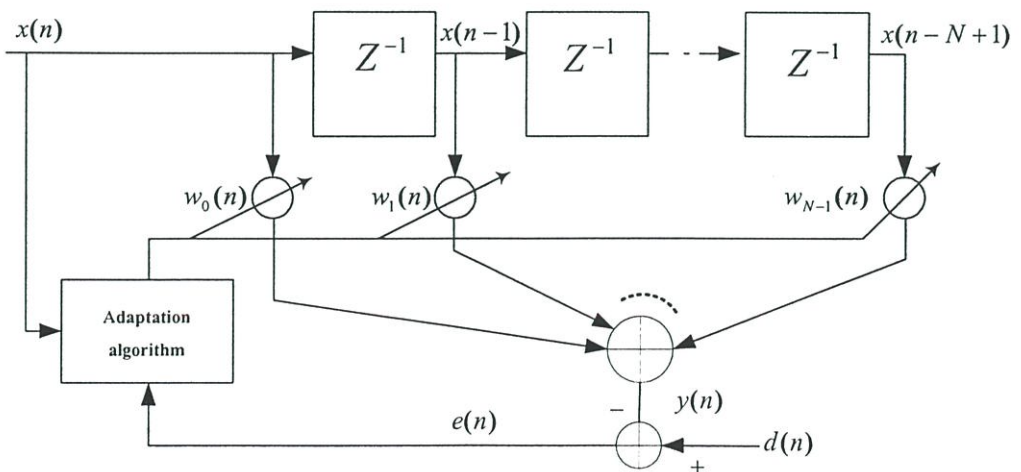
$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot z^{-k} \quad (2.2)$$

โดยที่ $H(k)$, $k = 0, 1, \dots, n-1$ เป็นค่าสัมประสิทธิ์ในการตอบสนองต่ออิมพัลส์ของฟิลเตอร์

$H(z)$ คือ ฟังก์ชันถ่ายโอนของฟิลเตอร์

N คือ จำนวนข้อมูล

จำนวนของสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ของสมการแรกเป็นสมการเชิงอนุพันธ์ (Difference Equation) ของ FIR ฟิลเตอร์ซึ่งเป็นสมการในโดเมนเวลา และพิจารณา FIR ฟิลเตอร์ ในรูปของ Non – Recursive Form ซึ่งทำการสุ่มตัวอย่างเอาต์พุต $Y(n)$ เป็นฟังก์ชันเพียงค่าของอินพุต $x(n)$ ในอดีตและปัจจุบันเท่านั้น เมื่อฟิลเตอร์ถูกนำไปใช้ในรูปแบบที่เป็นการหาค่าโดยตรงจะทำให้ได้ค่าคงที่ (Stable) และฟังก์ชันถ่ายโอนของฟิลเตอร์จะใช้ในการวิเคราะห์และหาค่าผลตอบสนองความถี่ของฟิลเตอร์



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของ FIR Digital Filter

2.5 ตัวกรองความถี่แบบ IIR (IIR Filters)

ตัวกรองความถี่แบบ IIR เป็นส่วนประกอบที่สำคัญอันหนึ่งในระบบการประมวลผลแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete – Time Processing) มีข้อดีหลาย ๆ ข้อที่เหนือกว่าตัวกรองแบบ FIR โดยเฉพาะอย่างยิ่งด้านผลตอบสนองทางขนาด เช่น เมื่อมีความต้องการให้ความกว้างของช่วงความถี่แถบผ่าน (Pass Band) หรือ ช่วงแถบความถี่ไม่ผ่าน (Stop Band) มีขนาดแคบมาก ๆ หรือต้องการใช้ช่วงแถบเปลี่ยน (Transition Band) มีค่าแถบมาก ๆ หรือมีความต้องการให้มีอัตราการลดทอนที่สูง ตัวกรองความถี่แบบ IIR เหมาะที่จะนำมาใช้งานมากกว่าแบบ FIR

ตัวกรองความถี่แบบ IIR จะมีสมการของสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุตปัจจุบัน อินพุตในอดีตและสัญญาณเอาต์พุตในอดีต (สัญญาณเอาต์พุตในอดีตได้จากการป้อนกลับ) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปสมการผลต่าง (Difference Equation) ได้ดังนี้

$$y(n) = -a_1y(n-1) - a_2y(n-2) \dots - a_Ny(n-N) + b_0x(n) + b_1x(n-1) + \dots + b_Mx(n-M) \quad (2.3)$$

เมื่อ $x(n)$ คือ ลำดับของสัญญาณอินพุต และ $y(n)$ คือลำดับของสัญญาณเอาต์พุต N คือจำนวนตัวอย่าง (samples) ทั้งหมดของสัญญาณเอาต์พุตที่ทราบ ว่า สมการที่ (2.3) สามารถนำไปใช้ในการคำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตต่อเนื่องต่อไปได้ รูปแบบของการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตก่อนหน้ามาใช้สำหรับคำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตตัวต่อไปจะเรียกว่า รีเคอร์ซีฟ (Recursive) โดยทั่วไปตัวกรองความถี่แบบ IIR และตัวกรองความถี่แบบ recursive มักจะนำมาใช้ในความหมายอย่างเดียวกันทั้งนี้เพราะจากสมการที่ (2.3) สามารถนำไปใช้สร้างตัวกรองความถี่ทั้งสองแบบได้เหมือนกัน คำว่า IIR จะหมายถึง รูปแบบของผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse Response) ของตัวกรองความถี่ ในขณะที่คำว่า Recursive จะหมายถึง ตัวกรองความถี่นี้ถูกสร้างขึ้นอย่างไร ตัวกรองความถี่แบบ FIR จะสามารถสร้างในรูปแบบของ Recursive ได้ด้วย ในขณะเดียวกันตัวกรองความถี่แบบ IIR ก็จะสามารถสร้างในรูปแบบ Nonrecursive ได้เหมือนกัน

เพื่อความสะดวกจะนิยามตัวกรองความถี่แบบรีเคอร์ซีฟด้วยกับฟังก์ชันถ่ายโอน หรือ ฟังก์ชันของระบบ (System Function) ฟังก์ชันของระบบก็คือการแปลง z (z -Transform) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่ โดยฟังก์ชันของระบบนี้จะอยู่ในรูปเศษส่วน (Rational Function) ในตัวแปร z^{-1} ระบบตามสมการที่ (2.3) จะมีฟังก์ชันของระบบเป็นไปตามสมการ คือ

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (2.4)$$

จากสมการที่ (2.4) ถ้ากำหนดให้เงื่อนไขเริ่มต้นเป็นศูนย์ จะสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$H(z) = G \frac{\prod_{k=0}^M (1 - \beta_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1 - \alpha_k z^{-1})} \quad (2.5)$$

ราก (Roots) ของโพลีโนเมียลตัวเศษ β_k เรียกว่าซีโรของตัวกรองความถี่ และรากของตัวส่วน α_k เรียกว่า โพล และ G เป็นอัตราขยาย ซึ่งมีค่าคงที่ โดยทั่วไป จำนวนของซีโรและโพลจะขึ้นกับความต้องการของผู้ใช้งาน จำนวนอันดับที่ N (Order N) ของตัวกรองความถี่แบบ IIR จะหาได้จากจำนวนรากของโพลที่อยู่ในระนาบ z ที่มีค่าจำกัด (Finite z - Plane)

ตัวกรองความถี่ที่มีความเป็นเชิงเส้นไม่แปรตามเวลา (Linear Time-Invariance : LTI) จะมีคุณสมบัติเป็นคอซอล (Causal) ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์มีค่าเท่ากับศูนย์เมื่อ $n < 0$ ตัวอย่างสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองความถี่ที่เป็นคอซอลจะขึ้นกับตัวอย่างสัญญาณอินพุตปัจจุบันและในอดีต เท่านั้น ถ้าจำนวนสัญญาณอินพุตมีค่าเป็นศูนย์ $x(n) = 0$ สำหรับ $n < 0$ และค่าเริ่มต้นของ $y(-1) = y(-2) = \dots = y(-N) = 0$ จะทำให้ตัวกรองความถี่แบบรีเคอร์ซีฟตามสมการที่ (2.3) มีคุณสมบัติเป็นคอซอล ความเป็นคอซอลของตัวกรองของความถี่ มีความสำคัญมากในการประยุกต์ใช้งาน ที่เวลาจริง (real time) เมื่อมีการทิก (Tick) ของสัญญาณนาฬิกาจะได้ตัวอย่างอินพุต 1 ตัวอย่างจากนั้นตัวกรองความถี่จะต้องสร้างตัวอย่างของเอาต์พุตออกมา 1 ตัวอย่างด้วย (ในความเป็นจริงจะต้องไม่มีสัญญาณอินพุตก่อนเวลา $n = 0$ แน่นอน)

ข้อควรคำนึงถึงอีกอันหนึ่งของตัวกรองความถี่แบบ IIR ก็คือ ความมีเสถียรภาพ (Stable) ถ้าตัวอย่างความถี่ไม่เสถียรภาพ (unstable) จะทำให้ลำดับของสัญญาณเอาต์พุตเพิ่มขึ้นอย่างไม่มีขอบเขต ถ้าสัญญาณอินพุตยังคงป้อนให้อยู่ ซึ่งเสถียรภาพของตัวกรองความถี่แบบ IIR จะขึ้นอยู่กับตำแหน่งโพลของฟังก์ชันระบบในระนาบ z ตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่คุณสมบัติเป็น causal LTI จะมีเสถียรภาพ ถ้าค่าโพลเป็นไปตามเงื่อนไข $|\alpha_k| < 1$ ซึ่งหมายความว่าตำแหน่งโพลทุกตัวจะต้องอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วย (unit circle) บนระนาบ z นั่นเอง

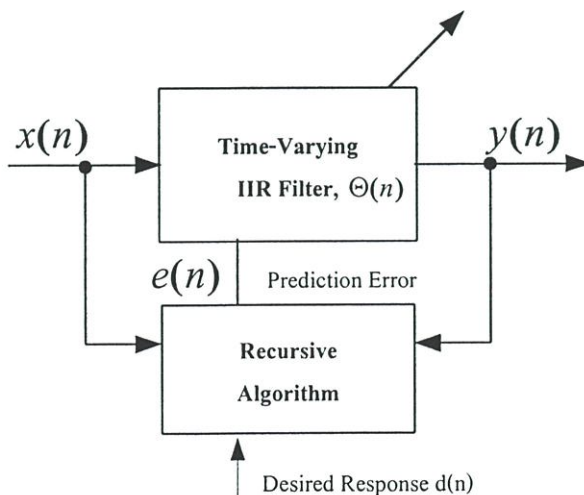
2.6 ตัวกรองความถี่แบบอะแดปทีฟ (Adaptive Filter)

ตัวกรองความถี่แบบอะแดปทีฟได้เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลและระบบควบคุม ทั้งนี้เพราะความสามารถปรับเปลี่ยนคุณลักษณะ

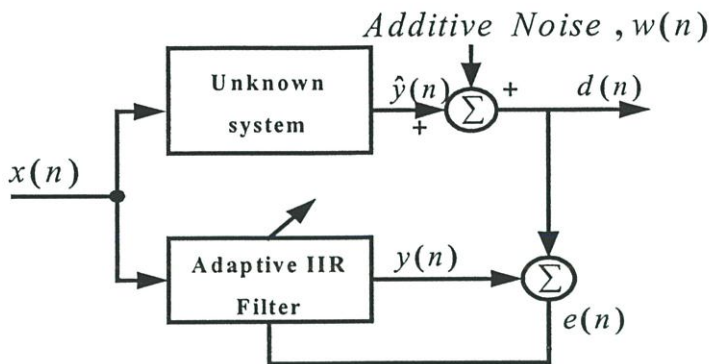
(Characteristics) ประจำตัวของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่รับเข้ามาได้ด้วยตัวเอง ซึ่งจะสามารถทำงานกับสัญญาณที่มีลักษณะแปรเปลี่ยนตามเวลา (Nonstationary) ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ ตัวกรองความถี่แบบอะแดปทีฟนั้นมีสองชนิด คือ ตัวกรองอะแดปทีฟแบบ FIR และแบบ IIR ตัวกรองอะแดปทีฟแบบ FIR จะปรับเฉพาะซีโรเท่านั้น ทั้งนี้เพราะไม่มีโพล ส่วนตัวกรองอะแดปทีฟแบบ IIR จะปรับทั้งซีโร และ โพลในเวลาเดียวกัน ตัวกรองอะแดปทีฟแบบ FIR ส่วนใหญ่มักถูกนำมาใช้ในระบบที่ต้องการเสถียรภาพสูง มักใช้ในการประมาณค่าสัญญาณข้อมูลที่ต้องการความถูกต้องสูง ตัวกรองอะแดปทีฟแบบ IIR ได้ถูกนำมาใช้งานต่าง ๆ แทนตัวกรองอะแดปทีฟแบบ FIR โดยเฉพาะในงานที่เมื่อใช้ตัวกรองแบบ FIR ต้องใช้จำนวนอันดับ (order) มากโดยไม่จำเป็น เมื่อเปลี่ยนมาใช้ตัวกรองแบบ IIR แล้วจะสามารถลดอันดับลงได้ โดยที่สมรรถนะยังคงเดิม อย่างไรก็ตาม ตัวกรองความถี่อะแดปทีฟแบบ IIR โครงสร้างแบบ Direct-Form จะมีข้อเสียในเรื่อง Finite-Precision Effect และ การวิเคราะห์หาเสถียรภาพของตัวกรอง (Complexity of Stability Monitoring) จากข้อเสียนี้เอง ทำให้มีการค้นหาโครงสร้างใหม่ ๆ เช่น โครงสร้างแบบ Lattice และแบบ Parallel ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ โครงสร้างแลตทิส ซึ่งจะได้กล่าวต่อไปในภายหลัง

2.6.1 โครงสร้างของตัวกรองความถี่อะแดปทีฟแบบ IIR

รูปที่ 2.2 แสดงส่วนประกอบโครงสร้างทั่วไปของตัวกรองความถี่อะแดปทีฟแบบ IIR โดยมีสัญญาณอินพุต คือ $x(n)$ และสัญญาณเอาต์พุต คือ $y(n)$ จากรูป สังเกตได้ว่า จะประกอบด้วยตัวกรองความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา (Time-Varying Filter) โดยคุณลักษณะของตัวกรองจะถูกกำหนดด้วยพารามิเตอร์ $\Theta(n)$ และ Recursive Algorithm ใช้สำหรับปรับ $\Theta(n)$ จนทำให้สัญญาณ เอาต์พุต $y(n)$ ใกล้เคียงกับ $d(n)$ ให้มากที่สุด ตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งานแสดงดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.2 ส่วนประกอบของตัวกรองความถี่อะแดปทีฟแบบ IIR



รูปที่ 2.3 การประยุกต์ใช้งานเพื่อทำ System Identification

เป็นการทำ System Identification เมื่อ $\hat{\Theta}$ คือ พารามิเตอร์ที่ไม่ทราบค่า และ $d(n)$ คือ สัญญาณที่วัดได้ที่เอาต์พุตของระบบ ซึ่งโดยทั่วไปจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน $w(n)$ วัดคุณสมบัติของอัลกอริทึม คือ พยายามทำให้ค่าผิดพลาด $e(n)$ มีค่าต่ำที่สุด ซึ่งเป็นหลักการพื้นฐานของการทำ Prediction Error (PE) บางครั้งเรียกว่า Estimation Error ซึ่งกำหนดได้ดังนี้คือ

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (2.6)$$

ข้อตัดสิน (Criterion) ที่นิยมใช้ คือ ค่าที่ Mean Square Error (MSE) ของสมการที่ (2.6) ซึ่งกำหนดได้ดังสมการ คือ

$$\xi = E \{e^2(n)\} \quad (2.7)$$

เมื่อ $E \{\cdot\}$ คือตัวหาค่าคาดหวังทางสถิติ (Statistical Expectation) โดยพารามิเตอร์ $\hat{\Theta}$ จะถูกปรับด้วย อัลกอริทึมแบบ Stochastic Gradient หรือ อัลกอริทึมของ Gauss-Newton นอกจากนี้ยังมีข้อตัดสินอย่างอื่นอีก คือ วิธีการของ Least Square (LS) หรือ Recursive Least Square (RLS)

โดยพื้นฐานแล้ว จะสามารถสร้างสมการค่าผิดพลาด (Equation Error) เพื่อทำ Prediction Error ได้สองแบบคือ วิธี Equation Error และวิธี Output Error โดยวิธีแรก สัมประสิทธิ์ที่ถูกป้อนกลับของตัวกรอง IIR จะถูกปรับในรูปแบบ FIR (All-Zero) จากนั้นจะถูกคัดลอก (Copy) ให้กับตัวกรองที่สอง ซึ่งจะสร้างในรูปแบบของ IIR ที่เป็น all-pole วิธีการนี้ จะทำให้ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR มีคุณสมบัติเป็น FIR ซึ่งง่ายต่อการทำความเข้าใจ และวิเคราะห์เพื่อหาสมรรถนะของตัวกรอง แต่วิธีนี้จะมีข้อเสีย คือ อาจทำให้พารามิเตอร์ $\hat{\Theta}$ มีค่า bias เกิดขึ้นได้ ส่วนวิธีที่สองนั้น สัมประสิทธิ์ป้อนกลับจะถูกปรับในรูปแบบ recursive pole-zero ซึ่งไม่ทำให้เกิดค่า bias แต่จะทำให้ อะแดปทีฟ

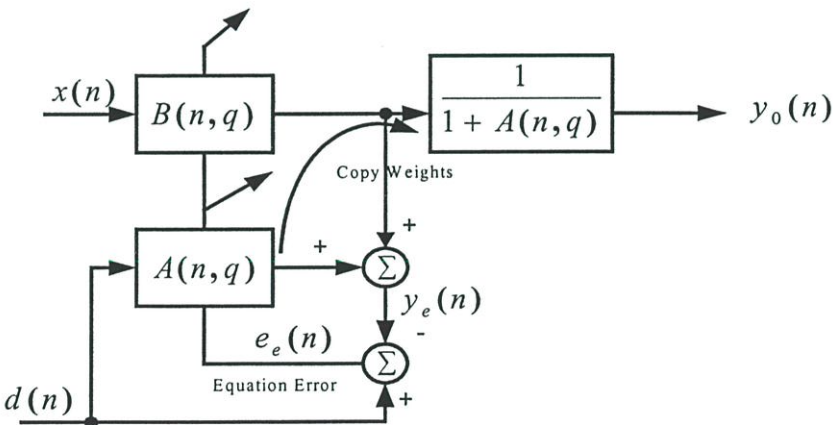
อัลกอริทึม ลู่เข้าสู่จุด Local Minimum ของ ζ ทำให้ $\hat{\Theta}$ ผิดไปจากค่าที่ต้องการ และการวิเคราะห์คุณสมบัติการลู่เข้าจะทำได้ยาก ดังนั้น จากที่กล่าวมา จะต้องเลือกอย่างใดอย่างหนึ่ง

ข้อดีหลักของตัวกรองอะแดปทีฟ IIR ที่เหนือกว่า FIR คือ จะให้สมรรถนะดีกว่า FIR ที่จำนวนอันดับเท่ากัน และผลพลอยได้ที่สำคัญคือ สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกป้อนกลับ จะสร้างผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ที่มีค่าเป็นอนันต์ ทั้งที่จำนวนสัมประสิทธิ์มีค่าจำกัด นอกจากนี้จะสามารถประมาณผลตอบสนองความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพมากกว่า เมื่อใช้สัญญาณเอาต์พุตจากระบบที่มีทั้งโพล และซีโร และ เนื่องจากตัวกรองอะแดปทีฟ IIR ใช้จำนวนสัมประสิทธิ์น้อยกว่า FIR จะเป็นผลให้ลดความซับซ้อนในการคำนวณลงได้ ดังนั้นในการประยุกต์ใช้งานหลายๆ อย่าง จึงหันมาใช้ตัวกรองอะแดปทีฟแบบ IIR แทน FIR มากขึ้น

2.6.2 Equation-Error Adaptive IIR filter

พิจารณาตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบ Equation – Error ในรูปที่ 2.4 ซึ่งกำหนดได้ด้วยสมการผลต่างแบบ Nonrecursive คือ

$$y_e(n) = \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n)d(n-m) + \sum_{m=0}^{M-1} b_m(n)x(n-m) \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.4 Equation – Error adaptive IIR filter

เมื่อ $\{a_m(n), b_m(n)\}$ คือ สัมประสิทธิ์ที่จะถูกปรับ และสับสคริป e บอกให้ทราบว่า สัญญาณเอาต์พุตนี้เป็นของ Equation-Error Formulation สังเกตสมการที่ (2.8) พบว่า จะประกอบด้วยสัญญาณอินพุตสองสัญญาณ และสัญญาณเอาต์พุตสัญญาณเดียว ซึ่งขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุตในอดีต $x(n-m)$, $m = 0, \dots, M-1$ และสัญญาณที่ต้องการ $d(n-m)$, $m = 0, \dots, N-1$

เท่านั้น จะไม่ขึ้นกับสัญญาณเอาต์พุต $y(n-m)$ ในอดีต ดังนั้น จึงไม่มีการป้อนกลับ ทำให้สัญญาณเอาต์พุต มีความเป็นเชิงเส้นกับ สัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ทำให้ง่ายต่อการค้นหาจุดต่ำสุดของพื้นผิวค่าผิดพลาด ที่อยู่บนพื้นฐานของ Gradient (Gradient-Based Algorithm) เนื่องจาก $d(n)$ และ $x(n)$ ไม่เป็นฟังก์ชันของสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ทำให้การทำอนุพันธ์ (Derivative) ของ $y_e(n)$ เทียบกับสัมประสิทธิ์ ได้ง่ายในการคำนวณ

เพื่อความสะดวก จะเขียนสมการที่ (2.8) ในรูปของสัญลักษณ์ของ Delay – Operator ดังนี้คือ

$$y_e(n) = A(n, q)d(n) + B(n, q)x(n) \quad (2.9)$$

เมื่อ

$$A(n, q) = \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n)q^{-m} \quad (2.10a)$$

และ

$$B(n, q) = \sum_{m=0}^{M-1} b_m(n)q^{-m} \quad (2.10b)$$

จะสังเกตเห็นว่า การรวมของ $A(n, q)$ จะเริ่มต้นที่ $m = 1$ หมายความว่า $A(n, q)d(n)$ จะขึ้นกับค่าในอดีตของ d คือ $d(n-m)$ เท่านั้นไม่ขึ้นกับ $d(n)$ ซึ่งเป็นค่าปัจจุบัน ส่วน n บอกให้ทราบว่าสัมประสิทธิ์มีการเปลี่ยนตามเวลา และ q^{-1} เป็น delay operator นั่นคือ $q^{-m}x(n) = x(n-m)$ ถ้าแทน q ด้วย z สมการที่ (2.10) จะกลายเป็นการแปลง z ถ้าสมมุติว่าสัมประสิทธิ์ทุกตัวเป็นค่าคงที่ ไม่ขึ้นกับเวลา คือ $a_m(n) \rightarrow a_m$ และ $b_m(n) \rightarrow b_m$ ดังนั้น $A(n, q) \rightarrow A(z)$ และ $B(n, q) \rightarrow B(z)$ รูปแบบดังกล่าว จะสามารถใช้หา ซีโร ของตัวกรองอะแดปทีฟ ที่เวลาใด ๆ ได้ ตัวอย่างเช่น หลังจากที่สัมประสิทธิ์ถูกปรับแต่ละครั้งและก่อนที่จะคัดลอกสัมประสิทธิ์ $\{a_m(n)\}$ ให้กับ Inverse Filter จะกลายเป็น โพลของ Inverse Filter ซึ่งอาจทำให้ตัวกรองไม่เสถียรภาพ ถ้าหากโพลอยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วยในระนาบ z

สมการค่าผิดพลาด (Equation Error) กำหนดได้ตามสมการ คือ

$$e_e(n) = d(n) - y_e(n) \quad (2.11)$$

ที่เรียกเช่นนี้ก็เพราะว่า เป็นผลต่างของสมการผลต่างสองสมการคือ $[1 - A(n, q)]d(n)$ และ $[B(n, q)]x(n)$ โดยที่ $e_e(n)$ นี้จะเป็นเชิงเส้นกับสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง จึงทำให้ค่า

Mean-Square Equation Error (MSEE) กลายเป็นฟังก์ชันแบบ Quadratic ซึ่งจะมีจุดต่ำสุด (Global Minimum) เพียงจุดเดียว และให้ สมรรถนะเหมือนกับตัวกรองอะแดปทีฟแบบ FIR สมการที่ (2.8) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ Inner Product ดังนี้ คือ

$$y_e(n) = \Theta'(n)\Phi_e(n) \quad (2.12)$$

เมื่อ

$$\Theta(n) = [a_1(n), \dots, a_{n-1}(n), b_0(n), \dots, b_{M-1}(n)]' \quad (2.13)$$

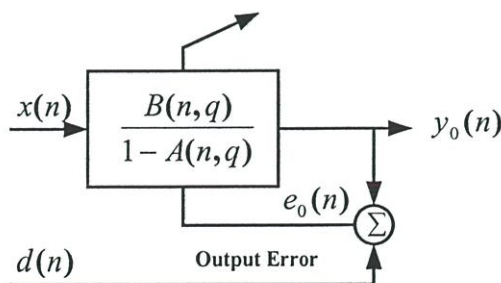
และ

$$\Phi_e(n) = [d(n-1), \dots, d(n-N+1), x(n), \dots, x(n-M+1)]' \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.12) มีรูปแบบเป็น Linear Regression ซึ่งจะพบทั่วไปทางด้านสถิติ [5] เมื่อ $\Theta(n)$ คือ พารามิเตอร์ที่ถูกประมาณ และ $\Phi_e(n)$ คือ Regression เวกเตอร์ โดยที่ regressor จะเป็นอิสระจากพารามิเตอร์เพราะ $x(n)$ และ $d(n)$ ไม่เป็นฟังก์ชันของ $A(n, q)$ หรือ $B(n, q)$ มีอัลกอริทึมมากมาย ที่ใช้สำหรับหาเซตของพารามิเตอร์ที่ทำให้ค่า MSEE ต่ำสุด เช่น Maximum Likelihood [6], Maximum a Posteriori [6], Least Square [7] และ Mean-Square Error Criterion ความจริงแล้วอัลกอริทึมแบบ LMS (Least Mean Square) [8] ก็คืออัลกอริทึมแบบ Recursive Gradient-Decent ที่ใช้สำหรับหาค่าต่ำสุดของ MSEE

2.6.3 Output – Error Adaptive IIR filter

ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบ Output-Error แสดงดังรูปที่ 2.5 ถ้าใช้โครงสร้างแบบ Direct Form จะได้สมการผลต่างแบบ Recursive ดังนี้ คือ



รูปที่ 2.5 Output Error Adaptive IIR Filter

$$y_0(n) = \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n)y_0(n-1) + \sum_{m=0}^{M-1} b_m(n)x(n-m) \quad (2.15)$$

จากสมการที่ (2.15) พบว่า สัญญาณเอาต์พุตปัจจุบันนี้ ขึ้นอยู่กับสัญญาณเอาต์พุตในอดีต $y_0(n-m)$, $m = 1, \dots, N-1$ สัญญาณเอาต์พุตที่ถูกป้อนกลับนี้ จะเป็นผลให้รูปของอะแดปทีฟ อัลกอริทึม มีความซับซ้อนมากขึ้นเมื่อเทียบกับใช้วิธี Equation Error และจากสมการที่ (2.15) เขียนใหม่ได้ดังนี้ คือ

$$y_0(n) = \left(\frac{B(n, q)}{1 - A(n, q)} \right) x(n) \quad (2.16)$$

และเขียนในรูป Inner Product คือ

$$y_0 = \Theta'(n)\Phi_0(n) \quad (2.17)$$

โดยที่ Θ มีค่าตามสมการที่ (2.13) และเวกเตอร์ของสัญญาณในวิธีนี้ คือ

$$\Theta_0(n) = [y_0(n-1), \dots, y_0(n-N+1), x(n), \dots, x(n-M+1)]' \quad (2.18)$$

จะเห็นได้ชัดเจนว่า สัญญาณเอาต์พุตเป็นฟังก์ชันแบบไม่เชิงเส้นกับพารามิเตอร์ Θ ทั้งนี้ เพราะสัญญาณเอาต์พุตในอดีต $y_0(n-k)$ ของ Φ_0 จะขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองตัวก่อนหน้าที่ผ่านมา ดังนั้นสมการที่ (5.12) จะไม่เป็น Linear Regression แต่จะมีรูปแบบเหมือนกับสมการที่ (5.7) จึงเรียกสมการที่ (5.12) ว่า Pseudolinear Regression และในทำนองเดียวกัน จะสามารถใช้ อัลกอริทึม และวิธีการทางสถิติเพื่อหาเซตของสัมประสิทธิ์ที่ดีที่สุดได้ แต่อาจจะมีหลายคำตอบ เว้นแต่ฟังก์ชันถ่ายโอนจะมีคุณสมบัติเป็น Strictly Positive Real (SPR) [9]

Output Error จะกำหนดได้ตามสมการ คือ

$$e_0(n) = d(n) - y_0(n) \quad (2.19)$$

จะเห็นได้ชัดเจนว่า $e_0(n)$ เป็นฟังก์ชันแบบไม่เชิงเส้นกับ Θ ด้วย ดังนั้นจะทำให้ Mean-Square-Output Error (MSOE) ไม่เป็นฟังก์ชันแบบ Quadratic ทำให้เกิด Local Minima จำนวนมากมายเป็นผลให้อะแดปทีฟอัลกอริทึมลู่เข้าสู่จุดใดจุดหนึ่งได้ โดยที่ไม่ลู่เข้าสู่จุดต่ำสุดที่แท้จริง (Global Minima) ทำให้คำตอบผิดไปจากที่ต้องการ

ดังนั้น ในการนำไปใช้งานจะต้องเลือกเอาอย่างใดอย่างหนึ่ง คือ ถ้าต้องการให้ cost ฟังก์ชันเป็นเชิงเส้นกับสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง จะต้องใช้ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบ Equation Error แต่

คำตอบที่ได้จะมีค่า Bias เมื่อมีสัญญาณรบกวน แต่ถ้าเลือกแบบ Output Error จะทำให้พื้นผิวค่าผิดพลาดเกิด Local Minima ขึ้น ซึ่งคำตอบที่ได้ จะไม่ใช่คำตอบที่แท้จริง

2.7 อะแดปทีฟอัลกอริทึมบนพื้นฐานของเกรเดียนต์ (Gradient – Based Adaptive Algorithm)

เนื่องจากอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ใช้ร่วมกับ ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบ Equation Error จะมีความคล้ายคลึงกันอย่างมากกับ ตัวกรองอะแดปทีฟ FIR โดยในเอกสารอ้างอิง [7] ดังนั้น จะกล่าวเฉพาะอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ใช้สำหรับตัวกรอง อะแดปทีฟแบบ IIR แบบ Output Equation Error เท่านั้น

2.7.1 อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ Recursive Prediction Error (RPE)

อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RPE จะทำการปรับสัมประสิทธิ์ จนทำให้ MSOE ของ Cost ฟังก์ชัน $\xi = E \{e_0^2(n)\}$ มีค่าต่ำสุด เมื่อ e_0 คือ Output Error โดยทั่วไป จะไม่ทราบค่าของ ξ ทั้งนี้เพราะสัญญาณจะมีลักษณะเป็น Nonstationary ดังนั้น จึงทำการประมาณค่า ξ ทุก ๆ ช่วงเวลาที่เพิ่มขึ้น ซึ่งกำหนดได้ดังสมการ คือ

$$\xi(n) = e_0^2(n) \quad (2.20)$$

เห็นได้ชัดว่าการกระทำเช่นนี้จะทำให้สัมประสิทธิ์ของตัวกรองเกิดสัญญาณรบกวน เนื่องจากการประมาณ (noisy estimates)

อัลกอริทึมแบบ RPE จะทำการปรับสัมประสิทธิ์ $\Theta(n)$ ในทิศทาง negative gradient ของ $\xi(n)$ กำหนดได้ดังสมการ คือ

$$\nabla_{\Theta}[\xi(n)] \equiv \frac{1}{2} \frac{\partial \xi(n)}{\partial \Theta(n)} = e_0(n) \frac{\partial e_0(n)}{\partial \Theta(n)} = -e_0(n) \frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial \Theta(n)} \quad (2.21)$$

เมื่อ

$$\frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial \Theta(n)} = \left[\frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial a_1(n)}, \dots, \frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial a_{N-1}(n)}, \frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial b_0(n)}, \dots, \frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial b_{M-1}(n)} \right] \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.17) จะได้ว่า

$$\nabla_{\Theta}[\gamma_0(n)] = \nabla[\Theta'(n)\Phi_0(n)] \quad (2.23)$$

ถ้า Φ เป็นอิสระจาก Θ แล้วจะได้ว่า

$$\nabla_{\Theta}[\gamma_0(n)] = \Phi_0(n) \quad (2.24)$$

แต่เนื่องจาก Φ_0 ประกอบด้วยค่า γ_0 ในอดีต ซึ่งจะขึ้นกับสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง จึงทำให้การคำนวณค่าตามสมการที่ (2.24) นั้นทำได้ยากแต่จะมีวิธีการประมาณที่เรียกว่า Pseudolinear Regression Algorithm มาใช้คำนวณค่าในสมการที่ (2.24) ได้ ซึ่งจะกล่าวถัดไป เมื่อทำการหาอนุพันธ์ทั้งสองข้างของสมการที่ (2.15) เทียบกับ $a_k(n)$ โดยที่ $b_m(n)$ และ $x(n-m)$ เป็นอิสระจาก $a_k(n)$ จะได้ว่า

$$\frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial a_k(n)} = y_0(n-k) + \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n) \frac{\partial \gamma_0(n-m)}{\partial a_k(n)} \quad (2.25a)$$

ในทำนองเดียวกัน เมื่อทำการหาอนุพันธ์เทียบกับ $b_k(n)$ จะได้ว่า

$$\frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial b_k(n)} = x_0(n-k) + \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n) \frac{\partial \gamma_0(n-m)}{\partial b_k(n)} \quad (2.25b)$$

อนุพันธ์ย่อยทางขวามือในสมการที่ (2.25) เกิดขึ้นเพราะว่า ตัวกรองตามสมการที่ (2.15) มีการป้อนกลับ ทำให้เอาต์พุตก่อนหน้าขึ้นกับสัมประสิทธิ์ก่อนหน้าด้วย และจะเกี่ยวข้องกับค่าในปัจจุบันด้วย จะเป็นไปในลักษณะนี้จนจบกระบวนการปรับ สังเกตว่า การทำอนุพันธ์ตามสมการที่ (2.25) จะเทียบกับสัมประสิทธิ์ค่าปัจจุบันคือ $a_k(n)$ และ $b_k(n)$ ซึ่งไม่เป็นรูปแบบของ recursive เป็นผลให้ไม่สามารถเขียน ให้อยู่ในรูปของตัวกรอง ซึ่งใช้ตัวหน่วงได้ อย่งไรก็ตาม ถ้าสแต็ปไซส์ (step size (μ)) ซึ่งเป็นพารามิเตอร์ที่ใช้สำหรับกำหนดอัตราความเร็วในการทำงานของ Gradient-Based Algorithm) มีขนาดเล็กพอ ทำให้การปรับสัมประสิทธิ์เป็นไปอย่างช้า ๆ แล้วจะสามารถประมาณได้ว่า

$$\Theta(n) \approx \Theta(n-1) \approx \dots \approx \Theta(n-N+1) \quad (2.26)$$

ซึ่งการประมาณเช่นนี้ จะนำไปใช้กันในทางปฏิบัติ โดยเฉพาะในกรณีที่ N มีค่าน้อย อย่งไรก็ตาม การประมาณเช่นนี้จะไม่เป็นที่ยอมรับ ถ้าทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของ RPE ลดลง ซึ่งจะสังเกตได้ในทางปฏิบัติเช่นกัน ดังนั้นจะสามารถแทนสมการที่ (2.25) ด้วยสมการต่อไปนี้คือ

$$\frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial a_k(n)} \approx y_0(n-k) + \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n) \frac{\partial \gamma_0(n-m)}{\partial a_k(n-m)} = \left(\frac{1}{1-A(n,q)} \right) y_0(n-k) \quad (2.27a)$$

และ

$$\frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial b_k(n)} \approx x(n-k) + \sum_{m=1}^{N-1} a_m(n) \frac{\partial \gamma_0(n-m)}{\partial b_k(n-m)} = \left(\frac{1}{1-A(n,q)} \right) x(n-k) \quad (2.27b)$$

การประมาณข้างต้น เป็นผลให้สมการที่ (2.27) มีรูปแบบเป็น Recursive แต่ละองค์ประกอบของสัญญาณภายใน Φ_0 จะถูกกรองโดย Inverse Pole-Polynomial ของตัวกรองอะแดปทีฟ ซึ่งเป็นคุณลักษณะประจำตัวของตัวกรองอะแดปทีฟแบบ IIR เท่านั้น และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ Gradient-Based กำหนดได้ดังสมการ คือ

$$\Theta(n-1) = \Theta(n) + \mu I^{-1}(n+1) \left(\frac{1}{1-A(n,q)} \right) \Phi_0(n) e_0(n) \quad (2.28)$$

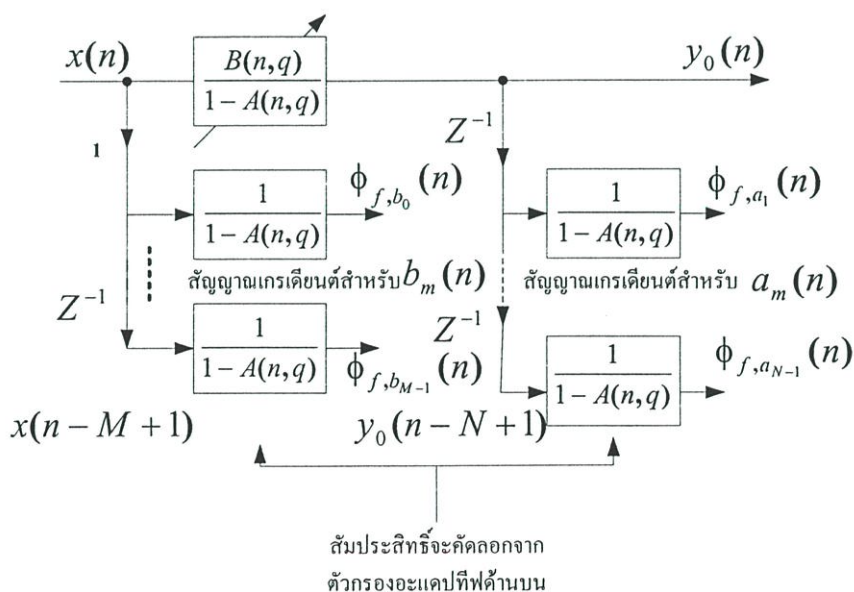
เมื่อ μ คือสเต็ปไซส์ I คือ เมตริกเอกลักษณะ กำหนดให้

$$F(n,q) = 1/[1-A(n,q)] \quad (2.29)$$

และ

$$G(n,q) = 1 \quad (2.30)$$

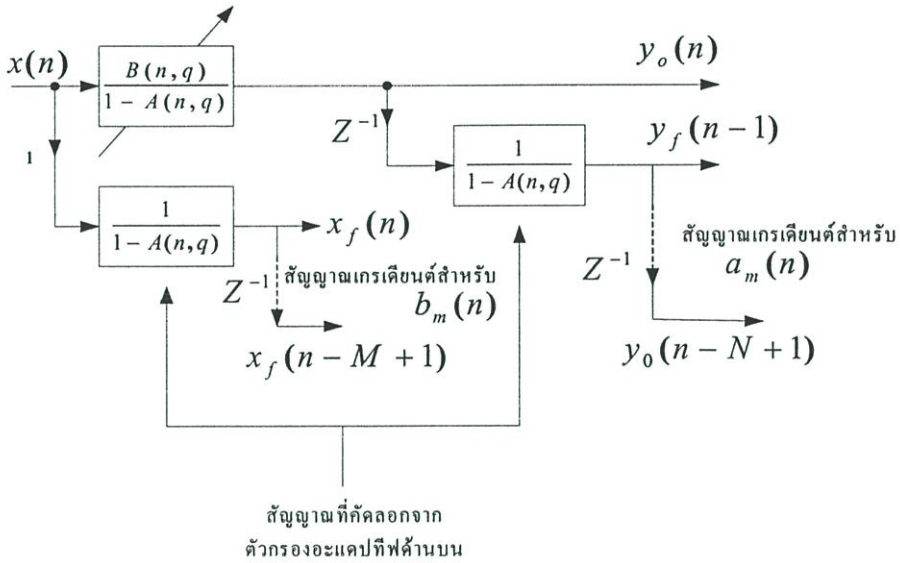
จะพบว่า สมการ (2.29) จะสร้างสัญญาณเกรเดียนต์ออกมาเป็นจำนวน $M+N-1$ สัญญาณ ซึ่งสมการนี้สร้างจากการคัดลอกสัมประสิทธิ์ตัวของตัวกรองอะแดปทีฟหลังจากมีการปรับสัมประสิทธิ์แล้วมาใช้ โดยสัญญาณอินพุตของตัวกรองดังสมการ (2.29) คือ สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตปัจจุบันและในอดีต ดังแสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.6 โครงสร้างตัวกรองจากสมการ (2.29) ที่ใช้สร้างสัญญาณเกรเดียนต์

จากรูปจะเห็นได้ชัดว่า ขณะคำนวณหา ϕ_f จะต้องใช้การคำนวณที่มาก และต้องการหน่วยความจำเพื่อเก็บข้อมูลเป็นจำนวนมากเพื่อเก็บข้อมูลในอดีต จากการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น พบว่า สามารถลดการคำนวณเพื่อ ϕ_f ลงได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.8 จากรูปกำหนดให้

$$y_f(n-1) \equiv \frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial a_1(n)} \quad \text{และ} \quad y_f(n) \equiv \frac{\partial \gamma_0(n)}{\partial b_0(n)} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.7 Simplified RPE algorithm

เป็นค่าเริ่มต้นของสัญญาณเกรเดียนต์ (พจน์แรกในสมการที่ (2.27a) และ (2.27b) ที่ $k=1$ และ $k=0$ ตามลำดับ) และสำหรับสัญญาณเกรเดียนต์ตัวถัดไป จะคำนวณโดยใช้การประมาณต่อไปนี้แทน คือ

$$\frac{\partial \gamma_0}{\partial a_k(n)} \approx y_f(n-k) \quad \text{และ} \quad \frac{\partial \gamma_0}{\partial b_k(n)} \approx x_f(n-k) \quad (2.32)$$

