

การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังโดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา



นายอาชวี จันทรกีวี

สถาบันวิทยบริการ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

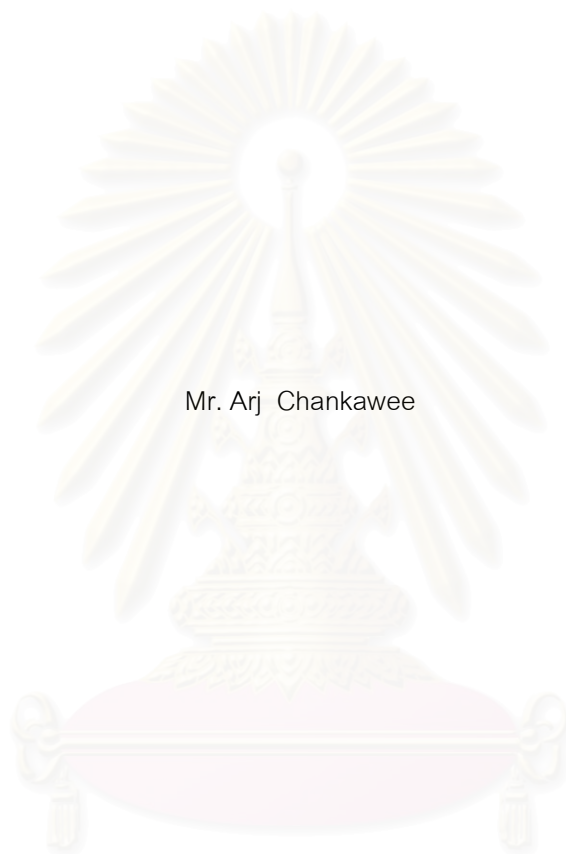
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6116-3

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AIDS USING TIME-VARYING ALLPASS FILTER



Mr. Arj Chankawee

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2004

ISBN 974-17-6116-3

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังโดยใช้วงจร
กรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา
โดย นายอาชว์ จันทร์กวี
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ ดร.นิตาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.ดิเรก ลาวณิชย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ
(รองศาสตราจารย์ ดร.สมชาย จิตะพันธ์กุล)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ดร.นิตาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย)

..... กรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.เจษฎา ชินรุ่งเรือง)

..... กรรมการ
(อาจารย์ ดร.วันเฉลิม โปธา)

อาชว์ จันทร์กวี : การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังโดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา (ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AIDS USING TIME-VARYING ALLPASS FILTER)

อ. ที่ปรึกษา : อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสี่ยมวิสัย, 84 หน้า. ISBN 974-17-6116-3.

ปัญหาความคล้ายคลึงกันของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง นับว่าเป็นปัญหาที่สำคัญในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง โดยใช้วงจรกรองแบบปรับตัวได้ซึ่งมีการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบต่อเนื่อง วิธีหนึ่งที่น่าเสนอขึ้นในอดีตคือ การใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าช่วยแก้ปัญหาคือความคล้ายคลึงกันของสัญญาณทั้งสองนี้ ผู้ทำวิทยานิพนธ์พบว่าในสถานการณ์ที่ผู้มีปัญหาทางการได้ยิน มีปัญหาทางการได้ยินเพียงข้างเดียวและใช้เครื่องช่วยฟังเพียงข้างเดียว การใช้เครื่องช่วยฟังที่มีการใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่นั้นจะทำให้คุณภาพของสัญญาณเสียงขาออกของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังเชิงสเตอริโอมีคุณภาพลดลงไปอย่างมาก ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคในการลดความคล้ายคลึงกันของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง โดยที่ยังคงรักษาคุณภาพของสัญญาณเสียงขาออกเชิงสเตอริโอให้ใกล้เคียงสัญญาณจริงมากที่สุด โดยเสนอให้ประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาที่สามารปรับอันดับของวงจรกรองได้ต่างๆ กันตามความเหมาะสม (Higher-order Time-varying All-pass Filter : HO-TV-APF)

นอกจากนี้จากการที่มีพลังงานของสัญญาณเสียงเข้าประกอบอยู่ในสัญญาณผิดพลาดที่ใช้ในการควบคุมการปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับตัว จึงทำให้วงจรกรองแบบปรับตัวเกิดการลู่ออก จากค่าตอบที่ถูกตั้ง ส่งผลให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จึงเพิ่มส่วนการประมาณขนาดของสัญญาณเสียงพูดขาเข้าโดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า การประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า (Forward Linear Predictor : FLP) เพื่อกำจัดสัญญาณที่ประมาณได้ออกจากสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง ซึ่งเมื่อประยุกต์ใช้งานทั้งสองวงจรที่นำเสนอร่วมกันจะทำให้การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ โดยผลการทดลองบนคอมพิวเตอร์และการทดสอบคุณภาพสัญญาณเสียงผ่านทาง Mean Opinion Score (MOS) Testing เมื่อใช้สัญญาณเสียงพูดเป็นสัญญาณขาเข้าของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังนั้นสนับสนุนวิธีที่น่าเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิสิต.....

สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....

ปีการศึกษา 2547

4570650021 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEY WORD: ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION/ FORWARD LINEAR PREDICTION /
ADAPTIVE FILTER / TIME-VARYING ALLPASS / FIXED DELAY

ARJ CHANKAWEE : ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AIDS
USING TIME-VARYING ALLPASS FILTER . THESIS ADVISOR : NISACHON
TANGSANGIUMVISAI, Ph.D., 84 pp .

This thesis proposes a decorrelation technique to improve the performance of Acoustic Feedback Cancellation (AFC) in hearing aids, particularly for the continuous adaptation approach, and by focusing on the case of hearing loss problem in one ear of the patient. It is proposed that the input and the output signals of hearing aids are decorrelated via the use of Higher-order Time-varying Allpass Filters (HO-TV-APF) in order to adequately decorrelate the signals with as little degradation of the quality of the output signal of the hearing aids as possible. In addition, the proposed technique preserves the stereo perception of the signals perceived on both ears by the patient.

Furthermore, due to the existence of the speech input energy within the error signal, the adaptation of the adaptive filter in the AFC system is therefore severely disturbed, and results in misconvergence of the adaptive filter. A Forward Linear Predictor (FLP) is suggested in this thesis to be employed within the AFC system so that the predicted speech input signal can be removed from the error signal, and thus, more accurate estimation of the acoustic feedback signal can be obtained. Computer simulations based on real speech signals demonstrate the effectiveness of the proposed techniques, supported by subjective listening tests, based on the Mean Opinion Score (MOS) testing.

Department Electrical Engineering

Student's signature.....

Field of study Electrical Engineering

Advisor's signature.....

Academic year.....2004

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี กระผมใคร่ขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงสำหรับความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของ อาจารย์ ดร.นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย อาจารย์ที่ปรึกษา วิทยานิพนธ์ ซึ่งท่านได้ให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่าง ๆ พร้อมทั้งแรงกระตุ้นและแรงบันดาลใจในการทำวิจัย มาด้วยดีตลอดมา

ขอขอบคุณอาจารย์ทุก ๆ ท่านที่ได้ให้ความรู้ในการศึกษาในการนำไปใช้เกี่ยวกับงานวิจัย

ขอขอบคุณ รุ่นพี่ รุ่นน้อง เพื่อน ๆ และคนรอบตัวผู้วิจัยทุก ๆ คน ในห้องปฏิบัติการวิจัย การประมวลผลสัญญาณดิจิทัลทุก ๆ คน สำหรับความช่วยเหลือและกำลังใจในการทำวิจัยตลอดมา ขอขอบคุณที่ทำให้วันและเวลาของผู้วิจัยผ่านไปอย่างมีความหมาย

ขอขอบคุณทุนวิจัยกองทุนรัชดาภิเษกสมโภชน์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยที่ช่วยสนับสนุนในการทำวิจัยเป็นอย่างดี

สุดท้ายขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัว ตลอดจนญาติ ๆ ทุกคนที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนแก่ผู้วิจัยมาโดยตลอดจนสำเร็จการศึกษา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ	ช
สารบัญตาราง.....	ณ
สารบัญภาพ	ญ
บัญชีคำศัพท์.....	ฐ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 แนวเหตุผล	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	6
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	6
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ	6
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	7
2. หลักการและระเบียบวิธีที่สำคัญ	8
2.1 เครื่องช่วยฟัง	8
2.1.1 แนะนำอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง.....	8
2.1.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการใช้งานเครื่องช่วยฟัง.....	11
2.2 วงจรกรองวินเนอร์	12
2.2.1 การแสดงเอกลักษณ์ของระบบ.....	15
2.3 การกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับในเครื่องช่วยฟัง	16
2.4 ระเบียบวิธีที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัว.....	20
2.4.1 ระเบียบวิธี Least Mean Square (LMS)	20
2.4.2 ระเบียบวิธี Normalized Least Mean Square (NLMS)	24
2.4.3 ระเบียบวิธี Recursive Least squares (RLS)	25
2.5 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธีต่าง ๆ	28
3. การประยุกต์ใช้วงจร HO-TV-APF และ FLP ในระบบเครื่องช่วยฟัง	30
3.1 การประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่	30
3.2 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา.....	33

3.3 การประยุกต์ใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า.....	41
3.4 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า.....	44
4. ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผล.....	46
4.1 รายละเอียดของค่าต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลอง.....	46
4.2 การกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับแบบดั้งเดิม.....	48
4.3 การประยุกต์นำวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาเข้าใช้ในระบบ AFC....	52
4.4 การประยุกต์วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าในระบบ AFC.....	60
4.5 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณ เชิงเส้นไปหน้าในระบบ AFC	63
5. สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	66
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	66
5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต.....	67
รายการอ้างอิง.....	68
ภาคผนวก.....	70
บทความที่ได้รับการเผยแพร่.....	71
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	84

สารบัญตาราง

ตาราง	หน้า
ตารางที่ 2.1 สรุปสมการที่สำคัญของระเบียบวิธี LMS.....	23
ตารางที่ 2.2 สรุปสมการที่สำคัญของระเบียบวิธี RLS	27
ตารางที่ 2.3 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี LMS	28
ตารางที่ 2.4 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี NLMS.....	28
ตารางที่ 2.5 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี RLS.....	29
ตารางที่ 3.1 ค่าความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับวงจร FLP.....	43
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปตามเวลาที่อันดับ N = 3 เมื่อใช้ความถี่ชักตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz	53
ตารางที่ 4.2 คุณภาพของสัญญาณเสียงตามคะแนนต่างๆ ที่ให้กับการทดสอบ MOS Testing ..	56
ตารางที่ 4.3 ค่าคะแนนเฉลี่ย MOS เมื่อใช้วิธีการลดความคล้ายคลึงกันวิธีต่าง ๆ.....	56



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 1.1 การทำงานของเครื่องช่วยฟัง.....	2
รูปที่ 1.2 การเกิดสัญญาณเสียงป้อนกลับเมื่อใช้เครื่องช่วยฟัง	2
รูปที่ 1.3 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัด สัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบไม่ต่อเนื่อง.....	3
รูปที่ 1.4 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัด สัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบต่อเนื่อง.....	3
รูปที่ 1.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรระวังเวลาในการเพิ่มประสิทธิภาพการกำจัด สัญญาณเสียงป้อนกลับของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง.....	4
รูปที่ 2.1 รูปเครื่องช่วยฟังขนาดเล็กใส่ในหู.....	10
รูปที่ 2.2 ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในการใช้งานของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง.....	12
รูปที่ 2.3 การใช้วงจรรองวินเนอร์ในการประมาณสัญญาณที่ต้องการ.....	13
รูปที่ 2.4 รูปโครงสร้างของวงจรรองวินเนอร์แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด	14
รูปที่ 2.5 แผนภาพการแสดงเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification).....	15
รูปที่ 2.6 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัด สัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบไม่ต่อเนื่อง.....	17
รูปที่ 2.7 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัด สัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบต่อเนื่อง.....	18
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรระวังเวลาที่วิธีก่อนหน้าของระบบ กำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง	31
รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรระวังเวลาที่วิธีกำจัดของระบบ กำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง	31
รูปที่ 3.3 ผลการทดสอบการทำงานการประยุกต์ใช้วงจรระวังเวลาแบบคงที่เข้าในระบบ	32
รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงการใช้ HO-TV-APF ในการแก้ปัญหการกำจัดสัญญาณ เสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง	34
รูปที่ 3.5 ผลของการเปลี่ยนค่า α_{int} ต่อค่าประวังเวลากลุ่ม เมื่อใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ($N = 1$).....	35
รูปที่ 3.6 ค่าประวังเวลากลุ่มที่ใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับต่างๆ เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\alpha_{1,int} = 0.8$ ตลอดทุกอันดับ	36

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 3.7 ผลของการปรับค่า $\alpha_1(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม เมื่อใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม (N = 3)	37
รูปที่ 3.8 ผลของการปรับค่า $\alpha_2(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม เมื่อใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม (N = 3).....	37
รูปที่ 3.9 ผลของการปรับค่า $\alpha_3(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม เมื่อใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม (N = 3).....	38
รูปที่ 3.10 ผลของการปรับค่า $\alpha_2(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม โดยให้ $\alpha_1(n) = 0.8$ มีค่าคงที่ ตลอดเวลาในกรณีที่ใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม (N = 3).....	39
รูปที่ 3.11 ผลของการปรับค่า $\alpha_3(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม โดยให้ $\alpha_1(n) = 0.8$ มีค่าคงที่ ตลอดเวลา และ $\alpha_2(n) = 0.1$ คงที่ตลอดเวลาในกรณีที่ใช้วงจรรองผ่าน ทุกความถี่อันดับสาม (N = 3).....	39
รูปที่ 3.12 บล็อกไดแกรมแสดงเทคนิคการประมาณเชิงเส้นไปหน้า (FLP)	41
รูปที่ 3.13 ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังที่ใช้วงจรรอง FLP	42
รูปที่ 3.14 การประยุกต์ใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่ร่วมกับวงจรรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ในระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง.....	44
รูปที่ 4.1 ลักษณะวิถีป้อนกลับ (Feedback path) ในเครื่องช่วยฟัง	46
รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังที่เป็นสัญญาณเสียงพูด	46
รูปที่ 4.3 รูปบล็อกไดแกรมระบบการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนแบบดั้งเดิม	48
รูปที่ 4.4 ค่า WEVN เมื่อเครื่องช่วยฟังใช้ระบบ AFC แบบดั้งเดิม ที่อัตราขยาย G_0 ต่างๆ กัน...48	
รูปที่ 4.5 รูปค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่อัตราขยาย $G_0 = 5$	49
รูปที่ 4.6 บล็อกไดแกรมแสดงการเพิ่มวงจรรองประวิงเวลาในการลดสหสัมพันธ์ของ สัญญาณ ขาเข้าและสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟังในการกำจัดสัญญาณเสียง ป้อนกลับ.....	50
รูปที่ 4.7 ค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังมีอัตราขยาย $G_0 = 5$ โดยมีการใช้วงจรรองประวิงเวลา Δ คงที่ขนาด 1 ms	50
รูปที่ 4.8 รูปค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่อัตราขยาย $G_0 = 5$ ที่มีการประยุกต์ใช้ วงจรรองประวิงเวลาแบบคงที่เพื่อลดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าและ สัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง	51

สารบัญญภาพ (ต่อ)

ฎ

ภาพประกอบ	หน้า
รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงการใช้ HO-TV-APF ในการแก้ปัญหาการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง.....	52
รูปที่ 4.10 ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 1$ เมื่อจำกัดค่าประวิงเวลาไม่เกิน $200 \mu s$	52
รูปที่ 4.11 ค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$ เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 1$ ที่มีค่าประวิงเวลากลุ่มดังในรูปที่ 4.10.....	53
รูปที่ 4.12 ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF อันดับ $N = 3$ ที่ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ	54
รูปที่ 4.13 กราฟ WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$ เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 3$ ที่มีค่าประวิงเวลากลุ่มดังในรูปที่ 4.12.....	54
รูปที่ 4.14 ค่า WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ขนาด $1 ms$ และการใช้ HO-TV-APF ($N = 3$).....	55
รูปที่ 4.15 ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังที่ใช้วงจร FLP เพื่อทำการประมาณสัญญาณขาเข้าเพื่อหาสัญญาณค่าผิดพลาดตัวใหม่.....	58
รูปที่ 4.16 (A) รูปสัญญาณค่าผิดพลาดเดิม $e(n)$ ในระบบ AFC แบบดั้งเดิมที่มีสัญญาณขาเข้าอยู่ (B) รูปสัญญาณค่าผิดพลาด $e_1(n)$ ในรูปที่ 4.15 ที่มีการกำจัดสัญญาณขาเข้าแล้ว.....	58
รูปที่ 4.17 กราฟ WEVN เมื่อใช้สัญญาณค่าผิดพลาดตัวใหม่ในการควบคุมการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวได้ ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$	59
รูปที่ 4.18 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ในการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในระบบเครื่องช่วยฟัง.....	60
รูปที่ 4.19 ค่า WEVN เมื่อประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ในเครื่องช่วยฟังที่อัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$	61
รูปที่ 4.20 ค่า WEVN เปรียบเทียบวิธีประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้ากับวิธีอื่น ๆ	61

ดัชนีคำศัพท์

acoustic feedback cancellation	การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ
acoustic feedback path	วิธีป้อนกลับทางเสียง
adaptive filter	วงจรกรองแบบปรับตัว
algorithm	ระเบียบวิธี
amplified	อัตราขยาย
cancellation path	วิธีกำจัด
channel equalization	การปรับเท่าช่องสัญญาณ
characteristic	ลักษณะเฉพาะ
convergence rate	อัตราการลู่เข้า
convex function	ฟังก์ชันคอนเวกซ์
convolution sum	ผลบวกคอนโวลูชัน
continuous adaptation	ปรับตัวอย่างต่อเนื่อง
conventional	แบบดั้งเดิม
correlation	สหสัมพันธ์
cost function	ฟังก์ชันต้นทุน
coupling	การเชื่อมต่อ
cross-correlation	สหสัมพันธ์ข้าม
delay	การประวิงเวลา
decorrelation	ลดความคล้ายคลึงกัน
dynamic range	พิสัยพลวัต
eigenvalue	ค่าเฉพาะ
ensemble average	ค่าเฉลี่ยทั้งชุดเชิงสถิติ
feedback	การป้อนกลับ
finite impulse response	ผลตอบสนองของอิมพัลส์จำกัด
fixed delay	ประวิงเวลาแบบคงที่
forward linear prediction	การประมาณเชิงเส้นไปหน้า
forward path	วิธีไปหน้า
group delay	ค่าประวิงเวลากลุ่ม

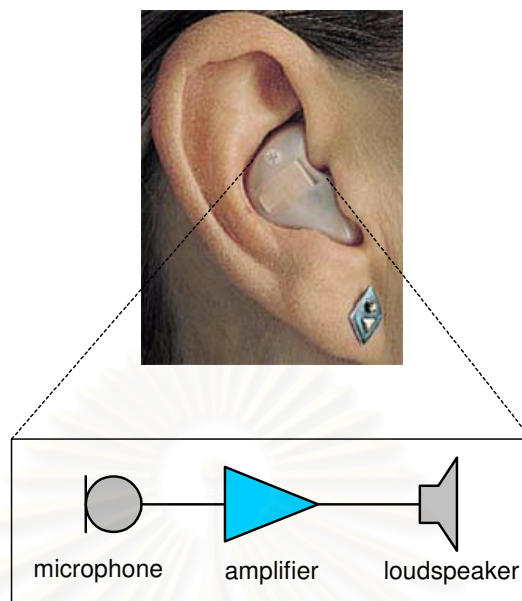
hearing aids	เครื่องช่วยฟัง
hearing loss	สูญเสียการได้ยิน
identity matrix	เมตริกซ์เอกลักษณ์
inter-aural delay	ความหน่วงเวลาระหว่างหูทั้ง 2 ข้าง
iteration	การวนซ้ำ
linear time-invariant system	ระบบเชิงเส้นและไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา
matrix algebra	พีชคณิตเชิงเมตริกซ์
minimum	น้อยที่สุด
misadjustment	การเบี่ยงเบนของคำตอบ
noise cancellation	การกำจัดสัญญาณรบกวน
non-continuous adaptation	ปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่อง
nonsingularity matrix	เมตริกซ์ไม่เอกฐาน
operator	ตัวดำเนินการ
optimum	เหมาะสม
order	อันดับ
posteri error	ความผิดพลาดค่าหลัง
priori error	ความผิดพลาดค่าก่อนหน้า
robust performance	สมรรถนะที่ทนทาน
steady state	สภาวะอยู่ตัว
step-size	ค่าช่วงก้าว
subjective listening test	การทดสอบการฟังเชิงอัตวิสัย
system identification	การแสดงเอกลักษณ์ของระบบ
time average	ค่าเฉลี่ยทางเวลา
time-varying delay	ค่าประวิงเวลาแบบเปลี่ยนแปลงตามเวลา
update equation	สมการปรับให้เป็นปัจจุบัน

บทที่ 1

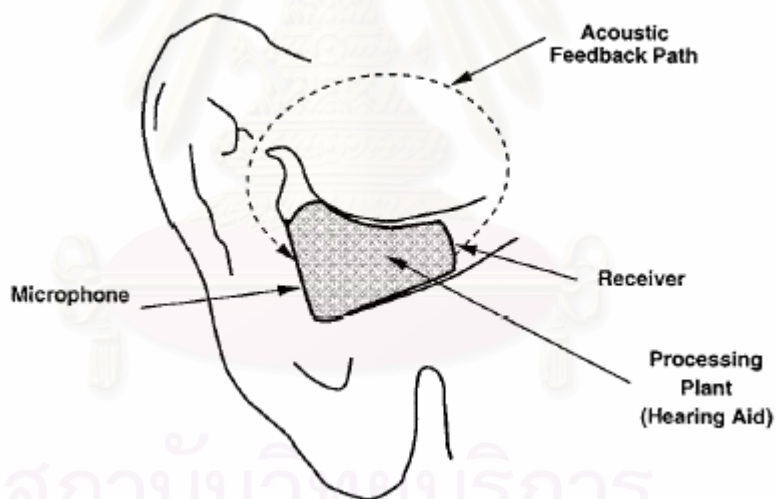
บทนำ

1.1 แนวเหตุผล

ปัจจุบันนี้ผู้ที่สูญเสียการได้ยินหรือมีปัญหาการได้ยิน (Hearing Loss) นับว่าจะมีจำนวนเพิ่มมากขึ้นทุกวัน โดยผู้ที่ปัญหาทางการได้ยินนี้อาจจะเป็นมาตั้งแต่กำเนิดหรือเกิดจากอุบัติเหตุต่าง ๆ ทำให้การได้ยินบกพร่องหรือเสื่อมลงไปได้ ดังนั้นเครื่องช่วยฟัง (Hearing Aids) จึงนับว่าเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญและมีประโยชน์อย่างมากต่อผู้ที่มีปัญหาการได้ยิน โดยหลักการทำงานของเครื่องช่วยฟังคือการขยายขนาดสัญญาณเสียงขาเข้าโดยใช้เครื่องขยาย (Amplifier) เพื่อให้ผู้ที่มีปัญหาการได้ยินสามารถได้รับสัญญาณเสียงขาออกที่มีความดังมากขึ้น โดยระดับสัญญาณที่ขยายขึ้นมานี้จะขึ้นอยู่กับความสูญเสียการได้ยินของผู้ใช้แต่ละคน โดยจะรักษาไว้ซึ่งความชัดเจนของคุณภาพสัญญาณเสียง ดังแสดงในรูปที่ 1.1 แต่ทว่าโดยทั่วไปเครื่องช่วยฟังจะเกิดปัญหาจากสัญญาณเสียงป้อนกลับ ซึ่งเกิดจากการเชื่อมต่อ (Coupling) ระหว่างสัญญาณเสียงออกจากลำโพงของเครื่องช่วยฟังย้อนกลับไปเข้ายังไมโครโฟนของเครื่องช่วยฟังดังรูปที่ 1.2 โดยเฉพาะเมื่อค่าอัตราขยายของเครื่องช่วยฟังมีค่าสูง ๆ ทำให้ผู้ใช้ได้รับความรำคาญ เนื่องจากอาจมีการหวีดหอนขึ้น หรือเสียงที่ได้ยินมีการผิดเพี้ยนไป ดังนั้นวิธีหนึ่งสำหรับการลดผลกระทบจากปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับนี้ อาจทำได้โดยการตั้งค่าอัตราขยายสำหรับการใช้งานของเครื่องช่วยฟังแต่เพียงในช่วงต่ำ เพื่อป้องกันขนาดของสัญญาณเสียงป้อนกลับไม่ให้เกินระดับที่ก่อให้เกิดการรบกวนการได้ยินของผู้ใช้ แต่วิธีนี้จะส่งผลให้พิสัยพลวัต (Dynamic Range) ของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟังถูกจำกัด ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานโดยรวมของเครื่องช่วยฟังถูกจำกัดหรือลดลง ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเสนอแนวคิดในการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังเพื่อเพิ่มพิสัยพลวัตของอัตราขยายของอุปกรณ์ ซึ่งจะส่งผลให้เกิดประโยชน์แก่ผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง คือเมื่อสัญญาณเสียงป้อนกลับถูกจำกัด ทำให้ผู้ใช้สามารถเพิ่มพิสัยพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟังได้ตามต้องการโดยรักษาไว้ซึ่งคุณภาพของสัญญาณเสียงออกของอุปกรณ์ให้มากที่สุด

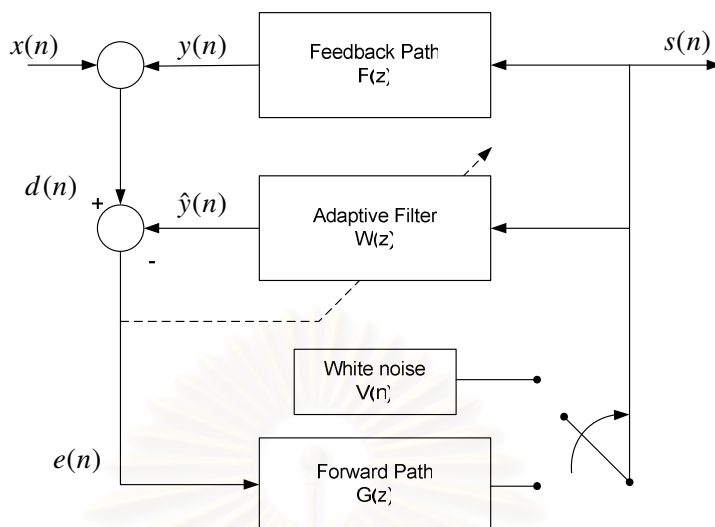


รูปที่ 1.1 การทำงานของเครื่องช่วยฟัง

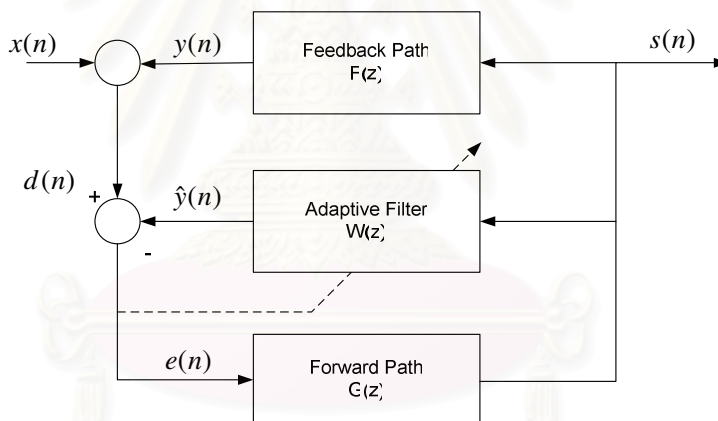


รูปที่ 1.2 การเกิดสัญญาณเสียงป้อนกลับเมื่อใช้อุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง

ในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ วิธีหนึ่งคือการใช้วงจรกรองแบบปรับตัว (Adaptive filter) ในการประมาณวิถีป้อนกลับของสัญญาณเสียง (Acoustic Feedback Path) เพื่อให้สามารถปรับตัวตามการเปลี่ยนแปลงตามสภาพแวดล้อมของสัญญาณเสียง (Acoustic Environment)



รูปที่ 1.3 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบไม่ต่อเนื่อง



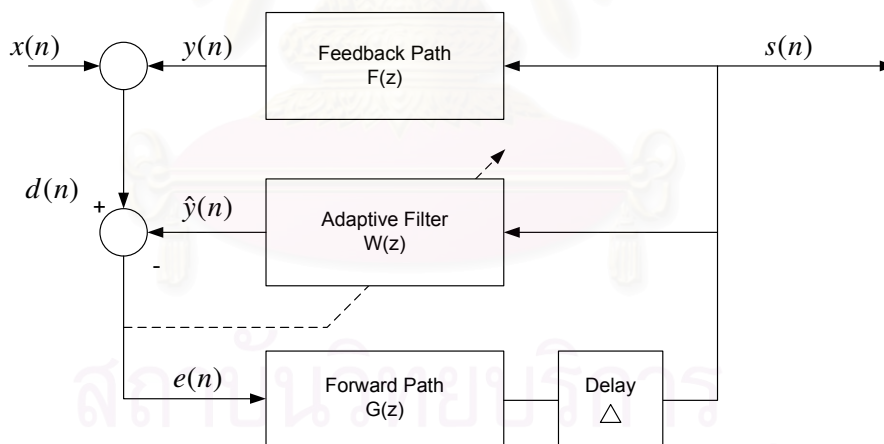
รูปที่ 1.4 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบต่อเนื่อง

โดยทั่วไปการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ในวงจรรองแบบปรับตัวของระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Adaptive Feedback Cancellation : AFC) ที่ใช้กับเครื่องช่วยฟังมีอยู่ด้วยกัน 2 แบบ คือ การปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบต่อเนื่องและแบบไม่ต่อเนื่อง (Continuous and Non-Continuous Adaptation) ซึ่งมีรายละเอียดแตกต่างกันดังต่อไปนี้

สำหรับการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบไม่ต่อเนื่อง ดังรูปที่ 1.3 การปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจะไม่เกิดขึ้นตลอดเวลา แต่ระบบจะทำการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ก็ต่อเมื่อมี

การตรวจวัดว่ามีการหวีดหอนเกิดขึ้น [1] หรือเมื่อสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังมีค่าต่ำ ๆ [2] การปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองนั้นจะทำได้โดยการสร้างสัญญาณ training sequence เช่น สัญญาณรบกวนขาว (White Noise) เป็นสัญญาณขาเข้าในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ซึ่งวิธีนี้มีข้อดีคือวงจรกรองจะสามารถประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback) ได้ใกล้เคียงที่สุด ส่วนข้อเสียของวิธีนี้เกิดจากการที่ระบบสร้างสัญญาณรบกวนขึ้นเพื่อใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ สัญญาณรบกวนที่สร้างขึ้นนี้จะถูกส่งออกไปยังลำโพงด้วยจึงอาจทำให้ผู้ใช้เกิดความรำคาญขึ้นได้ แต่อย่างไรก็ตามวิธีนี้จะเหมาะสมกับผู้มีปัญหาการได้ยินอย่างรุนแรงที่ไม่สามารถได้รับผลกระทบของสัญญาณรบกวนนี้

ในทางตรงข้ามการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบต่อเนื่อง ดังรูปที่ 1.4 จะนำสัญญาณเสียงป้อนกลับมาใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแทนการสร้างสัญญาณรบกวน ดังนั้นผู้ใช้จะไม่สามารถได้รับผลกระทบจากสัญญาณรบกวนโดยวิธีนี้ จึงเป็นที่นิยมนำไปใช้กันมากกว่า หากแต่ว่าการที่สัญญาณเสียงป้อนกลับ $y(n)$ กับสัญญาณเสียงพูดขาเข้า $x(n)$ มีสหสัมพันธ์สูง (Correlation) จึงส่งผลให้การทำงานของวงจรกรองผิดพลาดไปได้ กล่าวคือวงจรกรองจะไม่ลู่เข้าสู่ค่าตอบที่ถูกต้องได้ ทำให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 1.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรประวิงเวลาในการเพิ่มประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณป้อนกลับของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง

วิธีหนึ่งในการลดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $x(n)$ และ $y(n)$ (Decorrelation) สามารถทำได้โดยใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ (Fixed delay) เข้าไปในระบบเพื่อลดสหสัมพันธ์ [3] ดังแสดงในรูปที่ 1.5 ส่งผลให้ระบบสามารถทำงานได้ถูกต้องมากขึ้น อย่างไรก็ตามการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ในระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังนี้ เมื่อทดสอบกับผู้ใช้ที่มีปัญหา

ทางการได้ยินเพียงข้างเดียว พบว่าวิธีนี้ถึงแม้จะส่งผลให้ระบบสามารถจำลองวิถีป้อนกลับได้แม่นยำขึ้น แต่กลับมีผลกระทบต่อคุณภาพเสียงของสัญญาณที่ได้รับ กล่าวคือคุณภาพเสียงแบบสเตอริโอของสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังจะมีคุณภาพที่แย่งอย่างชัดเจน ทั้งนี้คุณภาพเสียงที่แย่งเป็นผลมาจากค่าผลต่างของค่าประวิงเวลาของสัญญาณทั้งสองที่มาถึงหูข้างซ้ายและหูข้างขวาของผู้ฟัง (Inter-aural Delay) มีค่ามากเกินไปกว่า $30\text{-}200\ \mu\text{s}$ [5] ค่าผลต่างของค่าประวิงเวลาของสัญญาณทั้งสองที่มากเกินไปจนแนะนำดังกล่าวนี้นี้จึงทำให้ผู้ฟังรับรู้ได้ถึงเวลาเหลือมล้ำของสัญญาณเสียงทั้งสองที่มาถึงหูแต่ละข้าง

