

สมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด
สำหรับขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

PERFORMANCE OF VARIABLE STEP-SIZE LEAST MEAN SQUARE ADAPTIVE
ALGORITHM FOR MULTIPLE ECHO CANCELLATION IN TELEPHONE NETWORK

วัชรพงษ์ ติ่งจันทร์
WATCHARAPONG TINGCHAN

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

สมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด
สำหรับขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

PERFORMANCE OF VARIABLE STEP-SIZE LEAST MEAN SQUARE ADAPTIVE
ALGORITHM FOR MULTIPLE ECHO CANCELLATION IN TELEPHONE NETWORK



วัชรพงษ์ ตึงจันทร์

WATCHARAPONG TINGCHAN

เลขานุ.....
เลขทะเบียน 74825
วัน,เดือน,ปี 11 ต.ค. 2550

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2550

PERFORMANCE OF VARIABLE STEP-SIZE LEAST MEAN SQUARE ADAPTIVE
ALGORITHM FOR MULTIPLE ECHO CANCELLATION IN TELEPHONE NETWORK

WATCHARAPONG TINGCHAN

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

2007

COPYRIGHT 2007

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	สมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แบบปรับเปลี่ยนค่า ก้าวกระโดด สำหรับจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณใน โครงข่ายโทรศัพท์
นักศึกษา	นายวัชรพงษ์ ดิ่งจันทร์
รหัสนักศึกษา	47061158
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ
พ.ศ.	2550
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการใช้อัลกอริทึม LMS แบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดดสำหรับการจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ ซึ่งเป็นการประมาณค่าผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ของเส้นทางสัญญาณเสียงสะท้อนที่มีอยู่จริงนำมาหักล้างกับเส้นทางเสียงสะท้อนที่ได้จำลองขึ้นในระบบโครงข่ายโทรศัพท์ เส้นทางเสียงสะท้อนโดยส่วนใหญ่จะเปลี่ยนองค์ประกอบของความถี่ขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมของเสียงสะท้อนดังกล่าว การจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่มีหลายสัญญาณนั้น ค่าสัมประสิทธิ์ของการจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณต้องมีจำนวนมาก โดยความยาวของการจัดสัญญาณสะท้อน มีผลโดยตรงต่อระดับของความแม่นยำและความเร็วในการเข้าสู่ของกระบวนการปรับตัว ในวิทยานิพนธ์นี้เสนอสมรรถนะของอัลกอริทึม LMS แบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดดโดยการเปรียบเทียบกับอัลกอริทึม LMS แบบมาตรฐานทั่วไป โดยมีค่าก้าวกระโดดคงที่ สำหรับจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบโครงข่ายโทรศัพท์ เทคนิคที่ใช้ในการสร้างสัญญาณเสียงสะท้อนคือการประมาณและการกระจายสัญญาณหน่วงเวลาด้วยการป้อนสัญญาณหน่วงเวลาเข้าไป ตัวหน่วงเวลาแต่ละตัวมีความยาวการจัดสัญญาณเสียงสะท้อนแบบสั้นและคงที่ จากผลการจำลองการทำงานแสดงถึงสมรรถนะของอัลกอริทึม LMS แบบปรับค่าก้าวกระโดด สามารถจัดเส้นทางเสียงสะท้อนได้อย่างถูกต้อง และมีความแม่นยำ

Thesis Title	PERFORMANCE OF VARIABLE STEP-SIZE LEAST MEAN SQUARE ADAPTIVE ALGORITHM FOR MULTIPLE ECHO CANCELLATION IN TELEPHONE NETWORK
Student	Mr. Watcharapong Tingchan
Student ID.	47061158
Degree	Master of Engineering
Program	Information Engineering
Year	2550
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Chawalit Benjangkaprasert

ABSTRACT

This thesis introduces variable step-size LMS adaptive algorithm for multiple echo cancellation in telephone network. Echo canceller is to estimate the impulse response of echo path and synthesizes an echo replica to subtracted from the echo signal in telephone network. Moreover, most echo paths change their characteristics frequency according to the noisy environment. To cancel multiple echoes, the number of tap coefficients of a conventional echo canceller must be large. The length of the echo canceller will directly affect both the degree of accuracy and the convergence speed the adaptation process. In this thesis presents the comparison of the performance of the variable step-size LMS adaptive algorithm and the conventional LMS adaptive algorithm for cancels multiple echoes signal in telephone networks. The core of this paper is a multiple delay estimator, which estimates and distributes delays to each individual fixed length short echo canceller. The simulation results are shown that with the delays given, the variable step-size LMS adaptive algorithm can update the echo path accurately.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยคำแนะนำ คำปรึกษา และแนวความคิดจาก รศ. ดร. ชวลิต เบญจางคประเสริฐ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้การสนับสนุนทางด้านข้อมูลต่าง ๆ ที่เป็นประโยชน์ที่ใช้ในการดำเนินงานวิจัย ตลอดจน การสนับสนุนที่ดี ไมตรี และความอนุเคราะห์ จากท่านที่ได้มอบให้ตลอดเวลาเป็นสิ่งที่ผู้วิจัยทราบซึ้ง และขอกราบขอบพระคุณท่านมา ณ ที่นี้

ขอขอบพระคุณ บริษัท ทีโอที จำกัด (มหาชน) ที่ให้โอกาสทางด้านการศึกษาและให้การสนับสนุนทุนการศึกษาตลอดมา

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร กนก เจนจิระพงศ์เวช รศ. นภพินท์ อนันตรศิริชัย และ รศ. อรลภก แสงอรุณ ที่ได้ให้กำลังใจ และมอบคำแนะนำที่ดี และมีคุณค่าให้ตลอดเวลา

ขอขอบคุณห้องวิจัย Signal transmission laboratory สำนักวิจัยการสื่อสารและเทคโนโลยีสารสนเทศ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ให้การสนับสนุนโปรแกรม MATLAB

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ เปรม ดิ่งจันทร์ คุณแม่ สุพิน ดิ่งจันทร์ คุณสุรรัตน์ดา เจริญสากล คุณกาญจนาถ ธีรसानต์และครอบครัวดิ่งจันทร์อันเป็นที่รักยิ่ง ที่ได้ให้การสนับสนุน และส่งเสริม ทางด้านการศึกษา รวมถึงกำลังใจ และความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้านตลอดเวลา

ขอขอบคุณคุณเสฏฐวุฒิ สุขุมาลวงศ์ คุณพรพรด พรหมมาศ พี่ ๆ เพื่อน ๆ และน้อง ๆ ภาควิชา วิศวกรรมสารสนเทศ ที่ให้คำแนะนำ และความคิดเห็น ตลอดจนถึงความช่วยเหลือในทุก ๆ ด้าน

และขอขอบคุณบัณฑิตวิทยาลัยที่ให้ทุนสนับสนุนการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้

สุดท้ายนี้คุณค่าและประโยชน์อันพึงมาจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอบแต่ผู้มีพระคุณ ทุกท่าน

วัชรพงษ์ ดิ่งจันทร์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
รายการสัญลักษณ์.....	XII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	4
1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการทำวิจัย.....	4
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	4
บทที่ 2 กระบวนการสุ่มแบบไม่ต่อเนื่องจากเวลา.....	5
2.1 ชนิดของสัญญาณ.....	5
2.2 ตัวแปรสุ่ม.....	6
2.2.1 คุณสมบัติของตัวแปรสุ่ม.....	7
2.2.2 ค่าเฉลี่ยทั้งหมดเชิงสถิติ.....	11
2.2.3 ค่าสหสัมพันธ์.....	13
2.2.4 ค่าความแปรปรวนร่วม.....	14
2.2.5 ความเป็นอิสระ.....	15
2.2.6 Orthogonality.....	15
2.2.7 Stationary.....	15
2.2.8 สหสัมพันธ์ไขว้.....	16
2.3 สรุป.....	18
บทที่ 3 สัญญาณเสียงสะท้อนในระบบการสื่อสารโทรคมนาคม.....	19
3.1 บทนำ.....	19

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2 ประเภทของสัญญาณเสียงสะท้อน.....	19
3.2.1 สัญญาณเสียงสะท้อนเกี่ยวกับการฟัง.....	19
3.2.2 เสียงสะท้อนไฮบริด.....	20
3.2.2.1 สายโทรศัพท์สัญญาณเสียงสะท้อนไฮบริด.....	21
3.2.2.2 หม้อแปลงไฮบริดในระบบ PSTN.....	23
3.2.2.3 ไฮบริดทรานสฟอร์มเมอร์ในโทรศัพท์.....	25
3.2.2.4 ไฮบริดทรานสฟอร์มเมอร์.....	26
3.3 Sidetone และการส่งผ่านเสียงพูด.....	28
3.4 Sidetone และการส่งผ่านข้อมูล.....	28
3.5 สรุป.....	29
บทที่ 4 ตัวกรองความถี่ดิจิทัล.....	30
4.1 ตัวกรองความถี่แบบ FIR.....	32
4.2 ตัวกรองความถี่แบบ IIR.....	33
4.3 การทดสอบเสถียรภาพ.....	35
4.4 สรุป.....	36
บทที่ 5 การขจัดสัญญาณสะท้อน.....	37
5.1 บทนำ.....	37
5.2 ประวัติของการควบคุมเสียงสะท้อน.....	37
5.3 การลดทอนสัญญาณ.....	38
5.4 เครื่องระงับเสียงสะท้อน.....	39
5.5 โมเดลการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน.....	42
5.6 การขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนโดยตัวกรอง FIR.....	44
5.7 วิธีการเลือกการขจัดเสียงสะท้อน.....	46
5.8 สรุป.....	48
บทที่ 6 อะแดปทีฟฟิลเตอร์.....	49

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
6.1 บทนำ.....	49
6.2 ตัวกรองหรือฟิลเตอร์.....	51
6.3 ตัวกรองวินเนอร์.....	52
6.4 ตัวประมาณค่าแบบ Least Square.....	54
6.5 Sequential least square.....	56
6.6 วิธี Steepest Descent.....	58
6.7 อัลกอริทึมแบบ LMP.....	61
6.8 อัลกอริทึมแบบ LMS.....	63
6.9 อะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ใช้ในการวิจัย.....	68
6.9.1 อัลกอริทึมแบบ VSS.....	68
6.9.2 อัลกอริทึมแบบ RVSS.....	69
6.9.3 อัลกอริทึมแบบ NRVSS.....	70
6.10 สรุป.....	71
บทที่ 7 ผลการวิจัย.....	72
7.1 ผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMP.....	76
7.2 ผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMP ปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด.....	77
7.2.1 อัลกอริทึมแบบ VSS.....	77
7.2.2 อัลกอริทึมแบบ RVSS.....	79
7.2.3 อัลกอริทึมแบบ NRVSS.....	81
7.3 ผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS.....	83
7.4 ผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS ปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด.....	84
7.4.1 อัลกอริทึมแบบ VSS.....	84
7.4.2 อัลกอริทึมแบบ RVSS.....	85
7.4.3 อัลกอริทึมแบบ NRVSS.....	87
7.5 การวัดสมรรถนะ.....	89
7.5.1 ค่าความถูกต้องของคำตอบ.....	89
7.6 ผลการทดลองโดยใช้เสียงพูดจริง.....	94

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.6.1 ผลการทดลองเอาต์พุตเสียงพูดจริง.....	96
7.6.2 ผลการทดลองเปรียบเทียบค่าสมรรถนะขนาดของสัญญาณค่าความ ผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อน.....	98
7.7 สรุป.....	99
บทที่ 8 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	101
บรรณานุกรม.....	103
ภาคผนวก.....	107
ภาคผนวก ก ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์.....	108
ประวัติผู้เขียน.....	109

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
7.1 ค่าหน่วยเวลาและกำลังงาน.....	73

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 สาเหตุการเกิดสัญญาณสะท้อนในโครงข่ายโทรศัพท์.....	1
1.2 แนวความคิดในการขจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองดิจิทัลแบบปรับตัว.....	2
2.1 ตัวอย่างของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (a) สัญญาณ deterministic แบบคาบ (b) สัญญาณ deterministic แบบไม่เป็นคาบ และ(c) สัญญาณสุ่ม.....	6
2.2 สัญญาณแบบสุ่มที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา.....	7
2.3 ตัวอย่างและคุณลักษณะของสัญญาณสุ่ม(a) สัญญาณแบบไปนารี, (b) Pdf และ (c) Cdf ของสัญญาณในรูป (a).....	8
2.4 Pdf และ Cdf ของตัวแปรสุ่มที่เป็นการแจกแจงแบบเกาส์.....	9
2.5 สัญญาณสุ่มแบบไปนารี.....	9
2.6 คุณลักษณะของสัญญาณสุ่ม (a) Pdf ของ $x(1)$ และ (b) $x(2)$	10
2.7 Joint Pdf ของ $x(1)$ และ $x(2)$	10
2.8 ตัวแปรสุ่มสองตัว.....	13
2.9 อธิบายความหมายของ auto-correlation.....	16
3.1 สัญญาณเสียงสะท้อนในโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบเคเบิลบนพื้นดิน.....	20
3.2 เครื่องโทรศัพท์โดยการเชื่อมต่อระหว่างสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายของผู้เข้าไปยัง สายโทรศัพท์ระบบ 4 สายที่หุ้มสายโทรศัพท์.....	21
3.3 วงจรไฮบริด.....	21
3.4 พื้นฐานของการเชื่อมต่อโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ (PSTN).....	23
3.5 เครื่องโทรศัพท์.....	25
3.6 ส่วนประกอบโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ (PSTN).....	26
3.7 หม้อแปลงไฮบริด.	27
4.1 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของตัวกรองแบบ FIR และแบบ IIR.....	30
4.2 โครงสร้างของวงจรรวมถึ FIR	32
5.1 การลดทอนโครงข่ายโทรศัพท์พื้นฐาน.....	38
5.2 เครื่องระงับสัญญาณสะท้อนแบบพื้นฐาน.....	40
5.3 การขจัดสัญญาณในระบบโครงข่ายโทรศัพท์.....	42
5.4 ตัวอย่างผลตอบสนองของสัญญาณอิมพัลส์ของเส้นทางของเสียงสะท้อนหลายสัญญาณ.....	43
5.5 โครงสร้างตัวกรอง FIR.....	44

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.6 เครื่องระงับสัญญาณสะท้อนที่ผ่านสัญญาณผู้พูด A ทำให้สัญญาณเสียงสะท้อน..... หยุดสัญญาณผู้พูด A และสัญญาณเริ่มจากผู้พูด B จะถูกบล็อก.....	46
5.7 เครื่องขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนแทนที่เครื่องระงับสัญญาณสะท้อน.....	47
5.8 ตัวกรองขวางในเครื่องขจัดเสียงสะท้อน.....	47
6.1 แนวความคิดในการขจัดสัญญาณรบกวนแบบอะแดปทีฟ.....	49
6.2 การประยุกต์ใช้งานเพื่อทำการขจัดสัญญาณรบกวน.....	51
6.3 ปัญหาการกรองแบบปรับตัวมาตรฐาน.....	53
6.4 Cost function..ที่เป็นเชิงเส้นกับ θ	55
6.5 Cost function..ที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับ θ	55
6.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $x[n]$ กับ $s[n]$	55
6.7 วงจรกรองแบบทรานสเวอร์ส.....	59
6.8 ตัวกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ป.....	64
7.1 ลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตขณะเกิดการปรับตัวของอัลกอริทึม.....	72
7.2 โมเดลของสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในสายโทรศัพท์.....	73
7.3 สัญญาณรบกวนแบบขาวและสัญญาณเสียงสะท้อน.....	74
7.4 สัญญาณรบกวนสุ่ม.....	75
7.5 ค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึม แบบ LMP โดยใช้ค่าก้าวกระโดดคงที่.....	76
7.6 ค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึม แบบ VSS_LMP.....	78
7.7 ค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึม แบบ RVSS_LMP.....	79
7.8 ค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึม แบบ NRVSS_LMP.....	81
7.9 ค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึม แบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดคงที่.....	83
7.10 ค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึม แบบ VSS_LMS.....	84

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
7.11 ค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึม แบบ RVSS_LMS.....	86
7.12 ค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึม แบบ NRVSS_LMS.....	87
7.13 ค่าความถูกต้องของคำตอบโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS.....	90
7.14 ค่าความถูกต้องของคำตอบโดยใช้อัลกอริทึมแบบ VSS_LMS.....	90
7.15 ค่าความถูกต้องของคำตอบโดยใช้อัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS.....	91
7.16 ค่าความถูกต้องของคำตอบโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS.....	92
7.17 เปรียบเทียบค่าความถูกต้องของคำตอบโดยใช้ของอัลกอริทึม LMS แบบต่าง ๆ.....	93
7.18 สัญญาณเสียงพูดจริง.....	94
7.19 สัญญาณเสียงสะท้อนที่สร้างขึ้นจากสัญญาณเสียงพูดจริง.....	95
7.20 สัญญาณเสียงพูดจริงรวมกับสัญญาณเสียงสะท้อน.....	95
7.21 สัญญาณรบกวนสุ่ม.....	96
7.22 เอาต์พุตเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS.....	97
7.24 เอาต์พุตเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึม NRVSS_LMS.....	97
7.21 ค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึม แบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดคงที่.....	98
7.22 ค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึม แบบ NRVSS_LMS.....	99

รายการสัญลักษณ์

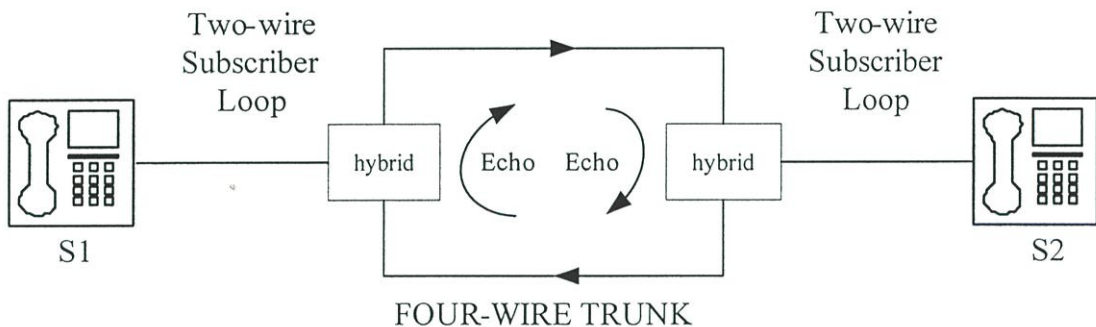
สัญลักษณ์	ความหมาย
$w(n)$	เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ที่การทำซ้ำครั้งที่ n
$\nabla_n \xi$	เวกเตอร์ของค่าเกรเดียนต์ของ $\nabla \xi$ ที่ $w = w(n)$
$\eta(n)$	สัญญาณรบกวน
$x(n)$	สัญญาณอินพุต
$e(n)$	สัญญาณผิดพลาด
$y(n)$	เอาต์พุตของตัวกรอง
w^*	เวกเตอร์ของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์เส้นทางเสียงสะท้อนจริง
n	จำนวนข้อมูลที่สุ่มตัวอย่างทั้งหมด
ξ	ฟังก์ชันจุดประสงค์
$\xi(n)$	ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึม LMS ที่เวลา n
μ	พารามิเตอร์ค่าก้าวกระโดด
$\mu(n)$	พารามิเตอร์ค่าก้าวกระโดดที่ปรับค่าได้
γ	ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1
α	ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1
σ	ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1
β	ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1
λ	ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1
$g(n)$	ตัวควบคุมการปรับค่าก้าวกระโดด

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปัญหา

ในการติดต่อสื่อสารด้วยระบบโทรศัพท์ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบันหรือเรียกว่าระบบ public-switched telephone network หรือ PSTN นั้น จะมีการเกิดสัญญาณเสียงสะท้อนรบกวนในระบบ ทำให้เกิดความไม่สะดวกต่อทั้งผู้รับและผู้ส่งข้อมูลข่าวสารและอาจจะมีบางครั้งที่รุนแรงจนกระทั่งการติดต่อสื่อสารไม่สามารถดำเนินต่อไปได้อย่างต่อเนื่อง ต้นกำเนิดของเสียงสะท้อนสามารถพิจารณาได้จากการเชื่อมต่อกันระหว่างตัววงจรผู้ใช้งานที่เรียกว่า subscriber ดังรูปที่ 1.1



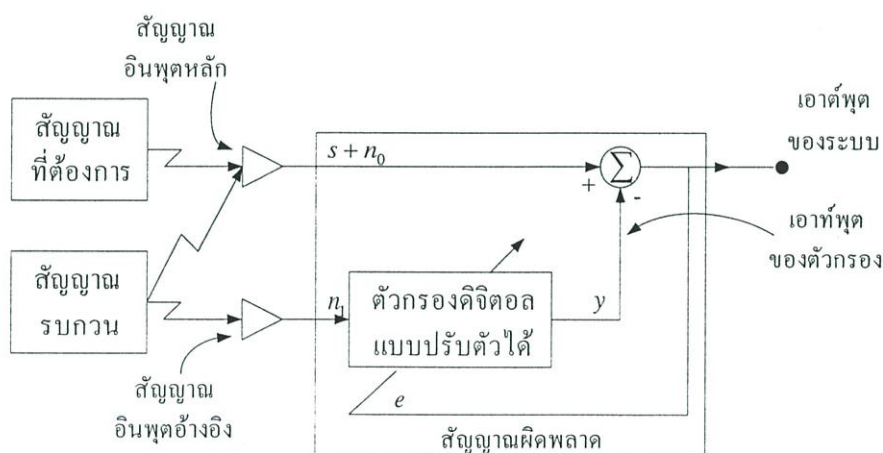
รูปที่ 1.1 สาเหตุการเกิดสัญญาณสะท้อนในโครงข่ายโทรศัพท์

จากรูปที่ 1.1 การเชื่อมต่อจะประกอบไปด้วยส่วนของโครงข่ายแบบ 2 สาย (2-wire network) ที่อยู่ด้านปลายทั้งสองและมีการเชื่อมต่อแบบ 4 สาย (4-wire network) อยู่ตรงกลาง ส่วนอุปกรณ์ไฮบริด (Hybrid) ที่อยู่ปลายของระบบคอยทำการปรับเปลี่ยนจากการสื่อสารแบบ 2 สายไปเป็นการสื่อสารแบบ 4 สาย ในส่วนการสื่อสารแบบ 2 สาย จะประกอบด้วย Subscribers Loops และอาจมีบางส่วนที่จะเป็นโครงข่ายท้องถิ่น (Local network) ยิ่งกว่านั้น ในส่วนนี้จะมีทิศทางของการส่งผ่าน (Transmission) แบบสองทาง โดยจะถูกทำการส่งผ่านด้วยสายคู่เดียวกัน สัญญาณจากผู้พูด S_1 และ S_2 จะถูกป้อนใส่เข้าไปในส่วนนี้ แต่วงจรส่วนที่เป็นการสื่อสารแบบ 4 สายนั้นการสื่อสารในแต่ละทางถูกแยกออกจากกัน สัญญาณเสียงจากผู้พูด S_1 จะวิ่งไปตามเส้นทางด้านบนของรูปและมีทิศทางตามลูกศร ในขณะที่เสียงจากจุดกำเนิด S_2 จะไปตามเส้นทางด้านล่างของรูป การแบ่งแยกสัญญาณทั้งสองออกจากกันนั้นเป็นสิ่งที่จำเป็น เนื่องจากต้องมีการนำไปรวมกับสัญญาณพาหะ (Carrier) ระบบขยายสัญญาณ (Amplifier) และระบบการสลับสายสัญญาณดิจิทัล (Digital switch)

อุปกรณ์ไฮบริดจะทำหน้าที่เปลี่ยนการส่งผ่านสัญญาณจากระบบการสื่อสารแบบ 2 สายให้เป็นการสื่อสารแบบ 4 สาย หน้าที่ของไฮบริดที่อยู่ทางด้านขวามือก็จะทำการควบคุมให้พลังงานของสัญญาณจาก S_1 ไปยังส่วนที่เป็นการสื่อสารแบบ 2 สาย ของ S_2 โดยที่จะไม่ยินยอมให้พลังงานของสัญญาณย้อนกลับมายัง S_1 อีก ด้วยเส้นทางของวงจรที่อยู่ด้านล่าง แต่เนื่องจากเกิดการไม่แมตซ์ในอุปกรณ์ไฮบริด จึงทำให้พลังงานบางส่วนเกิดการย้อนกลับไปยัง S_1 ทำให้ได้ยินเป็นเสียงที่มีการหน่วงเวลาไปจากปกติ ซึ่งการเกิดเหตุการณ์เช่นนี้จะเรียกว่า “เสียงสะท้อนถึงผู้พูด” (Talker echo)

การจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์นั้นมีวิธีการจัดต่าง ๆ กันไป ตัวอย่างเช่น การใช้การจัดสัญญาณสะท้อนโดยวิธีแบบอะแดปทีฟ (Adaptive) ได้ถูกนำเสนอขึ้นโดย Widrow [1] ในปี ค.ศ.1975 ซึ่งเป็นแนวคิดในการประมาณค่าสัญญาณ ซึ่งถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวนแบบบวก หรือถูกแทรกสอด โดยการนำสัญญาณอินพุตหลัก (Primary input) ซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกรบกวน และสัญญาณอินพุตอ้างอิง (Reference input) ที่เป็นสัญญาณรบกวนที่มีความสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนหลัก (Primary noise) มาใช้ร่วมกัน สัญญาณอินพุตอ้างอิงจะถูกกรองด้วยตัวกรองแบบอะแดปทีฟ และนำไปลบจากสัญญาณอินพุตหลัก ซึ่งจะทำได้การประมาณสัญญาณนั้น ๆ

ตัวกรองความถี่ที่นำมาใช้สำหรับการประมาณค่าสัญญาณสามารถใช้ได้ทั้งตัวกรองแบบคงที่ (Fixed filter) และตัวกรองแบบอะแดปทีฟ (Adaptive filter) แต่การออกแบบตัวกรองแบบคงที่นั้นต้องทราบถึงคุณสมบัติของสัญญาณก่อน (Primary knowledge) ทั้งสัญญาณที่ต้องการประมาณ และสัญญาณรบกวน แต่สำหรับตัวกรองแบบปรับตัวนั้น มีความสามารถในการปรับแต่งตัวแปรของตัวเองได้ และการออกแบบก็ไม่ต้องทราบคุณสมบัติของสัญญาณก่อน หรือต้องการเพียงเล็กน้อยเท่านั้น



รูปที่ 1.2 แนวความคิดในการจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองดิจิทัลแบบปรับตัว

จากรูปที่ 1.2 แสดงแนวความคิดในการขจัดสัญญาณรบกวนด้วยตัวกรองดิจิทัลแบบอะแดปทีฟ สัญญาณอินพุตหลักประกอบด้วยสัญญาณ s และสัญญาณรบกวน n_0 ส่วนสัญญาณอินพุตอ้างอิงเป็นสัญญาณรบกวน n_1 ซึ่งมีความสัมพันธ์กับสัญญาณรบกวนหลัก n_0 ซึ่งสัญญาณอินพุตอ้างอิงนี้จะถูกนำไปใช้เพื่อสร้างสัญญาณ y ซึ่งเป็นสัญญาณที่จำลองสัญญาณรบกวนหลัก n_0 ให้ใกล้เคียงได้มากที่สุด และสัญญาณ y นี้ก็จะถูกนำไปลบกับสัญญาณอินพุตหลัก เพื่อสร้างสัญญาณเอาต์พุตของระบบซึ่งประกอบด้วยสัญญาณอินพุตหลัก และสัญญาณรบกวนที่ถูกลดทอนขนาดลง กระบวนการนี้แม้จะดูเหมือนว่าอันตราย เพราะถ้าหากกระทำอย่างไม่เหมาะสมแล้ว จะเป็นการเพิ่มกำลังงานของสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของระบบ แต่อย่างไรก็ตาม ถ้ากระบวนการกรองและการลบถูกควบคุมอย่างเหมาะสมแล้ว กระบวนการปรับตัวจะสามารถทำการลดสัญญาณรบกวนเป็นไปอย่างสมบูรณ์โดยทำให้สัญญาณมีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด

การประยุกต์ใช้งานสำหรับการขจัดสัญญาณรบกวนแบบอะแดปทีฟได้แก่ การประมาณค่า (Estimation) การตรวจวัด (Detecting) และการยกระดับ (Enhancement) สัญญาณคลื่นไซน์ (Sinusoid) ความถี่ต่ำ โดยใช้ตัวกรองความถี่ออกแถบแคบ (Notch filter) ซึ่งง่ายต่อการปรับเปลี่ยนความถี่เป็น infinite null และสามารถติดตามความถี่ที่ถูกต้องของสัญญาณได้

นอกจากนั้นแล้วตัวกรองยังสามารถแบ่งได้อีกสองชนิดคือตัวกรองแบบ FIR (Finite impulse response) และแบบ IIR (Infinite impulse response) โดยตัวกรองความถี่แบบ FIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) จะมีเฉพาะซีโร (Zero) ไม่มีโพล (Pole) จึงทำให้ระบบมีความเสถียรภาพแน่นอน และมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear phase) แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้จำนวนอันดับ (Order) สูงจึงจะทำให้ตัวกรองทำงานได้ดี ส่วนตัวกรองความถี่แบบ IIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนจะประกอบด้วยซีโรและโพล ทำให้มีปัญหาเรื่องเสถียรภาพที่ไม่แน่นอน แต่ถ้ามีการออกแบบที่ดี จะทำให้ปัญหาดังกล่าวลดลง หรือไม่เกิดขึ้นเลย ข้อดีของตัวกรองความถี่แบบ IIR เมื่อเทียบกับแบบ FIR คือ ที่สมรรถนะการทำงาน (Performance) เท่ากัน ตัวกรองความถี่แบบ IIR จะใช้อันดับน้อยกว่าแบบ FIR นอกจากนี้แล้ว ตัวกรองความถี่แบบ IIR ยังมีการตอบสนองทางขนาดที่คิมิแถบเปลี่ยนความถี่หยุดที่ชันเหมาะสำหรับการใช้งานสำหรับการประมาณค่าสัญญาณไซน์คลื่นเดี่ยว

กระบวนการที่สำคัญสำหรับการขจัดสัญญาณรบกวนแบบอะแดปทีฟก็คือ กระบวนการในการแก้ปัญหาเพื่อปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองความถี่ โดยหลักแล้วสามารถแบ่งได้สองวิธีคือกระบวนการแบบ Stochastic gradient approach เช่น อัลกอริทึมแบบ LMS (Least-mean-square algorithm) และ Least-square estimation เช่น การประมาณค่าแบบ RLS (Recursive least-square estimation) ซึ่งกระบวนการแบบ stochastic gradient approach เป็นกระบวนการที่น่าสนใจ เนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายกว่า

1.2 ความมุ่งหมาย และวัตถุประสงค์ของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนออะแดปทีฟอัลกอริทึม 3 แบบ ซึ่งแต่ละแบบจะพัฒนามาจากอะแดปทีฟอัลกอริทึมในบทวิจัย [4] ดังนี้คือ 1) อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด [9] 2) อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดดและใช้สัญญาณค่าผิดพลาดควบคุมกระบวนการปรับตัว [7] 3) อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดดและใช้สัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว [8] ซึ่งทั้งสามแบบจะทำงานร่วมกับ ตัวกรองอะแดปทีฟ FIR ที่ใช้โครงสร้างแบบโดยตรง สำหรับการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

1.3 แนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

แนวความคิดแรกที่ใช้ในบทวิจัย [9] เป็นการปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับความเร็วในการลู่เข้าให้เร็วขึ้น โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว แนวความคิดที่สองที่ใช้ในงานวิจัย [7] คือการปรับเปลี่ยนตัวแปรหนึ่งที่ควบคุมการปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด ซึ่งมีผลต่อการกำหนดค่าก้าวกระโดดเริ่มต้น และใช้การอัดสัมพันธ์สัญญาณค่าความผิดพลาดให้มีค่าเข้าใกล้ศูนย์มากที่สุดและแนวความคิดที่สามที่ใช้ในบทวิจัย [8] คือการใช้เทคนิคการปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด (Step-size) ของอัลกอริทึม โดยใช้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุตเพื่อควบคุมการปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด ซึ่งมีผลต่อลักษณะในการลู่เข้าสู่ค่าที่แท้จริงของสัมประสิทธิ์ และมีผลต่อค่าที่ถูกต้องของสัมประสิทธิ์ที่ลู่เข้าอีกด้วย

1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้จะขยายความจากบทวิจัย [6-9] โดยจะกล่าวถึงที่มาของหลักการที่ใช้ในบทวิจัย รวมถึงการพัฒนาประสิทธิภาพของอะแดปทีฟอัลกอริทึมให้มีความเร็วในการหาค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง มีความถูกต้อง และสามารถขจัดสัญญาณสะท้อนที่มีหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ และใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์สำหรับทดสอบการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ได้นำเสนอ สำหรับตัวกรองความถี่อะแดปทีฟ FIR ที่ใช้โครงสร้างแบบโดยตรงในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

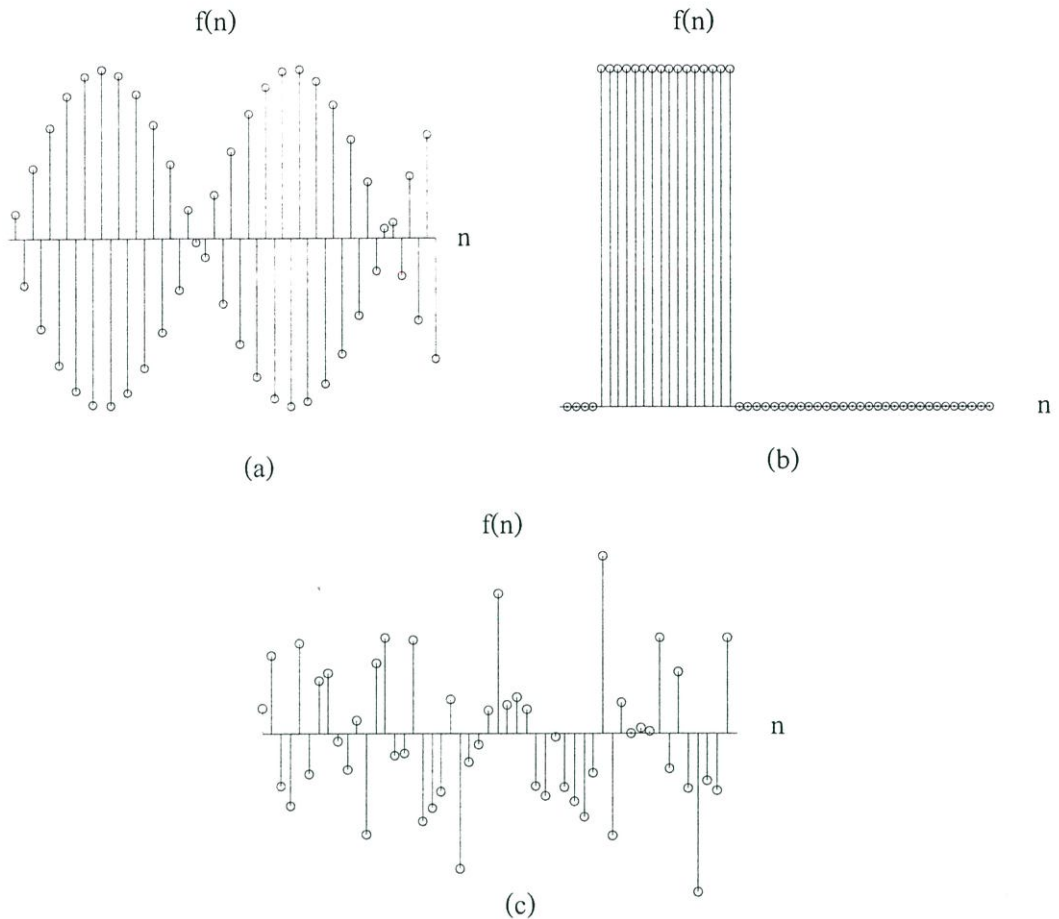
บทที่ 2

กระบวนการสุ่มแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา

ในบทนี้จะกล่าวถึง กระบวนการสุ่มแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time random processes) ซึ่งเป็นทฤษฎีที่มีความสำคัญต่อการศึกษาการประมวลผลสัญญาณแบบปรับตัว (Adaptive signal processing) ทั้งนี้เพราะการประมวลผลสัญญาณแบบปรับตัวจะเกี่ยวข้องกับสัญญาณแบบสุ่ม ทั้งที่เป็นแบบ strictly stationary, wide-sense stationary และแบบ non-stationary การวิเคราะห์คุณสมบัติของสัญญาณแบบสุ่มจะต้องอาศัยหลักการทางสถิติ โดยอาจอธิบายในรูปของค่าเฉลี่ยเชิงสถิติ เช่น ค่ากลาง (Mean) ค่าความแปรปรวน (Variance) และค่าสหสัมพันธ์ (Correlation) เป็นต้น

2.1 ชนิดของสัญญาณ

สัญญาณโดยทั่วไปอาจแบ่งได้อย่างกว้าง ๆ เป็นสองประเภท [13] คือแบบ deterministic และแบบสุ่ม (Random หรือ Stochastic) สัญญาณแบบ deterministic นั้นเป็นสัญญาณที่สามารถอธิบายได้ด้วยสมการทางคณิตศาสตร์หรือตาราง ดังนั้นจึงสามารถคำนวณสัญญาณล่วงหน้าได้และง่ายต่อการวิเคราะห์ สัญญาณแบบ deterministic ยังแบ่งได้อีกสองประเภทคือ สัญญาณแบบเป็นคาบ (Periodic) ตัวอย่างของสัญญาณชนิดนี้ได้แก่ สัญญาณไซน์ และสัญญาณแบบไม่เป็นคาบ (Non periodic) ตัวอย่างของสัญญาณชนิดนี้ได้แก่ unit sample ส่วนสัญญาณแบบสุ่ม หรือกระบวนการสุ่ม คือสัญญาณที่สร้างซ้ำโดยไม่สามารถกำหนดรูปแบบได้ สัญญาณแบบสุ่มเกิดจากการรวมตัวกันของสัญญาณที่มีคุณลักษณะทางสถิติหลายตัว เช่นสัญญาณไซน์ที่เป็นสัญญาณแบบ deterministic แต่สามารถรวมตัวกันเป็นความถี่และขนาดใดก็ได้ โดยมากสัญญาณแบบสุ่มนี้จะเกี่ยวข้องกับสัญญาณรบกวน (Noise) สัญญาณรบกวนจะกระจายและเกิดขึ้นได้ทุกแห่งและมีหลายรูปแบบ เช่น ความผิดพลาดจากการควอนไทซ์ในวงจรแปลงสัญญาณแอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล A/D หรืออาจเป็นสัญญาณรบกวนแบบ round-off ซึ่งเกิดจากการปัดเศษในการใช้การประมวลผลสัญญาณแบบ fixed-point หรือสัญญาณเสียงก็เรียกได้ว่าเป็นสัญญาณสุ่ม ซึ่งเมื่อวิเคราะห์สัญญาณเสียงแล้วจะพบว่าเกิดจากสัญญาณแบบ deterministic ที่รวมตัวกัน นอกจากนี้แล้วยังมีสัญญาณอีกชนิดหนึ่งเรียกว่าสัญญาณแบบ chaotic ซึ่งเป็นสัญญาณที่คล้ายคลึงกับสัญญาณแบบสุ่ม แต่จะมีรูปแบบ (Pattern) เฉพาะตัว ตัวอย่างเช่น การหมุนวนของน้ำทำให้เกิดสิ่งที่เรียกว่า swirl การพัดของพัดลม หรือแม้กระทั่งการหมุนเวียนของเลือดในเส้นเลือด ซึ่งสามารถหารูปแบบได้จากสิ่งที่เรียกว่า attractor หรือตัวที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ chaos นั่นเอง ซึ่งสัญญาณในลักษณะนี้ยังอยู่ในขั้นการทำวิจัย



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างของสัญญาณแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (a) สัญญาณ deterministic แบบคาบ (b) สัญญาณ deterministic แบบไม่เป็นคาบ และ (c) สัญญาณสุ่ม

2.2 ตัวแปรสุ่ม (Random variables)