สำหรับ $k = 2, \dots, N-1$ และ $k = 1, \dots, M-1$ ตามลำดับ นั่นคือ แต่ละองค์ประกอบของสัญญาณเกรเดียนต์ คือ ค่าในอดีตอันใดอันหนึ่งของสัญญาณเกรเดียนต์ตามสมการที่ (2.31) ดังนั้น $y_f(n-k)$ และ $x_f(n-k)$ จะขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์ในอดีตของ $A(n-k, q)$ แทนที่จะเป็นของ $A(n, q)$ ตามในรูปที่ 2.6 อัลกอริทึมตามรูปที่ 2.7 จะเรียกว่า Simplified RPE algorithm ดังนั้น จะสามารถแทนเวกเตอร์ข้อมูล ด้วยสมการต่อไปนี้คือ

$$\Phi_f(n) = [y_f(n-1), \dots, y_f(n-N+1), x_f(n), \dots, x_f(n-M+1)]' \quad (2.33)$$

ซึ่งใช้ตัวกรองสำหรับสร้างสัญญาณเกรเดียนต์เพียงสองตัวเท่านั้น วิธีการนี้จะนิยมใช้กันทางปฏิบัติ เพราะใช้หน่วยความจำน้อย และคำนวณน้อยกว่า

2.8 การพิจารณาเสถียรภาพของฟิลเตอร์

ข้อเสียหลักของอัลกอริทึม RPE ก็คือ Pole Polynomial ของตัวกรอง จะถูกนำไปใช้คำนวณสัญญาณเกรเดียนต์ ซึ่งอาจเกิดความไม่เสถียรภาพในระหว่างการปรับ ถ้าโพลของ $1 - A(n, q)$ เกิดความผิดพลาดในขณะปรับอยู่นอกวงกลมหนึ่งหน่วย เป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุตมากจนไม่สามารถควบคุมได้ ซึ่งเป็นการยากที่จะป้องกันไม่ให้เกิดขึ้นเลย ดังนั้นจึงต้องมีการทดสอบความเสถียรภาพของตัวกรองในขณะปรับด้วย และเนื่องจากได้นำ $\xi(n)$ มาใช้แทน $E\{\xi\}$ จึงเป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวนในขณะปรับ จึงเป็นไปได้ที่โพลจะหลุดออกนอกวงกลมหนึ่งหน่วยขณะทำการปรับ โดยเฉพาะในงานที่ต้องการให้ตำแหน่งโพลอยู่ใกล้ ๆ กับเส้นรอบวงกลมหนึ่งหน่วย ก็มีโอกาสที่โพลจะหลุดออกนอกวงกลมได้ง่าย

วิธีที่ง่ายที่สุดสำหรับการทดสอบเสถียรภาพ คือ จะทำการตรวจสอบหลังจากการปรับแต่ละครั้ง โดยตรวจสอบที่ผลบวกของ $|a_m(n)|$ จะต้องมีค่าน้อยกว่า 1 เสมอ นอกจากนี้ยังมีวิธีอื่น ๆ อีกหลายวิธีที่ใช้สำหรับพิจารณาเสถียรภาพของตัวกรอง ดูรายละเอียดได้จากเอกสารอ้างอิง [28-29] การจะยืนยันว่า ตัวกรองมีความเสถียรภาพ โดยพิจารณาจากตำแหน่งโพล ต้องอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วยนั้น จะใช้ได้กับเฉพาะตัวกรองที่มีคุณสมบัติเป็น LTI เท่านั้น แต่สำหรับตัวกรองที่ไม่มีคุณสมบัติเป็น LTI คือมีคุณสมบัติเป็น Time-Varying System เช่นตัวกรองแบบ IIR การพิจารณาโพลอย่างเดียวยังไม่เพียงพอ

2.9 ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบนอซ์

วิทยานิพนธ์นี้ นำเสนอการประยุกต์ใช้งาน ตัวกรองอะแดปทีฟ IIR แบบนอซ์ (ANF) เพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ (Narrow Band) ที่ปนมากับสัญญาณแบนด์กว้าง (Broad Band) ในระบบ DS-CDMA

อะแดปทีฟนอซ์ฟิลเตอร์ถูกนำมาใช้ประมาณสัญญาณคลื่นไซน์ที่ไม่น่าทราบความถี่ ซึ่งปนอยู่ในสัญญาณรบกวน ในวิทยานิพนธ์นี้การขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบในสัญญาณข้อมูลที่ส่งในช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนแบบ AWGN นั้นจะมองว่าสัญญาณแทรกสอดแถบแคบเป็นสัญญาณความถี่ที่ต้องการ และมองข้อมูลที่เหลือเป็นสัญญาณรบกวน ฉะนั้นเอาต์พุตจากนอซ์

ฟิลเตอร์ คือสิ่งที่ต้องการใช้ ซึ่งสัญญาณดังกล่าวใช้เป็นอินพุตสำหรับไปจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นอีกทอดหนึ่ง กำหนดให้

$$x_k(n) = \sum_{k=1}^N A_k \sin(\omega_k n + \theta_k) + w(n) \quad (2.34)$$

เมื่อ A_k คือขนาดของสัญญาณคลื่นชาวนต์ตัวที่ k , ω_k คือ ความถี่ที่ไม่ทราบค่ามีค่าอยู่ในช่วง $[0, \pi]$, θ_k คือเฟส เป็นตัวแปรสุ่ม ที่มีคุณสมบัติเป็น IID (Independent, Identically Distribution) มีลักษณะ Pdf เป็นแบบ Uniform มีค่าอยู่ในช่วง $[0, 2\pi]$ และ $w(n)$ คือ สัญญาณรบกวน โดยสมมติว่า เป็นอิสระจากสัญญาณชาวนต์ ซึ่งจะสมมติให้เป็นสัญญาณข้อมูลที่แผ่สเปกตรัมแล้วส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีสัญญาณรบกวนเกาส์เขียนแบบขาว วัตถุประสงค์ที่ต้องการคือ ต้องการทราบความถี่ ω_k และจัดสัญญาณชาวนต์ทิ้งไป หลังจากที่ตรวจวัดความถี่ได้แล้ว A_k และ θ_k จะมีค่าเหมือนกับสัญญาณที่ทางด้านส่งทุกประการ (ในอุดมคติ)

ถ้าพิจารณาสัญญาณชาวนต์เพียงคลื่นเดียว และไม่มีสัญญาณรบกวนปน จะเขียนได้ดังสมการ คือ

$$x(n) = \sin(\omega_1 n + \theta) \quad (2.35)$$

และจะสามารถหาฟังก์ชัน Autocorrelation ของ $x(n)$ ได้ดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} r_{xx}(m) &= E \{x(n)x(n-m)\} \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin(\omega_1 n + \theta) \sin[\omega_1(n-m) + \theta] d\theta \\ &= \frac{\cos(\omega_1 m)}{2} \end{aligned} \quad (2.36)$$

ส่วนฟังก์ชันความหนาแน่นสเปกตรัมแสดงได้ดังสมการที่ (2.37)

$$\begin{aligned} P_{xx}(e^{j\omega}) &= \sum_{m=-\infty}^{\infty} r_{xx}(m) e^{-j\omega m} \\ &= \frac{\delta(\omega - \omega_1) + \delta(\omega + \omega_1)}{2} \end{aligned} \quad (2.37)$$

เมื่อ Dirac Delta Function $\delta(\cdot)$ ถูกนิยามจาก Kernal Property คือ

$$\frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \delta(\omega - \omega_1) f(e^{j\omega}) d\omega = f(e^{j\omega_1}) \quad (2.38)$$

โดยที่ $f(e^{j\omega_1})$ จะต้องถูกกำหนดขึ้นก่อนที่จะทำการป้อนสัญญาณในสมการที่ (2.34) ให้กับตัวกรอง $H(z)$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตจากตัวกรองตามสมการ คือ

$$y(n) = H(z)[x(n) + w(n)] \quad (2.39)$$

ค่า Variance ของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าตามสมการ คือ

$$E\{y^2(n)\} = \sum_{k=1}^N \left(\frac{A_k^2}{4\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \delta(\omega \pm \omega_k) |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \right) + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_w(e^{j\omega}) |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.40)$$

เมื่อ

$$P_w(z) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} E\{w(n)w(n-m)\} z^{-k} \quad (2.41)$$

สมการที่ (2.41) คือ ความหนาแน่นสเปกตรัมของกระบวนการสุ่ม $[w(\cdot)]$ โดยทั่วไปจะเขียนสมการค่า Variance ของสัญญาณเอาต์พุตในรูปต่อไปนี้ คือ

$$E\{y^2(n)\} = \langle H(z), H(z) \rangle_{P_{xx}} + \langle H(z), P_w(z)H(z) \rangle \quad (2.42)$$

เมื่อ $\langle \dots \rangle_{P_{xx}}$ คือ Inner Product

เพื่อให้ง่าย จะกำหนดให้สัญญาณอินพุต เป็นสัญญาณไซน์คลื่นเดี่ยวปะปนอยู่กับสัญญาณรบกวนดังสมการ คือ

$$x(n) + w(n) = A_1 \sin(\omega_1 n + \theta_1) + w(n) \quad (2.43)$$

และกำหนดให้ $y(n) = H(z)[x(n) + w(n)]$ จะได้ Variance ของสัญญาณเอาต์พุต คือ

$$E\{y^2(n)\} = A_1^2 |H(e^{j\omega})|^2 + \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_w(e^{-j\omega}) |H(e^{j\omega})|^2 d\omega \quad (2.44)$$

สมมติว่า ผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของ $H(e^{j\omega})$ เป็นดังนี้ คือ

$$|H(e^{j\omega})| = \begin{cases} 0, & \omega = \omega_0 \text{ and } \omega = -\omega_0 \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.45)$$

ซึ่งเป็นผลตอบสนองทางขนาดต่อความถี่ของตัวกรองแบบนอตช์ (Notch Filter) ในอุดมคติ ผลตอบสนองทางขนาดของตัวกรองไปตามวงกลมหนึ่งหน่วยมีค่าเป็น 1 เกือบทุกความถี่ยกเว้นที่ $\omega = \pm\omega_0$ มีค่าเท่ากับ 0 ซึ่ง ω_0 นี้เรียกว่า ความถี่นอตช์ (Notch Frequency) และจะได้ว่า

$$E\{y^2(n)\} = \begin{cases} E\{w^2(n)\}, & \omega_0 = \omega_1 \\ A_1^2 + E\{w^2(n)\}, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.46)$$

ดังนั้น จะทำให้ Output Error Cost Function จะมีจุด นอตช์เพียงจุดเดียว โดยการทำให้ ω_0 เลื่อนติดตามความถี่ ω_1 ถ้าตัวกรองแถบผ่าน (Bandpass Filter) จากตัวกรองนอตช์ในสมการที่ (2.45) ดังนี้ คือ

$$|G(e^{j\omega})|^2 = 1 - |H(e^{j\omega})|^2 = \begin{cases} 1, & \omega = \pm\omega_0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.47)$$

และสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองกำหนดได้ คือ

$$y(n) = G(z)[x(n) + w(n)] \quad (2.48)$$

ซึ่งจะมีเฉพาะสัญญาณชาน์เท่านั้น จะสังเกตเห็นว่า ผลตอบสนองทางความถี่ของ $|H(e^{-j\omega})|$ และ $|G(e^{j\omega})|$ นั้นเป็นฟังก์ชันแบบไม่ต่อเนื่อง (ในอุดมคติ) และเนื่องจากจะไม่สามารถใช้ฟังก์ชันแบบเศษส่วน สร้างตัวกรองในอุดมคติได้ ดังนั้นก่อนที่จะทำความเข้าใจว่า จะสามารถทำการประมาณผลตอบสนองทางความถี่ ด้วยฟังก์ชันแบบเศษส่วนได้อย่างไรนั้น ในขั้นแรกจะต้องทำให้ $H(e^{j\omega})$ มีความสัมพันธ์กับผลตอบสนองความถี่ของ stable, causal filter ก่อน ดังตัวอย่างต่อไปนี้ คือ

ตัวอย่างนี้จะแสดงให้เห็นว่า จะสร้าง Stable, Causal Function $H(z)$ ที่ให้ผลตอบสนองทางความถี่เป็นแบบนอตช์ ได้อย่างไร ด้วยความเป็น Causal ทำให้สามารถเขียน $H(z)$ ในรูปของอนุกรมได้ดังนี้ คือ

$$H(z) = h_0 + h_1 z^{-1} + h_2 z^{-2} + \dots, \quad |z| > 1 \quad (2.49)$$

เสถียรภาพของสมการที่ (2.46) หาได้จากการพิจารณาที่ L_2 Norm ดังนี้ คือ

$$\sum_{m=0}^{\infty} h^2(m) < \infty \quad (2.50)$$

จากความสัมพันธ์ของ Parseval ด้วยกับความจริงที่ว่า

$$\sum_{m=0}^{\infty} h^2(m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega = 1 \quad (2.51)$$

ซึ่งจะเป็นจริงถ้าผลตอบสนองทางความถี่เป็นดังสมการที่ (2.45) และพิจารณาฟังก์ชันต่อไปนี้

$$H_0(z) = \exp\left(\frac{z^{-1} + 1}{z^{-1} - 1}\right) \quad (2.52)$$

สำหรับ $|z| > 1$ ฟังก์ชัน $(z^{-1} + 1)/(z^{-1} - 1)$ จะมีส่วนจริงเป็นลบ ซึ่งทำให้ $H_0(z)$ มีขอบเขต (Bound) ดังนั้น อนุกรมตามสมการที่ (2.49) จะลู่เข้าเฉพาะกรณีที่มี $|z| > 1$ ผลตอบสนองทางความถี่ของสมการที่ (2.52) หาได้โดยการกำหนดให้ $z = pe^{j\omega}$ โดยที่ $0 < p < 1$ จากนั้นทำการ take ลิมิต ให้ $p \rightarrow 1$ ดังนั้น สำหรับที่ $\omega \neq 0$ พบว่า

$$|H_0(e^{j\omega})| = \left| \lim_{p \rightarrow 1} H_0(pe^{j\omega}) \right| = 1, \quad \omega \neq 0 \quad (2.53)$$

เพราะว่า $(pe^{-j\omega} + 1)/(pe^{-j\omega} - 1)$ จะลู่เข้าสู่ค่าจินตภาพ เมื่อ $p \rightarrow 1$ ถ้า $\omega \neq 0$ ซึ่งแน่นอนว่า ค่า Exponential ของ ส่วนจินตภาพนี้ จะมีค่า Modulus เป็นหนึ่ง สำหรับ $\omega \neq 0$ พบว่า

$$\lim_{p \rightarrow 0} \frac{p + 1}{p - 1} \rightarrow -\infty \quad (2.54)$$

ดังนั้น

$$H_0(e^{j0}) = \lim_{p \rightarrow 0} h_0(p) = \exp(-\infty) = 0 \quad (2.55)$$

ดังนั้นผลตอบสนองความถี่ เมื่อทำการ Take ลิมิตที่ค่า $p \rightarrow 1$ จะได้ว่า

$$|H_0(e^{j\omega})| = \begin{cases} 0, & \omega = 0; \\ 1, & \text{otherwise} \end{cases} \quad (2.56)$$

ทำการแปลง $z \rightarrow e^{-j\omega_0} z$ และทำการเลื่อน ω_0 ไปตามรัศมีของวงกลมในระนาบ z ดังนั้น ฟังก์ชัน $H_0(e^{j\omega_0} z)$ มี Modulus เป็น 1 เกือบทุกจุดบนวงกลมหนึ่งหน่วย ยกเว้นที่ $z = e^{j\omega_0}$ จะมีค่าเท่ากับ 0 ดังสมการ คือ

$$H(z) = H_0(e^{-j\omega_0} z) H_0(e^{j\omega_0} z)$$

$$\begin{aligned}
&= \exp\left(\frac{e^{-j\omega_0} z^{-1} + 1}{e^{-j\omega_0} z^{-1} + 1} + \frac{e^{j\omega_0} z^{-1} + 1}{e^{j\omega_0} z^{-1} - 1}\right) \\
&= \exp\left(\frac{1(z^{-2} - 1)}{1 - 2 \cos(\omega_0)z^{-1} + z^{-2}}\right) \tag{2.57}
\end{aligned}$$

ทำการวิเคราะห์เฉพาะที่ $|z| > 1$ จะได้ผลตอบสนองทางความถี่ของสมการที่ (2.57) หลังจากทำการ take ลิมิตให้ $p \rightarrow 1$ คือ

$$|H_0(e^{j\omega})| = \left| \lim_{p \rightarrow 1} H(pe^{-j\omega}) \right| = \begin{cases} 0, \omega = \pm\omega_0; \\ 1, \text{otherwise} \end{cases} \tag{2.58}$$

จะพบว่า $H(z)$ มีรูปแบบที่ไม่เป็นฟังก์ชันแบบ เศษส่วน ของตัวแปร z แต่มีความต้องการที่จะสร้างตัวกรองให้อยู่ในรูปของ ฟังก์ชันแบบเศษส่วน ซึ่งจะสามารถทำได้โดยใช้การประมาณแบบ L_2 Norm พิจารณาฟังก์ชันต่อไปนี้ คือ

$$\hat{H}(z) = \frac{N(z)}{D(z)} \tag{2.59}$$

เมื่อตัวเศษ $N(z)$ กำหนดให้เป็นโพลีโนเมียลในตัวแปร z อันดับสองมีซีโรที่ $z = e^{\pm j\omega_0}$ และ $D(z)$ มีโพลอยู่ใกล้กับ $z = e^{\pm j\omega_0}$ ซึ่งวิธีการนี้ จะทำให้มี Modulus ประมาณ 1 ยกเว้นในบริเวณที่ $z = e^{\pm j\omega_0}$ การได้มาซึ่ง $N(z)$ และ $D(z)$

บทที่ 3

ทฤษฎีที่เกี่ยวกับระบบซีดีเอ็มเอ (CDMA)

เทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางในระบบสื่อสารนั้นจุดประสงค์เพื่อให้ผู้ใช้บริการจำนวนมากสามารถรับบริการพร้อมกันได้ในเวลาเดียวกัน หรืออาจกล่าวได้ว่าเพื่อเพิ่มความจุของระบบสื่อสาร สำหรับการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 1 นั้นใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งความถี่เพื่อรับส่งสัญญาณแบบแอนาล็อก ต่อมาเมื่อเข้าสู่การสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 2 ได้ใช้เทคนิคการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งเวลา ในการรับส่งสัญญาณแบบดิจิทัล แต่เนื่องจากความต้องการความจุของระบบที่เพิ่มขึ้น จึงมีการนำเทคนิคใหม่มาใช้ ซึ่งนำไปสู่การสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 ดังต่อไปนี้

- 1) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiple Access : FDMA) โดยแต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนการใช้งานที่ความถี่ไม่ตรงกัน
- 2) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (Time Division Multiple Access : TDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะผลัดเปลี่ยนกันใช้ความกว้างแถบที่มีช่วงคาบเวลา(Time-sharing)ไม่ตรงกัน
- 3) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (Code Division Multiple Access : CDMA) แต่ละช่องสัญญาณจะใช้ความกว้างแถบเดียวกันและเวลาเดียวกันก็ได้แต่ละช่องสัญญาณจะมีรหัสที่ต่างกัน
- 4) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งแยกด้วยโพลาไรซ์เซชัน (Polarization Division Multiple Access : PDMA) แต่ละช่องสัญญาณใช้โพลาไรซ์ต่างกัน ซึ่งวิธีนี้ไม่นิยมนำมาใช้กับระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่
- 5) การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งด้วยสเปซ (Space Division Multiple Access : SDMA) วิธีนี้ถูกกำหนดเพื่อนำมาใช้กับดาวเทียมที่มีสายอากาศแบบกำหนดตำแหน่งลำคลื่นได้ (Spot Beam) ซึ่งการติดตั้งอยู่ในพื้นที่การควบคุมของลำคลื่นช่องสายอากาศต่างกัน สามารถใช้ความถี่เดียวกันก็ได้

3.1 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งความถี่ (FDMA)

FDMA เป็นระบบการเข้าถึงข้อมูลที่ใช้ในระบบแอนาล็อกแบบแบ่งความถี่และใช้กันอย่างกว้างขวางในระบบดาวเทียมสื่อสารทั่วโลกหลายระบบด้วยกันรวมทั้งระบบอินเทลแซต โดยใช้การทำงานของโครงข่ายไมโครเวฟภาคพื้นดินซึ่งสัญญาณเบสแบนด์หลาย ๆ สัญญาณที่จะส่งไปตามสถานีคมนาคมภาคพื้นดินจำนวนหนึ่ง และมอดูเลตคลื่นพาห่ร่วมกัน (Common Carrier) จากนั้นจะส่งข้อมูลไปยังสถานีดาวเทียม อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของวงจรถอดลงถ้าจำนวนสถานี

คมนาคมภาคพื้นดินมีเพิ่มมากขึ้น ในกรณีการสื่อสารที่ต้องใช้ความจุต่ำ (Low Capacity Traffic) นิยมใช้ระบบ FDMA ชนิดเอสซีพีที (SCPT) ที่ใช้การกำหนดล่วงหน้า หรือสเปด (Spade) ที่ใช้กำหนดเป็นคำขอทางเทคนิคการเข้าถึงแบบหลายทางที่นับได้ว่าเป็นมาตรฐานของระบบโทรศัพท์เคลื่อนที่ของระบบแอนาโลก เทคนิค FDMA กำหนดให้ผู้ใช้รายหนึ่งครอบครองช่องสื่อสารวิทยุหนึ่งช่องไปตลอดเวลาที่มีการใช้

3.2 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งเวลา (TDMA)

ระบบ TDMA เป็นระบบที่พัฒนาขึ้นมาเพื่อแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นจากระบบ FDMA ในระบบนี้สัญญาณดิจิทัลที่เกิดจากการมัลติเพล็กซ์โดยการแบ่งแต่ละช่องเวลาให้ผู้ใช้บริการแต่ละรายตามที่กำหนดโทรศัพท์ผู้ใช้แต่ละคนสามารถรับหรือส่งข้อความได้ในเวลาที่ตนได้รับสิทธิเท่านั้นช่วงเวลาอื่น ๆ จะถูกใช้โดยผู้บริการรายอื่น แต่เนื่องจากช่องเวลาแต่ละช่องกินเวลาสั้นมากจนประสาทของมนุษย์ไม่สามารถแยกแยะได้ว่ามีการแบ่งช่วงเวลาออกเป็นช่วงให้ใช้งานทำให้ผู้ใช้โทรศัพท์สามารถใช้โทรศัพท์พูดคุยได้ตลอดเวลาไม่มีการติดขัดแต่อย่างใด

3.3 การเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA)

เทคนิคการเข้าถึงช่องสัญญาณหลายทางแบบแบ่งรหัส หรือระบบ CDMA นั้นอนุญาตให้ผู้ใช้ทุกคนใช้ทรัพยากรความถี่ และเวลาร่วมกันได้ โดยข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนในระบบจะถูกแยกจากกันด้วยชุดรหัสเฉพาะสำหรับผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งการเข้ารหัสจะเป็นการแผ่สเปกตรัมของสัญญาณ และเรียกว่า การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread Spectrum Modulation) ในระบบ CDMA มีอยู่สองประเภทหลัก คือ ชนิดกระโดดเปลี่ยนความถี่และชนิดลำดับโดยตรง นอกจากนี้ยังเรียกสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสว่าสัญญาณสเปกตรัมแผ่ (Spread - Spectrum Signal) และมักจะเรียกการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัส (CDMA) นี้ว่าการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ (Spread - Spectrum Multiple Access : SSMA)

การเข้าถึงข้อมูลหลายทางโดยการใช้แบ่งรหัสนั้น คุณสมบัติการเข้าถึงหลายทางสามารถทำได้โดยการเข้ารหัส ซึ่งผู้ใช้แต่ละคนจะถูกกำหนดลำดับรหัส (Code Sequence) ให้เครื่องรับที่รู้ลำดับรหัสของผู้ใช้แต่ละคนเท่านั้นจึงจะสามารถรับสัญญาณและทำการถอดรหัสเพื่อให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา เนื่องจากความกว้างแถบของสัญญาณรหัสดังกล่าวมีค่ามากกว่าความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ ทำให้กระบวนการเข้ารหัสนั้นมีผลทำให้เกิดการแผ่กว้างของสเปกตรัมของสัญญาณ

เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่นั้นได้เริ่มมีการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้งานในระบบเรดาร์ทางการทหารเนื่องจากเทคนิคการมอดูเลตแบบนี้สามารถป้องกันการส่งสัญญาณกวน (Jamming

Signal) ได้ดีและมีความน่าจะเป็นในการถูกคักจับสัญญาณต่ำ ต่อมาจึงได้มีการพัฒนาใช้ในระบบสื่อสารต่าง ๆ ตามลำดับ การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่จะทำการเข้ารหัสสัญญาณข่าวสารด้วยสัญญาณรหัสดูที่มีความเป็นอิสระไม่ขึ้นกับสัญญาณข้อมูลและมีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่าสัญญาณข้อมูลมากการทำเช่นนี้จะเป็นผลทำให้กำลังของสัญญาณข้อมูลมีการแผ่กว้างออกไปตลอดช่วงของความกว้างแถบของสัญญาณสเปกตรัมแผ่นั้น เป็นผลทำให้สัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่น (Density) ของกำลังงานลดลง อัตราส่วนของความกว้างแถบของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ต่อความกว้างแถบของสัญญาณ ข้อมูลจะถูกเรียกว่าอัตราขยายการประมวลผล (Processing Gain : G_p) ของระบบสเปกตรัมแผ่

$$G_p = \frac{B_t}{B_i} \quad (3.1)$$

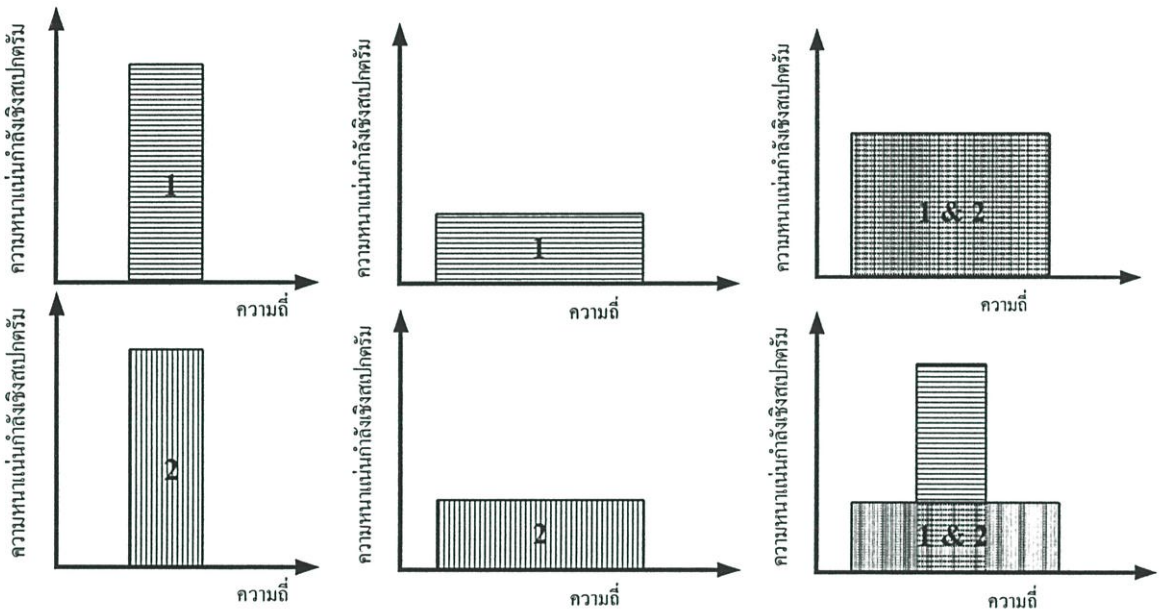
เมื่อ B_t เป็นความกว้างแถบของการส่งสัญญาณและ B_i เป็นความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูล

เครื่องรับจะทำการสหสัมพันธ์สัญญาณที่รับได้ด้วยสัญญาณรหัสดูที่เหมือนกับทางด้านส่ง ซึ่งถูกสร้างขึ้นอย่างซิงโครไนซ์กับรหัสของสัญญาณที่รับได้ เพื่อให้ได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา นั้นแสดงว่าเครื่องรับจะต้องรู้สัญญาณรหัสดูที่ใช้ในการมอดูเลตข้อมูลจากทางด้านส่ง เนื่องจากการเข้ารหัสทำให้ความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลมีขนาดใหญ่ขึ้นมาก ดังนั้นสเปกตรัมแผ่จึงมีคุณสมบัติหลายประการที่แตกต่างจากคุณสมบัติของสัญญาณแบนด์แคบ (Narrowband) คุณสมบัติที่สำคัญของการใช้เทคนิคสเปกตรัมแผ่มีดังนี้

1) ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง (Multiple Access Capability) ถ้ามีผู้ใช้หลาย ๆ คนส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับยังคงสามารถแยกความแตกต่างระหว่างผู้ใช้แต่ละคน ได้โดยแบ่งแยกจากรหัสของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งมีการกำหนดโดยค่าสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ระหว่างรหัส ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการเท่านั้นที่จะถูกดีสเปรด (Despread) ในขณะที่สัญญาณสเปกตรัมแผ่จากผู้ใช้อื่น ๆ จะยังคงมีลักษณะของสเปกตรัมที่แผ่กว้างดั้งเดิม เหตุนี้ภายในความกว้างแถบของช่องสัญญาณจะมีกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้ที่ต้องการดีเทคมมากกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด (Interfering Power) จากผู้ใช้อื่น ๆ มาก เป็นผลทำให้ข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการมีการรบกวนจากผู้ใช้อื่น ๆ ต่ำ ความสามารถในการเข้าถึงหลายทางนี้แสดงดังรูปที่ 3.1 โดยแสดงการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ 2 คน จากสัญญาณข้อมูลเดิมที่เป็นสัญญาณแบนด์แคบ และแสดงการส่งสัญญาณสเปกตรัมแผ่ของผู้ใช้ทั้ง 2 คน ในเวลาเดียวกัน เครื่องรับจะมีเพียงสัญญาณของผู้ใช้คนที่ 1 เท่านั้นที่ถูกดีสเปรด และได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา

2) การป้องกันสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง (Multipath Interference)

สำหรับช่องสัญญาณวิทยุที่เส้นทางการเดินทางของสัญญาณระหว่างเครื่องส่งและเครื่องรับไม่ได้มีเพียงเส้นทางเดียว เนื่องมาจากการสะท้อน และการหักเหทำให้สัญญาณที่มาถึงภาครับนั้นมีความแตกต่างกันทางแอมพลิจูดและเฟส การรวมสัญญาณเหล่านี้เข้าด้วยกันที่เครื่องรับนั้นอาจจะเป็นการรวมแบบเสริมกันที่บางความถี่และเป็นการรวมแบบหักล้างกันที่ความถี่อื่นๆ ผลทำให้เกิดสัญญาณที่ถูกกระจายออก (Dispersed Signal) ทางเวลา ซึ่งการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่สามารถจะแก้ปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทางนี้ได้ แต่อย่างไรก็ดีวิธีในการแก้ปัญหาดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับชนิดของการมอดูเลต ที่ใช้อย่างมากทีเดียว



รูปที่ 3.1 หลักการของการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่

3) ความเป็นส่วนตัว (Privacy)

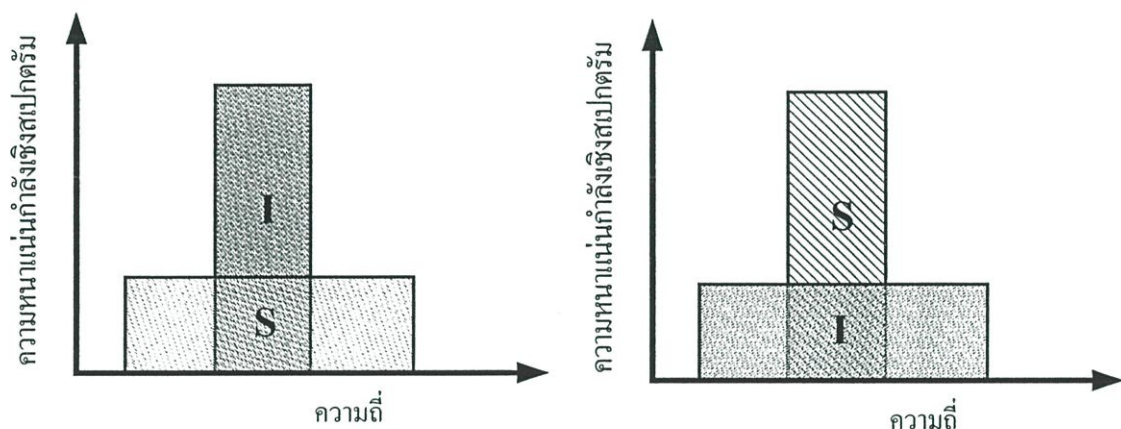
สัญญาณที่ถูกส่งออกไปสามารถจะถูกดักจับและได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมาเมื่อเครื่องรับรู้รหัสเท่านั้น

4) การขจัดสัญญาณแทรกสอด (Interference rejection)

การทำสหสัมพันธ์ข้าม (Cross-Correlation) ระหว่างรหัสกับสัญญาณแบนด์แคบจะทำให้กำลังของสัญญาณแบนด์แคบนั้นถูกแผ่ออก นั่นคือ เป็นการลดกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดที่อยู่ในความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลลง แสดงดังรูปที่ 3.2 สัญญาณสเปกตรัมแผ่ (S) ซึ่งถูกรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ (I) จะถูกดักจับที่เครื่องรับ ในขณะที่สัญญาณแทรกสอดจะถูกแผ่

กว้างทางสเปกตรัม ทำให้สัญญาณแทรกสอดดังกล่าวปรากฏเป็นสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ถูกคิ่สเปรด

5) ความสามารถในการป้องกันการแทรกแซงจากผู้อื่น (Anti-Jamming Capability) โดยเฉพาะอย่างยิ่งการแทรกแซงแบนด์แคบ (Narrowband Jamming) คุณสมบัตินี้คล้ายกับการขจัดสัญญาณแทรกสอดเพียงแต่สัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นในกรณีนี้เป็นไปโดยเจตนาให้เกิดขึ้นแก่ระบบ จากคุณสมบัติข้อนี้และข้อถัดไปทำให้การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่เป็นที่น่าสนใจสำหรับการประยุกต์ใช้งานทางด้านการทหารเนื่องจากสัญญาณสเปกตรัมแผ่มีความหนาแน่นของกำลังงานที่ต่ำจึงทำให้เป็นการยากที่จะถูกตรวจจับได้



รูปที่ 3.2 การขจัดสัญญาณแทรกสอด

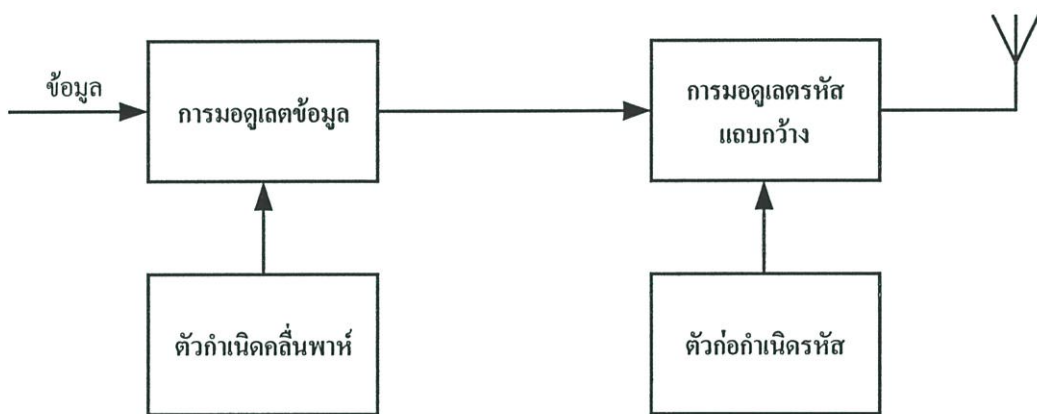
3.4 การมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่

การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่สามารถแบ่งตามวิธีการมอดูเลตได้เป็น วิธีการจัดลำดับโดยตรง (Direct-Sequence) วิธีการกระโดดของความถี่ (Frequency Hopping) วิธีการกระโดดของเวลา (Time Hopping) และวิธีการไฮบริด (Hybrid) โดยมีรายละเอียดของแต่ละวิธีดังนี้

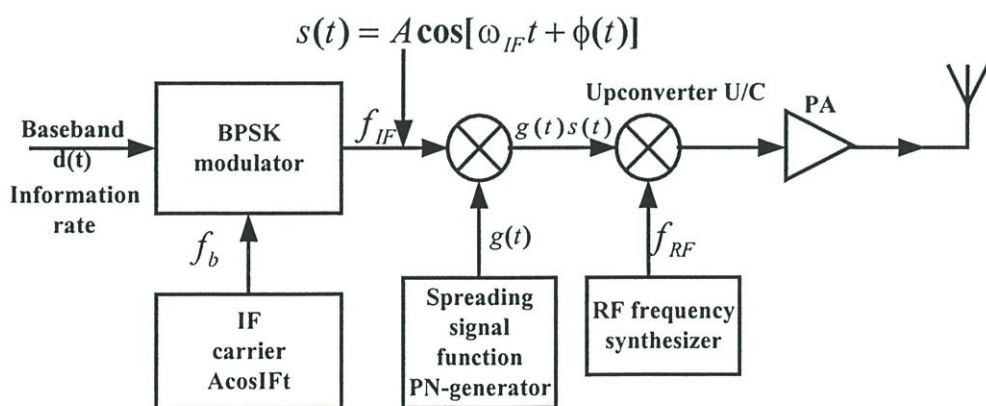
3.4.1 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง (DS-SS)

สำหรับการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง นั้น สัญญาณข้อมูลที่ผ่านการมอดูเลตกับสัญญาณพาห้มาแล้วจะถูกมอดูเลตโดยตรงกับสัญญาณรหัสดิจิทัล โดยที่สัญญาณข้อมูลดังกล่าวอาจจะเป็นได้ทั้งสัญญาณแอนนาลอก หรือสัญญาณดิจิทัลแต่โดยส่วนใหญ่จะเป็นสัญญาณดิจิทัล ซึ่งกรณีที่สัญญาณข้อมูลเป็นแบบดิจิทัลนี้มักจะทำการคูณสัญญาณดิจิทัลนั้นด้วยสัญญาณรหัส โดยตรงแล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห้แบนด์กว้างด้วยเหตุผลจากการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัส โดยตรงนี้เองจึง

เรียกว่า การเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการจัดลำดับโดยตรง ในรูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SSMA สัญญาณข้อมูลไบนารีจะถูกมอดูเลตกับสัญญาณพาห้ หลังจากนั้นสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วนี้จะถูกนำไปมอดูเลตด้วยสัญญาณรหัสนี้ประกอบด้วยบิตต่าง ๆ ของรหัสหรือเรียกว่าชิพ ซึ่งอาจจะมีค่าเป็น +1 หรือ -1 และเพื่อที่จะให้ได้การแผ่ของสัญญาณตามต้องการ อัตราชิพ (Chip Rate) ของสัญญาณรหัสนี้จะต้องสูงกว่าอัตราชิพของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ สำหรับวิธีการมอดูเลตรหัส (Code Modulation) นั้นสามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธีแต่วิธีที่นิยมใช้กันคือ การมอดูเลตแบบ PSK อย่างเช่น BPSK, DBPSK, QPSK หรือ MSK (Minimum Shift Keying) ถ้าทำการคูณสัญญาณข้อมูลด้วยสัญญาณรหัสนี้โดยตรง โดยไม่ได้ทำการมอดูเลตสัญญาณข้อมูลนั้นก่อน และใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK จะสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.4 [18]

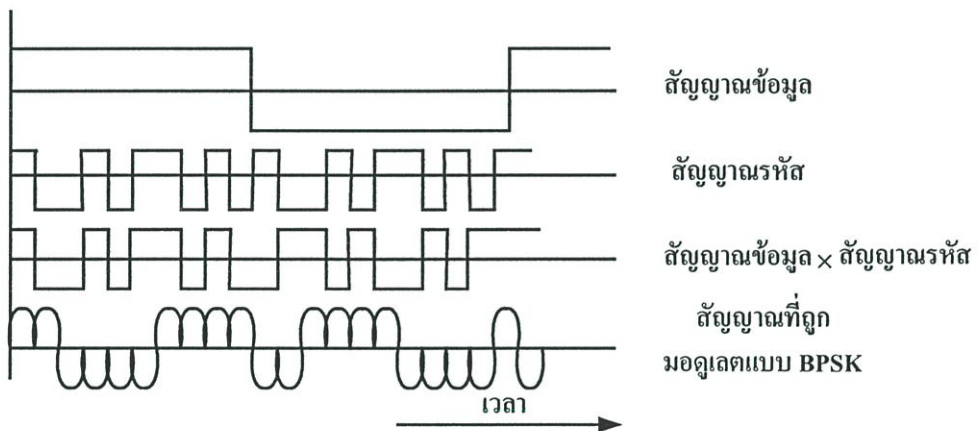


รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS - SSMA



รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS-SS

สัญญาณ DS-SS ที่ได้จากเครื่องส่งนี้แสดงดังรูปที่ 3.5 จากรูปจะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณรหัส 10 บิต ต่อสัญญาณข้อมูล 1 บิต (อัตราชีพของรหัสเป็น 10 เท่า ของอัตราชีพของข้อมูล) ดังนั้น จะได้อัตราขยายการประมวลผลเป็น 10 ในทางปฏิบัติอัตราการขยายการประมวลผลจะมีค่ามากกว่านี้มาก (จะมีค่าเป็น 10^2 ถึง 10^3) ที่เครื่องรับ แสดงดังรูปที่ 3.6 จะใช้การคีมอดูเลตแบบร่วมนัย และใช้ลำดับรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับในการคีสเปรคสัญญาณสเปกตรัมแผ่ การที่กระบวนการคีสเปสจะทำได้สำเร็จนั้นไม่เพียงแต่เครื่องรับจะต้องรู้ลำดับรหัสที่ถูกใช้ในการสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่ทางด้านส่งเท่านั้นแต่ยังต้องทำให้รหัสของสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับมีการซิงโครไนซ์กันกับสัญญาณรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับด้วย ซึ่งการซิงโครไนซ์นี้จะต้องทำได้สำเร็จตั้งแต่เริ่มต้นการรับสัญญาณและต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไปจนกระทั่งรับสัญญาณได้ทั้งหมด จากรูปที่ 3.6 ส่วนของการซิงโครไนซ์ดังกล่าวแสดงด้วยบล็อกโคอะแกรมของการซิงโครไนซ์ / การติดตาม (Tracking) ภายหลังจากการคีสเปรคสัญญาณข้อมูลและทำการคีมอดูเลตก็จะได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา

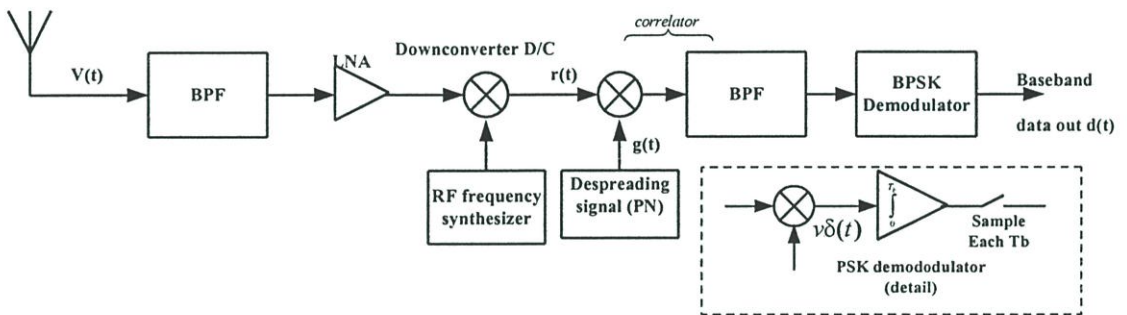


รูปที่ 3.5 การสร้างสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้วิธีการมอดูเลตรหัสแบบ BPSK โดยแกนตั้งเป็นขนาดของสัญญาณและแกนนอนเป็นเวลา

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงคุณสมบัติอันเป็นประโยชน์ของสัญญาณสเปกตรัมแผ่ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญที่สุดของระบบ CDMA คือ ความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง ความสามารถในการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ความสามารถในการขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบ และคุณสมบัติของการมีความน่าจะเป็นในการถูกคักจับสัญญาณที่ต่ำ ซึ่งจะทำให้

ระบบการสื่อสารมีความปลอดภัยและมีความเป็นส่วนตัวมากขึ้น ต่อไปจะได้อธิบายคุณสมบัติทั้ง 4 นี้ ในกรณีของ DS-SS

1) การเข้าถึงหลายทาง ถ้ามีผู้ใช้หลาย ๆ คนในช่องสัญญาณในขณะเวลาเดียวกันจะทำให้มีสัญญาณ DS หลาย ๆ สัญญาณที่มีการเหลื่อมทับ (Overlap) กันในทางเวลาและความถี่ ที่เครื่องรับจะใช้การคิโมดูเลตแบบร่วมนัย เพื่อกำจัดผลของการมอดูเลตและรหัสออกไป กระบวนการดังกล่าวจะเป็นการรวมกำลังของผู้ใช้ที่ต้องการคิเทคให้อยู่ในช่วงของความกว้างแถบข้อมูล ถ้าค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสของผู้ใช้ที่ต้องการและรหัสของผู้ใช้อื่น ๆ ที่เข้ามาแทรกสอดมีค่าน้อย การคิเทคแบบร่วมนัยจะทำให้มีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดอยู่ในความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น



รูปที่ 3.6 เครื่องรับสัญญาณ DS – SS

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ขบวนการหาค่าสหสัมพันธ์ที่ถูกต้องตามอุดมคติแล้ว ฟังก์ชันสหสัมพันธ์ที่อยู่ภายนอกช่วง $[-T_c, T_c]$ จะมีค่าเป็นศูนย์ เมื่อ T_c เป็นช่วงกว้างของชิพ แสดงว่าถ้าทำการรับสัญญาณที่ต้องการคิเทคและสัญญาณเดียวกันนี้ที่ถูกหน่วงเวลาไปมากกว่า $2T_c$ เมื่อใช้การคิโมดูเลตแบบร่วมนัยจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาไปถูกมองว่าเป็นสัญญาณแทรกสอด และจะมีส่วนของกำลังงานของสัญญาณแทรกสอดนี้อยู่ในช่วงความกว้างแถบของข้อมูลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

3) สัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบ การคิเทคแบบร่วมนัยที่เครื่องรับทำได้โดยการคูณสัญญาณที่รับไว้ด้วยลำดับของรหัสที่ถูกสร้างขึ้นที่เครื่องรับ ผลของกระบวนการดังกล่าวจะเหมือนกับการคูณสัญญาณแบนด์แคบด้วยลำดับของรหัสแบนด์กว้างที่เครื่องส่ง นั่นคือจะทำให้สเปกตรัมของสัญญาณแบนด์แคบมีการแผ่กว้างออก ดังนั้นกำลังงานของสัญญาณแบนด์แคบ ซึ่งอยู่ในช่วงของความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลจะมีค่าลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์ที่เท่ากับอัตราขยายการประมวลผล

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำเนื่องจากสัญญาณ DS นั้นจะใช้สเปกตรัมของสัญญาณทั้งหมดตลอดเวลาทำให้มีกำลังส่งต่อเฮิร์ตที่ต่ำมากจึงเป็นการยากที่จะทำการดักจับสัญญาณ DS นี้

นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้วระบบ DS-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอื่น ๆ อีกซึ่งสามารถแยกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

ข้อดีของระบบ DS-CDMA

- 1) การสร้างสัญญาณที่ถูกเข้ารหัสทำได้ง่ายโดยใช้กระบวนการคูณธรรมดา
- 2) วงจรสังเคราะห์ความถี่จะเป็นวงจรง่าย ๆ เนื่องจากใช้ความถี่พาห้เพียงความถี่เดียว
- 3) สามารถตีมอดูเลตสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้การตีมอดูเลตแบบร่วมนับได้
- 4) ไม่จำเป็นต้องมีการซิงโครไนซ์ระหว่างผู้ใช้

ข้อเสียของระบบ DS - CDMA

1) การเริ่มต้นและรักษาการซิงโครไนซ์ระหว่างรหัสของสัญญาณที่รับได้กับสัญญาณรหัสที่สร้างขึ้นทางด้านรับทำได้ยาก ซึ่งกระบวนการซิงโครไนซ์นี้จะต้องเกิดขึ้นภายในช่วงเวลาของชีพ

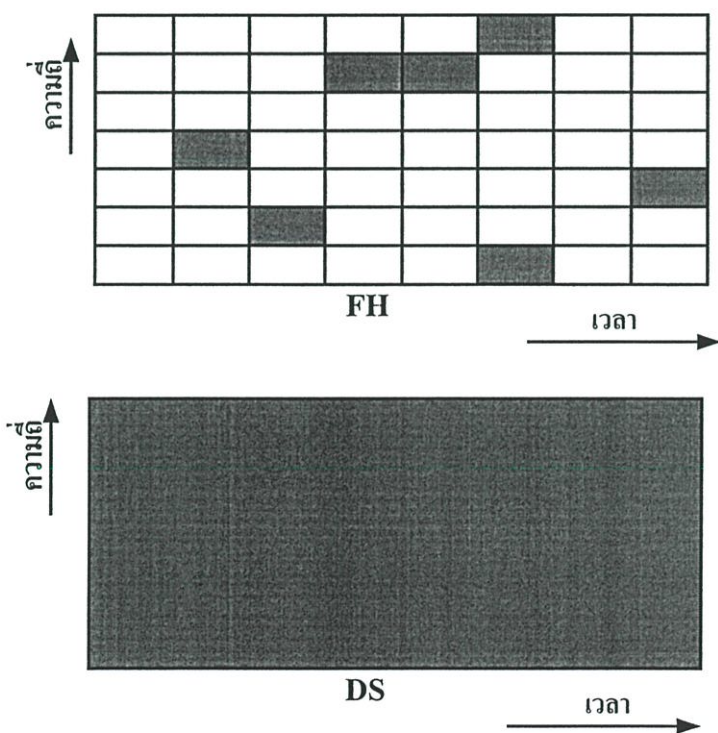
2) การที่จะรับสัญญาณได้อย่างถูกต้องขบวนการรหัสที่สร้างขึ้นจะต้องซิงโครไนซ์กับขบวนการรหัสที่รับได้ภายในช่วงเวลาของชีพ ซึ่งส่งผลให้ขนาดของความกว้างแถบในทางปฏิบัติถูกจัดอยู่ในช่วง 10-20 MHz

3) กำลังงานของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะมีค่ามากกว่ากำลังงานของสัญญาณที่รับได้จากผู้ใช้ที่อยู่ไกลออกไปมาก เนื่องจากผู้ใช้แต่ละคนจะส่งสัญญาณโดยใช้ความกว้างแถบที่มีทั้งหมด ดังนั้นผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานจะทำให้เกิดการแทรกสอดอย่างมากต่อผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน ทำให้ไม่สามารถทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานได้ผล กระทบที่เกิดจากอิทธิพลของคนใกล้-ไกลของสัญญาณ (Near-Far Effect) นี้สามารถแก้ไขได้โดยใช้กระบวนการควบคุมกำลังงาน (Power Control) ซึ่งทำให้สถานีฐานทำการรับสัญญาณจากผู้ใช้ทั้งหมดด้วยกำลังงานเฉลี่ยที่เท่ากัน แต่อย่างไรก็ดีกระบวนการควบคุมกำลังงานนั้นทำได้ยากในทางปฏิบัติ

3.4.2 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของความถี่ (FH-SS)

สำหรับระบบ CDMA ที่ใช้วิธีการกระโดดของความถี่นั้น ความถี่พาห้ของสัญญาณข้อมูลที่ถูกมอดูเลตจะมีค่าไม่คงที่แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นคาบเวลา นั่นคือในช่วงเวลา T ความถี่พาห้จะมีค่าคงที่แต่ในช่วงเวลา T ต่อมาความถี่พาห้จะกระโดดไปยังความถี่อื่น (หรืออาจจะเป็นความถี่เดิมก็ได้) รูปแบบ (Pattern) ของการกระโดดจะเป็นไปตามการควบคุมจากสัญญาณรหัส

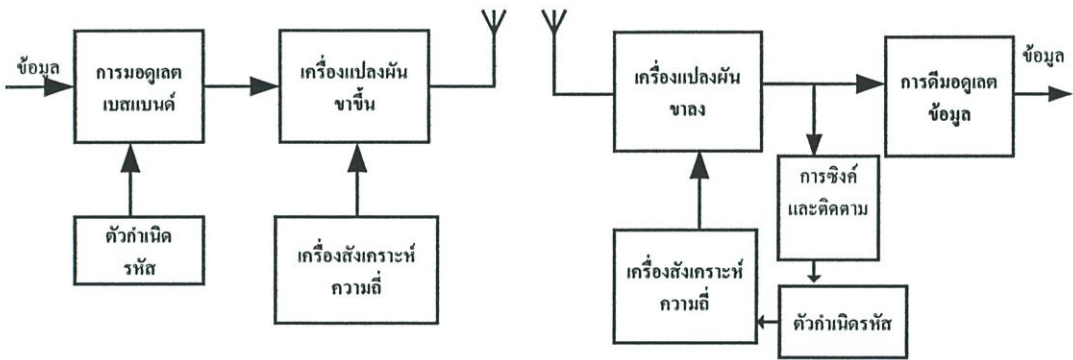
กลุ่มของความถี่พาหุที่มีทั้งหมดเรียกว่า เซตของการกระโดด (Hop Set) การใช้ย่านความถี่ของระบบ FF-SS จะแตกต่างจากระบบ DS-SS สำหรับระบบ DS นั้น เมื่อทำการส่งสัญญาณจะใช้ย่านความถี่ทั้งหมด ในขณะที่ระบบ FH จะใช้ย่านความถี่เพียงส่วนเล็ก ๆ ของความกว้างแถบเท่านั้น เมื่อมีการส่งสัญญาณ แต่จะมีตำแหน่งของย่านความถี่ดังกล่าวแตกต่างกันในแต่ละเวลาสมมติว่าระบบ FH ทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่ในย่านความถี่แบนด์สองในคาบเวลาแรก (ดูรูปที่ 3.7) แต่ระบบ DS จะทำการส่งสัญญาณในคาบเวลาเดียวกันด้วยการแผ่กำลังของสัญญาณไปตลอดย่านความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด ดังนั้นกำลังงานที่ถูกส่งออกไปในย่านความถี่แบนด์หนึ่งจะมีค่าน้อยกว่าระบบ FH มาก แต่อย่างไรก็ดีระบบ DS นั้นจะทำการส่งสัญญาณในย่านความถี่แบนด์หนึ่งในช่วงเวลาทั้งหมดของคาบเวลา ในขณะที่ระบบ FH จะใช้ย่านความถี่นี้เพียงช่วงหนึ่งของเวลาเท่านั้น ดังนั้น โดยเฉลี่ยแล้ว ทั้ง 2 ระบบ จะทำการส่งสัญญาณด้วยกำลังงานที่เท่ากันในย่านความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด ข้อแตกต่างระหว่างการครอบครองย่านความถี่ของระบบ FH-SS และระบบ DS-SS แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การครอบครองเวลา/ย่านความถี่ของสัญญาณ FH และ สัญญาณ DS

บล็อกไดอะแกรมของระบบ FH-CDMA แสดงดังรูปที่ 3.8 สัญญาณข้อมูลจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ (Baseband) ที่ถูกมอดูเลตกับสัญญาณพาหุโดยสามารถใช้เทคนิคการมอดูเลตได้หลายวิธี แต่

ในการประยุกต์ใช้งานระบบ FH จริง ๆ ไม่สามารถใช้ได้ทุกวิธี โดยมักจะใช้การมอดูเลตแบบ FM สำหรับสัญญาณแอนาล็อกและใช้การมอดูเลตแบบ GSK (Gaussian Shift Keying) สำหรับสัญญาณดิจิทัล จากรูปจะใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้อย่างรวดเร็ว โดยการควบคุมจากสัญญาณรหัส ดังนั้นความถี่พาห้จะถูกแปลงความถี่ให้สูงขึ้นเป็นความถี่ในการส่งสัญญาณ (Transmission Frequency) ที่เครื่องรับจะใช้วิธีกลับกันกับทางด้านส่ง โดยใช้วงจรกำเนิดขบวนรหัสเพื่อนำมาใช้ในการแปลงความถี่ของสัญญาณที่รับได้ให้ต่ำลงมาเป็นความถี่พาห้ ซึ่งใช้ในการมอดูเลตสัญญาณเบสแบนด์ทางด้านส่ง หลังจากนั้นก็ทำการดีมอดูเลตจึงได้สัญญาณข้อมูลเดิมกลับคืนมา วงจรซิงโครไนซ์ และการติดตาม (Synchronize / Tracking) จะถูกนำมาใช้ในการทำให้การกระโดดของความถี่พาห้ที่สร้างขึ้นทางด้านรับเป็นไปอย่างซิงโครไนซ์กับรูปแบบการกระโดดของสัญญาณพาห้ที่รับไว้ ดังนั้นจึงสามารถทำการดีสเปรดสัญญาณได้อย่างถูกต้อง



รูปที่ 3.8 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ FH - CDMA

ระบบ FH-CDMA นี้สามารถจำแนกความแตกต่างโดยใช้อัตราการกระโดดของความถี่พาห้ได้ดังนี้ ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่ามากกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่า เป็นการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการกระโดดของความถี่อย่างรวดเร็ว (Fast Frequency Hopping (F-FH) CDMA) สำหรับกรณีนี้จะมีการเปลี่ยนแปลงความถี่พาห้หลายครั้งในช่วงเวลาการส่งข้อมูล 1 บิต นั่นคือ ข้อมูล 1 บิต จะถูกส่งออกไปในหลาย ๆ ความถี่ แต่ถ้าจำนวนของการกระโดดมีค่าน้อยกว่าอัตราข้อมูลมาก ๆ จะเรียกว่าการเข้าถึงหลายทางแบบแบ่งรหัสโดยใช้วิธีการกระโดดของความถี่อย่างช้า (Slow Frequency Hopping (S-FH) CDMA) สำหรับกรณีนี้จะมีบิตข้อมูลหลายบิตถูกส่งที่ความถี่เดียวกัน การครอบครองย่านความถี่ที่ความถี่ในการกระโดดใด ๆ ไม่เพียงแต่จะขึ้นอยู่กับความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลเท่านั้น ยังขึ้นอยู่กับรูปร่างของสัญญาณที่มีการกระโดดและความถี่ในการกระโดดอีกด้วย ถ้าความถี่ในการกระโดดมีค่าน้อยกว่าความกว้างแถบของสัญญาณข้อมูลมาก ๆ (กรณี S-FH) ปัจจัยสำคัญที่จะควบคุมการครอบครองย่านความถี่คือความ

กว้างแถบของข้อมูล แต่ถ้าความถี่ในการกระโดดมีค่ามากกว่าความกว้างแถบของข้อมูลความถี่ที่ความถี่ในการกระโดดใด ๆ และรูปร่างพัลส์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (เป็นผลให้มีการเปลี่ยนแปลงความถี่อย่างรวดเร็ว) ย่านความถี่ที่ครอบครองจะมีความกว้างแถบแผ่กว้างออกมาก เป็นผลทำให้จำกัดจำนวนความถี่ในการกระโดด ถ้าทำให้การเปลี่ยนแปลงของความถี่เป็นไปอย่างราบเรียบ (Smooth) ความกว้างแถบของสัญญาณที่แต่ละความถี่ในการกระโดดจะมีค่าประมาณ $1/T_h$ เท่ากับความกว้างแถบของความถี่ที่ใช้งานทั้งหมด เมื่อ T_h มีค่าเท่ากับความถี่ในการกระโดด การจะทำให้การเปลี่ยนแปลงความถี่เป็นไปอย่างสม่ำเสมอ นั้นทำได้โดยการลดกำลังให้ต่ำลงก่อนที่จะมีการกระโดดของความถี่แล้วเพิ่มขึ้นอีกครั้งเมื่อความถี่ในการกระโดดได้เปลี่ยนแปลงไปแล้วสำหรับระบบ FH-CDMA นั้นจะมีคุณสมบัติในเรื่องของความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง การขจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบ และการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ดังนี้

1) การเข้าถึงหลายทาง ในระบบ F-FH นั้น 1 บิต ข้อมูลจะถูกส่งไปในพื้นที่ความถี่ต่างกัน ถ้าผู้ใช้ที่สนใจ เป็นเพียงผู้ใช้เดียวที่ส่งสัญญาณไปในพื้นที่ความถี่ทั้งหมด กำลังงานที่รับได้ของสัญญาณที่ต้องการคิดจะมีความมากกว่ากำลังงานของสัญญาณแทรกสอดมาก ดังนั้นจึงสามารถรับสัญญาณได้อย่างถูกต้อง สำหรับระบบ S-FH หลาย ๆ บิต จะถูกส่งไปโดยใช้ความถี่เดียวกัน ถ้าความน่าจะเป็นที่จะมีผู้ใช้อื่นทำการส่งสัญญาณในพื้นที่ความถี่เดียวกันมีค่าต่ำเพียงพอสัญญาณจากผู้ใช้งานที่ต้องการจะถูกรับได้อย่างถูกต้องตลอดช่วงเวลาที่ทำการส่ง ในช่วงเวลาดังกล่าวถ้ามีสัญญาณแทรกสอดที่ส่งมาจากผู้ใช้อื่นในพื้นที่ความถี่เดียวกัน จะใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาด (Error Correcting Code) ในการนำสัญญาณข้อมูลที่ถูกรับมาในช่วงเวลานั้นกลับคืนมาได้

2) สัญญาณแทรกสอดแบบหลายเส้นทาง ระบบ F-FH - CDMA ความถี่พาห้จะมีการเปลี่ยนแปลงหลายครั้งในช่วงของการส่ง 1 บิต ข้อมูลความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วจะถูกนำมามอดูเลตและส่งออกไปด้วยความถี่พาห้ต่าง ๆ กัน สัญญาณคลื่นพาห้ที่มีความถี่ต่างกันจะได้รับผลกระทบจากช่องสัญญาณหลายเส้นทาง (Multipath) ต่างกัน เป็นผลทำให้ความถี่ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตข้างต้นอาจจะถูกขยายที่ความถี่พาห้ความถี่หนึ่ง แต่จะถูกลดทอดที่ความถี่พาห้ อีกความถี่หนึ่งหรือในทางกลับกัน ที่เครื่องรับผลตอบแทนที่ความถี่ในการกระโดดต่าง ๆ กัน จะถูกเฉลี่ยและทำให้ผลของการแทรกสอดแบบหลายเส้นทางลดลง

3) สัญญาณแทรกสอดแบบแคบ สมมติว่ามีสัญญาณแบบแคบเข้ามาแทรกสอดที่ความถี่ในการกระโดด ถ้ามีความถี่ในการกระโดด G_p ความถี่ (เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผล) ผู้ใช้ที่ต้องการ (โดยเฉลี่ย) จะใช้ความถี่ในการกระโดดซึ่งจะมีการแทรกสอดอยู่เพียง $1/G_p$ เปอร์เซ็นต์ของเวลา ดังนั้นสัญญาณแทรกสอดจะถูกทำให้ลดลงด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น G_p

4) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ความยากในการดักจับสัญญาณ FH ไม่ได้อยู่ที่การใช้กำลังส่งที่ต่ำ ในช่วงระหว่างการส่งสัญญาณระบบ FH-CDMA จะใช้กำลังส่งต่อเฮิร์ต

สูงพอ ๆ กับการส่งแบบต่อเนื่อง แต่ความถี่ที่สัญญาณจะถูกส่งออกไปนั้นไม่สามารถทราบได้จากระบบอื่น นอกจากนี้ช่วงเวลาของการส่งสัญญาณที่แต่ละความถี่ก็ยังสั้นมากอีกด้วย ดังนั้น แม้ว่าสัญญาณ FH จะถูกคักจับได้ง่ายกว่าสัญญาณ DS แต่ก็ยังคงต้องใช้กระบวนการที่ยุ่งยากมากที่จะทราบความหมายของสัญญาณ นอกจากคุณสมบัติข้างต้น ระบบ FH-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะอีกหลายประการซึ่งสามารถแยกเป็นได้ทั้งข้อดีและข้อเสียดังนี้

ข้อดีของระบบ FH-CDMA

1) การซิงโครไนซ์ของระบบ FH-CDMA สามารถทำได้ง่ายกว่าระบบ DS-CDMA มาก การซิงโครไนซ์ของระบบ FH-CDMA นั้นจะต้องทำภายในช่วงของเวลาในการกระโดด (Hop Time) เนื่องจากการแผ่ของสเปกตรัมไม่สามารถทำได้โดยการใส่การกระโดดของความถี่ด้วยความเร็ว มาก ๆ แต่จะใช้การจัดให้มีเซตของการกระโดดขนาดใหญ่ ดังนั้นเวลาในการกระโดดจะมากกว่าเวลาของชีพของระบบ DS-CDMA มาก ทำให้ระบบ FH-CDMA อนุญาตให้มีค่าความผิดพลาดในการซิงโครไนซ์ที่มากกว่า

2) ความกว้างแถบที่ความถี่ในการกระโดดต่าง ๆ ที่สัญญาณ FH สามารถครอบครองใช้งานไม่จำเป็นต้องอยู่ติดกัน เนื่องจากสามารถสร้างวงจรสังเคราะห์ความถี่ให้สังเคราะห์ความถี่กระโดดข้ามส่วนของสเปกตรัมทางความถี่ที่แน่นอนได้เมื่อประกอบกับมีการซิงโครไนซ์ที่ง่ายทำให้สามารถมีความกว้างแถบสเปกตรัมแผ่ที่กว้างขึ้นมา

3) เนื่องจากระบบ FH-CDMA เป็นระบบสเปกตรัมแผ่แบบหลีกเลี่ยง (Avoidance SS) ความน่าจะเป็นที่ผู้ใช้หลายคนจะส่งสัญญาณในย่านความถี่เดียวกันในขณะเวลาเดียวกันจะมีค่าน้อย ถ้าผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานทำการส่งสัญญาณ สัญญาณดังกล่าวก็จะถูกรับได้ที่สถานีฐานแม้ว่าผู้ใช้ที่อยู่ใกล้กับสถานีฐานกำลังทำการส่งสัญญาณอยู่ก็ตามเนื่องจากผู้ใช้เหล่านั้นอาจจะกำลังส่งสัญญาณที่ความถี่อื่น ๆ อยู่ก็ได้ ด้วยเหตุนี้สมรรถนะในเรื่องของ near-far effect จะดีกว่าระบบ DS-CDMA มาก

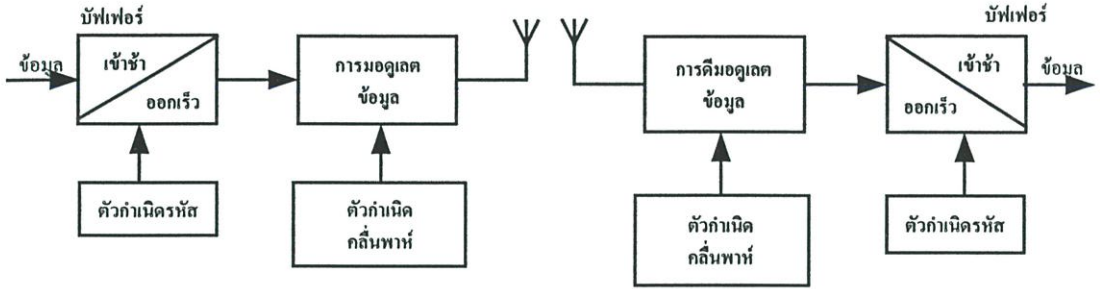
4) ระบบ FH-CDMA มีความเป็นไปได้ที่จะลดผลของสัญญาณแทรกสอดแบบค้เคบได้ ดีกว่าระบบ DS-CDMA เนื่องจากความเป็นไปได้ในการที่จะมีความกว้างแถบที่มากกว่า

ข้อเสียของระบบ FH - CDMA

- 1) จำเป็นต้องใช้วงจรสังเคราะห์ความถี่ที่มีความสลับซับซ้อนมาก
- 2) การเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของสัญญาณในการเปลี่ยนแปลงย่านความถี่จะทำให้การครอบครองความกว้างแถบที่ความถี่ในการกระโดดใด ๆ เพิ่มมากขึ้น เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงกรณีดังกล่าวสัญญาณจะต้องถูกปิดและเปิดใหม่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่
- 3) การมอดูเลตแบบร่วมนับทำได้ยาก เนื่องจากปัญหาของการรักษาความสัมพันธ์ของเฟสในช่วงเวลาของการกระโดด

3.4.3 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของเวลา (TH-SS)

ในระบบที่มีการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการกระโดดของเวลาสัญญาณข้อมูลจะส่ง Burst ภายในช่วงเวลาที่กำหนดรหัสของผู้ใช้แต่ละคน



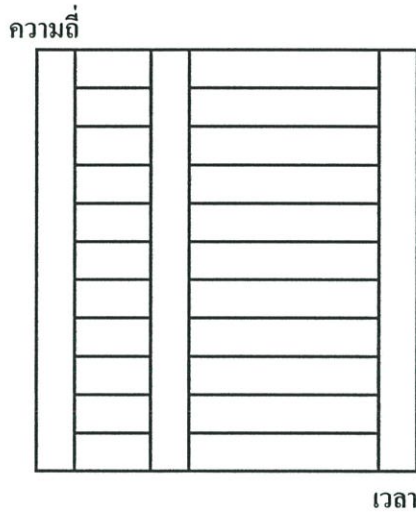
รูปที่ 3.9 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่งและเครื่องรับ TH-CDMA

ในแกนของเวลาจะถูกแบ่งออกเป็นเฟรมและแต่ละเฟรมจะถูกแบ่งออกเป็นไทม์สล็อตจำนวน M ไทม์สล็อต ในช่วงเวลาของแต่ละเฟรมผู้ใช้ระบบสามารถจะส่งสัญญาณไปในไทม์สล็อตใดไทม์สล็อตหนึ่งจากทั้งหมด M ไทม์สล็อตและแต่ละไทม์สล็อตก็จะถูกส่งออกไปโดยขึ้นอยู่กับสัญญาณรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้งานระบบแต่ละคน เนื่องจากผู้ใช้คนหนึ่งจะทำการส่งข้อมูลทั้งหมดภายใน 1 ไทม์สล็อตแทนที่จะทำการส่งข้อมูลไปในทั้งหมด M ไทม์สล็อต ดังนั้นความถี่ที่ใช้ในการส่งจะเพิ่มขึ้นด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น M บล็อกไดอะแกรมของระบบ TH-CDMA แสดงดังรูปที่ 3.10

รูปที่ 3.10 แสดงการพล็อตระหว่างเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA เมื่อทำการเปรียบเทียบรูปที่ 3.10 กับรูปที่ 3.7 จะเห็นว่าระบบ TH-CDMA นั้นใช้สเปกตรัมแบนด์กว้างทั้งหมดสำหรับในช่วงเวลาสั้น ๆ แทนที่จะใช้ส่วนหนึ่งของสเปกตรัมตลอดช่วงเวลาทั้งหมด และเช่นเดียวกับระบบ DS-CDMA และระบบ FH-CDMA จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติเกี่ยวกับความสามารถในการเข้าถึงหลายทาง การจัดสัญญาณแทรกสอด การจัดสัญญาณแทรกสอดแบบแคบ และการมีความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1) การเข้าถึงหลายทางความสามารถในการเข้าถึงหลายทางของสัญญาณ TH-SS สามารถทำได้ในทำนองเดียวกันกับสัญญาณ FH-SS คือ การทำให้ความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานหลาย ๆ คนที่ย่านความถี่เดียวกันและในขณะเวลาเดียวกันให้มีค่าน้อยเพียงพอสำหรับกรณีการกระโดดของเวลาการส่งสัญญาณทั้งหมดจะส่งไปในช่วงความถี่เดียวกัน ดังนั้นความน่าจะเป็นที่จะมีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานมากกว่า 1 คน ในขณะเวลาเดียวกันจะต้องมีค่าน้อย ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดรหัสต่าง ๆ กันให้กับผู้ใช้แต่ละคน ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้งานหลาย ๆ คนเกิดขึ้นจริง ก็สามารภมั่นใจได้ว่า สามารถรับสัญญาณจากผู้ที่ต้องการได้อย่างถูกต้อง

โดยการเข้ารหัสตรวจสอบความผิดพลาด ถ้ามีการชิงโครโนซักรหว่างผู้ใช้ทั้งหมด และรหัสที่กำหนดให้แก่ผู้ใช้แต่ละคนทำให้ไม่มีผู้ใช้ในระบบการส่งสัญญาณในไทม์สล็อตเดียวกันมากกว่า 1 คน ดังนั้นจะทำให้ระบบ TH-CDMA สามารถลดรูปเป็นระบบ TDMA ได้เมื่อไทม์สล็อตที่ผู้ใช้ทำการส่งไม่ได้ถูกกำหนดไว้ตายตัว แต่จะมีการเปลี่ยนแปลงแบบเฟรมต่อเฟรม



รูปที่ 3.10 การพล็อตระหว่างเวลาและความถี่ของระบบ TH-CDMA

2) สัญญาณแทรกสอดแบนด์แคบสัญญาณ TH-CDMA จะถูกส่งออกไปในลักษณะ ถูกลดเวลา ส่วนที่ลดลงนี้คือ $1/G_p$ เมื่อ G_p เป็นอัตราขยายการประมวลผล ที่เครื่องรับสัญญาณแทรกสอดจะถูกรับเข้ามาเพียงแคในช่วงเวลาที่ทำการรับสัญญาณที่ต้องการเท่านั้น ด้วยเหตุนี้จึงรับสัญญาณแทรกสอดเข้ามาเพียง $1/G_p$ เปรอร์เซ็นต์ ของเวลาทั้งหมดเท่านั้น จึงเป็นการลดกำลังของสัญญาณแทรกสอดลงด้วยค่าแฟคเตอร์เป็น G_p

3) ความน่าจะเป็นในการถูกดักจับสัญญาณต่ำ สำหรับระบบ TH-CDMA ผู้ใช้แต่ละคนจะทำการส่งสัญญาณด้วยความถี่ที่คงที่แต่เวลาที่ผู้ใช้แต่ละคนทำการส่งนั้นไม่สามารถทราบได้จากระบบอื่นและช่วงเวลาในการส่งยังสั้นมากนอกจากนี้สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนจะมีลักษณะเฉพาะในเรื่องของเวลาที่ทำการส่ง ดังนั้นแม้ว่าเครื่องรับจากระบบอื่นจะทำการดักจับสัญญาณได้ก็เป็นการยากที่จะแบ่งแยกจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของการส่งได้ นอกจากนั้นยังไม่สามารถทราบได้ว่าการส่งใดเป็นของผู้ใช้คนใด

นอกจากคุณสมบัติข้างต้นแล้ว ระบบ TH-CDMA ยังมีคุณสมบัติเฉพาะ ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นทั้งข้อดีและข้อเสีย ดังนี้

ข้อดีของระบบ TH-CDMA

- 1) การนำไปสร้างใช้งานทำได้ง่ายกว่าระบบ FH-CDMA
- 2) เมื่อเครื่องส่งมีกำลังเฉลี่ยจำกัดแต่มีกำลังสูงสุด (Peak Power) ไม่จำกัด ระบบ TH-CDMA จะมีความเหมาะสมที่จะนำมาใช้งาน เนื่องจากข้อมูลได้ถูกส่งออกไปใน burst สั้น ๆ ด้วยกำลังงานสูง
- 3) มีปัญหาจาก Near-Far Effect น้อยมากเช่นเดียวกับระบบ FH-CDMA เนื่องจากเป็นระบบแบบมีการหลีกเลี่ยง ดังนั้นตลอดเวลาเครื่องปลายทางที่อยู่ไกลจากสถานีฐานจะทำการส่งสัญญาณเพียงเครื่องเดียวโดยไม่ถูกรบกวนจากการส่งสัญญาณจากสถานีที่อยู่ใกล้เคียง

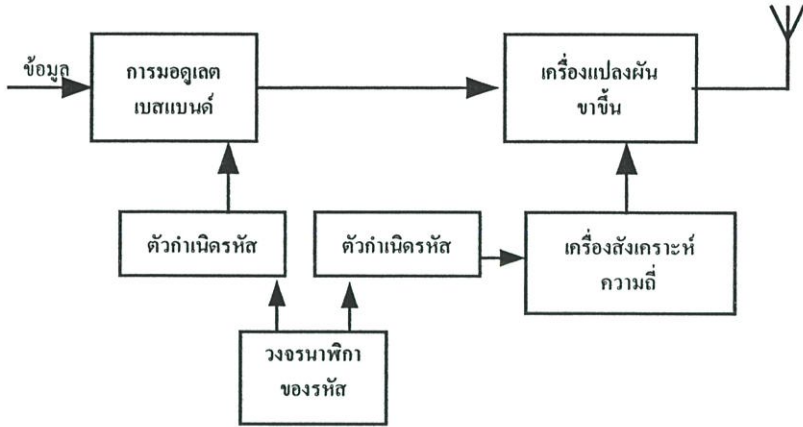
ข้อเสียของระบบ TH-CDMA

- 1) ต้องใช้เวลานานก่อนที่รหัสจะซิงโครไนซ์กัน แต่เครื่องรับต้องรักษาการซิงโครไนซ์ไว้เพียงช่วงเวลาสั้น ๆ เท่านั้น
- 2) ถ้ามีการส่งสัญญาณจากผู้ใช้หลาย ๆ คนเกิดขึ้น จะทำให้บิตข้อมูลจำนวนมากเกิดความเสียหาย ดังนั้นจะต้องใช้รหัสตรวจสอบความผิดพลาดที่ดีและจำเป็นต้องมีการวางสลับทางบิต (Data Interleaving)

3.4.4 การเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการไฮบริด

ระบบการเข้าถึงหลายทางแบบสเปกตรัมแผ่ใช้วิธีการไฮบริด จะรวมถึงระบบ CDMA ทั้งหมดที่ใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมตั้งแต่ 2 วิธีขึ้นไปร่วมกัน จากเทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ทั้ง 3 วิธีที่อธิบายไว้ข้างต้น ได้แก่ การมอดูเลตแบบ DS การมอดูเลตแบบ FH และการมอดูเลตแบบ TH ทำให้สามารถสร้างระบบไฮบริดที่อาจเป็นได้ดังนี้ DS/FH, DS/TH, FH/TH และ DS/FH/TH

แนวคิดของระบบไฮบริด คือเพื่อที่จะรวมข้อดีของเทคนิคการมอดูเลตแต่ละเทคนิคเข้าด้วยกัน ตัวอย่างเช่น ระบบ DS/FH จะได้ข้อดีในเรื่องของการต่อต้านผลกระทบจากสัญญาณหลายเส้นทางของระบบ DS รวมกับคุณสมบัติในเรื่องผลกระทบจากความใกล้-ไกลของสัญญาณ (Near-far Effect) ของระบบ FH แต่ข้อเสียของระบบไฮบริดคือเรื่องของเครื่องส่งและเครื่องรับที่มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น ตัวอย่างบล็อกไดอะแกรมของเครื่องส่ง DS/FH CDMA แสดงดังรูปที่ (3.11) จากรูปเบื้องต้นสัญญาณข้อมูลจะทำให้เป็นสัญญาณสเปกตรัมแผ่โดยใช้สัญญาณรหัส DS หลังจากนั้นสัญญาณสเปกตรัมแผ่จะถูกนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาห่ที่มีการกระโดดของความถี่สอดคล้องกับลำดับรหัสอีกอันหนึ่ง โดยใช้สัญญาณนาฬิกาควบคุมรหัส (Code Clock) เพื่อให้รหัสทั้งสองมีความสัมพันธ์ที่คงที่ต่อกัน



รูปที่ 3.11 เครื่องส่งไฮบริด DS-FH

ในวิทยานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงแต่ระบบ DS-SS ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดบางส่วนดังนี้

3.5 DS-SS (Direct Sequence-Code Division Multiple Access)

ในปัจจุบันนี้เทคนิคการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ที่สามารถนำไปใช้อย่างจริงจังในเชิงพาณิชย์ของระบบ CDMA มีเพียงเทคนิคไคเรตซ์ซีแควนซ์เท่านั้นไม่ว่าจะเป็น มาตรฐาน IS-95 หรือมาตรฐานของการสื่อสารไร้สายในรุ่นที่ 3 ซึ่งกำลังอยู่ในระหว่างร่างมาตรฐาน ดังนั้นระบบ CDMA ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะหมายถึงระบบ DS-SS เท่านั้น

3.5.1 ระบบ CDMA แบบธรรมดา (Conventional DS-SS System)

ระบบ CDMA แบบธรรมดาหมายถึงระบบ CDMA รุ่นที่ 1 ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันซึ่งเครื่องรับของผู้ใช้แต่ละคนในระบบจะเป็นเครื่องรับแบบแมตช์ (Match Filter) เมื่อใช้เครื่องรับแบบนี้ผู้ใช้แต่ละคนจะมองสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ หรือ MAI เหมือนกับเป็นสัญญาณรบกวนซึ่งไม่สามารถขจัดออกไปได้ ดังนั้นถ้าจำนวนผู้ใช้ในระบบเพิ่มขึ้นสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น ๆ จะเพิ่มมากขึ้นด้วย ซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการรับส่งข้อมูลขึ้น ดังนั้นเพื่อที่จะทำให้ระบบสามารถให้บริการในอัตราความผิดพลาดที่ต้องการ จำนวนผู้ใช้สูงสุดในระบบจะต้องเป็นค่าที่ยังทำให้ MAI ไม่มากเกินไปจนรับข้อมูลผิดพลาดเกินค่าที่ต้องการ ซึ่งหมายถึงความจุของระบบถูกจำกัดด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอด MAI นอกจากนี้แล้วเนื่องจากไม่สามารถขจัด MAI ออกไปได้ทำให้สมรรถนะของผู้ใช้ในระบบลดลงเมื่อกำลังของผู้ใช้คนอื่น ๆ ที่มากจนมันเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ระบบในยุคนี้ไวต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่ผู้ใช้แต่ละคนอยู่ห่าง

จากสถานีฐานไม่เท่ากัน เป็นเหตุให้กำลังที่มาถึงสถานีฐานไม่เท่ากัน ดังนั้นต้องมีการควบคุมกำลังส่งเพื่อให้สัญญาณที่มาถึงสถานีฐานของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าเท่า ๆ กัน

สรุปได้ว่าปัญหาในยุคนี้มีอยู่ด้วยกัน 2 ประการ คือ

- 1) สัญญาณจากผู้ใช้แต่ละคนที่ไปรบกวนซึ่งกันและกันและกันไม่สามารถขจัดออกไปได้ทำให้สมรรถนะลดลงทุกคน ส่งผลให้ระบบในยุคนี้เป็นระบบที่ความจุถูกจำกัดด้วยสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้
- 2) ในกรณีที่มีปรากฏการณ์ใกล้-ไกลเกิดขึ้น จำเป็นต้องใช้การควบคุมกำลังส่งในการต่อสู้กับปัญหานี้

3.5.2 มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection) และระบบ CDMA ในรุ่นที่ 3 (3rd generation CDMA)

สืบเนื่องจากระบบการสื่อสารแบบแบ่งแยกด้วยรหัสชนิดโคเรกต์ซีเควเนซเป็นระบบที่ได้รับการคาดหมายว่าจะถูกนำไปใช้เป็นแอร์-อินเตอร์เฟซสำหรับระบบใหม่ ๆ ในอนาคต และก็เป็นที่น่าทึ่งกันว่าระบบในยุคใหม่ต้องการให้ความจุของระบบสูงกว่าระบบในรุ่นก่อน ๆ ดังนั้น จึงต้องหาวิธีที่จะเพิ่มความจุของระบบขึ้น ซึ่งจากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าปัจจัยที่มีผลต่อความจุของระบบ DS-CDMA ที่สำคัญคือปัญหาเรื่องการรบกวนกันระหว่างผู้ใช้หรือสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นที่เรียกว่า MAI ดังนั้น ในการเพิ่มความจุของระบบ DS-CDMA เพื่อให้สอดคล้องกับความต้องการความจุเพิ่มขึ้นของการสื่อสารในอนาคต จะต้องมีวิธีการขจัดสัญญาณแทรกสอดที่มีประสิทธิภาพ หนึ่งในวิธีการที่ได้รับความสนใจอย่างมากคือการใช้เครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์ซึ่งนำเอาความรู้เกี่ยวกับผู้ใช้คนอื่น ๆ ในเซลล์มาจัด MAI ให้กับผู้ใช้แต่ละคนในเซลล์นั้น และเครื่องรับแบบมัลติยูสเซอร์นั้นนอกจากจะถูกออกแบบให้ขจัด MAI ได้แล้ว ยังมีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลดีขึ้น ทำให้ลดปัญหาซึ่งเกิดจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ที่ทำให้ต้องทำการควบคุมกำลังอย่างเข้มงวดในระบบเซลล์ลาร์ CDMA ปัจจุบันอีกด้วย

3.5.2.1. มัลติยูสเซอร์ดีเทกชัน (Multiuser Detection)

พิจารณาที่สถานีฐานจะพบว่าสถานีฐานต้องมีการรับส่งสัญญาณกับผู้ใช้ทุกคนในเซลล์ ทำให้เครื่องรับที่สถานีฐานทราบสเปกตรัมโคดของผู้ใช้ทุกคนในเซลล์นั้น ดังนั้นจึงมีผู้เสนอเครื่องรับชนิดหนึ่งขึ้นมาเรียกว่ามัลติยูสเซอร์ดีเทกชันเพื่อใช้ที่สถานีฐาน ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้อาศัยความรู้เกี่ยวกับสเปกตรัมโคดและสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ในเซลล์มาช่วยในการลดการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (MAI) ออกไปเสียก่อนที่จะนำไปตัดสินใจ (Decision) สำหรับที่ตัวเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่จะรู้เฉพาะสเปกตรัมโคดของตัวเองเท่านั้น ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันได้ แต่อย่างไรก็ตามปกติแล้วระบบเชื่อมโยงขาขึ้น (Up Link หรือ Reverse Link) ซึ่งเป็นการส่งจากเครื่องโทรศัพท์เคลื่อนที่ไปสถานีฐานมักจะมีควมคับคั่งมาก

กว่าระบบเชื่อมโยงขาหลัง (Down Link หรือ Forward Link) ซึ่งเป็นการส่งจากสถานีฐานไปยังโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังนั้นการเพิ่มความจุให้กับระบบเชื่อมโยงขาขึ้น โดยการใช้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่สถานีฐานก็เหมือนเป็นการเพิ่มความจุของระบบทั้งระบบไปด้วย [20-22] มีการวิจัยเกี่ยวกับมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันมาเรื่อย ๆ แต่จุดที่ทำให้เกิดมีการสนใจอย่างกว้างขวางจะเกิดจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimal Receiver) ซึ่งเป็นมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันซึ่งเสนอโดย Verdu [23] ในปีค.ศ. 1984 โดย Verdu ได้แสดงให้เห็นว่าระบบ CDMA นั้นแท้จริงแล้วไม่ได้เป็นระบบที่ถูกจำกัดด้วยปัญหาสัญญาณแทรกสอดระหว่างผู้ใช้หรือปัญหาปรากฏการณ์ใกล้-ไกลดังที่เข้าใจกันมาแต่อย่างใด ทั้งสองประการนี้เป็นข้อจำกัดของเครื่องรับแบบปกติที่ใช้กันในระบบ CDMA รุ่นที่ 2 ซึ่งเรียกกันว่าเครื่องรับแบบแมตซ์เท่านั้น หลังจากนั้นเป็นต้นมางานวิจัยและพัฒนา มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันก็ได้ได้รับความสนใจอย่างกว้างขวางเนื่องจากเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดของ Verdu นั้นซับซ้อนเกินกว่าจะนำไปใช้ได้จริง มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันซึ่งสมรรถนะต่ำลงแต่ความซับซ้อนน้อยกว่า หรือเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Suboptimal Receiver) ชนิดต่าง ๆ จึงถูกเสนอขึ้นมา ซึ่งภาพรวมของหลักการของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันประเภทต่าง ๆ ที่มีผู้เสนอขึ้นจะเป็นดังนี้

3.5.2.2 เครื่องรับที่เหมาะสมที่สุด (Optimal Receiver)

มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันที่เป็นเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดถูกเสนอโดย Verdu [23] ใช้หลักการของ Maximum-Likelihood Sequence Estimation (MLSE) ในการหาลำดับของสัญญาณที่ส่งมา นั่นคือจะพิจารณาชุดของข้อมูลที่เป็นไปได้ทั้งหมดและถือว่าชุดของข้อมูลที่ทำให้สัญญาณเหมือนลำดับของสัญญาณที่รับได้มากที่สุดเป็นข้อมูลที่ผู้ใช้ส่งมา อย่างไรก็ตามแม้มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันประเภทนี้จะมีสมรรถนะที่ดีมากแต่ก็มีข้อเสียคือ มีความซับซ้อนซึ่งเพิ่มตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โปเนนเชียลรวมทั้งต้องการทราบค่าพารามิเตอร์ของระบบจำนวนมาก ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่จะมุ่งวิจัยเครื่องรับซึ่งมีสมรรถนะด้อยกว่ามัลติยูสเซอร์ที่เหมาะสมที่สุดแต่ยังให้สมรรถนะดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์เป็นหลัก

3.5.2.3 เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไป (Suboptimal receiver)

เครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปเป็นเครื่องรับที่มีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับที่เหมาะสมที่สุดแต่ยังดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์รวมทั้งความซับซ้อนไม่ได้เพิ่มตามจำนวนผู้ใช้แบบเอกซ์โปเนนเชียล และเครื่องรับที่เหมาะสมรองลงไปแบ่งได้เป็นประเภทที่สำคัญ 2 ประเภท [20-22] คือ แบบเชิงเส้นและแบบไม่เชิงเส้น

3.5.2.3.1 เครื่องรับแบบเชิงเส้น

เครื่องรับแบบนี้จะถูวางอยู่ในตำแหน่งหลังจากเครื่องรับแบบแมตซ์ สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบแมตซ์ของผู้ใช้ทุกคนจะถูกส่งผ่านเครื่องรับแบบเชิงเส้นก่อนที่จะเข้าสู่กระบวนการตัดสินใจ ซึ่งเครื่องรับนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดด้วยกัน คือ

- **ดีคอร์เรเลเตอร์ (Decorrelator) [22-27]** เครื่องรับชนิดนี้จะมีผลตอบเป็นอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Correlation Matrix) ของสเปรคคิงโค้ดของผู้ใช้ทุกคนในระบบ แต่เครื่องรับแบบนี้จะให้ผลไม่ดีนักเมื่อสัญญาณรบกวนมีค่าสูงเมื่อเทียบกับ MAI
- **เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด (Minimum Mean Square Error (MMSE) Receiver) [20-27]** เครื่องรับชนิดนี้มีผลตอบเป็นอินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสเปรคคิงโค้ดของผู้ใช้ร่วมกับเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวน ซึ่งเครื่องรับชนิดนี้ให้ผลใกล้เคียงกับดีคอร์เรเลเตอร์ในช่วง SNR (Signal to Noise Ratio) สูง ๆ แต่จะให้ผลดีกว่าในช่วง SNR ต่ำ ๆ

นอกจากนั้นแล้วเครื่องรับแบบเชิงเส้นทั้งสองนี้ยังได้รับการพัฒนาต่อมาให้มีโครงสร้างแบบปรับตัวเองโดยอัตโนมัติเพื่อลดความซับซ้อนในการอินเวอร์สเมตริกซ์อีกด้วย สำหรับเครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาดนั้นมีการพัฒนาต่อมาจนในที่สุดสามารถขจัด MAI โดยไม่ต้องทราบสเปรคคิงโค้ดของผู้ใช้คนอื่น ๆ และสัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ ได้

3.5.2.3.2 เครื่องรับแบบไม่เชิงเส้น

หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือจะทำการประมาณสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่น ๆ ที่ไม่ต้องการมาหักล้างออกจากสัญญาณรวมเพื่อหาข้อมูลจากผู้ใช้ที่ต้องการออกมา ซึ่งเครื่องรับแบบไม่เชิงเส้นนี้ได้รับความนิยมในการวิจัยมีอยู่ 3 ชนิดด้วยกันคือ

- **เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง (Successive Interference Cancellation (SCI)) [11-13], [16],[19],[22],[23],[45],[48],[50-51]** หลักการของเครื่องรับแบบนี้คือ หาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังแรงสูงที่สุดออกมาก่อนโดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ หลังจากนั้นหักล้างการรบกวนของผู้ใช้คนนี้ออกจากสัญญาณรวม และนำสัญญาณที่ผ่านการหักล้างนี้ไปหาบิตข้อมูลของผู้ใช้ที่มีกำลังสูงสุดในบรรดาผู้ใช้ที่ยังไม่ได้ตรวจจับสัญญาณ โดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ เมื่อทำซ้ำกระบวนการเดิมไปเรื่อย ๆ ก็จะได้บิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาอย่างต่อเนื่องกัน
- **เครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน (Multistage receiver หรือ Parallel Interference Cancellation (PIC)) [12-13],[16],[19],[23-25]** หลักการของเครื่องรับแบบนี้ คือ จะทำการประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้ทุกคนออกมาก่อนในขั้นแรกโดยใช้เครื่องรับแบบแมตซ์ แล้วนำบิตข้อมูลเหล่านั้นไปช่วยในการหักล้างการรบกวนของผู้ใช้ที่ไม่ต้องการจากผู้ใช้ที่ต้องการพร้อม ๆ กันทุกคน ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะนำเอาแบบแผนของเครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนานมาขจัดสัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิด เนื่องจากลักษณะการทำงานที่ไม่ซับซ้อนของเครื่องรับชนิดนี้
- **เครื่องรับแบบป้อนกลับ** สำหรับเครื่องรับแบบป้อนกลับที่ใช้ในการแก้ปัญหา MAI นั้นได้ถูกเสนอขึ้นมาหลาย ๆ แบบ แบบแรกคือเครื่องรับแบบป้อนกลับชนิดผู้ใช้เดี่ยว (Single User) [26]

ซึ่งป้อนกลับข้อมูลที่ตัดสินบิตไปแล้วของผู้ใช้คนที่ต้องการ ณ เวลาต่างๆ กลับมาช่วยหักล้าง MAI แต่ผลที่ได้ปรากฏว่าส่วนป้อนกลับไม่ได้ช่วยขจัด MAI มากนัก ดังนั้นงานวิจัยส่วนใหญ่ที่เกี่ยวเนื่องกับการขจัด MAI ด้วยเครื่องรับแบบป้อนกลับจึงมุ่งไปที่เครื่องรับแบบป้อนกลับประเภทที่ใช้สัญญาณของผู้ใช้คนอื่น ๆ มาป้อนกลับไปช่วยในการขจัด MAI โดยใช้การห้วงเวลารอและการคำนวณหา Cholesky Decomposition ให้กับเมตริกซ์รวมทั้งการอินเวอร์สเมตริกซ์ ซึ่งเรียกว่า มัลติยูสเซอร์ดีเทกชันแบบป้อนกลับ (Decorrelating Decision Feedback Multiuser Detection (DDFMD)) [11-13], [16- 17], [20], [27]

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบข้อดี-ข้อเสียของมัลติยูสเซอร์ดีเทกชันของแต่ละแบบ

เครื่องรับ	ข้อดี	ข้อเสีย
ดีคอรเรเลเตอร์	ไม่ต้องการทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง	<ul style="list-style-type: none"> ในภาวะสัญญาณรบกวนมากๆ จะมีสมรรถนะต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ ต้องทำการอินเวอร์สเมตริกซ์
เครื่องรับแบบลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด	มีการคิดผลของสัญญาณรบกวนด้วย ทำให้ในภาวะสัญญาณรบกวนสูง ๆ ได้ผลคล้ายเครื่องรับแบบแมตซ์ ส่วนในสภาวะสัญญาณรบกวนต่ำจะได้ผลแบบดีคอรเรเลเตอร์	<ul style="list-style-type: none"> ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง ต้องทำการอินเวอร์สเมตริกซ์
เครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง	<ul style="list-style-type: none"> ง่ายในการนำไปใช้จริง เพราะจะเพิ่มฮาร์ดแวร์ (Hardware) น้อยที่สุดในบรรดามัลติยูสเซอร์ดีเทกชันทั้งหมด ไม่ต้องทำการอินเวอร์สเมตริกซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง ผู้ใช้ที่มีขนาดสัญญาณสูงสุดจะไม่ได้สมรรถนะดีขึ้นจากเครื่องรับแบบแมตซ์เลย กรณีที่ไม่เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้ไกลและกรณี MAI ต่ำๆ จะให้ BER ที่ดีกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ไม่มากนัก เกิดเวลาหน่วงเนื่องจากขึ้น

		<p>ตอนการประมาณข้อมูลของผู้ใช้แต่ละราย โดยเฉพาะผู้ใช้คนท้ายๆ ต้องรอนานมาก</p> <ul style="list-style-type: none"> • ต้องมีการเรียงลำดับผู้ใช้ตามขนาดของสัญญาณที่มาถึง
เครื่องรับแบบหักล้างอย่างขนาน	<ul style="list-style-type: none"> • ผู้ใช้ทุกคนได้บิตข้อมูลที่ตรวจจับพร้อมกันต่างจากเครื่องรับแบบหักล้างอย่างต่อเนื่อง • ไม่ต้องทำการอินเวอร์สเมตริกซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> • ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง • ไม่เหมาะกับกรณีที่เกิดปัญหาปรากฏการณ์ใกล้ไกล หรือกรณีที่ MAI สูงๆ นอกจากนี้จะแก้ไขโดยการใช้จำนวนชั้นการหักลบมาก ๆ • เกิดเวลาหน่วง
มัลติยูสเซอร์ซีเทกชันแบบป้อนกลับ	<p>สมรรถนะสูงสุดในบรรดามัลติยูสเซอร์ซีเทกชันทั้งหมดถ้าทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึงอย่างแม่นยำ ในทุกกรณีไม่ว่าในภาวะสัญญาณรบกวน และ MAI มากหรือน้อย</p>	<ul style="list-style-type: none"> • ต้องทราบขนาดของสัญญาณที่มาถึง • ต้องคำนวณ Cholesky Decomposition และหาอินเวอร์สเมตริกซ์ • ต้องมีการเรียงลำดับผู้ใช้ตามขนาดของสัญญาณที่มาถึง

3.6 ปัจจัยที่มีผลต่อประสิทธิภาพของระบบ DS-CDMA

ข้อดีของระบบที่มีการมอดูเลตแบบสเปกตรัมแผ่ คือ สามารถลดผลของสัญญาณรบกวนและสัญญาณแทรกสอดได้ แต่หากกำลังสัญญาณรบกวน และสัญญาณแทรกสอดมีผลต่อระบบมาก การมอดูเลตชนิดนี้ก็จะด้อยประสิทธิภาพลง ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการวัดประสิทธิภาพเนื่องจากผลของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว และสัญญาณแทรกสอดในระบบ DS-CDMA

3.6.1 สัญญาณรบกวน AWGN ในเทคนิคการแผ่สเปกตรัม

จากรูปที่ 3.4 และรูปที่ 3.6 แสดงให้เห็นว่าการแผ่สเปกตรัมนั้นเกิดขึ้นที่ขั้นตอนการมอดูเลตขั้นที่สอง หรือขั้นตอนการมอดูเลตด้วยรหัสแผ่ สัญญาณรบกวน AWGN นั้นเกิด

ขึ้นในส่วนวงจรขยายความถี่ต่ำ และวงจรย่อยสำหรับการแปลงผันลง (Down converter) สัญญาณรบกวน AWGN นั้นอาจกล่าวได้ว่าเป็นสัญญาณรบกวนแบนด์กว้างเนื่องจากมีลักษณะการกระจายตัวแบบขาว และการคิสรปรดด้วยสัญญาณรหัส PN ไม่มีผลกระทบต่อความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัม และฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็นของสัญญาณรบกวน เป็นเหตุให้อัตราส่วนบิตผิดพลาด (Bit-Error Ratio) หรือความน่าจะเป็นของค่าผิดพลาดของสัญญาณรบกวน AWGN ในระบบการแผ่สเปกตรัมมีค่าเท่ากับอัตราส่วนบิตผิดพลาด (Bit-Error Ratio) หรือความน่าจะเป็นของค่าผิดพลาดของสัญญาณรบกวนที่ถูกมอดูเลต และคิมอดูเลตด้วยคลื่นพาห้ที่ปราศจากการแผ่สเปกตรัม คือ $BER = f(E_b / N_o)$ เพราะฉะนั้นค่าประสิทธิภาพของสัญญาณ BPSK แบบร่วมนัยในระบบการแผ่สเปกตรัมแสดงดังนี้

$$BER = P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{E_b / N_o} \quad (3.2)$$

เมื่อ $E_b = CT_b$ = ค่ากำลังเฉลี่ยบิตของสัญญาณที่ได้รับ
 C = กำลังเฉลี่ยของคลื่นพาห้ที่ได้รับ
 N_o = ความหนาแน่นของสัญญาณรบกวน
 T_b = คาบเวลาต่อ 1 บิต หรือ อัตราบิต

3.6.2 สัญญาณรบกวนแถบแคบ

โดยปกติจะกำหนดให้กำลังของสัญญาณรบกวน AWGN มีขนาดต่ำกว่ากำลังของสัญญาณแทรกสอด สัญญาณแทรกสอดแถบแคบแสดงพิสฐาน์โดยสัญญาณความถี่เดียว หรือสัญญาณคลื่นพาห้ ในกรณีสัญญาณแทรกสอดแถบแคบมีผลกระทบมาก ๆ (Cooper and McGillem (1986)) และอาจแทนด้วยสมการ (3.3) ดังนี้

$$v_r(t) = \sqrt{2P_s} d(t)g(t) \cos \omega_0 t + \sqrt{2P_j} \cos(\omega_0 t + \theta) \quad (3.3)$$

เมื่อ $d(t)$ คือ สัญญาณเบสแบนด์ที่ภาคส่ง หรือสัญญาณเอาต์พุตที่เครื่องรับ
 $g(t)$ คือ สัญญาณแผ่ลำดับพีเอิน (Pseudorandom Noise Sequence)
 ω_0 คือ ความถี่คลื่นวิทยุ (RF)
 P_j คือ กำลังของสัญญาณแทรกสอด
 P_s คือ กำลังของสัญญาณข้อมูลที่ภาครับ
 θ คือ ค่าเรนดัม ที่มีมุมตั้งแต่ 0 ถึง 360 องศา

สัญญาณแทรกสอดแถบแคบสามารถกำจัดได้โดย Narrowband Demodulator filter และค่าเอาต์พุตของสัญญาณที่ผ่านการคิมอคูเลต [10] และค่า BER แสดงได้ดังนี้

$$G_J(f) = \frac{P_j}{4f_c} \quad (3.4)$$

$$BER = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{2 \left(\frac{P_s}{P_j} \right) \left(\frac{f_c}{f_b} \right)} \quad (3.5)$$

3.6.3 สัญญาณรบกวนแถบกว้าง

สัญญาณแทรกสอดแถบกว้างเกิดจากสัญญาณในระบบ DS-SS (Direct Sequence Spread Spectrum) ที่มีอัตราชีพ f_c เดียวกัน แต่มีสัญญาณแผ่ลำดับพีเอ็นต่างกัน และจะมีผลกระทบกับการคิสปเรดสัญญาณที่ต้องการ ค่า BER ของสัญญาณแทรกสอดชนิดนี้มีค่าเท่ากับค่า BER สัญญาณแทรกสอดแถบแคบ สัญญาณแทรกสอดแถบกว้างนั้นสามารถขจัดได้โดยเลือกค่าสัญญาณแผ่ลำดับพีเอ็นที่มีค่าสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณต่ำ แต่ในความเป็นจริงไม่สามารถกำหนดได้จึงได้มีเทคนิคของดีเทกเตอร์เพื่อใช้ประมาณค่าสัญญาณให้ถูกต้องมากขึ้น

3.7 รหัสแผ่ (Spreading Code)

ในระบบ DS-CDMA รหัสแผ่จะถูกนำมาใช้เพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน รหัสแผ่ที่ดีจะต้องตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ หรือมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามรหัสแผ่ที่ดีนั้นจะออกแบบได้ยาก อีกทั้งมีจำนวนชุดรหัสให้ใช้ได้จำกัด และอาจตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ เนื่องจากสภาพแวดล้อม เช่น มีค่าประวิงเวลาที่ไม่เท่ากัน รหัสแผ่ที่ถูกเสนอในระบบ DS-CDMA มีอยู่ 2 ประเภทหลัก ๆ คือ

3.7.1 Orthogonal Code เป็นรหัสฐานสองที่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์ จึงมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสเป็นศูนย์ แต่เมื่อมีการเลื่อนของรหัส ค่าสหสัมพันธ์ข้ามอาจจะมีค่าสูงได้ในบางครั้ง นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอัตรสหสัมพันธ์ที่ไม่ดีอีกด้วย ตัวอย่างรหัสชนิดนี้ ได้แก่ Hadamard Walsh Code เป็นต้น

3.7.2 Pseudorandom Noise-sequence (PN-sequence) เป็นรหัสฐานสองที่มีคุณสมบัติคล้ายกับสัญญาณรบกวน ซึ่งเป็นกระบวนการแบบสุ่ม และเป็นรหัสที่ไม่ตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์รหัสชนิดนี้จะมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ถึงแม้จะมีการเลื่อนของรหัสก็ตาม นอกจากนี้ยังมีคุณสมบัติทางอัตรสหสัมพันธ์ที่ดีอีกด้วยตัวอย่างรหัสชนิดนี้ ได้แก่ Maximal Length-Sequence (M-Sequence) Gold Code และ Kasami Sequence เป็นต้น

ในระบบเชิงโคโรนัส สำหรับช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN รหัสแผ่ที่ทำให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นจะเป็นรหัสประเภท PN-Sequence ดังนั้นการจำลองระบบในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้รหัส PN-Sequence ในการแยกแยะข้อมูลของผู้ใช้แต่ละคนในระบบออกจากกัน

3.8 ปัจจัยที่มีผลกระทบต่อสมรรถนะของเครื่องรับในระบบ DS-CDMA

3.8.1 สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น

เนื่องจากผู้ใช้ทุกคนในระบบ DS-CDMA จะใช้ช่องสัญญาณในช่วงความถี่และเวลาเดียวกันแต่ใช้รหัสแผ่ต่างกัน ดังนั้นสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนอาจเกิดการแทรกสอดซึ่งกันและกันโดยสาเหตุหลักที่ก่อให้เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น คือ การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์ของรหัสแผ่ของผู้ใช้แต่ละคน การตั้งฉากกันอย่างไม่สมบูรณ์นี้ทำให้เกิดค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสแผ่ ด้วยเหตุนี้เป็ปัจจัยหนึ่งที่ลดความจุของระบบ เนื่องจากรหัสที่ดีที่มีการตั้งฉากกันอย่างสมบูรณ์มีน้อยไม่เพียงพอต่อผู้ใช้ในระบบ จึงเลี่ยงไม่ได้ แต่สามารถแก้ไขได้โดยใช้เทคนิคของการกรองเพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอด วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออีกวิธีหนึ่งของการขจัดสัญญาณแทรกสอดชนิดนี้ นอกจากนี้ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เป็นสาเหตุอีกประการหนึ่งที่ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูงขึ้น

3.8.2 ปรากฏการณ์ใกล้-ไกล

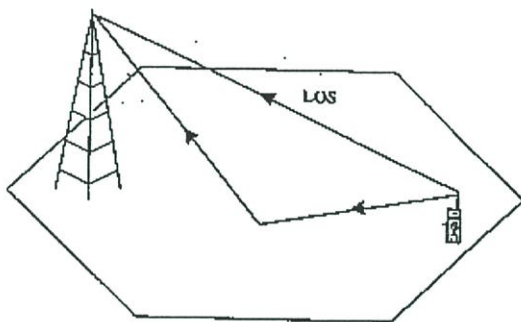
สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นที่มีสาเหตุจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เป็นผลมาจากการที่ผู้ใช้แต่ละคนอยู่ห่างจากสถานีฐานไม่เท่ากัน ทำให้สัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐานมาถึงสถานีฐานด้วยกำลังของสัญญาณที่แรงกว่าผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐาน สัญญาณของผู้ใช้ที่อยู่ไกลจากสถานีฐานจึงถูกแทรกสอดด้วยสัญญาณจากผู้ใช้ที่อยู่ใกล้สถานีฐาน ทำให้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น การตรวจวัดสัญญาณของเครื่องรับจึงมีความผิดพลาดได้ง่ายขึ้น วิธีหนึ่งในการลดผลของปรากฏการณ์ใกล้ - ไกล สามารถทำได้โดยการควบคุมกำลังส่งของผู้ใช้ทุกคนที่ไปถึงสถานีฐานให้เท่ากัน แต่การควบคุมกำลังส่งที่เข้มงวดนี้จะส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนมากขึ้น

3.8.3 เฟดดิ้ง

การส่งสัญญาณในระบบสื่อสารเคลื่อนที่ระหว่างสถานีฐานกับสถานีเคลื่อนที่นั้น สัญญาณมักจะไม่ได้เดินทางเป็นเส้นตรง แต่จะเกิดการสะท้อนจากสิ่งก่อสร้าง และสภาพแวดล้อมในบริเวณนั้น ดังนั้นสัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงเป็นสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณสะท้อนมาจากเส้นทางต่าง ๆ กัน (Multipath) ดังรูปที่ 3.12 ซึ่งสัญญาณเหล่านี้จะมีขนาดและเฟส

ต่าง ๆ กัน ด้วยเหตุนี้สัญญาณที่รับได้ที่เครื่องรับจึงมีขนาดเฟสผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณจริงที่ส่งมา ขึ้นอยู่กับผลรวมของสัญญาณที่ได้จากสัญญาณสะท้อนนั้น เรียกปรากฏการณ์นี้ว่า เฟดดิ้ง (Fading) หรือกล่าวได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของขนาดและเฟสของสัญญาณที่รับได้ที่มีสาเหตุมาจากการรวมกันของสัญญาณที่สะท้อนมาจากหลายเส้นทางต่าง ๆ กันนี้ เรียกว่า เฟดดิ้งหลายวิถี (Multipath Fading) นอกจากนี้การเคลื่อนที่ของสถานีเคลื่อนที่ด้วยความเร็ว ยังมีผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของขนาดความแรงสัญญาณที่รับได้ และเกิดปรากฏการณ์การเลื่อนความถี่แบบดอปเพลอร์ (Doppler Shift) เนื่องจากการเคลื่อนที่ด้วย

ในการจำลองช่องสัญญาณที่มีผลของเฟดดิ้งมักจะนิยมใช้แบบจำลองช่องสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Distribution) เนื่องจากลักษณะการแจกแจงของสัญญาณในตัวอาคารและในตัวเมืองส่วนใหญ่จะมีรูปแบบดังกล่าว



รูปที่ 3.12 เส้นทางเดินทางของสัญญาณจากสถานีเคลื่อนที่ไปยังสถานีฐาน

เฟดดิ้งที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลี (Rayleigh Fading) จะเกิดจากผลรวมของสัญญาณที่สะท้อนมาจากเส้นทางอื่น โดยไม่มีสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรง (Line of Sight : LOS) ดังในรูปที่ 3.12 ส่วนกรณีที่มีสัญญาณที่เดินทางเป็นเส้นตรงด้วยนั้น จะเรียกว่า การแจกแจงแบบไรเซียน (Rician Distribution)

สำหรับฟังก์ชันความหนาแน่นความน่าจะเป็น (Probability Density Function) ของสัญญาณที่มีการแจกแจงแบบเรย์ลีนั้น ได้แสดงรายละเอียดไว้ในภาคผนวก ก

3.9 การแผ่และการรวมกลับ

การแผ่และการรวมกลับเป็นขั้นตอนที่สำคัญสำหรับการสื่อสารข้อมูลในระบบ DS-CDMA โดยการแผ่เป็นกระบวนการที่ผู้ใช้แต่ละคนใช้ในการส่งข้อมูลของตนเองออกมา และการรวมกลับเป็นกระบวนการซึ่งใช้ที่เครื่องรับสำหรับประมาณบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่สนใจ

3.9.1 รหัสสั้นและรหัสยาว (Short Code และ Long Code)

รหัสสั้น หมายถึง การใช้รหัสหนึ่งรหัสในการแผ่ข้อมูล 1 บิต จึงเป็นรหัสที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time Invariant Spreading Code) ส่วนรหัวยาว หมายถึง การใช้รหัสหนึ่งรหัสในการแผ่ข้อมูลหลาย ๆ บิต โดยแต่ละบิตข้อมูลจะถูกแผ่ด้วยส่วนย่อย ๆ ที่แตกต่างกันของรหัสนั้น รหัสยาวนี้จึงเรียกเป็นรหัสที่มีการเปลี่ยนแปลงทางเวลา (Time Varying Spreading Code) การแผ่สำหรับมาตรฐานของระบบการสื่อสารเคลื่อนที่ยุคที่ 3 นั้น มีการเสนอให้ใช้ทั้งรหัส สั้น และรหัวยาว [37] โดยรหัสนี้ถูกเสนอขึ้นมาเพื่อให้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนแบบใหม่ที่มีความซับซ้อนสูงชันสามารถนำมาใช้ในทางปฏิบัติได้ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้รหัสสั้นเป็นรหัสแผ่สำหรับผู้ใช้แต่ละคนในระบบ

3.9.2 Gold Code และรหัสสุ่ม (Random Code)

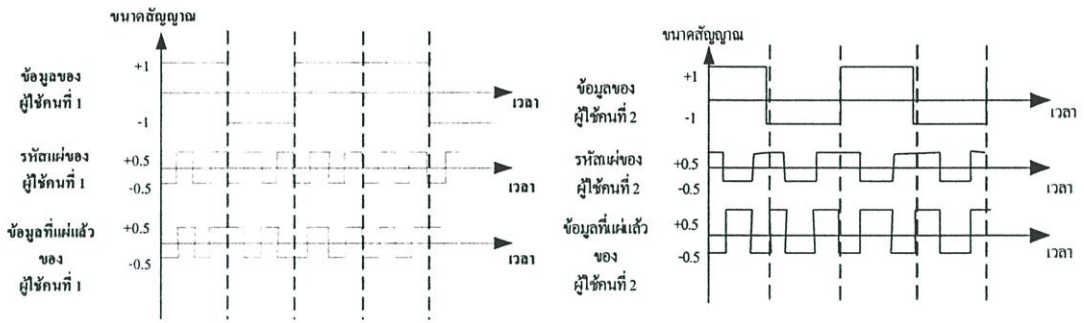
Gold Code เป็นรหัส PN-sequence ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ดีสำหรับการใช้เป็นรหัสแผ่ แต่เนื่องจากความยาวรหัสค่าหนึ่ง ๆ จะมีชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำ ๆ อยู่เพียงจำนวนหนึ่งเท่านั้น จึงไม่สามารถรองรับระบบในอนาคตที่คาดว่าจะมีผู้ใช้จำนวนมากได้

รหัสสุ่ม (Random Code) เป็นรหัสแผ่ที่ถูกสร้างขึ้นมาจากการสุ่มอย่างอิสระ และมีคุณสมบัติไม่คอยดี ซึ่งอาจมองเป็นกรณีที่สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นมีค่าสูง และถ้าระบบใช้รหัสสั้นในการแผ่แล้ว ในอนาคตที่คาดว่าจะมีจำนวนผู้ใช้เพิ่มมากขึ้นจนทำให้รหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติที่ดีมีไม่เพียงพอกับความต้องการใช้บริการที่เพิ่มขึ้น อาจต้องใช้ชุดรหัสที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างกันสูงขึ้น เนื่องจากรหัสแผ่ที่มีคุณสมบัติที่ดีนั้นมีจำนวนจำกัด จึงมีงานวิจัยมากมายที่ใช้รหัสสุ่มเพื่อให้มีรหัสแผ่เพียงพอกับความต้องการใช้บริการที่จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นในวิทยานิพนธ์นี้จะใช้รหัสสั้นที่เป็นรหัสสุ่ม เพื่อแบ่งแยกผู้ใช้แต่ละคนออกจากกัน

3.9.3 การแผ่ (Spreading)

ในระบบ DS-CDMA ภาคส่งจะนำข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการส่งที่อยู่ในรูปแบบของสัญญาณดิจิทัลมาคูณกับรหัสแผ่ ซึ่งมีอัตราชีพที่สูงกว่าอัตราบิตข้อมูลมาก เพื่อให้ได้สัญญาณที่มีอัตราการส่งสูงกว่าข้อมูลที่ต้องการจะส่ง ซึ่งกล่าวได้ว่าการแผ่ของสเปกตรัมขึ้น

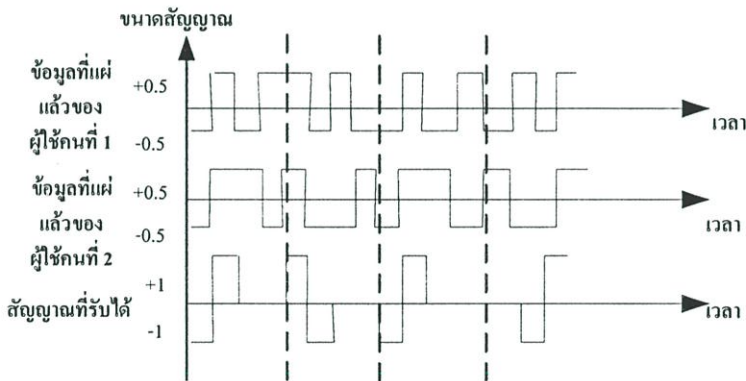
สำหรับการแผ่ในระบบ DS-CDMA แบบหลายอัตราที่ใช้วิธีไบออร์โทกอนัลนั้น ข้อมูลส่วนหนึ่งของผู้ใช้อัตราบิตสูงจะถูกส่งไปโดยการแผ่ข้อมูลที่สามารถพิจารณาในลักษณะเดียวกันกับการแผ่ข้อมูลในระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียวได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.13 ส่วนข้อมูลที่เหลือของผู้ใช้อัตราบิตสูงจะถูกส่งไปโดยการแผ่ไปกับรหัสแผ่ที่เลือกมาใช้ในส่วนที่มีการแผ่ข้อมูลนั้น



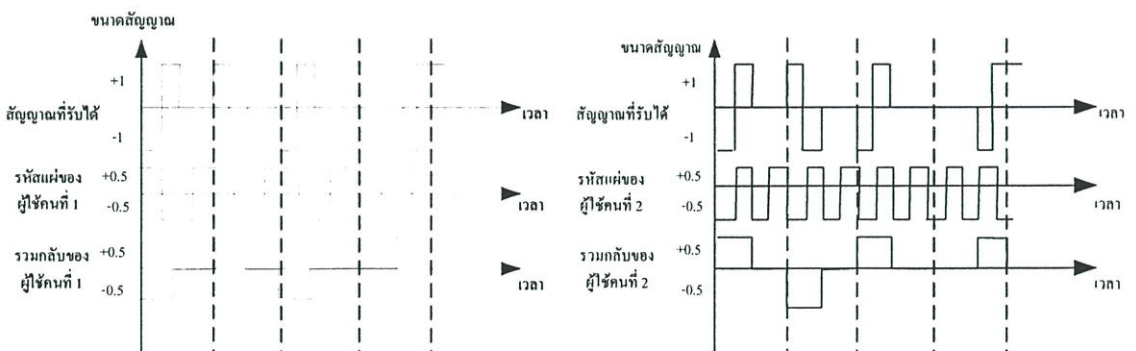
รูปที่ 3.13 ตัวอย่างการแผ่สัญญาณ

3.9.4 การรวมกลับ (Despreading)

ภาครับจะนำสัญญาณที่รับได้มาคูณกับรหัสแผ่ตัวเดิมที่ใช้ในการแผ่สัญญาณที่ภาคส่งแล้วหาค่าเฉลี่ยของสัญญาณในแต่ละคาบของบิตข้อมูล ซึ่งกระบวนการที่เกิดขึ้นทั้งหมดนี้จะอยู่ในคอร์ริเลเตอร์ (Correlator) หรือ เครื่องรับแบบตั้งเดิมของผู้ใช้แต่ละคน ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป เมื่อนำสัญญาณที่ได้จากคอร์ริเลเตอร์นี้ไปตัดสินบิตก็จะได้ข้อมูลกลับคืนมา



รูปที่ 3.14 ตัวอย่างสัญญาณที่รับได้



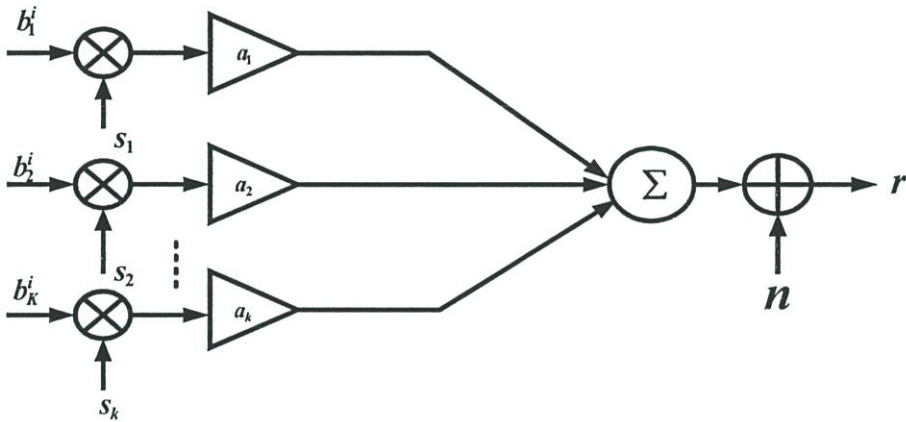
รูปที่ 3.15 ตัวอย่างการรวมกลับของสัญญาณ

รูปที่ 3.15 เป็นการแสดงการรวมกลับของสัญญาณที่ถูกแผ่ในรูปที่ 3.13 เมื่อส่งผ่านช่องสัญญาณที่ไม่มีสัญญาณรบกวน

3.10 ระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียว

3.10.1 แบบจำลองระบบทางภาคส่ง

ในหัวข้อนี้จะพิจารณาแบบจำลองการส่งแบบแถบฐานในระบบ DS-CDMA กรณีขยายเชื่อมโยงขาขึ้น สำหรับการส่งแบบซิงโครนัสผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณ AWGN ดังแสดงในรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 แบบจำลองระบบ DS-CDMA แบบอัตราเดียวทางภาคส่ง

กำหนดให้ระบบมีผู้ใช้จำนวน K คน โดยที่ภาครับรู้รหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ให้ b_k^i เป็นบิตข้อมูลของผู้ใช้คนที่ k ในช่วงเวลาที่ i และมีคาบสัญญาณ T_s ซึ่ง $b_k^i \in \{-1, +1\}$ และมาถึงภาครับด้วยขนาด a_k โดยใช้รหัสแผ่ $s_k(t)$ ที่มีความยาว L_c ซึ่งสามารถเขียนได้เป็น

$$s_k(t) = \sum_{m=1}^{L_c} s_k^m p(t - (m-1)T_c) \quad (3.6)$$

$$\text{โดยที่ } p(t) = \begin{cases} 1 & ; t \in [0, T_c] \\ 0 & ; \text{otherwise} \end{cases}$$

T_c เป็นคาบเวลาในหนึ่งชิพ ($T_c = T_s/L_c$) และ $s_k^m \in \{-1, +1\}$

สัญญาณที่แผ่แล้วของผู้ใช้คนที่ k $ss_k(t)$ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$ss_k(t) = \sum_{i=0}^{\infty} a_k b_k^i s_k(t - iT_s) \quad (3.7)$$

สัญญาณที่รับได้ $r(t)$ จะสามารถเขียนได้เป็น

$$r(t) = \sum_{i=0}^{\infty} \sum_{k=1}^K a_k b_k^i s_k(t - iT_s) + n(t) \quad (3.8)$$

เนื่องจากพิจารณาเฉพาะกรณีส่งผ่านช่องสัญญาณแบบเชิงโครนัส ดังนั้น สามารถเขียนสมการ (3.7-3.8) ใหม่ได้เป็น [27]

$$r(t) = \sum_{k=1}^K a_k b_k s_k(t) + n(t) \quad (3.9)$$

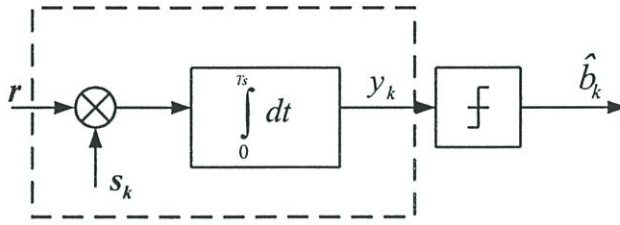
โดยที่ $n(t)$ เป็นสัญญาณ AWGN ที่มีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และค่าความแปรปรวนเป็น σ^2

3.10.2 แบบจำลองระบบทางภาครับ

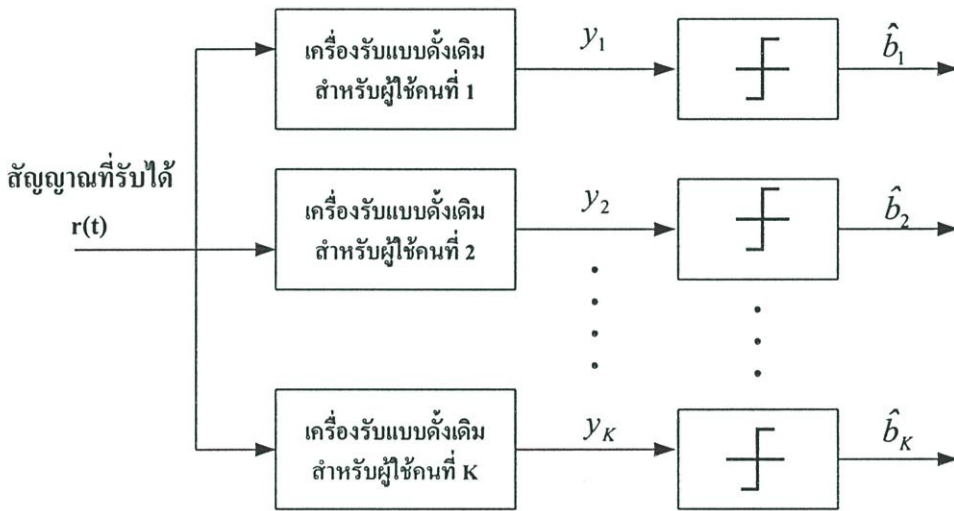
ภาครับจะนำสัญญาณที่รับได้ตามสมการที่ (3.9) มาผ่านเครื่องรับแบบดั้งเดิมก่อนเข้าสู่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนที่น่าสนใจ ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ คือ เครื่องรับแบบดีคอร์ดรีเลต และเครื่องรับดีคอร์ดรีเลตแบบปรับตัวได้

3.10.2.1 เครื่องรับแบบดั้งเดิม

เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้แต่ละคนจะประกอบด้วยรหัสแผ่ของผู้ใช้คนนั้น และวงจรอินทิเกรต หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมสำหรับผู้ใช้แต่ละคนจะมีผลตอบเป็นรหัสแผ่ของตนเอง ดังรูปที่ 3.17 และรูปที่ 3.18 แสดงเครื่องรับแบบดั้งเดิมสำหรับผู้ใช้งาน K คน ใด ๆ สัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะถูกนำไปตัดสินบิต โดยผ่านวงจรตัดสินบิตเพื่อให้ได้บิตข้อมูลที่ต้องการ เครื่องรับแบบดั้งเดิมนี้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นออกไปได้ แต่จะคิดว่าเป็นสัญญาณรบกวน ซึ่งไม่สามารถกำจัดได้ เนื่องจากเครื่องรับแบบดั้งเดิม ของผู้ใช้แต่ละคนจะใช้รหัสแผ่ของตัวเองเท่านั้นในการแยกสัญญาณที่ต้องการออกมา ดังนั้นถ้าระบบมี MAI มาก ๆ ข้อมูลที่ได้จากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะผิดพลาด หรือกล่าวได้ว่า สมรรถนะของเครื่องรับแบบดั้งเดิมถูกจำกัดด้วย MAI



รูปที่ 3.17 เครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้คนที่ k



รูปที่ 3.18 เครื่องรับแบบดั้งเดิมสำหรับผู้ใช้จำนวน K

เมื่อ y_k เป็นสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้คนที่ k ที่เวลา iT_s ดังนั้นเขียนเป็นสมการได้เป็น

$$y(k) = r(t)s_k(t)d(t) \quad (3.10)$$

เมื่อแทนค่าสัญญาณที่รับได้จากสมการที่ (3.4) แล้วจะสามารถเขียนสมการของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมของผู้ใช้ทุกคนที่เวลา iT_s ในรูปเวกเตอร์ได้ดังนี้

$$y = \Gamma Ab + m \quad (3.11)$$

โดยที่ $y = [y_1 \ y_2 \ \dots \ y_k]^T$ และ $b = [b_1 \ b_2 \ \dots \ b_k]^T$

A เป็นเมตริกซ์ที่มีสมาชิกเป็น 0 ยกเว้นในแนวทแยงมุมจะเป็นขนาดสัญญาณของผู้ใช้ทุกคนในระบบ เขียนเมตริกซ์ A ได้ดังนี้

$$A = \begin{bmatrix} a_1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & a_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & a_k \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Γ เป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ระหว่างรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบซึ่งมีขนาด $K \times K$ ดังนี้

$$\Gamma = \begin{bmatrix} \|s_1\|^2 & \cdots & \langle s_K, s_1 \rangle \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \langle s_1, s_K \rangle & \cdots & \|s_K\|^2 \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

โดยที่ $\langle s_j, s_k \rangle = \int_0^{T_s} s_j(t) s_k(t) dt$ และสัญญาณรบกวนที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิมจะมีค่าเฉลี่ยเป็น 0 และมีค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์เป็น $E(mm^T) = \Gamma \sigma^2$ นำสัญญาณ y ที่ได้จากสมการ (3.11) นี้ไปตัดสินบิต

$$\hat{b} = \text{sgn}(y) \quad (3.14)$$

เมื่อ $\text{sgn}(\cdot)$ คือ ฟังก์ชันซิกนัม (Signum Function)

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

จากการตัดสินบิตนี้ทำให้ได้ข้อมูลที่ต้องการออกมา จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมไม่จำกัด MAI ออกไป แต่จะคิดเสมือนว่า MAI เป็นสัญญาณรบกวน

3.10.2.2 เครื่องรับแบบดิกอริเลต

เครื่องรับแบบดิกอริเลเตอร์ ถูกเสนอขึ้นโดย Lupas [38] โดยมีผลตอบของเครื่องรับเป็นเมตริกซ์สหสัมพันธ์ผกผันของรหัสแผ่ของผู้ใช้ทุกคนในระบบ ดังสมการที่ (3.13)

$$T = \Gamma^{-1} \quad (3.15)$$

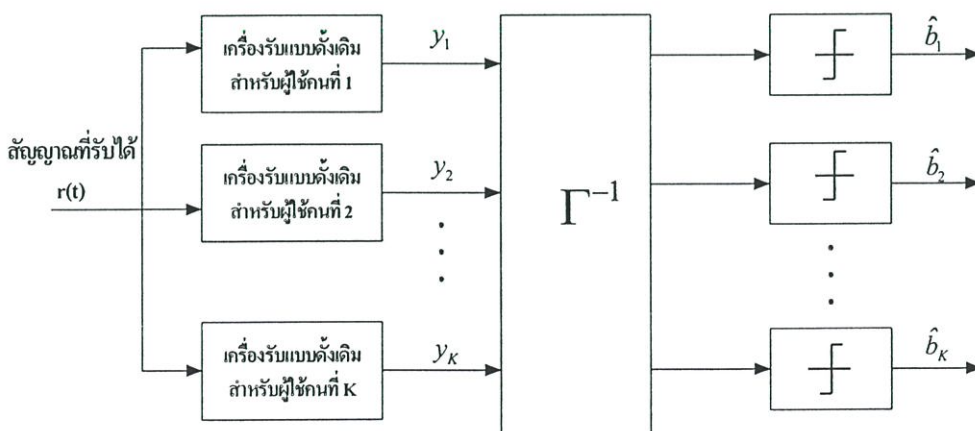
เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะถูกลงอยู่หลังเครื่องรับแบบดั้งเดิม ดังนั้น สัญญาณเข้าของเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะสามารถเขียนได้ตามสมการที่ (3.12) และสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตสามารถเขียนได้เป็น

$$Z = \Gamma^{-1} (\Gamma Ab + m) \quad (3.16)$$

$$Z = Ab + \Gamma^{-1} m \quad (3.17)$$

โดยที่สัญญาณรบกวน $m' = \Gamma^{-1} m$ จะมีเมตริกซ์อัตสหสัมพันธ์เป็น $E(m'm'^T) = \Gamma^{-1} \sigma^2$ จากสมการที่ (3.17) จะพบว่าเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด แต่ในกรณีที่สัญญาณรบกวนสุด ๆ เครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจะไปเพิ่มผลของสัญญาณรบกวน ซึ่งสามารถพิจารณาได้จากพจน์สุดท้ายของสมการที่ (3.17) หรืออาจกล่าวได้ว่าเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตนี้มีคุณสมบัติเพิ่มสัญญาณรบกวน (Enhance Noise) ดังนั้นเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตจึงมีสมรรถนะด้อยกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิมในกรณีที่สัญญาณรบกวนมีผลรุนแรงกว่า MAI

อย่างไรก็ตาม เครื่องรับแบบคิออร์รีเลต ไม่ต้องอาศัยค่าขนาดของสัญญาณในการคำนวณ ทำให้ไม่มีความผิดพลาดเนื่องจากการประมาณค่าขนาดของสัญญาณ ซึ่งจัดว่าเป็นข้อดีที่สำคัญสำหรับเครื่องรับ และเนื่องจากเครื่องรับแบบคิออร์รีเลตสามารถกำจัด MAI ได้ทั้งหมด จึงมีความต้านทานต่อปรากฏการณ์ไกล์-ไกลอย่างสมบูรณ์ [39] นั่นคือกำลังของสัญญาณจากผู้ใช้คนอื่น ๆ จะไม่ส่งผลกระทบต่อสัญญาณของผู้ใช้คนที่สนใจ เครื่องรับสำหรับผู้ให้หลายคนแบบคิออร์รีเลตได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 การตรวจวัดสัญญาณโดยใช้คิออร์รีเลต

3.11 วิธีการวัดสมรรถนะและความหมายของค่าต่าง ๆ

3.11.1 อัตราความผิดพลาดบิต (Bit Error Rate : BER)

อัตราความผิดพลาดบิต หรือความน่าจะเป็นของความผิดพลาด (Bit Error Probability : BEP) เป็นค่าที่แสดงถึงสมรรถนะของระบบที่สนใจในสถานะต่าง ๆ เช่น เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ ค่าความผิดพลาดบิตจะใช้วัดประสิทธิภาพในการจัดสัญญาณแทรกสอดของฟิลเตอร์

3.11.2 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (Signal to Noise Ratio : SNR)

ค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของสัญญาณที่ออกจากเครื่องรับแบบดั้งเดิม สำหรับผู้ใช้คนที่ k มีนิยามในหน่วยเดซิเบล (Decibel : dB) ดังนี้

$$SNR_k = 10 \log \left(\frac{A_k^2}{\sigma^2} \right) \quad (3.18)$$

เมื่อ A_k คือ ขนาดสัญญาณของผู้ใช้คนที่ k และ σ^2 คือ ค่าความแปรปรวนของสัญญาณรบกวน ซึ่งก็คือ กำลังของสัญญาณรบกวนนั่นเอง

3.11.3 ความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (Near-far Resistance)

การพิจารณาความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกลของเครื่องรับชนิดต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงอยู่ในรูปกราฟของอัตราความผิดพลาดบิตของผู้ใช้คนที่สนใจ ซึ่งมีกำลังต่ำสุด เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น กล่าวคือ ผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวนอยู่ใกล้สถานีฐานมากขึ้นและมากกว่าผู้ใช้คนที่สนใจด้วย สำหรับเครื่องรับที่มีความทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล นั้น จะมีค่าความผิดพลาดคงที่ เมื่อสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของผู้ใช้คนอื่นเพิ่มขึ้น หรือกล่าวได้ว่า อัตราค่าความผิดพลาดบิตเป็นอิสระจากกำลังของสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น [39]

3.11.4 ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว (Single User Bound : SUB)

เมื่อพิจารณาระบบที่มีสัญญาณแทรกสอดจากสัญญาณของผู้ใช้ในระบบเท่านั้น ซึ่งแบ่งเป็นสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ (Intracell Interference) และสัญญาณแทรกสอดที่เกิดขึ้นระหว่างเซลล์ (Inter-cell Interference) [40] การใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนในระบบเช่นนี้จะสามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ในเซลล์อื่นได้ แต่ไม่สามารถกำจัดสัญญาณแทรกสอดที่มาจากผู้ใช้ภายในเซลล์เดียวกันได้ ดังนั้นการใช้เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน

นั้น จะทำให้สมรรถนะของระบบดีที่สุดก็ต่อเมื่อ ไม่มีการรบกวนจากสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในเซลล์ที่เครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนนั้นทำงานอยู่

ถ้าหากระบบมีผู้ใช้คนที่สนใจเพียงคนเดียวเท่านั้นที่ส่งข้อมูลอยู่ในเซลล์ เครื่องรับแบบดั้งเดิมจะเป็นเครื่องรับที่ดีที่สุดในการรับสัญญาณ เนื่องจากมีผู้ใช้คนเดียวในระบบจึงไม่มีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นเกิดขึ้น ดังนั้น สมรรถนะของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคนจึงไม่ดีไปกว่าเครื่องรับแบบดั้งเดิม ระบบเช่นนี้เป็นขอบเขตของเครื่องรับสำหรับผู้ใช้หลายคน ที่เรียกว่า “ขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว” (Single User Bound)

บทที่ 4

อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิส

ในบทนี้จะกล่าวถึงอะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิสที่ผู้วิจัยใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดในเครื่องรับแบบ PIC ซึ่งจะแบ่งฟิลเตอร์สองส่วน คือ ส่วนที่ใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ (NBI) และส่วนที่ใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) ซึ่งการฟิลเตอร์ในส่วนแรกจะใช้อะแดปทีฟนอกรีตฟิลเตอร์ และในส่วนหลังใช้ Adaptive Joint Process Estimator

4.1 แลตทิสฟิลเตอร์ (Lattice Filter)

โครงสร้างแลตทิสถูกพัฒนาขึ้นเพื่อ FIR ฟิลเตอร์ และ IIR ฟิลเตอร์ และ ลักษณะของ Linear Predictor ที่ใช้ในการประมวลผลสัญญาณเสียงนั้นประกอบด้วย Predictors สองชนิด คือ Forward Predictor และ Backward Predictor ซึ่ง Forward Predictor จะเกิดจากการรวมแบบเชิงเส้น (Linear Combination) ของสัญญาณอินพุต $x(n)$ ที่ถูกคิเล่ย์ คือ $x(n-1), x(n-2), \dots, x(n-m)$ และคูณด้วยค่าน้ำหนัก หรือสัมประสิทธิ์ของ Predictor ซึ่งการคิเล่ย์ไปของสัญญาณอินพุตขึ้นอยู่กับอันดับ (Order) ของ Predictors ส่วน Backward Predictor นั้นจะเกิดจากอินพุตพจน์สุดท้ายที่ถูกคิเล่ย์ไปเนื่องจาก Forward Predictor รวมกันแบบเชิงเส้นกับข้อมูลอินพุตในอนาคตที่ถูกทำนายขึ้น และทุกพจน์จะถูกคูณด้วยสัมประสิทธิ์ของ Predictor เช่นเดียวกัน อาจกล่าวสรุปได้ว่า สมการอ็อปเตทของโครงสร้างแลตทิสเกิดขึ้นจากสองกระบวนการคือจาก Forward Predictor และ Backward Predictor

4.2 Forward Linear Prediction

รูปที่ 4.1 แสดง Forward Linear Predictor และค่าต่ำสุด (Optimum) ของค่าถ่วงน้ำหนัก (Predictor Tap Weights) $a_{m,1}, a_{m,2}, \dots, a_{m,m}$ (m คือ อันดับของ predictor) ทำได้โดยทำให้ฟังก์ชันดังสมการที่ (4.1) มีค่าต่ำสุด

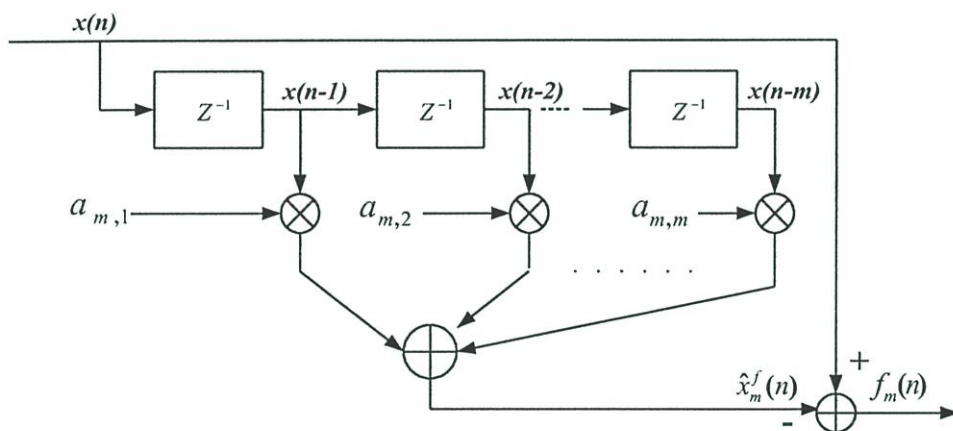
$$P_m^f = E[f_m^2(m)] \tag{4.1}$$

สำหรับ

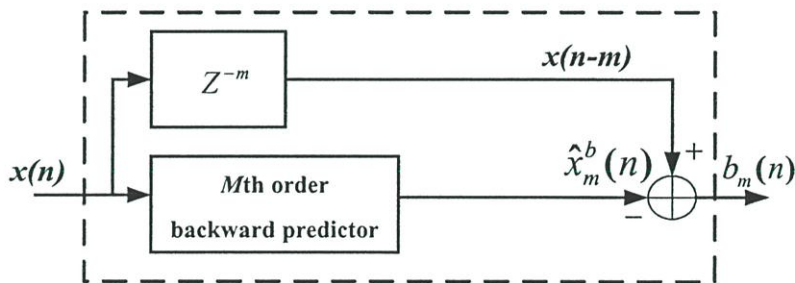
$$f_m(n) = x(n) - \hat{x}_m^f(n) \tag{4.2}$$

สมการ (4.2) คือ Forward Prediction Error อาจกล่าวได้ว่า สมการที่ (4.1) ถูกกำหนดโดยกระบวนการ Forward Prediction Error ดังแสดงความสัมพันธ์ใน รูปที่ 4.2 และ Forward Prediction สำหรับอินพุต $x(n)$ โครงสร้างอันดับที่ m เขียนได้ดังสมการ

$$\hat{x}_m^f(n) = \sum_{i=1}^m a_{m,i} x(n-i) = \mathbf{a}_m^T \mathbf{x}_m(n-1) \tag{4.3}$$



รูปที่ 4.1 แสดง โครงสร้างของ Forward Predictor



รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Forward Predictor กับ Forward Prediction Error ฟิเตอร์

4.3 Backward Linear Prediction

รูปที่ 4.3 แสดง โครงสร้าง Backward Linear Predictor โครงสร้างอันดับที่ m และ Transversal Filter ที่มีเวกเตอร์อินพุต $\mathbf{x}_m(n) = [x(n) \ x(n-1) \dots x(n-m+1)]^T$ และ เวกเตอร์ค่าถ่วงน้ำหนัก

$\mathbf{g}_m = [g_{1,m} \ g_{2,m} \ \dots \ g_{m,m}]^T$ ที่ใช้ในการประมาณค่าอินพุตพจน์ที่ $x(n-m)$ และสามารถกำหนดค่าต่ำสุดของค่าถ่วงน้ำหนัก $g_{m,1} \ g_{m,2} \ \dots \ g_{m,m}$ ได้ดังสมการที่ (4.4)

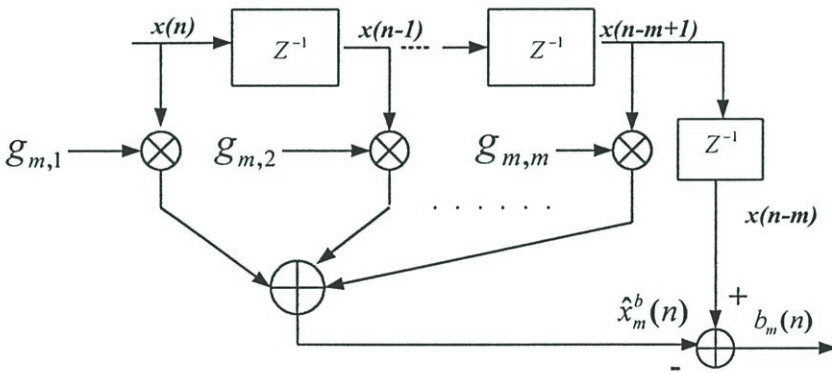
$$P_m^b = E[b_m^2(m)] \tag{4.4}$$

เมื่อสมการของ Backward Prediction Error คือ

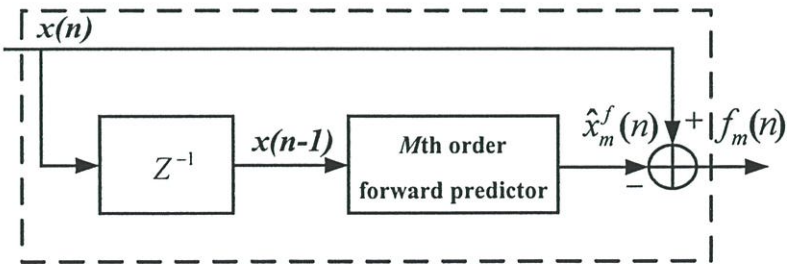
$$b_m(n) = x(n-m) - \hat{x}_m^b(n) \tag{4.5}$$

และ สำหรับอินพุต $x(n)$ ของ Backward Prediction โครงสร้างอันดับที่ m แสดงดังนี้

$$\hat{x}_m^b(n) = \sum_{i=1}^m g_{m,i} x(n-i+1) = \mathbf{g}_m^T \mathbf{x}_m(n-1) \tag{4.6}$$



รูปที่ 4.3 แสดง Backward Predictor



รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Backward Predictor กับ Backward Prediction Error

4.4 โครงสร้างแลตทิส

Lattice Predictor เกิดจากความสัมพันธ์ระหว่าง Forward Predictor และ Backward Predictor ดังแสดงในรูปที่ 4.5 และสมการอ็อปเคทที่อันดับที่ m ของ Lattice Prediction Error [2] แสดงได้ดังนี้

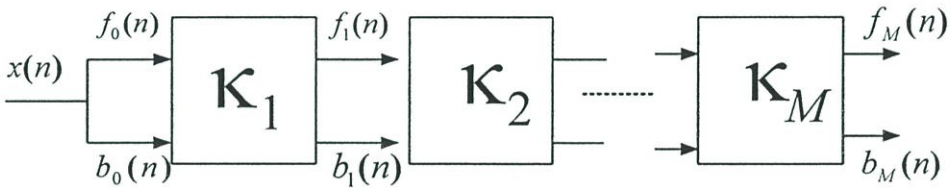
$$f_{m+1}(n) = f_m(n) - \kappa_{m+1} b_m(n-1) \quad (4.7)$$

$$b_{m+1}(n) = b_m(n) - \kappa_{m+1} f_m(n) \quad (4.8)$$

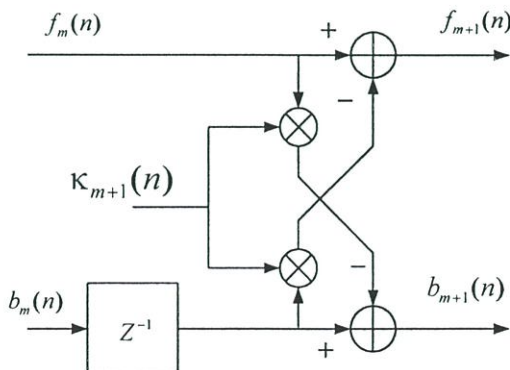
เมื่อ $m = 0, 1, 2, \dots$ และสำหรับค่าเริ่มต้นอันดับที่ศูนย์ กำหนดให้ $f_0(n) = b_0(n) = x(n)$ และค่าสัมประสิทธิ์ κ_{m+1} กำหนดดังนี้

$$\kappa_{m+1} = \frac{E[f_m(n)b_m(n-1)]}{P_m} \quad (4.9)$$

$$P_{m+1} = (1 - \kappa_{m+1}^2) P_m \quad (4.10)$$



รูปที่ 4.5 โครงสร้างแลตทิสฟิลเตอร์



รูปที่ 4.6 โครงสร้างแลตทิสฟิลเตอร์อันดับที่ m

4.5 อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิส (Adaptive Lattice Filter)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงอะแดปทีฟแลตทิสฟิลเตอร์ที่ทำงานร่วมกันกับอัลกอริทึมแบบระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด โดยกำลังของ Prediction-Error จะมีค่าน้อยที่สุดเมื่อสัมประสิทธิ์ของ Predictor ถูกทำให้มีค่าต่ำสุด ค่าต่ำสุดของสัมประสิทธิ์ κ_m สำหรับโครงสร้างอันดับที่ m ใด ๆ สามารถทำได้โดยให้ Cost ฟังก์ชันมีค่าคงสมการ

$$\xi_{p,m} = E[f_m^2(n) + b_m^2(n)] \quad (4.11)$$

Cost ฟังก์ชัน $\xi_{p,m}$ มีค่าเท่ากับสมการค่าต่ำสุดของค่าเอาต์พุตที่ได้จาก Forward Prediction $P_m^f = E[f_m^2(n)]$ และเอาต์พุตที่ได้จาก Backward Prediction $P_m^b = E[b_m^2(n)]$ และสัมประสิทธิ์ของโครงสร้างแลตทิสฟิลเตอร์ κ_m เกิดจากค่า Forward Prediction และ Backward Prediction จึงทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าผิดพลาด (Mean Square Error) ของ Prediction ฟิลเตอร์มีค่าเดียวกันด้วย และค่าสัมประสิทธิ์ κ_m ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (LMS) แสดงดังนี้

$$\kappa_m(n+1) = \kappa_m(n) - \mu_{p,m}(n) \frac{\partial \xi_{p,m}(n)}{\partial \kappa_m} \quad (4.12)$$

เมื่อ $\mu_{p,m}(n)$ คือ อัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไปซัส และ

$$\hat{\xi}_{p,m}(n) = f_m^2(n) + b_m^2(n) \quad (4.13)$$

จากสมการที่ (4.13) แสดงให้เห็นว่าจะสามารถประมาณค่า Cost ฟังก์ชัน $\xi_{p,m}$ ได้จากพจน์ตัวอย่าง (Samples) ของ Forward Prediction Error และ Backward Prediction Error แทนค่า สมการที่ (4.13) ลงในสมการที่(4.12) จะได้ สมการสัมประสิทธิ์ของแลตทิสฟิลเตอร์ดังนี้

$$\kappa_m(n+1) = \kappa_m(n) + 2\mu_{p,m}(n)[f_m(n)b_{m-1}(n-1) + b_m(n)f_{m-1}(n)] \quad (4.14)$$

เพื่อให้สัมประสิทธิ์มีการลู่เข้าสู่ค่าที่ต้องการอย่างแท้จริง โดยทำให้เป็นบรรทัดฐาน (Normalized) ค่าเสถียรพีชคณิตด้วยกำลังของสัญญาณอินพุตที่อันดับที่ m ใดๆ และสามารถประมาณค่ากำลังของอินพุตโดยสมการ recursive ดังนี้

$$P_{m-1}(n) = \beta P_m(n-1) + 0.5(1-\beta)(f_{m-1}^2(n) + b_{m-1}^2(n-1)) \quad (4.15)$$

สมการเสถียรพีชคณิตถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแสดงดังนี้

$$\mu_{p,m}(n) = \frac{\mu_{p,o}}{P_{m-1}(n) + \varepsilon} \quad (4.16)$$

สำหรับ $\mu_{p,o}$ คือค่าเสถียรพีชคณิตเริ่มต้น และค่าคงที่ ε เป็นค่าจำนวนเต็มบวกเพื่อกำหนดให้ค่าสมการกำลัง $P_{m-1}(n)$ มีค่านิ่งขณะที่สมการเข้าใกล้ศูนย์

วิทยานิพนธ์นี้ได้แบ่งการทำงานของอะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิซออกเป็นสองขั้นตอน ซึ่งในขั้นตอนแรกจะเป็นอะแดปทีฟ IIR นอตซ์ฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิซอันดับสอง และในส่วนที่สองจะเป็น อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิซที่มีการทำงานแบบ Lattice Joint Process Estimator ดังจะได้กล่าวต่อไป

4.6 อะแดปทีฟ IIR นอตซ์ฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิซ

ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของดิจิทัลนอตซ์ฟิลเตอร์แบบ Lattice [28] คือ

$$H_L(z) = \frac{1 + 2k_o z^{-1} + z^{-2}}{1 + k_o(1 + \rho)z^{-1} + \rho z^{-2}} \quad (4.17)$$

เมื่อ k_o คือสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ที่ต้องการปรับ ซึ่งจะลู่เข้าสู่ $-\cos(\omega_o)$ ซึ่งในบทความนี้ได้จำลองสัญญาณแทรกสอดแถบแคบด้วยสัญญาณคลื่นไซน์ความถี่ ω_o รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณแทรกสอดแถบแคบในสัญญาณข้อมูลที่เครื่องรับ โดยค่าสัมประสิทธิ์ k_o มีค่าอยู่ระหว่าง $-1 \leq k_o \leq 1$ และสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านกระบวนการกรองเพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ คือ

$$\begin{aligned} y(n) &= u(n) + 2k_o(n)u(n-1) + u(n-2) \\ u(n) &= x(n) - k_o(n)(1 + \rho)u(n-1) - \rho u(n-2) \end{aligned} \quad (4.18)$$

โครงสร้างแลตทิสออกซ์ฟิลเตอร์แสดงดังรูปที่ 4.8 โดยใช้หลักการของ Prediction Error (PE) [29] ในการปรับสัมประสิทธิ์ k_o เพื่อให้ค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลัง p ที่เอาต์พุตต่ำสุดกำหนดได้ คือ

$$J(k_o) = \arg \min \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |y(n)|^p \quad (4.19)$$

สมการที่ (4.19) เรียกว่า Cost ฟังก์ชัน และ N คือ จำนวนข้อมูล, $p = 1, 2, \dots$ และจะใช้วิธีการ Recursive Prediction Error [32] ประมาณสัมประสิทธิ์ k_o เพื่อให้ Cost ฟังก์ชันมีค่าต่ำสุด ด้วยหลักการของ Steepest Decent จะได้สมการสำหรับการปรับค่าสัมประสิทธิ์ k_o คือ

$$k_o(n+1) = k_o(n) - \mu \frac{\partial |y(n)|^p}{\partial k_o(n)} \quad (4.20)$$

จากสมการที่ (4.20) เปลี่ยนจาก k_o เป็น \hat{k}_o ซึ่งเป็นค่าที่ได้จากการทำ Recursive โดยใช้ค่าชั่วขณะของสมการที่ (4.19) μ คือ ค่าเสถียรไซส์โดย การเลือกค่า $p = 1$ และทำการควอนไทซ์พจน์ที่สองของสมการที่ (4.20) ซึ่งเป็นวิธีการที่ใช้ในบทวิจัย [33],[34] นั่นคือ

$$\hat{k}_o(n+1) = \hat{k}_o(n) - \mu \operatorname{sgn} \left\{ \frac{\partial |y(n)|}{\partial \hat{k}_o(n)} \right\} \quad (4.21)$$

เมื่อ

$$|y(n)| = \operatorname{sgn}\{y(n)\}y(n) \quad (4.22)$$

แทนสมการที่ (4.22) ลงในสมการที่ (4.21) จะได้

$$\hat{k}_o(n+1) = \hat{k}_o(n) - \mu \operatorname{sgn}\{\operatorname{sgn}[y(n)]\} \frac{\partial y(n)}{\partial \hat{k}_o(n)} \quad (4.23)$$

และ
$$\frac{\partial y(n)}{\partial \hat{k}_o(n)} \approx 2u(n-1) \quad (4.24)$$

จากสมการที่ (4.23) มีข้อเสียหลักคือ ไม่สามารถกำหนดขอบเขตของค่าเสถียรได้ ทั้งนี้เพราะสมการที่ (4.19) เป็นฟังก์ชันแบบไม่เชิงเส้น ดังนั้น จึงใช้วิธีลองผิดลองถูก (Trial and Error) วิธีการที่จะสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยกำหนดให้เสถียรเปลี่ยนแปลงตามเวลา โดยในบทวิจัยนี้จะนำเอาค่าพลังงานของเอาต์พุตมาใช้สำหรับควบคุมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ ดังสมการ

$$p(n) = \sigma p(n-1) + (1-\sigma)y^2(n) \quad (4.25)$$

ในช่วงแรกของการทำงาน $p^2(n)$ จะมีขนาดสูง ทำให้ค่าเสถียร $\mu(n)$ มีค่าสูงทำให้การลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่ต้องการทำได้เร็ว หลังจากลู่เข้าแล้ว $p^2(n)$ จะมีค่าต่ำทำให้ค่าเสถียร $\mu(n)$ มีค่าต่ำซึ่งจะได้สมการสำหรับปรับค่าเสถียร คือ

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p(n)^2 \quad (4.26)$$

เพื่อเพิ่มความละเอียดในการปรับค่าเสถียร จึงใช้สมการค่าผิดพลาดที่ได้จากเอาต์พุตมาควบคุมการปรับค่าเสถียร โดยหลักการคือค่าเสถียรจะปรับค่าให้มีความละเอียดหากค่าผิดพลาดของเอาต์พุตมีค่าสูง และจะเพิ่มค่าเสถียรหากค่าผิดพลาดมีค่าต่ำเพื่อให้การหาค่าสัมประสิทธิ์มีความเร็วขึ้น ผลที่ได้จากการใช้สมการค่าผิดพลาดร่วมกับสมการเสถียรทำให้ค่าเอาต์พุตที่ได้มีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น สมการค่าผิดพลาดแสดงได้ดังนี้

$$\alpha(n) = \lambda\alpha(n-1) + (1-\lambda)e(n) \cdot e(n-1) \quad (4.27)$$

โดยค่า $e(n)$ แสดงได้ดังสมการ

$$e(n) = x(n) - y(n) \quad (4.28)$$

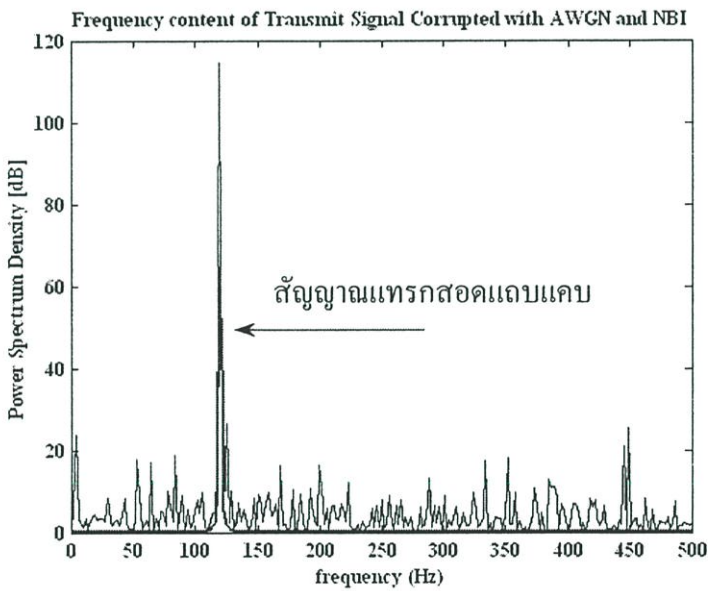
และจากสมการที่ (4.26) สามารถเขียนใหม่ได้ดังสมการ

$$\mu(n+1) = \alpha(n)\mu(n) + \gamma p^2(n) \quad (4.29)$$

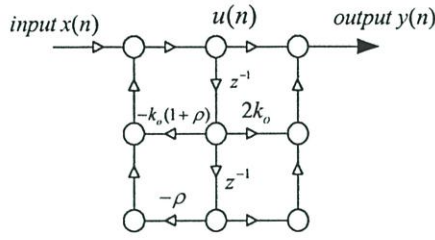
นำสมการ (4.29) แทนลงในสมการที่ (4.23) จะได้อะแดปทีฟอัลกอริทึมสำหรับประมาณค่าสัมประสิทธิ์ \hat{k}_o ใหม่คือ

$$\hat{k}_o(n+1) = \hat{k}_o(n) - \mu(n) \operatorname{sgn}\left\{\operatorname{sgn}[y(n)] \frac{\partial y(n)}{\partial \hat{k}_o(n)}\right\} \quad (4.30)$$

โดยที่ $\sigma, \alpha, \gamma, \lambda$ เป็นค่าคงที่ที่อยู่ระหว่าง 0 และ 1 σ คือ Exponential Weighting พารามิเตอร์ หรือ Forgetting Factor เป็นพารามิเตอร์ที่กำหนดประสิทธิภาพของการประมาณสำหรับสิ่งแวดล้อมแบบ Stationary



รูปที่ 4.7 แสดงลักษณะสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ



รูปที่ 4.8 แสดง โครงสร้างแลตทิสนอตซ์ฟิลเตอร์

4.7 Lattice Joint Process Estimator

คั้งที่ได้อธิบายลักษณะ โครงสร้างแลตทิสนในข้างต้น และ Lattice Joint Process Estimator แบ่งเป็นสองส่วน ระหว่าง ส่วนที่เป็น Lattice Predictor และ ส่วนที่เป็น Linear Combiner แสดงดังรูปที่ 4.9 นำโครงสร้างแลตทิสนมาประยุกต์ใช้เพื่อตรวจจับสัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ที่ต้องการจากสัญญาณที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น โดยแสดงสมการได้คั้งนี้

$$f_0(n) = b_0(n) = \hat{x}(n) \quad (4.31)$$

เมื่อ $\hat{x}(n)$ คือ อินพุตของฟิลเตอร์ หรือ เอาต์พุตที่ผ่านการขจัดสัญญาณแทรกสอดในขั้นแรกจากอะแดปทีฟนอตซ์ฟิลเตอร์

สมการที่เกิดจาก Forward Prediction Error และ Backward Prediction Error แสดงคั้งนี้

$$f_i(n) = f_{i-1}(n) - k_i(n)b_{i-1}(n-1) \quad (4.32)$$

$$b_i(n) = b_{i-1}(n-1) + k_i(n)f_{i-1}(n) \quad (4.33)$$

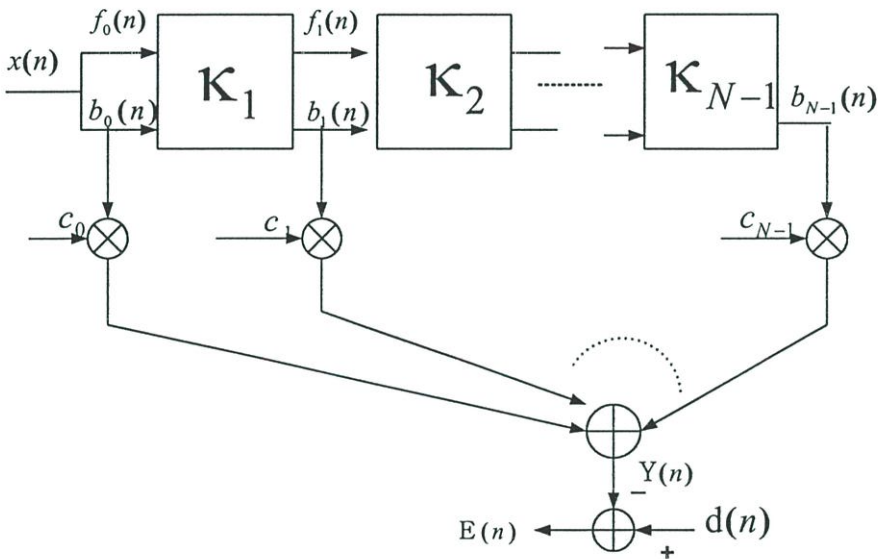
ค่าสัมประสิทธิ์ของอะแดปทีฟโครงสร้างแลตทิสน คั้ง

$$k_i(n+1) = k_i(n) + \frac{\mu_{w,o}}{S_i(n)} (b_i(n)f_{i-1}(n) + b_{i-1}(n)f_i(n)) \quad (4.34)$$

ค่าเสถียรไปซึ่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานด้วยสมการที่ (4.35) ซึ่งคือค่ากำลังของสัญญาณจาก Forward Prediction Error และ Backward Prediction Error สมการที่ (4.36) แสดงสัมประสิทธิ์ของสัญญาณที่ต้องการ

$$S_i(n) = \beta S_i(n-1) + (1-\beta)(f_{i-1}^2(n) + b_{i-1}^2(n-1)) \tag{4.35}$$

$$w_i(n+1) = w_i(n) + \frac{(1-\beta)}{t_i(n)} d_{i-1}(n) b_i(n) \tag{4.36}$$



รูปที่ 4.9 Lattice Joint Process Estimator

สัญญาณเอาต์พุตแสดงดังสมการที่ (4.37)

$$E(n) = d(n) - w^T(n)b(n) \tag{4.37}$$

เมื่อ $d(n)$ คือ สัญญาณอินพุตอ้างอิง

$b(n)$ คือ เวกเตอร์ของค่าจาก Backward prediction error

$w(n)$ คือ สัมประสิทธิ์ของส่วน Linear combiner

และ $b(n) = [b_0(n) \ b_1(n) \dots \ b_{m-1}(n)]$, m อันดับของฟิลเตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ $m = 5$

4.8 อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบบอด (Blind adaptive algorithm)

การขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นนั้น (Multiple Access Interference (MAI)) ข้อมูลที่จำเป็นต้องทราบได้แก่

- 1) รูปคลื่นสัญญาณแผ่ของผู้ใช้ที่ต้องการ
- 2) รูปคลื่นสัญญาณแผ่ของผู้ใช้คนอื่น ๆ ที่มารบกวน
- 3) เวลาประวิงการแพร่กระจาย (propagation delay (timing)) ของผู้ใช้ที่ต้องการ
- 4) เวลาประวิงการแพร่กระจาย ของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน
- 5) แอมพลิจูดของสัญญาณที่รับได้ของผู้ใช้ที่ต้องการ และผู้ใช้ที่มารบกวน
- 6) สัญญาณเทรนนิ่ง (Training Data Sequence) ของผู้ใช้ทุกคน

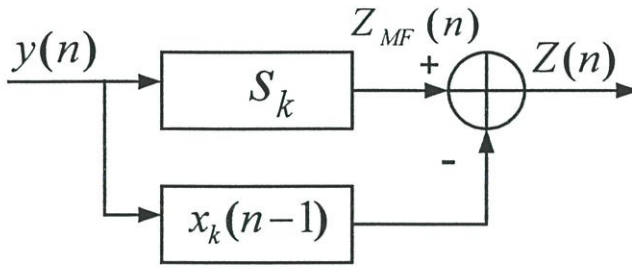
อัลกอริทึมแบบบอดนั้นต้องการทราบเพียงข้อ (1) และ (3) [33] รูปที่ 4.10 แสดงโครงสร้างของการปรับตัวแบบบอด อัลกอริทึมแบบบอดที่นำมาเปรียบเทียบกับวิทยานิพนธ์นี้คืออัลกอริทึมแบบ LMS [34] จะเห็นได้ว่าอัลกอริทึมแบบบอดนั้นมีข้อดีที่ไม่ต้องการสัญญาณเทรนนิ่งซึ่งทำให้ประหยัดความกว้างแถบของช่องสัญญาณที่ใช้ส่งข้อมูล และยังหลีกเลี่ยงจากปัญหาการณีกำลังส่งสัญญาณไม่สมบูรณ์ทำให้ไม่ถูกรบกวนจากปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เพราะอัลกอริทึมแบบบอดไม่ต้องอาศัยข้อมูลนี้ในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น ค่าสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึมแบบบอด [33] แสดงได้ดังนี้

$$c_k(n) = s_k + x_k(n) \quad (4.38)$$

โดย k คือ ผู้ใช้คนที่ต้องการตรวจจับข้อมูล

s_k คือ สัญญาณแผ่ของผู้ใช้คนที่ k

x_k คือ สัมประสิทธิ์ที่ได้จากอะแดปทีฟอัลกอริทึม หรือ สัมประสิทธิ์ที่ใช้ประมาณค่าสัญญาณของผู้ใช้ที่มารบกวน



รูปที่ 4.10 มัลติยูสเซอร์ดีเทกเตอร์ที่มีอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบบอด

โดยทำให้ค่า Cost ฟังก์ชันมีค่าต่ำที่สุด $E\{(c^T r_n)^2\}$ เพราะฉะนั้นจะทำให้ $\langle s_k, x_k \rangle = 0$ และ $\langle c_k, s_k \rangle = \langle s_k, s_k \rangle = 1$ สมการค่า x_k ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS แสดงได้ดังนี้

$$x_k(n) = x_k(n-1) - \mu Z(n) [y(n) - Z_{MF}(n) s_k] \quad (4.39)$$

กำหนดให้ $Z_{MF}(n)$ คือ เอาต์พุตจากแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้รายเดียว

$$Z_{MF}(n) = \langle y(n), s_k \rangle \quad (4.40)$$

และ $Z(n)$ คือ เอาต์พุตจากดีเทกเตอร์ ซึ่งหมายถึง เครื่องรับแบบขจัดสัญญาณแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) และ $y(n)$ คือสัญญาณที่รับได้

$$Z(n) = \langle y(n), s_k + x_k(n-1) \rangle \quad (4.41)$$

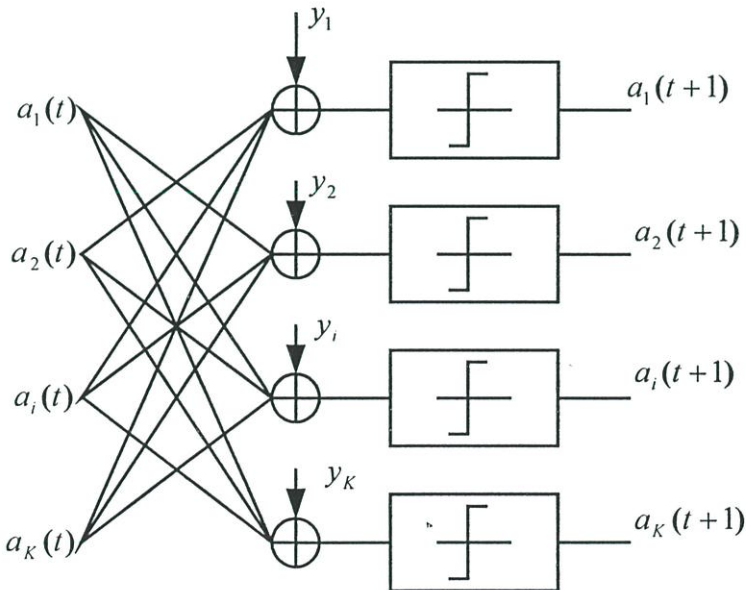
4.9 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวเกี่ยวกับลักษณะ โครงสร้างและอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้แก่ อะแดปทีฟฟิลเตอร์ โครงสร้างแลตทิซชนิด FIR ที่ใช้ในการประมาณค่าสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น และอะแดปทีฟ IIR นอตซ์ฟิลเตอร์ โครงสร้างแลตทิซ ที่มีการป้อนกลับของค่าผิดพลาดของเอาต์พุตเพื่อลดผลค่าผิดพลาดของการประมาณค่าคำตอบที่ต้องการ โดยตัวกรองชนิดนี้ใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ นอกจากนี้ยังกล่าวถึง อัลกอริทึมแบบบอดที่ใช้ใน โครงสร้าง FIR ด้วย

เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC)

5.1 เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (Parallel Interference Cancellation)

เครื่องรับแบบ PIC สามารถแยกสัญญาณของผู้ใช้แต่ละคนได้พร้อมๆ กันดังแสดงในรูปที่ 5.1 เนื่องจากเครื่องรับแบบ PIC ใช้ข้อมูลของรหัสของผู้ใช้แต่ละคนมาแยกแยะค่าข้อมูล โดยมีวงจรแบบแมตซ์จำนวนเท่ากับผู้ใช้ในการแยกแยะผู้ใช้ เครื่องรับแบบ PIC สมรรถนะดียกลงเมื่อกำลังของสัญญาณแทรกสอดมีผลต่อกำลังของสัญญาณของผู้ใช้ และเมื่อเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล จึงมีผู้นำเสนอแนวคิดเพื่อที่จะพัฒนาเครื่องรับแบบ PIC [41-56] ที่มีประสิทธิภาพที่ใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดชนิดต่างๆ และทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล เทคนิคของตัวกรองถูกนำมาใช้ แต่เนื่องจากมีอัลกอริทึมมากมายที่ได้มีผู้แนะนำขึ้น [41-56] ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอเครื่องรับแบบ PIC ที่ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิซ ที่ทำงานร่วมกับอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์ และอัลกอริทึมแบบบอด (Blind Algorithm) ขจัดสัญญาณแทรกสอดสองชนิด คือ สัญญาณแทรกสอดแถบแคบ (NBI) และสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น (MAI) โดยเปรียบเทียบกับ เครื่องรับแบบ PIC ที่ใช้อัลกอริทึมแบบระเบียบวิธีค่าเฉลี่ยกำลังสองน้อยที่สุด (LMS) [45]

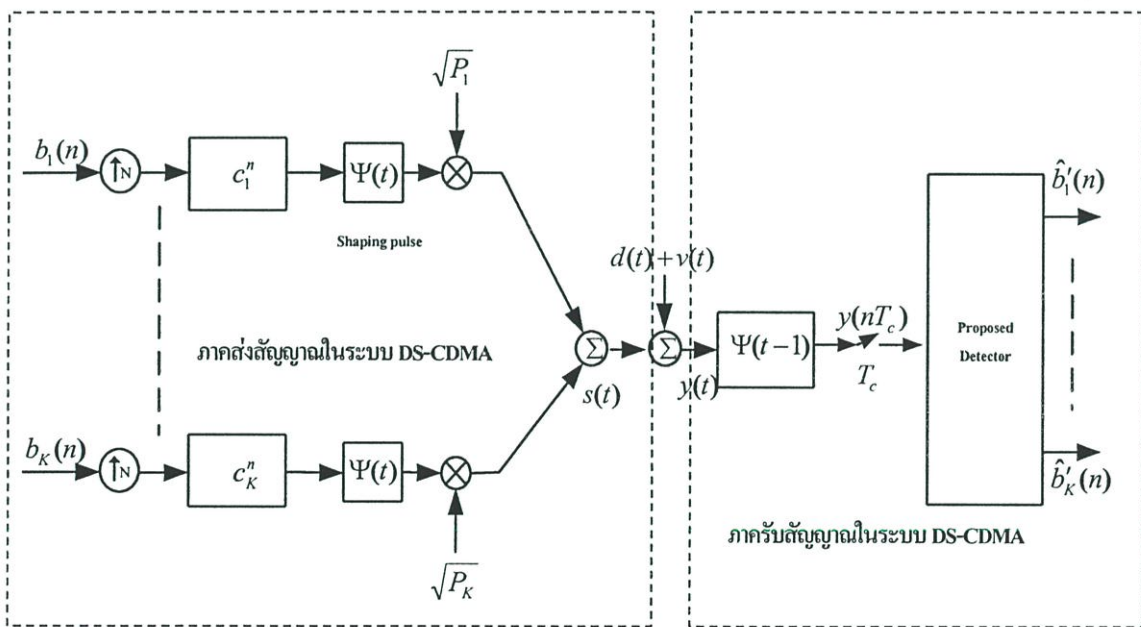


รูปที่ 5.1 โครงสร้างเครื่องรับแบบ PIC

จากแบบแผนของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน [45] กำหนดให้สัญญาณเบสแบนด์ที่มีการส่งแบบซิงโครนัสผ่านระบบ DS-CDMA แสดงดังรูปที่ 5.2 และผู้ใช้จำนวน K คนส่งสัญญาณข้อมูลผ่านการมอดูเลตด้วยวิธีไบนารีเฟสซิทอิก BPSK และมอดูเลตแบบแผ่สเปกตรัมด้วยสัญญาณรหัส PN จำนวน 15 บิต ส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนของสัญญาณแบบ AWGN สัญญาณข้อมูลภาครับแสดงได้ดังนี้ [45]

$$y(t) = s(t) + d(t) + v(t) \tag{5.1}$$

เมื่อ $s(t)$ คือ สัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ K คนที่ผ่านการแผ่สเปกตรัมแล้ว
 $d(t)$ คือ สัญญาณแทรกสอดแถบแคบในระบบ DS-CDMA
 $v(t)$ คือ สัญญาณรบกวน AWGN ในช่องสัญญาณ



รูปที่ 5.2 บล็อกไดอะแกรมภาคส่งและภาครับสัญญาณในระบบ DS-CDMA

สัญญาณข้อมูลของผู้ใช้ K คนที่ผ่านการแผ่สเปกตรัมแล้วแสดงดังสมการ [45]

$$s(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} \sum_n b_i(n) c_i(t - nT_b) \tag{5.2}$$

กำหนดให้ P_i คือ กำลังส่งของผู้ใช้อันดับที่ i

$b_i(n) \in \{-1, 1\}$ คือ จำนวนบิตข้อมูลของผู้ใช้อันดับที่ i

$c_i(t)$ คือ สัญญาณรหัสของผู้ใช้แต่ละคน

T_b คือ คาบเวลาของบิตข้อมูล

สัญญาณ $c_i(t)$ มีค่าดังนี้

$$c_i(t) = \sum_{m=1}^N c_i^m \psi(t - mT_c) \quad (5.3)$$

เมื่อกำหนดให้ $c_i^m \in \{-1, 1\}$, $m = 1, 2, \dots, N$

สัญญาณภาครับเมื่อผ่านการคิมอดูเลตคลื่นพาห์ แสดงดังนี้

$$\begin{aligned} Y(n) &= [y(nNT_c) \quad y((nN+1)T_c) \cdots y((nN+N-1)T_c)]^T \\ &= \sum_{i=1}^K \sqrt{P_i} b_i(n) C_i + D(n) + V(n) \end{aligned} \quad (5.4)$$

เมื่อ

$C_i = (1/\sqrt{N}) [c_i^1 \quad c_i^2 \quad \cdots \quad c_i^N]^T$ คือ สัญญาณรหัสที่ผ่านการทำให้เป็นบรรทัดฐาน สำหรับผู้ใช้อันดับที่ i

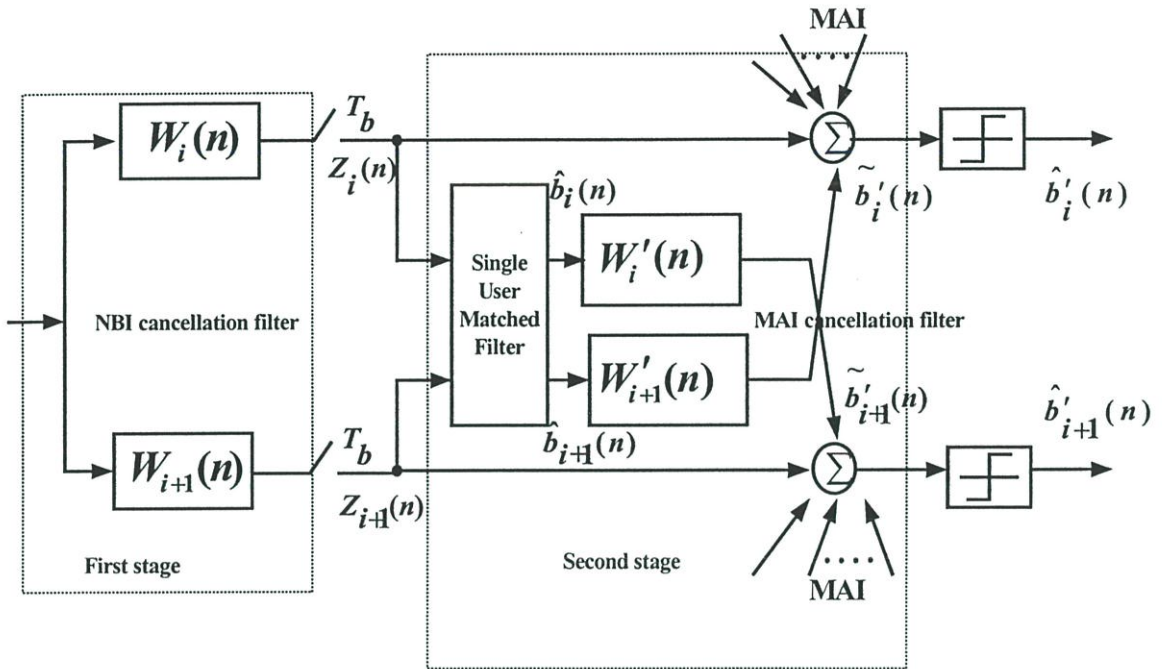
$D(n)$ คือ เวกเตอร์พจน์ตัวอย่างของสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

$V(n)$ คือ เวกเตอร์พจน์ตัวอย่างของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว (AWGN)

และกำหนดให้เวกเตอร์ $b_i(n)$, $D(n)$, $V(n)$ เป็นอิสระจากกัน

รูปที่ 5.3 แสดงแบบแผนของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ โดยสัญญาณอินพุต $Y(n)$ กำหนดโดยสมการที่ (5.4) และสัญญาณที่ผ่านฟิลเตอร์ในขั้นแรกหรือสัญญาณที่ผ่านการขจัดสัญญาณแทรกสอด NBI แล้วแสดงดังนี้

$$\begin{aligned} z_k(n) &= Y^T(n) W_i(n) \\ &= \sqrt{P_i} b_i(n) C_i^T W_i(n) \\ &\quad + \sum_{k \neq i} \sqrt{P_k} b_k(n) C_k^T W_i(n) \\ &\quad + D^T(n) W_i(n) + V^T(n) W_i(n) \end{aligned} \quad (5.5)$$



รูปที่ 5.3 แบบแผนของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน

เมื่อ $W_i(n)$ คือ สัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ที่ใช้จัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบในขั้นแรก จากสมการที่ (5.5) พจน์แรกของสมการ คือ สัญญาณข้อมูลของผู้ใช้คนที่ต้องการ และพจน์ที่สองของสมการคือ สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น พจน์ที่สาม และพจน์ที่สี่ คือสัญญาณแทรกสอดแถบ และสัญญาณรบกวน AWGN ตามลำดับ และสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์เขียนเป็นเวกเตอร์ดังสมการ

$$W_i(n) = [w_i^0(n) \ \cdots \ w_i^{N-1}(n)]^T \quad (5.6)$$

และอินพุตที่จะผ่านฟิลเตอร์ในขั้นที่สองคือ เอาต์พุตจากฟิลเตอร์ในขั้นแรกนำมาผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายที่ i (ผู้ใช้รายที่สนใจ)

$$\hat{b}_i(n) = z_{MF}(n) = z_i(n)C_i^T(n) \quad (5.7)$$

เอาต์พุตที่ผ่านการขจัดสัญญาณแทรกสอดขั้นสุดท้ายแล้วแสดงได้ดังนี้

$$\tilde{b}'_i(n) = z_i(n) + \hat{B}_i^T(n)W'_i(n) \quad (5.8)$$

สมการที่ (5.8) คือ เอาต์พุตที่เกิดจากข้อมูลที่รับหักล้างกับข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นที่มารบกวน และ สมการที่ (5.9) คือ สัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ในขั้นที่สองซึ่งจะมีแค่สัมประสิทธิ์ของผู้ใช้รายอื่นที่มารบกวน

$$W'_i(n) = [w'_{i,i+1}(n) \cdots w'_{i-1,i+1}(n) \quad w'_{i+1,i+1}(n) \cdots w'_{K,i+1}(n)]^T; \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (5.9)$$

สมการที่ (5.10) คือ บิตข้อมูลทีผ่านแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ใช้รายเดียวแล้ว ซึ่งจะมีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นรวมอยู่ด้วย

$$\hat{B}_i(n) = [\hat{b}_1(n) \cdots \hat{b}_{i-1}(n) \quad \hat{b}_{i+1}(n) \cdots \hat{b}_K(n)]^T; \quad i = 1, 2, \dots, K \quad (5.10)$$

$$\hat{b}'_i(n) = \text{sgn}(\tilde{b}'_i(n)) \quad (5.11)$$

สมการที่ (5.11) คือ บิตข้อมูลตัดสินหลังผ่านเครื่องรับแบบ PIC และจะนำบิตที่ได้วัดประสิทธิภาพของเครื่องรับ การทำงานของฟิลเตอร์แบบสองขั้นตอนนี้สามารถแสดงเป็นเวกเตอร์ดังนี้

$$\begin{bmatrix} Z(n) \\ \tilde{B}'(n) \end{bmatrix} = \frac{\begin{bmatrix} Y^T(n) & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & & 0 & Y^T(n) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}}{\begin{bmatrix} Y^T(n) & 0 & 0 & \hat{B}_1^T(n) & 0 & 0 \\ 0 & \ddots & 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & Y^T(n) & 0 & 0 & \hat{B}_K^T(n) \end{bmatrix}} \begin{bmatrix} W_1(n) \\ \vdots \\ W_K(n) \\ W'_1(n) \\ \vdots \\ W'_K(n) \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

เมื่อ $Z(n) = [z_1(n) \cdots z_K(n)]^T$ และ $\tilde{B}'(n) = [\tilde{b}'_1(n) \cdots \tilde{b}'_K(n)]^T$ และสามารถเขียนสั้น ๆ ได้ว่า

$$\tilde{B}(n) = \begin{bmatrix} H_1(n) \\ H_2(n) \end{bmatrix} W(n) = H(n)W(n) \quad (5.13)$$

$$\tilde{B}(n) = \left[\frac{Z(n)}{\tilde{B}'(n)} \right] \quad (5.14)$$

$H(n)$ คือ อินพุตเมตริกซ์

$W(n)$ คือ เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ที่ต้องการประมาณค่า

5.2 เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่มีอัลกอริทึมแบบ LMS [2], [34]

อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ในเครื่องรับแบบ PIC (รูปที่ 5.3) เอาต์พุตที่ขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบแล้วในขั้นแรกสามารถแสดงดังสมการที่ (5.15)

$$Z(n) = Y(n) + w^{LMS}(n)Y(n-1) + Y(n-2) - \rho w^{LMS}(n)Y(n-1) - \rho^2 Y(n-2) \quad (5.15)$$

สัมประสิทธิ์ของอะแดปทีฟนอซ์ฟิลเตอร์ที่มีอัลกอริทึมแบบ LMS แสดงดังสมการที่ (5.16) เมื่อกำหนดให้ μ_{NBI} คือ ค่าเสถียรไซส์ในการปรับสัมประสิทธิ์ของนอซ์ฟิลเตอร์

$$w^{LMS}(n) = w^{LMS}(n-1) - 2\mu_{NBI} e(n)Z(n) \quad (5.16)$$

$$e(n) = Y(n) - Z(n) \quad (5.17)$$

ค่าเอาต์พุตที่ได้จากขั้นแรกจะนำไปใช้เป็นอินพุตในขั้นที่สองเพื่อขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น สมการที่ (5.18) แสดงสัญญาณที่ผ่านการขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ และจากผู้ใช้คนอื่นแล้ว

$$\tilde{b}'_i(n) = z_{MF}^i(n) - w_i'^{LMS T}(n)z_{MF}^i(n) \quad (5.18)$$

สมการที่ (5.19) คือสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ที่ใช้ขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS โดยอาศัยขบวนการปรับตัวแบบบอด เมื่อ $w_i'^{LMS}(n)$ คือสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่าข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นโดยไม่รวมผู้ใช้คนที่ i

$$w_i'^{LMS}(n) = w_i'^{LMS}(n-1) - \mu_{MAI} \tilde{b}'_i(n) [\tilde{b}'_i(n) - Z_{MF}^i(n)C_i] \quad (5.19)$$

เมื่อ i คือ ผู้ใช้คนที่ i

C_i คือ สัญญาณรหัสของผู้ใช้คนที่ i

μ_{MAI} คือ ค่าเสถียรภาพในการปรับสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ที่ใช้จัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่น

Z_{MF}^i คือ เอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์ของผู้ใช้รายเดียวกันที่ i

5.3 เครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานโครงสร้างแลตทิซที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรภาพ และมีการปรับอัตโนมัติแบบบอด

อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิซที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรภาพสำหรับเครื่องรับแบบ PIC แสดงดังรูปที่ 5.3 เอาต์พุตที่จัดสัญญาณแทรกสอดแถบแถบแล้วในขั้นแรกสามารถแสดงดังสมการที่ (5.20) ($L = \text{Lattice}$)

$$Z(n) = U(n) + 2w^L(n)U(n-1) + U(n-2) \quad (5.20)$$

$$U(n) = Y(n) - w^L(n)(1 + \rho)U(n-1) - \rho U(n-2) \quad (5.21)$$

สัมประสิทธิ์ของอะแดปทีฟแลตทิซฟิลเตอร์ที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรภาพแสดงดังสมการที่ (5.22)

เมื่อกำหนดให้ $\mu_{NBI}(n)$ คือ สมการการปรับค่าเสถียรภาพซึ่งสามารถกำหนดดังสมการที่ (5.24)

$$w^L(n) = w^L(n-1) + \mu_{NBI}(n) \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{sgn}[Z(n)] \frac{\partial Z(n)}{\partial w^L(n)} \right\} \quad (5.22)$$

$$\frac{\partial Z(n)}{\partial w^L(n)} = 2U(n-1) \quad (5.23)$$

$$\mu_{NBI}(n+1) = \alpha(n)\mu_{NBI}(n) + \gamma p^2(n) \quad (5.24)$$

สมการที่ (5.25) และ (5.27) ใช้ในการควบคุมการปรับค่าเสถียรภาพ เพื่อให้การหาค่าสัมประสิทธิ์มีความละเอียดถูกต้องมากยิ่งขึ้น

$$\alpha(n) = \lambda\alpha(n-1) + (1-\lambda)e(n) \cdot e(n-1) \quad (5.25)$$

$$e(n) = Y(n) - Z(n) \quad (5.26)$$

$$p(n) = \sigma p(n-1) + (1-\sigma)Z^2(n) \quad (5.27)$$

เมื่อกำหนดให้ λ และ σ คือ ค่า exponential weighting พารามิเตอร์ หรือ forgetting factor ค่าเอาต์พุตที่ได้จากขั้นแรกจะนำไปใช้เป็นอินพุตในขั้นที่สองเพื่อจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น สมการที่ (5.28) แสดงสัญญาณที่ผ่านการจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ และจากผู้ใช้คนอื่นแล้ว

$$\tilde{b}'_i(n) = z_{MF}^i(n) - w_i'^L(n)K_i(n) \quad (5.28)$$

สมการที่ (5.29) คือสัมประสิทธิ์ของ Lattice Joint Process Estimator ฟิลเตอร์ที่ใช้จัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นโดยใช้อัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์ และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบบอด (Blind Adaptive Algorithm) เมื่อ $w_i'^L(n)$ คือสัมประสิทธิ์ของการประมาณค่าข้อมูลของผู้ใช้คนอื่นโดยไม่รวมผู้ใช้คนที่ i

$$w_i'^L(n) = w_i'^L(n-1) + \mu_{MAI}(n)\tilde{b}'_i(n)d_i(n) \quad (5.29)$$

$$\mu_{MAI}(n+1) = \beta\mu_{MAI}(n) - (1-\beta)d_i^2(n) \quad (5.30)$$

$$d_i(n) = K_i(n) - \tilde{b}'_i(n) \quad (5.31)$$

$$K_i(n) = \sum_{k=1}^{N-1} a_k(n)g_k(n) \quad (5.32)$$

$$a_k(n+1) = a_k(n) + \frac{\mu_0}{S_k(n)}u(n)g_k(n) \quad (5.33)$$

$$u(n) = Z_{MF}^i(n) - a_k(n)g_k(n) \quad (5.34)$$

สมการที่ (5.32) คือค่าสัมประสิทธิ์ที่เกิดจาก Lattice Joint Process Estimator ฟิลเตอร์ เมื่อ $F_i(n)$ และ $G_i(n)$ คือ ค่า Forward Prediction Error และค่า Backward Prediction Error จากฟิลเตอร์ และสมการที่ (5.33) คือสัมประสิทธิ์ของส่วน Linear Combiner กำหนดให้ $\mu^0 = 0.002$ และ N คือจำนวนแท็ปของฟิลเตอร์ ในวิทยานิพนธ์นี้กำหนดให้ $N = 5$

$$G_i(n) = [g_0^i(n) \quad g_1^i(n) \quad \dots \quad g_{k-1}^i(n)], k = 1, 2, \dots, N \quad (5.35)$$

$$g_k^i(n) = g_{k-1}^i(n-1) + k_k^i(n)f_{k-1}^i(n) \quad (5.36)$$

$$F_i(n) = [f_0^i(n) \quad f_1^i(n) \quad \dots \quad f_{k-1}^i(n)], k = 1, 2, \dots, N \quad (5.37)$$

$$f_k^i(n) = f_{k-1}^i(n) - k_k^i(n)b_{k-1}^i(n-1) \quad (5.38)$$

$$k_k^i(n+1) = k_k^i(n) + \frac{\mu_L}{S_k^i(n) + \varepsilon} (g_k^i(n)f_{k-1}^i(n) + g_{k-1}^i(n)f_k^i(n)) \quad (5.39)$$

$$S_k^i(n) = \beta S_k^i(n-1) + (1-\beta)(f_{k-1}^i{}^2(n) + g_{k-1}^i{}^2(n-1)) \quad (5.40)$$

$$f_0^i(n) = g_0^i(n) = Z_{MF}^i(n) \quad (5.41)$$

กำหนดให้ μ_L คือ ค่าเสถียรไซส์เริ่มต้น และถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้วด้วยสมการ $S_k^i(n) + \varepsilon$ ซึ่งเป็นสมการพลังงานของ Forward Prediction Error และ Backward Prediction Error ของโครงสร้างแลคทิสฟิลเตอร์ และมีค่าเริ่มต้นของโครงสร้างอันดับที่ศูนย์เท่ากับเอาต์พุตของแมตซ์ฟิลเตอร์สำหรับผู้ไ้รายเดี่ยวนที่ i

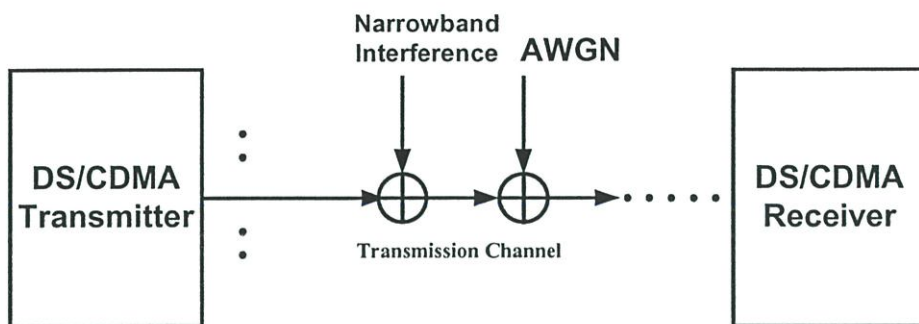
บทที่ 6

ผลการวิจัย

ในบทนี้กล่าวถึง ผลจำลองการทำงานของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนาน (PIC) ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ด้วยโปรแกรม MATLAB โดยแบ่งการทดลองออกเป็น 3 หัวข้อ โดยจะเปรียบเทียบกับเครื่องรับแบบ PIC ที่มีอัลกอริทึมแบบ LMS [45] [52] [58] ซึ่งในหัวข้อแรก จะเป็นการวิจัยคุณสมบัติของฟิลเตอร์ที่นำมาใช้ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญคือ ความเร็วการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่ต้องการกล่าวคือหากสัมประสิทธิ์มีการลู่เข้าช้าแล้วบิดข้อมูลจำนวนมากที่ประมาณได้จะมีความผิดพลาดในช่วงที่ฟิลเตอร์ยังไม่ลู่เข้าสู่สัมประสิทธิ์ที่ต้องการ หัวข้อที่ 2 แสดงผลการวิจัยประสิทธิภาพของข้อมูลที่ผ่านวงจรฟิลเตอร์แล้ว หรืออีกนัยหนึ่งเป็นการวัดสมรรถนะของเครื่องรับ PIC ที่นำเสนอขึ้นในระบบ DS-CDMA ซึ่งจะพิจารณาในกรณีที่กำลังส่งสมบูรณ์ หรือไม่มีปรากฏการณ์โกส-ไกล หัวข้อที่ 3 เป็นการวัดสมรรถนะของเครื่องรับแบบ PIC ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์หรือค้ำเนื่องถึงปรากฏการณ์โกส-ไกลด้วย โดยหัวข้อที่ 2 และ 3 จะคำนึงถึงความจุของระบบโดยเพิ่มจำนวนผู้ใช้แตกต่างกัน

6.1 วิธีการจำลองระบบ

กำหนดให้ข้อมูลมีขนาด 5,000 บิต และถูกแผ่ด้วยรหัสแม่ รหัสแม่ที่ดี คือ รหัสแม่ที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก และในทางอุดมคติรหัสแผ่ระหว่างผู้ใช้แต่ละคนต้องมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามเท่ากับศูนย์ ซึ่งในทางปฏิบัติสามารถทำได้ยาก และเนื่องจากรหัสในหนึ่งชุดนั้นจะมีกลุ่มรหัสหนึ่งเท่านั้นที่มีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสต่ำมาก ซึ่งไม่เพียงพอต่อจำนวนผู้ใช้ในระบบ DS-CDMA ที่มีการเติบโตอย่างรวดเร็ว ในวิทยานิพนธ์ใช้รหัสแม่ชนิดลำดับ PN ที่เป็นรหัสสุ่ม โดยการสุ่มอย่างอิสระเพื่อพิจารณาระบบ DS-CDMA ในกรณีที่เลวร้ายที่สุดคือรหัสของผู้ใช้ทุกคนในระบบมีค่าสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างรหัสมาก ซึ่งทำให้เกิดกรณีสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้อื่นมีค่ามาก และใช้รหัสสั้นมีขนาด 15 บิตที่ถูกทำให้เป็นบรรทัดฐานแล้ว (Normalize) และสัญญาณจะส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนของสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว และยังถูกรบกวนด้วยสัญญาณแทรกสอดแถบแคบซึ่งเกิดจากผู้ใช้อื่นในระบบสื่อสารเดียวกัน รูปที่ 6.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการส่งสัญญาณผ่านระบบ DS-CDMA



รูปที่ 6.1 บล็อกไดอะแกรมของการส่งสัญญาณในระบบ DS-SSMA

6.2 การทดลอง และผลการทดลอง

ในการทดลองทั้งสามหัวข้อนี้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆของฟิลเตอร์แต่ละชนิดดังนี้

- เครื่องรับแบบ PIC ที่มีอัลกอริทึมแบบ LMS

$$\rho = 0.90, \mu_{NBI}^i = 0.02, \mu_{MAI}^i = 0.02$$

- เครื่องรับแบบ PIC โครงสร้างแลตทิสที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์

$$\rho = 0.90, \sigma = 0.95, \gamma = 0.00001, \lambda = 0.001, \varepsilon = 0.05, \beta = 0.80, \alpha(0) = 0.95,$$

$$\mu_L = 0.02, \mu_{NBI}(0) = 0.07, \mu_{MAI}^i(0) = 0.02$$

- ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ ที่ใช้ในการทดลอง

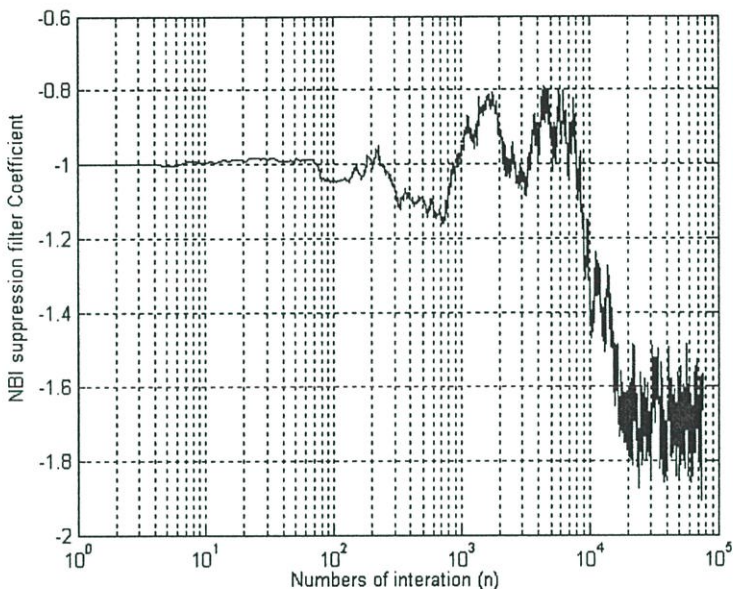
$$N = 5000 \text{ (} N = \text{จำนวนบิตข้อมูล)}, SNR = 0 - 18 \text{ dB}, E_b / N_o = 8, 10, 16 \text{ dB}$$

$$\text{สัญญาณแทรกสอดแถบแคบ (NBI)} = \sin(n\pi / 3)$$

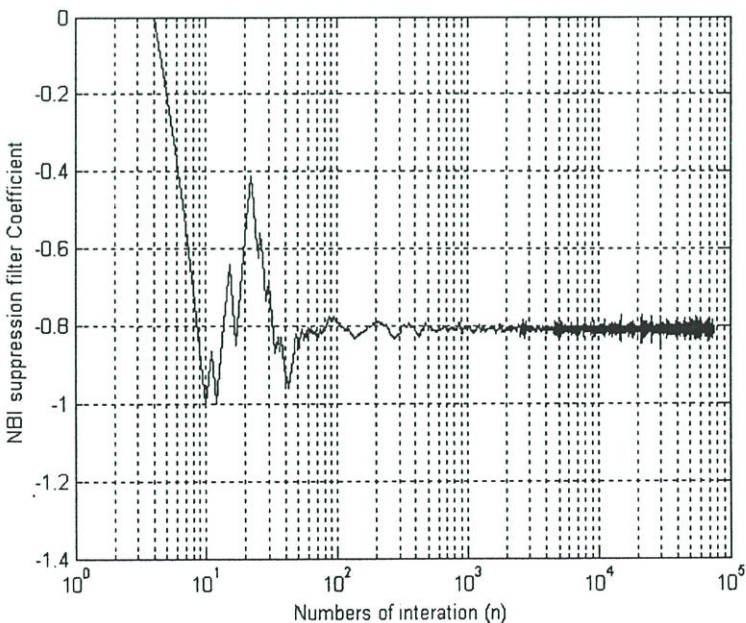
6.2.1 การดูเข้าของสัมประสิทธิ์ของวงจรรองในเครื่องรับแบบ PIC ที่ประยุกต์ใช้อะแดปทีฟแลตทิสฟิลเตอร์

ในหัวข้อนี้พิจารณาการดูเข้าสู่สัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ซึ่งมีผลต่อความถูกต้องของบิตข้อมูล เพราะเมื่อเริ่มต้นนั้นฟิลเตอร์ยังไม่ดูเข้าสู่สัมประสิทธิ์ที่ต้องการอาจจะต้องศูนย์เสียข้อมูลในส่วนนั้นไป ทำให้ความถูกต้องของบิตข้อมูลทั้งหมดโดยรวมมีค่าต่ำไปด้วยจึงต้องใช้ฟิลเตอร์ที่ดูเข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ที่ต้องการได้เร็ว และมีความถูกต้องในการประมาณค่าสูงเพื่อลดค่าบิตผิดพลาดสะสมจากขั้นตอนในการฟิลเตอร์สัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิด โดยการทดลองนี้มีผู้ใช้เข้าถึงระบบพร้อมกัน 5 คน และผู้ใช้แต่ละคนส่งข้อมูลจำนวน 5000 บิต ผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวน

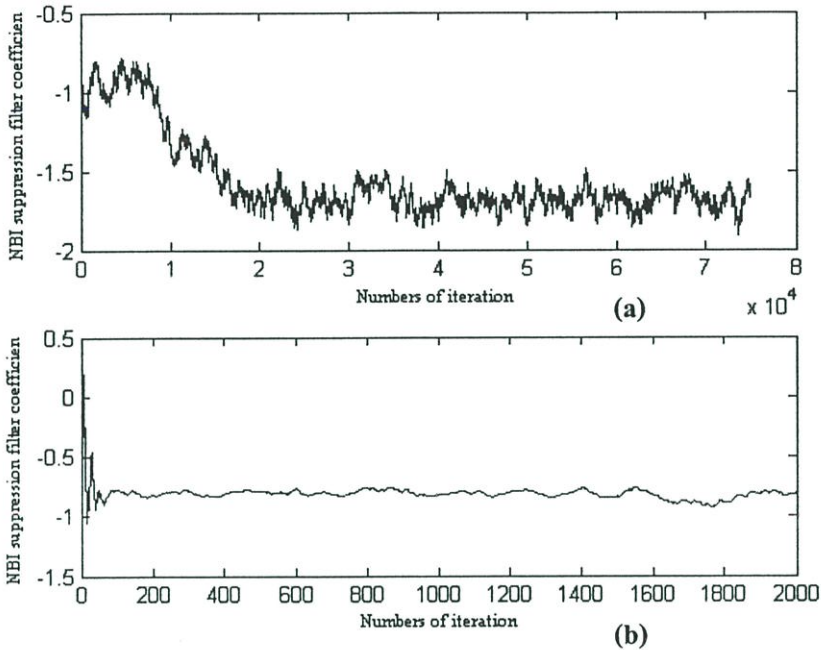
กวน AWGN และสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ รูปที่ 6.2 และ 6.3 แสดงการลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ของอัลกอริทึมแบบ LMS และ โครงสร้างแลตทิส ตามลำดับ รูปที่ 6.4 แสดงความเร็วในการลู่เข้าสู่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจระแคบที่ฟอดซ์ฟิลเตอร์ โครงสร้างแลตทิสที่ใช้อัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์ เปรียบเทียบกับอัลกอริทึมแบบ LMS



รูปที่ 6.2 การลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ฟิลเตอร์ที่ใช้อะแคบที่ฟอดซ์ฟิลเตอร์ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS



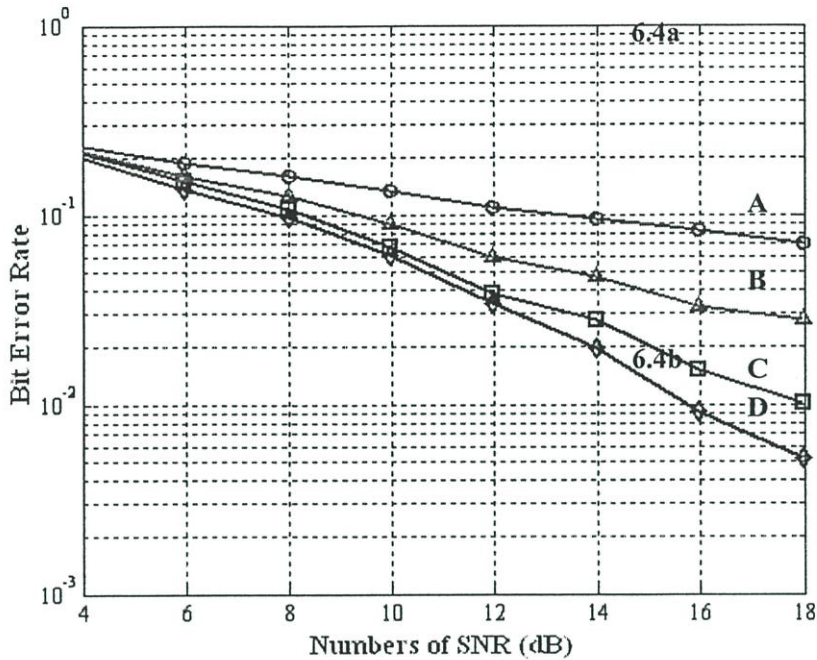
รูปที่ 6.3 การลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ที่ใช้อะแคบที่ฟโครงสร้างแลตทิสอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์



รูปที่ 6.4 เปรียบเทียบความเร็วในการลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ของทั้งสองอัลกอริทึม
(a) อัลกอริทึมแบบ LMS (b) โครงสร้างเลตทิซอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์

6.2.2 พิจารณาค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน เกาส์เซียนแบบขาวเปลี่ยนไป กรณี กำลังส่งสมบูรณ์

ในการทดลองนี้กำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของฟิลเตอร์เหมือนกันกับการทดลองในหัวข้อที่ 6.2.1 และพิจารณาเพียงกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ ทำให้สัญญาณของผู้ใช้ทุกคนมาถึงภาครับด้วยขนาดสัญญาณเท่ากัน รูปที่ 6.5, 6.7 และ 6.8 แสดงค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีค่า E_b / N_0 เท่ากัน คือ 8 dB โดยเปลี่ยนอัตราส่วนของสัญญาณข้อมูลจริงต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ตั้งแต่ 0 ถึง 18 dB โดยรูปที่ 6.5 จะเปรียบเทียบทั้งสองอัลกอริทึมในกรณีสัญญาณภาครับผ่านวงจรจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบเพียงอย่างเดียว รูปที่ 6.6 แสดงค่าความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ภาครับที่ผ่านการจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบแล้ว รูปที่ 6.7 แสดงการเปรียบเทียบสัญญาณที่ผ่านการจัดสัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิดแล้วของทั้งสองอัลกอริทึม รูปที่ 6.8 เปรียบเทียบสมรรถนะของฟิลเตอร์ทั้งสองชนิด โดยมีการเปรียบเทียบกับสัญญาณข้อมูลกรณีที่มีผู้ใช้รายเดียวหรือกรณีไม่เกิดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น



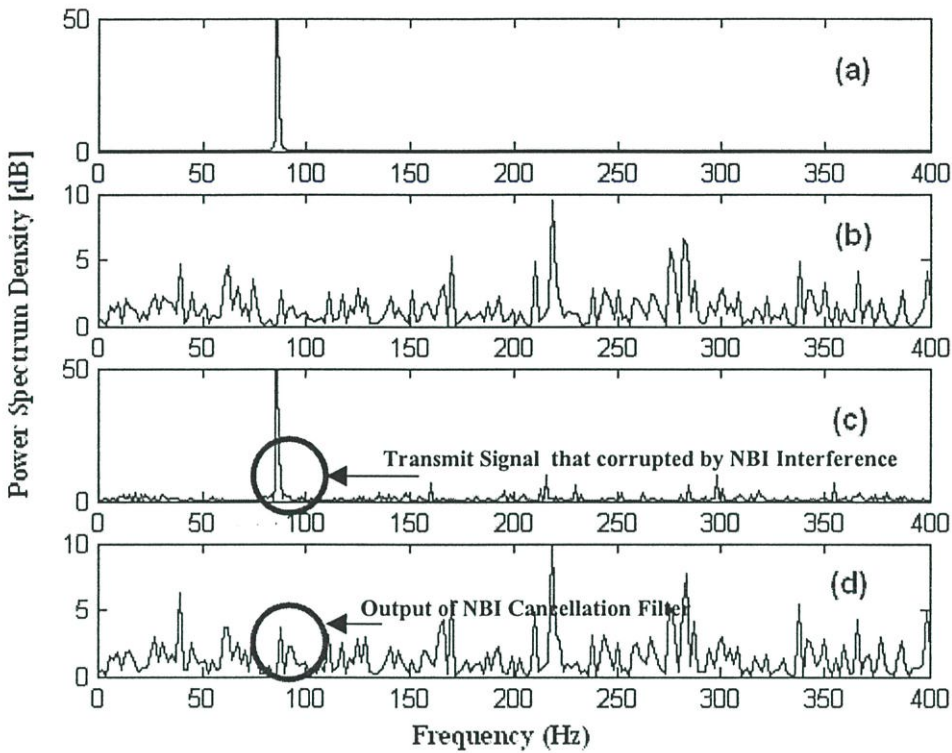
รูปที่ 6.5 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยกรณีถูกรบกวน โดยสัญญาณแทรกสอด NBI เพียงชนิดเดียว

กราฟ A แสดงสัญญาณภาครับที่ผ่านวงจรแมตซ์ฟิลเตอร์เพียงอย่างเดียว

กราฟ B แสดงสัญญาณภาครับที่ผ่านวงจรจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS

กราฟ C แสดงสัญญาณภาครับที่ผ่านวงจรจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบที่ใช้โครงสร้างเลตทิสและมีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียร

กราฟ D แสดงสัญญาณภาครับกรณีไม่เกิดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ



รูปที่ 6.6 ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณที่ผ่านการจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

$$\frac{P_s}{P_j} = 5 \text{ Watt}$$

กำหนดให้ P_j คือ กำลังของสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

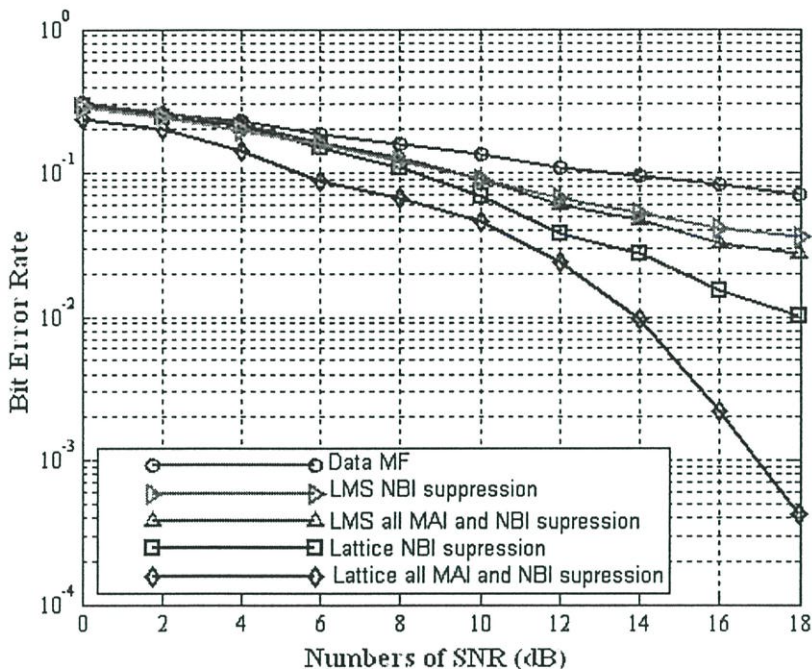
P_s คือ กำลังของสัญญาณข้อมูลที่ภาครับ

กราฟ (a) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ

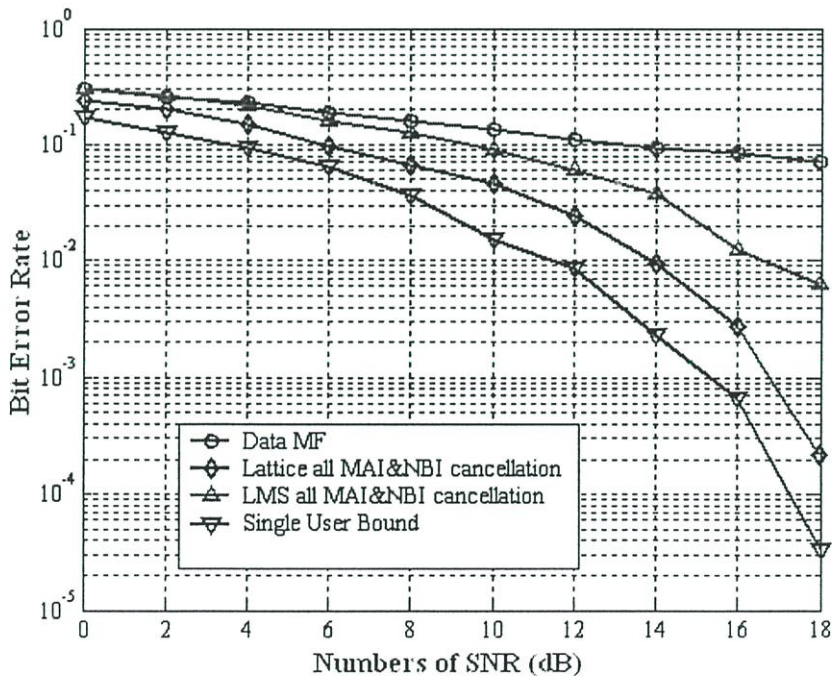
กราฟ (b) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่ภาคส่ง

กราฟ (c) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่ภาครับที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณแทรกสอดแถบแคบ และส่งผ่านช่องสัญญาณที่มีการรบกวนจากสัญญาณรบกวนเกาส์เซียนแบบขาว

กราฟ (d) ความหนาแน่นกำลังเชิงสเปกตรัมของสัญญาณข้อมูลที่ภาครับที่ผ่านการจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบแล้ว



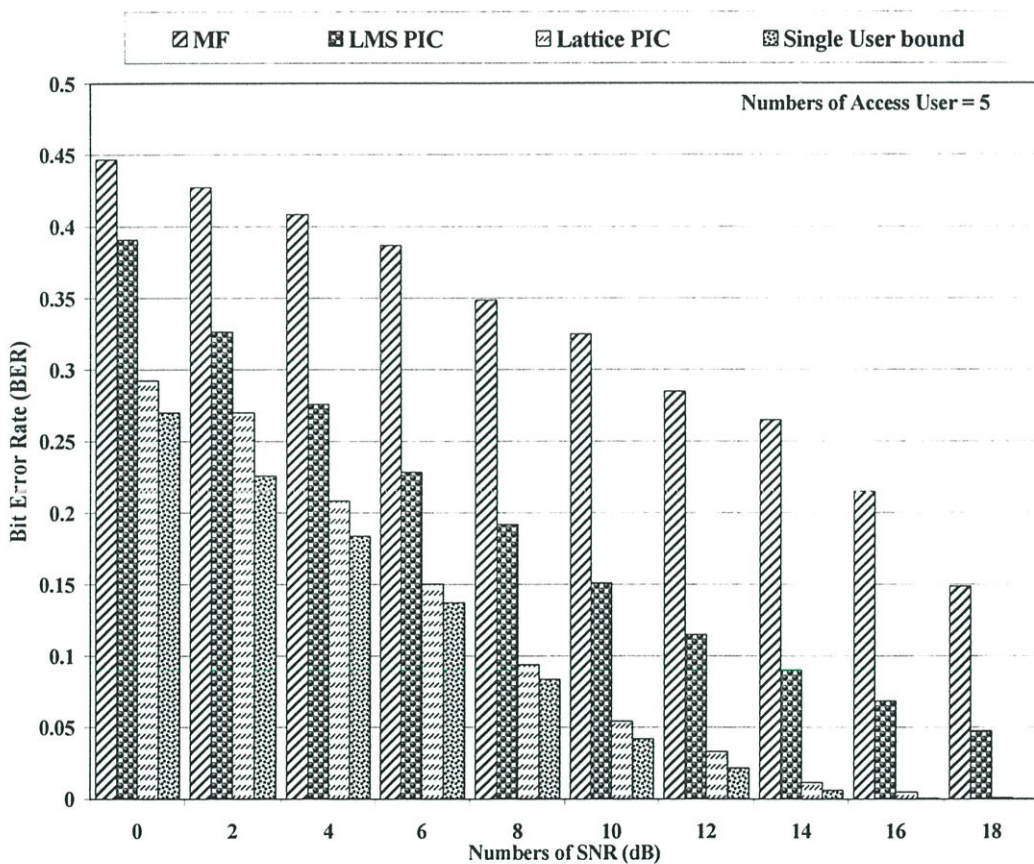
รูปที่ 6.7 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ผ่านการกำจัดสัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิดแล้ว



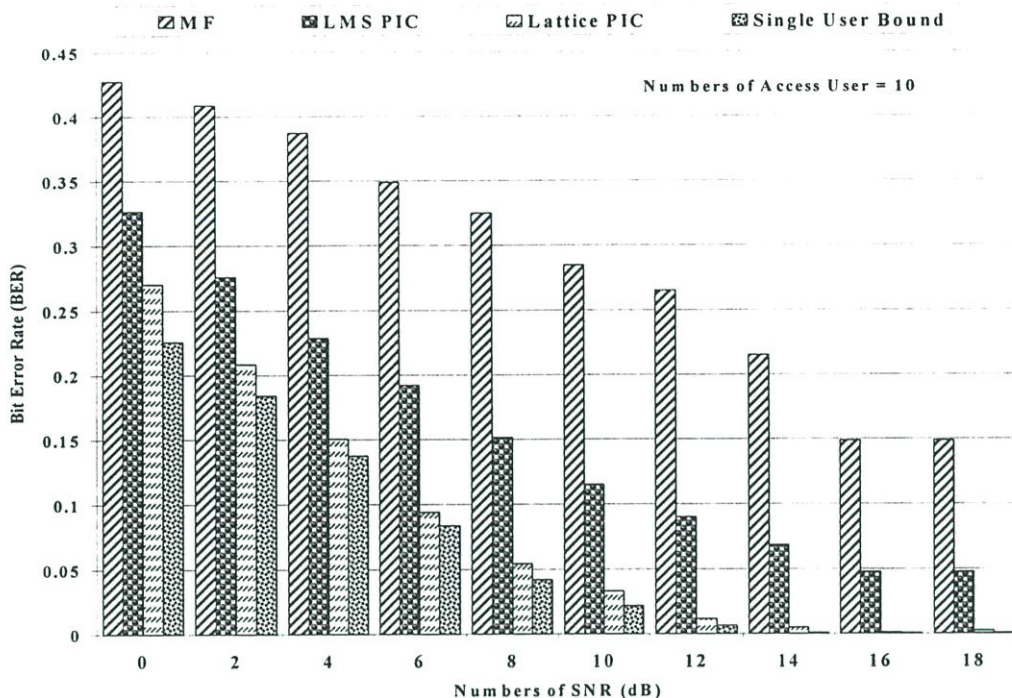
รูปที่ 6.8 ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ผ่านเครื่องรับแบบ PIC เปรียบเทียบกับขอบเขตของผู้ใช้รายเดียว

6.2.3 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยเมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไปกรณีกำลังส่งสมบูรณ์ และจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนแปลงหรือค่านึงถึงความจุของระบบด้วย

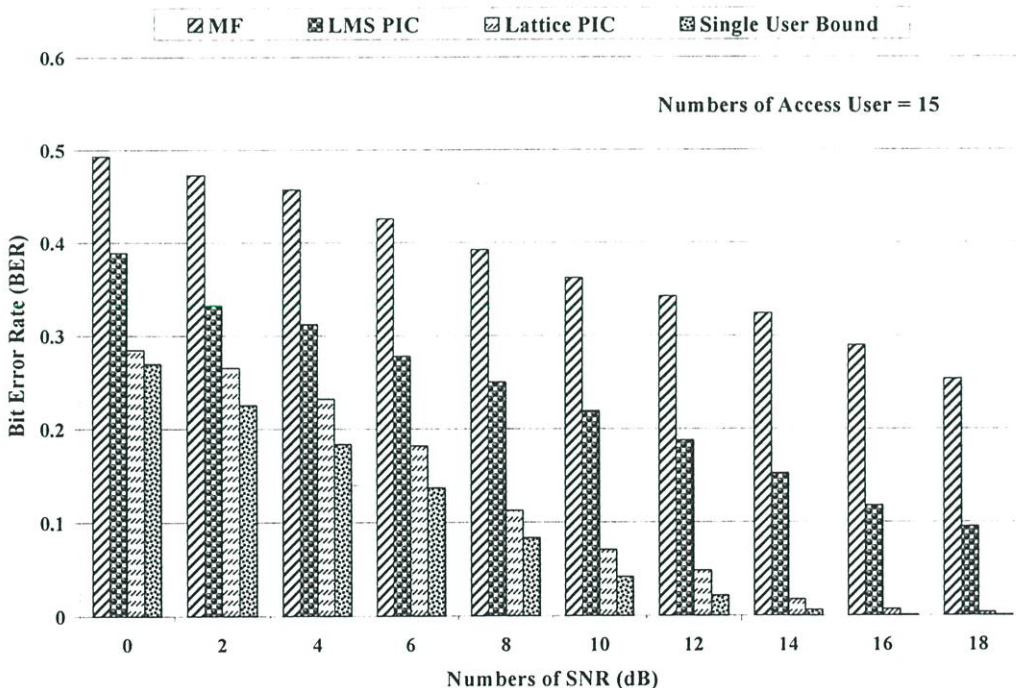
ในหัวข้อนี้จะเปลี่ยนแปลงจำนวนผู้ใช้ที่เข้าถึงระบบพร้อมกัน เพื่อวิเคราะห์ความจุของระบบ DS-CDMA ในกรณีนี้สัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่น (MAI) จะเพิ่มขึ้น และถ้าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้แต่ละคนมีค่าเปลี่ยนแปลงไม่มากเมื่อเปรียบเทียบกับจำนวนผู้ใช้เดิมคือ 5 คน แสดงว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่นำมาใช้มีประสิทธิภาพแม้ระบบมีการเพิ่มความจุ โดยรูปที่ 6.9, 6.10 และ 6.11 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่กำลังของสัญญาณรบกวนต่าง ๆ โดยผู้ใช้เท่ากับ 5, 10 และ 15 คนตามลำดับ



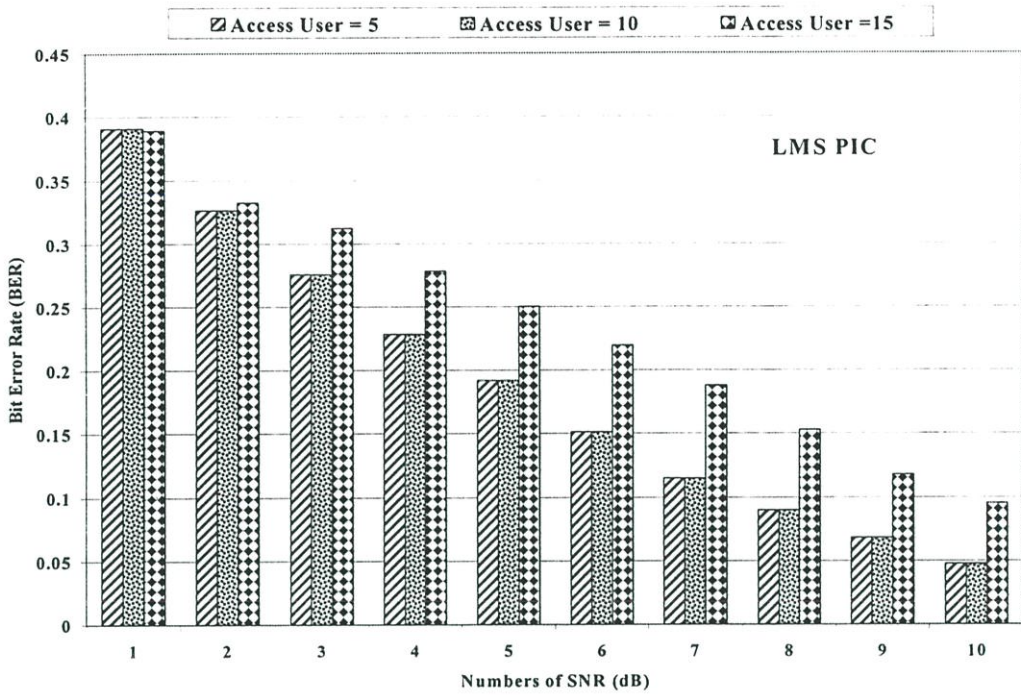
รูปที่ 6.9 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ 5 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB



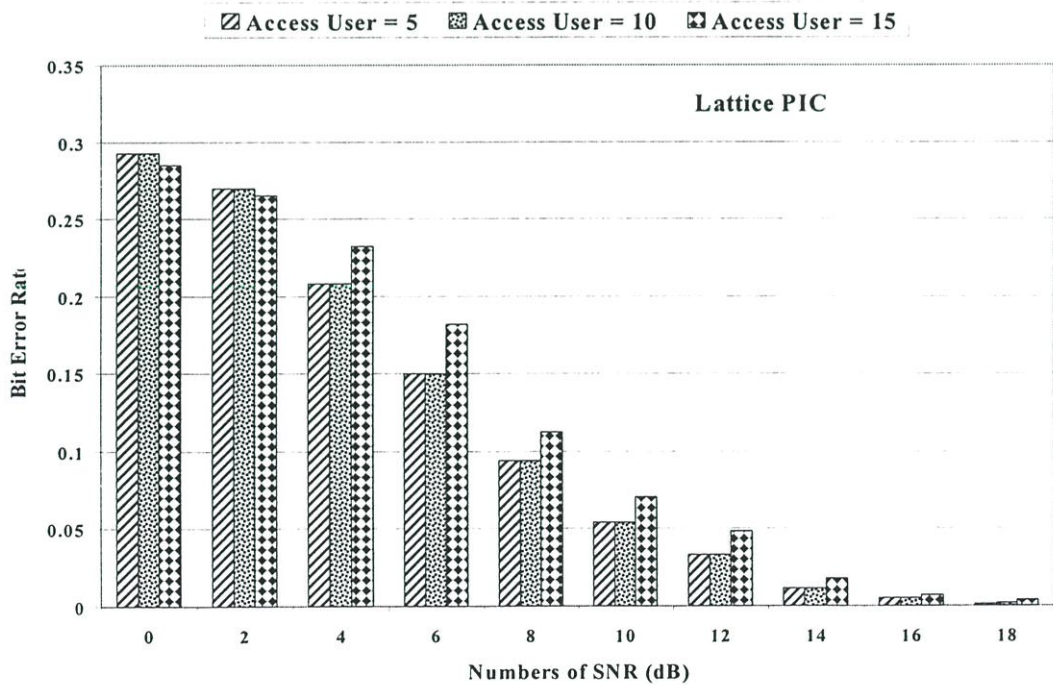
รูปที่ 6.10 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ 10 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB



รูปที่ 6.11 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ 15 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB



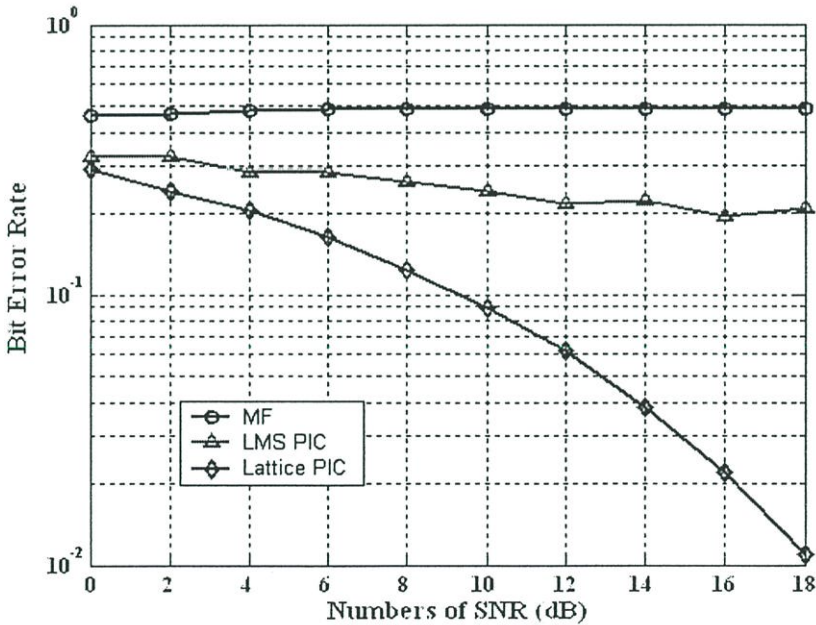
รูปที่ 6.12 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ 5, 10, 15 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB โดยใช้ LMS PIC



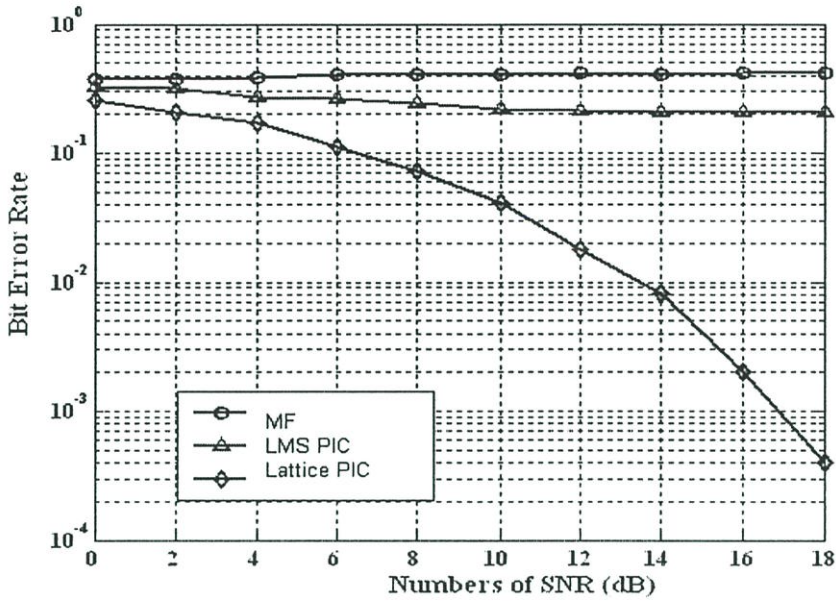
รูปที่ 6.13 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ 5, 10, 15 คน ที่ $E_b/N_0 = 8$ dB และ SNR มีค่าอยู่ใน ช่วง 0-18 dB โดยใช้ Lattice PIC

6.2.4 อัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย เมื่ออัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนเปลี่ยนไป กรณี กำลังส่งไม่สมบูรณ์ เกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกล (Near-far effect) และเมื่อจำนวนผู้ใช้เปลี่ยนแปลง หรือค้ำึงถึงความจุของระบบด้วย

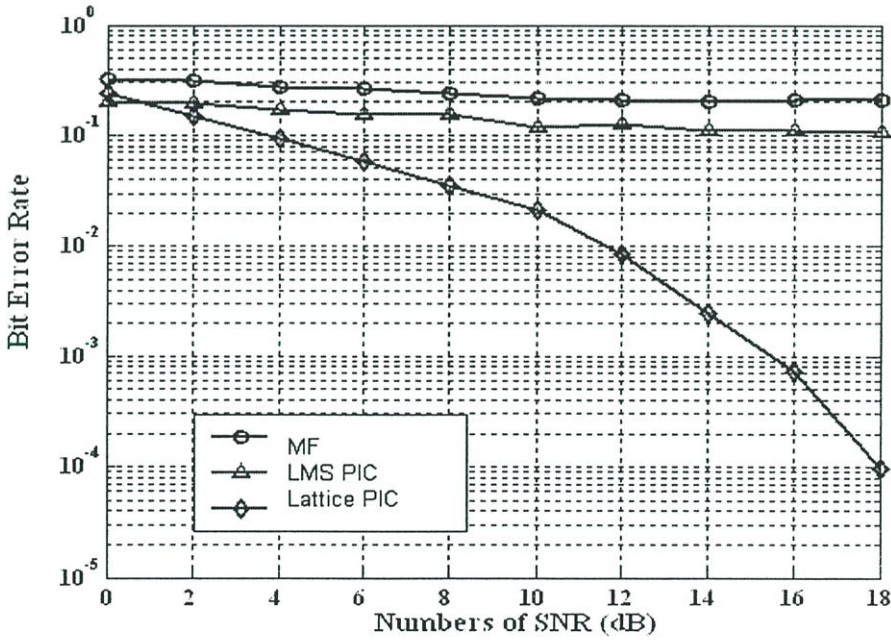
ในหัวข้อนี้ทำการทดลองเช่นเดียวกับหัวข้อ 6.2.3 แต่จะกำหนดให้ E_b/N_0 ของผู้ใช้แต่ละคนไม่เท่ากัน คือ 8 dB, 10 dB และ 16 dB เพื่อเปรียบเทียบประสิทธิภาพของเครื่องรับโครงสร้างแลตทิซที่ได้เสนอในวิทยานิพนธ์นี้ในกรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล รูปที่ 6.14 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีค่า E_b/N_0 ต่ำ เท่ากับ 8 dB โดยจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน รูปที่ 6.15 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีค่า E_b/N_0 เท่ากับ 10 dB โดยจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน รูปที่ 6.16 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ที่มีค่า E_b/N_0 เท่ากับ 16 dB โดยจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน รูปที่ 6.17 – 6.19 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้ 10 คนและค่า E_b/N_0 ของผู้ใช้แต่ละคนไม่เท่ากัน รูปที่ 6.20 – 6.22 ทดลองเช่นเดียวกับรูปที่ 6.17 - 6.19 แต่จำนวนผู้ใช้นี้มีค่าเท่ากับ 15 คน และ รูปที่ 6.23 – 6.25 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยในกรณีกำลังส่งสมบูรณ์ และกรณีเกิดปรากฏการณ์ ใกล้-ไกล ที่ค่า E_b/N_0 เท่ากันคือ 8dB , 10 dB และ 16 dB ตามลำดับ



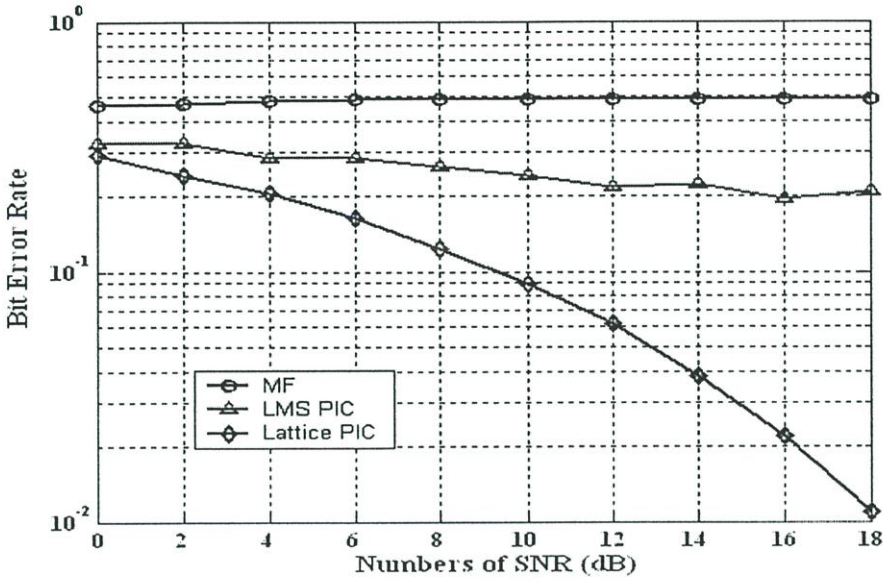
รูปที่ 6.14 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



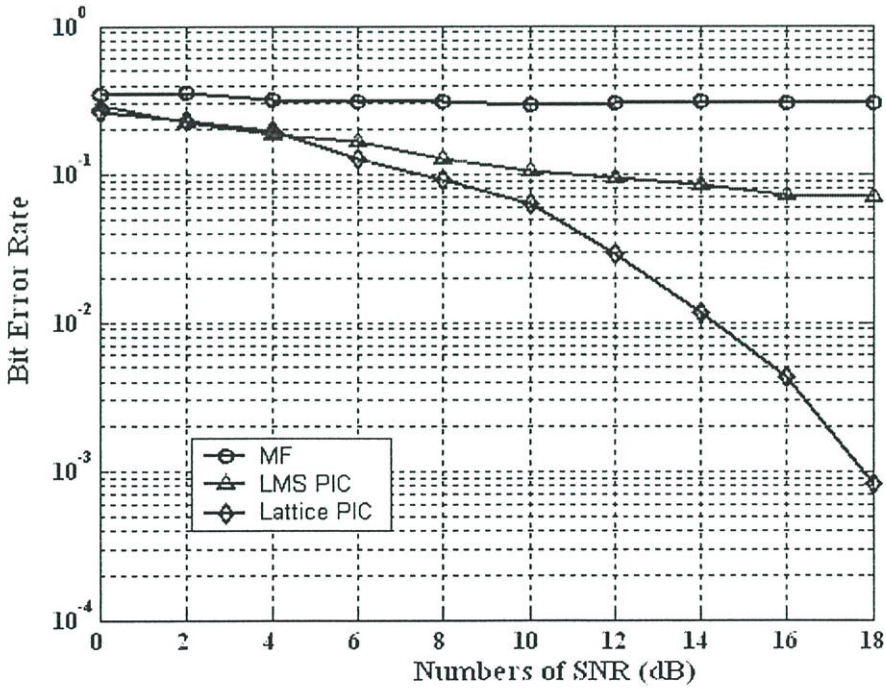
รูปที่ 6.15 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



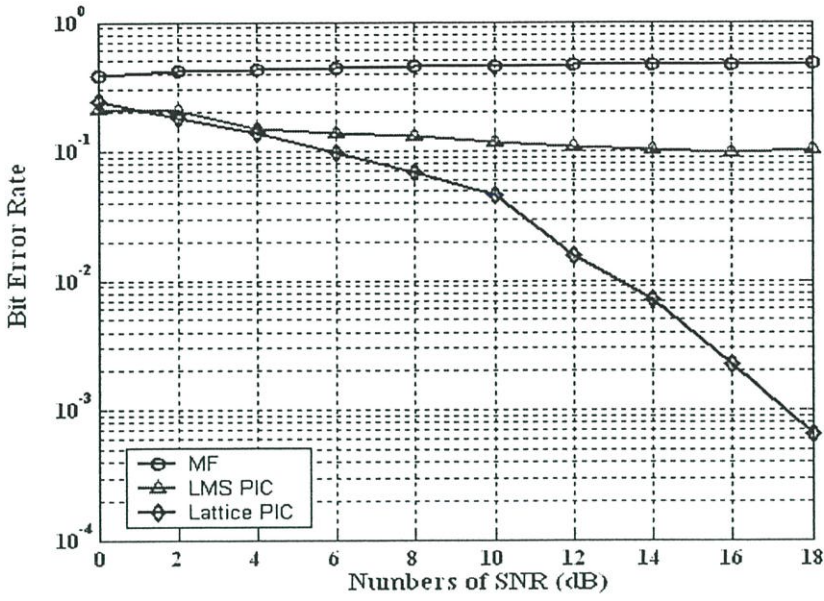
รูปที่ 6.16 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



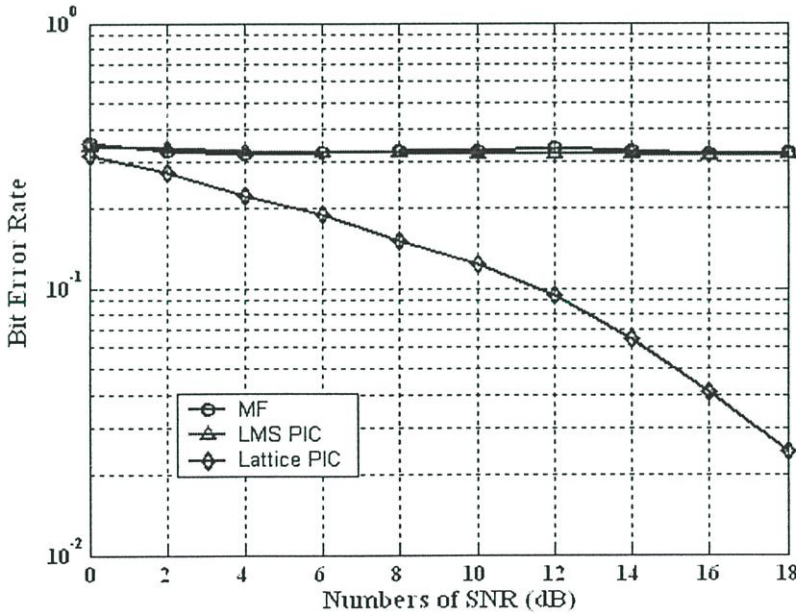
รูปที่ 6.17 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



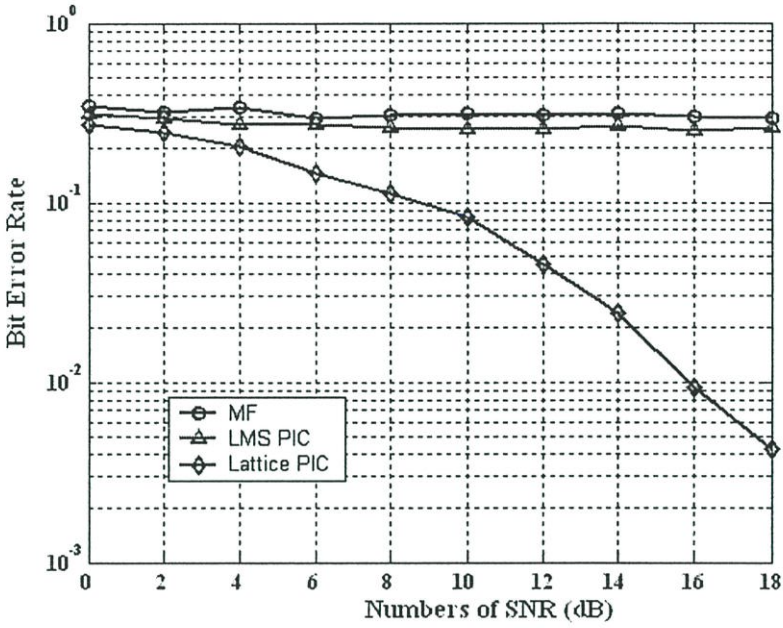
รูปที่ 6.18 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



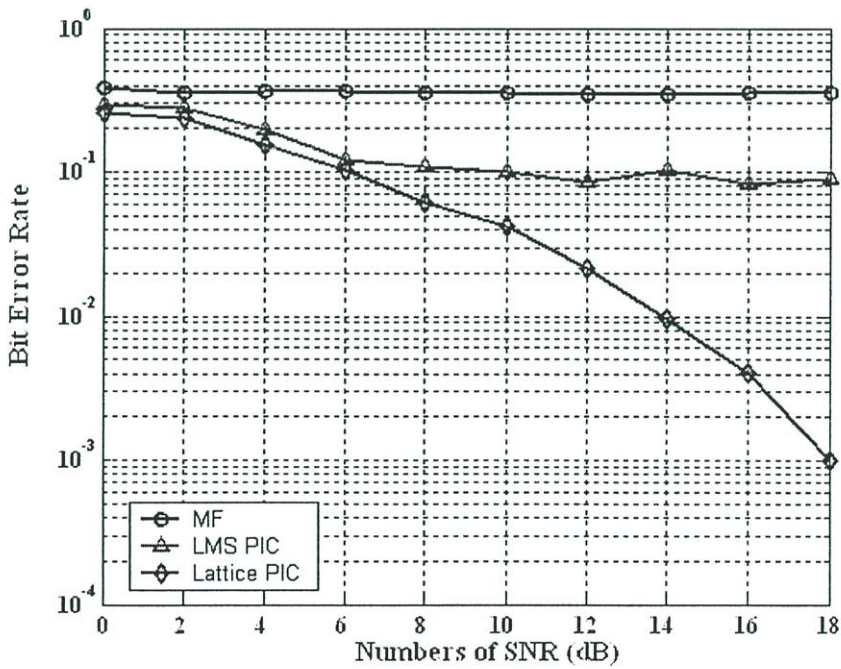
รูปที่ 6.19 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 16$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 10 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



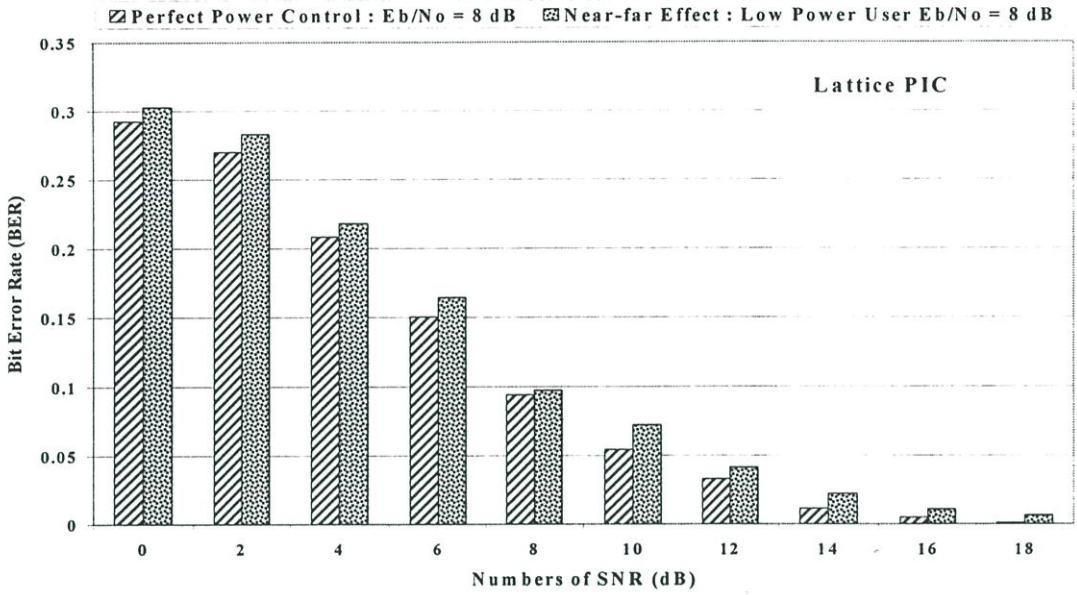
รูปที่ 6.20 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์



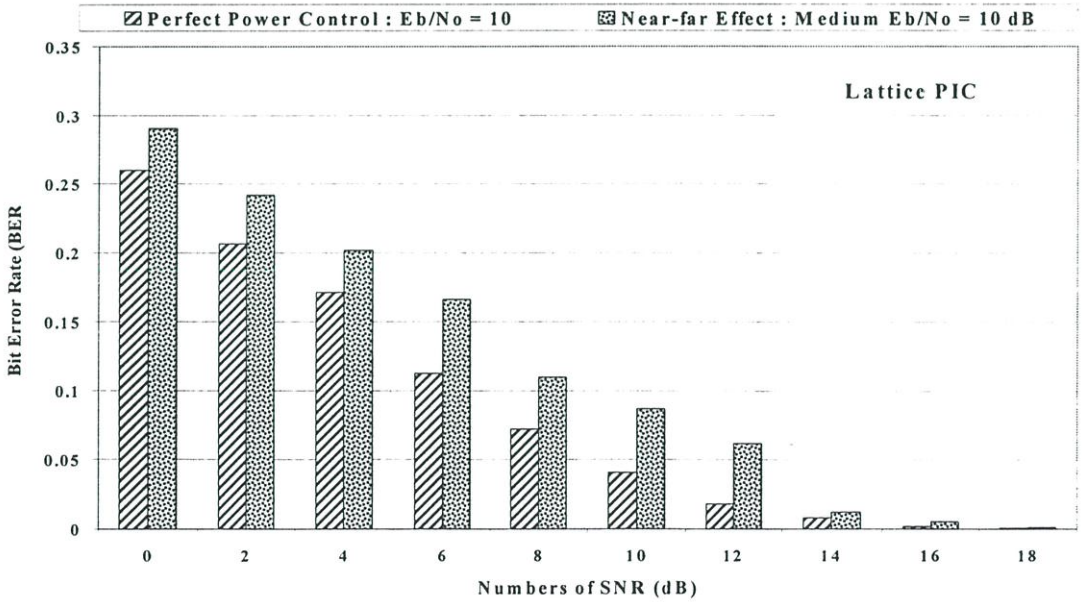
รูปที่ 6.21 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบรูณ์



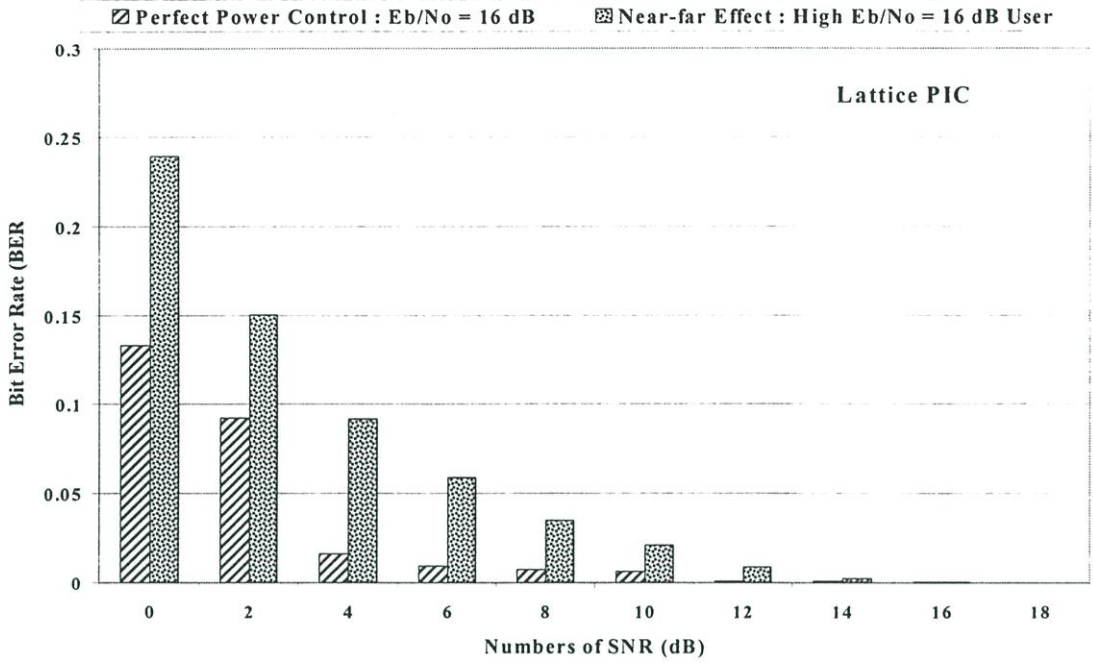
รูปที่ 6.22 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 16$ dB และจำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 15 คน ในกรณีกำลังส่งไม่สมบรูณ์



รูปที่ 6.23 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 8$ dB กรณีไม่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (กำลังส่งสมบูรณ์) และกรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกล จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน โดยใช้ Lattice PIC



รูปที่ 6.24 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 10$ dB กรณีไม่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (กำลังส่งสมบูรณ์) และกรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกล จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน โดยใช้ Lattice PIC



รูปที่ 6.25 เปรียบเทียบค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยของผู้ใช้รายที่มีค่า $E_b/N_0 = 16$ dB กรณีไม่เกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล (กำลังส่งสมบูรณ์) และกรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้ไกล จำนวนผู้ใช้ในระบบเท่ากับ 5 คน โดยใช้ Lattice PIC

บทที่ 7

สรุปผลการวิจัย และข้อเสนอแนะ

7.1 สรุปผลการวิจัย

จากผลการทดลองในบทที่ 6 ได้พิจารณาสมรรถนะของเครื่องรับแบบ PIC โดยใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิส ในขั้นแรกนั้นได้ทดลองการดูเข้าของสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ จากผลที่ได้สรุปได้ว่า สัมประสิทธิ์ของอะแดปทีฟฟิลเตอร์ในวิทยานิพนธ์นี้มีการดูเข้าของสัมประสิทธิ์ที่ต้องการเร็วกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS ทำให้จำนวนบิตข้อมูลที่สูญเสียในช่วงก่อนสัมประสิทธิ์ดูเข้ามีจำนวนลดลง เป็นผลทำให้จำนวนบิตผิดพลาดเฉลี่ยของระบบมีค่าลดลงได้ ในขั้นที่สองนั้นได้พิจารณาประสิทธิภาพของการขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบในขั้นแรก จากผลการทดลองที่ได้ทำให้สรุปได้ว่าอะแดปทีฟนอกรีตฟิลเตอร์โครงสร้างแลตทิสที่มีอัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไซส์ สามารถขจัดสัญญาณแทรกสอดแถบแคบได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งแสดงโดยรูปที่ 6.5 เพราะฉะนั้นบิตข้อมูลที่นำไปขจัดสัญญาณแทรกสอดจากผู้ใช้คนอื่นในขั้นตอนสุดท้ายจะมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้น และยังทำให้ค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยสะสมของการขจัดสัญญาณแทรกสอดทั้งสองขั้นตอนมีค่าน้อยลง และเอาต์พุตของเครื่องรับแบบหักล้างการแทรกสอดอย่างขนานที่ได้ขจัดสัญญาณแทรกสอดทั้งสองชนิดแล้วแสดงในรูปที่ 6.6 และ 6.7 จะเห็นได้ว่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ย (BER) มีค่าลดลงอีก หรือสัญญาณที่ได้จากภาคสุดท้ายของเครื่องรับแบบ PIC มีความถูกต้องมากขึ้น ในขั้นที่สามทดลองกรณีควบคุมกำลังส่งสมบูรณ์ และจากผลการทดลองที่ได้แสดงในรูปที่ 6.8 - 6.12 จะเห็นได้ว่าเครื่องรับแบบ PIC โครงสร้างแลตทิสนั้นมีค่าอัตราความผิดพลาดบิตเฉลี่ยที่ต่ำกว่า เครื่องรับแบบ PIC ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ส่วนกรณีกำลังส่งไม่สมบูรณ์ หรือกรณีเกิดปรากฏการณ์ใกล้-ไกล ผลการทดลองแสดงในรูปที่ 6.13 - 6.24 จากผลการทดลองในขั้นนี้แสดงให้เห็นว่าเครื่องรับที่เสนอมีประสิทธิภาพที่ดี สามารถทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล และในขั้นตอนที่สี่ได้พิจารณาผลกระทบต่อความจุของระบบควบคู่ไปด้วย จากผลการทดลองที่ได้ ในรูปที่ 6.18 - 6.24 จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มจำนวนผู้ใช้ให้มากขึ้น เครื่องรับที่นำเสนอจะให้ค่าบิตผิดพลาดเฉลี่ยอยู่ในเกณฑ์ดีพอใช้ อาจกล่าวคือ เครื่องรับแบบ PIC ที่นำเสนอมีประสิทธิภาพที่ดีแม้ระบบจะมีความจุเพิ่มขึ้น จากการทดลองทั้งหมดสรุปโดยรวมได้ว่าเครื่องรับแบบ PIC ที่ได้นำเสนอมีสมรรถนะที่ดี เอาต์พุตที่ได้มีค่าอัตราบิตผิดพลาดเฉลี่ยที่ต่ำกว่าเครื่องรับแบบแมตซ์ และเครื่องรับแบบ PIC ที่ใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ทนทานต่อปรากฏการณ์ใกล้-ไกล และมีผลกระทบน้อยมากหากระบบมีความจุเพิ่มขึ้น

7.2 ข้อเสนอแนะ

จากผลการทดลองที่ได้สรุปในข้างต้นผู้วิจัยสังเกตเห็นว่าเครื่องรับแบบ PIC จะเพิ่มสมรรถนะให้ดียิ่งขึ้นได้โดยนำสัญญาณผ่านดีเทกเตอร์เสียก่อนแล้วจึงนำมาผ่านเครื่องรับแบบ PIC ผลที่ได้อาจจะทำให้บิดผิดพลาดเฉลี่ยของข้อมูลดีขึ้น เพราะดีเทกเตอร์ที่ดีมีคุณสมบัติในการประมาณค่าบิดให้มีความถูกต้องสูง อัลกอริทึมแบบปรับเสถียรไปไซส์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะมีประสิทธิภาพในการประมาณค่าข้อมูลที่ละเอียดมากขึ้นหากนำเทคนิค การประมาณค่าเสถียรไปไซส์ที่เหมาะสมที่สุดมาใช้ (Optimum Step-Size)

เอกสารอ้างอิง

- [1] ดัชนีกร วุฒิสถิตธิกุลกิจ. หลักการระบบสื่อสารเคลื่อนที่. กรุงเทพฯ : สำนักพิมพ์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.
- [2] John Willey & Sons. **Adaptive Filters Theory and Applications**. Singapore: B.farhang-Boroujeny National University of singapore, 1998.
- [3] R. M. Mersereau, M. J. T. Smith. **Digital filtering A Computer Laboratory Textbook**. John Wiley & Sons, 1994, pp. 59-61.
- [4] E. C. Lfeachor and B. W. Jervis. **Digital Signal Processing A Practical Approach**. Addison-Wesley Publishing Company, 1996, pp. 255-257.
- [5] F. Mosteller, J. W. Tukey. **Data Analysis and Regression**. Addison-Wesley, Reading, Mass. 1997.
- [6] J. M. Memdel. **Lessons in Digital estimation Theory**. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1987.
- [7] S. Haykin. **Adaptive Filter Theory**. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, N. J. 1986.
- [8] B. Widrow, J. M. McCool, M. G. Larimore, and C. R. Johnson, Jr. "Stationary and nonstationary learning characteristics of the LMS adaptive filter." Proc. of IEEE, vol. 64, no.8, Aug, 1976. pp.1151-1162.
- [9] I. D. Landau. **Adaptive control: The Model Reference Approach**. New York. Wiley. 1964.
- [10] Dr. KAMILO FEHER. **Wireless Digital Communication and Spread Spectrum Application**. New Jersey : Prentice-Hall PTR. 1995.
- [11] Holtzman J. M. **Code Devison Multiple Access Communications**. Netherlands: Kluwer Academic. 1995, pp. 161-180.
- [12] Moshavi S. "Multi-user detection for DS-CDMA communications." IEEE Communications Magazine., vol. 34 ,no. 10, October 1996, pp. 124-136.
- [13] Duel-Hallen A. Holtzman J. and Zvonar Z. "Multiuser detection for CDMA systems." IEEE Presonal Communications., vol. 2 ,no. 2, April 1995, pp. 46-58.
- [14] Juntti M. "Multiuser Demodulation for DS-CDMA Systems in Fading Channel." Doctoral dissertation, Department of Electrical Engineering, University of Oulu, Finland, 1998.

