



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย  
ทุนวิจัย  
กองทุนรัชดาภิเษกสมโภช

รายงานวิจัย

การพัฒนาวิธีการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ  
ในเครื่องช่วยฟังเพื่อช่วยเพิ่มประสิทธิภาพ

โดย

นิศาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย

กรกฎาคม ๒๕๕๗

จท  
วศ 15  
012357



จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ทุนวิจัย

กองทุนรัชดาภิเษกสมโภช

รายงานผลการวิจัย

การพัฒนาวิธีการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังเพื่อช่วยเพิ่มพิสัยพลวัต

โดย

ดร.นิตาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย

สถาบันวิจัยบริการ

กรกฎาคม พ.ศ. 2547

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## กิตติกรรมประกาศ

การดำเนินการวิจัยและจัดทำรายงานผลการวิจัยฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยความช่วยเหลืออย่างดียิ่งของกรรมการผู้ทรงคุณวุฒิทุกท่าน ที่กรุณาให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการวิจัยมาโดยตลอด ผู้วิจัยจึงขอกราบขอบพระคุณมา ณ ที่นี้

ขอขอบคุณห้องปฏิบัติการวิจัยกรรมวิธีสัตวญาณดิจิทัล ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ซึ่งเป็นสถานที่ทำวิจัย และขอบคุณนายอาชวี จันทร์แก้วสำหรับการเป็นผู้ช่วยวิจัยที่ขยันขันแข็งและมีความรับผิดชอบสูงอย่างยิ่ง

นอกจากนี้ ขอขอบคุณกองทุนรัชดาภิเษกสมโภช จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ที่ให้ทุนวิจัยสนับสนุนงานวิจัยนี้เป็นอย่างดียิ่งตลอดโครงการ

สุดท้ายนี้ ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวของผู้วิจัย สำหรับรอยยิ้ม และกำลังใจอย่างถนุถนอมเสมอมา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ชื่อโครงการวิจัย	การพัฒนาวิธีการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง เพื่อช่วยเพิ่มพิสัยพลวัต
ชื่อผู้วิจัย	อ.ดร.นิสาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย
ผู้ร่วมวิจัย	นายอาชวี จันทร์กวี
เดือนและปีที่ทำวิจัยสำเร็จ	กรกฎาคม พ.ศ. 2547
ระยะเวลาดำเนินการ	12 เดือน (สิงหาคม พ.ศ. 2546 - กรกฎาคม พ.ศ. 2547)

### บทคัดย่อ

ระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ (AFC) เป็นส่วนสำคัญสำหรับการลดสัญญาณเสียงป้อนกลับที่เกิดขึ้นในเครื่องช่วยฟัง โดยเมื่อระบบ AFC สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างมีประสิทธิภาพแล้ว พิสัยพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟังจะไม่ถูกจำกัดไว้อีกต่อไป ส่งผลให้อุปกรณ์สามารถทำหน้าที่ในการขยายขนาดของสัญญาณเสียงได้ตามความต้องการของผู้ใช้ในบางสถานะแวดล้อม จึงเป็นการเพิ่มสมรรถนะการทำงานของเครื่องช่วยฟัง จุดประสงค์ของโครงการวิจัยนี้คือ การพัฒนาประสิทธิภาพการทำงานเชิงช่วงพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง เมื่อใช้ระบบปรับตัวแบบต่อเนื่องของวงจรกรองแบบปรับตัว โดยวิธีที่นำเสนอคือการลดปัญหาความสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง ผ่านทางเทคนิคของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา ที่สามารถปรับอันดับของวงจรกรองได้ต่างๆ กันตามความเหมาะสม (Higher-Order Time-Varying All-pass Filter : HO-TV-APF) โดยรักษาไว้ซึ่งคุณภาพเสียงของสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง กล่าวคือ ไม่ทำให้ผู้ใช้สังเกตได้ถึงคุณภาพเสียงของสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังที่เปลี่ยนไปหรือด้อยลง

นอกจากนี้ จากการที่มีพลังงานของสัญญาณเสียงเข้าประกอบอยู่ภายในสัญญาณผิดพลาดที่ใช้ในการควบคุมการปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับตัว จึงทำให้วงจรกรองแบบปรับตัวเกิดการลู่ออกจากค่าตอบที่ถูกต้อง ส่งผลให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ ดังนั้นในโครงการนี้ จึงได้นำเสนอวิธีการประมาณขนาดของสัญญาณเสียงพูดขาเข้าโดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า การประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า (Forward Linear Predictor : FLP) เพื่อกำจัดสัญญาณที่ประมาณได้ออกจากสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง ผลการทดลองบนคอมพิวเตอร์และการทดสอบคุณภาพสัญญาณเสียงผ่านทาง Mean Opinion Score (MOS) Testing เมื่อใช้สัญญาณเสียงพูดเป็นสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟังนั้นสนับสนุนทั้งสองวิธีที่นำเสนอในโครงการนี้

<b>Project Title</b>	On the improvement of acoustic feedback cancellation in hearing aids for enhanced dynamic range
<b>Name of the Investigator</b>	Dr. Nisachon Tangsangiumvisai
<b>Research Assistance</b>	Mr Arj Chankawee
<b>Duration</b>	August 2003 - July 2004

### **Abstract**

Acoustic Feedback Cancellation (AFC) is necessary to alleviate the annoying acoustic feedback problem in the hearing aids. Moreover, the dynamic range of the amplifying gain of the hearing aids can be enhanced, after the acoustic feedback elimination. This project 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 adequately the input and the output signals of the hearing aids for improved performance, with as little degradation of the quality of the output signal of the hearing aids as possible. 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 project 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 technique, supported by subjective listening tests.

## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	ii
บทคัดย่อภาษาไทย	iii
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	iv
สารบัญ	v
รายการรูปภาพประกอบ	vi
รายการตารางประกอบ	ix
บัญชีคำศัพท์	x
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนะนำเครื่องช่วยฟัง	1
1.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการใช้งานเครื่องช่วยฟัง	5
1.3 ข้อเสนอแนะในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น	10
1.4 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย	16
บทที่ 2 วิธีการดำเนินการวิจัย	17
บทที่ 3 ผลการวิจัย	21
3.1 ผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณ	22
3.2 การทดสอบประสิทธิภาพของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ	30
3.3 การทดสอบการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ เมื่อใช้วิธี FLP	39
3.4 การลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ AFC	40
บทที่ 4 สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัย	51
บทที่ 5 งานที่จะพัฒนาต่อไปในอนาคต	52
เอกสารอ้างอิง	54
ภาคผนวก ก บทความทางวิชาการ	56
ภาคผนวก ข การทดลองใส่เครื่องช่วยฟังให้กับผู้ป่วย	69
ภาคผนวก ค การติดต่อกับบริษัท HRC เพื่อขอตัวอย่างเครื่องช่วยฟัง	71

## รายการรูปภาพประกอบ

	หน้า	
รูปที่ 1-1	องค์ประกอบของเครื่องช่วยฟังแบบ In-the-ear (ITE)	2
รูปที่ 1-2	เครื่องช่วยฟังชนิดต่างๆ	2
รูปที่ 1-3	ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟัง	6
รูปที่ 1-4	การทำงานของระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง	7
รูปที่ 1-5	แบบจำลองของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง	9
รูปที่ 1-6	ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังที่มีการเพิ่มความ -หน่วงเวลา $\Delta$	10
รูปที่ 1-7	บล็อกไดอะแกรมแสดงเทคนิคการประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า (FLP)	12
รูปที่ 1-8	ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังที่ใช้วงจร FLP	13
รูปที่ 3-1	สัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง	21
รูปที่ 3-2	ค่าความหน่วงเวลากลุ่มที่คงที่ตลอดเวลา	23
รูปที่ 3-3	ผลของการเปลี่ยนค่า $\alpha_{int}$ ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มเมื่อใช้วงจรกรองผ่าน ทุกความถี่อันดับหนึ่ง ( $N = 1$ )	24
รูปที่ 3-4	ค่าความหน่วงเวลากลุ่มที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับต่างๆ เมื่อกำหนด ให้ค่าพารามิเตอร์ $\alpha_{1,int} = 0.8$ ตลอดทุกอันดับ	25
รูปที่ 3-5	ผลของการปรับค่า $\alpha_1(n)$ ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มเมื่อใช้วงจรกรองผ่าน ทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )	26
รูปที่ 3-6	ผลของการปรับค่า $\alpha_2(n)$ ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มเมื่อใช้วงจรกรองผ่าน ทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )	27
รูปที่ 3-7	ผลของการปรับค่า $\alpha_3(n)$ ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มเมื่อใช้วงจรกรองผ่าน ทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )	27
รูปที่ 3-8	ผลของการปรับค่า $\alpha_2(n)$ ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม โดยให้ $\alpha_1(n) = 0.8$ มีค่า คงที่ตลอดเวลา ในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )	28
รูปที่ 3-9	ผลของการปรับค่า $\alpha_3(n)$ ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม โดยให้ $\alpha_1(n) = 0.8$ มีค่า	

	คงที่ตลอดเวลา และ $\alpha_2(n) = 0.1$ คงที่ตลอดเวลา ในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่าน ทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )	29
รูปที่ 3-10	ค่า WEVN เมื่อใช้เครื่องช่วยฟังที่ใช้ระบบ AFC แบบดั้งเดิม มีอัตราขยาย $G_0$ ต่างๆ กัน	30
รูปที่ 3-11	ค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังมีอัตราขยาย $G_0 = 12$ โดยยังไม่มีการใช้ ความหน่วงเวลา	31
รูปที่ 3-12	กราฟแสดงค่า WEVN เมื่อเครื่องช่วยฟังมีอัตราขยาย $G_0 = 12$ โดยมีการใช้ความหน่วงเวลาคงที่ขนาด 1 ms	32
รูปที่ 3-13	กราฟแสดงค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 1$ เมื่อจำกัดความหน่วงเวลาไม่ให้เกิน 200 $\mu$ s	33
รูปที่ 3-14	กราฟแสดงค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 12$ และ $\mu = 0.02$ เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 1$ ที่มีความหน่วงเวลากลุ่มดังในรูปที่ 3-13	33
รูปที่ 3-15	กราฟ WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย $G_0 = 12$ และ $\mu = 0.02$ เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี $N = 3$	35
รูปที่ 3-16	ค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF อันดับ $N = 3$ ที่ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ	35
รูปที่ 3-17	กราฟ WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้ HO-TV-APF กับการใช้ความหน่วง -เวลาคงที่ขนาด 8 ตัวอย่าง (1 ms)	36
รูปที่ 3-18	กราฟ WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ที่ค่าต่าง ๆ กับการใช้ HO-TV-APF เมื่อ $N=3$ และค่า $\alpha_{1,int}$ เป็น 0.8 (ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่น เป็นดังตารางที่ 3-1)	37
รูปที่ 3-19	ค่าความหน่วงเวลากลุ่มเมื่อใช้ HO-TV-APF โดยเลือก $N = 3$ และค่า $\alpha_{1,int}$ เป็น 0.8 (ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นเป็นดังตารางที่ 3-1)	38
รูปที่ 3-20	กราฟ WEVN ของระบบ AFC ที่ประยุกต์ใช้วิธี FLP	39
รูปที่ 3-21	ระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ fullband	40
รูปที่ 3-22	ระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (AFB/SFB)	41
รูปที่ 3-23	Frequency response ของ AFB ที่เป็นแบบ Maximally Decimated	42
รูปที่ 3-24	ระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband	



	(tree structure, $k=2$ , $M=4$ )	43
รูปที่ 3-25	WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ fullband	44
รูปที่ 3-26	ERLE performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ fullband	45
รูปที่ 3-27	ERLE performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband	45
รูปที่ 3-28	WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 0)	47
รูปที่ 3-29	WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 1)	47
รูปที่ 3-30	WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 2)	48
รูปที่ 3-31	WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 3)	48

## รายการตารางประกอบ

	หน้า	
ตารางที่ 1-1	ค่าความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับวงจร FLP	14
ตารางที่ 1-2	ค่าความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับระเบียบวิธี NLMS	15
ตารางที่ 2-1	แผนงานการดำเนินการวิจัยของโครงการภายในระยะเวลา 12 เดือน	17
ตารางที่ 2-2	คุณภาพของสัญญาณเสียงตามคะแนนต่างๆ ที่ให้กับการทดสอบ MOS Testing	20
ตารางที่ 3-1	ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปตามเวลาที่อันดับ $N = 3$ เมื่อใช้ความถี่ซัดตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz	34
ตารางที่ 3-2	การเปรียบเทียบค่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยกับระบบที่ทำงานในโดเมนเวลา	50

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บัญชีคำศัพท์

กรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล	Digital Signal Processing (DSP)
การจำลองแบบบนคอมพิวเตอร์	Simulation
การประกอบ	Synthesize
การรัน (โปรแกรม)	Run
การรับรู้ด้านสเตอริโอ	Stereo Perception
การประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า	Forward Linear Predictor (FLP)
การสลับเปลี่ยนของเวกเตอร์ / เมตริกซ์	Transposition
ข้อมูล	Information
ค่าการคูณจำนวนจริงต่อสัญญาณเข้า 1 ค่า	Real Multiplication (RMP) per Input Sample
ค่าช่วงก้าว	Step-size
ค่าพิสัยพลวัต	Dynamic Range
ความซับซ้อนในการคำนวณ	Computational Complexity
ความถี่ชักตัวอย่าง / อัตราการชักตัวอย่าง	Sampling Frequency / Sampling Rate
ความหน่วงเวลากลุ่ม	Group Delay
ความหน่วงเวลาแบบคงที่	Fixed Delay
เครื่องช่วยฟัง	Hearing Aids
เครื่องช่วยฟังชนิดที่ฝังอยู่ที่ขาของแว่นตา	Eyeglass Hearing Aids
เครื่องช่วยฟังชนิดพกพา	Body Hearing Aids
เครื่องช่วยฟังชนิดใส่ในรูหู	In-the-ear (ITE) Hearing Aids
เครื่องช่วยฟังชนิดใส่หลังใบหู	Behind-the-ear (BTE) Hearing Aids
เครื่องช่วยฟังชนิดใส่ในช่องหู	In-the-canal (ITC) Hearing Aids
โครงสร้างต้นไม้	Tree Structure
โครงสร้างเป็นช่วงย่อย	Subband Structure
ช่วงเวลาที่มีซ้ำเสมอ	Periodically

ช่องหู	Ear Canal
ช่องอากาศ	Air Vent
เชิงเส้น	Linear
โดเมนความถี่	Frequency Domain
โดเมนเวลา	Time Domain
ตั้งโปรแกรมได้	Programmable
ตัวขยายสัญญาณ	Amplifier
ตัวต้นแบบ	Prototype
ตัวปรับความดัง	Volume Control
ตัวรับ / ลำโพง	Receiver / Loudspeaker
นักโสตสัมผัสวิทยา	Audiologist
บีบอัด	Compression
แบตเตอรี่	Battery
แบบดั้งเดิม	Conventional
แบบอิสระ	Individually
ปัญหาการสูญเสียการได้ยิน	Hearing Loss / Hearing Impairment
ปรับค่าได้ละเอียด	Fine Tuning
ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบจำกัด	Finite Impulse Response (FIR)
ผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบไม่จำกัด	Infinite Impulse Response (IIR)
ผลต่างของความหน่วงเวลาของสองสัญญาณ	Inter-aural Delay
พิมพ์หู	Ear Mold
ฟังก์ชันถ่ายโอน	Transfer Function
เมตริกซ์	Matrix
เมตริกซ์ผกผัน	Inverse of a Matrix
เมตริกเอกลักษณ์	Identity Matrix
ไมโครโฟน	Microphone
ไมโครโฟนแบบมีทิศทาง	Directional Microphone
ระดับ	Level

ระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ	Acoustic Feedback Cancellation
ระบบที่เปลี่ยนไปตามเวลา	Time-Variant System
ระบบที่ไม่เปลี่ยนไปตามเวลา	Time-Invariant System
วิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ	Acoustic Feedback Path
วิถีไปหน้า	Forward Path
เวกเตอร์	Vector
วงจรรองแบบปรับตัว	Adaptive Filter
วงจรรองแบบผ่านต่ำ	Lowpass Filter
วงจรรองแบบผ่านสูง	Highpass Filter
วงจรรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา	Higher-Order Time-Varying Allpass Filter (HO-TV-APF)
สัญญาณที่ใช้ในการสอนระบบ	Training Sequence
สัญญาณผิดพลาดในการประมาณ	Prediction Error
สัญญาณรบกวนขาว	White Noise
สัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์	White Gaussian Noise
สัญญาณเสียงป้อนกลับ	Acoustic Feedback
สถานะอยู่ตัว	Steady State
สหสัมพันธ์	Cross Correlation
สาย	Cord
เสียงรบกวนรอบตัว	Background Noise
หูหนวก	Profoundly Deaf
อัตราการลดทอน	Decay Rate
อัตราขยาย	Amplifying Gain
อัตราขยายคาลมัน	Kalman Gain
อัตตสหสัมพันธ์	Auto-Correlation

# บทที่ 1

## บทนำ



### 1.1 แนะนำเครื่องช่วยฟัง

เครื่องช่วยฟัง (Hearing Aids) ได้รับการพัฒนามาตั้งแต่ปีพ.ศ. 2383 เพื่อช่วยเพิ่มการได้ยินของผู้ที่ประสบปัญหาการสูญเสียการได้ยิน (Hearing Loss / Hearing Impairment) หลักการทำงานของเครื่องช่วยฟัง คือ การขยายขนาดของสัญญาณเสียงจากภายนอกที่ต้องการจะได้ยิน โดยใช้ตัวขยาย (Amplifier) ภายในเครื่องช่วยฟัง ดังแสดงในรูปที่ 1-1 สำหรับค่าพิสัยพลวัต (Dynamic Range) ของอัตรายขยาย (Amplifying Gain) ของเครื่องช่วยฟังจะขึ้นอยู่กับปัญหาการได้ยินของผู้ใช้แต่ละคน องค์ประกอบที่สำคัญของเครื่องช่วยฟังได้แก่

- ไมโครโฟน (Microphone) ทำหน้าที่ในการรับสัญญาณเสียงเข้า
- ตัวขยายสัญญาณ (Amplifier) หรือตัวปรับความดัง (Volume Control) ทำหน้าที่ปรับความดังของสัญญาณเสียงออก
- ตัวรับ (Receiver) หรือลำโพงทำหน้าที่ส่งสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังเข้าไปในช่องหู (Ear Canal)
- ช่องอากาศ (Vent) เป็นรูเล็กๆ ของเครื่องช่วยฟัง ทำให้มีอากาศผ่านเข้าไปในช่องหู ไม่ทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์รู้สึกอึดอัด และได้ยินเสียงที่มีความเป็นธรรมชาติมากขึ้น
- แบตเตอรี่ (Battery) ให้พลังงานแก่อุปกรณ์ และสามารถเปิด/ปิดอุปกรณ์ได้ตามต้องการ

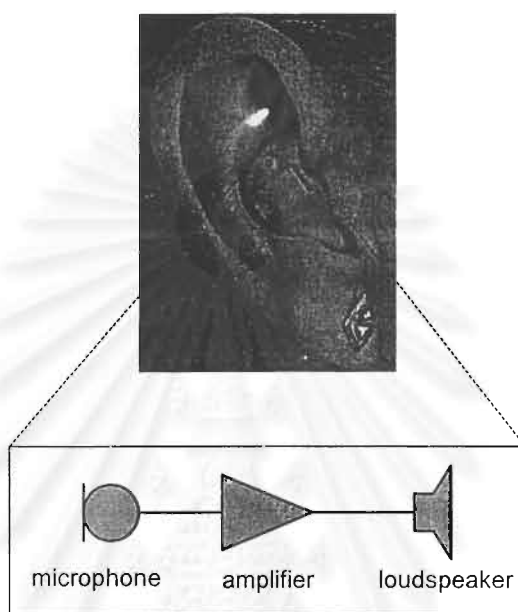
สำหรับชนิดของเครื่องช่วยฟังมีหลายชนิดต่างๆ กัน [13, 16] ดังรูปที่ 1-2 ทั้งนี้ ขึ้นอยู่กับลักษณะการใช้งาน เช่น

- เครื่องช่วยฟังชนิดใส่ในรูหู ITE (In-the-ear Hearing Aids)

เป็นเครื่องช่วยฟังที่มีขนาดเล็กมาก ตัวเครื่องใส่ไว้ในรูหูเพื่อความเป็นธรรมชาติของผู้ใช้มากที่สุด มีวิธีการสร้าง 2 วิธี คือ Custom ITE (สั่งทำเฉพาะบุคคล ปั้นหูเพื่อทำ shell ตัวเครื่องช่วยฟังถูก

สร้างใส่ไว้ใน shell) และ Modular ITE (ตัวเครื่องช่วยฟังถูกสร้างสำเร็จมาจากโรงงาน แต่สามารถทำพิมพ์หู (Ear Mold) มาช่วยเสริมให้พอดีและยึดเกาะติดกับหูแต่ละคนได้)

เครื่องช่วยฟังชนิด ITE นี้เหมาะสำหรับผู้ที่มีการสูญเสียการได้ยินอย่างรุนแรง และมีราคาค่อนข้างแพงเมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องช่วยฟังชนิด BTE



รูปที่ 1-1 องค์ประกอบของเครื่องช่วยฟังแบบ In-the-ear (ITE)



รูปที่ 1-2 เครื่องช่วยฟังชนิดต่างๆ

- เครื่องช่วยฟังชนิดใส่หลังใบหู BTE (Behind-the-ear Hearing Aids)

มีขนาดเล็กกว่าเครื่องช่วยฟังแบบพกพา (หรือเรียกว่า เครื่องช่วยฟังแบบกล่อง หรือ เครื่องช่วยฟังแบบเหน็บกระเป๋) ชิ้นส่วนของอุปกรณ์ทั้งหมดจะอยู่หลังใบหู กล่าวคือ ตัวรับหรือ ลำโพง (Receiver / Loudspeaker) อยู่แยกจากไมโครโฟนและตัวขยายสัญญาณที่อยู่รวมกันในกล่อง เชื่อมต่อกันกับตัวรับผ่านทางสาย (Cord) และเชื่อมต่อกับพิมพ์หูซึ่งเป็นยางอ่อนๆ เครื่องช่วยฟังชนิด BTE นี้จะมีความเหมาะสมสำหรับใช้งานในผู้ที่ปัญหาสูญเสียการได้ยินทุกระดับความรุนแรง

- เครื่องช่วยฟังชนิดพกพา (Body Hearing Aids)

เครื่องช่วยฟังชนิดนี้ มีลักษณะเป็นกล่องสี่เหลี่ยมขนาดเล็ก สามารถใส่ไว้ในกระเป๋าสื่อเพื่อ พกพาได้ โดยไมโครโฟนและตัวขยายสัญญาณของเครื่องช่วยฟังชนิดนี้จะรวมกันอยู่ภายในกล่อง สำหรับตัวรับจะใส่ไว้ในหูที่ทำการเชื่อมต่อกับส่วนที่เหลือของเครื่องช่วยฟังผ่านทางสาย (Cord) ข้อดี ของเครื่องช่วยฟังชนิดนี้ คือ ไม่ค่อยเกิดปัญหาของสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback) เนื่องจากตัวรับและไมโครโฟนอยู่ห่างจากกัน หากแต่อาจเกิดความไม่เป็นธรรมชาติของ สัญญาณเสียงที่ผู้ใช้ได้ยิน เนื่องจากว่าไมโครโฟนของเครื่องช่วยฟังอยู่ที่ตำแหน่งลำตัวแทนที่จะเป็น ข้างหู

นอกจากนี้ ยังมีเครื่องช่วยฟังชนิดอื่นๆอีกหลายชนิด ไม่ว่าจะเป็นชนิดสอดใส่ในช่องหู (In-the-canal Hearing Aids) หรือชนิดที่ฝังอยู่ในขาของแว่นตา (Eyeglass Hearing Aids) เป็นต้น สำหรับ ประเภทของเครื่องช่วยฟัง สามารถแบ่งตามคุณลักษณะการทำงานได้เป็น 5 ประเภท [14] ดังนี้

- ประเภทเชิงเส้น (Linear)

เครื่องช่วยฟังประเภทนี้ใช้วงจรเชิงเส้นอย่างง่ายเพื่อขยายขนาดของสัญญาณที่เข้ามา ทุกๆสัญญาณ อย่างเท่าๆกัน มีราคาถูก

- ประเภทบีบอัด (Compression)

เครื่องช่วยฟังประเภทนี้จะทำการลดความสามารถในการขยายขนาดของสัญญาณเสียง ที่เข้ามายังอุปกรณ์ให้ถูกจำกัดอยู่ที่ค่าๆหนึ่ง โดยเฉพาะอย่างยิ่ง เมื่อสัญญาณเสียงเข้ามีความดัง สูงมาก และสามารถปรับการขยายขนาดที่ความถี่ต่างๆ ตามความต้องการของผู้ใช้ที่ต่างกัน



- ประเภทมีทิศทาง (Directional Microphones)