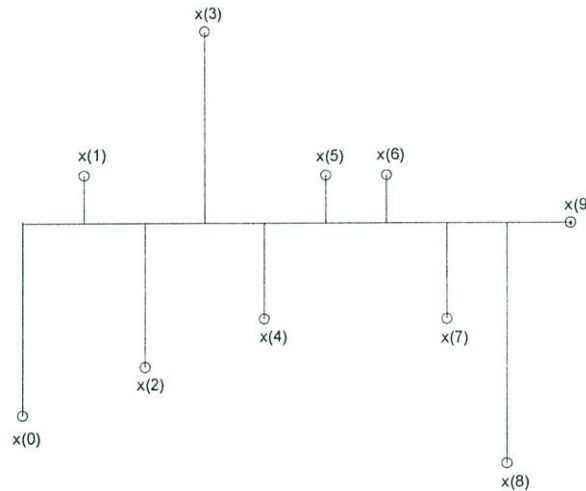
ตัวแปรสุ่ม (Random variables) คือตัวแปรที่เกิดจากการสุ่ม และไม่สามารถคาดเดาค่าที่แท้จริงของตัวแปรสุ่มนี้ล่วงหน้าได้ แต่สามารถทราบถึงค่าที่เป็นไปได้และความเป็นไปได้ของตัวแปรสุ่ม ตัวแปรสุ่มแบ่งออกเป็นสองชนิดคือ ตัวแปรสุ่มแบบต่อเนื่อง (Continuous random variables) คือตัวแปรสุ่มที่มีจำนวนของค่าที่เป็นไปได้จำนวนไม่จำกัดในช่วงของค่าที่เป็นไปได้นั้น และไม่สามารถที่จะระบุค่าที่แท้จริงได้ และตัวแปรสุ่มแบบไม่ต่อเนื่อง (Discrete random variables) คือตัวแปรสุ่มที่สามารถระบุค่าที่แท้จริงได้

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึง แนวความคิดของตัวแปรสุ่ม และคุณลักษณะพื้นฐาน และคุณลักษณะเฉพาะตัวต่าง ๆ ซึ่งค่อนข้างมีความสำคัญ เนื่องจากตัวแปรสุ่มมีค่าการกระจายกระจายไม่แน่นอน และพบได้บ่อยในทางปฏิบัติ เช่นการตรวจหา (Detection) การประมาณค่า (Estimation) การสร้าง

กลับคืน (Restore) และการยกระดับ (Enhancement) สัญญาณที่ผิดเพี้ยนไป การศึกษาเรื่องตัวแปรสุ่ม เป็นจุดเริ่มต้นสำหรับผู้ที่ศึกษาในเรื่องกระบวนการสุ่มในขั้นสูงต่อไป

2.2.1 คุณลักษณะของตัวแปรสุ่ม

ให้ $x(n)$ เป็นสัญญาณสุ่มแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา แสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 สัญญาณแบบสุ่มที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลา

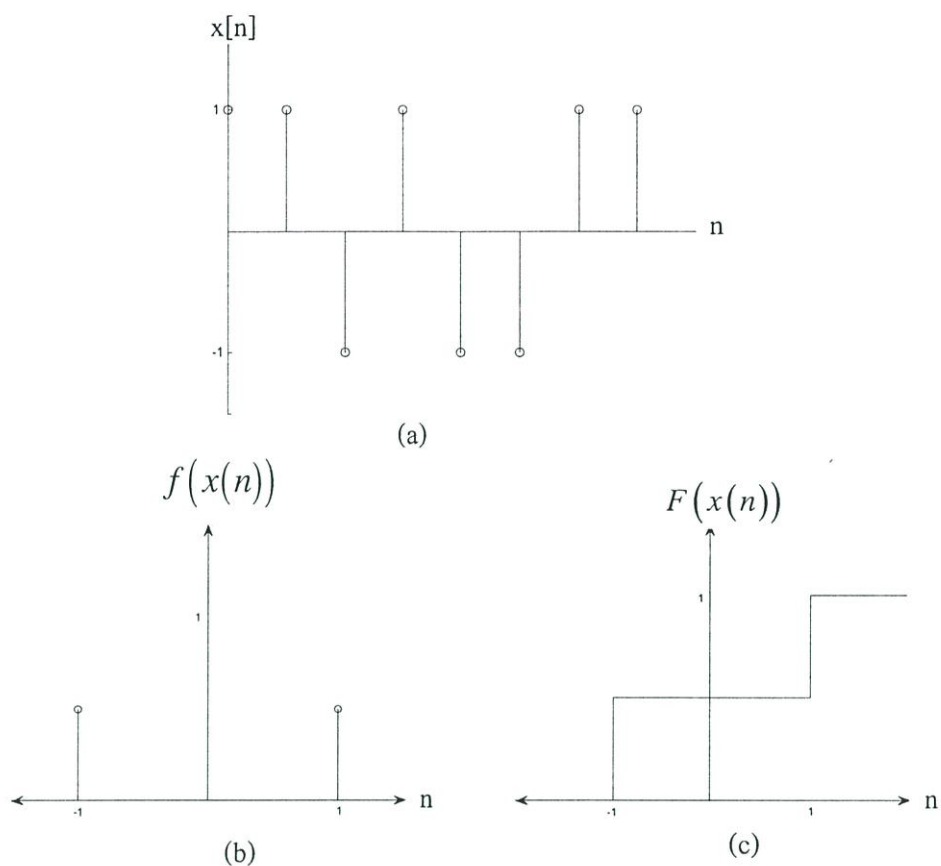
$x(n)$ แต่ละตัวจะเรียกว่าตัวแปรสุ่ม คุณลักษณะของตัวแปรสุ่มที่สำคัญคือ probability density function หรือ Pdf หรือ $f(x(n))$ เป็นฟังก์ชันความหนาแน่นของความน่าจะเป็นของตัวแปรสุ่ม หรือจะกล่าวได้ว่า Pdf ของตัวแปรสุ่มเป็นอนุพันธ์ของฟังก์ชันการแจกแจง หรือ Cdf (Cumulative distribution function) หรือ $F(x(n))$ เมื่อ Cdf มีค่าดังสมการ

$$F(x(n)) = \Pr(x \leq x(n)) \quad (2.1)$$

และ Pdf กำหนดได้ดังสมการ

$$f(x(n)) = \frac{dF(x(n))}{dx(n)} \quad (2.2)$$

เช่นถ้าสัญญาณสุ่มเป็นสัญญาณแบบไบนารี ซึ่งจะมีค่าเป็น 1 และ -1 ดังแสดงในรูปที่ 2.3 (a) จะได้ Cdf ดังรูปที่ 2.3 (b) และ Pdf ดังรูปที่ 2.3 (c) เรียกลักษณะการแจกแจงของตัวแปรสุ่มนี้ว่า uniform distribution



รูปที่ 2.3 ตัวอย่างและคุณลักษณะของสัญญาณสุ่ม (a) สัญญาณสุ่มแบบไบนารี (b) Pdf และ (c) Cdf ของสัญญาณในรูป (a)

ลักษณะของการแจกแจงของตัวแปรสุ่ม มีหลายประเภท เช่น uniform distribution, binomial distribution, และ Poisson distribution เป็นต้น แต่การแจกแจงที่สำคัญคือการแจกแจงแบบปกติ (Normal distribution) หรือการแจกแจงแบบเกาส์ (Gaussian probability distribution function) ลักษณะของ Pdf จะเป็นรูประฆังคว่ำ (Bell curve) และมีสมการดังนี้

$$f(x(n)) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(\frac{-(x(n)-\mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.3)$$

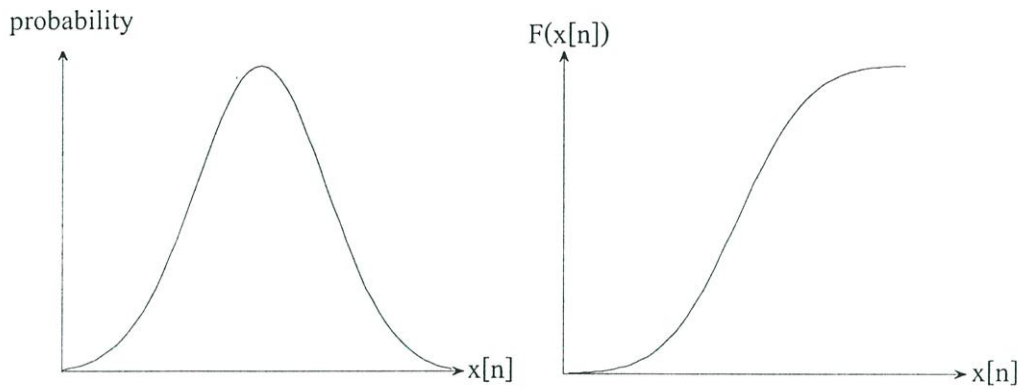
โดยที่ μ = Mean

σ = Standard deviation

σ^2 = Variance

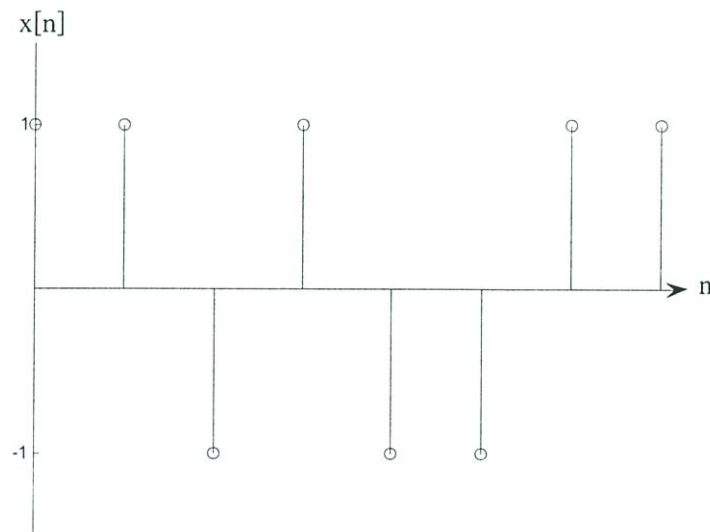
และสมการของ Cdf แสดงได้ดังสมการที่ 2.4

$$F(x(n)) = \frac{1}{2} \left(1 + \operatorname{erf} \frac{x(n) - \mu}{\sqrt{2\sigma^2}} \right) \quad (2.4)$$



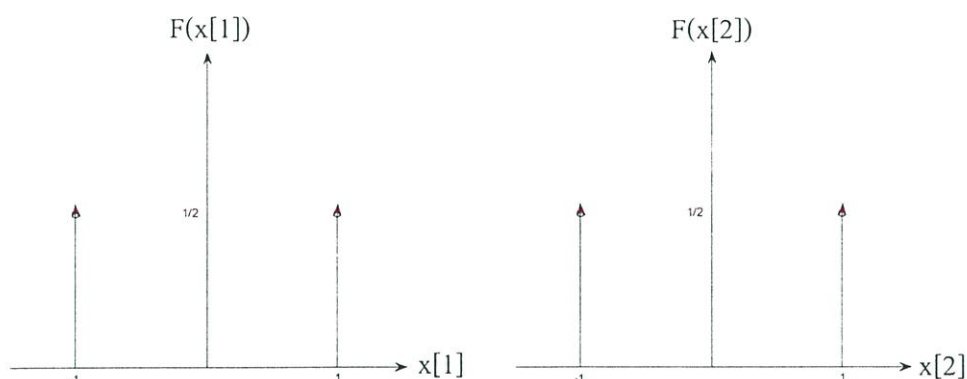
รูปที่ 2.4 Pdf และ Cdf ของตัวแปรสุ่มที่เป็นการแจกแจงแบบเกาส์

โดยทั่วไป ไม่ได้คาดหวังว่าค่า Pdf ของ $x(1)$ และ $x(2)$ จะเหมือนกัน ดังนั้นจึงมีวิธีการหาความสัมพันธ์ของ $x(1)$ และ $x(2)$ ในรูปของ Pdf ร่วม หรือ Joint Pdf ให้ $x(1)$ และ $x(2)$ เป็นสัญญาณสุ่มแบบไบนารีแสดงดังรูปที่ 2.5



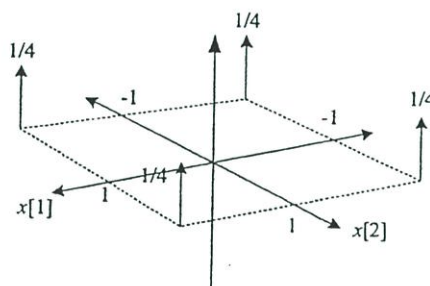
รูปที่ 2.5 สัญญาณสุ่มแบบไบนารี

จะได้ Pdf สำหรับ $x(1)$ และ $x(2)$ ดังรูปที่ 2.6 (a) และ 2.6 (b) ตามลำดับ



รูปที่ 2.6 คุณลักษณะของสัญญาณสุ่ม (a) Pdf ของ $x(1)$ และ (b) $x(2)$

จะได้ Joint Pdf เป็น $f_x(x(1), x(2))$ แสดงดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 Joint Pdf ของ $x(1)$ และ $x(2)$

หรือเขียนความสัมพันธ์นี้ในรูปสมการ Joint Cdf ดังนี้คือ

$$\int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f_x(x(1), x(2)) dx(1) dx(2) = 1 \quad (2.5)$$

$$= F(x(1), x(2))$$

และจะได้ Joint Pdf ดังสมการ

$$f(x(1), x(2)) = \frac{\partial^2 F_x(x(1), x(2))}{\partial x(1) \partial x(2)} \quad (2.6)$$

ดังนั้นทำให้สามารถคิดต่อไปได้ว่า หากการกระจายเป็นแบบตัวแปรสุ่มหลายตัว ก็จะได้เป็น *k-th order multivariate distribution* เป็น

$$F_x(x(1), x(2), \dots, x(n)) = \Pr(X(1) \leq x(2), \dots, X(n) \leq x(n)) \quad (2.7)$$

และได้ Pdf เป็น

$$f_x(x(1), \dots, x(n)) = \frac{\partial^n F_x(x(1), \dots, x(n))}{\partial x(1), \dots, \partial x(n)} \quad (2.8)$$

2.2.2 ค่าเฉลี่ยทั้งชุดเชิงสถิติ

ลักษณะทางสถิติที่สมบูรณ์ของตัวแปรสุ่มต้องการทราบค่าความเป็นได้ของข้อมูลทุกตัวที่มีในชุดข้อมูล แต่ในการประยุกต์ใช้ ลักษณะดังกล่าวอาจไม่จำเป็นถ้าทราบคุณลักษณะเฉลี่ยของตัวแปรสุ่มนั้น ๆ ดังนั้นจึงต้องทราบค่าคาดหวัง (Expected value) ของตัวแปรสุ่ม และฟังก์ชันของตัวแปรสุ่ม

เมื่อ x คือตัวแปรสุ่มที่มีขนาดของข้อมูล N ครั้ง ค่ากลาง (Mean) หรือค่าคาดหวัง (Expected value) ของตัวแปรสุ่มนี้แบบไม่ต่อเนื่อง x แสดงได้ดังนี้

$$E\{x\} = \int_{-\infty}^{\infty} xf(x) dx \quad (2.9)$$

โดยที่ $f(x)$ เป็น Pdf ค่ากลาง มีชื่อเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า first moment และจะสามารถเขียนค่ากลางในรูปของ relative frequency ได้เป็น

$$\mu(n) = \lim_{n \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i(n) \right\} \quad (2.10)$$

ซึ่งจะใช้แทนค่าเฉลี่ย ensemble ได้ แต่โดยทั่วไป หาก Pdf ของ $x(n)$ ไม่เท่ากับ Pdf ของ $x(m)$ จะได้ว่า

$$\mu(n) \neq \mu(m) \quad (2.11)$$

ตัวกระทำ expectation ที่น่าสนใจ ซึ่งพอจะสรุปได้ดังนี้คือ

i) ความเป็นเชิงเส้น

$$E\{ax(n) + by(m)\} = aE\{x(n)\} + bE\{y(m)\} \quad (2.12)$$

ii) ความไม่เป็นอิสระต่อกัน

$$E\{x(n)y(m)\} \neq E\{x(n)\} \cdot E\{y(m)\} \quad (2.13)$$

คุณสมบัติข้อนี้จะเท่ากันก็ต่อเมื่อ $x(n)$ และ $y(m)$ นั้นเป็นอิสระต่อกัน

iii) หาก $y(m) = g(x(n))$ และ Pdf ของ $x(n)$ เป็น $f(x(n))$ แล้วจะสามารถหา $E\{y(n)\}$ โดยที่ Pdf ที่ต้องการทราบมีเพียง $f(x(n))$ เท่านั้น จะได้ว่า

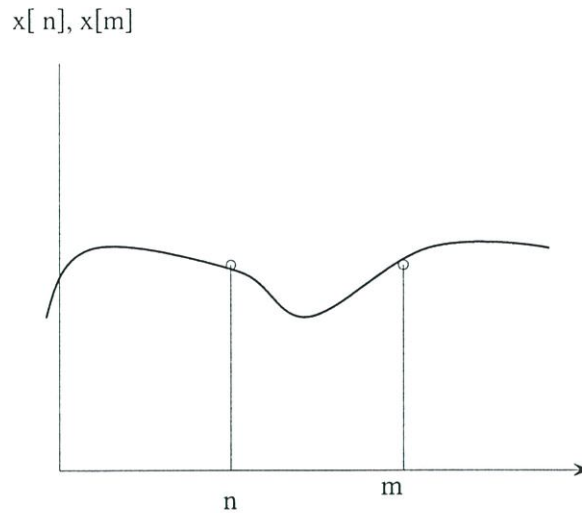
$$E\{y(n)\} = \int_{-\infty}^{\infty} g(x(n)) \cdot f(x(n)) dx(n) \quad (2.14)$$

ค่าเฉลี่ยทางสถิติที่เกี่ยวข้องกัน คือค่าความแปรปรวน (Variance) ซึ่งคือค่ากำลังสองของตัวแปรสุ่ม $y = x - E(x)$ แทนด้วย $Var(x)$ หรือ σ_x^2

$$\sigma_x^2 = E\{[x - E\{x\}]^2\} = \int_{-\infty}^{\infty} [\alpha - E\{x\}]^2 f_x(\alpha) d\alpha \quad (2.15)$$

รากที่สองของค่าความแปรปรวนเรียกว่า ค่าเบี่ยงเบนมาตรฐาน (Standard deviation)

2.2.3 ค่าสหสัมพันธ์ (Correlation)



รูปที่ 2.8 ตัวแปรสุ่มสองตัว

correlation เป็นตัวบอกลักษณะความเหมือนของตัวแปรสุ่ม 2 ตัวดังตัวอย่างในรูปที่ 2.8 ตัวแปรสุ่มมีสองตัวคือ $x[n]$ และ $x[m]$ ความเกี่ยวเนื่องกันของตัวแปรทั้งสองจะสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ

$$r(m, n) = E\{x[m] \cdot x[n]\} \quad (2.16)$$

หรือ

$$r(m, n) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} x[m]x[n]f(x[m], x[n])dx[m]dx[n] \quad (2.17)$$

และในรูปของ relative frequency จะได้ว่า

$$r(m, n) = \lim_{N \rightarrow \infty} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i[m], x_i[n] \right\} \quad (2.18)$$

กรณีพิเศษเมื่อ $n=m$ จะได้

$$r(m, n) = E\{x^2[n]\} \quad (2.19)$$

ซึ่งเป็นค่ากำลังงานหรือพลังงานเฉลี่ยของสัญญาณใด ๆ ในสมการที่ (2.16)-(2.19) โดยทั่วไปจะเรียกว่า auto-correlation

2.2.4 ค่าความแปรปรวนร่วม (Covariance)

ค่า covariance กำหนดได้ตามสมการ

$$c(m, n) = E\{(x[m] - \mu[m])(x[n] - \mu[n])\} \quad (2.20)$$

ถ้า $\mu[n] = \mu[m] = 0$ จะได้ว่า covariance จะมีค่ากับ autocorrelation จากสมการที่ (2.20) จะได้ว่า

$$\begin{aligned} c(m, n) &= \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} (x[m] - \mu[m])(x[n] - \mu[n]) f(x[m], x[n]) dx[m] dx[n] \\ &= E\{x[m]x[n]\} - \mu[m]\mu[n] \end{aligned} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.20) ถ้าหากว่า $m=n$ แล้วจะได้ว่า

$$\begin{aligned} c(n, n) &= E\{(x[n] - \mu[n])^2\} \\ &= \sigma_n^2 \end{aligned} \quad (2.22)$$

จากสมการที่ (2.22) เรียกว่าค่าความแปรปรวนหรือ variance นั้นเอง และจากสมการที่ (2.22) จะสามารถหาค่า variance ดังนี้คือ

$$\begin{aligned} \sigma_n^2 &= \int (x[n] - \mu[n])^2 f[x] dx \\ &= E\{x^2[n]\} - (E\{x[n]\})^2 \end{aligned} \quad (2.23)$$

ในกรณีของกระบวนการสุ่มแบบ Gaussian จะได้ว่า

$$\sigma_n^2 = 1 \quad (2.24)$$

2.2.5 ความเป็นอิสระ (Independence)

จะกล่าวว่า $\{x_1[n]\}$ และ $\{x_2[n]\}$ เป็นอิสระต่อกันก็ต่อเมื่อ

$$f(x_1[n]x_2[n]) = f(x_1[n]) \cdot f(x_2[n]) \quad (2.25)$$

และ

$$E\{x_1[n], x_2[n]\} = E\{x_1[n]\} \cdot E\{x_2[n]\} \quad (2.26)$$

หรือแม้กระทั่ง $x_1[n]$ และ $x_2[n]$ จะเป็นสัญญาณ $x[n]$ เดียวกันก็ได้ โดยที่ $x_1[n] = x_2[m]$ และ $x_2[n] = x[m+n]$ จากสมการที่ (2.21) หากกล่าวว่า $x[m]$ และ $x[n]$ เป็นอิสระต่อกันแล้ว จะได้ว่า

$$c(m, n) = E\{x[m]x[n]\} - \mu[n]\mu[m] = 0 \quad (2.27)$$

หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือ ตัวแปรสุ่มทั้งสองไม่เกี่ยวข้องกัน (Uncorrelated)

2.2.6 Orthogonality

หาก $x[m]$ และ $x[n]$ นั้น uncorrelated กัน และ $\mu = 0$ จะกล่าวว่าเป็นอิสระต่อกันซึ่งเรียกว่าเป็น orthogonal กันคือเป็นเวกเตอร์ที่ตั้งฉากกัน โดยมีสัญลักษณ์ที่ใช้คือ \perp หรือเขียนในเทอมของ $E\{\cdot\}$ จะได้ว่า

$$E\{x[m] \cdot x[n]\} = 0 \quad (2.28)$$

2.2.7 Stationary

ความหมายที่แท้จริงของ stationary คือ ค่าของ $f_x(x[n])$ จะต้องมีค่าเท่ากัน สำหรับทุก ๆ ค่าของ n หรือจะมีชื่อเรียกอีกชื่อหนึ่งว่า Strictly Stationary จะสามารถเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$f(x[n_1 + n_0], x[n_2 + n_0]) = f(x[n_1], \dots, x[n_k]) \quad (2.29)$$

โดยทั่วไปในทางปฏิบัติจะไม่ค่อยมี Strictly Stationary ดังนั้นจึงลดข้อกำหนดลงเหลือเพียงการ
คู่ที่ mean และ variance ซึ่งเป็น 1st และ 2nd moment เท่านั้น และเรียกชื่อใหม่ว่า Wide-sense
stationary หรือ WSS สำหรับ $x[n]$ ซึ่งเป็น WSS จะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้คือ

i)

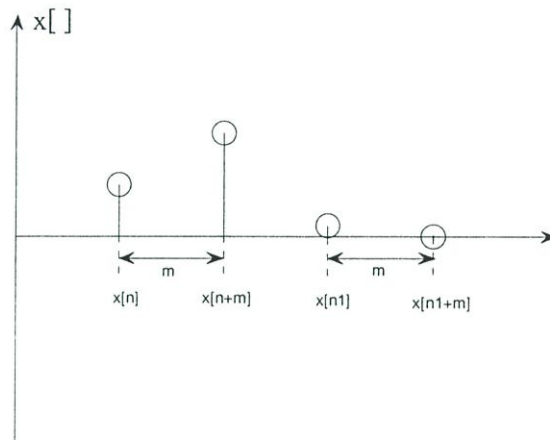
$$E\{x[m]\} = E\{x[n]\} = \mu \quad (2.30)$$

เช่น $x[n]$ เป็น Gaussian จะได้ว่า $\mu = 0$

ii)

$$r(m) = E\{x[n] \cdot x[n+m]\} \quad (2.31)$$

หมายความว่าค่า auto-correlation จะขึ้นกับค่าของ m เท่านั้น เช่นในรูปที่ 2.9 จะได้ว่า
autocorrelation ของ $x[n]$ กับ $x[n+m]$ มีค่าเท่ากับ auto-correlation ของ $x[n_1]$ กับ $x[n_1+m]$



รูปที่ 2.9 อธิบายความหมายของ auto-correlation

2.2.8 สหสัมพันธ์ไขว้ (Cross-correlation)

cross-correlation จะมีนิยามตามสมการคือ

$$r_{xy}(m) = E\{x[n]y[n+m]\} = r_{xy}[-m] \quad (2.32)$$

เนื่องจาก correlation และ covariance จะอธิบายความสัมพันธ์กันระหว่างสัญญาณสอง
สัญญาณ โดยที่ถ้าสัญญาณทั้งสองเป็นสัญญาณเดียวกันแล้วจะได้ auto-correlation และ auto-

covariance และถ้าสัญญาณทั้งสองมาจากคนละแห่งแล้วจะได้ cross-correlation และ cross-covariance ถ้าสัญญาณแบบสุ่มที่มีคุณสมบัติเป็น stationary สองสัญญาณคือ $x[n]$ และ $y[n]$ จะสามารถค่าหาความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ ซึ่งสามารถลำดับได้ดังสมการต่อไปนี้

$$r_{xx}(m) = E\{x[n]x[n+m]\} \quad (2.33)$$

$$c_{xx}(m) = E\{(x[n]-\mu_x)(x[n+m]-\mu_x)\} \quad (2.34)$$

$$r_{xy}(m) = E\{x[n]y[n+m]\} \quad (2.35)$$

$$c_{xy}(m) = E\{(x[n]-\mu_x)(y[n+m]-\mu_y)\} \quad (2.36)$$

เมื่อ μ_x และ μ_y คือค่า mean ของสัญญาณ $x[n]$ และ $y[n]$ ตามลำดับ ซึ่งมีคุณสมบัติที่น่าสนใจดังนี้คือ

i)

$$c_{xx}(m) = r_{xx}(m) - \mu_x^2 \quad (2.37)$$

$$c_{xy}(m) = r_{xy}(m) - \mu_x\mu_y \quad (2.38)$$

จากสมการที่ (2.37) และสมการที่ (2.38) ถ้า $\mu_x = 0$ จะทำให้ correlation และ covariance มีค่าเท่ากัน

ii)

$$r_{xx}(0) = E\{x^2[n]\} \text{ (ค่ากำลังสองเฉลี่ย)} \quad (2.39)$$

$$c_{xx}(0) = \sigma_x^2 \quad (2.40)$$

iii)

$$r_{xx}(m) = r_{xx}(-m) \quad (2.41)$$

$$c_{xx}(m) = c_{xx}(-m) \quad (2.42)$$

$$r_{xy}(m) = r_{xy}(-m) \quad (2.43)$$

$$c_{xy}(m) = c_{xy}(-m) \quad (2.44)$$

iv) สำหรับกระบวนการสุ่มใด ๆ เมื่อ $m \rightarrow \infty$ แล้วจะทำให้ตัวแปรสุ่มมีการ uncorrelated กันน้อยมาก ดังนั้นจะได้

$$\lim_{m \rightarrow \infty} r_{xx}(m) = (E\{x[n]\})^2 = \mu_x^2 \quad (2.45)$$

$$\lim_{m \rightarrow \infty} c_{xx}(m) = 0 \quad (2.46)$$

$$\lim_{m \rightarrow \infty} r_{xy}(m) = \mu_x \mu_y \quad (2.47)$$

$$\lim_{m \rightarrow \infty} c_{xy}(m) = 0 \quad (2.48)$$

2.3 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐานของกระบวนการสุ่มแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา โดยเริ่มจากพื้นฐานของตัวแปรสุ่ม คุณสมบัติที่สำคัญต่อกระบวนการประมวลผลสัญญาณ ซึ่งการอธิบายคุณสมบัติของตัวแปรสุ่มได้อย่างสมบูรณ์นั้นจำเป็นต้องทราบถึงคุณลักษณะทางสถิติ แต่อย่างไรก็ตามสามารถใช้ค่า mean, variance และ auto-correlation โดยการใช้ค่าเฉลี่ยแบบ ensemble แทน density function ได้ จากนั้นได้กล่าวถึง กระบวนการสุ่มที่มีคุณสมบัติเป็น stationary และแบบ wide-sense stationary (WSS) ซึ่งพบว่าค่า mean ของกระบวนการสุ่มนี้จะมีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับเวลา นอกจากนี้ค่า auto-correlation $E\{x[n]x[n+m]\}$ จะขึ้นกับค่าความแตกต่างทางเวลา m เท่านั้น ถึงแม้ว่าในทางปฏิบัติ เงื่อนไขที่เป็น WSS ยากที่จะเกิดขึ้นได้ แต่ถ้าพิจารณาในช่วงเวลาสั้น ๆ ก็อาจจะสมมติได้ว่า กระบวนการสุ่มนั้นมีคุณสมบัติเป็น WSS ได้ ในบางปัญหาที่มีความจำเป็นจะต้องทราบค่าทางสถิติอันดับหนึ่ง (mean, variance) ค่าทางสถิติอันดับสอง (correlation, covariance) ของกระบวนการสุ่ม ซึ่งเป็นไปไม่ได้ที่จะทราบล่วงหน้าได้ ดังนั้น จำเป็นจะต้องใช้วิธีการประมาณค่าทั้งสอง ซึ่งมีด้วยกันสองแบบคือ ค่าเฉลี่ยแบบ ensemble และค่าเฉลี่ยทางเวลา (time average) ในกรณีที่ค่าเฉลี่ยทั้งสองเท่ากัน จะเรียกกระบวนการสุ่มนั้นว่ามีคุณสมบัติเป็นเออร์โกดิก (Ergodic)

บทที่ 3

สัญญาณเสียงสะท้อนในระบบการติดต่อสื่อสารโทรคมนาคม

3.1 บทนำ

สัญญาณเสียงสะท้อนคือการซ้ำของรูปแบบเนื่องจากการสะท้อนกลับจากจุดที่เป็นองค์ประกอบของตัวกลางในการส่งผ่าน ซึ่งเกิดการเปลี่ยนแปลงการแพร่กระจายของคลื่น เสียงสะท้อนใช้เป็นประโยชน์สำหรับการตรวจสอบและการค้นหาในโซนาร์และเรดาร์ ในการติดต่อสื่อสารคมนาคม เสียงสะท้อนเป็นอุปสรรคที่สามารถทำให้คุณภาพของการบริการด้อยต่ำลงและการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกจากระบบนั้นมีความสำคัญมากในระบบการสื่อสารคมนาคม

ใน ค.ศ. 1950 [20] เริ่มมีการพัฒนาในเรื่องการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน และปัจจุบันนี้ยังมีการพัฒนาต่อไปในด้านการสื่อสารทางสายโทรศัพท์และโครงข่ายโทรศัพท์แบบไร้สายที่มีความต้องการเพิ่มสมรรถนะของการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน

3.2 ประเภทของเสียงสะท้อน

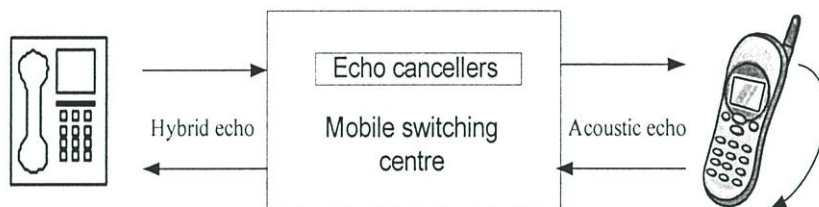
เสียงสะท้อนในระบบการสื่อสารคมนาคมแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ เสียงสะท้อนเกี่ยวกับการฟัง และเสียงสะท้อนไฮบริด (Acoustic and hybrid echoes)

3.2.1 เสียงสะท้อนที่เกี่ยวข้องกับการฟัง (Acoustic echoes)

เนื่องจากการเชื่อมต่อเกี่ยวกับการฟังระหว่างลำโพงกับไมโครโฟนที่อยู่ในโทรศัพท์มือถือ โทรศัพท์ซึ่งเคลื่อนที่ได้ และระบบการประชุมระยะไกล สัญญาณเสียงสะท้อนเกี่ยวกับการฟังเกิดขึ้นจากเส้นทางการตอบกลับการติดตั้งระหว่างลำโพง และไมโครโฟนในโทรศัพท์ซึ่งเคลื่อนที่ได้ โทรศัพท์มือถือ การประชุมระยะไกล หรือระบบช่วยการได้ยิน ซึ่งอาจจะถูกสะท้อนจากจำนวนที่แตกต่างกันมากของพื้นผิว เช่นเดียวกันกับกำแพง เพดานและพื้น และการเดินทางผ่านเส้นทางที่แตกต่าง

ในระบบโทรศัพท์ดิจิทัลเคลื่อนที่ได้ สัญญาณเสียงถูกประมวลผลที่สองจุดในโครงข่าย จุดแรกเป็นสัญญาณเสียงซึ่งถูกแปลงเป็นเชิงเลข ถูกบีบย่อเป็นรหัสภายในโทรศัพท์ซึ่งเคลื่อนที่ได้ แล้วถูกกระบวนการที่จุดสองคือส่วนต่อความถี่วิทยุที่เชื่อมต่อกับโครงข่าย กำหนดช่วงเวลาทั้งหมดถูกประมวลผลโดยสัญญาณดิจิทัลซึ่งช่วงระยะเวลาการประมวลผลจาก 80 มิลลิวินาทีถึง 100 มิลลิวินาที ซึ่งเป็นผลจากการเดินทางไปกลับทั้งหมดของกำหนดเวลาที่มีความยาว 160–200 มิลลิวินาทีสำหรับเสียงสะท้อนใด ๆ ขนาดของกำหนดเวลานี้จะทำให้เกิดสัญญาณเสียงสะท้อนซึ่งมีปริมาณมากพอที่จะรบกวนกระบวนการของการสื่อสารคมนาคม ทำให้สัญญาณเสียง

สะท้อนกระทบคุณภาพ และ การสนทนาเสียงในระบบโทรศัพท์อย่างรุนแรง โดยผลกระทบของเสียงสะท้อนที่ขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดและค่าหน่วยเวลา โดยทั่วไป สัญญาณเสียงสะท้อนจะมีแอมพลิจูดที่มีขนาดอยู่ค่าหนึ่งและถ้าสัญญาณเสียงสะท้อนมีค่าหน่วยเวลาน้อยกว่า 1 มิลลิวินาทีจะไม่นำมาพิจารณา ซึ่งอยู่ภายใต้เงื่อนไขของค่าหน่วยเวลาไปกลับ ที่มีหน่วยเวลาเป็นมิลลิวินาที อย่างไรก็ตาม สัญญาณเสียงสะท้อนกลายมาเป็นสิ่งที่รบกวนมากขึ้นและน่ารำคาญ ซึ่งระบบโทรศัพท์มีเสียงสะท้อน สองชนิด แสดงดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 สัญญาณเสียงสะท้อนในโทรศัพท์เคลื่อนที่ในระบบเคเบิลบนพื้นดิน

โดยธรรมชาติการประมวลผลค่าหน่วยเวลาในระบบการสื่อสารคมนาคมดิจิทัลซึ่งเคลื่อนที่ได้เป็นสิ่งจำเป็น โดยใช้อุปกรณ์จัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่ศูนย์การสลับสายโทรศัพท์เคลื่อนที่ ดังนั้นการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนเป็นสิ่งสำคัญในการออกแบบระบบการติดต่อสื่อสารสมัยใหม่ เช่นเดียวกับโทรศัพท์ไร้สายธรรมดา โทรศัพท์มือถือ โทรศัพท์เคลื่อนที่เซลลูลาร์หรือโทรศัพท์ไร้สาย หรือระบบการประชุมระยะไกล

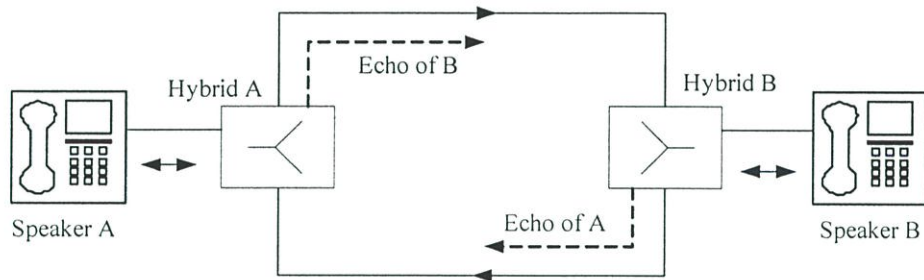
3.2.2 เสียงสะท้อนไฮบริด (Hybrid echo)

ในปัจจุบันการขยายการใช้งานของผู้เช่าโทรศัพท์ในโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ ราคาในการติดตั้งโทรศัพท์ประจำที่ ถ้าจะต้องเชื่อมต่อโดยโยงสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายจากชุมสายโทรศัพท์ไปยังผู้เช่าโดยตรงจะเป็นการไม่ประหยัด ดังนั้นจึงออกแบบการเชื่อมต่อที่ชุมสายโทรศัพท์โดยการสลับสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายแปลงสู่สายโทรศัพท์ระบบ 2 สายของผู้เช่า โดยใช้วงจรไฮบริดที่เชื่อมสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายและสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายที่เครื่องรับสัญญาณ เนื่องจากภาวะที่ขาดความสมดุล ระหว่าง วงจรไฮบริดที่เชื่อมสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายและสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย พลังงานจำนวนหนึ่งของสัญญาณของวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายถูกย้อนกลับไปยังผู้ส่งทำให้เกิดสัญญาณเสียงสะท้อนซึ่งถ้ามีความยาวมากกว่ามิลลิวินาทีเล็กน้อยสามารถรบกวนในระบบได้

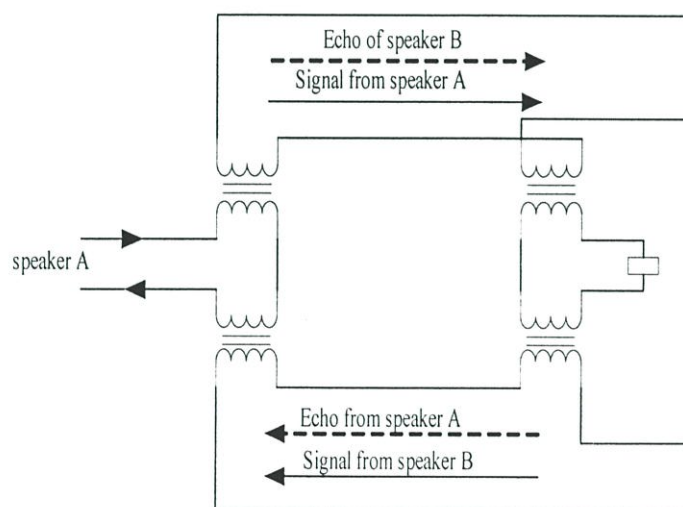
ผลกระทบของสัญญาณเสียงสะท้อนขึ้นอยู่กับค่าหน่วยเวลาระหว่างการเกิดขึ้นและสะท้อนคลื่น ความแรงของการสะท้อนคลื่น และจำนวนเส้นทางผ่านซึ่งคลื่นถูกสะท้อน เสียงสะท้อนบนสายโทรศัพท์

3.2.2.1 สายโทรศัพท์ที่เสียงสะท้อนไฮบริด (Telephone line hybrid echo)

เสียงสะท้อนไฮบริดคือสาเหตุหลักที่เกิดเสียงสะท้อนจากโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะระบบ public-switched telephone network หรือ PSTN ในพื้นที่ที่ให้บริการเชื่อมต่อระหว่างชุมสายโทรศัพท์ โดยสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย ที่ใช้เป็นคู่สายทองแดง สัญญาณเสียงสะท้อนบนสายโทรศัพท์ที่เกิดเนื่องจากการสะท้อนกลับของสัญญาณที่จุดของการไม่แมตซ์กันของอิมพีแดนซ์บนวงจรที่เชื่อมต่อโทรศัพท์ ซึ่งเกิดจากการเรียกเพื่อใช้บริการโดยสายของผู้เข้าโทรศัพท์ ซึ่งมีทั้งสัญญาณรับและสัญญาณส่งซึ่งเป็นสัญญาณโทรศัพท์ ในระบบธรรมชาติการเรียกโทรศัพท์ภายในชุมสายท้องถิ่นจะมีการสร้างทางเชื่อมต่อที่ชุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่นนั้นโดยตรง คือเชื่อมต่อระหว่างส่วนของการต่อจากชุมสายท้องถิ่นไปยังวงจรของผู้เข้าทั้งสอง โดยปกติจะไม่มีสัญญาณเสียงสะท้อนที่พบภายในสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย เพราะวาระยะทางไม่ไกลมากนักจึงส่งผลให้ค่าหน่วงเวลาของสัญญาณเสียงสะท้อนต่ำ



รูปที่ 3.2 เครื่องโทรศัพท์โดยการเชื่อมต่อระหว่างสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายของผู้เข้าไปยังสายโทรศัพท์ 4 สายที่ชุมสายโทรศัพท์

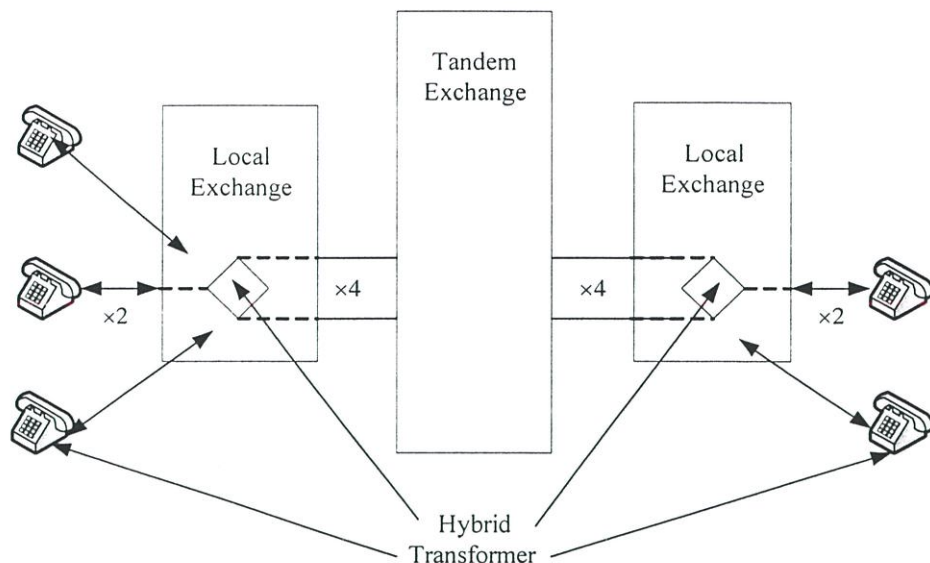


รูปที่ 3.3 วงจรไฮบริด

สำหรับการสื่อสารคมนาคมที่มีระยะทางไกลระหว่างสองชุมสายโทรศัพท์ จำเป็นที่จะต้องใช้เครื่องทวนสัญญาณ (repeaters) ที่จะขยายสัญญาณเสียงพูด ซึ่งสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายเป็นทิศทางของการส่งผ่าน

การสร้างการเรียกที่มีระยะทางไกล ที่จุดสิ้นสุดนั้นสายโทรศัพท์จากบ้านผู้เช่าที่เป็นระบบสายโทรศัพท์แบบ 2 สาย จำเป็นต้องได้รับการเชื่อมต่อกับสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายที่ชุมสายโทรศัพท์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.2 อุปกรณ์โทรศัพท์วงจรของผู้เช่าโทรศัพท์จะเชื่อมต่อด้วยสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย ไปยังสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย ที่ถูกเรียกว่าวงจรไฮบริดดังแสดงในรูปที่ 3.3 ไฮบริดซึ่งเป็นวงจรบริดจ์ 3 พอร์ตอย่างง่าย ถ้าหม้อแปลงไฮบริดมีความสมดุลอย่างสมบูรณ์ จะไม่มีการสะท้อนกลับ คือ ไม่มีสัญญาณเสียงสะท้อน อย่างไรก็ตาม วงจรไฮบริดแต่ละวงจรใช้สำหรับสายโทรศัพท์ของเลขหมายผู้เช่า ซึ่งมีระยะทางเท่ากันและองค์ประกอบของอิมพีแดนซ์ก็เหมือนกัน เพราะฉะนั้นเป็นไปได้ที่จะมีความสมดุลสมบูรณ์ที่ไฮบริดสำหรับผู้เช่าทั้งหมด เมื่อวงจรบริดจ์ไม่มีความสมดุล จะเกิดสัญญาณพลังงานจำนวนหนึ่งบนสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายที่เชื่อมต่อ มีการถ่ายโอนพลังงานระหว่างคู่สายและจะผลิตสัญญาณเสียงสะท้อน ซึ่งสัญญาณเสียงสะท้อนถูกวัดโดยค่าค้ำความสูญเสียของสัญญาณเสียงสะท้อน (ERL) ผลจากการวัดถ้าสัญญาณเสียงสะท้อนมีค่าสูงกว่าค่าค้ำความสูญเสียจะมีสัญญาณเสียงสะท้อนน้อย ๆ ซึ่งสัญญาณเสียงสะท้อนนี้เกิดขึ้นในสายโทรศัพท์ ถ้าแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงสะท้อนสูง และค่าหน่วงเวลามีค่าที่มาก สัญญาณเสียงสะท้อนจะเป็นสิ่งที่ไม่พึงปรารถนา และทำให้รำคาญใจ เช่นในการติดต่อสื่อสาร โดยการเรียกที่ใช้ระยะเวลาที่ยาวนานในการสื่อสารผ่านทางความเที่ยมด้วยค่าหน่วงเวลาของสัญญาณเสียงสะท้อนเดินทางไปกลับ ถ้ามีความยาวเท่ากับ 600 มิลลิวินาที ทำให้สัญญาณเสียงสะท้อนสามารถเข้ามารบกวนในระบบได้ แต่ถ้าเป็นการสื่อสารในโทรศัพท์ดิจิทัลเคลื่อนที่ได้มีค่าหน่วงเวลา มีค่าสูงถึง 200 มิลลิวินาที ทำให้มีสัญญาณเสียงสะท้อน จึงทำให้ศูนย์ชุมสายโทรศัพท์เคลื่อนที่เป็นผู้รับผิดชอบในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนดังกล่าว

ในโครงข่ายโทรศัพท์ไฮบริดถูกใช้ที่ใด ๆ ที่ซึ่งแปลงจากสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายไปยังสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย จึงจำเป็นที่จะต้องขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน ตรงที่หม้อแปลงไฮบริดในโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะหรือในระบบ PSTN ซึ่งมีสองตำแหน่งคือในเครื่องโทรศัพท์ และในชุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่น รูปที่ 3.4 แสดงภาพพื้นฐานของโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะหรือระบบ PSTN ที่เน้นตำแหน่งของวงจรไฮบริด



รูปที่ 3.4 พื้นฐานของการเชื่อมต่อโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ (PSTN)

3.2.2.2 หม้อแปลงไฮบริดในระบบ PSTN (Hybrid transformers in the PSTN)

ส่วนมากหมายเลขโทรศัพท์ต่าง ๆ ในระบบโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะทั่วไปหรือที่เรียกว่าระบบ PSTN จะได้รับการเชื่อมต่อโดยตรง ภายในพื้นที่ที่สามารถให้บริการได้ หรือในพื้นที่จำกัด ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โทรศัพท์แต่ละเลขหมายจะถูกเชื่อมต่อกับชุมสายท้องถิ่นผ่านทางสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย ซึ่งเป็นสายโทรศัพท์ที่มีการสื่อสารทั้งสองทิศทาง คู่สายโทรศัพท์นี้ทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณและรับสัญญาณไปพร้อมกัน [19, 23] โดยทั่ว ๆ ไป ตัวกลางของการส่งผ่านสำหรับวงจรท้องถิ่นใช้คู่สายทองแดง ซึ่งจะเชื่อมต่อจากชุมสายท้องถิ่นกระจายไปยังเมืองต่าง ๆ ใกล้เคียงสถานที่ของผู้ใช้บริการ

สำหรับการเรียกโทรศัพท์ภายในชุมสายท้องถิ่น ซึ่งเป็นการเชื่อมต่ออย่างง่าย ๆ ระหว่างวงจรของผู้เข้าทั้งสองที่ต้องการสื่อสารด้วยกัน โดยการเรียกโทรศัพท์ที่ต้นทางไปยังผู้รับโทรศัพท์ปลายทาง นี่คือพื้นฐานของระบบโครงข่ายสาธารณะหรือระบบ PSTN ซึ่งเวลาเรียกโทรศัพท์จะได้รับการเชื่อมต่อผ่านการสลับสาย ซึ่งเป็นวิธีที่ค่อนข้างดีกว่าที่จะมีเส้นทางต่อที่ถาวร ระบบโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะหรือระบบ PSTN ถูกออกแบบการส่งถ่ายทราฟฟิกทางเสียงโทรศัพท์ และส่วนมากจะมีโทรศัพท์เคลื่อนที่ที่ได้รับการเชื่อมต่อกับโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ ซึ่งยังคงเป็นระบบโครงข่ายคมนาคมที่มีการติดต่อสื่อสารของโทรศัพท์เคลื่อนที่ ที่มีความสำคัญมากในระยะเวลาที่ผ่านมาจะเป็นข้อมูล วีดีโอ และสื่อสารการคมนาคมกันทางอินเทอร์เน็ต ซึ่งทั้งหมดที่เวลาหนึ่งหรือเวลาใด อาจได้รับการเชื่อมต่อกับโทรศัพท์บนระบบโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะหรือระบบ PSTN

การเรียกโดยการส่งผ่านบนการทำงานในสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายที่ดี ควรมีระยะทางที่สั้น ซึ่งควรน้อยกว่า 35 ไมล์ (ประมาณ 56 กิโลเมตร) ถือว่ายอมรับได้ เพราะคุณภาพเสียงเหมาะสม

และไม่มีสัญญาณเสียงสะท้อนมากจนเกินไป เนื่องจากระยะรวมถึงสิ่งที่อยู่มีระยะทางสั้นหรือการไม่แมตช์กันของอิมพีแดนซ์ระหว่างสายโทรศัพท์ที่เชื่อมต่อที่เป็นอยู่ไม่ใช่นัยสำคัญ [26] ประโยชน์ทางด้านธุรกิจของการใช้คู่สายลวดทองแดงเดี่ยวสำหรับทั้งการส่งผ่าน และการรับสัญญาณจะเป็นการประหยัดจำนวนของตัวกลางที่ใช้ในการส่งผ่าน ตัวกลางนี้คือ ลวดทองแดงซึ่งใช้ระยะทางเพียงครึ่งทางของสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายที่แยกออกมาสำหรับทิศทางแต่ละทิศทาง ผลประโยชน์อื่น ๆ อยู่ที่ชุมสายที่ซึ่งสลับสายโทรศัพท์จากระบบ 2 สายอย่างง่าย ๆ มากกว่าและเปรียบเทียบประสิทธิภาพโดยการสลับสายโทรศัพท์เป็นระบบ 4 สาย [2]

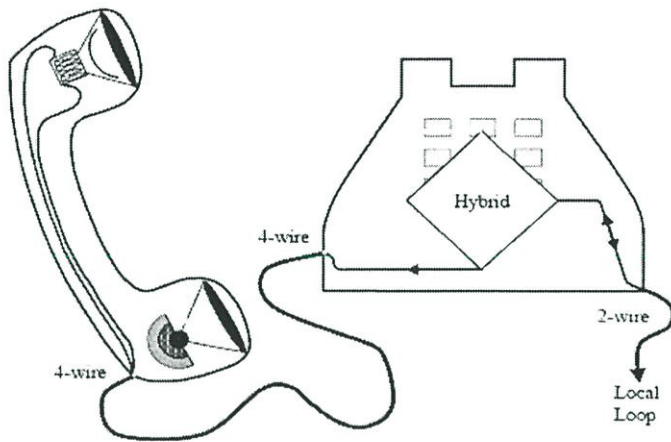
อย่างไรก็ตามถ้าระยะทางเกิน 35 ไมล์ (ประมาณ 56 กิโลเมตร) จำเป็นที่จะต้องใช้สายโทรศัพท์ที่มีการสื่อสารในทิศทางเดียวสำหรับการส่งผ่านแต่ละทิศทาง [17, 19, 20] เหตุผลแรกเพื่อว่าคุณภาพเสียงเป็นที่ยอมรับ ซึ่งมีความจำเป็นที่จะต้องใช้เครื่องทวนสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ตามโครงข่ายที่มีระยะทางไกล [23, 26] เนื่องจากตัวกลางการส่งผ่านและข้อบกพร่องที่มีคือสัญญาณบิดเบี้ยวและเป็นอุปสรรคทำให้สัญญาณอ่อนไม่สามารถทำให้สัญญาณเดินทางได้ เครื่องทวนสัญญาณจะทำให้สัญญาณกลับคืนไปสู่ต้นกำเนิดทั้งขนาดและรูปร่าง ดังนั้นการขยายระยะทางที่ส่งไปทำให้สามารถได้ยินสัญญาณอย่างชัดเจนและดังพอที่จุดสิ้นสุดอื่น ๆ

เครื่องทวนสัญญาณเป็นอุปกรณ์ที่มีสัญญาณผ่านทางเดียวทำให้สามารถขยายสัญญาณให้ใหญ่ขึ้นจากทิศทางหนึ่งเท่านั้น เพราะฉะนั้นเครื่องทวนสัญญาณที่แยกออกมาจึงเป็นที่ต้องการใช้ในทิศทางของการส่งผ่านสัญญาณและสำหรับทิศทางด้านรับอื่น ๆ ที่มีความเป็นไปได้ในการส่งผ่านสัญญาณและการรับสัญญาณที่ต้องการถูกนำไปแยกบนโครงข่าย เหตุผลที่สองสำหรับการใช้ในเส้นทางการสื่อสารในทิศทางเดียว ซึ่งทรัพยากรที่ใช้เป็นอุปกรณ์มีอยู่แล้วในทางธุรกิจ โดยทั่วไปประสิทธิภาพของการใช้โครงข่ายที่มีระยะทางไกล จำนวนการเรียกที่มากมายถูกมัลติเพลกซ์ด้วยกันเพื่อว่าถูกนำไปอย่างพร้อมกันบนการส่งผ่านตัวกลางเดียวกัน การมัลติเพลกซ์จะเพียงแค่งานได้ ถ้าสัญญาณทั้งหมดเป็นสัญญาณโดยดั้งเดิมที่เดินทางในทิศทางเดียวกัน ผลที่สุดก็คือการส่งสัญญาณไปและสัญญาณรับที่ต้องการถูกนำไปสู่บนเส้นทางที่แยกออกมา[25, 27]

สำหรับการเรียกที่ใช้ระยะทางที่ไกลของชุมสายท้องถิ่นที่เชื่อมต่อวงจรของผู้เช่าไปยังโครงข่ายสายผ่าน โดยการเรียกอาจจะผ่านเลขหมายชุมสายโทรศัพท์ที่ต่อผ่านก่อนถึงชุมสายท้องถิ่น ที่จุดสิ้นสุดอื่น ๆ ซึ่งถูกสลับสายวงจรของผู้เช่าที่เป็นผู้รับ [25, 26] อย่างไรก็ตาม ตั้งแต่วงจรท้องถิ่นคือสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายและโครงข่ายสายผ่านคือสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย หม้อแปลงไฮบริดจะทำหน้าที่เพื่อเชื่อมต่อสองวงจรมีเข้าด้วยกัน

3.2.2.3 หม้อแปลงไฮบริดในโทรศัพท์ (Hybrid transformer in the telephone)

ส่วนประกอบพื้นฐานของโทรศัพท์คือ ไมโครโฟน ทำหน้าที่เหมือนผู้ส่งสารและหูฟังทำหน้าที่ผู้รับสาร ทั้งสองพบในหูฟังโทรศัพท์ สามารถเปรียบเทียบได้ด้วยเครื่องหมายโดยถ้าเป็นเครื่องหมายที่ใช้แทน ปากคือผู้ส่งสาร และหูใช้แทนผู้รับสาร อุปกรณ์โทรศัพท์เหล่านี้ถูกพัฒนามาอย่างต่อเนื่องเป็นเวลา 20 ปีที่ผ่านมา ด้วยการใช้ทรานซิสเตอร์แบบไม่ต่อเนื่องและการออกแบบวงจรรวม อธิบายได้ในรูปที่ 3.5 แสดงภาพของโทรศัพท์อย่างง่าย



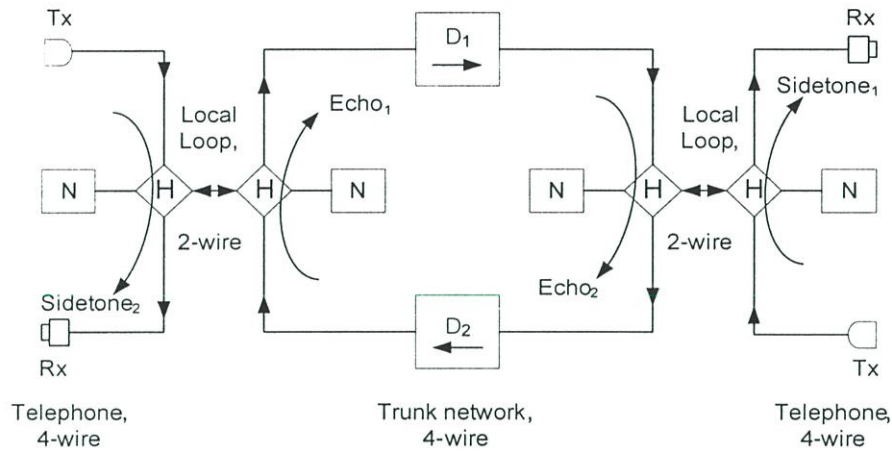
รูปที่ 3.5 เครื่องโทรศัพท์

ทั้งไมโครโฟนและหูฟังโทรศัพท์เป็นส่วนประกอบที่แยกออกมาจากวงจรไฟฟ้า เพื่อเชื่อมต่อสายเข้าไปเป็นส่วนประกอบในวงจร เพราะฉะนั้นจึงต้องใช้สายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย เพราะว่าภายในไมโครโฟนของหูโทรศัพท์และวงจรหูฟังโทรศัพท์ที่แยกจากสิ่งอื่น ๆ ต้องใช้สายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย หูโทรศัพท์ คือเครื่องมือที่เป็นสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย อย่างไรก็ตามโทรศัพท์ได้รับการเชื่อมต่อกับวงจรท้องถิ่นซึ่งเป็นวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย

ดังนั้นแสดงให้เห็นว่าการแปลงจากสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายของหูฟังโทรศัพท์ไปเป็นสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายของวงจรท้องถิ่น จึงมีความจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงไฮบริดภายในโทรศัพท์ [2, 28]

3.2.2.4 ไฮบริดทรานสฟอร์มเมอร์ (The hybrid transformer)

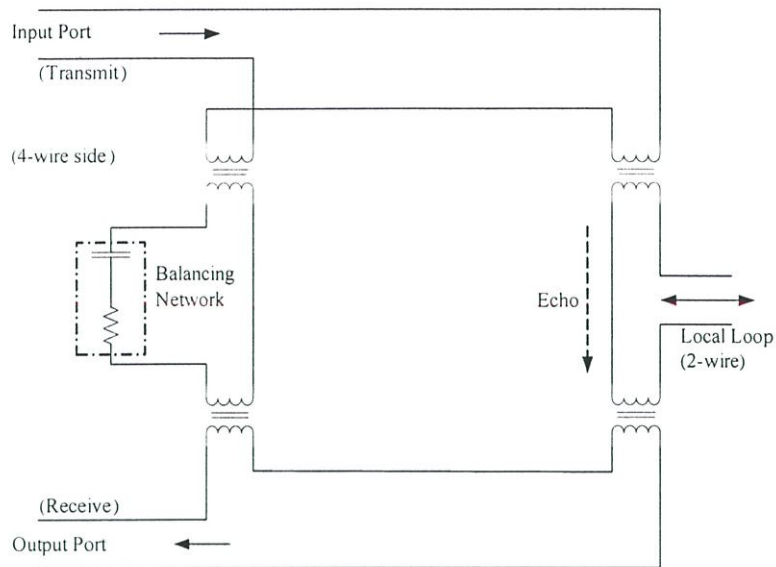
ระบบโครงข่ายโทรศัพท์ประกอบด้วย การเชื่อมต่อของวงจรสายโทรศัพท์ 2 สาย และวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย เช่นเดียวกันกับสายโทรศัพท์ 4 สายจากเครื่องโทรศัพท์เป็นสายโทรศัพท์ 2 สายของวงจรท้องถิ่น หรือสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายของวงจรท้องถิ่นไปยัง วงจรส่งผ่านที่มีสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ส่วนประกอบโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ (PSTN)

การเชื่อมต่อกันระหว่างวงจรเหล่านี้ถูกเชื่อมต่อโดยการแปลงจากสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายไปเป็นสายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย การแปลงนี้ถูกเชื่อมต่อโดยใช้ไฮบริด ซึ่งเป็นหม้อแปลงไฮบริด ขดลวดไฮบริดหรือตัวเชื่อมต่อไฮบริด เป็นพื้นฐานของวงจรบริดจ์ 3-พอร์ต ที่ประดิษฐ์ขึ้นของอุปกรณ์เหนี่ยวนำตามทีแสดงในรูปที่ 3.7

หม้อแปลงทั้งสองเป็นหม้อแปลงอุดมคติเหมือนกันและโครงข่ายมีความสมดุลแน่นอนเท่ากับอิมพีแดนซ์ของสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายที่ความถี่ทุกความถี่ ในกรณีที่สัญญาณที่ส่งไปได้เข้ามาในพอร์ต ถูกเชื่อมต่อร่วมกับวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายและผ่านออกไปโดยเข้าไปในวงจรท้องถิ่น ไม่มีสัญญาณเหลืออยู่ คือจะถูกผ่านไปยังด้านสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายของพอร์ตออก เช่นเดียวกัน สัญญาณจากตัวเชื่อมต่อวงจรท้องถิ่นไปยังส่วนทั้งสองของด้านสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายของพอร์ตออกและผ่านเข้าไปในโครงข่ายสายผ่านหรือโทรศัพท์ และไม่มีสิ่งใดผ่านเข้าไปในพอร์ต โดยที่อิมพีแดนซ์นั้นมีความสมดุล ไม่มีการรั่วของสัญญาณที่พอร์ตที่ผิดพลาดเกิดขึ้นนี้เป็นเพราะว่าเครื่องขยายเสียงซึ่งในทิศทางของการส่งผ่านเท่านั้น และมีอุปกรณ์เส้นทางเดียว ดังนั้นไม่ใช่สัญญาณเสียงสะท้อนถูกสร้างหรือได้ยิน



รูปที่ 3.7 หม้อแปลงไฮบริด

อย่างไรก็ตาม ถ้าโครงข่ายมีความสมดุลไม่มีการเชื่อมต่อที่คู่ของอิมพีแดนซ์ของวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายแน่นอน ในพอร์ตที่กลายเป็นตัวเชื่อมต่อที่พอร์ตออกจึงเป็นสาเหตุให้สัญญาณรบกวนระหว่างสองพอร์ต ทำให้เกิดการไม่แมตซ์กันของอิมพีแดนซ์เป็นสาเหตุทำให้สัญญาณสะท้อนกลับซึ่งเป็นสัญญาณเสียงสะท้อน [29, 30]

โดยทั่วไปไฮบริดมีค่าอิมพีแดนซ์ที่สมดุลแน่นอน ซึ่งไฮบริดคือส่วนของวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 4 สายและขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์สายโทรศัพท์ระบบ 2 สายมีความสมดุลด้วย โครงข่ายโทรศัพท์ทั้งหมดสร้างขึ้นด้วยหมายเลขจำนวนมากมายของวงจรท้องถิ่นแบบใช้สายโทรศัพท์ระบบ 2 สาย และมีความสัมพันธ์กับสายผ่านที่เป็นสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย ไฮบริดในชุมสายท้องถิ่นจะเชื่อมต่อวงจรท้องถิ่นไปยังโครงข่ายสายผ่าน จะถูกสลับสายระหว่างวงจรท้องถิ่นที่แตกต่างกันที่มีจำนวนวงจรมากมายผ่านช่วงระยะเวลาของการทำงานทั้งหมด วงจรสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายวงจรท้องถิ่นเหล่านี้ มีอิมพีแดนซ์ที่ใหญ่มากบ้างน้อยบ้าง เนื่องจากกรณีความแตกต่างกันในเรื่องระยะทาง ชนิดต่าง ๆ ของตัวกลางที่ใช้ในการส่งผ่าน จำนวนเลขหมายเชื่อมต่อโทรศัพท์ที่ขยายในที่อื่น ๆ ไฮบริดจะมีค่าแน่นอน ดังนั้นจึงเป็นไปได้ที่อิมพีแดนซ์จะแมตซ์กันอย่างสมบูรณ์ของการเชื่อมต่อวงจรท้องถิ่น ด้วยเหตุนี้จึงส่งผลให้ไม่แมตซ์กันจึงมีสัญญาณเสียงสะท้อน [30-34]

3.3 เสียงข้างและการส่งผ่านเสียงพูด (Sidetone and speech transmission)

Sidetone หมายถึงเสียงของผู้พูดโทรศัพท์ที่เครื่องส่ง (Transmitter) แล้วจะมีเสียงให้ผู้พูดนั้นได้ยินทางเครื่องรับ (Receiver) ในเครื่องเดียวกันนั้น สำหรับสัญญาณเสียงสะท้อนของการส่งผ่านเสียงพูดด้วยค่าหน่วงเวลาที่ยาว ทำให้มีการรบกวนคุณภาพของการสนทนา ถ้าสัญญาณเสียงสะท้อนที่มีค่าหน่วงเวลาเป็นศูนย์จะรู้ว่าเป็นปกติไม่มีการรบกวนซึ่งจะเรียกว่าเสียงข้าง ซึ่งจะดีกว่าสัญญาณเสียงรบกวนซึ่งมีผลกระทบจากการสร้างเส้นทางของเสียงที่ยังคงอยู่ การเกิดสัญญาณเสียงสะท้อนที่เป็นเสียงข้าง ถูกสร้างที่ไฮบริดภายในเครื่องโทรศัพท์ที่ตัวเชื่อมต่อไฮบริดที่เครื่องส่ง โทรศัพท์ไปยังเครื่องรับ โทรศัพท์ แสดงดังรูปที่ 3.6 ทำให้เกิดการลัดวงจรอย่างชัดเจนและสัญญาณเสียงสะท้อนต้องพอดีกับเสียงพูดซึ่งถูกย้อนกลับมาแบบทันทีทันใด ค่าหน่วงเวลาของสัญญาณเสียงสะท้อนได้ผลเป็นศูนย์

การจัดสัญญาณเสียงสะท้อนต้องขจัดที่ชุมสายโทรศัพท์ท้องถิ่น และที่เป็นส่วนของโครงข่ายโทรศัพท์ ซึ่งต้องขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่มีค่าหน่วงเวลาที่ยาว จากผลการทดลองหลังปี ค.ศ. 1960 [30] พบว่าสิ่งที่รบกวนเกี่ยวข้องกับการเพิ่มสัญญาณเสียงสะท้อนด้วยค่าหน่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นและทำให้เพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงสะท้อน

3.4 เสียงข้างและการส่งผ่านข้อมูล (Sidetone and data transmission)

สำหรับการส่งผ่านข้อมูลพูลคูแพลกซ์ เสียงข้างเป็นสิ่งที่รบกวนมากและเป็นสัญญาณเสียงสะท้อนเนื่องจากสัญญาณข้อมูลส่งไปถูกสะท้อนกลับโดยตรงไปยังเครื่องรับที่อุปกรณ์ต่อร่วมที่ไฮบริดไปยังวงวนภายใน โดยเกิดขึ้นภายในเครื่องโทรศัพท์ สัญญาณเสียงสะท้อนนี้สามารถรบกวนต่อสัญญาณข้อมูลที่มีอยู่ที่เครื่องรับจากจุดสิ้นสุดอื่น ๆ ของโครงข่าย [35-36]

เสียงข้างอาจเป็นสัญญาณเสียงสะท้อนแรกที่พบระหว่างการเรียก เนื่องจากมีค่าหน่วงเวลาที่สั้นที่สุด และสัญญาณเสียงสะท้อนนี้ยังคงอยู่บนการเรียกภายในโครงข่ายสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย การจัดสัญญาณสะท้อนต้องขจัดภายในที่มีเครื่องโทรศัพท์และที่เป็นเป็นอุปกรณ์ของลูกค้า [29]

อุปสรรคหลักของเสียงข้าง ไม่ใช่แค่ค่าหน่วงเวลาแต่ยังเกี่ยวข้องกับระดับของสัญญาณเสียงสะท้อน โดยทั่วไป ไฮบริดโทรศัพท์สามารถลดทอนสัญญาณระหว่างผู้ส่งและเครื่องรับประมาณ 10 dB เท่านั้น สัญญาณส่งไปจากจุดสิ้นสุดจากระยะไกลของโครงข่ายสามารถถูกลดทอนได้ 40 – 50 dB โดยเวลาเมื่อถูกมีการรับเกิดขึ้นที่จุดสิ้นสุดที่ใกล้ เพราะฉะนั้นเสียงข้าง คือสัญญาณเสียงสะท้อนที่มีขนาด 30 – 40 dB ซึ่งสัญญาณแรงกว่าเครื่องรับสัญญาณข้อมูล โดยสมมุติฐานเดียวกันว่าระดับการส่งไปของสัญญาณทั้งสองมีอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณเสียงสะท้อนที่ต้องการอย่างน้อยที่สุด 20 dB สำหรับการส่งผ่านข้อมูลเป็นที่ยอมรับ ซึ่งหมายความว่าเสียงข้างคือ

สัญญาณเสียงสะท้อนที่ต้องการถูกลดทอนด้วย 50 –60 dB โดยการใช้อุปกรณ์ลดสัญญาณสะท้อนแบบตัวปรับได้ติดตั้งที่ข้างหน้าของไฮบริดภายในเครื่องโทรศัพท์ [37-38]

3.5 บทสรุป

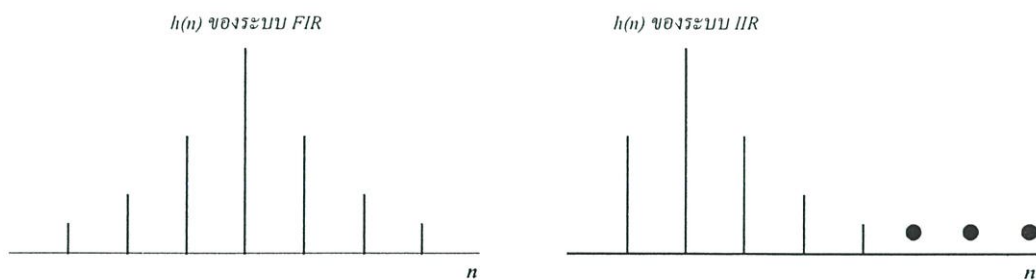
บทนี้เป็นการอธิบายลักษณะของสัญญาณเสียงสะท้อนที่เป็นอุปสรรคในระบบสื่อสารโทรคมนาคม และสาเหตุที่ก่อให้เกิดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยได้อธิบายเจาะจงเฉพาะสัญญาณเสียงสะท้อนไฮบริด ซึ่งเป็นปัญหาหลักของสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบโครงข่ายโทรศัพท์ และได้ อธิบายองค์ประกอบที่บกพร่องที่เป็นสาเหตุให้เกิดสัญญาณเสียงสะท้อน รวมไปถึงอธิบายผลกระทบของเสียงข้าง บนเสียงพูด และบนการส่งผ่านข้อมูล จึงต้องมีการพัฒนาเพื่อควบคุมสัญญาณเสียงสะท้อนให้มีน้อยที่สุด

บทที่ 4

ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัล

คำว่าตัวกรอง หรือวงจรกรอง (Filters) บ่อยครั้งใช้ในการอธิบายรูปแบบของอุปกรณ์หรือวงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือในรูปแบบของโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และถูกใช้กับกลุ่มของข้อมูลที่มีสัญญาณรบกวนมาก เพื่อที่จะดึงข้อมูลของกลุ่มที่สนใจในช่วงหนึ่งออกมา อาจกล่าวได้ว่าตัวกรองใช้เพื่อปฏิบัติในกระบวนการเกี่ยวกับข่าวสารพื้นฐานสามอย่าง คือ การกรอง (Filtering) ซึ่งหมายถึงการนำเฉพาะข่าวสารข้อมูลที่น่าสนใจในช่วงเวลาหนึ่งออกมา โดยการใช้ข้อมูลซึ่งรับได้ในเวลานั้น การทำให้เรียบ (Smoothing) ต่างจากการกรอง โดยที่กลุ่มข่าวสารที่สนใจไม่จำเป็นต้องมีอยู่ในช่วงเวลา t และข้อมูลที่ถูกวัดหลังช่วงเวลา t สามารถถูกใช้เพื่อให้ข่าวสารนี้มาได้ หมายความว่าในกรณีของการทำให้เรียบจะมีการหน่วงเวลาการคัดผลที่น่าสนใจ และใช้ข้อมูลที่ได้มาในช่วงเวลา t และได้มาหลังช่วงเวลา t ควบคู่กัน ทำให้ผลที่ได้มีความแม่นยำมากกว่าการกรอง และการทำนาย (Prediction) เป็นการทำนายล่วงหน้าของค่าประมาณนั้น ๆ สามารถทำนายถึงข้อมูลที่น่าสนใจในอนาคตได้ โดยใช้ข้อมูลก่อนหน้าและข้อมูลปัจจุบัน

ตัวกรองความถี่ นับเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่มีความสำคัญมาก ไม่ว่าทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ การสื่อสาร การควบคุม และทางด้านเครื่องมือแพทย์ ในทุกวันนี้ตัวกรองความถี่แบ่งออกเป็นสองรูปแบบคือตัวกรองความถี่แบบแอนะล็อก (Analog filter) กับตัวกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital filter) นอกจากนั้นแล้ว ยังสามารถแบ่งตัวกรองความถี่ตามคุณลักษณะของผลตอบสนองความถี่ (Frequency response) ได้อีกคือ ตัวกรองความถี่แบบผ่านต่ำ (Low-pass filter, LPF) ตัวกรองความถี่แบบผ่านสูง (High-pass filter, HPF) ตัวกรองความถี่แบบผ่านแถบ (Band-pass filter, BPF) ตัวกรองความถี่แบบหยุดแถบ (Band-stop filter, BSF) หรือ Notch filter และตัวกรองความถี่แบบผ่านทุกความถี่ (All-pass filter)



รูปที่ 4.1 ผลตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์ของตัวกรองแบบ FIR และแบบ IIR

ตัวกรองความถี่แบบดิจิทัล (Digital filter) แบ่งตามผลตอบสนองอิมพัลส์ของระบบได้เป็นสองชนิด คือ ตัวกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนจำกัด หรือตัวกรองแบบ FIR (Finite impulse response) และตัวกรองความถี่แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำนวนไม่จำกัด หรือตัวกรองแบบ IIR (Infinite impulse response) โดยตัวกรองความถี่แบบ FIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer function) จะมีเฉพาะซีโร่ (Zero) ไม่มีโพล (Pole) ทำให้ระบบมีความเสถียรภาพแน่นอน และมีผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น (Linear phase) แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้จำนวนอันดับ (Order) สูง จึงจะทำให้ตัวกรองทำงานได้ดี ส่วนตัวกรองความถี่แบบ IIR นั้น ฟังก์ชันถ่ายโอนจะประกอบด้วยซีโร่และโพล ทำให้มีปัญหาเรื่องเสถียรภาพที่ไม่แน่นอน แต่ถ้ามีการออกแบบที่ดี จะทำให้ปัญหาดังกล่าวน้อยลง หรือไม่เกิดขึ้นเลย ข้อดีของตัวกรองความถี่แบบ IIR เมื่อเทียบกับแบบ FIR คือ ที่สมรรถนะ (Performance) เท่ากัน ตัวกรองความถี่แบบ IIR จะใช้จำนวนอันดับน้อยกว่า ซึ่งทำให้การคำนวณน้อยกว่าด้วย การเลือกใช้งานระหว่าง FIR และ IIR สามารถเลือกให้เหมาะสมกับการประยุกต์ใช้ การเลือกใช้งานระหว่าง FIR และ IIR สามารถสรุปได้คร่าว ๆ ดังนี้

- 1) การประยุกต์ใช้งานทางการส่งข้อมูล (Data transmission) เครื่องมือทางการแพทย์ (Biomedicine) การประมวลผลภาพ (Image processing) จำเป็นต้องใช้ตัวกรองความถี่ที่ให้ผลตอบสนองทางเฟสเป็นเชิงเส้น ดังนั้นตัวกรองความถี่แบบ FIR จึงเหมาะสมกว่าแบบ IIR
- 2) สำหรับการใช้งานที่เวลาจริงซึ่งต้องมีการจำกัดจำนวนบิตนั้น การคำนวณสัมประสิทธิ์ของตัวกรองจะต้องทำการปัดเศษ (Round-off) ซึ่งจะทำให้เกิด round-off noise ขึ้น ซึ่ง round-off noise นี้ จะเกิดขึ้นในตัวกรองแบบ FIR น้อยกว่าที่เกิดขึ้นในตัวกรองแบบ IIR
- 3) ในกรณีที่มีความต้องการความชันในช่วงแถบความถี่ตัด (Cut off) สูงนั้น ตัวกรองแบบ FIR ต้องใช้จำนวนอันดับสูงกว่า ทำให้มีสัมประสิทธิ์จำนวนมากและมีความยุ่งยากกว่าตัวกรองแบบ IIR เนื่องจากตัวกรองแบบ IIR มีผลตอบสนองทางแอมพลิจูดดีกว่าตัวกรองแบบ FIR
- 4) ตัวกรองความถี่แบบ IIR สามารถออกแบบได้โดยตรงจากตัวกรองที่เป็นแบบแอนะล็อก แต่ FIR ไม่สามารถทำได้
- 5) ตัวกรองความถี่แบบ FIR จะสังเคราะห์ได้ค่อนข้างยาก ถ้าหากไม่ใช้คอมพิวเตอร์ (CAD) ช่วยในการออกแบบ

จากทั้งหมดที่กล่าวมาพอจะสรุปเป็นแนวทางสำหรับการใช้งานได้ดังนี้

- ในงานที่มีความต้องการความชันในช่วงแถบความถี่ตัดสูง ตัวกรองแบบ IIR จะใช้จำนวนอันดับที่น้อยกว่า ทำให้ตัวหนัก และความยุ่งยากของตัวกรองน้อยกว่าตัวกรองแบบ FIR
- ตัวกรองแบบ FIR จะเหมาะสมกับงานที่ต้องการความแม่นยำทางเฟส เช่น เครื่องมือทางการแพทย์ หรือการประมวลผลภาพ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเอาตัวกรองความถี่แบบ FIR มาใช้เนื่องจากเป็น โครงสร้างที่สามารถ สร้างได้ง่าย ไม่สลับซับซ้อนมากนัก และมีเสถียรภาพในการทำงานค่อนข้างที่จะสูง

4.1 ตัวกรองความถี่แบบ FIR (FIR filters)

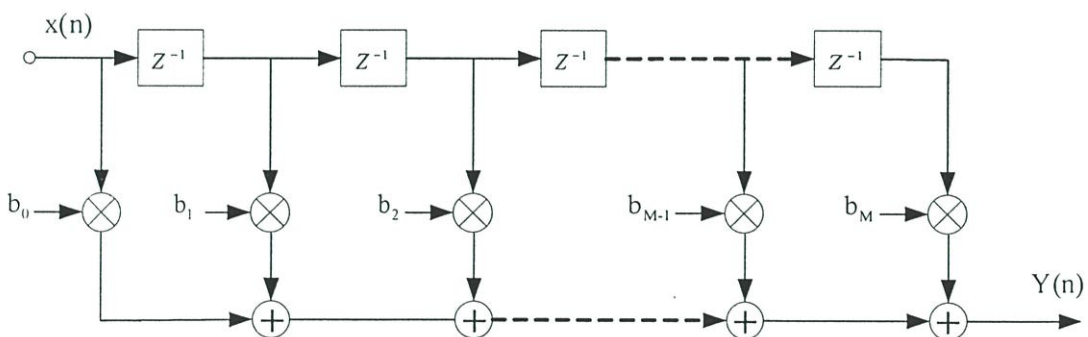
วงจรถองความถี่แบบ เอฟ ไอ อาร์ หรือ วงจรที่มีการตอบสนองต่อสัญญาณอิมพัลส์มีความ ยาวจำกัด ซึ่งเป็นการนำเอาเฉพาะสัญญาณอินพุตในแซมเปิลปัจจุบันและแซมเปิลที่ถูกหน่วงเวลา มาทำการประมวลผล ซึ่งสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$y(n) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot x(n - k) \quad (4.1)$$

โดยที่ b_k คือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรถองความถี่จะมีค่าจำนวนอยู่จำนวน M ค่า โดยที่จำนวน ของค่าสัมประสิทธิ์นั้น จะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ออกแบบ ซึ่งสามารถเขียนฟังก์ชันถ่ายโอน ในโดเมนของแซดได้ดังนี้

$$H(z) = \sum_{k=0}^M b_k \cdot Z^{-k} \quad (4.2)$$

ซึ่งในการออกแบบจะพยายามลดค่าจำนวนสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษา คุณสมบัติที่ต้องการไว้ได้อยู่ โดยปกติแล้วในการออกแบบใช้งานทั่วไปนั้น จะมีจำนวนสัมประ สิทธิ์ตั้งแต่ไม่กี่ตัวไปจนถึงร้อยตัว ซึ่งทำให้มีโครงสร้างและวงจรที่มีขนาดใหญ่มาก แต่วงจรถอง ดังกล่าวนั้นจะให้การตอบสนองทางเฟสที่เป็นเชิงเส้น



รูปที่ 4.2 โครงสร้างของวงจรถองความถี่แบบ FIR

ตัวกรองความถี่แบบ FIR (Finite Impulse Response) เป็นตัวกรองที่ให้คุณสมบัติที่สำคัญคือ ความคงที่ของสัญญาณเอาต์พุต เนื่องจากมันจะให้เฉพาะซีโรเท่านั้นและให้ความเป็นคุณลักษณะของเฟสเป็นเชิงเส้น จะป้องกันการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุต จำนวนของสัมประสิทธิ์ของสมการ (4.1) เป็นสมการเชิงอนุพันธ์ของ FIR ในโดเมนเวลา โดยพิจารณาในรูปของ Non-Recursive Form ซึ่งจะทำให้การสุ่มตัวอย่างเอาต์พุต $y(n)$ โดยพิจารณาค่าของอินพุต $x(n)$ ในค่าอดีตและปัจจุบันเท่านั้น ฟังก์ชันการถ่ายโอนของฟิลเตอร์จะใช้ในการวิเคราะห์และหาค่าผลตอบสนองความถี่ของตัวกรอง

โดยทั่วไปการออกแบบของตัวกรองความถี่แบบ FIR จะพยายามลดจำนวนของค่าสัมประสิทธิ์ให้มีจำนวนน้อยที่สุด ในขณะที่ยังคงรักษาคุณสมบัติที่ต้องการไว้อยู่ ในทางปฏิบัติจะมีการใช้จำนวนค่าสัมประสิทธิ์ประมาณ 11-150 ตัว คุณสมบัติที่สำคัญคือ ความคงที่ของสัญญาณเอาต์พุต เนื่องจากตัวกรองความถี่แบบ FIR จะให้ค่าเฉพาะทางซีโรเท่านั้น ส่วนที่สำคัญอีกส่วนหนึ่งก็คือให้คุณลักษณะเฟสเป็นเชิงเส้น ซึ่งคุณสมบัติอันนี้จะป้องกันการผิดเพี้ยนของสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองความถี่แบบ FIR ซึ่งยากที่จะพบในตัวกรองความถี่แบบ IIR (Infinite Impulse Response) การที่ตัวกรองความถี่แบบ FIR ให้คุณลักษณะของเฟสเชิงเส้นนั้น จะมีผลให้สัญญาณที่ผ่านช่วงความถี่ที่ต้องการในแต่ละแบบของตัวกรองความถี่ไม่เปลี่ยนแปลงรูปไปจากเดิม

ในงานด้านการวิจัยแล้วนั้น โครงสร้างของตัวกรองดิจิทัลจะถูกใช้งานด้วยโครงสร้างนี้มากที่สุด เนื่องจากเป็นโครงสร้างที่สามารถสร้างได้ง่าย ไม่สลับซับซ้อนมากนัก และมีเสถียรภาพในการทำงานค่อนข้างที่จะสูง

4.2 ตัวกรองความถี่แบบ IIR (IIR filters)

ตัวกรองความถี่แบบ IIR เป็นหนึ่งในการประยุกต์ใช้ที่สำคัญของระบบการประมวลผลแบบไม่ต่อเนื่องทางเวลา (Discrete-time processing) มีข้อดีหลาย ๆ ข้อที่เหนือกว่าตัวกรองแบบ FIR โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ด้านผลตอบสนองทางแอมพลิจูด เช่น เมื่อมีความต้องการให้ช่วงแถบเปลี่ยน (Transition band) ของช่วงแถบความถี่ผ่าน (Pass band) หรือแถบความถี่หยุด (Stop band) มีความชันมาก ๆ โดยที่ตัวกรองแบบ IIR จะใช้จำนวนอันดับน้อยกว่าตัวกรองแบบ FIR และยังมีความยุ่งยากในการคำนวณน้อยกว่าอีกด้วย

ตัวกรองความถี่แบบ IIR จะมีสมการของสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นฟังก์ชันของสัญญาณอินพุต ปัจจุบัน อินพุตในอดีต และสัญญาณเอาต์พุตในอดีต ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของสมการผลต่าง (Difference equation) ได้ดังนี้

$$y(n) - \sum_{k=1}^N a_k y(n-k) = \sum_{k=0}^M b_k x(n-k) \quad (4.3)$$

เมื่อ $x(n)$ คือลำดับของสัญญาณอินพุต และ $y(n)$ คือลำดับของสัญญาณเอาต์พุต N , M คือ จำนวนตัวอย่าง (Samples) ทั้งหมดของสัญญาณเอาต์พุตและอินพุตที่ทราบค่าตามลำดับ สมการที่ (4.3) สามารถนำไปใช้ในการคำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตต่อ ๆ กันไปได้ รูปแบบของการนำเอาสัญญาณเอาต์พุตก่อนหน้ามาใช้สำหรับคำนวณหาสัญญาณเอาต์พุตต่อ ๆ กันไปจะเรียกว่า recursive โดยทั่วไป ตัวกรองความถี่แบบ IIR และตัวกรองแบบ recursive มักจะนำมาใช้ในความหมายเดียวกัน ทั้งนี้เพราะสมการที่ (4.3) สามารถนำไปใช้สร้างตัวกรองความถี่ทั้งสองแบบได้เหมือนกัน คำว่า IIR จะหมายถึงรูปแบบของผลตอบสนองอิมพัลส์ (Impulse response) ของตัวกรองความถี่ ในขณะที่คำว่า recursive หมายถึงตัวกรองความถี่นี้ถูกสร้างขึ้นมาอย่างไร เพื่อความสะดวกจะนิยามตัวกรองความถี่แบบรีเคอร์ซีฟด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน หรือ ฟังก์ชันของระบบ (System function) โดยฟังก์ชันของระบบคือการแปลง z (Z-transform) ของผลตอบสนองอิมพัลส์ของตัวกรองความถี่ ซึ่งจะอยู่ในรูปเศษส่วน (Rational function) ในตัวแปร z^{-1} ตามระบบ สมการที่ (4.3) จะมีฟังก์ชันของระบบเป็นไปตามสมการคือ

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (4.4)$$

จากสมการที่ (4.4) ถ้ากำหนดให้เงื่อนไขเริ่มต้นเป็นศูนย์ จะสามารถเขียนใหม่ได้ คือ

$$H(z) = G \frac{\prod_{k=0}^M (1 - \beta_k z^{-1})}{\prod_{k=1}^N (1 - \alpha_k z^{-1})} \quad (4.5)$$

ราก (Root) ของพหุนามตัวเศษ β_k เรียกว่าซีโร่ (Zeros) ของตัวกรองความถี่ และรากของตัวส่วน α_k เรียกว่าโพล (Poles) และ G เป็นอัตราขยายซึ่งมีค่าคงที่ โดยทั่วไป จำนวนของซีโร่และโพลจะขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้งานในการออกแบบ จำนวนอันดับ (Order) ของตัวกรองความถี่แบบ IIR จะหาได้จากจำนวนรากของโพลที่อยู่ในระนาบ z ที่มีค่าจำกัด (Finite z -plane)

ตัวกรองความถี่ที่มีความเป็นเชิงเส้น ไม่แปรตามเวลา (Linear time-invariant, LTI) จะมีคุณสมบัติเป็น causal ถ้าผลตอบสนองอิมพัลส์มีค่าเท่ากับศูนย์เมื่อ $n < 0$ ตัวอย่างสัญญาณเอาต์พุตของตัวกรองความถี่ที่เป็น causal จะขึ้นกับตัวอย่างสัญญาณอินพุตปัจจุบันและในอดีตเท่านั้น ถ้า

จำกัด สัญญาณ อินพุต ให้มีค่าเป็น ศูนย์ $x(n) = 0$ สำหรับ $n < 0$ และค่าเริ่มต้นของ $y(-1) = y(-2) = \dots = y(-N) = 0$ จะทำให้ตัวกรองความถี่แบบ recursive ตามสมการที่ (4.3) มีคุณสมบัติเป็น causal ความเป็น causal ของตัวกรองความถี่ มีความสำคัญมากในการประยุกต์ใช้งานที่เวลาจริง (Real time) เมื่อมีการ tick ของสัญญาณนาฬิกาจะได้ตัวอย่างอินพุต 1 ตัวอย่างจากนั้นตัวกรองความถี่จะต้องสร้างตัวอย่างของเอาต์พุตออกมาด้วย

ข้อควรคำนึงอีกอันหนึ่งของตัวกรองความถี่แบบ IIR คือความเสถียร (Stable) ถ้าตัวกรองความถี่ที่ไม่เสถียร (Unstable) จะทำให้ลำดับของสัญญาณเอาต์พุต เพิ่มขึ้นอย่างไม่มีขอบเขต ถ้าสัญญาณอินพุตยังคงป้อนให้อยู่ ซึ่งเสถียรภาพของตัวกรองความถี่แบบ IIR จะขึ้นอยู่กับตำแหน่งโพลของฟังก์ชันระบบ ในระนาบ z ตัวกรองความถี่แบบ IIR ที่มีคุณสมบัติเป็น causal LTI จะมีความเสถียร ถ้าค่าโพลเป็นไปตามเงื่อนไข $|\alpha_k| < 1$ ซึ่งหมายความว่าตำแหน่งโพลทุกตัว จะต้องอยู่ในวงกลมหนึ่งหน่วย (Unit circle) บนระนาบ z นั้นเอง

4.3 การทดสอบเสถียรภาพ (Stability test) [39]

ระบบที่มีเสถียรภาพมีเงื่อนไขว่า สัญญาณอินพุตที่มีขอบเขตของขนาดจำกัด ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตที่มีขอบเขตจำกัดหรือเขียนเป็นสัญลักษณ์ว่า

ถ้า $|x(n)| < A$ โดยที่ A เป็นจำนวนบวกใด ๆ ที่น้อยกว่าอนันต์ แล้ว

จะได้ $|y(n)| < B$ โดยที่ B เป็นจำนวนจริงบวกใด ๆ ที่น้อยกว่าอนันต์

เงื่อนไขนี้ “ภาษาอังกฤษเรียกว่าเสถียรภาพแบบ bounded-input/bounded-output หรือ BIBO เงื่อนไขดังกล่าวสามารถแปลงเป็นเงื่อนไขทางคณิตศาสตร์ที่สมมูลกัน และเป็นเงื่อนไขที่กระทำต่อได้ ซึ่งใช้หาผลตอบของระบบโดยการทำคอนโวลูชันคือ

$$y(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k) \cdot x(n-k) \quad (4.6)$$

เนื่องจาก $y(n)$ มาจากการบวกกันของผลคูณของ $x(n-k)$ กับ $h(k)$ ที่ k ทุก ๆ ค่า เมื่อเป็นสัญญาณขาเข้าหรืออินพุตที่มีขอบเขตจำกัดและไม่จำเป็นต้องเท่ากับศูนย์ จะได้ว่า $y(n)$ จะมีขนาดจำกัดได้ก็ต่อเมื่อค่าของ $h(n)$ ต้องลู่เข้าสู่ศูนย์ที่ n เข้าเป็นค่าอนันต์และลบอนันต์หรือเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\sum_{\substack{n \rightarrow \infty \\ n \rightarrow -\infty}} |h(n)| = 0 \quad (4.7)$$

เงื่อนไขทั้งสองสมมูลกัน แต่สามารถนำไปใช้ได้ง่ายกว่า โดยใช้เงื่อนไขที่สองเนื่องจากเป็นเงื่อนไขที่กำหนดต่อ $h(n)$ ซึ่งสามารถตรวจสอบได้ง่าย เช่น ในกรณีของสัญญาณคอซซัลก็ตรวจสอบเพียงว่า $h(n)$ อยู่เข้าสู่ศูนย์หรือไม่ เมื่อ n มีค่ามากขึ้น ๆ สำหรับระบบแบบ FIR จะมีเสถียรภาพเสมอ เนื่องจาก $h(n)$ มีความยาวจำกัด ดังนั้น $h(n)$ เป็นศูนย์แน่นอนที่ n เป็นอนันต์ ในทางปฏิบัติระบบส่วนใหญ่ที่ใช้เป็นระบบที่เสถียร แต่ระบบที่ไม่เสถียรก็มีการนำมาใช้ประโยชน์ได้บ้าง เช่น ในวงจรกำเนิดสัญญาณ เมื่อสัญญาณอินพุตเป็นอิมพัลส์ที่ $n=0$ สัญญาณเอาต์พุตจะเป็นสัญญาณที่ต้องการสร้าง เช่น สัญญาณไซน์ที่มีความยาวไม่จำกัดก็ได้

4.4 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงตัวกรองความถี่ดิจิทัลแบบ FIR และ IIR ในการเลือกใช้ตัวกรองแบบดิจิทัลแต่ละแบบ สิ่งที่สำคัญคือการเลือกการใช้งานตัวกรองให้ถูกประเภท ในการประยุกต์ใช้ที่ต้องการผลตอบสนองทางเฟสที่ดี และให้มีความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด เช่น การประยุกต์ใช้กับการประมวลผลสัญญาณภาพ และการสื่อสารข้อมูล ควรใช้ตัวกรองแบบ FIR แต่ในงานที่ต้องการการตอบสนองทางแอมพลิจูดที่ดี ต้องการความชันของแถบเปลี่ยนความถี่ที่สูง และไม่สนใจความผิดเพี้ยนทางเฟส มากนัก ควรเลือกใช้ตัวกรองแบบ IIR ในวิทยานิพนธ์นี้ใช้ตัวกรองความถี่ดิจิทัลแบบ FIR เพราะให้ผลตอบสนองเชิงความถี่ที่มีเฟสแบบเชิงเส้น โดยสมบูรณ์ ตลอดช่วงแถบผ่าน ซึ่งข้อนี้ไม่สามารถทำได้โดยตัวกรอง IIR หรือแม้แต่ตัวกรองแอนะล็อกใด ๆ ทำได้แต่ไม่เชิงเส้นสมบูรณ์ และตัวกรอง FIR ไม่มีการป้อนกลับหรือไม่มีโพลทำให้มีความเสถียรภาพเสมอ

บทที่ 5

การจัดสัญญาณสะท้อน

5.1 บทนำ

เมื่อเวลาที่ผู้พูดกำลังสนทนาโทรศัพท์ แต่ถ้าผู้พูดได้ยินเสียงไม่ปกติ เสียงที่ไม่ปกตินี้เกิดจากปฏิกิริยาของสัญญาณเสียงสะท้อนของแต่ละบุคคลในโครงข่ายโทรศัพท์ เป็นเรื่องที่ยากที่จะนำไปสู่การกระทำสนทนา เมื่อเสียงของผู้พูดคนหนึ่งย้อนกลับมาด้วยค่าหน่วงเวลาที่มากกว่า 10 มิลลิวินาทีเล็กน้อย ซึ่งค่าหน่วงเวลาของสัญญาณเสียงสะท้อนถึงแม้ว่าจะมีค่า 40 dB ก็ยังต่ำกว่าระดับเสียงที่ออกไป จึงเป็นสาเหตุให้คุณภาพของการส่งผ่านของผู้พูดไม่น่าพอใจ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตั้งแต่เกิดการขยายตัวของความรู้ที่เกิดจากประสบการณ์การเชื่อมต่อในเรื่องโทรศัพท์ ทำให้ทราบว่าส่วนมากการเชื่อมต่อโทรศัพท์ที่มีระยะทางไกลก่อให้เกิดสัญญาณเสียงสะท้อนจึงจำเป็นต้องขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนให้มากที่สุดเพื่อจะได้คุณภาพการสื่อสารที่พอใจ เครื่องระงับสัญญาณเสียงสะท้อน เป็นเครื่องที่มีการใช้อย่างกว้างขวางในการขจัดเสียงสะท้อนแต่ยังขจัดเสียงสะท้อนได้เพียงบางส่วน โดยจะขจัดสัญญาณสะท้อนออกจากสัญญาณจริงจากจุดสิ้นสุดของเส้นทางอื่นๆ เพราะว่ามีความเพี้ยนของสัญญาณที่เป็นสาเหตุให้เครื่องระงับสัญญาณเสียงสะท้อนเป็นเรื่องที่น่าสนใจ โดยเฉพาะบนการเชื่อมต่อที่เส้นทางดาวเทียม และการเกิดขึ้นของการสื่อสารโทรศัพท์ผ่านดาวเทียม

การจัดสัญญาณสะท้อนคือการเอาออกของสัญญาณเสียงสะท้อน โดยวิธีการใช้ตัวกรองแบบปรับตัวได้ โดยจะต้องเลือกตัวกรองที่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนและออกแบบการจัดสัญญาณเสียงสะท้อน บทนี้อธิบายว่าพื้นฐานการจัดสัญญาณสะท้อน หลักการเบื้องต้น คือการยกเลิกสัญญาณเสียงพูดให้ผลที่ราบเรียบดังข้อมูลสัญญาณสะท้อน เป็นการสร้างสัญญาณสะท้อนซึ่งเป็นการเริ่มต้นโครงสร้างตัวกรองโดยเน้นความสำคัญบนตัวกรอง FIR การได้รับประโยชน์จากการขจัดเสียงสะท้อนอย่างไรและวิธีการนำไปใช้กับงานได้อย่างไร และอธิบายเพิ่มเรื่องเทคนิคของการระงับเสียงสะท้อน

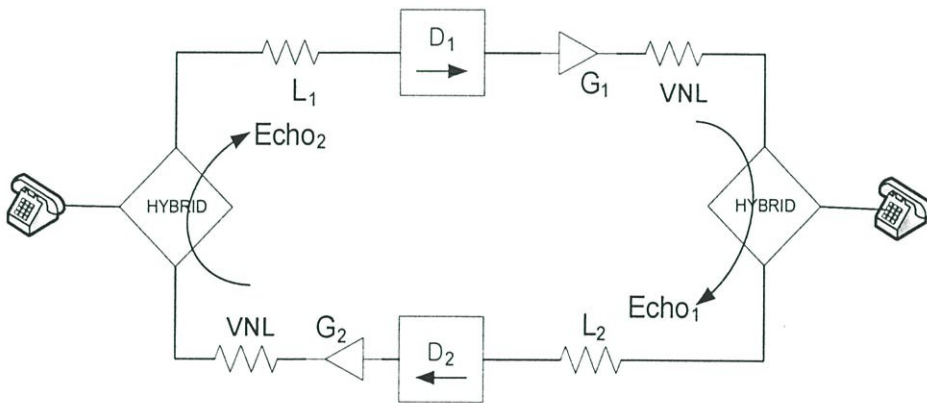
5.2 ประวัติของการควบคุมเสียงสะท้อน (History of echo control) [2]

ในปี ค.ศ. 1920 ระบบโครงข่ายโทรศัพท์ระยะทางไกลถูกสร้างขึ้นเป็นครั้งแรก โดยส่วนใหญ่ในประเทศสหรัฐอเมริกาของทวีปอเมริกา ซึ่งระยะทางของวงจรโทรศัพท์ที่มีระยะทางไกลนี้ ได้ออกแบบเป็นระยะเวลากว่า 80 ปีแล้ว ถ้านำมาเปรียบเทียบกับกรขยายโครงข่ายโทรคมนาคมในปัจจุบันนี้ อาจจะไม่ได้อาจจะมีเฉพาะการสื่อสารทางสายโทรศัพท์เพียงอย่างเดียว แต่ยังรวมถึงการใช้ในการเดินเรือดำน้ำ และดาวเทียม อย่างไรก็ตามหลัง ค.ศ. 1920 วงจรโทรศัพท์ที่มีระยะทางไกลจะมี

ระยะทางยาว 500 ไมล์ (ประมาณ 800 กิโลเมตร) หรือมากกว่า ซึ่งวงจรโทรศัพท์ที่สร้างขึ้นนี้มีระยะทางไกลมากที่สุดคือมีความยาว 1850 ไมล์ (ประมาณ 2,960 กิโลเมตร) จากรัฐนิวยอร์กถึงรัฐดัลลาส (Dallas) ในประเทศสหรัฐอเมริกา [2] อย่างไรก็ตามการสร้างโครงข่ายที่มีระยะทางไกลนี้จะนำมาซึ่งปัญหาที่มีในอนาคตข้างหน้าด้วยการคาดการณ์ของวิศวกรในสมัยนั้น ปัญหาหลักที่เป็นสาเหตุคือ ปัญหาเกี่ยวกับคุณภาพของการส่งผ่าน ซึ่งมีค่าหน่วยเวลาและเสียงสะท้อนเป็นอุปสรรคสำคัญทำให้ความสามารถที่จะติดต่อสนทนาระหว่างบุคคลและการติดต่อสื่อสารคมนาคมระหว่างประเทศ นำความสูญเสียให้เกิดขึ้น ซึ่งเสียงสะท้อนบนสายโทรศัพท์ และค่าหน่วยเวลาในการสนทนาจะทำให้จำนวนลูกค้าน้อยลงและเป็นไปได้ที่จะเพิ่มจำนวนของการรบกวนมากขึ้น สิ่งนี้ที่จะกระตุ้นให้มีการค้นคว้าวิจัยวิธีการของการควบคุมเสียงสะท้อนโดยเฉพาะบนโครงข่ายโทรศัพท์สาธารณะ

5.3 การลดทอนสัญญาณ (Attenuation)

การลดทอนสัญญาณถูกพบขณะที่ค่าเวลาการแพร่กระจายตามโครงข่ายระหว่างผู้พูดเพิ่มขึ้น ทำให้ปัญหาของเสียงสะท้อนมีความรุนแรงเพิ่มขึ้นอีกด้วย นั่นคือถ้าวงจรที่มีระยะทางไกล จะมีค่าหน่วยเวลามากและสัญญาณเสียงสะท้อนรบกวน [2] แต่สำหรับวงจรที่มีความยาวน้อยกว่า 2000 ไมล์ (ประมาณ 3,200 กิโลเมตร) สัญญาณเสียงสะท้อนสามารถถูกควบคุมได้อย่างเหมาะสมโดยการปรับค่าความสูญเสียระหว่างผู้คุยและต้นกำเนิดของเสียงสะท้อน [12, 14] ซึ่งค่าความสูญเสียนี้สามารถหาได้จากอุปกรณ์ via net loss (VNL) และเป็นความสูญเสียที่เกิดจากการใช้งานซึ่งพิจารณาถึงวงจรของความยาวและชนิดของอุปกรณ์ที่ใช้ [15]



รูปที่ 5.1 การลดทอนโครงข่ายโทรศัพท์พื้นฐาน

จากรูปที่ 5.1 D_1 และ D_2 เป็นค่าหน่วยเวลาที่เกิดขึ้นในวงจร L_1 และ L_2 เป็นค่าความสูญเสียมาตรฐานที่เกิดขึ้น ในกรณีที่ไม่มีสัญญาณเสียงสะท้อน จะไม่มีอุปกรณ์ VNL เพิ่มเข้าไปในวงจร และอัตราขยาย G_1 และ G_2 ที่ชดเชยค่าความสูญเสียทำให้สามารถที่จะมีคุณภาพของ

การส่งผ่านพอเพียงที่จะมีการสนทนา ซึ่งค่าความสูญเสียสุทธิ (Net loss) โดยการคำนวณจาก (L-G) ซึ่งจะมีค่าเป็นบวก ในกรณีอุดมคติค่าความสูญเสียจะเป็นศูนย์ แต่ถ้าในกรณีที่มีสัญญาณเสียงสะท้อน อุปกรณ์ VNL ถูกเพิ่มเพื่อชดเชยสำหรับค่าหน่วงเวลาที่ยาว

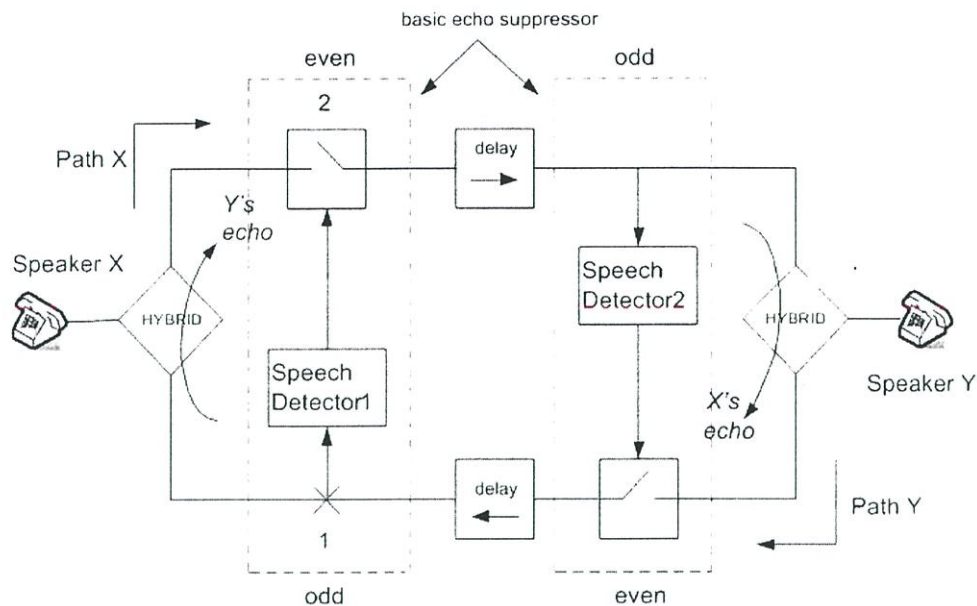
วงจรทั้งหมดเป็นอุดมคติแสดงเงื่อนไขที่ค่าความสูญเสียมีค่าเป็นศูนย์ เพราะมีการส่งผ่านที่เหมาะสมโดยไม่คำนึงถึงความสามารถในการส่งผ่านที่มีความหลากหลายของวงจรเฉพาะแต่ละวงจรที่เชื่อมต่อระหว่างการเรียก อย่างไรก็ตามไม่ใช่เฉพาะสัญญาณเสียงสะท้อนเท่านั้น ยังมีการรบกวนของสัญญาณเสียงอื่น ๆ เช่น เสียงไขว้แทรก (crosstalk) เสียงรบกวน และการรื้อง จึงเป็นข้อจำกัดที่เป็นผลทำให้วงจรมีค่าความสูญเสียจำกัด เนื่องจากอุปกรณ์ via net loss (VNL) ถูกติดตั้งในทิศทางของการส่งผ่านแต่ละเส้นทางสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.1 สัญญาณการส่งผ่านซึ่งเป็นสัญญาณเสียงพูดจะถูกลดทอนโดย VNL dB ขณะที่สัญญาณเสียงสะท้อนถูกทำให้ลดทอนโดย 2VNL dB เพราะฉะนั้นทุก dB ของ VNL ที่เพิ่ม สัญญาณเสียงสะท้อนอาจจะลดลง 2 dB และอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณเสียงสะท้อนปรับปรุงโดย VNL dB [14, 16, 17]

เทคนิคของเพิ่มอุปกรณ์ VNL นี้เพื่อลดระดับของสัญญาณเสียงสะท้อนภายในข้อจำกัดนั้น มีข้อเสียในเรื่องของการลดระดับของสัญญาณการส่งผ่าน [17] คือถ้าความสูญเสียมีมากเกินไปที่จะนำไปจัดสัญญาณเสียงสะท้อน จะทำให้สัญญาณเสียงพูดที่รับอยู่ในระดับต่ำ จะไม่สามารถทำการสนทนาได้ ซึ่งจะเกิดขึ้นในกรณีวงจรที่มีความยาวที่มากกว่า 2000 ไมล์ หรือ การเดินทางไปกลับของค่าหน่วงเวลาเกิน 40 มิลลิวินาที [18, 19] และเนื่องจากวิธีอื่น ๆ ของการควบคุมเสียงสะท้อนที่ต้องการใช้กับการสร้างของโครงข่ายที่มีระยะทางไกล จึงต้องมีการพัฒนาค้นคว้าวิจัยเข้าไปในปรากฏการณ์ของสัญญาณเสียงสะท้อน เครื่องระงับสัญญาณเสียงสะท้อนจึงถูกพัฒนา

5.4 เครื่องระงับสัญญาณสะท้อน (The echo suppressor)

ในปี ค.ศ. 1920 เครื่องระงับสัญญาณเสียงสะท้อนถูกประดิษฐ์ขึ้น และต่อมาในปี ค.ศ.1930 ได้มีการใช้งานในประเทศสหรัฐอเมริกา และได้มีการพัฒนาเครื่องระงับสัญญาณเสียงสะท้อนจากอุปกรณ์พื้นฐานอย่างง่าย จนเริ่มมีโมเดลซับซ้อนมากขึ้น ซึ่งมีโครงสร้างลักษณะพิเศษจำนวนมาก เครื่องระงับสัญญาณสะท้อนมีเฉพาะที่ถูกใช้ในวงจรที่มีการเดินทางไปกลับของค่าหน่วงเวลามีค่า 50 มิลลิวินาทีขึ้นไปถึง 100 มิลลิวินาที [21]

หลักการของเครื่องระงับสัญญาณเสียงสะท้อน คืออาศัยข้อเท็จจริงของประชาชนที่คุยไม่บ่อยในเวลาเดียวกันระหว่างการสนทนาโทรศัพท์ เครื่องระงับสัญญาณสะท้อนเป็นอุปกรณ์คู่สวิตซ์กระตุ้นเสียงอย่างง่าย ๆ ซึ่งระงับสัญญาณเสียงสะท้อน โดยใส่ค่าความสูญเสียเข้าไปในเส้นทางส่งผ่านที่ย้อนกลับของวงจรต่อผ่าน ซึ่งเป็นสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย [20, 23] ดังแสดงในรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 เครื่องรับสัญญาณสะท้อนแบบพื้นฐาน

จากรูปที่ 5.2 ผู้พูด Y ซึ่งมีเส้นทางการส่งผ่าน Y (Path Y) เป็นเส้นทางการส่งผ่านของสัญญาณเสียงพูดของ Y โดยที่สัญญาณเสียงสะท้อนของเสียงพูดของ X ที่เพิ่มนั้นถูกสร้างที่ไฮบริดฝั่งผู้พูด Y ส่งไปยังผู้พูด X เครื่องรับสัญญาณถูกติดตั้งเข้าไปในโครงข่ายบนด้านสายโทรศัพท์ระบบ 4 สาย ของไฮบริดที่จุดสิ้นสุดอื่น ๆ ของโครงข่าย เมื่อเสียงพูดของ Y ถูกตรวจพบที่ด้านคี่ของเครื่องรับสัญญาณที่จุดที่ 1 ซึ่งถ่ายทอดสัญญาณไปยังจุดที่ 2 เส้นทาง X จะถูกเปิดซึ่งทำให้เสียงพูดของ X และสัญญาณเสียงสะท้อนของ Y ไม่ถูกส่งผ่านไปยัง Y ด้วยเหตุนี้สัญญาณเสียงสะท้อนจะถูกระงับ

เครื่องรับสัญญาณนี้จะทำงานได้อย่างเหมาะสม ในกรณีของการพูดฝ่ายเดียว ซึ่งเฉพาะผู้พูดกำลังพูดอยู่จริงเท่านั้น การหยุดสัญญาณพูดในเส้นทางการส่งผ่านอื่น ๆ เพียงแค่กำลังหยุดสัญญาณเสียงสะท้อนของผู้พูดปัจจุบันเท่านั้นด้วยเหตุที่ไม่มีมีการส่งผ่านสัญญาณเสียงพูดในทิศทางที่เวลานี้ อย่างไรก็ตามสวิตช์ต้องกระทำอย่างรวดเร็ว ทำให้แน่ใจว่าสัญญาณเสียงสะท้อนจะไม่ถูกส่งไป เพราะเส้นทางการส่งผ่านเกิดชำรุด ก่อนที่สัญญาณเสียงสะท้อนจะผ่านไปได้

สำหรับในกรณีของการคุยพร้อมกันของทั้งสองฝ่ายคู่สนทนา เป็นสถานการณ์ที่อ้างถึงผู้พูดทั้งสองฝ่ายพูดในเวลาเดียวกัน ความสำคัญของการใช้เครื่องรับอย่างง่ายในสถานการณ์นี้ คือ เครื่องรับสัญญาณสะท้อนแบบพื้นฐานในรูปที่ 5.2 โดยสันนิษฐานเริ่มแรกนั้น ผู้พูด Y กำลังคุย ขณะที่ X เงียบไม่ได้คุย ในกรณีนี้เป็นการคุยฝ่ายเดียว ส่วนเส้นทางการส่งผ่าน X เกิดชำรุดจะหยุดสัญญาณเสียงสะท้อนของ Y อย่างไรก็ตามผู้พูด X พยายามหยุด จนกระทั่งมีการสนทนาเริ่มต้นพูดกับผู้พูด Y ตอนนี้อยู่ในเส้นทาง X เปิด สัญญาณเสียงพูดของ X ไม่ไปที่ผู้พูด Y เสียง

พูด X ไม่สามารถผ่านไปยังผู้พูด Y จนกระทั่งผู้พูด Y หยุดการคุยและสวิตซ์ในเส้นทาง X ถูกปิด จึงเป็นสาเหตุให้มีการรบกวนอย่างมากและนำพาสู่การสนทนาฝ่ายเดียว

เครื่องรับสัญญาณเสียงสะท้อนพื้นฐานที่แสดงในรูปที่ 5.2 ถ้าพิจารณาในกรณีเกิดปัญหาใด ๆ ที่ถือว่ามีควมรุนแรง เช่น เส้นทางส่งผ่านทางหนึ่งมีปัญหาเกิดการชำรุดถาวร เครื่องรับสัญญาณเสียงสะท้อนมีความทันสมัยกว่าคือมีความไวต่อความรู้สึกมากกว่าตัวตรวจจับเสียงพูด เพราะมีการถ่ายทอดเสียงพูดที่ก้าวหน้ามากกว่าและส่วนประกอบอื่น ๆ เช่นเดียวกันกับคุยสองครั้งซ้อนหรือการหยุดตัวตรวจจับ ทั้งหมดเหล่านี้เป็นส่วนสำคัญที่นำมาปรับปรุงความสามารถของเครื่องรับสัญญาณเสียงสะท้อนและคุณภาพการส่งผ่าน แต่เครื่องรับสัญญาณยังสามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นอีกมาก เช่น

- สัญญาณเสียงสะท้อน- ถ้าสวิตซ์ทำงานช้าเกินไป ทำให้สัญญาณเสียงสะท้อนสามารถส่งไปได้ ซึ่งยังคงเกิดขึ้นในการสนทนามีการผิดพลาด ซึ่งตัวตรวจจับการที่คุยสองครั้งซ้อนมีความไวเกินและถูกกระตุ้น โดยสัญญาณเสียงสะท้อนโดยลำพัง

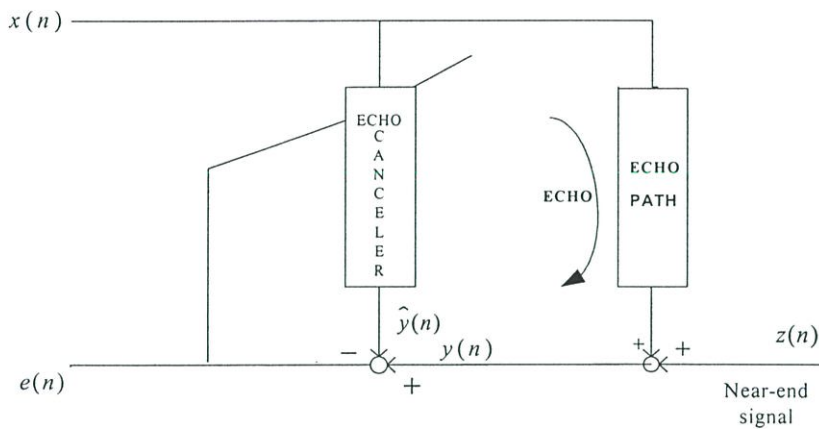
- Clipping –อ้างถึงสถานการณ์ที่สัญญาณเสียงพูดเริ่มหายไป เช่น มีการถูกตัด ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อสถานะที่มีการแทรกการสนทนา ซึ่งถูกเริ่มต้นอย่างช้าและมีความสูญเสียในเส้นทางของการส่งผ่านที่ไม่สามารถย้ายได้อย่างรวดเร็ว สำหรับส่วนแรกของเสียงพูดที่ถูกส่งไป

- Chopping –อ้างถึงสถานการณ์ที่จุดสิ้นสุดของสัญญาณเสียงพูดที่หายไป เช่น ถูก Chop เกิดขึ้นเมื่อมีสถานะการแทรกการสนทนาที่เกิดขึ้นล่าสุดทำให้หยุดการส่งผ่านของเสียงพูด

ดังนั้นถ้าการแพร่กระจายของค่าหน่วยเวลาที่เพิ่มขึ้น ปัญหาเหล่านี้จึงเป็นสาเหตุให้เกิดความเสื่อมคุณภาพของการส่งผ่านเสียงพูด ในความเป็นจริงการ clipping และ chopping เป็นสาเหตุให้มีการเสื่อมลงของเส้นทางส่งผ่าน มากกว่าเกิดจากสัญญาณเสียงสะท้อน ดังนั้นรูปแบบอื่น ๆ ของการควบคุมสัญญาณเสียงสะท้อนจึงเป็นที่ต้องการ โดยเฉพาะสำหรับวงจรที่มีระยะทางไกล [16][17] ซึ่งการค้นคว้าวิจัยที่จะพัฒนาการจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในรูปแบบต่าง ๆ มากขึ้น

5.5 โมเดลการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน [4]

การควบคุมสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบโครงข่ายโทรศัพท์ที่ได้ผลสมบูรณ์นั้น จะต้องใช้วิธีการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ ซึ่งเป็นการใช้การประมาณเส้นทางสัญญาณสะท้อน ซึ่งอัลกอริทึมที่มีตัวกรองแบบปรับตัวได้ถูกพัฒนาให้แก้ปัญหาเสียงสะท้อน [1-9] การสังเคราะห์การขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในรูปแบบการจำลองของสัญญาณเสียงสะท้อนและโดยเฉพาะอย่างยิ่งการเอาออกสัญญาณเสียงสะท้อน ซึ่งเกิดจากการรวมกันของสัญญาณเสียงสะท้อนและสัญญาณเสียงพูดปลายสัญญาณที่ใกล้ที่สุดสามารถแสดงได้ในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 การขจัดสัญญาณสะท้อนในระบบโครงข่ายโทรศัพท์

จากรูปที่ 5.3 โมเดลของสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องกันของสัญญาณสะท้อน [4] จะอยู่ในรูปแบบของ

$$y(k) = \sum_{j=1}^{N-1} h_j x(k-j) + z(k) \quad (5.1)$$

เมื่อ h_j คือผลตอบสนองของสัญญาณอิมพัลส์ของเส้นทางสัญญาณสะท้อนจริง

$z(k)$ คือสัญญาณแรนดอม

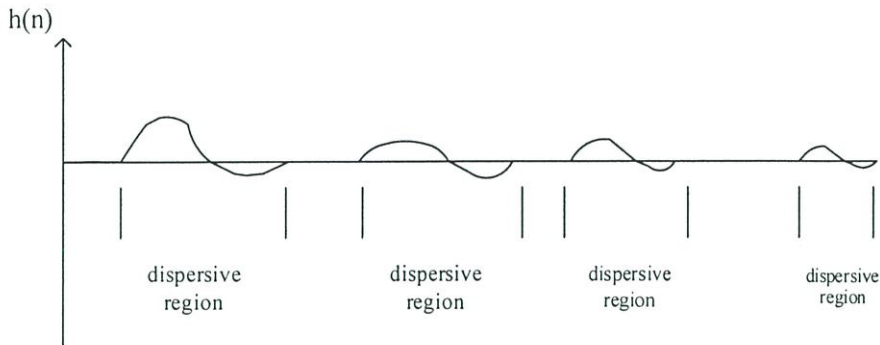
$x(k)$ คือสัญญาณอินพุต

ให้ \hat{h}_j เป็นการประมาณค่าผลตอบสนองของสัญญาณอิมพัลส์ถูกแสดงโดย \hat{h} ดังนั้นการประมาณค่าสัญญาณเสียงสะท้อน $\hat{y}(k)$ จะได้

$$\hat{y}(k) = \sum_{j=1}^{N-1} \hat{h}_j x(k-j), k = 1, 2, \dots \quad (5.2)$$

และ $e(k) = y(k) - \hat{y}(k)$ เป็นสัญญาณเสียงสะท้อนที่เหลืออยู่ (Residual echo)

สหภาพโทรคมนาคมระหว่างประเทศ (ITU) ได้มีการพัฒนามาตรฐานใหม่ที่มีค่าสมรรถนะที่น้อยที่สุดใหม่ สำหรับการใช้อ็ครูปประกอบของเสียงสะท้อนจริง อย่างเช่น ค่าคั่นความสูญเสียของสัญญาณเสียงสะท้อนตามมาตรฐาน G.168 [10] ลักษณะของผลตอบสนองสัญญาณอิมพัลส์สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณที่ระยะทางไกลแสดงได้ในรูปที่ 5.4

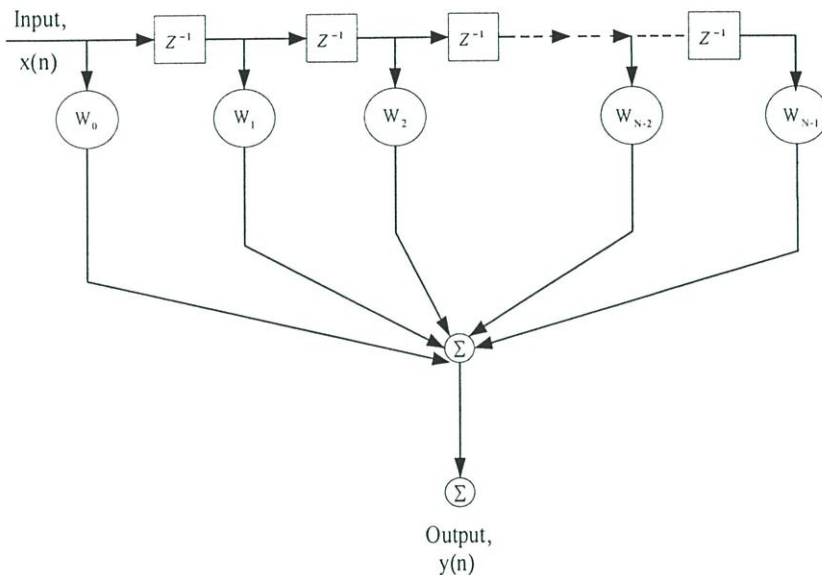


รูปที่ 5.4 ตัวอย่างผลตอบสนองของสัญญาณอิมพัลส์ของเส้นทางของเสียงสะท้อนหลายสัญญาณ

จากรูปที่ 5.4 แสดงคุณลักษณะของเสียงสะท้อน การขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนจะสังเคราะห์โดยการจำลองเสียงสะท้อนที่มีอยู่จริงและนำมาขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่รวมกันระหว่างสัญญาณเสียงสะท้อนและสัญญาณเสียงที่อยู่จุดปลายด้านที่ไกลที่สุด ซึ่งความสัมพันธ์ของเสียงสะท้อนที่จุดปลายทางด้านที่ไกลที่สุด ซึ่งมีขนาดใหญ่มีลักษณะเฉพาะโดยมีค่าหน่วยเวลาที่สั้น ส่วนเสียงสะท้อนที่จุดปลายด้านไกลจะมีขนาดเล็กกว่าและค่าหน่วยเวลาที่ยาวกว่า ตัวหน่วยเวลานี้สามารถมีค่าเป็นอะไรก็ได้ที่มีหน่วยเป็นมิลลิวินาที สำหรับการเรียกภายในบนสวิทช์สลับสายสัญญาณดิจิทัล (Digital switch) แต่สำหรับการเชื่อมต่อสัญญาณดาวเทียมจะมีค่าหน่วยเวลาประมาณ 600 มิลลิวินาที [4]

5.6 การขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนโดย ตัวกรอง FIR

การขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยการใช้ตัวกรองปรับตัวได้เชิงเส้นแบบลูปิดที่จำลองระบบโดยตรง ซึ่งมีจำนวนของตัวกรองและอัลกอริทึมที่แตกต่างกันมากมาย ขึ้นอยู่กับความต้องการในการประยุกต์ใช้ เช่น ตัวกรอง FIR และ IIR ส่วนอัลกอริทึมเช่น LMS (Least mean squares) และ RLS (Recursive least squares) สำหรับการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนโดยการสร้างตัวกรองปรับตัวซึ่งได้มาตรฐานดี ส่วนตัวกรองที่ถูกสร้างขึ้นที่ใช้เป็นโครงสร้างปกติเป็นส่วนมากจะใช้ ตัวกรอง FIR ซึ่งเป็น tapped delay line non-recursive หรือ feed-forward transversal filter ดังในรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 โครงสร้างตัวกรอง FIR

ตัวกรอง FIR ประกอบไปด้วย อนุกรมของค่าหน่วยเวลา ตัวคูณ และวงจรวก ซึ่งมีสัญญาณอินพุต คือ $x(n)$ และสัญญาณเอาต์พุต คือ $y(n)$ ซึ่งสัญญาณเอาต์พุต จะถูกแสดงเป็นการคอนโวลูชันระหว่างสัญญาณอินพุตที่เป็นค่าหน่วยเวลากับสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ดังสมการที่ (5.3) คือ

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n)x(n-i) \quad (5.3)$$

$w_i(n)$ เป็น สัมประสิทธิ์ของตัวกรอง

N คือความยาวตัวกรอง

และ $y(n)$ คือ สัญญาณเอาต์พุต

ลักษณะที่สำคัญของตัวกรอง FIR ที่มีคุณสมบัติดีกว่าตัวกรองโครงสร้างอื่น ๆ คือฟังก์ชันการถ่ายโอนมีเฉพาะซีโรเท่านั้นซึ่งสามารถเขียนได้ดังสมการที่ (5.4) คือ

$$\text{FIR: } H(z) = \sum_{k=0}^M b_k z^{-k} \quad (5.4)$$

โดยที่ b_k คือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง

ตัวกรอง FIR มีเสถียรภาพคงที่แบบไม่มีเงื่อนไข ส่วนตัวกรอง IIR โดยทั่วไปฟังก์ชันถ่ายโอนจะมีโพล และซีโร และเอาต์พุตมีการแกว่งอย่างไม่จำกัด ซึ่งเป็นโพลที่เคลื่อนย้ายออกจากภายนอกวงกลมหนึ่งหน่วย อย่างไรก็ตาม ตัวกรอง IIR เสถียรภาพคงที่แสดงได้ดังสมการที่ (5.5)

$$\text{IIR: } H(z) = \frac{\sum_{k=0}^M b_k z^{-k}}{1 - \sum_{k=1}^N a_k z^{-k}} \quad (5.5)$$

โดยที่ a_k และ b_k คือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง IIR ตามลำดับ

คุณสมบัติที่สำคัญที่ใช้ตัวกรอง FIR มากกว่าตัวกรอง IIR มีดังนี้

- FIR สามารถถูกออกแบบเฟสเชิงเส้น และถ้าค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรอง FIR เป็นสัดส่วนโดยตรงกับตัวกรองจึงไม่ทำให้เฟสของสัญญาณอินพุตบิดเบี้ยว

- FIR เป็นตัวกรองที่สามารถเพิ่มง่ายไม่มีความซับซ้อน และการปรับตัวก็เช่นเดียวกันมีหน่วยความจำจำกัด ตัวอย่างอินพุตที่เป็นปัจจุบันและอดีตที่เคยใช้ โดยได้รับค่าเอาต์พุตที่เป็นปัจจุบันไม่ได้ใช้ตัวอย่างเอาต์พุตก่อนหน้าใด ๆ ซึ่งมีอิทธิพลต่อเอาต์พุตสุดท้ายของตัวกรอง

- FIR มีคุณสมบัติเป็นตัวเลขตามความจริงสำหรับเลขคณิตที่มีความแม่นยำและมีขอบเขตและไวต่อการปิดเศษและโอเวอร์โฟลว์ หรือข้อผิดพลาดการแบ่งพิสัยค่าสัมประสิทธิ์ ไม่มีการตอบกลับของเอาต์พุต ส่วนใหญ่เป็นตัวประมวลผลสัญญาณดิจิทัลถูกเพิ่มในเลขคณิตมีความแม่นยำจำกัด

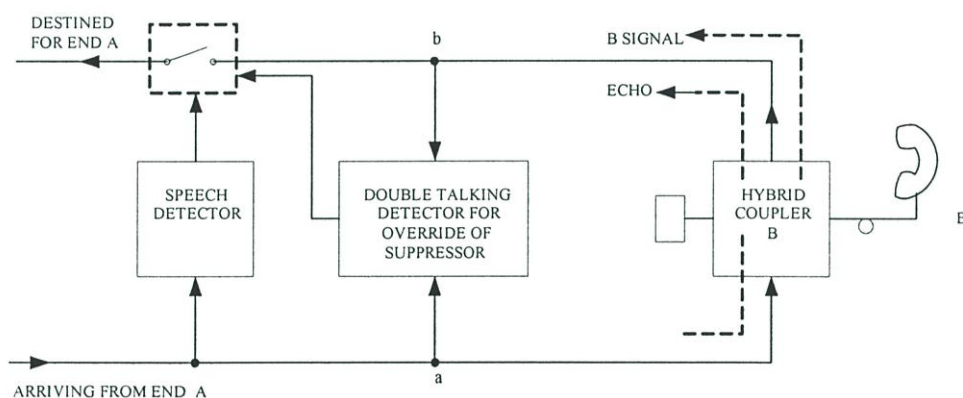
อย่างไรก็ตามมีข้อเสียบางอย่างของตัวกรอง FIR คือการที่ผลตอบสนองที่ต้องการนั้นตัวกรองจะต้องมีการสังเคราะห์บ่อย ๆ จำเป็นต้องมีโพลและซีโรทั้งสอง ซึ่งตัวกรอง FIR มีแต่ซีโรเท่านั้น ดังนั้นตัวกรอง FIR จึงเป็นแบบโมเดลการประมาณเท่านั้น เนื่องจากตัวกรอง FIR มีหน่วยความจำที่ใหญ่ ราคาสูง และความซับซ้อนกระบวนการคำนวณมากกว่า ดังนั้นจึงใช้ตัวกรอง IIR

น่าจะดีกว่าเพราะสามารถบรรลุผลตอบสนองที่ต้องการโดยใช้หน่วยความจำน้อยมาก และการคำนวณน้อยกว่า

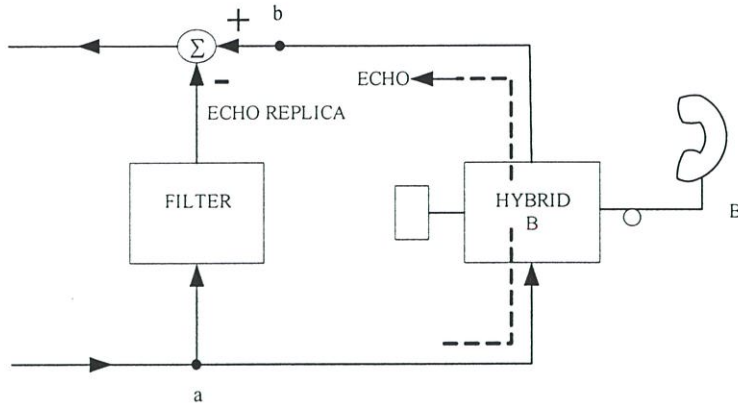
ตามมาตรฐาน ITU-T G.168 กำหนดไว้ว่าจำนวนอันดับของวงจรกรองเป็น 128 แท็บ หรือมากกว่านั้น เพื่อให้ครอบคลุมค่าหน่วยเวลาที่มากที่สุดที่อาจมีได้ในระบบโครงข่ายโทรศัพท์

5.7 วิธีการเลือกการขจัดเสียงสะท้อน (Selective echo elimination by echo cancellation)

การไม่แมตช์กันของอิมพีแดนซ์ ซึ่งเป็นสาเหตุให้สัญญาณเสียงสะท้อนมีการผิดเพี้ยน ปัญหาที่เกี่ยวข้องกับสัญญาณเสียงสะท้อนนั้น เครื่องรับสัญญาณเสียงสะท้อนสามารถแก้ปัญหาได้ ถ้าสามารถค้นพบวิธีการในรูปที่ 5.6 โดยเลียนแบบการเปลี่ยนรูปสัญญาณของผู้พูด A ที่เดินทางจากจุด a ไปยังจุด b ที่เป็นสัญญาณเสียงสะท้อนบนเส้นทางที่กลับไปสู่ผู้พูด A ถ้าการเปลี่ยนรูปสัญญาณนี้สามารถเลียนแบบตัวกรองด้วยอินพุตจากจุด a ดังนั้นการสร้างสัญญาณเพื่อเลียนแบบสัญญาณเสียงสะท้อน ซึ่งสามารถขจัดออกจากสัญญาณทั้งหมดที่จุด b ที่จะขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยปราศจากการรบกวนสัญญาณที่ต้องการที่จุด b อีกด้วย รูปที่ 5.7 แสดงตัวกรองที่จะเชื่อมต่อ โดยการรวมเข้าด้วยกันของตัวกรอง และการเอาออก คือการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน

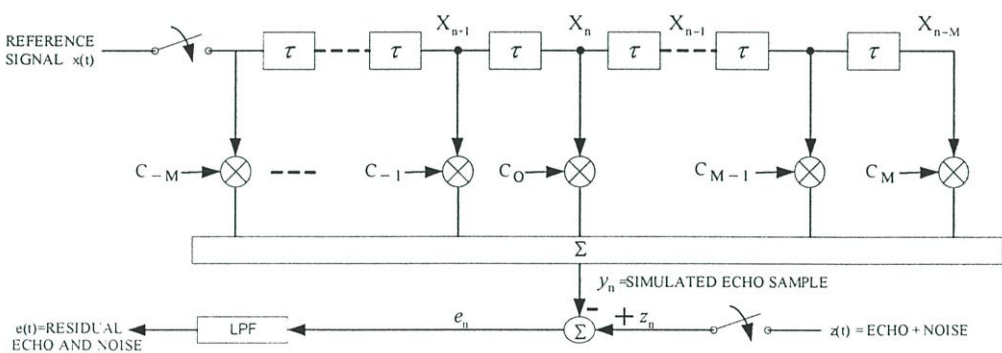


รูปที่ 5.6 เครื่องรับสัญญาณสะท้อนที่ผ่านสัญญาณผู้พูด A ทำให้สัญญาณเสียงสะท้อนหยุดสัญญาณผู้พูด A และสัญญาณเริ่มจากผู้พูด B จะถูกบล็อกอีกด้วย



รูปที่ 5.7 เครื่องขจัดเสียงสะท้อนแทนที่เครื่องรับสัญญาณเสียงสะท้อน

ช่องสัญญาณเสียงสะท้อนมีความเป็นเชิงเส้นเป็นอย่างมาก และไม่เปลี่ยนแปลง ในส่วนของเวลา ซึ่งมีความแตกต่างอย่างมากด้วยการเชื่อมต่อของวงจรสายโทรศัพท์ระบบ 2 สายที่แตกต่างกันไปยังอุปกรณ์เชื่อมต่อไฮบริด B ดังนั้นตัวกรองที่กำหนดไว้ไม่สามารถใช้ส่วนจัดในรูปแบบที่ 5.7 เพราะฉะนั้น การพิจารณาที่สำคัญบน โครงสร้างตัวกรองปรับตัวได้ ซึ่งสามารถรู้โดยอัตโนมัติว่าเรื่อง องค์ประกอบช่องสัญญาณเสียงที่ใช้บนองค์ประกอบนี้และปรับตัวที่จะเปลี่ยนแปลงในองค์ประกอบ การขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่สร้างรอบ ๆ ตัวกรองจะทำการปรับตัวด้วยตัวเองโดยอัตโนมัติ โดยปราศจากการกระทำของมนุษย์ เพื่อให้เหลือสัญญาณเสียงสะท้อนให้น้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ภายในโครงสร้างที่จำกัด



รูปที่ 5.8 ตัวกรองขวางในเครื่องขจัดเสียงสะท้อน

โครงสร้างตัวกรองแบบปรับตัวได้อยู่ข้างใต้การออกแบบการขจัดสัญญาณสะท้อนเกือบทั้งหมดคือ ตัวกรองขวาง แบบ nonrecursive (ในรูปที่ 5.8) ถูกปรับตัวเพื่อให้สอดคล้องกับอัลกอริทึมเกรเดียนต์ด้วยค่า minimum mean-square error (MMSE) อีกด้วย

5.8 บทสรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงประวัติในการควบคุมเสียงสะท้อน ได้นำหลักการการลดทอนสัญญาณเสียงสะท้อนนี้ไปสร้างเครื่องระงับสัญญาณสะท้อน มาใช้ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน ซึ่งมีรายละเอียดพื้นฐานโมเดลของการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน และตัวกรองดิจิทัลที่ใช้ในการขจัดสัญญาณสะท้อน ซึ่งศึกษาเฉพาะตัวกรอง FIR ตลอดถึงการเลือกวิธีการขจัดสัญญาณสะท้อน และการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนสำหรับการส่งผ่านข้อมูลสองทาง ซึ่งเป็นประโยชน์ในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ให้มีประสิทธิภาพ

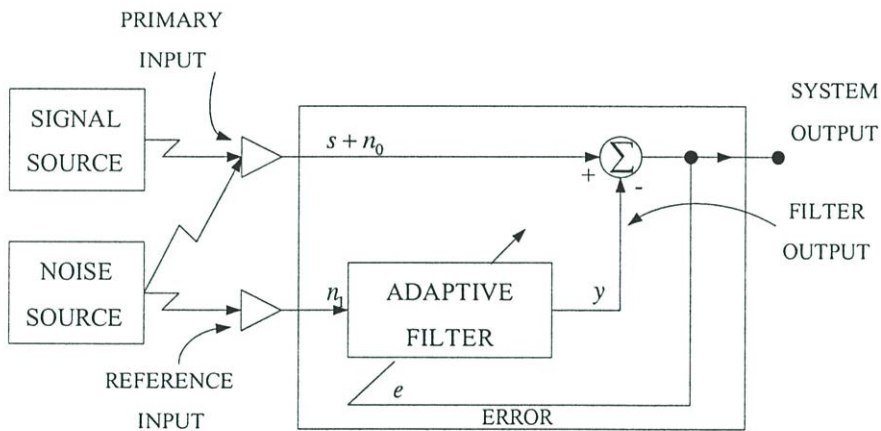
บทที่ 6

อะแดปทีฟฟิลเตอร์

6.1 บทนำ

Widrow [1] ได้นำเสนอแนวความคิดในการขจัดสัญญาณรบกวนแบบอะแดปทีฟ แสดงได้ดังรูปที่ 6.1 และได้ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับระบบการประมวลสัญญาณดิจิทัล และระบบสื่อสารอย่างกว้างขวาง เช่น adaptive equalization, echo cancellation, noise reduction, speech analysis and synthesis เป็นต้น ตัวกรองแบบอะแดปทีฟมีข้อดีที่สามารถปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองได้ ทำให้ไม่จำเป็นต้องทราบคุณสมบัติของสัญญาณก่อน (Primary knowledge) ทั้งสัญญาณที่ต้องการประมาณ และสัญญาณรบกวน หรือต้องการเพียงเล็กน้อยเท่านั้น

ในการสร้างตัวกรองโดยทั่วไปแล้ว จำเป็นต้องทราบค่าคุณลักษณะของสัญญาณล่วงหน้า (Prior information) ซึ่งเป็นข้อมูลทางสถิติของสัญญาณนั้น ๆ ตัวกรองนั้นจะเหมาะสมที่สุดเมื่อคุณลักษณะของสัญญาณอินพุตตรงกันกับข้อมูลของคุณลักษณะที่ได้ใช้ทำการออกแบบ แต่ถ้าไม่ทราบถึงข้อมูลของคุณลักษณะทั้งหมดของสัญญาณที่ต้องการ หรือมีการเปลี่ยนแปลง ตัวกรองนั้น ๆ จะไม่ถูกเรียกว่าเป็นตัวกรองที่เหมาะสมที่สุดอีกต่อไป



รูปที่ 6.1 แนวความคิดในการขจัดสัญญาณรบกวนแบบอะแดปทีฟ

วิธีการเพื่อแก้ไข โดยตรงเรียกว่า “estimate and plug” คือการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ทางสถิติของสัญญาณนั้น ๆ และทำการป้อนผลนั้นกลับเข้าไป แต่วิธีนี้เมื่อนำไปใช้จริงจะมีข้อเสียที่ต้องการความละเอียดเกินไป และยังมีราคาแพงอีกด้วย ดังนั้นจึงอาจใช้ตัวกรองแบบอะแดปทีฟ (Adaptive filter) ซึ่งเป็นตัวกรองที่สามารถปรับตัวเองด้วยวิธีการป้อนกลับได้ ทำให้สามารถปรับตัวเองให้เข้ากับสภาพของสัญญาณที่ไม่สามารถทราบล่วงหน้าได้ กระบวนการปรับตัว หรืออัลกอริทึม (Algorithm) จะเริ่มทำงาน

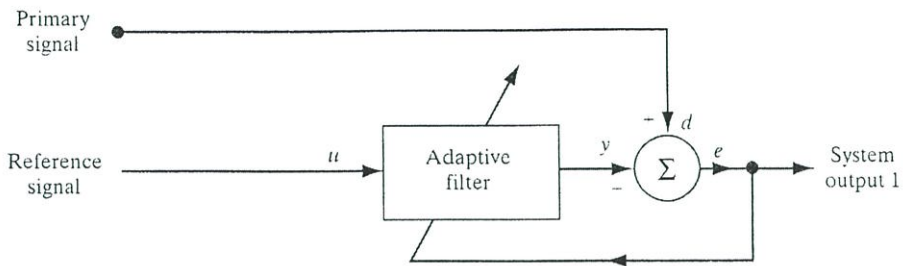
จากค่าตั้งต้น (Initial condition) ในสัญญาณที่มีลักษณะเป็น stationary กระบวนการของอัลกอริทึมจะลู่เข้า (Converge) สู่มูลค่าที่เหมาะสมที่สุด ส่วนในสัญญาณที่มีลักษณะแบบ nonstationary อัลกอริทึมจะสามารถทำหน้าที่ติดตาม (Tracking) สัญญาณในสัญญาณอินพุตที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้

สิ่งที่สำคัญของตัวกรองแบบอะแดปทีฟคือ อัลกอริทึมที่ใช้ปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ดังนั้น อัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพที่ดี ควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้ [5]

- อัตราการลู่เข้า (Rate of convergence) จะบอกถึงจำนวนของกระบวนการที่ต้องการของอัลกอริทึม ในการตอบสนองต่อสัญญาณ และลู่เข้าสู่ค่าที่เหมาะสมที่สุด อัตราการลู่เข้าที่เร็วจะทำให้อัลกอริทึมลู่เข้าอย่างรวดเร็วในสภาวะที่สัญญาณที่ไม่ทราบค่ามีลักษณะแบบ stationary
- Misadjustment ความผิดพลาดเมื่อค่าประมาณที่ได้จากอัลกอริทึมเบี่ยงเบนจากค่าที่เหมาะสมที่สุดของตัวกรอง คำนวณจากค่า mean-square error โดยวิธีการของการหาค่าเฉลี่ยทั้งหมดเชิงสถิติ
- การติดตาม (Tracking) เมื่ออัลกอริทึมของการกรองแบบอะแดปทีฟทำงานในสภาวะที่สัญญาณมีลักษณะแบบ nonstationary อัลกอริทึมต้องสามารถติดตามค่าที่เปลี่ยนแปลงตามเวลานั้นได้ คุณสมบัติของการติดตามของอัลกอริทึมที่ดีได้แก่ 1) อัตราการลู่เข้า และ 2) การกระเพื่อมของสัมประสิทธิ์ที่สถานะอยู่ตัว (Steady-state fluctuation) ของอัลกอริทึม
- Robustness อัลกอริทึมควรมีความทนทานต่อการรบกวนเล็กน้อย (เช่นการรบกวนจากพลังงานเล็ก ๆ ซึ่งอาจเกิดขึ้นจากภายใน หรือภายนอกผู้ตัวกรอง) และควรมีผลเพียงเล็กน้อยต่อการทำงานของอัลกอริทึม
- Computational requirements ได้แก่ 1) จำนวนของการคูณ การหาร การบวก และการลบที่เกิดขึ้นต่อหนึ่งกระบวนการทำซ้ำของอัลกอริทึม 2) ขนาดของหน่วยความจำ (Memory) ที่ใช้สำหรับเก็บข้อมูลและโปรแกรม และ 3) ทรัพยากรที่ต้องใช้ในการวางวิธีการของอัลกอริทึม
- โครงสร้าง (Structure) ของอัลกอริทึม รวมถึงโครงสร้างของการนำข้อมูลเข้าสู่อัลกอริทึม ซึ่งเป็นการกำหนดวิธีการในการสร้างฮาร์ดแวร์ เช่นอัลกอริทึมที่มีโครงสร้างเป็น โมดูล (Module) มีความคล้ายคลึงกัน (Parallelism) และทำงานพร้อมกัน (Concurrency) จะเหมาะสำหรับสร้างด้วย VLSI (Very large-scale integration)
- คุณสมบัติทางระบบตัวเลข (Numerical properties) เมื่ออัลกอริทึมกระทำการทางระบบตัวเลข สัญญาณรบกวนที่เกิดจากการควอนไทซ์ (Quantization errors) ของการแปลงสัญญาณอินพุตแบบ แอนะล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล จะมีผลต่อการคำนวณตัวเลขทางดิจิทัล คุณสมบัติทางตัวเลขนี้ยังสามารถแยกออกเป็น Numerical stability ซึ่งเป็นคุณสมบัติของอัลกอริทึมของการกรองแบบอะแดปทีฟ และ Numerical accuracy คือจำนวนของบิตซึ่งใช้สำหรับข้อมูลและสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง

ตัวกรองความถี่ดิจิทัลแบบปรับตัวได้ (Adaptive digital filter) ได้เข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในงานประมวลผลสัญญาณดิจิทัล เช่น ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม เรดาร์ โซนาร์ และเครื่องมือทางการ

แพทย์ ทั้งนี้เพราะความสามารถในการปรับเปลี่ยนคุณลักษณะของระบบให้สอดคล้องกับสัญญาณที่เข้ามาได้ด้วยตัวเอง ซึ่งจะสามารถทำงานกับสัญญาณที่มีลักษณะเป็น nonstationary ซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงในทางปฏิบัติ ตัวกรองความถี่แบบอะแดปทีฟนั้นมีสองชนิด คือ ตัวกรองอะแดปทีฟแบบ FIR (Finite Impulse Response) และ แบบ IIR (Infinite Impulse Response)



รูปที่ 6.2 การประยุกต์ใช้งานเพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน

ตัวอย่างการนำไปประยุกต์ใช้งานแสดงได้ดังรูปที่ 6.2 เป็นการขจัดสัญญาณรบกวน (Interference cancellation) เมื่อ $d(n)$ คือสัญญาณหลักของระบบ $u(n)$ คืออินพุตของระบบที่เป็นสัญญาณอ้างอิง ซึ่งโดยทั่วไปจะถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน วัตถุประสงค์ของอัลกอริทึมคือ พยายามทำให้ค่า $y(n)$ มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณรบกวนที่สุดเพื่อทำให้ค่า $e(n)$ มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณ $d(n)$ ที่สุด

6.2 ตัวกรองหรือฟิลเตอร์

6.2.1 ทฤษฎีพื้นฐานของอะแดปทีฟฟิลเตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงโครงสร้างทางคณิตศาสตร์สำหรับใช้ในการวิเคราะห์และหาค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึม จุดมุ่งหมายก็คือ เพื่อเป็นจุดเริ่มต้นในการพัฒนาการออกแบบโดยประยุกต์ใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมเพื่อนำไปแก้ปัญหาในทางปฏิบัติ

6.2.2 โครงสร้างของอะแดปทีฟฟิลเตอร์

อะแดปทีฟฟิลเตอร์นั้นจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ให้เหมาะสมกับผลตอบสนองที่ต้องการในเวลาที่เหมาะสม ในการประยุกต์ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์ โดยทั่วไปอาจจะมีสัญญาณหนึ่งอินพุตหรือมากกว่าและผลตอบสนองของสัญญาณที่ต้องการ ซึ่งอาจผ่านหรือไม่ผ่านตัวอะแดปทีฟฟิลเตอร์ก็ได้ อะแดปทีฟฟิลเตอร์โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วย 3 ส่วนหลัก ๆ ดังนี้

โครงสร้างของฟิลเตอร์โดยส่วนของฟิลเตอร์นี้จะใช้วัดสัญญาณอินพุตหนึ่งสัญญาณหรือมากกว่านั้น โครงสร้างของฟิลเตอร์จะเป็นแบบเชิงเส้น ค่าที่สัญญาณเอาต์พุตมีลักษณะรวมกันอย่างเป็นเชิงเส้นของสัญญาณอินพุตที่วัดได้ ในทางกลับกัน โครงสร้างของฟิลเตอร์จะเป็นแบบไม่เชิงเส้น ยกตัวอย่างเช่น ตัวฟิลเตอร์สามารถปรับผลตอบสนองของดิจิตอลฟิลเตอร์แบบ FIR ที่สร้างด้วยโครงสร้างแบบตรงหรือแลตทิสหรือโครงสร้างแบบคาสเคด โครงสร้างต่าง ๆ เหล่านี้จะไม่สามารถเปลี่ยนได้แต่พารามิเตอร์จะถูกปรับเปลี่ยนไปโดยอะแดปทีฟอัลกอริทึม

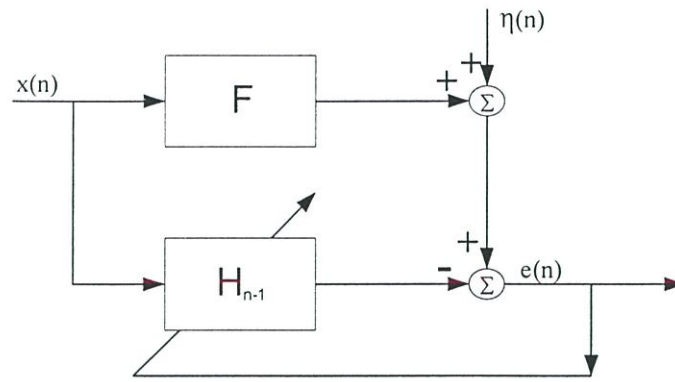
เกณฑ์การหาสมรรถนะสัญญาณเอาต์พุตของอะแดปทีฟฟิลเตอร์และผลตอบสนองที่ต้องการนั้นจะผ่าน กระบวนการของเกณฑ์การหาสมรรถนะ เพื่อให้ได้คุณภาพตามต้องการหรือขึ้นอยู่กับความต้องการของการประยุกต์ใช้งานเฉพาะด้าน ส่วนมากแล้วอะแดปทีฟฟิลเตอร์จะพิจารณาที่ค่าเฉลี่ยกำลังสอง เพราะเป็นคณิตศาสตร์ที่ไม่ยากนักและสามารถนำไปใช้กับระบบที่ออกแบบไว้ใช้ทางปฏิบัติได้

อะแดปทีฟอัลกอริทึมนั้นจะใช้ค่าของเกณฑ์การหาสมรรถนะหรือบางฟังก์ชันของเกณฑ์การหาสมรรถนะและการวัดค่าอินพุตและผลตอบสนองที่ต้องการเพื่อนำไปทำการตัดสินใจว่าจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ของฟิลเตอร์ เพื่อนำไปสู่สมรรถนะที่ดีขึ้น ความซับซ้อนและคุณลักษณะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมขึ้นอยู่กับฟังก์ชันของโครงสร้างของฟิลเตอร์และเกณฑ์การหาสมรรถนะ

ในการออกแบบอะแดปทีฟฟิลเตอร์บางชนิดนั้นมีความจำเป็นต้องทราบข้อมูลเบื้องต้นและลักษณะเฉพาะเจาะจงของการประยุกต์ใช้งานนั้น ๆ ซึ่งข้อมูลดังกล่าวนี้จำเป็นมากสำหรับการออกแบบเพื่อใช้เป็นเกณฑ์ในการกำหนดสมรรถนะและเลือกโครงสร้างของฟิลเตอร์ ขั้นตอนการออกแบบอะแดปทีฟอัลกอริทึมเป็นขั้นตอนที่ยากที่สุดในการออกแบบและการประยุกต์ใช้อะแดปทีฟฟิลเตอร์

6.3 ตัวกรองวินเนอร์ (The wiener filter)

สำหรับปัญหาตัวกรองที่เป็นเชิงเส้นด้วยสัญญาณอินพุตคงที่นั้น อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้อ้างถึงปัญหาการลู่เข้าเช่นเดียวกับตัวกรองวินเนอร์รวมไปถึงการประยุกต์ระบบโมเดลการหาเอกลักษณ์ ซึ่งได้รับการพิจารณาในวิทยานิพนธ์ นั่นคือโมเดลการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน เช่นการประมาณสัญญาณการทำนายและความราบเรียบ ดังรูปที่ 6.3 แสดงปัญหาตัวกรองโดยการกะประมาณการกระตุ้นหรือกระบวนการรบกวนซึ่งสัญญาณอินพุตเป็นตัวกระตุ้น ซึ่งสัญญาณอินพุตดั้งเดิมและสัญญาณอ้างอิงที่มีให้โดยทั่วไปจะรู้ว่าเป็นสัญญาณที่ต้องการ



รูปที่ 6.3 ปัญหาการกรองแบบปรับตัวมาตรฐาน

โดยที่ F คือ ระบบเชิงเส้นที่ไม่ทราบ (ตัวกรอง)

H_{n-1} คือระบบแบบปรับตัวได้ (ตัวกรอง)

$\eta(n)$ คือ สัญญาณรบกวน

$x(n)$ คือ สัญญาณอินพุต

$e(n)$ คือสัญญาณผิดพลาด

ใน ค.ศ 1931 จากการพิจารณาของปัญหาตัวกรอง N.Wiener และ E.Hopf [5] ได้ค้นพบสูตรสำหรับการแก้ปัญหาที่ดีที่สุดสำหรับการประมาณค่าของตัวกรองสำหรับตัวกรองเวลาต่อเนื่องแบบเชิงเส้น ซึ่งสูตรนี้ใช้แก้ปัญหาโดยใช้สมการอินทิกรัล ซึ่งกลายมาเป็นที่รู้จักในสมการ Wiener - Hopf โดยอาศัยการลดขนาดตัวกรองลงให้มากที่สุดคือการลด MSE ของระบบ ซึ่งต่อมา ถูกพัฒนาโดย Levinson ใน ค.ศ. 1947 โดยสร้างสมการ Wiener - Hopf เป็นสัญญาณที่ไม่ต่อเนื่องทางเวลาดังสมการที่ (6.1) คือ

$$Rw_0 = P \quad (6.1)$$

จะได้ว่า

$$w_0 = R^{-1}P \quad (6.2)$$

ที่ w_0 คือ เวกเตอร์ tap-weight ที่ดีที่สุด

R คือ $(N \times N)$ เมตริกซ์อัตโนมัติของ tap สัญญาณอินพุต

และ P คือ $(N \times 1)$ เวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้ามระหว่าง tap สัญญาณอินพุตและผลตอบสนองที่ต้องการ

ตัวกรองวินเนอร์ลดขนาด MSE ของระบบฟังก์ชันจุดประสงค์ (Cost Function) คือเป็นวิธีหนึ่งของการแก้ปัญหาทางคณิตศาสตร์ที่ง่ายที่สุด เฉพาะในกรณีของตัวกรอง FIR

6.4 ตัวประมาณค่าแบบ Least square(LS)

กำหนด data model ของ $x[n]$ เป็นดังสมการ คือ

$$x[n] = \theta S[n], \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.3)$$

เมื่อ θ คือตัวแปรที่ต้องการประมาณ และ $S[n]$ เป็นสัญญาณแบบ deterministic เช่น 1, n หรือ $\sin(2\pi fn)$ ซึ่งถูกส่งมาจาก signal model สังเกตว่า ในสมการของ data model, $x[n]$ จะไม่มีส่วนประกอบของสัญญาณรบกวน $w[n]$ เลย ดังนั้น model สำหรับใช้หาตัวประมาณ จึงใช้ในการประมาณค่าตัวแปรเท่านั้น

ข้อตัดสินใจใช้ในการประมาณค่าของตัวแปรคือ ค่าผิดพลาด (Error) ระหว่าง data model, $x[n]$ และ signal model, $s[n]$

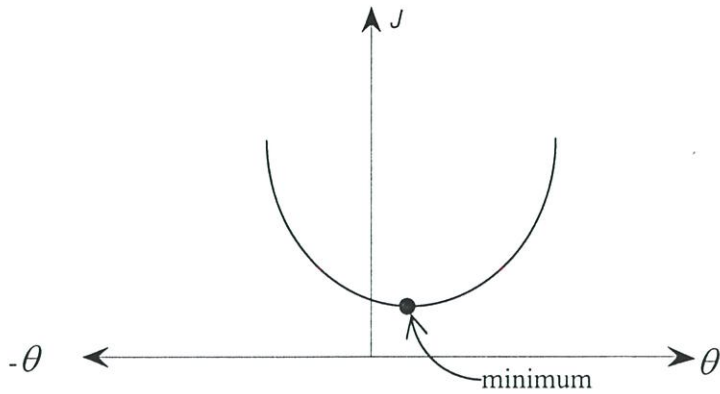
การหาตัวประมาณค่าแบบ LS จะใช้การ minimization ของ cost function, J โดยที่

$$J = \sum_{n=0}^{N-1} e^2[n] \quad (6.4)$$

และค่า minimum ของ J คือ θ ทำให้ค่าอนุพันธ์ของ J เทียบกับ θ มีค่าเป็นศูนย์ นั่นคือ

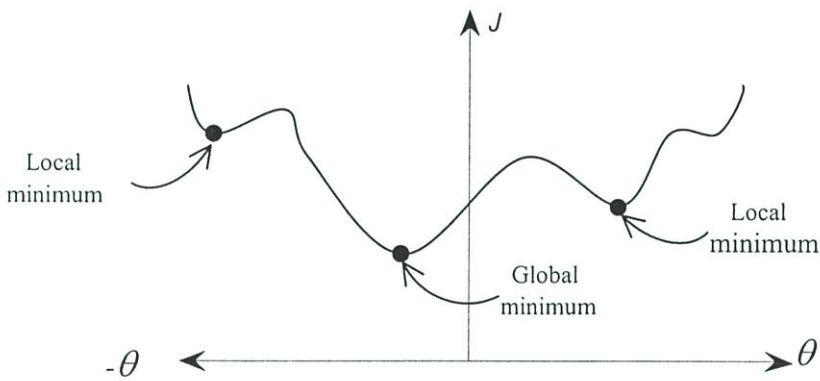
$$\frac{\partial J}{\partial \theta} = 0 \quad (6.5)$$

ถ้าให้ error function เป็นฟังก์ชันแบบเชิงเส้นจะได้ว่า $\frac{\partial^2 J}{\partial \theta^2}$ เป็นค่าบวกอย่างเดียว ดังนั้นจุดที่ θ ทำให้ $\frac{\partial J}{\partial \theta} = 0$ จะเป็นจุดต่ำสุดเพียงจุดเดียว ดังแสดงในรูปที่ 6.4



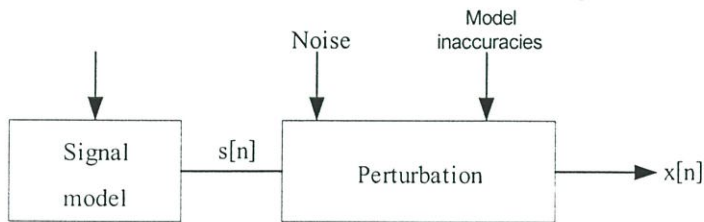
รูปที่ 6.4 Cost function ที่เป็นเชิงเส้นกับ θ

แต่ถ้า error function, $e[n]$ ไม่เป็นเชิงเส้น เช่น $e[n] = x[n] - \cos(2\pi n\theta)$ แล้วจะได้จุดต่ำสุดหลายจุด ดังแสดงในรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 Cost function ที่ไม่เป็นเชิงเส้นกับ θ

ซึ่งขั้นตอนการประมาณจะยุ่งยากมากขึ้น ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะตัวประมาณแบบเชิงเส้นเท่านั้น จาก data model, $x[n]$ ซึ่งสัมพันธ์กับ signal model, $s[n]$ จะมีแผนภาพบล็อกแสดงดังรูปที่ 6.6



รูปที่ 6.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง $x[n]$ กับ $s[n]$

$s[n]$ คือสัญญาณแบบ deterministic ได้มาจาก signal model ซึ่งเป็นฟังก์ชันของ θ ส่วน $x[n]$ หรือ observed data นั่นคือ $s[n]$ ที่ถูกรบกวนด้วยสัญญาณรบกวน และความไม่สมบูรณ์ของ signal model การเลือก LSE (Least Square Error) ก็คือการหาค่า $s[n]$ ที่ใกล้เคียงกับ $x[n]$ มากที่สุด โดยข้อตัดสินใจที่ใช้คือลดค่ากำลังสองของ error function ให้เหลือน้อยที่สุด ค่าผลรวมของ error function ยกกำลังสองนั่นคือ $J(\theta)$ ดังนั้นจะได้ว่า

$$J(\theta) = \sum_{n=0}^{N-1} (x[n] - s[n])^2 \quad (6.6)$$

และจะได้ $\hat{\theta}$ เมื่อ $\hat{\theta}$ นั้นทำให้ $\frac{\partial J(\theta)}{\partial \theta}$ สังเกตว่า ในการหา LSE (Least Square Error) นั้นไม่จำเป็นต้องทราบข้อมูลทางสถิติของข้อมูลที่วัดได้เลย

6.5 Sequential least square

จากที่ผ่านมา จะทำการหา LSE จากข้อมูลที่เป็น N sample ในบางกรณี (ส่วนใหญ่) จะได้ข้อมูลมาจาก sample ซึ่งถูกเก็บมาทีละ sample และต้องการหา LSE ในทันทีทันใด ซึ่งวิธีหา LSE จากข้อมูลที่เก็บไว้แล้ว จำนวน samples เรียกว่า Sequential least square estimator ส่วนวิธีหา LSE จากข้อมูลที่เก็บไว้แล้ว จำนวน N samples เรียกว่า Block-based LSE ตัวอย่างเช่น ต้องการประมาณค่าระดับ DC ในสัญญาณ $x[n]$ โดยที่

$$x[n] = A + w[n], \quad n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (6.7)$$

หรือเขียนในรูป matrix

$$\underline{X} = \underline{A} + \underline{W} \quad (6.8)$$

และจัดอยู่ในรูป

$$\underline{X} = \underline{S} + \underline{W} \quad (6.9)$$

โดยที่

$$\underline{S} = \underline{H}\theta \quad (6.10)$$

เมื่อ

$\underline{\theta}$ = พารามิเตอร์ที่ต้องการประมาณ = \underline{A}

\underline{H} = observation matrix = $\underline{1} = [1 \ 1 \ \dots \ 1]^T$, (length N)

t = transpose จะได้ LSE คือ

$$\begin{aligned}\hat{\theta}_{LS} &= (\underline{H}'\underline{H})^{-1} \underline{H}'\underline{X} \\ &= (\underline{1}'\underline{1})^{-1} \underline{1}'\underline{X} = \frac{\underline{1}'\underline{X}}{\underline{1}'\underline{1}} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n]\end{aligned}\quad (6.11)$$

$\hat{\theta}_{LS}$ เป็นตัวประมาณของ DC สำหรับ $x[0], x[1], \dots, x[N-1]$ ซึ่งเรียกว่าเป็น LSE ของเวลาล่าสุด หรือปัจจุบัน ซึ่งเขียนแทนด้วย $\hat{A}[N-1]$ ดังนั้น

$$\hat{A}[N-1] = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \quad (6.12)$$

หากมีข้อมูลใหม่เข้ามาหรือเรียกว่าเป็น $x[n]$ จะได้ LSE ขณะที่เวลา N เป็น

$$\begin{aligned}\hat{A}[N] &= \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N x[n] \\ &= \frac{1}{N+1} \left(\sum_{n=0}^{N-1} x[n] + x[N] \right) \\ &= \frac{N}{N+1} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] + \frac{1}{N+1} x[N] \\ &= \frac{N}{N+1} \hat{A}[N-1] + \frac{1}{N+1} x[N]\end{aligned}\quad (6.13)$$

$\hat{A}[N]$ นั้นที่แท้แล้วคือ ผลรวมของค่าประมาณเดิม $\hat{A}[N-1]$ และค่าที่วัดได้ใหม่ล่าสุด หากแยก factor ออกมา จะได้

$$\begin{aligned}\hat{A}[N] &= \frac{(N+1)}{(N+1)} \hat{A}[N-1] - \frac{1}{N+1} \hat{A}[N-1] + \frac{1}{N+1} x[N] \\ &= \hat{A}[N-1] + \frac{1}{N+1} (x[N] - \hat{A}[N-1])\end{aligned}\quad (6.14)$$

ซึ่งอยู่ในรูปแบบของ

$$\text{New Estimate} = \text{Old Estimate} + \text{Gain}(\text{Error}) \quad (6.15)$$

หากค่า Sum square error (J) ที่มีค่าน้อยที่สุดจะได้ว่า

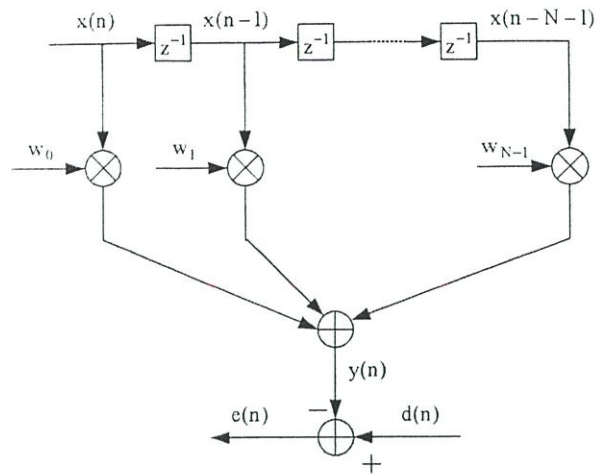
$$\begin{aligned} J_{\min}(N) &= J_{\min}(N-1) + J_{\min}[\text{error}] \\ &= J_{\min}(N-1) + \frac{1}{N+1} \sum_{n=0}^N (x[N] - \hat{A}[N-1])^2 \end{aligned} \quad (6.16)$$

หากวิเคราะห์แล้วจะเห็นว่า สมการ $J_{\min}(N)$ ที่ได้นี้ น่าจะมีความถูกต้อง เนื่องจาก $J_{\min}(N)$ ซึ่งเป็นค่า LSE ของข้อมูล $N+1$ ค่า ควรจะต้องมากกว่า $J_{\min}(N-1)$ เสมอ ย้อนกลับไปดูสมการ $\hat{A}[N]$ พบว่า เทอม $\frac{1}{N+1}$ นั้น มีชื่อเรียกว่าเป็น gain ซึ่ง gain นี้ จะเป็นตัวบอกถึงความน่าเชื่อถือของค่าที่วัดได้ใหม่ $x[n]$ ที่ได้มาว่าควรจะนำมาใช้คำนวณหา LSE หรือไม่

6.6 วิธี Steepest Descent (Method of steepest descent) [5]

ทฤษฎีของ steepest descent เป็นพื้นฐานของการปรับตัวบนพื้นฐานของเกรเดียนต์ (Gradient-based adaptation) ซึ่งจะทำให้การติดตามสัญญาณเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงทางเวลาได้โดยไม่ต้องใช้สมการที่ยุ่งยาก วิธี steepest descent ใช้การทำซ้ำ หรือวิธีการปรับตัวเองในการเปลี่ยนแปลงค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองที่เล็กทีละน้อย ในทิศทางที่ลดค่าของฟังก์ชันจุดประสงค์ที่มากที่สุด โดยการปรับค่าน้ำหนักถ่วงให้ cost function $J(w)$ เป็นฟังก์ชันแบบ continuously differentiable ของค่าถ่วงน้ำหนักที่ไม่ทราบค่า w ต้องการหาค่าที่เหมาะสม w_0 ตามเงื่อนไข

$$J(w_0) \leq J(w) \quad (6.17)$$



รูปที่ 6.7 วงจรกรองแบบทรานสเวอร์ส

จากรูปที่ 6.7 อินพุตของวงจรกรองคือ $x(n)$ ผลตอบสนองที่ต้องการคือ $d(n)$ ซึ่งสมมติเป็นลำดับค่าจริง ค่าสัมประสิทธิ์วงจรกรอง w_0, w_1, \dots, w_{N-1} สมมติให้เป็นค่าจริง ซึ่งสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของเวกเตอร์ได้ตามลำดับดังนี้

$$\mathbf{w} = [w_0 \quad w_1 \quad \dots \quad w_{N-1}]^T \quad (6.18)$$

และ

$$\mathbf{x}(n) = [x(n) \quad x(n-1) \quad \dots \quad x(n-N+1)]^T \quad (6.19)$$

จะได้เอาต์พุตของวงจรกรองเป็น

$$y(n) = \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (6.20)$$

สัญญาณผิดพลาด $e(n)$ คือผลต่างระหว่างค่าตอบที่ต้องการ $d(n)$ และเอาต์พุตของวงจรกรอง $y(n)$

$$e(n) = d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n) = d(n) - \mathbf{x}^T(n) \mathbf{w} \quad (6.21)$$

โดยมีฟังก์ชันจุดประสงค์เป็น

$$\xi = E|e^2(n)| \quad (6.22)$$

จากสมการที่ (6.21) เมื่อยกกำลังสองจะได้

$$e^2(n) = d^2(n) - 2\mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)d(n) - \mathbf{w}^T \mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)\mathbf{w} \quad (6.23)$$

หาค่าคาดหวังของสมการที่ (6.24) ได้ดังนี้

$$\xi = E|e^2(n)| = E|d^2(n)| - 2\mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)d(n)] - \mathbf{w}^T E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)]\mathbf{w} \quad (6.24)$$

นิยามให้เวกเตอร์ \mathbf{p} คือสหสัมพันธ์ข้ามระหว่างผลตอบสนองที่ต้องการ $d(n)$ ซึ่งเป็นสเกลลาร์กับเวกเตอร์อินพุตของวงจรกรอง $\mathbf{x}(n)$

$$\mathbf{p} = E[\mathbf{x}(n)d(n)] = [p_0 \quad p_1 \quad \dots \quad p_{N-1}]^T \quad (6.25)$$

และนิยามให้เมตริกซ์อัตโนมัติของอินพุตเป็น

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{x}(n)\mathbf{x}^T(n)] = \begin{bmatrix} r_{0,0} & r_{0,1} & \dots & r_{0,N-1} \\ r_{1,0} & r_{1,1} & \dots & r_{1,N-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ r_{N-1,0} & r_{N-1,1} & \dots & r_{N-1,N-1} \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

จากค่า \mathbf{p} และ \mathbf{R} ที่นิยามไว้นี้ สามารถเขียนสมการของค่ากำลังสองเฉลี่ยในสมการที่ (6.24) ได้ดังนี้

$$\xi = E|e^2(n)| = E|d^2(n)| - 2\mathbf{w}^T \mathbf{p} + \mathbf{w}^T \mathbf{R} \mathbf{w} \quad (6.27)$$

จากสมการนี้ทำให้ได้ฟังก์ชันจุดประสงค์ ซึ่งมีรูปร่างเป็นพื้นผิวพาราโบล่าหงาย การปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองเพื่อให้ได้ค่าความผิดพลาดต่ำที่สุด ก็คือ การวิ่งวนไปตามพื้นผิวนี้นั้นจนถึงจุดที่ต่ำที่สุด ซึ่งสามารถทำได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์ ∇ ของฟังก์ชันจุดประสงค์นี้

$$\nabla \xi = \left[\frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_0} \quad \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial E[e^2(n)]}{\partial w_n} \right] = -2\mathbf{p} + 2\mathbf{R}\mathbf{w} \quad (6.28)$$

เมื่อให้ $\nabla \xi = 0$ จะได้เวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองที่เหมาะสม w_0 ซึ่งเรียกว่า “Wiener weight vector”

$$w_0 = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{p} \quad (6.29)$$

ตามวิธี steepest descent สามารถหาค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวกรองใหม่ได้ดังนี้

$$w(n+1) = w(n) - \mu \nabla_n \xi \quad (6.30)$$

โดย $w(n)$ เป็นเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ที่การทำซ้ำครั้งที่ n
 μ เป็นค่าก้าวกระโดด
 $\nabla_n \xi$ เป็นเวกเตอร์ของค่าเกรเดียนต์ของ ξ ที่ $w = w(n)$

6.7 อัลกอริทึมแบบ LMP (Least mean p-power error criterion)[41]

ให้นิยามเวกเตอร์ของข้อมูลอินพุต $X(n)$ และพารามิเตอร์เวกเตอร์ของตัวกรอง $W(n)$ ดังนี้

$$X(n) = [x(n)x(n-1)\dots x(n-M+1)]^t \quad (6.31)$$

$$W(n) = [w_1(n)w_2(n)\dots w_M(n)]^t \quad (6.32)$$

ดังนั้น เอาต์พุตของตัวกรอง FIR แบบปรับตัวได้ดังสมการ

$$y(n) = W(n)^t X(n) \quad (6.33)$$

จากสมการที่ (6.33) ที่เขียนอักษร t ไว้ข้างบนแสดงเวกเตอร์หรือทรานสโพสเมตริกซ์ สำหรับ n คือ ในแกนเวลา จากเวกเตอร์น้ำหนัก (weight vector) แสดงโดย $W(n)$ ถ้าเอาต์พุตที่ต้องการขณะ n คือ $d(n)$ สัญญาณผิดพลาด $e(n)$ จะได้สมการ

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (6.34)$$

พารามิเตอร์ตัวกรองถูกปรับดั่งนั้น mean p -power error คือ

$$J = E(|e(n)|^p) \quad (6.35)$$

จะได้ว่าอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้เพื่อจะปรับพารามิเตอร์ตัวกรอง W ตั้งอยู่บนสมมติฐาน least mean p -power error criterion วิธีปรับตัวที่เป็นไปได้วิธีหนึ่งคืออัลกอริทึม steepest descent คือ

$$W(n+1) = W(n) - \mu \frac{\partial J}{\partial W(n)}. \quad (6.36)$$

พารามิเตอร์ μ คือค่าก้าวกระโดด โดยใช้ค่า instaneous ของ J แทนค่าเฉลี่ยทั้งหมด ดังนั้นจะได้สมการ

$$W(n+1) = W(n) - \mu \frac{\partial |e(n)|^p}{\partial W(n)}. \quad (6.37)$$

ซึ่งจาก $|e(n)|^p = (e(n))^p \quad p : \text{even} \quad (6.38)$

$$|e(n)|^p = \text{sgn}(e(n)) \cdot (e(n))^p \quad p : \text{odd} \quad (6.39)$$

จะได้สมการของ

$$\frac{\partial |e(n)|^p}{\partial W(n)} = p(e(n))^{p-1} \frac{\partial e(n)}{\partial W(n)} \quad p : \text{even} \quad (6.40)$$

$$\frac{\partial |e(n)|^p}{\partial W(n)} = p \text{sgn}(e(n)) \cdot (e(n))^{p-1} \frac{\partial e(n)}{\partial W(n)} \quad p : \text{odd} \quad (6.41)$$

$$= p |e(n)|^{p-2} e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial W(n)} \quad (6.42)$$

ดังนั้นนำสมการที่ (6.42) ไปแทนในสมการที่ (6.37) จะได้สมการใหม่ดังนี้

$$W(n+1) = W(n) - \mu p |e(n)|^{p-2} e(n) \frac{\partial |e(n)|}{\partial W(n)}. \quad (6.43)$$

จากเวกเตอร์เกรเดียนต์ที่มีสมการคือ

$$\frac{\partial e(n)}{\partial W(n)} = -X(n) \quad (6.44)$$

ดังนั้นจะได้สมการของอัลกอริทึมแบบ LMP คือ

$$W(n+1) = W(n) + \mu p |e(n)|^{p-2} e(n) X(n). \quad (6.45)$$

เมื่อ $p=1$ แทนค่าในสมการที่ (6.45) จะได้ว่า

$$W(n+1) = W(n) + \mu \frac{e(n)}{|e(n)|} X(n). \quad (6.46)$$

ที่ $\text{sgn}(x) = \frac{x}{|x|}$ จะได้สมการ คือ

$$W(n+1) = W(n) + \mu \text{sgn}(e(n)) X(n). \quad (6.47)$$

6.8 อัลกอริทึมแบบ LMS (Least-mean-square algorithm)[5]

วิธีการปรับตัวของตัวกรองความถี่อะแดปทีฟหรืออะแดปทีฟอัลกอริทึมเป็นวิธีการปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ให้สามารถประมาณความถี่ของสัญญาณเรณดอมที่ปนอยู่ในสัญญาณรบกวนได้คุณสมบัติที่สำคัญของอัลกอริทึมคือการลู่เข้าสู่ค่าที่แท้จริงของสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง (Convergence) และค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ย (Steady-state mean square error: MSE) เพื่อให้ตัวกรองประมาณความถี่ของสัญญาณรบกวนได้เร็ว และถูกต้องมากที่สุด ดังนั้น อะแดปทีฟอัลกอริทึมจึงเป็นส่วนสำคัญที่จะกำหนดประสิทธิภาพของตัวกรองอะแดปทีฟ

อะแดปทีฟอัลกอริทึมมีพารามิเตอร์หนึ่งที่น่าสนใจ ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพของอัลกอริทึมคือ ค่าก้าวกระโดดหรือสเต็ปไซส์ (μ : Step-size) มีผลต่อทั้งความเร็วในการลู่เข้าที่เหมาะสมและค่า MSE ถ้าตัวแปรสเต็ปไซส์เปลี่ยนแปลงไปในทางที่ถูกต้อง ก็จะสามารถเพิ่มประสิทธิภาพของอัลกอริทึมได้ เมื่อสัมประสิทธิ์ของตัวกรองอยู่ห่างไกลจากค่าที่เหมาะสม ตัวแปรสเต็ปไซส์ควรจะมีค่ามากเพื่อให้การลู่เข้าของสัมประสิทธิ์ของตัวกรองเร็ว และตัวแปรสเต็ปไซส์ควรจะมีค่าน้อย เมื่อสัมประสิทธิ์ของตัวกรองเข้าใกล้ค่าที่เหมาะสม เพื่อลดค่าความแปรปรวน ดังนั้นเทคนิคการปรับสเต็ปไซส์ [5-9] จึงเป็นเทคนิคที่น่าสนใจ เนื่องจากสามารถเพิ่มความเร็วในการลู่เข้าให้กับตัวกรองอะแดปทีฟแล้ว ยังลดค่าความผิดพลาดเฉลี่ยกำลังสอง MSE และได้ค่าความถูกต้องของคำตอบด้วย

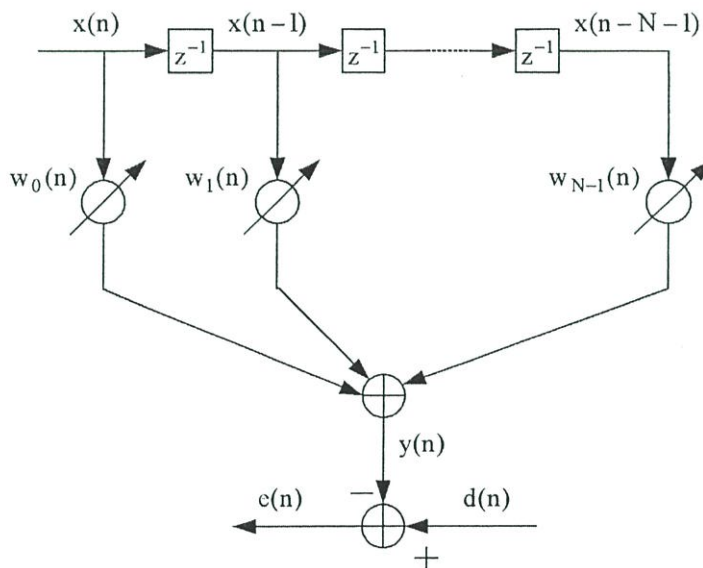
อัลกอริทึม LMS เป็นอัลกอริทึมที่ได้รับความนิยมสำหรับเทคนิคตัวกรองที่ปรับตัวได้เนื่องจากความง่ายและตัวเลขที่มีความแม่นยำ อย่างไรก็ตามก็ยังคงเป็นอัลกอริทึมที่มีการลู่เข้าช้าถ้าเส้นทางเสียงสะท้อนที่มีระยะทางไกลและสัญญาณเสียงไม่คงที่และมีความสัมพันธ์สูงและตัวเลขของค่าสัมประสิทธิ์ตัวกรองมีค่าขนาดใหญ่ตามที่เราต้องการ

อัลกอริทึม LMS ปรับตัวได้โดยปรับค่าก้าวกระโดดถูกพัฒนาโดยการเพิ่มความเร็วในการลู่เข้าและความแม่นยำสูงของระบบ [6-9]

อัลกอริทึมแบบ LMS นี้จัดอยู่ในตระกูลของอัลกอริทึมแบบ stochastic gradient อัลกอริทึมแบบ LMS นี้เป็นอัลกอริทึมที่ง่ายไม่ต้องการฟังก์ชันที่ยู่ยากหรือการกระทำทางเมตริกซ์ ดังนั้นอัลกอริทึมนี้จึงเป็นอัลกอริทึมมาตรฐานที่ใช้ทั่วไปอัลกอริทึมหนึ่ง ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์ของวงจร} \\ \text{กรองที่ปรับค่าแล้ว} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัมประสิทธิ์ของ} \\ \text{วงจรกรองเดิม} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \text{ค่าช่วงก้าว} \\ \text{สำหรับ} \\ \text{การประมาณค่า} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{เวกเตอร์} \\ \text{สัญญาณอินพุต} \\ \text{ของวงจรกรอง} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{ค่าผิดพลาด} \\ \text{จากการ} \\ \text{ประมาณ} \end{bmatrix}$$

อัลกอริทึมแบบ LMS จะใช้ข้อมูลที่มีอยู่สำหรับการประมาณค่าเกรเดียนต์ที่ขณะเวลาใด ๆ ของวิธี steepest descent ระเบียบวิธี LMS จะใช้ค่าผลคูณของเวกเตอร์สัญญาณกับค่าความผิดพลาดเป็นค่าประมาณของเกรเดียนต์เวกเตอร์จริง



รูปที่ 6.8 ตัวกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แทป

จากรูปที่ 6.8 แสดงตัวกรองแบบปรับตัวได้แบบทรานเวอร์ส N แท้ป อินพุตของตัวกรอง คือ $x(n)$ ผลตอบที่ต้องการคือ $d(n)$ และจะได้เอาต์พุตของตัวกรองเป็น

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} w_i(n) x(n-i) \quad (6.48)$$

สัญญาณผิดพลาด $e(n)$ คือผลต่างระหว่างคำตอบที่ต้องการ $d(n)$ และเอาต์พุตของตัวกรอง $y(n)$

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (6.49)$$

สำหรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองหรือค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง $w_0(n), w_1(n), \dots, w_{N-1}(n)$ สามารถปรับเปลี่ยนได้ โดยเวกเตอร์ของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง $w(n)$ คือ

$$w(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{N-1}(n)]^T \quad (6.50)$$

อะแดปทีฟอัลกอริทึมโดยทั่วไปมีจุดประสงค์เพื่อปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองให้ค่าผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยมีค่าต่ำที่สุด เมื่อให้อินพุตของตัวกรอง $x(n)$ และผลตอบที่ต้องการ $d(n)$ เป็น statistically stationary คือมีค่าไม่ขึ้นกับเวลาและให้ค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองมีค่าคงที่ค่าหนึ่ง อัลกอริทึมแบบ LMS เป็นวิธีการในทางปฏิบัติในการหาค่าประมาณใกล้เคียงของผลเฉลยของสมการดังกล่าวในเวลาจริง (Real time) โดยไม่ต้องคำนวณฟังก์ชันสหสัมพันธ์ (Correlation function) และไม่ต้องหาเมตริกซ์ผกผัน สามารถปรับค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของตัวกรองได้ดังนี้

$$w(n+1) = w(n) - \mu \nabla e^2(n) \quad (6.51)$$

โดย μ คือค่าก้าวกระโดด (Step size) และ ∇ เป็นการกระทำของเกรเดียนต์นิยมโดย

$$\nabla = \left[\frac{\partial}{\partial w_0} \quad \frac{\partial}{\partial w_1} \quad \dots \quad \frac{\partial}{\partial w_{N-1}} \right]^T \quad (6.52)$$

ที่ตำแหน่ง i ของเวกเตอร์เกรเดียนต์ $\nabla e^2(n)$

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = 2e(n) \frac{\partial e(n)}{\partial w_i} \quad (6.53)$$

แทนสมการที่ (6.48) ในสมการที่ (6.53) และเนื่องจาก $d(n)$ ไม่ได้ขึ้นกับ w_i จะได้ว่า

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n) \frac{\partial y(n)}{\partial w_i} \quad (6.54)$$

แทน $y(n)$ จากสมการที่ (6.48) จะได้ว่า

$$\frac{\partial e^2(n)}{\partial w_i} = -2e(n)x(n-i) \quad (6.55)$$

จากสมการที่ (6.52) และ (6.55) จะได้ว่า

$$\nabla e^2(n) = -2e(n)x(n) \quad (6.56)$$

เมื่อ $x(n) = [x(n) \ x(n-1) \ \dots \ x(n-N+1)]^T$ แทนสมการที่ (6.34) ในสมการที่ (6.29)

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n)x(n) \quad (6.57)$$

ซึ่งสามารถสรุปได้ว่า อัลกอริทึม LMS ประกอบด้วยกระบวนการพื้นฐาน 2 กระบวนการ ดังนี้

1. กระบวนการกรอง (Filtering process)

- คำนวณผลตอบของตัวกรองแบบทรานเวอร์ส์ได้

เอาต์พุตของตัวกรอง :

$$y(n) = w^T(n)x(n) \quad (6.58)$$

- คำนวณหาค่าผิดพลาดในการประมาณได้

ค่าผิดพลาดในการประมาณ :

$$e(n) = d(n) - y(n) \quad (6.59)$$

2. กระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ (Adaptive process)

ทำการปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองอย่างอัตโนมัติตามค่าผิดพลาดในการประมาณที่หาได้จากกระบวนการกรอง ดังสมการ

$$w(n+1) = w(n) + 2\mu e(n)x(n) \quad (6.60)$$

ค่าเกรเดียนต์เวกเตอร์ $\nabla \xi$ ในวิธีของ steepest descent สามารถประมาณได้ด้วย $e(n)x(n)$ หรือกล่าวได้ว่า expectation operator ได้ถูกนำออกไปจากสมการในวิธี steepest descent ซึ่งการประมาณเกรเดียนต์เวกเตอร์โดยการละ expectation operator นี้ทำให้เกิดผลความมา คือ ในการคำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรองแต่ละครั้งจะได้รับผลจากสัญญาณรบกวนแบบเกรเดียนต์ (Gradient noise) ดังนั้นการคำนวณโดยอัลกอริทึม LMS จะมีการเคลื่อนไหวย่างสุ่มรอบ ๆ ค่าต่ำสุดของพื้นผิวความผิดพลาด (Error surface) หรือลู่เข้าสู่ค่าเฉลี่ยแทนที่จะลู่เข้าสู่จุดต่ำสุดอย่างแท้จริง

เนื่องจากอัลกอริทึม LMS ใช้กระบวนการป้อนกลับในการทำงาน ดังนั้นจึงต้องคำนึงถึงเสถียรภาพของระบบด้วย ซึ่งเกณฑ์ที่จะทำให้เกิดเสถียรภาพนี้คือ

$$\xi(n) \rightarrow \xi(\infty) \text{ เมื่อ } n \rightarrow \infty \quad (6.61)$$

เมื่อ $\xi(n)$ คือ ค่าความผิดพลาดกำลังสองเฉลี่ยของอัลกอริทึม LMS ที่เวลา n และค่าที่สภาวะอยู่ตัวของอัลกอริทึม LMS $\xi(\infty)$ เป็นค่าคงที่ ค่าเฉลี่ยกำลังสองจะลู่เข้าที่สภาวะอยู่ตัวเมื่อเป็นไปตามเกณฑ์นี้ สำหรับอัลกอริทึม LMS นั้น ค่าก้าวกระโดด μ ที่เหมาะสมซึ่งเป็นไปตามเงื่อนไขเกี่ยวกับโครงสร้างไอเกน (Eigen structure) ของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ของอินพุตจะทำให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองลู่เข้าตามเกณฑ์ดังกล่าวได้

ความแตกต่างระหว่างค่าที่สภาวะอยู่ตัว $\xi(\infty)$ และค่าต่ำที่สุด ξ_{\min} ที่ได้จากผลเฉลี่ยของ Wiener เรียกว่า excess mean-squared error หรือ $\xi_{ex}(\infty)$ ความแตกต่างนี้แสดงถึงสิ่งที่จะต้องสูญเสียไปในกระบวนการปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองโดยใช้อัลกอริทึม LMS แทนที่จะใช้วิธี steepest descent

Misadjustment คือ อัตราส่วนระหว่าง $\xi(\infty)$ กับ ξ_{\min} เป็นค่าที่แสดงว่าผลตอบที่สถานะอยู่ตัวของอัลกอริทึม LMS อยู่ห่างจากผลเฉลี่ยของ Wiener มากน้อยแค่ไหน และสามารถกำหนดค่า misadjustment นี้ให้มีค่ามากน้อยตามต้องการได้ โดยขึ้นอยู่กับค่าก้าวกระโดดที่ใช้ในอัลกอริทึม LMS สำหรับค่าก้าวกระโดดต่ำ ๆ นั้น กระบวนการปรับจะดำเนินไปค่อนข้างช้า และผลจากสัญญาณรบกวนแบบเกรเดียนต์ของสัมประสิทธิ์ของตัวกรองถูกกรองออกไปมาก ซึ่งจะส่งผลในการลด misadjustment ด้วย แต่ถ้าใช้ค่าก้าวกระโดดสูง ๆ กระบวนการนี้จะเร็วขึ้น แต่ค่า misadjustment ก็จะสูงขึ้นเช่นเดียวกัน ดังนั้นการใช้อัลกอริทึม LMS ต้องให้ความสนใจกับค่าก้าวกระโดดเป็นอย่างมากเพราะค่าก้าวกระโดดที่ใช้ใน

อัลกอริทึม LMS นี้จะมีค่าคงที่ตลอดกระบวนการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ด้วยเหตุนี้จึงมีผู้พัฒนาวิธีการใหม่ๆ ให้มีการปรับค่าก้าวกระโดดนี้ในขณะที่กระบวนการกำลังดำเนินการ เพื่อให้ผลตอบของตัวกรองใช้เวลาเข้าสู่ค่าที่ถูกต้องเร็วขึ้น และมีความถูกต้องมากขึ้นด้วย

6.9 อะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ใช้ในการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ โดยการใช้ อะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ทำการตัดแปลงจากอัลกอริทึมแบบ LMS [5] คือ อัลกอริทึมแบบ VSS (Variable step-size algorithm) RVSS (Robust variable step-size algorithm) และ NRVSS (Noise-robust variable step-size algorithm) โดยจะนำใช้ร่วมกับ โครงสร้างของ FIR รูปแบบโดยตรง อย่งไรก็ตามข้อพิจารณาในการใช้อัลกอริทึมได้กล่าวไว้ข้างต้นแล้ว

6.9.1 อัลกอริทึมแบบ VSS (Variable step-size algorithm) [9]

หลักการทํางานของอัลกอริทึมแบบ VSS (Variable step-size algorithm) นี้อยู่บนพื้นฐานของ อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ซึ่งเป็นการปรับค่าก้าวกระโดดให้มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา เป็นการปรับค่าตัวแปรเพื่อใช้ในการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง โดยการปรับปรุ่ค่าถ่วงน้ำหนัก ซึ่งเป็นไปตามสมการดังนี้

$$w(n+1) = w(n) + \mu(n)e(n)x(n) \quad (6.62)$$

โดยที่ $\mu(n)$ คือพารามิเตอร์ค่าก้าวกระโดดที่ปรับค่าได้

ในการปรับค่าก้าวกระโดด $\mu(n)$ เพื่อใช้ในการควบคุมสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS นั้นถ้าอัตราการเรียนรู้ของอัลกอริทึม LMS เร็ว จะทำให้ค่าก้าวกระโดดมีค่ามาก แต่ค่าความผิดพลาดก็จะเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นจึงได้มีการนำเสนออะแดปทีฟอัลกอริทึม VSS ซึ่งเป็นอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบที่มีการปรับเปลี่ยนค่าก้าวกระโดด จึงเป็นอัลกอริทึมที่มีประโยชน์เมื่อสัมประสิทธิ์ตัวกรองสามารถแก้ปัญหาค่าเหมาะสมที่สุดโดยการปรับค่าก้าวกระโดดให้มีขนาดเล็ก จะทำให้ค่าความถูกต้องของคำตอบ (Misadjustment) มีค่าอยู่ในระดับต่ำ แต่สมรรถนะของอัลกอริทึมที่ปรับค่าก้าวกระโดดได้ จะมีความไวต่อเสียงรบกวนในสิ่งแวดล้อมโดยรอบ ซึ่งมีค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนในอัตราต่ำ

ในบทความที่ [9] เป็นอัลกอริทึมแบบ Variable step-size เป็นการปรับความเร็วในการลู่เข้าให้เร็วขึ้น โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตในการควบคุมกระบวนการในการปรับตัว ซึ่งอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้มีสมการดังนี้

$$p(n) = \sigma p(n-1) + (1-\sigma)y^2(n) \quad (6.63)$$

โดยที่ σ คือ ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1 เพื่อการประมาณค่าที่ดีควรมีค่าเข้าใกล้ 1 สำหรับสมการปรับค่าก้าวกระโดดคือ

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n) \quad (6.64)$$

ซึ่งสมการ (6.64) นี้ในตอนเริ่มต้น $p^2(n)$ จะมีค่าสูงสุด ทำให้ฟังก์ชัน $\mu(n)$ มีค่าสูงสุดด้วย และประสิทธิภาพการหาค่าตอบทำได้รวดเร็ว หลังจากเข้าสู่ใกล้ค่าคำตอบที่ต้องการแล้ว $p^2(n)$ จะมีค่าต่ำสุด และทำให้ฟังก์ชัน $\mu(n)$ มีค่าต่ำสุดด้วย

โดยที่ α, γ เป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 พารามิเตอร์เหล่านี้สำหรับกำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางที่เกิดเสียงสะท้อนจริง

6.9.2 อัลกอริทึมแบบ RVSS (Robust variable step-size algorithm) [7]

หลักการการทำงานของอัลกอริทึมแบบ RVSS (Robust variable step-size algorithm) นี้อยู่บนพื้นฐานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS เป็นอัลกอริทึมแบบที่มีการปรับค่าก้าวกระโดด โดยการประมาณค่าของอัตราส่วนสัมพัทธ์ระหว่างค่าความผิดพลาดในปัจจุบันคือ $e(n)$ และค่าความผิดพลาดในอดีต คือ $e(n-1)$ ในการควบคุมการปรับค่าก้าวกระโดด คือ $e(n)e(n-1)$ โดยมีสมการดังนี้

$$p(n) = \beta p(n-1) + (1-\beta)e(n)e(n-1). \quad (6.65)$$

ซึ่งค่าพารามิเตอร์ β คือ ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1 เพื่อการประมาณค่าที่ดีควรมีค่าเข้าใกล้ 1

ส่วนการกำหนดให้มีการลู่เข้าที่เร็วขึ้น ต้องกำหนดค่าเริ่มต้นของค่าก้าวกระโดด ($\mu(n)$) ให้มีค่ามาก ถ้าจะให้ค่าความถูกต้องของคำตอบมีค่าน้อย ซึ่งเข้าใกล้จุดที่ดีที่สุด จะต้องทำให้ค่าก้าวกระโดด ($\mu(n)$) มีค่าสุดท้ายที่น้อย ซึ่งสามารถกำหนดค่าการปรับปรุงค่าก้าวกระโดดได้ดังสมการ

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n) \quad (6.66)$$

ในการปรับปรุงค่าก้าวกระโดด ($\mu(n)$) นั้น ผลกระทบของสัญญาณเสียงสะท้อนจะไม่มีความสัมพันธ์กันในการปรับค่าก้าวกระโดด จึงทำให้มีการปรับตัวให้ค่าความผิดพลาดน้อยลง

6.9.3 อัลกอริทึมแบบ NRVSS (Noise-Robust variable step-size algorithm)[8]

หลักการทํางานของอัลกอริทึมแบบ NRVSS (Noise-robust variable step-size algorithm) นี้อยู่บนพื้นฐานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS เป็นอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบที่มีการปรับค่าก้าวกระโดด โดยการประมาณค่าของอัตราสัมพันธ์ระหว่างค่าสัญญาณเอาต์พุตในปัจจุบันคือ $y(n)$ และสัญญาณเอาต์พุตในอดีต คือ $y(n-1)$ และใช้พลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมความเร็วของกระบวนการในการปรับตัว โดยอาศัยอัลกอริทึมนี้ภายใต้เงื่อนไขความเร็วของการลู่เข้าที่เร็วและมีสมรรถนะที่สูงในอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ยังคงมีระดับต่ำและสามารถอธิบายโดยใช้การปรับค่าก้าวกระโดดในโดเมนของเวลา ซึ่งการใช้การปรับค่าก้าวกระโดด ($\mu(n)$) นั้นเป็นการปรับความเร็วในการลู่เข้าให้เร็วขึ้น โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว ซึ่งอัลกอริทึมแบบปรับตัวได้มีสมการดังนี้

$$p(n) = \sigma p(n-1) + (1-\sigma)y^2(n) \quad (6.67)$$

σ คือ ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1

เนื่องจากการจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท ผลกระทบของสัญญาณเสียงสะท้อนจะไม่มีความสัมพันธ์กันกับการปรับค่าก้าวกระโดด ทำให้ค่าความถูกต้องของคำตอบ (Misadjustment) มีค่าต่ำและการปรับค่าก้าวกระโดดลดลง เมื่อเข้าใกล้จุดเหมาะสมที่สุดเรียบที่สุดของสัญญาณรบกวนซึ่งในการประมาณค่าการเปลี่ยนแปลงของเวลาของอัตราสัมพันธ์ คือ $y(n) \cdot y(n-1)$ ซึ่งสามารถกำหนดได้ดังสมการ

$$g(n) = \lambda g(n-1) + (1-\lambda)y(n) \cdot y(n-1) \quad (6.68)$$

λ คือ ค่าคงที่ที่เป็นบวกซึ่งอยู่ในช่วงระหว่าง 0 ถึง 1

โดยที่ $g(n)$ คือตัวควบคุมการปรับค่าก้าวกระโดด ($\mu(n)$) สำหรับสมการปรับค่าก้าวกระโดดสามารถกำหนดได้ดังสมการ

$$\mu(n+1) = \alpha\mu(n) + \gamma p^2(n)g^2(n) \quad (6.69)$$

ในการปรับปรุงค่าก้าวกระโดด ($\mu(n)$) นั้นโดยใช้ค่า $g(n)$ ที่เป็นตัวควบคุมการปรับค่าก้าวกระโดด ทำให้มีการปรับตัวให้ค่าความผิดพลาดน้อยลง

6.10 สรุป

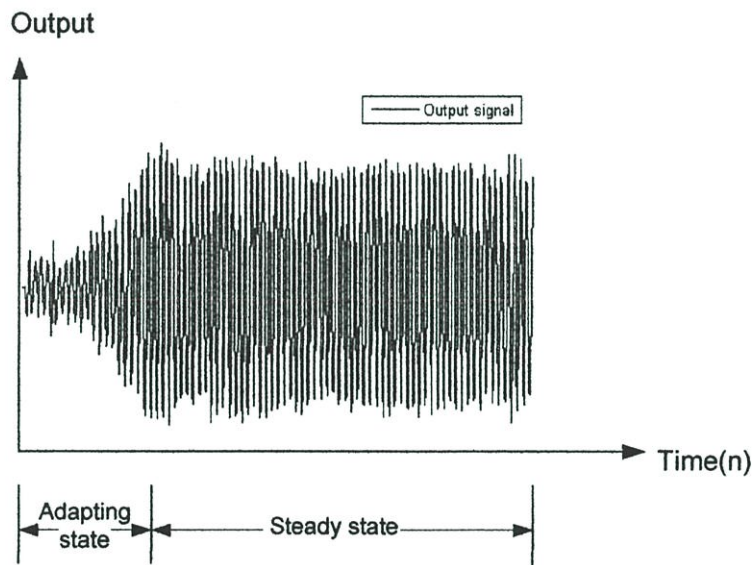
ในบทนี้ได้กล่าวถึงตัวกรองแบบอะแดปทีฟ FIR ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ โดยเริ่มจากแนวความคิดของการจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ โดยใช้ตัวกรองแบบอะแดปทีฟพื้นฐานของตัวกรองแบบอะแดปทีฟ คือการนำเอาสัญญาณผิดพลาดของตัวกรองมาใช้ เพื่อปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง เพื่อให้สัมพันธ์กับสภาพของสัญญาณ สิ่งที่สำคัญของตัวกรองแบบอะแดปทีฟคืออัลกอริทึมในการปรับตัว คุณสมบัติของอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่มีประสิทธิภาพคือสามารถปรับตัวได้เร็ว และถูกต้อง สามารถติดตามสัญญาณที่เปลี่ยนแปลงได้ มีความทนทานต่อการรบกวน มีความซับซ้อนในการคำนวณน้อย รวมถึงโครงสร้างที่น่าสนใจของตัวกรองแบบอะแดปทีฟ คือ โครงสร้างที่สามารถทำให้การทำงานและการควบคุมประสิทธิภาพของอัลกอริทึมง่ายขึ้น วิธีการปรับตัวของตัวกรองสามารถแบ่งออกได้เป็นสองแบบคือ Stochastic gradient approach และ Least-squares estimation โดยใช้พื้นฐานของ Steepest descent จะเป็นวิธีที่ง่าย ไม่ต้องใช้สมการที่ยุ่งยาก ใช้วิธีการปรับสัมประสิทธิ์โดยการใส่ cost function ของสัมประสิทธิ์ของตัวกรอง ตัวอย่างของอัลกอริทึมที่อยู่ในตระกูลของ gradient-based คือ อัลกอริทึมแบบ LMS ซึ่งเป็นอัลกอริทึมที่ง่ายและให้ประสิทธิภาพที่น่าพอใจ

อัลกอริทึมที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์เป็นการนำอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ปรับปรุงมาจากอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ซึ่งให้ความเร็วในการปรับตัวเร็วกว่าอัลกอริทึมแบบเดิม โดยนำอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS เป็นอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่มีการปรับความเร็วในการลู่เข้าให้เร็วขึ้น โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว ส่วนอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ Robust variable step-size (RVSS) นั้นเป็นการปรับปรุงอัลกอริทึมแบบ VSS คือ มีการปรับค่าก้าวกระโดด โดยการประมาณค่าของอัตราสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณค่าความผิดพลาดในปัจจุบันคือ $e(n)$ และค่าความผิดพลาดในอดีต คือ $e(n-1)$ เพื่อลดความแปรปรวน ซึ่งเกิดจากการปรับตัวแปรที่ใช้ควบคุมการปรับค่าก้าวกระโดด ทำให้ลดค่าความผิดพลาดให้น้อยลงด้วย และอะแดปทีฟอัลกอริทึมสุดท้ายคืออะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ Noise-robust variable step-size (NRVSS) คือมีการปรับค่าก้าวกระโดด โดยการประมาณค่าของอัตราสัมพันธ์ระหว่างค่าสัญญาณเอาต์พุตในปัจจุบันคือ $y(n)$ และสัญญาณเอาต์พุตในอดีต คือ $y(n-1)$ และใช้พลังงานของสัญญาณเอาต์พุต ในการควบคุมความเร็วของกระบวนการในการปรับตัว โดยอาศัยอะแดปทีฟอัลกอริทึมนี้ภายใต้เงื่อนไขความเร็วของการลู่เข้าที่เร็วและมีสมรรถนะที่สูงซึ่งสามารถนำไปใช้ในการจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ได้

บทที่ 7

ผลการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึง ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึม โดยเปรียบเทียบการทำงานของอัลกอริทึมปรับตัวแบบปรับค่าก้าวกระโดด (Variable step-size) ทั้ง 3 แบบ คือ อัลกอริทึมแบบ VSS (Variable step-size algorithm) อัลกอริทึมแบบ RVSS (Robust variable step-size algorithm) และอัลกอริทึมแบบ NRVSS (Noise-robust variable step-size algorithm) ทดสอบการทำงานโดยการจำลองการทำงาน (Simulation) โดยใช้โปรแกรม MATLAB ในการจำลองการทำงาน ของอัลกอริทึมปรับตัวแบบปรับค่าก้าวกระโดดทั้ง 3 แบบ ที่นำเสนอในบทที่ 6 ในหัวข้อ 6.9 นั้น นำเสนอเพื่อเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมกับอัลกอริทึมเดิม ซึ่งเป็นแบบปรับค่าก้าวกระโดดคงที่ ซึ่งทั้งหมดอยู่บนพื้นฐานของอัลกอริทึมแบบ LMP [42] และอัลกอริทึมแบบ LMS [5] ซึ่งอัลกอริทึมที่ดีควรมีประสิทธิภาพ คือ สามารถปรับตัวเพื่อหาคำตอบของสัมประสิทธิ์ได้อย่างรวดเร็ว และมีความถูกต้อง นอกจากนั้นแล้วยังควรทนทานต่อสัญญาณรบกวนได้ดีอีกด้วย

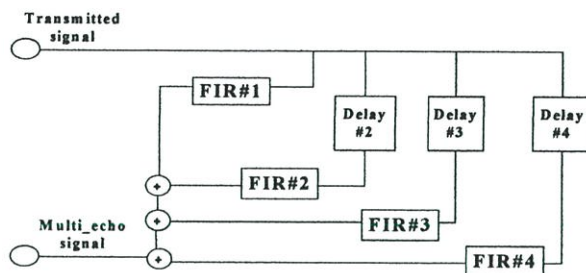


รูปที่ 7.1 ลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตขณะเกิดการปรับตัวของอัลกอริทึม

จากรูปที่ 7.1 แสดงลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตขณะเกิดการปรับตัวของอัลกอริทึม จะเห็นได้ว่าการทำงานของระบบจะมีช่วงการทำงานที่สำคัญสองช่วง คือ ช่วงปรับตัวของอัลกอริทึม (Adapting-state) สัญญาณในช่วงแรกจะเป็นสัญญาณสุ่ม (Random) ที่เป็นสัญญาณรบกวนปนอยู่ในสัญญาณเสียงสะท้อน และ อัลกอริทึมจะทำการปรับตัวเพื่อปรับสัมประสิทธิ์ของตัวกรองให้เข้า

ใกล้ค่าที่แท้จริง ช่วงนี้ค่าของสัมประสิทธิ์ควรจะปรับตัวอย่างรวดเร็ว เพื่อเข้าใกล้ค่าที่แท้จริงของสัมประสิทธิ์เร็วที่สุด และช่วงที่สองคือการประมาณค่าของอัลกอริทึมเข้าใกล้ค่าที่แท้จริงของสัมประสิทธิ์ (Steady-state) แสดงว่าสัมประสิทธิ์ได้เข้าใกล้ค่าที่แท้จริงแล้ว การเปลี่ยนแปลงของสัมประสิทธิ์ควรจะน้อยที่สุด เพื่อลดการแปรปรวนของสัมประสิทธิ์

สำหรับการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์นั้น ใช้โมเดลในรูปที่ 7.2 [4] และการกำหนดค่าเฉพาะ ซึ่งแสดงในตารางที่ 1 เป็นการสร้างสัญญาณเสียงสะท้อน



รูปที่ 7.2 โมเดลของสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในสายโทรศัพท์

ตารางที่ 7.1 ค่าหน่วงเวลาและกำลังงาน

Noise input	Amplitude (dBm)	Delay (msec)
Transmitted	-9	0
First reflection	-21	0
Second reflection	-27	5
Third reflection	-33	35
Fourth reflection	-39	40

สำหรับผลของการจำลอง มีการใช้พารามิเตอร์ในระบบดังนี้คือ

อัตราสุ่ม (Sampling rate) = 8000 Hz

ลำดับของตัวกรองต่ำผ่าน FIR = 7

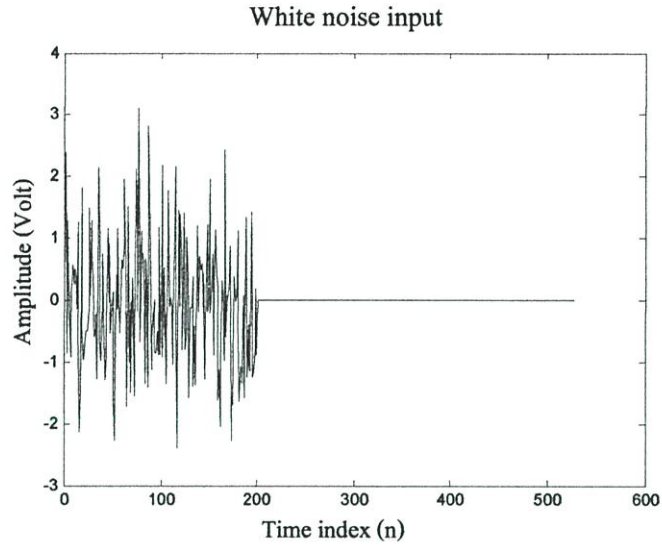
ความยาวของเสียงรบกวน $x(k) = 200$ samples

ความยาวของเสียงสะท้อน $y(k) = 527$ samples ของค่าหน่วงเวลา 40 มิลลิวินาที

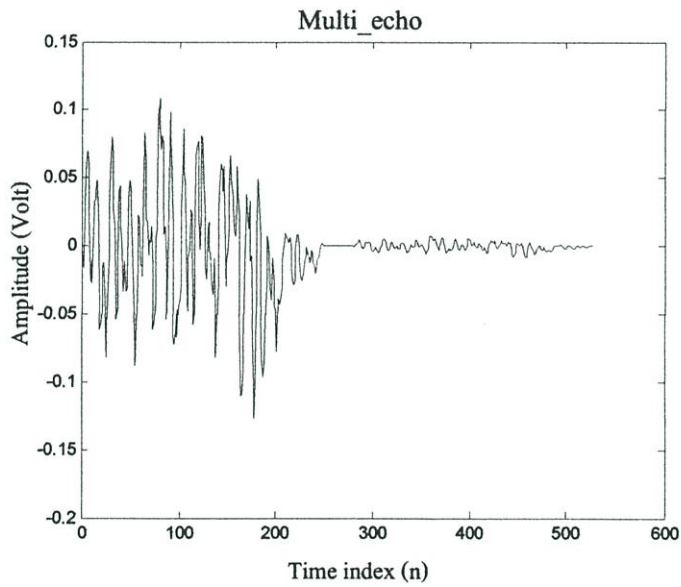
สำหรับค่าสัญญาณรบกวนสุ่ม (Random noise) ที่เป็นสัญญาณปลายทางด้านใกล้ (Near-end signal)

โดยกำหนดค่า SNR = 40 dB

รูปที่ 7.3 แสดงสัญญาณรบกวนแบบขาวและสัญญาณเสียงรบกวน โดยที่ รูปที่ 7.3(a) แสดงสัญญาณรบกวนแบบขาว และรูปที่ 7.3(b) แสดงสัญญาณเสียงสะท้อนที่สร้างขึ้น



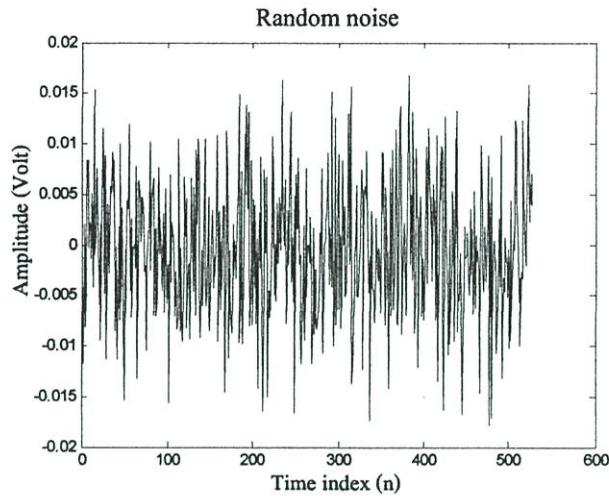
(a) สัญญาณรบกวนแบบขาว



(b) สัญญาณเสียงสะท้อนที่สร้างขึ้น

รูปที่ 7.3 สัญญาณรบกวนแบบขาวและสัญญาณเสียงสะท้อน

รูปที่ 7.4 แสดงสัญญาณรบกวนสุ่ม (Random noise) ที่เป็นสัญญาณปลายทางด้านใกล้ (Near-end signal) โดยกำหนดค่า SNR = 40 dB



รูปที่ 7.4 สัญญาณรบกวนสุ่ม

เมื่อสร้างสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ตาม โมเดลรูปที่ 7.2 แล้ว นำมารวมกับสัญญาณเสียง ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนสุ่มที่เป็นสัญญาณปลายทางด้านใกล้มาเข้าสู่ วงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ ซึ่งใช้โครงสร้างตัวกรองแบบ FIR มีจำนวนอันดับของวงจรกรองเป็น 128 แท็บ โดยใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัวได้ จะสังเคราะห์ โดยการจำลองเสียงสะท้อนที่มีอยู่จริงและนำมาจัดสัญญาณเสียงสะท้อนที่รวมกันระหว่าง สัญญาณเสียงสะท้อนและสัญญาณเสียง ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนสุ่มที่เป็นสัญญาณปลายทางด้าน ใกล้ ผลที่ได้ คือ ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อน ซึ่ง สามารถทำการเปรียบเทียบผลของการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแต่ละแบบ โดยใช้เงื่อนไข ในการทดสอบให้เหมือนกัน ซึ่งจะทำได้ทำให้สามารถเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมแต่ละแบบ ได้อย่างชัดเจนได้จำลองการทำงานดังนี้

ในหัวข้อที่ 7.1 เป็นการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอัลกอริทึม โดยพิจารณาขนาดของ สัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP ($p = 1$) กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่เปรียบเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP ($p = 1$) โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบปรับค่าก้าวกระโดดทั้ง 3 แบบ ซึ่งจะอธิบายไว้ในหัวข้อ 7.2

ในหัวข้อที่ 7.3 เป็นการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอัลกอริทึม โดยพิจารณาขนาดของ สัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS กำหนด

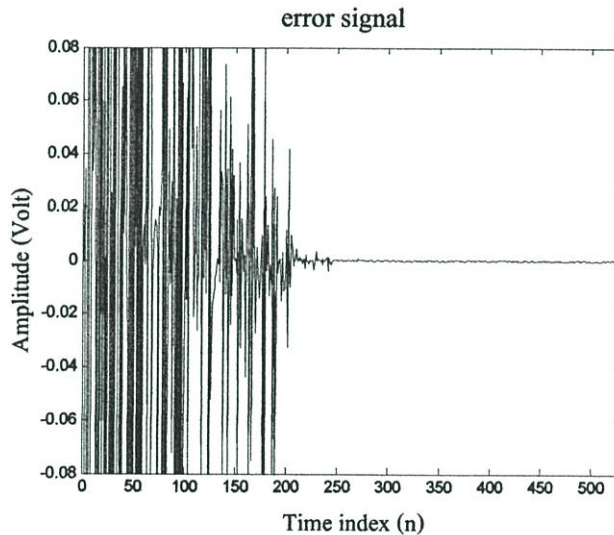
ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่เปรียบเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบปรับค่าก้าวกระโดดทั้ง 3 แบบ ซึ่งจะอธิบายไว้ในหัวข้อ 7.4

ในหัวข้อที่ 7.5 เป็นการวัดค่าสมรรถนะ คือ ค่าความถูกต้องของคำตอบแต่ละอะแดปทีฟอัลกอริทึมและเปรียบเทียบให้เห็นถึงประสิทธิภาพของการลู่เข้า

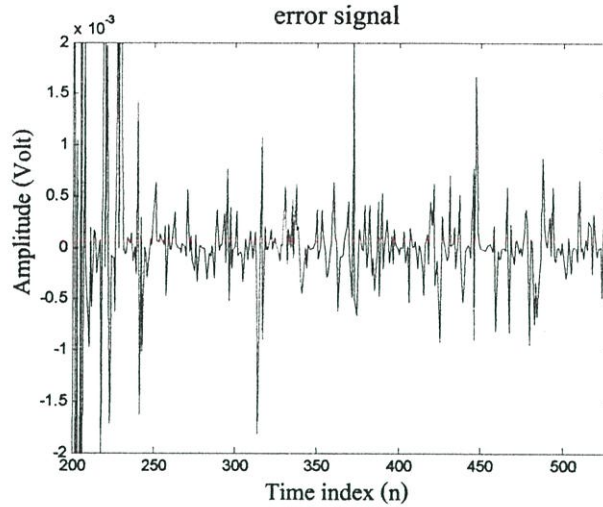
ในหัวข้อที่ 7.6 เป็นผลการทดลองโดยการใช้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูดจริง เพื่อเป็นการเปรียบเทียบค่าสมรรถนะขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่เปรียบเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS (Noise-robust variable step-size LMS algorithm) โดยปรับค่าก้าวกระโดด และวัดค่าสมรรถนะ คือ ค่าความถูกต้องของคำตอบเพื่อเปรียบเทียบให้เห็นถึงประสิทธิภาพของการลู่เข้าของทั้งสองอัลกอริทึม

7.1 ผลการจำลองโดยใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP

ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP โดยใช้ค่าก้าวกระโดดคงที่ ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (6.47) โดยค่าก้าวกระโดดคงที่คือ $\mu = 0.72$ จากรูปที่ 7.5 แสดงขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อนของอัลกอริทึม



(a) โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMP



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.5 (a)

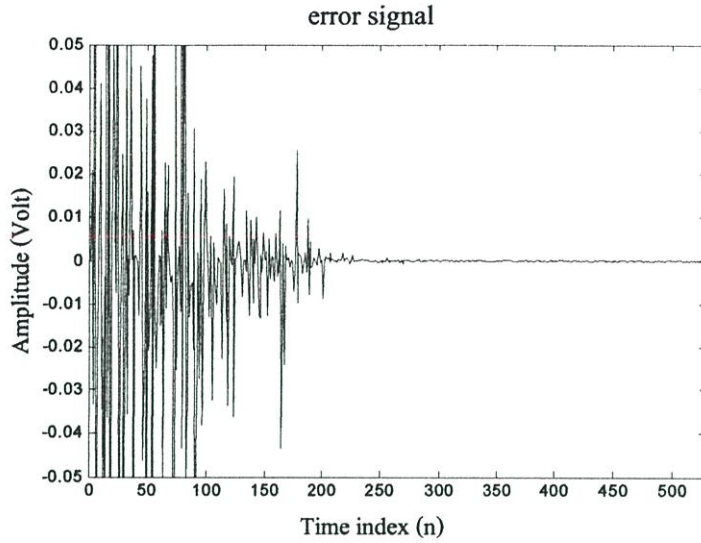
รูปที่ 7.5 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดให้ค่าก้าวกระโดดคงที่

จากรูปที่ 7.5 เมื่อใช้อัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 7.5 (a) พบว่าขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนมีขนาดใหญ่ การลู่เข้าเป็นไปได้ช้า เมื่อนำรูปที่ 7.5 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.5 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ ไม่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด

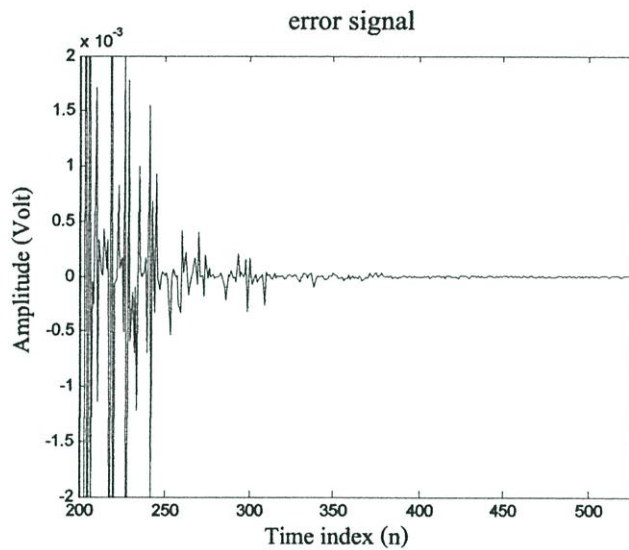
7.2 ผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMP โดยปรับค่าก้าวกระโดด

7.2.1 ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP (Variable step-size LMP algorithm)

ในหัวข้อนี้ทำการทดลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP โดยปรับค่าก้าวกระโดด โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมา แต่จะมีพารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามา คือ $\gamma = 0.001$, $\alpha = 0.99$ และ $\sigma = 0.99$ โดยกำหนดค่าก้าวกระโดดเริ่มต้นที่ $\mu(0) = 0.72$ ผลการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP แสดงดังรูปที่ 7.6



(a) ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาด โดยใช้อัลกอริทึมแบบ VSS_LMP



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.6 (a)

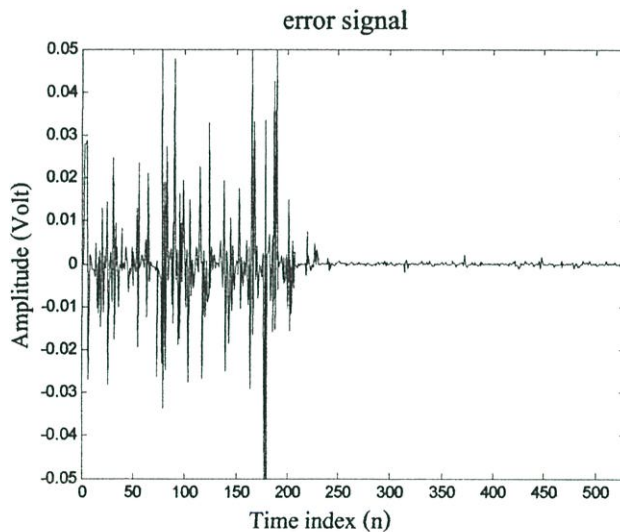
รูปที่ 7.6 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึมแบบ VSS_LMP

ผลการจำลองในรูปที่ 7.6 พบว่าเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มาเพิ่ม ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางเสียงสะท้อนจริง ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สามารถควบคุมค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดวงจรจัดสัญญาณสะท้อนให้น้อยลง ซึ่งจากรูปที่ 7.6 (a) เทียบกับรูปที่ 7.5 (a) พบว่าอัลกอริทึมแบบ

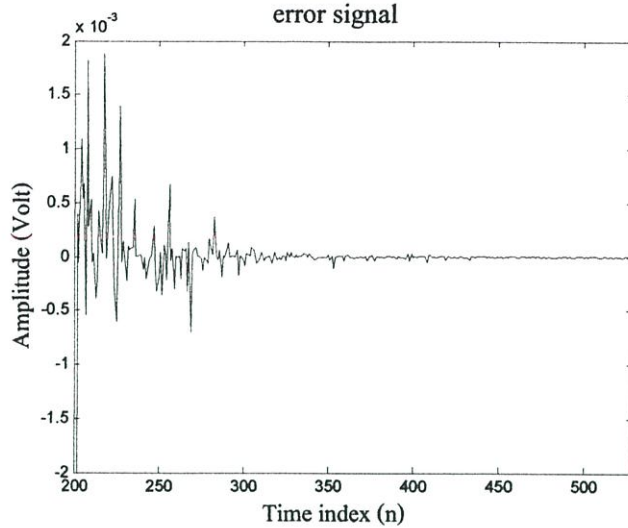
VSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ เมื่อนำรูปที่ 7.6 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.6 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ ไม่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด และเมื่อนำรูปที่ 7.6 (b) เปรียบเทียบกับรูปที่ 7.5 (b) พบว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP ดีกว่า อัลกอริทึมแบบ LMP ใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

7.2.2 ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP (Robust variable step-size LMP algorithm)

ในหัวข้อนี้จะทำการทดลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP โดยปรับค่าก้าวกระโดด กำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมา แต่มีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อปรับปรุงค่าก้าวกระโดด คือ $\beta = 0.99$ โดยกำหนดค่าก้าวกระโดดเริ่มต้นที่ $\mu(0) = 0.72$ ผลการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP แสดงดังรูปที่ 7.7



(a) ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดโดยใช้อัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP



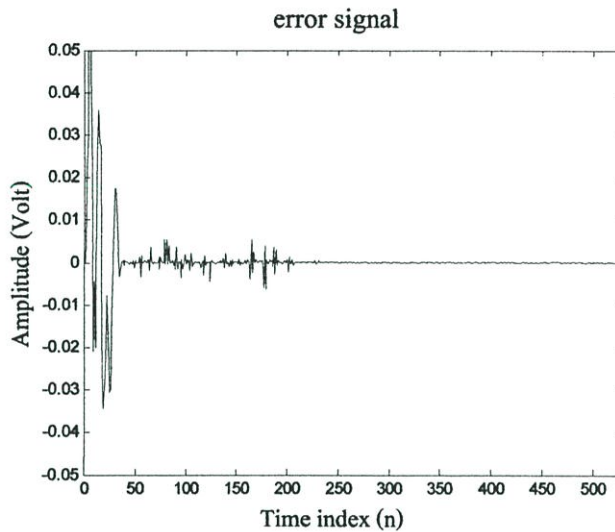
(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.7(a)

รูปที่ 7.7 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP

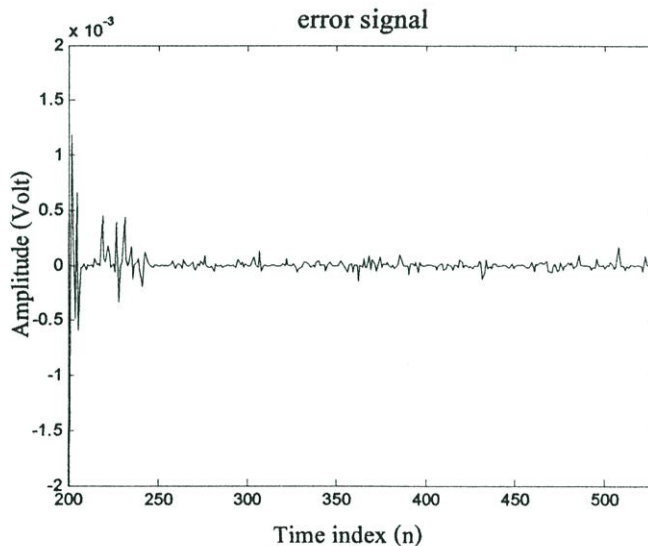
ผลการจำลองในรูปที่ 7.7 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อปรับค่าก้าวกระโดดต่าง ๆ มาเพิ่ม ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางเสียงสะท้อนจริง ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สามารถควบคุมค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดวงจรจัดสัญญาณสะท้อนให้น้อยลงได้ ซึ่งจากรูปที่ 7.7 (a) เทียบกับรูปที่ 7.6 (a) พบว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP เมื่อนำรูปที่ 7.7 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราการสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.7 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ไม่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด และเมื่อนำรูปที่ 7.7 (b) เปรียบเทียบกับรูปที่ 7.6 (b) พบว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP ดีกว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMP ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

7.2.3 ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP (Noise robust variable step-size LMP algorithm)

ในหัวข้อนี้จะทำการทดลองการทำงานของอะแดปทีฟแบบ NRVSS_LMP โดยปรับค่าก้าวกระโดด โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมา มีการเพิ่มค่าพารามิเตอร์คือ $\lambda = 0.98$ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นของค่าก้าวกระโดดที่ $\mu(0) = 0.72$ ผลการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP แสดงดังรูปที่ 7.8



(a) ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.8(a)

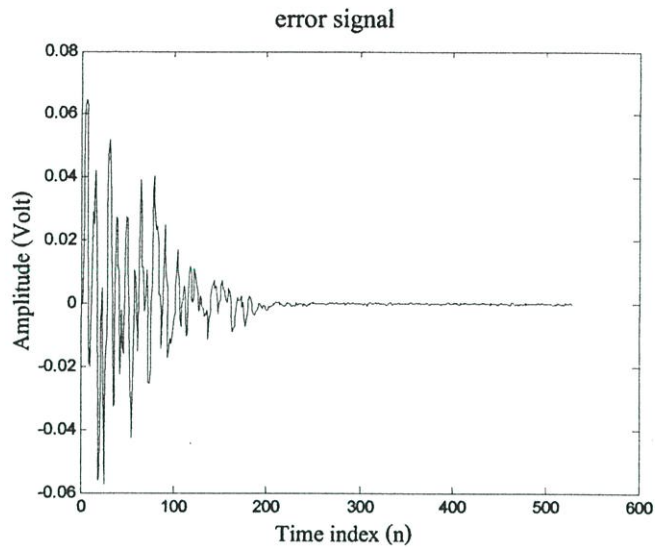
รูปที่ 7.8 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP

ผลการจำลองในรูปแบบที่ 7.8 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อปรับปรุ่ค่าก้าวกระโดดต่าง ๆ มาเพิ่มนั้น สามารถปรับค่าก้าวกระโดดให้มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยลง โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางเสียงสะท้อนจริง ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สามารถควบคุมค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดวงจรถัดสัญญาณสะท้อนให้น้อยลงได้ ซึ่งจากรูปที่ 7.8 (a) เทียบกับรูปที่ 7.7(a) พบว่าอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP เมื่อนำรูปที่ 7.8 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.8 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ ไม่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด เมื่อนำรูปที่ 7.8 (b) เปรียบเทียบกับรูปที่ 7.7 (b) พบว่าอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP ดีกว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMP ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

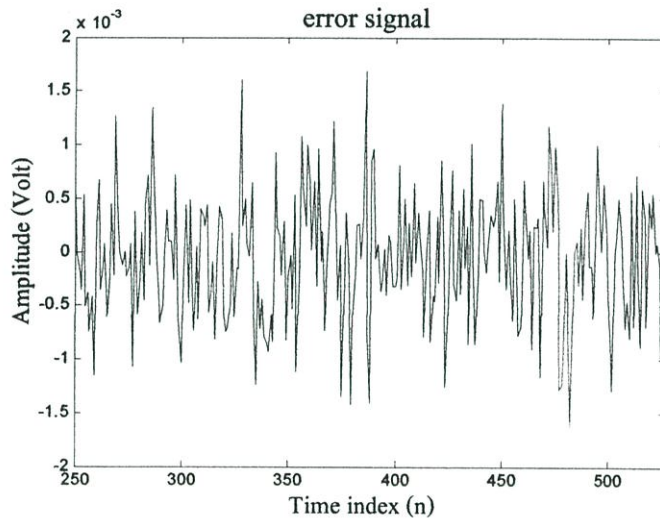
จากรูปที่ 7.5 อธิบายได้ว่าขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่นั้น มีขนาดใหญ่ และการดูเข้าของอะแดปทีฟ อัลกอริทึมเป็นไปได้ช้า เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับรูปที่ 7.6- 7.8 อัลกอริทึมแบบ LMP ปรับค่าก้าวกระโดด จะเห็นได้ว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึม RVSS_LMP และ VSS_LMP จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมของ NRVSS_LMP ดีที่สุดในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

7.3 ผลการจำลองโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS

ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดคงที่ ซึ่งเป็นไปตามสมการที่ (6.60) โดยค่าก้าวกระโดดคงที่ที่กำหนดคือ 0.72 จากรูปที่ 7.9 แสดงขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อนของอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่



(a) โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.9 (a)

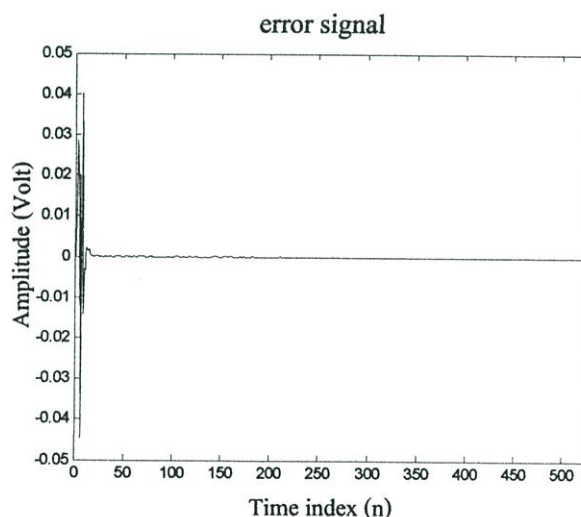
รูปที่ 7.9 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่

จากรูปที่ 7.9 เมื่อใช้อัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ ผลการทดลองแสดงดังรูปที่ 7.9 (a) พบว่าขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนมีขนาดใหญ่ การลู่เข้าเป็นไปได้ช้า เมื่อนำรูปที่ 7.9 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราสุ่ม 250 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.9 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ ไม่สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด เมื่อนำรูปที่ 7.9 เปรียบเทียบกับรูปที่ 7.5 (a) พบว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่า อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ จึงสรุปได้ว่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ดีกว่า อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่

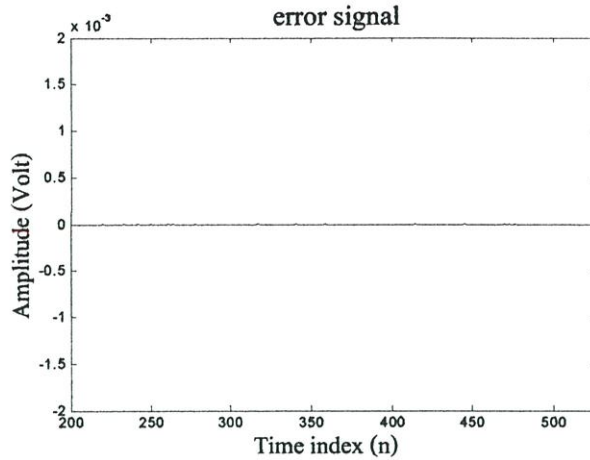
7.4 ผลการจำลองโดยใช้แบบ LMS โดยปรับค่าก้าวกระโดด

7.4.1 ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS (Variable step-size LMS algorithm)

ในหัวข้อนี้จะทำการทดลองการทำงานของอะแดปทีฟแบบ VSS_LMS โดยปรับค่าก้าวกระโดด โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมา แต่จะมีพารามิเตอร์ที่เพิ่มเข้ามา คือ $\gamma = 0.001$ $\alpha = 0.99$ $\sigma = 0.99$ โดยกำหนดค่าก้าวกระโดดเริ่มต้นที่ $\mu(0) = 0.72$ ผลการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS แสดงดังรูปที่ 7.10



(a) ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดโดยใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.10 (a)

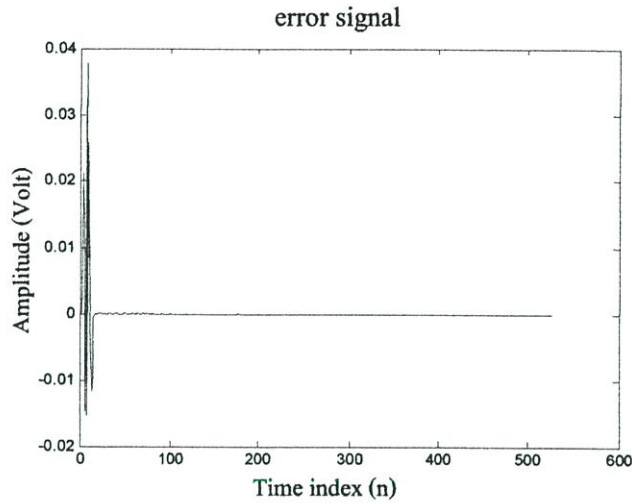
รูปที่ 7.10 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ VSS_LMS

ผลการจำลองในรูปที่ 7.10 พบว่าเมื่อนำค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มาเพิ่ม ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางเสียงสะท้อนจริง ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สามารถควบคุมค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดวงจรถัดสัญญาณสะท้อน ให้น้อยลง ซึ่งจากรูปที่ 7.10 (a) พบว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ เมื่อนำรูปที่ 7.10 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราการสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.10 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนเหลืออยู่น้อยมาก ๆ เกือบจะไม่มีสัญญาณเสียงสะท้อนเหลืออยู่เลย ซึ่งวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด เมื่อนำรูปที่ 7.10 (b) เปรียบเทียบกับรูปที่ 7.9 (b) พบว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS ดีกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS ใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

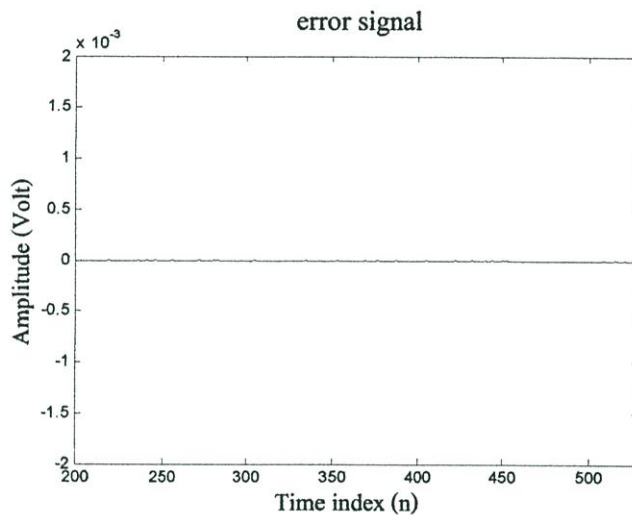
7.4.2 ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS (Robust variable step-size LMS algorithm)

ในหัวข้อนี้จะทำการทดลองการทำงานของอะแดปทีฟแบบ RVSS_LMS โดยปรับค่าก้าวกระโดด โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ให้เหมือนกับการทดลองในหัวข้อที่ผ่านมา มีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อ

ปรับปรุงค่าก้าวกระโดดคือ $\beta = 0.99$ โดยกำหนดค่าก้าวกระโดดเริ่มต้นที่ $\mu(0) = 0.72$ ผลการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS แสดงดังรูปที่ 7.11



(a) ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดโดยใช้อัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.11(a)

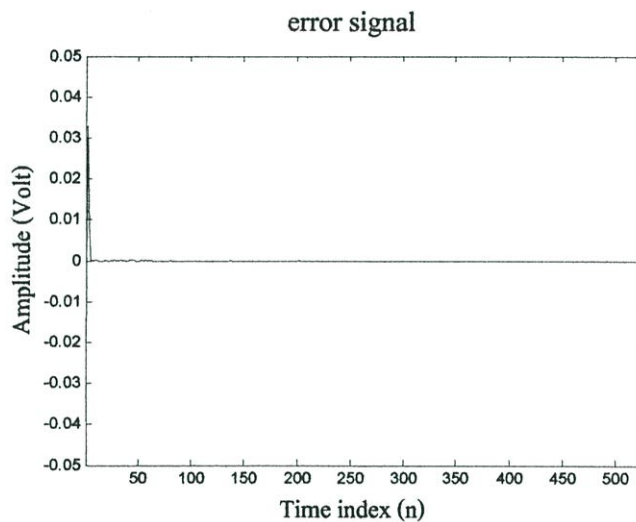
รูปที่ 7.11 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS

ผลการจำลองในรูปที่ 7.11 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อปรับปรุงค่าก้าวกระโดดต่าง ๆ มาเพิ่ม ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางเสียงสะท้อนจริง ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สามารถควบคุมค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรจัดสัญญาณสะท้อนให้น้อยลงได้ ซึ่งจากรูปที่ 7.11(a) เทียบกับรูปที่ 7.10 (a) พบว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS เมื่อนำรูปที่ 7.11 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาด

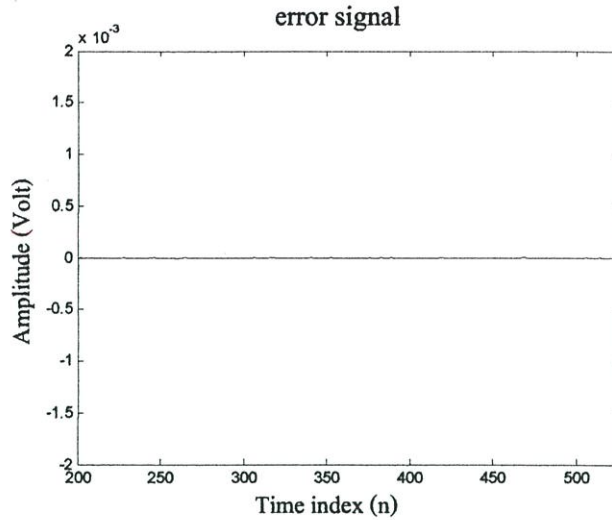
ของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.11 (b) พบว่าหลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วไม่พบสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนออกไปได้หมด จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS ดีกว่าอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

7.4.3 ผลการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS (Noise-robust variable step-size LMS algorithm)

ในหัวข้อนี้จะทำการทดลองการทำงานของอะแดปทีฟแบบ NRVSS_LMS โดยปรับค่าก้าวกระโดด โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์คือ $\gamma = 0.001$, $\alpha = 0.99$, $\beta = 0.99$ มีการเพิ่มค่าพารามิเตอร์คือ $\lambda = 0.98$ โดยกำหนดค่าเริ่มต้นของค่าก้าวกระโดดที่ $\mu(0) = 0.72$ ผลการจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS แสดงได้ดังรูปที่ 7.12



(a) ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS



(b) รูปขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดที่เข้าใกล้ศูนย์ในรูปที่ 7.12 (a)

รูปที่ 7.12 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS

ผลการจำลองในรูปที่ 7.12 พบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์เพื่อปรับค่าก้าวกระโดดต่าง ๆ มาเพิ่มนั้น สามารถปรับค่าก้าวกระโดดให้มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยลง โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้กำหนดค่าสัมประสิทธิ์ที่ประมาณเส้นทางเสียงสะท้อนจริง ซึ่งเป็นค่าคงที่ที่เป็นบวกอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 สามารถควบคุมค่าก้าวกระโดดเพื่อปรับขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดวงจรถัดสัญญาณสะท้อนให้น้อยลงได้ ซึ่งจากรูปที่ 7.12 (a) พบว่าอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดประมาณ 0.03 โวลต์ ซึ่งน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS ซึ่งมีขนาดของสัญญาณประมาณ 0.04 โวลต์ เมื่อนำรูปที่ 7.12 (a) มาขยายขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนในช่วงอัตราสุ่ม 200 ถึง 528 ซึ่งแสดงดังรูปที่ 7.12 (b) หลังเข้าสู่สภาวะคงตัวแล้วไม่พบสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณเสียงสะท้อนยังคงเหลืออยู่ สามารถขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนไปได้หมด จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS ดีกว่าอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

เมื่อนำรูปที่ 7.10-7.12 มาเปรียบเทียบกันจะเห็นได้ว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึม RVSS_LMS และอะแดปทีฟอัลกอริทึม VSS_LMS จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะ

ของอะแดปทีฟอัลกอริทึมของ NRVSS_LMS ดีที่สุด ในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณใน
โครงข่ายโทรศัพท์

7.5 การวัดสมรรถนะ

7.5.1 ความถูกต้องของคำตอบ (Misadjustment)

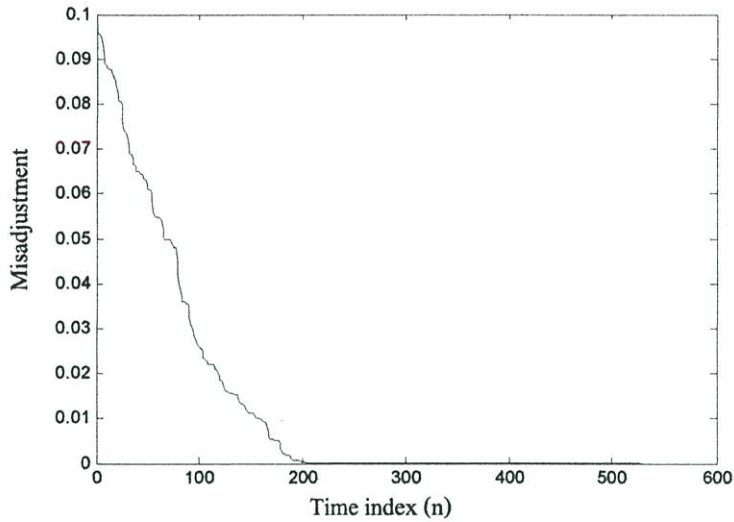
การวัดสมรรถนะของอัลกอริทึม [42] ที่เรียกว่าค่าของความถูกต้องของคำตอบ เป็นหนึ่งใน
คุณสมบัติที่ใช้บอกถึงประสิทธิภาพของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบต่าง ๆ ซึ่งค่าความถูกต้องของ
คำตอบต้องมีค่าน้อย อะแดปทีฟอัลกอริทึมจึงจะมีค่าสมรรถนะที่ดี โดยสมการค่าความถูกต้อง
ของคำตอบ คือ

$$\text{Misadjustment} = \|w^* - w(n)\| \quad (7.1)$$

โดยที่ w^* คือ เวกเตอร์ของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์เส้นทางเสียงสะท้อนจริง
 $w(n)$ คือ เวกเตอร์ของสัมประสิทธิ์ประมาณค่าของอัลกอริทึมที่เวลา n

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้อะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน
หลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ จึงนำอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แต่ละแบบมาเปรียบเทียบ
เพื่อหาค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS ที่ดีที่สุด ซึ่งได้ผลการจำลองดังนี้

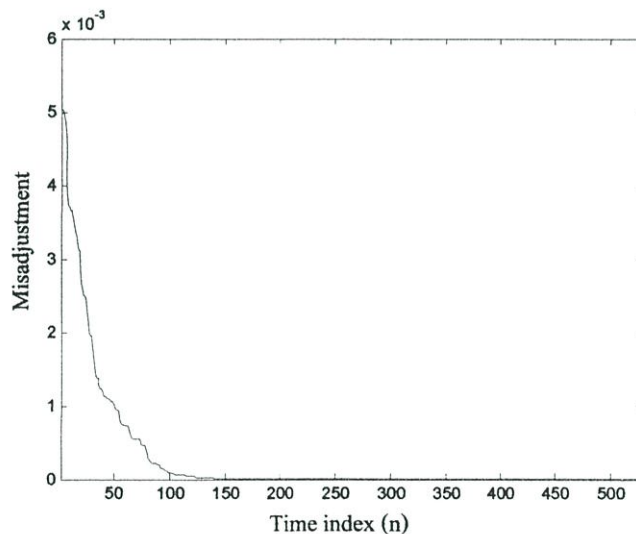
7.5.1.1 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS



รูปที่ 7.13 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS

จากผลการทดลองรูปที่ 7.13 จะได้ว่าค่าความถูกต้องของคำตอบของอัลกอริทึมแบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ จะมีอัตราลู่เข้าที่ช้า และขนาดของค่าความถูกต้องของคำตอบมีขนาดใหญ่ คือ เริ่มจากค่าประมาณ 0.1 แล้วเข้าสู่สภาวะคงตัว เมื่อช่วงเวลาเข้าสู่ค่าช่วงอัตราการลู่เข้าตัวอย่างที่ 200

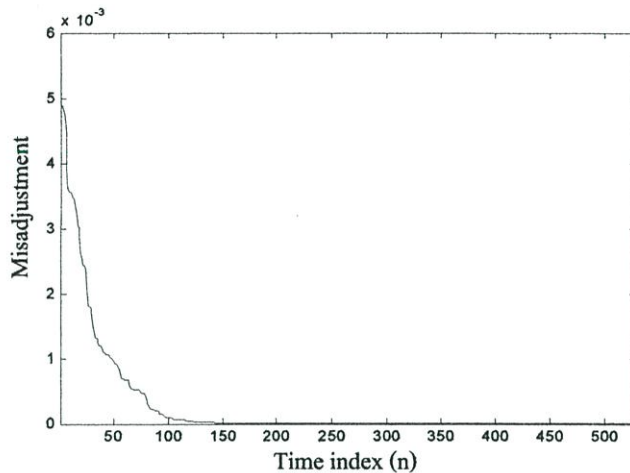
7.5.1.2 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS



รูปที่ 7.14 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS

จากผลการทดลองรูปที่ 7.14 เทียบกับรูปที่ 7.13 พบว่าค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS จะมีอัตราลู่เข้าที่เร็วกว่า และขนาดของค่าความถูกต้องของคำตอบมีขนาดน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ แล้วเข้าสู่ภาวะคงตัวเมื่อช่วงเวลาเข้าสู่ค่าช่วงอัตราการสุ่มตัวอย่างที่ 130 สรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS ดีกว่า ค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

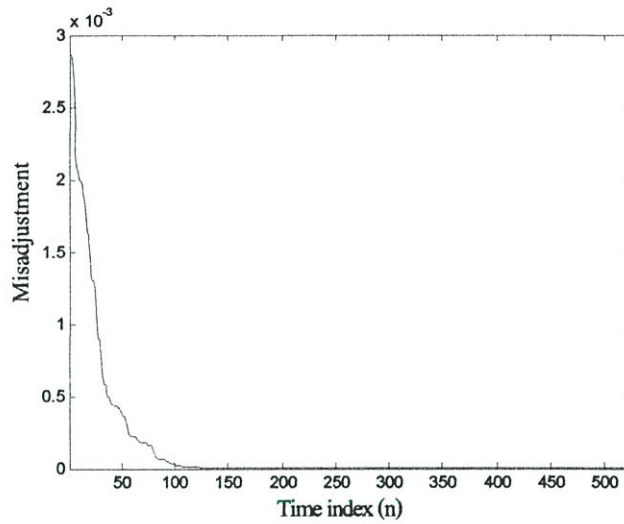
7.5.1.3 ค่าความถูกต้องของคำตอบอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS



รูปที่ 7.15 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS

จากผลการทดลองรูปที่ 7.15 เทียบกับรูปที่ 7.14 พบว่าค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS จะมีอัตราลู่เข้าที่เร็วกว่า และขนาดของค่าความถูกต้องของคำตอบมีขนาดน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS แล้วเข้าสู่ภาวะคงตัวเมื่อช่วงเวลาเข้าสู่ค่าช่วงอัตราการสุ่มตัวอย่างที่ 120 สรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS ดีกว่า ค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS_LMS ในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

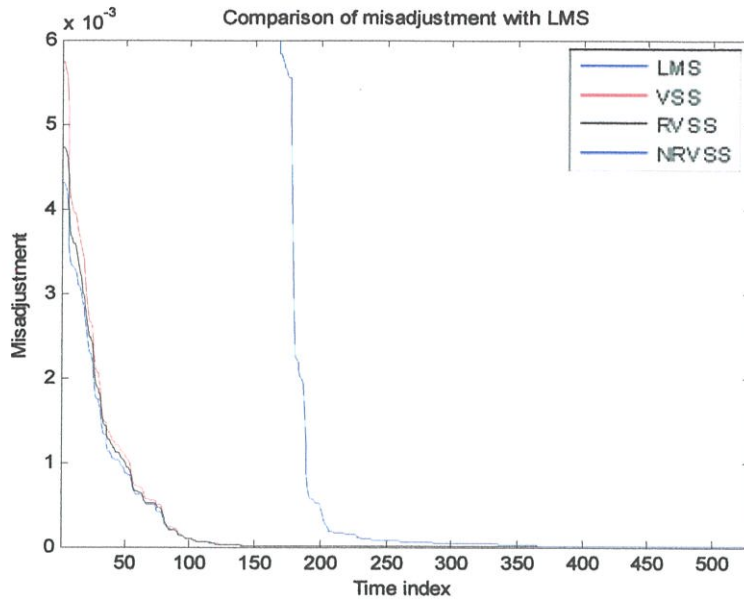
7.5.1.4 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS



รูปที่ 7.16 ค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS

จากผลการทดลองรูปที่ 7.16 เทียบกับรูปที่ 7.15 พบว่าค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS จะมีอัตราลู่เข้าที่เร็วกว่า และขนาดของค่าความถูกต้องของคำตอบมีขนาดน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS แล้วเข้าสู่ภาวะคงตัวเมื่อช่วงเวลาเข้าสู่ค่าประมาณช่วงอัตราการสุ่มตัวอย่างที่ 120 สรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS ดีกว่าค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS ในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมทั้งสามแบบแสดงได้ดังรูปที่ 7.17

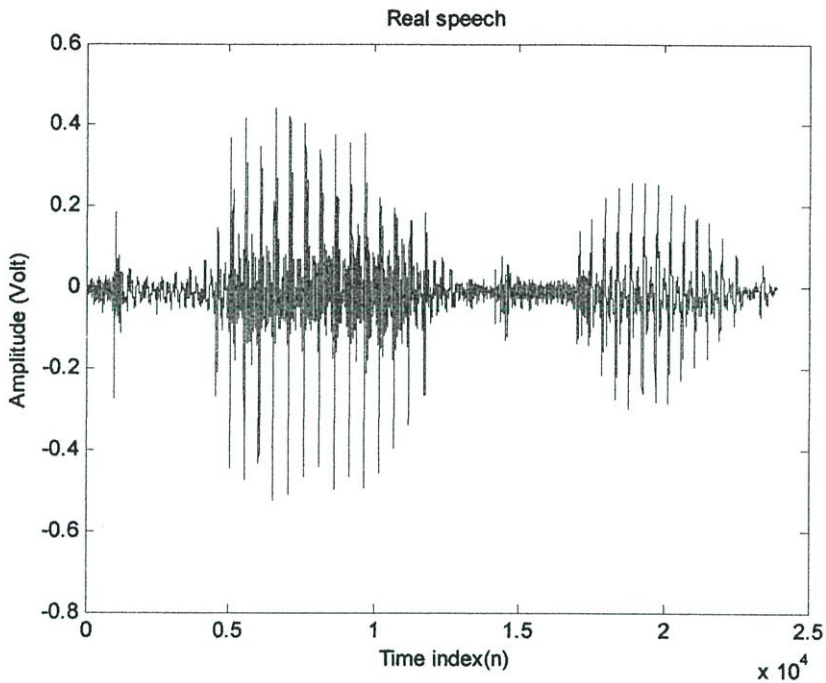


รูปที่ 7.17 เปรียบเทียบค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แบบต่าง ๆ

จากรูปที่ 7.17 เป็นเปรียบเทียบผลการทดลองค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แบบต่าง ๆ ซึ่งสรุปได้ว่าการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVS_LMS สามารถทำงานได้เร็ว และคำตอบที่ประมาณได้มีความถูกต้องมากกว่า อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS_LMS และแบบ VSS_LMS โดยดูจากค่าความถูกต้องของคำตอบ เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองค่าความถูกต้องของคำตอบของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ สรุปได้ว่า สมรรถนะของ อะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS ปรับตัวได้โดยใช้ปรับค่าก้าวกระโดดดีกว่าสมรรถนะของอะแดปทีฟ อัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่ สำหรับขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

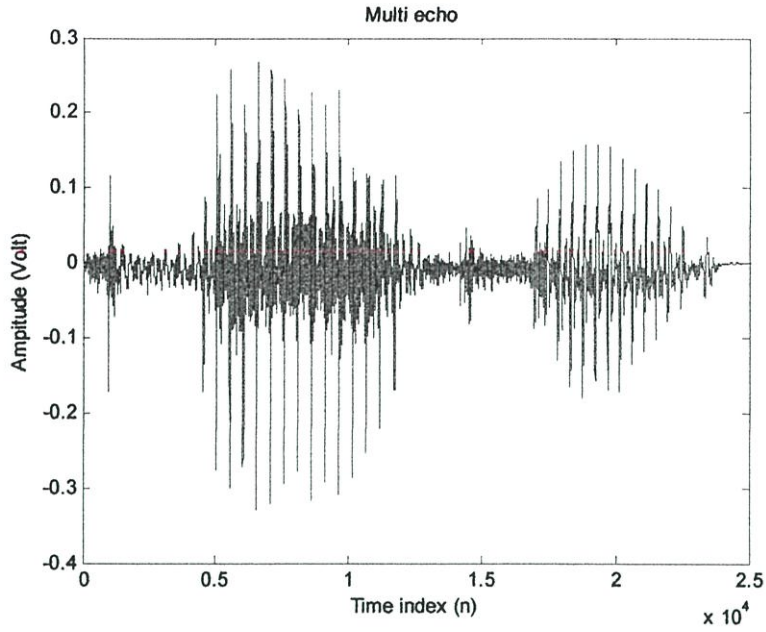
7.6 ผลการทดลองโดยใช้เสียงพูดจริง

ในหัวข้อนี้ทำการทดลองโดยใช้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูดจริง คือคำว่า สมานธิ ซึ่งมี ความยาวประมาณ 23,000 ตัวอย่างดังแสดงในรูปที่ 7.18

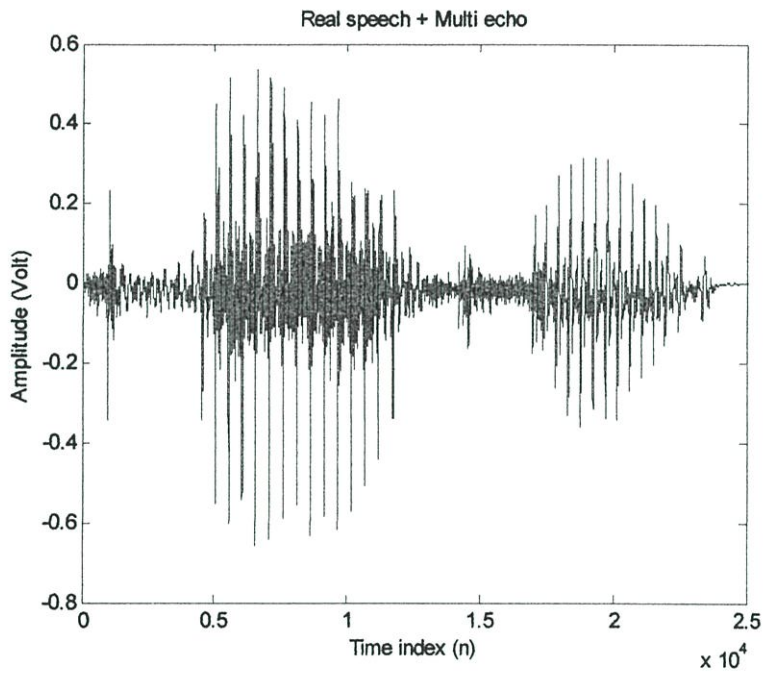


รูปที่ 7.18 สัญญาณเสียงพูดจริง

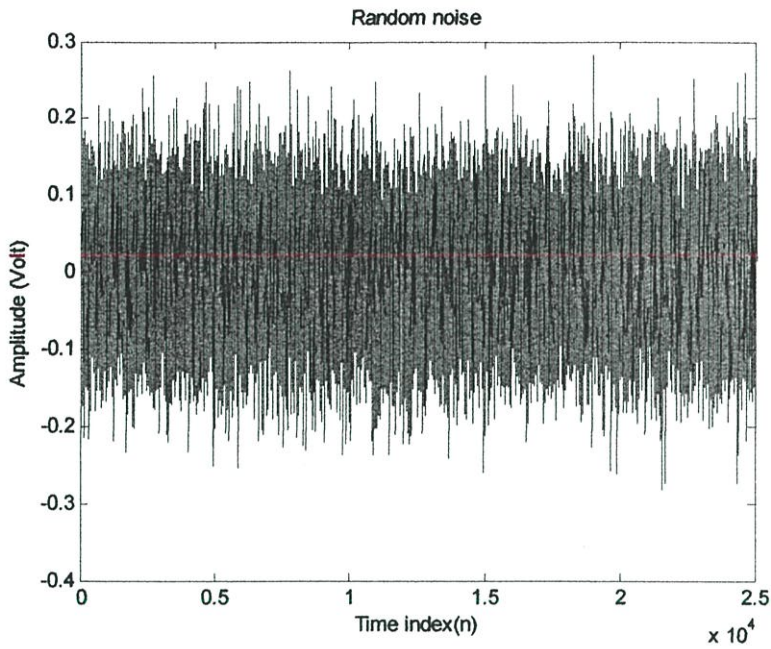
จากสัญญาณเสียงพูดจริง นำมาสร้างสัญญาณเสียงสะท้อน โดยใช้โมเดลในรูปที่ 7.2 [4] และการกำหนดค่าเฉพาะตามตารางที่ 7.1 ซึ่งจะได้ดังรูปที่ 7.19 แสดงสัญญาณเสียงสะท้อนที่สร้างขึ้น จากสัญญาณเสียงพูดจริง



รูปที่ 7.19 สัญญาณเสียงสะท้อนที่สร้างขึ้นจากสัญญาณเสียงพูดจริง



รูปที่ 7.20 สัญญาณเสียงพูดจริงร่วมกับสัญญาณเสียงสะท้อน

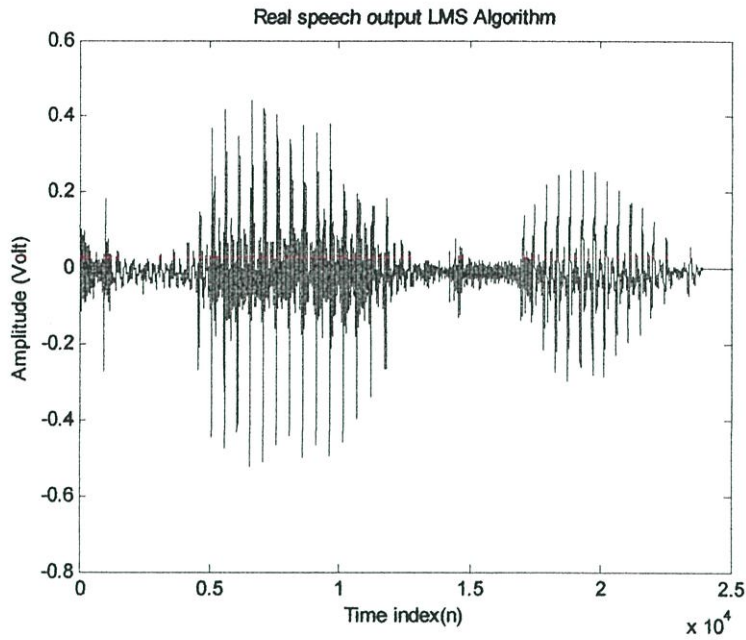


รูปที่ 7.21 สัญญาณรบกวนสุ่มที่เป็นสัญญาณปลายทางด้านใกล้ โดยกำหนดค่า SNR = 20 dB

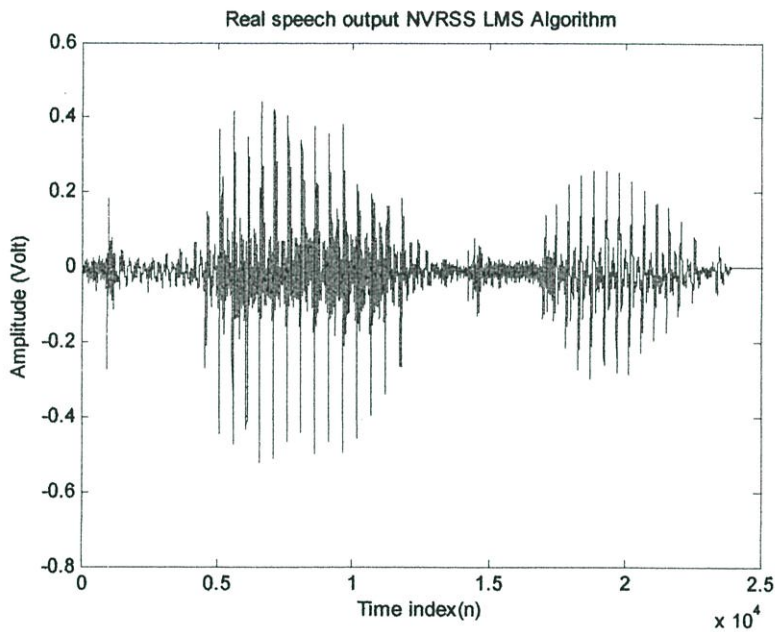
เมื่อสร้างสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์จากเสียงพูดจริงตามโมเดลรูปที่ 7.2 แล้ว นำมารวมกับสัญญาณเสียงพูดจริงและสัญญาณรบกวนสุ่มที่เป็นสัญญาณปลายทางด้านใกล้ในรูปที่ 7.21 ซึ่งเป็นอินพุตสำหรับตัววงจรจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในระบบโทรศัพท์ต่อไป

7.6.1 ผลการทดลองเอาต์พุตเสียงพูดจริง

จากผลการทดลองรูปที่ 7.22 คือเอาต์พุตเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS และในรูปที่ 7.3 คือเอาต์พุตเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVS_LMS



รูปที่ 7.22 เอาต์พุตเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS



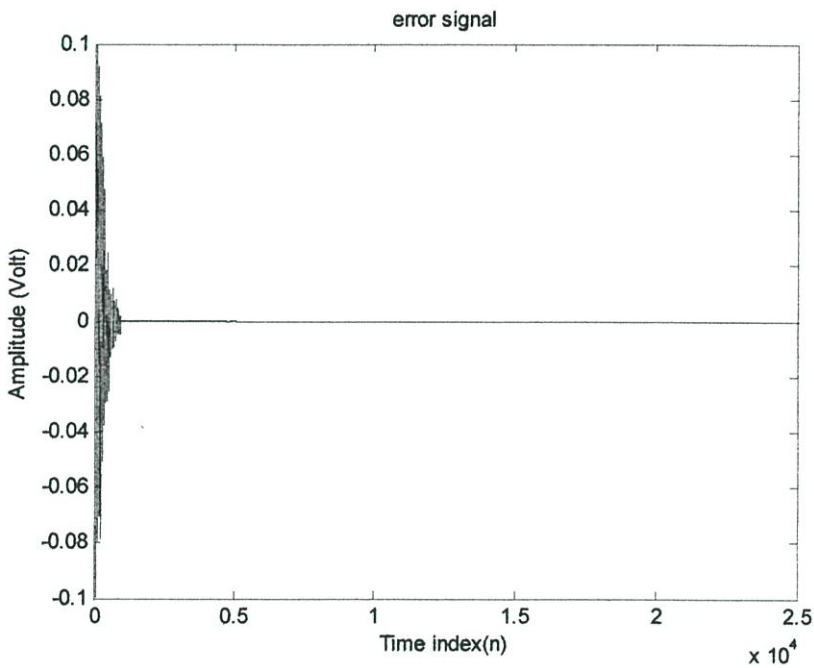
รูปที่ 7.23 เอาต์พุตเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึม NVRSS_LMS

จากผลการทดลองในรูปที่ 7.22 กับรูปที่ 7.23 เทียบกับรูปที่ 7.18 พบว่าขนาดของเอาต์พุตของเสียงพูดจริงโดยใช้อัลกอริทึมแบบ NVRSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าอัลกอริทึมแบบ LMS ค่าก้ำวกระโดดคงที่ โดยดูจากเมื่อนำรูปที่ 7.23 เทียบกับรูปที่ 7.18 ซึ่งเป็นสัญญาณเสียงพูดจริง พบว่าสัญญาณมีความใกล้เคียงกันมากกว่า นำรูปที่ 7.18 เทียบกับรูปที่ 7.22

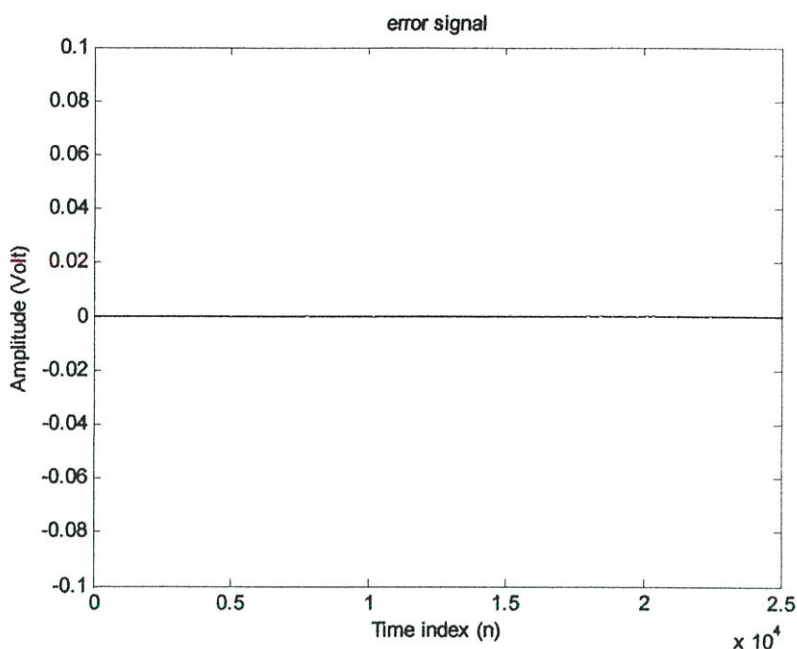
จึงสรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS ดีกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

7.6.2 ผลการทดลองเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของวงจรขจัดสัญญาณเสียงสะท้อน

จากผลการทดลอง ในรูปที่ 7.23 คือขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS และรูปที่ 7.24 คือขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS



รูปที่ 7.24 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดโดยใช้อัลกอริทึมแบบ LMS



รูปที่ 7.25 ขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาด โดยใช้อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS

เมื่อนำรูปที่ 7.24 เทียบกับรูปที่ 7.25 พบว่าขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรขจัดสัญญาณสะท้อน โดยใช้แอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดน้อยกว่าแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMS ค่าก้าวกระโดดคงที่ สรุปได้ว่าค่าสมรรถนะของแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS ดีกว่าแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMS ค่าก้าวกระโดดคงที่ ในการขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

7.7 สรุป

ในบทนี้ได้นำเสนอผลการทดสอบอัลกอริทึมจากผลการทดลองการเปรียบเทียบสมรรถนะของแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMP โดยปรับค่าก้าวกระโดดและแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMP โดยให้ค่าก้าวกระโดดคงที่ สำหรับขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณในระบบโครงข่ายโทรศัพท์ จากผลการจำลองสรุปได้ว่าสมรรถนะของแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMP ปรับค่าก้าวกระโดดดีกว่าสมรรถนะของแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMP โดยใช้ค่าก้าวกระโดดคงที่ โดยที่แอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP มีค่าสมรรถนะดีที่สุดใแอมป์ที่อัลกอริทึม LMP สำหรับขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในโครงข่ายโทรศัพท์ และจากผลการทดลองการเปรียบเทียบสมรรถนะของอัลกอริทึมแบบ LMS โดยปรับค่าก้าวกระโดด และแอมป์ที่อัลกอริทึมแบบ LMS

โดยให้ค่าก้ำวกระโดดคงที่ สำหรับขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในโครงข่ายโทรศัพท์ สรุปได้ว่า สมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS แบบปรับค่าก้ำวกระโดดดีกว่าสมรรถนะของ อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS แบบค่าก้ำวกระโดดคงที่ โดยที่อะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS มีค่าสมรรถนะดีที่สุดที่ในอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS สำหรับขจัดสัญญาณเสียง สะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

จากผลการทดลองเสียงพูดจริงเมื่อเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS และอะแดปทีฟอัลกอริทึม LMS แบบค่าก้ำวกระโดดคงที่ จะได้ว่า อะแดปทีฟ อัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณ สะท้อนน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS แบบค่าก้ำวกระโดดคงที่ จึงสรุปได้ว่า สมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMS มีค่าสมรรถนะดีกว่าอะแดปทีฟ อัลกอริทึมแบบ LMS แบบค่าก้ำวกระโดดคงที่ สำหรับขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนหลายสัญญาณ ในโครงข่ายโทรศัพท์

บทที่ 8

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

8.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์ โดยทำการออกแบบวงจรขจัดสัญญาณเสียงสะท้อนในระบบโทรศัพท์ โดยใช้โครงสร้างตัวกรอง FIR ซึ่งมีขนาดอันดับของตัวกรอง FIR เท่ากับ 128 แท็บ โดยเป็นไปตามมาตรฐาน ITU-T G.168 ซึ่งอะแดปทีฟอัลกอริทึมใหม่ที่น่าเสนอนั้น มีสามแบบคือ อัลกอริทึมแบบ Variable step-size (VSS) อัลกอริทึมแบบ Robust variable step-size (RVSS) และอัลกอริทึมแบบ Noise-robust variable step-size (NRVSS) โดยแต่ละอัลกอริทึมนั้นเป็นการนำเอาเทคนิคการปรับค่าก้าวกระโดดมาใช้โดยอยู่บนพื้นฐานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS

อะแดปทีฟอัลกอริทึมแรก คืออะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ VSS เป็นอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่มีการปรับความเร็วในการลู่เข้าให้เร็วขึ้น โดยใช้ค่าพลังงานของสัญญาณเอาต์พุตควบคุมกระบวนการในการปรับตัว ส่วนอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ RVSS นั้นเป็นการปรับปรุงอัลกอริทึมแบบ VSS คือ มีการปรับค่าก้าวกระโดด โดยการประมาณค่าของอัตราสัมพัทธ์ระหว่างสัญญาณค่าความผิดพลาดในปัจจุบัน คือ $e(n)$ และค่าความผิดพลาดในอดีต คือ $e(n-1)$ เพื่อลดความแปรปรวน ซึ่งเกิดจากการปรับตัวแปรที่ใช้ควบคุมการปรับค่าก้าวกระโดด ทำให้ลดค่าความผิดพลาดให้น้อยลงด้วย และอะแดปทีฟอัลกอริทึมสุดท้ายคืออะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS มีการปรับค่าก้าวกระโดด โดยการประมาณค่าของอัตราสัมพัทธ์ระหว่างค่าสัญญาณเอาต์พุตในปัจจุบันคือ $y(n)$ และสัญญาณเอาต์พุตในอดีต คือ $y(n-1)$ และใช้พลังงานของสัญญาณเอาต์พุต ในการควบคุมความเร็วของกระบวนการในการปรับตัว โดยอาศัยอะแดปทีฟอัลกอริทึมนี้ภายใต้เงื่อนไขความเร็วของการลู่เข้าที่เร็วและมีสมรรถนะที่สูง

จากผลการทดลองการใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อจำลองการทำงานของอะแดปทีฟอัลกอริทึมทั้งหมด พบว่าเมื่ออะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ปรับค่าก้าวกระโดดที่อยู่บนพื้นฐานอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP ($p = 1$) จะให้ประสิทธิภาพที่แตกต่างกันไป เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ พบว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่น่าเสนอนั้นทำงานได้ดีมีประสิทธิภาพมากกว่า เพราะสัญญาณค่าความผิดพลาดมีค่าน้อยกว่า ซึ่งอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRVSS_LMP มีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดในอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP

ในส่วนอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่ปรับค่าก้าวกระโดดที่อยู่บนพื้นฐานอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS จะให้ประสิทธิภาพที่แตกต่างกันไป เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS โดยใช้ค่าก้าวกระโดดแบบคงที่ พบว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมที่น่าเสนอนั้นทำงานได้ดีมีประ

สัทธิภาพมากกว่าทั้งในเรื่องความเร็วของการปรับตัว และ ค่าความถูกต้องของคำตอบที่ประมาณได้ ซึ่งอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS มีค่าสมรรถนะที่ดีที่สุดในอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS

เมื่อเปรียบเทียบอะแดปทีฟอัลกอริทึมทั้งสอง คือ LMP และ LMS พบว่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS ดีกว่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMP ในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในระบบโครงข่ายโทรศัพท์ จึงนำอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS มาใช้ในวิทยานิพนธ์นี้

จากผลการทดลองเชิงปฏิบัติจริง เมื่อเปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS และอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่ จะได้ว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS มีขนาดของสัญญาณค่าความผิดพลาดของวงจรถัดสัญญาณสะท้อนน้อยกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่ จึงสรุปได้ว่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ NRSS_LMS มีค่าสมรรถนะดีกว่าอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบ LMS กำหนดค่าก้าวกระโดดคงที่ สำหรับขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

8.2 ข้อเสนอแนะ

8.2.1 ควรออกแบบโครงสร้าง FIR ที่มีขนาดจำนวนอันดับของตัวกรองต่าง ๆ กัน เพื่อนำมาเปรียบเทียบกันในการขจัดสัญญาณสะท้อนหลายสัญญาณในโครงข่ายโทรศัพท์

8.2.2 เปรียบเทียบค่าสมรรถนะของอะแดปทีฟอัลกอริทึมเพิ่มเติม เพื่อให้เห็นประสิทธิภาพของอะแดปทีฟอัลกอริทึมแบบต่าง ๆ ได้มากขึ้น

บรรณานุกรม

- [1] B.Widrow, John R. Glover and John M.McCool, "Adaptive noise canceling: Principle and applications," Proc. IEEE, Vol. 63, pp. 1692-1716, December 1975.
- [2] J.W. Emling and D. Mitchell, "The effects of time delay and echoes on telephone conversations," The Bell System Technical Journal, pp. 2869-2891, November 1963.
- [3] J.E. Unrce, Jr., "Controlling echo in the bell system," Bell Laboratories Record, pp. 233-238, August 1969.
- [4] P.C. Yip and D.M. Eppers, "An adaptive technique for multiple echo cancelation in telephone network," IEEE International Conference on ICASSP, pp. 2133-2136, April 1987.
- [5] S. Haykin, **Adaptive filter theory**, Prentice Hall, 2002.
- [6] R.H.K wong and E.W. Johnston, "A variable step-size LMS algorithm," IEEE Trans. on signal processing, Vol.40, pp. 1633-1642, July 1992.
- [7] T.Aboulnasr and K. Mayyas, "A robust variable step-size LMS-type algorithm: analysis and simulations," IEEE Trans. on signal processing, Vol.45, No.3, pp. 631-639, March 1997.
- [8] C.Benjangkawasert, S.Teerasakworakun, S.Jorpochaudom and S. Puntheeranurak, "An implementation of superior noise-robust step-size lattice structure for echo cancellation," Proceeding of NOLTA 2002, pp. 667-670, 7-11 October 2002.
- [9] C.Benjangkawasert, S.Teerasakworakun and K.Janchitrapongvej, "Implementation of variable step-size algorithm for lattice form structure for echo cancellation," Proceeding of IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems, Vol.1, pp. 291-294, October. 2002.
- [10] ITU-T Recommendation G.168: Digital Network Echo canceller, 2003.
- [11] Y.Lu and J.M.Morris, "Gabor expansion for adaptive echo cancellation," IEEE Signal Processing Magazine, pp. 68-80, March 1999.
- [12] D.L.Duttweiler, "A twelve-channel digital echo canceller," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-26, No.5, pp. 647-653, May 1978.
- [13] M.H.Hayes, **Statistical digital signal processing and modeling**, Canada: John Wiley&Sons, 1996.

- [14] D.L. Duttweiler and Y.S. Chen, "A single-chip VLSI echo canceller," Bell System Technical Journal, Vol. 59, No.2, pp. 149-160, February 1980.
- [15] H.R. Huntley, "Transmission design of intertoll telephone trunks," Bell System Technical Journal, Vol. 32, No. 5, pp. 1019-1036, September 1953.
- [16] M.M. Sondhi and David A. Berkley, "Silencing echoes on the telephone network," Proceedings of the IEEE, Vol. 68, No. 8, pp. 948-963, August 1980.
- [17] N.Demytko and K.S. English, "Echo cancellation on time-variant circuits," Proceedings of the IEEE, Vol. 65, No. 3, pp.444-453, March 1977.
- [18] D. G. Messerschmitt, "Echo cancellation in speech and data transmission," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, Vol. SAC-2, No. 2, pp. 283-297, March 1984.
- [19] C.W.K. Gritton and D.W. Lin, "Echo cancellation algorithms," IEEE Acoustics, Speech and Signal Processing Magazine, pp. 30-38, April 1984.
- [20] S.B. Weinstein, "Echo cancellation in the telephone network," IEEE Communications Society Magazine, pp.8-15, January 1977.
- [21] J.R. Rosenberger and E.J. Thomas, "Performance of an adaptive echo canceller operating in a noisy, linear, time-invariant environment," Bell System Technical Journal, Vol. 50, No. 3, pp.785-813, March 1971.
- [22] E.J. Thomas, "An adaptive echo canceller in a nonideal environment (nonlinear or time variant)," Bell System Technical Journal, Vol. 50, No. 8, pp.2779-2795, October 1971.
- [23] D.Messerschmitt and D. Hedberg, C. Cole, A. Haoui, P. Winship (Technekron Communications Systems), "Digital voice echo canceller with a TMS32020: application report: SPRA129," Texas Instruments, 1989,<http://www.ti.com>.
- [24] B. Farhang-Boroujeny, **Adaptive filters: theory and applications**, Wiley & Sons, 1999.
- [25] S. Glass, "Telecommunications systems: an introductory guide," Gilbert & Tobin, [Wysiwyg://275/http: www.gtlaw.com.au/pubs/telcosysintroguide.html](http://www.gtlaw.com.au/pubs/telcosysintroguide.html).
- [26] S.V. Vaseghi, **Advanced signal processing and digital noise reduction**, Wiley Teubner, 1996.
- [27] E. C. Ifeachor and B.W. Jervis, **"Digital signal processing: A practical approach,"** Addison- Wesley, 1993.
- [28] L.Solymer, **Getting the message: a history of communications**, Oxford University Press, Oxford, 1999.

- [29] S.B. Weinstein, "A Passband data-driven echo canceller for full-duplex transmission on two-wire circuits," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-25, No. 7, pp. 654-666, July 1977.
- [30] R.G. Gould and G.K. Helder, "Transmission delay and echo suppression," IEEE Spectrum, pp. 47-54, April 1970.
- [31] K. Murano, S.Unagami and F.Amano, "Echo cancellation and applications," IEEE Communications Magazine, pp. 49-55, Jan. 1990.
- [32] G. Roulier and C.Galand, "An echo cancellation algorithm for operation with a digital speech coder in a single signal processor," ICASSP 1988, pp.1628-1631,1988.
- [33] V.G. Koll and S.B. Weinstein, "Simultaneous two-way data transmission over a two-wire Circuit," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-21, pp.143-147, February 1973.
- [34] N.A.M. Verhoeckx, H.C. van den Elzen, Fred A.M. Snijders and Pret J. van Derwen, "Digital echo cancellation for baseband data transmission," IEEE Trans. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-27, No. 6, pp. 768-781, December 1979.
- [35] D. G. Messerschmitt, "Nonlinear echo cancellation of data signals," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-30, No. 11, pp. 2421-2433, November 1982.
- [36] S. V. Ahamed, P. P. Bohn and N. L. Gottfried, "A Tutorial on two-wire digital transmission in the loop plant," IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-29, No. 11, pp. 1554-1564, November 1981.
- [37] D. D. Falconer, "Adaptive reference echo cancellation," IEEE trans. on communications, Vol. COM-30, No. 9, pp. 2083-2094, September 1982.
- [38] P.H. Young, "Electronic communication techniques," Merrill Publishing Company, 3rd Edition, 1994.
- [39] พรชัย ภาวรงค์ศักดิ์, การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเบื้องต้น, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร, พ.ศ. 2542.
- [40] K.M.Mueller, "A new digital echo canceller for two-wire full duplex data transmission," IEEE Trans. on Communication., Vol. COM-24, pp. 956-967, September 1982.
- [41] S.C. Pei and C.C. Tseng, "Least mean p- power error criterion for adaptive FIR filter," IEEE Journal on selectes Areas in Communication, Vol.12, No. 9, pp.1540-1547, December 1994.

- [42] P. Sristi, , W.-S Lu and A Antoniou, "A new variable step-size LMS algorithm and its application in subband adaptive filtering for echo cancellation," IEEE International Symposium on circuits and systems, Vol.2, pp. 721-724 , 6-9 May 2001.

ภาคผนวก

ภาคผนวก ก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] W.Tingchan, V.Chutchavong and C. Benjangkaprasert, “**Performance of A Robust Variable step-size LMS Adaptive Algorithm for Multiple Echo Cancellation in Telephone Network** ,” SICE-ICASE International Joint Conference 2006 (SICE-ICASE 2006), pp.3173-3176, Oct 2006.

ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ-นามสกุล นายวัชรพงษ์ ดิ่งจันทร์
- วัน เดือน ปีเกิด 3 เมษายน 2520 ที่จังหวัดนราธิวาส
- ที่อยู่ 152/6 ถ.สุริยะประดิษฐ์ ต.บางนาค อ.เมือง จ.นราธิวาส 96000
โทร.0-7351-4026
- ประวัติการศึกษา 2543 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- ประสบการณ์การทำงาน
- พ.ศ.2544 -2545 ตำแหน่งวิศวกร บริษัท ที.เอ็น. อินฟอร์เมชั่น ซิสเต็มส์ จำกัด
- พ.ศ.2545- ปัจจุบัน ตำแหน่งวิศวกร 4 บริษัท ทีไอที จำกัด (มหาชน)