- [15] Verdu S. Adaptive multiuser detection. In S. G. Glisic, and P. A. Leppanen (eds.), "Code Division Multiple Access Communications," Netherlands: Kluwer Academic., 1995, pp. 97-116.
- [16] Woodward G. and Vucetic B. S. "Adaptive detection for DS-CDMA." Proceedings of the IEEE., vol. 86, No.7, July 1998, 1413-1434.
- [17] Klenin A. Kaleb G. K. and Baier P. W. "Zero Forcing and minimum mean-square-error equalization for multiuser detection in Code-Division Multiple-Access channels." IEEE Transactions on Vehicular Technology., vol.45, no. 2, May 1996, pp.276-287.
- [18] Xie Z. Short R. T. and Rushforth C. K. "A Family of suboptimum detectors for coherent multiuser communications." IEEE Journal on Selected Areas in Communications., vol. 8, no.4, May 1990, pp.683-690.
- [19] Buehrer R. M. Correal N. S. and Woener B. D. "A comparison of multiuser receivers for cellular CDMA." The Key to Global Prosperity., vol. 3, 1996, pp. 1571-1577.
- [20] Seite P. and Tardivel J. "Adaptive equalizers for joint detection in an indoor CDMA channel." Vehicular Technology Conference., vol. 1, 1995, pp.484-488.
- [21] Lupas R. and Verdu S. "Linear Multiuser detectors for synchronous Code-Division Multiple-Access channels." IEEE Transactions on Information Theory., vol. 35, no. 1, January 1989, pp.123-136.
- [22] Patel P. and Holtzman J. "Analysis of a simple successive interference cancellation scheme in a DS/CDMA System." IEEE Journal on Selected Areas in Communications., vol. 12, No.5, June 1994, pp.796-807.
- [23] Prasad R. **CDMA for Wireless Personal Communications**. London: Artech House. 1996.
- [24] Varanasi M. K. and Aazhang B. "Multistage detection in asynchronous Code-Division Multiple-Access communications." IEEE Transactions on Communications., vol.38, no.5, June 1994, pp.509-519.
- [25] Bar-Ness Y. "Recent results on adaptive multiuser signal separation in CDMA: important steps in meeting the needs of third-generation wireless comm. Systems." on IEEE International Conference Personal Wireless Communications., 1996, pp.108-115.

- [26] Abdulrahman M. Sheikh A. U. H. and Falconer D. D. "Decision feedback equalization for CDMA in indoor wireless communications." IEEE Journal on Selected Areas in Communications., vol. 12, no. 4, May 1994, pp.698-706.
- [27] Duel-Hallen A. "Decorrelating decision-feedback multiuser detector synchronous Code-Division Multiple-Access channel." IEEE Transactions on Communications., vol. 41, no. 2, February 1993, pp.285-290.
- [28] E. L. Jury. **Theory and Applications of the Z-Transform method.** New York. Wiley. 1964.
- [29] S.A. Tretter. **Introduction to Discrete-Time Signal Processing.** New York. Wiley. 1976.
- [30] N. T. Cho, "On the adaptive Lattice Notch Filter for the Detection of Sinusoidals." IEEE, vol.40, no.7, July 1993, pp.405-416.
- [31] S. C. Pei and C. C. Tseng, "Adaptive IIR notch filter based on least mean p-Power error criterion." IEEE, vol. 40, Aug.1993, pp.525-529.
- [32] B. Widrow et al. "Adaptive noise canceling: Principles and applications." Proc. of IEEE, vol. 63, Dec. 1975, pp.1692-1716.
- [33] P. Chumchu, R. Punchalard, and C. Benjangkakaprasert, "Simplify Adaptive IIR Notch Filter Based on Least Mean p-Power Error Criterion." Proc. of IEEE APCCAS.Nov. 24-27 1998, pp.335-338.
- [34] ราชู พันธุ์ฉลาด, ขวดีต เบญจางคประเสริฐ, กนก เจนจิรพงศ์เวช และประวิทย์ชุมชู "อะแดปทีฟ IIR นอตช์ฟิลเตอร์บนพื้นฐานการพิจารณาค่าผิดพลาดเฉลี่ยกำลัง p น้อยที่สุดโดยใช้วิธีการควอนไทซ์เกรเดียนต์." เอกสารร่วมประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 21 หน้า 122-125 วันที่ 12-13 พฤศจิกายน 2541.
- [35] Xian-Da Zhang. "Blind Adaptive Multiuser Detection Based on Kalman Fitting." IEEE, vol.50, 2002, pp.87-95.
- [36] M. L. Honig, U. Madhow, and S. Verdu, "Blind adaptive multiuser detection." IEEE Trans. vol.41, July 1995, pp.944-960.
- [37] Dinan E. H. and Jabbari B. "Spreading Codes for Direct Sequence CDMA and Wideband CDMA Cellular Networks." IEEE Communications Magazine vol.36, no.9, September 1998, pp.48-54.

- [38] Lupas, R., and Verdu, S. "Liner Multiuser Detectors for Synchronous Code-Division Multiple-Access Channels." IEEE, vol.35; no.1, January 1989, pp.123-136.
- [39] Lupas, R., and Verdu, S. "Near-Far Resistance of Multiuser Detectors in Asynchronous Channels." IEEE, vol.38, no.4, April 1990, pp.496-508.
- [40] Moshavi, S. "Multi-User Detection for DS-CDMA Communication." IEEE, vol.34, Oct.1996, pp.124-136.
- [41] H. Vincent Poor, Xiaodong Wang. "Code-Aided Interference Suppression for DS/CDMA Communications-Part I:Interference Suppression Capability." IEEE, vol.45, no. 9, Sep.1997, pp.1101-1111.
- [42] Michael Honig, Upamanyu Madhow, Sergio Verdu. "Blind Adaptive Multiuser Detection." IEEE, vol.41, no.4, Jul.1995, pp.944-960.
- [43] Xian-Da Ahang, Wei Wei. "Blind Adaptive Multiuser Detection Based on Kalman Filtering." IEEE, vol.50, no.1, Jan.2002, pp.87-95.
- [44] Vikram Krishnamurthy, Sumeetpal Singh. "Adaptive Forgetting Factor Recursive Least Squares for Blind Interference Suppression in DS/CDMA Systems." IEEE, 2000, pp.2469-2472.
- [45] Wen-Sheng Hou, Li-Mei Chen, Bor-Sen Chen. "Adaptive Narrowband Interference Rejection in DS-CDMA Systems: A Scheme of Parallel Interference Cancellers." IEEE, vol.19, no.6, June 2001, pp.1103-1114.
- [46] Chin-Liang wang, Kuo-Ming Wu. "A New Narrowband Interference Suppression Scheme for Spread-Spectrum CDMA Communications." IEEE, vol.49, no. 11, Nov.2001, pp.2832-2838.
- [47] Toyokazu Kitano, Shinsuke Hara, Norihiko Morinaga. "A High Power Narrowband Interference Rejection Technique Using Multi-stage Canceller for DS-CDMA System." IEEE, 2001, pp.693-697.
- [48] Graeme Woodward, Branka S. Vucetic. "Adaptive Detection for DS-CDMA." IEEE, vol. 86, no.7, July 1998, pp.1413-1434.
- [49] Kun-Jie Wang, Yan Yao. "New Nonlinear algorithms for Narrow-Band Interference Suppression in CDMA Spread-Spectrum Systems." IEEE, vol.17, No.12, Dec.1999, pp.2148-2153.

- [50] H. Vincent Poor, Xiaodong Wang. "Code-Aided Interference Suppression for DS/CDMA Communications-Part II : Parallel Blind Adaptive Implementations." IEEE, 1997, pp.1112-1122.
- [51] H. Vincent Poor, Xiaodong Wang. "Code-aided Adaptive Narrowband Interference Suppression for Direct-sequence Spread-spectrum Communications." IEEE, 1997, pp.575-579.
- [52] Jingqing Luo, Curt Davis, Dominic Ho. "Performance Study on Adaptive LMS Filter to NBI Rejection in CDMA Signals." IEEE, 2000, pp.193-196.
- [53] N.Rasriangkrai, S.Jitapunkul, S.Kunaruttanapruk, C.Archavawanitchakul, S.Wanichpakdeede. "Blind Adaptive Decorrelating Detector PIC in DS/CDMA System." EECON-24, Nov. 2001, pp. 1127-1131.
- [54] Georgi Iliev, Nikola Kasabov. "Adaptive Blind Noise Suppression in Some Speech Processing Applications." IEEE, 1999, pp.192-197.
- [55] Vikram Krishnamurthy, George Yin, Sumeetpal Singh. "Adaptive Step-Size algorithm for Blind Interference Suppression in DS/CDMA Systems." IEEE Transactions on signal processing. vol.49, No.1, January 2001, pp. 190-201.
- [56] Laurence B. Milstein . "Interference Rejection Techniques in Spread Spectrum Communication." IEEE, vol. 76, No. 6, June 1988, pp. 657-671.
- [57] Aylin Yener, Roy D. Yates, Sennur Ulukus. "CDMA Multiuser Detection: A Nonlinear Programming Approach." IEEE Transaction on communication. vol. 50, No.6, June 2002, pp.1016-1024.
- [58] Yu Gong, B. Farhang-Boroujeny, Teng Joon Lim. "Variable Step-Size LMS Blind CDMA Multiuser Detector." IEEE, 2001, pp. 2285-2288.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก.

ผลงานทางวิชาการที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] Chawalit Benjangkprasert, Sirirat Teerasakworakun, Kanok Janchitrapongvej. "Implementation of Variable Step-Size Algorithm For Lattice Form Structure For Echo Cancellation". Proc. of Asia-Pacific Conference on Circuit and Systems, October 28-31, 2002, pp. 291-294.
- [2] C. Benjangkprasert, S. Teerasakworakun, K. Janchitrapongvej. "The Noise-Robust Variable Step-Size Algorithm For Lattice Form Adaptive IIR Notch Filter". Proc. of The International Conference on Scientific and Engineering Computation, December 3-5, 2002, pp. 316-319.



APCCAS 2002
Bali - Indonesia

Asia-Pacific
Conference on
Circuits and
Systems

PROCEEDINGS

VOL 1

October 28th - 31st

APCCAS 2002

Denpasar, Bali - Indonesia
Discovery Kartika Plaza

Asia-Pacific
Conference
Circuits and
Systems



CAS



Dept. of Electrical Eng
ITB



ITS



IURC - ME
ITB



SPEET - EEPIS

IEEE Catalog Number : 02EX6

IMPLEMENTATION OF VARIABLE STEP-SIZE ALGORITHM FOR LATTICE FORM STRUCTURE FOR ECHO CANCELLATION

Chawalit Benjangprasert, Sirirat Teerasakworakun, Kanok Janchitrapongvej

Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT), and
Department of Information Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand
Email: kbchawal@kmitl.ac.th, s4061829@kmitl.ac.th

ABSTRACT

Echo return loss and impulse response are important characteristics of an echo path for the design of echo cancellers. The performance of the echo cancellers depend on the choice of the adaptive filtering algorithm. This paper proposes the variable step-size algorithm for lattice form structure. The proposed algorithm is excellent in convergence speed, low computational complexity, small number of adaptation coefficient and high performance. The structure's stability had improved by Echo Return Loss Enhancement (ERLE).

1. INTRODUCTION

Network echoes are caused by impedance mismatch at the hybrids and it is a major source of impairment to speech quality in telecommunication. The echo in telephone network as depicted in Fig. 1, which shows a half of a telephone call configuration.

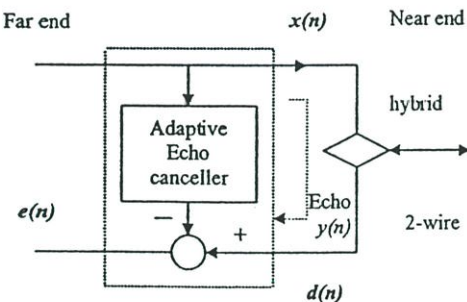


Figure 1 An echo canceller in telephone network

Where $x(n)$ is far-end signal and $d(n)$ is the returned signal to the far-end that is near-end signal and the echoes. The echo is annoying to the talker if the delay is large and must be sufficiently attenuated to maintain an acceptable quality of service. Briefly, an echo canceller uses an adaptive filter to estimate the echo path transfer characteristics and to generate the copy of the echo, which is then subtracted from the returned signal $d(n)$ to eliminate the echo. The International Telecommunication Union (ITU) has developed a new minimum performance standard for echo canceller (Recommendation G.168: -

Digital Network Echo Cancellers) [10]. It is desirable to use echo characteristics such as echo return loss.

The adaptive Least Mean Square (LMS) algorithm is the popular technique for filtering due to its simplicity; however, it suffers from slow convergence since the echo path is usually very long and the speech signals are non-stationary and highly correlated and a large number of filter coefficients are needed.

The adaptive lattice filter structure allows fast convergence due to its orthogonalization nature between the backward prediction errors [3,4] but it requires much more computational comparing to the LMS algorithm and the Lattice/Transversal Joint structure.

The Lattice/Transversal Joint (LTJ) structure allows less computational complexity and nearly as fast convergence as lattice filter but it has a large number of coefficients to provide the fast tracking capability and high performance.

In this paper, an adaptive filter with fast convergence speed, high performance and small number of coefficients to improve for highly correlated input signals, such as speech, is proposed. Lattice transfer function [5] and variable step-size adaptive algorithm [6] improve an adaptive echo canceller. We propose this variable step-size algorithm for lattice form structure to compare its performance with LTJ structure and we have observed that the proposed structure performs high performance with a manageable amount of computation.

2. THE ECHO CANCELLER STRUCTURE

Consider the adaptive echo canceller described in Fig. 1; where $x(n)$ and $v(n)$ represent the far-end signal and near-end speech signal, respectively. Also $d(n)$, $c(n)$ and $\hat{y}(n)$ denote the received input signal to the echo canceller, background noise, and the estimated echo signal. That can be described as

$$\hat{y}(n) = W^T(n)X(n) \quad (1)$$

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (2)$$

$$d(n) = v(n) + y(n) + c(n) \tag{3}$$

Where $x(n)$ represent the input vector and the filter coefficient vector of the echo canceller defined as

$$X(n) = [x(n) \ x(n-1) \dots x(n-L+1)]^T \tag{4}$$

$$W(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \dots w_{L-1}(n)]^T \tag{5}$$

3. LATTICE/TRANSVERSAL JOINT (LTJ) STRUCTURE

It is known that the convergence of adaptive filter can be improved when the lattice filter structure is used. A relatively of the backward prediction errors are gradually orthogonalized to each other from one stage to the next. Let $B(n)$ is expressed as

$$B(n) = [b_0(n), b_1(n), \dots, b_{L-1}(n)] \tag{6}$$

The transformation of the input signal vector to the backward prediction errors can be written in a matrix form as

$$B(n) = HX(n) \tag{7}$$

where the transformation matrix H is the $L \times L$ matrix given by

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ a_1(1) & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ a_2(2) & a_2(1) & 1 & \dots & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \dots & \dots & \vdots \\ a_{L-1}(L-1) & a_{L-1}(L-2) & a_{L-1}(L-3) & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix} \tag{8}$$

The matrix H is a lower triangular matrix and its component $a_i(j)$ ($j \leq i$) is the j -th transversal filter coefficient corresponding to the forward prediction filter of order i . Therefore we have

$$a_{P+k}(i) = \begin{cases} a_P(i) & 1 \leq i \leq P \\ 0 & P+1 \leq i \leq P+k \\ & 1 \leq k \leq L-P-1 \end{cases} \tag{9}$$

The Lattice/Transversal Joint (LTJ) structure is used to eliminate the delay reflection of the backward prediction errors at stage P for P -th order of the adaptive lattice filter structure thus it can be considered near the white noise. Therefore, it is quite reasonable to append the computationally more efficient transversal filter structure jointly after the P -th stage of the lattice filter. By using the backward prediction $b_P(n)$ at stage P as input to the transversal filter. The LTJ update equation is tabulated in Table 1. In general the order P does not exceed more than 16.

4. THE VARIABLE STEP-SIZE ALGORITHM FOR LATTICE FORM STRUCTURE

The modular Lattice structure is very useful to vary filter and easily to consider its stabilization. In this paper we use the lattice structure as shown in Fig. 2. The variable step-size algorithm is useful when the filter coefficient which closes to the optimum solution a small step-size is used, otherwise a large step-size is applied instead. We assume the linearity of a finite duration (n) of the echo impulse response path with discrete values \hat{k}_0 . If the echo-path impulse response with length of n samples containing the noise $c(n)$ are input $x(n)$ and the estimate echo are $\hat{y}(n)$ all can be expressed as

$$Echo \ path = \sum_{i=0}^n R_i \exp\left[-\frac{(i+1)}{880}\right] \delta(n-i) \tag{10}$$

Where n is the numbers of samples and R_i is a random number with in $-2, +2$ and $\delta(n)$ is the Dirac function, and

$$\begin{aligned} \hat{y}(n) &= u(n) + 2\hat{k}_0(n)u(n-1) + u(n-2) \\ u(n) &= x(n) - \hat{k}_0(n)(1 + \rho)u(n-1) - \rho u(n-2) \end{aligned} \tag{11}$$

Using the Prediction Error (PE) [7] to adjust k_0 to reduce least mean p -power at lowest output can be defined as

$$J(k_0) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |\hat{y}(n)|^p \tag{12}$$

Eq.(12) is called cost function, where N is the number of data and $p = 1, 2, \dots$. From Recursive PE [7] assume k_0 make the cost function has lowest value using steepest decent algorithm, k_0 can be defined as

$$k_0(n+1) = k_0(n) - \mu \frac{\partial |\hat{y}(n)|^p}{\partial k_0(n)} \tag{13}$$

From Eq. (13) we changed k_0 to \hat{k}_0 this value is given from recursion with transient value in Eq. (12), μ is step-size parameter by chosen p value equal to unity and quantization the second term of Eq. (13) that used in [8-9] expressed as :

$$\hat{k}_0(n+1) = \hat{k}_0(n) - \mu \operatorname{sgn} \left\{ \frac{\partial |\hat{y}(n)|}{\partial \hat{k}_0(n)} \right\} \tag{14}$$

where

$$|\hat{y}(n)| = \operatorname{sgn}\{\hat{y}(n)\} \hat{y}(n) \tag{15}$$

Substituting Eq. (15) into Eq. (14), we get

$$\hat{k}_0(n+1) = \hat{k}_0(n) - \mu \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{sgn}[\hat{y}(n)] \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \hat{k}_0(n)} \right\} \tag{16}$$

and
$$\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \hat{k}_0(n)} = 2u(n-1) \tag{17}$$

From Eq. (16), We can not define the region of step-size value because Eq. (12) is nonlinear function, so we used trial and error to define step-size vary in time domain. Herein, we used the energy of the output, which control the adaptation expressed as:

$$p(n) = \sigma p(n-1) + (1-\sigma)\hat{y}^2(n) \quad (18)$$

At the beginning $p^2(n)$ has highest value that made $\mu(n)$ has highest value and fast convergence. After convergence $p^2(n)$ has lowest value made $\mu(n)$ has lowest value too. We express the equation for varying step-size as

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n) \quad (19)$$

Substituting Eq. (19) into Eq. (16), we get

$$\hat{k}_0(n+1) = \hat{k}_0(n) - \mu(n) \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{sgn}[\hat{y}(n)] \frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \hat{k}_0(n)} \right\} \quad (20)$$

Where σ, α, γ is constant in range of 0 to 1. σ is exponential weighting parameter or forgetting factor is the parameter to define the coefficient to estimating.

Where $\operatorname{sgn}(x) = \frac{x}{|x|}$

$\hat{k}_0(n)$: filter coefficient vector of adaptive filter structure at time n

$e(n)$: echo residue containing the noise $c(n)$

5. PERFORMANCE EVALUATION

Real systems are incapable of perfect cancellation for a variety of reasons. It is important, therefore to be able to quantify actual adaptive echo canceller performance. The most common measurement of adaptive echo canceller performance is Echo Return Loss Enhancement (ERLE)

$$ERLE(dB) = 10 \log_{10} \frac{E[x^2(n)]}{E[e^2(n)]} \quad (21)$$

The ERLE is simply to the ratio of signal to the 'noise' that could not be cancelled from the signal. On the other hand, ERLE is the logarithm which defined as the power ratio of original echo to echo residue. In this paper we evaluate the performance of echo canceller by ERLE simulation.

6. SIMULATION RESULTS

In this section, the performance of the proposed filter structure is compared with LTJ structure applied to an echo cancellation. For fair comparison, convergence parameters are selected to equalize the steady state performance. The assumed parameters of the propose are given as $\hat{k}_0(0) = 0$, $\mu(0) = 0.007$, $p = 1$, $\rho = 0.99995$, $\gamma = 0.0000001$, $\sigma = 0.99$, $\alpha = 0.99$. For LTJ structure we assume the parameters as $\beta = 0.98$, $P = 2$, $L = 2$ and

data range $N = 1000$, iteration in 10 times. For the noisy environment the echo to background noise ratio is set to 70 dB. The simulation results of two structures performance comparison is shown in Fig. 3. The proposed structure has convergence much faster than the LTJ structure and be implemented with a small numbers of coefficient and lower computational complexity.

The echo canceller must have an excellent tracking performance as well as the convergence speed because the environment of the unknown system changes frequently. At 2000 iteration the echo path changes to another one different from the previous one. After the echo path changing, the proposed structure can be track the changed echo path faster than the LTJ structure as shown in Fig. 4.

In order to get the good performance of the echo canceller structure, one way to improve the estimated echo path in the noisy environment that is the means of ERLE in the changed of SNR. We assumed SNR within ranges of -10 dB to 70 dB. Fig. 5 shows the varieties of SNR of the proposed excellent structure.

7. CONCLUSIONS

In this paper, the variable step-size algorithm for Lattice form structure is proposed. The proposed structure is excellent to achieve the fast convergence speed and low computational complexity, while it maintains a numbers of adaptive filter coefficient as small as the LTJ structure and the proposed structure provide a good stability of ERLE in compare with the LTJ structure.

REFERENCES

- [1] F.K.Soong and A. M. Peterson, "Fast least squares in voice echo - cancellation", Proc. of ICASSP, May 1982.
- [2] Jae Ha Yoo, Sung Ho Cho, and Dae Hee Youn, "A Lattice/Transversal Joint (LTJ) structure for an acoustic echo canceller", ISCAS '95., 1995 IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Volume: 2, pp. 1090 - 1093, 1995.
- [3] E.H. Satorious and S.T.Alexander, "Channel equalization using adaptive lattice algorithm", *IEEE Trans. On Comm*, vol.com-27, pp. 899-905, 1979.
- [4] L.J.Griffiths, "An adaptive lattice structure for noise cancelling application", *Proc. of ICASSP*, pp. 69-70, 1978.
- [5] N.I.Cho, "On the adaptive lattice notch filter for the detection of sinusoidal", *IEEE Trans.Circuits Syst.*, vol. 40, no.7, pp. 405-416, July 1993.
- [6] T. Aboulnasr and K. Mayyas, "A robust variable step-size LMS- type algorithm analysis and simulation", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.45, no.3, pp. 631-639, March 1997.
- [7] S.C. Pei and C.C. Tseng, "Adaptive IIR notch filter based on least mean p -power error criterion", *IEEE*

Trans. Circuits Syst.-II, vol.40, pp. 525-529, Aug. 1993.

- [8] P.Chumchu, R. Panchalard, and C.Benjangkprasert, "Simplify adaptive IIR notch filter based on least mean p -power error criterion," IEEE APCCAS., pp. 335-338, Nov. 24 - 27, 1998.
- [9] R.Panchalard, C.Benjangkprasert, P.Chumchu, K.Janchitrapongvej, "Adaptive IIR notch filter on least mean p -power error criterion by using quantized gradient ", 21st Electrical engineering conference, pp. 122-125, Nov. 1998.
- [10] ITU-T Recommendation G.168: Digital Network Echo canceller, 1997.

Table. 1 LTJ structure update equation

<p><i>Update equation of the LTJ structure (Filtering)</i></p> $b_0(n) = f_0(n) = x(n)$ $d_0(n) = d(n)$ $f_i(n) = f_{i-1}(n) + k_i(n)b_{i-1}(n-1) \quad (1 \leq i \leq P)$ $b_i(n) = b_{i-1}(n-1) + k_i(n)f_{i-1}(n) \quad (1 \leq i \leq P)$ $b_i(n) = b_{i-1}(n-1) \quad (P+1 \leq i \leq L)$ $d_i(n) = d_{i-1}(n) - w_{i-1}(n)b_{i-1}(n) \quad (1 \leq i \leq P)$ $e(n) = d_p(n) - \sum_{i=P}^{i=L} w_i(n)b_i(n)$
<p><i>Updation</i></p> $k_i(n+1) = k_i(n) + \frac{(1-\beta)}{S_i(n)}(b_i(n)f_{i-1}(n) + b_{i-1}(n-1)f_i(n) \quad \text{for } (1 \leq i \leq P)$ $S_i(n) = \beta S_i(n-1) + (1-\beta)(f_{i-1}^2(n) + b_{i-1}^2(n-1)) \quad \text{for } (1 \leq i \leq P)$ $w_i(n+1) = w_i(n) + \frac{(1-\beta)}{t_i(n)}(d_{i-1}(n)b_i(n)) \quad \text{for } (0 \leq i \leq P-1)$ $w_i(n+1) = w_i(n) + \frac{(1-\beta)}{t_p(n)}(e(n)b_i(n)) \quad \text{for } (P \leq i \leq L)$ $t_i(n) = \beta t_i(n-1) + (1-\beta)(b_i^2(n)) \quad \text{for } (0 \leq i \leq P)$

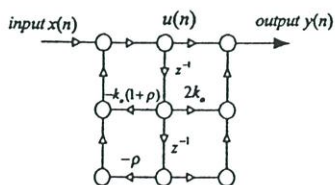


Figure 2 Adaptive Lattice Notch Filter Structure

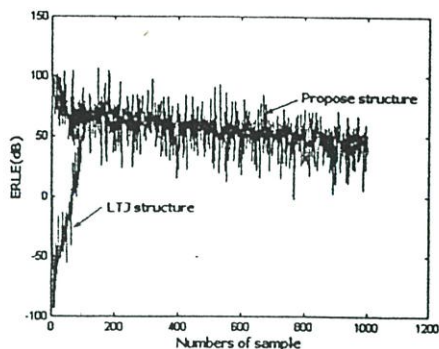


Figure 3 ERLE (SNR = 70 dB)

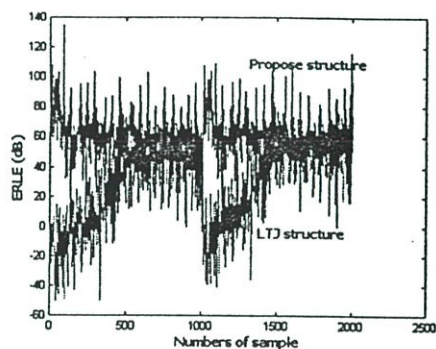


Figure 4 Echo path tracking performance

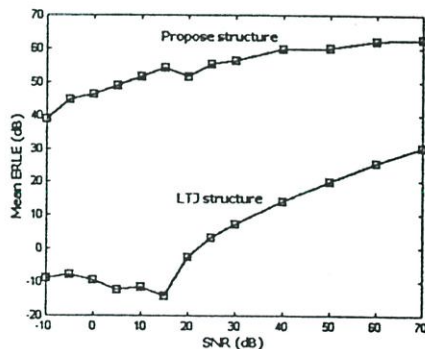


Figure 5 Mean ERLE vs. SNR

Proceedings of the International Conference on Scientific & Engineering Computation (IC-SEC) 2002

Recent Advances in Computational Science & Engineering

Editors

H. P. Lee

K. Kumar

Imperial College Press

ISO 9001 REGISTERED
QUALITY MANAGEMENT SYSTEM
FOR THE MANUFACTURE OF
PRINTING AND BOOKS
FOR THE MANUFACTURE OF
ELECTRONIC PUBLICATIONS
FOR THE MANUFACTURE OF
TELEVISION AND RADIO
STATIONARY EQUIPMENT

THE NOISE-ROBUST VARIABLE STEP-SIZE ALGORITHM FOR LATTICE FORM ADAPTIVE IIR NOTCH FILTER

C. BENJANGKAPRASERT, S. TEERASAKWORAKUN, K. JANCHITRAPONGVEJ

*Research Center for Communications and Information Technology (ReCCIT), and
Department of Information Engineering, Faculty of Engineering
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang
Bangkok 10520, Thailand
Email: kbchawal@kmitl.ac.th, s4061829@kmitl.ac.th*

For adaptive algorithm analysis, the best adaptive algorithm requires fast convergence speed, low variance, unbiased and low steady-state mean square error (MSE) in both low and high signal to noise ratio (SNR) situation. This paper proposed the new variable step-size algorithm in adaptive lattice form structure. The proposed algorithm is to focus on noise robustness and fast convergence speed. In the noisy environment the proposed algorithm is highly effective to improving good performance.

1 Introduction

Adaptive Notch Filter (ANF) are widely used in many signal processing applications such as eliminating narrow band signals from broad band signals in communication system, sinusoidal detection in radar and sonar, the echoes cancellation in echo canceller, the cancel of 50-Hz interference in the recording of electrocardiograms (ECG).

It is known that variable step-size algorithm used to increase high convergence speed and decrease low estimation error. On the other hand, is the more accurate the estimation in the presence of observation noise. In [1] the algorithm has fast convergence speed but still contain large of fluctuation in low SNR environment.

This paper propose, a new noise-robust adaptive step-size algorithm perform in lattice form adaptive IIR notch filter which takes non-stationary environment into account. The step-size control algorithm used the correlation of error signals and energy of the output control adaptation speed. The used of step-size control algorithm serves two objectives, first, at the beginning the output signal of the filter has highest value that made step function has highest value and fast convergence. After convergence the output signal of the filter has lowest value made step function as lowest value and low MSE. And second, to rejects the effect of uncorrelated noise sequence on the step-size update to ensuring low misadjustment. We uses the output error correlation to accommodated an effective adjusting of step function when the solution is far from the optimum and step update function decreasing as we approach the optimum even in the presence noise. Finally, the simulation results are given to demonstrate the performance of the proposed algorithm.

2 An adaptive variable step-size algorithm

It is well known that for a fixed value of the step-size for tap weight adaptation to exits a trade-off between the filter convergence rate and steady state error. If the large value of the step-size is used, then the faster convergence is attained, as long as the filter remains stable. On the other hand, the smaller step-size provides more accurate to estimation in the

presence of observation noise. Moreover, both fast convergence speed and low estimation error could be realized by adaptive step-size control algorithm that proposed in this paper. The output signal of notch filter for [1] is expressed as:

$$\begin{aligned}y(n) &= u(n) + 2k_0(n)u(n-1) + u(n-2) \\u(n) &= x(n) - k_0(n)(1 + \rho)u(n-1) - \rho u(n-2)\end{aligned}$$

the step-size algorithm used to control the adaptation of adaptive filter coefficient k_0 and step function of [1] is given as follows:

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n)$$

In [1] used the energy of filter output to control the adaptation to mitigating fast convergence speed but it still adverse effect of noise. The adaptive lattice filter coefficient [1] is shown as follows

$$k_0(n+1) = k_0(n) - \mu(n) \operatorname{sgn} \left\{ \operatorname{sgn}[y(n)] \frac{\partial y(n)}{\partial k_0(n)} \right\}$$

The propose algorithm is modified the step function in filter coefficient equation from [1].

Adaptive step-size algorithm viewpoint is the value of step-size close to the theoretical optimization as possible at each time instant. This paper proposes the alternative formulae of the adaptive step-size algorithm to be applied in noisy environment.

3 The new noise-robust variable step-size lattice form structure

The variable step-size algorithm is useful that when the filter coefficient are close to the optimum solution a small step-size is used, otherwise a large step-size is applied instead. Based on this algorithm, it provided fast convergence speed and high performance for overall several input signal. In this section we describe the adaptive lattice notch filter structure in [1]. The new noise-robust variable step-size algorithm that is described as

$$\mu(n+1) = \alpha(n)\mu(n) + \gamma p^2(n)$$

The used of step-size $\mu(n)$ serves two objectives. First, the fast convergence speed of the update $\mu(n)$ that we used the energy of the output to control the adaptation expressed as:

$$p(n) = \sigma p(n-1) + (1-\sigma)y^2(n)$$

At the beginning $p^2(n)$ has highest value that made $\mu(n)$ has highest value and fast convergence. After convergence $p^2(n)$ has lowest value made $\mu(n)$ has lowest value too. Second, to rejects the effect of uncorrelated noise sequence on the step-size update to ensuring low misadjustment. We uses the output error correlation to accommodated an effective adjusting of $\mu(n)$ when the solution is far from the optimum and step update $\mu(n)$ decreasing as we approach the optimum even in the presence noise. The estimate in the time-varying of the error correlation $e(n) \cdot e(n-1)$ that described as

$$\alpha(n) = \varepsilon\alpha(n-1) + (1-\varepsilon)\hat{e}(n) \cdot \hat{e}(n-1)$$

$$\hat{e}(n) = x(n) - y(n)$$

Where σ and ε are positive constants. The parameter $\alpha(n)$ gives the step-size update $\mu(n)$ has the accurate step value of in early adaptation process stage when it has contain large value of noise and not effect by independent disturbance noise for overall adaptation process. Where $\sigma, \gamma, \varepsilon$ are constant in the range between 0 and 1. σ is an exponential weighting parameter or forgetting factor.

4 Simulation results

In this section, we used the single sinusoidal signal additive white Gaussian noise as the input of adaptive notch filter. The performance of the proposed algorithm compared with algorithm in [1]. The parameters of the proposed algorithm and algorithm in [1] are given as $\hat{k}_0(0) = 0$, SNR = -2 dB, $\rho = 0.9$, $\mu(0) = 0.07$, $\sigma = 0.98$, $\alpha(0) = 0.95$, $\gamma = 0.001$, $\varepsilon = 0.0001$ and $N = 1000$. In Figure 1 both from the top and the bottom shows the comparison of adaptive algorithm in [1] and the proposed algorithm in the noisy environment. The proposed algorithm have fast convergence rate and low fluctuation. The performance of the proposed algorithm and [1] have improve by variance, Magnitude of bias, Mean square error that shown in Figures 2,3 and 4. Assume data range $N = 1000$, iteration in 50 times and find its average ensemble form. SNR in the range of -2 dB to 25 dB. It is shown that from the simulation results for all SNR even in low SNR the proposed algorithm has higher performance.

5 Conclusions

In this paper, proposed the noise-robust variable step-size algorithm for lattice form structure. The proposed algorithm is an excellent to achieve the fast convergence speed while it maintains low misadjustment that provided a good stability for instance, its variance, bias, MSE particularly in low SNR.

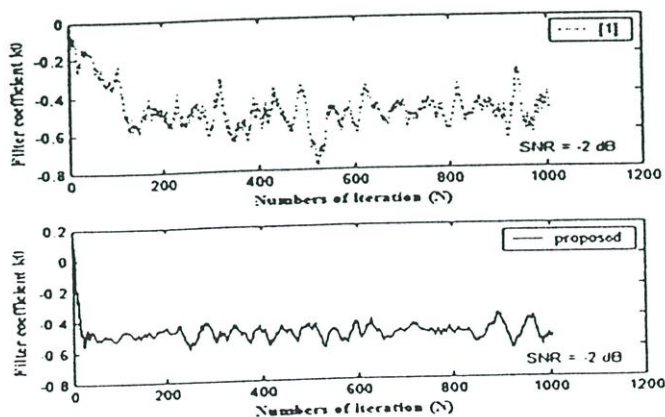


Figure 1 The convergence process of filter coefficient in low SNR (SNR = -2 dB)

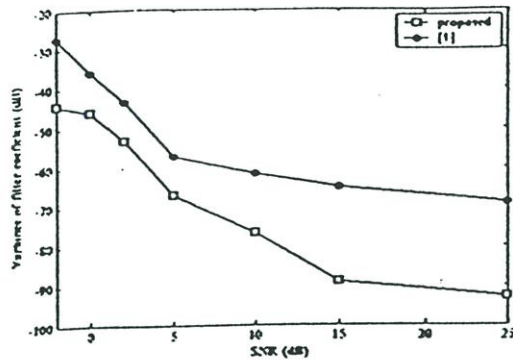


Figure 2 Variance value of adaptive filter coefficient

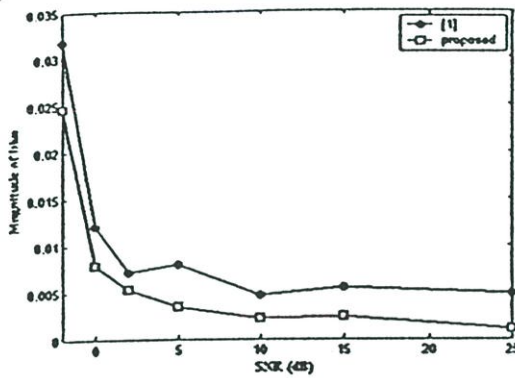


Figure 3 Magnitude of bias of adaptive filter coefficient

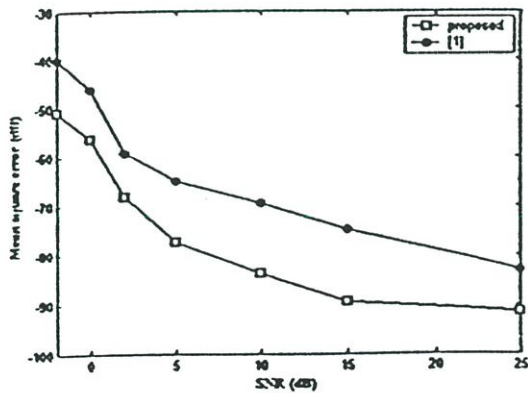


Figure 4 Mean square error of adaptive filter coefficient

References

1. C.Benjangkprasert, S. Teerasakworakun and K.Janchitrapongvej "Variable step-size algorithm for lattice form adaptive IIR notch filter" *ISIC-2001*, pp. 138-141, Sep. 2001
2. T. Aboulnasr and K. Mayyas, "A robust variable step-size LMS-type algorithm analysis and simulation", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol.45, no.3, pp. 631-639, March 1997.

ประวัติผู้เขียน

นางสาว ศิริรัตน์ ชีรศักดิ์วรกุล เกิดเมื่อวันที่ 30 มีนาคม 2521 ที่จังหวัดฉะเชิงเทรา สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ ปีการศึกษา 2542 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมสารสนเทศ ที่สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2544