ด้วยเทคโนโลยีที่ใช้ทิศทางเข้ามาช่วย เครื่องช่วยฟังประเภทนี้จึงสามารถแยกเสียงที่ต้องการออกจากเสียงรบกวนอื่นๆที่เข้ามาถึงเครื่องช่วยฟังได้ โดยใช้ไมโครโฟนจำนวนสองตัว หนึ่งหันทิศไปทางข้างหน้าและอีกตัวหนึ่งหันไปทางข้างหลังของผู้ใช้อุปกรณ์ ดังนั้นจึงสามารถกำจัดเสียงรบกวนรอบตัว (Background Noise) ที่มาจากทิศทางรอบๆ ตัวของผู้ใช้เครื่องช่วยฟังได้

- ประเภทตั้งโปรแกรมได้ (Programmable)

อุปกรณ์จะถูกตั้งโปรแกรมผ่านทางคอมพิวเตอร์ ทำให้สามารถตั้งค่าต่างๆได้อย่างถูกต้อง อาจมีได้ถึง 2 หรือ 3 โปรแกรมที่จะถูกเรียกมาใช้ในการทำงานของเครื่องช่วยฟังโดยอัตโนมัติ เมื่ออยู่ในสถานการณ์ต่างๆ กัน อุปกรณ์ประเภทนี้มีผลต่อคุณภาพสัญญาณเสียงออกของเครื่องช่วยฟังที่ไม่ก่อให้เกิดความรำคาญแก่ผู้ใช้ โดยสามารถเลือกการประมวลผลของอุปกรณ์ได้ทั้งแบบดิจิทัลหรือแบบแอนะล็อก

- ประเภทดิจิทัล (Digital Signal Processing)

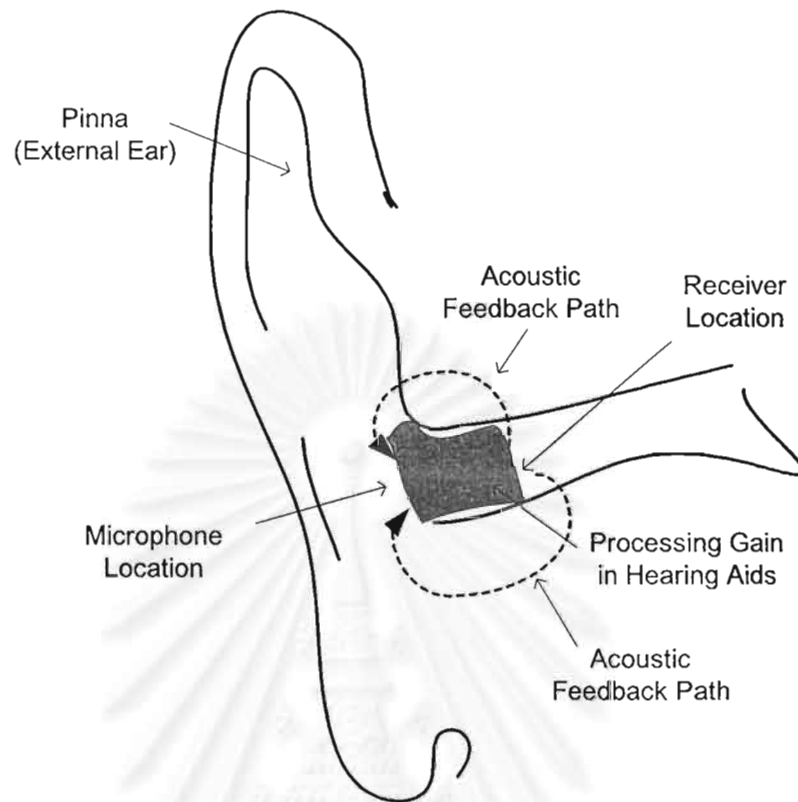
สัญญาณเสียงเข้าจะผ่าน Analog-to-digital conversion (ADC) จากนั้นจะทำการประมวลผลโดยใช้วงจรดิจิทัลในการควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ และผ่านไปยัง Digital-to-analog conversion (DAC) เพื่อส่งสัญญาณเสียงออกสู่ผู้ใช้ ด้วยการประมวลผลแบบดิจิทัล เครื่องช่วยฟังประเภทนี้จึงมีความสามารถในการปรับค่าได้ละเอียด (Fine Tuning) และสามารถกรองสัญญาณรบกวนออกได้มาก ทำให้คุณภาพเสียงมีความชัดเจนสูง

ในโครงการงานวิจัยนี้ ผู้วิจัยต้องการเน้นถึงการใช้งานของเครื่องช่วยฟังชนิดที่ใส่ไว้ในระดับหู และมีการทำงานเป็นประเภทดิจิทัล หากแต่ว่าตัวขยายสัญญาณทำงานแบบเชิงเส้น นอกจากนี้งานวิจัยนี้คำนึงถึงกรณีที่ผู้ป่วยสูญเสียการได้ยินในหูเพียงข้างใดข้างหนึ่งเท่านั้น ผู้ป่วยจึงมีความจำเป็นในการใช้เครื่องช่วยฟังในหูข้างที่มีปัญหานั้นเพียงข้างเดียว

## 1.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นในการใช้งานเครื่องช่วยฟัง

ปัญหาสำคัญประการหนึ่งที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพโดยรวมของเครื่องช่วยฟัง คือ การเกิดสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback) ผ่านช่องอากาศ (Vent / Open Molds) หรือช่องว่างระหว่างตัวเครื่องช่วยฟังกับผิวหนังภายในช่องหูชั้นนอกหรือเรียกว่าวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ (Acoustic Feedback Path) ดังแสดงในรูปที่ 1-3 โดยปกติสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังจะถูกส่งผ่านไปยังหูชั้นกลางและหูชั้นในต่อไป แต่เนื่องจากการที่ไม่โครโฟนและลำโพงของเครื่องช่วยฟังอยู่ใกล้กันมาก สัญญาณเสียงออกส่วนหนึ่งของเครื่องช่วยฟังที่ถูกขยายขนาดแล้ว จะเดินทางผ่านวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับนี้ย้อนกลับไปเข้ายังไมโครโฟนอีกครั้งหนึ่ง ส่งผลให้เกิดเสียงรบกวนแก่ผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่ออัตราขยายของตัวขยายมีค่าสูง กล่าวคือ เกิดเสียงหวีดหรือทำให้ผู้ใช้ได้รับสัญญาณเสียงที่บิดเบี้ยวไป แนวคิดอย่างง่ายในป้องกันปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับ คือ การตั้งค่าอัตราขยายสำหรับการใช้งานของเครื่องช่วยฟังให้น้อยลงจากที่ควรจะเป็น เพื่อป้องกันไม่ให้ขนาดของสัญญาณเสียงป้อนกลับก่อให้เกิดการรบกวนต่อผู้ใช้ หากแต่ว่าการจำกัดพิสัยพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง จะทำให้อุปกรณ์ไม่สามารถทำหน้าที่ในการขยายขนาดของสัญญาณเสียงได้ตามความต้องการของผู้ใช้ในบางสถานะแวดล้อม ส่งผลให้ประสิทธิภาพการทำงานโดยรวมของเครื่องช่วยฟังลดลง ดังนั้น การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังจึงมีความจำเป็นอย่างยิ่งสำหรับการเพิ่มสมรรถนะการทำงานของเครื่องช่วยฟัง

การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับอย่างมีประสิทธิภาพสามารถทำได้โดยอาศัยวงจรกรองแบบปรับตัว (Adaptive Filter) ด้วยกรรมวิธีสัญญาณดิจิทัล (Digital Signal Processing - DSP) หน้าที่หลักของวงจรกรองแบบปรับตัวในการนี้ คือ การจำลองวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับเพื่อทำการประมาณและหักล้างสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ วิธีต่างๆที่ผ่านมากำหนดการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวออกเป็น 2 แบบใหญ่ๆ คือ การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่อง และการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยใช้ระบบปรับตัวแบบต่อเนื่อง [1,2]

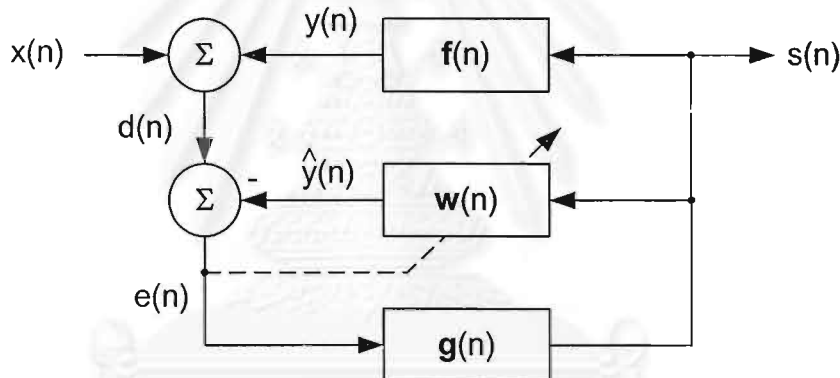


รูปที่ 1-3 ปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟัง

สำหรับวิธีการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในแบบที่หนึ่ง คือ การใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องนั้น สามารถทำได้โดยการสั่งให้ระบบปรับตัวในช่วงเวลาที่สม่ำเสมอ (Periodically) หรือสั่งให้ระบบปรับตัวทำงานเฉพาะขณะที่มีการตรวจจับได้ว่าเกิดเสียงหวีดที่เป็นผลมาจากสัญญาณเสียงป้อนกลับ [1] หรือระบบปรับตัวถูกสั่งให้ทำงานเฉพาะเมื่อระดับสัญญาณเสียงเข้าของระบบที่วัดได้อยู่ในเกณฑ์ต่ำ [2] วิธีต่าง ๆ ดังกล่าวนี้อาศัยการใส่สัญญาณพิเศษเข้าไปในระบบเพื่อใช้ในการสอนระบบ (Training Sequence) เช่น สัญญาณรบกวนขาว (White Noise) ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนที่มีข้อมูลอยู่ทุกย่านความถี่ ส่งผลให้สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวเข้าสู่วิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับอย่างใกล้ชิดมากที่สุด อย่างไรก็ตาม การใส่สัญญาณรบกวนเข้าไปในระบบจะส่งผลทำให้เกิดการรบกวนการได้ยินของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง ซึ่งจะไม่มีผลต่อการได้ยินถ้าหากว่าผู้ใช้เครื่องช่วยฟังมีปัญหาการสูญเสียการได้ยินในขั้นมากถึงระดับที่เรียกว่า หูหนวก (Profoundly Deaf) ดังนั้นวิธีดังกล่าวจึงไม่เหมาะสมกับผู้ใช้อุปกรณ์ช่วยฟังทั่วไป นอกจากนี้ข้อเสียอีกประการหนึ่งของการใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่อง คือ

ความจำเป็นในการเลือกใช้ตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดที่มีประสิทธิภาพ เพราะถ้าตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดทำงานผิดพลาด ระบบจะไม่สามารถทำการลดสัญญาณเสียงป้อนกลับในช่วงขณะนั้นได้และส่งผลกระทบต่อการใช้งานได้ยินของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง

ดังนั้น การเลือกใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีการทำงานของระบบปรับตัวแบบต่อเนื่อง ซึ่งไม่ต้องอาศัยสัญญาณพิเศษในการสอนระบบ จะสามารถลดปัญหาการได้ยินสัญญาณเสียงรบกวนในผู้ใช้เครื่องช่วยฟังจากการเลือกใช้ระบบปรับตัวแบบไม่ต่อเนื่องได้ นอกจากนี้ระบบที่มีการปรับตัวแบบต่อเนื่องสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยไม่ขึ้นอยู่กับการทำงานของตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดอีกด้วย จึงสามารถป้องกันความผิดพลาดอันอาจเกิดจากตัวตรวจจับสัญญาณเสียงหวีดดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้น



รูปที่ 1-4 การทำงานของระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง

การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับสามารถอธิบายในเชิงคณิตศาสตร์ได้ตามบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1-4 เมื่อให้  $x(n)$  เป็นสัญญาณเสียงเข้าที่ไมโครโฟนของระบบเครื่องช่วยฟัง ให้  $y(n)$  เป็นสัญญาณเสียงป้อนกลับ และ  $s(n)$  คือ สัญญาณออกที่ลำโพงของเครื่องช่วยฟังซึ่งถูกขยายขนาดแล้วโดยทั่วไป วิธีไปหน้า (Forward Path) ของเครื่องช่วยฟังซึ่งมีคุณลักษณะที่แสดงโดยผลตอบสนองต่ออิมพัลส์  $g(n)$  สามารถถูกจำลองได้ดังสมการต่อไปนี้ [3]

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

เมื่อ  $G(z)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ในโดเมน  $z$  ของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์  $g(n)$  และ  $G_0$  เป็นค่าคงที่สำหรับอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง วงจรกรองแบบปรับตัว  $\mathbf{w}(n)$  จะทำการปรับตัวทุกช่วงเวลาการสุ่มสัญญาณ  $n$  เพื่อจำลองคุณลักษณะของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  $\mathbf{f}(n)$  ได้เป็นสัญญาณออกของวงจรกรองแบบปรับตัว  $\hat{y}(n)$  ยังผลให้เกิดการหักล้างของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  $y(n)$  ในที่สุด การหักล้างที่สมบูรณ์สามารถสังเกตได้จากสัญญาณผิดพลาด  $e(n)$  ซึ่งเป็นผลต่างของสัญญาณไมโครโฟน  $d(n)$  กับสัญญาณออกของวงจรกรองแบบปรับตัว ดังสมการต่อไปนี้

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

$$= x(n) + y(n) - \hat{y}(n) \quad (3)$$

$$= x(n) + \mathbf{f}^T(n)\mathbf{s}(n) - \mathbf{w}^T(n)\mathbf{s}(n) \quad (4)$$

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

เมื่อ  $\mathbf{s}(n) = \{s(n), s(n-1), \dots, s(n-L+1)\}$  คือ เวกเตอร์สัญญาณเข้าขนาด  $L$  สำหรับการจำลองระบบ และ  $\langle \cdot \rangle^T$  คือการสลับเปลี่ยน (Transposition) ของเวกเตอร์หรือเมตริกซ์ จากสมการที่ (5) จะเห็นได้ว่าเมื่อวงจรกรองแบบปรับตัว  $\mathbf{w}(n)$  สามารถจำลองวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  $\mathbf{f}(n)$  ได้ใกล้เคียงมากที่สุด จะส่งผลให้สัญญาณผิดพลาด  $e(n)$  ลู่เข้าหาสัญญาณเสียงเข้าของระบบ  $x(n)$  ซึ่งหมายความว่า สัญญาณเสียงป้อนกลับสามารถถูกลดทอน หรือถูกกำจัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ

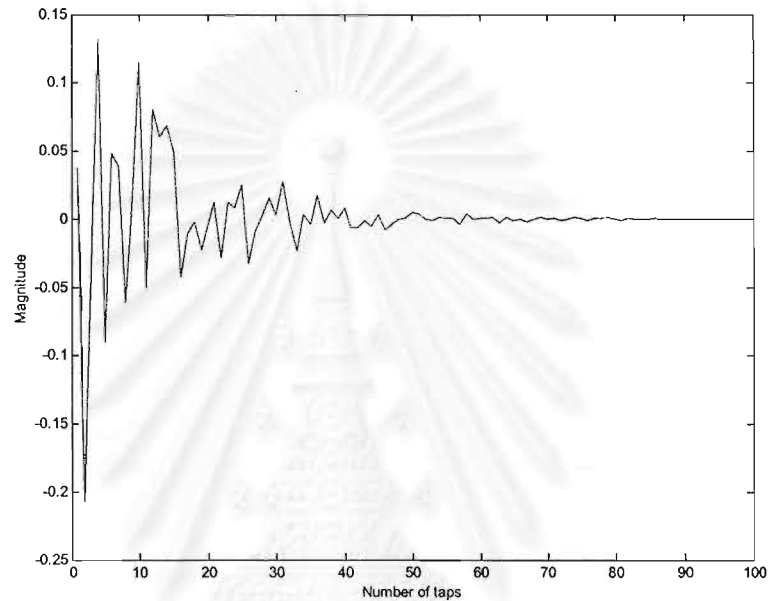
โดยปกติ วิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  $\mathbf{f}(n)$  นั้นจะขึ้นอยู่กับสภาพแวดล้อมรอบหูของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง กล่าวคือเป็นระบบที่เปลี่ยนไปตามเวลา (Time-Variant System) แต่เพื่อความง่ายในการจำลองแบบบนคอมพิวเตอร์ (Simulation) จึงสามารถอาศัยแบบจำลองของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับที่ไม่เปลี่ยนไปตามเวลา (Time-Invariant System) เพื่อจำลองวิถีป้อนกลับที่เวลาหนึ่ง สำหรับการสำรวจการทำงานของ วงจรกรองแบบปรับตัวในโครงการนี้ กำหนดให้วิถีป้อนกลับที่ใช้ในการจำลองแบบบนคอมพิวเตอร์มีแบบจำลองทางคณิตศาสตร์คือ  $\mathbf{f}(n) = \mathbf{f} = \{f_0, f_1, \dots, f_{L-1}\}$  โดยที่

$$f(i) = A \cdot m(i) \exp\{-bi\} \quad (6)$$

เมื่อ  $L$  คือจำนวนสัมประสิทธิ์ของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ

$A$  เป็นค่าคงที่ในการกำหนดขนาดวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  
 $m(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์  
 และ  $b$  แสดงถึงอัตราการลดทอน (Decay Rate)

โดยความยาวของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับเป็น  $L = 100$  ตามที่ใช้ใน [4] ดังแสดงในรูปที่ 1-5



รูปที่ 1-5 แบบจำลองของวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง

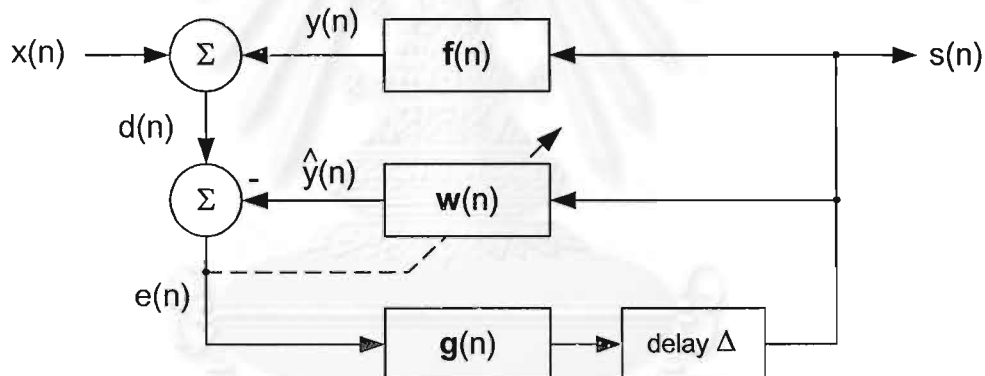
สำหรับโครงสร้างโดยทั่วไปของวงจรกรองแบบปรับตัว  $\mathbf{w}(n)$  จะอยู่ในรูปของผลตอบสนองต่ออิมพัลส์แบบจำกัด (Finite Impulse Response -- FIR) มากกว่าการใช้โครงสร้างแบบไม่จำกัด (Infinite Impulse Response -- IIR) เพื่อเสถียรภาพของระบบ [5] ในโครงการวิจัยนี้จะเลือกใช้วงจรกรองแบบปรับตัวสำหรับการจำลองวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  $\mathbf{f}(n)$  เป็นวงจรกรองที่มีโครงสร้างแบบ FIR ที่มีจำนวนสัมประสิทธิ์เป็น  $L$  ตัว คือ  $\mathbf{w}(n) = \{w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)\}$  ในโครงการนี้ระเบียบวิธีที่ใช้ในการปรับปรุงค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัว คือ ระเบียบวิธี Normalized Least Mean Square (NLMS) [5] ซึ่งมีสมการ update equation เป็นดังนี้

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\beta + \|\mathbf{s}(n)\|^2} \mathbf{e}(n)\mathbf{s}(n) \quad (7)$$

อย่างไรก็ตามปัญหาสำคัญของระบบปรับตัวข้างต้นเกิดจากการที่สัญญาณป้อนกลับ  $y(n)$  มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณเสียงขาเข้า  $x(n)$  โดยส่งผลให้สัญญาณขาออก  $s(n)$  กับสัญญาณขาเข้า  $x(n)$  ของเครื่องช่วยฟังมีความสัมพันธ์กันด้วย เป็นเหตุให้วงจรกรองแบบปรับตัว  $w(n)$  ไม่สามารถจำลองวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับ  $f(n)$  ได้ถูกต้องแม่นยำ

### 1.3 ข้อเสนอแนะในการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น

จากที่กล่าวข้างต้นจะเห็นว่าการเพิ่มสมรรถนะของเครื่องช่วยฟังสามารถทำได้โดยการลดสหสัมพันธ์ (Cross Correlation) ระหว่างสัญญาณเสียงขาเข้า  $x(n)$  และสัญญาณเสียงขาออก  $s(n)$  ของเครื่องช่วยฟัง เพื่อให้วงจรกรองแบบปรับตัวในระบบสามารถจำลองวิถีป้อนกลับได้อย่างแม่นยำ จนกระทั่งสัญญาณ  $\hat{y}(n)$  สามารถหักล้างกับสัญญาณป้อนกลับ  $y(n)$  ได้อย่างมีประสิทธิภาพ



รูปที่ 1-6 ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังที่มีการเพิ่มความหน่วงเวลา  $\Delta$

เทคนิคหนึ่งที่ถูกนำเสนอเพื่อลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณ  $x(n)$  และ  $s(n)$  อาศัยการเพิ่มความหน่วงเวลาแบบคงที่ (Fixed Delay) เข้าไปในระบบ ดังแสดงในรูปที่ 1-6 [4,6] โดยที่ความหน่วงเวลาดังกล่าวจะต้องมีค่าน้อยกว่า  $1\text{ ms}$  เพื่อให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณทั้งสองได้อย่างมีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตามก็ตีจากการจำลองแบบตามเงื่อนไขของเทคนิคข้างต้นแล้วทำการทดสอบฟังเสียงของสัญญาณขาออก  $s(n)$  พร้อมกับสัญญาณขาเข้า  $x(n)$  เพื่อจำลองกรณีผู้ใช้เครื่องช่วยฟังในหูข้างหนึ่งเพียงข้างเดียว ผู้วิจัยพบว่าวิธีนี้ถึงแม้จะส่งผลให้ระบบสามารถจำลองวิถีป้อนกลับได้

แม่นยำขึ้น แต่กลับมีผลกระทบต่อคุณภาพเสียงของสัญญาณที่ได้รับ กล่าวคือคุณภาพเสียงแย่งอย่างชัดเจน โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อความหน่วงเวลาที่เพิ่มเข้าไปในระบบมีค่ามากขึ้น เพื่อทำการเพิ่มประสิทธิภาพในการลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณทั้งสอง ทั้งนี้คุณภาพเสียงที่แย่งเป็นผลมาจากการที่ค่าผลต่างของความหน่วงเวลาของสัญญาณทั้งสองที่มาถึงหูข้างซ้ายและหูข้างขวาของผู้ฟัง (Inter-Aural Delay) มีค่ามากเกินไปกว่า  $30\text{-}200 \mu\text{s}$  ดังกำหนดไว้ใน [7] ค่าผลต่างของความหน่วงเวลาของสัญญาณทั้งสองที่มากเกินไปจนแนะนำดังกล่าวนี้จึงทำให้ผู้ฟังรับรู้ได้ถึงเวลาเหลื่อมล้ำของสัญญาณเสียงทั้งสองที่มาถึงหูแต่ละข้าง

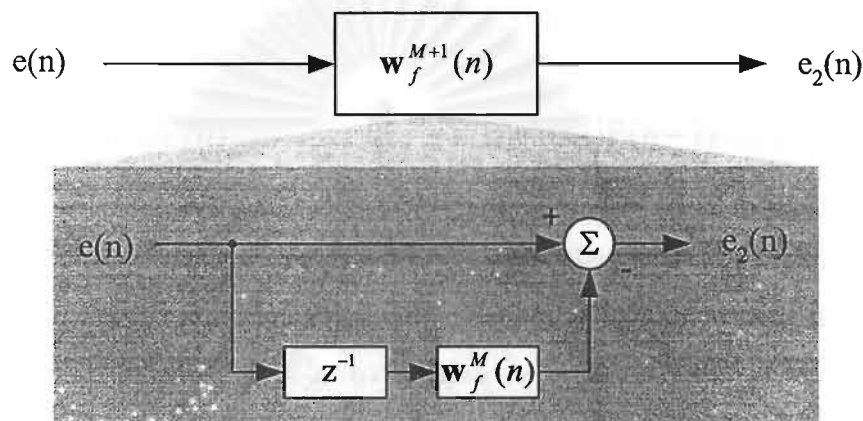
จึงเห็นได้ว่า ค่าของความหน่วงเวลาคงที่ที่จะเพิ่มให้แก่ระบบจึงควรถูกจำกัดให้มีค่าไม่เกิน  $200 \mu\text{s}$  เพื่อรักษาคุณภาพเสียงของสัญญาณออกจากเครื่องช่วยฟัง หากแต่ว่าการจำกัดค่าความหน่วงเวลาดังกล่าว จะมีผลทำให้ประสิทธิภาพในการลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและขาออกของเครื่องช่วยฟังลดลง วิธีหนึ่งในการลดค่าความหน่วงเวลาของระบบเพื่อให้ส่งผลกระทบต่อคุณภาพเสียงน้อยที่สุด แต่ยังคงรักษาระดับสหสัมพันธ์ที่ต่ำระหว่างสัญญาณ  $x(n)$  และ  $s(n)$  เพื่อการจำลองวิถีป้อนกลับที่แม่นยำ สามารถทำได้โดยอาศัยการปรับค่าความหน่วงเวลาให้เปลี่ยนไปตามเวลาด้วยวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา ที่สามารถปรับอันดับของวงจรกรองได้ต่างๆ กันตามความเหมาะสม (Higher-Order Time-Varying All-pass Filter: HO-TV-APF) [8,9] ทั้งนี้ เนื่องจากคุณสมบัติของวงจรกรองผ่านทุกความถี่มีผลกระทบเฉพาะเฟสหรือความหน่วงเวลาของสัญญาณเสียงที่ผู้ใช้ได้ยิน แต่จะไม่มีผลกระทบต่อขนาดของสัญญาณเสียง ซึ่งโดยปกติแล้วการได้ยินของมนุษย์จะไม่ได้รับผลกระทบจากเฟสที่เปลี่ยนไปมากเท่ากับการเปลี่ยนแปลงทางขนาดของสัญญาณเสียง [7,10] สำหรับการพิจารณาเลือกอันดับ ( $N$ ) ของ HO-TV-APF จะอยู่ที่ระดับความละเอียดในการปรับความหน่วงเวลารวมไปถึงความซับซ้อนที่ยอมรับได้ของระบบ โดยค่าสูงสุดของความหน่วงเวลาจะถูกควบคุมให้ต่ำกว่า  $200 \mu\text{s}$  ในโครงงานนี้จะเลือกพิจารณาอันดับของวงจรกรองที่  $N = 1, 2, 3$  เพื่อศึกษาผลของการทำงาน of ระบบได้ตามที่กำหนด เมื่อความถี่ซีกตัวอย่าง หรืออัตราการซีกตัวอย่าง (Sampling Frequency / Sampling Rate) เท่ากับ  $16 \text{ kHz}$

อย่างไรก็ดี การลู่ออกจากสถานะอยู่ตัวของวงจรกรองแบบปรับตัวที่ใช้ในระบบการกำจัดเสียงป้อนกลับภายในเครื่องช่วยฟังมีสาเหตุมาจากอีกปัจจัยหนึ่งที่สำคัญ จากการที่มีพลังงานของสัญญาณเสียงเข้าประกอบอยู่ภายในสัญญาณผิดพลาด ซึ่งใช้ในการควบคุมการปรับตัวของวงจรกรอง





แบบปรับตัว จึงทำให้วงจรแบบปรับตัวเกิดการลู่ออกจากค่าตอบที่ถูกต้องเนื่องจากว่าสัญญาณผิดพลาดมีขนาดใหญ่ ส่งผลให้ไม่สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ ดังนั้นในโครงการนี้ จึงได้นำเสนอวิธีการประมาณขนาดของสัญญาณเสียงพูดขาเข้าโดยใช้เทคนิคที่เรียกว่า การประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า (Forward Linear Predictor : FLP) เพื่อกำจัดสัญญาณที่ประมาณได้ออกจากสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง โดยบล็อกไดอะแกรมของ FLP ดังแสดงในรูปที่ 1-7



รูปที่ 1-7 บล็อกไดอะแกรมแสดงเทคนิคการประมาณเชิงเส้นไปข้างหน้า (FLP)

กำหนดให้  $M$  เป็นอันดับของการประมาณ สัญญาณเข้าของวงจร FLP จะถูกหาได้จาก

$$e_2(n) = e(n) - \sum_{j=1}^M w_f(j)e(n-j) \quad (8)$$

ซึ่งสามารถถูกมองได้ว่าเป็นสัญญาณขาออกจากวงจรกรองที่สร้างสัญญาณผิดพลาดในการประมาณ (Prediction Error Filter) ซึ่งมีสัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณผิดพลาด  $e(n)$  และมีสัมประสิทธิ์ดังแสดงในเวกเตอร์  $\mathbf{w}_f^{M+1}(n) = [1 - w_{f,1}(n) - w_{f,2}(n) \dots - w_{f,M}(n)]^T$  ที่มีจำนวน  $M+1$  ตัว สำหรับสัมประสิทธิ์ในการประมาณจะถูกปรับตัวทุกๆ เวลา  $n$  ดังนี้

$$\mathbf{w}_f^M(n+1) = \mathbf{w}_f^M(n) + \mathbf{k}(n)e_2(n) \quad (9)$$

ค่าเวกเตอร์อัตราขยายคาลมัน (Kalman Gain Vector) หาได้จาก

$$\mathbf{k}(n) = \frac{\boldsymbol{\pi}(n)}{\lambda + \mathbf{e}^T(n-1)\boldsymbol{\pi}(n)} \quad (10)$$

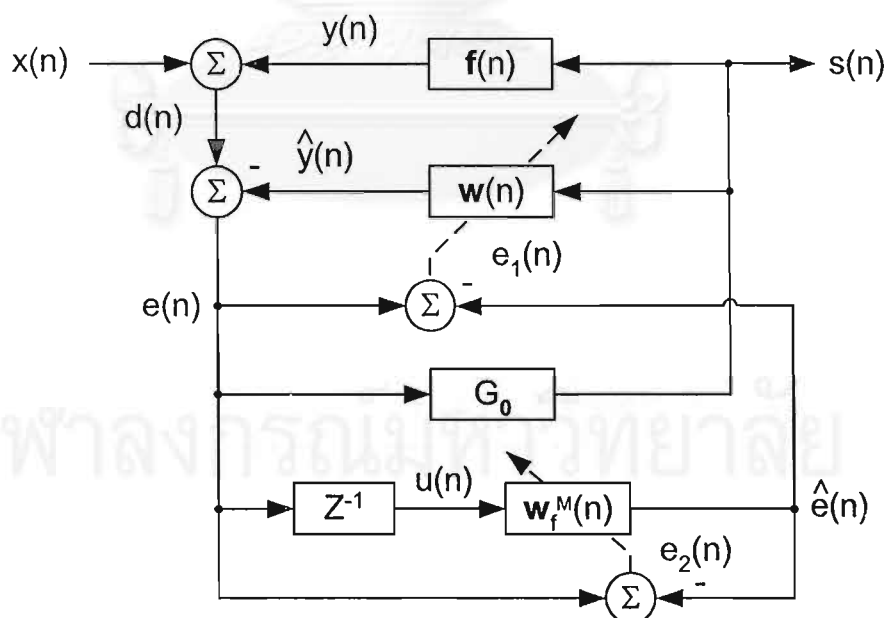
โดยที่

$$\boldsymbol{\pi}(n) = \mathbf{P}(n-1)\mathbf{e}(n) \quad (11)$$

และ

$$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1}(\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\mathbf{e}^T(n))\mathbf{P}(n-1) \quad (12)$$

เป็นเมตริกซ์อินเวอร์สของเมตริกซ์สหสัมพันธ์ (Inverse of the Autocorrelation Matrix) ของสัญญาณเข้า  $e(n)$  และ  $\mathbf{I}_M$  เป็นเมตริกซ์เอกลักษณ์ (Identity Matrix) ขนาด  $M \times M$  สำหรับค่าของ forgetting factor จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของสัญญาณเข้า  $e(n)$  โดยควรอยู่ในช่วง  $0 << \lambda < 1$  ดังนั้น เมื่อนำวงจร FLP มาประยุกต์ใช้ร่วมกับระบบ AFC บล็อกไดอะแกรมของการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับจะกลายเป็นดังรูปที่ 1-8



รูปที่ 1-8 ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังที่ใช้วงจร FLP

สำหรับความซับซ้อนในการคำนวณของวงจร FLP คิดเป็นอันดับของ  $O(M^2)$  เมื่อ  $M$  เป็นอันดับของการประมาณ โดยพิจารณาที่ค่าการคูณจำนวนจริงต่อสัญญาณเข้า 1 ค่า (Real Multiplication (RMP) per input sample) ดังแสดงในตารางที่ 1-1 ซึ่งโดยปกติ อันดับของการประมาณสัญญาณเสียงพูด จะอยู่ในช่วงของ  $2 < M < 18$  โดยในโครงการนี้เลือกอันดับของการประมาณเป็น  $M = 10$

ดังนั้น เมื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ AFC ที่ใช้ระเบียบวิธี NLMS ดังแสดงในตารางที่ 1-2 ที่มี  $L = 100$  จะเห็นว่าความซับซ้อนในการคำนวณที่เพิ่มขึ้นสำหรับการเพิ่มวงจร FLP เข้าไปในระบบ AFC ถ้าคิดเฉพาะการคูณจำนวนจริง คิดเป็น 163 % ของระบบ AFC เดิม ทั้งนี้ค่า RMP ที่เพิ่มขึ้นอาจมีสัดส่วนน้อยกว่านี้ได้ถ้าหากทำการเลือกค่าอันดับของการประมาณสัญญาณเสียงพูด ( $M$ ) ที่มีค่าน้อยกว่านี้ หากแต่ว่าประสิทธิภาพในการประมาณสัญญาณเสียงพูดก็จะลดลงด้วย

ตารางที่ 1-1 ค่าความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับวงจร FLP

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

ตารางที่ 1-2 ค่าความซับซ้อนในการคำนวณสำหรับระเบียบวิธี NLMS

	x	+/-
$e(n) = x(n) + (\mathbf{f}(n) - \mathbf{w}(n))^T \mathbf{s}(n)$	L	L
$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\beta + \ \mathbf{s}(n)\ ^2} e(n) \mathbf{s}(n)$	L+3	L+1
<b>Total</b>	<b>2L+3</b>	<b>2L+1</b>

นอกจากนี้ การกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับโดยใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีการทำงานในโดเมนความถี่ (Frequency-Domain) จะได้ถูกนำมาศึกษาเพื่อลดความซับซ้อนในการคำนวณ (Computational Complexity) เมื่อเทียบกับระบบที่มีการทำงานในโดเมนเวลา [4] หรือแม้กระทั่งการศึกษาโครงสร้างเป็นช่วงย่อย (Subband Structure) ของวงจรกรองแบบปรับตัว [11,12] เพื่อเพิ่มความสามารถในการปรับแต่งการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟังในช่วงความถี่ต่างๆในปริมาณที่ต่างกัน เนื่องจากปัญหาการสูญเสียการได้ยินของผู้ใช้เครื่องช่วยฟังไม่ได้มีค่าเท่ากันทุกช่วงความถี่

โดยสรุปแล้ว การพัฒนาประสิทธิภาพการทำงานของเครื่องช่วยฟังสามารถทำได้โดยการลดสัญญาณเสียงป้อนกลับด้วยวงจรกรองแบบปรับตัวที่มีระบบการปรับตัวแบบต่อเนื่อง ทำให้สามารถเพิ่มพิสัยพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟังได้ตามความต้องการของผู้ใช้ โดยปราศจากเสียงหวีดรบกวนการได้ยิน ในโครงการนี้วิธีที่นำเสนอในการลดความสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังเพื่อให้วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถจำลองวิถีของสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างใกล้เคียงมากขึ้น คือ การใช้ HO-TV-APF ในการสร้างความหน่วงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลาให้แก่ระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของอุปกรณ์ ซึ่งไม่เพียงแต่จะลดสหสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังได้อย่างมีประสิทธิภาพ หากแต่ว่าวิธีนี้จะสามารถรักษาไว้ซึ่งคุณภาพของสัญญาณเสียงออกของเครื่องช่วยฟังให้คงคุณภาพใกล้เคียงกับสัญญาณเสียงขาเข้ามากที่สุด ทั้งนี้การใช้วงจรกรองแบบปรับตัวที่ทำงานในโดเมนความถี่ หรือที่มีโครงสร้างเป็นช่วงย่อย (Subband Structure) ยังสามารถลดความซับซ้อนในการคำนวณเมื่อเทียบกับระบบการกำจัดสัญญาณเสียง

ป้อนกลับที่ทำงานในโดเมนเวลา และยังสามารถเลือกกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในช่วงความถี่ต่างๆ เพื่อความเหมาะสมของการปรับแต่งเครื่องช่วยฟังสำหรับผู้ใส่แต่ละคนได้อีกด้วย

#### 1.4 วัตถุประสงค์ของโครงการวิจัย

- 1) พัฒนาประสิทธิภาพการทำงานเชิงช่วงพลวัตของอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง โดยการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับที่เกิดในอุปกรณ์และทำการลดปัญหาความสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง
- 2) รักษาไว้ซึ่งคุณภาพเสียงของสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังเมื่อทำการลดปัญหาความสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออก หรือเมื่อทำการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ โดยไม่ทำให้ผู้ใช้สังเกตได้ถึงคุณภาพเสียงที่เปลี่ยนไปหรือด้อยลง
- 3) เพิ่มความสามารถในการปรับแต่งการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟังในช่วงความถี่ต่างๆ ในปริมาณที่ต่างกัน โดยอาศัยวงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างการทำงานแบบช่วงความถี่ย่อย เพื่อให้เกิดความเหมาะสมของผู้ใช้แต่ละคนที่มีปัญหาการสูญเสียการได้ยินที่ต่างกันในแต่ละช่วงความถี่

## บทที่ 2

### วิธีการดำเนินการวิจัย

โครงการวิจัยนี้ได้ถูกแบ่งออกเป็น 4 ระยะย่อยๆ ดังแสดงในตารางที่ 2-1 ดังนี้

ตารางที่ 2-1 แผนงานการดำเนินการวิจัยของโครงการภายในระยะเวลา 12 เดือน

กิจกรรม	ระยะเวลาปฏิบัติการ					
	เดือน	เดือน	เดือน	เดือน	เดือน	เดือน
	1-2	3-4	5-6	7-8	9-10	11-12
1. การศึกษาโครงสร้างและการจำลองการทำงานของระบบเครื่องช่วยฟัง						
2. การวิเคราะห์เชิงทฤษฎีและจำลองแบบการทำงานของระบบบนคอมพิวเตอร์						
3. การพัฒนากระบวนการวิธีสำหรับการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังและการพิสูจน์สมรรถนะของวิธีที่นำเสนอ						
4. บทสรุป						

ในช่วงแรกของโครงการได้ทำการศึกษางานวิจัยและเทคนิคต่างๆ ที่มีการนำเสนอแล้ว เพื่อทำการจำลองระบบการกำจัดศึกษางานวิจัยและเทคนิคต่างๆ ที่มีการนำเสนอแล้ว โดยทำการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ผ่านทางโปรแกรม MATLAB

สำหรับสัญญาณเสียงเข้าของเครื่องช่วยฟังในการทดลอง ได้เลือกใช้เป็นสัญญาณเสียงพูด โดยทำการอัดเสียงพูดจำนวนหนึ่งผ่านโปรแกรม Cool Edit Pro ที่มีอยู่แล้วในคอมพิวเตอร์ และมีสถานะ

แวกด์ลุ่มเป็นแบบไม่มีเสียงรบกวน ส่วนการเพิ่มสัญญาณเสียงรบกวนให้กับสัญญาณเสียงเข้าของเครื่องช่วยฟังเพื่อทำการจำลองสถานะแวกด์ลุ่มต่างๆ ในบริเวณโดยรอบของผู้ใช้ให้สมจริงนั้น ทำโดยการเพิ่มสัญญาณรบกวนขาวเข้าไปในระบบด้วย ซึ่งในโครงการวิจัยนี้จะใช้การสร้างสัญญาณดังกล่าวบนคอมพิวเตอร์ (ผ่านทางคำสั่ง “randn” ในโปรแกรม MATLAB)

จากนั้น เพื่อวิเคราะห์ปัญหาที่เกิดขึ้นกับระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง จึงทำการเขียน m-file ในโปรแกรม MATLAB เพื่อจำลองการทำงานของระบบกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ โดยใช้ระเบียบวิธี NLMS [5] ในการควบคุมการทำงานและการปรับตัวของวงจรกรองแบบปรับตัว สำหรับสมการที่ใช้ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวเมื่อใช้ระเบียบวิธี NLMS เป็นไปดังสมการที่ (7) โดยจะกล่าวถึง ณ ที่นี้เพื่อความสะดวกต่อการอธิบาย คือ

$$\mathbf{w}(n+1) = \mathbf{w}(n) + \frac{\mu}{\beta + \|\mathbf{s}(n)\|^2} e(n)\mathbf{s}(n) \quad (13)$$

เมื่อ  $\mu$  คือค่าช่วงก้าว (step-size) ของระเบียบวิธี NLMS ที่ใช้ในการปรับการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัว และ  $\beta$  เป็นค่าคงที่เล็กๆ เพื่อป้องกันการลู่ออกของวงจรกรองแบบปรับตัวเมื่อขนาดของสัญญาณเสียง  $s(n)$  มีขนาดเล็กมากในช่วงหนึ่งๆ

การศึกษาเปรียบเทียบประสิทธิภาพการทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวในการทดลอง จะหาผ่านทางค่า Weight Error Vector Norm (WEVN) ดังสมการต่อไปนี้

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

โดยจะศึกษาผลของการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับเมื่อเทคนิคที่ใช้ในการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังมี 2 เทคนิค คือ การใช้ความหน่วงเวลาคงที่ และการใช้ความหน่วงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลา และทำการเปรียบเทียบกับกรณีที่ไม่มีการลดสหสัมพันธ์ของ

สัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนแปลงตามเวลาอันดับต่าง ๆ [8,9] มีสมการที่เกี่ยวข้อง คือ

$$A(z, n) = \frac{\sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-(N-i)} + z^{-N}}{1 + \sum_{i=1}^N \alpha_i(n) z^{-i}} \quad (15)$$

$$\alpha_i(n) = \alpha_{i,int} + r_i(n) \quad (16)$$

เมื่อ  $\alpha_{i,int}$  เป็นค่าเริ่มต้นของพารามิเตอร์

ในด้านคุณภาพของสัญญาณเสียงออกจากเครื่องช่วยฟัง จะพิจารณาถึงการรับรู้ด้านสเตอริโอ (Stereo Perception) โดยคำนึงถึงกรณีที่มีปัญหาการได้ยินมีความจำเป็นในการใช้เครื่องช่วยฟังในหูข้างหนึ่งเท่านั้น ดังนั้นความหน่วงเวลาจะมีผลต่อสัญญาณเสียงออกจากเครื่องช่วยฟังที่มาถึงหูของผู้ใช้เพียงข้างเดียว ในการทดสอบคุณภาพเสียงจึงต้องมีการสร้างสัญญาณแบบสเตอริโอขึ้นมาจากสัญญาณเสียงออกจากเครื่องช่วยฟังกับสัญญาณหนึ่งช่องสัญญาณ ซึ่งจำลองสัญญาณตามปกติที่มาถึงหูอีกข้างหนึ่งที่ไม่ใช่เครื่องช่วยฟัง

การทดสอบที่ใช้ในโครงการวิจัยนี้ คือ Mean Opinion Score (MOS) Testing โดยให้ผู้ทำการทดสอบ MOS Testing นี้รับฟังสัญญาณเสียงแบบสเตอริโอแต่ละชุดที่ต้องการทดสอบ และให้คะแนนแก่คุณภาพเสียงของสัญญาณแบบสเตอริโอชุดนั้นๆ (หรือเรียกว่าการให้เกรด) เมื่อความสัมพันธ์ของคุณภาพเสียงกับคะแนนจาก 1 ถึง 5 ถูกอธิบายดังตารางที่ 2-2

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ตารางที่ 2-2 คุณภาพของสัญญาณเสียงตามคะแนนต่างๆ ที่ให้กับการทดสอบ MOS Testing

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

(แหล่งที่มา [15])

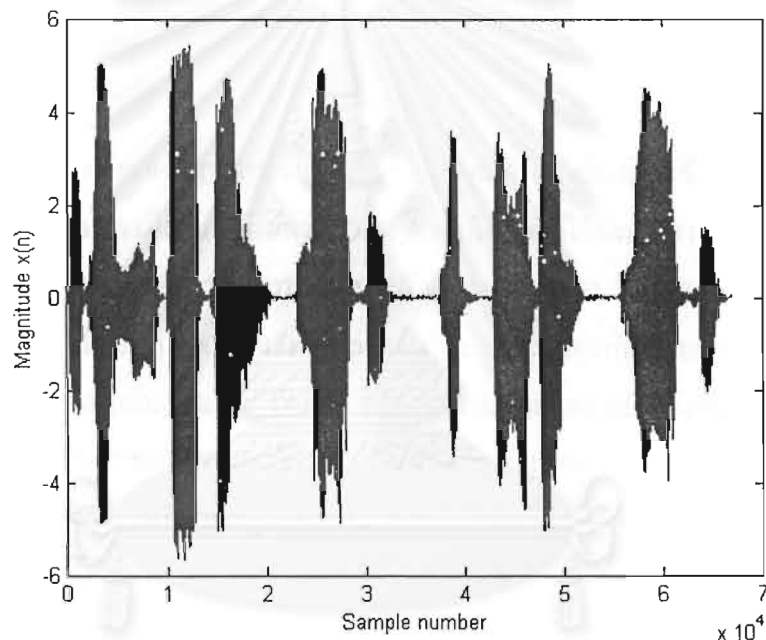
โดยในโครงการวิจัยนี้ จะทำการทดสอบกับผู้ทดสอบทั่วไปจำนวน 25 คน ซึ่งผู้ทดสอบแต่ละคนจะไม่ทราบเกี่ยวกับข้อมูลหรือลักษณะต่างๆ ของสัญญาณเสียงที่ทำการทดสอบ MOS Testing ผู้ทดสอบจะทำการให้คะแนนแก่สัญญาณเสียงแต่ละชุด ทีละครั้ง โดยไม่ขึ้นอยู่กับหรือมีการเปรียบเทียบคุณภาพเสียงของสัญญาณเสียงชุดอื่นๆ ที่ทำการทดสอบ กล่าวคือ ทำการให้คะแนนแบบอิสระ (Individually)

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 3

### ผลการวิจัย

การทดลองในส่วนแรกจะเป็นการศึกษาผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆของ HO-TV-APF ที่มีต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเสียงที่ทำการทดสอบ โดยสัญญาณเสียงที่ใช้ในการทดสอบ ซึ่งเป็นสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง เป็นสัญญาณเสียงพูดว่า “สถานีต่อไป หมอชิต Next station Mor Chit” ที่มีความถี่ซีกตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3-1



รูปที่ 3-1 สัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง

สำหรับการเลือกความถี่ซีกตัวอย่างก็เป็นส่วนสำคัญในการทดลอง ปกติแล้วความถี่ซีกตัวอย่างในเครื่องช่วยฟังสามารถเลือกใช้เป็น 8 kHz ก็เพียงพอแล้วที่จะทำให้สัญญาณเสียงออกจากเครื่องช่วยฟังมีคุณภาพดีแก่ผู้ใช้ อย่างไรก็ตาม การเลือกความถี่ซีกตัวอย่างเป็น 16 kHz ในโครงการวิจัยนี้ จะมีผลให้คุณภาพเสียงของสัญญาณเข้าและออกจากเครื่องช่วยฟังมีคุณภาพที่ดีขึ้นกว่าเมื่อเลือกความถี่ซีกตัวอย่างเป็น 8 kHz แต่ทั้งนี้ ระบบที่ทำการทดลองในโครงการวิจัยนี้จะต้องได้รับการปรับปรุงเพื่อลดความซับซ้อนทั้งหมดของระบบก่อนการนำไปประยุกต์เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในเครื่องช่วยฟังจริง

เนื่องจากความถี่ซีกต์อย่างที่สูงขึ้นจะส่งผลให้ระบบมีความซับซ้อนในการคำนวณที่เพิ่มมากขึ้นด้วย วงจรมีขนาดใหญ่ขึ้น และกินพลังงานมากขึ้น

จากนั้นจึงได้ทำการศึกษาถึงประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟัง ของระบบ AFC แบบดั้งเดิม (Conventional) โดยจะทำการเปรียบเทียบกับผลของการใช้ความหน่วง เวลาเข้าช่วยแก้ปัญหาสัมพันธ์กันของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง โดยจะศึกษา ทั้งการใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ และความหน่วงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลาโดยอาศัย HO-TV-APF ผ่านทางค่า WEVN ที่หาได้ดังสมการที่ (13)

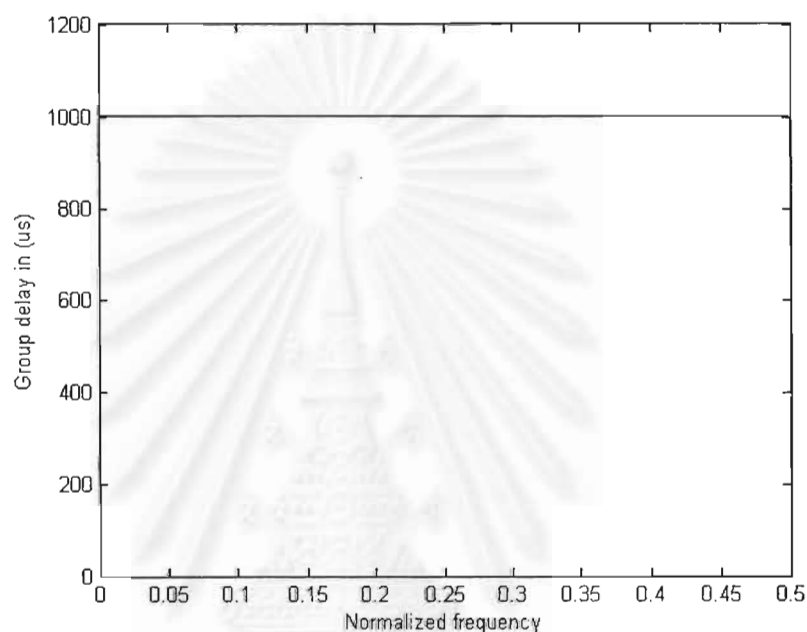
### 3.1 ผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่มีต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณ

เนื่องจากค่าผลต่างของความหน่วงเวลาของสัญญาณทั้งสองที่มาถึงหูซ้ายและหูขวาของผู้ฟัง (Inter-Aural Delay) ไม่ควรมีค่ามากเกินไปกว่า  $200 \mu s$  เพื่อรักษาไว้ซึ่งคุณภาพเสียงให้เหมือนเดิมมากที่สุด การทดลองในขั้นต้นจึงทำการทดสอบผลของตัวแปรต่างๆ ของ HO-TV-APF ต่อค่าความหน่วง เวลาของสัญญาณสเตอริโออื่นๆ โดยค่าผลต่างของความหน่วงเวลาของสัญญาณสเตอริโอชุดหนึ่งๆ จะหา ได้จากค่าความหน่วงเวลากลุ่ม (Group Delay) ของสัญญาณขาออกจากเครื่องช่วยฟังตามรูปที่ 1-5 ได้ โดยไม่จำเป็นต้องหาผลต่างของความหน่วงเวลา เนื่องจากสัญญาณอีกช่องสัญญาณหนึ่งของสัญญาณ สเตอริโอชุดนั้นๆ หรือสัญญาณที่มาถึงหูอีกข้างหนึ่งที่ไม่ได้ใช้เครื่องช่วยฟัง ไม่มีค่าความหน่วงเวลากลุ่ม หรือความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณในหูข้างปกติมีค่าเท่ากับศูนย์

การศึกษาค่าความหน่วงเวลา จะแบ่งออกเป็นกรณีต่างๆ คือ ค่าความหน่วงเวลาคงที่เท่ากับ 1 ms ดังกำหนดไว้ใน [4,6] ความหน่วงเวลาที่เปลี่ยนไปตามเวลาเมื่ออาศัยวงจรกรองผ่านทุกความถี่ แบบเปลี่ยนตามเวลา (HO-TV-APF) ที่อันดับ (N) ต่างๆ ดังต่อไปนี้

### 3.1.1 กรณีความหน่วงเวลาคงที่

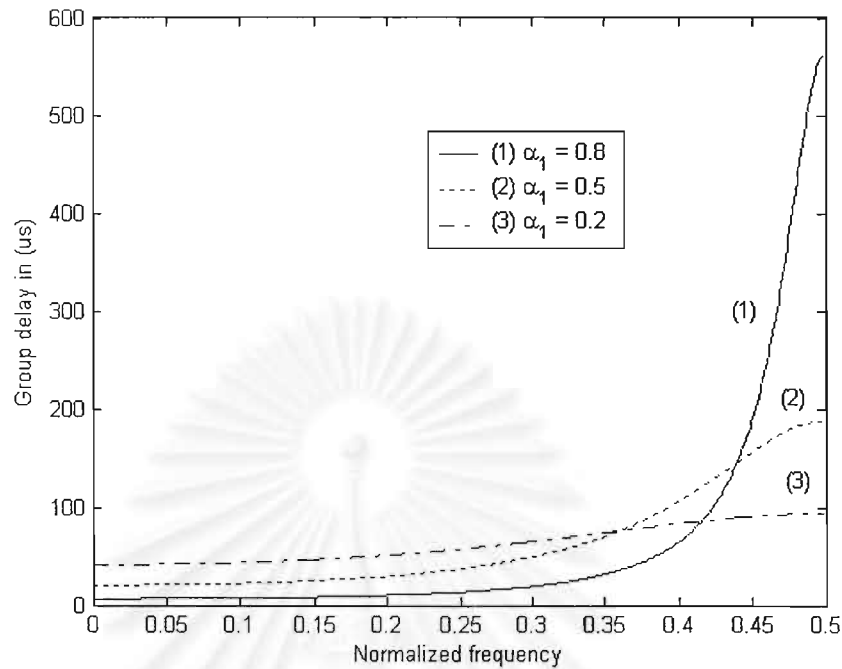
กำหนดให้ค่าความหน่วงเวลามีค่าคงที่เท่ากับ 1 ms หรือคิดเป็น 1000  $\mu\text{s}$  ดังกำหนดไว้ใน [4,6] โดยสามารถสังเกตได้จากกราฟในรูปที่ 3-2 ว่าค่าความหน่วงเวลากลุ่มมีค่าเท่ากับ 1000  $\mu\text{s}$  ตลอดทุกช่วงความถี่



รูปที่ 3-2 ค่าความหน่วงเวลากลุ่มที่คงที่ตลอดเวลา

### 3.1.2 กรณีความหน่วงเวลาเปลี่ยนไปตามเวลา

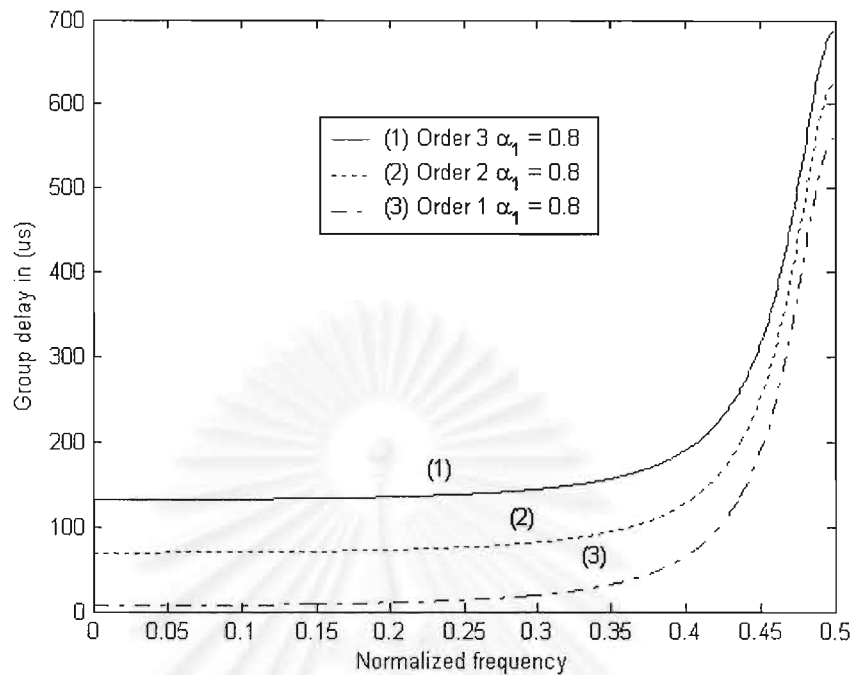
เมื่ออันดับของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลา HO-TV-APF เป็น  $N = 1$  และให้ค่า  $\alpha_{1, \text{int}}$  (จากสมการที่ 9 และ 10) มีค่าเพิ่มขึ้น ค่าความหน่วงเวลา ณ เวลา  $n$  จะเพิ่มขึ้นในช่วงความถี่สูงคือช่วง 0.4 – 0.5 ของ Normalized frequency ซึ่งหมายถึงช่วงความถี่ 6.4 – 8 kHz ของข้อมูลสัญญาณเสียงที่เกี่ยวข้อง โดยความถี่ที่ใช้ในการชักตัวอย่างเท่ากับ 16 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3-3 ดังนั้นค่าผลต่างของความหน่วงเวลาจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ส่งผลให้ระบบสามารถลดความสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังได้ดีมากขึ้น



รูปที่ 3-3 ผลของการเปลี่ยนค่า  $\alpha_{int}$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม  
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับหนึ่ง ( $N = 1$ )

เมื่ออันดับของวงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนตามเวลาถูกเพิ่มขึ้นเป็น  $N = 2$  และ  $N = 3$  จะทำให้เกิดความง่าย และคล่องตัวในการปรับค่าความหน่วงเวลาของสัญญาณ กล่าวคือ จำนวนพารามิเตอร์ต่างๆ ในการปรับค่าความหน่วงเวลามีมากขึ้น

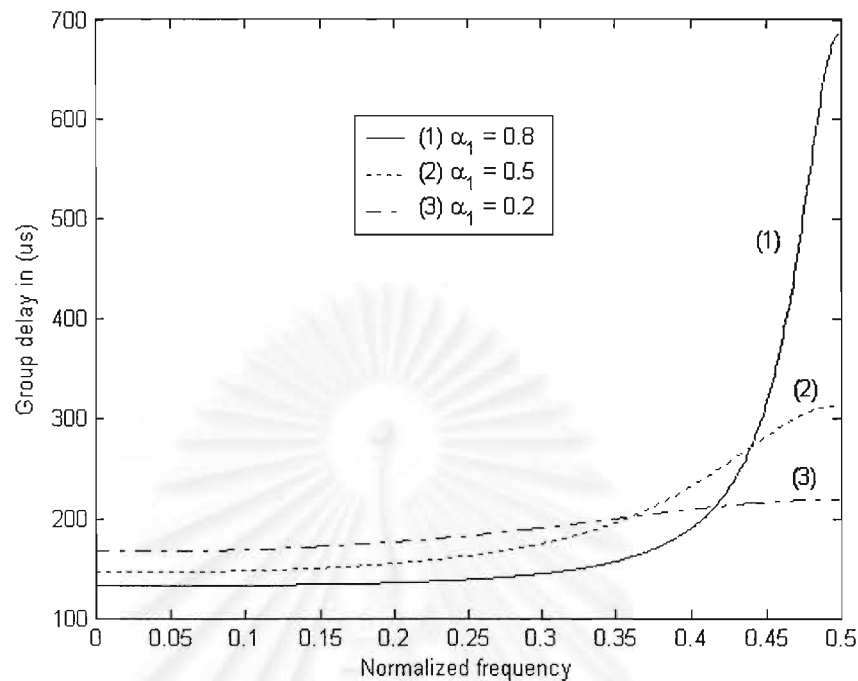
สำหรับกรณีที่อันดับของวงจรผ่านทุกความถี่เป็น  $N = 3$  ในขั้นต้นจะทำการปรับค่าพารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$  เพื่อศึกษาผลของการเพิ่มอันดับของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มของระบบ โดยไม่รวมผลของการปรับค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ ที่เหลือ กล่าวคือ กำหนดให้พารามิเตอร์  $\alpha_2(n)$  และ  $\alpha_3(n)$  มีค่าเท่ากับศูนย์ จากรูปที่ 3-4 จะเห็นว่าผลของการเพิ่มอันดับของ HO-TV-APF โดยที่ค่าพารามิเตอร์  $\alpha_{int} = 0.8$  ในทุกกรณีของอันดับ  $N$  จะทำให้ค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณที่ผ่าน HO-TV-APF ในช่วงความถี่ต่ำกว่า 0.4 เท่าของ Normalized frequency มีค่าสูงขึ้น ส่งผลให้ระบบสามารถลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณได้ดีขึ้นด้วย



รูปที่ 3-4 ค่าความหน่วงเวลากลุ่มที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับต่างๆ  
เมื่อกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์  $\alpha_{1,int} = 0.8$  ตลอดทุกอันดับ

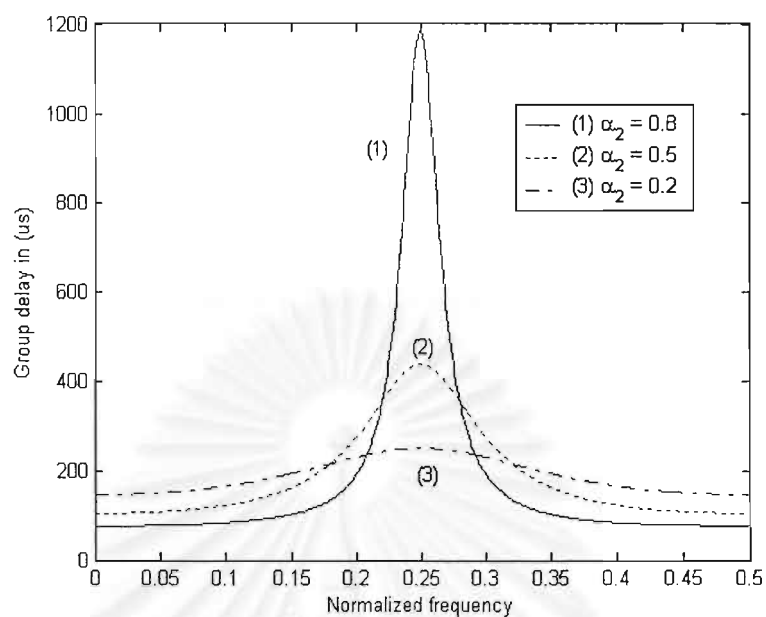
จากนั้นทำการศึกษาผลของพารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$ ,  $\alpha_2(n)$  และ  $\alpha_3(n)$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณ เมื่ออันดับของวงจรผ่านทุกความถี่เป็น  $N = 3$  โดยทำการศึกษาพารามิเตอร์ที่ละตัวผ่านทางค่าเริ่มต้น  $\alpha_{1,int}$ ,  $\alpha_{2,int}$  และ  $\alpha_{3,int}$  และกำหนดให้ค่าพารามิเตอร์อื่น ๆ เท่ากับศูนย์ ผลการศึกษาสามารถแสดงได้ว่า ค่าของพารามิเตอร์  $\alpha_1$  ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเมื่อพารามิเตอร์อื่นมีค่าเป็นศูนย์ ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณอย่างแปรผันตรง โดยเฉพาะในช่วงความถี่สูงของสัญญาณ คือช่วง 0.4 – 0.5 ของ Normalized frequency ดังแสดงในรูปที่ 3-5

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

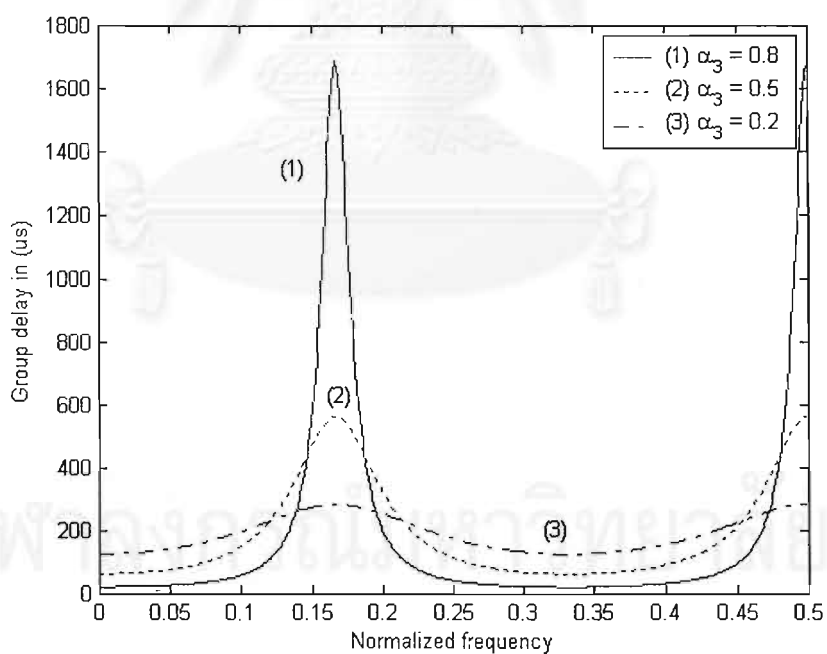


รูปที่ 3-5 ผลของการปรับค่า  $\alpha_1(\omega)$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม  
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )

นอกจากนี้ ค่าของพารามิเตอร์  $\alpha_2$  ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาเพียงตัวเดียว จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณอย่างแปรผันตรงโดยเฉพาะในช่วงความถี่กลางของสัญญาณ คือช่วง 0.2 – 0.3 ของ Normalized frequency ดังแสดงในรูปที่ 3-6 และผลของการปรับค่าของพารามิเตอร์  $\alpha_3$  อย่างเดียวให้เปลี่ยนแปลงตามเวลา จะทำให้ค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงอย่างแปรผันตรงโดยเฉพาะในช่วงความถี่ต่ำๆ ของสัญญาณ คือช่วง 0.1 – 0.2 ของ Normalized frequency ดังแสดงในรูปที่ 3-7



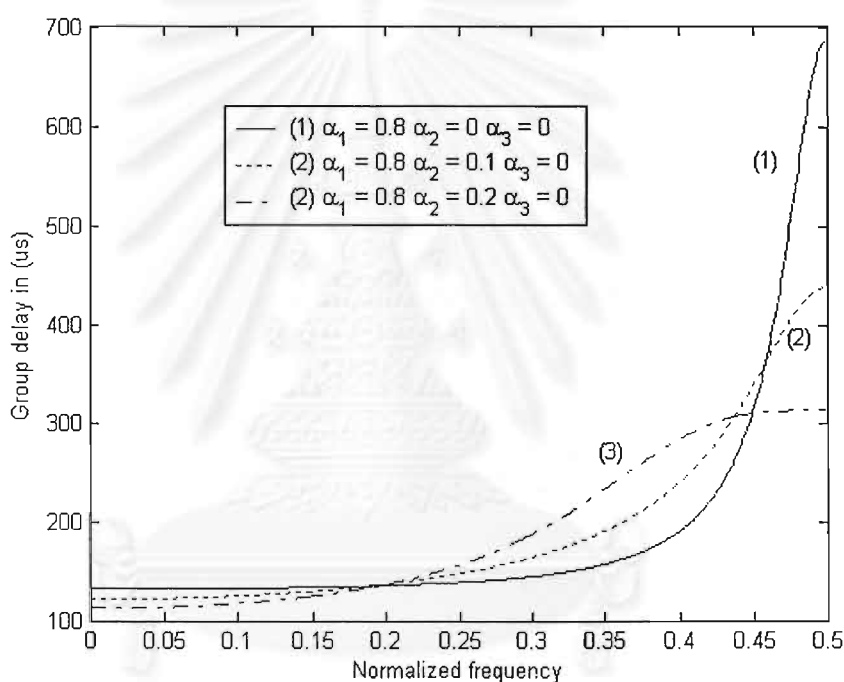
รูปที่ 3-6 ผลของการปรับค่า  $\alpha_2(n)$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม  
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )



รูปที่ 3-7 ผลของการปรับค่า  $\alpha_3(n)$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม  
เมื่อใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )

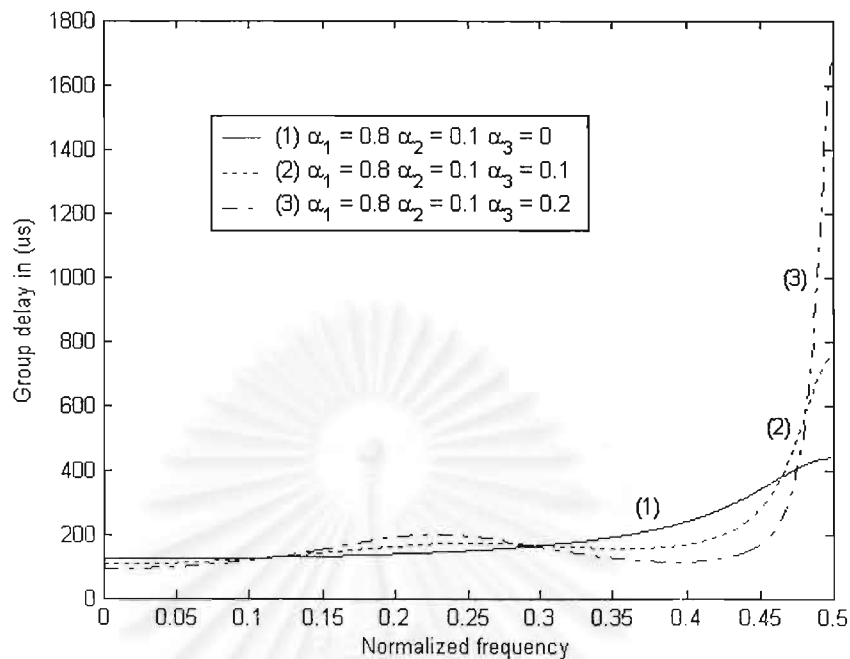


นอกจากนี้ ได้ทำการศึกษาผลของการปรับค่าพารามิเตอร์  $\alpha_2(n)$  เพียงตัวเดียว ในกรณีที่ใช้ วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$  มีค่าคงที่ตลอดการทดลอง และ ได้ทำการศึกษาการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์  $\alpha_3(n)$  อย่างเดียว เมื่อกำหนดให้พารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$  และ  $\alpha_2(n)$  ไม่มีการเปลี่ยนแปลงตลอดการทดลอง จากผลการทดลองทั้งสองนี้ ดังแสดงในรูปที่ 3-8 และ 3-9 ตามลำดับ สามารถสรุปได้ว่า การปรับค่าพารามิเตอร์  $\alpha_2(n)$  และ  $\alpha_3(n)$  ในกรณี  $N = 3$  จะทำให้เกิดผลกระทบต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มที่ค่อนข้างน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับ พารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$



รูปที่ 3-8 ผลของการปรับค่า  $\alpha_2(n)$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม โดยให้  $\alpha_1(n) = 0.8$  มีค่าคงที่ตลอดเวลา ในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3-9 ผลของการปรับค่า  $\alpha_3(n)$  ต่อค่าความหน่วงเวลากลุ่ม โดยให้  $\alpha_1(n) = 0.8$  มีค่าคงที่ตลอดเวลา และ  $\alpha_2(n) = 0.1$  คงที่ตลอดเวลาในกรณีที่ใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่อันดับสาม ( $N = 3$ )

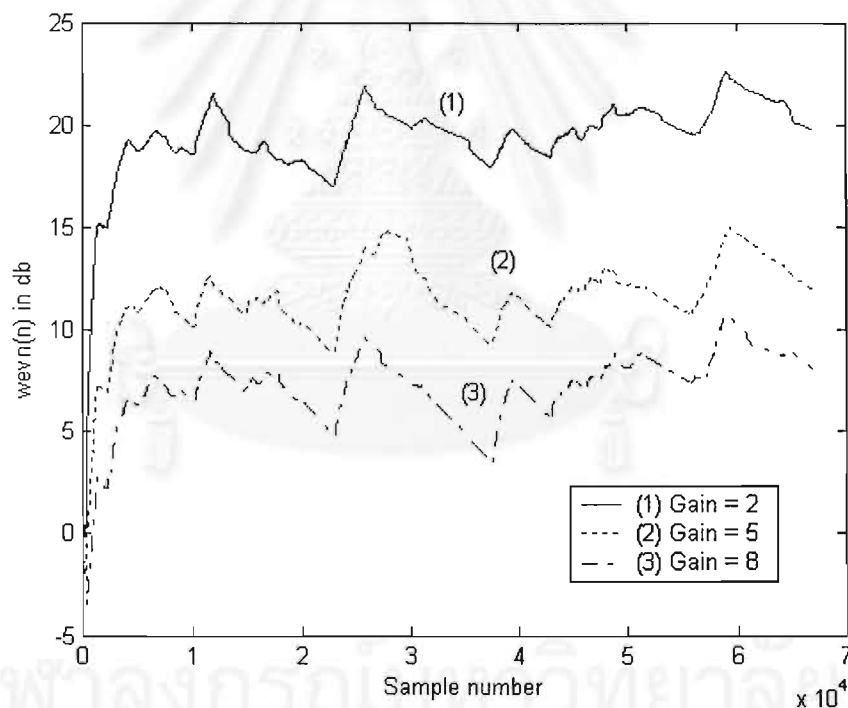
จากการที่สัญญาณเสียงพูดของมนุษย์จะมีข้อมูล (Information) สำคัญ ๆ อยู่ในช่วงความถี่ประมาณ 300-3400 Hz ดังนั้นช่วงความถี่ของเสียงพูดจะอยู่ที่ประมาณ 0.025 - 0.2125 ของ Normalized frequency เมื่อความถี่ซีกต์ว่าที่ใช้ในการทดลองนี้เป็น  $f_s = 16000$  Hz จากการศึกษาผลกระทบของค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ข้างต้น ดังผลการทดลองที่แสดงในรูปที่ 3-5 ถึง 3-9 จะสามารถสรุปได้ว่าการปรับค่าของพารามิเตอร์  $\alpha_2(n)$  หรือ  $\alpha_3(n)$  มีผลกระทบอย่างมากต่อสัญญาณเสียงในช่วงที่มีข้อมูลหลัก คือ 1 kHz จึงอาจส่งผลให้เกิดผลกระทบต่อคุณภาพเสียง ดังนั้นการปรับค่าของพารามิเตอร์ของ  $\alpha_2(n)$  และ  $\alpha_3(n)$  ให้เปลี่ยนไปตามเวลา จึงควรอยู่ในช่วงจำกัดที่ต่ำเพื่อควบคุมการรบกวนคุณภาพเสียงให้น้อยที่สุด

สำหรับผลของการปรับค่าพารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$  ให้มีค่าสูงขึ้นจะส่งผลให้ค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเสียงเพิ่มขึ้นในช่วงของความถี่สูงโดยเฉพาะ ซึ่งอยู่เกินกว่าค่า 0.4 ของ Normalized frequency จึงไม่ส่งผลกระทบต่อข้อมูลสัญญาณเสียงในช่วงความถี่หลัก โดยค่าความหน่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นนี้จะส่งผลให้ระบบสามารถลดคสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง

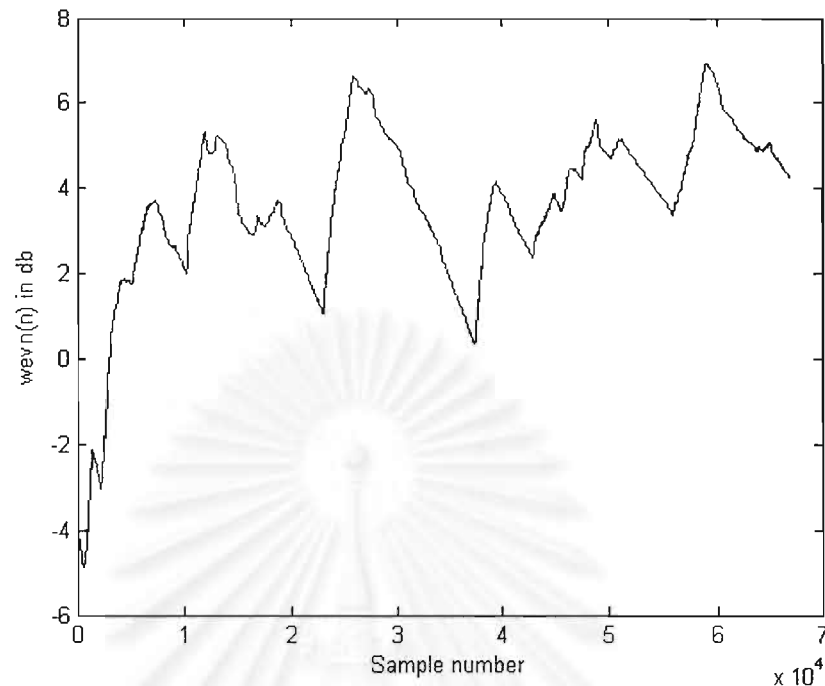
ได้เพิ่มขึ้น และไม่เกิดผลกระทบรุนแรงต่อคุณภาพเสียงของสัญญาณอีกด้วย ดังนั้นการเลือกปรับค่าพารามิเตอร์  $\alpha_1(n)$  นี้จึงสามารถทำได้มากกว่าการปรับค่าของพารามิเตอร์ตัวอื่นๆ

### 3.2 การทดสอบประสิทธิภาพของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ

ในการทดลองเพื่อศึกษาสมรรถนะของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับนั้น ได้เลือกใช้สัญญาณเสียงขาเข้าของระบบเป็นสัญญาณเสียงพูด ดังแสดงในรูปที่ 3-1 และทำการจำลองระบบการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1-5 โดยยังไม่มีการใช้ความหน่วงเวลาเข้าช่วยแก้ปัญหาสหสัมพันธ์กันของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟัง ผลการทดลองในเชิง WEVN ถูกแสดงในรูปที่ 3-10 และ 3-11



รูปที่ 3-10 ค่า WEVN เมื่อใช้เครื่องช่วยฟังที่ใช้ระบบ AFC แบบดั้งเดิม มีอัตราขยาย  $G_0$  ต่างๆ กัน

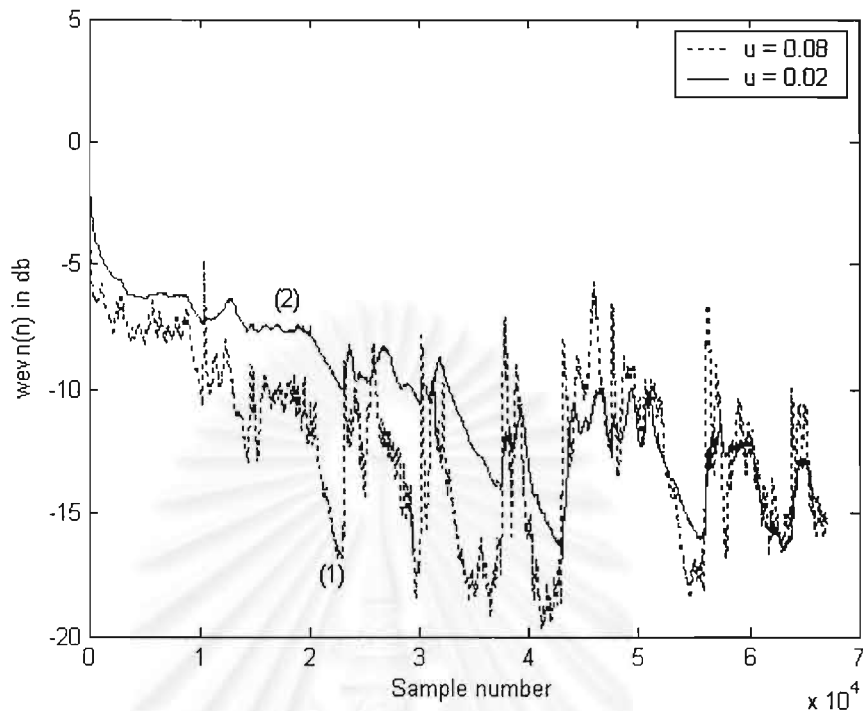


รูปที่ 3-11 ค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังมีอัตราขยาย  $G_0 = 12$  โดยยังไม่มีการใช้ความหน่วงเวลา

จะเห็นได้ว่า ในระบบ AFC แบบดั้งเดิมนั้น วงจรกรองแบบปรับตัวไม่สามารถประมาณค่าวิถีป้อนกลับของเสียง  $r(n)$  ได้ ดังจะเห็นได้จากค่า WEVN ที่ลู่ออกจากสถานะอยู่ตัวในรูปที่ 3-10 ทั้งนี้จากการศึกษาผลของเปลี่ยนค่าอัตราขยาย  $G_0$  ที่เพิ่มขึ้นก็แสดงให้เห็นถึงระดับการลู่ออกของวงจรกรองที่เพิ่มมากขึ้นด้วย โดยเมื่อค่าอัตราขยายถูกเพิ่มเป็น  $G_0 = 12$  ซึ่งเป็นค่าอัตราขยายสูงที่สุดที่ใช้ในการทดลอง ค่า WEVN ถูกแสดงดังในรูปที่ 3-11 (โปรดดูภาคผนวก ข สำหรับการเลือกค่าอัตราขยาย)

จากนั้นจึงทำการเพิ่มความหน่วงเวลาแบบคงที่ (Fixed Delay) เพื่อลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเข้าและสัญญาณออกในเครื่องช่วยฟัง จะได้ค่า WEVN ดังแสดงในรูปที่ 3-12

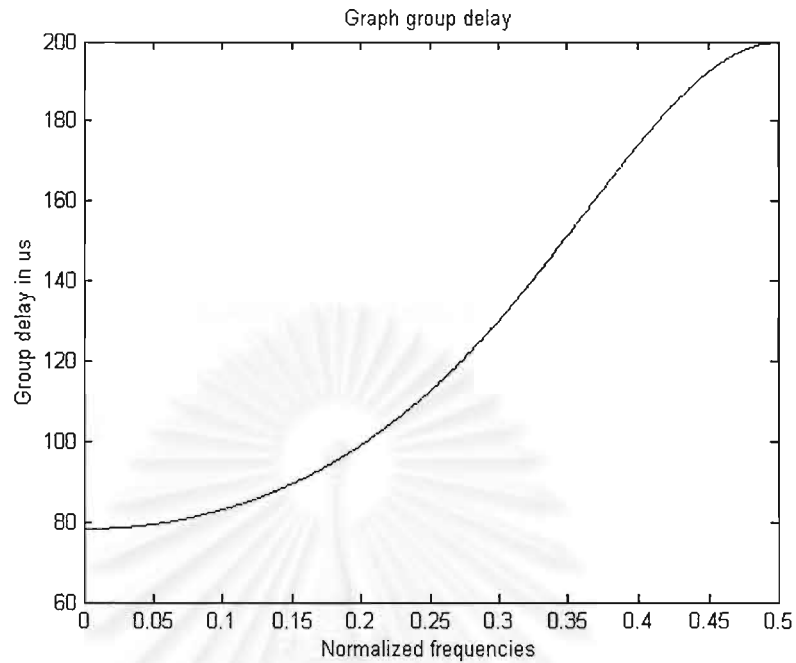
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



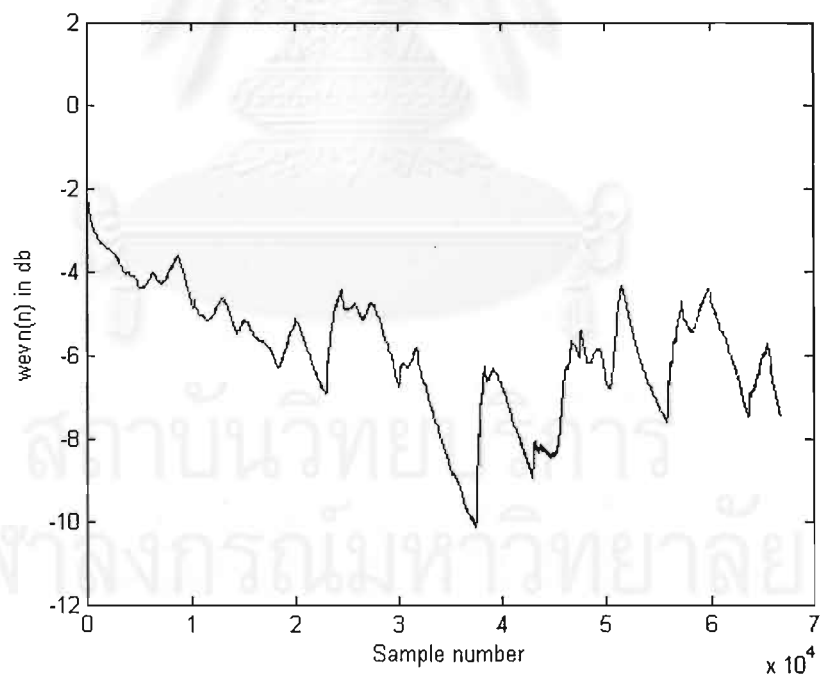
รูปที่ 3-12 กราฟแสดงค่า WEVN เมื่อเครื่องช่วยฟังมีอัตราขยาย  $G_0 = 12$   
โดยมีการใช้ความหน่วงเวลาคงที่ขนาด 1 ms

เมื่อใช้ความหน่วงเวลาคงที่กับเครื่องช่วยฟังดังแสดงในบล็อกไดอะแกรมของรูปที่ 1-5 จะเห็นว่าวงจรแบบปรับตัวสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้ถูกต้องแม่นยำขึ้น โดยสังเกตได้จากค่า WEVN แสดงในกราฟรูปที่ 3-12 ซึ่งมีค่าลดลงถึง  $-10$  dB ในสภาวะอยู่ตัว (Steady State) แต่ทว่าก็ต้องเพิ่มความหน่วงเวลาคงที่ขนาด 1 ms เข้าไปในระบบ AFC ทำให้ค่าความแตกต่างของความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟังกับสัญญาณเสียงปกติที่มาถึงหูอีกข้างหนึ่งที่ไม่ได้ใช้เครื่องช่วยฟังเป็น  $1000 \mu s$  ส่งผลให้คุณภาพเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟังแยกลง เนื่องจากมีค่า Inter-Aural Delay เกินกว่า  $200 \mu s$

ดังนั้นเพื่อรักษาคุณภาพของสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟัง จึงเลือกใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปตามเวลา โดยที่พยายามรักษาความหน่วงเวลา ณ เวลาใดๆ ให้อยู่ในขนาดที่ไม่เกิน  $200 \mu s$  [5] เพื่อรักษาคุณภาพขาออกของเครื่องช่วยฟัง ผลการทดลองเป็นดังกราฟรูปที่ 3-13 ถึง 3-14



รูปที่ 3-13 กราฟแสดงค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี  $N=1$  เมื่อจำกัดความหน่วงเวลาไม่เกิน  $200 \mu\text{s}$



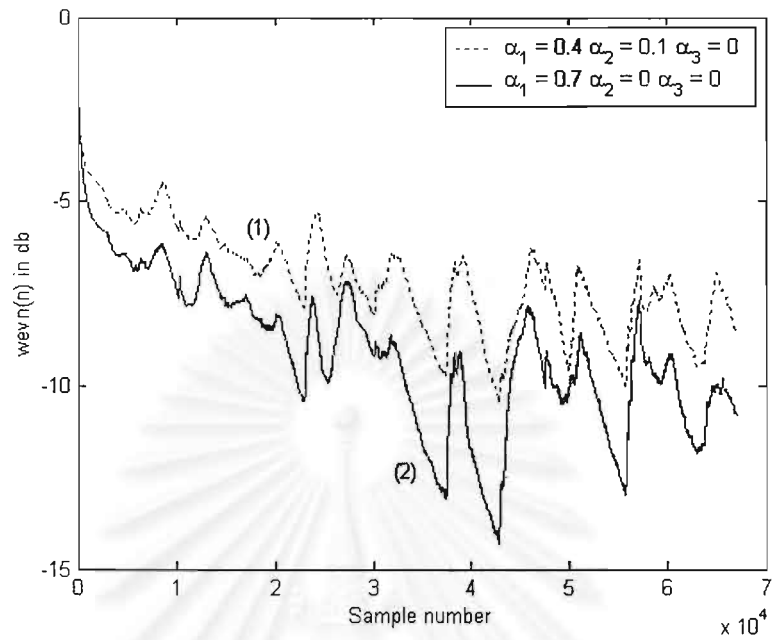
รูปที่ 3-14 กราฟแสดงค่า WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย  $G_0 = 12$  และ  $\mu = 0.02$  เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี  $N=1$  ที่มีความหน่วงเวลากลุ่มดังในรูปที่ 3-13

เมื่อเราเปลี่ยนมาใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่แบบเปลี่ยนไปตามเวลา โดยที่จำกัดค่าความหน่วงเวลาให้อยู่ในขนาด  $200 \mu\text{s}$  เพื่อรักษาคุณภาพสัญญาณขาออกของเครื่องช่วยฟัง ดังแสดงในกราฟรูปที่ 3-13 จะเห็นได้ว่า วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้อย่างถูกต้อง โดยจะเห็นได้จากค่า WEVN กราฟรูปที่ 3-14 มีค่าลดลงไปถึง  $-6 \text{ dB}$

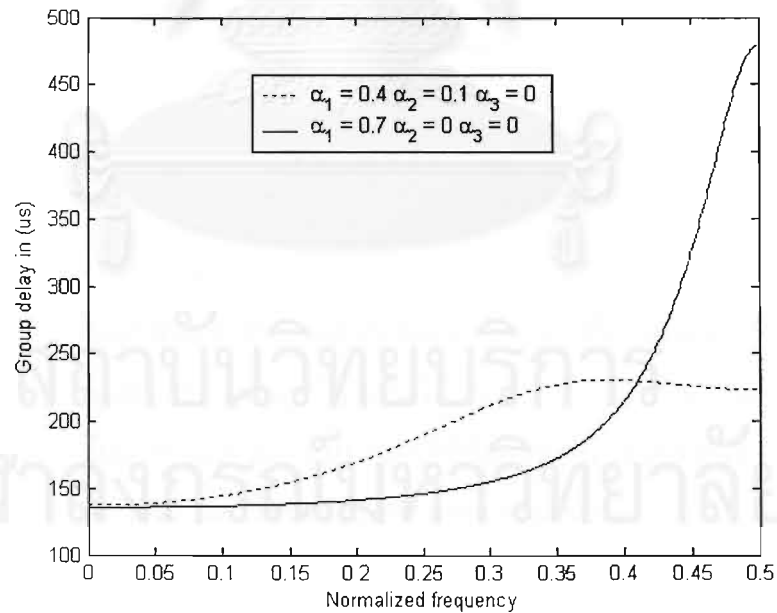
จากนั้นทำการศึกษาเปรียบเทียบผลการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณขาออกและขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง โดยใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปตามเวลาที่อันดับ  $N = 3$  โดยมีค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ เป็นดังตารางที่ 3-1

ตารางที่ 3-1 ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนไปตามเวลาที่อันดับ  $N = 3$  เมื่อใช้ความถี่ซีกตัวอย่างเท่ากับ  $16 \text{ kHz}$

$\alpha_{1,\text{int}}$	$\Gamma_1$	$\alpha_{2,\text{int}}$	$\Gamma_2$	$\alpha_{3,\text{int}}$	$\Gamma_3$
0.7	0.075	0	0.1	0	0.1
0.4	0.075	0.1	0.1	0	0.1



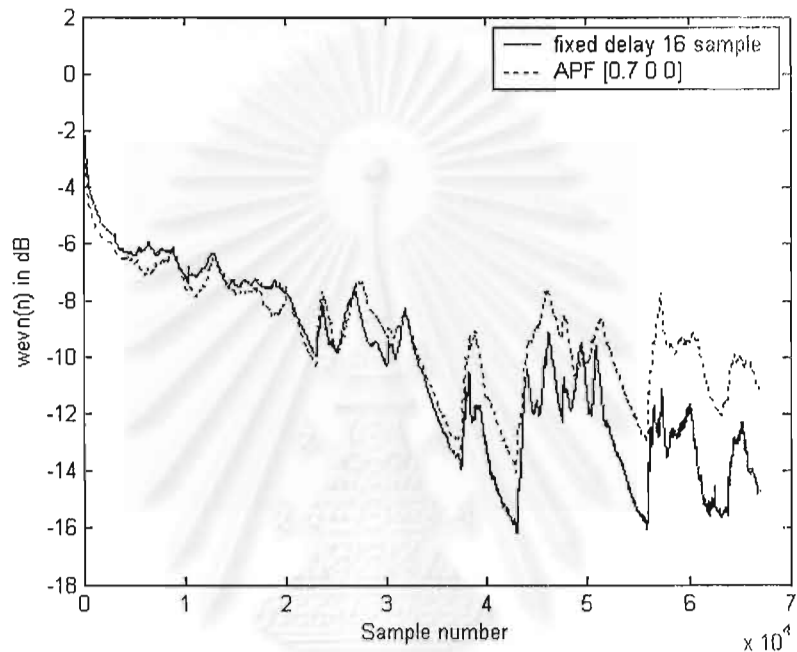
รูปที่ 3-15 กราฟ WEVN ที่เครื่องช่วยฟังอัตราขยาย  $G_0 = 12$  และ  $\mu = 0.02$   
เมื่อผ่าน HO-TV-APF กรณี  $N = 3$



รูปที่ 3-16 ค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเมื่อผ่าน HO-TV-APF อันดับ  $N = 3$   
ที่ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ



เมื่อใช้วงจรผ่านทุกความถี่อันดับ  $N = 3$  ในระบบ AFC จากกราฟรูปที่ 3-15 จะเห็นว่าวงจรกรองแบบปรับตัวจะสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้ถูกต้องมากขึ้น โดยค่าของ WEVN มีค่าลดลงเป็น  $-7$  dB และ  $-10$  dB ดังแสดงในกราฟรูปที่ 3-15 เมื่อค่าความหน่วงเวลากลุ่มของสัญญาณเป็นดังรูปที่ 3-16

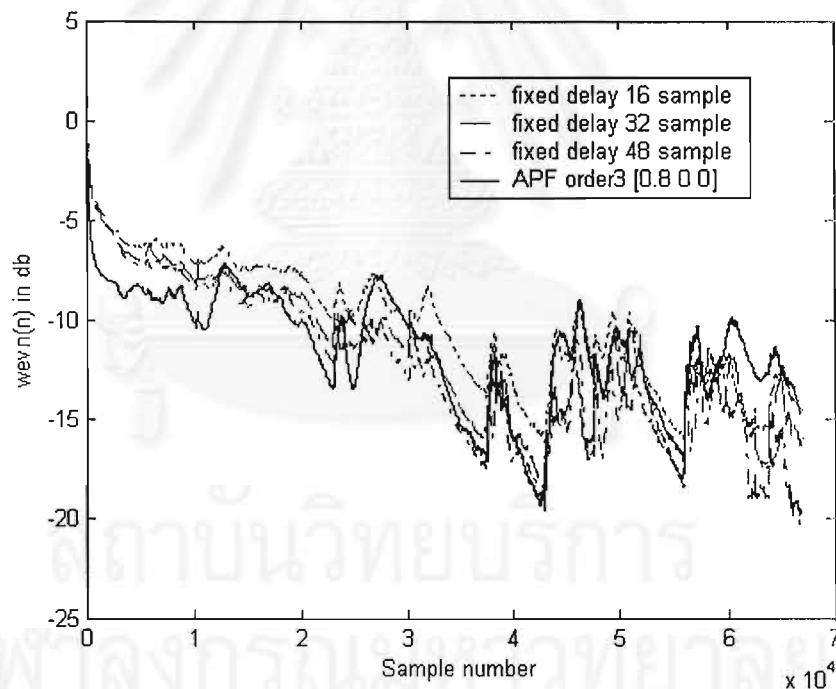


รูปที่ 3-17 ค่า WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้ HO-TV-APF กับการใช้ความหน่วงเวลาคงที่ขนาด 8 ตัวอย่าง (1 ms)

ในรูปที่ 3-17 แสดงกราฟ WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ขนาด 16 ตัวอย่าง / sample (1 ms) กับการใช้วงจรกรองผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนแปลงตามเวลาที่อันดับ  $N = 3$  เมื่อค่าพารามิเตอร์เป็นดังตารางที่ 3-1 ถึงแม้ว่าทั้งสองวิธีจะให้ค่า WEVN ใกล้เคียงกัน หากแต่การใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ขนาด 16 ตัวอย่างนั้น จะทำให้เกิดความหน่วงเวลาแตกต่างของสัญญาณใหญ่หูช้างที่ใช้เครื่องช่วยฟังเป็น  $1000 \mu\text{s}$  โดยที่การใช้ความหน่วงเวลาแบบวงจรกรองผ่านทุกความถี่จะทำให้เกิดความหน่วงเวลาเป็นดังกราฟรูปที่ 23 จะเห็นว่าความหน่วงเวลาแบบเปลี่ยนตามเวลาดังกล่าวจะมีผลกระทบต่อช่วงสัญญาณเสียงพูดเป็น  $300 - 500 \mu\text{s}$  ซึ่งส่งผลให้ผู้ใช้ได้รับผลกระทบต่อคุณภาพสัญญาณเสียงน้อยกว่าการใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่เท่ากับ 16 ตัวอย่าง อย่างไรก็ตาม จากการทดลอง

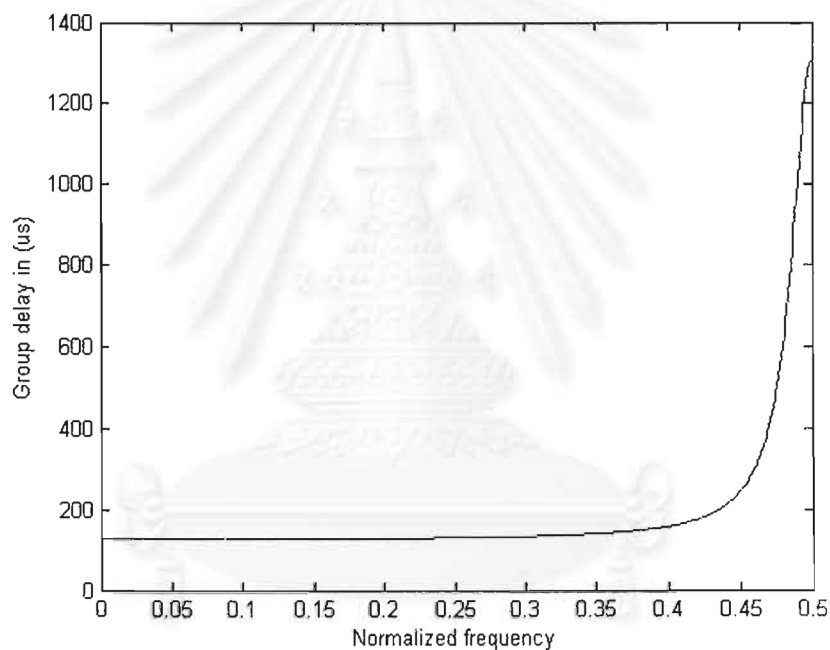
ฟังคุณภาพสัญญาณเสียงเมื่อความหน่วงเวลาแบบเปลี่ยนตามเวลาเป็นดังรูปที่ 3-16 พบว่าไม่มีผลกระทบต่อคุณภาพเสียงมากนัก ดังนั้นค่า upper limit ของความหน่วงเวลาแตกต่างกันเมื่อใช้ความหน่วงเวลาแบบเปลี่ยนตามเวลาอาจมีค่าสูงกว่า  $200 \mu\text{s}$  ก็เป็นไปได้ ซึ่งจะต้องทำการศึกษาต่อไป

ในการใช้ความหน่วงเวลาคงที่เพื่อลดสหสัมพันธ์กันของสัญญาณ หากต้องการให้วงจรกรองแบบปรับตัว  $w(n)$  สามารถประมาณวิถีป้อนกลับให้ได้ดียิ่งขึ้น ก็ต้องทำการเพิ่มความหน่วงเวลาคงที่ให้มากขึ้นอีกกว่า  $1000 \mu\text{s}$  ส่งผลให้ผู้ใช้จะได้รับผลกระทบต่อคุณภาพเสียงจากค่าความหน่วงเวลานี้ ในทางตรงกันข้ามการใช้วงจรกรองแบบผ่านทุกความถี่ที่เปลี่ยนตามเวลาในการลดสหสัมพันธ์กันของสัญญาณ จะสามารถทำให้วงจรกรองแบบปรับตัว  $w(n)$  ประมาณวิถีป้อนกลับได้ดียิ่งขึ้น โดยที่ความหน่วงเวลาแบบเปลี่ยนตามเวลาที่เพิ่มขึ้นในระบบไม่ส่งผลกระทบต่อคุณภาพเสียงของสัญญาณออกของเครื่องช่วยฟังมากเท่ากับการใช้วิธีหน่วงเวลาแบบคงที่ ดังจะแสดงให้เห็นดังกราฟรูปที่ 3-18



รูปที่ 3-18 กราฟ WEVN เปรียบเทียบระหว่างการใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ที่ค่าต่าง ๆ กับการใช้ HO-TV-APF เมื่อ  $N=3$  และค่า  $\alpha_{i,int}$  เป็น 0.8 (ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นเป็นดังตารางที่ 3-1)

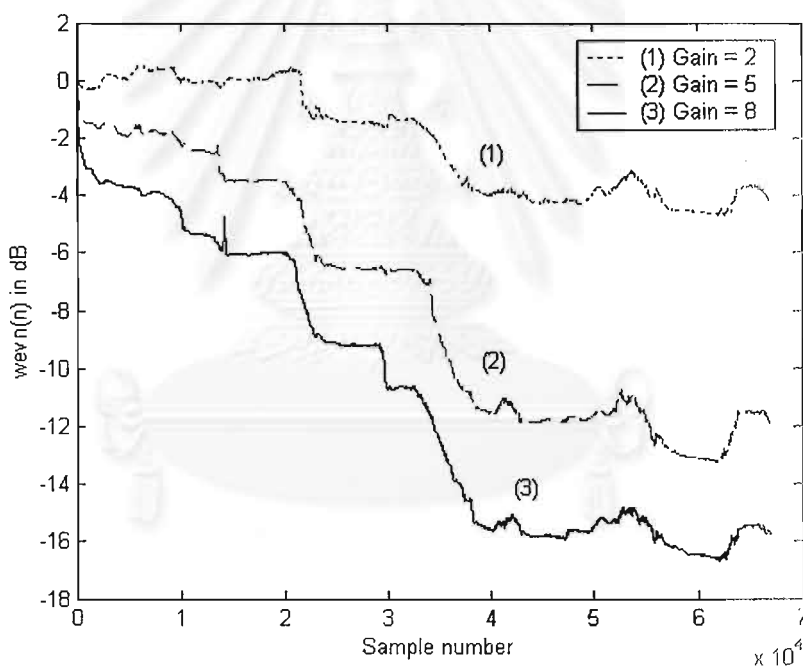
เมื่อเลือกค่าพารามิเตอร์  $\alpha_{1,int} = 0.8$  เพื่อเพิ่มความสามารถในการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณทั้งสอง ค่าความแตกต่างของความหน่วงเวลาระหว่างสัญญาณที่มาถึงหูซ้ายและหูขวาจะมีค่ามากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3-19 ซึ่งค่าความแตกต่างของความหน่วงเวลาระหว่างสัญญาณทั้งสองที่เพิ่มมากขึ้นนี้ส่งผลให้วงจรกรองแบบปรับตัวสามารถประมาณวิถีป้อนกลับได้ดีขึ้นดังกราฟของ WEVN ในรูปที่ 3-18 อย่างไรก็ดี เมื่อเปรียบเทียบกับวิธีที่ใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ในการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณ การใช้ HO-TV-APF จะมีผลต่อค่าความหน่วงเวลาที่เพิ่มขึ้นเฉพาะในช่วงความถี่สูงของสัญญาณเท่านั้น ดังนั้นผลกระทบต่อคุณภาพเสียงจะน้อยกว่าวิธีที่ใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ซึ่งวิธีนี้มีผลกระทบต่อช่วงความถี่ของสัญญาณเสียงพูด



รูปที่ 3-19 ค่าความหน่วงเวลากลุ่มเมื่อใช้ HO-TV-APF โดยเลือก  $N = 3$  และค่า  $\alpha_{1,int}$  เป็น 0.8  
(ค่าพารามิเตอร์ตัวอื่นเป็นดังตารางที่ 3-1)

### 3.3 การทดสอบการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับ เมื่อใช้วิธี FLP

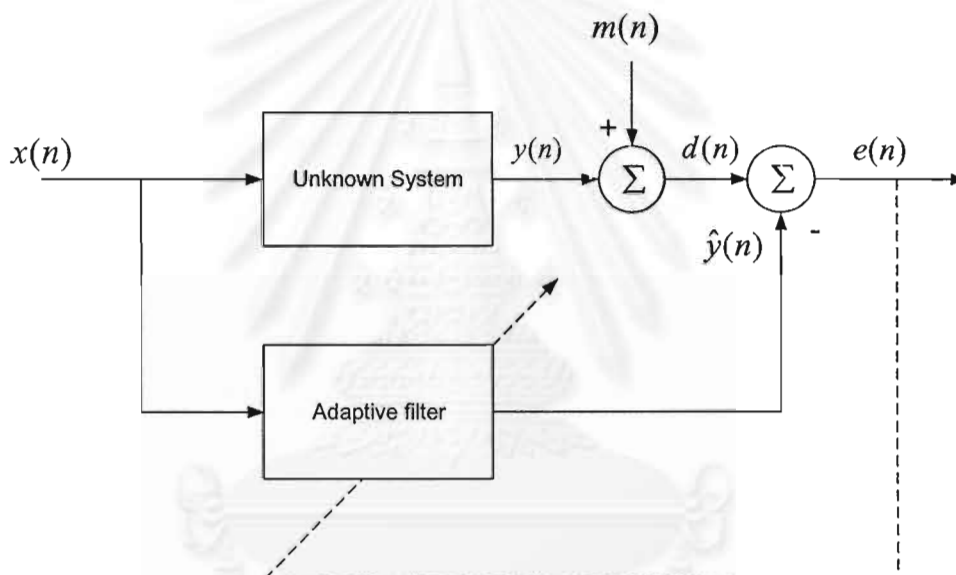
จากผลการทดลองเบื้องต้น ผู้วิจัยพบว่าหากปรับปรุงบล็อกไดอะแกรมของระบบ AFC ในรูปที่ 1-5 ให้เป็นดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 1-7 โดยประยุกต์ใช้วิธี FLP เพื่อทำการประมาณสัญญาณขาเข้าของเครื่องช่วยฟัง ก็จะส่งผลให้ประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับเพิ่มขึ้นได้อีกด้วย โดยสังเกตได้จากกราฟ WEVN ในรูปที่ 3-20 ที่ผู้เข้าสู่สภาวะอยู่ตัว ซึ่งแตกต่างจากกรณีของระบบ AFC แบบดั้งเดิม ทั้งนี้เมื่อทำการเพิ่มค่าอัตราขยาย  $G_0$  ให้สูงขึ้น อัตราการลู่เข้าของวงจรรองแบบปรับตัวก็มีค่าสูงขึ้นด้วย



รูปที่ 3-20 กราฟ WEVN ของระบบ AFC ที่ประยุกต์ใช้วิธี FLP

### 3.4 การลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ AFC

สำหรับการลดความซับซ้อนในการคำนวณของระบบ AFC ที่ทำงานในโดเมนเวลา วิธีหนึ่งสามารถทำได้โดยใช้การทำงานของวงจรกรองแบบปรับตัวในระบบ AFC ที่มีการทำงานแบบช่วงความถี่ย่อย (subband) เพื่อเพิ่มความสามารถในการปรับแต่งการกำจัดสัญญาณเสียงรบกวนกลับของเครื่องช่วยฟังในช่วงความถี่ต่างๆ ในปริมาณที่ต่างกัน ทั้งนี้ เนื่องจากปัญหาการสูญเสียการได้ยินของผู้ใช้เครื่องช่วยฟังไม่ได้มีค่าเท่ากันทุกช่วงความถี่



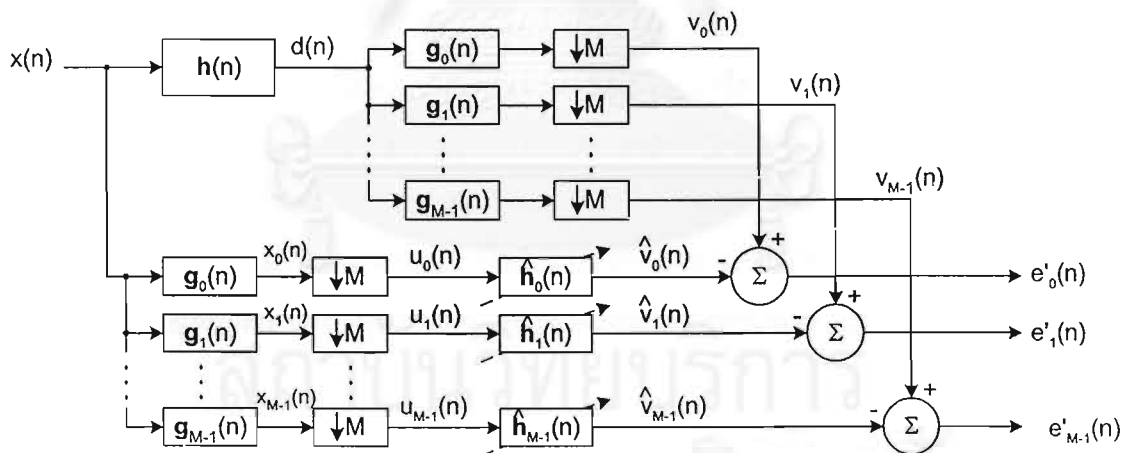
รูปที่ 3-21 ระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ fullband

โดยในโครงงานนี้ได้ทำการศึกษาขั้นต้นถึงผลการทำงานของระบบ System Identification ของวงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อย เปรียบเทียบกับระบบ System Identification ที่ทำงานในโดเมนเวลา หรือในบางครั้งอาจเรียกว่า โครงสร้างแบบ fullband ดังบล็อกไดอะแกรมแสดงในรูปที่ 3-21 หากแต่ว่ายังมีได้ใช้โครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยดังกล่าวกับระบบ AFC ของเครื่องช่วยฟัง เมื่อ  $x(n)$  เป็นสัญญาณเข้าของระบบ ถูกส่งผ่านไปยังช่องสัญญาณที่ไม่ทราบค่าที่ต้องการทำการบ่งชี้ สามารถถูกมองเป็นบล็อกของ unknown system ในรูปที่ 3-21 สัญญาณเข้าเดียวกันนี้ก็จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองแบบปรับตัวด้วยเพื่อทำการประมาณค่าที่ไม่ทราบของ unknown

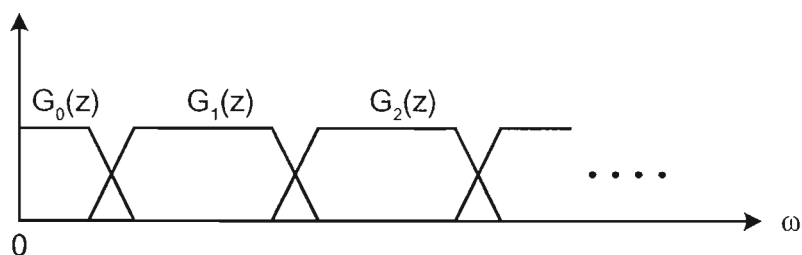
system เมื่อวงจรกรองสามารถประมาณค่าของ unknown system ได้ สัญญาณออกของวงจรกรองแบบปรับตัวจะถูกนำไปหักออกจากสัญญาณที่ต้องการ  $y(n)$  ส่งผลให้สัญญาณผิดพลาด  $e(n)$  ผู้เข้าสู่ศูนย์ หรือมีค่าลดลงจนถึงน้อยที่สุด ทั้งนี้  $m(n)$  เป็นสัญญาณรบกวนรอบตัว โดยในการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์ สามารถถูกจำลองโดยใช้ สัญญาณรบกวนขาวแบบเกาส์ (White Gaussian Noise) ได้ซึ่งมีข้อมูลอยู่ทุกย่านความถี่

สำหรับโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยของระบบ System Identification สามารถทำได้ 2 แบบ คือ

- (1) แบบที่มี Analysis Filter Bank (AFB) และ Synthesis Filter Bank (SFB) เพื่อทำการแบ่งสัญญาณข้อมูลที่ต้องการทำการประมวลผลออกเป็นช่วงความถี่ย่อยต่างๆ  $M$  ช่วง (หรือเรียกว่า  $M$  subbands) โดยสามารถแสดงตัวอย่างได้ในรูปที่ 3-22 เมื่อ AFB และ SFB ของระบบตัวอย่างดังกล่าวมีช่วงความถี่ย่อยต่างๆ เท่ากันทุกช่วง เรียกว่า Uniform Filter Bank หัวใจสำคัญของโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยแบบนี้ อยู่ที่การออกแบบตัวต้นแบบ (Prototype) ของ AFB กล่าวคือ  $g_0(n)$  แล้วทำ Frequency Shifting เพื่อให้ได้  $g_i(n)$  เมื่อ  $i = 1, 2, \dots, M-1$



รูปที่ 3-22 ระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (AFB/SFB)

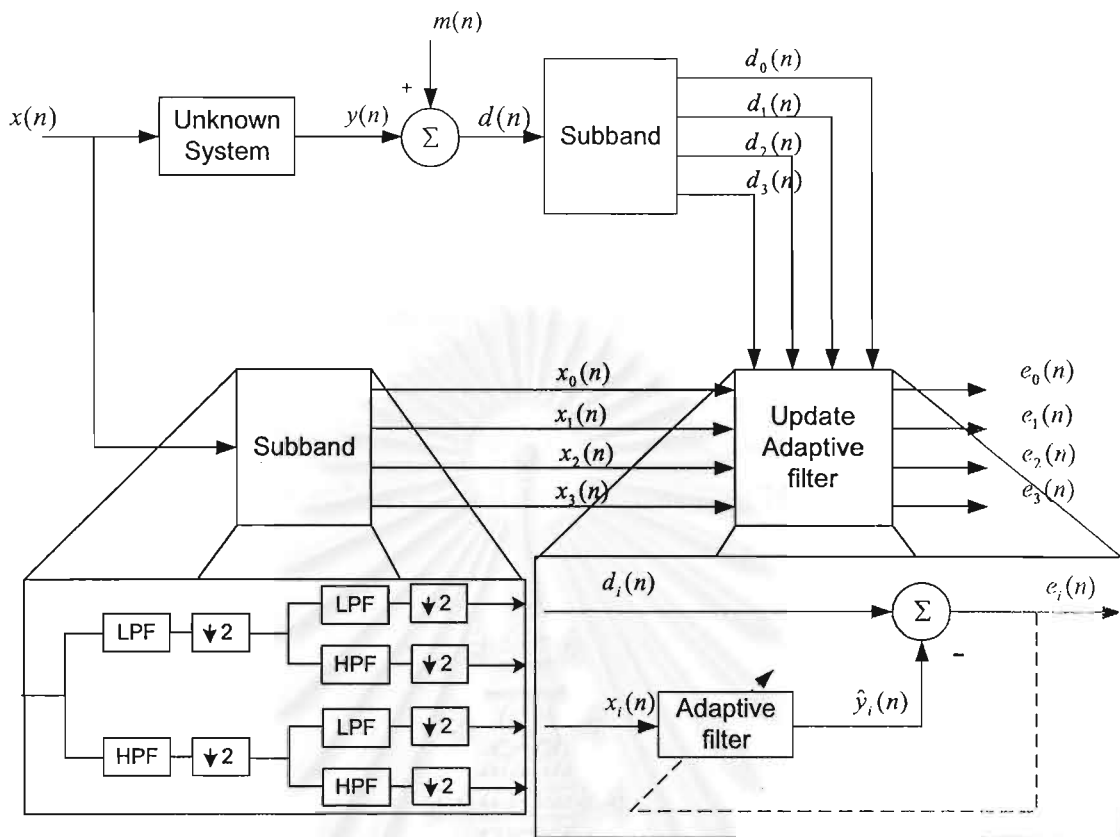


รูปที่ 3-23 Frequency response ของ AFB ที่เป็นแบบ Maximally Decimated

ระบบจะทำการประมาณค่าของ unknown system สำหรับแต่ละช่วงความถี่ กล่าวคือ จำนวนสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวในแต่ละช่วงความถี่ย่อย หรือในแต่ละ subband จะมีขนาดลดลงเป็นอัตราส่วนของค่า decimation factor หรือสัดส่วนของการลดค่าความถี่ซีก ตัวอย่าง ซึ่งในที่นี้เลือกเป็น  $M$  เช่นเดียวกันกับจำนวนช่วงความถี่ย่อย subband ซึ่งจะเรียกว่า ระบบเป็นแบบ maximally decimated ในการนี้ส่งผลไปยังคุณสมบัติของ AFB และ SFB ที่มีการคาบเกี่ยวกันในเชิงความถี่แบบ maximally overlapping ดังรูปที่ 3-23

- (2) แบบโครงสร้างต้นไม้ (Tree Structure) ซึ่งเป็นกรณีที่ทำการศึกษาในโครงการนี้ โดยจะทำการแบ่งสัญญาณข้อมูลที่ต้องการออกเป็น 4 ช่วงความถี่ย่อยๆ ละ 2 kHz ซึ่งจะครอบคลุมช่วงความถี่ทั้งหมดของข้อมูลของสัญญาณเสียงในเครื่องช่วยฟัง คือ 8 kHz เมื่อใช้ความถี่ซีกตัวอย่างเป็น 16 kHz ดังบล็อกไดอะแกรมแสดงในรูปที่ 3-24 ความแตกต่างของโครงสร้างแบบนี้ คือการออกแบบเฉพาะวงจรกรองแบบผ่านต่ำ (Lowpass Filter -- LPF) และวงจรกรองแบบผ่านสูง (Highpass Filter -- HPF) เมื่อนำมาต่อกันเป็น  $k$  ระดับ (level) เพิ่มขึ้นก็จะสามารถแบ่งสัญญาณข้อมูลเพื่อการประมวลผลออกเป็นช่วงความถี่ย่อยจำนวน  $M = 2^k$  ช่วงได้เช่นกัน

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



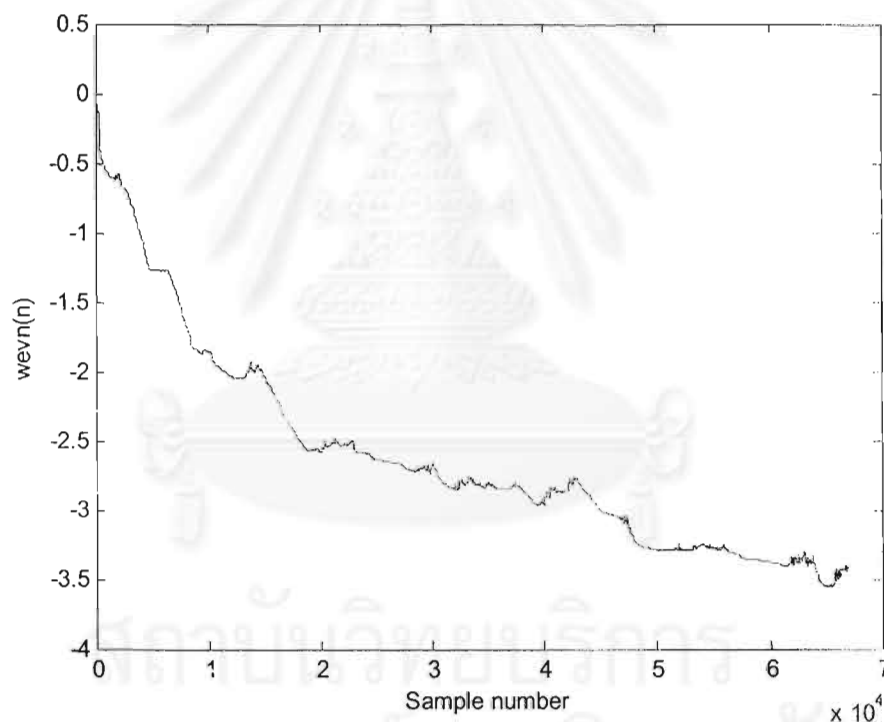
รูปที่ 3-24 ระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (tree structure,  $k=2$ ,  $M=4$ )

ผลการจำลองระบบบนคอมพิวเตอร์พบว่า โครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยสามารถทำงานได้รวดเร็วกว่าระบบที่ทำงานในโดเมนเวลาตามปกติ (โดยสังเกตจากระยะเวลาที่ใช้ในการรัน (run) โปรแกรม) สำหรับการศึกษาดังกล่าวถึงประสิทธิภาพการทำงานของระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยนั้น โดยทำการเปรียบเทียบกับระบบที่ทำงานในโดเมนเวลา สามารถสรุปประเด็นสำคัญต่างๆ ดังต่อไปนี้ คือ อัตราการลู่เข้าของระบบที่มีโครงสร้างแบบ fullband ถูกแสดงผ่านทางกราฟ WEVN ในรูปที่ 3-25 หากแต่ถ้าเมื่อต้องการเปรียบเทียบค่า WEVN ของระบบที่ทำงานในโดเมนเวลากับระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อย จะไม่สามารถทำได้ เนื่องจากค่า WEVN ที่ได้ของระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อย จะเป็นค่าที่สอดคล้องกับสัญญาณข้อมูลที่นำมาประมวลผลในแต่ละช่วงความถี่ย่อยนั้นๆ ดังนั้น ในการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของระบบทั้งสองโครงสร้างนี้ จึงสามารถทำได้โดยใช้ค่า Error Return Loss Enhancement (ERLE) ที่หาได้จากสมการ

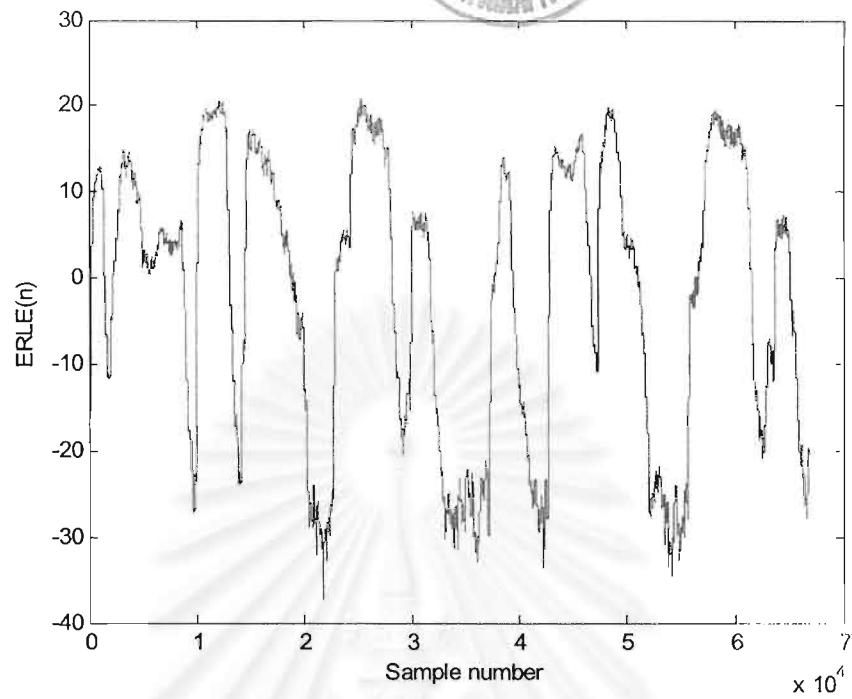


$$\text{ERLE}(n) = 20 \log_{10} \frac{\sum_{k=1}^{N_w} |d(k)|}{\sum_{k=1}^{N_w} |e(k)|} \quad (17)$$

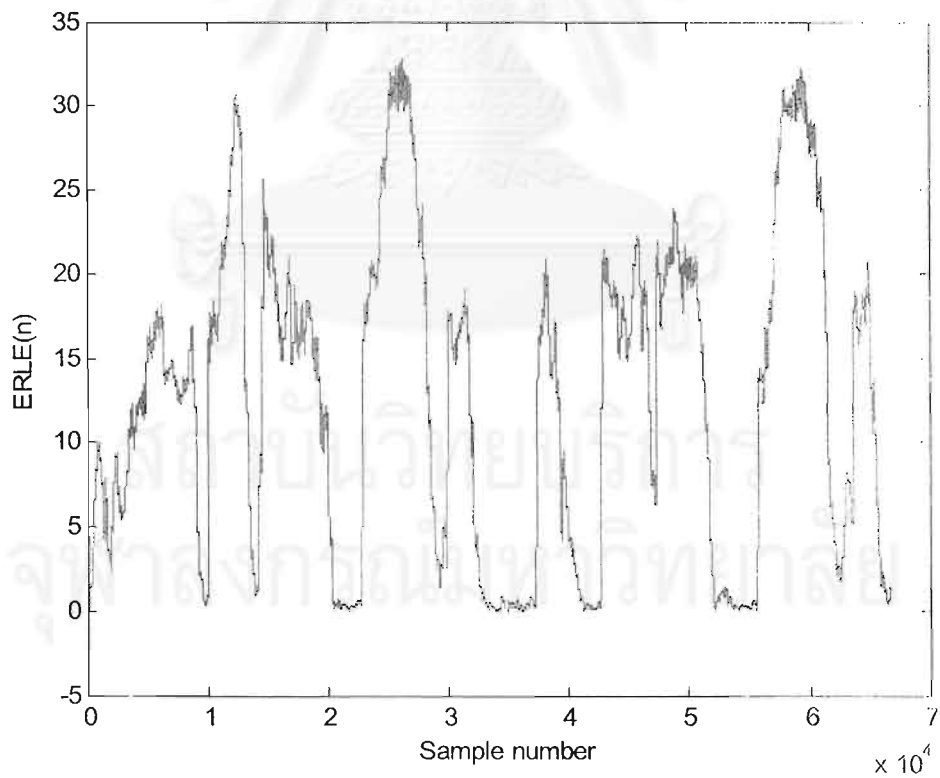
แทนการใช้ค่า WEVN โดยค่าสัญญาณผิดพลาด  $e_i(n)$  ของแต่ละช่วงความถี่ย่อย ( $i = 0, 1, \dots, M-1$ ) จะถูกนำมาประกอบ (Synthesize) กลับเป็นสัญญาณผิดพลาดแบบ fullband แล้วหาค่า ERLE ออกมาตามสมการที่ (17) โดยค่า ERLE ของระบบ fullband ถูกแสดงดังรูปที่ 3-26 เมื่อค่า ERLE ของระบบ subband จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 3-27 ซึ่งจะเห็นได้ว่าระบบ subband ที่อัตราการสุ่มเข้าที่เร็วกว่าระบบ fullband นอกจากนี้ยังสามารถให้ค่า ERLE ที่สูงกว่าระบบ fullband ได้ในบางช่วงตัวอย่าง



รูปที่ 3-25 WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ fullband



รูปที่ 3-26 ERLE performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ fullband

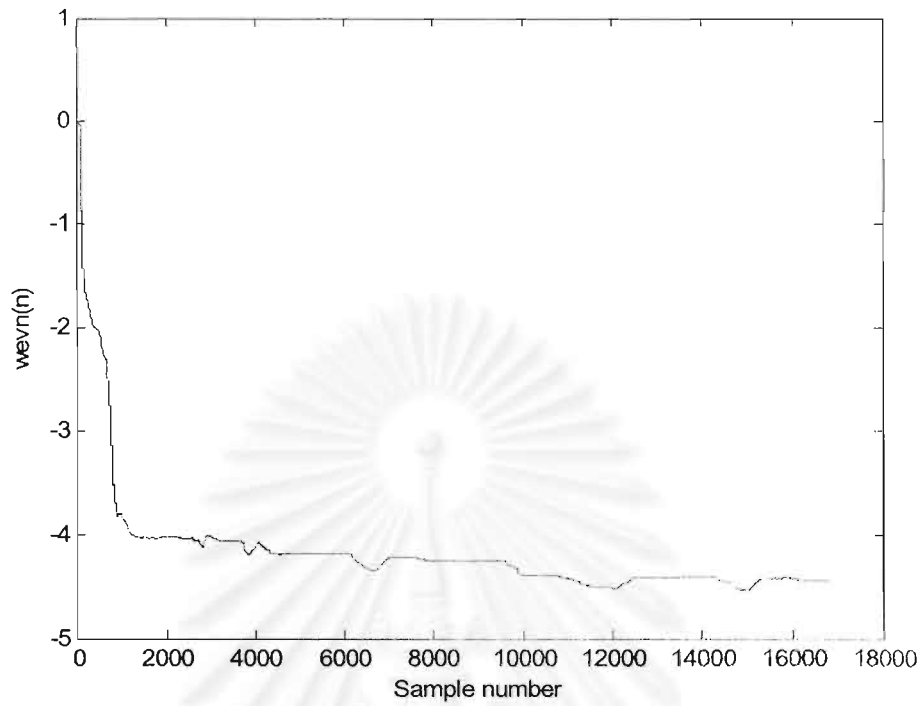


รูปที่ 3-27 ERLE performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband

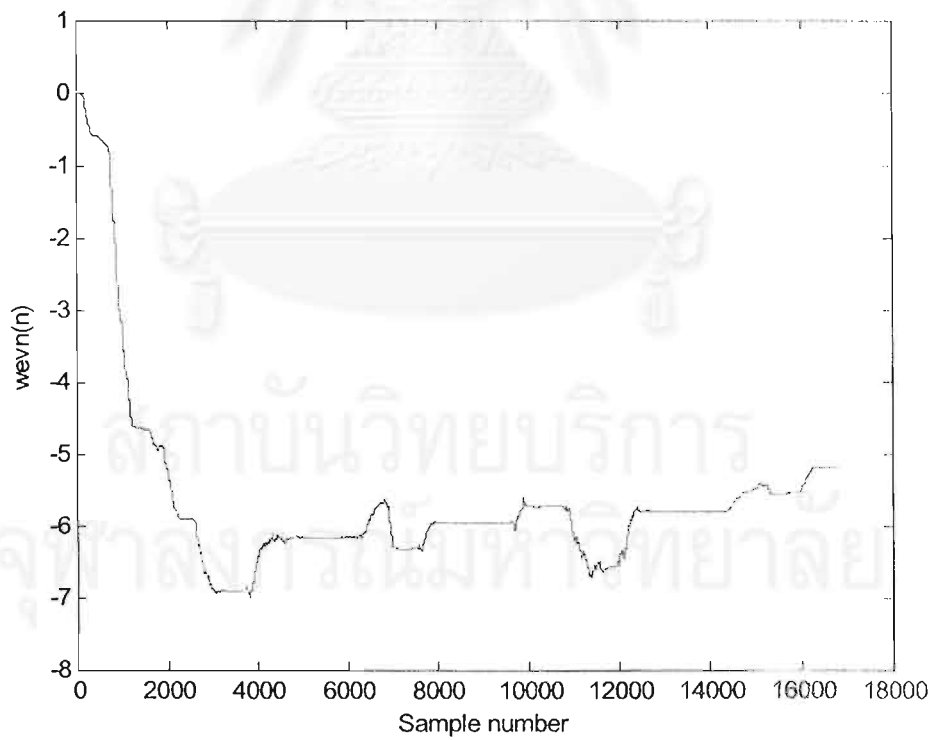
สำหรับค่า WEVN ที่ได้ในแต่ละช่วงความถี่ย่อย คือ band 0 ถึง band (M-1) จะสามารถนำมาพิจารณาเพิ่มเติมได้ ดังแสดงในรูปที่ 3-28 ถึง 3-31 โดยจะเห็นว่าอัตราการใช้ของระบบ subband จะเร็วกว่าของระบบ fullband โดยเฉพาะอย่างยิ่งในสอง subbands แรก อย่างไรก็ตามอัตราการใช้ของสัญญาณในอีกสอง subbands หลัง จะค่อนข้างน้อยมาก ทั้งนี้อาจเกี่ยวเนื่องกับการที่ข้อมูลสัญญาณในช่วงความถี่ย่อยสองช่วงหลัง คือ 4 – 8 kHz ไม่ค่อยมีข้อมูลของสัญญาณเข้าแล้ว ดังนั้นการแบ่งช่วงความถี่ของสัญญาณในการประมวลผล และการเลือกจำนวนช่วงความถี่ย่อยเป็นสิ่งสำคัญ นอกจากนี้จากการจำลองระบบพบว่า ระเบียบวิธีที่ใช้ในการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวสามารถทำการเปลี่ยนแปลง หรือเลือกค่าช่วงก้ำว ( $\mu$ ) ให้มีค่าที่แตกต่างกันเพื่อให้ได้รับอัตราการใช้ที่แตกต่างกัน สอดคล้องกับคุณลักษณะของสัญญาณข้อมูลในแต่ละช่วงความถี่ที่เป็นได้ ดังนั้นระบบที่มีโครงสร้างแบบ subband นี้จึงสามารถเพิ่มความหลากหลาย และเพิ่มประสิทธิภาพแก่การทำงานของวงจรกรองในระบบนั้นๆ ได้ด้วย



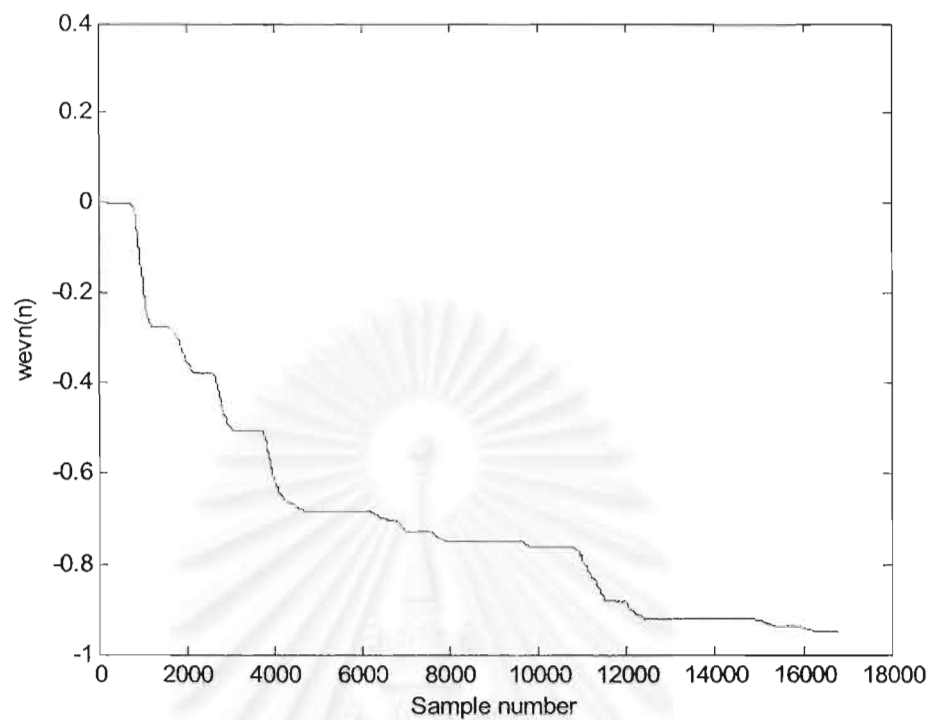
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



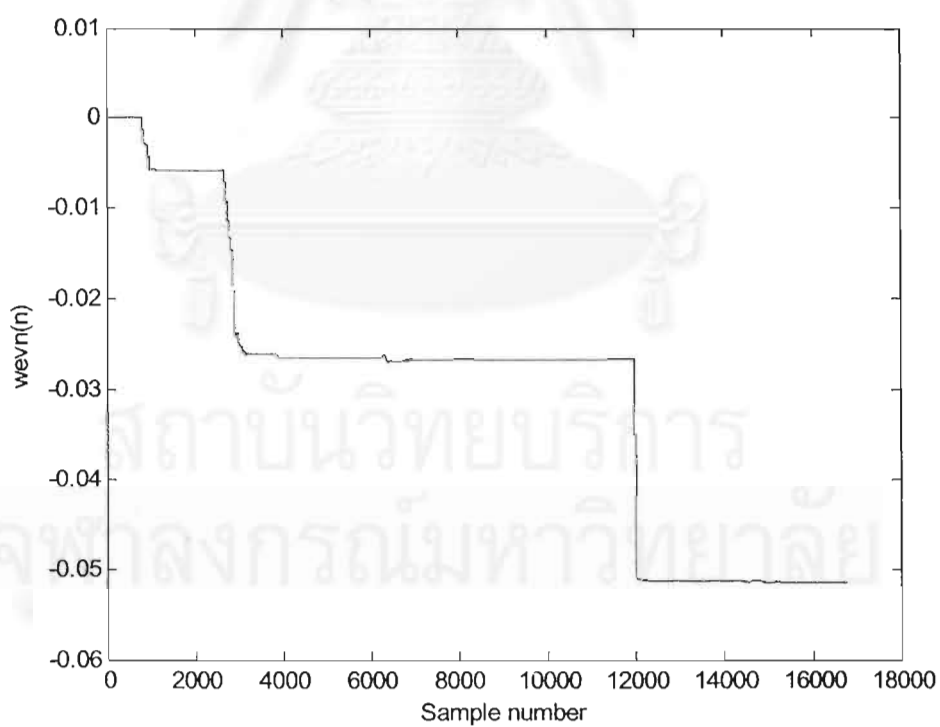
รูปที่ 3-28 WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 0)



รูปที่ 3-29 WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 1)



รูปที่ 3-30 WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 2)



รูปที่ 3-31 WEVN performance ของระบบ System Identification ที่มีโครงสร้างแบบ subband (band 3)

สำหรับค่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อย ที่มีโครงสร้างต้นไม้ โดยพิจารณาที่ค่า RMP จะเป็นดังต่อไปนี้

- เมื่อให้  $N_{\text{lap}}$  เป็นความยาวของวงจรรอง LPF ในแต่ละระดับ  
 ดังนั้น ทั้ง 2 ระดับจะต้องการจำนวน RMP ของ AFB เท่ากับ  $6 N_{\text{lap}}$   
 ในระบบต้องการ AFB 2 แห่ง และ SFB 1 แห่ง ดังนั้นจะต้องการจำนวน RMP เท่ากับ  $12 N_{\text{lap}}$
- ในแต่ละ subband จะต้องทำการคำนวณ  $L_s$  ของแต่ละวงจรรอง เมื่อ  $L_s = L/M$  โดยที่  $L$  เป็นความยาวของวงจรรองในระบบ fullband และ  $M$  เป็นจำนวน subband

ดังนั้น สำหรับ  $M$  subbands ค่าความซับซ้อนในการคำนวณเป็น  $M(L_s + 12N_{\text{lap}})$  สำหรับการประมวลสัญญาณ  $M$  ค่า ดังนั้นค่า RMP คิดเป็น  $\left(\frac{L}{M} + 12N_{\text{lap}}\right)$  ในกรณีตัวอย่างของโครงงาน เมื่อ  $N_{\text{lap}} = 32$  และ  $L_s = 25$  ค่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยแบบโครงสร้างต้นไม้ คิดเป็น 2 เท่าเปรียบเทียบกับค่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบที่ทำงานในโดเมนเวลา ที่ใช้ระเบียบวิธี NLMS เช่นเดียวกัน หากแต่ว่า ในกรณีที่ความยาว  $L$  ของวงจรรองแบบปรับตัวในระบบปกติที่ทำงานในโดเมนเวลาเพิ่มขึ้น และเมื่อจำนวน subband ( $M$ ) เพิ่มมากขึ้น ความซับซ้อนในการคำนวณของระบบที่มีโครงสร้างแบบช่วงความถี่ย่อยแบบโครงสร้างต้นไม้จะลดลงเรื่อยๆ อย่างเป็นสัดส่วน ดังตารางที่ 3-2

ตารางที่ 3-2 การเปรียบเทียบค่าความซับซ้อนในการคำนวณของระบบที่มีโครงสร้างแบบ  
ช่วงความถี่ย่อยกับระบบที่ทำงานในโดเมนเวลา

<b>L</b>	<b>M</b>	<b>RMP of subband</b>	<b><math>\frac{\text{RMP of subband}}{\text{RMP of fullband}}</math></b>
100	4	409	2.01
	8	396.5	1.95
	16	390.25	1.92
	32	387.25	1.91
256	4	448	0.87
	8	416	0.81
	16	400	0.78
	32	332	0.64

(เมื่อ RMP of fullband คิดเป็น 203 ในกรณีที่ L = 100 และคิดเป็น 515 ในกรณีที่ L = 256 )

## บทที่ 4

### สรุปและวิจารณ์ผลการวิจัย

จากผลการศึกษาประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังของระบบ AFC ผ่านการทดลองต่างๆ ดังที่กล่าวมาแล้ว ผลการทดสอบบนคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นถึงความสามารถในการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเสียงขาเข้าและสัญญาณเสียงขาออกของเครื่องช่วยฟัง โดยการใช้ความหน่วงเวลาแบบเปลี่ยนไปตามเวลาผ่านทาง HO-TV-APF ที่มีประสิทธิภาพใกล้เคียงกับวิธีที่ใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ ทั้งนี้เมื่อทำการทดสอบคุณภาพสัญญาณเสียงโดยการทดสอบ MOS Testing พบว่าคุณภาพเสียงเชิงสเตอริโอ (Stereo Perception) ของสัญญาณเสียงออกของเครื่องช่วยฟังในช่องสัญญาณหนึ่งและสัญญาณเสียงปกติที่มาถึงหูอีกข้างหนึ่งของผู้ใช้ จะถูกระทบกระเทือนจากวิธีการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณเสียงทั้งสองที่อาศัย HO-TV-APF น้อยกว่าวิธีการลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณที่ใช้ความหน่วงเวลาแบบคงที่ใน [4,6]

นอกจากนี้ ผลของการเพิ่มประสิทธิภาพในการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับ โดยใช้เทคนิค FLP เพื่อทำการประมาณสัญญาณเสียงเข้า และกำจัดออกจากสัญญาณผิดพลาด  $e(n)$  ที่ใช้ควบคุมการปรับปรุงสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองแบบปรับตัวนั้น จากการทดสอบบนคอมพิวเตอร์พบว่า วงจรกรองสามารถทำการประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ถูกต้องมากขึ้น ส่งผลให้ระบบ AFC สามารถกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงขึ้นตามที่ตั้งวัตถุประสงค์ไว้ในโครงการนี้ เมื่อสัญญาณเสียงป้อนกลับสามารถถูกกำจัดไปได้ ผู้ใช้จึงสามารถปรับค่าอัตราขยายของเครื่องช่วยฟังให้มีค่าสูงขึ้นได้ตามความต้องการ โดยไม่มีปัญหาการเกิดสัญญาณเสียงป้อนกลับมารบกวนการฟังอีกต่อไป ส่งผลทางอ้อมให้พิสัยพลวัตของเครื่องช่วยฟังมีขนาดเพิ่มขึ้นได้



## บทที่ 5

### งานที่จะพัฒนาต่อไปในอนาคต

จากบทสรุปผลการวิจัย จะเห็นได้ว่า วิธีลดสหสัมพันธ์ของสัญญาณโดยอาศัย HO-TV-APF ที่นำเสนอในโครงการวิจัยนี้สามารถเพิ่มประสิทธิภาพการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับในเครื่องช่วยฟังได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้ ยังสามารถรักษา stereo perception ของสัญญาณแบบสเตอริโอได้ด้วย รวมทั้งเทคนิค FLP สามารถใช้เพื่อทำการประมาณสัญญาณเสียงเข้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ ส่งผลให้วงจรกรองสามารถทำการประมาณสัญญาณเสียงป้อนกลับได้ถูกต้องมากขึ้น สำหรับประเด็นของการลดความถี่ชั้กตัวอย่างจาก 16 kHz เป็น 8 kHz หรือค่าอื่นๆ เพื่อลดความซับซ้อนทั้งหมดของระบบก่อนการนำไปประยุกต์เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ในเครื่องช่วยฟังจริงที่มีวงจรมีขนาดเล็ก และกินพลังงานต่ำ ก็สามารถปรับเปลี่ยนได้โดยง่าย โดยไม่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพการทำงานของวิธีที่นำเสนอแต่อย่างใด หากแต่ค่าสัมประสิทธิ์ของวงจร HO-TV-APF จะต้องมีการปรับค่าบ้างให้เกิดความเหมาะสม เพราะค่า inter-aural delay ก็เป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ชั้กตัวอย่างค่าหนึ่งๆ

อย่างไรก็ตาม ผู้วิจัยต้องการติดต่อไปยังนักโสตสัมผัสวิทยา (Audiologist) กับทางโรงพยาบาล เพื่อขอเข้าชมการตรวจสอบความสูญเสียในการได้ยิน การทดลองเครื่องช่วยฟังให้แก่ผู้ป่วยที่ตัดสินใจจะใช้อุปกรณ์ และเพื่อขอคำแนะนำ ประเมินในเรื่องของปัญหาต่างๆที่อาจเกิดขึ้นจากการใช้เครื่องช่วยฟัง ทั้งในด้านของผู้ป่วย เพื่อประโยชน์สูงสุดของผู้ใช้เครื่องช่วยฟัง และสำหรับเพื่อความสะดวกแก่นักโสตสัมผัสวิทยา เพื่อหาความเป็นไปได้ของความร่วมมือในอนาคต รวมทั้งการหาความร่วมมือกับนักวิจัยท่านอื่นๆ เพื่อหาทางร่วมกันในการประดิษฐ์วงจรสำหรับพัฒนาเทคนิคที่นำเสนอไปใช้ในเครื่องช่วยฟังต่อไป

นอกจากนี้ เพื่อทำการเพิ่มความสามารถในการปรับแต่งการกำจัดสัญญาณเสียงป้อนกลับของเครื่องช่วยฟังในช่วงความถี่ต่างๆ ในปริมาณที่ต่างกัน วงจรกรองแบบปรับตัวที่มีโครงสร้างการทำงานแบบช่วงความถี่ย่อย (Subband Structure) ที่ได้ทำการศึกษาในโครงการนี้ ควรจะนำมาทดลองใช้ในเครื่องช่วยฟัง เพื่อให้เกิดความเหมาะสมแก่ผู้ใช้แต่ละคนที่มีปัญหาการสูญเสียการได้ยินที่ต่างกันไปในแต่ละช่วงความถี่ โดยจะทำการศึกษาข้อดี ข้อเสีย เปรียบเทียบกันกับระบบที่มีการทำงานในโดเมน

ความถี่ เพื่อพัฒนาประสิทธิภาพให้ดียิ่งขึ้นไปจากระบบเดิมที่มีการทำงานในโดเมนเวลา รวมทั้งการนำวิธีการสหสัมพันธ์ของสัญญาณโดยอาศัย HO-TV-APF ที่นำเสนอในโครงการนี้มาประยุกต์ใช้ด้วย เพื่อให้ได้ประสิทธิผลที่ดีมากขึ้น



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## เอกสารอ้างอิง

1. J. Kates, "Feedback cancellation in hearing aids : Results from a computer simulation", IEEE Trans. Signal Processing, vol. 39, pp. 553 – 62, March 1991.
2. J. Maxwell and P. Zurek, "Reducing acoustic feedback in hearing aids", IEEE Trans. Speech Audio Processing, vol. 4, pp. 304 – 13, July 1995.
3. P. Estermann and A. Kaelin, "Feedback cancellation in hearing aids : Results from using frequency-domain adaptive filters", IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS'94), vol. 2, pp. 257 – 260, June 1994.
4. M.G. Siqueira and A. A.wan, "Steady-State Analysis of Continuous Adaptation in Acoustic Feedback Reduction Systems for Hearing-Aids", IEEE Trans. on Speech and Audio Processing, vol. 8, no. 4, pp. 443 – 53, July 2000.
5. S. Haykin, "Adaptive Filter Theory", 3<sup>rd</sup> edition, Prentice Hall, 1996.
6. D. Bustamante, T. Worall, and M. Williamson, "Measurement of adaptive suppression of acoustic feedback in hearing aids", IEEE International Conference on Acoustic, Speech, and Signal Processing (ICASSP'89), pp. 2017 – 20, May 1989.
7. E. Zwicker and H. Fastl, "Psychoacoustics : Facts and Models", Springer-Verlag, 1990.
8. 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.
9. N. Tangsangiumvisai and J.A. Chambers, "Time-varying allpass filters using spectral-shaped noise for signal decorrelation in stereophonic acoustic echo cancellation", International Conference on Digital Signal Processing (DSP'2002), July 2002.
10. S. V. Vaseghi, "Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction", 2<sup>nd</sup> edition, Wiley, 2000.
11. R. E. Crochiere and L. R. Rabiner, "Multirate Digital Signal Processing", Prentice Hall, 1983.
12. 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, pp. 788 – 792, November 1996.
13. [http://www.earspecialtygroup.com/hearaid\\_fm.html](http://www.earspecialtygroup.com/hearaid_fm.html)

14. <http://www.hearusa.com>
15. S. R. Quackenbush, T. P. Barnwell III, M. A. Clements, "Objective Measures of Speech Quality", Prentice Hall, 1988.
16. พ.ท. พงษ์เทพ หารชุมพล, "เอกสารประกอบการสอนเรื่อง เครื่องช่วยฟัง", กองโสต ศอ นาสิกกรรม, โรงพยาบาลพระมงกุฎเกล้า.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

บทความทางวิชาการจำนวน 3 บทความ (ผลผลิตจากโครงการวิจัยนี้)

- A. Chankawee and N. Tangsangiumvisai, “On the improvement of acoustic feedback cancellation in hearing-aid devices” in the Proceedings of IEEE International Midwest Symposium on Circuit and Systems (MWSCAS’04, Hiroshima, Japan), 25 – 28 July 2004.
- A. Chankawee and N. Tangsangiumvisai, “Performance improvement of acoustic feedback cancellation in hearing aids using linear prediction” submitted to the International Technical Conference sponsored by IEEE Region 10 (TENCON’2004, Chiang Mai, Thailand) on Analog and Digital Techniques in Electrical Engineering, November 2004.
- 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 Kan, Thailand), November 2004.

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](mailto: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  $\mu$ 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  $\mu$ 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.

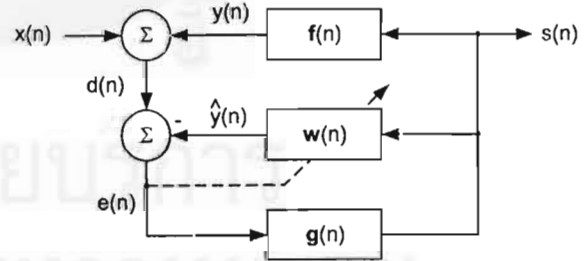


Fig 1: Acoustic feedback cancellation with continuous adaptation.

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

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

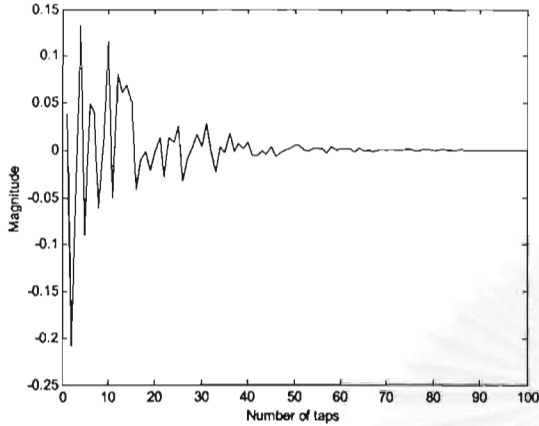


Fig 2: Impulse response of an acoustic feedback path in the hearing aids.

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.

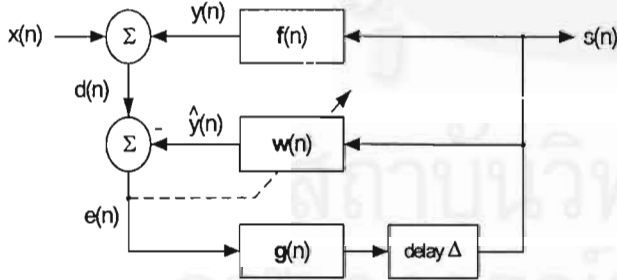


Fig 3: Acoustic feedback cancellation with delay in the forward path.

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  $8 \text{ kHz}$ , 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.

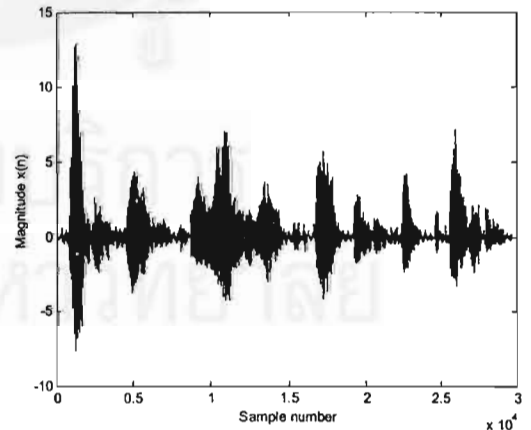


Fig 4: Speech input signal of the hearing aids.

The decorrelation technique using a fixed delay of  $1 \text{ ms}$  (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 were chosen as given in Table 1 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. The 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  $-10dB$ . For the time-varying delay approach;  $N=1$  and  $N=2$ , final value of WEVN reached  $-7dB$  and  $-10dB$ , 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 performance 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.

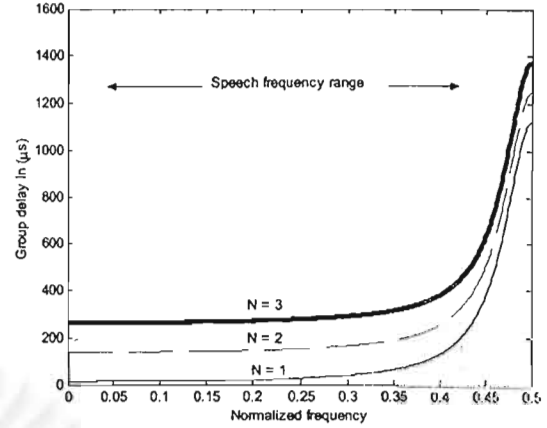


Fig 5: Group delay of HO-TV-APF for different orders  $N$ .

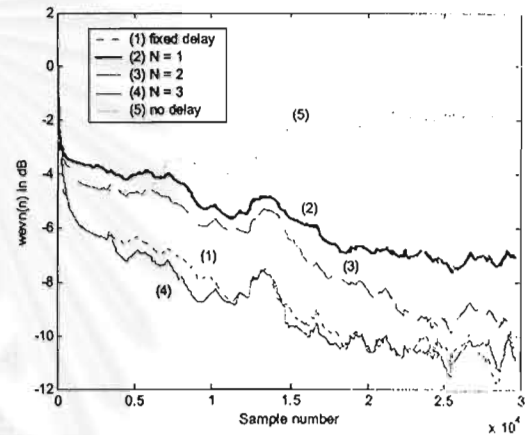


Fig 6: Comparison of WEVN performance of the AFC system with and without decorrelation methods.

### B. Subjective Listening Tests

Subjective listening tests based on the five-level quality scale were undertaken with 25 listeners. (1=bad, 2=poor, 3=fair, 4=good, 5=excellent) 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 fixed and time-varying 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 of  $1ms$ . Thus, with higher fixed delay than  $1ms$  for higher signal decorrelation level, the stereo perception would be more degraded. For the HO-TV-APF signal



decorrelation approach, the higher the order  $N$ , the higher MOS values can be obtained.

On the other hand, if a fixed delay of approximately 200  $\mu\text{s}$  is employed in order to demonstrate a fair comparison of subjective listening test particularly with the time-varying delay approach of  $N = 3$ , although the stereo perception of the signals can be preserved much better than the 1  $\text{ms}$ -fixed-delay case, the WEVN performance would be indifferent from that with no added delay. This means that the misconvergence problem of the adaptive filters in the hearing-aid devices cannot be alleviated when employing a fixed delay less than 1  $\text{ms}$ .

## 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 amplifying gain of the hearing-aid devices. Furthermore, the proposed method use less amount of delay than the decorrelation method using 1  $\text{ms}$  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*. 3<sup>rd</sup> 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](mailto: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  $g(n)$ , can be modeled as given by

$$g(n) = G_0 \quad (1)$$

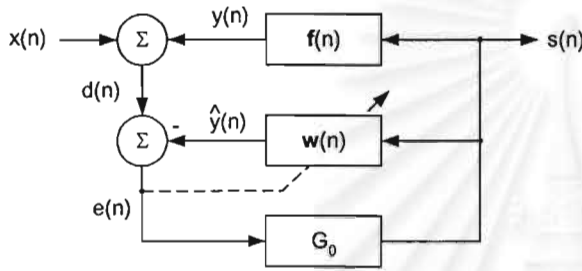


Figure 1: Acoustic feedback cancellation with continuous adaptation.

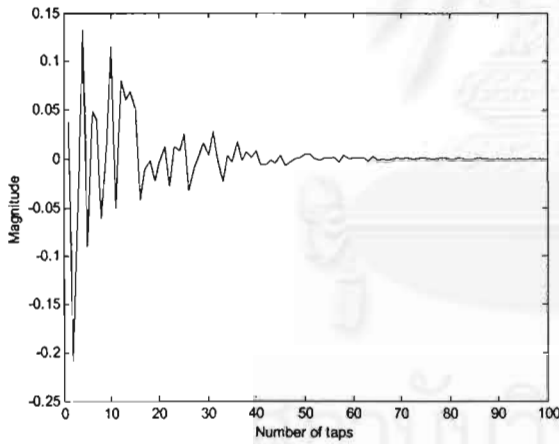


Figure 2: Impulse response of an acoustic feedback path in the hearing aids.

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  $f(n)$  of length  $L=100$  and is assumed to be time-invariant  $f$ , 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].

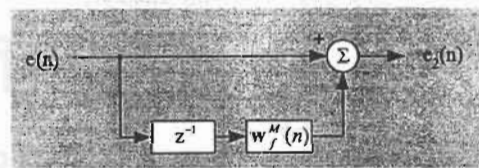
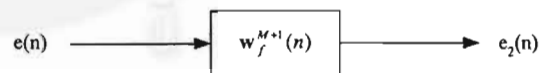


Figure 3: A forward linear predictor.

The forward prediction error  $\tilde{e}$  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  $\mathbf{u}(n)$  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  $\mathbf{u}(n)$ . 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.

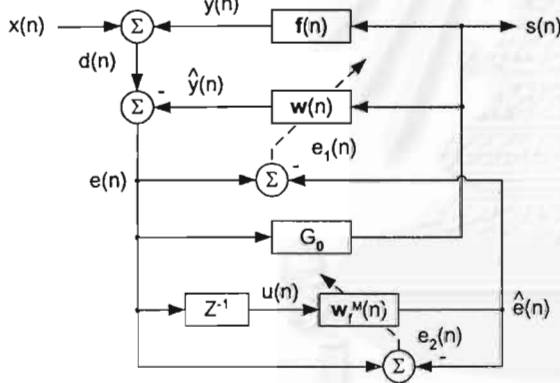


Figure 4: The modified schematic diagram of the AFC system for hearing aids.

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.

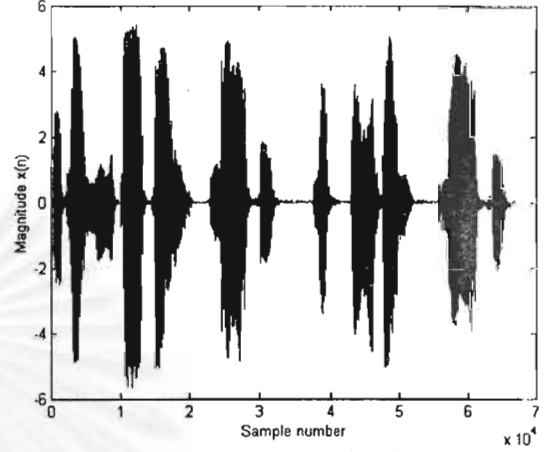


Figure 5: Speech input signal of the hearing aids.

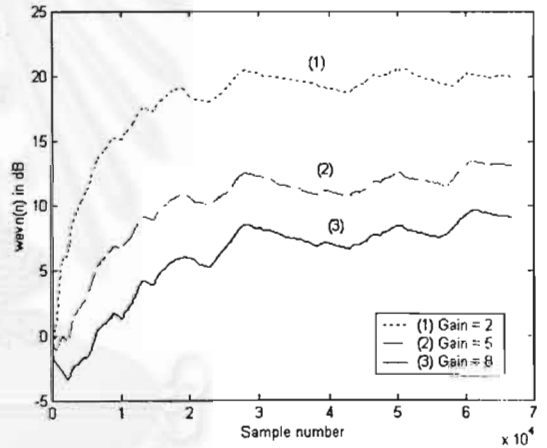


Figure 6: WEVN performance of the AFC system with various values of gain  $G_0$ .

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
$\mathbf{P}(n) = \lambda^{-1} (\mathbf{I}_M - \mathbf{k}(n)\mathbf{u}^T(n))\mathbf{P}(n-1)$	$2M^2+1$	$2M^2-M$
<b>Total</b>	<b><math>3M^2+3M+1</math></b>	<b><math>3M^2+M</math></b>

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.

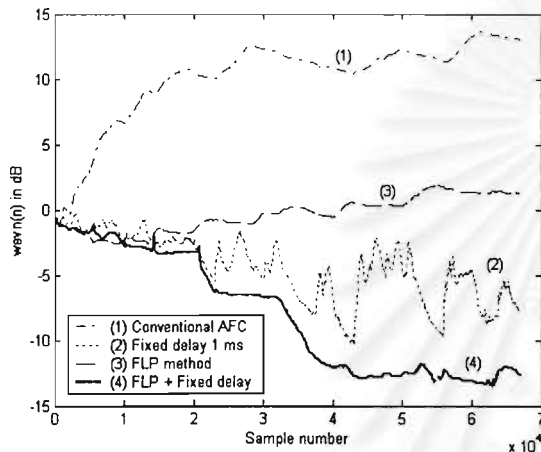


Figure 7: Comparison of WEVN performance of the AFC system when  $G_0=5$ .

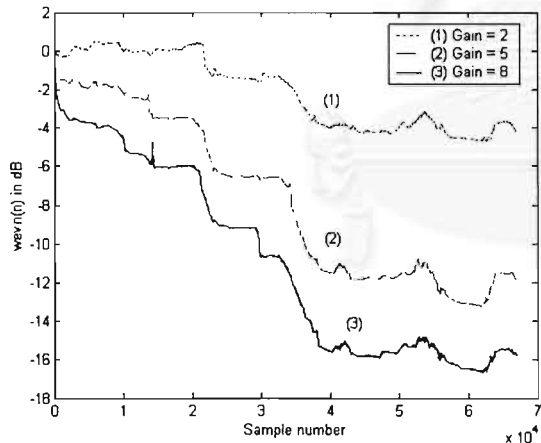


Figure 8: WEVN performance of the modified AFC system with the signal decorrelation in [5].

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.

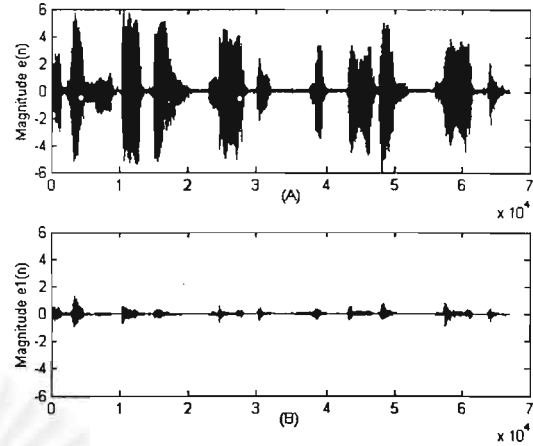


Figure 9: The error signals (a)  $e(n)$  in Fig. 1 and (b)  $e_1(n)$  in Fig. 4 when  $G_0=5$ .

## 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 Ratchadapiseksomboj 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*, 3<sup>rd</sup> 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](mailto: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  $\mu$ 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. 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.

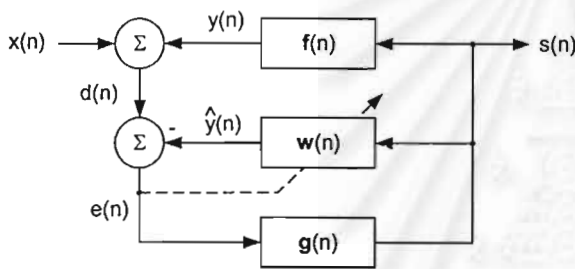


Fig 1: An AFC system with continuous adaptation.

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  $d(n)$  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  $\mathbf{w}(n) = [w_0(n), w_1(n), \dots, w_{L-1}(n)]^T$ , 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.

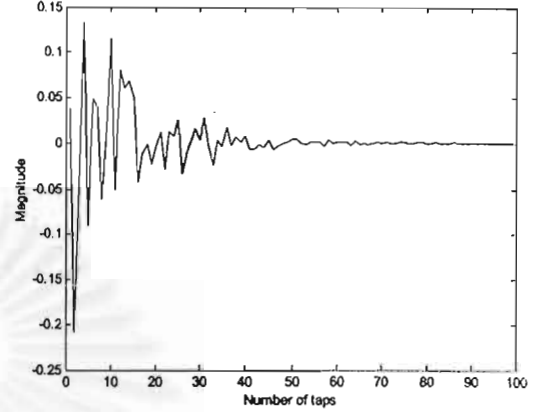


Fig 2: The impulse response of the acoustic feedback path in the hearing aids.

## 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  $\alpha_{i,\text{int}}$  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.



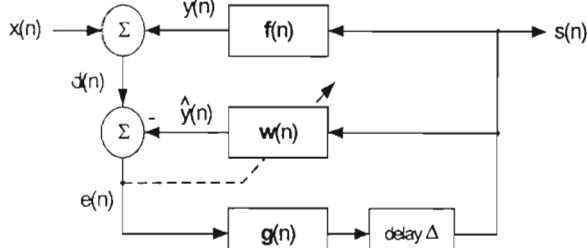


Fig 3: An AFC system with time-varying delay in the forward path.

### 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

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

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].

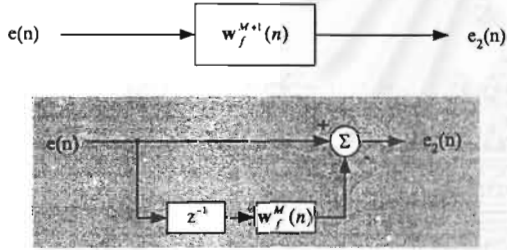


Fig 4: A forward linear predictor.

The forward prediction error is defined by

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

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.

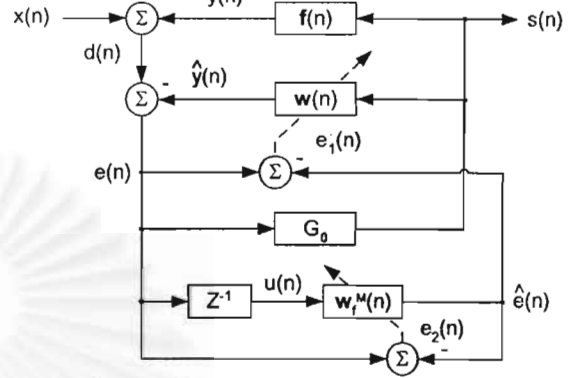


Fig 5: The modified schematic diagram of the AFC system for hearing aids.

## 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. shows 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.

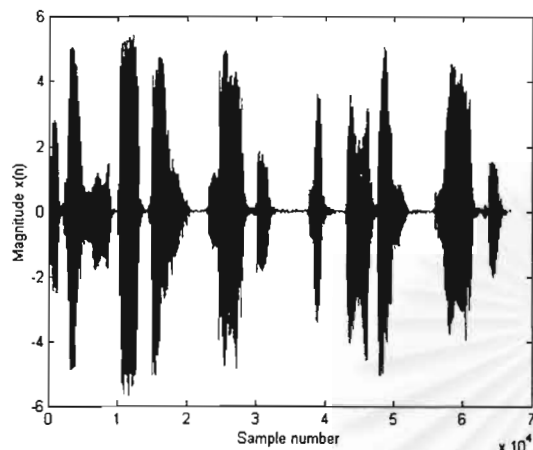


Fig. 6: Speech input signal of the hearing-aid devices.

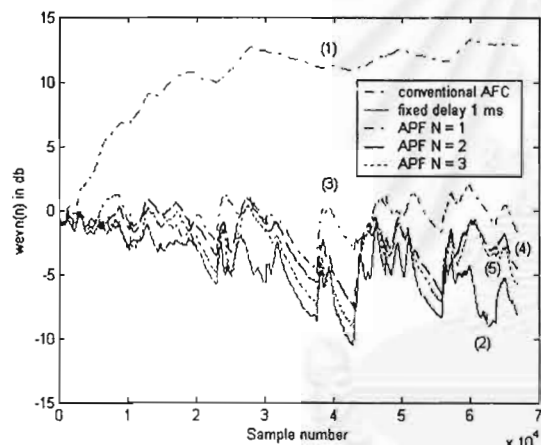


Fig. 7 : Comparison of WEVN performance of the APF at different order

## 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.

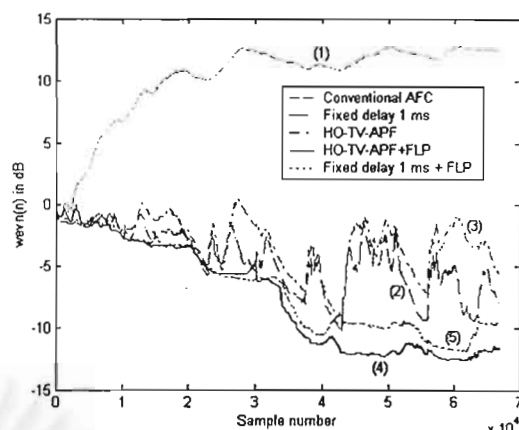


Fig. 8: Comparison of WEVN performance of the AFC system.

## 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*. 3<sup>rd</sup> Ed., Prentice Hall, 1996.
- [9] L. R. Rabiner and R. W. Schafer, *Digital Processing of Speech Signals*, Prentice Hall, 1978.

## ภาคผนวก ข

### การทดลองใส่เครื่องช่วยฟังให้กับผู้ป่วย [16]

เมื่อผู้ป่วยตัดสินใจหรือมีความต้องการจะใช้เครื่องช่วยฟัง โดยพิจารณาแล้วว่าใส่ในหูเพียงข้างเดียว หรือทั้งสองข้าง และเลือกชนิดของเครื่องช่วยฟังแล้วนั้น นักโสตสัมผัสวิทยาจะเลือกเครื่องช่วยฟังที่มีคุณสมบัติเหมาะสม หรือใกล้เคียงกับลักษณะการสูญเสียการได้ยินของผู้ป่วย โดยพิจารณาดังนี้

- ค่า Power Output สูงสุด หรือค่า High Frequency Average SSPL 90<sup>1</sup> (HFA SSPL 90)<sup>2</sup> จะต้องไม่เกินค่า Uncomfortable Level (UCL) ของผู้ป่วย
- Frequency Response ของเครื่องช่วยฟังจะต้องมีความสัมพันธ์กับช่วงความถี่ที่ผู้ป่วยสูญเสียการได้ยิน
- ค่าอัตราขยายของเครื่องช่วยฟัง หากจาก

$$\text{Gain (dB)} = \text{MCL} - 60$$

เมื่อ MCL (Most Comfortable Level) เป็นระดับความดังของเสียงที่ฟังแล้วรู้สึกสบาย (โดยเฉลี่ยแล้ว ค่า MCL จะมีค่าสูงกว่าค่า threshold of hearing<sup>3</sup> หรือ threshold in quiet อยู่ประมาณ 25 – 40 dB) และ 60 dB SPL (Sound Pressure Level) เป็นระดับความดังของเสียงในภาวะการสนทนาตามปกติ ที่วัดจากแรงดันของเสียงต่อหนึ่งหน่วยพื้นที่เปรียบเทียบกับแรงดันมาตรฐาน ( $P_0 = 2 \times 10^{-5}$  Pascal หรือ  $\text{Newton/m}^2$ ) มีหน่วยเป็น เดซิเบล

และทำการทดลองใส่ให้กับผู้ป่วยใน Sound Field โดยที่นักโสตสัมผัสวิทยาจะต้องทราบ Specification ของเครื่องช่วยฟังแต่ละเครื่องที่ทำการทดลองให้กับผู้ป่วย เมื่อทดลองเครื่องช่วยฟังครบทุกเครื่องแล้วให้พิจารณาเปรียบเทียบดังนี้

- Effective gain

ควรเลือกเครื่องช่วยฟังที่ให้ค่า Speech Reception Threshold (SRT) ต่ำที่สุด

<sup>1</sup> Saturation Sound Pressure Level คือการวัด output สูงสุดของเครื่องช่วยฟังในช่วงความถี่ 200 – 5000 Hz

<sup>2</sup> ซึ่งเป็นค่าเฉลี่ยของ Saturation Curve ที่ความถี่ 1000, 1600 และ 2500 Hz

<sup>3</sup> A function of frequency of the sound pressure level (SPL) of a pure tone that is just audible.

- Widest dynamic range  
ควรเลือกเครื่องช่วยฟังที่ให้ค่า dynamic range กว้างที่สุด
- Signal-to-Noise Ratio (SNR)  
ควรเลือกเครื่องช่วยฟังที่ให้ค่า SNR สูง
- Speech discrimination (SD)  
ควรเลือกเครื่องช่วยฟังที่ให้ค่า SD สูง



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ค

การติดต่อกับบริษัท HRC เพื่อขอตัวอย่างเครื่องช่วยฟัง



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## บันทึกข้อความ

ส่วนราชการ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย โทร. 218-6911

ที่

วันที่ 20 เมษายน 2547

เรื่อง ขอบความกรุณาบริจาคตัวอย่างอุปกรณ์เครื่องช่วยฟังเพื่อการวิจัย

เรียน คุณวิชัย ธรรมตระกูล บริษัท HRC จำกัด

ด้วยดิฉัน คร.นิสาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย มีงานวิจัยเพื่อที่จะลดปัญหาสัญญาณเสียงป้อนกลับในอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง โดยได้รับทุน รัชดาภิเษกสมโภชจากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เพื่อสนับสนุนการวิจัยนี้ และได้รับอนุมัติงบประมาณเพื่อซื้อ ตัวอย่างเครื่องช่วยฟังเพื่อสนับสนุนการวิจัยเป็นจำนวนเงิน 4000 บาท

จากที่ได้ติดต่อกับท่านทางโทรศัพท์ก่อนหน้านี้ จึงทราบว่างบประมาณส่วนที่ได้รับนี้ไม่เพียงพอ หากแต่ว่า ดิฉันรู้สึกเป็นพระคุณอย่างมากที่ทราบว่า ทางบริษัทสามารถบริจาคตัวอย่างอุปกรณ์เครื่องช่วยฟัง จำนวน 1 – 2 อัน เพื่อสนับสนุนงานวิจัยนี้ โดยได้ส่งผู้ช่วยวิจัย (นิสิตปริญญาโท) มารับตัวอย่างอุปกรณ์ดังกล่าว

จึงเรียนมาเพื่อโปรดพิจารณา

ขอแสดงความนับถือ

(ดร.นิสาชล ตั้งเสงี่ยมวิสัย)

หัวหน้าโครงการวิจัย

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย