



## รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

การออกแบบและสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลรูปแบบใหม่สำหรับ  
เครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลที่มีความซับซ้อนต่ำความแม่นยำสูง  
Design and Implementation of A New Digital Filter for  
Low- Complexity High-Accuracy Digital Hearing Aids

ผศ.ดร.ศรว์วัฒน์ ชิวปรีชา

นางสาวทิวกาล แซ่ตั้ง

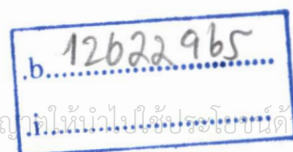
ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณแผ่นดิน ประจำปีงบประมาณ 2555

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

RCH  
๑ 147๑

๒๕๕๕



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หากมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลขทะเบียน 137348

รับเดือนปี 22 ส.ค. 2558

ชื่อโครงการ การออกแบบและสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิตอลรูปแบบใหม่สำหรับเครื่องช่วยฟังแบบ  
ดิจิตอลที่มีความซับซ้อนต่ำความแม่นยำสูง

แหล่งเงิน สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (เงินงบประมาณแผ่นดิน)

ประจำปีงบประมาณ 2555 – 2556 (โครงการต่อเนื่อง 2 ปี)

จำนวนเงินที่ได้รับการสนับสนุน 475,300 บาท (ในปีที่ 1)

ระยะเวลาทำงานวิจัย 2 ปี (ปีนี้เป็นปีที่ 1) ตั้งแต่ 1 ตุลาคม 2554 ถึง 30 กันยายน 2556

ชื่อ-สกุล ผศ.ดร.ศรวต์มน์ ชิวปรีชา, นางสาวทิวกาล แซ่ตั้ง

หน่วยงาน คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

### บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเส้นชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (infinite impulse response) ซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่ต่ำผ่าน (variable lowpass) วงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบแถบความถี่ผ่าน (variable bandpass) และวงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่สูงผ่าน (variable highpass) เป็นชุดวงจรกรองสัญญาณที่ปรับค่าได้สามช่อง โดยโครงสร้างของวงจรทั้งสามได้ออกแบบมาจากวงจรกรองสัญญาณเชิงอุปมานต้นแบบ (analog prototype filter) คือ ไบควอดเรติก (biquadratic) รวมไปถึงการแปลงเชิงเส้นคู่ (bilinear transformation) เนื่องจากทั้งค่า Q อัตราการขยายและความถี่ขอบของวงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้สามช่องสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระ และมีความยืดหยุ่นอย่างมาก สามารถนำไปใช้ชุดเซกการสูญเสียการได้ยินสำหรับเครื่องช่วยฟังดิจิตอลได้ ซึ่งทั้งค่า Q อัตราขยายและคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแต่ละวงจรจะได้ออกมาจากระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยวิธีการ Nelder-Mead เพื่อให้ผลตอบสนองที่แม่นยำในการชดเชยรูปแบบการสูญเสียการได้ยิน

คำสำคัญ : วงจรกรองสัญญาณปรับค่า, ไบควอดเรติก, การแปลงเชิงเส้นคู่, กระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยวิธีการ Nelder-Mead

Research Title: Design and Implementation of A New Digital Filter for Low- Complexity High-Accuracy Digital Hearing Aids

Researcher: Asst.Prof. Dr. Sorawat Chivaprecha, Tiwakan Saetang

Faculty: Engineering Department: Telecommunication Engineering

## ABSTRACT

This research proposes design of variable filter bank (VFB) based on classical s-z transformation method and nonlinear optimization. The variable filter bank (VFB) consists of variable lowpass, variable bandpass, and variable highpass digital filter constructed by parallelizing, which are transformed from analog prototype Biquadratic and modified bilinear transformation. The magnitudes (gains) and band edge frequencies of variable digital filters are independently adjustable which the frequency characteristic for each digital filter can be obtained from Nelder-Mead optimization in order to give the combination of amplitude response of digital filter is suitable for digital hearing aids application, which can compensate the hearing loss pattern.

**Keywords :** Variable digital filter, Biquadratic, Bilinear transformation, Nelder-Mead Optimization

## กิตติกรรมประกาศ

งานวิจัยฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยความอนุเคราะห์ของบุคคลและหน่วยงานที่เกี่ยวข้อง รวมถึงอาจารย์ภายในสถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุกท่านที่คอยเป็นที่ปรึกษาและชี้แนะเรื่องต่างๆ ในงานวิจัย ขอขอบคุณนายณัฐวุฒิ หอชัยรัตน์ สำหรับความช่วยเหลือในการตรวจสอบงานวิจัยรวมถึงค้นหาข้อมูลเพิ่มเติมทำให้งานวิจัยสามารถสำเร็จไปได้ด้วยดี ซึ่ง “การวิจัยครั้งนี้ได้รับทุนสนับสนุนการวิจัยจากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง จากแหล่งทุนเงินงบประมาณแผ่นดิน ประจำปีงบประมาณ พ.ศ. 2555” ซึ่งเป็นปีที่ 1 ในการทำโครงการวิจัย (โครงการวิจัยต่อเนื่อง 2 ปี)

คุณค่าและประโยชน์ใด ๆ ที่อาจมีจากงานวิจัยฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบเป็นเครื่องบูชาพระคุณของบิดามารดาที่ให้กำเนิดและเลี้ยงดูให้การศึกษา ตลอดจนครูบาอาจารย์และผู้ที่มีพระคุณทุกท่านที่มีส่วนในการวางรากฐานการศึกษาให้แก่ผู้วิจัย



ผศ.ดร.ศรวัฒน์

นางสาวทิวกาล

ชีวปริชา

แช่ตั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	ก
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง
สารบัญตาราง	ฉ
สารบัญภาพ	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย	2
1.3 ขอบเขตของการวิจัย	3
1.4 วิธีดำเนินงานวิจัย	4
1.5 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (information) ที่เกี่ยวข้อง	4
บทที่ 2 ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	6
2.1 กลไกการได้ยินและอันตรายของเสียงดังต่อมนุษย์	6
2.2 ประเภทของความสูญเสียการได้ยิน	7
2.3 การสูญเสียการได้ยินเนื่องจากเสียงดัง	8
2.4 การตรวจเพื่อระบุการสูญเสียการได้ยิน	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.5 การตรวจหูและประเมินการได้ยิน	9
2.6 ผลการตรวจ audiogram	10
2.7 เครื่องช่วยฟัง (Hearing Aids)	11
2.8 หลักการออกแบบ IIR Digital Filter ด้วยวิธี Bilinear Pascal matrix	14
2.9 ความสมมาตรสัมประสิทธิ์เทอมเศษ (Symmetries of numerator coefficient)	24
2.10 หลักการในการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้วิธีการ Nelder-Mead	35
<b>บทที่ 3 วิธีการดำเนินงานวิจัย</b>	
3.1 การออกแบบจาก Audiogram	43
<b>บทที่ 4 ผลการวิจัย</b>	
4.1 ผลการทดลองการออกแบบ IIR Digital Filter ด้วยวิธี Bilinear Pascal Matrix	57
<b>บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ</b>	
5.1 สรุปผลการวิจัย	70
5.2 ข้อเสนอแนะ	71
<b>เอกสารอ้างอิง</b>	72
<b>ประวัตินักวิจัย</b>	73

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลของกระบวนการหาค่าต่ำสุดด้วยวิธี Nelder-Mead ทั้งหมด 10 รอบ	45
4.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดสูงสุดระหว่างการใช้ prototype แบบ chebyshev type I และ prototype แบบ biquadratic	73
4.2 แสดงปัจจัยในการปรับอัตราขยาย สัมประสิทธิ์เทอมเศษและสัมประสิทธิ์เทอมส่วนของวงจรรองที่ได้จาก $H_n(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I	74
4.3 แสดงปัจจัยในการปรับอัตราขยาย สัมประสิทธิ์เทอมเศษและสัมประสิทธิ์เทอมส่วนของวงจรรองที่ได้จาก $H_n(S)$ เป็นแบบ Biquadratic	74



## สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 Pseudo code สำหรับการหาค่าเหมาะที่สุด (optimize) โดยใช้วิธีการ Nelder-Mead	38
2.2 ภาพการหาจุดต่างๆ ด้วยวิธีการ Nelder-Mead	40
2.3 ภาพแสดงกระบวนการหาค่าต่ำที่สุดด้วยวิธี Nelder-Mead	46
3.1 Audiogram ในหูคนปกติ	48
3.2 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินเนื่องจากอายุ	49
3.3 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ความถี่ประมาณ 4000 Hz	49
3.4 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 1	50
3.5 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 2	50
3.6 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในช่วงความถี่ประมาณ 4000 Hz	51
3.7 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินการสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในทุกช่วงความถี่	51
3.8 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ช่วงความถี่สูง	52
3.9 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบเป็น Linear	52
3.10 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 1	53
3.11 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 2	54

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
3.12 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 3	54
3.13 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 4	55
3.14 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 5	55
3.15 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 6	56
3.16 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 7	56
3.17 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน จากตัวอย่างที่ 8	57
3.18 โครงสร้างของชุดวงจรรองสัญญาณ	58
3.19 แนวคิดการสร้างผลตอบสนองทางขนาด สำหรับชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน	59
4.1 แสดงการสูญเสียการได้ยินทั่วไปอันเนื่องมาจากอายุ (ทั้งหูซ้ายและหูขวา) เป็นย่านความถี่สูง และเกณฑ์ การได้ยินกว้าง โดยกำหนดให้ 'x', 'o' เป็นความสามารถในการได้ยินในหูซ้ายและขวา ตามลำดับ	62

## สารบัญญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.2 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 1 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.89dB	63
4.3 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินของแถบความถี่ทั้งหมด ซึ่งการสูญเสียนี้จะมีปัญหาในการได้ยินเสียงสระมากที่สุด และจะมีปัญหากับเสียงพยัญชนะในสภาวะที่มีเสียงดัง	63
4.4 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 2 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 2.61dB	64
4.5 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยถึงปานกลางที่ความถี่ต่ำ และระดับการสูญเสียการได้ยินระดับน้อยที่ความถี่สูง ผลกระทบหลักจะเป็นการสูญเสียของเสียงดังโดยรวมเพราะไม่สามารถได้ยินเสียงสระส่วนใหญ่ ดังนั้นการสนทนาในระยะที่ใกล้จึงมีความจำเป็น	64
4.6 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 3 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 2.88dB	65
4.7 แสดงรูปแบบการได้ยินที่ถูกใช้ใน [2] ซึ่งมีการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยที่ความถี่สูงและถูก เรียกว่า การสูญเสียแบบ ski slope	65
4.8 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 4 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 5.22dB	66
4.9 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียที่ย่านความถี่เดียวที่ความถี่สูง	66
4.10 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 5 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.15dB	67

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.10 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 5 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_u(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.15dB	67
4.11 แสดงการสูญเสียการได้ยินทั่วไปอันเนื่องมาจากอายุ (ทั้งหูซ้ายและหูขวา) เป็นย่านความถี่สูง และเกณฑ์การได้ยินกว้าง โดยกำหนดให้ 'x', 'o' เป็นความสามารถในการได้ยินในหูซ้ายและขวา ตามลำดับ	68
4.12 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 1 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_u(S)$ เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.21dB	69
4.13 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินของแถบความถี่ทั้งหมด ซึ่งการสูญเสียนี้จะมีปัญหาในการได้ยินเสียงสระมากที่สุด และจะมีปัญหากับเสียงพยัญชนะในสถานะที่มีเสียงดัง	69
4.14 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 2 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_u(S)$ เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.24 dB	70
4.15 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยถึงปานกลางที่ความถี่ต่ำ และระดับการสูญเสียการได้ยินระดับน้อยที่ความถี่สูง ผลกระทบหลักจะเป็นการสูญเสียของเสียงดังโดยรวมเพราะไม่สามารถได้ยินเสียงสระส่วนใหญ่ ดังนั้นการสนทนาในระยะที่ใกล้จึงมีความจำเป็น	70
4.16 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 3 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_u(S)$ เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.81 dB	71
4.17 แสดงรูปแบบการได้ยินที่ถูกใช้ใน [2] ซึ่งมีการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยที่ความถี่สูงและถูก เรียกว่า การสูญเสียแบบ ski slope	71
4.18 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 4 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_u(S)$ เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.27 dB	72

## สารบัญภาพ (ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.18 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 4 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.27 dB	72
4.19 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียที่ย่านความถี่เดียวที่ความถี่สูง	72
4.20 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 5 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก $H_d(S)$ เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.49 dB	73



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

เครื่องช่วยฟัง (Hearing Aid) เป็นอุปกรณ์ที่มีความสำคัญและจำเป็นสำหรับผู้ที่มีสูญเสียความสามารถในการได้ยิน แต่เดิมเครื่องช่วยฟังที่ใช้กันเป็นส่วนใหญ่จะเป็นเครื่องช่วยฟังแบบอนาล็อก (Analog Hearing Aid) ซึ่งใช้อุปกรณ์อนาล็อกในการสร้างและรูปแบบของวงจรส่วนมากที่ใช้จะเป็น วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifiers) สำหรับย่านความถี่แต่ละย่านที่เกิดการสูญเสียไปสำหรับผู้ที่มีสูญเสียการได้ยินในแต่ละราย โดยอุปกรณ์ดังกล่าวจะมีการใช้กำลังจากแบตเตอรี่ที่สูงและการปรับแต่งตัวเครื่องให้เหมาะสมกับผู้ใช้แต่ละรายค่อนข้างยาก และการปรับจูนตัวเครื่องก็เป็นไปในลักษณะ manual คือ ต้องใช้ผู้ที่ชำนาญและมีประสบการณ์เป็นคนปรับแต่งและทดลองกับผู้ใช้แต่ละรายว่าเหมาะสมมากน้อยเพียงใด ถึงแม้จะสามารถปรับแต่งให้ผลในการใช้งานดีที่สุดแล้วแต่เมื่อใช้ไปสักระยะเวลาหนึ่ง ด้วยความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์อนาล็อกโดยทั่วไปที่ขึ้นอยู่กับสภาพการใช้งาน อุณหภูมิ ความชื้น การสั่นสะเทือนรวมถึงการกระแทก ก็จะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องคลาดเคลื่อนไป

ด้วยเหตุผลดังกล่าว โครงการวิจัยนี้จึงได้นำเสนอการพัฒนาเครื่องช่วยฟังในอีกลักษณะหนึ่ง ที่เรียกว่าเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัล [1-10] ที่มีรูปแบบการใช้งานที่ยืดหยุ่นกว่า ใช้กำลังงานต่ำกว่า และมีความถูกต้องแม่นยำในการชดเชยขนาดของสัญญาณในแต่ละย่านความถี่ได้สูงกว่า โดยการชดเชยขนาดของสัญญาณในแต่ละย่านความถี่จะได้มาจากรูปแบบการได้ยิน (Hearing Patterns) หรือที่เรียกว่า Audiogram [11] ของผู้ที่มีสูญเสียการได้ยินในแต่ละราย การออกแบบเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลที่ได้ทำนี้จะแตกต่างจากเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลที่มีใช้กันอยู่ทั่วไป คือ จะใช้วงจรกรองสัญญาณดิจิทัลที่สามารถปรับอัตราขยาย และความกว้างของย่านความถี่ได้อย่างเป็นอิสระจำนวน 3 วงจรเท่านั้น ทำให้ภาพรวมของตัวต้นแบบของเครื่องช่วยฟังที่ได้จะมีขนาดที่กะทัดรัด (Compact) รวมทั้งใช้กำลังงานต่ำลงไปอีก

ในส่วนของการปรับแต่งผลตอบสนองทางความถี่ในแต่ละย่านความถี่ให้เหมาะสมกับผู้ใช้แต่ละรายนั้น ทางผู้วิจัยยังจะได้ทำการออกแบบซอฟต์แวร์ที่ใช้ในการปรับแต่งเครื่องช่วยฟังให้เหมาะกับผู้ใช้แต่ละรายอีกด้วย โดยซอฟต์แวร์ดังกล่าวมีหน้าที่ในการตรวจสอบสภาพการได้ยินของผู้ที่จะใช้เครื่องช่วยฟังในแต่ละราย แล้วทำการบันทึกเป็น Audiograms จากนั้นซอฟต์แวร์จะวิเคราะห์สิ่งที่ได้จาก Audiograms เพื่อทำการชดเชยโดยการขยายขนาดของสัญญาณในแต่ละย่านความถี่ที่ผู้ใช้งานตัวเครื่องช่วยฟังนั้นมีการสูญเสีย ผลที่ได้จากการวิเคราะห์ด้วยซอฟต์แวร์ดังกล่าวสำหรับการชดเชยการได้ยินให้กับผู้ที่มีสูญเสียการได้ยินในแต่ละรายนั้นจะเป็นชุดของค่าพารามิเตอร์ (ซึ่งในทางหลักการแล้วก็คือค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลทั้ง 3 วงจรและค่าอัตราขยายที่ใช้สำหรับวงจรกรองสัญญาณทั้ง 3 นั้นเอง) ชุดของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพารามิเตอร์ดังกล่าวจะถูกโปรแกรมลงบนตัวเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลของผู้ใช้รายนั้นๆ ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปแบบที่นำเสนอตั้งกล่าวนี้อาจช่วยทำให้ขั้นตอนในการปรับแต่งตัวเครื่องให้เหมาะกับผู้ใช้แต่ละรายนั้นทำได้ง่ายขึ้น ซึ่งรูปแบบนี้ถือเป็นข้อดีอย่างมากสำหรับการใช้งานเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัล ที่เครื่องช่วยฟังแบบอนาล็อกไม่สามารถทำในลักษณะเดียวกันได้และที่สำคัญไม่ว่าจะเป็นเครื่องช่วยฟังแบบอนาล็อก หรือแบบดิจิทัลที่มีใช้กันอยู่ในประเทศไทย ล้วนแล้วแต่ต้องนำเข้าจากต่างประเทศ โดยเฉพาะเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลนั้นซึ่งโดยปกติจะมีราคาที่สูงกว่าเครื่องช่วยฟังแบบอนาล็อก ดังนั้นถ้าทางผู้วิจัยสามารถที่จะพัฒนาเครื่องต้นแบบของเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลดังกล่าวได้ก็จะเป็นประโยชน์อย่างมากในการสร้างเป็นองค์ความรู้ภายในประเทศของเราเองและยังสามารถพัฒนาต่อไปเป็นผลิตภัณฑ์ในเชิงพาณิชย์ได้อีกด้วย เพื่อลดการนำเข้าอุปกรณ์ชนิดดังกล่าวจากต่างประเทศ

โครงการวิจัยนี้นำเสนอการออกแบบวงจรกรองสัญญาณเชิงเส้นชนิดผลตอบสนองอนิมพัลส์ไม่จำกัด (infinite impulse response) ซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่ต่ำผ่าน (variable lowpass) วงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบแถบความถี่ผ่าน (variable bandpass) และวงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่สูงผ่าน (variable highpass) เป็นชุดวงจรกรองสัญญาณที่ปรับค่าได้สามช่อง โดยโครงสร้างของวงจรทั้งสามได้ออกแบบมาจากวงจรกรองสัญญาณเชิงอุปมานต้นแบบ (analog prototype filter) คือ ไบควอดเรติก (biquadratic) รวมไปถึงการแปลงเชิงเส้นคู่ (bilinear transformation) [12-16] เนื่องจากทั้งค่า Q, อัตราการขยายและความถี่ขอบของวงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้สามช่องสามารถปรับค่าได้อย่างอิสระ และมีความยืดหยุ่นอย่างมาก สามารถนำมาใช้ทดแทนการสูญเสียการได้ยินสำหรับเครื่องช่วยฟังดิจิทัลได้ ซึ่งทั้งค่า Q, อัตราขยายและคุณลักษณะทางความถี่ของวงจรกรองสัญญาณเชิงเลขแต่ละวงจรจะได้มาจากกระบวนการหาค่าเหมาะสมที่สุดด้วยวิธีการ Nealder mead [17] เพื่อให้ผลตอบสนองที่แม่นยำในการชดเชยรูปแบบการสูญเสียการได้ยิน

## 1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 สร้างองค์ความรู้และหลักการใหม่สำหรับการออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลสำหรับการนำไปพัฒนาเป็นเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลสำหรับผู้สูญเสียการได้ยิน

1.2.2 สร้างและพัฒนาต้นแบบของเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลที่มีคุณสมบัติในด้านการใช้งาน รวมทั้งมีความยืดหยุ่นในการใช้งานที่มากกว่าเครื่องช่วยฟังแบบอนาล็อกที่มีใช้งานกันอยู่มาแต่ก่อน รวมทั้งพัฒนาซอฟต์แวร์ประกอบที่ใช้ควบคู่กันในการปรับแต่งเครื่องช่วยฟังให้เหมาะกับผู้ใช้งานแต่ละราย

1.2.3 จากองค์ความรู้ที่ได้พัฒนาและสร้างขึ้นจะสามารถนำไปสู่การพัฒนาเป็นผลิตภัณฑ์ในเชิงพาณิชย์ต่อไปเพื่อลดการนำเข้าอุปกรณ์ดังกล่าวจากต่างประเทศและนำมาใช้งานจริงภายในประเทศกับโรงพยาบาลและหน่วยงานทางด้านสาธารณสุขที่มีการให้บริการกับผู้สูญเสียการได้ยิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.4 เสริมสร้างศักยภาพของนักวิจัยภายในประเทศในการสร้างองค์ความรู้ใหม่ซึ่งถือเป็นงานวิจัยพื้นฐานและนำงานวิจัยพื้นฐานนั้นมาประยุกต์ใช้งานเพื่อพัฒนาต่อยอดเพื่อสร้างเป็นต้นแบบของผลิตภัณฑ์ให้เกิดประโยชน์ต่อสังคมและประเทศชาติ รวมทั้งสามารถผลิตนักศึกษาในระดับบัณฑิตศึกษาภายใต้โครงการวิจัยที่นำเสนอ

### 1.3 ขอบเขต

1.3.1 ศึกษาและทบทวนผลงานวิจัยที่ผ่านมาที่เกี่ยวข้องกับหัวข้องานวิจัยที่นำเสนอทั้งในบทความวิชาการในวารสารวิชาการและเอกสารการประชุมวิชาการชั้นนำทั้งในระดับชาติและนานาชาติ สิทธิบัตร และข้อมูลจาก web-sites ต่างๆ ทาง Internet

1.3.2 ทำการคิดค้นวิธีการออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบใหม่รวมทั้งโครงสร้างที่ใช้พื้นฐานของโครงสร้างวงจรกรองสัญญาณแบบ IIR ด้วยวิธีการผสมผสาน (Mixed or Hybrid) ระหว่างกระบวนการ Nonlinear Optimization และการแปลงตัวกรองต้นแบบเชิงอุปมาน (Analog Filter Prototype) ไปเป็นตัวกรองเชิงเลข (Digital Filter) ด้วยการแปลงโดเมน  $s$ - $z$  โดย Bilinear Transformation รูปแบบใหม่ที่มีพื้นฐานอยู่บนการแปลงด้วย Pascal Matrix (Matrix-based Bilinear  $s$ - $z$  Transformation) โดยกระบวนการ Optimization จะทำให้ได้มาซึ่งข้อกำหนดที่เหมาะสมของวงจรกรองย่อยๆ ที่นำมาประกอบกันเป็น Filter-Bank และข้อกำหนดเหล่านั้นจะถูกนำไปใช้ในการออกแบบด้วย Matrix-based Bilinear Transformation อีกครั้งหนึ่งซึ่งได้รวมขั้นตอนของ Frequency Transformation ในรูปแบบของ Matrix operation ไว้ในขั้นตอนนี้ด้วยเช่นกัน

1.3.3 ทำการศึกษารูปแบบวิธีการ Search Optimization หลากๆ รูปแบบ เช่น Direct search, Simplex Nelder-Mead Method, Genetic Algorithm เป็นต้น และเลือกเอารูปแบบที่ให้ความแม่นยำ (Accuracy) กับผลของการออกแบบที่ดีที่สุดมาใช้งาน โดยผลตอบสนองทางขนาด (Amplitude Response) ที่จะใช้เป็นเกณฑ์ในกระบวนการ Optimization จะเป็นผลตอบสนองทางขนาดที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียการได้ยินของผู้ที่สูญเสียการได้ยินในแต่ละรายๆ ไป

1.3.4 ออกแบบสร้างโครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณ (Filter Realization) ที่ได้ให้เหมาะสมสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็น Digital Hearing Aids ซึ่งจะใช้สำหรับการชดเชยการสูญเสียการได้ยินจาก Hearing Loss Pattern ของผู้ที่สูญเสียการได้ยินแต่ละรายๆ ไป โดยนอกจากจะแสดงผลการทำงานจากการจำลองการทำงานแล้วยังจะทดลองสร้างต้นแบบของวงจรดังกล่าวด้วย Digital Signal Processor หรืออุปกรณ์จำพวก Programmable Logic Devices เช่น FPGA (Field Programmable Gate Array) สำหรับทดสอบการทำงานจริงที่ได้จากวิธีการออกแบบที่ได้นำเสนอไปด้วย และเมื่อผลงานวิจัยมีความก้าวหน้ารวมทั้งเมื่อเสร็จสิ้นงานวิจัยก็ทำการนำเสนอผลงานวิจัยเพื่อเผยแพร่ทั้งในระดับชาติและระดับนานาชาติต่อไป รวมทั้งพัฒนาผลงานวิจัยให้เป็นต้นแบบ (Prototype) สำหรับการผลิตเพื่อใช้งานจริงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 1.4 วิธีการดำเนินการวิจัย

การดำเนินการวิจัยหลักเพื่อมีเป้าหมายไปสู่การพัฒนาเครื่องต้นแบบเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลที่จะนำเสนอจะดำเนินการหลักที่ห้องปฏิบัติการวิจัยวงจรและระบบประมวลผลสัญญาณดิจิทัล สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

วิธีดำเนินการวิจัยจะเริ่มจากการศึกษารูปแบบของการสูญเสียการได้ยินของผู้ที่สูญเสีย การได้ยินในรูปแบบต่าง ๆ รวมทั้งปัญหาและอุปสรรคที่มีอยู่ในการใช้งานเครื่องช่วยฟังที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน และศึกษาค้นคว้าจากบทความทางวิชาการต่างๆที่เกี่ยวข้องกับการออกแบบเครื่องช่วยฟังด้วยวิธีต่างๆ

จากข้อมูลหลายแบบหลายตัวอย่างจาก Audiograms ของผู้ที่สูญเสียการได้ยินหลายรายจะถูกนำมาใช้ในการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (หรือที่เรียกว่าฟังก์ชันถ่ายโอน : Transfer Function) เพื่อใช้ในการชดเชยความสูญเสียการได้ยินของผู้ที่สูญเสียการได้ยินแต่ละราย โดยพารามิเตอร์ที่จะใช้ในการกำหนดฟังก์ชันการทำงานของตัวเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลที่จะได้พัฒนาขึ้นจะถูกทำการ Optimize เพื่อให้ผลการตอบสนองทางความถี่มีความถูกต้องแม่นยำที่สุดในการชดเชยความสูญเสียการได้ยิน โดยซอฟต์แวร์ที่จะใช้งานในการ Optimization นี้ทางผู้วิจัยก็จะทำการพัฒนาขึ้นมาด้วย พารามิเตอร์ที่ผ่านการ Optimize มาแล้วจะถูกนำไปคำนวณเป็นค่าสัมประสิทธิ์ของวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลก่อนจะทำการโปรแกรมลงไปในตัวเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลจากนั้นทำการทดสอบผลตอบสนองว่ามีความสามารถในการชดเชยการสูญเสียการได้ยินได้ถูกต้องแม่นยำตามที่ออกแบบไว้หรือไม่ ก่อนที่จะนำไปให้ผู้ปฏิบัติการที่เกี่ยวข้องกับเครื่องช่วยฟังโดยตรงนำไปทดสอบกับผู้สูญเสียการได้ยินจริง

## 1.5 การทบทวนวรรณกรรม/สารสนเทศ (information) ที่เกี่ยวข้อง

แนวโน้มของการพัฒนาเครื่องช่วยฟังในปัจจุบันจะมุ่งเน้นไปที่เครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลมากกว่าเครื่องช่วยฟังแบบอนาล็อก เนื่องจากคุณสมบัติที่ดีกว่า และกระบวนการปรับแต่งเครื่องให้เหมาะกับผู้ใช้งานแต่ละรายสามารถทำได้ดีกว่า รวมทั้งความเจริญก้าวหน้าในเรื่องของเทคโนโลยีวงจรรวม และไมโครโปรเซสเซอร์ทำให้การพัฒนาเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลไม่ได้มีอุปสรรคใด ๆ ในเรื่องของเทคโนโลยีในการสร้างดังเช่นในสมัยก่อนที่ผ่านมา

แต่ถึงกระนั้นการพัฒนาเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลเองก็ยังคงมีความท้าทายอยู่สองประการที่บรรดานักวิจัยได้ให้ความสำคัญกัน ประการแรก คือ เรื่องของการใช้กำลังงานต่ำเพื่อประหยัดแบตเตอรี่ในการใช้งาน และประการที่สองคือ เรื่องของความถูกต้องแม่นยำในเรื่องของการชดเชยขนาดของสัญญาณในแต่ละย่านความถี่ของผู้ใช้แต่ละรายตาม Audiograms ของผู้ที่สูญเสียการได้ยินแต่ละรายที่ได้รับการตรวจสอบมาในระดับคลินิก [18-19] ทั้งสองประการดังที่กล่าวจะมีลักษณะที่ได้อย่างเสียอย่าง (Trade-Off) คือ ถ้าต้องการให้ใช้กำลังงานต่ำความถูกต้องแม่นยำก็จะด้อยลง หรือถ้าต้องการความถูกต้องแม่นยำสูงก็อาจจะต้องใช้กำลังงานมาก ซึ่งทั้งหมดที่กล่าวมามีสาเหตุมาจากโครงสร้างหลักภายในเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเป็นชุดของวงจรกรองสัญญาณดิจิทัล (Digital Filter) ถ้าต้องการให้ความถูกต้องแม่นยำสูงก็มีความจำเป็นที่จะต้องใช้จำนวนของวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลที่ประกอบกันเป็นชุด (Bank) ที่มีจำนวนมาก ซึ่งก็ทำให้การใช้กำลังงานมากตามไปด้วย นอกจากนี้วงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแต่ละวงจรที่ใช้ก็มักจะเป็นวงจรกรองสัญญาณชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response: FIR Filter) ที่มีสัมประสิทธิ์เป็นค่าคงที่ (Fixed-Coefficients) ซึ่งข้อดีของวงจรกรองสัญญาณประเภทนี้ คือ ผลตอบสนองทางเฟส (Phase Response) เป็นเชิงเส้น แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญคือ ในการที่จะให้ผลตอบสนองทางขนาดของสัญญาณที่ได้นั้นจะต้องใช้อันดับ (Order) ของวงจรที่สูงมาก ซึ่งก็เป็นสาเหตุที่ทำให้ต้องใช้จำนวนอุปกรณ์ในการสร้างวงจรกรองสัญญาณมากขึ้นตามไปด้วย จึงเป็นสาเหตุหนึ่งที่ทำให้เกิดการกินกำลังงานสูงอีกด้วย ลักษณะของเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลตามที่ได้กล่าวมานี้ถูกนำเสนอในงานในบทความ [4-10] โดยในบทความ [4] มุ่งเน้นไปที่ความพยายามปรับปรุงคุณภาพของความแม่นยำถูกต้องให้มีค่าดีขึ้น แต่การทำงานหรือการคำนวณของวงจรกรองสัญญาณ FIR นั้นมีความซับซ้อนสูงมาก (High Computational Complexity) สำหรับในบทความ [5] ได้ใช้วงจรกรองสัญญาณ FIR แถบความถี่ผ่าน (FIR Bandpass Filter) จำนวน 3 วงจร (Sub-Filters) สำหรับต่อเป็นชุด โดยวงจรทั้ง 3 นั้นจะเลือกมาจากวงจรที่ออกแบบไว้ก่อนล่วงหน้าจำนวน 7 วงจร ซึ่งก็สามารถช่วยลดความซับซ้อนในการทำงานและลดการใช้กำลังงานลงไปได้ แต่ถึงกระนั้นอันดับของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้นั้นมีอันดับที่สูง คือ อันดับที่ 28 หรือ 36 ดังนั้นประสิทธิภาพในการที่จะลดการใช้กำลังงานก็ได้ดีเท่าไรนัก และสำหรับบทความ [6-10] ก็มีลักษณะที่คล้ายกัน ซึ่งสรุปได้ว่าการใช้ FIR Filter ในการออกแบบนั้น ถ้าต้องการความถูกต้องแม่นยำสูงจำเป็นจะต้องมี Frequency Bands ที่มาก ซึ่งหมายถึงจำนวนของวงจรกรองสัญญาณย่อย (Sub-Filters) ที่ใช้งานก็ต้องมีจำนวนมากตามซึ่งไม่ส่งผลดีในแง่ของความซับซ้อนและการบริโภคกำลังงาน แต่ถ้าลดจำนวนของ Sub-Filters ลงก็จะส่งผลในเรื่องของความแม่นยำที่ต่ำซึ่งจะทำให้เกิดมีค่าผิดพลาดที่มาก

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 กลไกการได้ยินและอันตรายของเสียงดังต่อมนุษย์

คนเราสามารถได้ยินเนื่องจากคลื่นเสียงเคลื่อนที่จากหูชั้นนอก เข้าสู่หูชั้นกลาง แล้วเข้าสู่หูชั้นใน การทำงานของหูในช่วงตั้งแต่ใบหู รูหู กระดูกหูชั้นกลาง จัดเป็นการนำเสียงผ่านโมเลกุลของอากาศ ซึ่งจะส่งต่อไปยังหูชั้นกลางในหูชั้นกลางจะมีกระดูกหู 3 ชิ้นส่งคลื่นเสียงเข้าไปสู่หูชั้นใน ที่กระดูกนี้จะมีกล้ามเนื้ออยู่ซึ่งเมื่อมีเสียงดังมากเกินไปผ่านเข้ามา ร่างกายจะมีกลไกป้องกันโดยให้กล้ามเนื้อนี้จะหดตัวอัตโนมัติช่วยจะลดระดับเสียงที่จะผ่านเข้าไปสู่หูชั้นในได้ประมาณ 30 –40 dB ที่หูชั้นใน จะมีอวัยวะรูปกันหอยเรียกคอคเคลีย(Cochlea) ภายในกลางบรรจุของเหลวไว้ พื้นของคอคเคลียจะบุด้วยเซลล์ขน(Hair cell) ซึ่งทำหน้าที่รับความรู้สึกสั่นสะเทือนแปลงเป็นคลื่นประสาทส่งไปสมองเพื่อแปลความหมายของเสียงที่ได้ยิน การนำคลื่นเสียงจากอากาศมาสู่หูชั้นกลางเรียกว่า Conductive Function และการนำคลื่นเสียงจากการสั่นสะเทือนแล้วแปลเป็นกระแสประสาทเพื่อส่งไปรับรู้ที่สมองจะเรียกว่า Sensorineural Function ตัวเซลล์ขนนี้มีความยาวไม่เท่ากันและมีความจำเพาะเจาะจงต่อความถี่ใดความถี่หนึ่งถ้าเสียงดังมากเกินไปเกินกว่าการป้องกันโดยธรรมชาติของร่างกายคือถ้ามีระดับความเข้มของเสียงสูงกว่า 85 dB เมื่อคลื่นเสียงเดินทางมาถึงเซลล์ขนจะทำให้มีการสั่นสะเทือนอย่างต่อเนื่องเป็นเวลานานติดต่อกัน เซลล์ขนจะไม่สามารถปรับสภาพคืนสู่ปกติ และหลุดร่วงไป ก็จะเกิดการขาดช่วงการเดินทางของเสียงที่ไปยังสมอง เกิดการสูญเสียการได้ยินขึ้น และก็จะเฉพาะความถี่ของเสียงดังนั้นๆ การที่เซลล์ขนถูกทำลาย ทำให้เกิดหูตึงได้ 2 ลักษณะ คือ

2.1.1 Acoustic trauma คือ การสูญเสียการได้ยินอย่างฉับพลันเมื่อได้ยินเสียงดังมาก เช่น เสียงระเบิด เสียงปืน ฯลฯ

2.1.2 Noise induced hearing loss คือ การสูญเสียการได้ยินแบบค่อยเป็นค่อยไป เกิดขึ้นในผู้ที่ทำงานอยู่ในที่ที่มีเสียงดังเป็นเวลานานๆ เช่น อุตสาหกรรมสิ่งทอ, อุตสาหกรรมเครื่องเรือน, อุตสาหกรรมถลุงเหล็ก, อุตสาหกรรมเครื่องแก้ว, อุตสาหกรรมเครื่องเหล็ก, โรงเลื่อย, ขับเรือหางยาว, ขับรถสามล้อเครื่อง รายการดนตรี จากการศึกษาวิจัยพบว่า ในกลุ่มคนงานที่ทำงานสัมผัสกับเสียงที่ดังกว่า 85 dBA นาน 8 ชั่วโมง/วัน ติดต่อกันนาน 5 ปี มีโอกาสที่จะทำให้สมรรถภาพการได้ยินเสียไป

#### 2.2 ประเภทของความสูญเสียการได้ยิน

ประเภทของความสูญเสียการได้ยิน แบ่งได้ 5 ประเภท ดังนี้

2.2.1 การนำเสียงบกพร่อง (Conductive hearing loss) ความผิดปกติเกิดขึ้นในหูชั้นนอก และชั้นกลาง แต่ ประสาทหูยังดีอยู่ อาการคือมีของเหลวออกจากช่องหูอาจจะเป็นเลือดหรือหนอง มีประวัติการอักเสบของช่องหูมาก่อนการพูดคุยมักพูดเสียงเบาทุ้มนุ่มนวล การได้ยินจะดีชัดเจนเมื่ออยู่ในที่ที่เสียงดังกว่าปกติ อย่างไรก็ตามมีให้ตัดเปลี่ยนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จอตแต่ไม่ค่อยดีในที่เงียบๆ มักมีปัญหาในการฟังเสียงขณะเคี้ยวอาหาร บางรายมีเสียงรบกวนในหู (tinnitus) เป็นเสียงต่ำๆ การพูดจาชัดเจนออกเสียงได้ตามปกติ ตรวจการได้ยินพบการสูญเสียในช่วงความถี่ต่ำๆ และมักไม่มากกว่า 60 dBHL สาเหตุเกิดจาก โรคหรือความผิดปกติที่หูชั้นนอก หูพิการตั้งแต่กำเนิด สิ่งแปลกปลอมทำให้เกิดการอุดตันในช่องหู ซีหูอุดตัน(ผนังช่องหูอักเสบบวม จนช่องหูตีตัน โรคเนื้องอกในช่องหูชั้นนอก ช่องหูพับลง-โรคหรือความผิดปกติที่แก้วหู : มีรูทะลุที่เยื่อแก้วหู แก้วหูอักเสบ เยื่อแก้วหูหนา-โรคหรือความผิดปกติในหูชั้นกลาง มีเลือดออกในหูชั้นกลาง, โรคหูน้ำหนวก (ทั้งชนิดมีน้ำไหลและแห้ง) ,โรคหูชั้นกลางมีหินปูนจับแข็ง, ภาวะแทรกซ้อนจากการติดเชื้อไวรัส, กระดูก 3 ชิ้นแตกหรือหัก

2.2.2 ประสาทรับฟังเสียงบกพร่อง (Sensorinural hearing loss) ความผิดปกติที่เกิดขึ้นในหูชั้นใน (cochlea) หรือที่ประสาทรับฟังเสียง (acoustic nerve) อาการคือ ถ้ามีการสูญเสียของประสาทหูมากทั้ง 2 ข้างและเป็นเวลานาน เสียงพูดจะดังมากกว่าปกติ เพราะไม่ได้ยินเสียงตัวเอง มีเสียงรบกวนในหูเป็นเสียงสูงๆ จะฟังเสียงพูดได้ดีเมื่ออยู่ในที่สงบและจะไม่ค่อยเข้าใจคำพูดเมื่ออยู่ในที่จอต มักไม่ค่อยเข้าใจคำพูดแม้ว่าเสียงพูดนั้นดังถึงระดับการได้ยินปกติแล้วก็ตาม มักมีอาการเวียนศีรษะแบบบ้านหมุนร่วมด้วย ถ้าประสาทหูเสียมากทั้ง 2 ข้าง หรือเป็นมาแต่กำเนิดมักจะพูดไม่ชัดหรือพูดไม่ได้ ไม่มีประวัติ ของการปวดหู หรือมีของเหลวไหลออกจากหู ตรวจการได้ยินพบการสูญเสียในช่วงความถี่สูงๆสาเหตุเกิดจาก

2.2.2.1 ประสาทรับฟังเสียงบกพร่องแต่กำเนิดเช่น ขาดออกซิเจนขณะอยู่ในครรภ์หรือระหว่างคลอด, ติดเชื้อแต่กำเนิดหรือหลังคลอด เช่น ซิฟิลิส หัด หัดเยอรมัน คางทูม สุกใส ไข้หวัดใหญ่ ปอดอักเสบ, การอักเสบของเยื่อหุ้มสมองหรือหูชั้นใน

2.2.2.2 ประสาทรับฟังเสียงบกพร่องจากยาโดย ผู้ป่วยจะมีการสูญเสียการได้ยินของหูทั้ง 2 ข้างพร้อมๆ กัน ยาบางชนิดทำให้มีอาการชั่วคราว เมื่อหยุดยาการได้ยินอาจกลับคืนมาได้ แต่ยาบางชนิดทำให้มีอาการถาวรรักษาไม่หาย เช่น kanamycin, streptomycin

2.2.2.3 ประสาทรับฟังเสียงบกพร่องจากเสียงดัง (noise induced hearing loss)

2.2.2.4 โรคที่เกิดจากความผิดปกติเกี่ยวกับปริมาณของของเหลวในหูชั้นใน (Meniere's disease) ทำให้มีอาการหูอื้อเวียนศีรษะ บ้านหมุน คลื่นไส้อาเจียน และมีเสียงรบกวนในหู อาจเป็นหูเดียวหรือสองหูก็ได้ อาการของโรคจะเป็นซ้ำๆ กัน มีอาการเป็นๆ หายๆ

2.2.2.5 ประสาทหูพิการจากการจับแข็งของกระดูกในหูชั้นใน

2.2.2.6 ประสาทหูบกพร่องในวัยชรา (Presbycusis hearing loss) ความผิดปกติเกิดขึ้นจากเซลล์ขนที่อยู่บริเวณฐานของกันหอยในหูชั้นในมีการเสื่อมไปตามอายุ ทำให้การรับฟังเสียงสูงๆ ได้ไม่ดี มักมีเสียงดังในหูเป็นเสียงสูงๆ ตรวจช่องหูไม่พบสิ่งผิดปกติ มีความผิดปกติของการได้ยินของหูทั้งสองข้าง มักพบในคนที่อายุ 40 ปีขึ้นไป

2.2.2.7 ศีรษะทุกระทบกระเทือน ทำให้ประสาทรับฟังเสียงบกพร่องเล็กน้อยไปจนถึงระดับรุนแรง

2.2.3 การรับฟังเสียงบกพร่องแบบผสม (Mixed hearing loss) เป็นภาวะที่เกิดจากความผิดปกติในระบบการนำเสียงร่วมกับประสาทรับฟังเสียงบกพร่อง พบในโรคที่มีความพิการที่หูชั้นนอก ชั้นใน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลาง และชั้นในร่วมกัน เช่นโรคหูน้ำหนวกเรื้อรังซึ่งอาการลุกลามเข้าไปในหูชั้นใน โรคหินปูนจับแข็งที่กระดูกโกลน

#### 2.2.4 ความผิดปกติทางจิต (Functional or Psychological hearing loss)

2.2.5 ความบกพร่องที่สมองส่วนกลาง (Central Hearing Impairment) สมองไม่สามารถรับและแปลความหมายได้ จึงไม่สามารถเข้าใจความหมายของเสียงที่ได้ยิน เช่น โรคเส้นเลือดในสมองแตก ทำให้ศูนย์การรับฟังไม่สามารถใช้งานได้

### 2.3 การสูญเสียการได้ยินเนื่องจากเสียงดัง (Noise Induced Hearing Loss)

#### 2.3.1 ประสาทหูผิดปกติเนื่องจากเสียงดังรบกวน

2.3.1.1 การสูญเสียความสามารถในการได้ยินชั่วคราว (Temporary thresholds shift : TTS) เซลล์ประสาทการได้ยินมีอาการล้าจากการสัมผัสเสียงดังต่อเนื่องเป็นเวลานานๆ ไม่สามารถแปลสัญญาณการสั่นสะเทือนเป็นคลื่นประสาทได้ เกิดอาการหูตึงชั่วคราว (Auditory fatigue) อาการหูตึงนี้มักร่วมกับมีเสียงดังในหู (tinnitus) ในกรณีสงสัยว่าจะสูญเสียความสามารถในการได้ยินชั่วคราว ควรให้พนักงานพักจากการฟังเสียงที่ต่ำกว่า 70 dBA อย่างน้อย 48 ชั่วโมง

2.3.1.2 การสูญเสียความสามารถในการได้ยินถาวร (Permanent threshold shift : PTH) เมื่อผู้ป่วยมีอาการล้าของเซลล์รับเสียงจนไม่สามารถได้ยินเสียงในระดับปกติ หากยังสัมผัสกับเสียงดังต่อเนื่องอีกก็จะทำให้เซลล์รับเสียงถูกทำลายอย่างถาวร (Degenerative change of hair cell) ซึ่งมีลำดับดังนี้

- 1) ในระยะแรกการสูญเสียการได้ยินจะเริ่มเสียที่ช่วงความถี่ของเสียง 3,000 – 6,000 Hz. และจะพบเสมอว่าจะเสียที่ความถี่ของการได้ยินที่ 4,000 Hz. ก่อนความถี่อื่นๆ
- 2) เริ่มมีเสียงดังรบกวนในหู ความไวของหูในการรับเสียงลดลง แต่พอเลิกงานไม่ได้อยู่ในที่ที่มีเสียงดังจะรู้สึกว่าการได้ยินดีขึ้น อาจมีอาการปวดหูหรือเวียนศีรษะร่วมด้วย
- 3) เมื่อทำงานในที่ที่มีเสียงดังเป็นระยะเวลานานๆ จะมีการสูญเสียการได้ยินไปทีละน้อย โดยไม่รู้สึกรู้สึกรู้สึกว่า จนวนลุกลามไปถึงช่วงความถี่ของการพูดคุย (500 – 2,000 Hz.) ทำให้การรับฟังเสียงคำพูดไม่เข้าใจ ถ้าผิดปกติมากจะไม่ทราบทิศทางของเสียงที่ได้ยิน

4) ตรวจภายในช่องหูไม่พบสิ่งผิดปกติ ตรวจวัดการได้ยินด้วยเครื่องตรวจวัดการได้ยิน จะได้กราฟลักษณะเส้นประสาทหูผิดปกติ

#### 2.3.2 ประสาทหูผิดปกติเนื่องจากมีเสียงดังมาก ๆ

##### 2.3.2.1 หูอื้อทันทีหลังจากได้รับเสียงดัง

##### 2.3.2.2 มีเสียงดังในหูตลอดเวลา

##### 2.3.2.3 มักฟังคำพูดเข้าใจดี เนื่องจากการได้ยินไม่เสียที่บริเวณความถี่ของการพูดคุย

##### 2.3.2.4 เมื่อตรวจวัดการได้ยินพบว่า มีลักษณะความผิดปกติ

##### 2.3.2.5 ตรวจภายในช่องหูพบว่า ช่องหูชั้นนอกปกติ แต่อาจมีแก้วหูทะลุร่วมด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 การตรวจเพื่อระบุการสูญเสียการได้ยิน

ซึ่งการตรวจการสูญเสียการได้ยินนั้นสามารถทำออกมาเป็น ภาพบันทึกการได้ยินเพื่อนำไปวิเคราะห์ว่าหูของผู้ตรวจนั้นมีปัญหาที่ระดับเสียงไหน หรือความถี่ใด โดยจะผลการตรวจจะมี 2 ส่วน คือ

### 2.4.1 ระดับการได้ยิน

มีความผิดปกติในช่วงคลื่นเสียงความถี่สูงหรือต่ำร่วมด้วยหรือไม่ โดยผลการตรวจจะแบ่งเป็นระดับดังนี้

#### 2.4.1.1 ผู้ที่มีหูตึง

ในกรณีที่เป็นเล็กน้อยถึงปานกลาง อาจทำให้เสียบุคลิกบ้าง ควรใส่เครื่องป้องกันทุกครั้ง que เข้าสู่ที่บริเวณที่มีเสียงดัง หลีกเลี่ยงการใช้ยาที่มีพิษต่อระบบประสาทหู สำหรับผู้ที่มีหูตึงในระดับมากหรือรุนแรง ควรปรึกษาแพทย์ทางหู-คอ-จมุก เพื่อพิจารณาว่ามีความจำเป็นต้องใช้เครื่องช่วยการได้ยินหรือไม่ สำหรับระดับความสูญเสียของการได้ยิน(หูตึง) แบ่งเป็นดังนี้

- 1) ระดับการได้ยินปกติ 0-19dB
- 2) หูตึงระดับ 1 หูตึงน้อย (mild hearing loss) ระดับการสูญเสียการได้ยิน: 20-39 dB
- 3) หูตึงระดับ 2 หูตึงปานกลาง (moderate hearing loss) สูญเสียการได้ยิน: 41-59 dB
- 4) หูตึงระดับ 3 หูตึงมาก (severe hearing loss) สูญเสียการได้ยิน: 60-89 dB
- 5) หูตึงระดับ 4 หูตึงรุนแรง (profound hearing loss) สูญเสียการได้ยิน: 90+ dB

2.4.1.2 ผู้ที่มีระดับการได้ยินปกติแต่มีความผิดปกติของการได้ยินที่ความถี่สูง (หรือความถี่ต่ำ) ร่วมด้วย

หมายความว่า การได้ยินของท่านเป็นปกติดี ท่านสามารถพูดคุย สื่อสารในชีวิตประจำวันได้อย่างปกติ แต่ระดับการได้ยินนั้นเริ่มมีการสูญเสียที่ความถี่สูง (หรือต่ำ) ซึ่งไม่ใช่เสียงที่คนเราพูดคุยกัน มักเป็นเสียงเครื่องจักร, โลหะ, เสียงนาฬิกา เป็นต้น ส่วนใหญ่มักเกิดจากได้รับเสียงดังๆ เป็นเวลานาน

## 2.5 การตรวจหูและประเมินการได้ยิน

การตรวจการได้ยินสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภท

2.5.1 การตรวจการได้ยินด้วยส้อมเสียง (tuning fork test) เสียงที่ใช้ในการตรวจอยู่ที่ 512 เฮิรตซ์ มี 2 วิธี

2.5.1.1 Weber test วิธีตรวจ คือผู้ตรวจวางส้อมเสียงที่เคาะแล้วไว้ในแนวกลางศีรษะ เช่น กลางหน้า ผาก กลางกระหม่อม คาง ฟันหน้า แล้วถามผู้ป่วยว่าได้ยินเสียงดังไปหูด้านไหนมากกว่ากัน

2.5.1.2 Rinne test วิธีตรวจ คือ ผู้ตรวจวางส้อมเสียงที่ถูกเคาะแล้วหน้าช่องหู แต่อย่าแตะใบหูของผู้ป่วย และวางก้านของส้อมเสียงไว้ที่บริเวณกระดูกมาสตอยด์ ให้ผู้ป่วยฟังเปรียบเทียบว่าได้ยินหน้าช่องหูกระดูกตังกว้างหรือตรงกระดูกมาสตอยด์ตังกว้าง

2.5.2 การตรวจการได้ยินโดยใช้เสียงบริสุทธิ์ (Pure tone audiometry) ใช้เครื่องมืออิเล็กทรอนิกส์แบ่งออกเป็น 2 ชนิด

2.5.2.1 การตรวจการได้ยินทางอากาศ (air conduction test – AC) โดยใช้ที่ครอบหู (earphones) ครอบหูทั้ง 2 ข้างเสียงจะเดินทางผ่านจากที่ครอบหูไปยังหูชั้นนอก ชั้นกลาง และหูชั้นใน ช่วงความถี่ที่ตรวจ คือ 250 500 1,000 2,000 4,000 และ 8,000 เฮิร์ตซ์ ในช่วงความถี่ที่ 500 – 4,000 เฮิร์ตซ์ ใช้ระดับความดัง  $-10$  dBHL –  $120$  dBHL ความถี่ที่ 250 และ 8,000 ระดับความดังต่ำกว่า

2.5.2.2 การตรวจการได้ยินทางกระดูก (bone conduction test – BC) วาง bone vibrator ไว้ที่บริเวณกระดูกมาสตอยด์ของหูข้างที่ตรวจ เสียงจะเดินทางผ่านจากกระดูกมาสตอยด์ไปยังหูชั้นใน ช่วงความถี่ที่ตรวจ คือ 500 – 4,000 เฮิร์ตซ์ ระดับความดังที่ใช้เริ่มตั้งแต่  $10$  dBHL –  $70$  dBHL

2.5.3 การตรวจการได้ยินโดยใช้คำพูด (Speech audiometry) เครื่องมือที่ใช้ตรวจเรียก Speech audiometer เสียงพูดที่ผ่านเข้าไปในเครื่องสามารถผ่านทางไมโครโฟน ระดับความดังเริ่มตั้งแต่  $10$  เดซิเบล –  $110$  เดซิเบล จะไม่มีความถี่เฉพาะปรากฏให้เห็นเพราะเสียงพูดนั้นเป็นคลื่นเสียงที่มีความถี่หลายๆความถี่รวมกัน แบ่งเป็น 3 ประเภท

2.5.3.1 Speech – detection threshold (SDT) คือ ระดับเสียงพูดที่ต่ำที่สุดที่ผู้ถูกทดสอบสามารถรับฟังได้ว่าเป็นเสียง วิธีตรวจ SDT คือ ผู้ตรวจเพิ่มความดังโดยใช้เสียงพูด หรือทำเสียงต่างๆเพื่อให้เกิดความสนใจ หรือตอบสนองเสียงที่ได้ยิน

2.5.3.2 Speech – reception threshold (SRT) คือ ระดับเสียงพูดที่ต่ำที่สุดที่ผู้ถูกตรวจสามารถเข้าใจว่าเป็นคำพูด อย่างน้อยร้อยละ 50 ของคำที่ใช้ทดสอบในระดับเดียวกันแต่ละพยางค์ต้องมีความดังใกล้เคียงกัน เช่น ไฟฟ้า ดอกไม้ รongเท้า เสื้อผ้า พ่อ แม่

2.5.3.3 Word – discrimination testing หรือ Speech discrimination testing (SD) หรือ Word recognition testing (WR) เป็นการตรวจความสามารถของผู้ถูกทดสอบในการแยกแยะเสียงพูด เมื่อเสียงพูดอยู่ในระดับความดังที่พอเหมาะ

## 2.6 ผลการตรวจ audiogram

2.6.1 การได้ยินปกติ (normal hearing) เป็นกลุ่มที่มีการได้ยินอยู่ในเกณฑ์ปกติทั้งการตรวจทาง AC และ BC มีลักษณะ audiogram สรุปได้ดังนี้

2.6.1.1 ค่าเฉลี่ยทาง AC ที่ 500-2000 เฮิร์ตซ์ ไม่เกิน 250dBHL

2.6.1.2 ระดับการได้ยินในแต่ละความถี่ตั้งแต่ 250-8000 เฮิร์ตซ์ ไม่เกิน 25 dBHL

2.6.1.3 ระดับการได้ยินทาง AC และ BC ในแต่ละความถี่ต้องใกล้เคียงกัน หรือถ้ามีระดับการได้ยินทาง BC ต่ำกว่า AC คือมี air bone gap (AB gap) ต้องไม่เกิน 10 dBHL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 การนำเสียงบกพร่อง (conductive hearing loss) ผู้ป่วยมีพยาธิสภาพที่บริเวณหูชั้นนอก หรือหูชั้นกลาง ทำให้เสียงไม่สามารถผ่านเข้าไปสู่ cochler ได้สะดวก ผู้ป่วยมีปัญหาในการรับฟังเสียงทาง AC แต่การรับฟังเสียงทาง BC เป็นปกติ สรุปลักษณะ audiogram ได้ดังนี้ (Audiogram มีการสูญเสียการได้ยินเนื่องจากการนำเสียงบกพร่องในหูข้างขวา) ค่าเฉลี่ยทาง AC ที่ 500-2000 เฮิรตซ์ มากกว่า 25 dBHL แต่ไม่เกิน 60 dBHL

2.6.2.1 ค่าเฉลี่ยทาง BC ที่ 500-2000 เฮิรตซ์ น้อยกว่า 25 dBHL

2.6.2.2 มี AB gap อย่างน้อย 15 dBHL 2 ความถี่ขึ้นไป

2.6.3 ประสาทรับฟังเสียงบกพร่อง (sensorineural hearing loss) ผู้ป่วยมีพยาธิสภาพที่ cochler หรือเส้นประสาทหู ทำให้มีปัญหาในการรับฟังเสียงทั้งทาง AC และ BC สรุปลักษณะ audiogram ได้ดังนี้ (Audiogramมีการสูญเสียการได้ยินเนื่องจากประสาทรับฟังเสียงบกพร่องในหูข้างขวา)

2.6.3.1 ค่าเฉลี่ยทาง AC ที่ 500-2000 เฮิรตซ์ มากกว่า 25 dBHL

2.6.3.2 ค่าเฉลี่ยทาง BC ที่ 500-2000 เฮิรตซ์ มากกว่า 25 dBHL

2.6.3.3 ระดับการได้ยินทาง AC และ BC ในแต่ละความถี่ต้องใกล้เคียงกัน หรือถ้ามี AB gap ต้องไม่เกิน 10 dBHL

## 2.7 เครื่องช่วยฟัง (Hearing Aids)

เครื่องช่วยฟัง คือ เครื่องขยายเสียงขนาดเล็กที่สามารถใส่ติดไว้ที่หู เพื่อทำหน้าที่ขยายเสียงจากภายนอกทำให้ผู้ฟังรับรู้เสียงได้ดีขึ้น เครื่องช่วยฟังถือเป็นอุปกรณ์ช่วยการได้ยิน (Hearing devices) ชนิดหนึ่งสำหรับผู้ที่มีความบกพร่องทางการได้ยิน ซึ่งมีอยู่หลายแบบ

2.7.1 เครื่องช่วยฟัง (Hearing aids) แบ่งเป็น 2 ประเภท

2.7.1.1 เครื่องช่วยฟังชนิดฟังเสียงทางอากาศ (Air conduction hearing aid) เป็นเครื่องที่ใส่ไว้ที่หู โดยให้เสียงผ่านเข้าทางช่องหู

2.7.1.2 เครื่องช่วยฟังชนิดฟังเสียงทางกระดูก (Bone conduction hearing aid) เป็นเครื่องที่ใส่ไว้ที่หู โดยให้เสียงผ่านเข้าที่บริเวณหลังใบหู (mastoid) กรณีที่ผู้ป่วยไม่สามารถใส่เครื่องทางช่องหู เช่น รูหูตีบ ไม่มีรูหู ผู้ป่วยที่มีหนองไหลจากหูตลอดเวลา เป็นต้น เครื่องประเภทนี้ มีทั้งชนิดที่วางอยู่ภายนอก และชนิดที่แพทย์ต้องทำการผ่าตัดเพื่อฝังไว้ที่กะโหลกศีรษะโดยมีตัวรับเสียงอยู่ภายนอก (Bone-Anchor Hearing Aid)

2.7.2 ข้อบ่งชี้ในการใช้เครื่องช่วยฟัง

การใช้เครื่องช่วยฟังให้เกิดผลดีสำหรับผู้ป่วยแต่ละราย ควรอยู่ในความดูแลของโสตแพทย์และนักโสตสัมผัสวิทยา เนื่องจากสาเหตุของการสูญเสียการได้ยินในผู้ป่วยแตกต่างกันไป บางรายสามารถรักษาหรือแก้ไขได้ด้วยการให้ยาหรือการผ่าตัด อาจไม่จำเป็นต้องใช้เครื่องช่วยฟัง นอกจากนั้น คุณสมบัติและรายละเอียดของเครื่องช่วยฟังที่มีอยู่ในปัจจุบันมีมากมายหลายอย่าง ซึ่งผู้ป่วยควรทราบเพื่อ

ประกอบการตัดสินใจ มิฉะนั้น ผู้ป่วยอาจไม่ได้รับประโยชน์จากการใช้เครื่องช่วยฟังเท่าที่ควรหรืออาจเป็นอันตรายทำให้สูญเสียการได้ยินมากขึ้น ผู้ป่วยที่จะได้รับประโยชน์จากเครื่องช่วยฟังควรมีคุณสมบัติดังนี้

2.7.2.1 ผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินซึ่งไม่สามารถรักษาให้หายได้ด้วยการให้ยาหรือการผ่าตัด

2.7.2.2 การสูญเสียการได้ยินนั้นมีผลกระทบต่อการใช้สื่อความหมาย เช่น ได้ยินเสียงแต่ไม่เข้าใจความหมาย

2.7.2.3 การสูญเสียการได้ยินที่มีผลกระทบต่อพัฒนาการทางภาษาและการพูดในเด็ก

2.7.2.4 ผู้ป่วยสูญเสียการได้ยินจากโรคหูที่อาจได้รับประโยชน์จากการผ่าตัด แต่มีข้อห้ามในการผ่าตัด เช่น เป็นโรคหัวใจ เลือดการได้ยินเพียงข้างเดียว อีกข้างหนึ่งหูหนวก เป็นต้น

### 2.7.3 ประโยชน์ที่จะได้รับจากการใช้เครื่องช่วยฟัง

2.7.3.1 การรับฟังเสียงดีขึ้น สามารถโต้ตอบสื่อความหมายด้วยการฟังและการพูดดำเนินกิจกรรมในชีวิตประจำวันได้เช่นเดียวกับคนทั่วไปในสังคม

2.7.3.2 ผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินและมีเสียงดังรบกวนในหู เมื่อใส่เครื่องช่วยฟังแล้ว นอกจากการฟังจะดีขึ้น เสียงรบกวนในหูมักจะลดลงหรือหายไป

2.7.3.3 การใส่เครื่องช่วยฟังจะช่วยรักษาหน้าที่ของหูให้คงไว้ สำหรับผู้ที่สูญเสียการได้ยินเป็นเวลานานๆ หากไม่ได้รับการฟื้นฟู ความสามารถในการเข้าใจคำพูดจะลดลงทีละน้อย จนฟังไม่รู้เรื่อง ซึ่งจะเป็นอุปสรรคที่สำคัญในการใช้เครื่องช่วยฟัง เพราะผู้ป่วยจะได้ยินแต่เสียงที่ถูกขยายให้ดังขึ้น แต่ไม่สามารถจำแนกรายละเอียดของเสียงนั้นๆได้ ดังนั้นผู้ป่วยที่สูญเสียการได้ยินที่แพทย์ไม่สามารถรักษาได้อีกแล้ว ควรใส่เครื่องช่วยฟังที่เหมาะสม เพื่อคงสภาพการฟัง

### 2.7.4 ลักษณะของเครื่องช่วยฟัง

2.7.4.1 เครื่องช่วยฟังแบบพกกระเป๋ (Pocket aid) เครื่องชนิดนี้มีขนาดใหญ่ ผู้ใช้มักเห็นตัวเครื่องไว้ที่กระเป๋ มีสายต่อจากตัวเครื่องเข้าสู่หูฟัง

#### 1) ข้อดี

- เครื่องมีขนาดใหญ่ จับเหมาะมือ ปรังง่าย เหมาะสำหรับผู้สูงอายุ
- ราคาถูก หากการสูญเสียการได้ยิน 2 ข้างเท่ากันสามารถใช้เครื่องเดียว โดยต่อสาย

แยกเข้าสองหู

- มีกำลังขยายมาก เหมาะสำหรับผู้สูญเสียการได้ยินอย่างรุนแรง
- แบตเตอรี่หาซื้อง่าย

#### 2) ข้อเสีย

- ต้องมีสาย รุงรัง จำกัดการเคลื่อนไหว
- การฟังเสียงไม่เป็นธรรมชาติ เนื่องจาก ไมโครโฟนรับเสียงอยู่ที่บริเวณหน้าอก ไม่สามารถแยกทิศทางของเสียงได้ บางครั้งมีเสียงเครื่องเสียดสีกับเสื้อผ้าอีกด้วย
- ทำให้เห็นความพิการได้ชัดเจน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4.2 เครื่องช่วยฟังแบบทัดหลังใบหู (Behind the ear hearing aid) เครื่องชนิดนี้มีขนาดเล็กตัวเครื่องเรียวยาวโค้งเกาะอยู่ที่บริเวณหลังหู

1) ข้อดี

- การฟังเสียงเป็นธรรมชาติ เพราะไมโครโฟนอยู่ที่บริเวณหู
- ไม่เกะกะรุงรัง เพราะไม่ต้องมีสาย
- สามารถใช้กับผู้ที่สูญเสียการได้ยินน้อยจนถึงสูญเสียการได้ยินรุนแรง

2) ข้อเสีย

- ผู้ป่วยต้องคลำหาปุ่มซึ่งมีขนาดเล็ก หากต้องการปรับระดับเสียง
- ค่าใช้จ่ายสูงกว่า หากหูเสียทั้ง 2 ข้าง ต้องใส่ 2 เครื่อง
- ต้องใช้แบตเตอรี่เฉพาะของเครื่องช่วยฟัง ( ขนาด 1.4 โวลต์ )

2.7.4.3 เครื่องช่วยฟังชนิดสั่งทำขนาดเล็กใส่ในหู (Custom made hearing aid)

1) ข้อดี

- การฟังเสียงยังเป็นธรรมชาติ เพราะไมโครโฟนอยู่ในหู
- เห็นความพิการน้อยลง โดยเฉพาะ CIC แทบจะไม่เห็นเลย

2) ข้อเสีย

- เครื่องมีขนาดเล็ก ปรับยาก
- ต้องสั่งทำเฉพาะบุคคล ราคาสูง
- ใช้ได้เฉพาะผู้ที่มีการสูญเสียการได้ยินไม่มาก ( < 70 dB)
- ต้องใช้แบตเตอรี่เฉพาะของเครื่องช่วยฟัง (ขนาด 1.4 โวลต์ )

2.7.4.4 เครื่องช่วยฟังชนิดแว่นตา (Eyeglasses hearing aid ) ในปัจจุบันไม่มีการใช้ เนื่องจาก ราคาแพง การประกอบเครื่องยุ่งยากต้องประสานงานกับร้านแว่น หากเครื่องชำรุดต้องส่งซ่อมทั้งชุด

2.7.4.5 เครื่องช่วยฟังแบบรับเสียงข้ามหู (CROS hearing aid) สำหรับผู้ที่หูหนวกข้างหนึ่ง อีกข้างหนึ่งปกติ ซึ่งจะมีปัญหาในการแยกทิศทางของเสียง การใส่เครื่องช่วยฟังในข้างหูหนวกจะไม่เกิดประโยชน์เพราะเครื่องช่วยฟังมีกำลังขยายที่จำกัด ดังนั้น การใส่ไมโครโฟนติดไว้ที่หูข้างหนวก เพื่อดักเสียงจากหูข้างนั้น แล้วส่งไปที่หูข้างปกติ ทำให้รับรู้ที่มาของเสียงนั้นได้ ลักษณะของเสียงจากหูข้างเสียจะเป็นเสียงที่ผ่านไมโครโฟนในขณะที่หูข้างปกติจะได้ยินเสียงที่เป็นธรรมชาติ

## 2.8 หลักการออกแบบ IIR Digital Filter ด้วยวิธี Bilinear Pascal matrix

หลักการที่ใช้ในการแปลงด้วยวิธี Bilinear ก็คือการแปลงจาก analog filter ใน s-domain เป็น digital filter ใน z-domain จากการแปลงด้วยวิธี Bilinear นี้สามารถสรุปได้เป็นดังสมการที่ (2.1)

$$H_a(s) \rightarrow H_d(s) \rightarrow H(z) \quad (2.1)$$

โดย

$H_a(s)$  เป็น normalized analog transfer function

$H_d(s)$  เป็น denormalized analog transfer function

$H(z)$  เป็น digital transfer function

โดยสมมุติให้วงจรกรองสัญญาณอนาล็อกความถี่ต่ำต้นแบบ มีฟังก์ชันการถ่ายโอน คือ

$$H_a(s) = \frac{\sum_{j=0}^N A_j s^j}{\sum_{j=0}^N B_j s^j} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ (2.1) ขั้นแรกต้องทำการแปลงจาก  $H_a(s) \rightarrow H_d(s)$  โดยทำการแทนค่า  $s$  เพื่อทำการแปลงให้เป็น denormalized analog filter ที่มีความถี่ cut-off ตามที่ต้องการซึ่งขั้นตอนนี้ เรียกได้ว่าเป็นการทำ Frequency Transformation โดยสรุปเป็นสมการผลการทำ frequency scaling ได้ดังนี้

$$s \rightarrow \frac{s}{\Omega_L} \quad \text{สำหรับการแปลง lowpass เป็น lowpass}$$

$$s \rightarrow \frac{\Omega_H}{s} \quad \text{สำหรับการแปลง lowpass เป็น highpass}$$

$$s \rightarrow \frac{s^2 + \Omega_1 \Omega_2}{s(\Omega_2 - \Omega_1)} \quad \text{สำหรับการแปลง lowpass เป็น bandpass}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s \rightarrow \frac{s(\Omega_2 - \Omega_1)}{s^2 + \Omega_1\Omega_2} \text{ สำหรับการแปลง lowpass เป็น bandstop} \quad (2.3)$$

โดย  $\Omega_L$  และ  $\Omega_H$  คือค่าขอบความถี่สำหรับ lowpass และ highpass ตามลำดับ และ  $\Omega_1$  และ  $\Omega_2$  คือความถี่ขอบต่ำสุดและสูงสุดสำหรับ passband และ bandstop ( $\Omega_2 > \Omega_1$ ) หลังจากแปลงความถี่อนาล็อก ดังสมการที่ (3.3) จะได้ฟังก์ชันการถ่ายโอนอนาล็อกที่ต้องการ คือ

$$H_d(s) = \frac{\sum_{j=0}^M \hat{A}_j s^j}{\sum_{j=0}^M \hat{B}_j s^j} \quad (2.4)$$

จะเห็นว่า  $M = N$  สำหรับกรณี lowpass และ highpass คือ หลังการแปลงอันดับของวงจรรองไม่เปลี่ยน และ  $M = 2N$  สำหรับกรณี bandpass และ bandstop อันดับของวงจรรองจะเป็นสองเท่าหลังจากทำการแปลงในสมการที่ (3.3) ซึ่ง  $H_d(s)$  จะได้รับการแปลงเชิงเส้นคู่บนสมการที่ (3.4) นั่นคือ การแทน

$$s = \frac{2}{T} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (2.5)$$

ลงในสมการ (2.4) ซึ่ง  $T$  หมายถึงคาบเวลาของการสุ่มตัวอย่าง สามารถหาได้จากสมการ (2.5) และความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อนาล็อก  $\Omega$  และความถี่ดิจิทัล  $\omega$  คือ

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\pi f}{F_s}\right) \quad (2.6)$$

โดย  $F_s$  คือ ความถี่สุ่ม (sampling frequency) ซึ่ง  $F_s = \frac{1}{T}$  เนื่องจากขอบของความถี่  $\Omega_L, \Omega_H, \Omega_1$  และ  $\Omega_2$  ในสมการที่ (2.3) ถูกคำนวณจากสมการที่ (2.6) สำหรับค่าคงที่  $2/T$  ในสมการที่ (3.5) จะไม่มีผลกระทบต่อผลของการเปลี่ยนแปลงสุดท้าย ด้วยเหตุนี้จึงใช้สมการที่ (2.5) ในการปรับเปลี่ยนการแปลงเชิงเส้นคู่ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$s = \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \quad (2.7)$$

ดังนั้นสำหรับบทความนี้ ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อนาล็อก  $\Omega$  และความถี่ดิจิทัล  $\omega$  จะกลายเป็น

$$\Omega = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\omega T}{2}\right) = \frac{2}{T} \tan\left(\frac{\pi f}{F_s}\right) \quad (2.8)$$

### 2.8.1 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Digital Filter Design)

เพื่อออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน ด้วยความถี่ขอบแถบผ่าน  $f_L$  ขั้นตอนแรกคือการพิจารณาวงจรกรองสัญญาณอนาล็อก  $H_d(s)$  ที่ต้องการกับขอบความถี่แถบ  $\Omega_L = \tan(\pi f_L / F_s)$  แทน  $s$  ในสมการที่ (2.2) ด้วย

$$\frac{s}{\Omega_L} = \cot\left(\frac{\pi f_L}{F_s}\right) s = cs$$

ผลวงจกรองสัญญาณอนาล็อกที่ได้ คือ

$$H_d(s) = \frac{\sum_{j=0}^N (c^j A_j) s^j}{\sum_{j=0}^N (c^j A_j) s^j} = \frac{\sum_{j=0}^N \hat{A}_j s^j}{\sum_{j=0}^N \hat{B}_j s^j} \quad (2.9)$$

ซึ่งเวกเตอร์ค่าสัมประสิทธิ์โทมเศษ (numerator coefficient vector) สามารถแสดงเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \\ \vdots \\ \hat{A}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 \\ cA_1 \\ c^2A_2 \\ \vdots \\ c^N A_N \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

โดย  $c = \cot(\pi f_L / F_s)$  เวกเตอร์ค่าสัมประสิทธิ์เทอมส่วน (denominator coefficient vector)  $H_d(s)$  สามารถหาได้ในทำนองเดียวกัน หลังจาก  $H_d(s)$  ที่ได้รับการแปลงเชิงเส้นคู่ ในสมการที่ (2.7)  $H_d(s)$  จะได้

$$a = P\hat{A} \quad (2.11)$$

ซึ่ง  $a$  คือเวกเตอร์ค่าสัมประสิทธิ์เทอมเศษของผลจากการถ่ายโอนฟังก์ชันดิจิทัลที่เกิดขึ้น

$$H_L(z, f_L) = \frac{\sum_{j=0}^N a_j z^{-j}}{\sum_{j=0}^N b_j z^{-j}} \quad (2.12)$$

และ  $P$  คือ ปาสคาลเมตริกซ์ ที่ถูกกำหนดองค์ประกอบ โดยหาจาก

$$P_{i,j} = \sum_{n=0}^i \binom{N-j}{n} \binom{i}{i-n} (-1)^{i-n} \quad i, j = 0, 1, \dots, N \quad (2.13)$$

## 2.8.2 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลความถี่สูงผ่าน (Highpass Digital Filter Design)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบความถี่สูงผ่านด้วยขอบความถี่แถบ  $f_H$  โดย  
ขั้นแรกออกแบบวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกความถี่สูงที่ต้องการ  $H_d(s)$  กับความถี่ขอบ  
 $\Omega_H = \tan(\pi f_H / F_s)$  โดยแทน  $s$  ในสมการที่ (2.2) ด้วย

$$\frac{\Omega_H}{s} = \frac{\tan(\pi f_H / F_s)}{s} = \frac{k}{s}$$

จะได้

$$H_d(s) = \frac{\sum_{j=0}^N A_j \left(\frac{k}{s}\right)^j}{\sum_{j=0}^N B_j \left(\frac{k}{s}\right)^j} = \frac{\sum_{j=0}^N (k^j A_j) s^{N-j}}{\sum_{j=0}^N (k^j B_j) s^{N-j}} = \frac{\sum_{j=0}^N \hat{A}_j s^j}{\sum_{j=0}^N \hat{B}_j s^j} \quad (2.14)$$

โดย  $k = \tan(\pi f_H / F_s)$  ดังนั้น จะได้เวกเตอร์ค่าสัมประสิทธิ์เทอมเศษของวงจรกรอง  
สัญญาณอนาล็อกความถี่สูง คือ

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \\ \vdots \\ \hat{A}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k^N A_N \\ k^{N-1} A_{N-1} \\ \vdots \\ k A_1 \\ A_0 \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

จากนั้นแทนการแปลงเชิงเส้นคู่ ในสมการที่ (2.7) ลงในสมการที่ (2.14) จะได้ผลลงจากรอง  
สัญญาณดิจิทัลความถี่สูง ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_H(z, f_H) = \frac{\sum_{j=0}^N a_j z^{-j}}{\sum_{j=0}^N b_j z^{-j}} \quad (2.16)$$

โดยเวกเตอร์ค่าสัมประสิทธิ์เทอมเศษ คือ

$$a = P\hat{A} \quad (2.17)$$

ซึ่งค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์ตัวหารสามารถกำหนดได้ในทิศทางเดียวกันนี้

### 2.8.3 การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลความถี่แถบผ่าน (Bandpass Digital Filter Design)

การออกแบบวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลความถี่แถบผ่าน ด้วยความถี่ขอบล่าง  $f_{B1}$  และขอบความถี่บน  $f_{B2}$  โดย  $f_{B2} > f_{B1}$  ขั้นตอนแรกคือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกแบบแถบความถี่ผ่านที่ต้องการ  $H_d(s)$  กับค่าความถี่ขอบล่างและขอบบน  $\Omega_1 = \tan(\pi f_{B1} / F_s)$  และ  $\Omega_2 = \tan(\pi f_{B2} / F_s)$  ตามลำดับ กำหนดให้

$$\hat{k} = \Omega_1 \Omega_2, \hat{c} = \frac{1}{\Omega_2 - \Omega_1} \quad (2.18)$$

การแปลงความถี่อนาล็อกสำหรับกรณี Bandpass จะกลายเป็น

$$s \rightarrow \frac{s^2 + \Omega_1 \Omega_2}{s(\Omega_2 - \Omega_1)} = \frac{\hat{c}(s^2 + \hat{k})}{s} \quad (2.19)$$

แทนสมการที่ (2.19) ลงในสมการที่ (2.2) จะได้ผลวงจกรองสัญญาณอนาล็อกแบบแถบความถี่ผ่านที่ต้องการ คือ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะในรูปแบบใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
H_d(s) &= \frac{\sum_{j=0}^N A_j [\hat{c}(s^2 + \hat{k}) / s]^j}{\sum_{j=0}^N B_j [\hat{c}(s^2 + \hat{k}) / s]^j} \\
&= \frac{\sum_{j=0}^N A_j [\hat{c}(s^2 + \hat{k}) / s]^j}{\sum_{j=0}^N B_j [\hat{c}(s^2 + \hat{k}) / s]^j} \\
&= \frac{\sum_{j=0}^{2N} \hat{A}_j s^j}{\sum_{j=0}^{2N} \hat{B}_j s^j} \tag{3.20}
\end{aligned}$$

ซึ่งอันดับของวงจรรองจะเป็นสองเท่า และ

$$\tilde{A}_j = \hat{c}^j A_j, \quad \tilde{B}_j = \hat{c}^j B_j$$

ในที่นี้ต้องการหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $\tilde{A}_j$  และ  $\tilde{B}_j$ . โดยใช้ทฤษฎีบททวินาม เทอมเศษสามารถขยายได้เป็น

$$\begin{aligned}
H_d(s) &= \frac{\sum_{j=0}^{2N} \hat{A}_j s^j}{\sum_{j=0}^N \tilde{B}_j (s^2 + \hat{k})^j s^{N-j}} \\
&= \frac{\sum_{j=0}^N \tilde{A}_j \cdot \sum_{i=0}^j \binom{j}{i} \hat{k}^{j-i} s^{2i} \cdot s^{N-j}}{\sum_{j=0}^N \tilde{B}_j (s^2 + \hat{k})^j s^{N-j}} \tag{2.21}
\end{aligned}$$

ให้  $j' = N - j$ , จะได้

$$H_d(s) = \sum_{j=N}^0 \hat{A}_{N-j} \cdot \sum_{j=0}^{N-j} \binom{N-j'}{i} \hat{k}^{N-j-i} s^{2i} \cdot s^{j'}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \sum_{j=0}^N \tilde{A}_{N-j} \cdot \sum_{i=0}^{N-j} \binom{N-j}{i} \hat{k}^{N-j-i} \cdot s^{2i} \quad (2.22)$$

หลังจากนั้น แสดงได้เป็น

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \\ \vdots \\ \hat{A}_N \end{bmatrix} = Q^{(B)} \begin{bmatrix} \tilde{A}_0 \\ \tilde{A}_1 \\ \tilde{A}_2 \\ \vdots \\ \tilde{A}_N \end{bmatrix} = Q^{(B)} \begin{bmatrix} A_0 \\ \hat{c} A_1 \\ \hat{c}^2 A_2 \\ \vdots \\ \hat{c}^N A_N \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

ซึ่ง  $Q^{(B)}$  คือการแปลงเมตริกซ์สำหรับกรณี Bandpass ที่มีขนาดคือ  $(2N+1) \times (N+1)$  ปัญหานี้เป็นวิธีการหาฟังก์ชันที่ชัดเจนสำหรับ  $Q^{(B)}$

ถ้า  $j=0$  แล้ว

$$\tilde{A}_{N-j} \cdot s^j \sum_{i=0}^{N-j} \binom{N-j}{i} \hat{k}^{N-j-i} s^{2i} = \tilde{A}_N \sum_{i=0}^N \binom{N}{i} \hat{k}^{N-i} s^{2i}$$

โดย  $\binom{N}{i} \hat{k}^{N-i}$  แสดงองค์ประกอบคอลัมน์สุดท้ายของ  $Q^{(B)}$  สำหรับ  $i$  และ  $2i$  ที่

แตกต่างกัน แสดงองค์ประกอบตำแหน่งแถว โดย  $i=0,1,\dots,N$  โดยเฉพาะอย่างยิ่งองค์ประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของคอลัมน์สุดท้าย คือ

$$Q_{2i,N}^{(B)} = \binom{N}{i} \hat{k}^{N-i}, \quad i=0,1,\dots,N$$

ในทำนองเดียวกัน ถ้า  $j=1$  แล้ว รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tilde{A}_{N-j} \cdot s^j \sum_{i=0}^{N-j} \binom{N-j}{i} \hat{k}^{N-j-i} s^{2i} = \tilde{A}_{N-1} \sum_{i=0}^{N-1} \binom{N-1}{i} \hat{k}^{N-1-i} s^{2i+1}$$

โดย  $s^{2i+1} = s, s^3, s^5, \dots, s^{2N-1}$

เทอม  $\binom{N-1}{i} \hat{k}^{N-1-i}$  ข้างต้นแสดงองค์ประกอบสองคอลัมน์สุดท้ายของ  $Q^{(B)}$  สำหรับ  $i$

และ  $(2i+1)$  ที่แตกต่างกัน แสดงองค์ประกอบของตำแหน่งแถว โดย  $i=0,1,\dots,N-1$  โดยเฉพาะอย่างยิ่งองค์ประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของสองคอลัมน์สุดท้าย คือ

$$Q_{2i+1, N-1}^{(B)} = \binom{N-1}{i} \hat{k}^{N-1-i}, \quad i=0,1,\dots,(N-1)$$

ดังนั้นสำหรับ  $i, j=0,1,\dots,N$  เราสามารถสรุปได้เป็น

$$Q_{2i+j, N-j}^{(B)} = \binom{N-j}{i} \hat{k}^{N-j-i} \quad (2.24)$$

ที่  $(2i+j)$  แสดงองค์ประกอบตำแหน่งแถว  $i=0,1,\dots,(N-j)$  และองค์ประกอบที่เหลือเป็นศูนย์ คือ

$$Q_{i', N-j}^{(B)} = 0 \quad \text{สำหรับ } i' \neq 2i+j$$

เป็นที่ชัดเจนว่า  $Q_{2i+j, N-j}^{(B)}$  เป็นเทอมขยายทวินาม ของ  $(\hat{k}+1)^{N-j}$  โดยแสดงองค์ประกอบได้ดังสมการ (3.24) สามารถจัดรูปได้ดังต่อไปนี้ โดยให้

$$i' = 2i+j$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ  $j'=N-j$  นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$i = \frac{i' + j' - N}{2}$$

และ

เช่น

$$\binom{N-j}{i} = \binom{j'}{\frac{i' + j' - N}{2}}$$

$$\hat{k}^{N-j-i} = \hat{k}^{j'-i'+j'-N/2} = \hat{k}^{j'+N-i'/2}$$

$$Q_{i,j}^{(B)} = \binom{j}{\frac{i+j-N}{2}} \hat{k}^{j+N-i/2}$$

(2.25)

ซึ่ง  $i = 0, 1, \dots, 2N$  และ  $j = 0, 1, \dots, N$  ถ้า  $(i+j-N)/2$  เป็นจำนวนเต็ม ดังนั้น

$$\binom{j}{\frac{i+j-N}{2}} = \binom{j}{j - \frac{i+j-N}{2}} = \binom{j}{\frac{j+N-i}{2}}$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Q_{i,j}^{(B)} = \frac{j! \hat{k}^{(j+N-1)/2}}{(j+N-i/2)!(i+j-N/2)!} \quad (2.26)$$

ถ้า  $(i+j-N)/2$  ไม่ใช่จำนวนเต็ม จากนั้น  $Q_{i,j}^{(B)} = 0$  ด้วยเหตุนี้ สมการที่ (3.24) สามารถเขียนได้ดังสมการที่ (3.26) โดยใช้การแปลงเมตริกซ์  $Q^{(B)}$  สัมประสิทธิ์เทอมเศษของเวกเตอร์วงจรรองสัญญาณนาลอกแถบความถี่ผ่านที่ต้องการสามารถระบุได้ดังสมการที่ (3.23) จากนั้นสัมประสิทธิ์เทอมเศษของเวกเตอร์  $a$  ของวงจรรองสัญญาณดิจิทัลแถบความถี่ผ่าน สุดท้ายแล้วจะได้

$$H_B(z, f_{B1}, f_{B2}) = \frac{\sum_{j=0}^{2N} a_j z^{-j}}{\sum_{j=0}^{2N} b_j z^{-j}} \quad (2.27)$$

สามารถได้ค่าสัมประสิทธิ์ของเทอมเศษโดยใช้พาสคาลเมตริกซ์

$$a = \begin{bmatrix} a_0 \\ a_1 \\ \vdots \\ a_{2N} \end{bmatrix} = P\hat{A} = PQ^{(B)} \begin{bmatrix} \tilde{A}_0 \\ \tilde{A}_1 \\ \vdots \\ \tilde{A}_N \end{bmatrix}$$

ค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมส่วน  $b$  สามารถกำหนดได้ดังเช่นเดียวกัน

## 2.9 ความสมมาตรสัมประสิทธิ์เทอมเศษ (Symmetries of numerator coefficient)

ในส่วนนี้ทำการพิสูจน์ความสมมาตรของสัมประสิทธิ์เทอมเศษ ในตัวแปรที่เป็นผลลัพธ์ของวงจรรองดิจิทัล  $H_L(z, f_L), H_H(z, f_H)$  และ  $H_B(z, f_{B1}, f_{B2})$  เพื่อความสมมาตรจะช่วยลดความซับซ้อนในการคำนวณใน 3-channel VFB สำหรับบทความนี้วงจรรองสัญญาณนาลอกต้นแบบในรูปแบบบรรทัดฐาน Chebychev type-I  $H_a(s)$  ถูกใช้เป็นวงจรรองต้นแบบ ซึ่งมีลักษณะเป็น All-pole filter และฟังก์ชันถ่ายโอนสามารถแสดงได้ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_a(s) = \frac{1}{\sum_{j=0}^N B_j s^j}$$

ซึ่งก็คือเวกเตอร์ค่าสัมประสิทธิ์เทอมเศษจะกลายเป็น

$$A = \begin{bmatrix} A_0 \\ A_1 \\ \vdots \\ A_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

2.9.1 วงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่ต่ำผ่าน (Variable Lowpass Filter  $H_L(z, f_L)$ )

วงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบความถี่ต่ำผ่านปรับค่าได้ จะได้รับค่าจากการแปลงวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกแบบความถี่ต่ำผ่านที่ต้องการ ซึ่งเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษจะคำนวณได้จากสมการที่ (2.11) คือ

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{A}_1 \\ \hat{A}_2 \\ \vdots \\ \hat{A}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_0 \\ cA_1 \\ c^2 A_2 \\ \vdots \\ c^N A_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}$$

ดังนั้นค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ  $H_L(z, f_L)$  คือ

$$a = P\hat{A} \quad ; \quad \text{เท่ากับคอลัมน์แรกของ } P$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถัดไปพิจารณาในคอลัมน์แรกของปาสคาลเมทริกซ์  $P$  ในสมการที่ (2.13) โดยแทน  $j=0$  ลงในสมการที่ (2.13) ได้รับคอลัมน์แรกองค์ประกอบ คือ

$$P_{i,0} = \sum_{n=0}^i \binom{N}{n} \binom{0}{i-n} (-1)^{i-n} = \binom{N}{i}$$

กล่าวคือ

$$a_i = P_{i,0} = \binom{N}{i}$$

โดยใช้คุณสมบัติ  $\binom{N}{i} = \binom{N}{N-i}$  ซึ่งค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ  $a$  สัมมาตรกับกึ่งกลาง

นอกจากนี้อนุกรมทวินาม (binomial series) แสดงได้เป็น

$$(1+z^{-1})^N = \sum_{i=0}^N \binom{N}{i} z^{-i}$$

จะได้ว่าวงจรรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่ต่ำผ่าน  $H_L(z, f_L)$  สามารถแสดงเป็น

$$H_L(z, f_L) = \frac{(1+z^{-1})^N}{\sum_{j=0}^N b_j z^{-j}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นผลให้ไม่ต้องมีตัวคูณสำหรับเทอมเศษ มีเพียงแค่ตัวบวก  $N$  เท่านั้น ซึ่งเป็นผลให้ลดจำนวนของตัวคูณในกระบวนการกรองลงไปได้

## 2.9.2 วงจรกรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่สูงผ่าน (Variable Highpass Filter $H_H(z, f_H)$ )

สำหรับกรณีของวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบความถี่สูงผ่านปรับค่าได้ จะได้รับค่าจากการแปลงวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกแบบความถี่สูงผ่านที่ต้องการ โดยจะหาได้จากสมการที่ (2.15) ซึ่งวงจรกรองสัญญาณอนาล็อกแบบความถี่สูงผ่านมีเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ คือ

$$\hat{A} = \begin{bmatrix} \hat{A}_0 \\ \hat{A}_1 \\ \vdots \\ \hat{A}_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k^N A_N \\ k^{N-1} A_{N-1} \\ \vdots \\ A_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}$$

ดังนั้น เวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษของวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบความถี่สูงผ่านปรับค่าได้  $H_H(z, f_H)$  มาจาก

$$a = P\hat{A} ; \text{เท่ากับ คอลัมน์สุดท้ายของ } P$$

แทน  $j = N$  ลงในสมการที่ (2.13) ผลขององค์ประกอบของคอลัมน์สุดท้ายของ  $P$  คือ

$$P_{i,N} = \sum_{n=0}^i \binom{N-N}{n} \binom{N}{i-n} (-1)^{i-n} = \binom{N}{i} (-1)^i$$

กล่าวคือ

$$a_i = \binom{N}{i} (-1)^i, \quad i = 0, 1, \dots, N$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$a_i$  คือ

$$a_i = \binom{N}{N-i} (-1)^{N-i} \cdot (-1)^N = a_{N-i} \cdot (-1)^N$$

เราสามารถสรุปได้ว่า

$$a_i = a_{N-i} \text{ เมื่อ } N \text{ เป็นจำนวนคู่}$$

$$a_i = -a_{N-i} \text{ เมื่อ } N \text{ เป็นจำนวนคี่}$$

ด้วยเหตุนี้ ค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ  $a$  สมมาตรกับจุดกึ่งกลางในกรณีที่  $N$  ที่เป็นจำนวนคู่ และปฏิสมมาตรในกรณีที่  $N$  เป็นจำนวนคี่ ยิ่งไปกว่านั้น

$$(1-z^{-1})^N = \sum_{n=0}^N \binom{N}{i} (-z)^i = \sum_{i=0}^N \binom{N}{i} (-1)^i z^{-i}$$

จะได้ว่าวงจรรองสัญญาณปรับค่าได้แบบความถี่สูงผ่าน  $H_H(z, f_H)$  สามารถแสดงได้เป็น

$$H_H(z, f_H) = \frac{(1-z^{-1})^N}{\sum_{j=0}^N b_j z^{-j}}$$

เป็นผลให้ไม่ต้องมีตัวคูณสำหรับเศษ มีเพียงแค่การบวก  $N$  ตัวเท่านั้น

### 2.9.3 วงจรรองสัญญาณปรับค่าได้แบบแถบความถี่ผ่าน (Variable Bandpass Filter

$$H_B(z, f_{B1}, f_{B2}))$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีของวงจรรองสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่าน bandpass เราหาได้จากสมการที่ (2.23) ซึ่งเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ  $\hat{A}$  ของการออกแบบวงจรรองสัญญาณนาลอกลแบบแถบความถี่ผ่าน คือ

$$\hat{A} = Q^{(B)} \begin{bmatrix} A_0 \\ \hat{c}^1 A_1 \\ \hat{c}^2 A_2 \\ \vdots \\ \hat{c}^N A_N \end{bmatrix} = Q^{(B)} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} = \text{คอลัมน์แรกของ } Q^{(B)}$$

แทน  $j=0$  ลงในสมการที่ (2.25) ผลองค์ประกอบคอลัมน์แรกของ  $Q^{(B)}$  คือ

$$Q_{i,0}^{(B)} = \begin{pmatrix} 0 \\ i-N \\ 2 \end{pmatrix} \hat{k}^{N-i/2} = 1 \text{ เมื่อ } i=N$$

$$Q_{i,0}^{(B)} = \begin{pmatrix} 0 \\ i-N \\ 2 \end{pmatrix} \hat{k}^{N-i/2} = 0 \text{ เมื่อ } i \neq N$$

ดังนั้น จะได้

$$\hat{A} = [0 \ \dots \ 0 \ 1 \ 0 \ \dots \ 0]^T$$

เป็นผลให้ค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ ของวงจรรองสัญญาณปรับค่าได้แบบแถบความถี่ผ่าน  $H_B(z, f_{B1}, f_{B2})$  คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a = P\hat{A} \quad ; \text{เท่ากับคอลัมน์กลางของ } P$$

ซึ่งขนาดของ  $P$  ใน Bandpass กลายเป็น  $(2N+1) \times (2N+1)$  ซึ่งมืองค์ประกอบ คือ

$$P_{i,j} = \sum_{n=0}^i \binom{2N-j}{n} \binom{j}{i-n} (-1)^{i-n}, \quad i, j = 0, 1, \dots, 2N \quad (2.29)$$

แทน  $j = N$  ลงในสมการ (2.29) ผลองค์ประกอบคอลัมน์กลาง คือ

$$P_{i,N} = \sum_{n=0}^i \binom{N}{n} \binom{N}{i-n} (-1)^{i-n} \quad (2.30)$$

และ

$$a = P_{i,N}, \quad i = 0, 1, \dots, 2N \quad (2.31)$$

พิสูจน์ความสมมาตรของเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ  $a$  ได้ดังต่อไปนี้

$$j \text{ คอลัมน์สมมาตร : } P_{i,j} = (-1)^j P_{2N-i,j}$$

$$i \text{ แถวสมมาตร : } P_{i,j} = (-1)^j P_{i,2N-j} \quad (2.32)$$

พิสูจน์ความสมมาตรคอลัมน์  $j$  โดยการแทน  $i = 2N - i$  ในสมการที่ (2.29) จะได้  $P_{2N-i,j}$  คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{2N-i,j} = \sum_{n=0}^{2N-i} \binom{2N-j}{n} \binom{j}{(2N-i)-n} (-1)^{(2N-i)-n}$$

และ  $n \leq 2N-j, n \leq 2N-i, P_{2N-i,j}$  สามารถเขียนได้ใหม่ ดังนี้

$$P_{2N-i,j} = \sum_{n=0}^{2N-j} \binom{2N-j}{n} \binom{j}{(2N-i)-n} (-1)^{(2N-i)-n}$$

เนื่องด้วย  $n \geq 0, j \geq (2N-i)-n$  นั่นคือ  $n \geq (2N-j)-i, P_{2N-i,j}$  สามารถเขียนได้เป็น

$$P_{2N-i,j} = \sum_{n=(2N-j)-i}^{2N-j} \binom{2N-j}{n} \binom{j}{(2N-i)-n} (-1)^{(2N-i)-n}$$

ให้  $n' = (2N-j)-n$  จาก  $i$  นั้น  $n = (2N-j)-n'$  และ

$$\begin{aligned} P_{2N-i,j} &= \sum_{n'=i}^0 \binom{2N-j}{(2N-j)-n'} \binom{j}{j-i+n'} \times (-1)^{(2N-i)-(2N-j)+n'} \\ &= \sum_{n'=0}^i \binom{2N-j}{n'} \binom{j}{i-n'} (-1)^{j-i+n'} \end{aligned}$$

ดังนั้น มีคอลัมน์  $j$  สมมาตรดังสมการที่ (2.32)

พิสูจน์ความสมมาตรแถว  $i$  : โดยการแทน  $j = 2N-j$  ในสมการที่ (2.29) จะได้  $P_{i,2N-j}$  คือ

$$P_{i,2N-j} = \sum_{n=0}^i \binom{j}{n} \binom{2N-j}{i-n} (-1)^{i-n}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้  $n' = i - n$  แล้ว  $n = i - n'$  และ  $P_{i,2N-j}$  สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$\begin{aligned} P_{i,2N-j} &= \sum_{n'=i}^0 \binom{j}{i-n'} \binom{2N-j}{n'} (-1)^{n'} \\ &= \sum_{n'=0}^i \binom{2N-j}{n'} \binom{j}{i-n'} (-1)^{i-n'} \cdot (-1)^{-i} \cdot (-1)^{2n'} \\ &= (-1)^i P_{i,j} \end{aligned}$$

ดังนั้น มีแถว  $i$  สมมาตรดังสมการที่ (2.32)

บนพื้นฐานของความสมมาตรคอลัมน์  $j$  และสมมาตรแถวที่  $i$  เราจะพิจารณาคูสมบัติสมมาตรของคอลัมน์กลางของปาสคาลเมทริกซ์  $P$  ซึ่งมีองค์ประกอบที่กำหนดในสมการที่ (2.30) โดยใช้ความสมมาตรของคอลัมน์  $j$  จะได้

$$P_{i,N} = (-1)^N P_{2N-i,N} \quad (2.33)$$

ดังนั้น จากสมการที่ (2.31) ค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เทอมเศษ  $a$  ของวงจรรองสัญญาณแบบแถบความถี่ผ่านปรับค่าได้  $H_B(z, f_{B1}, f_{B2})$  จะเป็นแบบสมมาตรสำหรับ  $N$  ที่เป็นจำนวนคู่ และปฏิสมมาตรสำหรับ  $N$  ที่เป็นจำนวนคี่

นอกจากนี้ แทน  $j = N$  สมมาตรแถวที่  $i$  ดังสมการที่ (2.32) ผลจะได้

$$P_{i,N} = (-1)^i P_{i,N}$$

ซึ่งหมายถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{i,N} = (-1)^i P_{i,N} \quad \text{สำหรับ } i \text{ เป็นจำนวนคี่} \quad (2.34)$$

ดังนั้นเราจึงสรุปได้ว่าค่าเวกเตอร์สัมประสิทธิ์เป็นสมมาตรในกรณีที่  $N$  เป็นจำนวนคู่ หรือปฏิสมมาตรในกรณีที่  $N$  เป็นจำนวนคี่ นอกจากนี้  $a_i = 0$  ในกรณีที่  $i$  เป็นจำนวนคี่ จึงเป็นผลให้เศษของ  $H_B(z, f_{B1}, f_{B2})$  ประกอบไปด้วยจำนวนคู่เท่านั้น นั่นก็คือ  $z^0, z^{-2}, z^{-4}, \dots, z^{-2N}$  และสำคัญยิ่งกว่านั้นเศษของ  $H_B(z, f_{B1}, f_{B2})$  สามารถเขียนใหม่ได้ดังนี้  $(1-z^{-2})^N$  ซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ดังต่อไปนี้ให้พิจารณาพหุนาม

เนื่องจาก

$$F(z) = (1-z^{-2})^N = (1+z^{-1})^N (1-z^{-1})^N$$

$$(1+z^{-1})^N = \sum_{n=0}^N \binom{N}{n} z^{-n}$$

$$(1-z^{-1})^N = \sum_{n=0}^N \binom{N}{n} (-1)^n z^{-n}$$

จะได้

$$\begin{aligned} (1+z^{-1})^N (1-z^{-1})^N &= \sum_{i=0}^{2N} \left[ \sum_{n=0}^i \binom{N}{n} \binom{N}{i-n} (-1)^{i-n} \right] z^{-i} \\ &= \sum_{n=i}^{2N} P_{i,N} z^{-i} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น วงจรกรองสัญญาณดิจิทัลแบบแถบความถี่ผ่านปรับค่าได้ สามารถแสดงได้เป็น

$$H_B(z, f_{Bq}, f_{B2}) = \frac{(1-z^{-2})^N}{\sum_{j=0}^{2N} b_j z^{-j}}$$

ซึ่งการคำนวณในเทอมเศษไม่จำเป็นต้องมีตัวคูณ โดยต้องการแค่ตัวบวก  $N$  ตัวเท่านั้น ซึ่งหมายถึงจะเป็นการลดความซับซ้อนในการคำนวณ

ตัวอย่างเช่น ถ้า  $N=2$  แล้วปาสคาลเมทริกซ์สำหรับกรณี Bandpass จะกลายเป็น

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 4 & 2 & 0 & -2 & -4 \\ 6 & 0 & -2 & 0 & 6 \\ 4 & -2 & 0 & 2 & -4 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

เห็นได้ชัดว่าเมทริกซ์  $P$  มีความสมมาตรทั้งคอลัมน์และแถว ดังสมการที่ (2.32) และสมการที่ (2.33) ตามลำดับ ยิ่งไปกว่านั้นองค์ประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของคอลัมน์กลางเป็นสัมประสิทธิ์ทวินามของ  $(1-z^{-2})^N = (1-z^{-2})^2$ , นั่นคือ 1, -2, 1

ถ้า  $N=3$  ปาสคาลเมทริกซ์คือ

$$P = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 6 & 4 & 2 & 0 & -2 & -4 & -6 \\ 15 & 5 & -1 & -3 & -1 & 5 & 15 \\ 20 & 0 & -4 & 0 & 4 & 0 & -20 \\ 15 & -5 & -1 & 3 & -1 & -5 & 15 \\ 6 & -4 & 2 & 0 & -2 & 4 & -6 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นว่าทั้งคอลัมน์และแถวกลางของ  $P$  เป็นปฏิสมมาตร ดังในสมการที่ (2.32) และสมการที่ (2.33) ตามลำดับ ยิ่งไปกว่านั้นองค์ประกอบที่ไม่เป็นศูนย์ของคอลัมน์กลางเป็นสัมประสิทธิ์ทวินามของ  $(1-z^{-2})^N = (1-z^{-2})^3$  นั่นคือ 1, -3, 3, -1

## 2.10 หลักการในการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้วิธีการ Nelder-Mead

ในขั้นตอนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดโดยใช้วิธีการ Nelder-Mead เพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจจะมีการแสดงเป็นขั้นเป็นตอน และแบ่งออกเป็นหลายกรณีที่ใช้ในการเปรียบเทียบในแต่ละขั้นตอน ซึ่งสรุปเป็น Pseudo code ได้เป็นดังรูปที่ 3.1

```

for i=1:1:100
  IF f(E) < f(G) THEN
    replace W with E
  ELSE
    Compute R and f(R)
    IF f(R) < f(W) THEN
      replace W with R
    END
    IF f(R) >= f(G)
      Compute C and f(C)
      IF f(C) < f(W)
        replace W with C
      ELSE
        Compute S
        replace G with M
        replace W with S
      END
    END
  END
END
END

```

ภาพที่ 2.1 Pseudo code สำหรับการหาค่าที่เหมาะสมที่สุด (optimize) โดยใช้วิธีการ Nelder-Mead

จากภาพที่ 2.1 ซึ่งอธิบายได้ว่า เมื่อทำการสุ่มค่าขึ้นมา 3 ค่า โดยค่าที่ทำการสุ่มจะถูกเก็บอยู่ในตัวแปร B, G, W โดย B ย่อมาจาก Best point, G ย่อมาจาก Good point และ W ย่อมาจาก Worse point โดยค่า B เป็นค่าที่ทำให้ค่าในฟังก์ชันมีค่าน้อยที่สุด ส่วน G เป็นค่าที่ทำให้ค่าในฟังก์ชันมีค่ามากกว่า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่า B แต่น้อยกว่าค่า W และ W เป็นค่าที่ทำให้ค่าในฟังก์ชันมีค่ามากที่สุด จึงสรุปได้เป็นความสัมพันธ์ ดังนี้  $f(B) < f(G) < f(W)$  จากนั้นทำการหาค่า M (Mid point), E (Expansion point) ซึ่งค่าของ M และ E สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.35) และ (2.36) คือ

$$M = \frac{B+G}{2} \quad (2.35)$$

$$E = 3M - 2W \quad (2.36)$$

โดยค่า M และ E ที่ได้ คือ สัมประสิทธิ์ที่ใช้ในการแทนค่า จากนั้น ทำการนำค่า E ที่ได้ไปแทนในฟังก์ชันจากโจทย์ที่ต้องการหาค่าต่ำสุดเป็นฟังก์ชัน  $f(E)$  จากนั้นนำค่า  $f(E)$  เทียบกับ  $f(G)$  โดยถ้า  $f(E)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(G)$  ดังนั้น จึงสรุปได้ว่าค่าต่ำสุดของการดำเนินการในรอบแรกคือค่า E จากนั้นทำการแทน  $W = E$  แต่ถ้า  $f(E)$  มีค่ามากกว่า หรือเท่ากับ  $f(G)$  จะต้องทำการคำนวณหาค่า R (Reflect point) ซึ่งค่าของ R สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.37)

$$R = 2M - W \quad (2.37)$$

โดยค่า R ที่ได้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ซึ่งนำไปใช้หาค่า  $f(R)$  และนำค่า  $f(R)$  ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับ  $f(W)$  ถ้า  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ทำการแทน  $W = R$  จากนั้นทำการเปรียบเทียบ  $f(R)$  กับ  $f(G)$  โดยถ้า  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(G)$  ดังนั้น จึงสรุปได้ว่าค่าต่ำสุดของการดำเนินการในรอบแรกคือค่า R แต่ถ้า  $f(R)$  มีค่ามากกว่า หรือเท่ากับ  $f(G)$  จะต้องทำการคำนวณหาค่า C (Construction point) ซึ่งค่าของ C สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.38)

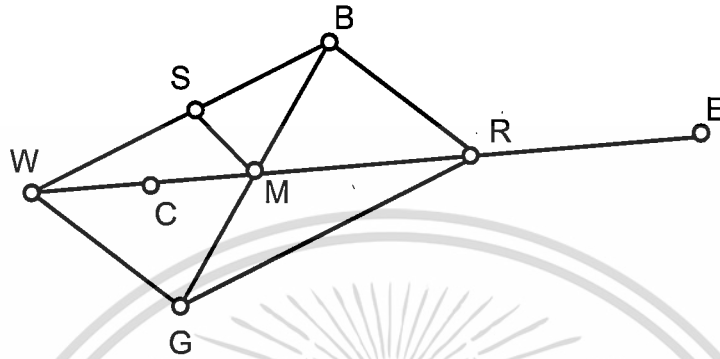
$$C = \frac{W+M}{2} \quad (2.38)$$

โดยค่า C ที่ได้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ซึ่งนำไปใช้หาค่า  $f(C)$  และนำค่า  $f(C)$  ที่ได้ไปเปรียบเทียบกับ  $f(W)$  ถ้า  $f(C)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ทำการแทน  $W = C$  ดังนั้น จึงสรุปได้ว่าค่าต่ำสุดของการดำเนินการในรอบแรกคือค่า C แต่ถ้า  $f(C)$  มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ  $f(W)$  จะต้องทำการคำนวณหาค่า S (Shrink point) ซึ่งค่าของ S สามารถหาได้ดังสมการที่ (2.39)

$$S = \frac{B+W}{2} \quad (2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยค่า  $S$  ที่ได้เป็นค่าสัมประสิทธิ์ จากนั้นทำการแทน  $G = M$  และ  $W = S$  เป็นอันสิ้นสุดการดำเนินการในรอบแรก และเริ่มการดำเนินการในรอบต่อไปจนกระทั่งได้ค่าต่ำที่สุดตามเกณฑ์ ซึ่งจำนวนรอบที่ใช้หาค่าที่เหมาะสมที่สุดในโครงการครั้งนี้ ใช้จำนวนรอบทั้งหมด 100 รอบ ซึ่งจุดต่างๆ ที่ทำการสร้างขึ้นสามารถแสดงได้ดังในภาพที่ 2.2



ภาพที่ 2.2 ภาพการหาจุดต่างๆ ด้วยวิธีการ Nelder-Mead

ตัวอย่าง จงทำการหาค่า ต่ำที่สุดของฟังก์ชัน  $f(x,y) = x^2 - 4x + y^2 - y + xy$

เริ่มแรกทำการหาค่า 3 ค่าที่นำมาใช้ในการคำนวณสมมติออกมาได้ค่า

$$V1 = (0,0), V2 = (1.2,0), V3 = (0,0.8)$$

$$\text{ดังนั้นค่าใน } f(x,y) \text{ จะได้ } f(0,0) = 0, f(1.2,0) = -3.36, f(0,0.8) = -0.16$$

โดยเมื่อนำค่าทั้ง 3 ค่ามาพิจารณาจะได้ค่า  $B, G, W$  เป็นดังนี้

$$B = (1.2,0), G = (0,0.8), W = (0,0)$$

รอบที่ 1

ซึ่งเมื่อนำไปแทนในฟังก์ชันจะได้  $f(B) = -3.36, f(G) = -0.16, f(W) = 0$

จากนั้นทำการหาค่า  $M, R$  จาก

$$M = \frac{B+G}{2} = (0.6,0.4) \text{ และ } E = 3M - 2W = (1.8,1.2)$$

จากนั้นหาฟังก์ชัน  $f(E) = f(1.8,1.2) = -5.88$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่ง  $f(E)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(G)$  ดังนั้นค่าที่ต่ำที่สุดในการดำเนินการในรอบแรกคือค่าของการขยาย

ดังนั้น  $f(W) = f(E) = -5.88$  โดย  $W=(1.8,1.2)$

จึงสรุปได้ว่าค่าที่ต่ำที่สุดของการดำเนินการในครั้งนี้เป็นค่าของการขยาย

ดังนั้นค่า  $B, G, W$  ใหม่ที่ได้คือ

$$B = (1.2,0), G = (0,0.8), W = (1.8,1.2)$$

จะได้ค่าในฟังก์ชันดังนี้  $f(1.2,0) = -3.36, f(0,0.8) = -0.16, f(1.8,1.2) = -5.88$

จากนั้นทำการ ปรับ weight ใหม่จะได้เป็น

$$B = (1.8,1.2), G=(1.2,0), W = (0,0.8)$$

โดยค่าต่ำสุดที่ได้ของการดำเนินการในรอบแรกมีค่าเท่ากับ  $-5.88$  จากนั้นเริ่มการดำเนินการหาค่าต่ำสุดในรอบต่อไป

รอบที่ 2

ซึ่งเมื่อนำไปแทนในฟังก์ชันจะได้  $f(B) = -5.88, f(G) = -3.36, f(W) = -0.16$

ทำการหาค่า  $M = \frac{B+G}{2} = (1.5, 0.6)$  และ  $E = 3M - 2W = (4.5, 1.2)$

จากนั้นหาฟังก์ชัน  $f(E) = f(4.5, 1.2) = -2.91$

ซึ่ง  $f(E)$  มีค่ามากกว่า  $f(G)$  ดังนั้นทำการหาค่า  $R = 2M - W = (3, 0.4)$

ดังนั้น  $f(R) = f(3, 0.4) = -4.44$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ดังนั้นจะต้องทำการแทนค่า  $W = R$

จะได้  $W = (3, 0.4)$  และ  $f(W) = -4.44$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(G)$  ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าที่ต่ำที่สุดของการดำเนินการในครั้งนี้เป็นค่าของการสะท้อน

ดังนั้นค่า  $B, G, W$  ใหม่ที่ได้คือ

$$B = (1.8,1.2), G = (1.2,0), W = (3,0.4)$$

จะได้ค่าในฟังก์ชันดังนี้  $f(1.8,1.2) = -5.88$ ,  $f(1.2,0) = -3.36$ ,  $f(3,0.4) = -4.44$

จากนั้นทำการ ปรับ weight ใหม่จะได้เป็น

$$B = (1.8,1.2), G=(3,0.4), W = (1.2,0)$$

โดยค่าต่ำสุดที่ได้ของการดำเนินการในรอบที่สองมีค่าเท่ากับ -4.44 จากนั้นเริ่มการดำเนินการหาค่าต่ำสุดในรอบต่อไป

รอบที่ 3

ซึ่งเมื่อนำไปแทนในฟังก์ชันจะได้  $f(B) = -5.88$ ,  $f(G) = -4.44$ ,  $f(W) = -3.36$

ทำการหาค่า  $M = \frac{B+G}{2} = (2.4, 0.8)$  และ  $E = 3M - 2W = (4.8, 2.4)$

จากนั้นหาฟังก์ชัน  $f(E) = f(4.8, 2.4) = -4.32$

ซึ่ง  $f(E)$  มีค่ามากกว่า  $f(G)$  ดังนั้นทำการหาค่า  $R = 2M - W = (3.6, 1.6)$

ดังนั้น  $f(R) = f(3.6, 1.6) = -6.24$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ดังนั้นจะต้องทำการแทนค่า  $W = R$

จะได้  $W = (3.6, 1.6)$  และ  $f(W) = -6.24$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(G)$  ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าที่ต่ำที่สุดของการดำเนินการในครั้งนี้เป็นค่าของการสะท้อน

ดังนั้นค่า  $B, G, W$  ใหม่ที่ได้คือ

$$B = (1.8,1.2), G = (3,0.4), W = (3.6,1.6)$$

จะได้ค่าในฟังก์ชันดังนี้  $f(1.8,1.2) = -5.88$ ,  $f(3,0.4) = -4.44$ ,  $f(3.6,1.6) = -6.24$

จากนั้นทำการ ปรับ weight ใหม่จะได้เป็น

$$B = (3.6,1.6), G=(1.8,1.2), W = (3,0.4)$$

โดยค่าต่ำสุดที่ได้ของการดำเนินการในรอบที่สามมีค่าเท่ากับ -6.24 จากนั้นเริ่มการดำเนินการหาค่าต่ำสุดในรอบต่อไป

รอบที่ 4

ซึ่งเมื่อนำไปแทนในฟังก์ชันจะได้  $f(B) = -6.24$ ,  $f(G) = -5.88$ ,  $f(W) = -4.44$

ทำการหาค่า  $M = \frac{B+G}{2} = (2.7, 1.4)$  และ  $E = 3M - 2W = (2.1, 3.4)$

จากนั้นหาฟังก์ชัน  $f(E) = f(2.1, 3.4) = -2.97$

ซึ่ง  $f(E)$  มีค่ามากกว่า  $f(G)$  ดังนั้นทำการหาค่า  $R = 2M - W = (2.4, 2.4)$

ดังนั้น  $f(R) = f(2.4, 2.4) = -6.24$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ดังนั้นจะต้องทำการแทนค่า  $W = R$

จะได้  $W = (2.4, 2.4)$  และ  $f(W) = -6.24$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(G)$  ดังนั้นจึงสรุปได้ว่าค่าที่ต่ำที่สุดของดำเนินการในครั้งนี้เป็นค่าของการสะท้อน

ดังนั้นค่า  $B, G, W$  ใหม่ที่ได้คือ

$$B = (3.6, 1.6), G = (1.8, 1.2), W = (2.4, 2.4)$$

จะได้ค่าในฟังก์ชันดังนี้  $f(3.6, 1.6) = -6.24$ ,  $f(3, 0.4) = -4.44$ ,  $f(2.4, 2.4) = -6.24$

จากนั้นทำการ ปรับ weight ใหม่จะได้เป็น

$$B = (3.6, 1.6), G = (2.4, 2.4), W = (1.8, 1.2)$$

โดยค่าต่ำสุดที่ได้ของการดำเนินการในรอบที่มีค่าเท่ากับ  $-6.24$  จากนั้นเริ่มการดำเนินการหาค่าต่ำสุดในรอบต่อไป

รอบที่ 5

ซึ่งเมื่อนำไปแทนในฟังก์ชันจะได้  $f(B) = -6.24$ ,  $f(G) = -6.24$ ,  $f(W) = -5.88$

ทำการหาค่า  $M = \frac{B+G}{2} = (3, 2)$  และ  $E = 3M - 2W = (5.4, 3.6)$

จากนั้นหาฟังก์ชัน  $f(E) = f(5.4, 3.6) = -2.52$

ซึ่ง  $f(E)$  มีค่ามากกว่า  $f(G)$  ดังนั้นทำการหาค่า  $R = 2M - W = (4.2, 2.8)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น  $f(R) = f(4.2, 2.8) = -5.8800000000000003$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ดังนั้นจะต้องทำการแทนค่า  $W = R$

จะได้  $W = (4.2, 2.8)$  และ  $f(W) = -5.88$

ซึ่ง  $f(R)$  มีค่ามากกว่า  $f(G)$  ดังนั้นจะต้องทำการหาค่า  $C = \frac{W+M}{2} = (3.6, 2.4)$

ดังนั้น  $f(C) = f(3.6, 2.4) = -6.72$

ซึ่ง  $f(C)$  มีค่าน้อยกว่า  $f(W)$  ดังนั้นจะต้องทำการแทนค่า  $W = C$

จะได้  $W = (3.6, 2.4)$  และ  $f(W) = -6.72$

จึงสรุปได้ว่าค่าที่ต่ำที่สุดของดำเนินการในครั้งนี้เป็นค่าของการขยาย

ดังนั้นค่า B, G, W ใหม่ที่ได้คือ

$$B = (3.6, 1.6), G = (2.4, 2.4), W = (3.6, 2.4)$$

จะได้ค่าในฟังก์ชันดังนี้  $f(3.6, 1.6) = -6.24$ ,  $f(2.4, 2.4) = -6.24$ ,  $f(3.6, 2.4) = -6.72$

จากนั้นทำการ ปรับ weight ใหม่จะได้เป็น

$$B = (3.6, 2.4), G = (3.6, 1.6), W = (2.4, 2.4)$$

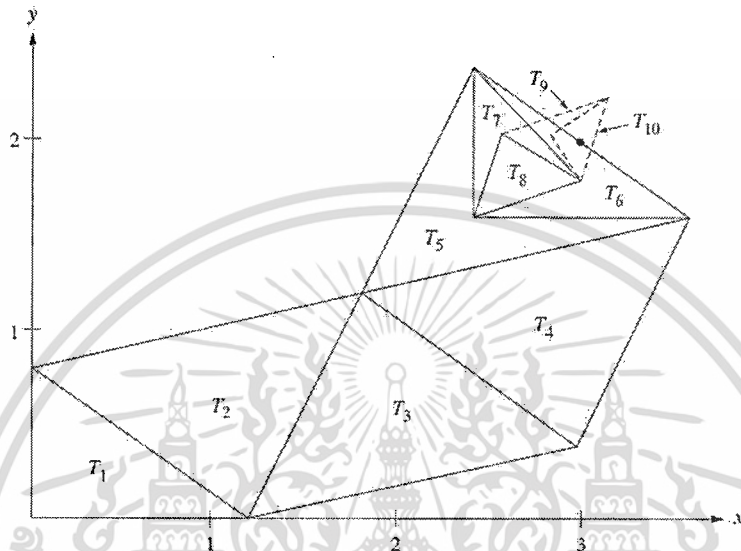
โดยค่าต่ำสุดที่ได้ของการดำเนินการในรอบที่ห้ามีค่าเท่ากับ  $-6.72$  จากนั้นเริ่มการดำเนินการหาค่าต่ำสุดในรอบต่อไป ซึ่งสรุปออกมาได้เป็นตารางที่ 2.1 และภาพที่ 2.3 ตามลำดับ

ตารางที่ 2.1 ผลของกระบวนการหาค่าต่ำสุดด้วยวิธี Nelder-Mead ทั้งหมด 10 รอบ

k	Best point	Good point	Worst point
1	$f(1.2, 0) = -3.36$	$f(0, 0.8) = -0.16$	$f(0, 0) = 0$
2	$f(1.8, 1.2) = -5.88$	$f(1.2, 0) = -3.36$	$f(0, 0.8) = -0.16$
3	$f(1.8, 1.2) = -5.88$	$f(3, 0.4) = -4.44$	$f(1.2, 0) = -3.36$
4	$f(3.6, 1.6) = -6.24$	$f(1.8, 1.2) = -5.88$	$f(3, 0.4) = -4.44$
5	$f(3.6, 1.6) = -6.24$	$f(2.4, 2.4) = -6.24$	$f(1.8, 1.2) = -5.88$
6	$f(3.6, 2.4) = -6.72$	$f(3.6, 1.6) = -6.24$	$f(2.4, 2.4) = -6.24$
7	$f(3, 2.2) = -6.96$	$f(3.6, 2.4) = -6.72$	$f(3.6, 1.6) = -6.24$

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8	$f(3,2.2) = -6.96$	$f(3.45,1.95) = -6.7725$	$f(3.6,2.4) = -6.72$
9	$f(3,2.2) = -6.96$	$f(2.85,1.75) = -6.9525$	$f(3.45,1.95) = -6.7725$
10	$f(3,2.2) = -6.96$	$f(3.1875,1.9625) = -6.9564$	$f(2.85,1.75) = -6.9525$



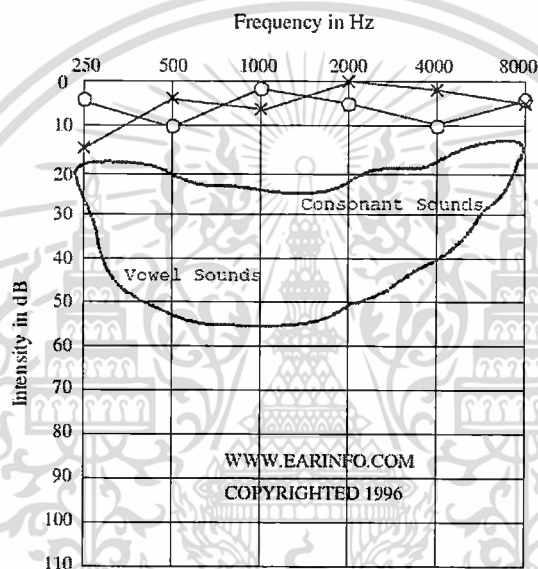
ภาพที่ 2.3 ภาพแสดงกระบวนการหาค่าต่ำสุดด้วยวิธี Nelder-Mead

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3 วิธีการดำเนินงานวิจัย

#### 3.1 การออกแบบจาก Audiogram

การออกแบบเพื่อสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดจะต้องพิจารณาจาก Audiogram ของบุคคลแต่ละรายเพื่อนำมาสร้างฟิลเตอร์ที่สามารถนำไปชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน โดยการได้ยินในหูคนปกติจะสามารถสรุปได้เป็น Audiogram ได้เป็นดังภาพที่ 3.1



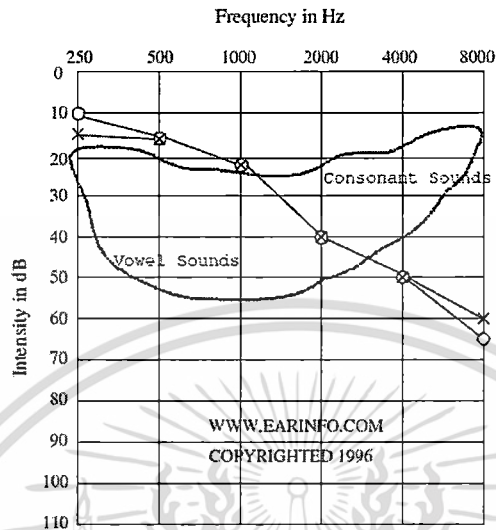
ภาพที่ 3.1 Audiogram ในหูคนปกติ

ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

โดยกำหนดให้ X, O เป็น ความสามารถในการได้ยินในหูซ้าย และขวา ตามลำดับ และในที่นี้ได้ทำการยกตัวอย่างรูปแบบของการสูญเสียทางการได้ยินในรูปแบบต่างๆ ได้ดังนี้

### 3.1.1 ตัวอย่างการสูญเสียการได้ยิน

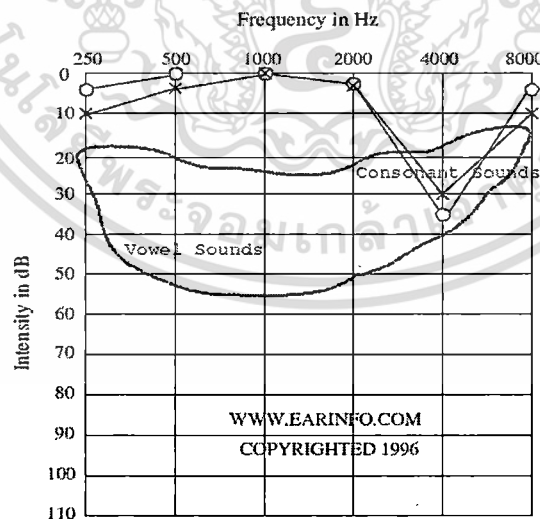
ตัวอย่างที่ 1 การสูญเสียทางการได้ยินเนื่องจากอายุ



ภาพที่ 3.2 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินเนื่องจากอายุ

ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

ตัวอย่างที่ 2 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ความถี่ประมาณ 4000 Hz

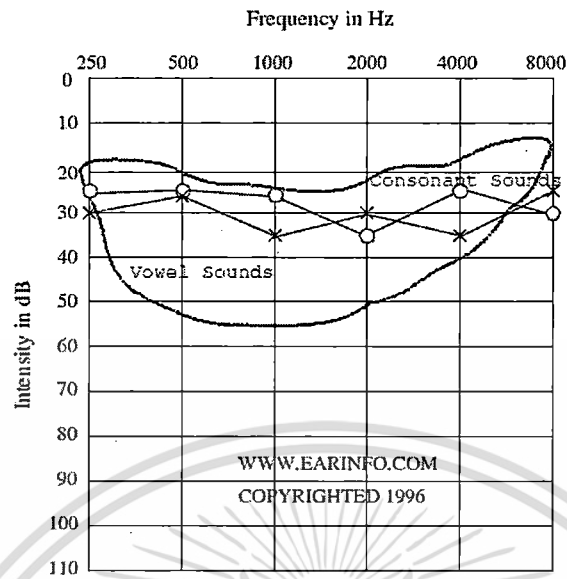


ภาพที่ 3.3 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ความถี่ประมาณ 4000 Hz

ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

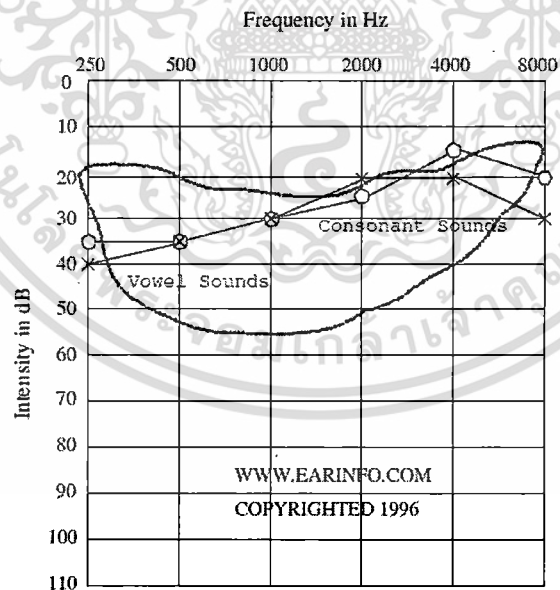
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 3 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 1



ภาพที่ 3.4 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 1  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

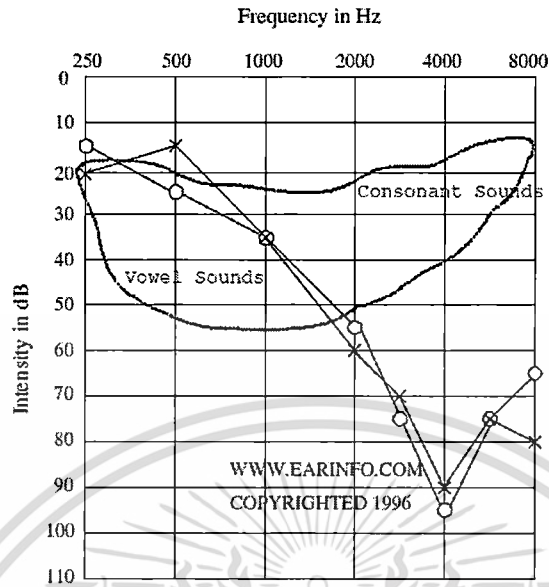
ตัวอย่างที่ 4 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 2



ภาพที่ 3.5 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 2  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

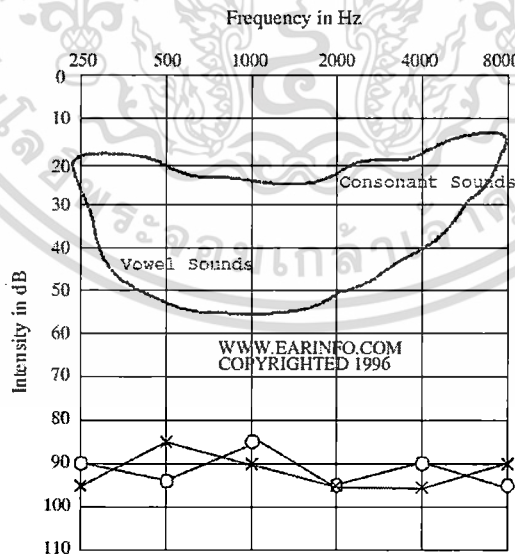
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างที่ 5 การสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในช่วงความถี่ประมาณ 4000 Hz



ภาพที่ 3.6 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในช่วงความถี่ประมาณ 4000 Hz  
ที่มา : T.-B. Deng, “Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids”, *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

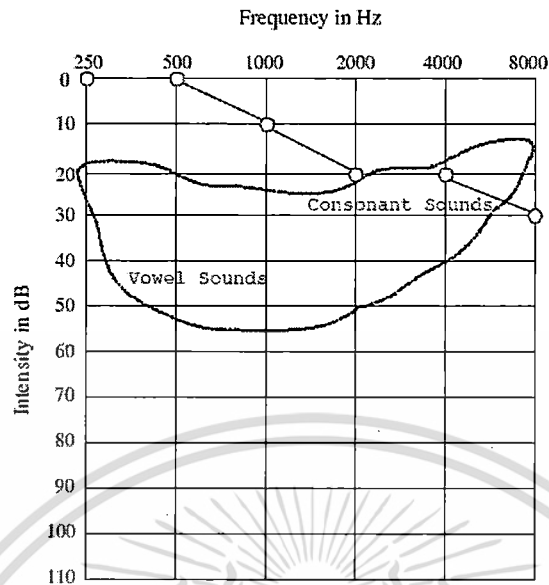
ตัวอย่างที่ 6 การสูญเสียทางการได้ยินการสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในทุกช่วงความถี่



ภาพที่ 3.7 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินการสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในทุกช่วงความถี่  
ที่มา : T.-B. Deng, “Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids”, *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการทำงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

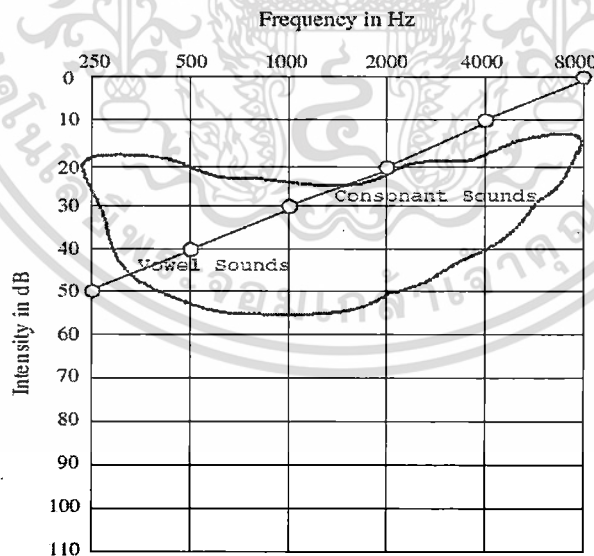
ตัวอย่างที่ 7 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ช่วงความถี่สูง



ภาพที่ 3.8 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ช่วงความถี่สูง

ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

ตัวอย่างที่ 8 การสูญเสียทางการได้ยินแบบเป็น Linear



ภาพที่ 3.9 Audiogram การสูญเสียทางการได้ยินแบบเป็น Linear

ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

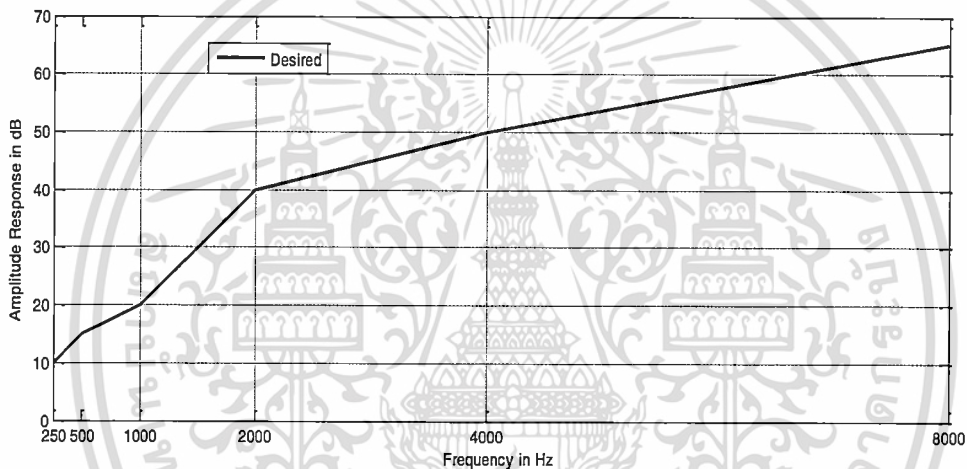
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 3.1 ถึง ภาพที่ 3.9 จะเป็นการแสดงให้เห็นรูปแบบของการสูญเสียทางการได้ยิน จาก Audiogram ในรูปแบบต่างๆ โดยสามารถทำการชดเชยทางการสูญเสียทางการได้ยินโดยใช้ Digital Filter ได้

### 3.1.2 คุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่นำมาชดเชยการได้ยิน

จากตัวอย่างในหัวข้อที่ผ่านมาเราสร้างคุณสมบัติของวงจรกรองสัญญาณที่นำมาสร้าง เพื่อชดเชยการได้ยินจะออกมาได้เป็นดังนี้

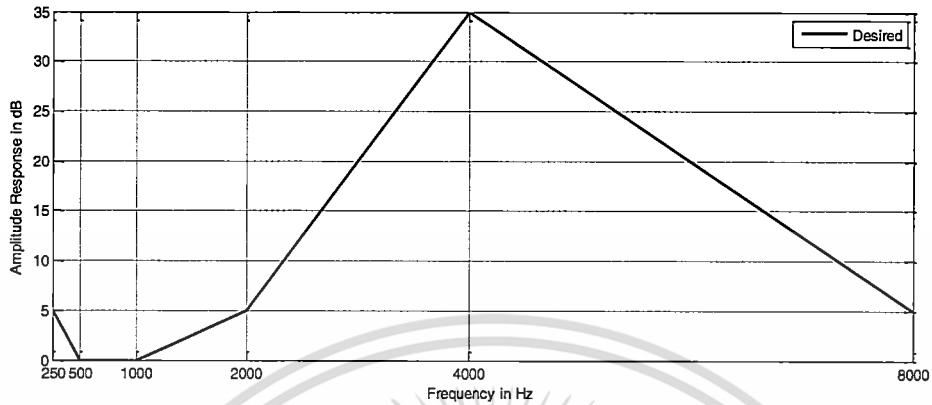
กรณีที่ 1 จากตัวอย่างที่ 1 การสูญเสียทางการได้ยินเนื่องจากอายุ จะได้เป็นดังภาพที่ 3.10



ภาพที่ 3.10 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจาก

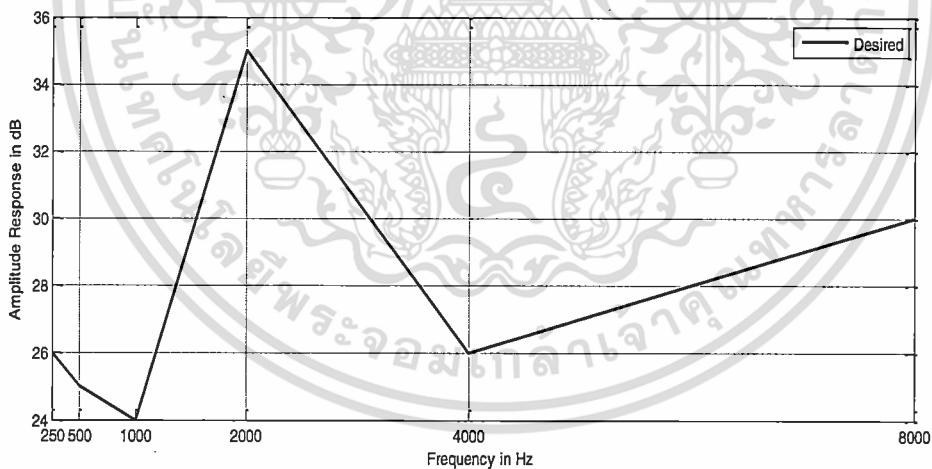
ตัวอย่างที่ 1

กรณีที่ 2 จากตัวอย่างที่ 2 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางที่ความถี่ประมาณ 4000 Hz จะได้เป็นดังภาพที่ 3.11



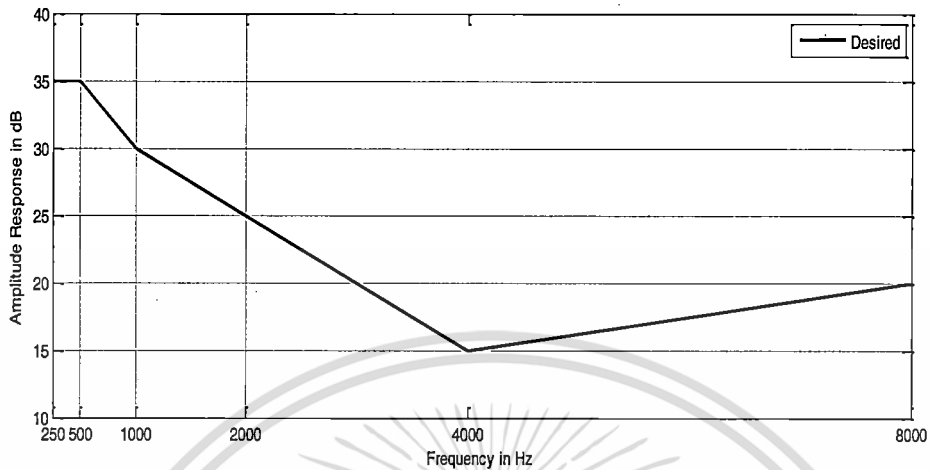
ภาพที่ 3.11 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 2

กรณีที่ 3 จากตัวอย่างที่ 3 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีที่ 1 จะได้เป็นดังภาพที่ 3.12



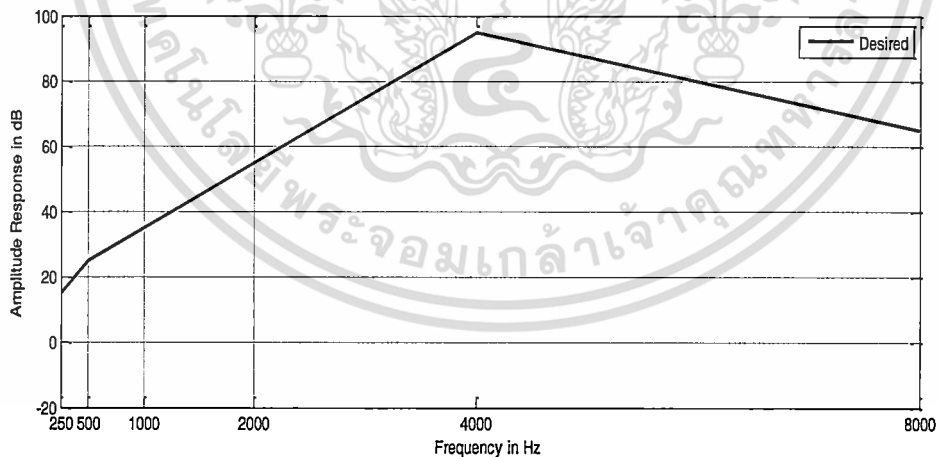
ภาพที่ 3.12 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 3

กรณีที่ 4 จากตัวอย่างที่ 4 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในทุกช่วงความถี่กรณีนี้ 2 จะได้เป็นดังภาพที่ 3.13



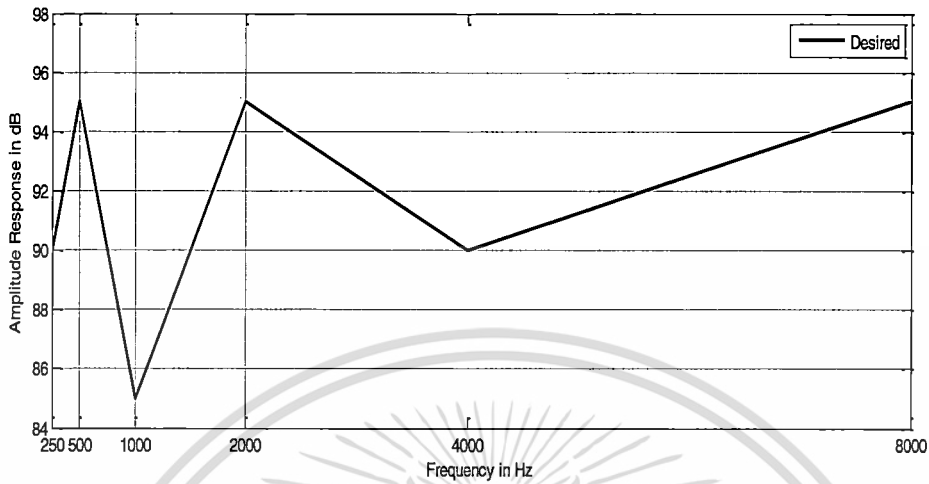
ภาพที่ 3.13 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 4

กรณีที่ 5 จากตัวอย่างที่ 5 การสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในช่วงความถี่ประมาณ 4000 Hz จะได้เป็นดังภาพที่ 3.14



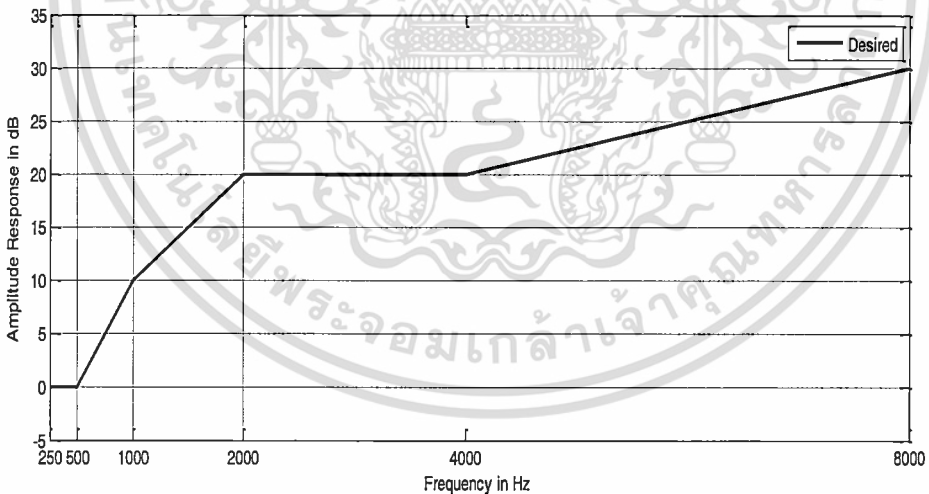
ภาพที่ 3.14 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 5

กรณีที่ 6 จากตัวอย่างที่ 6 การสูญเสียทางการได้ยินการสูญเสียทางการได้ยินแบบรุนแรงในทุกช่วงความถี่ จะได้เป็นดังภาพที่ 3.15



ภาพที่ 3.15 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 6

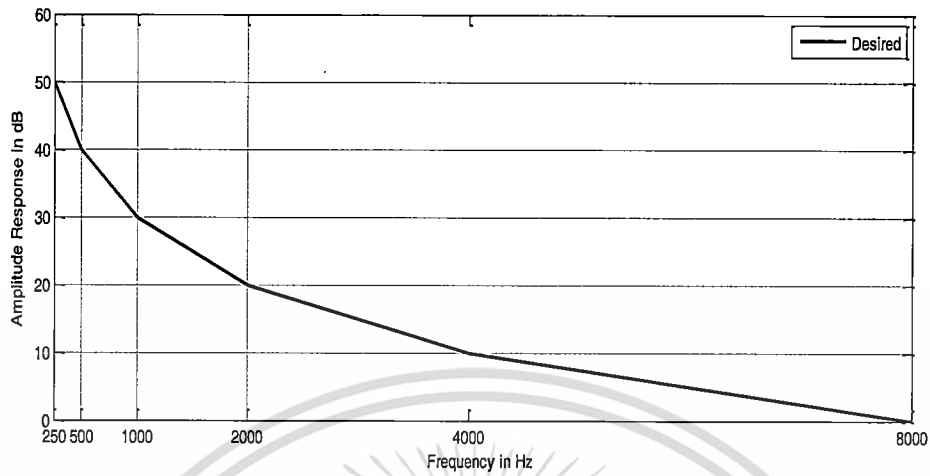
กรณีที่ 7 จากตัวอย่างที่ 7 การสูญเสียทางการได้ยินแบบปานกลางในช่วงความถี่สูง จะได้เป็นดังภาพที่ 3.16



ภาพที่ 3.16 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 7

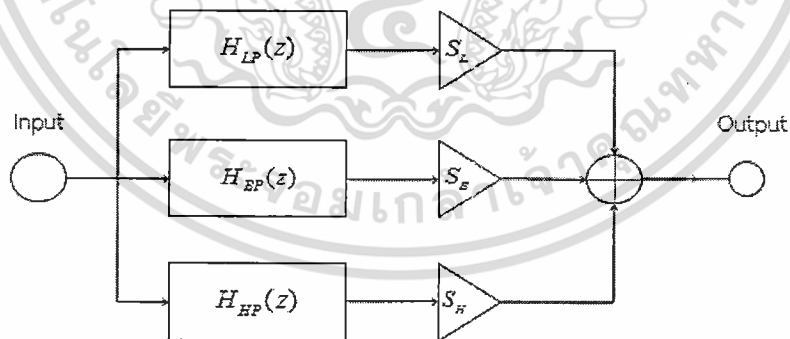
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่ 8 จากตัวอย่างที่ 8 การสูญเสียทางการได้ยินแบบเป็น Linear จะได้เป็นดังภาพที่ 3.17



ภาพที่ 3.17 รูปร่างคุณลักษณะของวงจรรองสัญญาณที่ใช้ในการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินจากตัวอย่างที่ 8

โดยโครงสร้างของวงจรรองสัญญาณดิจิทัลที่นำมาใช้งานนี้จะใช้วงจรรองสัญญาณดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดจำนวน 3 วงจร คือวงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน วงจรรองสัญญาณแถบความถี่ผ่าน และวงจรรองสัญญาณความถี่สูงผ่าน โดยนำมาต่อกันแบบขนานเป็นชุดวงจรรองสัญญาณ ดังแสดงในภาพที่ 3.18



ภาพที่ 3.18 โครงสร้างของชุดวงจรรองสัญญาณ

โดยที่ในแต่ละวงจรรองสัญญาณจะสามารถปรับค่าความถี่ตัด และอัตราการขยายได้ ซึ่งเรียกว่าเป็นวงจรรองปรับค่าได้ ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของชุดวงจรรองสัญญาณในภาพที่ 3.18 สามารถแสดงได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

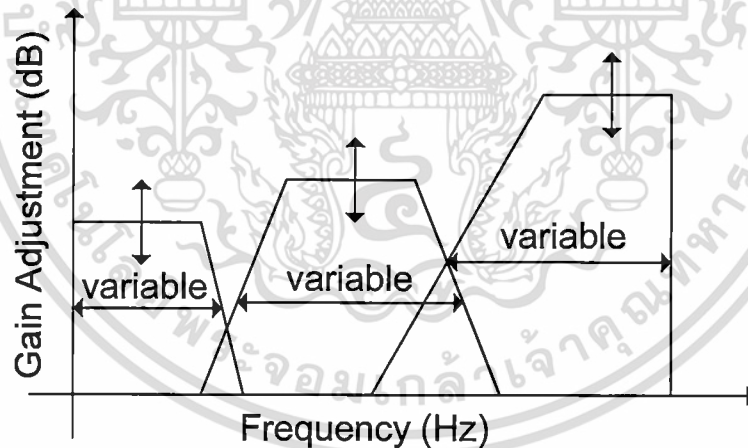
$$H(z, \mathbf{x}) = S_L \cdot H_{LP}(z) + S_B \cdot H_{BP}(z) + S_H \cdot H_{HP}(z) \quad (3.1)$$

ซึ่ง  $\mathbf{x}$  เป็นเวกเตอร์ของพารามิเตอร์ที่ใช้ในการกำหนดคุณลักษณะของชุดวงจรรองสัญญาณให้มีผลตอบสนองทางขนาดในรูปแบบที่นำไปชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน

สำหรับการออกแบบที่มาจากวงจรรองสัญญาณอนาล็อกต้นแบบบรรทัดฐานความถี่ต่ำแบบ Chebyshev type-I  $\mathbf{x}$  คือเวกเตอร์ของค่าความถี่ตัด และอัตราขยายของแต่ละวงจรรองสัญญาณที่ประกอบกันเป็นชุดวงจรรองสัญญาณ

$$\mathbf{x} = [f_L \quad f_{B1} \quad f_{B2} \quad f_H \quad G_L \quad G_B \quad G_H] \quad (3.2)$$

ด้วยรูปแบบของการปรับค่าพารามิเตอร์ทั้ง 7 ค่า ในเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  ได้อย่างเป็นอิสระต่อกัน ทำให้สามารถใช้โครงสร้างของชุดวงจรรองสัญญาณดังในภาพที่ 3.18 ในการสร้างผลตอบสนองทางขนาดที่ไปชดเชยรูปแบบการสูญเสียทางการได้ยินตามแนวคิดในภาพที่ 3.19



ภาพที่ 3.19 แนวคิดการสร้างผลตอบสนองทางขนาด สำหรับชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน

ในการที่จะทำให้ชุดวงจรรองสัญญาณที่ประกอบไปด้วยวงจรรองสัญญาณปรับค่าได้ 3 วงจร มีผลตอบสนองรวมในลักษณะที่ไปชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินนั้น ความกว้างของแถบความถี่ซึ่งกำหนดจากค่าความถี่ตัด และอัตราขยายของแต่ละวงจระจะได้มาจากการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธี Nelder-Mead โดยจะทำการหาค่าต่ำที่สุดจากเงื่อนไข ดังในสมการที่ (3.4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการออกแบบโดยใช้ไบควอดเรติก (biquadratic) เป็นวงจรรองสัญญาณเชิงอุปมานต้นแบบ  $\mathbf{x}$  ได้ คือเวกเตอร์ของค่าความถี่ตัด ค่า  $Q$  และอัตราขยายของแต่ละวงจรรองสัญญาณ

$$\mathbf{x} = [f_L \ f_B \ f_H \ Q_{LP} \ Q_{BP} \ Q_{HP} \ S_L \ S_B \ S_H] \quad (3.3)$$

โดยเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  รวมเป็น 9 พารามิเตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ คือเวกเตอร์ของค่าความถี่ตัด ค่า  $Q$  และอัตราขยายของแต่ละวงจรรองสัญญาณที่ประกอบกันเป็นชุดวงจรรองสัญญาณใช้ในการกำหนดคุณลักษณะของชุดวงจรรองสัญญาณ ให้มีผลตอบสนองทางขนาดในรูปแบบที่นำไปชดเชยการสูญเสียการได้ยิน

ขั้นตอนพื้นฐานของการออกแบบ มีดังนี้ สมมติว่ารูปแบบการได้ยินที่ถูกกำหนดมาให้เป็น threshold  $M_d(\hat{f}_i)$  ในหน่วย เดซิเบล (dB) ที่ถูกวัดโดยการกำหนดความถี่ octave  $\hat{f}_i$  โดย  $\hat{f}_i = 250/500/1k/2k/4k/8k$  Hz. ซึ่งจุด  $M_d(\hat{f}_i)$  จะถูก interpolate ซึ่งจะทำให้ได้

$$M_d(f_i) = M_d(\hat{f}_i), \quad \text{ถ้า } f_i = \hat{f}_i$$

สุดท้ายจะได้ค่า สัมบูรณ์ของค่าผิดพลาดมากที่สุด  $E_{\max}$  ในหน่วยเดซิเบล

$$E_{\max}(\mathbf{x}) = \max \{M(f_i, \mathbf{x}) - M_d(f_i)\} \quad (3.4)$$

เมื่อ

$M_d(f_i)$  คือ ผลตอบสนองทางขนาดที่ต้องการ สำหรับการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน

$M(f_i, \mathbf{x})$  คือ ผลตอบสนองทางขนาดของชุดวงจรรองสัญญาณที่ออกแบบโดยมีเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  เป็นตัวกำหนดผลตอบสนองที่ได้

$E_{\max}(\mathbf{x})$  คือ ฟังก์ชันค่าผิดพลาดสูงสุดระหว่างผลตอบสนองทางขนาดที่ต้องการกับผลตอบสนองทางขนาดที่ได้จากการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเมื่อพิจารณาจากการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดด้วยวิธีการ Nelder-Mead จะสรุปได้ว่า จะทำการหาค่าต่ำที่สุดของ  $E_{\max}(\mathbf{x})$  ซึ่งเป็นฟังก์ชันหลัก  $f(x)$  ที่ใช้ในกระบวนการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธี Nelder-Mead

จากสมการที่ (3.2) และ (3.3) จะเห็นได้ว่าค่าพารามิเตอร์ในเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  นั้น พารามิเตอร์ที่เป็นตัวแปรความถี่ใช้ในการกำหนดคุณลักษณะของชุดวงจรกรองสัญญาณให้มีผลตอบสนองทางขนาดตามที่ต้องการ จะมีช่วงของความถี่ที่เป็นไปได้อยู่ไม่เกินค่า 8000 Hz ซึ่งเป็นค่าความถี่สูงสุดที่ใช้ในการทดสอบการสูญเสียการได้ยิน ดังนั้นเพื่อให้ช่วงของค่ามีค่าที่น้อยกว่าเดิมเพื่อช่วยในการหาค่าตอบทำได้ดีขึ้นสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนตัวแปรจากเดิมที่ใช้ในรูปความถี่สามารถสร้างขึ้นใหม่ ได้ดังนี้

สำหรับการหาค่าความถี่ตัดกรณีของ lowpass

$$f_L = |\sin(x_1)| \Delta_1 \quad (3.5)$$

สำหรับการหาค่าความถี่ตัดกรณีของ bandpass

$$f_{B1} = |\sin(x_2)| \Delta_1 \quad (3.6)$$

$$f_{B2} = f_{B1} + |\sin(x_3)| \Delta_2 \quad (3.7)$$

สำหรับการหาค่าความถี่ตัดกรณีของ highpass

$$f_H = |\sin(x_4)| \Delta_1 \quad (3.8)$$

เมื่อ  $\Delta_1 = 8000$  Hz และ  $\Delta_2 = \Delta_1 - f_{B1}$

ดังนั้นจากสมการที่ (3.44), (3.45), (3.46) และ (3.47) สามารถสรุปตัวแปรความถี่ใหม่ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$x_1 = \arcsin\left(\frac{f_L}{\Delta_1}\right) \quad (3.9)$$

$$x_2 = \arcsin\left(\frac{f_{B1}}{\Delta_1}\right) \quad (3.10)$$

$$x_3 = \arcsin\left(\frac{f_{B2} - f_{B1}}{\Delta_2}\right) \quad (3.11)$$

$$x_4 = \arcsin\left(\frac{f_H}{\Delta_1}\right) \quad (3.12)$$

ดังนั้นเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  ใหม่ที่ได้ คือ

$$\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4 \ G_L \ G_B \ G_H] \quad (3.13)$$

และ  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2 \ x_3 \ Q_{LP} \ Q_{BP} \ Q_{HP} \ S_L \ S_B \ S_H] \quad (3.14)$

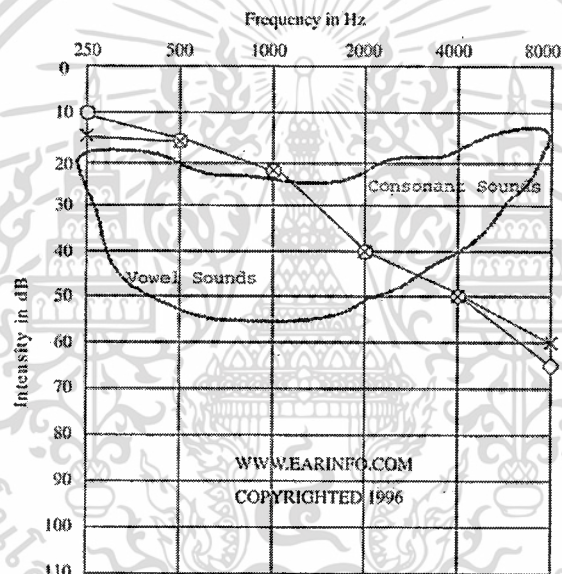
## บทที่ 4 ผลการวิจัย

### 4.1 ผลการทดลองการออกแบบ IIR Digital Filter ด้วยวิธี Bilinear Pascal Matrix

#### 4.1.1 ผลการทดลองสร้างวงจรกรองที่ $H_a(S)$ เป็นแบบ Chebyshev type I [1]

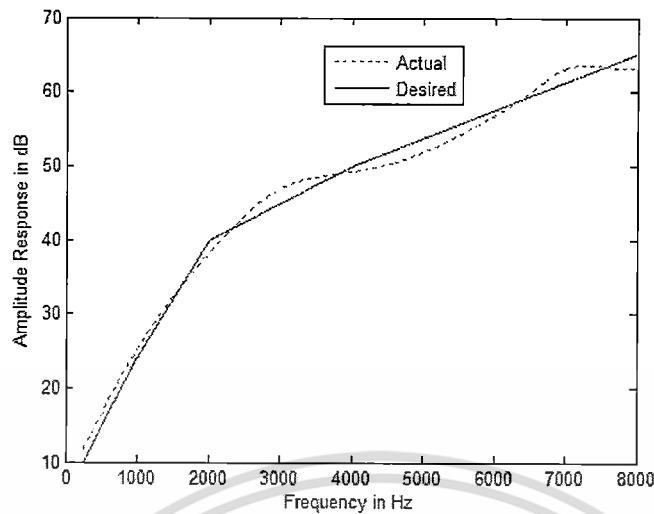
$$H_a(s) = \frac{1}{B_0 + B_1s + B_2s^2}, \quad \begin{bmatrix} B_0 \\ B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1.6013 \\ 1.4841 \\ 1 \end{bmatrix}$$

Audiogram 1



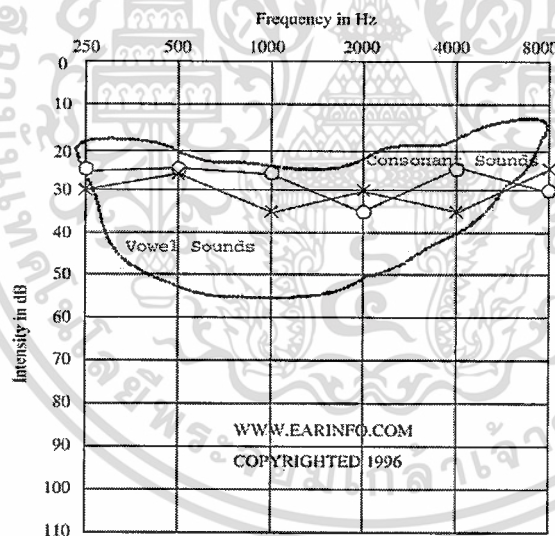
ภาพที่ 4.1 แสดงการสูญเสียการได้ยินทั่วไปอันเนื่องมาจากอายุ (ทั้งหูซ้ายและหูขวา) เป็นย่านความถี่สูง และเกณฑ์การได้ยินกว้าง โดยกำหนดให้ ‘x’, ‘o’ เป็นความสามารถในการได้ยินในหูซ้ายและขวา ตามลำดับ

ที่มา : T.-B. Deng, “Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids”, *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

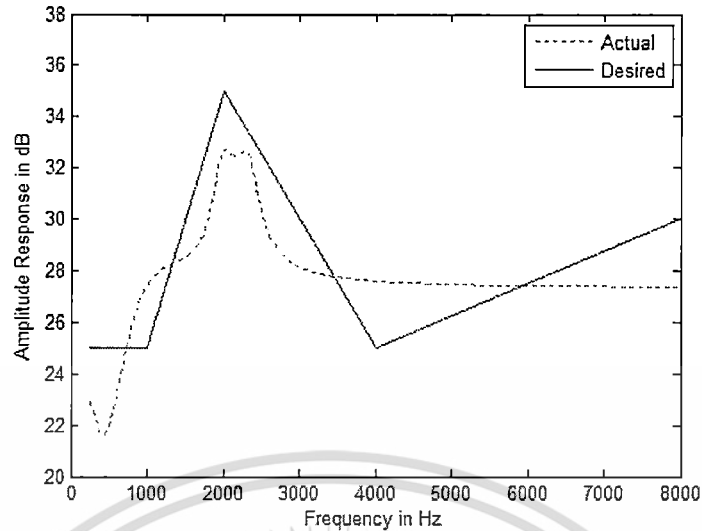


ภาพที่ 4.2 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 1 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_a(S)$  เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.89dB

#### Audiogram 2

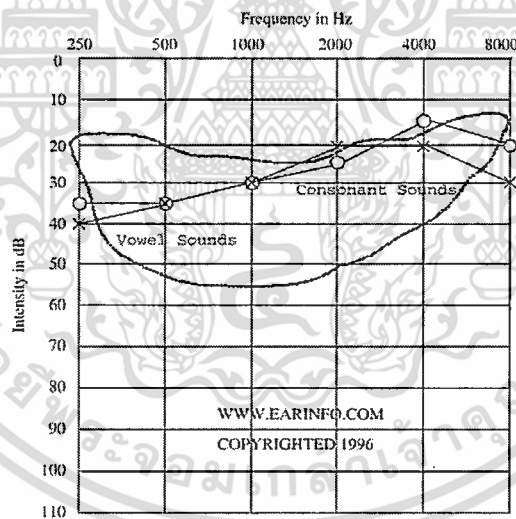


ภาพที่ 4.3 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินของแถบความถี่ทั้งหมด ซึ่งการสูญเสียนี้จะมีปัญหาในการได้ยินเสียงสระมากที่สุด และจะมีปัญหากับเสียงพยัญชนะในสภาวะที่มีเสียงดัง  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010



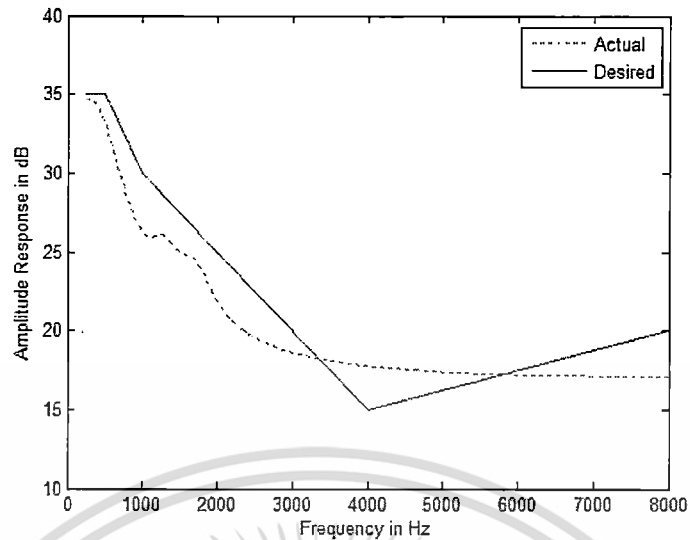
ภาพที่ 4.4 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 2 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_d(S)$  เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 2.61dB

Audiogram 3



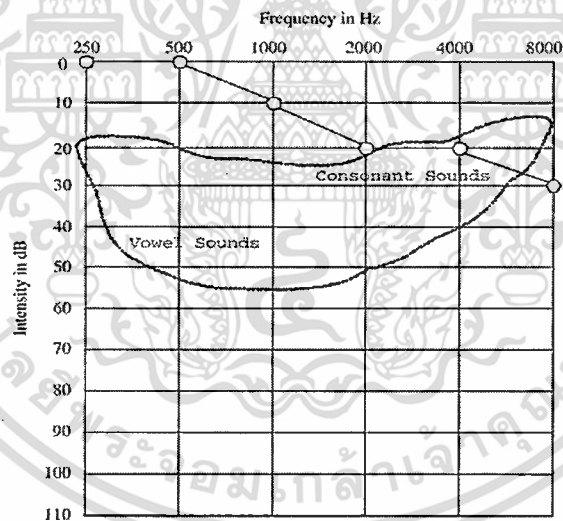
ภาพที่ 4.5 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยถึงปานกลางที่ความถี่ต่ำ และระดับการสูญเสียการได้ยินระดับน้อยที่ความถี่สูง ผลกระทบหลักจะเป็นการสูญเสียของเสียงดังโดยรวม เพราะไม่สามารถได้ยินเสียงสระส่วนใหญ่ ดังนั้นการสนทนาในระยะที่ใกล้จึงมีความจำเป็น  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.6 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 3 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_a(S)$  เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 2.88dB

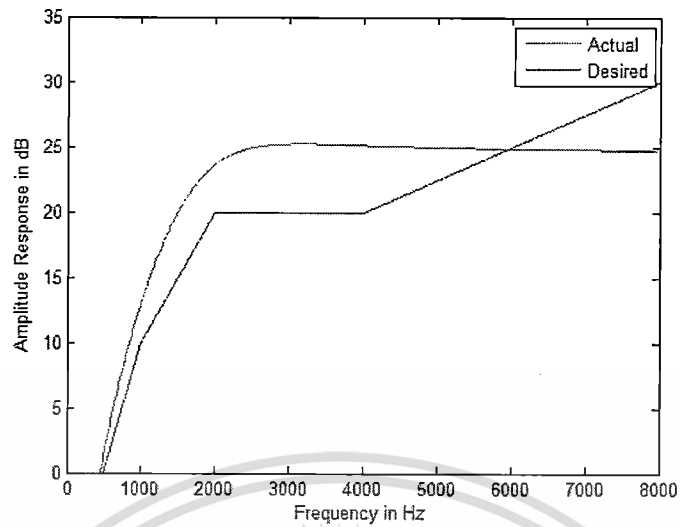
Audiogram 4



ภาพที่ 4.7 แสดงรูปแบบการได้ยินที่ถูกใช้ใน [2] ซึ่งมีการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยที่ความถี่สูงและถูกเรียกว่าการสูญเสียแบบ ski slope

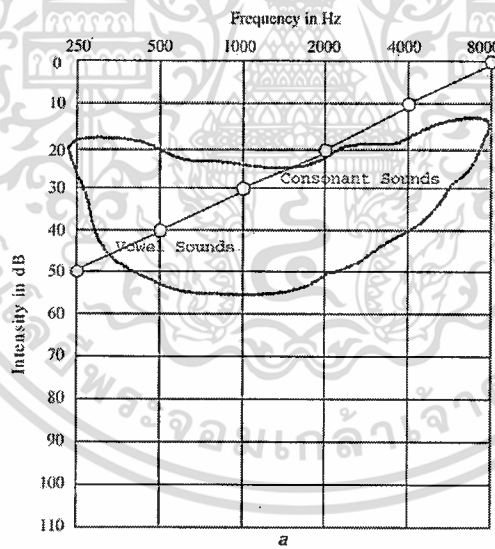
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



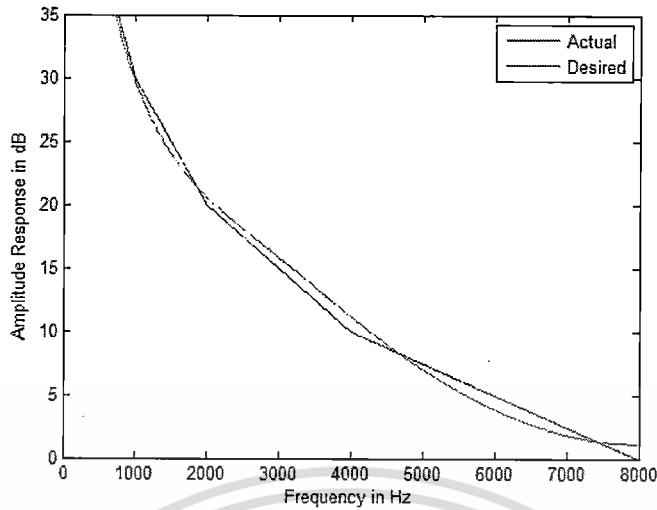
ภาพที่ 4.8 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 4 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_d(S)$  เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 5.22dB

Audiogram 5



ภาพที่ 4.9 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียที่ย่านความถี่เดียวที่ความถี่สูง  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.10 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 5 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_a(S)$  เป็นแบบ Chebyshev type I ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.15dB

4.1.2 ผลการทดลองสร้างวงจรกรองที่  $H_a(S)$  เป็นแบบ Biquadratic โดย  $H(s)$  สำหรับ lowpass คือ

$$H_{LP}(s) = \frac{\Omega_{LP}^2}{\Omega_{LP}^2 + \left(\frac{\Omega_{LP}}{Q_{LP}}\right)s + s^2}$$

โดย  $H(s)$  สำหรับ bandpass คือ

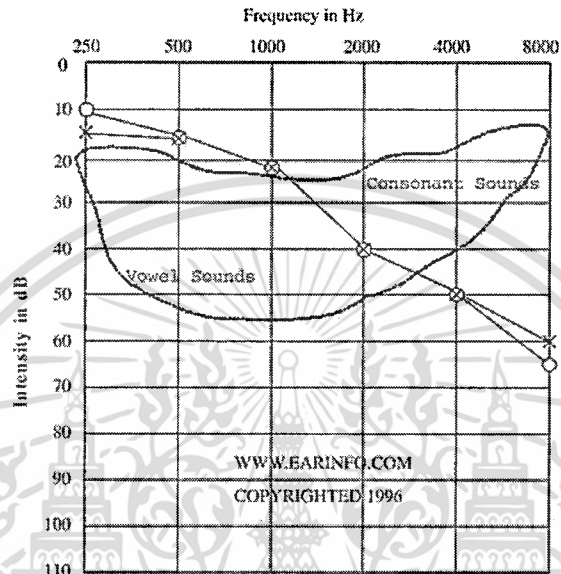
$$H_{BP}(s) = \frac{\left(\frac{\Omega_{BP}}{Q_{BP}}\right)s}{\Omega_{BP}^2 + \left(\frac{\Omega_{BP}}{Q_{BP}}\right)s + s^2}$$

โดย  $H(s)$  สำหรับ highpass คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

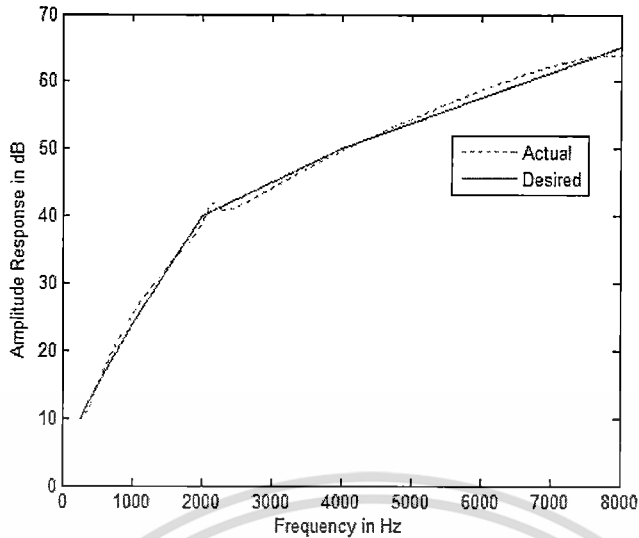
$$H_{HP}(s) = \frac{s^2}{\Omega_{HP}^2 + \left(\frac{\Omega_{HP}}{Q_{HP}}\right)s + s^2}$$

Audiogram 1



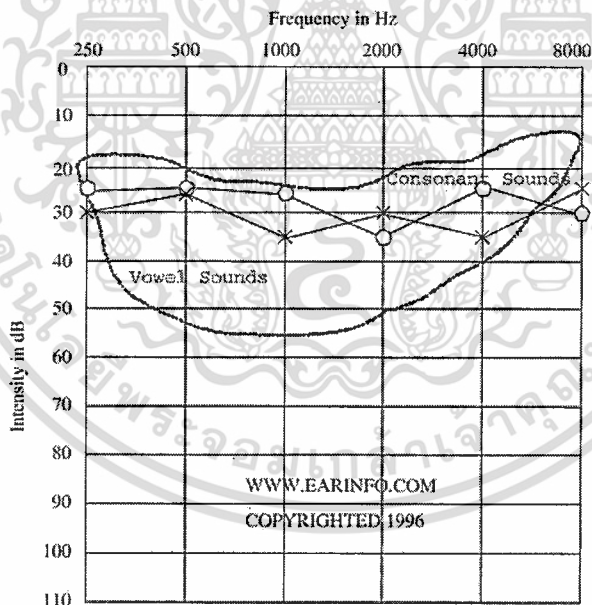
ภาพที่ 4.11 แสดงการสูญเสียการได้ยินทั่วไปอันเนื่องมาจากอายุ (ทั้งหูซ้ายและหูขวา) เป็นย่านความถี่สูง และเกณฑ์การได้ยินกว้าง โดยกำหนดให้ ‘x’, ‘o’ เป็นความสามารถในการได้ยินในหูซ้ายและขวา ตามลำดับ

ที่มา : T.-B. Deng, “Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids”, *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010



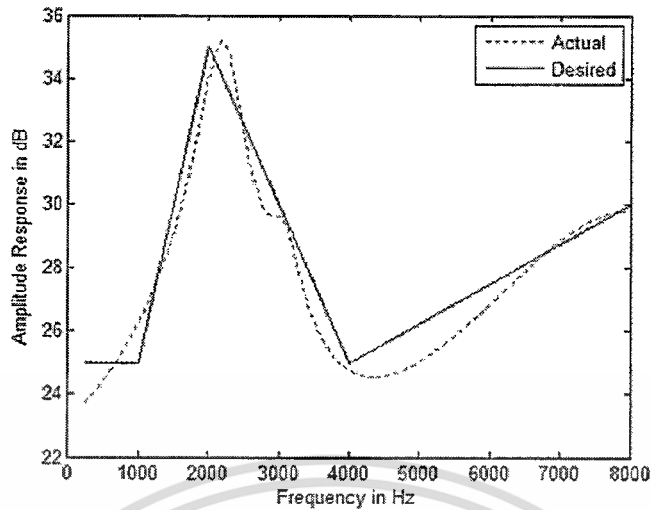
ภาพที่ 4.12 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 1 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_d(S)$  เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.21dB

Audiogram 2:



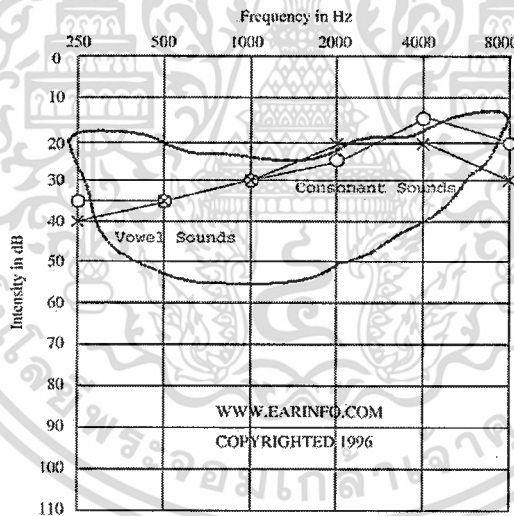
ภาพที่ 4.13 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินของแถบความถี่ทั้งหมด ซึ่งการสูญเสียนี้จะมีปัญหาในการได้ยินเสียงสระมากที่สุด และจะมีปัญหากับเสียงพยัญชนะในสถานะที่มีเสียงดัง

ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010



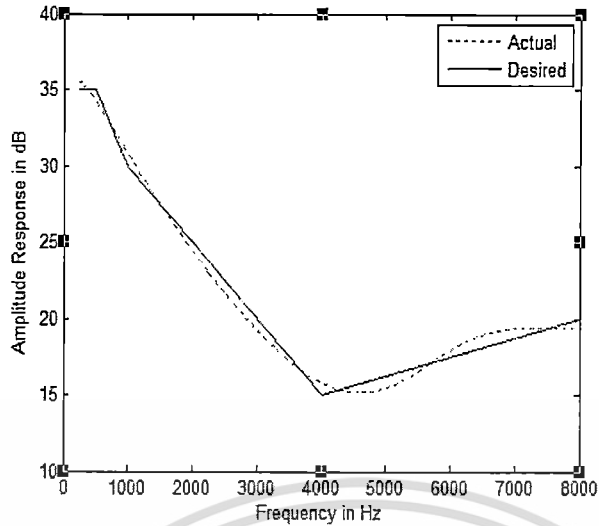
ภาพที่ 4.14 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 2 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_d(S)$  เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.24 dB

Audiogram 3



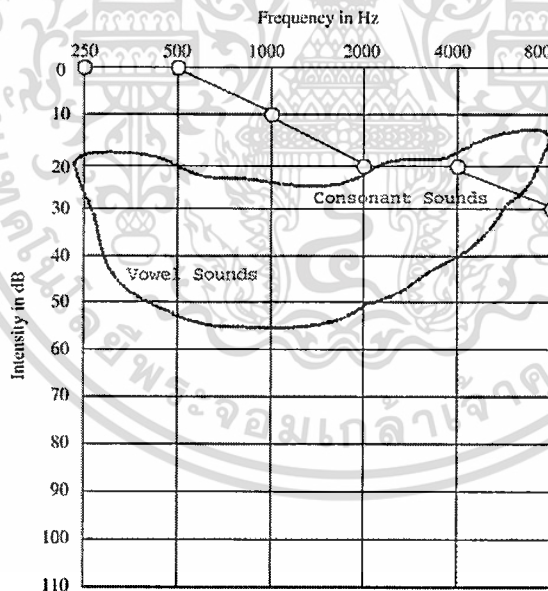
ภาพที่ 4.15 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยถึงปานกลางที่ความถี่ต่ำ และระดับการสูญเสียการได้ยินระดับน้อยที่ความถี่สูง ผลกระทบหลักจะเป็นการสูญเสียของเสียงดังโดยรวม เพราะไม่สามารถได้ยินเสียงสระส่วนใหญ่ ดังนั้นการสนทนาในระยะที่ใกล้จึงมีความจำเป็น  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



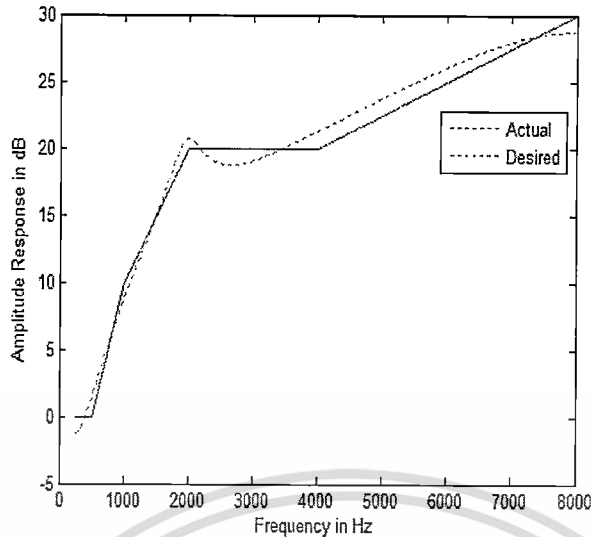
ภาพที่ 4.16 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 3 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_d(S)$  เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.81 dB

Audiogram 4



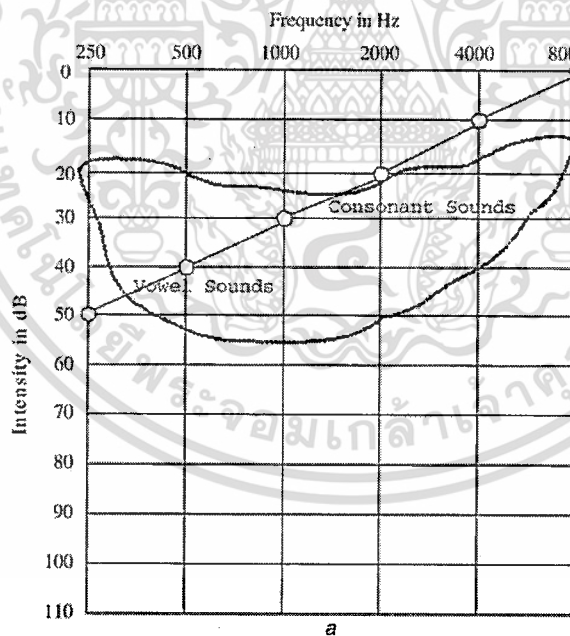
ภาพที่ 4.17 แสดงรูปแบบการได้ยินที่ถูกใช้ใน [2] ซึ่งมีการสูญเสียการได้ยินในระดับน้อยที่ความถี่สูงและถูก เรียกว่าการสูญเสียแบบ ski slope  
ที่มา : T.-B. Deng, “Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids”, *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



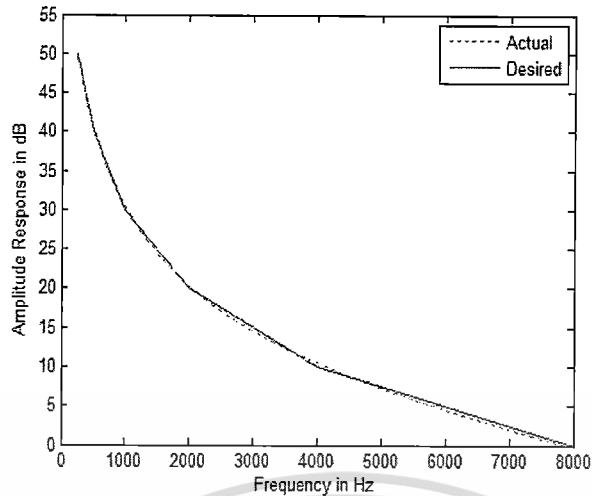
ภาพที่ 4.18 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 4 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_d(S)$  เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 1.27 dB

Audiogram 5



ภาพที่ 4.19 แสดงรูปแบบการได้ยินของการสูญเสียที่ย่านความถี่เดียวที่ความถี่สูง  
ที่มา : T.-B. Deng, "Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids", *IET Signal Processing*, vol. 4, pp. 181-196, 2010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.20 แสดงผลของการ matching ของ audiogram 5 โดยใช้วงจรกรองที่ได้จาก  $H_a(S)$  เป็นแบบ Biquadratic ซึ่งหลังจากการทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดมีค่าผิดพลาดสูงสุดเท่ากับ 0.49 dB

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าความผิดพลาดสูงสุดระหว่างการใช่ prototype แบบ chebyshev type I และ prototype แบบ biquadratic

	Error (dB)	
	Chebyshev	Biquadratic
Audiogram 1	1.89	1.21
Audiogram 2	2.61	1.24
Audiogram 3	2.88	0.81
Audiogram 4	5.22	1.28
Audiogram 5	1.15	0.49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงปัจจัยในการปรับอัตราขยาย สัมประสิทธิ์เทอมเศษและสัมประสิทธิ์เทอมส่วนของวงจรรองที่ได้จาก  $H_a(S)$  เป็นแบบ Chebyshev type I

Audiogram	Scaling factors		Numerator coefficients					Denominator coefficients				
			a0	a1	a2	a3	a4	b0	b1	b2	b3	b4
1	SL	-4.864	-1.729	-3.458	-1.729			1	0.895	0.382		
	SB	-314.103	-44.891	0	89.782	0	-44.891	1	0.583	0.465	0.228	0.280
	SH	2289.513	61.393	-122.786	61.393			1	1.408	0.580		
2	SL	19.716	0.041	0.082	0.041			1	-1.856	0.870		
	SB	-28.110	-0.127	0	0.255	0	-0.127	1	-2.508	3.361	-2.257	0.811
	SH	37.487	18.920	-37.839	18.920			1	-1.566	0.666		
3	SL	70.772	0.389	0.778	0.389			1	-1.758	0.793		
	SB	-9.064	-0.073	0	0.146	0	-0.073	1	-3.098	4.121	-2.684	0.752
	SH	11.489	6.866	-13.732	6.866			1	-1.911	0.916		
4	SL	0.470	0.001	0.002	0.001			1	-1.856	0.870		
	SB	-2.283	-0.053	0	0.107	0	-0.053	1	3.998	5.995	3.996	0.999
	SH	27.753	10.610	-21.219	10.610			1	-1.026	0.422		
5	SL	592.864	0.953	1.906	0.953			1	-1.874	0.885		
	SB	5.311	0.634	0	-1.267	0	0.634	1	-2.540	2.383	-1.148	0.304
	SH	1.828	0.889	-1.777	0.889			1	-1.491	0.623		

ตารางที่ 4.3 แสดงปัจจัยในการปรับอัตราขยาย สัมประสิทธิ์เทอมเศษและสัมประสิทธิ์เทอมส่วนของวงจรรองที่ได้จาก  $H_a(S)$  เป็นแบบ Biquadratic

Audiogram	Scaling factors		Numerator coefficients			Denominator coefficients		
			a0	a1	a2	b0	b1	b2
1	SL	-3520.474	-0.004	-0.009	-0.004	1	-1.999	0.999
	SB	-49.365	-1.461	0	1.461	1	-1.289	0.941
	SH	1573.661	3.042	-6.084	3.042	1	11.147	17.880
2	SL	14.559	2.331	4.662	2.331	1	-1.157	0.797
	SB	10.424	0.812	0	-0.812	1	-0.658	0.844
	SH	30.835	8.451	-16.901	8.451	1	-0.548	-0.452
3	SL	-63.746	-2.727	-5.455	-2.727	1	-1.058	0.230
	SB	-0.215	-0.218	0	0.218	1	-0.022	-1.022
	SH	9.109	3.305	-6.611	3.305	1	2.869	3.321
4	SL	1.774	-0.028	-0.056	-0.028	1	-0.029	-1.033
	SB	6.631	-0.715	0	0.715	1	-1.578	1.216
	SH	27.290	-29.248	58.497	-29.248	1	0.870	-4.417
5	SL	754.274	1.018	2.036	1.018	1	-1.862	0.867
	SB	-4.980	-1.001	0	1.001	1	-2.036	1.200
	SH	0.965	1.022	-2.043	1.022	1	-2.036	1.200

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

โครงการนี้นำเสนอแนวทางการสร้างเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลรูปแบบใหม่ (New Digital Hearing Aid) ซึ่งได้ทำการศึกษาหลักการของการสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัด (Infinite Impulse Response : IIR Filter) ด้วยวิธี Bilinear ที่ดำเนินการด้วย Pascal Matrix โดยวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดนั้นมีข้อดีกว่าวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์จำกัด (Finite Impulse Response : FIR Filter) ก็คือถ้าต้องการให้ฟิลเตอร์ ที่มีผลตอบสนองทางขนาดของสัญญาณที่คั่นจำเป็นต้องใช้วงจรกรองที่มีอันดับที่ต่ำกว่ามาก จึงเป็นข้อดีคือต้องใช้จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ในการสร้างวงจรกรองสัญญาณน้อยลงไปด้วย แต่ก็ยังมีข้อเสียก็คือผลตอบสนองทางเฟสจะไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งผลตอบสนองทางเฟสนั้นจะไม่มีผลกระทบต่อการใช้งาน

จากการศึกษาการสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลชนิดผลตอบสนองอิมพัลส์ไม่จำกัดด้วยวิธี Bilinear ที่ดำเนินการด้วย Pascal Matrix ดังนั้นจะได้เมทริกซ์ที่ใช้ในการคำนวณ เป็นปาสคาลเมทริกซ์ที่ช่วยในการแปลงจากวงจรกรองสัญญาณอนาล็อก เป็นวงจรกรองสัญญาณดิจิทัล ซึ่งวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลในโครงการครั้งนี้ได้รวมกันระหว่างวงจรกรองความถี่ 3 แบบคือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (HPF) และวงจรกรองความถี่ผ่าน (BPF) โดยฟิลเตอร์แต่ละตัวจะมีชื่อเรียกว่า วงจรกรองสัญญาณที่ปรับได้ (Variable Filter) ซึ่งการที่เราจะสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลทั้ง 3 รวมกันได้นั้นเราจำเป็นต้องรู้ค่าของ พารามิเตอร์ที่ใช้ในการคำนวณในการสร้างก็คือ เวกเตอร์  $\mathbf{x}$  ซึ่งประกอบด้วย  $x_1$   $x_2$   $x_3$   $Q_{LP}$   $Q_{BP}$   $Q_{HP}$   $S_L$   $S_B$   $S_H$  ซึ่งการที่จะได้ค่าเหล่านี้จำเป็นต้องทำการหาค่าที่เหมาะสมที่สุดแบบไม่เป็นเชิงเส้นด้วยวิธี Nelder-Mead โดยจะทำการหาค่าต่ำที่สุดจาก  $E_{\max}(\mathbf{x})$  ซึ่งคำนวณจาก ผลตอบสนองทางขนาดที่ต้องการ สำหรับการชดเชยการสูญเสียทางการได้ยิน  $M_d(f_i)$  กับผลตอบสนองทางขนาดของชุดวงจรกรองสัญญาณที่ออกแบบโดยมีเวกเตอร์  $\mathbf{x}$  เป็นตัวกำหนดผลตอบสนองที่ได้ก็คือ  $M(f_i, \mathbf{x})$  จากวงจรกรองความถี่ที่เราต้องการ ซึ่งเราได้ทำการหาค่าความถี่วงจรกรองนั้นขึ้นมา เพื่อหาค่า  $E_{\max}(\mathbf{x})$  และเพื่อให้ผลของการสร้างวงจรความถี่ที่เราต้องการนั้นมีความแม่นยำมากยิ่งขึ้นจำเป็นต้องกำหนดจุดเพิ่มขึ้นมา (interpolate) จากนั้นเมื่อได้ค่า  $E_{\max}(\mathbf{x})$  แล้วก็จะได้ออกมา เพื่อใช้ในการสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัลที่ใกล้เคียงที่เราต้องการมากที่สุด

จากการทดลองหาค่าที่เหมาะสมที่สุด เพื่อนำมาสร้างวงจรกรองสัญญาณดิจิทัล ด้วยวิธีการ Nelder-Mead เพื่อชดเชยการสูญเสียทางการได้ยินการสูญเสียทางการได้ยิน โดยใช้ prototype transfer เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

function เป็น biquadratic ที่ได้นำเสนอสำหรับการประยุกต์ใช้งานกับเครื่องช่วยฟังดิจิทัลเมื่อเปรียบเทียบกับ 3-channel VFB ที่ใช้ Chebychev type-I [1] จะเห็นว่าการใช้ biquadratic ให้ผลที่ดีกว่า เนื่องจากมีความยืดหยุ่นในการจับคู่เข้ากับรูปแบบการสูญเสียการได้ยินมากกว่า เนื่องจากค่าที่ได้ในการนำมาออกแบบวงจรทุกค่ามาจากการหาค่าความเหมาะสมโดยใช้วิธี Nelder Mead และยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยกว่าเนื่องจากเป็นวงจรกรองอันดับสองเท่านั้น ส่วนการใช้ Chebychev type-I [1] เป็น prototype จะต้องใช้วงจรกรองปรับค่าได้อันดับ (order) 2 และอันดับ (order) 4 ซึ่งมีความซับซ้อนในการคำนวณมากกว่า สำหรับตัวอย่างรูปแบบการจับคู่การได้ยินที่หลากหลายถูกนำมาใช้ในการนำเสนอเพื่อแสดงให้เห็นว่า 3-channel VFB มีความถูกต้องแม่นยำสูงในการลดความซับซ้อนของการคำนวณได้อย่างมีนัยสำคัญมากกว่าวิธีดั้งเดิม [1] และค่าความผิดพลาดมากที่สุดเพียง 1.28 dB ซึ่งต่ำกว่า 3.44 dB ซึ่งเป็นค่าความผิดพลาดที่หูของมนุษย์ไม่สามารถแยกแยะได้ ดังนั้น 3-channel VFB ที่ได้ biquadratic เป็น prototype จึงเหมาะสำหรับการจับคู่รูปแบบการได้ยินที่มีความแม่นยำสูง โดยมีโครงสร้างที่เรียบง่ายและความซับซ้อนต่ำ รวมทั้งยังจะส่งผลทำให้ขนาดของวงจรมีขนาดเล็กกะทัดรัดและบริโภคพลังงานต่ำ

## 5.2 ข้อเสนอแนะ

5.2.1 จากผลของงานวิจัยนี้สามารถออกแบบเครื่องช่วยฟังแบบดิจิทัลรูปแบบใหม่ที่ใช้ prototype transfer function เป็น biquadratic ทำให้ได้ผลที่ดีกว่าการใช้ Chebychev type-I เนื่องจากมีความยืดหยุ่นในการจับคู่เข้ากับรูปแบบการสูญเสียการได้ยินมากกว่า และค่าที่ได้ในการนำมาออกแบบวงจรทุกค่ามาจากการหาค่าความเหมาะสมโดยใช้วิธี Nelder Mead และยังมีความซับซ้อนในการคำนวณที่น้อยกว่าเนื่องจากเป็นวงจรกรองอันดับสองเท่านั้น

5.2.2 จากงานวิจัยนี้พบว่าวิธีการหาค่าความเหมาะสมโดยวิธี Nelder Mead เงื่อนไขเริ่มต้นในการออกแบบที่ได้จากการสุ่มมีผลต่อคำตอบที่ได้ทำให้การหาค่าที่เหมาะสมที่เพื่อให้เกิดผลความผิดพลาดที่น้อยนั้นต้องใช้เวลาานาน จึงควรเลือกหาวิธีในการหาค่าความเหมาะสมโดยวิธีอื่นเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว เช่น การใช้ GA (Genetic algorithm)

## เอกสารอ้างอิง

- [1] T.-B. Deng.: 'Three-channel variable filter-bank for digital hearing aids', *Signal Processing, IET* , 2010, 4, (2), pp. 181-196
- [2] LEE S.-J., KIM S., YOO H.-J.: 'A low power digital signal processor with adaptive band activation for digital hearing aid chip'. *Proc. IEEE ISCAS'07, New Orleans, USA, May 2007*, pp. 2730–2733
- [3] YAMADA R., SAMADI S., NISHIHARA A.: 'Design of variable digital filters and its application to hearing aids'. *Technical Report of IEICE, June 2003, vol. CAS2003-24*, pp. 19–24
- [4] LIAN Y., WEI Y.: 'A computationally efficient nonuniform FIR digital filter bank for hearing aids', *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Reg. Papers*, 2005, 52, (12), pp. 2754–2762
- [5] S. J. Lee, S. Kim and H-J Yoo, "A Low Power Digital Signal Processor with Adaptive Band Activation for Digital Hearing Aid Chip," *Proc. IEEE ISCAS 2007*, pp. 2730–2733, May 2007.
- [6] H. G. McAllister, N. D. Black and N. Waterman, "Hearing Aids - A Development with Digital Signal Processing Devices," *Computing and Control Engineering Journal*, Vol. 6, issue 6, pp. 283-291, Dec. 1995.
- [7] H. McDermott, "A Programmable Sound Processor for Advanced Hearing Aid Research," *IEEE Trans. Rehabilitation Engineering*, Vol. 6, No. 1, pp. 53-59, March 1998.
- [8] A. B. Hamida, "An Adjustable Filter-Bank based Algorithm for Hearing Aid Systems," *Proc. IEEE IECON'99*, Vol. 3, pp. 1187-1192, Dec. 1999.
- [9] Y-C Park, D-W Kim, W-K Kim and S-I Park, "A Digital Hearing Aid with 8-band Curvilinear Loudness Fitting," *Proc. IEEE ISCE'97*, pp. 39-42, Dec. 1997.
- [10] R. Setiawan, V. P. Lesmana and B-H Gwee, "Design and Implementation of A Low Power FIR Filter Bank," *Journal of The Institution of Engineers, Singapore*, Vol. 45, issue 5, pp. 77-87, 2005.
- [11] <http://www.kmitnbxmie8.com/images/1179882366/ear.pdf>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [12] CHIVAPREECHA S., SRIYAPONG S., JUNNAPIYA S., DEJHAN K.: 'Bilinear s-z with frequency transformation using Pascal matrix operation'. Proc. IEEE ISCIT'05, Beijing, China, October 2005, pp. 739–742
- [13] CHIVAPREECHA S., DEJHAN K.: 'Pascal matrix operation for bilinear s-z with frequency transformation'. Proc. ITCCSCC' 06, Chiang Mai, Thailand, July 2006, vol. III, pp. 129–132
- [14] Tian-Bo Deng, Sorawat Chivapreecha, and Kobchai Dejhan, "Unified Pascal Matrix for First-Order s-z Domain Transformations," *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 57, no. 6, pp. 2130-2139, June 2009.
- [15] Tian-Bo Deng, Sorawat Chivapreecha, and Kobchai Dejhan, "Generalized Pascal Matrices, Inverses, Computations and Properties Using One-to-One Rational Polynomial s-z Transformations," *IEEE Trans. Circuits Syst. I: Regular Papers*, vol. 55, no. 9, pp. 2650-2663, Oct. 2008.
- [16] JURY E.I., CHAN O.W.C.: 'Combinatorial rules for some useful transformations', *IEEE Trans. Circuit Theory*, 1973, 20, (5), pp. 476–480
- [17] H. John Mathews and K. Kurtis Fink, *Numerical Methods Using Matlab*, 4<sup>th</sup> ed., 2004, pp.430-434
- [18] นายแพทย์ชูศักดิ์ เวชแพศย์, *อีเล็คทรอนิคส์ทางการแพทย์*, ภาควิชาสรีรวิทยา คณะแพทยศาสตร์ศิริราชพยาบาล มหาวิทยาลัยมหิดล
- [19] [http://www.rcot.org/hearing\\_aids.html](http://www.rcot.org/hearing_aids.html), ราชวิทยาลัย โสต ศอ นาสิกแพทย์ แห่งประเทศไทย

## ข้อมูลประวัติคณะผู้วิจัย

### หัวหน้าโครงการวิจัย

- ชื่อ - นามสกุล (ภาษาไทย) นาย ศรววัฒน์ ชิวปรีชา  
ชื่อ - นามสกุล (ภาษาอังกฤษ) Mr. Sorawat Chivapreecha
- หน่วยงานและสถานที่อยู่ติดต่อได้สะดวก พร้อมหมายเลขโทรศัพท์ โทรสาร และไปรษณีย์อิเล็กทรอนิกส์ (e-mail)

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520  
โทรศัพท์: 02-3298324, 02-3298326  
โทรสาร: 02-3298325  
Email: [sorawat@telecom.kmitl.ac.th](mailto:sorawat@telecom.kmitl.ac.th), [kcsorawa@kmitl.ac.th](mailto:kcsorawa@kmitl.ac.th)

### 3. ประวัติการศึกษา

วุฒิการศึกษา	ปี พ.ศ. ที่จบ	สถาบัน
วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)	2551	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า)	2545	สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมโทรคมนาคม)	2541	มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารี

- ประสบการณ์งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง และ/หรือที่ผ่านมา ทั้งภายในและภายนอกประเทศ โดยระบุสถานภาพในการทำวิจัยว่าเป็นผู้อำนวยการแผนงานวิจัย หัวหน้าโครงการวิจัย หรือผู้ร่วมวิจัยในแต่ละข้อเสนอการวิจัย

### โครงการวิจัยงบประมาณเงินรายได้ประจำปี 2554 คณะวิศวกรรมศาสตร์

เรื่อง “การเข้ารหัส-ถอดรหัสลับแบบ Chaotic สำหรับความปลอดภัยในการสื่อสารโดยอาศัยปรากฏการณ์ไม่เป็นเชิงเส้นในวงจรกรองสัญญาณดิจิทัล : การออกแบบและการสร้าง” (สถานภาพ: หัวหน้าโครงการวิจัย  
โครงการวิจัยสิ้นสุด+ส่งรายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Research Scholarship

- Visiting Research Scholar at Department of Embedded Technology, School of Information Technology and Science, the Tokai University, Japan, April-June 2008. (Research Topics : “Hardware-Software Co-Design” and “VLSI Design”)
- Visiting Research Scholar at Department of Embedded Technology, School of Information Technology and Science, the Tokai University, Japan, Oct.-Nov. 2009. (Research Topics : “Digital IC Design with Alliance Tools” and “VLSI Implementation of Tunable Biquad Digital Filter”)

### International Publications (5 ปีย้อนหลัง)

1. Jaraspat La-inchua, *Sorawat Chivapreecha*, and Suttipong Thajchayapong, “An Improved Traffic Incident Detection System Using Fuzzy Logic,” The 2013 IEEE Thailand Student Conference on Senior Capstone Project (IEEE Thailand SCAP 2013), Bangkok, Thailand, March 29, 2013.
2. Jaraspat La-inchua, *Sorawat Chivapreecha*, and Suttipong Thajchayapong, “A New System for Traffic Incident Detection Using Fuzzy Logic and Majority Voting,” The 10<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2013), Krabi, Thailand, May 15-17, 2013.
3. Wuttichai Putchana, *Sorawat Chivapreecha*, and Tulaya Limpiti, “Wireless Intelligent Fall Detection and Movement Classification using Fuzzy Logic,” Proc. The 2012 Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON-2012), Ubon Ratchathani, Thailand, Dec. 5-7, 2012.
4. Piyamas Suapang, Chadaporn Naruephai, Methinee Thongyoun, and *Sorawat Chivapreecha*, “Mammographic Masses Segmentation Based on Morphology,” Proc. The 2012 Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON-2012), Ubon Ratchathani, Thailand, Dec. 5-7, 2012.
5. Piyamas Suapang, Methinee Thongyoun, Rodjarin Boontawan, *Sorawat Chivapreecha*, and Kobchai Dejhan, “A Mammography Database and Viewer System,” Proc. The 2012 Biomedical Engineering International Conference (BMEiCON-2012), Ubon Ratchathani, Thailand, Dec. 5-7, 2012.
6. Anirut Trakultritung and *Sorawat Chivapreecha*, “Decomposed Distributed Arithmetic Structure for High Filter Length LMS Adaptive Filter,” Proc. The 2nd International Symposium on Technology for Sustainability (ISTS 2012), pp. 485-488, Bangkok, Thailand, Nov. 21-24, 2012.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. Chusit Pradabpet, Krung Luewattana, *Sorawat Chivapreecha*, and Kobchai Dejhan, "The PTS Method with Iterated Local Search for PAPR Reduction in OFDM-WLAN Systems," Proc. The 2012 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology, pp. 142-146, Bangkok, Thailand, Nov. 21-24, 2012.
8. Dolchai Sookcharoenphol, *Sorawat Chivapreecha*, and Pitak Thumwarin, "New Realization of Low Sensitivity Linear Phase Magnitude Complementary Filter Pair," Proc. The 2012 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology, pp. 460-464, Bangkok, Thailand, Nov. 21-24, 2012.
9. Narong Borijindakul, Chuwong Phongcharoenpanich, *Sorawat Chivapreecha*, Monai Krairiksh, and Kittisak Phaebua, "Microwave Sensors for Sugar Concentration Measurement," Proc. The 2012 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology, pp. 479-482, Bangkok, Thailand, Nov. 21-24, 2012.
10. Nattawut Hochairat and *Sorawat Chivapreecha*, "Design of Fractional Delay Allpass Filter Using Genetic Algorithm," Proc. The 2012 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2012), pp.108-112, Bangkok, Thailand, Sept. 6-8, 2012.
11. Tiwakarn Saetang and *Sorawat Chivapreecha*, "A New Design of Digital Filter for Digital Hearing Aids," Proc. The 2012 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2012), pp.113-118, Bangkok, Thailand, Sept. 6-8, 2012.
12. Anirut Trakultrirung, Ekkawin Thanangchusin, and *Sorawat Chivapreecha*, "Distributed Arithmetic LMS Adaptive Filter Implementation without Look-Up Table," Proc. The 9<sup>th</sup> International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2012), Petchaburi, Thailand, May 16-18, 2012.
13. Supasin Kumsroy, *Sorawat Chivapreecha*, and Akraphon Trirat, "On Hardware Realization of the Binomial Filter," Proc. 1<sup>st</sup> International Symposium on Technology for Sustainability (ISTS 2011), pp. 388-391, KMITL Bangkok, Thailand, Jan. 26-29, 2012.
14. Chusit Pradabpet, *Sorawat Chivapreecha*, and Kobchai Dejhan, "An Improved GA by Using RCO for PAPR Reduction in OFDM Systems," Proc. 1<sup>st</sup> International Symposium on Technology for Sustainability (ISTS 2011), pp.194-197, KMITL Bangkok, Thailand, Jan. 26-29, 2012.
15. Parinya Soontornwong, *Sorawat Chivapreecha*, and Chusit Pradabpet, "A Cubic Hermite Variable Fractional Delay Filter," Proc. The 2011 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2011), Chiang Mai, Thailand, Dec. 7-9, 2011.

16. *Sorawat Chivapreecha*, “Universal Biquadratic Digital Filter with Tunable Capability,” Proc. The 2011 IEEE Region 10 Conference (TENCON 2011), pp. 152-156, Bali, Indonesia, Nov. 21-24, 2011.
17. Pichet Srisangngam, *Sorawat Chivapreecha*, and Kobchai Dejhan “A Design of IIR Based Digital Hearing Aids Using Genetic Algorithm”, Proc. The 8<sup>th</sup> ECTI Conference (ECTI-CON 2011), Khon Kaen, Thailand, May 17-19, 2011.
18. Chusit Pradabpet, Yoshikazu Miyayaka, and *Sorawat Chivapreecha* “New Hybrid of PTS-CAPPR Methods with Non-Uniform Phase Factor and Coded SI Technique in OFDM Systems”, Proc. The 8<sup>th</sup> ECTI Conference (ECTI-CON 2011), Khon Kaen, Thailand, May 17-19, 2011.
19. Ussanai Nithirochananont, *Sorawat Chivapreecha*, Chanchai Peanvijarnpong, and Kobchai Dejhan “GISTDA EOC Synthetic Aperture Radar Data Processing System”, Proc. 6<sup>th</sup> International Colloquium on Signal Processing and Its Application (CSPA 2010), Malacca, Malaysia, May 21-23, 2010.
20. Chusit Pradabpet, Channarong Noybangyang, and *Sorawat Chivapreecha* “NEW HYBRID OF PTS-CAPPR METHODS FOR PAPR REDUCTION IN OFDM SYSTEMS”, Proc. 25<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2010), Pattaya, Thailand, July 4-7, 2010.
21. *Sorawat Chivapreecha* and Chusit Pradabpet “A NEW VARIABLE FRACTIONAL-DELAY FIR FILTER” Proc. 25<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2010), Pattaya, Thailand, July 4-7, 2010.
22. Ussanai Nithirochananont, *Sorawat Chivapreecha*, Chanchai Peanvijarnpong, and Kobchai Dejhan “RADARSAT-1 DATA PRODUCTS VERIFICATION”, Proc. 25<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2010), Pattaya, Thailand, July 4-7, 2010.
23. Chusit Pradabpet, Sutud U-thong, and *Sorawat Chivapreecha* “NEW PAPR REDUCTION IN OFDM SYSTEMS USING UNION ALGORITHM OF WL-SLM AND CAPPR TECHNIQUES” Proc. 25<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2010), Pattaya, Thailand, July 4-7, 2010.
24. *Sorawat Chivapreecha* and Tian-Bo Deng “Very Low-Complexity Structure for Lagrange-Type Variable Fractional-Delay Filter”, Proc. International Conference on Green Circuits and Systems, Shanghai, P.R. China, June 21-23, 2010.
25. Chusit Pradabpet, Sutud U-thong, *Sorawat Chivapreecha*, and Yoshikazu Miyayaka “Blind Detection of Hybrid PTS-CAPPR Methods in OFDM Systems”, Proc. 2010 International Workshop on Information Communication Technology (ICT 2010), KMITL, Bangkok, Thailand, August 24-25, 2010.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

26. Chusit Pradabpet, Narong Ravinu, **Sorawat Chivapreecha**, Boonying Knobnob and Kobchai Dejhan, "An Efficient Filter Structure for Multiplierless Sobel Edge Detection," *Proc. 2009 Conference on Innovative Technologies in Intelligent Systems and Industrial Applications (CITISIA 2009)*, pp. 40-44, Malaysia, July 25-26, 2009.
27. Naohiko Shimizu, Masami Ikura, Warangrat Wiriyā and **Sorawat Chivapreecha**, "A New Logic Circuit Design Methodology with UML," *Proc. 24<sup>th</sup> International Technical Conference on Circuits/Systems, Computers and Communications (ITC-CSCC 2009)*, Jeju Island, Korea, July 5-8, 2009.
28. Chusit Pradabpet, **Sorawat Chivapreecha**, Kobchai Dejhan and Surapan Yimman, "A New PTS Method Using GA for PAPR Reduction in OFDM-WLAN 802.11a Systems," *Proc. 6<sup>th</sup> International Joint Conference on Computer Science and Software Engineering (JCSSE2009)*, Phuket Thailand, May 13-15, 2009.
29. Ussanai Nithirochananont, **Sorawat Chivapreecha** and Kobchai Dejhan, "An FPGA-Based Implementation of Variable Fractional Delay Filter," *Proc. 5<sup>th</sup> International Colloquium on Signal Processing and Its Application (CSPA 2009)*, Kuala Lumpur, Malaysia, March 6-8, 2009.
30. **Sorawat Chivapreecha**, Naohiko Shimizu and Kobchai Dejhan, "A New Multiplierless Sobel Edge Detection Filter Structure," *Proc. International Workshop on Nonlinear Circuits and Signal Processing (NCSP'09)*, Honolulu, Hawaii USA, March 1-3, 2009.
31. Ussanai Nithirochananont, Theetima Treepayak, **Sorawat Chivapreecha**, Tian-Bo Deng and Kobchai Dejhan, "Discrete Pascal Filter and Its Hardware Realization," *Proc. 2008 International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communication Systems (ISPACS 2008)*, pp. 461-464, Bangkok, Thailand, Feb. 8-10, 2009.

## ผู้ช่วยวิจัย

ชื่อ-สกุล นางสาวทิวกาล แซ่ตั้ง

ตำแหน่งปัจจุบัน วิศวกร

ประวัติการศึกษา

ชื่อย่อปริญญา	สาขา	สถาบันที่จบ	ปีที่จบ
วศ.บ.	วิศวกรรมโทรคมนาคม	สจล.	2552

สาขาวิจัยที่มีความชำนาญพิเศษ (แตกต่างจากวุฒิการศึกษา) Digital Filter Design and Implementation

ผลงานวิจัย/งานสร้างสรรค์ที่ตีพิมพ์เผยแพร่.....

1. *Tiwakarn Saetang* and Sorawat Chivapreecha, "A New Design of Digital Filter for Digital Hearing Aids," Proc. The 2012 International Workshop on Smart Info-Media Systems in Asia (SISA 2012), pp.113-118, Bangkok, Thailand, Sept. 6-8, 2012.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้