อย่างไรก็ดี การลู่ออกจากสถานะอยู่ตัวของวงจรแบบปรับตัวที่ใช้ในระบบการกำจัดเสียงป้อนกลับภายในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังมีสาเหตุมาจากอีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญ คือจากการที่มีพลังงานของสัญญาณเสียงขาเข้าประกอบอยู่ในสัญญาณผิดพลาด ซึ่งใช้ในการควบคุมการปรับตัวของวงจรแบบปรับตัว จึงทำให้วงจรแบบปรับตัวเกิดการลู่ออกจากค่าตอบที่ถูกต้องเนื่องจากว่าสัญญาณผิดพลาดมีขนาดใหญ่ ส่งผลให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ดังนั้นแนวคิดในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้คือการลดผลกระทบของปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $x(n)$ และ $y(n)$ และปรับปรุงหาค่าสัญญาณผิดพลาดตัวใหม่ที่ได้ลดผลของพลังงานสัญญาณเสียงขาเข้าออกไป เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของวงจรแบบปรับตัว โดยวิธีที่น่าเสนอจะต้องส่งผลต่อคุณภาพเสียงสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟังให้น้อยที่สุด โดยเสนอให้ประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา (Higher-order Time-varying Allpass Filter : HO-TV-APF) [4] ในการแก้ปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $x(n)$ และ $y(n)$ และเสนอให้ประยุกต์ใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า (Forward Linear Prediction : FLP) [8] เพื่อหาค่าสัญญาณผิดพลาดตัวใหม่ที่ใช้ในการควบคุมทำงานของวงจรแบบปรับตัวได้ เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่มีผลกระทบเฉพาะเฟสหรือค่าประวิงเวลาของสัญญาณแต่จะไม่มีผลกระทบต่อขนาดของสัญญาณ ทั้งนี้มนุษย์จะได้รับผลกระทบต่อการได้ยินจากการเปลี่ยนแปลงทางเฟสน้อยกว่าการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณเสียง [6] นอกจากนี้การใช้ HO-TV-APF ที่อันดับต่าง ๆ ในการสร้างค่าประวิงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลา (Time-varying Delay) จะสามารถแก้ปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $x(n)$ และ $y(n)$ และไม่ทำให้ค่าประวิงเวลาแตกต่างกันเกิดขึ้นต่อสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังกับสัญญาณปกติที่มาถึงหูอีกข้างหนึ่งของผู้ใช้เครื่องช่วยฟังมีค่าเกิน $200\ \mu\text{s}$ ดังนั้นแนวคิดนี้สามารถนำมาใช้แก้ปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณ $x(n)$ และ $y(n)$ โดยรักษาคุณภาพเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังได้เป็นอย่างดี

1.2 วัดประสิทธิภาพ

พัฒนาประสิทธิภาพการทำงานของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังเชิงพิสัยพลวัตของอัตราขยาย โดยการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง ด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาเพื่อลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณออกในเครื่องช่วยฟัง โดยสามารถวัดได้จากค่า (Weight Error Vector Norm : WEVN) ที่ดีกว่าหรือเท่ากับวิธีลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่ใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ใน [3]
2. แสดงให้เห็นถึงผลกระทบต่อคุณภาพเสียงของวิธีที่นำเสนอที่น้อยกว่าวิธีที่ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ โดยใช้ค่า Mean Opinion Score : (MOS) ในการทำ Subjective Listening Test
3. ประยุกต์ใช้วงจร (Forward Linear Prediction : FLP) ร่วมกับการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรกรองในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของระบบ AFC โดยสามารถวัดได้จากค่า WEVN ที่ดีขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับระบบ AFC แบบดั้งเดิม (Conventional) ที่ไม่มีการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่หรือระบบ AFC ที่มีการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่เพียงอย่างเดียว

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินการ

1. ศึกษาถึงที่มาของปัญหาและแนวทางการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง
2. ศึกษาการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟังที่มีการใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่
3. เสนอแนวทางแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยใช้วงจรผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลาแทนการใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่
4. ทำการทดสอบเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบ AFC ที่มีการใช้ HO-TV-APF

5. วิเคราะห์และประเมินผลการทำงานของวิธีที่ใช้วงจรผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลา เปรียบเทียบกับการใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่
6. ประยุกต์ใช้วงจร FLP ร่วมกับการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลาเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับ
7. ทำการทดสอบเขียนโปรแกรมจำลองการทำงานของระบบใหม่ที่เสนอขึ้น
8. วิเคราะห์และประเมินผลการทำงานของวิธีที่ใช้วงจรผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจร FLP เปรียบเทียบกับระบบ AFC แบบดั้งเดิมและระบบ AFC ที่มีการใช้วงจรผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลาเพียงอย่างเดียว
9. คำนวณหาค่าความซับซ้อนที่เพิ่มขึ้นในการทำงานของวิธีที่นำเสนอ
10. สรุปผลงานวิจัยและจัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์ฉบับสมบูรณ์

1.5. ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

แนวทางในการพัฒนาการทำงานของเครื่องช่วยฟังให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นในการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับ และมีพิสัยพลวัตที่เพิ่มขึ้นได้ โดยไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณเสียงออกของเครื่องช่วยฟัง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 2

หลักการและระเบียบวิธีที่สำคัญ

ปัจจุบันนี้ได้มีการนำวงจรกรองแบบปรับตัวมาใช้ประโยชน์ต่าง ๆ ในระบบหรืออุปกรณ์ที่ใช้เพื่อการสื่อสารมากมาย เช่นการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อน (Acoustic Echo Cancellation, AEC) การปรับเท่าช่องสัญญาณ (Channel Equalization) และการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง (Acoustic Feedback Cancellation (AFC) in Hearing Aids) เป็นต้น โดยอาศัยความสามารถของวงจรกรองแบบปรับตัวในการจำลองการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางสถิติของสัญญาณ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดของการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง โดยจะเริ่มจากการแนะนำถึงเครื่องช่วยฟัง และกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง ต่อมาจะกล่าวถึงวงจรกรองแบบปรับตัวที่เลือกใช้ในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง และระเบียบวิธีต่าง ๆ ที่สามารถนำมาใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรกรองรวมทั้งแสดงความซับซ้อนในการคำนวณที่เกิดขึ้นด้วย

2.1 เครื่องช่วยฟัง

2.1.1 แนะนำอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง [16] – [19]

เครื่องช่วยฟัง คือ เครื่องขยายเสียงขนาดเล็กที่สามารถใส่ติดไว้ที่หู เพื่อทำหน้าที่ขยายเสียงจากภายนอกทำให้ผู้ฟังรับรู้เสียงได้ดีขึ้น เครื่องช่วยฟังถือเป็นอุปกรณ์ช่วยการได้ยิน (Hearing Devices) ชนิดหนึ่งสำหรับผู้ที่มีความบกพร่องทางการได้ยิน ซึ่งมีอยู่หลายแบบ ได้แก่

1. เครื่องช่วยฟังชนิดฟังเสียงทางอากาศ (Air Conduction Hearing Aid) เป็นเครื่องที่ใส่ไว้ที่หูโดยให้เสียงผ่านเข้าทางช่องหู

2. เครื่องช่วยฟังชนิดฟังเสียงทางกระดูก (Bone Conduction Hearing Aid) เป็นเครื่องที่ใส่ไว้ที่หู โดยให้เสียงผ่านเข้าที่บริเวณหลังใบหู (Mastoid) กรณีที่ผู้ป่วยไม่สามารถใส่เครื่องทางช่องหู เช่น รูหูตีบ ไม่มีรูหู ผู้ป่วยที่มีหนองไหลจากหูตลอดเวลา เป็นต้น เครื่องประเภทนี้มีทั้งชนิดที่วางอยู่ภายนอกและชนิดที่แพทย์ต้องทำการ ผ่าตัดเพื่อฝังไว้ที่กะโหลกศีรษะโดยมีตัวรับเสียงอยู่ภายนอก (Bone-Anchor Hearing Aid)

ข้อบ่งชี้ในการใช้เครื่องช่วยฟัง

การใช้เครื่องช่วยฟังให้เกิดผลดีสำหรับผู้ป่วยแต่ละราย ควรอยู่ในความดูแลของโสตแพทย์และนักโสตสัมผัสวิทยา เนื่องจากสาเหตุของการสูญเสียการได้ยินในผู้ป่วยแตกต่างกันไป บางรายสามารถรักษาหรือแก้ไขได้ด้วยการให้ยาหรือการผ่าตัด อาจไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องช่วยฟัง นอกจากนี้ คุณสมบัติและรายละเอียดของเครื่องช่วยฟังที่มีอยู่ในปัจจุบันมีมากมายหลายอย่าง ซึ่งผู้ป่วยควรทราบเพื่อประกอบการตัดสินใจ มิฉะนั้น ผู้ป่วยอาจไม่ได้รับประโยชน์จากการใช้เครื่องช่วยฟังเท่าที่ควร หรืออาจเป็นอันตรายทำให้สูญเสียการได้ยินมากขึ้น ผู้ป่วยที่จะได้รับประโยชน์จากเครื่องช่วยฟังควรมีคุณสมบัติดังนี้

1. ผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินซึ่งไม่สามารถรักษาให้หายได้ด้วยการให้ยาหรือการผ่าตัด
2. การสูญเสียการได้ยินนั้นมีผลกระทบต่อการใช้สื่อความหมาย เช่น ได้ยินเสียงแต่ไม่เข้าใจความหมาย
3. การสูญเสียการได้ยินที่มีผลกระทบต่อพัฒนาการทางภาษาและการพูดในเด็ก
4. ผู้ป่วยสูญเสียการได้ยินจากโรคหูที่อาจได้รับประโยชน์จากการผ่าตัด แต่มีข้อห้ามในการผ่าตัด เช่น เป็นโรคหัวใจ เหลือการได้ยินเพียงข้างเดียว อีกข้างหนึ่งหูหนวก เป็นต้น

ประโยชน์ที่จะได้รับจากการใช้เครื่องช่วยฟัง

1. การรับฟังเสียงดีขึ้นสามารถโต้ตอบสื่อความหมายด้วยการฟังและการพูด ดำเนินกิจกรรมในชีวิตประจำวันได้เช่นเดียวกับคนทั่วไปในสังคม
2. ผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินและมีเสียงดังรบกวนในหู เมื่อใส่เครื่องช่วยฟังแล้ว นอกจากการฟังจะดีขึ้นเสียงรบกวนในหูมักจะลดลงหรือหายไป
3. การใส่เครื่องช่วยฟังจะช่วยรักษาหน้าที่ของหูให้คงไว้ สำหรับผู้ที่สูญเสียการได้ยินเป็นเวลานานๆ หากไม่ได้รับการฟื้นฟู ความสามารถในการเข้าใจคำพูดจะลดลงทีละน้อย จนฟังไม่รู้เรื่อง ซึ่งเป็นอุปสรรคที่สำคัญในการใช้เครื่องช่วยฟัง เพราะผู้ป่วยจะได้ยินแต่เสียงที่ถูกขยายให้ดังขึ้น แต่ไม่สามารถจำแนกรายละเอียดของเสียงนั้นๆ ได้ ดังนั้นผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินที่แพทย์ไม่สามารถรักษาได้อีกแล้ว ควรใส่เครื่องช่วยฟังที่เหมาะสม เพื่อคงสภาพการฟัง

ชนิดของเครื่องช่วยฟัง

1. เครื่องช่วยฟังแบบพกกระเป๋ (Pocket Aid) เครื่องชนิดนี้มีขนาดใหญ่ ผู้ใช้มักเหน็บตัวเครื่องไว้ที่กระเป๋ มีสายต่อจากตัวเครื่องเข้าสู่หูฟัง

ข้อดี : - เครื่องมีขนาดใหญ่ จับเหมาะมือ ปรับง่าย เหมาะสำหรับผู้สูงอายุ

- ราคาถูก หากการสูญเสียการได้ยิน 2 ข้างเท่ากันสามารถใช้เครื่องเดียว โดยต่อสายแยกเข้า
- มีกำลังขยายมาก เหมาะสำหรับผู้สูญเสียการได้ยินอย่างรุนแรง

- แบตเตอรี่หาซื้อง่าย

ข้อเสีย: - ต้องมีสาย รุงรัง จำกัดการเคลื่อนไหว

- การฟังเสียงไม่เป็นธรรมชาติ เนื่องจาก ไมโครโฟนรับเสียงอยู่ที่บริเวณหน้าอก ไม่
- สามารถแยกทิศทางของเสียงได้ บางครั้งมีเสียงเครื่องเสียงติดสื่อกับเสื้อผ้าอีกด้วย
- ทำให้เห็นความพิการได้ชัดเจน

2. เครื่องแบบทัดหลังใบหู (Behind the Ear Hearing Aid) (Earette) เครื่องชนิดนี้มีขนาดเล็ก ตัวเครื่องเรียวยาวโค้งเกาะอยู่ที่บริเวณหลังหู

- ข้อดี :
- การฟังเสียงเป็นธรรมชาติ เพราะไมโครโฟนอยู่ที่บริเวณหู
 - ไม่เกะกะรุงรัง เพราะไม่ต้องมีสาย
 - สามารถใช้กับผู้ที่สูญเสียการได้ยินน้อยจนถึงสูญเสียการได้ยินรุนแรง

ข้อเสีย :- ผู้ป่วยต้องคล้องหูซึ่งมีขนาดเล็ก หากต้องการปรับระดับเสียง

- ค่าใช้จ่ายสูงกว่า หากหูเสียทั้ง 2 ข้าง ต้องใส่ 2 เครื่อง
- ต้องใช้แบตเตอรี่เฉพาะของเครื่องช่วยฟัง (ขนาด 1.4 โวลท์)

3. เครื่องชนิดสั่งทำขนาดเล็กใส่ในหู (Custom-made Hearing Aid) แบ่งเป็น 3 ชนิด ได้แก่



(A) In the ear



(B) In the canal



(C) Complete in the canal

รูปที่ 2.1 รูปเครื่องช่วยฟังขนาดเล็กใส่ในหู

- ข้อดี :
- การฟังเสียงยังเป็นธรรมชาติ เพราะไมโครโฟนอยู่ในหู
 - เห็นความพิการน้อยลง โดยเฉพาะ CIC แทบจะไม่เห็นเลย

ข้อเสีย: - เครื่องมีขนาดเล็ก ปรับยาก

- ต้องสั่งทำเฉพาะบุคคล ราคาสูง
- ใช้ได้เฉพาะผู้ที่มีการสูญเสียการได้ยินไม่มาก (< 70 dB)
- ต้องใช้แบตเตอรี่เฉพาะของเครื่องช่วยฟัง (ขนาด 1.4 โวลท์)

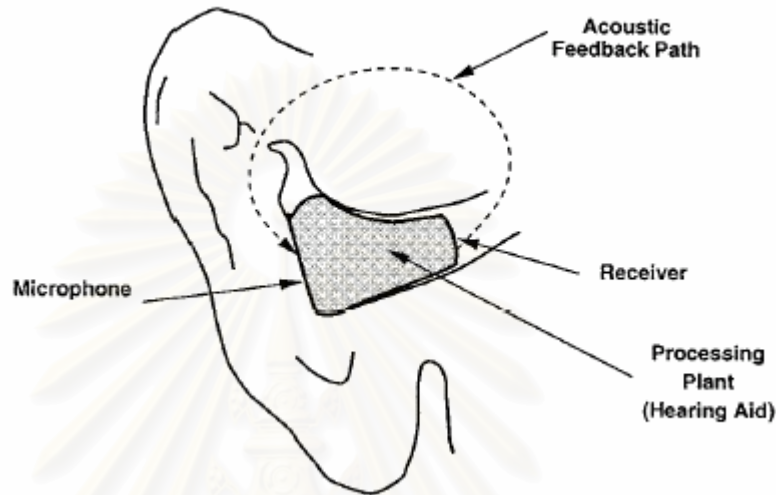
จะเห็นได้ว่า เครื่องช่วยฟังมีหลายแบบ แต่ละแบบมีข้อดี - ข้อเสียแตกต่างกัน และในปัจจุบัน มีการนำระบบโปรแกรมคอมพิวเตอร์และระบบดิจิทัลมาใช้เพื่อให้คุณภาพของเสียงดีขึ้น ทำให้ราคาของเครื่องช่วยฟังแตกต่างกันอย่างมากตั้งแต่ 5,000 - 60,000 บาท อย่างไรก็ตามผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินควรได้รับคำแนะนำจากนักโสตสัมผัสวิทยา เพื่อรับทราบข้อมูลเกี่ยวกับภาวะการสูญเสียการได้ยินของแต่ละคน ความเหมาะสมในการเลือกแบบของเครื่องช่วยฟัง ซึ่งจะต้องผ่านการประเมินการใช้เครื่องที่ถูกต้องตามมาตรฐาน เพื่อให้แน่ใจว่าเครื่องช่วยฟังนั้นเหมาะกับแต่ละคน รวมทั้งการเรียนรู้การใช้ การดูแลรักษาเครื่อง การแก้ไขปัญหาเฉพาะหน้าเมื่อเครื่องขัดข้อง และการติดตามผลการใช้เครื่องเป็นระยะ ๆ เพราะเครื่องช่วยฟังมิได้รักษาโรคหู เป็นเพียงช่วยให้ผู้รับฟังเสียงได้ดีขึ้นเท่านั้น โรคหูที่เป็นสาเหตุของการสูญเสียการได้ยินบางอย่างไม่สามารถรักษาได้ หรือในขณะใช้เครื่องอาจเกิดโรคหูอย่างอื่นแทรกซ้อน อาจจะทำให้หูเสียมากขึ้น ความสามารถในการฟังเสียงลดลง อาจต้องพบแพทย์เพื่อพิจารณารักษาหรือทำการปรับเครื่องใหม่ให้เหมาะกับการสูญเสียการได้ยินที่เปลี่ยนไป

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอกล่าวถึงการใช้งานอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังชนิดที่ใส่ไว้ในหู และมีการทำงานเป็นประเภทดิจิทัล หากแต่ว่าตัวขยายสัญญาณทำงานแบบเชิงเส้น นอกจากนี้วิทยานิพนธ์นี้คำนึงถึงกรณีที่ผู้ป่วยสูญเสียการได้ยินในหูเพียงข้างใดข้างหนึ่งเท่านั้น ผู้ป่วยจึงมีความจำเป็นในการใช้เครื่องช่วยฟังในหูข้างที่มีปัญหานั้นเพียงข้างเดียว

2.1.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการใช้งานอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง

ปัญหาสำคัญประการหนึ่งที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องช่วยฟัง คือการเกิดสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback) ผ่านช่องอากาศ (Air-vent) ระหว่างเครื่องช่วยฟังกับผิวหนังภายในช่องหูชั้นนอกหรือเรียกว่าวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback Path) ดังแสดงในรูปที่ 2.2 โดยปกติสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังจะถูกส่งผ่านไปยังหูชั้นกลางและหูชั้นในต่อไป แต่เนื่องจากการที่ไม่โครโฟนและลำโพงของเครื่องช่วยฟังอยู่ใกล้กันมาก สัญญาณเสียงออกส่วนหนึ่งของเครื่องช่วยฟังที่ถูกขยายขนาดแล้ว จะเดินทางผ่านวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับนี้ย้อนกลับไปเข้ายังไม่โครโฟนอีกครั้งหนึ่ง ส่งผลให้เกิดเสียงรบกวนแก่ผู้ใช้เครื่องช่วยฟังโดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่ออัตราขยายของตัวขยายมีค่าสูง กล่าวคือ เกิดเสียงหวีดหรือทำให้ผู้ใช้ได้รับสัญญาณเสียงที่บิดเบี้ยวไป แนวคิดอย่างง่ายในป้องกันผลกระทบจากปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับ คือ การตั้งค่าอัตราขยายสำหรับการใช้งานของเครื่องช่วยฟังแต่เพียงในช่วงต่ำ เพื่อป้องกันไม่ให้ขนาดของสัญญาณเสียงป้อนกลับก่อให้เกิดการรบกวนต่อผู้ใช้ หากแต่ว่าการจำกัดพิสัยพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง จะทำให้อุปกรณ์ไม่สามารถทำหน้าที่ในการขยายขนาดของสัญญาณเสียงได้ตาม

ความต้องการของผู้ใช้ในบางสถานะแวดล้อม ส่งผลให้ประสิทธิภาพการทำงานโดยรวมของเครื่องช่วยฟังลดลง ดังนั้น การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการเพิ่มสมรรถนะการทำงานของอุปกรณ์



รูปที่ 2.2 ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในการใช้งานของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง

ในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ วิธีหนึ่งคือการใช้วงจรกรองแบบปรับตัว (Adaptive Filter) ในการประมาณวิถีป้อนกลับของสัญญาณเสียง (Acoustic Feedback Path) เนื่องจากวิถีป้อนกลับนี้มีการเปลี่ยนแปลงตามสภาพแวดล้อมของสัญญาณเสียง (Acoustic Environment) วงจรกรองจึงต้องมีการปรับตัวตามความเปลี่ยนแปลงด้วย ดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะกล่าวถึงการเลือกใช้งานวงจรกรองในการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง

2.2 วงจรกรองวินเนอร์ (Wiener Filter)

ในระบบหนึ่ง ๆ เมื่อต้องการประมาณสัญญาณหนึ่งที่ไม่สามารถรับสัญญาณเหล่านี้ได้โดยตรง (Desired Signal) เช่น สัญญาณเสียงพูด สัญญาณเรดาร์หรือรูปภาพต่าง ๆ จากอีกสัญญาณหนึ่งที่ตรวจวัดได้ (Measure Signal) วิธีหนึ่งที่สามารถใช้ทำการประมาณสัญญาณที่ต้องการได้คือการใช้วงจรกรองที่ถูกออกแบบอย่างเหมาะสม วงจรกรองวินเนอร์ (Wiener Filter) เป็นหนึ่งในวงจรที่สามารถแก้ไขปัญหาดังกล่าวได้เป็นอย่างดี ซึ่งถูกเสนอโดย Norbert Wiener [8] จากปัญหาที่ Wiener ต้องการจะออกแบบวงจรกรองที่สามารถทำการประมาณสัญญาณที่ต้องการกลับมาได้จากสัญญาณ

ที่ตรวจวัดได้ โดยมีสัญญาณรบกวนพื้นหลัง (Background Noise) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 หลักการทำงานของวงจรรองวินเนอร์จะคำนวณหาค่าเหมาะสมของค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง ซึ่งในรูปที่ 2.3 คือ สัมประสิทธิ์ในโดเมนเวลาของฟังก์ชันการถ่ายโอนของ $W(z)$ เพื่อให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าสัญญาณผิดพลาดระหว่างสัญญาณที่ออกของวงจรรอง $\hat{d}(n)$ กับค่าของสัญญาณที่ต้องการประมาณ $d(n)$ ให้มีค่าน้อยที่สุด



รูปที่ 2.3 การใช้วงจรรองวินเนอร์ในการประมาณสัญญาณที่ต้องการ

พิจารณารูปที่ 2.3 กำหนดให้สัญญาณเข้าของวงจรรองเป็นสัญญาณที่ตรวจวัดได้ ประกอบด้วยสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ และสัญญาณรบกวนพื้นหลัง $v(n)$ มีสมการเป็น

$$x(n) = d(n) + v(n) \quad (2.1)$$

โดยที่ทั้งสัญญาณ $d(n)$ และสัญญาณ $v(n)$ เป็นสัญญาณที่มีคุณสมบัติแบบ wide-sense stationary วงจรรองจะพยายามปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ให้ค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณผิดพลาดของการประมาณสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ มีค่าน้อยที่สุด กล่าวคือ

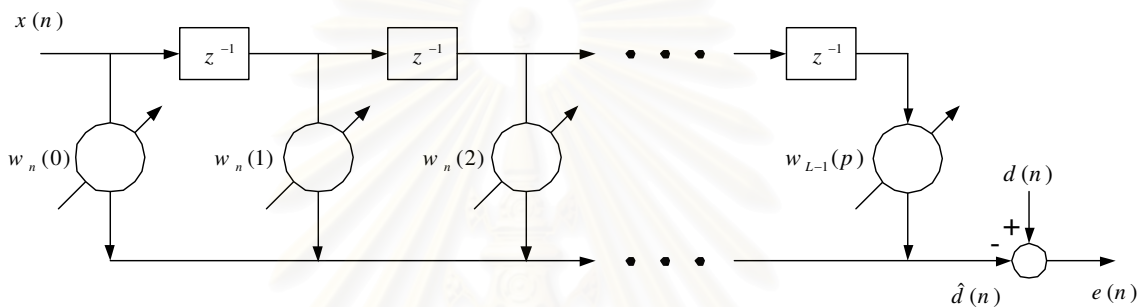
$$\xi = E\{e^2(n)\} \quad (2.2)$$

โดยที่ผลต่างระหว่างสัญญาณที่ต้องการ $d(n)$ และสัญญาณออกของวงจรรอง $\hat{d}(n)$ หาได้จาก

$$e(n) = d(n) - \hat{d}(n) \quad (2.3)$$

โดยทั่วไปโครงสร้างของวงจรรองวินเนอร์สามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบคือ แบบที่มีโครงสร้างเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response, FIR) และแบบที่มีโครงสร้างเป็นผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (Infinite Impulse Response, IIR) [8],[12],[13] ซึ่งสมการของวงจรรองวินเนอร์ที่มีโครงสร้างแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดจะอยู่ในรูปสมการไม่เชิงเส้น (Non-

linear Equation) ในขณะที่สมการของวงจรรองวินเนอร์แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดจะอยู่ในรูปสมการเชิงเส้น (Linear Equation) จึงทำให้วงจรรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดได้รับความนิยมมากกว่าในการนำไปใช้งาน เนื่องจากมีความง่ายต่อการคำนวณรักษาไว้ซึ่งเสถียรภาพ กล่าวคือสัมประสิทธิ์ของวงจรรองจะไม่ลู่ออกจากสถานะอยู่ตัวเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด ถึงแม้ว่าข้อจำกัดของวงจรรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด คือจำนวนสัมประสิทธิ์ในการประมาณสัญญาณที่มากกว่าวงจรรองแบบผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดก็ตาม [8],[12],[13]



รูปที่ 2.4 รูปโครงสร้างของวงจรรองวินเนอร์แบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงใช้วงจรรองที่มีโครงสร้างแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัดโดยมีบล็อกไดอะแกรม ดังแสดงในรูปที่ 2.4 ซึ่งค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองที่มีโครงสร้างแบบนี้ สามารถหาได้จาก

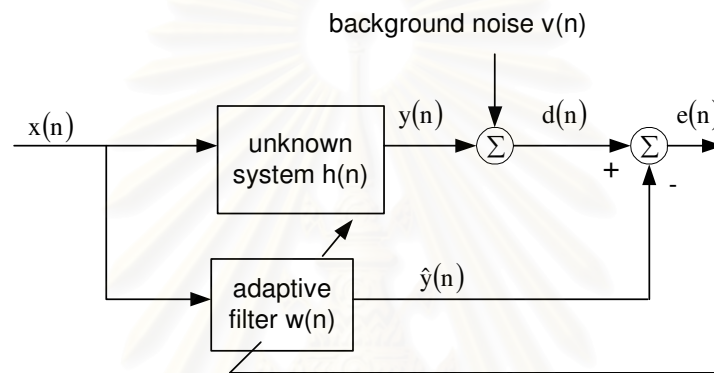
$$W(z) = \sum_{i=0}^{L-1} w(i)z^{-i} \quad (2.4)$$

โดยที่ $\{w(i)\}$ เป็นค่าผลตอบสนองอิมพัลส์ของค่าสัมประสิทธิ์ตัวที่ i ของวงจรรองซึ่งมีอันดับเป็น L

การใช้งานของวงจรรองปรับตัวได้นั้นมีหลายประเภท อาทิเช่น การประมาณเชิงเส้น (Linear Prediction) การกำจัดสัญญาณรบกวน (Noise Cancellation) และการแสดงเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification) เป็นต้น สำหรับการประยุกต์ใช้งานวงจรรองวินเนอร์ในการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังนั้น จะใช้วงจรรองแบบปรับตัวที่มีการใช้งานแบบการแสดงเอกลักษณ์ของระบบ โดยจะกล่าวในหัวข้อต่อไป

2.2.1 การแสดงเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification)

การแสดงเอกลักษณ์ของระบบเป็นการสร้างแบบจำลองของระบบที่ไม่ทราบค่าระบบหนึ่ง โดยอาศัยวงจรรองแบบปรับตัว ซึ่งประกอบไปด้วยขั้นตอนต่าง ๆ ดังนี้คือ การออกแบบวางแผนการทดลอง การเลือกโครงสร้างของแบบจำลอง การประมาณค่าสัมประสิทธิ์ และการพิสูจน์แบบจำลอง ขั้นตอนและวิธีการต่าง ๆ เหล่านี้จะกระทำซ้ำ ๆ กันไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งได้แบบจำลองที่น่าพอใจ ในที่นี้จะอธิบายการใช้วงจรรองแบบปรับตัวในการประมาณค่าสัมประสิทธิ์ของระบบที่ไม่ทราบค่า ซึ่งถูกจำลองแบบโดยใช้วงจรรองที่มีโครงสร้างแบบผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แผนภาพการแสดงเอกลักษณ์ของระบบ (System Identification)

สมมติว่า $\{h(n)\}$ เป็นระบบที่ไม่ทราบค่าระบบหนึ่ง ซึ่งจะกำหนดให้เป็นระบบเชิงเส้นและไม่เปลี่ยนแปลงตามเวลา (Linear Time-invariant System) โดยสามารถจำลองขึ้นโดยใช้ผลตอบสนองอิมพัลส์เป็น $\underline{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{L-1}]^T$ ที่มีจำนวนสัมประสิทธิ์เท่ากับ L และ $[\cdot]^T$ คือ เมตริกซ์สลับเปลี่ยน และสัญลักษณ์ $\underline{\cdot}$ คือเวกเตอร์ วงจรรองแบบปรับตัวถูกกำหนดให้มีความยาวเท่ากับจำนวนสัมประสิทธิ์ของระบบที่ไม่ทราบค่า \underline{h} โดย $\underline{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]$ คือ เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่เวลา n และเวกเตอร์สัญญาณเข้าของระบบที่เวลา n เป็น $\underline{x}(n) = [x(n), x(n-1), \dots, x(n-L+1)]^T$ สัญญาณที่ต้องการประมาณ $d(n)$ หาได้จาก

$$\begin{aligned} d(n) &= y(n) + v(n) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} h(i)x(n-i) + v(n) \end{aligned} \quad (2.5)$$

สัญญาณออกของวงจรกรองแบบปรับตัว $\hat{y}(n)$ คำนวณได้จากผลบวกคอนโวลูชัน (Convolution Sum) ระหว่างสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว $\{w(n)\}$ กับสัญญาณเข้า $x(n)$ ดังสมการ (2.6)

$$\hat{y}(n) = \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n)x(n-i) \quad (2.6)$$

สัญญาณความผิดพลาดของการประมาณ $e(n)$ หาได้จากความแตกต่างระหว่างสัญญาณออกของวงจรกรองแบบปรับตัว $\hat{y}(n)$ กับสัญญาณที่ต้องการประมาณ $d(n)$

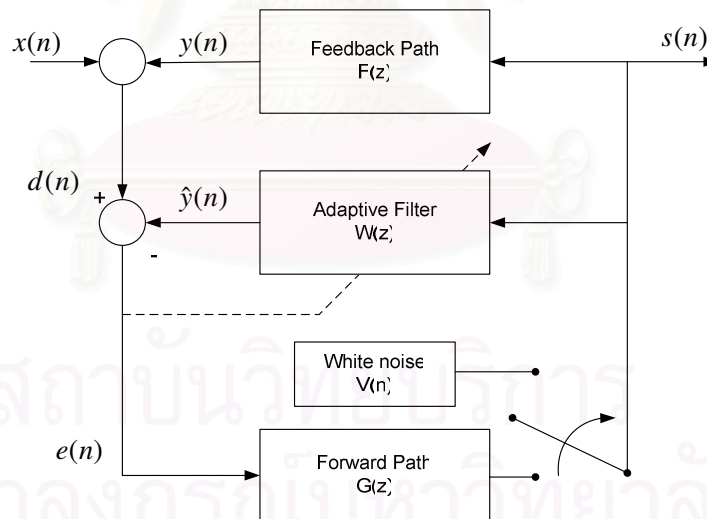
$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - \hat{y}(n) \\ &= y(n) + v(n) - \hat{y}(n) \end{aligned} \quad (2.7)$$

พิจารณาสมการที่ (2.7) จะพบว่าที่เวลา n ใด ๆ ถ้าวงจรกรองแบบปรับตัวสามารถจำลองระบบที่ไม่ทราบค่า h ได้ กล่าวคือ $\hat{y}(n)$ มีค่าใกล้เคียงกับ $y(n)$ ค่าสัญญาณความผิดพลาด $e(n)$ จะมีค่าเข้าใกล้ค่าสัญญาณรบกวนพื้นหลัง $v(n)$ ดังนั้นค่าสัญญาณความผิดพลาดจึงถูกใช้เป็นตัวบ่งชี้การเบี่ยงเบนของแบบจำลอง $w(n)$ เมื่อเปรียบเทียบกับ h สำหรับระเบียบวิธีต่าง ๆ (Adaptive Filtering Algorithm) ที่ใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวจะใช้ค่าสัญญาณความผิดพลาด $e(n)$ ในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวที่คำนวณได้ในแต่ละรอบการวนซ้ำ (Iteration) เพื่อใช้ในการคำนวณรอบต่อ ๆ ไป เมื่อการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์นำหน้าของวงจรกรองแบบปรับตัวกระทำซ้ำไปเรื่อย ๆ แบบจำลองที่น่าพอใจจะหาได้จากค่าการเบี่ยงเบนของแบบจำลอง หรือเมื่อขนาดของสัญญาณความผิดพลาด $e(n)$ มีค่าน้อยจนเป็นที่ยอมรับได้

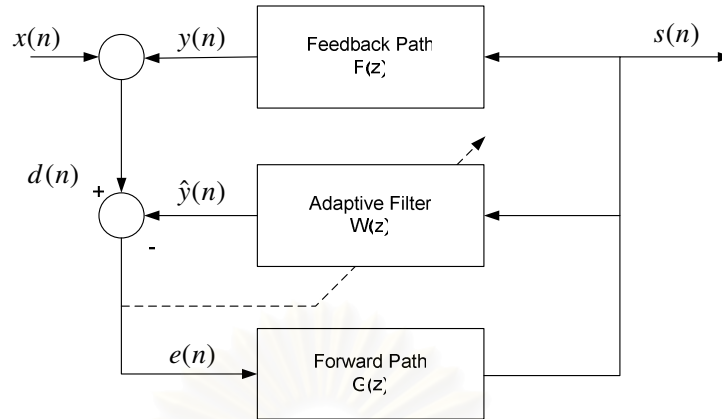
2.3 การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง

การทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบใหญ่ ๆ คือ การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่อง และการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยใช้ระบบปรับตัวแบบต่อเนื่อง [1],[2] ดังแสดงในรูปที่ 2.6 และ 2.7 ตามลำดับ

สำหรับวิธีการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในแบบที่หนึ่ง คือ การใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องนั้น สามารถทำได้โดยการสั่งให้ระบบปรับตัวในช่วงเวลาที่สม่ำเสมอ (Periodically) หรือสั่งให้ระบบปรับตัวทำงานเฉพาะขณะที่มีการตรวจจับได้ว่าเกิดเสียงหวีดที่เป็นผลมาจากสัญญาณเสียงป้อนกลับ [1] หรือระบบปรับตัวถูกสั่งให้ทำงานเฉพาะเมื่อระดับสัญญาณเสียงเข้าของระบบที่วัดได้อยู่ในเกณฑ์ต่ำ [2] วิธีต่าง ๆ ดังกล่าวนี้อาศัยการใส่สัญญาณพิเศษเข้าไปในระบบเพื่อใช้ในการสอนระบบ (Training Sequence) เช่น สัญญาณรบกวนขาว (White Noise) ส่งผลให้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวเข้าสู่สภาวะของสัญญาณเสียงป้อนกลับอย่างใกล้เคียงมากที่สุด อย่างไรก็ตามการใส่สัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบจะส่งผลทำให้เกิดการรบกวนการได้ยินของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง ซึ่งจะไม่ผลต่อการได้ยินถ้าหากว่าผู้ใช้เครื่องช่วยฟังมีปัญหาการสูญเสียการได้ยินในขั้นมากถึงระดับที่เรียกว่าหูหนวก (Profoundly Deaf) ดังนั้นวิธีดังกล่าวจึงไม่เหมาะกับผู้ใช้เครื่องช่วยฟังทั่วไป นอกจากนี้ข้อเสียอีกประการหนึ่งของการใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่อง คือ ความจำเป็นในการเลือกใช้ตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดที่มีประสิทธิภาพ เพราะถ้าตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดทำงานผิดปกติ ระบบจะไม่สามารถทำการลดสัญญาณเสียงป้อนกลับในช่วงขณะนั้นได้และส่งผลกระทบต่อการได้ยินของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 2.6 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบไม่ต่อเนื่อง



รูปที่ 2.7 แผนภาพบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวเพื่อกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบปรับปรุงสัมประสิทธิ์แบบต่อเนื่อง

ดังนั้นการเลือกใช้วงจรรองแบบปรับตัวที่มีการทำงานของระบบปรับตัวแบบต่อเนื่อง ซึ่งไม่ต้องอาศัยสัญญาณพิเศษในการสอนระบบ จะสามารถลดปัญหาการได้ยินสัญญาณเสียงรบกวนในผู้ใช้เครื่องช่วยฟังจากการเลือกใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องได้ นอกจากนี้ระบบที่มีการปรับตัวแบบต่อเนื่องสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่ขึ้นอยู่กับการทำงานของตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดอีกด้วย จึงสามารถป้องกันความผิดพลาดอันอาจเกิดจากตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น

การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับสามารถอธิบายในเชิงคณิตศาสตร์ได้ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.7 เมื่อให้ $x(n)$ เป็นสัญญาณเสียงเข้าที่ไม่โคโรโฟนของระบบเครื่องช่วยฟัง ให้ $y(n)$ เป็นสัญญาณเสียงป้อนกลับ และ $s(n)$ คือสัญญาณออกที่ลำโพงของเครื่องช่วยฟังซึ่งถูกขยายขนาดแล้วโดยทั่วไปวิธีไปหน้า (Forward Path) ของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังซึ่งมีคุณลักษณะที่แสดงโดยผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ $g(n)$ สามารถถูกจำลองได้ดังสมการต่อไปนี้ [3]

$$G(z) = G_0 z^{-1} \quad (2.8)$$

เมื่อ $G(z)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ในโดเมน z ของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์ $g(n)$ และ G_0 เป็นค่าคงที่สำหรับอัตราขยายของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง วงจรรองแบบปรับตัว $w(n)$ จะทำการปรับตัวทุกช่วงเวลาการสุ่มสัญญาณ n เพื่อจำลองคุณลักษณะของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ $f(n)$ ได้เป็นสัญญาณออกของวงจรรองแบบปรับตัว $\hat{y}(n)$ ยังผลให้เกิดการหักล้างของ

สัญญาณเสียงป้อนกลับ $y(n)$ ในที่สุด การหักล้างที่สมบูรณ์สามารถสังเกตได้จากสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณไมโครโฟน $d(n)$ กับสัญญาณออกของวงจรรองแบบปรับตัว ดังสมการต่อไปนี้

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (2.9)$$

$$= x(n) + y(n) - \hat{y}(n) \quad (2.10)$$

$$= x(n) + \underline{f}^T(n)\underline{s}(n) - \underline{w}^T(n)\underline{s}(n) \quad (2.11)$$

$$= x(n) + (\underline{f}(n) - \underline{w}(n))^T \underline{s}(n) \quad (2.12)$$

เมื่อ $\underline{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-L+1)]$ คือ เวกเตอร์สัญญาณเข้าขนาด L สำหรับการจำลองระบบ และ $[\cdot]^T$ คือการสลับเปลี่ยน (Transposition) ของเวกเตอร์หรือเมตริกซ์ จากสมการที่ (2.12) จะเห็นได้ว่าเมื่อวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$ สามารถจำลองวิธีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ $\underline{f}(n)$ ได้ใกล้เคียงมากที่สุด จะส่งผลให้สัญญาณผิดพลาด $e(n)$ ลู่เข้าหาสัญญาณเสียงเข้าของระบบ $x(n)$ ซึ่งหมายความว่าสัญญาณเสียงป้อนกลับสามารถถูกลดทอน หรือถูกกำจัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

โดยปกติ วิธีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ $\underline{f}(n)$ นั้นจะขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมรอบหูของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง กล่าวคือเป็นระบบที่เปลี่ยนไปตามเวลา (Time-variant System) แต่เพื่อความง่ายในการจำลองแบบบนคอมพิวเตอร์ (Simulation) จึงสามารถอาศัยแบบจำลองของวิธีของสัญญาณเสียงป้อนกลับที่ไม่เปลี่ยนไปตามเวลา (Time-invariant System) เพื่อจำลองวิธีป้อนกลับที่เวลาหนึ่ง สำหรับการสำรวจการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวในวิทยานิพนธ์นี้ กำหนดให้วิธีป้อนกลับที่ใช้ในการจำลองแบบบนคอมพิวเตอร์มีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์คือ

$$\underline{f}(n) = \underline{f} = [f_0, f_1, \dots, f_{L-1}] \text{ โดยที่}$$

$$f(n) = A \cdot m(n) \exp(-bn) \quad (2.13)$$

เมื่อ L คือจำนวนสัมประสิทธิ์ของวิธีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ
 A เป็นค่าคงที่ในการกำหนดขนาดวิธีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ
 $m(n)$ เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์
 และ b แสดงถึงอัตราการลดทอนทอน (decay rate)

โดยความยาวของวิธีของสัญญาณเสียงป้อนกลับเป็น $L = 100$ ตามที่ใช้ใน [3]

อย่างไรก็ตามปัญหาสำคัญของระบบปรับตัวข้างต้นเกิดจากการที่สัญญาณป้อนกลับ $y(n)$ มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณเสียงขาเข้า $x(n)$ โดยส่งผลให้สัญญาณขาออก $s(n)$ กับสัญญาณขาเข้า $x(n)$ ของเครื่องช่วยฟังมีความสัมพันธ์กันด้วยเป็นเหตุให้วงจรรองแบบปรับตัว $w(n)$ ไม่สามารถจำลองวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ $f(n)$ ได้ถูกต้องแม่นยำ [3] อีกทั้งค่าสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรรองปรับตัวยังคงค่อนข้างเป็นสัญญาณขนาดใหญ่ เนื่องจากยังคงมีพลังงานของสัญญาณขาเข้า $x(n)$ ประกอบอยู่ในค่าสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ ทำให้วงจรรองไม่สามารถลู่เข้าสู่ค่าตอบที่ถูกต้องได้เช่นกัน ดังนั้นปัญหาทั้ง 2 นี้ต้องได้รับการแก้ไข ดังจะเสนอในบทที่ 3 ต่อไป

2.4 ระเบียบวิธีที่ใช้กับวงจรรองแบบปรับตัว

ระเบียบวิธีที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวนั้นมีมากมายหลายวิธี ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงระเบียบวิธีหลัก ๆ ที่ใช้กันทั่วไป เพื่อควบคุมการปรับตัวของวงจรรอง ได้แก่ระเบียบวิธี Least Mean Square (LMS) ระเบียบวิธี Normalized Least Mean Square (NLMS) และ ระเบียบวิธี Recursive Least square (RLS) โดยมีรายละเอียด ข้อดี ข้อเสีย ของแต่ละระเบียบวิธีดังต่อไปนี้

2.4.1 ระเบียบวิธี Least Mean Square (LMS) [8]

ระเบียบวิธี LMS เป็นที่นิยมและมีการใช้กันอย่างกว้างขวาง เนื่องจากเป็นระเบียบวิธีที่มีความทนทานต่อสิ่งรบกวนของระบบ (Robust Performance) และต้นทุนต่ำ (Low Cost) อย่างไรก็ตามระเบียบวิธีนี้มีอัตราการลู่เข้า (Convergence Rate) ช้า ระเบียบวิธีนี้พัฒนามาจากระเบียบวิธี Steepest Descent โดยจะพยายามลดค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าสัญญาณความผิดพลาดให้มีค่าน้อยที่สุด การทำงานของระเบียบวิธี LMS เริ่มจากการกำหนดค่าเริ่มต้นให้แก่สัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวหรือเวกเตอร์สัมประสิทธิ์น้ำหนัก (Tap Weight Vector) โดยค่าสัมประสิทธิ์น้ำหนักจะถูกปรับปรุงไปพร้อมกับจำนวนรอบหรือจำนวนการวนซ้ำของการคำนวณ ค่าของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์น้ำหนักที่ได้จากการวนซ้ำในรอบสุดท้ายจะลู่เข้าสู่คำตอบของระบบเรียกว่า Wiener Solution การทำงานของระเบียบวิธี LMS นี้จะมีลักษณะคล้ายกับระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยอาศัยกระบวนการ พื้นฐาน 2 กระบวนการคือ

1. Adaptive process จะทำการปรับเปลี่ยนเวกเตอร์สัมประสิทธิ์น้ำหนักในแต่ละรอบการวนซ้ำ

2. Filtering process จะเป็นการทำผลคูณภายในระหว่างชุดข้อมูลสัญญาณเข้าและชุดเวกเตอร์สัมประสิทธิ์น้ำหนักที่ผ่านกระบวนการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์น้ำหนักแล้วในขั้นตอน

Adaptive process

ฟังก์ชันต้นทุน (Cost Function) ที่ใช้ในระเบียบวิธี LMS เป็นค่าเฉลี่ยกำลังสองของค่าสัญญาณความผิดพลาดดังสมการ

$$J(n) = E\{e^2(n)\} \quad (2.14)$$

พิจารณารูปที่ 2.5 สมมติให้ $x(n)$ และ $d(n)$ เป็นสัญญาณที่มีคุณลักษณะแบบ jointly stationary และ $J(n)$ เป็นฟังก์ชันคอนเวกซ์ (Convex Function) ของ $\underline{w}(n)$ เมื่อสัญญาณรบกวนพื้นหลังมีค่าน้อยมากจนเข้าใกล้ศูนย์ จากสมการที่ (2.7) ค่าสัญญาณความผิดพลาดสามารถเขียนได้เป็น

$$\begin{aligned} e(n) &= y(n) - \hat{y}(n) \\ &= \sum_{i=0}^{L-1} h(i)x(n-i) - \sum_{i=0}^{L-1} w_i(n)x(n-i) \\ &= [\underline{h} - \underline{w}(n)]^T \underline{x}(n) \end{aligned} \quad (2.15)$$

แทนค่า $e(n)$ ลงในฟังก์ชันต้นทุนในสมการที่ (2.14) จะได้

$$J(n) = E\{e^2(n)\} \quad (2.16)$$

ในการหาค่า $\underline{w}(n)$ ที่เหมาะสมที่สุด (Optimum) หรือเมื่อ $J(n)$ มีค่าต่ำที่สุด (Minimum) สามารถทำได้โดยการหาค่าเกรเดียนต์เวกเตอร์ของ $J(n)$

$$\nabla(j(n)) = -2\underline{p}(n) - 2\mathbf{R}(n)\underline{w}(n) \quad (2.17)$$

โดยที่ $\underline{p}(n)$ คือ เวกเตอร์สหสัมพันธ์ข้าม (Cross-correlation) ระหว่าง $\underline{x}(n)$ และ $d(n)$ หาได้จาก

$$\underline{p}(n) = E\{\underline{x}(n)\underline{x}^H(n)\} \quad (2.18)$$

เมื่อ $[\cdot]^H$ คือ hermitian transpose และ $\mathbf{R}(n)$ คือ เมตริกซ์อัตสหสัมพันธ์ (Auto-correlation) และตัวหนาแทนสัญลักษณ์ว่าเป็นเมตริกซ์

สัญญาณของ $\underline{x}(n)$ หาได้จาก

$$R(n) = E\{\underline{x}(n)\underline{d}(n)\} \quad (2.19)$$

สมการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์น้ำหนักของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$ หรือสมการปรับตัว (Update Equation) หาได้จากการคำนวณแบบวนซ้ำต่อไปนี้

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \frac{1}{2} \mu [-\nabla(j(n))] \quad (2.20)$$

เมื่อ μ คือค่าคงที่จำนวนจริงบวกและจะเรียกว่า ค่าช่วงก้าว (Step-size) ใช้ควบคุมการปรับตัวของวงจรรอง

อย่างไรก็ดีการหาค่าของ \underline{p} และ \mathbf{R} จะไม่สามารถหาได้จากสัญญาณเข้าเพียงชุดเดียว ดังนั้น ระเบียบวิธี LMS จึงปรับปรุงจากระเบียบวิธี Steepest Descent โดยใช้ค่าประมาณของ \underline{p} และ \mathbf{R} ขณะเวลานั้น ๆ (Instantaneous Estimate) ในการหาค่าเกรเดียนท์เวกเตอร์ $\nabla j(n)$ โดยค่าประมาณขณะเวลานั้น ๆ ของ \mathbf{R} คือ

$$\hat{R}(n) = \underline{x}(n)\underline{x}^T(n) \quad (2.21)$$

และค่าประมาณขณะเวลานั้น ๆ ของ $\underline{p}(n)$ คือ

$$\hat{p}(n) = \underline{x}(n)d(n) \quad (2.22)$$

เมื่อนำสมการที่ (2.21) และ (2.22) แทนค่าในสมการที่ (2.17) และแทน (2.17) ลงในสมการ (2.20) ทำให้ได้สมการปรับตัวของ $\underline{w}(n)$ เป็น

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \mu \underline{x}(n) [d(n) - \underline{x}^T(n)\underline{w}(n)] \quad (2.23)$$

เมื่อนำระเบียบวิธี LMS มาใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวในรูปที่ 2.5 จะได้ความสัมพันธ์ต่าง ๆ ที่จำเป็นดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 สรุปสมการที่สำคัญของระเบียบวิธี LMS

สมการค่าสัญญาณออกของวงจรรอง	$\hat{y}(n) = \underline{w}^T(n)\underline{x}(n)$
สมการค่าผิดพลาดในการประมาณ	$e(n) = d(n) - \hat{y}(n)$
สมการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง	$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \mu \underline{x}(n)e(n)$

ค่าช่วงก้าว μ ของระเบียบวิธี LMS จะมีผลโดยตรงต่ออัตราการลู่เข้าสู่สภาวะอยู่ตัว (Steady State) ของวงจรรองแบบปรับตัว เนื่องจากการป้อนกลับ (Feedback) ของค่าผิดพลาดในการประมาณ โดยอาจมีผลทำให้ระบบเกิดความไม่มีเสถียรภาพได้ ทั้งนี้ค่า μ ควรเลือกตาม [8] ให้อยู่ในช่วงของ

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}} \quad (2.24)$$

เพื่อรักษาเสถียรภาพของระบบ โดย λ_{\max} คือค่าเจาะจง (Eigenvalue) ของ \mathbf{R} ที่มีค่ามากที่สุด

โดยปกติ $\underline{w}(n)$ จะไม่ลู่เข้าสู่จุดที่ต่ำที่สุดของ $J(n)$ อย่างถูกต้อง แต่จะแกว่งรอบ ๆ จุดที่ต่ำที่สุดนี้เนื่องจากผลของการมี gradient noise กล่าวคือค่าความผิดพลาดในการประมาณค่าเกรเดียนท์เวกเตอร์ผ่าน $\hat{R}(n)$ และ $\hat{p}(n)$ เป็นผลให้ฟังก์ชันต้นทุนในสภาวะอยู่ตัว หรือ $J(\alpha)$ มีค่ามากกว่าค่าเฉลี่ยกำลังสองของสัญญาณความผิดพลาดที่มีค่าน้อยที่สุด (J_{\min}) ความแตกต่างระหว่าง $J(\alpha)$ และ J_{\min} จะเรียกว่า excess mean square error หรือ $J_{ex}(\alpha)$ กล่าวคือ

$$J_{ex}(\alpha) = J(\alpha) - J_{\min} \quad (2.25)$$

นอกจากนี้การวัดการเบี่ยงเบนของคำตอบสามารถหาได้จากอัตราส่วนระหว่าง $J_{ex}(\alpha)$ และ J_{\min} โดยเรียกว่า misadjustment (M)

$$M = \frac{J_{ex}(\alpha)}{J_{\min}} \quad (2.26)$$

สำหรับอัตราการลู่เข้าของ $J(n)$ สู่คำตอบของ wiener solution (เมื่อ $\underline{w}_{opt} = \mathbf{R}^{-1}(n)\underline{p}(n)$) จะขึ้นอยู่กับ การกระจายของค่าเจาะจง (Eigenvalue Spread) ของ \mathbf{R} ซึ่งหาจาก $\lambda_{\max}/\lambda_{\min}$ ถ้าการกระจายของค่าเจาะจงของ \mathbf{R} มีค่าสูง เช่นในกรณีที่มีสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูดจะทำให้อัตราการลู่เข้าช้ากว่า กรณีที่มีสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณรบกวนขาวที่มีค่าเจาะจงของ \mathbf{R} ต่ำกว่า

2.4.2 ระเบียบวิธี Normalized Least Mean Square (NLMS) [8]

ในระเบียบวิธี LMS นั้นปัจจัยที่มีความสัมพันธ์กับเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$ ถูกคำนวณจากค่าประมาณของเกรเดียนท์ $\underline{x}(n)e(n)$ เนื่องจากปริมาณนี้เป็นสัดส่วนโดยตรงกับเวกเตอร์สัญญาณเข้า $\underline{x}(n)$ และสัญญาณความผิดพลาดในการประมาณค่าเกรเดียนท์จะมีขนาดใหญ่ขึ้นเมื่อขนาดของเวกเตอร์สัญญาณเข้า $\underline{x}(n)$ มีขนาดใหญ่ ปัญหานี้สามารถหลีกเลี่ยงได้โดยการทำนอร์มัลไลซ์ (Normalized) ค่าประมาณเกรเดียนท์ด้วยขนาดของเวกเตอร์สัญญาณเข้า $\|\underline{x}(n)\|^2$ เมื่อ $\|\cdot\|$ คือ Euclidean Norm ของเวกเตอร์ใด ๆ การปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$ สามารถกระทำได้ตามขั้นตอนต่าง ๆ ดังนี้

$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \frac{\tilde{\mu} \underline{x}(n)e(n)}{\varepsilon + \|\underline{x}(n)\|^2} \quad (2.27)$$

เมื่อ ε คือ ค่าคงที่เล็ก ๆ เพื่อป้องกันการลู่ออกของวงจรรองแบบปรับตัวกรณีที่มีสัญญาณเข้ามีขนาดเล็ก ๆ และค่าช่วงก้าว $\tilde{\mu} \in (0,2)$ จะอยู่ภายใต้เงื่อนไขที่จำเป็นและพอเพียงสำหรับการลู่เข้าของระเบียบวิธี NLMS ซึ่งเป็นอิสระต่อลักษณะเฉพาะ (Characteristic) ของสัญญาณเข้า

ในระเบียบวิธี LMS การเลือกค่า μ จะมีผลต่ออัตราการลู่เข้าและการเบี่ยงเบนของคำตอบของวงจรรอง $\underline{w}(n)$ กล่าวคือ ถ้าเราใช้ค่า μ น้อยจะทำให้การเบี่ยงเบนของคำตอบน้อย แต่อัตราการลู่เข้าจะช้า เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ค่า μ ที่มากจะทำให้อัตราการลู่เข้าเร็วแต่การเบี่ยงเบนของคำตอบจะมากขึ้น [8],[12],[16] นอกจากนี้ค่า μ ที่เหมาะสมสำหรับสัญญาณเข้าชุดหนึ่งอาจไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมกับสัญญาณเข้าอีกชุดหนึ่ง ซึ่งอาจส่งผลให้ระบบนั้นเกิดการลู่ออก ปัญหานี้จะสามารถแก้ไขได้เมื่อใช้ระเบียบวิธี NLMS ที่มีค่าช่วงก้าว $\mu(n)$ ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัว ดังสมการที่ (2.28)

$$\mu(n) = \frac{\tilde{\mu}}{\varepsilon + \|\underline{x}(n)\|^2} \quad (2.28)$$

ซึ่งแตกต่างจากการใช้ค่า μ ที่เป็นค่าคงที่ในระเบียบวิธี LMS ค่า $\mu(n)$ ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีความยืดหยุ่นเกี่ยวกับอัตราการลู่เข้าและการเบี่ยงเบนของคำตอบ ระเบียบวิธี NLMS มีความเหมาะสม ในการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับเมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูดมากกว่าการใช้ระเบียบวิธี LMS

2.4.3 ระเบียบวิธี Recursive Least Square (RLS) [8]

หลักการของระเบียบวิธี RLS คือการทำให้น้ำหนักของผลรวมของกำลังสองของสัญญาณความผิดพลาดมีค่าน้อยที่สุด โดยใช้ค่าเฉลี่ยทางเวลา (Time Average) ของข้อมูล แทนการใช้ค่าเฉลี่ยทั้งชุดเชิงสถิติ (Ensemble Average) ของวิธีของ Wiener Filter โดยในวิธีนี้วงจรกรองที่เหมาะสมที่สุดจะขึ้นอยู่กับจำนวนซีกตัวอย่างที่ใช้ในการเฉลี่ย ซึ่งฟังก์ชันต้นทุน $J(n)$ หาได้จาก

$$J(n) = \sum_{i=1}^n |e(i)|^2 \lambda^{n-i} \quad (2.29)$$

โดยที่ $0 \leq \lambda \leq 1$ คือ forgetting factor ที่ใช้ในการติดตามการเปลี่ยนแปลงทางสถิติของข้อมูล ซึ่งจะทำให้วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถดำเนินการในสภาวะแปรตามเวลาของระบบได้ ค่าที่เหมาะสมที่สุดของ λ ซึ่งจะทำให้ $J(n)$ มีค่าต่ำที่สุด สามารถคำนวณได้จากสมการ normal equation ซึ่งเขียนในรูปเมตริกซ์ได้ดังนี้

$$\Phi(n)\underline{w}(n) = \underline{z}(n) \quad (2.30)$$

เมื่อเมตริกซ์สหสัมพันธ์ $\Phi(n)$ ซึ่งมีขนาด $M \times M$ สามารถนิยามได้จาก

$$\Phi(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \underline{x}(i)\underline{x}^T(i) \quad (2.31)$$

เวกเตอร์สหสัมพันธ์ $\underline{z}(n)$ ระหว่าง $\underline{x}(n)$ และ $d(n)$ นิยามได้ดังนี้

$$\underline{z}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \underline{x}(i)d(i) \quad (2.32)$$

นอกจากนี้ ค่าเมตริกซ์สหสัมพันธ์ $\Phi(n)$ ในสมการ (2.31) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปการวนซ้ำได้ดังนี้

$$\Phi(n) = \lambda\Phi(n-1) + \underline{x}(n)\underline{x}^T(n) \quad (2.33)$$

และค่าเวกเตอร์สหสัมพันธ์ $\underline{z}(n)$ ในสมการ (2.32) สามารถเขียนในรูปการวนซ้ำได้ดังนี้

$$\underline{z}(n) = \lambda\underline{z}(n-1) + \underline{x}(n)d(n) \quad (2.34)$$

ในการหาคำตอบ $\underline{w}(n)$ ที่เหมาะสมที่สุดคล้อยกับสมการ (2.30) จะต้องคำนวณค่าผกผันของ $\Phi(n)$ อย่างไรก็ตาม ในการคำนวณหาค่าผกผันของ $\Phi(n)$ เป็นกระบวนการที่มีความซับซ้อนในการคำนวณสูง โดยเฉพาะเมื่ออันดับนั้นมีค่าสูง คือเป็น $O(L^3)$ เมื่อ L เป็นความยาวของวงจรรอง $\underline{w}(n)$ การลดความซับซ้อนในการคำนวณค่าผกผันของ $\Phi(n)$ สามารถทำได้โดยอาศัยพีชคณิตเชิงเมตริกซ์ (Matrix Algebra) คือ matrix inversion lemma ซึ่งจะนำไปสู่สมการแบบวนซ้ำสำหรับการคำนวณหาค่าผกผันของ $\Phi(n)$ คือ

$$\Phi^{-1}(n) = \lambda^{-1}\Phi^{-1}(n-1) - \frac{\lambda^{-1}\Phi^{-1}(n-1)\underline{x}(n)\underline{x}^T(n)\Phi^{-1}(n-1)}{1 + \lambda^{-1}\underline{x}^H(n)\Phi^{-1}(n)\underline{x}(n)} \quad (2.35)$$

โดยสามารถเขียนสมการที่ (2.33) ได้ใหม่เพื่อความสะดวกในการคำนวณเป็น

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1}\underline{k}(n)\underline{x}^T(n)\mathbf{P}(n-1) \quad (2.36)$$

เมื่อกำหนดให้

$$\mathbf{P}(n) = \Phi^{-1}(n) \quad (2.37)$$

และเวกเตอร์อัตราขยายของคาลมัน (Kalman Gain Vector) ถูกกำหนดโดย

$$\underline{k}(n) = \frac{\lambda^{-1}\mathbf{P}(n-1)\underline{x}(n)}{1 + \lambda^{-1}\underline{x}^T(n)\mathbf{P}(n-1)\underline{x}(n)} \quad (2.38)$$

จากสมการ (2.30), (2.34), (2.36) และ (2.37) จะได้สมการการวนซ้ำสำหรับการปรับปรุง $\underline{w}(n)$ ดังนี้

$$\underline{w}(n) = \underline{w}(n-1) + \underline{k}(n)\alpha(n) \quad (2.39)$$

โดยที่ $\alpha(n)$ คือค่าประมาณความผิดพลาดแรกเริ่ม (Priori Estimation Error) นิยามโดย

$$\alpha(n) = d(n) - \underline{w}^T(n-1)\underline{x}(n) \quad (2.40)$$

ซึ่งแตกต่างจาก $e(n)$ ในระเบียบวิธี LMS และ NLMS ตรงที่ ระเบียบวิธี RLS ใช้ค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n-1)$ ณ เวลา $n-1$ แทนการใช้เวกเตอร์สัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$ ณ เวลา n ดังในระเบียบวิธี LMS และ NLMS

สมการ (2.38), (2.40), (2.39) และ (2.36) ตามลำดับนี้จะใช้ในระเบียบวิธี RLS สามารถสรุปได้ดังตารางข้างล่างนี้

ตารางที่ 2.2 สรุปสมการที่สำคัญของระเบียบวิธี RLS

เวกเตอร์อัตราขยายของคาลมัน	$\underline{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \underline{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \underline{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \underline{x}(n)}$
สมการค่าผิดพลาดในการประมาณ	$\alpha(n) = d(n) - \underline{w}^T(n-1) \underline{x}(n)$
สมการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรอง	$\underline{w}(n) = \underline{w}(n-1) + \underline{k}(n) \alpha(n)$
สมการคำนวณค่าผกผัน	$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \underline{k}(n) \underline{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1)$

การกำหนดค่าเริ่มต้นของ $\mathbf{P}(n)$ สำหรับระเบียบวิธี RLS เพื่อให้เกิดความแน่ใจว่า $\Phi^{-1}(n)$ จะไม่เป็นเมตริกซ์เอกฐาน (Nonsingularity Matrix) โดยปกติจะกำหนดไว้เป็น

$$\Phi(0) = \delta \mathbf{I} \quad (2.41)$$

โดยที่ δ คือค่าคงที่ค่าบวกเล็ก ๆ และ \mathbf{I} คือ เมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix) ดังนั้นค่าเริ่มแรกของ $\mathbf{P}(n)$ จะกำหนดไว้เป็น

$$\mathbf{P}(0) = \delta^{-1} \mathbf{I} \quad (2.42)$$

ระเบียบวิธี RLS มีการลู่เข้าที่เร็วกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระเบียบวิธี LMS โดยที่อัตราการลู่เข้านี้ไม่ขึ้นอยู่กับข้อมูลเชิงสถิติของสัญญาณ [8],[12],[13] นอกจากนี้ระเบียบวิธี RLS ยังคงรักษาการลู่เข้าที่เร็วแม้ว่าสัญญาณเข้าจะเป็นสัญญาณที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างฉับพลันเช่นสัญญาณเสียงพูด ด้วยลักษณะเด่นของระเบียบวิธี RLS นี้จึงเหมาะสำหรับใช้เป็นระเบียบวิธีในระบบแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังที่สัญญาณเข้าโดยส่วนมากจะเป็นสัญญาณเสียงพูด อย่างไรก็ตามระเบียบวิธี RLS จะมีความซับซ้อนในการคำนวณที่สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับระเบียบวิธี LMS รวมทั้งยังอาจเกิดปัญหาของความไม่เสถียรภาพขึ้นได้ โดยจากการทดลองพบว่าระเบียบวิธี RLS มีแนวโน้มจะเกิดความไม่เสถียรภาพเมื่อค่า forgetting factor λ เป็น $\lambda < 1$ ที่ถูกปรับเพื่อให้ระบบมีอัตราการลู่เข้าที่เร็วขึ้นกว่าในกรณีที่ $\lambda = 1$ ดังนั้นในการใช้งานจริงการเลือกค่า λ จึงต้องมีความระมัดระวังไม่ให้ระบบเกิดความไม่เสถียรภาพขึ้นได้

2.5 การเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธีต่าง ๆ

จากการที่ได้ศึกษาระเบียบวิธี LMS ระเบียบวิธี NLMS และระเบียบวิธี RLS สามารถเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณของแต่ละระเบียบวิธีต่อการวนซ้ำ 1 ครั้ง ดังตารางที่ 2.3 ถึง ตารางที่ 2.5 เมื่อ L คือความยาวของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$ โดยที่การคำนวณความซับซ้อนจะคำนึงเฉพาะการบวกลบ และการคูณเท่านั้น

ตารางที่ 2.3 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี LMS

LMS algorithm	+ / -	x
$\hat{y}(n) = \underline{w}^T(n)\underline{x}(n)$	L-1	L
$e(n) = d(n) - \hat{y}(n)$	1	
$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \mu \underline{x}(n)e(n)$	L	L+1
Total computational complexity	2L	2L+1

ตารางที่ 2.4 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี NLMS

NLMS algorithm	+ / -	x
$e(n) = d(n) - \underline{w}^T(n)\underline{x}(n)$	L	L
$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \frac{\tilde{\mu} \underline{x}(n)e(n)}{\varepsilon + \ \underline{x}(n)\ ^2}$	L+1	L+3
Total computational complexity	2L+1	2L+3

ตารางที่ 2.5 ความซับซ้อนในการคำนวณของระเบียบวิธี RLS

RLS algorithm	+ / -	x
$\underline{k}(n) = \frac{\lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) \underline{x}(n)}{1 + \lambda^{-1} \underline{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1) \underline{x}(n)}$	$2L^2 + L$	$2L^2 - L - 1$
$\alpha(n) = d(n) - \underline{w}^T(n-1) \underline{x}(n)$	L	L
$\underline{w}(n) = \underline{w}(n-1) + \underline{k}(n) \alpha(n)$	L	L
$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} \mathbf{P}(n-1) - \lambda^{-1} \underline{k}(n) \underline{x}^T(n) \mathbf{P}(n-1)$	L^2	L^2
Total computational complexity	$3L^2 + 3L$	$3L^2 + L - 1$

จากการเปรียบเทียบความซับซ้อนในการคำนวณในตารางที่ 2.3 ถึง 2.5 นี้จะพบว่า ระเบียบวิธี RLS จะมีความซับซ้อนในการคำนวณมากกว่า ระเบียบวิธี LMS และ ระเบียบวิธี NLMS อยู่มาก ดังนั้นการแก้ปัญหาคณิตศาสตร์เชิงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงเลือกใช้ระเบียบวิธี NLMS ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัว $\underline{w}(n)$

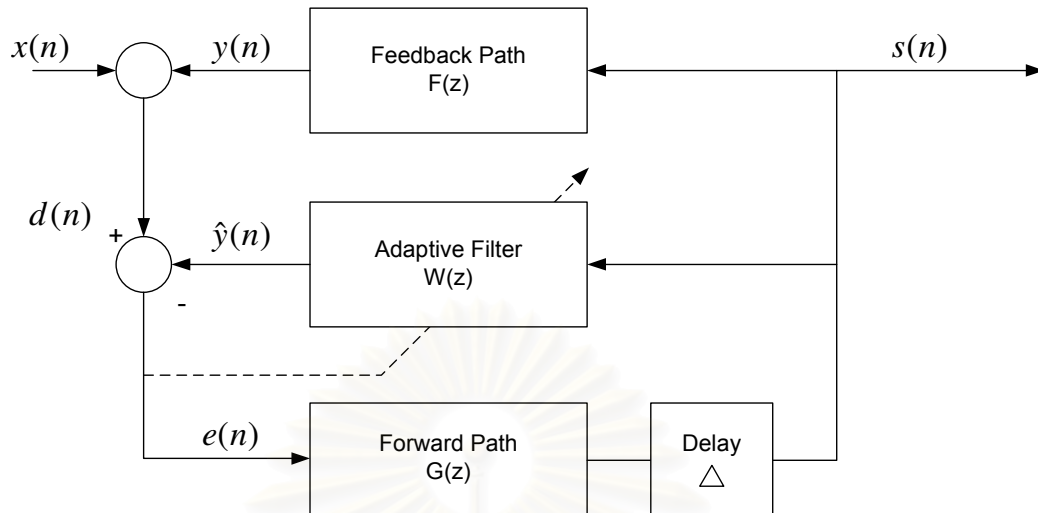
บทที่ 3

การประยุกต์ใช้วงจร HO-TV-APF และ FLP ในระบบเครื่องช่วยฟัง

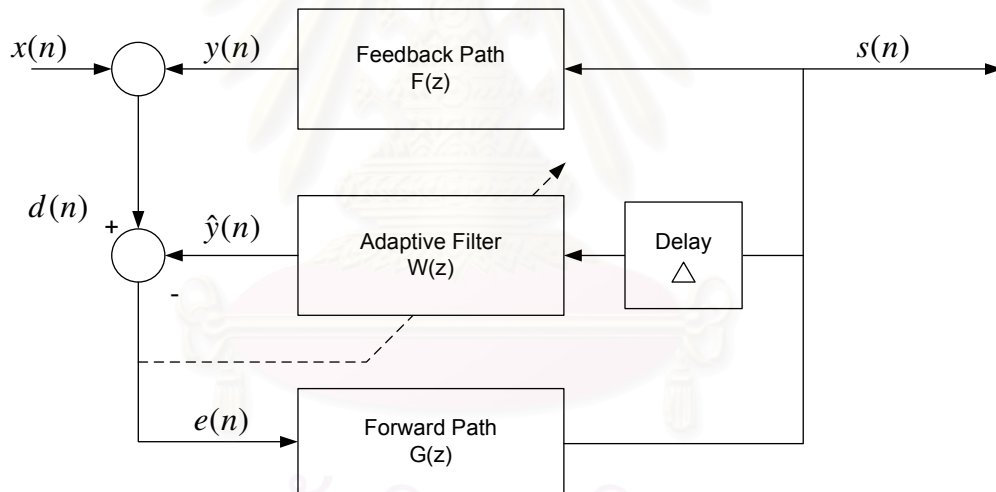
จากในบทที่ 2 เราได้กล่าวถึงการนำวงจรกรองแบบปรับตัวมาใช้ในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในระบบเครื่องช่วยฟัง และได้แสดงถึงปัญหาที่เกิดขึ้น คือ สหสัมพันธ์ของสัญญาณเสียงที่ป้อนกลับเข้าเครื่องช่วยฟังกับสัญญาณเสียงพูดขาเข้า ทำให้วงจรกรองไม่สามารถประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างถูกต้อง นอกจากนี้อีกปัญหาหนึ่งของการที่มีพลังงานของสัญญาณเสียงเข้าประกอบอยู่ภายในสัญญาณผิดพลาดในการประมาณ ซึ่งใช้ในการควบคุมการปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับตัว สัญญาณผิดพลาดขนาดใหญ่นี้ส่งผลให้วงจรกรองแบบปรับตัวเกิดการลู่ออกจากค่าตอบที่ถูกต้อง ทำให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ ดังนั้นในบทนี้จะนำเสนอเทคนิคที่ช่วยแก้ปัญหาทั้งสองนี้ คือ การประยุกต์ใช้วงจรผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลาในการช่วยลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณ และการใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าประมาณสัญญาณขาเข้าเพื่อไปปรับให้สัญญาณค่าผิดพลาดมีความถูกต้องมากขึ้น

3.1 การประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่

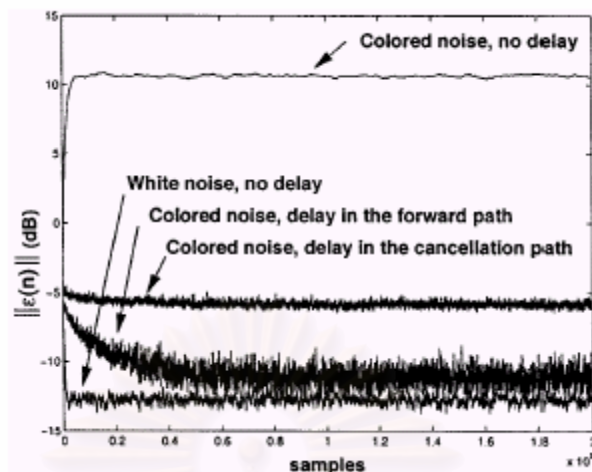
เทคนิคหนึ่งที่น่าสนใจในการแก้ปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังคือการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ [3] โดยสามารถประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าในระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังได้ 2 แบบ คือ การประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าที่วิถีไปหน้าของระบบ (Forward Path) ดังแสดงในรูปที่ 3.1 และอีกแบบคือการประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ที่วิถีกำจัดสัญญาณของระบบ (Cancellation Path) ดังแสดงในรูป 3.2 ซึ่งใน [3] ได้แนะนำว่าค่าประวิงเวลาที่ประยุกต์ใช้ในระบบควรจะต้องมีค่าอย่างน้อย 1 มิลลิวินาที (ms) เพื่อให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณทั้งสองได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยการจำลองระบบใน [3] นั้นใช้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณรบกวนขาวและสัญญาณรบกวนสี โดยมีการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ที่วิถีไปหน้าและวิถีกำจัดเปรียบเทียบกับและใช้ระเบียบวิธี NLMS ในการควบคุมการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัว และใช้อัตราขยายของวงจรกรอง $G_0 = 5$ โดยค่าประวิงเวลาที่ประยุกต์ใช้ให้เท่ากับ 10 ตัวอย่างของสัญญาณขาเข้า ทั้งใน 2 วิธี ซึ่งผลการทดสอบการจำลองระบบใน [3] เป็นดังกราฟรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรประวิงเวลาที่วิถีไปหน้าของระบบ
กำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรประวิงเวลาที่วิถีกำจัดของระบบ
กำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 3.3 ผลการทดสอบการทำงานการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าในระบบ [3]

พิจารณารูปที่ 3.3 จะเห็นว่าถ้าสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณรบกวนขาว (white noise) ซึ่ง สหสัมพันธ์ของสัญญาณจะน้อยกว่าสัญญาณเสียงพูด จากกราฟจะเห็นว่าวงจรกรองสามารถกำจัด สัญญาณเสียงป้อนกลับได้เป็นอย่างดี โดยมีค่า misadjustment ออกมาถึง -13 dB เลยทีเดียว และ เมื่อเปลี่ยนสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณรบกวนสีจะเห็นว่าวงจรกรองลู่ออกจากค่าตอบ ดังจะเห็นได้ จากค่า misadjustment ออกมาเป็น $+10$ dB เลยทีเดียว แต่เมื่อประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ เข้าที่วิถีกำจัดของระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ จะเห็นว่าวงจรกรองสามารถทำงานได้ถูกต้อง มากขึ้น ดังจะเห็นจากค่า misadjustment ที่ดีขึ้นเป็น -6 dB และเมื่อประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบ คงที่เข้าที่วิถีไปหน้าของระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ จากกราฟจะเห็นว่าวงจรกรองจะสามารถ ทำงานได้ดีกว่าการประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าที่วิถีกำจัดของระบบกำจัดสัญญาณเสียง ป้อนกลับ โดยมีค่า misadjustment ออกมาถึง -12 dB เลยทีเดียว

ดังนั้นจากการทดสอบการทำงานของระบบใน [3] สามารถสรุปได้ว่าการประยุกต์วงจร ประวิงเวลาแบบคงที่เข้าในระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง สามารถทำให้วงจร กรองทำงานได้ถูกต้องมากขึ้น โดยที่การประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าที่วิถีไปหน้า จะเห็นผล การทำงานของวงจรกรองที่ดีกว่าการประยุกต์วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าที่วิถีกำจัด

3.2 การประยุกต์ใช้วงจรผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลา

จากหัวข้อที่ผ่านมาได้นำเสนอการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ [3] เข้าช่วยลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเพื่อให้วงจรกรองสามารถทำงานได้ถูกต้องมากขึ้น หากแต่ว่าคุณภาพเสียงของสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟังอาจจะมีคุณภาพที่เลวลงอย่างชัดเจน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อค่าประวิงเวลาที่เพิ่มเข้าไปในระบบเพื่อทำการเพิ่มประสิทธิภาพในการลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณทั้งสองมีค่ามากขึ้น โดยสมมติฐานในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษากรณีที่ผู้มีปัญหาการได้ยินจะใช้เครื่องช่วยฟังในหูเพียงข้างเดียว ดังนั้นคุณภาพเสียงที่แย่งเป็นผลมาจากการที่ค่าผลต่างของค่าประวิงเวลาของสัญญาณทั้งสองที่มาถึงหูข้างซ้ายและหูข้างขวาของผู้ฟัง (Inter-aural Delay) มีค่ามากเกินไปกว่า 30-200 μs [5] ผลของค่าประวิงเวลาของสัญญาณเสียงที่ได้รับระหว่างหูทั้งสองข้างที่มีค่าเกินค่าสูงสุดคือ 200 μs ที่แนะนำไว้ใน [5] เป็นผลให้คุณภาพของสัญญาณที่ผู้ใช้ได้รับเลวลงไปจากเดิม ซึ่งค่า inter-aural delay สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\Delta \tau = \tau_L - \tau_R \quad (3.1)$$

โดยที่ τ_L และ τ_R เป็นค่าประวิงเวลากลุ่ม (Group Delay) ของสัญญาณเสียงที่มาถึงหูข้างซ้ายและหูข้างขวาตามลำดับ

ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงขอเสนอประยุกต์ใช้วงจรผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลาที่สามารถปรับอันดับของวงจรกรองได้ต่าง ๆ กันตามความเหมาะสม (Higher-order Time-varying Allpass Filter : HO-TV-APF) [4] เข้าช่วยลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณ โดยที่คุณภาพสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังใกล้เคียงสัญญาณเดิมมากที่สุด จากคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่มีผลกระทบเฉพาะเฟสหรือค่าประวิงเวลาของสัญญาณเสียงที่ผู้ใช้ได้ยิน แต่จะไม่มีผลกระทบต่อขนาดของสัญญาณเสียง ซึ่งโดยปกติแล้วการได้ยินของมนุษย์จะไม่ได้รับผลกระทบจากเฟสที่เปลี่ยนไปมากเท่ากับการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณเสียง [4],[8]

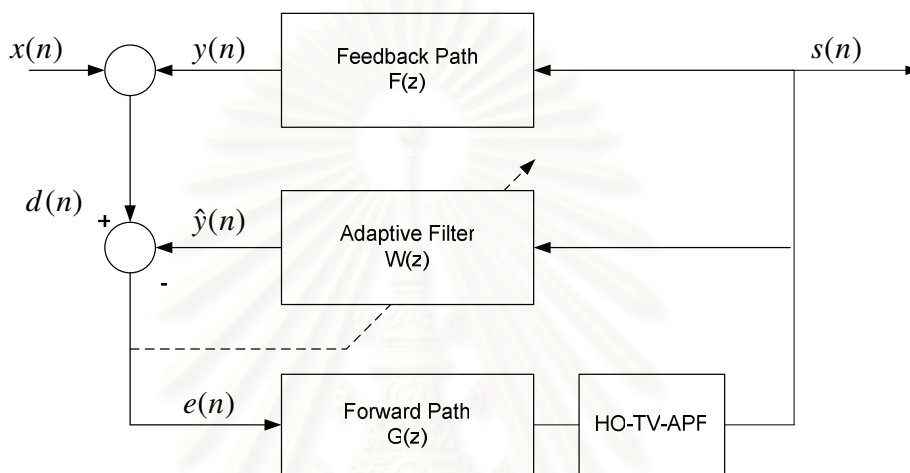
วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาและมีอันดับ (N) ต่าง ๆ มีสมการทั่วไปดังนี้

$$A(z, n) = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-(N-i)} + z^{-N}}{1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-i}} \quad (3.2)$$

$$\alpha_i(n) = \alpha_{i,int} + r_i(n) \quad , \quad i = 1, \dots, N \quad (3.3)$$

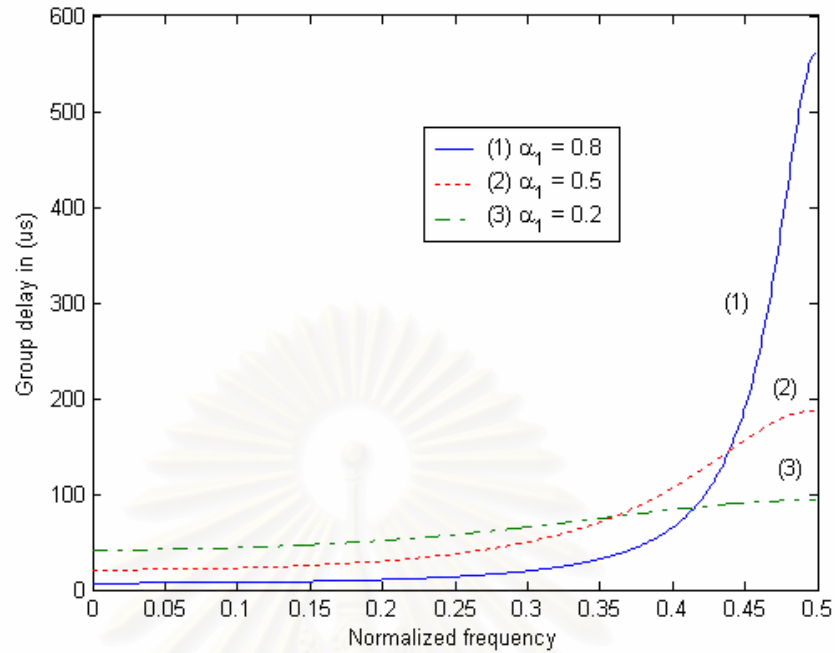
เมื่อ $\alpha_{i,\text{int}}$ เป็นค่าเริ่มต้นของตัวแปร $\alpha_i(n)$ ที่ถูกควบคุมการทำงานโดยตัวแปร $r_i(n)$ ซึ่งเป็นค่าสุ่มที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์และมีค่าแปรปรวนเท่ากับหนึ่ง และ N เป็นอันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่ที่เลือกไว้

โดยจะทำการประยุกต์ใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลาที่วิถีไปหน้า (Forward Path) ของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.4

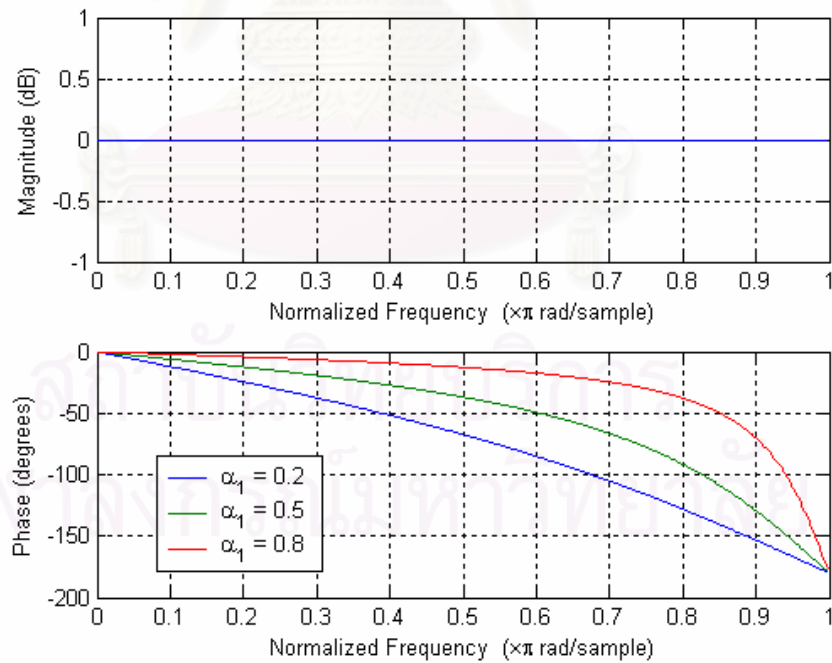


รูปที่ 3.4 บล็อกไดอะแกรมแสดงการใช้ HO-TV-APF ในการแก้ปัญหาการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง

จากนั้นจะทำการศึกษาถึงผลของการเลือกอันดับ N ของวงจรรองผ่านทุกความถี่ว่าการเลือกอันดับต่าง ๆ ส่งผลให้การทำงานของระบบเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรบ้าง เมื่ออันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา HO-TV-APF เป็น $N = 1$ และให้ค่า $\alpha_{i,\text{int}}$ มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าประวิงเวลา ณ เวลา n จะเพิ่มขึ้นในช่วงความถี่สูง คือช่วง $0.4 - 0.5$ ของ Normalized frequency ซึ่งหมายถึงช่วงความถี่ $6.4 - 8$ kHz ของข้อมูลสัญญาณเสียงที่เกี่ยวข้องโดยความถี่ที่ใช้ในการชักตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ซึ่งค่าประวิงเวลาที่เพิ่มมากขึ้นเป็นผลมาจากการเปลี่ยนแปลงเฟสของสัญญาณที่สูงขึ้น เมื่อ $\alpha_{i,\text{int}}$ เพิ่มขึ้นดังกราฟรูปที่ 3.6 ดังนั้นค่าผลต่างของค่าประวิงเวลาจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังได้ดีมากขึ้น



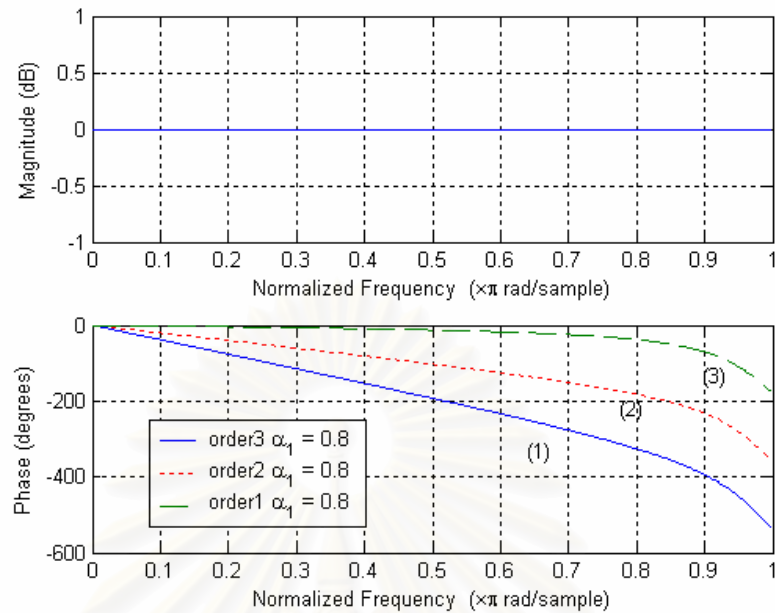
รูปที่ 3.5 ผลของการเปลี่ยนค่า α_{int} ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ($N = 1$)



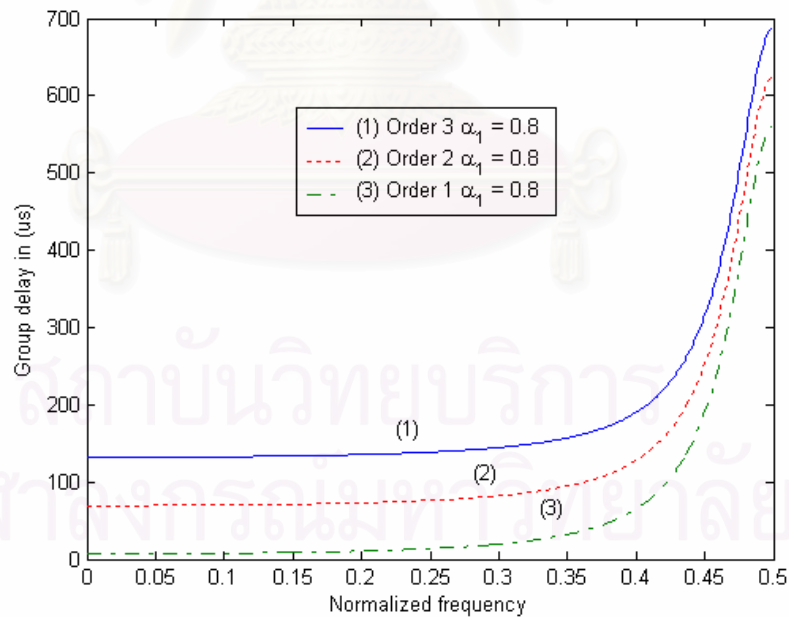
รูปที่ 3.6 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่อันดับ 1 ($N = 1$)

เมื่ออันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาถูกเพิ่มขึ้นเป็น $N = 2$ และ $N = 3$ จะทำให้เกิดความง่าย และคล่องตัวในการปรับค่าประวิงเวลาของสัญญาณ กล่าวคือ จำนวนพารามิเตอร์ต่างๆ ในการปรับค่าประวิงเวลามีมากขึ้น สำหรับกรณีที่อันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่เป็น $N = 3$ ในขั้นต้นจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$ เพื่อศึกษาผลของการเพิ่มอันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่ต่อค่าประวิงเวลากลุ่มของระบบโดยไม่รวมผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น ๆ ที่เหลือ กล่าวคือกำหนดให้พารามิเตอร์ $\alpha_2(n)$ และ $\alpha_3(n)$ มีค่าเท่ากับศูนย์ จากรูปที่ 3.8 จะเห็นว่าผลของการเพิ่มอันดับของ HO-TV-APF โดยที่ค่าพารามิเตอร์ $\alpha_{1,int} = 0.8$ ในทุกกรณีของอันดับ N จะทำให้ค่าเฟสของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงมากขึ้นดังแสดงในรูปที่ 3.7 ทำให้ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณที่ผ่าน HO-TV-APF ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 0.4 เท่าของ Normalized frequency มีค่าสูงขึ้นส่งผลให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณได้ดีขึ้นด้วย

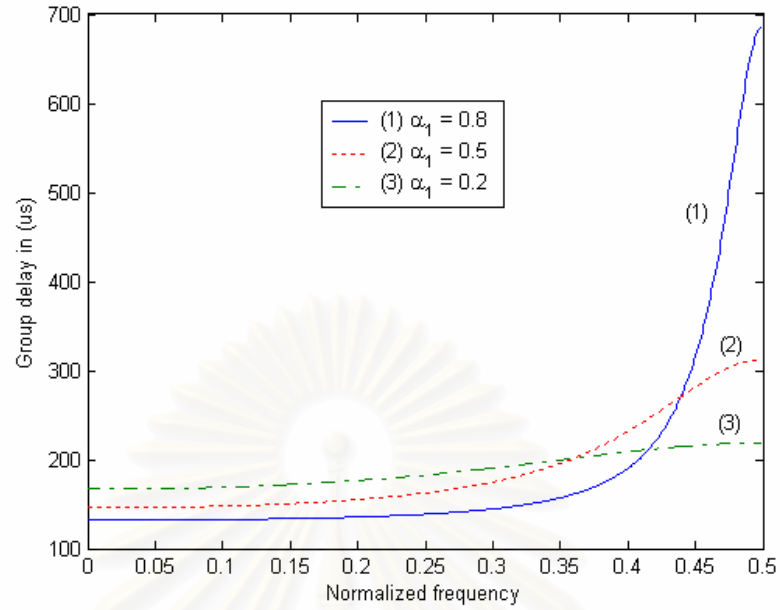
จากนั้นทำการศึกษาผลของพารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$, $\alpha_2(n)$ และ $\alpha_3(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณ เมื่ออันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่เป็น $N = 3$ โดยทำการศึกษาพารามิเตอร์ครั้งละหนึ่งค่าผ่านทางค่าเริ่มต้น $\alpha_{1,int}$, $\alpha_{2,int}$ และ $\alpha_{3,int}$ และกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ เท่ากับศูนย์ ผลการศึกษาสามารถแสดงได้ว่า ค่าของพารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$ ที่เปลี่ยนตามเวลาเมื่อพารามิเตอร์อื่นมีค่าเป็นศูนย์ จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณอย่างแปรผันตรงกับเวลา โดยเฉพาะในช่วงความถี่สูงของสัญญาณ คือช่วง 0.4 – 0.5 เท่าของ Normalized frequency ดังแสดงในรูปที่ 3.9 นอกจากนี้เมื่อศึกษาค่าของพารามิเตอร์ $\alpha_2(n)$ อย่างเดียวที่เปลี่ยนตามเวลา จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณอย่างแปรผันตรงโดยเฉพาะในช่วงความถี่กลางของสัญญาณ คือช่วง 0.2 – 0.3 เท่าของ Normalized frequency ดังแสดงในรูปที่ 3.10 และผลของการปรับค่าของพารามิเตอร์ $\alpha_3(n)$ อย่างเดียวให้เปลี่ยนแปลงตามเวลา จะทำให้ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างแปรผันตรงโดยเฉพาะในช่วงความถี่ต้น ๆ ของสัญญาณ คือช่วง 0.1 – 0.2 เท่าของ Normalized frequency ดังแสดงในรูปที่ 3.11



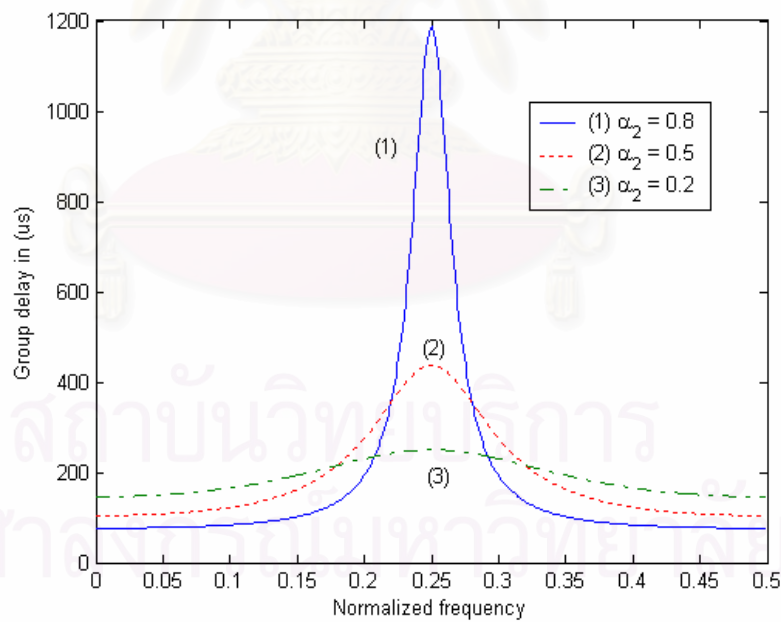
รูปที่ 3.7 ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่อันดับต่างๆ
เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\alpha_{1,int} = 0.8$ ตลอดทุกอันดับ



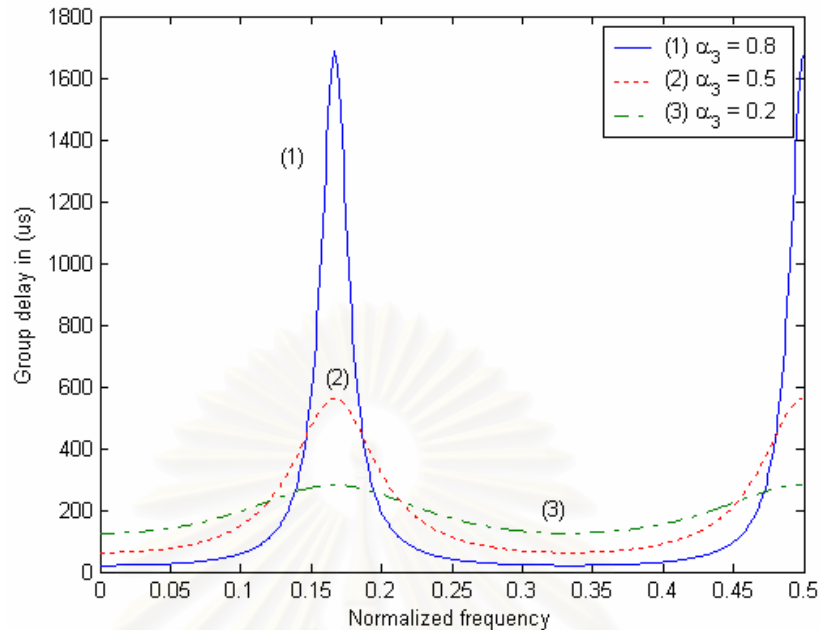
รูปที่ 3.8 ค่าประวิงเวลากลุ่มที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับต่างๆ
เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์ $\alpha_{1,int} = 0.8$ ตลอดทุกอันดับ



รูปที่ 3.9 ผลของการปรับค่า $\alpha_1(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ($N = 3$)

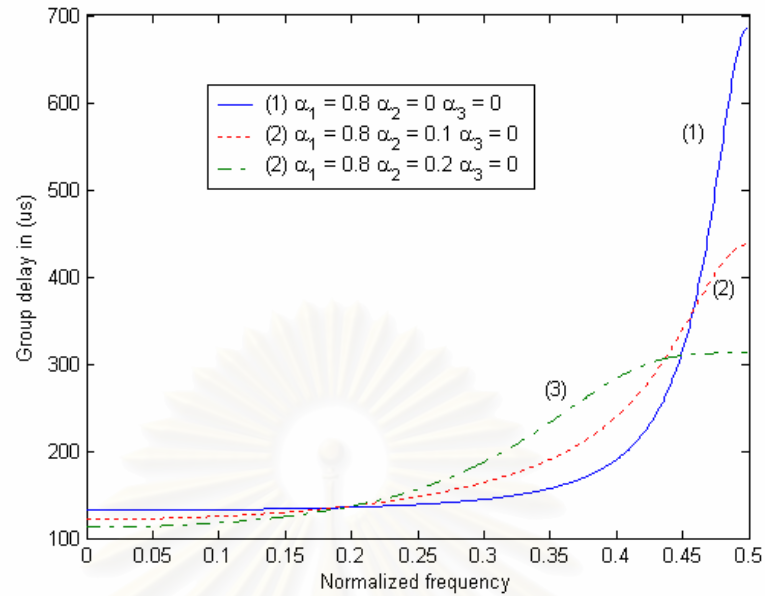


รูปที่ 3.10 ผลของการปรับค่า $\alpha_2(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ($N = 3$)

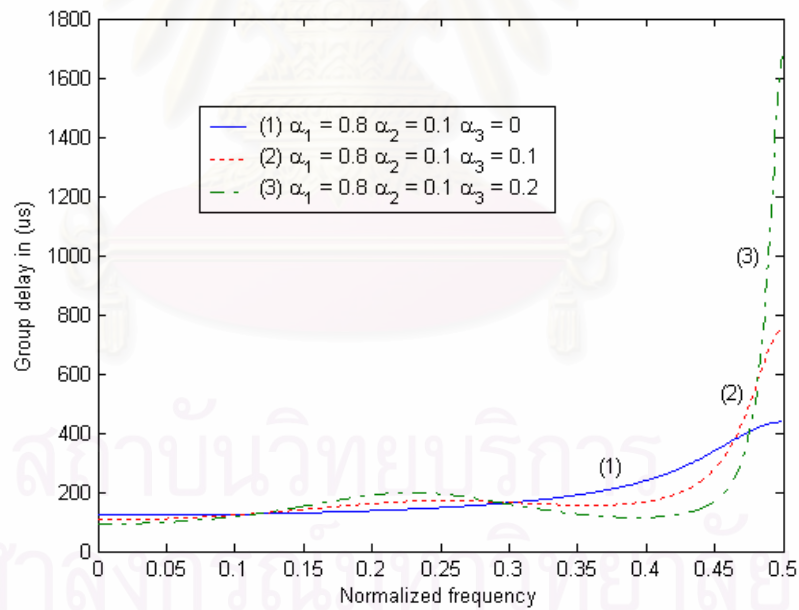


รูปที่ 3.11 ผลของการปรับค่า $\alpha_3(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ($N = 3$)

นอกจากนี้ได้ทำการศึกษาผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ $\alpha_2(n)$ อย่างเดียว ในกรณี $N = 3$ เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$ มีค่าคงที่ตลอดการทดลอง ดังแสดงในรูปที่ 3.12 และทำการศึกษาการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ $\alpha_3(n)$ อย่างเดียว เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$ และ $\alpha_2(n)$ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดการทดลอง ดังแสดงในรูปที่ 3.13 จากผลการทดลองทั้งสองนี้สามารถสรุปได้ว่า การปรับค่าพารามิเตอร์ $\alpha_2(n)$ และ $\alpha_3(n)$ ในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ($N=3$) จะทำให้เกิดผลกระทบต่อค่าประวิงเวลากลุ่มที่ค่อนข้างน้อยกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับค่าการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$



รูปที่ 3.12 ผลของการปรับค่า $\alpha_2(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม โดยให้ $\alpha_1(n) = 0.8$ มีค่าคงที่ตลอดเวลา ในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ($N = 3$)



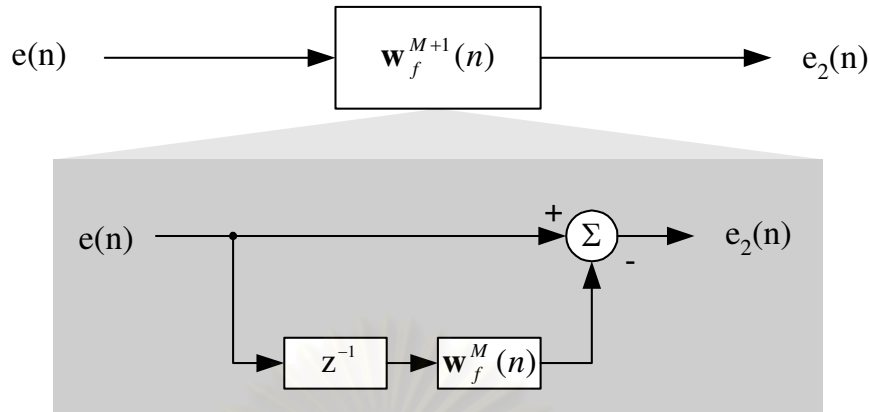
รูปที่ 3.13 ผลของการปรับค่า $\alpha_3(n)$ ต่อค่าประวิงเวลากลุ่ม โดยให้ $\alpha_1(n) = 0.8$ มีค่าคงที่ตลอดเวลา และ $\alpha_2(n) = 0.1$ คงที่ตลอดเวลา ในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ($N = 3$)

จากการที่สัญญาณเสียงพูดของมนุษย์จะมีข้อมูลหลักๆ อยู่ในช่วงความถี่ประมาณ 300-3400 Hz ดังนั้นช่วงความถี่ของเสียงพูดจะอยู่ที่ประมาณ 0.01875 – 0.02125 เท่าของ Normalized Frequency เมื่อความถี่ชักตัวอย่างที่ใช้ในการทดลองนี้เป็น $f_s = 16000$ Hz จากการศึกษาผลกระทบของค่าของพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรรองผ่านทุกความถี่ข้างต้น ดังผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 3.7 ถึง 3.11 จะสามารถสรุปได้ว่าการปรับค่าของพารามิเตอร์ $\alpha_2(n)$ หรือ $\alpha_3(n)$ มีผลกระทบต่ออย่างมากต่อสัญญาณเสียงในช่วงที่มีข้อมูลหลัก จึงอาจส่งผลให้เกิดผลกระทบต่อคุณภาพเสียง ดังนั้นการปรับค่าของพารามิเตอร์ของ $\alpha_2(n)$ และ $\alpha_3(n)$ ให้เปลี่ยนไปตามเวลา จึงควรอยู่ในช่วงหรือลิมิตที่ต่ำเพื่อควบคุมการรบกวนคุณภาพเสียงให้น้อยที่สุด

สำหรับผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$ ให้มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณเสียงเพิ่มขึ้นในช่วงของความถี่สูงของสัญญาณเท่านั้น ซึ่งมีค่ามากกว่า 0.4 เท่าของ Normalized frequency จึงไม่ส่งผลกระทบต่อข้อมูลสัญญาณเสียงในช่วงความถี่หลัก โดยค่าประวิงเวลาที่เพิ่มขึ้นนี้จะส่งผลให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังได้เพิ่มขึ้น และไม่เกิดผลกระทบรุนแรงต่อคุณภาพเสียงของสัญญาณอีกด้วย ดังนั้นการเลือกปรับค่าพารามิเตอร์ $\alpha_1(n)$ นี้จึงสามารถทำได้มากกว่าการปรับค่าของพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ สำหรับผลการทดลองต่าง ๆ จะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป

3.3 การประยุกต์ใช้วงจรรประมาณเชิงเส้นไปหน้า

นอกจากปัญหาสหสัมพันธ์ที่ทำให้วงจรรองทำงานอย่างไม่มีประสิทธิภาพแล้ว อีกปัจจัยหนึ่งที่เป็นสาเหตุสำคัญของการลู่ออกจากสถานะอยู่ตัวของวงจรรองคือจากการที่มีพลังงานของสัญญาณเสียงเข้า $x(n)$ ประกอบอยู่ภายในสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ ซึ่งใช้ในการควบคุมการปรับตัวของวงจรรองแบบปรับตัว จึงทำให้วงจรรองแบบปรับตัวเกิดการลู่ออกจากค่าตอบที่ถูกต้อง เนื่องจากว่าสัญญาณผิดพลาดมีขนาดใหญ่ ส่งผลให้ระบบไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ ดังนั้นวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้นำเสนอวิธีการประมาณขนาดของสัญญาณเสียงพูดขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง โดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า การประมาณเชิงเส้นไปหน้า (Forward Linear Predictor : FLP) เพื่อกำจัดสัญญาณที่ประมาณได้ออกจากสัญญาณผิดพลาดของเครื่องช่วยฟัง ดังบล็อกไดอะแกรมของ FLP ในรูปที่ 3.14 เมื่อสัญญาณ $e(n)$ ไม่มีส่วนประกอบของพลังงานของสัญญาณเสียงเข้าแล้ว ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับจะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น



รูปที่ 3.14 บล็อกไดแกรมแสดงเทคนิคการประมาณเชิงเส้นไปหน้า (FLP)

กำหนดให้ M เป็นอันดับของการประมาณสัญญาณเข้าของวงจร FLP จะถูกหาได้จาก

$$e_2(n) = e(n) - \sum_{j=1}^M w_f(j)e(n-j) \quad (3.4)$$

ซึ่งสามารถถูกมองได้ว่าเป็นสัญญาณขาออกจากวงจรกรองที่สร้างสัญญาณผิดพลาดในการประมาณ (Prediction Error Filter) ที่มีสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ และสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองดังกล่าวถูกเขียนในรูปเวกเตอร์เป็น $\mathbf{w}_f^{M+1}(n) = [1 - w_{f,1}(n) - w_{f,2}(n) \dots - w_{f,M}(n)]^T$ สำหรับสัมประสิทธิ์จะถูกปรับตัวทุกๆ เวลา n ดังนี้

$$\mathbf{w}_f^M(n+1) = \mathbf{w}_f^M(n) + \mathbf{k}(n)e_2(n) \quad (3.5)$$

ค่าเวกเตอร์อัตราขยายคาลมัน (Kalman gain vector) $\mathbf{k}(n)$ หาได้จาก

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \underline{e}^T(n-1)\boldsymbol{\pi}(n)} \quad (3.6)$$

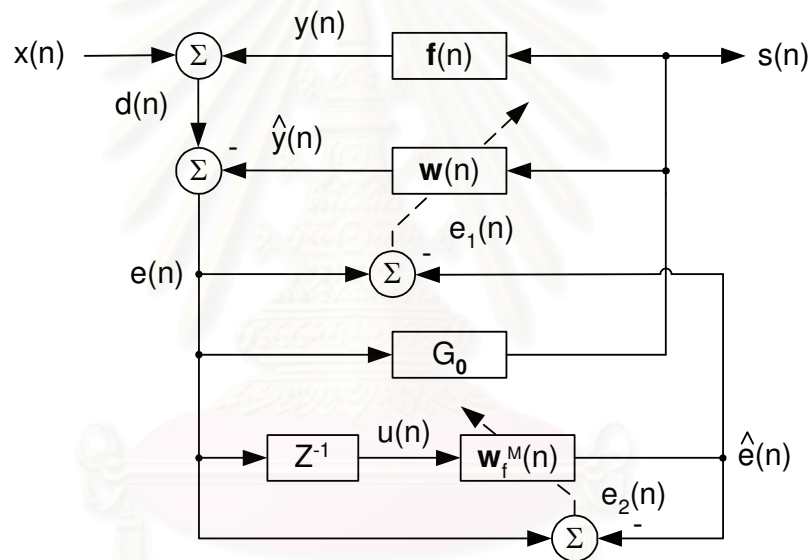
โดยที่

$$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\underline{e}(n) \quad (3.7)$$

เมื่อ $\mathbf{P}(n)$ เป็นเมตริกซ์อินเวอร์สสหสัมพันธ์ผกผัน (Inverse of the Autocorrelation Matrix) ของสัญญาณเข้าของระบบ FLP คือ $e(n)$ และ \mathbf{I}_M เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix) ขนาด $M \times M$ เมตริกซ์ $\mathbf{P}(n)$ สามารถหาได้จากกระบวนการวนซ้ำของ $\mathbf{P}(n-1)$ คือ

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} (\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\mathbf{e}^T(n)) \mathbf{P}(n-1) \quad (3.8)$$

สำหรับค่าของ forgetting factor จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของสัญญาณเข้า $e(n)$ โดยควรอยู่ในช่วง $0 << \lambda < 1$ เมื่อนำวงจร FLP มาประยุกต์เข้าใช้ร่วมกับระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับแบบลอคไดอะแกรมโดยรวมจะกลายเป็นดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังที่ใช้วงจร FLP

สำหรับความซับซ้อนในการคำนวณที่เพิ่มขึ้นของการประยุกต์ใช้วงจร FLP เข้าไปในระบบ AFC คิดเป็นอันดับของ $O(M^2)$ เมื่อ M เป็นอันดับของการประมาณของวงจร FLP โดยพิจารณาที่ค่าการคูณจำนวนจริงต่อสัญญาณเข้า 1 ค่า (Real Multiplication (RMP) Per Input Sample) ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ถึงแม้ว่าความซับซ้อนในการคำนวณของวงจร FLP เมื่อใช้ระเบียบวิธี RLS ควบคุมการปรับตัวของวงกรอง $W_f^M(n)$ จะมากกว่าการใช้ระเบียบวิธี NLMS ในการควบคุมวงกรอง หากแต่ประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังจะดีกว่าการใช้ระเบียบวิธี NLMS

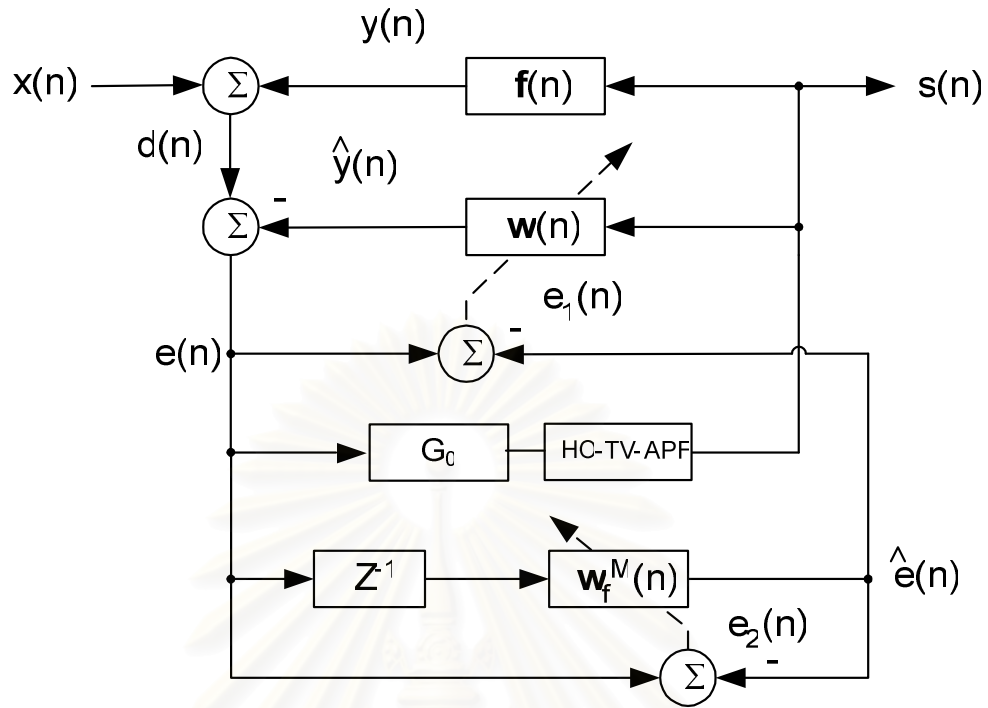
อยู่มาก เพราะว่าค่าสัญญาณผิดพลาดตัวใหม่ที่ได้จากการประยุกต์ใช้วงจร FLP นั้น ยังต้องนำไปใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง $w(n)$ ในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังอีกด้วย ดังนั้นจึงต้องใช้ระเบียบวิธีที่ผู้เข้าหาคำตอบที่ถูกต้องที่รวดเร็ว ระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับจึงจะสามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง สำหรับผลการทดลองในส่วนนี้จะนำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป

ตารางที่ 3.1 ค่าความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับวงจร FLP

	x	+/-
$e_2(n) = e(n) - (w_f^M(n))^T \underline{e}(n)$	M	M
$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\underline{e}(n)$	M^2	M^2-M
$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \underline{e}^T(n-1)\boldsymbol{\pi}(n)}$	M	M
$\mathbf{w}_f^M(n+1) = \mathbf{w}_f^M(n) + \mathbf{k}(n)e_2(n)$	M	M
$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\underline{e}^T(n))\mathbf{P}(n-1)$	$2M^2+1$	$2M^2-M$
Total	$3M^2+3M+1$	$3M^2+M$

3.4 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า

จากหัวข้อที่ผ่านมาจะเห็นว่าการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ก็สามารถจะลดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังได้ สำหรับการประยุกต์ใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าจะสามารถลดปัญหาสัญญาณผิดพลาดที่มีสัญญาณเข้า $x(n)$ เป็นองค์ประกอบ ดังนั้นการนำระบบ HO-TV-APF และระบบ FLP มาประยุกต์ใช้เข้ากับระบบ AFC ร่วมกัน จะทำให้วงจรกรองสามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สุด ซึ่งการประยุกต์ใช้วงจรทั้งสองร่วมกันสามารถแสดงได้ดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.16 โดยผลการทดลองของส่วนนี้ จะได้นำเสนอในบทที่ 4 ต่อไป



รูปที่ 3.16 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า
ในระบบกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับในเครื่องช่วยฟัง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการทดลองและการวิเคราะห์ผล

ในบทนี้จะแสดงผลการจำลองการทำงานของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ (AFC) ในเครื่องช่วยฟัง โดยจะแสดงให้เห็นว่าการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา (HO-TV-APF) และการประยุกต์ใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า (FLP) ในระบบ AFC จะช่วยให้วงจรกรองแบบปรับตัวของระบบ AFC มีสมรรถนะในการทำงานที่ดีขึ้น โดยสามารถวัดได้จากค่า WEVN เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ AFC แบบดั้งเดิม (Conventional) ที่ไม่มีการประยุกต์ใช้วงจรใด ๆ และเปรียบเทียบกับแบบที่มีการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ (Fixed Delay) [3] ในการลดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณป้อนกลับของเครื่องช่วยฟัง นอกจากนี้จะทำการทดสอบคุณภาพของสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังเชิงสเตอริโอ กล่าวคือมีการใช้เครื่องช่วยฟังในหูเพียงข้างเดียว โดยมีการแสดงผลของคุณภาพสัญญาณเสียงผ่านการทำ Subjective Listening Test ที่ใช้หลักการคิดคะแนนเฉลี่ย (Mean Opinion Score Testing : MOS) เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นถึงคุณภาพเสียงของวิธี HO-TV-APF ที่นำเสนอเมื่อเปรียบเทียบกับการใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ในการลดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณ

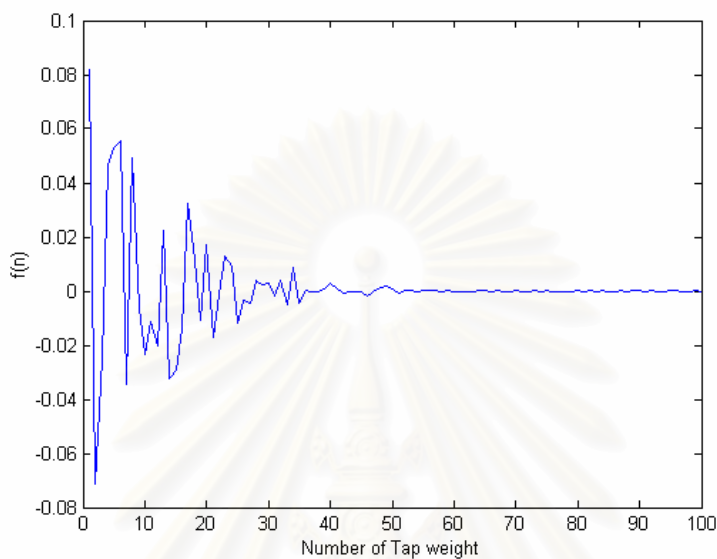
4.1 รายละเอียดของค่าต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลอง

ในการทดลอง จะทำการจำลองแบบวิถีป้อนกลับ $\underline{f}(n)$ บนคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.1 โดยมีลักษณะเป็นเอนVELOปของ exponential decay มีความยาวเท่ากับ 100 โดยสมมติให้คงที่ตลอดทุกการทดลอง ในการทดลองจะใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีความยาว $L=100$ เช่นกัน เพื่อให้วงจรกรองสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้อย่างถูกต้องมากที่สุด และกำหนดให้สัญญาณรบกวนพื้นหลังที่ไม่โครโฟนของเครื่องช่วยฟังมีค่า SNR เท่ากับ 30 dB

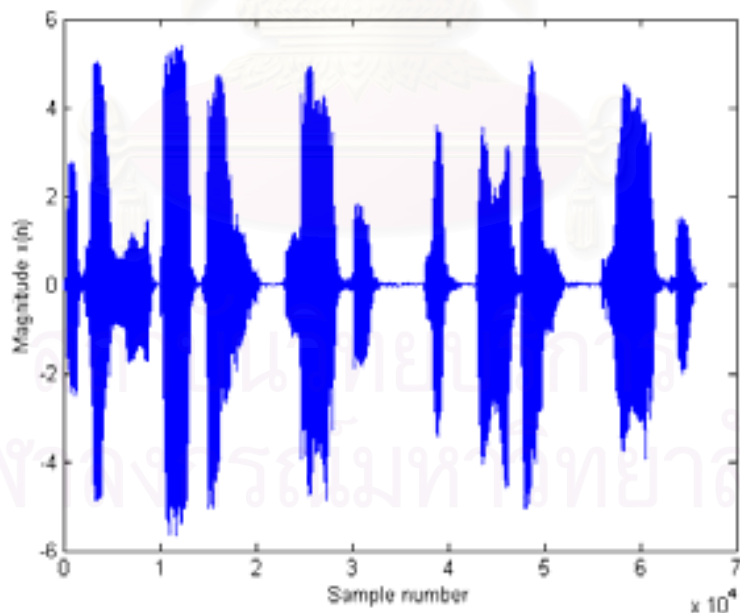
สำหรับการประเมินประสิทธิภาพการทำงานของวงจกรองแบบปรับตัวจะพิจารณาจากค่า WEVN (Weight Error Vector Norm) ซึ่งนิยามได้ดังสมการที่ (4.1)

$$WEVN(n) = 10 \log_{10} \frac{\|\underline{f} - \underline{w}(n)\|_2^2}{\|\underline{f}\|_2^2} \quad (4.1)$$

โดยที่ \underline{f} คือ เวกเตอร์วิธีป้อนกลับทางเสียง $\underline{w}(n) = [w_0(n) \ w_1(n) \ \dots \ w_{L-1}(n)]^T$ คือ เวกเตอร์พารามิเตอร์น้ำหนักของวงจร กรองแบบปรับตัวที่เวลา n และ $\|\cdot\|_2^2$ คือ ผลรวมของกำลังสองของเวกเตอร์ (Euclidean Norm)



รูปที่ 4.1 ลักษณะวิธีป้อนกลับ (Feedback Path) ในเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 4.2 รูปสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังที่เป็นสัญญาณเสียงพูด

โดยกำหนดให้สัญญาณขาเข้าของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังเป็นสัญญาณเสียงพูด กล่าวว่าเป็น “สถานีต่อไปหมอชิต Next Station Morchit” ที่มีความถี่ซีกตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz ดังแสดงในรูปที่ 4.2 และระเบียบวิธีที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัว คือระเบียบวิธี Normalized Least Mean Square (NLMS) [8] ในทุกการทดลอง โดยมีสมการที่เกี่ยวข้องคือ

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (4.2)$$

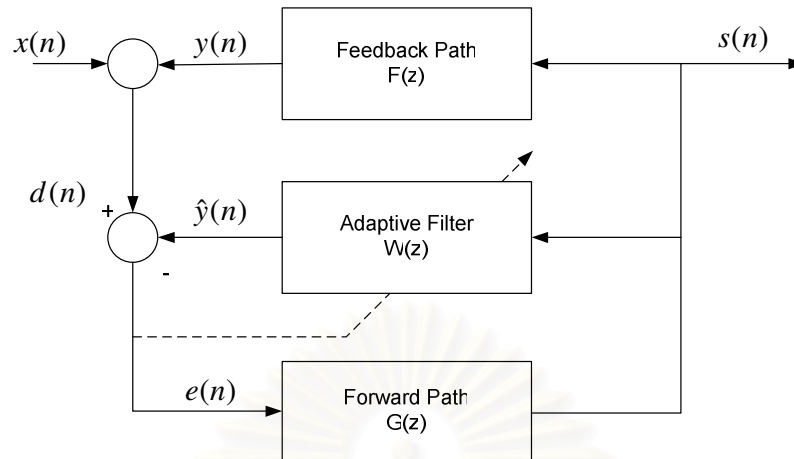
$$\underline{w}(n+1) = \underline{w}(n) + \frac{\mu}{1 + \|\underline{s}(n)\|_2^2} e(n)\underline{s}(n) \quad (4.3)$$

เมื่อ μ คือ ค่าอัตราการลู่เข้าที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของระเบียบวิธี NLMS

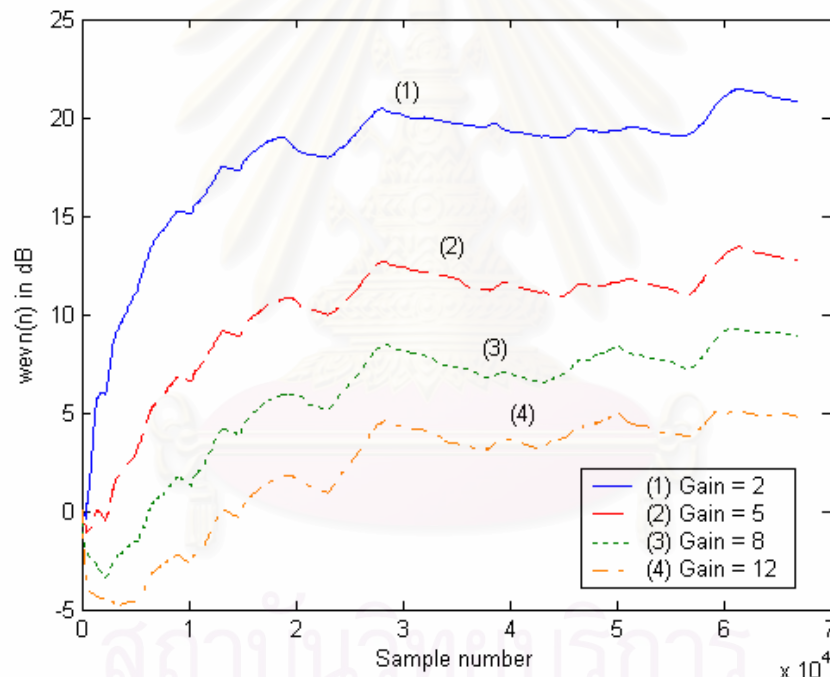
โดยการทดลองในวิทยานิพนธ์นี้จะแบ่งออกเป็น 4 การทดลอง ได้แก่ การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบดั้งเดิม การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยมีการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยมีการประยุกต์ใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า และสุดท้ายคือการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยมีการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าตามลำดับ โดยมีรายละเอียดแต่ละการทดลองเป็นดังนี้

4.2 การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังแบบดั้งเดิม

ขั้นแรกได้ทำการจำลองระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับด้วยบล็อกไดอะแกรมดังแสดงในรูปที่ 4.3 โดยยังไม่มีการใช้วงจรประวิงเวลาเข้าช่วยแก้ปัญหาสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง โดยในส่วนนี้ได้ทำการปรับค่าอัตราขยาย G_0 ของเครื่องช่วยฟังเป็น 2, 5, 8 และ 12 เท่า ซึ่งผลการทดลองในเชิง WEVN ถูกแสดงในรูปที่ 4.4



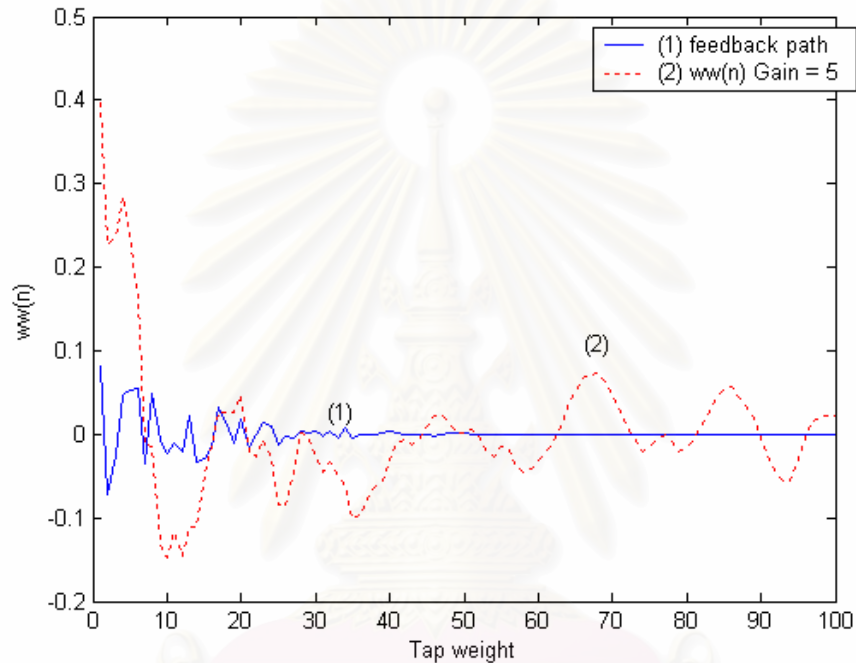
รูปที่ 4.3 รูปบล็อกไดอะแกรมระบบการกำจัดสัญญาณเสียงสะท้อนแบบดั้งเดิม



รูปที่ 4.4 ค่า WEVN เมื่อเครื่องช่วยฟังใช้ระบบ AFC แบบดั้งเดิม ที่อัตราขยาย G_0 ต่างๆ กัน

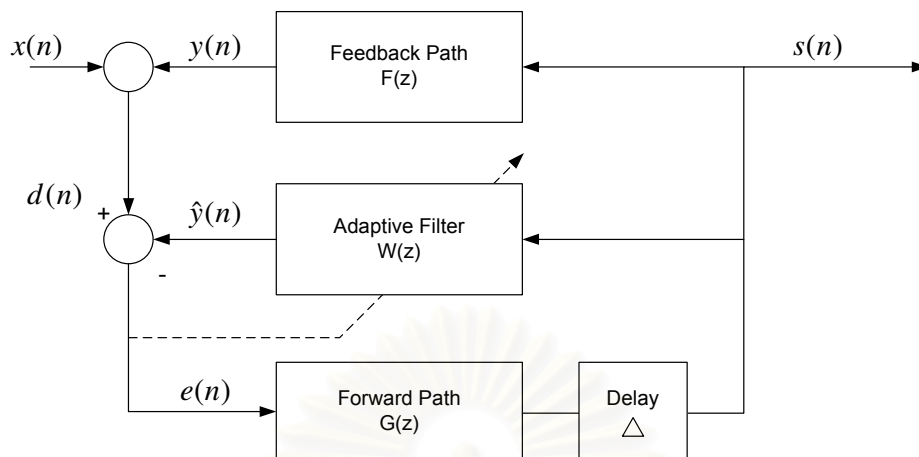
เมื่อพิจารณารูปที่ 4.4 จะเห็นได้ว่า ในระบบ AFC แบบดั้งเดิมนั้น วงจรกรองแบบปรับตัวไม่สามารถประมาณค่าวิถีป้อนกลับของเสียง f ได้ ดังจะเห็นได้จากค่า WEVN ที่ลู่ออกจากสภาวะอยู่ตัวในรูปที่ 4.4 และค่าประมาณของวิถีป้อนกลับของวงจรกรองแบบปรับตัวในรูปที่ 4.5 ทั้งนี้จากการศึกษาผลของเปลี่ยนค่าอัตราขยาย G_0 จะพบว่าที่ค่าอัตราขยายน้อยวงจรกรองจะลู่ออกจากสภาวะอยู่ตัวมากกว่าที่ค่าอัตราขยายสูง ๆ อันนี้เนื่องจากหลักการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับใน

เครื่องช่วยฟังตามบล็อกไดอะแกรมที่ 4.3 จะเห็นว่าที่ค่าอัตราขยายน้อย ๆ ขนาดของสัญญาณ $y(n)$ และ $x(n)$ จะมีพลังงานไม่ต่างกันมาก จึงมีสหสัมพันธ์ของสัญญาณค่อนข้างสูง ทำให้วงจรกรองแบบปรับตัวไม่สามารถประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับ $y(n)$ ได้อย่างถูกต้องมากนัก ดังนั้นที่ค่าอัตราขยายสูง ๆ ค่า WEVN ที่ได้จึงออกมามีค่าน้อยกว่าที่ค่าอัตราขยายน้อย ๆ ดังนั้นในการทดลองนี้ จะขอเลือกใช้ค่าอัตราขยายคือ $G_0 = 5$ เป็นค่าหลักในการพิจารณาทุกการทดลองต่อไป

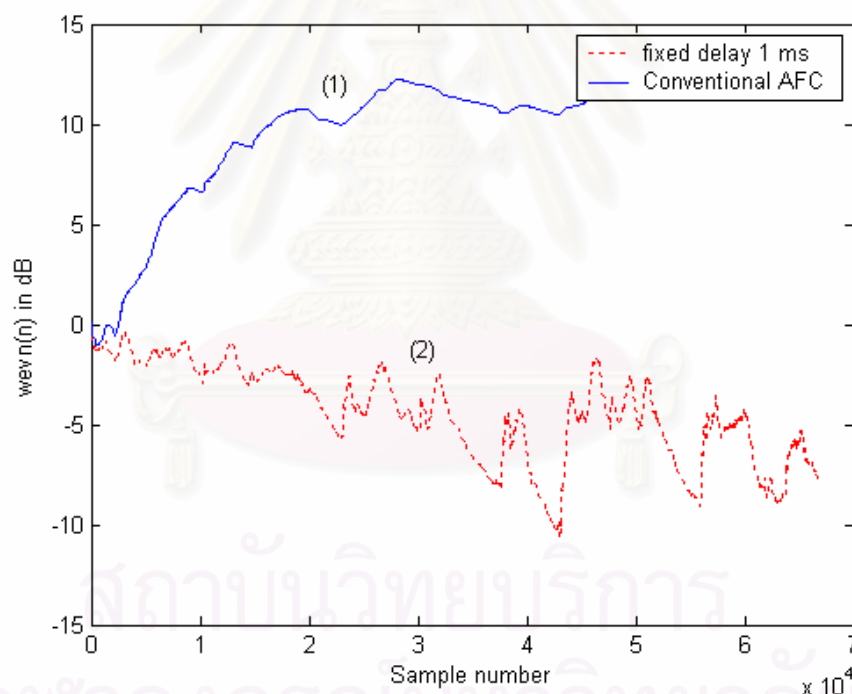


รูปที่ 4.5 รูปค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวที่อัตราขยาย = 5

จากนั้นจึงทำการเพิ่มวงจรประวิงเวลา Δ แบบคงที่ (Fixed Delay) ในวิถีไปหน้า (Forward Path) ดังแสดงในรูปที่ 4.6 โดยเลือก $\Delta = 1 \text{ ms}$ จาก [3],[7] เพื่อลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกในเครื่องช่วยฟัง เมื่อเปรียบเทียบกับระบบ AFC แบบดั้งเดิมจะเห็นว่าระบบสามารถทำการประมาณวิถีป้อนกลับได้ดีขึ้น ดังค่า WEVN ที่ดีขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.7 และรูปที่ 4.8

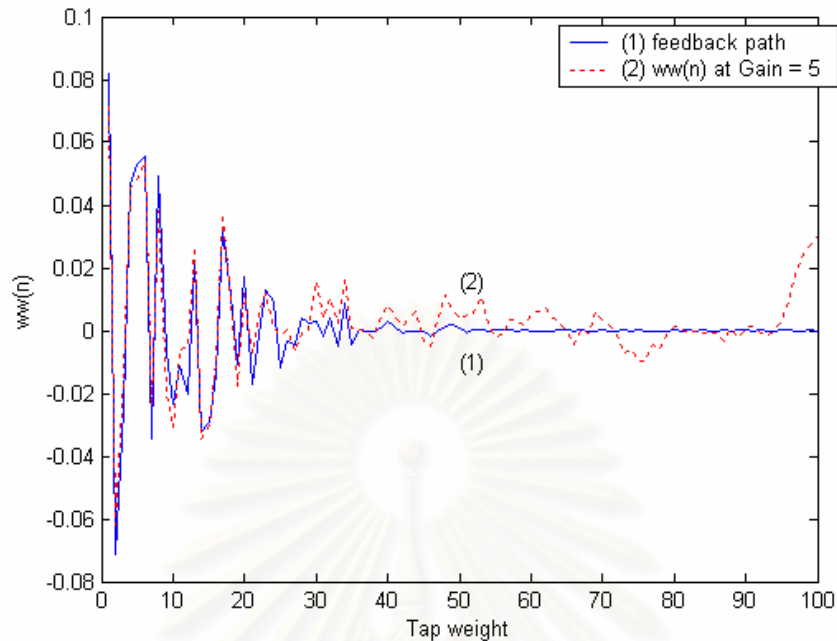


รูปที่ 4.6 บล็อกไดอะแกรมแสดงการเพิ่มวงจรประวิงเวลาในการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟังในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ



รูปที่ 4.7 ค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังมีอัตราขยาย $G_0 = 5$

โดยมีการใช้ค่าประวิงเวลา Δ คงที่ขนาด 1 ms



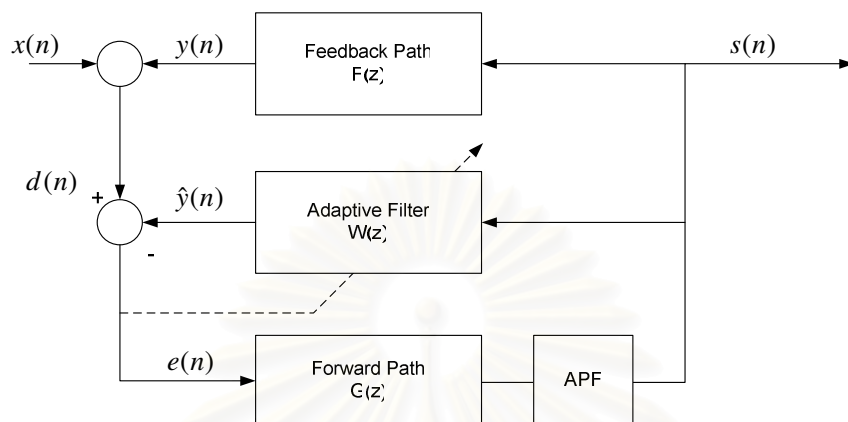
รูปที่ 4.8 รูปค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่อัตราขยาย = 5 ที่มีการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่เพื่อลดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง

จากกราฟในรูปที่ 4.7 จะเห็นว่าการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ที่ใช้ในเครื่องช่วยฟังดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 4.6 จะเห็นว่าวงจรรองแบบปรับตัวสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้ถูกต้องแม่นยำขึ้นโดยจะเห็นได้จากค่า WEVN มีค่าลดลงถึง -8 dB และจากกราฟรูปที่ 4.8 จะเห็นว่าวงจรรองสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้อย่างใกล้เคียงเมื่อเทียบกับรูปที่ 4.5 ที่ไม่มีการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ แต่ทว่าก็ต้องใช้ค่าประวิงเวลาขนาด 1 มิลลิวินาที (หรือเท่ากับ 16 ตัวอย่าง ของสัญญาณเข้า) ซึ่งจะทำให้ค่าประวิงเวลาแตกต่างของสัญญาณที่มาถึงหูซ้ายและหูขวา (Inter-aural Delay) เป็น $1000 \mu\text{s}$ (ในกรณีใส่เครื่องช่วยฟังเพียงข้างเดียว) ซึ่งมีค่าเกินกว่า $200 \mu\text{s}$ ทำให้คุณภาพสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังแยกลงไปได้

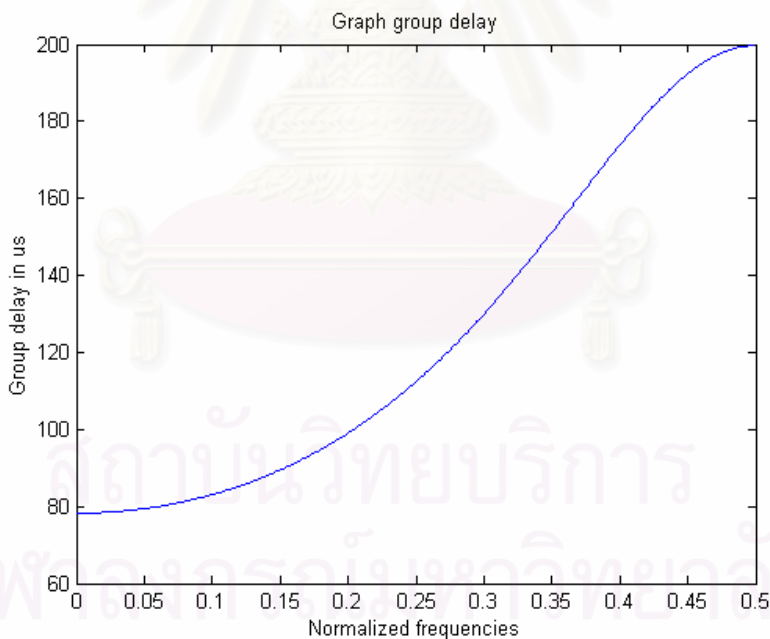
4.3 การประยุกต์นำวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาเข้าใช้ในระบบ AFC

เพื่อรักษาคุณภาพสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังให้เหมือนปกติมากที่สุด เราจึงนำวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลามาใช้แทนวงจรรประวิงเวลาแบบคงที่ ดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.7 โดยพยายามรักษาค่าประวิงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลาให้มีขนาดไม่เกิน $200 \mu\text{s}$ [5] โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงความถี่สำคัญของสัญญาณเสียงพูด ($300 - 3400$ Hz) เพื่อ

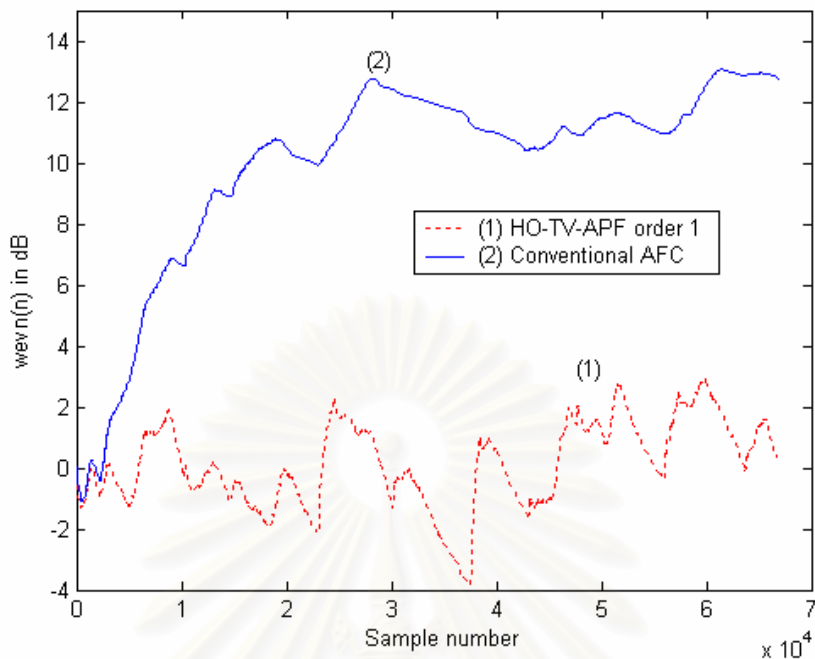
รักษาคุณภาพสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟัง ซึ่งผลการทดลองเป็นดังกราฟรูปที่ 4.10 และ 4.11



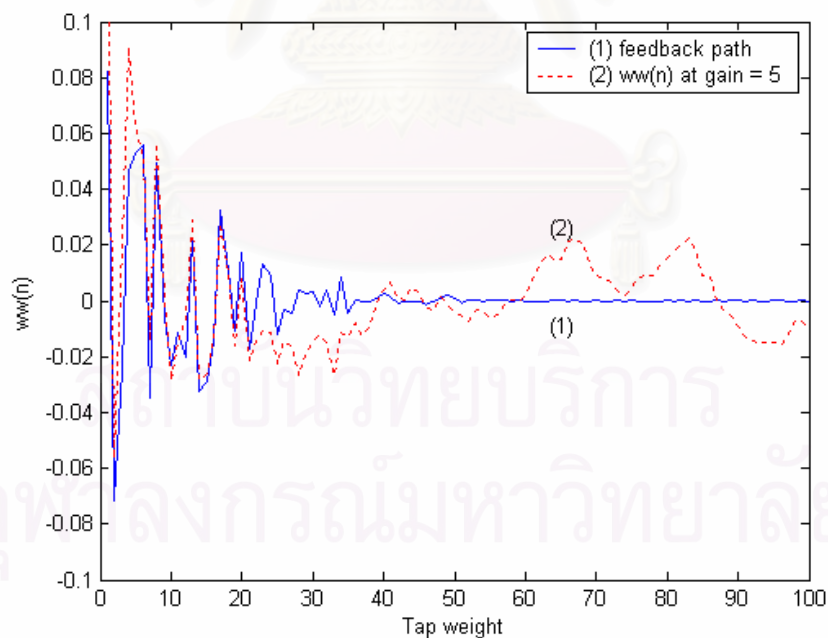
รูปที่ 4.9 บล็อกไดอะแกรมแสดงการใช้ HO-TV-APF ในการแก้ปัญหาคำจำกัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 4.10 ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 1$ เมื่อจำกัดค่าประวิงเวลาไม่เกิน $200 \mu s$



รูปที่ 4.11 ค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$ เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 1$ ที่มีค่าประวิงเวลากลุ่มดังในรูปที่ 4.10



รูปที่ 4.12 ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวที่อัตราขยาย = 5 ที่มีการประยุกต์ใช้ วงจร HO-TV-APF กรณี $N = 1$

สำหรับการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลาเพื่อลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง ค่าประวิงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลา n ถูกจำกัดให้มีขนาดไม่เกิน $200 \mu s$ เพื่อรักษาคุณภาพสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง ดังแสดงในกราฟรูปที่ 4.10 พบว่าวงจรกรองแบบปรับตัวสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้อย่างถูกต้องมากขึ้น โดยจะเห็นได้จากค่า WEVN ในรูปที่ 4.11 มีค่าที่ลดลง และจากรูปที่ 4.12 กราฟค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวที่ประมาณวิถีป้อนกลับได้ใกล้เคียงมากขึ้นกว่าระบบดั้งเดิม

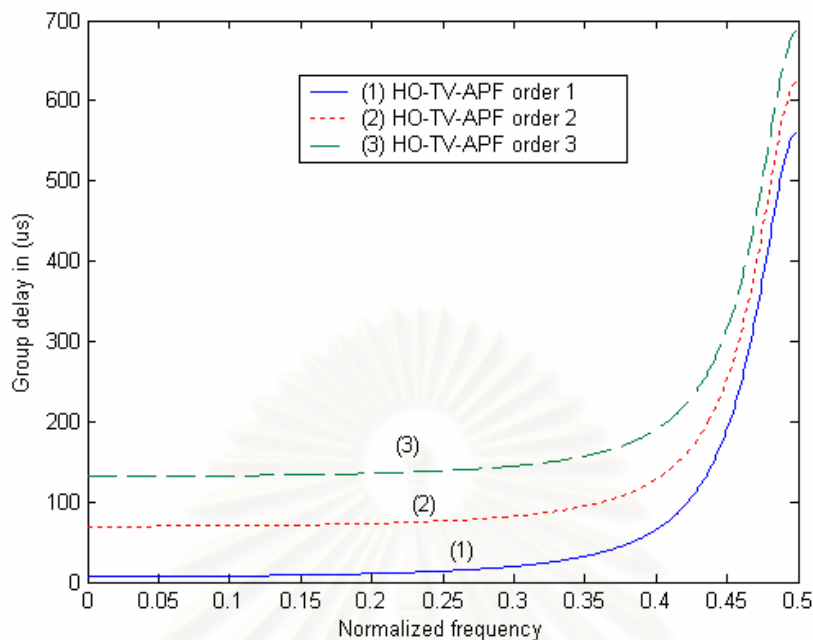
ถึงแม้ว่าการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบปรับตัวในอันดับ 1 จะช่วยให้วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถทำงานได้ถูกต้องมากขึ้น แต่ประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับก็ยังไม่อยู่ในเกณฑ์ที่ดีนัก ซึ่งในบทที่ผ่านมาเราได้ศึกษาถึงผลของการเพิ่มอันดับของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาและผลของการเลือกค่า α_i ที่เหมาะสมจะพบว่าเราสามารถเพิ่มประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ โดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาที่อันดับสูงขึ้น ก็จะทำให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณได้มากขึ้น วงจรกรองก็จะสามารถทำงานได้ดีขึ้นด้วย

ดังนั้นต่อไปเราจะแสดงผลของการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาที่อันดับสูงขึ้น โดยค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นดังตารางที่ 4.1

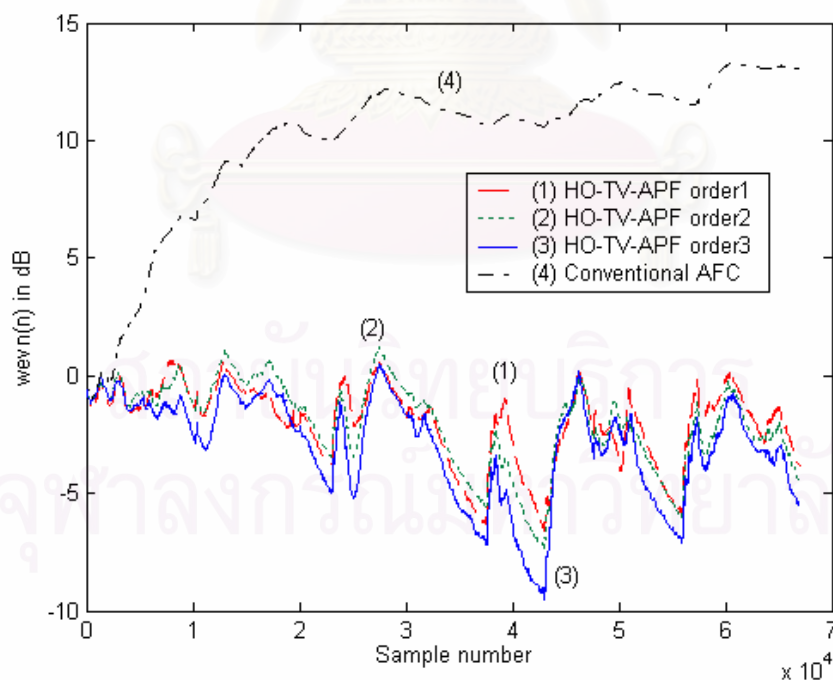
ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปตามเวลาที่อันดับต่าง ๆ เมื่อใช้ความถี่ชกตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz

N	$\alpha_{1,int}$	r_1	$\alpha_{2,int}$	r_2	$\alpha_{3,int}$	r_3
1	0.8	0.075	0	0.1	0	0.1
2	0.8	0.075	0	0.1	0	0.1
3	0.8	0.075	0	0.1	0	0.1

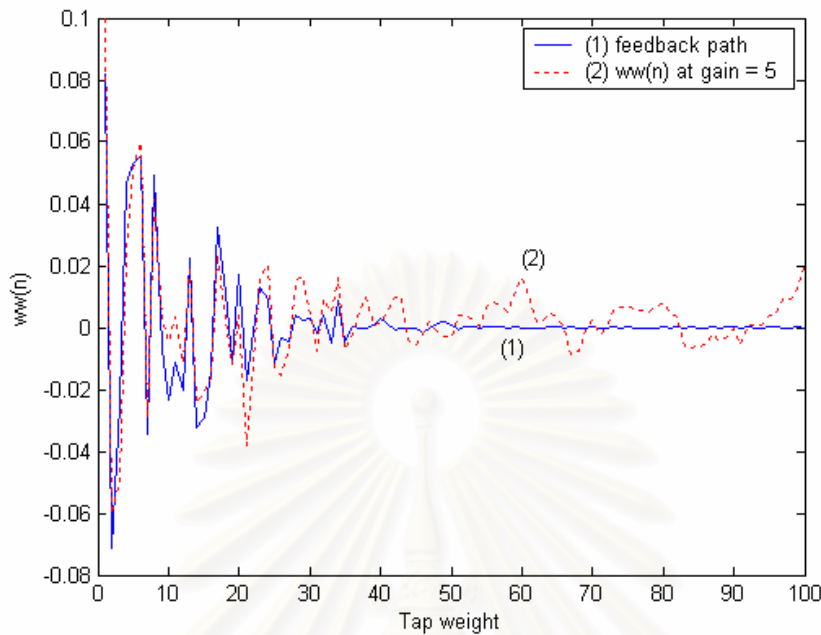
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.13 ค่าประวิงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF อันดับต่าง ๆ
ที่ค่าพารามิเตอร์ดังตารางที่ 4.1



รูปที่ 4.14 กราฟ WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตโนมัติ $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$
เมื่อผ่าน HO-TV-APF ที่อันดับต่าง ๆ ที่มีค่าประวิงเวลากลุ่มดังในรูปที่ 4.13

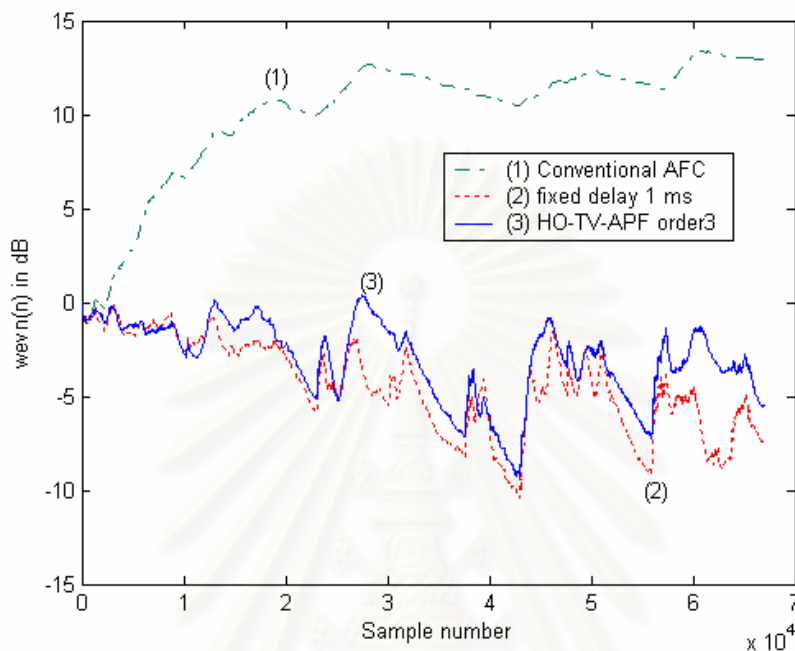


รูปที่ 4.15 ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่อัตราขยาย = 5 ที่มีการประยุกต์ใช้
วงจรถ่าย HO-TV-APF กรณี $N = 3$

จากรูปที่ 4.14 จะเห็นว่าเมื่อใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนแปลงตามเวลาที่อันดับสูงขึ้น ในระบบ AFC วงจรรองแบบปรับตัวจะสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้ถูกต้องมากขึ้น ดังกราฟ แสดงค่า WEVN ที่มีค่าลดลงกว่าในระบบ AFC แบบดั้งเดิม โดยจะเห็นว่าค่า WEVN มีค่าลดลงเมื่อ เพิ่มอันดับของวงจรรองผ่านทุกความถี่ขึ้น และจากรูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นถึงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรรองแบบปรับตัวที่ประยุกต์ใช้วงจรถ่าย HO-TV-APF อันดับ 3 จะประมาณได้ใกล้เคียงกับวิถีป้อนกลับได้ ใกล้เคียงกว่าการประยุกต์ใช้วงจรถ่าย HO-TV-APF อันดับ 1 ในรูปที่ 4.12

ในรูปที่ 4.16 แสดงกราฟ WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้วงจรถ่ายระยะเวลาแบบคงที่ขนาด 16 ตัวอย่าง / sample (1 ms) กับการใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาที่อันดับ 3 ถึงแม้ว่าทั้งสองวิธีจะให้ค่า WEVN ใกล้เคียงกัน หากแต่ว่าการใช้วงจรถ่ายระยะเวลาแบบคงที่ขนาด 1 ms นั้น จะทำให้เกิดค่าประวิงเวลาแตกต่าง ($\Delta\tau$) ของสัญญาณในหูซึ่งที่ใช้เครื่องช่วยฟังเป็น 1000 μs ซึ่งเกินค่าสูงสุดของ 200 μs ดังกำหนดไว้ใน [5] สำหรับการประวิงเวลาโดยวงจรรองผ่านทุกความถี่ ($N=3$) จะทำให้เกิดค่าประวิงเวลาเปลี่ยนไปตามเวลาดังแสดงในรูปที่ 4.13 โดยแสดงค่าประวิงเวลาเริ่มต้น ณ $n = 0$ ซึ่งส่งผลให้ผู้ใช้ได้รับผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณเสียงน้อยกว่าการใช้วงจรถ่ายระยะเวลาแบบคงที่เท่ากับ 1 ms อย่างไรก็ดี จากการทดลองฟังคุณภาพสัญญาณเสียงเมื่อผ่าน

วงจรรองผ่านทุกความถี่ที่มีค่าประวิงเวลาแบบเปลี่ยนตามเวลาดังรูปที่ 4.13 พบว่าวงจรรองผ่านทุกความถี่ดังกล่าวไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพเสียงมากนัก



รูปที่ 4.16 ค่า WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช่วงจรประวิงเวลาคงที่ขนาด 1 ms และการใช้ HO-TV-APF (N=3)

หลังจากนั้นเพื่อทดสอบคุณภาพเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังที่ผ่านการประมวลผลแบบต่างๆ คือสัญญาณต้นแบบ (Original) สัญญาณผ่านวงจรรองผ่านทุกความถี่แบบคงที่ (Fixed delay) สัญญาณผ่านวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับ 1 (Time-varying Delay N = 1) สัญญาณผ่านวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับ 2 (Time-varying Delay N = 2) สัญญาณผ่านวงจรรองผ่านทุกความถี่อันดับ 3 (Time-varying Delay N = 3) จึงทำการทดสอบคุณภาพเสียงของสัญญาณเชิงสเตอริโอคือสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟังที่มาถึงหูข้างหนึ่งและสัญญาณปกติที่มาจากหูอีกข้างหนึ่งผ่านการทำ Subjective listening test กับผู้ฟังจำนวน 20 คน โดยทำการทดสอบที่ใช้หลักการคิดคะแนนเฉลี่ย (The Mean Opinion Score MOS) ตามมาตรฐานของ ITU-R [15]

ขั้นตอนการทำ MOS Test คือ ให้ผู้ทำการทดสอบรับฟังสัญญาณเสียงแบบสเตอริโอแต่ละชุดที่ต้องการทดสอบ และทำการให้คะแนนจาก 1 ถึง 5 แก่คุณภาพเสียงของสัญญาณแบบสเตอริโอชุดนั้นๆ (หรือเรียกว่าการให้เกรด) อย่างเป็นอิสระต่อกันเมื่อความสัมพันธ์ของคุณภาพเสียงกับคะแนนถูกอธิบายดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 คุณภาพของสัญญาณเสียงตามคะแนนต่าง ๆ ที่ให้กับการทดสอบ MOS Testing [9]

Rating	Speech Quality	Level of Distortion
5	Excellent	Imperceptible
4	Good	Just perceptible, but not annoying
3	Fair	Perceptible and slightly annoying
2	Poor	Annoying, but not objectionable
1	Unsatisfactory (Bad)	Very annoying and objectionable

โดยเริ่มต้นจะให้ผู้ทำการทดสอบได้ฟังสัญญาณเสียงสัญญาณต้นแบบที่คุณภาพต่างกัน 3 ระดับ เพื่อให้ผู้ทำการทดสอบได้มีบรรทัดฐานในการตัดสินใจคุณภาพของสัญญาณเสียงที่จะทำการทดสอบต่อไป ซึ่งความสัมพันธ์ของสัญญาณเสียงต้นแบบทั้ง 3 ระดับเป็นดังสมการต่อไปนี้

$$s_{new}(n) = \frac{s(n) + \beta v(n)}{(1 + \beta^2)} \quad (4.4)$$

โดยที่ $s(n)$ คือสัญญาณเสียงต้นแบบเดิม $v(n)$ คือสัญญาณเสียงรบกวนขาวซึ่งมีขนาด SNR = 30 dB ค่า β จะเป็นค่าปรับระดับของสัญญาณรบกวนเพื่อให้ได้สัญญาณที่คุณภาพต่าง ๆ หลังจากผู้ทำการทดสอบได้ฟังสัญญาณเสียงต้นแบบที่คุณภาพต่าง ๆ กัน 3 ระดับแล้ว ต่อจากนั้นจะให้ผู้ทำการทดสอบได้ฟังสัญญาณเสียงที่ผ่านการลดสหสัมพันธ์วิธีต่าง ๆ แล้วทำการให้คะแนนแต่ละสัญญาณ ซึ่งผลการทดสอบคุณภาพเสียงเป็นดังตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าคะแนนเฉลี่ย MOS เมื่อใช้วิธีการลดสหสัมพันธ์วิธีต่าง ๆ

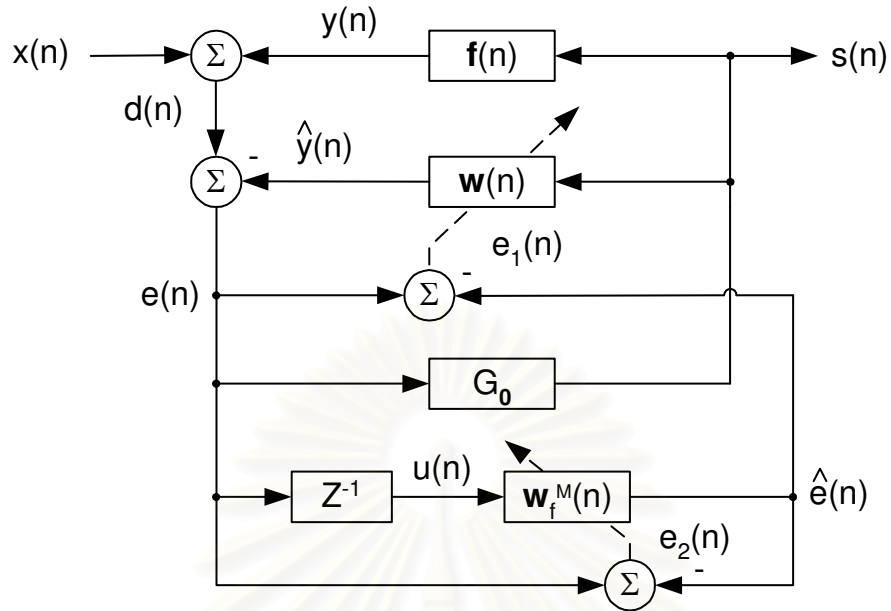
Signals	MOS values
original ($\beta = 0$)	4.20
original ($\beta = 0.5$)	2.85
original ($\beta = 1$)	2.20
Fixed delay (1ms)	2.75
Time-varying delay (N=1)	3.90
Time-varying delay (N=2)	3.80
Time-varying delay (N=3)	3.30

จากตารางที่ 4.3 จะเห็นว่าคุณภาพของสัญญาณเสียงที่ใช้วิธีการลดสทหสัมพันธ์แบบใช้วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาจะให้คุณภาพเสียงที่ดีกว่าการใช้วิธีลดสทหสัมพันธ์แบบใช้วงจรรองประวิงเวลาคงที่ กล่าวคือ ค่า MOS ของวิธี HO-TV-APF ที่อันดับต่าง ๆ มีค่าใกล้เคียงสัญญาณต้นฉบับมาก และมีค่าสูงกว่าค่า MOS ของวิธีที่ใช้วงจรรองประวิงเวลาคงที่เป็น 1 ms โดยเมื่ออันดับ N ของวิธี HO-TV-APF มีค่ามากขึ้น ค่า MOS ของสัญญาณเสียงจะมีค่าน้อยลงเนื่องมาจากค่าประวิงเวลาที่มากขึ้นทำให้ผู้ฟังรู้สึกได้ ถึงความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้น

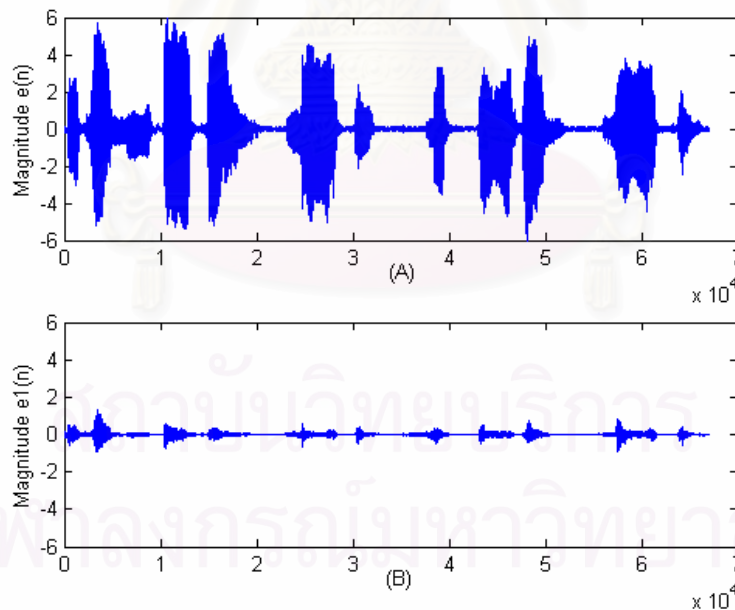
4.4 การประยุกต์วงจรรประมาณเชิงเส้นไปหน้าเข้าในระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้แสดงถึงการลดปัญหาสทหสัมพันธ์ของสัญญาณเสียงเข้าและออกของเครื่องช่วยฟัง เพื่อให้วงจรรองแบบปรับตัวสามารถจำลองวิธีป้อนกลับได้อย่างถูกต้องมากขึ้น อย่างไรก็ตามเครื่องช่วยฟังยังมีอีกปัญหาหนึ่งที่ทำทหายคือการที่มีพลังงานของสัญญาณขาเข้าเป็นองค์ประกอบอยู่ในสัญญาณค่าผิดพลาดที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัว จึงมีผลทำให้วงจรรองแบบปรับตัวเกิดการลู่ออกจากค่าตอบที่ถูกต้อง ดังนั้นในหัวข้อนี้จะแสดงผลของการใช้วงจรรประมาณเชิงเส้นไปหน้า (Forward Linear Prediction : FLP) ในการประมาณสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง เพื่อนำไปหักออกจากสัญญาณค่าผิดพลาดที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัว เมื่อสัญญาณค่าผิดพลาดไม่มีส่วนประกอบของพลังงานสัญญาณเสียงขาเข้าแล้ว และเมื่อวงจรรองแบบปรับตัวสามารถทำการประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ถูกต้องมากขึ้น สัญญาณค่าผิดพลาดเข้าสู่ศูนย์ ส่งผลให้ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ (AFC) ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น รูปบล็อกไดอะแกรมการใช้วงจรรประมาณเชิงเส้นไปหน้า สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.17

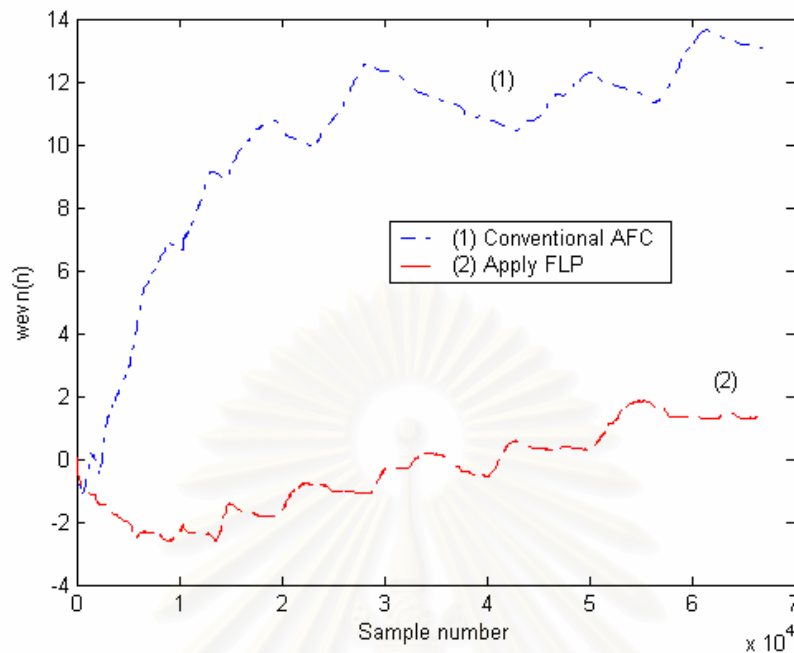
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 4.17 ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังที่ใช้วงจร FLP เพื่อทำการประมาณสัญญาณขาเข้าเพื่อหาสัญญาณค่าผิดพลาดตัวใหม่



รูปที่ 4.18 (A) รูปสัญญาณค่าผิดพลาดเดิม $e(n)$ ในระบบ AFC แบบดั้งเดิมที่มีสัญญาณขาเข้าอยู่
(B) รูปสัญญาณค่าผิดพลาด $e_1(n)$ ในรูปที่ 4.17 ที่มีการกำจัดสัญญาณขาเข้าแล้ว



รูปที่ 4.19 กราฟ WEVN เมื่อใช้สัญญาณค่าผิดพลาดตัวใหม่ในการควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัว ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$

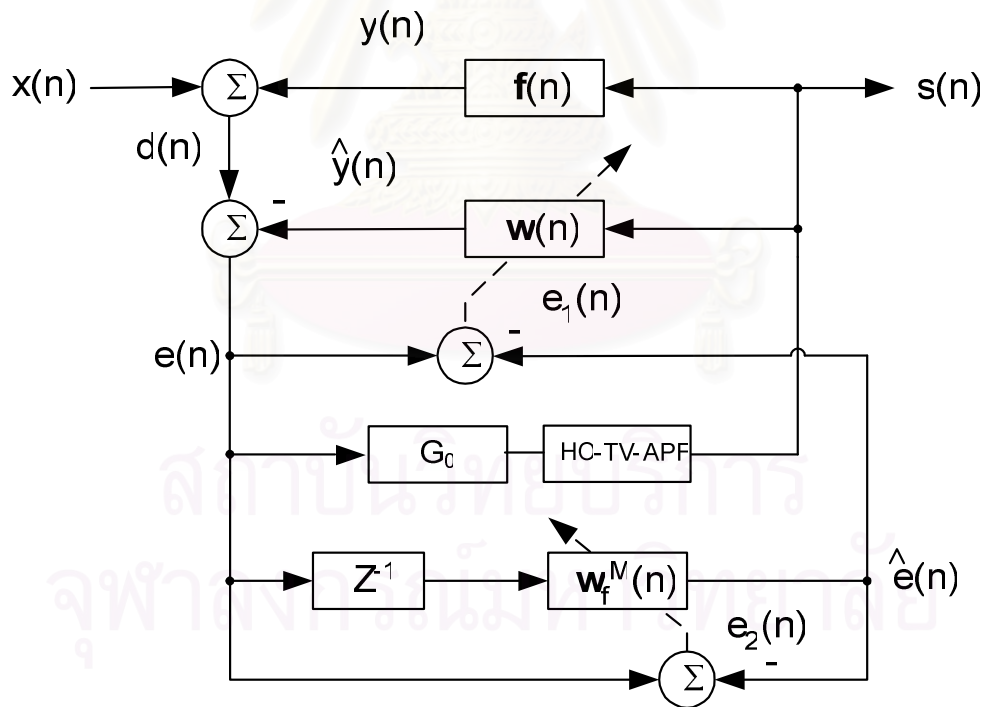
พิจารณาสัญญาณค่าผิดพลาด $e_1(n)$ ในรูปที่ 4.18 จะเห็นว่าวงจรมหาณเชิงเส้นไปหน้าที่นำประยุกต์ใช้ในระบบ AFC ในเครื่องช่วยฟังนั้น จะสามารถประมาณสัญญาณเสียงขาเข้า $x(n)$ ได้ ดังนั้นค่าสัญญาณผิดพลาด $e_1(n)$ ที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวจะทำให้วงจรรองแบบปรับตัวเข้าสู่ค่าตอบได้ถูกต้องมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 4.18(B) เมื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณค่าผิดพลาดเดิม $e(n)$ ในระบบ AFC แบบดั้งเดิมที่มีสัญญาณขาเข้าประกอบอยู่ด้วย ดังแสดงในรูปที่ 4.18(A) จึงไม่รบกวนการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัว ส่งผลให้ระบบ AFC ที่ประยุกต์ใช้วงจร FLP ลู่เข้า ดังสังเกตได้จากค่า WEVN ในรูปที่ 4.19 โดยเปรียบเทียบกับค่า WEVN ที่ลู่ออกจากสภาวะอยู่ตัวในระบบ AFC แบบดั้งเดิม เมื่อ $G_0 = 5$

ถึงแม้ว่าการประยุกต์ใช้วงจรมหาณเชิงเส้นไปหน้าเพื่อหาค่าสัญญาณผิดพลาดใหม่มาใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรรองแบบปรับตัว จะช่วยให้ระบบ AFC สามารถทำงานได้ถูกต้องมากขึ้น แต่พบว่าปัญหาสลับพันกันของสัญญาณป้อนกลับที่เข้าเครื่องช่วยฟัง และสัญญาณเสียงขาเข้ายังคงมีอยู่ จึงทำให้การทำงานของวงจรรองแบบปรับตัวได้ยังอยู่ในเกณฑ์ที่ไม่ดีเท่าที่ควร

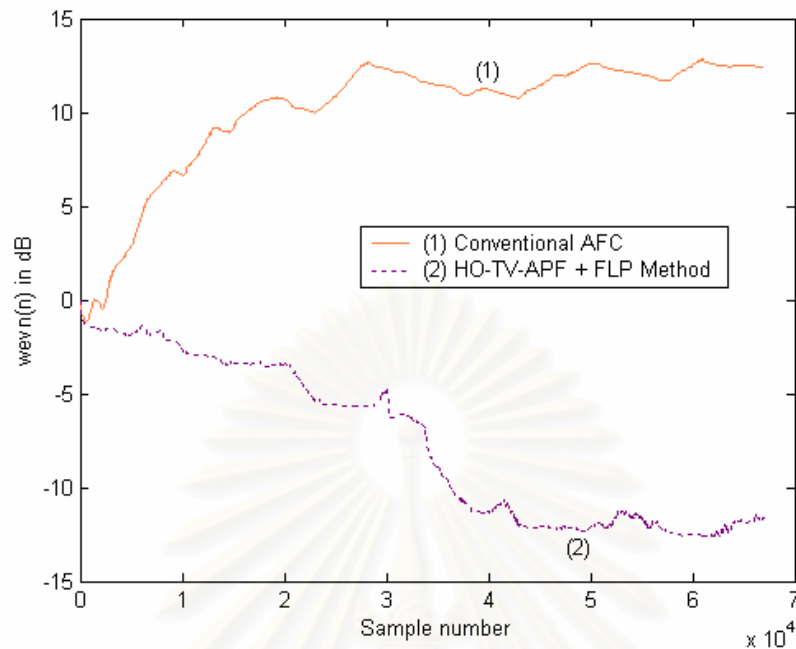
ดังนั้นในหัวข้อต่อไปจะแสดงผลการจำลองระบบ AFC ที่มีการประยุกต์วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา เพื่อแก้ปัญหาหสสัมพันธ์ของสัญญาณและวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าเข้าด้วยกัน เพื่อให้วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพมากที่สุด

4.5 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าในระบบ AFC

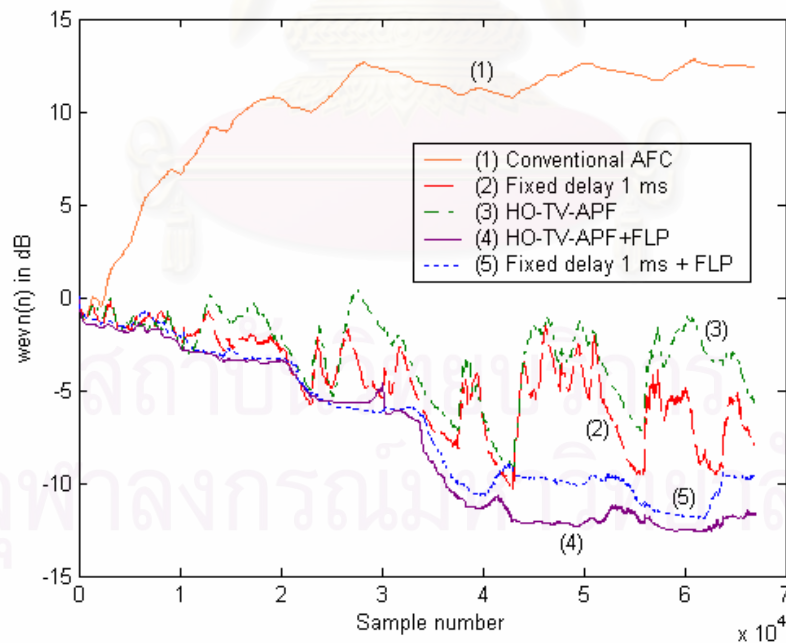
ในหัวข้อนี้จะแสดงผลการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาเพื่อใช้แก้ปัญหาของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง ร่วมกับการใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าในระบบ AFC เพื่อหาค่าความผิดพลาดใหม่ที่ไม่มีสัญญาณเข้า $x(n)$ ประกอบอยู่ เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวให้มีประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับมากที่สุด โดยบล็อกไดอะแกรมของการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาและวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.20



รูปที่ 4.20 การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ในการแก้ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในระบบเครื่องช่วยฟัง



รูปที่ 4.21 ค่า WEVN เมื่อประยุกต์ใช้วงกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ในเครื่องช่วยฟังที่อัตราขยาย $G_0 = 5$ และ $\mu = 0.02$



รูปที่ 4.22 ค่า WEVN เปรียบเทียบวิธีประยุกต์ใช้วงกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้ากับวิธีอื่น ๆ

เมื่อทำการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าในระบบ AFC จะเห็นว่าวงจรกรองแบบปรับตัวสามารถทำงานได้อย่างถูกต้องมากขึ้น ดังจะเห็นได้จากค่า WEVN ลดลงถึง -12 dB เมื่อเทียบกับวิธีแบบดั้งเดิมที่ค่า WEVN สูงถึง +11 dB ดังแสดงในรูปที่ 4.21 และเมื่อเปรียบเทียบกับวิธีอื่น ๆ ที่ได้เสนอมานั้นแล้วคือการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาแบบคงที่ การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาหรือวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าเพียงอย่างเดียว ดังกราฟรูปที่ 4.22 จะเห็นว่า การประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้าจะให้ค่า WEVN ที่ดีกว่าการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาเพียงอย่างเดียว หรือการใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ก็ตาม และเมื่อประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาคงที่เพื่อแก้ปัญหาสัมพันธ์ของสัญญาณรบกวนร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ดังเส้นที่ 5 ในรูปที่ 4.22 ก็ให้ผลการทำงานที่ใกล้เคียงกับการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า โดยพิจารณาจากค่า WEVN ที่ใกล้เคียงกัน แต่คุณภาพของสัญญาณเสียงที่ได้จากวิธีการประยุกต์ใช้วงจรประวิงเวลาคงที่ร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้านั้น จะทำให้คุณภาพของสัญญาณเสียงขาออกเชิงสเตอริโอลดลงไปมาก



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง (AFC) โดยการใช้อัลกอริทึมแบบปรับตัว ซึ่งโดยทั่วไปการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง จะมีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี คือการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบไม่ต่อเนื่อง และการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบต่อเนื่อง การปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์แบบไม่ต่อเนื่องจะสร้างสัญญาณรบกวนมาใช้เป็นสัญญาณขาเข้าในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง ซึ่งอาจทำให้ผู้ใช้เครื่องช่วยฟังเกิดความไม่สบายขึ้นได้เนื่องจากการได้ยินสัญญาณเสียงรบกวน ดังนั้นการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์แบบต่อเนื่องที่ใช้สัญญาณเสียงป้อนกลับที่เกิดขึ้นมาใช้เป็นสัญญาณขาเข้าในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรอง จึงได้รับความนิยมมากกว่าและได้ถูกศึกษาในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อย่างไรก็ตามการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์แบบต่อเนื่องนั้นเกิดปัญหาสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง ทำให้วงจรกรองไม่สามารถทำการประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างถูกต้อง เป็นผลให้การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับเป็นไปอย่างไม่มีประสิทธิภาพ เทคนิคหนึ่งที่ถูกนำเสนอขึ้นในอดีต คือการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมวงจรประวิงเวลาแบบคงที่เข้าในระบบ AFC เพื่อช่วยลดความสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง จะสามารถช่วยให้การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยจะเห็นได้จากการที่วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้เป็นอย่างดี อย่างไรก็ตามผู้วิจัยพบว่าวิธีลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง โดยใช้อัลกอริทึมวงจรประวิงเวลาแบบคงที่นี้ ถ้าพิจารณาในกรณีที่ผู้ใช้เครื่องช่วยฟังมีปัญหาทางการได้ยินเพียงข้างเดียวและใช้เครื่องช่วยฟังเพียงข้างเดียว สัญญาณเสียงที่ผู้ใช้เครื่องช่วยฟังได้รับเชิงสเตอริโอ (Stereo Perception) จะมีลดคุณภาพลดลงไปอย่างมาก เนื่องจากความแตกต่างของเวลา (Inter-aural Delay) ของสัญญาณเสียงที่มาถึงหูผู้ใช้ทั้ง 2 ข้างมีค่าเกินขอบเขตบนของ $200 \mu s$

ดังนั้นวิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมวงจรประวิงเวลาแบบเปลี่ยนตามเวลา เพื่อลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังแทนการประยุกต์ใช้อัลกอริทึมวงจรประวิงเวลาแบบคงที่ ผลการทดสอบบนคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการลดสหสัมพันธ์ของ

สัญญาณเสียงทั้งสองของเครื่องช่วยฟังที่ใช้การประวิงเวลาแบบเปลี่ยนไปตามเวลา (HO-TV-APF) อย่างมีประสิทธิภาพที่ใกล้เคียงกันกับวิธีที่ใช้การประวิงเวลาแบบคงที่ แต่สำหรับคุณภาพสัญญาณเสียงเชิงสเตอริโอของสัญญาณเสียงออกของเครื่องช่วยฟังในช่องสัญญาณหนึ่งและสัญญาณเสียงปกติที่มาถึงหูอีกข้างหนึ่งของผู้ใช้ ที่ผ่านการทดสอบ MOS Testing พบว่าวิธีที่ใช้ HO-TV-APF จะมีผลกระทบต่อคุณภาพเชิงสเตอริโอของสัญญาณเสียงน้อยกว่าวิธีการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่ใช้การประวิงเวลาแบบคงที่

นอกจากนี้ ผลของการเพิ่มประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ โดยใช้วงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า (FLP) เพื่อทำการประมาณขนาดของสัญญาณเสียงเข้า และทำการกำจัดออกจากสัญญาณผิดพลาด $e(n)$ ที่ใช้ควบคุมการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวนั้น จากการทดสอบบนคอมพิวเตอร์พบว่า วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถทำการประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ถูกต้องมากขึ้น ส่งผลให้ระบบ AFC สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงขึ้น ทั้งนี้เมื่อทำการประยุกต์ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาร่วมกับวงจรประมาณเชิงเส้นไปหน้า ก็จะทำให้วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างถูกต้องมากขึ้นอีกด้วย ดังนั้นเมื่อสัญญาณเสียงป้อนกลับสามารถถูกกำจัดไปได้ อย่างมีประสิทธิภาพผู้ใช้จึงสามารถปรับค่าอัตราขยายของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังให้มีค่าต่าง ๆ ได้ตามความต้องการของการสูญเสียการได้ยิน ส่งผลให้ประสิทธิภาพของเครื่องช่วยฟังมีขนาดเพิ่มขึ้นได้

5.2 ข้อเสนอแนะสำหรับงานวิจัยในอนาคต

งานวิจัยนี้สามารถนำไปศึกษาและประยุกต์ใช้กับวงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างการทำงานแบบช่วงความถี่ย่อย (Subband Structure) เข้าในระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ เนื่องจากมนุษย์ได้รับสัญญาณเสียงแต่ละความถี่ไม่เท่ากัน ดังนั้นการเพิ่มความสามารถในการปรับแต่งการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังในช่วงความถี่ต่างๆในปริมาณที่ต่างกันโดยใช้วิธีที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้กับวงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างการทำงานแบบช่วงความถี่ย่อย อาจส่งผลให้การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยที่คุณภาพเสียงของสัญญาณเชิงสเตอริโอยังอยู่ในเกณฑ์ที่ดี นอกจากนั้นการประยุกต์ใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างการทำงานแบบช่วงความถี่ย่อยสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณที่เกิดขึ้นในระบบได้ด้วย

รายการอ้างอิง

1. J. Kate."Feedback Cancellation in Hearing Aids : Result from a Computer Simulation".
IEEE Trans. Signal Processing. Vol. 39 , March 1991 , pp.553 – 62.
2. J. Maxwell and P. Zurek."Reduction Acoustic Feedback in Hearing Aids". IEEE Trans. Speech Audio Processing. Vol. 4, July 1995 , pp.304 – 13.
3. M.G. Siqueira and A. Awan."Steady-State Analysis of Continuous Adaptation in Acoustic Feedback Reduction System for Hearing-Aids". IEEE Trans. On Speech and Audio Processing. Vol. 8, no. 4, July 2000 , pp. 443 – 53.
4. N. Tangsangiumvisai, J.A. Chambers and A.G. Constantinides."Higher-Order Time-varying Allpass Filters for Signal Decorrelation in Stereophonic Acoustic Echo Cancellation". IEEE Electronic Letter. Vol.35, No. 1, January 1999 , pp. 88-90.
5. E.Zwicker and H.Fastl."Psychoacoustic : Facts and Models".: Springer-Verlag, 1990 , pp. 293 – 313.
6. P. Estermann and A. Kaelin."Feedback Cancellation in Hearing Aids : Result from Using Frequency-Domain Adaptive Filter". Proc. IEEE ISCAS 1994. London, U.K., May 1994 , pp. 257 – 260.
7. D. Bustamante, T. Worrall, and M. Williamson."Measurement of Adaptive Suppression of Acoustic Feedback in Hearing Aids". Proc. IEEE ICASSP 1989. Glasgow, U.K., May 1989 , pp. 2017 – 2020.
8. S. Haykin."Adaptive Filter Theory". : Prentice Hall ,1996 , pp. 193 – 236.
9. S. R. Quackenbush, T. P. Barnwell III, M. A. Clements."Objective Measures of Speech Quality". : Prentice Hall , 1988 , pp. 23 – 48.
10. M. G. Siqueira, R. Speece, E. Petsalis, and A. Alwan."Subband Adaptive Filtering Applied to Acoustic Feedback Reduction in Hearing Aids", Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers. vol. 1, November 1996 , pp. 788 – 792.
11. C. Breining , P. Dreiscitel , E. Hansler , A. Mader, B. Nitsch, H. Puder, T. Schertler, G. Schmidt, J. Tilp."Acoustic echo control. An application of very-high-order adaptive filters." IEEE Signal Processing Magazine. vol 16, July 1999 , pp. 42 – 69.

- 12 S. V. Vaseghi. "Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction". 2nd ed.
: Wiley, 2000 , pp. 178 – 261
13. H. Hayes. "Statistical digital Signal Processing and Modeling". :John wiley & Sons ,
1996 , pp. 493 – 554.
14. N. Tansangjumvisai , 2102797 Statistical digital Signal Processing
15. CCITT Recommendation E.432
16. http://www.earspecialtygroup.com/hearaid_frm.html
17. <http://www.hearusa.com>
18. <http://www.icsl.ucla.edu/~spapl/rod/aepf.html>
19. http://www.rcot.org/hearing_aids.html



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทความทางวิชาการที่ได้รับการเผยแพร่

1. A. Chankawee and N. Tangsangiumvisai, "On the improvement of acoustic feedback cancellation in hearing-aid devices" in the Proceedings of IEEE International Midwest (MWSCAS'04, Hiroshima, Japan), 25 – 28 July 2004. Symposium on Circuit and Systems. vol II, pp.57
2. A. Chankawee and N. Tangsangiumvisai, "Performance improvement of acoustic feedback cancellation in hearing aids using linear prediction" submitted to the International Technical Conference (TENCON'2004, Chaing Mai, Thailand) on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering.
3. A. Chankawee, B. Krittayanun and N. Tangsangiumvisai, "Improved acoustic feedback cancellation in hearing-aid devices using a combination of linear prediction and higher-order time-varying allpass filter" submitted to the National Electrical Engineering Conference (EECON'04, Khon Ken, Thailand).



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

On the improvement of Acoustic Feedback Cancellation in Hearing-Aid Devices

A. Chankawee and N. Tangsangiumvisai

Digital Signal Processing Research Laboratory, Department of Electrical Engineering,
Faculty of Engineering, Chulalongkorn University,
Bangkok, 10330, Thailand, email: Nisachon.T@eng.chula.ac.th

Abstract- This paper presents a decorrelation technique to improve the performance of acoustic feedback cancellation in hearing aids, particularly for the continuous adaptation approach. It is proposed that the input and the output signals of the hearing aids are decorrelated via the use of higher-order time-varying allpass filters in order to adequately decorrelate the signals with as little degradation of the quality of the output signal of the hearing aids as possible. Simulation results are presented based on real speech signals and supported by subjective listening tests.

I. INTRODUCTION

Acoustic Feedback Cancellation (AFC) is necessary for hearing aids in order to eliminate the howling perceived by the users. This is because the amplified signal at the output of the hearing aids is also sent back to the microphone at the input terminal of the devices via the air vent. The howling effect becomes more severe to the users especially when the gain of the devices is large. Thus, the dynamic range of the hearing aids is limited due to this acoustic feedback problem.

Adaptive filtering systems with continuous adaptation have been proposed for acoustic feedback cancellation [1, 2]. This method causes no interference to the hearing-aid users, as compared to the non-continuous adaptation approach [3, 4], which requires periodically the training sequence, such as white noise. Moreover, the non-continuous adaptation approach requires a good detector for the howling effect. If the howling detector does not function properly; does not detect the howling when it occurs, the acoustic feedback will not be eliminated in that period and affects the hearing. Therefore, continuous adaptation is preferable to non-continuous one due to its independence of the howling detector. Moreover, it is suitable for those who do not have a severe problem with hearing.

Acoustic feedback cancellation with continuous adaptation, however, encounters the problem of correlation between the input and the output signals of the hearing aids. This results in misconvergence of the adaptive filters [5]. Subsequently, the acoustic feedback in the hearing aids cannot be estimated accurately. Several techniques have been proposed to decorrelate these two signals but the simple and low-complexity ones using delays [1, 2, 4] have been particularly investigated in this paper. It has been shown in [5] that the use of a fixed delay in the forward path of the hearing aids gives better degree of decorrelation as compared to that in the cancellation path.

It is found in [1, 5] that a fixed delay of at least 1 ms is required in order to decorrelate sufficiently the input and the output signals of the hearing aids. Normally, the hearing-aid users wear the device in only one ear. By considering at the quality of the received signals at both ears, it is required that the inter-aural delay between the left-side and the right-side signals should be under the limit of 200 μ s [6] in order not to destroy the stereo perception of the signals. A fixed delay of 1 ms to the

signal on one ear will therefore result in the fixed inter-aural delay that exceeds the 200 μ s limit and result in degradation of the stereo signals.

It is therefore proposed in this paper to employ a *time-varying delay* via higher-order time-varying allpass filters (HO-TV-APF) [7]. This is due to the characteristics of HO-TV-APF that the amount of delay introduced to the hearing-aid users is time-varying and can be adjusted by the variation of the HO-TV-APF parameters so that adequate signal decorrelation can be obtained while preserving the stereo perception.

II. ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION USING ADAPTIVE FILTERS WITH CONTINUOUS ADAPTATION

A block diagram for acoustic feedback cancellation employing adaptive filters with continuous adaptation is illustrated in Fig. 1. The input signal of the hearing aids is denoted by $x(n)$, whereas $s(n)$ is the amplified output signal. In general, the forward path of the hearing aids, which is denoted by the impulse response $\mathbf{g}(n)$, can be modeled [2] as given by

$$G(z) = G_0 z^{-1} \quad (1)$$

where $G(z)$ is the z-domain representation of the impulse response $\mathbf{g}(n)$, and G_0 is an amplifying gain of the hearing-aid devices. The acoustic feedback path in the ear canal is characterised by an impulse response $\mathbf{f}(n)$. In this paper, the feedback path of length $L=100$ is assumed to be time-invariant, i.e. $\mathbf{f}(n) = \mathbf{f}$, and will be modeled as illustrated in Fig. 2.

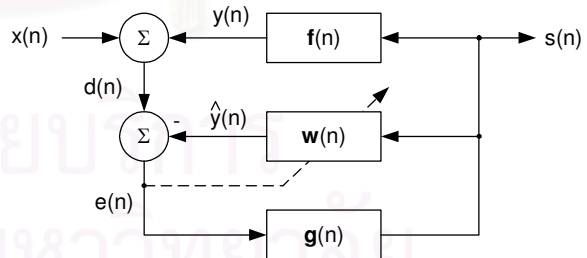


Fig 1: Acoustic feedback cancellation with continuous adaptation.

Subsequently, the microphone signal $d(n)$ as the input of the hearing aids becomes $d(n) = x(n) + y(n)$, where the acoustic feedback signal $y(n)$ is defined by $y(n) = \mathbf{f}^T \mathbf{s}(n)$. The output signal vector of length L is given by $\mathbf{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-L+1)]^T$. An adaptive filter of the same length L with FIR structure, as defined by $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T$, are employed in

order to estimate the acoustic feedback path. The estimation error signal is described as

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

which is also equivalently found to be

$$e(n) = x(n) + [\mathbf{f} - \mathbf{w}(n)]^T \mathbf{s}(n) \quad (3)$$

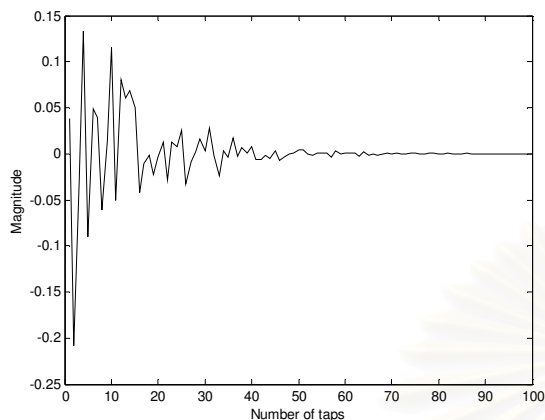


Fig 2: Impulse response of an acoustic feedback path in the hearing aids.

It can be seen from eq.(3) that once the adaptive filter can perfectly identify the acoustic feedback path, the error signal $e(n)$ approaches the desired input signal $x(n)$. This demonstrates that the acoustic feedback signal in the hearing aids can effectively be eliminated.

III. TIME-VARYING DELAY USING HIGHER-ORDER TIME-VARYING ALLPASS FILTERS

In order to decorrelate the input and the output signals of the hearing aids, it has been shown in [1, 2, 4] that the inclusion of a fixed delay in the forward path, as depicted in Fig. 3, gives better decorrelation performance than that in the cancellation path. This, however, results in delay between the input signal, $x(n)$, and the output signal, $s(n)$, of the hearing aids.

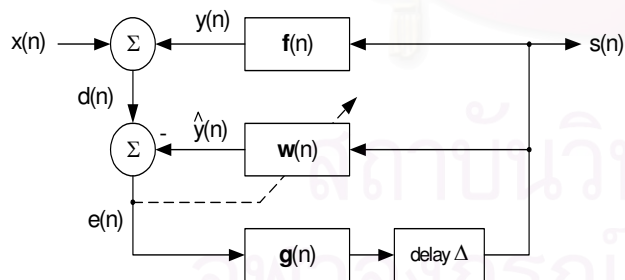


Fig 3: Acoustic feedback cancellation with delay in the forward path.

Since the hearing-aid users normally wear the device in only one ear, the output signal $s(n)$ arriving the impaired ear will be delayed as compared to the signal $x(n)$ arriving at the other ear of the users. The inter-aural delay, which is the difference between the group delay of the left-channel and the right-channel signals, should be under the limit of $200 \mu\text{s}$ [6] in order not to destroy the stereo perception of the signals. Obviously, the signal received at the ear with no hearing-aid devices has zero or no group delay. Thus, the inter-aural delay can be observed from the group delay of the processed signal.

Apart from the characteristic of HO-TV-APF [7] that has constant magnitude response, it can also, *on average*, approximate linearity in the phase response of the processed signal. Thus, a *constant group delay* can be approximately obtained from time-varying group-delayed signal. This fact underpins minimum degradation of the stereo perception of the signals arriving at both ears of the hearing-aid users.

The time-varying allpass filter is represented in the form of

$$A(z, n) = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-(N-i)} + z^{-N}}{1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-i}} \quad (4)$$

where N is the order of the allpass filter and the time-varying coefficients $\alpha_i(n)$ of the allpass filter are updated by

$$\alpha_i(n) = \alpha_{i,\text{int}} + r_i(n), \quad i = 1, \dots, N \quad (5)$$

Each time-varying parameter $\alpha_i(n)$ deviates around its initial value of $\alpha_{i,\text{int}}$ via an i.i.d. random variable $r_i(n)$, within the range $[-R_i, R_i]$, indicating the maximum possible difference between them.

Therefore, in this paper, the use of a time-varying delay via employing HO-TV-APF in the forward path, instead of a fixed delay, is proposed to decorrelate the input and output signals of the hearing aids.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Computer Simulations

A speech signal, sampled at 8kHz , were normalized to have zero mean and unity variance, and used as the desired input signal $x(n)$ of the hearing aids, as depicted in Fig. 4. The gain of the hearing aids, as defined in eq.(1), was chosen to be $G_0 = 12$ for all cases. The adaptive filter was controlled by the Normalised Least Mean Square (NLMS) algorithm [8] with step-size $\mu = 0.02$ for every simulations.

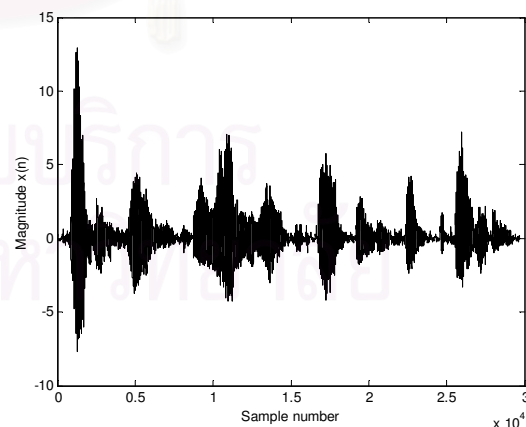


Fig 4: Speech input signal of the hearing aids.

The decorrelation technique using a fixed delay of 1 ms (8 samples) was compared with the technique using HO-TV-APF with different orders, i.e. $N = 1, 2, 3$. The time-varying parameters of HO-TV-APF, as given in Table 1, were chosen so that the initial group delay of the processed signal, and thus the *average* group delay, were about the limit of $200 \mu\text{s}$. This rule

applied particularly for the frequency range of the speech signal, i.e. 300-3400 Hz, in order not to destroy particularly the stereo perception of the speech information. Beyond this frequency range, the parameters of HO-TV-APF were chosen so that group delay can be over the fixed inter-aural delay limit. This potentially yields efficiency in signal decorrelation performance of the proposed method. Group delay of the proposed decorrelation method is illustrated in Fig.5.

Table 1 : Initialised parameters and deviation of HO-TV-APF for different orders N .

N	$\alpha_{1,int}$	R_1	$\alpha_{2,int}$	R_2	$\alpha_{3,int}$	R_3
1	0.8	0.05	-	-	-	-
2	0.8	0.10	0	0.05	-	-
3	0.8	0.05	0	0.05	0	0.05

For comparison, the performance of the adaptive filter was evaluated in terms of Weight Error Vector Norm (WEVN), given by

$$WEVN(n) = 10 \times \log_{10} \frac{\|\mathbf{f} - \mathbf{w}(n)\|^2}{\|\mathbf{f}\|^2} \quad (6)$$

where $\|\cdot\|$ denotes the Euclidean norm of a vector. With no decorrelation method, it is shown in Fig. 6 that WEVN of the AFC system diverged from its steady state. When employing a fixed delay, WEVN reached about -10 dB. For the time-varying delay approach; $N = 1$ and $N = 2$, final value of WEVN reached -7 dB and -10 dB, respectively.

Although the decorrelation degree obtained from the fixed delay approach of 1ms is higher than those with time-varying delay employing HO-TV-APF, the time-varying delay method use less amount of delay added to the AFC system. It can be seen from the WEVN in Fig. 6 that with increasing order N of the HO-TV-APF, the decorrelation capability of the signals can be further improved. To achieve this, suitable values of time-varying parameters of HO-TV-APF have to be carefully selected for sufficient decorrelation degree while preserving the stereo perception of the signals. Thus, for the $N = 3$ case, time-varying parameters of HO-TV-APF were adjusted to be a little above the fixed inter-aural delay limit of $200 \mu s$, but less than 1ms of the fixed delay approach, in order to obtain sufficient degree of signal decorrelation while trying not to severely degrade the stereo perception of the signals. In addition, the parameters were selected so that the WEVN performance of the $N = 3$ case attained approximately the same level as that of the fixed delay approach.

With such parameters in Table 1, it is shown in Fig. 6 that the $N = 3$ case yields the highest degree of signal decorrelation, as compared to the $N = 1$ and $N = 2$ cases. Moreover, from our experimental simulations, higher degrees of signal decorrelation could be obtained with other values of group delay, which were higher than $200 \mu s$. The reason behind this is due to the time-varying characteristics of the delay. It gives less severe disturbing effect on stereo perception, on average. Despite the fact that the $200 \mu s$ limit of fixed inter-aural delay were used as the reference in this paper in order to compare the preservation of stereo perception among different decorrelation methods, the upper limit of the *time-varying* inter-aural delay to guarantee

stereo perception will have to be found from further experiments.

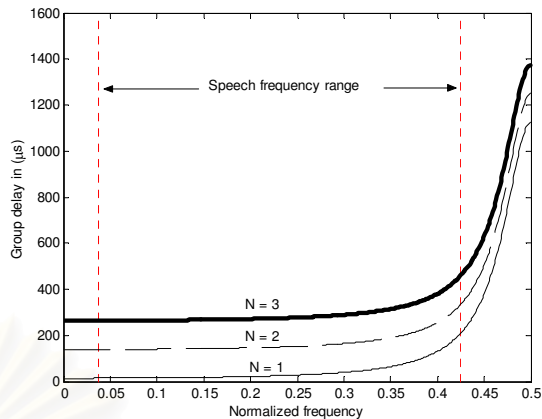


Fig 5: Group delay of HO-TV-APF for different orders N .

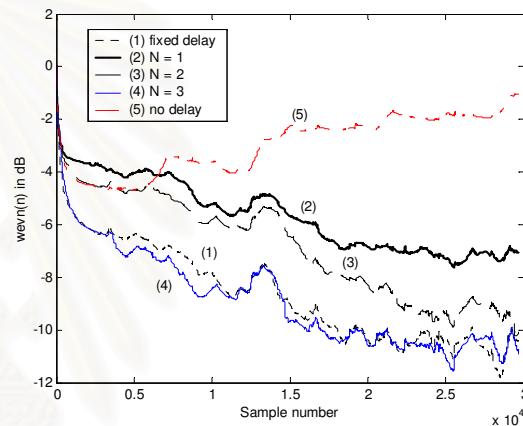


Fig 6: Comparison of WEVN performance of the AFC system with and without decorrelation methods.

B. Subjective Listening Tests

Subjective listening tests were undertaken with 25 listeners. The Mean Opinion Score (MOS) value of the stereo signals with no addition of delay was graded as 3.64. The MOS values for different cases of delay were given in Table 2.

Table 2: Mean Opinion Score value of the stereo signals employing different decorrelation methods.

Signals	MOS values
No decorrelation method	3.64
Fixed delay (1ms)	3.00
Time-varying delay ($N = 1$)	3.48
Time-varying delay ($N = 2$)	3.60
Time-varying delay ($N = 3$)	3.76

It can be seen that the decorrelation method employing HO-TV-APF can preserve stereo perception of the received signals at both ears of the hearing-aid users much better than that using a fixed delay. In addition, with higher order N of the HO-TV-APF, higher MOS values can be obtained.

V. CONCLUSIONS

The signal decorrelation method employing time-varying delay via HO-TV-APF has been shown in this paper to be able to decorrelate sufficiently the input and output signals of the hearing aids. By increasing the order N of the HO-TV-APF, further improvement in signal decorrelation capability, as compared to the fixed delay method, has been demonstrated. This leads to a more accurate acoustic feedback cancellation, and thus results in enhanced dynamic range of the hearing-aid devices. Furthermore, the proposed method use less amount of delay than the decorrelation method using 1ms fixed delay. Therefore, it yields sufficient degree of signal decorrelation with minimum degradation in stereo perception of the perceived signals.

ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by Ratchadapiseksomboj Endowment, Chulalongkorn University, Thailand.

REFERENCES

- [1] D. Bustamante, T. Worrall, and M. Williamson, "Measurement of adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids," in *Proc. IEEE ICASSP 1989*, Glasgow, U.K., May 1989, pp. 2017–2020.
- [2] P. Estermann and A. Kaelin, "Feedback cancellation in hearing aids : Results from using frequency-domain adaptive filters," in *Proc. IEEE ISCAS 1994*, London, U.K., May 1994, pp. 257–260.
- [3] J. Kates, "Feedback cancellation in hearing-aids : Results from a computer simulation," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 3, pp. 553–562, March 1991.
- [4] J. Maxwell and P. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 3, no. 4, pp. 304–313, July 1995.
- [5] M. G. Siqueira, and A. Alwan, "Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 443–453, July 2000.
- [6] E. Zwicker and H. Fastl, *Psychoacoustics : Facts and Models*. Springer-Verlag, 1990.
- [7] N. Tangsangiumvisai, J. A. Chambers, and A. G. Constantinides, "Higher-order time-varying allpass filters for signal decorrelation in stereophonic acoustic echo cancellation," *IEE Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 88–90, January 1999.
- [8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 3rd Ed., Prentice Hall, 1996.

PERFORMANCE IMPROVEMENT OF ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING AIDS USING LINEAR PREDICTION

A. Chankawee and N. Tangsangiumvisai

Digital Signal Processing Research Laboratory (DSPRL), Department of Electrical Engineering,
Chulalongkorn University, Bangkok 10330, Thailand.

Phone: 662 218 6909, Fax: 662 218 6912, e-mail: Nisachon.T@eng.chula.ac.th

ABSTRACT

Acoustic Feedback Cancellation (AFC) is required to mitigate the howling effect in hearing aids due to the acoustic feedback problem. In this paper, a technique is proposed to improve the performance of AFC in the hearing-aid devices. Due to the existence of the speech input energy within the error signal, the adaptation of the adaptive filter in the AFC system is therefore severely disturbed, and results in misconvergence of the adaptive filter. The proposed technique based on a forward linear predictor is employed so that the predicted speech input can be removed from the error signal, and thus, more accurate estimation of the acoustic feedback signal can be obtained. Computer simulation based on real speech signals demonstrates the effectiveness of the proposed technique.

1. INTRODUCTION

The use of hearing aids in people with hearing impairment is to amplify the sound of interest to assist their hearing, without any discomfort from high intensity sounds. The leakage of the amplified signal from the output of the hearing aids is, however, sent back to the microphone of the devices through the acoustic feedback path, i.e. air vent between the hearing aids and the ear. This leads to the acoustic feedback problem which is perceived by the hearing aid wearers as whistling or howling, especially when the amplifying gain of the devices is large. To prevent the acoustic feedback problem, the dynamic range of the amplification of the hearing-aid devices is thus limited. Nevertheless, this inhibits the maximum amount of amplification, which is required for people with severe hearing loss. Acoustic Feedback Cancellation (AFC) is therefore necessary for hearing aids in order to mitigate the howling effect. As a result, the amplifying gain of the devices can be adjusted according to the hearing loss of the users with no restriction as long as the devices do not undergo unstable.

In general, an AFC system can be achieved by employing the adaptive filters to estimate the acoustic feedback signal. There are two types of the adaptation of the AFC system, non-continuous adaptation [1, 2] and

continuous adaptation [3, 4]. The non-continuous approaches require periodically the training sequence, such as white noise sequence, to function the adaptive filter solely when the howling effect is detected. Such a training sequence can be perceived by the hearing-aid wearers when high amplification gain is needed. Thus, the non-continuous adaptation approaches are no longer suitable for such users.

In fact, the acoustic feedback paths depend on the time-varying environment. The adaptive filter of the AFC system is therefore required to adapt continuously in order to identify accurately the acoustic feedback path. Hence, in this paper, the continuous adaptation approach of the AFC system is considered. Acoustic feedback cancellation with continuous adaptation, however, encounters the misconvergence problem of the adaptive filter. This is due to the existence of the speech input energy within the error signal that involves in the adaptation process. Therefore, it is proposed in this paper that the input speech signal should be eliminated from the error signal before entering into the adaptation of the adaptive filter. One simple and effective approach to obtain the predicted speech signal is by using a forward linear predictor. The Recursive Least Square (RLS)-type linear predictor is chosen for this purpose due to its high efficiency. As a result, more accurate estimation of the unknown acoustic feedback path in the hearing aids can be achieved.

Moreover, the correlation between the input and the output signals of the hearing aids is another reason behind the misconvergence of the adaptive filter. One possible method to decorrelate these two signals is by utilizing a fixed delay of at least 1 ms in the forward path of the hearing aids [5]. Improvement of the AFC system with continuous adaptation in terms of misalignment has been shown in [5]. The proposed technique to eliminate the speech input signal from the error signal is investigated in an AFC system when there is no decorrelation method in [5] and when employing the method in [5].

This paper is organized as follows. Section II describes the acoustic feedback cancellation in hearing aids. In Section III, the use of the forward linear

prediction technique in the AFC system is presented, followed by simulation results in Section IV. Comparison of the AFC system employing the forward linear predictor with and without the decorrelation method in [5] is also presented. Finally, the conclusions are given in Section V.

2. ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION USING ADAPTIVE FILTERS

The acoustic feedback path of the air vent in the ear canal is usually modeled by an adaptive filter. A schematic diagram of the AFC system with continuous adaptation is illustrated in Fig. 1. The forward path of the hearing aids, which is denoted by the impulse response $\mathbf{g}(n)$, can be modeled as given by

$$\mathbf{g}(n) = G_0 \quad (1)$$

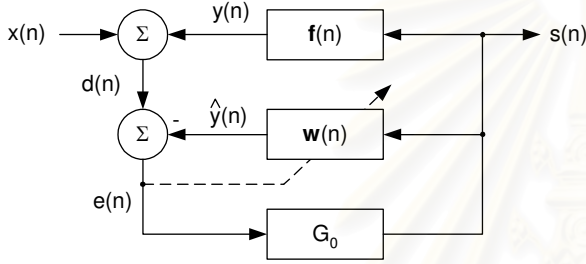


Figure 1: Acoustic feedback cancellation with continuous adaptation.

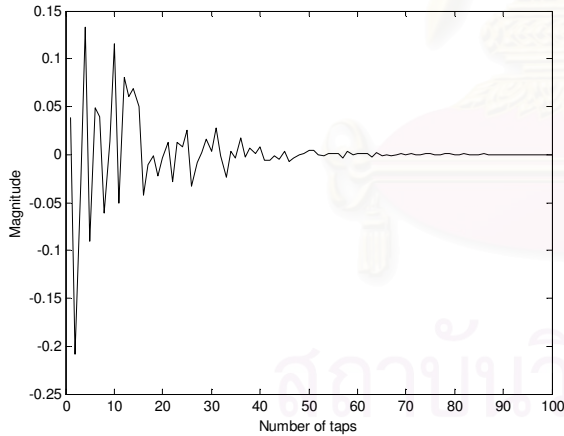


Figure 2: Impulse response of an acoustic feedback path in the hearing aids.

where G_0 is an amplifying gain of the hearing-aid devices. In this paper, the acoustic feedback path is characterised by an impulse response $\mathbf{f}(n)$ of length $L=100$ and is assumed to be time-invariant \mathbf{f} , as illustrated in Fig. 2.

From the block diagram of acoustic feedback cancellation in Fig. 1, $x(n)$ and $s(n)$ are the input and output signals of the hearing aids, respectively. The acoustic feedback signal is defined by

$$y(n) = \mathbf{f}^T \mathbf{s}(n) \quad (2)$$

where the output signal vector of length L is given by $\mathbf{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-L+1)]^T$. Therefore, the microphone signal $d(n)$ of the hearing aids becomes

$$d(n) = x(n) + y(n) \quad (3)$$

An FIR adaptive filter of the same length L , as defined by $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T$, is trying to model the unknown acoustic feedback path \mathbf{f} , yielding the estimated feedback signal $\hat{y}(n)$, as the output signal of the adaptive filter. The error signal, which is the difference between the desired signal of the system $d(n)$ and the estimated feedback signal is given by

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (4)$$

which is also equivalent to

$$e(n) = x(n) + [\mathbf{f} - \mathbf{w}(n)]^T \mathbf{s}(n) \quad (5)$$

This demonstrates that, although the adaptive filter can perfectly identify the acoustic feedback path, the error signal $e(n)$ approaches the input speech signal $x(n)$. The existence of $x(n)$ in the error signal $e(n)$, however, makes the adaptive filter not converge to true solution. Hence, the acoustic feedback signal in the hearing aids cannot be effectively eliminated.

3. THE USE OF A FORWARD LINEAR PREDICTOR FOR INPUT SIGNAL PREDICTION

In order to predict the input signal of the AFC system, the Forward Linear Predictor (FLP) is utilised. Let M be the prediction order, the input signal estimate can be found as

$$\hat{e}(n) = \sum_{j=1}^M w_f(j) e(n-j) \quad (6)$$

where $\mathbf{w}_f^M(n) = [w_{f,1}(n), w_{f,2}(n), \dots, w_{f,M}(n)]^T$ denotes the prediction coefficient vector of FLP [6]. For speech modeling, the prediction order M varies between 2-18, depending on the applications [7].

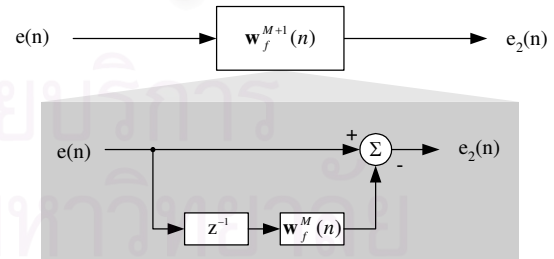


Figure 3: A forward linear predictor.

The forward prediction error is defined by

$$e_2(n) = e(n) - \sum_{j=1}^M w_f(j) e(n-j) \quad (7)$$

which can be seen as the output signal of the so-called *prediction error filter*, whose coefficients are given by $\mathbf{w}_f^{M+1}(n) = [1 - w_{f,1}(n) - w_{f,2}(n) \dots - w_{f,M}(n)]^T$ and

its input signal is $e(n)$, as shown in Fig. 3. The prediction coefficients are updated at every time instant n as follows :

$$\mathbf{w}_f^M(n+1) = \mathbf{w}_f^M(n) + \mathbf{k}(n)e_2(n) \quad (8)$$

The Kalman gain vector is obtained from

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^T(n-1)\boldsymbol{\pi}(n)} \quad (9)$$

where

$$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n) \quad (10)$$

The matrix $\mathbf{P}(n) = \boldsymbol{\Phi}^{-1}(n)$ denotes the inverse of the autocorrelation matrix of the input signal $u(n)$ of the FLP

$$\boldsymbol{\Phi}(n) = \sum_{i=1}^n \lambda^{n-i} \mathbf{u}(i-1)\mathbf{u}^T(i-1), \text{ where } \mathbf{u}(n) \text{ is an}$$

FLP input vector of length M . The choice of the forgetting factor $0 << \lambda < 1$ depends on the characteristics of the input signal $u(n)$. By using the matrix inversion lemma [6], the inverse of the autocorrelation input matrix $\mathbf{P}(n)$ can be found recursively as

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^T(n))\mathbf{P}(n-1) \quad (11)$$

and \mathbf{I}_M is $M \times M$ an identity matrix. Therefore, by employing the FLP to prediction the input speech signal $x(n)$, the modified schematic diagram of the AFC system will henceforth be as illustrated in Fig. 4.

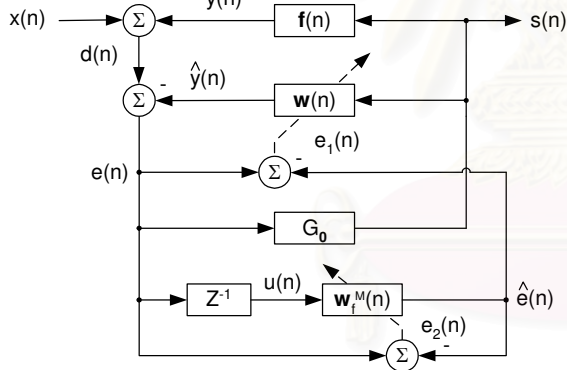


Figure 4: The modified schematic diagram of the AFC system for hearing aids.

The additional computational complexity required to implement the FLP part into the AFC system is given in Table 1. By considering at the number of Real Multiplication (RMP) per input sample, when M is the prediction order, the system requires an additional computational complexity of $O(M^2)$.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

A normalised speech signal with sampling rate of 16 kHz, as depicted in Fig. 5, was used as the desired input signal $x(n)$ of the hearing aids. In the experiment, the AFC system employed the Normalised Least Mean Square (NLMS) algorithm [6] with step-size $\mu=0.02$ for every simulations. The performance of the AFC system for hearing aids was

observed via the Weight Error Vector Norm (WEVN), which is given by

$$\text{WEVN}(n) = 10 \times \log_{10} \frac{\|\mathbf{f} - \mathbf{w}(n)\|^2}{\|\mathbf{f}\|^2} \quad (12)$$

where $\|\cdot\|$ denotes the Euclidean norm of a vector.

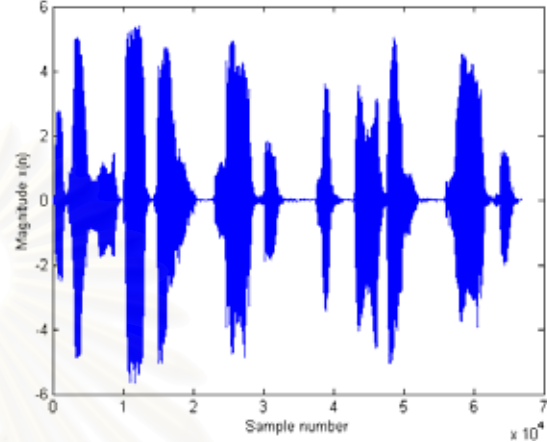


Figure 5: Speech input signal of the hearing aids.

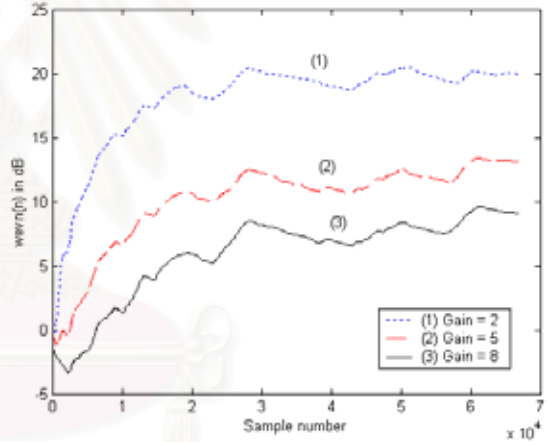


Figure 6: WEVN performance of the AFC system with various values of gain G_0 .

Table 1: Computational complexity required by the FLP.

	X	+/-
$e_2(n) = e(n) - (\mathbf{w}_f^M(n))^T \mathbf{u}(n)$	M	M
$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{u}(n)$	M^2	M^2-M
$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \mathbf{u}^T(n-1)\boldsymbol{\pi}(n)}$	M	M
$\mathbf{w}_f^M(n+1) = \mathbf{w}_f^M(n) + \mathbf{k}(n)e_2(n)$	M	M
$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^T(n))\mathbf{P}(n-1)$	$2M^2+1$	$2M^2-M$
<i>Total</i>	$3M^2+3M+1$	$3M^2+M$

With different choices of the amplifying gain G_0 , it can be seen in Fig. 6 that the conventional AFC system did not converged. Then, by employing the proposed modified

AFC system in Fig. 4 with $G_0=5$ and $M=10$, the WEVN performance was improved in the transient period, as illustrated in Fig. 7. This means that the correlation problem of the input and output signals of the hearing aids still has to be alleviated. By employing the decorrelation method in [5] with a fixed delay of $1ms$, the WEVN of the system reached about $-6dB$. Then, the combination effect of FLP for signal prediction and a fixed delay for signal decorrelation was observed. It obtained the best WEVN performance of $-14dB$ in the steady state among the other approaches. For other values of the amplifying gain G_0 , improved performance was obtained by employing the modified AFC system together with the signal decorrelation method in [5], as shown in Fig. 8.

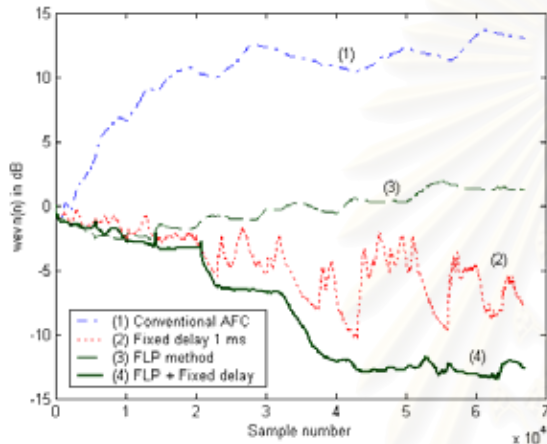


Figure 7: Comparison of WEVN performance of the AFC system when $G_0=5$.

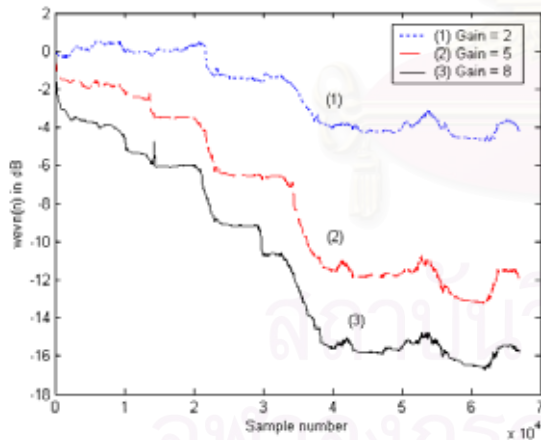


Figure 8: WEVN performance of the modified AFC system with the signal decorrelation in [5].

Since the error signal $e(n)$ will be amplified and perceived by the hearing-aid wearers, the elimination of the acoustic feedback signal can be observed from the error signal. Fig. 9 demonstrates that the modified AFC system via the use of FLP can mitigate the howling effect much better than the conventional AFC system. Informal listening tests of the output signal $s(n)$ also support the proposed idea, as compared to other approaches investigated in this paper.

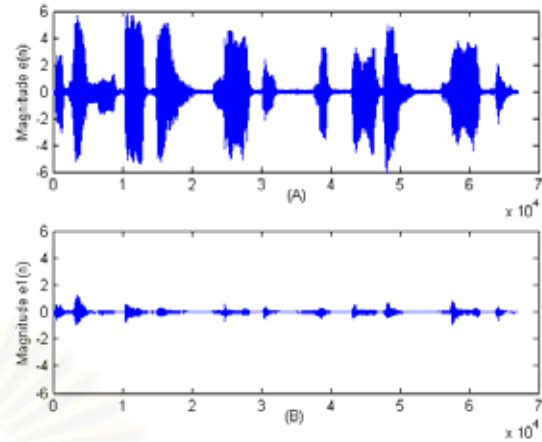


Figure 9: The error signals (a) $e(n)$ in Fig. 1 and (b) $e_1(n)$ in Fig. 4 when $G_0=5$.

5. CONCLUSIONS

The use of the RLS-type forward linear prediction is proposed to be employed in the AFC system in order to improve the performance of the acoustic feedback cancellation for hearing aids. By estimating the input speech signal of the hearing aids, the adaptive filter of the AFC system can identify the unknown acoustic feedback path more accurately than that without the FLP. It has also shown maximum gain of the hearing aids employing the proposed scheme is allowed for the users without causing the howling effect.

6. ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by Ratchadapiseksompoj Endowment, Chulalongkorn University, Thailand.

7. REFERENCES

- [1] J. Kates, "Feedback cancellation in hearing-aids : Results from a computer simulation," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 3, pp. 553–562, March 1991.
- [2] J. Maxwell and P. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 3, no. 4, pp. 304–313, July 1995.
- [3] D. Bustamante, T. Worrall, and M. Williamson, "Measurement of adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids," in *Proc. IEEE ICASSP 1989*, Glasgow, U.K., pp. 2017–2020, May 1989.
- [4] P. Estermann and A. Kaelin, "Feedback cancellation in hearing aids : Results from using frequency-domain adaptive filters," in *Proc. IEEE ISCAS 1994*, London, U.K., pp. 257–260, May 1994.
- [5] M. G. Siqueira, and A. Alwan, "Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 443–453, July 2000.
- [6] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*, 3rd Ed., Prentice Hall, 1996.
- [7] L. R. Rabiner and R. W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall, 1978.

IMPROVED ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION IN HEARING-AID DEVICES USING A COMBINATION OF LINEAR PREDICTION AND HIGHER-ORDER TIME-VARYING ALLPASS FILTER

A. Chankawee, B. Krittayanun and N. Tangsangiumvisai

Digital Signal Processing Research Laboratory (DSPRL), Department of Electrical Engineering, Chulalongkorn University, Bangkok 10330, Thailand.

Phone: 662 218 6909, Fax: 662 218 6912, e-mail: Nisachon.T@eng.chula.ac.th

ABSTRACT

Acoustic feedback cancellation (AFC) is necessary to alleviate the annoying acoustic feedback problem in hearing aid devices. Moreover, the dynamic range of the amplifying gain of the hearing aids can be enhanced, after the acoustic feedback elimination. This paper aims to improve the performance of the AFC system in hearing aids, particularly for the continuous adaptation approach of the adaptive filter. The use of higher-order time-varying allpass filter with the AFC system is proposed to decorrelate the input and the output signals of the hearing aids for improved performance. In addition, a Forward Linear Predictor (FLP) is suggested in this paper to be employed for the prediction of speech input signal of the hearing aids so that the adaptive filter converges more accurately. Computer simulation based on real speech signals demonstrates the effectiveness of the proposed technique.

1. INTRODUCTION

Hearing aid devices are used to assist the people with hearing problem by amplifying the sound of interest. However the main problem of acoustic feedback is due to the leakage of the amplified signal from the loudspeaker to the microphone of the devices via acoustic feedback path. This results in whistling or howling perceived by the hearing aid wearers, especially when the amplifying gain of the device is large. Thus the dynamic range of amplification of the hearing aids devices is limited unless the howling effect is eliminated. One way to mitigate the acoustic feedback problem is by the use of an Acoustic Feedback Cancellation (AFC) system.

In general, the AFC system can be achieved by employing an adaptive filter to estimate the acoustic feedback signal. There are two types of the adaptation of the AFC system, non-continuous adaptation [1, 2] and continuous adaptation [3, 4]. The non-continuous approaches require periodically training sequence, such as white noise sequence, to function the adaptive filter solely when the howling effect is detected. Such a training sequence is, however, perceived by the hearing-aid wearers when very high amplification gain is used. Thus, the non-continuous adaptation approaches

are no longer suitable for such users. In fact, continuous adaptation is preferable to non-continuous one due to its independence of the howling detector within the hearing aids. Moreover, the continuous adaptation approach is suitable for those who do not have a severe problem with their hearing.

The AFC system with continuous adaptation, however, encounters the problem of correlation between the input and the output signals of the hearing aids. This results in misconvergence of the adaptive filters [5]. Subsequently, the acoustic feedback in the hearing aids cannot be estimated accurately. It is found in [6] that the use of time-varying delay via higher-order time-varying allpass filters (HO-TV-APF) [7] can decorrelate the two signals, while causing as little degradation of the speech quality as possible.

It is found in [1, 5] that a fixed delay of at least 1 ms is required in order to decorrelate sufficiently the input and the output signals of the hearing aids. However, by considering at the case where the hearing-aid wearers need the device in only one ear, a fixed delay of 1 ms to the signal in that ear will result in a fixed inter-aural delay between the left-side and the right-side signals that exceeds the 200 μ s limit [6] and thus destroy the stereo perception of the signals. Therefore, a *time-varying delay* via higher-order time-varying allpass filters (HO-TV-APF) [7] is proposed in this paper to be employed instead of a fixed delay. The amount of delay introduced to the hearing-aid wearers is time-varying and can be adjusted by the variation of the HO-TV-APF parameters so that adequate decorrelation level between the input and output signals of the devices can be obtained while preserving the stereo perception.

The misconvergence of the adaptive filter is also caused by another problem. The existence of the speech input energy within the error signal of the AFC system disturbs the adaptation process and thus leads to the divergence of the adaptive filter. To eliminate the input speech signal from the error signal before entering into the adaptation process of the adaptive filter, a Forward Linear Prediction (FLP) [8] is proposed to be used for input signal prediction. As a result, more accurate estimation of the unknown acoustic feedback path in the hearing aids can be achieved.

2. ACOUSTIC FEEDBACK CANCELLATION WITH CONTINUOUS ADAPTATION

In this section, we present the acoustic feedback cancellation system employing a Finite Impulse Response (FIR) adaptive filter with continuous adaptation. The acoustic feedback path through the air vent in the ear canal is to be identified. The block diagram of the AFC system is illustrated in Fig. 1. The forward path of the hearing aids, which is denoted by an impulse response $g(n)$, can be modeled as given by

$$G(z) = G_0 z^{-1} \quad (1)$$

where $G(z)$ is the z -domain representation of $g(n)$, and G_0 is an amplifying gain of the hearing-aid devices. In this paper, the acoustic feedback path is characterised by an impulse response, $f(n)$, of length $L = 100$, and is assumed to be time-invariant, as illustrated in Fig. 2.

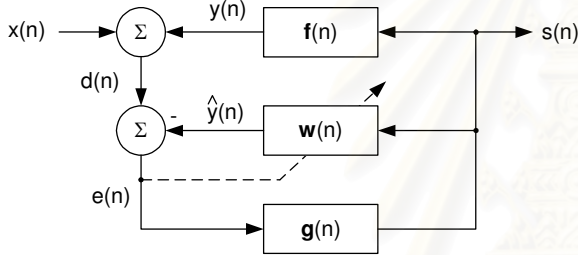


Fig 1: An AFC system with continuous adaptation.

From the block diagram in Fig. 1, $x(n)$ and $s(n)$ are the input and output signals of the hearing aids, respectively. The acoustic feedback signal is defined by

$$y(n) = \mathbf{f}^T \mathbf{s}(n) \quad (2)$$

where the output signal vector of length L is given by $\mathbf{s}(n) = [s(n), s(n-1), \dots, s(n-L+1)]^T$ and \mathbf{f} is another vector containing L coefficients of the acoustic feedback path. The microphone signal of the hearing aids becomes

$$d(n) = x(n) + y(n) \quad (3)$$

An FIR adaptive filter of the same length L , as defined by $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T$, are employed in order to eliminate the unknown acoustic feedback path \mathbf{f} , yielding the estimated feedback signal $\hat{y}(n)$, as the output signal of the adaptive filter. The error signal, which is the difference between the microphone signal and the estimated feedback signal, which is described as

$$e(n) = d(n) - \hat{y}(n) \quad (4)$$

is found to be

$$e(n) = x(n) + [\mathbf{f} - \mathbf{w}(n)]^T \mathbf{s}(n) \quad (5)$$

It can be shown that, once the adaptive filter can perfectly identify the acoustic feedback path, the error signal $e(n)$ approaches the input signal $x(n)$. However,

this also demonstrates that the existence of $x(n)$ within the error signal $e(n)$ makes the adaptive filter **not** converge to true solution. Hence, the acoustic feedback signal in the hearing aids cannot be effectively eliminated.

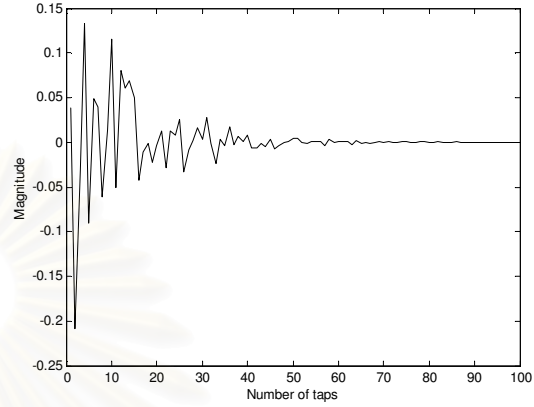


Fig 2: The impulse response of the acoustic feedback path in the hearing aids.

3. THE PROPOSED TECHNIQUE

A. The use of HO-TV-APF for signal decorrelation in the hearing aids.

Apart from the characteristic of HO-TV-APF [7] that has constant magnitude response, it can also, *on average*, approximate linearity in the phase response of the processed signal. Thus, a *constant group delay* can be approximately obtained from time-varying group-delayed signal. This fact underpins minimum degradation of the stereo perception of the signals arriving at both ears of the hearing-aid users. Based on the assumption that the hearing-aid device is used for one ear, the inter-aural delay can be obtained from the group delay of the processed signal. The time-varying allpass filter is represented in the form of

$$A(z, n) = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-(N-i)} + z^{-N}}{1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-i}} \quad (6)$$

where N is the order of the allpass filter and the time-varying coefficients $\alpha_i(n)$ of the allpass filter are updated by

$$\alpha_i(n) = \alpha_{i,\text{int}} + r_i(n), \quad i = 1, \dots, N \quad (7)$$

Each time-varying parameter $\alpha_i(n)$ deviates around its initial value of $\alpha_{i,\text{int}}(n)$ via an i.i.d. random variable $r_i(n)$, within the range $[-R_i, R_i]$, indicating the maximum possible difference between them. The AFC system that employs a time-varying delay in the forward path for signal decorrelation is illustrated in Fig. 3.

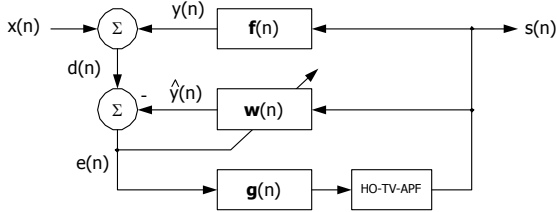


Fig 3: An AFC system with time-varying delay in the forward path.

B. The use of an FLP for input signal prediction.

In order to predict the input signal of the AFC system, an FLP is utilized. Let M be the prediction order, the input signal estimate can be found as

$$\hat{e}(n) = \sum_{j=1}^M w_f(j) e(n-j) \quad (8)$$

where $\mathbf{w}_f^M(n) = [w_{f,1}(n), w_{f,2}(n), \dots, w_{f,M}(n)]^T$ denotes the prediction coefficient vector of FLP [8]. For speech modeling, the prediction order M varies from 2 to 18, depending on the applications [9].

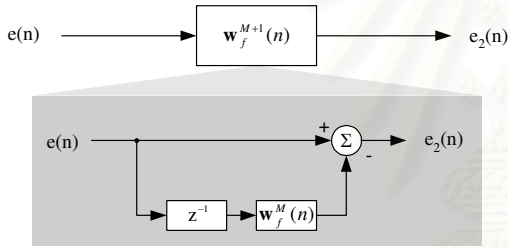


Fig 4: A forward linear predictor.

The forward prediction error is defined by

$$e_2(n) = e(n) - \sum_{j=1}^M w_f(j) e(n-j) \quad (9)$$

which can be seen as the output signal of the so-called prediction error filter, whose coefficients are given by $\mathbf{w}_f^{M+1}(n) = [1 -w_{f,1}(n) -w_{f,2}(n) \dots -w_{f,M}(n)]^T$ and its input signal is $e(n)$, as illustrated in Fig. 4. The prediction coefficients are updated at every time instant n as follows:

$$\mathbf{w}_f^M(n+1) = \mathbf{w}_f^M(n) + \mathbf{k}(n)e_2(n) \quad (10)$$

The Kalman gain vector is obtained from

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \mathbf{e}^T(n-1)\boldsymbol{\pi}(n)} \quad (11)$$

where

$$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{e}(n-1) \quad (12)$$

and

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^T(n))\mathbf{P}(n-1) \quad (13)$$

is the inverse of the autocorrelation matrix of the input signal $u(n)$ and \mathbf{I}_M is $M \times M$ an identity matrix. The choice of forgetting factor $0 << \lambda < 1$ depend on the characteristics of the input signal $u(n)$. The modified schematic diagram of the AFC system employing the FLP is therefore illustrated in Fig. 5.

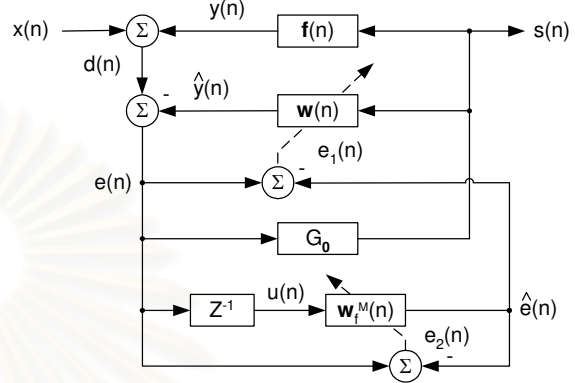


Fig 5: The modified schematic diagram of the AFC system for hearing aids.

4. EXPERIMENTAL RESULTS

In the experiment, a normalised speech signal with sampling rate of 16 kHz was used as the input signal $x(n)$ of the hearing-aid devices, as depicted in Fig. 6. The amplifying gain of the devices, as defined in (1), was chosen to be $G_0=5$ for all cases. The adaptation of the AFC system was controlled by employing the Normalised Least Mean Square (NLMS) algorithm [8] with step-size $\mu=0.02$ for every simulations. The Weight Error Vector Norm (WEVN), which is given by

$$\text{WEVN}(n) = 10 \times \log_{10} \frac{\|\mathbf{f} - \mathbf{w}(n)\|^2}{\|\mathbf{f}\|^2} \quad (14)$$

where $\|\cdot\|$ denotes the Euclidean norm of a vector, was used to evaluate the performance of the AFC system.

Fig 7. show that, with increasing order N of the HO-TV-APF, the decorrelation capability of the signals can be further improved. Suitable values of time-varying parameters of HO-TV-APF was carefully selected for **sufficient** decorrelation degree while **preserving** the stereo perception of the signals. Thus, in the experiment, HO-TV-APF with $N = 3$ was chosen.

The experiment was carried out as follows. The proposed AFC system using both FLP and HO-TV-APF was compared with the conventional AFC system, the AFC system that used a fixed delay of 1 ms (16 samples) for signal decorrelation, the AFC system that used HO-TV-APF method, and the combination effect of FLP and a fixed delay. It is shown in Fig. 8 that the WEVN performance when using the proposed technique reached about -13 dB, as compared to -7 dB of the AFC system that used only a fixed delay of 1 ms. It is observed that the combination effect of FLP with two different signal

decorrelation methods using a fixed delay and HO-TV-APF yielded approximately similar level of acoustic feedback cancellation via the WEVN performance. Nevertheless, the fixed delay technique in [5] severely destroyed the stereo perception of the perceived signals.

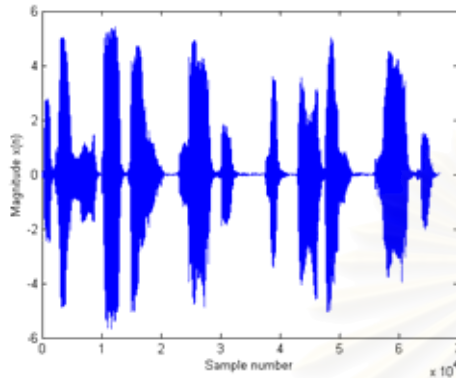


Fig. 6: Speech input signal of the hearing-aid devices.

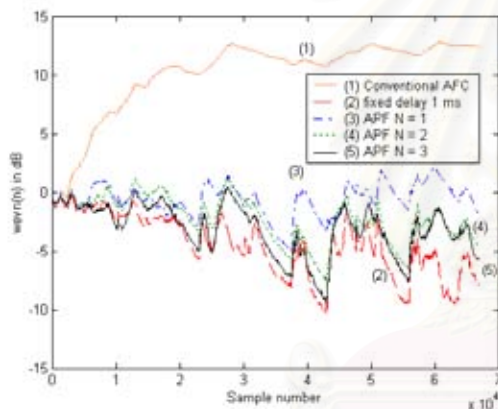


Fig. 7: Comparison of WEVN performance of the APF at different order

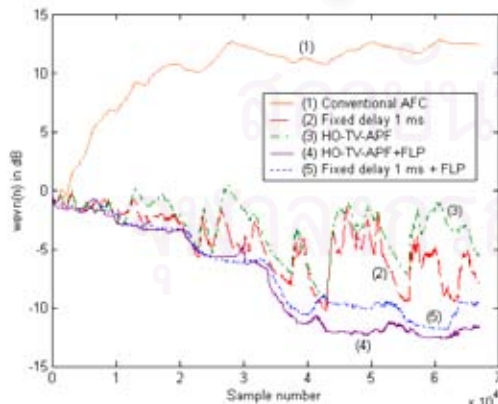


Fig. 8: Comparison of WEVN performance of the AFC system.

5. CONCLUSIONS

The AFC system with an FLP for input signal prediction and HO-TV-APF for signal decorrelation has been shown to obtain improved performance of acoustic feedback cancellation of the hearing-aid devices. The HO-TV-APF has preserved better stereo perception of the perceived signal than the 1-ms fixed delay method due to less amount of time-varying delay. In addition, by estimating the input signal of the hearing-aid devices, the adaptive filter of the AFC system can identify the unknown acoustic feedback path more accurately than that without the FLP. This results in enhanced dynamic range for the amplifying gain of the hearing-aid devices.

6. ACKNOWLEDGEMENTS

This work has been supported by Ratchadapiseksompoj Endowment, Chulalongkorn University, Thailand.

7. REFERENCES

- [1] J. Kates, "Feedback cancellation in hearing-aids : Results from a computer simulation," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 39, no. 3, pp. 553–562, March 1991.
- [2] J. Maxwell and P. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 3, no. 4, pp. 304–313, July 1995.
- [3] D. Bustamante, T. Worrall, and M. Williamson, "Measurement of adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids," in *Proc. IEEE ICASSP 1989*, Glasgow, U.K., pp. 2017–2020, May 1989.
- [4] P. Estermann and A. Kaelin, "Feedback cancellation in hearing aids : Results from using frequency-domain adaptive filters," in *Proc. IEEE ISCAS 1994*, London, U.K., pp. 257–260, May 1994.
- [5] M. G. Siqueira, and A. Alwan, "Steady-state analysis of continuous adaptation in acoustic feedback reduction systems for hearing-aids," *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, vol. 8, no. 4, pp. 443–453, July 2000.
- [6] E. Zwicker and H. Fastl, *Psychoacoustics : Facts and Models*. Springer-Verlag, 1990.
- [7] N. Tangsangiumvisai, J. A. Chambers, and A. G. Constantinides, "Higher-order time-varying allpass filters for signal decorrelation in stereophonic acoustic echo cancellation," *IEE Electronics Letters*, vol. 35, no. 1, pp. 88–90, January 1999.
- [8] S. Haykin, *Adaptive Filter Theory*. 3rd Ed., Prentice Hall, 1996.
- [9] L. R. Rabiner and R. W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall, 1978.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายอาชว์ จันทร์ทวี เกิดวันที่ 5 กรกฎาคม พ.ศ. 2523 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร ฯ ได้เข้าศึกษาในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2541 ซึ่งสำเร็จการศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2544 และเข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย