

เครื่องขยายกำลังแบบวิธีสวิตช์ (คลาสดี) ที่มีภาคควบคุมเสียงหอนเป็นวงจรรองแบบช่องปาก



นาย ศุภศักดิ์สิทธิ์ ลิ้มลือชา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-17-6936-9

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A SWITCHING POWER AMPLIFIER (CLASS D) WITH ACOUSTIC HOWLING CONTROL  
USING NOTCH FILTER



Mr. Suksaksit Limluecha

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

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

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic year 2004

ISBN 974-17-6936-9

หัวข้อวิทยานิพนธ์ เครื่องขยายกำลังแบบวีธีสวิตซ์ (คลาสดี) ที่มีภาคควบคุมเสียงหอนเป็น  
วงจรรองแบบช่องปาก  
โดย นายศุภร์ศักดิ์สิทธิ์ ลิ้มลือชา  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เจ็ดกุล ไสภาวินิตย์

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้บัณฑิตวิทยาลัยรับนี้เป็นส่วน  
หนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร.ดิเรก ลาวัณย์ศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(รองศาสตราจารย์ ดร.ยุพธนา กุลวิฑิต)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เจ็ดกุล ไสภาวินิตย์)

..... กรรมการ  
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

..... กรรมการ  
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพีระยุทธ)

สภามหาวิทยาลัย  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ศุภรศักดิ์สิทธิ์ ลิ้มลือชา : เครื่องขยายกำลังแบบวิธีสวิตช์ (คลาสดี) ที่มีภาคควบคุมเสียงหอน เป็นวงจรแบบช่องปาก (A SWITCHING POWER AMPLIFIER (CLASS D) WITH ACOUSTIC HOWLING CONTROL USING NOTCH FILTER) อ. ที่ปรึกษา : ผศ. เจตกุล โสภานิตย์ , 76 หน้า. ISBN 974-17-6936-9.

การป้อนกลับทางเสียงระหว่างไมโครโฟนและลำโพงอาจทำให้ระบบเสียงขาดเสถียรภาพที่บางความถี่ เป็นผลให้เกิดการออสซิลเลทและส่งเสียงที่ไม่พึงประสงค์ออกมาที่เรียกว่าเสียงหอน อันเป็นปัญหาที่พบได้บ่อยในระบบเสียงสาธารณะ วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอโครงการนเครื่องขยายเสียงสำหรับระบบเสียงสาธารณะ ที่มีภาคขยายกำลังเป็นวงจรรขยายแบบวิธีสวิตช์ อันมีประสิทธิภาพสูง และได้มีการประยุกต์ใช้วงจรแบบช่องปากเพื่อลดอัตราขยายในบางช่วงความถี่ ทำให้เสียงหอนที่เกิดขึ้นขณะใช้งานลดลงและทำให้สามารถเพิ่มอัตราขยายของเครื่องขยายเสียงในขณะใช้งานได้สูงขึ้น

ภาคควบคุมเสียงหอนซึ่งประกอบด้วย วงจรกรองแบบช่องปาก ภาคตรวจจับ และภาคควบคุม นั้นได้ถูกโปรแกรมลงบนตัวประมวลผลเชิงเลข 6713DSK ผลการทดลองพบว่า วงจรกรองแบบช่องปากสามารถลดเสียงหอนได้และอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้นได้นั้นขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์และจำนวนฟิลเตอร์ ในส่วนของวงจรรขยายกำลังคลาสดีนั้นได้ทำการออกแบบและสร้างให้มีกำลังออกสูงสุด 100W แบนด์วิดท์ 20Hz - 20kHz ผลการทดสอบการทำงานได้แสดงให้เห็นว่าวงจรรขยายกำลังมีประสิทธิภาพสูงกว่า 80% ตลอดย่านความถี่เสียงที่กำลังออก 100W

## สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....      ลายมือชื่อนิสิต.....  
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....      ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
ปีการศึกษา.....2547.....

## 4570565321 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEY WORD: SWITCHING POWER AMPLIFIER / ACOUSTIC FEEDBACK / HOWLING / NOTCH FILTER

SUKSAKSIT LIMLUECHA : A SWITCHING POWER AMPLIFIER (CLASS D) WITH ACOUSTIC HOWLING CONTROL USING NOTCH FILTER. THESIS ADVISOR : ASST. PROF. CHERDKUL SOPAVANIT, 76 pp. ISBN 974-17-6939-9.

A problem frequently found in a public address (PA) system is acoustic feedback between microphone and loudspeaker which may cause the system unstable at some frequencies and emit high intensity oscillation known as howling. To reduce howling, an amplifier for PA system is proposed. It combines howling controller with a switching power amplifier (class-D). The howling controller will suppress the feedback signals by inserting notch filters to attenuate particular frequencies when howling is detected.

Howling controller, consisting of notch filters, detector and controller was implemented on DSP board model TMS320C6713DSP starter kit. Experimental results show that its ability to increase usable gain depends on number of filters and their quality factors. The class-D power amplifier in this thesis is designed for 100W maximum output power and 20Hz-20kHz bandwidth. Experimental results indicate that the efficiency of the class-D power amplifier is higher than 80% for over audio frequency range at output power 100W,  $8\Omega$  resistive load.

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department....ELECTRICAL ENGINEERING.... Student's signature.....

Field of study..ELECTRICAL ENGINEERING.... Advisor's signature.....

Academic year .....2004.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงด้วยความช่วยเหลือและความเอาใจใส่อย่างดียิ่งจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ เจ็ดกุล โสภานิตย์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในการทำวิจัยเป็นอย่างดีตลอดมา ขอขอบพระคุณ อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์ วาณิชย์ ที่ได้ให้คำแนะนำและหนังสือมาอ่านเพิ่มเติม ขอขอบพระคุณ รองศาสตราจารย์ ดร. เอกชัย สีสารศรี ที่อนุเคราะห์ให้ยืมเครื่องวัดสัญญาณพลวัต ขอขอบพระคุณท่านอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้แก่ผู้เขียนตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน และวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเสร็จสมบูรณ์ไม่ได้ถ้าไม่มีบุคคลดังต่อไปนี้ ขอขอบคุณ คุณสุรพงษ์ สุวรรณกรวิน ที่ให้คำแนะนำในเรื่องต่าง ๆ ขอขอบคุณ คุณจักรกฤษณ์ เคลือบวัง และ คุณอรรธภาพ เกษรคุปต์ รวมถึงรุ่นพี่รุ่นน้องและเพื่อน ๆ ในห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ให้ความช่วยเหลือในการพัฒนางานวิจัยเป็นอย่างดี

สุดท้ายนี้ผู้เขียนขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา ของข้าพเจ้า ผู้ที่ให้ความช่วยเหลือและสนับสนุนในทุกๆ ด้านและเป็นกำลังใจที่ดีให้กับผู้เขียนเสมอมา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ .....	ฎ
รายการสัญลักษณ์.....	ฏ
บทที่	
1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 การเกิดเสียงหอนและวิธีที่ใช้ลดเสียงหอน.....	2
1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย .....	4
1.4 ขอบเขตของงานวิจัย.....	5
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	5
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ .....	5
2 ภาคควบคุมเสียงหอน.....	6
2.1 โครงสร้างของภาคควบคุมเสียงหอน .....	6
2.2 ภาคนอตช์ฟิลเตอร์ .....	7
2.2.1 นอตช์ฟิลเตอร์.....	7
2.2.2 การกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตช์ฟิลเตอร์.....	10
2.2.3 วิธีปรับอัตราขยายของนอตช์ฟิลเตอร์ .....	11
2.3 ภาคตรวจจับเสียงหอน.....	14
2.3.1 นอตช์ฟิลเตอร์ชนิดไอโออาร์แบบปรับตัว (Adaptive IIR notch filter, ANF) .....	16
2.3.2 ภาคควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control,AGC) .....	20
2.3.3 โครงสร้างภาคตรวจจับเสียงหอน .....	22
2.3.4 ผลการจำลองภาคตรวจจับเสียงหอน.....	24
2.4 ภาคควบคุม.....	26

บทที่	หน้า
2.5 ผลการจำลองภาคควบคุมเสียงหอน.....	29
2.6 การประยุกต์ภาคควบคุมเสียงหอนบนตัวประมวลผลเชิงเลข .....	33
3 วงจรขยายเสียงคลาสดี.....	35
3.1 โครงสร้างวงจขยายเสียงคลาสดี.....	35
3.1.1 วงจรและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์.....	35
3.1.2 สเปกตรัมแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ .....	36
3.2 วงจรกรองผ่านต่ำ.....	37
3.3 การออกแบบวงจขยายเสียงคลาสดี.....	40
3.3.1 ข้อกำหนดของวงจขยายเสียงคลาสดี.....	40
3.3.2 แหล่งจ่ายไฟตรง.....	40
3.3.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM.....	42
3.3.3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา.....	42
3.3.3.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม .....	43
3.3.3.3 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ .....	43
3.3.4 วงจรขับนำสวิตช์ .....	44
3.3.4.1 วงจรเชื่อมโยงผ่านแสง .....	44
3.3.4.2 วงจรสร้างเวลาพัก .....	44
3.3.4.3 วงจรขับนำเกต .....	45
3.3.5 วงจรกรองผ่านต่ำ.....	46
3.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจขยายเสียงคลาสดี .....	48
4 ผลการทดสอบระบบ .....	52
4.1 ผลการทดสอบหาสมรรถนะของวงจขยายเสียงคลาสดี.....	52
4.2 ผลการทดสอบหาสมรรถนะของเครื่องขยายเสียง .....	57
4.3 การทดลองเพื่อหาสมรรถนะของภาคควบคุมเสียงหอน.....	60
4.3.1 การทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตซ์ฟิลเตอร์และQ กับอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้น.....	60
4.3.2 การประเมินคุณภาพเสียงของภาคควบคุมเสียงหอน.....	62
5 บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	66
5.1 สรุปผลการวิจัย .....	66



บทที่	หน้า
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป .....	66
รายการอ้างอิง .....	68
ภาคผนวก .....	70
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	76



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ผลการตรวจจับกำลัง $P$ และเวลา $T_m$ ของสัญญาณเสียงพูด.....	23
2.2 ค่าคงที่ต่างๆ ที่ใช้ในภาคควบคุมเสียงหอน .....	24
4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตซีฟิเตอร์และ $Q$ กับอัตราขยายที่สามารถ เพิ่มขึ้น, $ASG_{dB}$ .....	61
4.2 ผลการคำนวณค่าอัตราขยายเฉลี่ย .....	63



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 แสดงส่วนประกอบของเครื่องขยายเสียงที่นำเสนอในงานวิจัย .....	2
1.2 แบบจำลองของระบบขยายเสียงที่มีการป้อนกลับทางเสียง .....	2
1.3 แบบจำลองอย่างง่ายของระบบขยายเสียงที่มีนอตซ์ฟิลเตอร์และ มีการป้อนกลับทางเสียง .....	4
2.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคควบคุมเสียงหอนที่มีนอตซ์ฟิลเตอร์ N ชุด .....	6
2.2 ลักษณะของผลตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์ .....	7
2.3 ตำแหน่งของศูนย์และขั้ว และผลตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์ $N_1(z)$ .....	8
2.4 ตำแหน่งของศูนย์และขั้วของนอตซ์ฟิลเตอร์ $N_2(z)$ ในระนาบเชิงซ้อน .....	9
2.5 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตซ์ต่างๆเมื่อ $Q = 10$ .....	11
2.6 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่มี $\omega_N = 0.5\pi$ , $r_p = 0.918376$ กับ $r_z$ ค่าต่างๆ .....	12
2.7 อัตราขยายของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตซ์เทียบกับแอมเปิล .....	13
2.8 สัญญาณเสียงพูดและสเปคตรัม .....	15
2.9 สัญญาณเสียงพูดที่ปนอยู่กับเสียงหอนและสเปคตรัม .....	15
2.10 โครงสร้างของนอตซ์ฟิลเตอร์ชนิดไอโออาร์แบบปรับตัว .....	16
2.11 ผลการจำลอง ANF .....	17
2.12 ผลการจำลองแสดงการลู่เข้าของความถี่นอตซ์ที่สัญญาณไซน์ความถี่ $0.2\pi$ แอมพลิจูด 0.1 และ 0.5 .....	19
2.13 บล็อกไดอะแกรมของ AGC .....	20
2.14 ผลการจำลอง AGC .....	21
2.15 โครงสร้างของภาคตรวจจับเสียงหอน .....	23
2.16 ผลการจำลองภาคตรวจจับเสียงหอน .....	24
2.17 แผนผังลำดับการทำงานสำหรับภาคควบคุมเสียงหอนที่มีนอตซ์ฟิลเตอร์ จำนวน N ตัว .....	27
2.18 แผนผังแสดงขั้นตอนการปรับพารามิเตอร์ของนอตซ์ฟิลเตอร์แต่ละตัว .....	28
2.19 ระบบที่ใช้จำลองภาคควบคุมเสียงหอน .....	30
2.20 ผลการจำลองภาคควบคุมเสียงหอน .....	31
2.21 ผลตอบเชิงความถี่ของระบบหลังจากใส่นอตซ์ฟิลเตอร์ .....	33

รูปที่	หน้า
2.22 ส่วนประกอบของ TMS320C6713 DSP Starter Kit.....	34
3.1 โครงสร้างพื้นฐานวงจรมายเสียงคลาสดี .....	35
3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์และลักษณะสถิต .....	36
3.3 รูปคลื่นแรงดันออกและสเปกตรัมของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์.....	37
3.4 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับสอง .....	38
3.5 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ค่า Q ต่าง ๆ .....	39
3.6 วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา .....	42
3.7 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม.....	43
3.8 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์.....	43
3.9 วงจรเชื่อมโยงผ่านแสง.....	44
3.10 วงจรสร้างเวลาพักและวงจรชับนำเกต.....	45
3.11 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ออกแบบได้ .....	46
3.12 วงจรมายเสียงคลาสดี.....	47
3.13 สัญญาณนาฬิกาความถี่ 100kHz.....	48
3.14 สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองผ่านสูงและสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 100kHz.....	48
3.15 สัญญาณ PWM และสัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างเวลาพัก (HIN,LIN).....	49
3.16 สัญญาณชับนำสวิตช์ .....	49
3.17 แสดงแรงดันเข้าและออกของวงจรมายเสียงคลาสดีเมื่อป้อนสัญญาณเข้า เป็นสัญญาณไซน์.....	50
3.18 ผังวงจรของเครื่องขยายเสียง.....	51
4.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของวงจรมายเสียง คลาสดี.....	52
4.2 ประสิทธิภาพของวงจรมายเสียงคลาสดีที่กำลังด้านออกตั้งแต่ 1W ถึง 100W ที่ความถี่ 1kHz .....	53
4.3 ประสิทธิภาพของวงจรมายเสียงคลาสดีที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W ใน ช่วงความถี่เสียง.....	53
4.4 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรมายเสียงคลาสดี.....	54

รูปที่	หน้า
4.5 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์รวมของวงจรถายเสียงคลาสสิกที่กำลังออกต่างๆ ที่ความถี่ 1kHz .....	55
4.6 สเปกตรัมแรงดันออกของวงจรถายเสียงคลาสสิกที่ความถี่ 1kHz.....	55
4.7 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์รวมของวงจรถายเสียงคลาสสิกที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W กับความถี่.....	56
4.8 สเปกตรัมแรงดันออกของวงจรถายเสียงคลาสสิกที่ความถี่ 15kHz.....	57
4.9 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์รวมของ เครื่องขยายเสียง .....	58
4.10 ประสิทธิภาพของเครื่องขยายเสียงที่กำลังด้านออกตั้งแต่ 1W ถึง 100W ที่ความถี่ 1kHz .....	58
4.11 ประสิทธิภาพของเครื่องขยายเสียงที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W ในช่วงความถี่เสียง .....	59
4.12 ผลตอบเชิงความถี่ของเครื่องขยายเสียง .....	59
4.13 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกส์รวมของเครื่องขยายเสียงที่กำลังออกต่างๆ ที่ความถี่ 1kHz .....	60
4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตช์ฟิลเตอร์และ Q กับอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้น, $ASG_{dB}$ .....	62
4.15 อัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับพื้นที่แรงหารด้วย F .....	63
4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตช์ฟิลเตอร์และ Q กับค่าอัตราขยายเฉลี่ย.....	64
4.17 ผลตอบเชิงความถี่ของฟิลเตอร์เมื่อจำนวนนอตช์เท่ากับ 12 และ Q=10.....	64
4.18 ผลตอบเชิงความถี่ของฟิลเตอร์เมื่อจำนวนนอตช์เท่ากับ 10 และ Q=6.67.....	65
4.19 ตัวอย่างสัญญาณของเสียงนอนที่ตรวจวัดได้.....	65
ก.1 แสดงตำแหน่งของศูนย์และขั้วและปริมาณต่างๆ ในเชิงเรขาคณิต .....	72
ก.2 แสดงระยะทางจากศูนย์และขั้วไปยังตำแหน่ง $e^{j\omega_N}$ .....	73
ก.3 แสดงระยะทางจากศูนย์และขั้วไปยังตำแหน่ง $e^{j(\omega_N - \Delta\omega)}$ .....	74

## รายการสัญลักษณ์

$n$	ดัชนีเวลา, แซมเปิล
$\omega_N$	ความถี่นอตซ์ (radians/sample)
$f_N$	ความถี่นอตซ์ (cycles/sample)
$\mu$	ช่วงก้าว
$BW$	แบนด์วิดท์ 3 dB
$k_1, k_2$	พารามิเตอร์ปรับเรียบ
$r, r_p$	รัศมีของหัว
$r_z$	รัศมีของศูนย์
$f_s$	ความถี่การสุวิตช์
LPF	วงจรรองผ่านต่ำ
SNR	อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน
$D, d(t)$	วัฏจักรงาน
$V_s$	แรงดันแหล่งจ่ายไฟตรง
$f_s$	ความถี่การสุวิตช์
$m_a$	อัตราการมอดูเลตแอมพลิจูด
$\omega_a$	ความถี่ในการมอดูเลต
$Q$	ตัวประกอบคุณภาพ
$f_c \cdot \omega_c$	ความถี่หักมุม
$P_{Load}$	กำลังที่โหลด
$R_{Load}$	ความต้านทานโหลด
$V_{Load,p}$	ค่ายอดของแรงดันตกคร่อมโหลด
$I_{Load,p}$	ค่ายอดของกระแสโหลด
$\bar{V}_{Load,p}$	ค่ายอดของแรงดันเฉลี่ยเฉพาะที่ที่โหลด
$T_d$	เวลาพัก
$\eta$	ประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียง
ASG	อัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้นได้
$ASG_{dB}$	อัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้นได้ (dB)

# บทที่ 1

## บทนำ

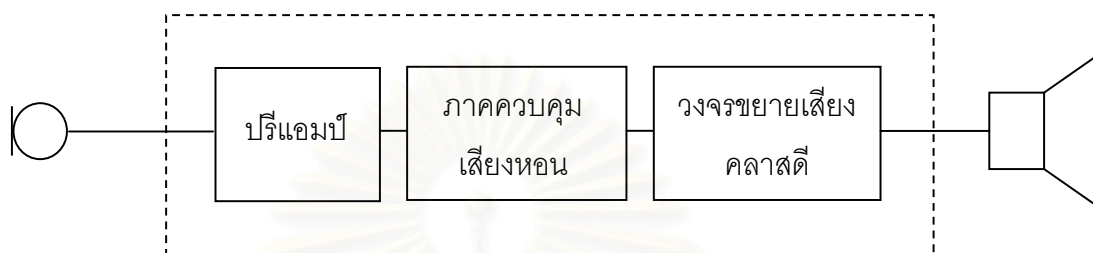
### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ระบบเสียงสาธารณะเป็นระบบเสียงที่เน้นด้านการกระจายเสียงพูด เพื่อให้มีระดับความดังที่เหมาะสมสำหรับผู้ฟังจำนวนมากเช่น ในการบรรยาย ปาฐกถา ซึ่งสถานที่อาจจะเป็นห้องเรียน ห้องประชุม หรือกลางแจ้ง ส่วนหลักที่สำคัญที่สุดของระบบเสียงสาธารณะคือเครื่องขยายเสียง ซึ่งต้องมีอัตราขยายและกำลังเพียงพอเพื่อขับลำโพงให้มีระดับความดังตามที่ต้องการ เครื่องขยายเสียงสำหรับระบบเสียงสาธารณะอาจมีขนาดตั้งแต่สิบวัตต์ไปจนถึงขนาดหลายกิโลวัตต์ แต่เครื่องขยายเสียงที่ใช้ทั่วไปในระบบเสียงสาธารณะเป็นเครื่องขยายเสียงที่ทำงานแบบเชิงเส้น (linear amplifier) ซึ่งมีประสิทธิภาพต่ำ ส่งผลให้ตัวเครื่องมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก และมีราคาแพง เนื่องจากขนาดที่ใหญ่และน้ำหนักมากนี้ทำให้การใช้งานที่มีข้อจำกัดของพื้นที่สำหรับติดตั้งเครื่องขยายเสียงหรือต้องมีการเคลื่อนย้ายเครื่องขยายเสียงไปยังสถานที่ต่างๆ บ่อยๆ ไม่สะดวก

ปัญหาที่พบบ่อยที่สุดของระบบเสียงสาธารณะคือการเกิดเสียงหอน ทั้งนี้เนื่องมาจากโดยทั่วไปแล้วผู้พูดและผู้ฟังจะอยู่ในห้องหรืออยู่ในสถานที่เดียวกัน ทำให้เกิดการป้อนกลับทางเสียง (Acoustic feedback) ระหว่างไมโครโฟนกับลำโพงเป็นเสียงหอนดังขึ้นมา โดยเสียงหอนที่เกิดขึ้นอาจจะดังอยู่ตลอดเวลาและอาจจะมีระดับความดังขึ้นเรื่อยๆ จนบางครั้งถึงระดับกำลังสูงสุดของเครื่องขยายเสียง ซึ่งเสียงหอนนั้นก่อให้เกิดความรำคาญแก่ผู้ฟัง ทำให้ผู้พูดและผู้ฟังเสียสมาธิ อีกทั้งยังทำให้ความถูกต้องชัดเจนในการสื่อสารระหว่างผู้พูดไปยังผู้ฟังลดน้อยลง จนถึงอาจจะทำให้ผู้ฟังไม่ได้ยินเสียงผู้พูดเลยก็เป็นได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับระดับความดังของเสียงหอนที่เกิดขึ้นและในระดับเสียงหอนที่ดังมากๆ จะทำให้ผู้ฟังที่อยู่ใกล้ลำโพงมีอาการหูอื้อได้ ซึ่งจะบั่นทอนประสิทธิภาพในการรับฟังเสียงถึงแม้ว่าเสียงหอนนั้นจะหายไปแล้วก็ตาม การลดโอกาสที่จะเกิดเสียงหอนนั้นมักจะแก้ไขใน 3 จุดคือ การเส้นทางของลำโพงคือไม่หันลำโพงและไม่โครโฟนเข้าหากัน การเลือกใช้ไมโครโฟนที่มีรูปแบบการรับเสียงจากทางด้านหน้า และการเพิ่มเครื่องปรับเท่าและฟิลเตอร์ (Equalizer and filter) เข้าไปกับเครื่องขยายเสียงเพื่อลดอัตราขยายของสัญญาณที่มีความถี่ทำให้เกิดเสียงหอนซึ่งจะมีการปรับตั้งโดยผู้ชำนาญก่อนการใช้งาน

เพื่อลดปัญหาของการเกิดเสียงหอน และเพื่อความสะดวกในการใช้งานเครื่องขยายเสียง วิทยานิพนธ์นี้จึงนำเสนอเครื่องขยายเสียงที่มีประสิทธิภาพสูงและสามารถลดเสียงหอนได้ในเครื่องเดียวกัน โดยเครื่องขยายเสียงประสิทธิภาพสูงจะเป็นวงจรขยายเสียงคลาสดี (Class-D

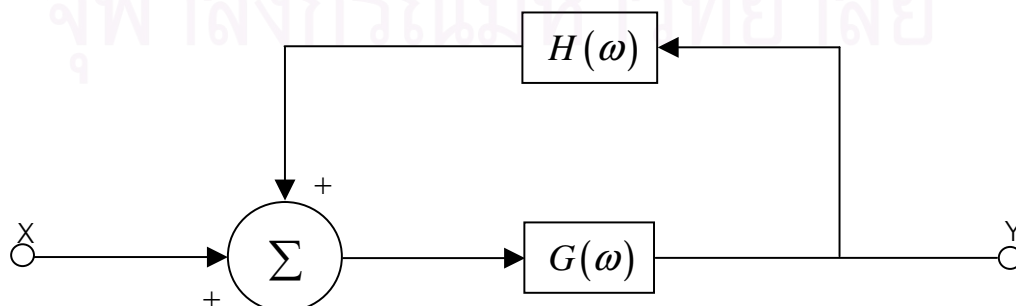
audio power amplifier) อันเป็นวงจรรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ ( Switching amplifier ) ชนิดหนึ่ง ซึ่งมีประสิทธิภาพที่สูงกว่าและมีขนาดที่เล็กกว่าเครื่องขยายเสียงที่ทำงานแบบเชิงเส้น และในส่วนของปัญหาเสียงหอนแก้โดยการเพิ่มภาคควบคุมเสียงหอนซึ่งมีหน้าที่ตรวจจับและลดเสียงหอนเพิ่มเข้ามาในเครื่องขยายเสียง โดยมีโครงสร้างของเครื่องขยายเสียงที่นำเสนอแสดงในรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 แสดงส่วนประกอบของเครื่องขยายเสียงที่นำเสนอในงานวิจัย

## 1.2 การเกิดเสียงหอนและวิธีที่ใช้ลดเสียงหอน

ในระบบเสียงที่ประกอบด้วยไมโครโฟน เครื่องขยายเสียง และลำโพง มักจะเกิดเสียงหอนขึ้นเมื่อไมโครโฟนและลำโพงอยู่ใกล้กัน ทั้งนี้เนื่องมาจากเกิดการป้อนกลับทางเสียงขึ้น ซึ่งการเกิดเสียงหอนอาจอธิบายได้ง่ายๆ คือ เมื่อไมโครโฟนและลำโพงอยู่ใกล้กันทำให้กำลังเสียงที่ออกจากลำโพงแล้วย้อนกลับไปยังไมโครโฟน โดยมีการลดทอนของเสียงน้อยกว่าอัตราขยายของเครื่องขยายเสียงและมีเฟสที่เสริมกับสัญญาณเดิม ดังนั้นสัญญาณเสียงที่ถูกป้อนกลับนี้จะถูกขยายใหญ่ขึ้นทุกๆรอบที่ผ่านเครื่องขยายเสียงจนเกิดเป็นเสียงดังขึ้นที่เรียกว่าเสียงหอน แสดงด้วยแบบจำลองอย่างง่ายในรูปที่ 1.2 ซึ่งเป็นระบบที่มีการป้อนกลับแบบบวก กล่าวคือมีการป้อนกลับเสียงที่ออกจากลำโพงผ่านเส้นทางการป้อนกลับของเสียง (Acoustic feedback path) มาเข้ายังไมโครโฟนอีกครั้งหนึ่ง



รูปที่ 1.2 แบบจำลองของระบบขยายเสียงที่มีการป้อนกลับทางเสียง



โดยที่  $H(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของเส้นทางการป้อนกลับของเสียง

$G(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของ ไมโครโฟน เครื่องขยายเสียงและลำโพง

จากแบบจำลองของระบบที่แสดงในรูปที่ 1.2 จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิด เป็น  $\frac{G(\omega)}{1-G(\omega)H(\omega)}$  โดยมีเงื่อนไขที่ทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพคือเมื่อที่ความถี่ใดๆ ที่ทำให้ อัตราขยายของวงรอบเปิด

$$|G(\omega)H(\omega)| \geq 1 \quad (1.1)$$

และมุมเฟสของวงรอบเปิด

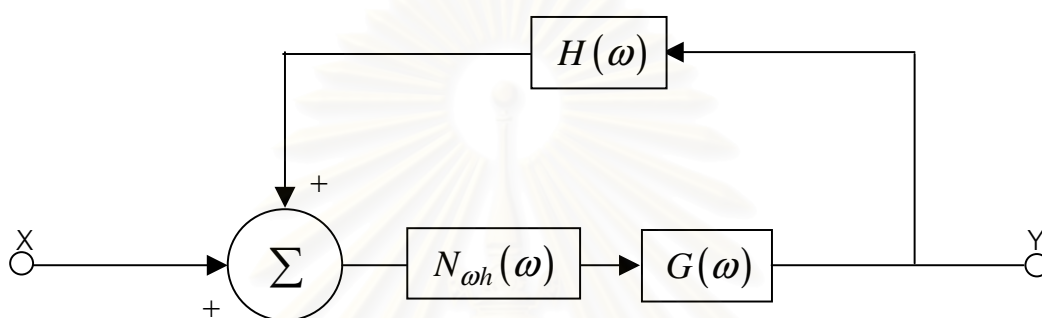
$$\angle G(\omega)H(\omega) = m360^\circ \text{ เมื่อ } m \text{ เป็นเลขจำนวนเต็ม } m = 0, 1, 2, \dots \quad (1.2)$$

(1.1) และ (1.2) เป็นจริงจะทำให้ระบบขาดเสถียรภาพและเกิดเสียงหอนที่ความถี่นั้น หรือกล่าวอีกนัยหนึ่ง เมื่อความถี่ของสัญญาณเสียงที่ป้อนกลับมาที่ไมโครโฟนมีเฟสตรงกัน (in phase) และมีขนาดที่เท่ากับหรือใหญ่กว่าแหล่งสัญญาณเสียงที่ป้อนเข้ามาจะทำให้เกิดการออสซิลเลชัน ซึ่งสัญญาณความถี่ที่ออสซิลเลทก็คือเสียงหอน อันจะมีลักษณะเป็นสัญญาณรายคาบรูปคลื่นไซน์ (Chen, 1977)

วิธีแก้ปัญหาเสียงหอนที่เกิดขึ้นในระบบเสียงมีหลายวิธี เช่น การลดอัตราขยายของเครื่องขยายเสียง วิธีนี้แก้เสียงหอนได้แต่ก็ทำให้อัตราขยายของสัญญาณเสียงที่ต้องการลดลงด้วย (Chen, 1977; Wei et al., 2003) การใช้ Acoustic Echo Canceller (AEC) ซึ่งเป็นการสร้างสัญญาณเลียนแบบสัญญาณป้อนกลับมาหักล้างกับสัญญาณที่เกิดขึ้นจริงซึ่งเป็นวิธีที่ได้ผลดี แต่ก็ใช้การคำนวณสูง (Haykin, 1991) การใช้ Adaptive Line Enhancer (ALE) ซึ่งเป็นฟิลเตอร์ชนิดโอเพอโอรแบบปรับตัว มีหน้าที่กำจัดสัญญาณรบกวนที่เป็นรายคาบก็จำเป็นต้องใช้อันดับของฟิลเตอร์มากเพื่อให้ได้แบนด์วิดท์ที่แคบ (Foley, 1989) การใช้นอตซ์ฟิลเตอร์ชนิดโอโอรแบบปรับตัว (Adaptive IIR notch filter) มีข้อดีที่ใช้การคำนวณน้อย แต่มีปัญหาลักษณะไม่เกิดเสียงหอน นอตซ์ฟิลเตอร์จะปรับตัวไปอยู่ที่ความถี่ต่ำในย่านความถี่ของสัญญาณเสียงพูดทำให้เสียงผิดเพี้ยนฟังไม่เป็นธรรมชาติ (Maxwell and Zurek, 1995; Kuo and Chen, 1992)

ในวิทยานิพนธ์นี้ภาคควบคุมเสียงหอนจะใช้วงจรกรองแบบช่องบาก หรือนอตซ์ฟิลเตอร์ (Notch filter) ชนิดโอโอรที่สามารถปรับอัตราลดทอนได้มาลดอัตราขยายในช่วง

ความถี่ที่เกิดเสียงหอน กล่าวคือลดอัตราขยายในช่วงความถี่ที่ระบบไม่มีเสถียรภาพเพื่อให้เงื่อนไขสมการ (1.1) ไม่เกิดขึ้น ระบบจะมีเสถียรภาพเสียงหอนที่เกิดขึ้นก็จะหายไป ซึ่งวิธีนี้จะมีการคำนวณน้อยและไม่มีปัญหาเหมือนการใช้นอตซ์ฟิลเตอร์ชนิดไฮโออาร์แบบปรับตัวเพราะจะทำการลดอัตราขยายเฉพาะความถี่ที่เกิดเสียงหอนเท่านั้น จึงมีความเหมาะสมที่จะนำไปใช้งานจริงมากกว่า โดยนอตซ์ฟิลเตอร์จะนำสัญญาณที่ก่อนหน้าภาคขยายกำลังทำให้ระบบมีแบบจำลองอย่างง่ายดังแสดงในรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 แบบจำลองอย่างง่ายของระบบขยายเสียงที่มีนอตซ์ฟิลเตอร์และมีการป้อนกลับทางเสียง

โดยที่  $N_{oh}(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่มีความถี่นอตซ์  $\omega h$

จากแบบจำลองของระบบที่แสดงในรูปที่ 1.3 จะมีฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบปิดเป็น  $\frac{N_{oh}(\omega)G(\omega)}{1-N_{oh}(\omega)G(\omega)H(\omega)}$  มีเงื่อนไขการเกิดเสียงหอนคือ  $|N_{oh}(\omega)G(\omega)H(\omega)| \geq 1$  และ  $\angle N_{oh}(\omega)G(\omega)H(\omega) = m360^\circ$  ( $m$  เป็นเลขจำนวนเต็ม  $m = 0, 1, 2, \dots$ )

สมมติ ระบบเดิมตามรูปที่ 1.2 ที่ไม่มีภาคควบคุมเสียงหอนมีอัตราขยายวงรอบเปิด  $|G(\omega h)H(\omega h)| = K$  เมื่อ  $K$  มีค่ามากกว่า 1 และ  $\angle G(\omega h)H(\omega h) = m360^\circ$  จะเกิดเสียงหอนขึ้นที่ความถี่  $\omega h$  แต่เมื่อเพิ่มนอตซ์ฟิลเตอร์เข้าไปกับภาคขยายเสียง โดยให้อัตราขยายของนอตซ์ฟิลเตอร์  $|N_{oh}(\omega h)| < \frac{1}{K}$  จะให้อัตราขยายวงรอบเปิดที่ความถี่  $\omega h$  มีค่าน้อยกว่าหนึ่งคือ  $|N_{oh}(\omega h)G(\omega h)H(\omega h)| < 1$  ระบบจะมีเสถียรภาพเสียงหอนที่เกิดขึ้นจะหายไป

### 1.3 วัตถุประสงค์ของงานวิจัย

ศึกษา ออกแบบ และสร้างเครื่องขยายเสียงคลาสดีที่มีภาคควบคุมเสียงหอนเป็นวงจรรองแบบช่องบาก

#### 1.4 ขอบเขตของงานวิจัย

1. ศึกษาการทำงานของระเบียบวิธีที่ใช้ในการลดเสียงรบกวน
2. ศึกษาและเขียนโปรแกรมที่ใช้ในการลดเสียงรบกวนลงบนตัวประมวลผลสัญญาณเชิงเลข (DSP)
3. ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรมายเสียงคลาสดี
4. ออกแบบและสร้างวงจรมายเสียงคลาสดีที่มีคุณสมบัติดังนี้
  - ผลตอบสนองเชิงความถี่ (Frequency response) 20Hz-20kHz
  - กำลังด้านออกประสิทธิผล 100W
  - มีประสิทธิภาพสูงกว่า 70% (ในขณะที่จ่ายกำลังสูงสุด)

#### 1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาค้นคว้าระเบียบวิธีที่ใช้ในการลดเสียงรบกวน
2. จำลองการทำงานของระเบียบวิธีที่ใช้ในการลดเสียงรบกวนด้วยคอมพิวเตอร์เพื่อวิเคราะห์การทำงาน
3. เขียนโปรแกรมของภาคควบคุมเสียงรบกวนลงบนตัวประมวลผลสัญญาณเชิงเลข
4. ศึกษาออกแบบวงจรมายเสียงคลาสดีและจำลองการทำงานในคอมพิวเตอร์
5. สร้างวงจรในแต่ละส่วนพร้อมทั้งทดสอบการทำงาน
6. ประกอบวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกัน และทดลองเพื่อหาข้อบกพร่อง
7. ปรับปรุงการทำงานให้ได้ตามเป้าหมาย
8. ประเมินผลและเขียนวิทยานิพนธ์

#### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ช่วยให้เข้าใจการออกแบบและการทำงานของวงจรมายเสียงคลาสดี
2. ช่วยให้เข้าใจกรรมวิธีที่ใช้ในการลดเสียงรบกวน
3. ผลการศึกษาและวิจัยสามารถพัฒนาต่อไปเพื่อใช้งานในเชิงพาณิชย์ได้

## บทที่ 2

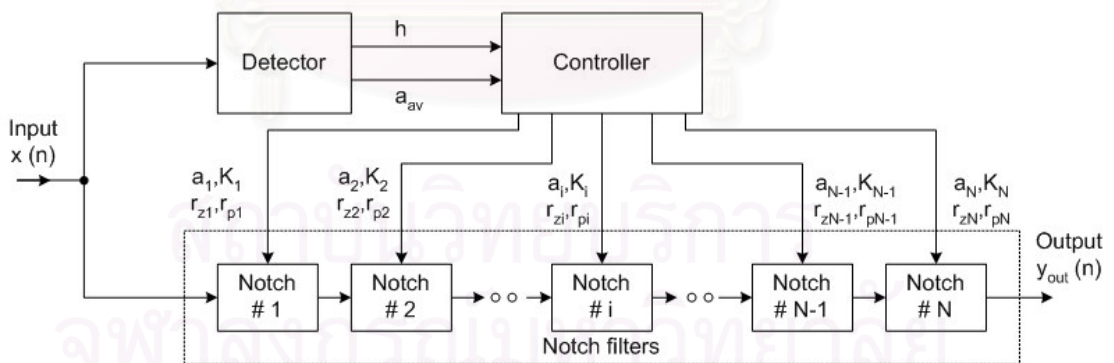
### ภาคควบคุมเสียงหอน

#### 2.1 โครงสร้างของภาคควบคุมเสียงหอน

ภาคควบคุมเสียงหอนที่นำเสนอจะประกอบด้วย 3 ส่วนหลักคือ

1. ภาคนอตช์ฟิลเตอร์ เป็นชุดของนอตช์ฟิลเตอร์ที่สามารถปรับอัตราขยายที่ความถี่นอตช์ได้ และจะต่อเข้ากับทางเดินสัญญาณเสียงเพื่อใช้ลดอัตราขยายในช่วงความถี่ที่เกิดเสียงหอน
2. ภาคตรวจจับเสียงหอน มีหน้าที่ตรวจจับสัญญาณเสียงหอนที่ปนอยู่กับสัญญาณเสียงพูด และระบุด้วยว่าเกิดเสียงหอนขึ้นที่ความถี่ใด ภาคตรวจจับเสียงหอนนี้ประกอบด้วยภาคควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติและนอตช์ฟิลเตอร์แบบปรับตัว
3. ภาคควบคุม มีหน้าที่ควบคุมการทำงานและการปรับพารามิเตอร์ของภาคนอตช์ฟิลเตอร์

ภาคควบคุมเสียงหอนมีหลักการทำงานโดยสังเขปคือ เมื่อภาคตรวจจับเสียงหอนตรวจจับได้ว่าเกิดเสียงหอนที่ความถี่ใด ภาคควบคุมก็จะปรับความถี่นอตช์ของนอตช์ฟิลเตอร์ให้ตรงกับความถี่เสียงหอนนั้น แล้วทำการปรับอัตราขยายของนอตช์ฟิลเตอร์จนเสียงหอนหายไป รูปที่ 2.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาคควบคุมเสียงหอนที่มีนอตช์ฟิลเตอร์  $N$  ชุด



รูปที่ 2.1 บล็อกไดอะแกรมของภาคควบคุมเสียงหอนที่มีนอตช์ฟิลเตอร์  $N$  ชุด

## 2.2 ภาคนอตช์ฟิลเตอร์

### 2.2.1 นอตช์ฟิลเตอร์

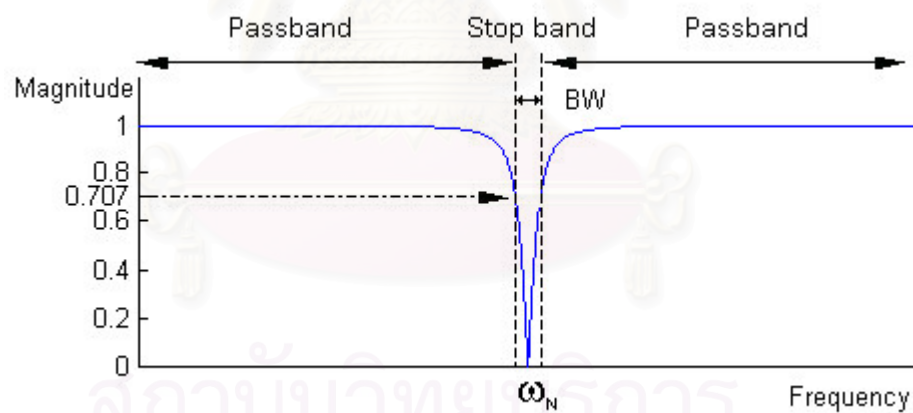
นอตช์ฟิลเตอร์เป็นวงจรกรองที่ยอมให้สัญญาณทุกๆความถี่ผ่านยกเว้นความถี่ที่กำหนดไว้ นอตช์ฟิลเตอร์ในอุดมคติจะมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$H(\omega) = 0, \omega = \omega_N \text{ and } \omega = -\omega_N$$

$$= 1, \text{otherwise} \quad (2.1)$$

โดยที่  $\omega_N$  คือความถี่นอตช์

นอตช์ฟิลเตอร์อุดมคตินี้ไม่สามารถสร้างขึ้นได้จริงในทางปฏิบัติ แต่ก็สามารถประมาณได้อย่างใกล้เคียงด้วยวงจรกรองแบบไอโฮอาร์ลำดับที่สอง ซึ่งก็มีหลายรูปแบบ เช่น แบบไดเรกฟอร์ม (Direct form) แบบแลททิซ (Lattice notch filter) และแบบที่สังเคราะห์จากฮอลพาสฟิลเตอร์ (All-pass filter) ซึ่งแต่ละแบบก็มีคุณลักษณะแตกต่างกัน เช่น ผลตอบเชิงความถี่ ความซับซ้อนของฟิลเตอร์ เป็นต้น อย่างไรก็ตามในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้นอตช์ฟิลเตอร์แบบไดเรกฟอร์มเนื่องจากมีรูปแบบที่ง่ายในการทำความเข้าใจและการวิเคราะห์



รูปที่ 2.2 ลักษณะของผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์

โครงสร้างพื้นฐานของนอตช์ฟิลเตอร์ชนิดไอโฮอาร์แบบไดเรกฟอร์มมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

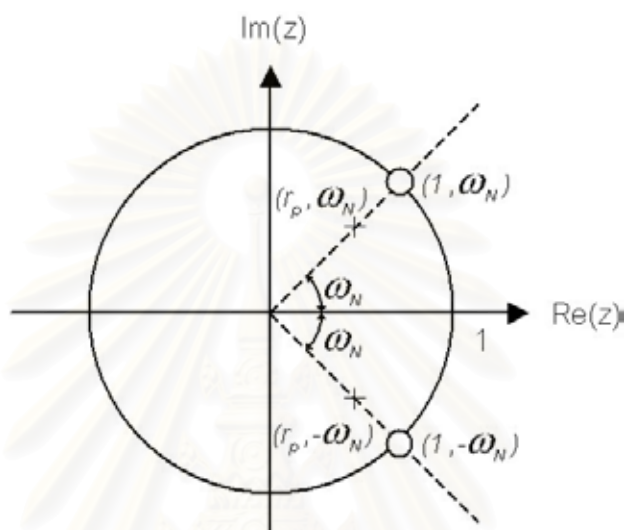
$$N_1(z) = \frac{T(z^{-1})}{T(r_p z^{-1})} = \frac{1 + az^{-1} + z^{-2}}{1 + ar_p z^{-1} + r_p^2 z^{-2}} \quad (2.2)$$

โดยที่สัมประสิทธิ์  $a$  มีความสัมพันธ์กับความถี่นอตช์,  $\omega_N$  ตามสมการ

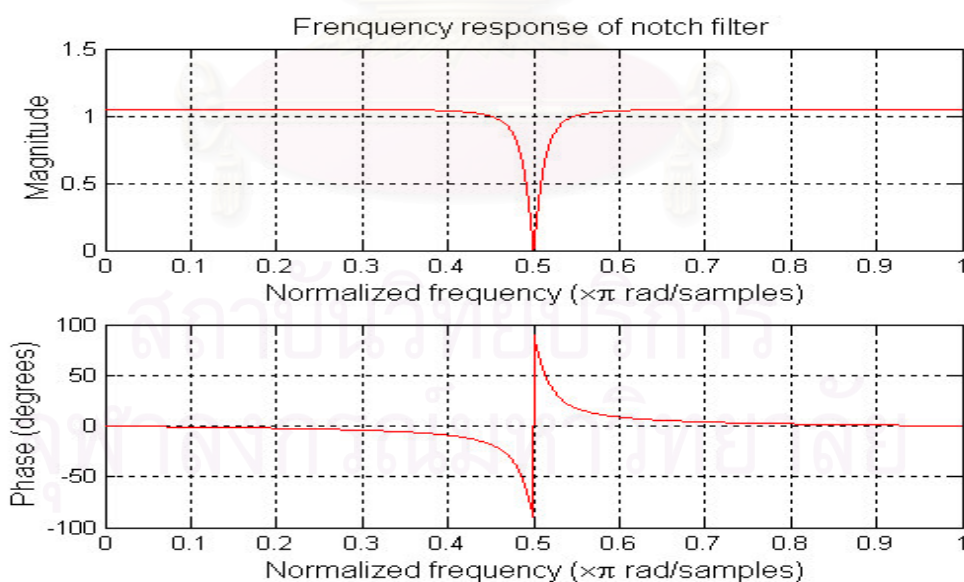
$$\omega_N = \arccos\left(-\frac{a}{2}\right) \quad (2.3)$$

และค่าคงที่  $r_p$  เป็นรัศมีของขั้วมีค่าเข้าใกล้แต่ไม่ต่ำกว่า 1 เพื่อเสถียรภาพของฟิลเตอร์ ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตช์ฟิลเตอร์

เนื่องจากฟังก์ชันถ่ายโอน  $N_1(z)$  นี้มีศูนย์ (Zeros) ที่ความถี่นอตช์,  $\omega_N$  อยู่บนเส้นวงกลมหนึ่งหน่วยจึงทำให้อัตราขยายของฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตช์เป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 2.3



(ก) ตำแหน่งของศูนย์และขั้วของนอตช์ฟิลเตอร์บนระนาบเชิงซ้อน



(ข) ผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์ ( $\omega_N = 0.5\pi$ )

รูปที่ 2.3 ตำแหน่งของศูนย์และขั้ว และผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์  $N_1(z)$

แต่จุดประสงค์ของการใช้นอตซ์ฟิลเตอร์เพื่อลดเสียงรบกวนนั้นต้องการนอตซ์ฟิลเตอร์ที่สามารถปรับอัตราขยายที่ความถี่นอตซ์ได้ตามที่ต้องการ อันเป็นลักษณะของฟิลเตอร์แบบกึ่งนอตซ์ (Quasi-Notch filter) ดังนั้นจึงต้องดัดแปลงฟังก์ชันถ่ายโอนใหม่โดยให้ฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$N_2(z) = K \frac{T(r_z z^{-1})}{T(r_p z^{-1})} \quad (2.4)$$

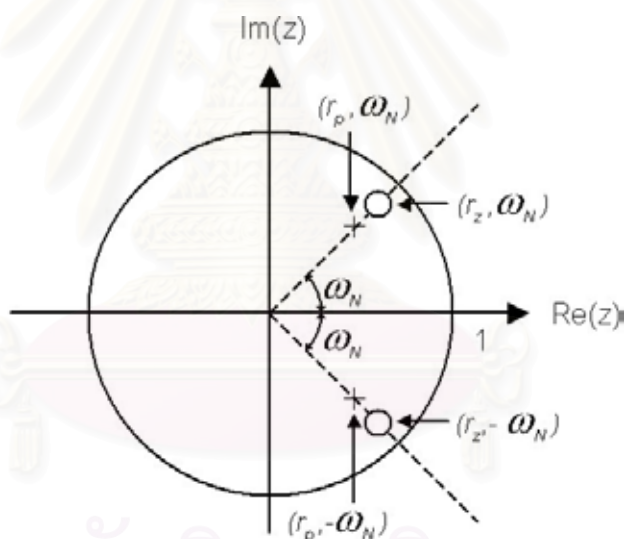
โดยกำหนดให้ตำแหน่งของคู่ศูนย์สังยุคเชิงซ้อนอยู่ที่

$$z_{1,2} = r_z e^{\pm j\omega_N} \quad (2.5)$$

และให้ตำแหน่งของคู่ขั้วสังยุคเชิงซ้อนอยู่ที่

$$p_{1,2} = r_p e^{\pm j\omega_N} \quad (2.6)$$

โดยที่  $0 \leq r_p \leq r_z \leq 1$  เพื่อให้นอตซ์ฟิลเตอร์มีเสถียรภาพและเกิดการลดทอนที่ความถี่นอตซ์



รูปที่ 2.4 ตำแหน่งของศูนย์และขั้วของนอตซ์ฟิลเตอร์  $N_2(z)$  ในระนาบเชิงซ้อน

จาก (2.4) ถึง (2.6) จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของนอตซ์ฟิลเตอร์ใหม่เป็น

$$N_2(z) = K \frac{(1 - r_z e^{j\omega_N} z^{-1})(1 - r_z e^{-j\omega_N} z^{-1})}{(1 - r_p e^{j\omega_N} z^{-1})(1 - r_p e^{-j\omega_N} z^{-1})} \quad (2.7)$$

$$N_2(z) = K \frac{1 + r_z a z^{-1} + r_z^2 z^{-2}}{1 + r_p a z^{-1} + r_p^2 z^{-2}} \quad (2.8)$$

โดยที่  $\omega_N$  เป็นความถี่นอตซ์ที่มีความสัมพันธ์กับ  $a$  ตามสมการ

$$\omega_N = \arccos\left(-\frac{a}{2}\right) \quad (2.9)$$

หรือ

$$a = -2 \cos(\omega_N) \quad (2.10)$$

ดังนั้นค่า  $a$  จะมีค่าอยู่ในช่วง  $-2$  ถึง  $2$  ซึ่งสอดคล้องกับความถี่ตั้งแต่  $0$  ถึง  $\pi$  (radians/sample)

$K$  เป็นค่าที่ใช้ปรับแก้อัตราขยายที่ความถี่ต่ำและหรือที่ความถี่สูงของนอตซ์ฟิลเตอร์ให้มีค่าเป็น 1 ค่า  $K$  นี้เป็นฟังก์ชันของ  $r_z, r_p$  และ  $a$  ตามสมการ

$$K = \frac{1+r_p|a|+r_p^2}{1+r_z|a|+r_z^2} \quad (2.11)$$

นอตซ์ฟิลเตอร์นี้จะมีอัตราขยายที่ความถี่นอตซ์ประมาณเป็น

$$|N_2(\omega_N)| = K \frac{1-r_z}{1-r_p} \quad (2.12)$$

และมีแบนด์วิดท์ 3 dB ประมาณเป็น

$$BW = 2 \sqrt{\frac{(1-r_p)^2 - 2(1-r_z)^2}{2r_z - r_p}} \quad (2.13)$$

เมื่อค่า  $r_z$  มีค่าเข้าใกล้ 1 จะประมาณแบนด์วิดท์ 3 dB ได้เป็น

$$BW = 2 \frac{(1-r_p)}{\sqrt{2-r_p}}, \quad r_z \rightarrow 1 \quad (2.14)$$

จากสมการนี้จะพบว่า  $r_p$  เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตซ์ฟิลเตอร์และสามารถแสดงความสัมพันธ์ของ  $r_p$  ในรูปของแบนด์วิดท์ได้เป็น

$$r_p = 1 - \frac{BW}{2} - \frac{BW^2}{8} \quad (2.15)$$

## 2.2.2 การกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตซ์ฟิลเตอร์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้แบนด์วิดท์ของนอตซ์ฟิลเตอร์ปรับเปลี่ยนไปตามความถี่นอตซ์โดยจะทำการปรับให้อัตราส่วนของความถี่นอตซ์กับแบนด์วิดท์ของนอตซ์ฟิลเตอร์คงที่ (Constant Q) เมื่อ Q นิยามจาก

$$Q = \frac{\omega_c}{BW} \quad (2.16)$$

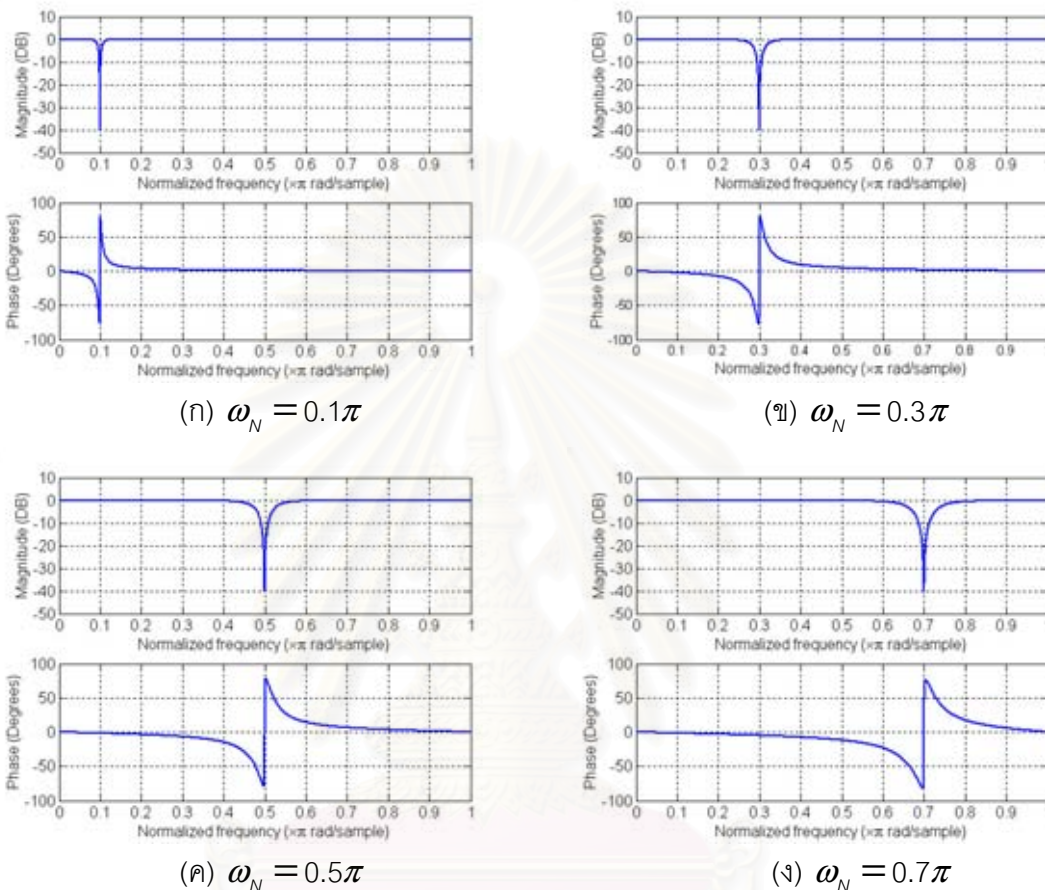
โดยที่  $\omega_c$  คือความถี่ศูนย์กลาง (Center frequency) ในกรณีของนอตซ์ฟิลเตอร์คือความถี่นอตซ์

$\omega_N$

$BW$  คือแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์



ถ้ากำหนดให้  $Q = 10$  หรือเทียบเท่ากับ  $1/7$  ออกเทป (Octave) ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์ที่มีขนาด 10% ของความถี่นอตช์จะมีผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตช์ต่างๆ แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตช์ต่างๆเมื่อ  $Q = 10$

### 2.2.3 วิธีปรับอัตราขยายของนอตช์ฟิลเตอร์

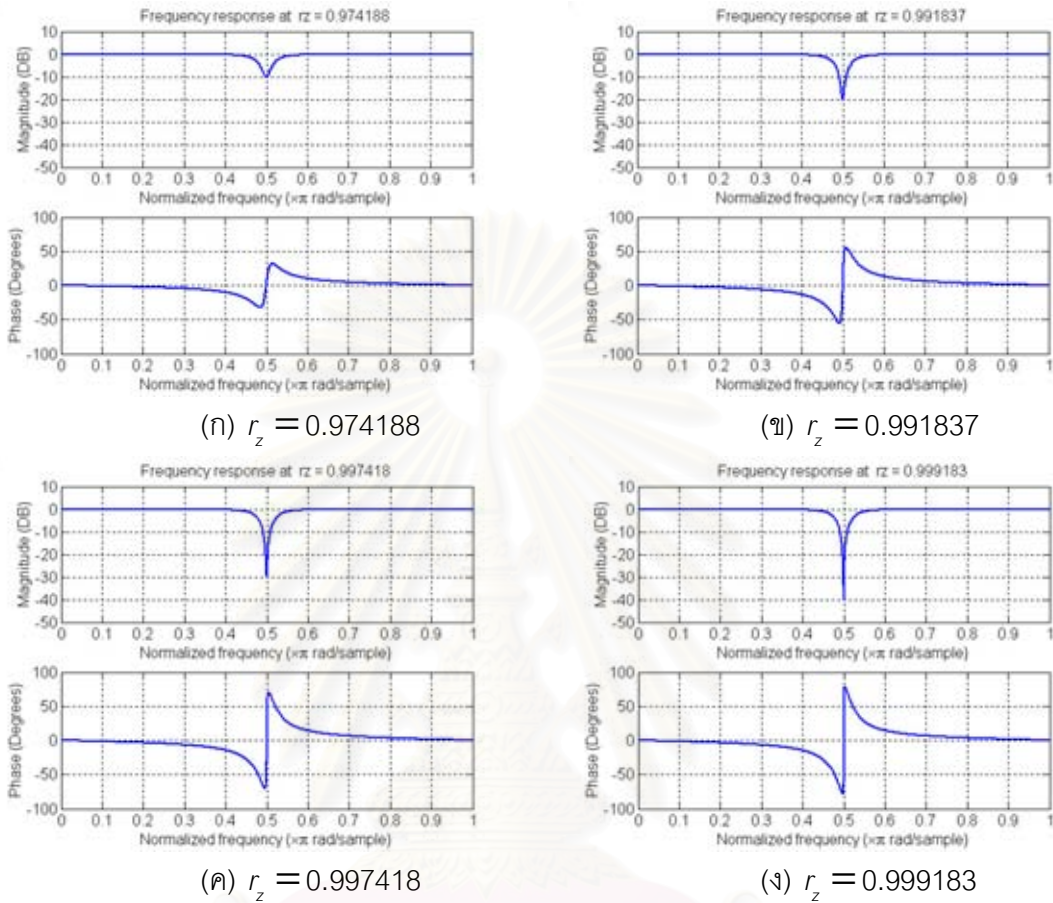
วิธีปรับอัตราขยายของนอตช์ฟิลเตอร์ ในหัวข้อนี้จะหมายถึงการปรับอัตราขยายของนอตช์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตช์ ซึ่งจะเริ่มต้นที่การวิเคราะห์และสุดท้ายจะแสดงขั้นตอนในการปรับอัตราขยาย

หลังจากแทน  $K$  จาก (2.11) ลงใน (2.12) จะได้อัตราขยายที่ความถี่นอตช์เป็น

$$|N_2(\omega_N)| = \frac{1+r_p|a+r_p^2}{1+r_z|a+r_z^2} \times \frac{1-r_z}{1-r_p} \tag{2.17}$$

เมื่อกำหนดให้ค่า  $r_p$  และ  $a$  คงที่ (แบนด์วิดท์และความถี่คงที่) พบว่า (2.17) จะเป็นฟังก์ชันลดของตัวแปร  $r_z$  ดังนั้นการปรับอัตราขยายที่ความถี่นอตช์ทำได้โดยการปรับเพิ่ม  $r_z$  ขึ้น รูปที่ 2.6 แสดงผล

ตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่มี  $a = 0$ ,  $r_p = 0.918376$  ซึ่งสอดคล้องกับ  $\omega_N = 0.5\pi$ ,  $BW = 0.05\pi$  กับ  $r_z$  ค่าต่างๆ



รูปที่ 2.6 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่มี  $\omega_N = 0.5\pi$ ,  $r_p = 0.918376$  กับ  $r_z$  ค่าต่างๆ

เมื่อพิจารณาเทอมแรกของสมการ (2.17) คือ  $K = \frac{1+r_p|a|+r_p^2}{1+r_z|a|+r_z^2}$  ภายใต้เงื่อนไข

ไข  $r_p \leq r_z \leq 1$  และ  $|a| \leq 2$  ค่า  $K$  จะอยู่ในช่วง

$$\frac{1+2r_p+r_p^2}{4} \leq K \leq 1 \tag{2.18}$$

ซึ่งในการทำงานจริงจะกำหนดให้แบนด์วิดท์ของนอตซ์ฟิลเตอร์ค่อนข้างแคบทำให้  $r_p$  มีค่าใกล้เคียง 1 ส่งผลให้ค่า  $K$  มีค่าใกล้เคียง 1 ด้วย ดังนั้นเทอมนี้จึงมีผลต่อการปรับอัตราขยายที่ความถี่นอตซ์น้อยมากจึงประมาณอัตราขยายที่ความถี่นอตซ์เป็น

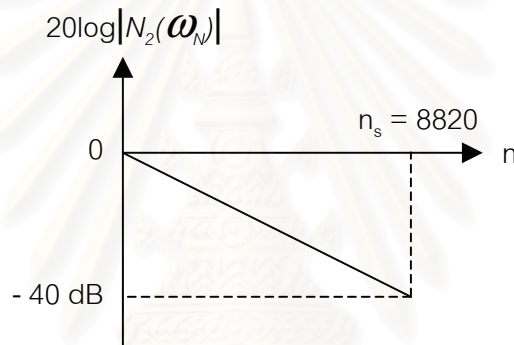
$$|N_2(\omega_N)| = \frac{1-r_z}{1-r_p} \tag{2.19}$$

เมื่อกำหนดให้ค่า  $r_p$  คงที่ (แบนด์วิดท์คงที่) พบว่า (2.19) เป็นฟังก์ชันลดของตัวแปร  $r_z$  ดังนั้นการปรับอัตราขยายที่ความถี่นอตซ์ทำได้โดยการปรับเพิ่ม  $r_z$  ขึ้น ถ้าต้องการปรับให้อัตราขยายที่ความถี่นอตซ์ลดลงแบบเอกซ์โพเนนเชียลเทียบกับเวลาโดยให้ลดลงจาก 0 dB จนถึง -40dB ในเวลา 200ms หรือเท่ากับ 8820 แซมเปิลที่ความถี่แซมปลิง 44.1kHz ดังรูปที่ 2.7 จะมีขั้นตอนดังนี้ ขั้นแรกจะกำหนดให้

$$1-r_z(n) = (1-r_p)\alpha(n) \quad (2.20)$$

แทน (2.20) ลงใน (2.19) จะได้

$$|N_2(\omega_N)| = \frac{(1-r_p)\alpha(n)}{(1-r_p)} = \alpha(n) \quad (2.21)$$



รูปที่ 2.7 อัตราขยายของนอตซ์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตซ์เทียบกับแซมเปิล

โดยกำหนดให้  $\alpha(n)$  เป็นฟังก์ชันเอกซ์โพเนนเชียลเทียบกับแซมเปิลดังสมการ

$$\alpha(n) = \beta^n ; n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.22)$$

หรือ

$$20\log(\alpha(n)) = 20n\log(\beta) \quad (2.23)$$

แทนค่า  $n = 8820$  และ  $20\log(\alpha(8820)) = -40$  ลงใน (2.23) จะได้ค่า  $\beta = 0.999478$

สมการ (2.22) สามารถเขียนในรูปรีเคอร์ซีฟได้เป็น

$$\alpha(n) = \beta\alpha(n-1) \quad ; \quad \alpha(-1) = \frac{1}{\beta} ; n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.24)$$

แทนค่า  $\beta$  ลงไปใน (2.24) จะได้

$$\alpha(n) = 0.999478\alpha(n-1) \quad ; \quad \alpha(-1) = \frac{1}{0.999478} ; n = 0, 1, 2, \dots \quad (2.25)$$

จาก (2.20) จัดรูปหาค่า  $r_z(n)$  ได้เป็น

$$r_z(n) = 1 - (1 - r_p)\alpha(n) \quad (2.26)$$

และจาก (2.8) จะเขียนสมการผลต่างสี่บเนื่องของนอตซ์ฟิลเตอร์ได้เป็น

$$y(n) = K(n)[x(n) + r_z(n)ax(n-1) + r_z(n)^2x(n-2)] - r_p ay(n-1) - r_p^2 y(n-2) \quad (2.27)$$

โดยที่  $x(n)$  คือสัญญาณเข้าของนอตซ์ฟิลเตอร์

$y(n)$  คือสัญญาณออกของนอตซ์ฟิลเตอร์

สรุปขั้นตอนการปรับอัตราขยายของนอตซ์ฟิลเตอร์

1. กำหนดความถี่นอตซ์ของฟิลเตอร์  $\omega_N$  แล้วคำนวณ  $a$  จาก (2.10)
2. คำนวณแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์จาก (2.16) แล้วคำนวณหาค่า  $r_p$  จาก (2.15)
3. คำนวณค่า  $r_z(n)$  จาก (2.25) และ (2.26)
4. คำนวณค่า  $K(n)$  จาก (2.11)
5. แทนค่า  $a$ ,  $r_p$ ,  $r_z(n)$  และ  $K(n)$  ลงในสมการผลต่างสี่บเนื่องของนอตซ์ฟิลเตอร์ (2.27)
6. ทำการคำนวณ ข้อ 3 – 4 (5) จนกว่าจะได้อัตราขยายตามที่ต้องการ (ทำให้เสียงหอนหายไป)

### 2.3 ภาคตรวจจับเสียงหอน

ภาคตรวจจับเสียงหอนมีหน้าที่แยกแยะและระบุว่าสัญญาณเสียงที่ได้รับเข้ามานั้น มีสัญญาณเสียงหอนปนมาหรือไม่ และถ้ามีความถี่นั้นเป็นเท่าไรเพื่อใช้เป็นข้อมูลส่งให้ภาคควบคุม และภาคนอตซ์ฟิลเตอร์ทำงานต่อไป โดยอาศัยความรู้ที่ว่าเสียงหอนมีลักษณะเป็นสัญญาณไซน์ ดังนั้น ถ้าระบบเสียงเกิดการออสซิลเลชันเป็นเสียงหอนดังขึ้นมาจะทำให้สัญญาณที่ได้จากไมโครโฟน ประกอบด้วยสัญญาณข้อมูลข่าวสารเช่นสัญญาณเสียงพูดอยู่บนกับสัญญาณไซน์ซึ่งเป็นเสียงหอน สามารถแสดงเป็นสมการได้ดังนี้

$$x(n) = A_h \sin(\omega_h n + \phi_h) + v(n) \quad (2.28)$$

โดยที่  $x(n)$  คือสัญญาณจากไมโครโฟน

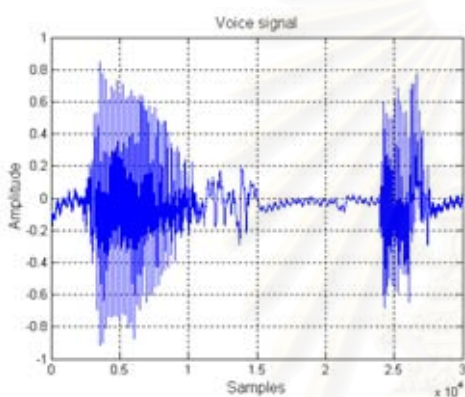
$A_h$  คือแอมพลิจูดของสัญญาณเสียงหอน

$\omega_h$  คือความถี่สัญญาณเสียงหอน

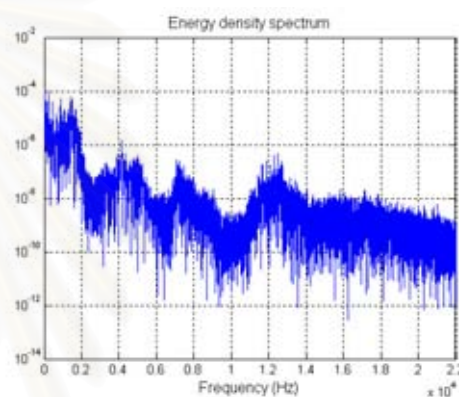
$\phi_h$  คือมุมเฟสของสัญญาณเสียงหอน

$v(n)$  คือสัญญาณข้อมูลข่าวสาร

การแยกแยะสัญญาณเสียงออกจากสัญญาณเสียงพูดนั้นจะอาศัยสมมติฐานว่า สัญญาณเสียงพูดมีลักษณะเป็นสัญญาณสุ่มมีการกระจายของพลังงานในฟังก์ชันของความถี่ (Energy density spectrum) ที่กว้าง (Broad) ทำให้พลังงานในช่วงความถี่ใดความถี่หนึ่งมีค่าน้อย ดังเช่นแสดงในรูปที่ 2.8 แต่เมื่อมีสัญญาณเสียงปนเข้ามาจะทำให้พลังงานของสัญญาณที่ความถี่เสียงนั้นมีค่าสูงโดดเด่นขึ้นมา ดังเช่นแสดงในรูปที่ 2.9 ดังนั้นโดยอาศัยการตรวจจับว่าความถี่ใดที่มีขนาดของพลังงานสูงกว่าค่าเทรชโฮลด์ที่ตั้งไว้ก็จะถือว่าเป็นเสียงที่ความถี่นั้น ในการตรวจจับความถี่ที่มีพลังงานสูงสุดนั้นจะใช้ซอฟต์แวร์แบบปรับตัวทำงานร่วมกับภาคควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติซึ่งจะกล่าวถึงในหัวข้อต่อไป

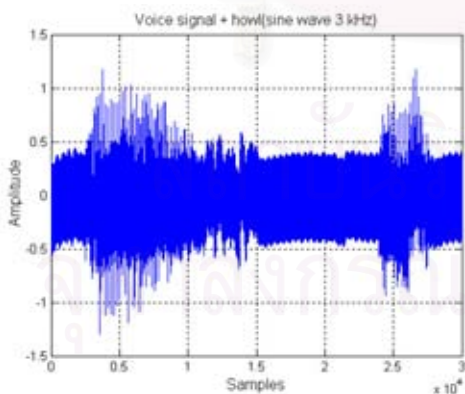


(ก) สัญญาณเสียง

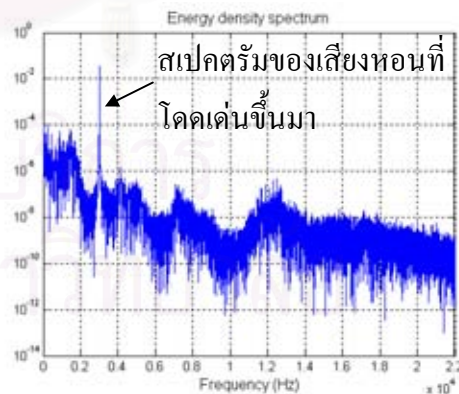


(ข) สเปกตรัมของสัญญาณเสียง

รูปที่ 2.8 สัญญาณเสียงพูดและสเปกตรัม



(ก) สัญญาณเสียงที่ปนอยู่กับเสียงหอน



(ข) สเปกตรัมของสัญญาณเสียงที่ปนอยู่กับเสียงหอน

รูปที่ 2.9 สัญญาณเสียงพูดที่ปนอยู่กับเสียงหอน(สัญญาณไซน์)และสเปกตรัม

### 2.3.1 นอตช์ฟิลเตอร์ชนิดไอโออาร์แบบปรับตัว (Adaptive IIR notch filter, ANF)

นอตช์ฟิลเตอร์ชนิดไอโออาร์แบบปรับตัวเป็นนอตช์ฟิลเตอร์ที่สามารถปรับตัวเอง ให้ความถี่นอตช์ไปอยู่ที่ความถี่ที่มีพลังงานสูงที่สุด (Maxwell and Zurek, 1995) โครงสร้างของ ANF ประกอบด้วยนอตช์ฟิลเตอร์และระเบียบวิธีปรับตัวดังแสดงในรูปที่ 2.10 ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ เลือกลงนอตช์ฟิลเตอร์ที่มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$N(z) = \frac{1 + a(n)z^{-1} + z^{-2}}{1 + ra(n)z^{-1} + r^2z^{-2}} \quad (2.29)$$

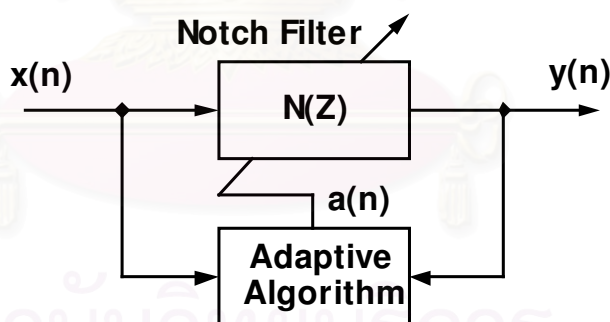
โดยที่  $a(n)$  เป็นสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ที่สัมพันธ์กับความถี่นอตช์ตามสมการ

$$a(n) = -2 \cos(\omega_N) \quad (2.30)$$

เมื่อ  $\omega_N$  เป็นความถี่นอตช์ มีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง  $\pi$  ดังนั้นค่า  $a(n)$  จะมีค่าอยู่ในช่วง -2 ถึง 2 โดยค่า  $a(n)$  นี้จะถูกประมาณค่า (Estimate) จากระเบียบวิธีปรับตัว

$r$  เป็นรัศมีของขั้ว มีค่าเข้าใกล้แต่ต่ำกว่า 1 เพื่อเสถียรภาพของฟิลเตอร์ โดยค่านี้จะ เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตช์ฟิลเตอร์ซึ่งมีแบนด์วิดท์ 3dB ประมาณ

$$BW = \frac{2(1-r)}{\sqrt{2-r}} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.10 โครงสร้างของนอตช์ฟิลเตอร์ชนิดไอโออาร์แบบปรับตัว

สำหรับระเบียบวิธีปรับตัวได้ใช้วิธีที่นำเสนอโดย Tupchai et al. (2002) ซึ่งมีความเร็วในการลู่เข้าสูง มีค่าเฉลี่ยผิดพลาดกำลังสองต่ำและมีความแปรปรวนสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์ต่ำ โดยมีระเบียบวิธีปรับตัวดังนี้

สัญญาณออกของนอตซ์ฟิลเตอร์

$$y(n) = x(n) + a(n)x(n-1) + x(n-2) - ra(n)y(n-1) - r^2y(n-2) \tag{2.32}$$

สัญญาณเกรเดียนต์

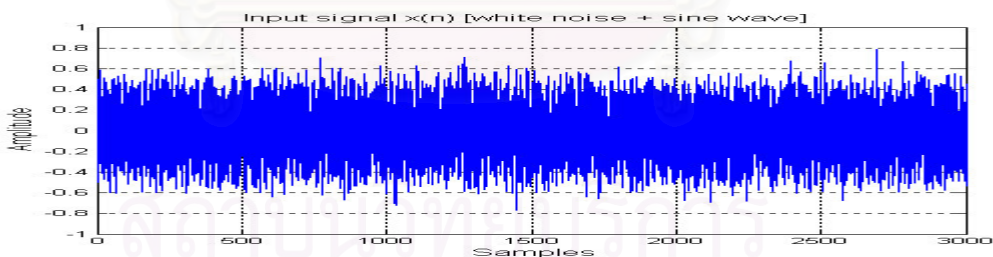
$$g(n) = x(n-1) - ry(n-1) \tag{2.33}$$

สมการปรับค่าสัมประสิทธิ์ของฟิลเตอร์

$$a(n+1) = a(n) - \mu y(n) \text{sign} \left[ \frac{g(n)}{1+g(n)} \right] \tag{2.34}$$

โดยที่  $\mu$  เป็นค่าคงตัวที่เรียกว่า ช่วงก้าว (Step-size) ซึ่งเป็นตัวกำหนดประสิทธิภาพในการปรับตัวของฟิลเตอร์กล่าวคือ ถ้าขนาดของช่วงก้าวใหญ่ฟิลเตอร์จะปรับตัวอย่างรวดเร็วแต่ความถูกต้องในการประมาณค่าของฟิลเตอร์จะลดลง ในทางกลับกันถ้าขนาดช่วงก้าวเล็กฟิลเตอร์จะประมาณค่าถูกต้องมากขึ้นแต่การปรับตัวจะช้าลง

รูปที่ 2.11 แสดงผลการจำลอง ANF เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์ความถี่  $0.2\pi$  ปนกับสัญญาณรบกวนขาว (White noise) ที่ SNR = 10dB และปรับตั้งให้ค่า  $\mu = 0.04$   $r = 0.99$  และ  $a(0)=0$  หลังจาก ANF ปรับตัวจนลู่อเข้าแล้ว(ประมาณแซมเปิลที่ 1,200) จะมีค่าสัมประสิทธิ์  $a(n)$  ลู่อเข้าสู่ค่า  $-2\cos(0.2\pi) = -1.618$  หรือคือมีความถี่นอตซ์ของฟิลเตอร์เท่ากับ  $0.2\pi$  และสัญญาณออกของ ANF จะลดทอนสัญญาณไซน์ความถี่  $0.2\pi$  ไปจนเหลือแต่สัญญาณรบกวนขาว

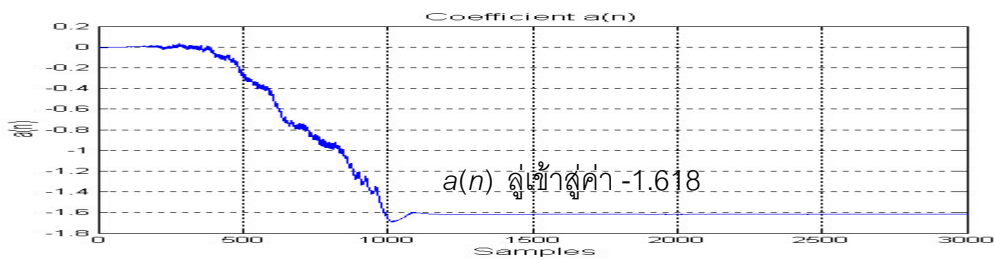


(ก) สัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์ความถี่  $0.2\pi$  ปนกับสัญญาณรบกวนแบบขาว

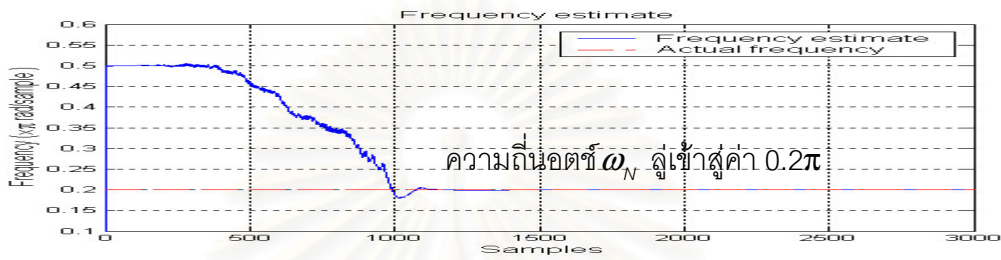


(ข) สเปคตรัมของสัญญาณเข้า

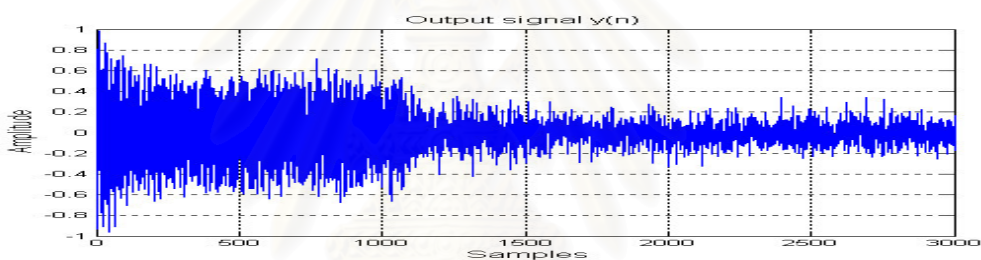
รูปที่ 2.11 ผลการจำลอง ANF



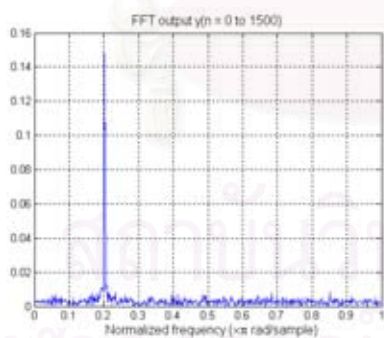
(ค) สัมประสิทธิ์  $a(n)$



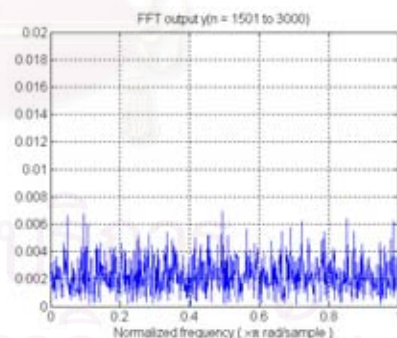
(ง) ความถี่นอตซ์



(จ) สัญญาณออกของ ANF



(ข) สเปกตรัมของสัญญาณออก ช่วงแชนเนลที่ 0 ถึง 1500

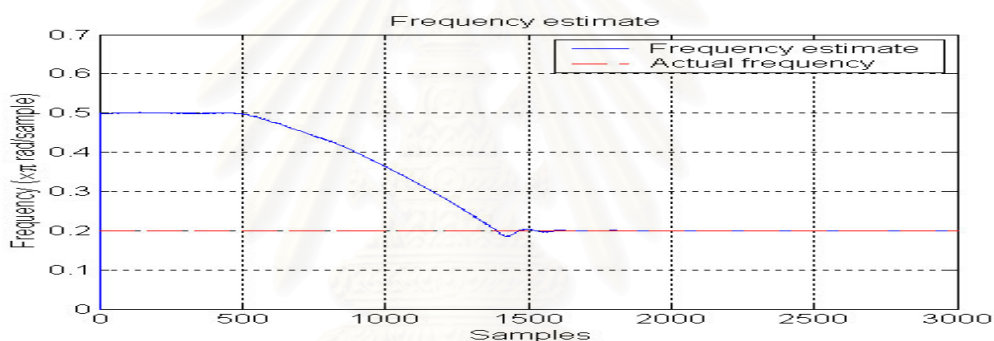


(ค) สเปกตรัมของสัญญาณออก ช่วงแชนเนลที่ 1501 ถึง 3000

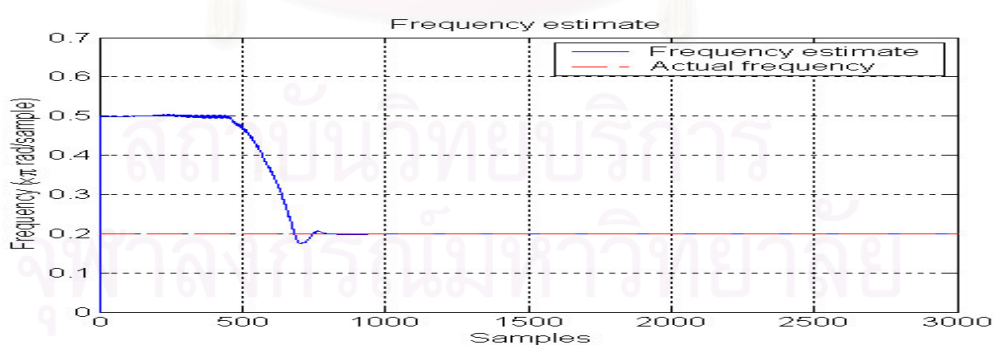
รูปที่ 2.11 ผลการจำลอง ANF (ต่อ)



ปัจจัยที่มีผลต่อความเร็วในการลู่เข้าของ ANF ได้แก่ ขนาดช่วงก้าว  $\mu$  อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) และรัศมีของซั้ว  $r$  สำหรับการกำหนดค่าของ  $r$  ได้จากการกำหนดแบนด์วิดท์ของนอตช์ฟิลเตอร์ซึ่งควรจะแคบมากๆ เพื่อให้ฟิลเตอร์ทำการนอตช์อยู่เฉพาะที่ความถี่ที่มีพลังงานสูงสุด อย่างไรก็ตามการที่นอตช์ฟิลเตอร์มีแบนด์วิดท์ที่แคบลงก็ส่งผลให้ ANF ปรับตัวช้าลงด้วย ดังนั้นการเลือกค่าของ  $r$  จึงต้องประนีประนอมระหว่างแบนด์วิดท์กับความเร็วในการลู่เข้า ในวิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดให้  $r = 0.99$  ซึ่งจะทำให้ ANF มีแบนด์วิดท์ประมาณ 140Hz ที่ความถี่แอมพลิจูด 44.1kHz นอกจากนี้จากผลการจำลองยังพบอีกว่าขนาดของสัญญาณไซน์ก็มีผลต่อความเร็วในการลู่เข้าของ ANF ดังแสดงในรูปที่ 2.12 ที่ทำการจำลองโดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่  $0.2\pi$  ให้แก่ ANF ที่ค่าแอมพลิจูด 0.1 และ 0.5 แล้วเปรียบเทียบเวลาในการลู่เข้าของความถี่นอตช์ ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณไซน์ที่มีแอมพลิจูดสูงกว่าจะทำให้ฟิลเตอร์ปรับตัวได้รวดเร็วกว่า



(ก) ความถี่นอตช์เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์แอมพลิจูด 0.1

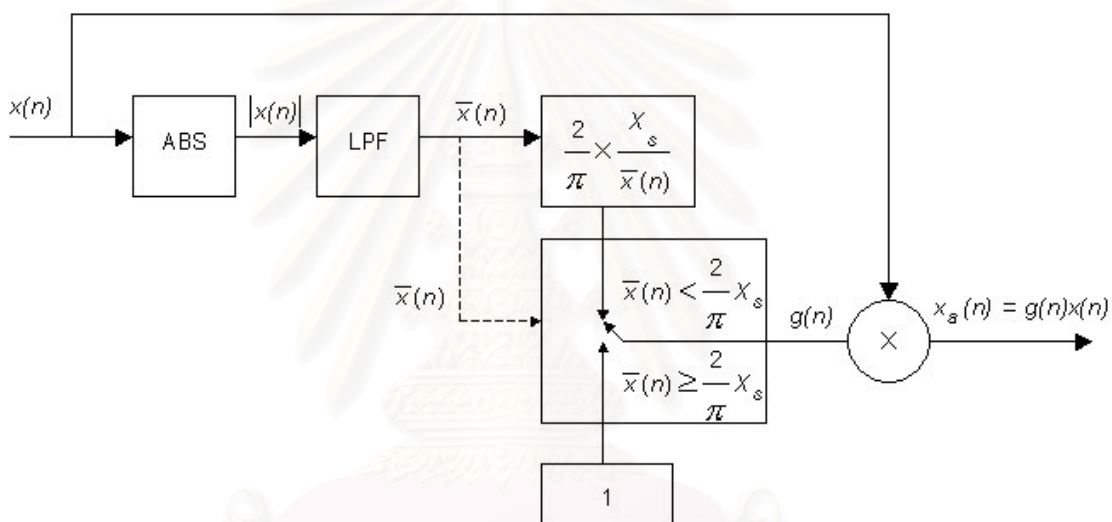


(ข) ความถี่นอตช์เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์แอมพลิจูด 0.5

รูปที่ 2.12 ผลการจำลองแสดงการลู่เข้าของความถี่นอตช์ที่สัญญาณไซน์ความถี่  $0.2\pi$  แอมพลิจูด 0.1 และ 0.5

### 2.3.2 ภาคควบคุมอัตราขยายอัตโนมัติ (Automatic Gain Control, AGC)

ในขณะที่เสียงรบกวนเริ่มเกิดขึ้นหรือเกิดขึ้นเพียงเบาๆ สัญญาณไซน์ที่เกิดขึ้นจะมีขนาดเล็ก ทำให้ ANF มีการปรับตัวที่ช้าและถึงแม้ว่า ANF จะปรับตัวจนเข้าสู่ความถี่เสียงรบกวนแล้วก็ตามพลังงานของเสียงรบกวนอาจจะมีค่าน้อยกว่าระดับเทรชโฮลด์ที่เราตั้งไว้ก็ได้ ทำให้ไม่สามารถตรวจจับได้ว่าเกิดเสียงรบกวน ดังนั้นเพื่อแก้ปัญหานี้จึงทำการขยายสัญญาณเข้าที่มีขนาดเล็กๆ ให้มีขนาดใหญ่อขึ้นด้วย AGC ก่อนจะป้อนให้กับ ANF เพื่อให้ ANF ปรับตัวได้เร็วขึ้นและสัญญาณมีขนาดของพลังงานสูงขึ้น โดยการทำงานของ AGC จะทำการขยายสัญญาณที่มีขนาดเล็กกว่าระดับที่ตั้งไว้ให้ใหญ่ขึ้นตามระดับที่ต้องการ รูปที่ 2.13 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ AGC



รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของ AGC

โดยที่  $x(n)$  คือสัญญาณเข้า

$X_s$  คือค่ายอดของสัญญาณออกที่ต้องการ

$x_s(n)$  คือสัญญาณออก

การขยายสัญญาณของ AGC จะใช้สัญญาณไซน์อ้างอิง โดยอาศัยความสัมพันธ์ระหว่างขนาดเฉลี่ยเต็มคลื่นของสัญญาณกับค่ายอดของสัญญาณคือ

$$\frac{\bar{s}}{A} = \frac{2}{\pi} \tag{2.35}$$

โดยที่  $\bar{s}$  คือขนาดเฉลี่ยของสัญญาณไซน์

$A$  คือค่ายอดของสัญญาณไซน์

โดย AGC จะปรับอัตราขยาย,  $g(n)$  เพื่อให้สัญญาณออก,  $x_o(n)$  มีขนาดเฉลี่ยของสัญญาณเท่ากับระดับที่ต้องการ อัตราขยายจะถูกคำนวณหลังจากนำขนาดเฉลี่ยของสัญญาณเข้า,  $\bar{x}(n)$  เปรียบเทียบกับค่าเฉลี่ยของระดับสัญญาณออกที่ต้องการ,  $\frac{2}{\pi} X_s$  และจะกำหนดอัตราขยายแยกเป็น 2 กรณี

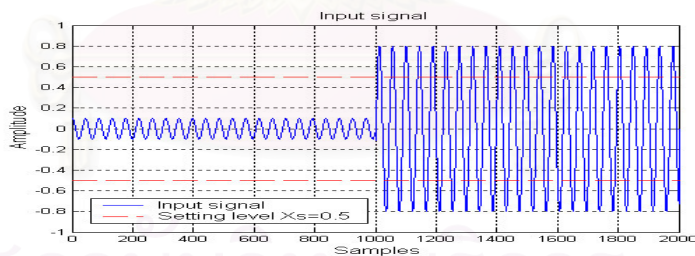
$$\text{กรณีที่ } \left[ \bar{x}(n) < \frac{2}{\pi} X_s \right], \text{ AGC จะมีอัตราขยายเป็น } g(n) = \frac{2}{\pi} \times \frac{X_s}{\bar{x}(n)} \text{ ซึ่งจะ}$$

ทำให้สัญญาณออกมีขนาดเฉลี่ยเท่ากับ  $\frac{2}{\pi} X_s$  หรือมีค่ายอดเท่ากับ  $X_s$  (เมื่อสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์)

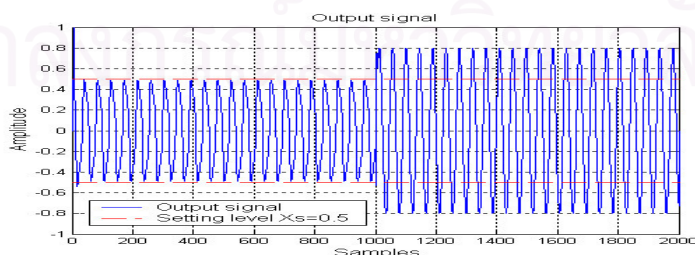
$$\text{กรณีที่ } \left[ \bar{x}(n) \geq \frac{2}{\pi} X_s \right], \text{ AGC จะมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่งคือ } g(n) = 1 \text{ นั่น}$$

คือจะให้สัญญาณออกเท่ากับสัญญาณเข้า

รูปที่ 2.14 แสดงผลการจำลองการทำงานของ AGC โดยมีการตั้งระดับสัญญาณไว้ที่  $X_s = 0.5$  ในช่วงแรก(แซมเปิลที่ 0 ถึง 1000)สัญญาณเข้ามีแอมพลิจูด 0.1 ซึ่งต่ำกว่าระดับที่ตั้งไว้ AGC ก็ขยายสัญญาณให้ใหญ่ขึ้นเป็น 0.5 ในช่วงหลัง(แซมเปิลที่ 1000 ถึง 2000)สัญญาณเข้ามีแอมพลิจูด 0.8 ซึ่งสูงกว่าระดับที่ตั้งไว้ AGC ก็จะมีอัตราขยายเท่ากับ 1 คือให้สัญญาณออกเท่ากับสัญญาณเข้า



(ก) สัญญาณเข้า AGC



(ข) สัญญาณออก AGC

รูปที่ 2.14 ผลการจำลอง AGC

### 2.3.3 โครงสร้างภาคตรวจจับเสียงหอน

ภาคตรวจจับเสียงหอนจะให้ข้อมูลด้านออก 2 อย่างคือ สัญญาณ  $h$  ที่บอกว่าตรวจจับเสียงหอนได้หรือไม่และ  $a_{av}$  ที่แสดงความถี่ของเสียงหอน โครงสร้างของภาคตรวจจับเสียงหอนแสดงในรูปที่ 2.15 สำหรับสัญญาณ  $h$  จะได้จากการเปรียบเทียบค่าประมาณกำลังของความถี่ที่มีพลังงานสูงที่สุด,  $p(n)$  กับค่าเทรชโฮลด์,  $P_{th}$  โดยเริ่มต้นจากการคำนวณ  $p(n)$  ซึ่งจะได้จากการนำกำลังของสัญญาณเข้ามาลบด้วยกำลังออกของ ANF แล้วนำมาทำการเฉลี่ยโดยวงจรรองผ่านตัวหนึ่งขั้วตามสมการ

$$p(n) = (1 - k_1)p(n-1) + k_1(x_a(n)^2 - y_a(n)^2) \quad (2.36)$$

โดยที่  $p(n)$  คือค่าประมาณกำลังของความถี่ที่มีพลังงานสูงที่สุด

$k_1$  คือพารามิเตอร์ปรับเรียบ (Smoothing parameter),  $0 < k_1 < 1$

หลังจากนั้นกำลัง  $p(n)$  จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่าเทรชโฮลด์  $P_{th}$  และเริ่มจับเวลา  $t$

- ถ้า  $p(n) \geq P_{th}$  และมีเวลา  $t \geq T_{th}$ ;  $h(n)$  จะให้สัญญาณออกเป็น 1 แสดงว่าตรวจจับได้ว่าเกิดเสียงหอน
- ถ้า  $p(n) < P_{th}$  หรือมีเวลา  $t < T_{th}$ ;  $h(n)$  จะให้สัญญาณออกเป็น 0 แสดงว่าตรวจไม่พบเสียงหอน

ข้อมูลด้านออกอีกส่วนหนึ่งคือ ข้อมูลที่แสดงความถี่ของเสียงหอน  $a_{av}$  ซึ่งจะได้มาจากการเฉลี่ยค่าสัมประสิทธิ์  $a(n)$  ของ ANF ทั้งนี้เพื่อลดความแปรปรวนอันเนื่องมาจากการรบกวนของสัญญาณเสียงพูดหรือสัญญาณอื่นๆที่ปนมากับเสียงหอน ตามสมการ

$$a_{av}(n) = (1 - k_2)a_{av}(n-1) + k_2(a(n)) \quad (2.37)$$

โดยที่  $k_2$  คือพารามิเตอร์ปรับเรียบ,  $0 < k_2 < 1$

การกำหนดค่าเทรชโฮลด์,  $P_{th}$  นั้นจะต้องกำหนดให้มิต้านน้อยกว่ากำลังออกของ AGC มิฉะนั้นแล้วการใช้ AGC เพื่อขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้นก็แทบไม่มีประโยชน์ใด

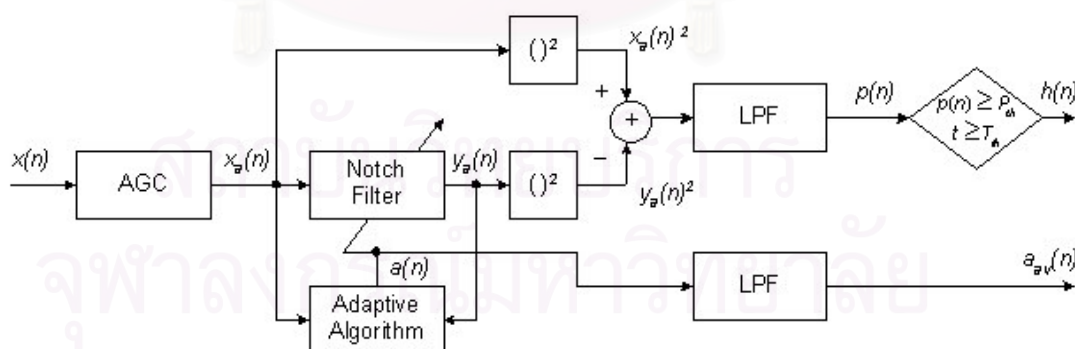
เนื่องจากสัญญาณที่เราสนใจตรวจจับเป็นสัญญาณไซน์ และเราได้กำหนดให้ค่ายอดของสัญญาณที่ออกจาก AGC เท่ากับ 0.5 ดังนั้นกำลังออกของ AGC จะมีค่าเท่ากับ 0.125 ค่าเทรชโฮลด์,  $P_{th}$  จะต้องถูกตั้งให้มิต้านน้อยกว่านี้ ในที่นี้จะกำหนดให้ค่าเทรชโฮลด์,  $P_{th} = 0.1$

เวลาเทรซโฮลด์,  $T_{th}$  จะได้จากการจำลองภาคตรวจจับเสียงหอนใน MATLAB โดยป้อนสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณเสียงพูดที่ถูกบันทึกไว้ แล้วทำการตรวจจับเวลาสูงสุด,  $T_m$  ที่ระดับกำลัง  $P$  ที่เรากำหนด ผลการจำลองแสดงในตารางที่ 2.1 เวลานี้จะเป็นเวลาที่ใช้แยกกำลังที่ตรวจจับได้เป็นสัญญาณเสียงพูดหรือเสียงหอน คือหลังจากตรวจจับได้แล้วว่ากำลัง  $p(n)$  มีระดับเท่าใดก็จะมาพิจารณาเวลา  $t$  ถ้า  $t \geq T_m$  ก็จะถือว่ากำลังที่ตรวจจับได้นั้นเป็นกำลังของสัญญาณเสียงหอน แต่อย่างไรก็ตามเวลาเทรซโฮลด์,  $T_{th}$  ที่ใช้จริงได้กำหนดให้เป็น 2 เท่าของเวลา  $T_m$  ที่ตรวจวัดได้นั้นคือกำหนดให้  $T_{th} = 16\text{ms}$  (กำหนด  $P_{th} = 0.1$ ) ทั้งนี้ก็เพื่อให้แน่ใจยิ่งขึ้นว่ากำลังที่ตรวจจับได้จะเป็นเสียงหอนจริง

ตารางที่ 2.1 ผลการตรวจจับกำลัง  $P$  และเวลา  $T_m$  ของสัญญาณเสียงพูด

$P$	0.05	0.1	0.15	0.2	0.25	0.3	0.35	0.4
$T_m(\text{ms})$	10.5	7.9	6.6	3.4	2.56	0.75	0.045	-

สำหรับการกำหนดค่าพารามิเตอร์ปรับเรียบ  $k_1$  และ  $k_2$  นั้น ควรจะกำหนดให้  $k_1 < k_2$  กล่าวคือให้ค่าคงตัวเวลาของวงจรรองผ่านต่ำ (2.37) น้อยกว่า (2.36) ทั้งนี้เพื่อให้  $a_{av}(n)$  ลู่เข้าสู่ค่าคงตัวก่อนที่  $h(n)$  จะให้สัญญาณเป็น 1 เพื่อว่าจะได้ไม่เกิดการกำหนดความถี่นอกรีตของฟิลเตอร์ผิดพลาด ค่าคงที่และค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของภาคควบคุมเสียงหอนได้ถูกรวบรวมและแสดงในตารางที่ 2.2



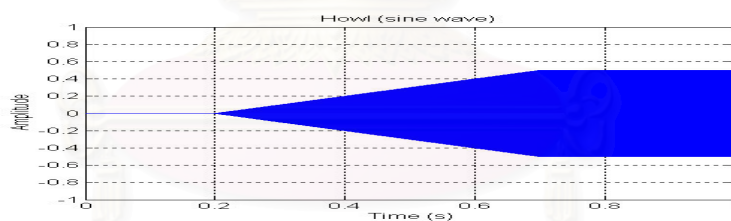
รูปที่ 2.15 โครงสร้างของภาคตรวจจับเสียงหอน

ตารางที่ 2.2 ค่าคงที่ต่างๆ ที่ใช้ในภาคควบคุมเสียงหอน

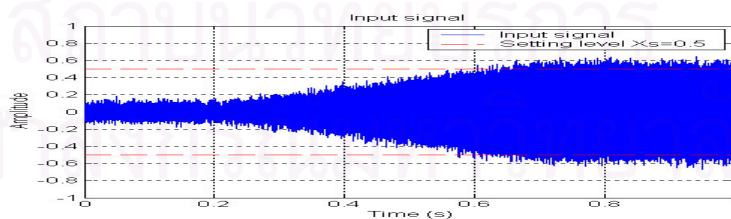
ภาคตรวจจับเสียงหอน	ANF	$\mu = 0.04$	$r = 0.99$
	AGC	$X_s = 0.5$	-
	พารามิเตอร์ปรับเรียบ	$k_1 = 0.02$	$k_2 = 0.05$
	ค่าเทรชโฮลด์	$P_{th} = 0.1$	$T_{th} = 16ms$
ภาคนอกรีตฟิลเตอร์	$Q = 10$	$\beta = 0.999478$	$r_{zim} = 1 - 0.01(1 - r_{pi})$

### 2.3.4 ผลการจำลองภาคตรวจจับเสียงหอน

การจำลองภาคตรวจจับเสียงหอนเป็นการจำลองการทำงานของภาคตรวจจับเสียงหอนโดยใช้ MATLAB โดยมีสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 4.4kHz ปนอยู่กับสัญญาณรบกวนขาวค่าเฉลี่ยศูนย์ โดยให้สัญญาณไซน์มีขนาดเพิ่มขึ้นตามเวลาแล้วมีขนาดคงที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.16(ก) ทั้งนี้เพื่อจำลองลักษณะของเสียงหอนที่ค่อยๆ ดังขึ้น รูปที่ 2.16 แสดงผลการจำลองภาคตรวจจับเสียงหอน กำหนดให้  $P_{th} = 0.1$  และ  $T_{th} = 16ms$

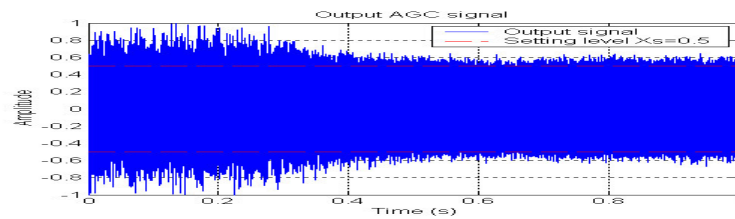
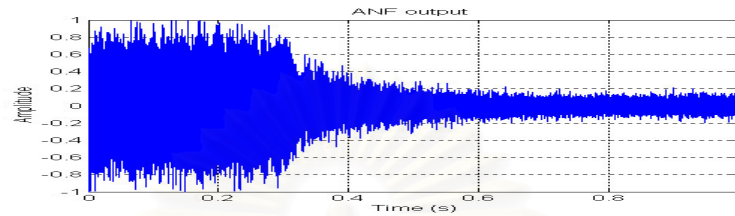
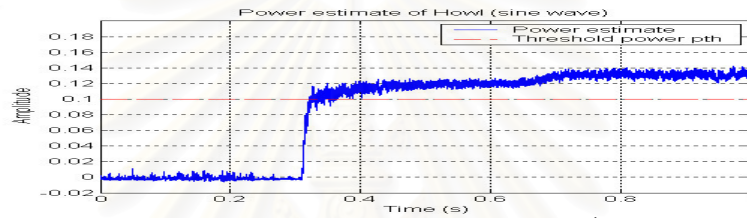
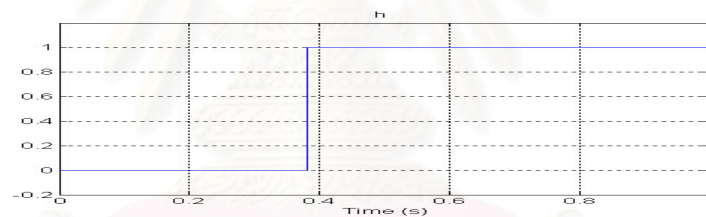
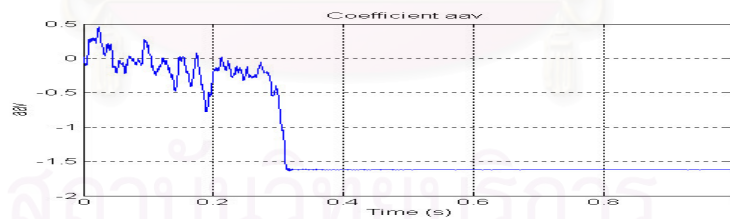
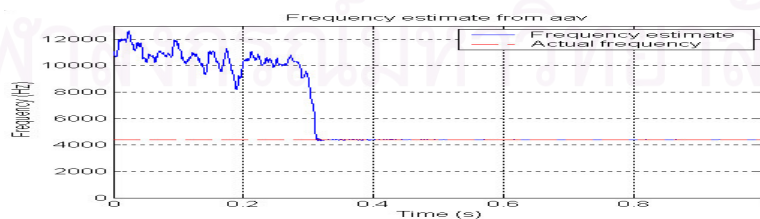


(ก) สัญญาณไซน์ที่มีขนาดใหญ่ขึ้นตามเวลาแล้วมีขนาดคงที่



(ข) สัญญาณเข้า  $x(n)$  เป็นสัญญาณไซน์ปนอยู่กับสัญญาณรบกวนขาวค่าเฉลี่ยศูนย์

รูปที่ 2.16 ผลการจำลองภาคตรวจจับเสียงหอน

(ค) สัญญาณออกจาก AGC  $x_a(n)$ (ง) สัญญาณออกจาก ANF  $y_a(n)$ (จ) ค่าคาดคะเนกำลัง  $p(n)$  ของสัญญาณไซน์ที่ออกจาก AGC(ด) สัญญาณตรวจจับ  $h(n)$ (ซ) สัญญาณสัมประสิทธิ์  $a_{av}$ (ข) แสดงความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ได้จาก  $a_{av}$ 

รูปที่ 2.16 ผลการจำลองภาคตรวจจับเสียงฮอน (ต่อ)

## 2.4 ภาคควบคุม

ภาคควบคุมมีหน้าที่ควบคุมการปรับพารามิเตอร์ของนอตซ์ฟิลเตอร์ โดยมีแผนผังแสดงลำดับการทำงานของภาคควบคุมเสียงหอนที่มีนอตซ์ฟิลเตอร์จำนวน  $N$  ตัวแสดงในรูปที่ 2.17 การทำงานจะเริ่มที่ขั้นตอนการกำหนดค่าพารามิเตอร์เริ่มต้นของนอตซ์ฟิลเตอร์ซึ่งได้กำหนดให้นอตซ์ฟิลเตอร์ทุกตัวมีค่า  $a$ ,  $r_z$ ,  $r_p$ , เท่ากับ 0 และค่า  $K$  เท่ากับ 1 ซึ่งเมื่อแทนในสมการผลต่างของนอตซ์ฟิลเตอร์ (2.27) จะทำให้

$$y_i(n) = x_i(n) \quad (2.37)$$

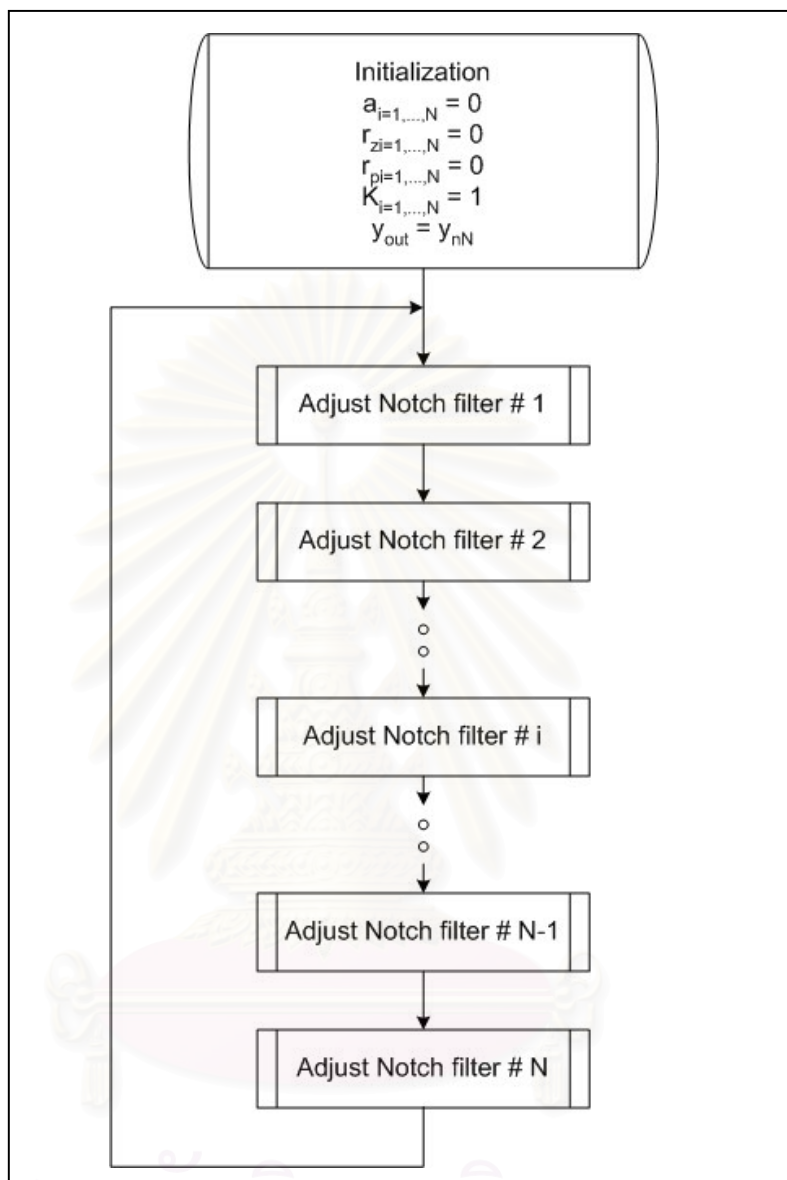
โดยที่  $x_i(n)$  คือสัญญาณเข้าของนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$

$y_i(n)$  คือสัญญาณออกของนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$

นั่นคือจะทำให้สัญญาณด้านออกเหมือนกับสัญญาณด้านเข้าสำหรับนอตซ์ฟิลเตอร์ทุกตัว ดังนั้นการกำหนดค่าเริ่มต้นเช่นนี้ก็จะทำให้ดูเหมือนกับว่านอตซ์ฟิลเตอร์ทุกตัวยังไม่ทำงานและภาคนอตซ์ฟิลเตอร์จึงเพียงส่งผ่านสัญญาณเข้าและออกโดยตรง เมื่อพบเสียงหอนจะมีลำดับการปรับพารามิเตอร์ของนอตซ์ฟิลเตอร์เริ่มจากตัวที่ 1 ไปตามลำดับจนถึงตัวที่  $N$  แต่นอกจากการทำงานที่เป็นไปตามลำดับแล้วถ้ามีการตรวจพบเสียงหอนที่มีความถี่ตรงกับความถี่นอตซ์ของนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวใด (เกิดเสียงหอนขึ้นมาอีกครั้งที่ความถี่เดิมที่เคยเกิด) ก็จะไปปรับอัตราลดทอนของนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวนั้นแล้วจึงกลับไปทำงานตามลำดับเดิมต่อไป

หลังจากปรับจนถึงนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวที่  $N$  แล้วยังพบเสียงหอนที่ความถี่ใหม่อีกก็จะย้อนกลับไปกำหนดค่าและปรับตัวแทนที่ความถี่เดิมของนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวที่ 1 ใหม่และมีลำดับการทำงานเรียงตามลำดับต่อไป สำหรับรายละเอียดขั้นตอนการปรับพารามิเตอร์ของนอตซ์ฟิลเตอร์แต่ละตัวแสดงในรูปที่ 2.18





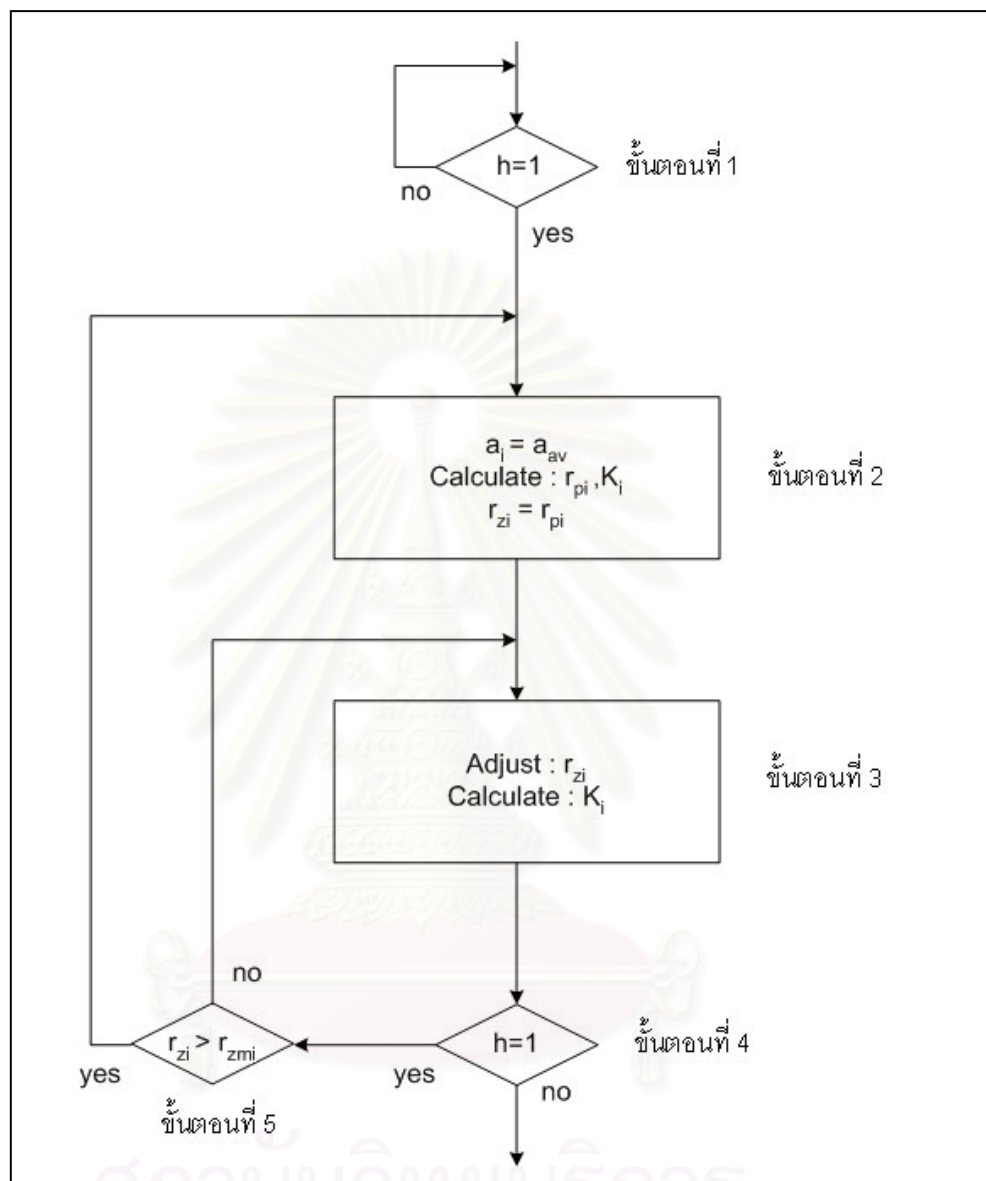
รูปที่ 2.17 แผนผังลำดับการทำงานสำหรับภาคควบคุมเสียงรบกวนที่มีนอตช์ฟิลเตอร์จำนวน  $N$  ตัว

โดยที่  $a_i$  คือค่า  $a$  ของนอตช์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$

$r_{zi}$  คือค่า  $r_z$  ของนอตช์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$

$r_{pi}$  คือค่า  $r_p$  ของนอตช์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$

$K_i$  คือค่า  $K$  ของนอตช์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$



รูปที่ 2.18 แผนผังแสดงขั้นตอนการปรับพารามิเตอร์ของนอตซ์ฟิลเตอร์แต่ละตัว

จากแผนผังการปรับพารามิเตอร์ของนอตซ์ฟิลเตอร์ในรูปที่ 2.18 อธิบายขั้นตอนการปรับพารามิเตอร์ได้ดังนี้

ขั้นตอนที่ 1: ตรวจสอบสัญญาณ  $h$  (ตรวจจับว่าเกิดเสียงรบกวนหรือไม่)

- ถ้า  $h \neq 1$  (ตรวจไม่พบเสียงรบกวน) จะยังคงอยู่ขั้นตอนที่ 1 ต่อไป

- ถ้า  $h = 1$  (ตรวจพบเสียงรบกวน) จะไปขั้นตอนที่ 2

ขั้นตอนที่ 2: เป็นขั้นตอนกำหนดความถี่นอตซ์และแบนด์วิดท์ มีการทำงานดังนี้

- กำหนดให้  $a_i = a_{av}$  : เป็นการกำหนดความถี่นอตซ์ของฟิลเตอร์ให้ตรงกับความถี่เสียง
- คำนวณ  $r_{pi}$  และ  $K_i$
- กำหนดให้  $r_{zi} = r_{pi}$  แล้วไปขั้นตอนที่ 3

ขั้นตอนที่ 3: เป็นขั้นตอนการปรับอัตราลดทอนของนอตซ์ฟิลเตอร์ตัวที่  $i$  มีการทำงานดังนี้

- คำนวณปรับเพิ่ม  $r_{zi}$
- คำนวณ  $K_i$  แล้วไปขั้นตอนที่ 4

ขั้นตอนที่ 4: ตรวจสอบสัญญาณ  $h$  (ตรวจจับว่าเสียงหายไปหรือยัง)

- ถ้า  $h \neq 1$  (ตรวจไม่พบเสียงหรือนั่นคือเสียงหายไปแล้ว) สิ้นสุดการปรับตัว
- ถ้า  $h = 1$  (ตรวจพบเสียง) จะไปขั้นตอนที่ 5

ขั้นตอนที่ 5: ตรวจสอบค่า  $r_{zi}$  ว่ามากกว่า  $r_{zmi}$  หรือไม่ ( ขั้นตอนนี้เป็นกำหนดอัตราลดทอนสูงสุดของฟิลเตอร์ (40dB) โดยการกำหนดค่าสูงสุดของ  $r_{zi}$  )

- ถ้า  $r_{zi} > r_{zmi}$  กลับไปขั้นตอนที่ 2
- ถ้า  $r_{zi} \leq r_{zmi}$  กลับไปขั้นตอนที่ 3

## 2.5 ผลการจำลองภาคควบคุมเสียง

การจำลองภาคควบคุมเสียงมีระบบดังแสดงในรูปที่ 2.19(ก) อันเป็นระบบที่มีการป้อนกลับแบบบวก และมีการป้อนสัญญาณรบกวนขาวค่าเฉลี่ยศูนย์ให้แก่ระบบเพื่อเป็นสัญญาณกระตุ้นให้แก่ระบบ

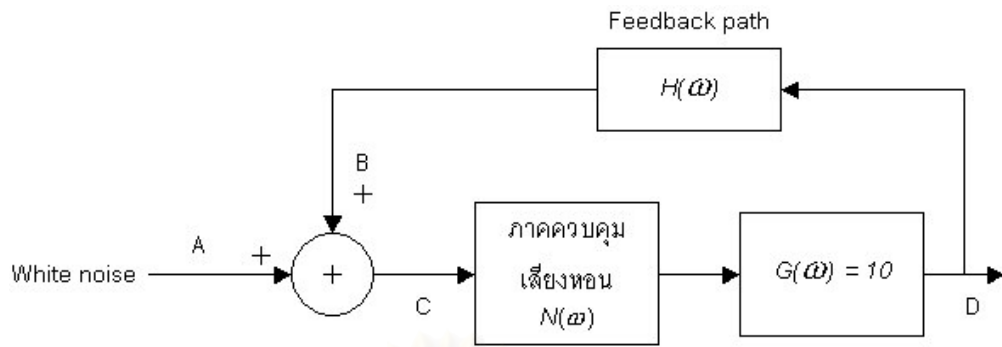
โดย  $N(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของภาคควบคุมเสียง โดยเริ่มแรก  $N(\omega) = 1$  และจะมีการปรับเปลี่ยนไปหลังจากพบเสียง

$G(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของไมโครโฟน เครื่องขยายเสียง และลำโพง

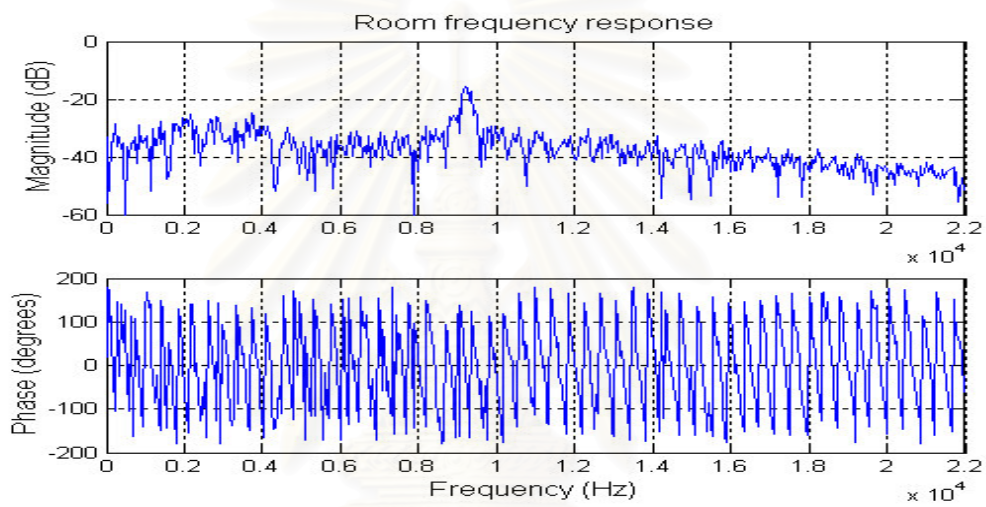
$H(\omega)$  เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของเส้นทางป้อนกลับของเสียงมีผลตอบเชิงความถี่แสดงในรูปที่

2.19(ข)

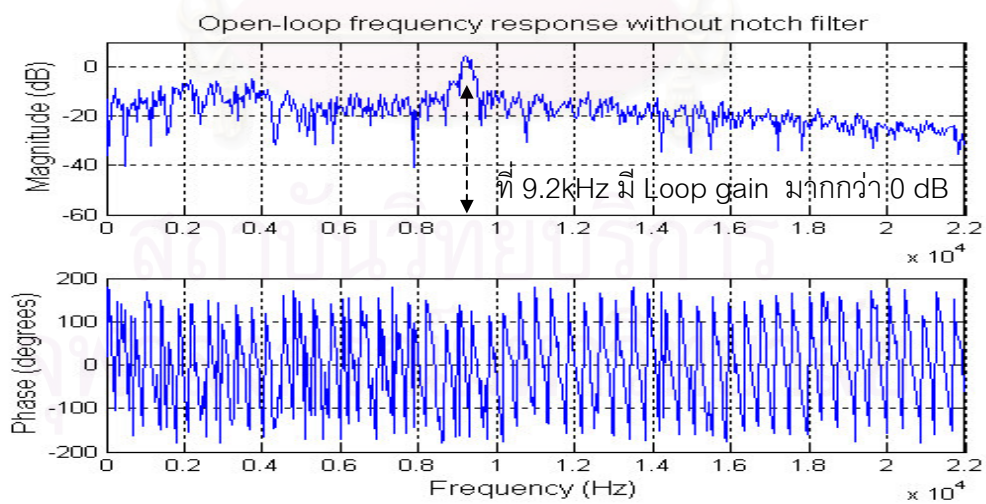
ซึ่งระบบมีอัตราขยายวงรอบเปิดมากกว่าหนึ่งที่ความถี่ประมาณ 9.2kHz ดังแสดงในรูปที่ 2.19(ค) ส่งผลให้เกิดการออสซิลเลชันที่ความถี่นี้ รูปที่ 2.20(ก)-(ข) แสดงสัญญาณในส่วนต่างๆของระบบ



(ก) บล็อกไดอะแกรมของระบบที่ใช้จำลอง

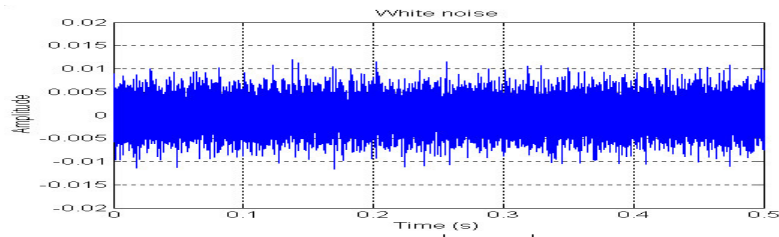


(ข) ผลตอบเชิงความถี่ของเส้นทางป้อนกลับ  $H(\omega)$

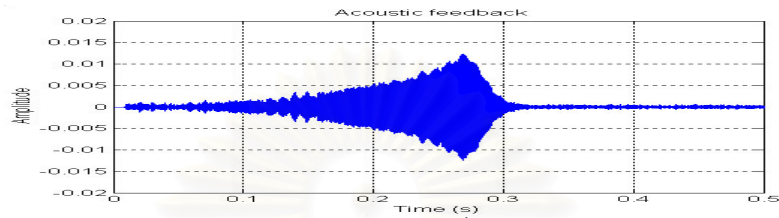


(ค) ผลตอบเชิงความถี่ของวงรอบเปิด  $N(\omega)G(\omega)H(\omega)$

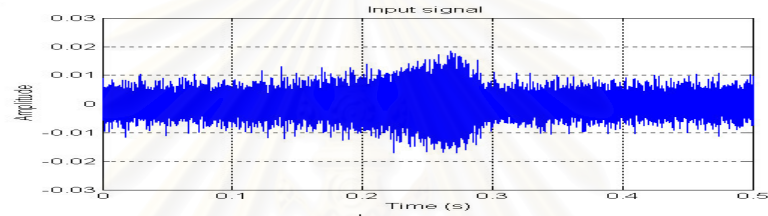
รูปที่ 2.19 ระบบที่ใช้จำลองภาคควบคุมเสียงทอน



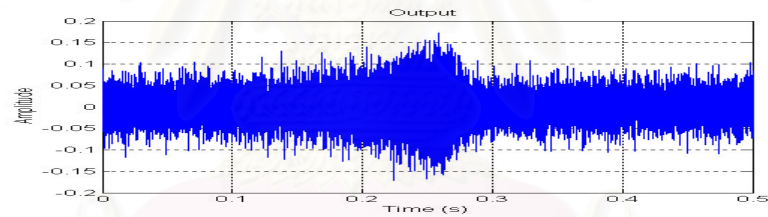
(ก) สัญญาณรบกวนขาวค่าเฉลี่ยศูนย์ที่ป้อนให้แก่ระบบ (A)



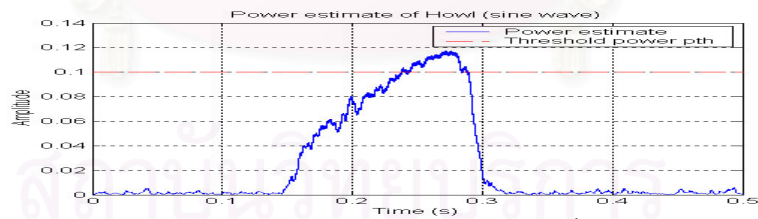
(ข) สัญญาณเสียงที่ป้อนกลับ (B)



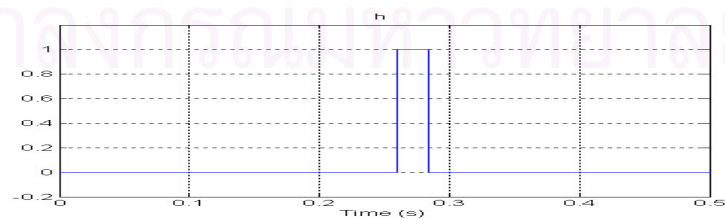
(ค) สัญญาณเสียงที่เข้าภาคควบคุมเสียงหอน (C)



(ง) สัญญาณเสียงที่ออกจากเครื่องขยายเสียง (D)

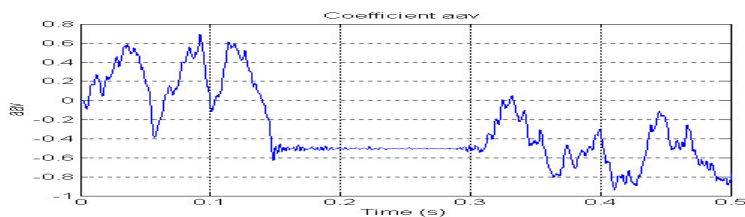
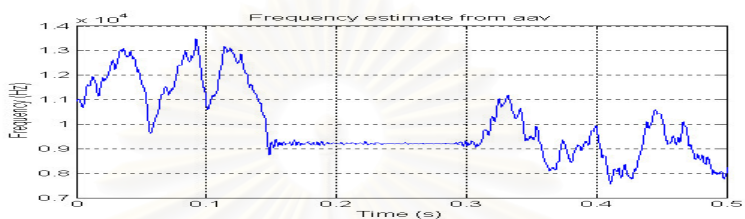


(จ) ค่าคาดคะเนกำลัง  $p$  ของสัญญาณไซน์ที่ออกจาก AGC



(ฉ) สัญญาณตรวจจับ  $h$

รูปที่ 2.20 ผลการจำลองภาคควบคุมเสียงหอน

(ข) สัญญาณสัมประสิทธิ์  $a_{av}$ (ค) แสดงความถี่ที่ตรวจจับได้จาก  $a_{av}$ 

รูปที่ 2.20 ผลการจำลองภาคควบคุมเสียงหอน (ต่อ)

หลังจากที่ภาคควบคุมเสียงหอนตรวจจับและทำการปรับพารามิเตอร์ของนอตช์ฟิลเตอร์จนระบบหยุดการออสซิลเลชันแล้ว (เวลาประมาณ 0.3s) นอตช์ฟิลเตอร์ในภาคควบคุมเสียงหอนจะมีพารามิเตอร์ดังนี้

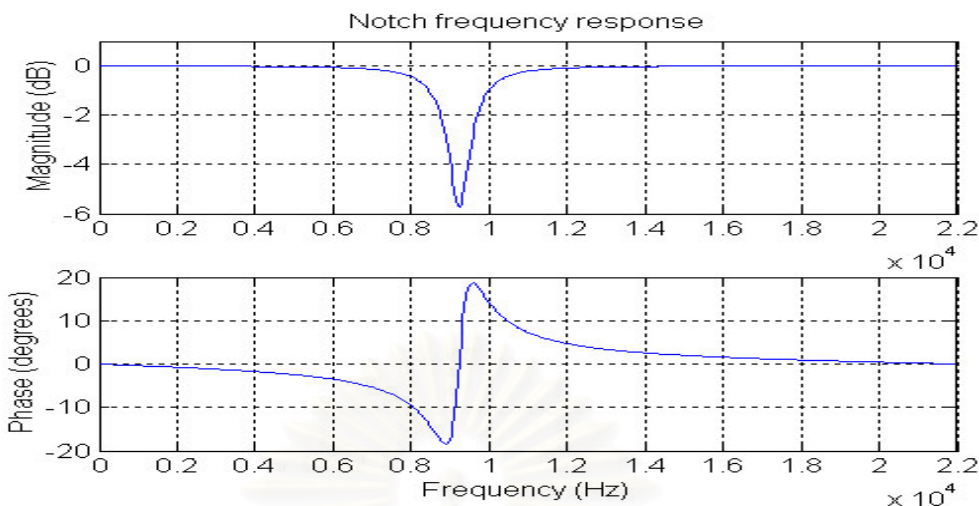
$$a_1 = -0.500135 \text{ หรือมีความถี่นอตช์ } 9,240 \text{ Hz ที่ความถี่แซมปลิง } 44.1 \text{ kHz}$$

$$r_{p1} = 0.934098$$

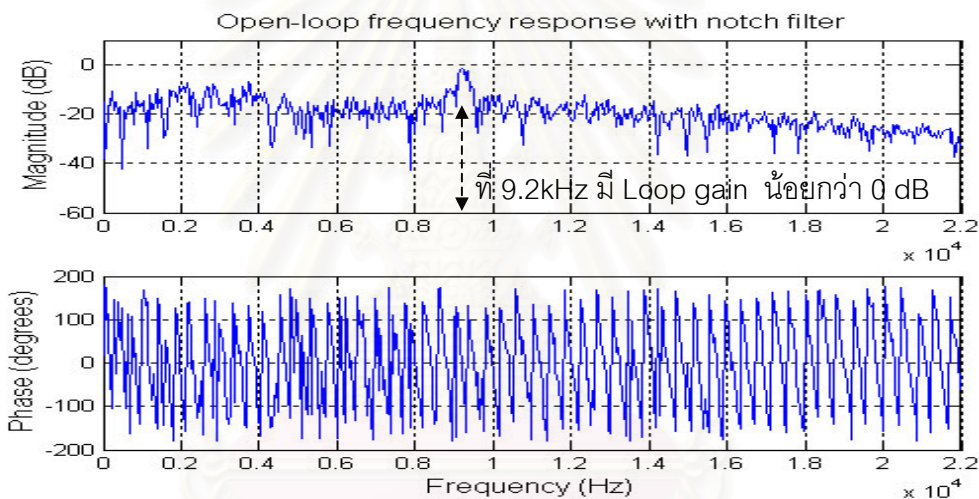
$$r_{z1} = 0.965499$$

มีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น  $N(z) = 0.968798 \frac{1 - 0.482880z^{-1} + 0.932188z^{-2}}{1 - 0.467175z^{-1} + 0.872538z^{-2}}$  มีอัตราขยายที่

ความถี่นอตช์เท่ากับ  $-5.8 \text{ dB}$  และมีผลตอบเชิงความถี่แสดงในรูปที่ 2.21(ก) ซึ่งทำให้ระบบมีอัตราขยายวงรอบเปิดที่ความถี่  $9.2 \text{ kHz}$  น้อยกว่าหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 2.21(ข) ดังนั้นการออสซิลเลชันเนื่องจากการขาดเสถียรภาพที่ความถี่นี้จึงหยุดไป



(ก) ผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์



(ข) ผลตอบเชิงความถี่ของวงรอบเปิด  $N(\omega)G(\omega)H(\omega)$  หลังจากใส่ นอตช์ฟิลเตอร์

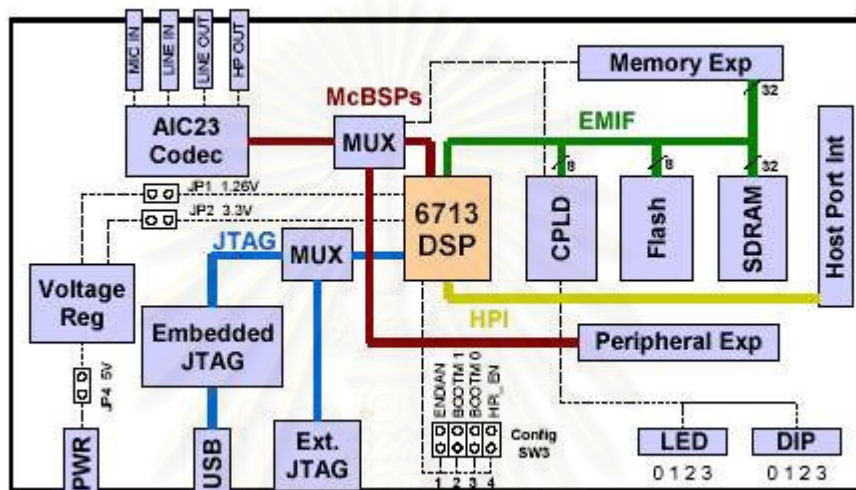
รูปที่ 2.21 ผลตอบเชิงความถี่ของระบบหลังจากใส่ นอตช์ฟิลเตอร์

## 2.6 การประยุกต์ภาคควบคุมเสียงหอนบนตัวประมวลผลเชิงเลข

ภาคควบคุมเสียงหอนจะถูกโปรแกรมลงบน TMS320C6713 DSP Starter Kit (6713DSK) อันเป็นบอร์ดที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่จำเป็นต่างๆเช่น

1. ตัวประมวลผล (Processor) เป็นวงจรมประมวลเบอร์ TMS320C6713 ซึ่งเป็นตัวประมวลผลแบบ floating-point ทำงานด้วยความเร็วสัญญาณนาฬิกา (Clock) 225 MHz มีความสามารถในการคำนวณ 1800 MIPS (Million Instructions Per Second) และ 1350 MFLOPS (Million Floating point Operation Per Second)

2. ตัวเข้ารหัสและถอดรหัส (Codec) เป็นวงจรประมวลเบอร์ TLV320AIC23 ภายในมีตัวแปลงอะนาลอกเป็นดิจิทัล (ADCs) และตัวแปลงดิจิทัลเป็นอะนาลอก (DACs) ที่ทำงานแบบ 16 bit stereo สามารถปรับเปลี่ยนความถี่แซมปลิงได้ตั้งแต่ 8kHz - 96kHz นอกจากนี้ยังมีอุปกรณ์รายรอบอื่นๆอีกเช่น CPLD, Flash และ SDRAM เป็นต้น รูปที่ 2.22 แสดงส่วนประกอบของ TMS320C6713 DSP Starter Kit



รูปที่ 2.22 ส่วนประกอบของ TMS320C6713 DSP Starter Kit

เนื่องจากบอร์ดนี้มีอุปกรณ์ทุกอย่างเพียงพอสำหรับการทำงานของภาคควบคุมเสียงนอนอยู่แล้วจึงไม่ต้องต่ออุปกรณ์เพิ่มเติม การโปรแกรมการทำงานของบอร์ดจะใช้โปรแกรม Code Composer Studio™v2.2 โดยเขียนโปรแกรมเป็นภาษาซีบนคอมพิวเตอร์แล้วจึงโหลดโปรแกรมไปยังบอร์ดผ่าน USB สำหรับช่องสัญญาณเสียงเข้าและออกจะใช้ช่อง LINE IN และ LINE OUT ตามลำดับ และจะตั้งค่าให้ Codec(AIC23) มีความถี่แซมปลิง 44.1kHz ซึ่งจะให้แบนด์วิธของสัญญาณเสียงเท่ากับ 22.05kHz

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

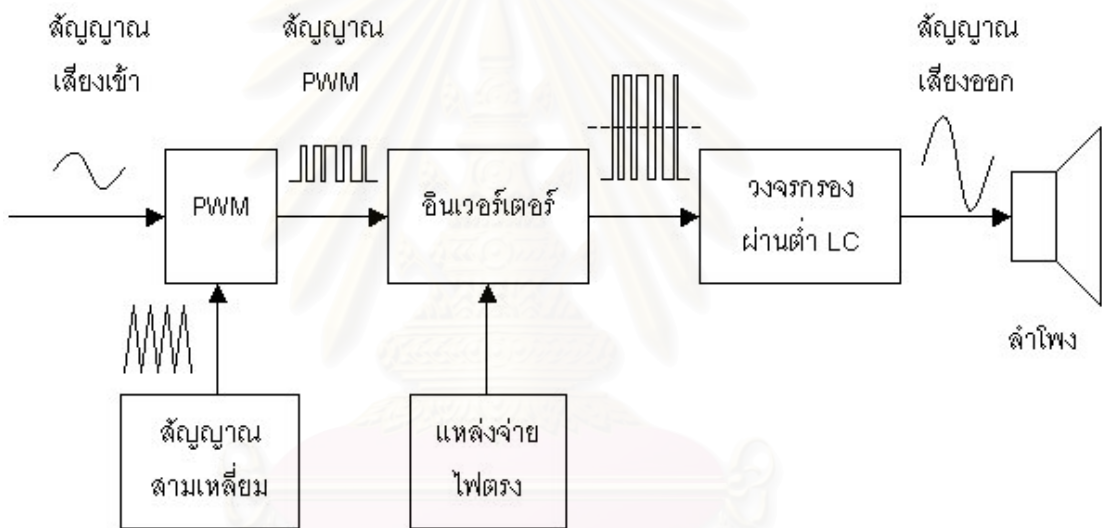


### บทที่ 3

## วงจรรขยายเสียงคลาสดี

### 3.1 โครงสร้างวงจรรขยายเสียงคลาสดี

โครงสร้างวงจรรขยายเสียงคลาสดีแสดงในรูปที่ 3.1 มีหลักการทำงานคือจะรับสัญญาณเสียงมาแปลงเป็นสัญญาณ PWM ( Pulse Width Modulated signal ) ที่ความถี่คงตัว และสัญญาณนี้จะไปขับนำสวิทช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อสร้างแรงดัน PWM ที่มีขนาดใหญ่ขึ้น แล้วจึงกรององค์ประกอบการสวิตช์ออกด้วยวงจรกรองผ่านต่ำ LC ก็จะได้สัญญาณเสียงที่ถูกขยายแล้วไปขับลำโพง

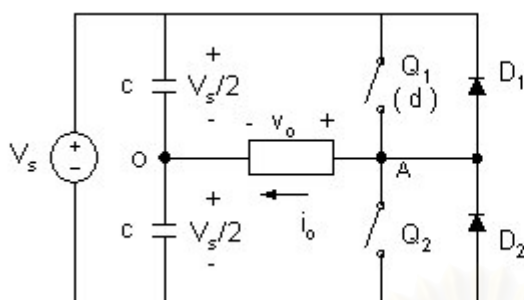


รูปที่ 3.1 โครงสร้างพื้นฐานวงจรรขยายเสียงคลาสดี

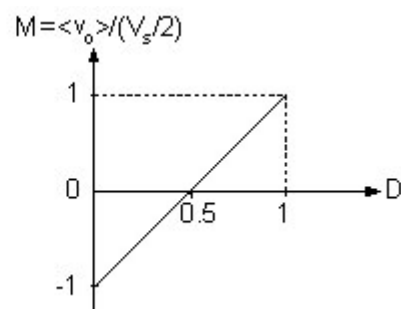
#### 3.1.1 วงจรและหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

วงจรรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ประกอบด้วยสวิทช์ 2 ตัวดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยการทำงานของสวิทช์จะเป็นแบบคู่ประกอบ (Complementary) ให้แรงดันด้านออก  $v_o$  ที่สามารถแปรค่าได้ระหว่าง  $-\frac{V_s}{2}$  ถึง  $\frac{V_s}{2}$  เมื่อวัฏจักรงาน  $D$  แปรค่าระหว่าง 0 ถึง 1 ถ้าเราให้  $D$  เป็นฟังก์ชันของเวลา  $d(t)$  โดยที่  $d(t)$  แปรค่าอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับคาบของการสวิตช์ เราสามารถสังเคราะห์แรงดันออกซึ่งค่าเฉลี่ยจะเป็นฟังก์ชันของเวลาได้ดังสมการ

$$v_o = \frac{V_s}{2} (2d(t) - 1) \quad (3.1)$$



(ก) วงจรกึ่งบริดจ์

(ข) อัตราการแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง  
หรือลักษณะสถิติ

รูปที่ 3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์และลักษณะสถิติ

ถ้าต้องการแรงดัน  $v_o$  เป็นรูปไซน์ เราจะให้ฟังก์ชันของวัฏจักรงานเป็นดังสมการ

$$d(t) = 0.5 + m_a \sin \omega_a t \quad ; m_a \leq 0.5 \quad (3.2)$$

โดยที่  $m_a$  คือ อัตราการมอดูเลตแอมพลิจูด

$\omega_a$  คือ ความถี่การมอดูเลต (Modulating frequency)

เมื่อแทนค่า  $d(t)$  ลงในสมการที่ (3.1) จะได้ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของ  $v_o$  ดังนี้

$$\bar{v}_o = \frac{V_s}{2} 2 m_a \sin \omega_a t = V_s m_a \sin \omega_a t \quad (3.3)$$

### 3.1.2 สเปกตรัมแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

รูปคลื่นแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แสดงในรูปที่ 3.3(ก) ซึ่งเป็นรูปคลื่น PWM ที่มีการสวิตช์แรงดันแบบสองขั้ว (Bipolar voltage switching) คือแรงดันออกจะมีทั้งแรงดันบวก ( $\frac{V_s}{2}$ ) และลบ ( $-\frac{V_s}{2}$ )

เมื่อนิยามอัตราการมอดูเลตความถี่ (Frequency-modulation ratio) ดังนี้

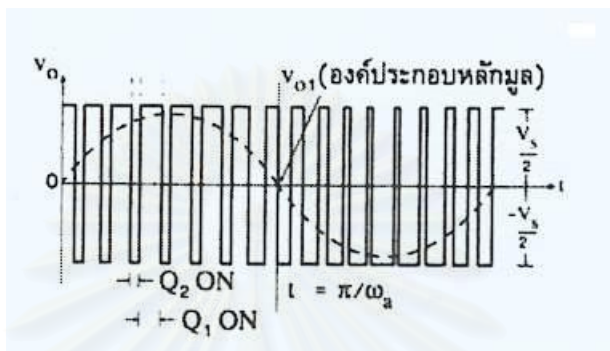
$$m_f = \frac{f_s}{f_a} \quad (3.4)$$

โดยที่  $f_s$  คือความถี่การสวิตช์

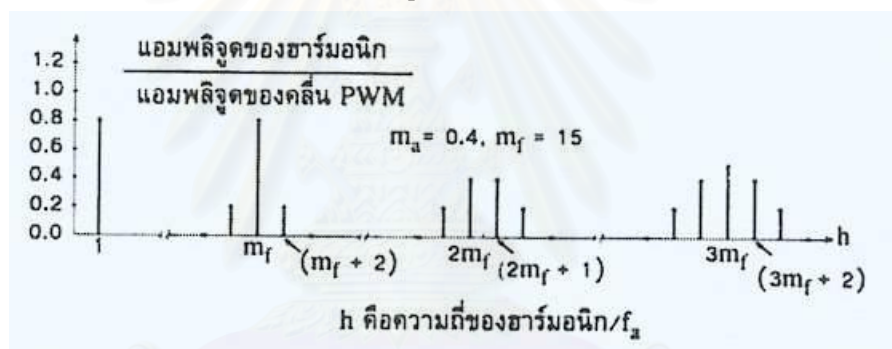
$f_a$  คือความถี่การมอดูเลต

เงื่อนไขที่จะทำให้สามารถหาค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของคลื่น PWM ก็คือ  $m_f \gg 1$  และ ความถี่หักมุม (Corner frequency)  $f_c$  ของวงจรรองผ่านต่ำเป็นไปตามเงื่อนไข (3.5) คือ

$$f_a \ll f_c \ll f_s \quad (3.5)$$



(ก) รูปคลื่น PWM

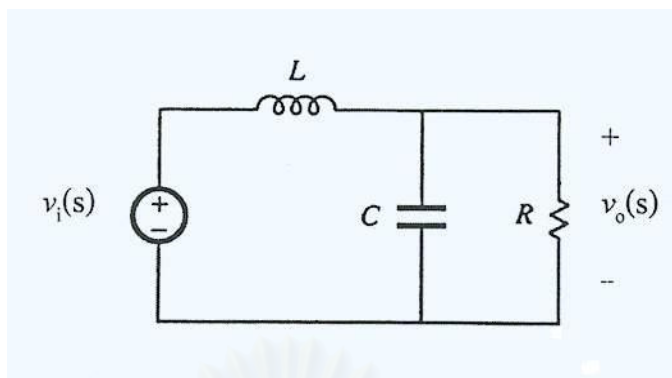


(ข) สเปกตรัม

รูปที่ 3.3 รูปคลื่นแรงดันออกและสเปกตรัมของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

### 3.2 วงจรรองผ่านต่ำ

เนื่องจากแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์มีองค์ประกอบความถี่การสวิตช์และความถี่แถบข้างปนอยู่กับความถี่การมอดูเลตดังแสดงในรูป 3.3(ข) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีการกำจัดองค์ประกอบความถี่สูงนี้ออกด้วยวงจรรองผ่านต่ำในวิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้วงจรรองผ่านต่ำอันดับสองซึ่งเป็นวงจรรองที่นิยมใช้ในวงจรแปลงผันทั่วไปเนื่องจากมีโครงสร้างที่ง่ายต่อการวิเคราะห์และการสร้างจริง วงจรรองผ่านต่ำอันดับสองแสดงในรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรกรองผ่านต่ำอันดับสอง

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรกรองผ่านต่ำนี้คือ

$$G(s) = \frac{v_o(s)}{v_i(s)} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (3.6)$$

จากสมการ (3.6) สามารถจัดให้อยู่ในรูปของตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor, Q) และความถี่หักมุม  $\omega_c$  ได้เป็น

$$G(s) = \frac{1}{\left(\frac{s}{\omega_c}\right)^2 + \frac{s}{Q\omega_c} + 1} \quad (3.7)$$

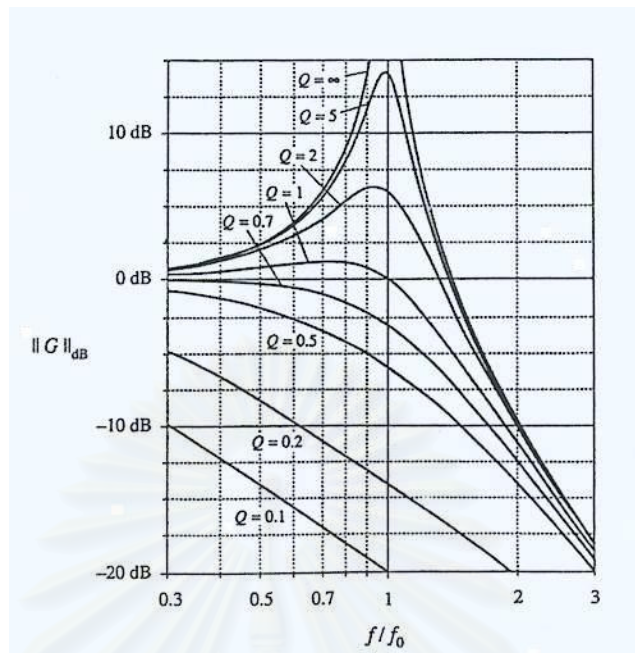
โดยที่

$$Q = R\sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.8)$$

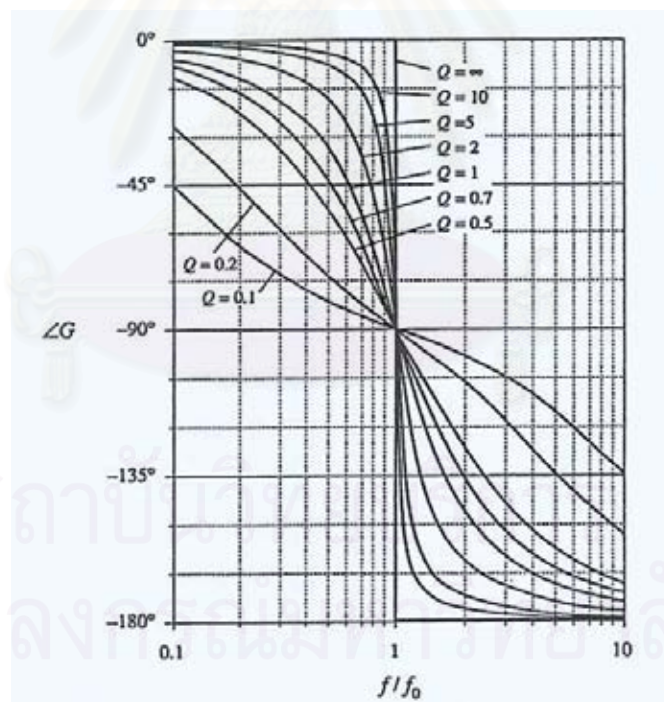
และ

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (3.9)$$

จากสมการ (3.8) และ (3.9) เราสามารถหาค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุได้โดยการกำหนดความถี่หักมุมและตัวประกอบคุณภาพของวงจรกรองผ่านต่ำ รูปที่ 3.5 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ค่าตัวประกอบคุณภาพต่าง ๆ



(ก) กราฟแสดงขนาดกับความถี่



(ข) กราฟแสดงเฟสกับความถี่

รูปที่ 3.5 แสดงผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ค่า Q ต่าง ๆ

### 3.3 การออกแบบวงจรขยายเสียงคลาสดี

#### 3.3.1 ข้อกำหนดของวงจรขยายเสียงคลาสดี

- ผลตอบเชิงความถี่ 20Hz - 20kHz
- กำลังด้านออกประสิทธิภาพ 100W ที่โหลดความต้านทาน 8  $\Omega$
- ประสิทธิภาพสูงกว่า 70% (ขณะจ่ายโหลดสูงสุด)

การกำหนดความถี่การสวิตช์เพื่อให้ความผิดเพี้ยนน้อยที่สุด ควรให้มีค่าน้อยเป็น 5 เท่าของความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียง (Duncan and Gowar, 1989) ถึงแม้ว่าการเพิ่มความถี่การสวิตช์จะทำให้ความผิดเพี้ยนน้อยลง แต่ก็ทำให้การสูญเสียในสวิตช์เพิ่มขึ้นส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรขยายลดลงด้วย ดังนั้นจึงกำหนดให้ความถี่การสวิตช์เป็น 5 เท่าของความถี่เสียงสูงสุดคือ  $f_s = 5 \times 20\text{kHz} = 100\text{kHz}$

#### 3.3.2 แหล่งจ่ายไฟตรง

ในกรณีสัญญาณไซน์สามารถคำนวณค่ายอดของแรงดันตกคร่อมโหลดได้จาก

$$P_{Load} = \frac{(V_{Load,p})^2}{2R_{Load}} \quad (3.10)$$

หรือจัดรูปใหม่จะได้

$$V_{Load,p} = \sqrt{2P_{Load}R_{Load}} \quad (3.11)$$

โดยที่  $V_{Load,p}$  คือค่ายอดของแรงดันตกคร่อมโหลด

$P_{Load}$  คือกำลังที่โหลด

$R_{Load}$  คือความต้านทานโหลด

แทนค่า  $P_{Load} = 100\text{W}$  และ  $R_{Load} = 8\ \Omega$  จะได้ค่ายอดของแรงดันตกคร่อมโหลด  $V_{Load,p} = 40\text{V}_p$

จากค่ายอดของแรงดันตกคร่อมโหลด ในเบื้องต้นสามารถกะประมาณแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงได้จากสมการ (3.3) ถ้าให้  $m_d = 0.5$  จะต้องใช้แรงดันแหล่งจ่ายเท่ากับ  $2 \times 40 = 80\text{V}$

คำนวณค่ายอดของกระแสโหลด  $I_{Load,p}$  ได้จาก

$$I_{Load,p} = \sqrt{\frac{2P_{Load}}{R_{Load}}} \quad (3.12)$$

เมื่อแทนค่าจะได้ค่ายอดของกระแสเท่ากับ  $5\text{A}_p$

จากค่าประมาณแรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงและกระแสสูงสุดที่คำนวณได้ข้างต้น จึงเลือกใช้สวิตช์กำลังเป็นมอสเฟตเบอร์ IRF740 ซึ่งทนแรงดันได้สูงสุด 400V ทนกระแสต่อเนื่องได้ 10A และมีความต้านทานในสวิตช์  $R_{DS(ON)} = 0.55 \Omega$

เมื่อคำนึงถึงผลของเวลาพัก (Dead time) และความต้านทานในสวิตช์  $R_{DS(ON)}$  จะได้ความสัมพันธ์ของแรงดันที่ไหลกับแหล่งจ่ายไฟตรงดังนี้

$$\bar{V}_{Load,p} = \frac{R_{Load}}{R_{Load} + R_{DS(ON)}} (m_a - f_s T_d) V_s \quad (3.13)$$

โดยที่  $\bar{V}_{Load,p}$  คือค่ายอดของแรงดันเฉลี่ยเฉพาะที่ที่ไหล

$V_s$  คือแรงดันแหล่งจ่าย

$m_a$  คืออัตรากรมอดูเลตแอมพลิจูด

$f_s$  คือความถี่การสวิตช์

$T_d$  คือเวลาพัก

ที่กำลังออก 100W จะมี  $\bar{V}_{Load,p}$  เท่ากับ 40V<sub>p</sub> และเมื่อกำหนดให้  $m_a$  มีค่าสูงสุดเป็น 0.45 และ  $T_d = 0.3 \mu s$  สามารถคำนวณแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงได้จาก

$$V_s = \frac{\bar{V}_{Load,p}}{\frac{R_{Load}}{R_{Load} + R_{DS(ON)}} (m_a - f_s T_d)} \quad (3.14)$$

เมื่อแทนค่าต่างๆ จะคำนวณแรงดันแหล่งจ่ายไฟตรงได้  $V_s = 101.8V$  แต่ในทางปฏิบัติจะใช้แรงดันแหล่งจ่าย  $V_s = 110V$  ทั้งนี้เพื่อชดเชยแรงดันตกในวงจรกรองผ่านต่ำ

ขนาดของตัวเก็บประจุกรองแรงดันสำหรับวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_{DC}}{2f_{Line} \Delta V_{p-p}} \quad (3.15)$$

โดยที่  $I_{DC}$  คือกระแสเฉลี่ย

$f_{Line}$  คือความถี่ของแหล่งจ่ายไฟสลับเท่ากับ 50Hz

$\Delta V_{p-p}$  คือค่าแรงดันระลอกจากยอดถึงยอด

ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{DC} = \frac{P_{Load}}{\eta \times V_s} \quad (3.16)$$

โดยที่  $\eta$  คือประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียง

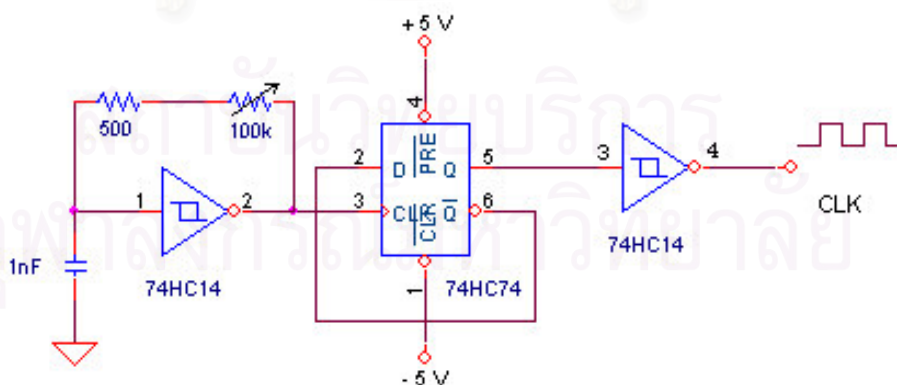
จากข้อกำหนดประสิทธิภาพ 70% ที่กำลังออก  $P_{Load} = 100W$  จะคำนวณกระแสเฉลี่ยสูงสุด  $I_{DC} = 1.36A$  และเมื่อกำหนดให้ค่าแรงดันระลอก  $\Delta V_{p-p} = 5V_{p-p}$  คำนวณขนาดตัวเก็บประจุได้เท่ากับ  $2721\mu F$  ในทางปฏิบัติเลือกใช้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันขนาด  $3000\mu F/200V$

### 3.3.3 วงจรสร้างสัญญาณ PWM

วงจรมีประกอบด้วยวงจรร้อยย 3 วงจรคือวงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและวงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์

#### 3.3.3.1 วงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา

วงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกาใช้วงจรถ่ายสัญญาณแบบชmitt trigger (Schmitt trigger oscillator) สร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ประมาณ 200kHz จากนั้นใช้ D Flip-Flop (74HC74) ทหารความถี่ลงมาสองเท่า (100kHz) และปรับสัญญาณของสัญญาณนาฬิกาให้สมมาตรแล้วจึงต่อผ่านบัฟเฟอร์ (74HC14) ก่อนผ่านไปยังส่วนต่อไป วงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกาแสดงในรูปที่ 3.6

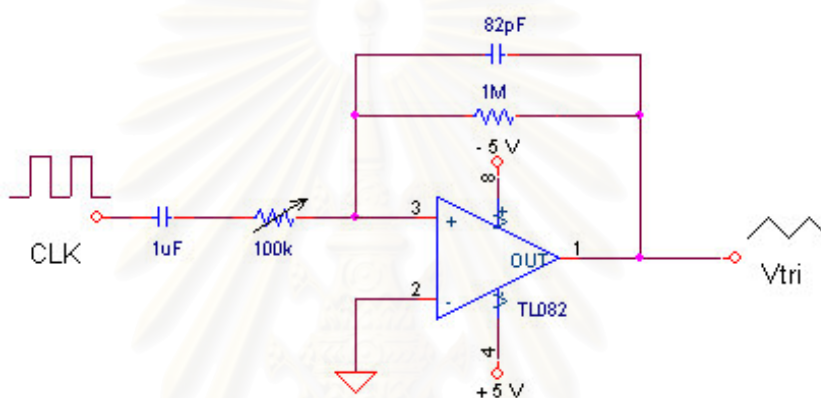


รูปที่ 3.6 วงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา



### 3.3.3.2 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

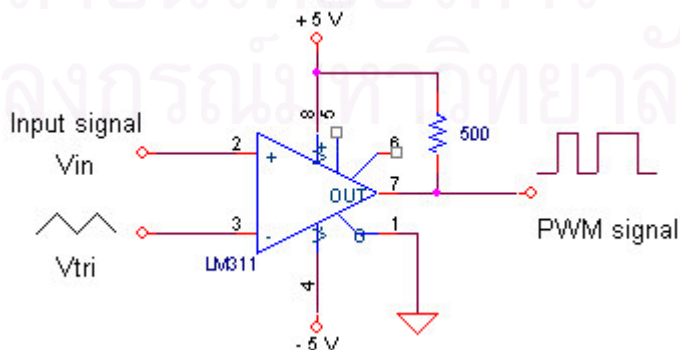
วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมทำหน้าที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเพื่อใช้ในการมอดูเลต โดยการนำสัญญาณนาฬิกา CLK มากรององค์ประกอบไฟตรงออกด้วยวงจรกรองผ่านสูง จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรอินทิเกรทจะได้สัญญาณสามเหลี่ยม โดยวงจรอินทิเกรทออกแบบให้มีค่าคงตัวเวลาเท่ากับ  $82\mu\text{s}$  ซึ่งมากกว่าครึ่งคาบของสัญญาณนาฬิกาประมาณ 16 เท่าจึงทำให้ความเพี้ยนเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของสัญญาณสามเหลี่ยมมีค่าน้อย ในที่นี้จะปรับตั้งให้สัญญาณสามเหลี่ยมมีขนาด  $2V_p$  วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

### 3.3.3.3 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์

วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์ใช้วงจรเปรียบเทียบหรือคอมพาราเตอร์ (LM311) ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง ( $V_r$ ) กับสัญญาณสามเหลี่ยม ( $V_{tri}$ ) เพื่อสร้างสัญญาณ PWM วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์แสดงในรูปที่ 3.8



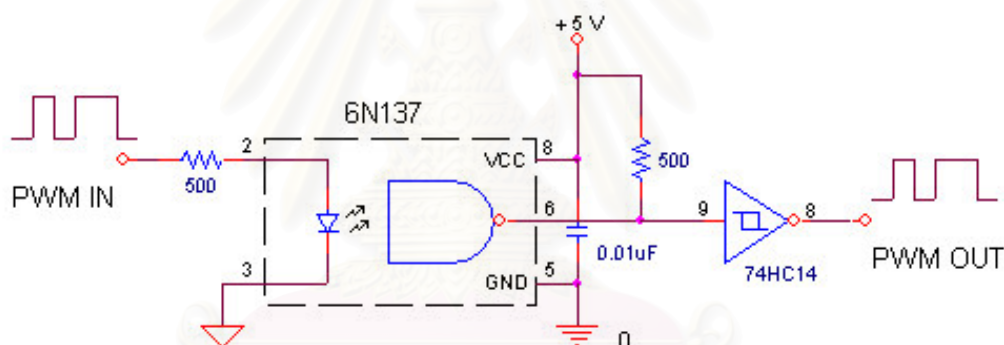
รูปที่ 3.8 วงจรมอดูเลตความกว้างพัลส์

### 3.3.4 วงจรขับนำสวิตช์

วงจรขับนำสวิตช์ประกอบด้วย 3 วงจรย่อยคือ วงจรเชื่อมโยงผ่านแสง วงจรสร้างเวลาพัก และวงจรขับนำเกต

#### 3.3.4.1 วงจรเชื่อมโยงผ่านแสง

วงจรเชื่อมโยงผ่านแสงแสดงในรูปที่ 3.9 มีหน้าที่แยกโดดระหว่างระบบไฟฟ้าของภาคสัญญาณ PWM (แรงดันต่ำ) กับระบบไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์ (แรงดันสูง) ทั้งนี้เพื่อป้องกันความเสียหายของอุปกรณ์ในภาคสัญญาณเมื่อเกิดการผิดพลาดขึ้นในส่วนของอินเวอร์เตอร์ วงจรประมวลผลที่ใช้ในการแยกโดดคือ 6N137 ซึ่งสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 10Mbit/s และมีความสามารถในการแยกโดดแรงดันได้  $10\text{kV}/\mu\text{s}$  เนื่องจากสัญญาณออกของ 6N137 มีการกลับเฟสจึงต้องต่อบัฟเฟอร์กลับเฟส 74HC14 ก่อนส่งสัญญาณออกไปยังภาคต่อไป



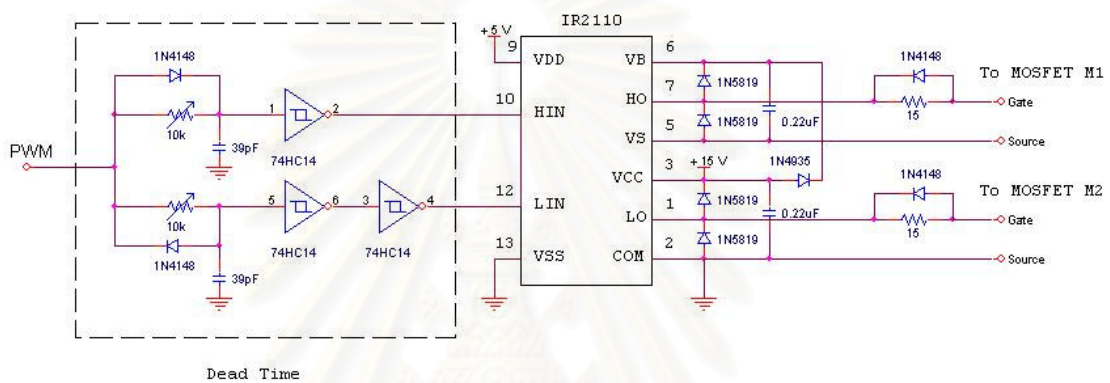
รูปที่ 3.9 วงจรเชื่อมโยงผ่านแสง

#### 3.3.4.2 วงจรสร้างเวลาพัก

เวลาพัก (Dead time) มีไว้เพื่อป้องกันปรากฏการณ์ทะลุผ่าน (Shoot through) ซึ่งเป็นการลัดวงจรของแหล่งจ่ายไฟตรงผ่านสวิตช์ไจงานอันเนื่องมาจากความไม่อุดมคติของสวิตช์ ทำให้สวิตช์ไจงานนำกระแสพร้อมกัน วงจรสร้างเวลาพักทำหน้าที่รับสัญญาณ PWM จากวงจรเชื่อมโยงผ่านแสงมาทำการสร้างเวลาพัก โดยต่อไดโอดขนานกับตัวต้านทานปรับค่าได้เพื่อควบคุมการหน่วงเวลาสำหรับขอบขาขึ้นและขาลงของพัลส์สัญญาณ PWM เวลาพักจะถูกปรับตั้งไว้ที่  $0.3\mu\text{s}$  วงจรสร้างเวลาพักแสดงอยู่ในรูป 3.10 (ก) วงจรด้านซ้ายมือ

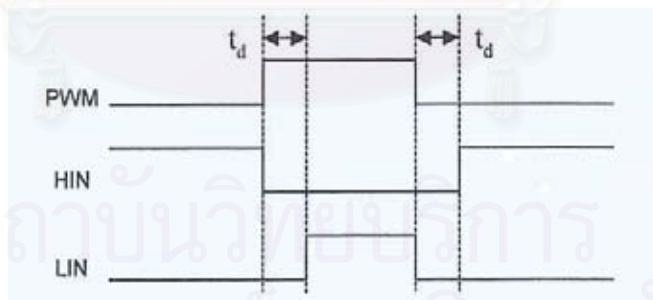
### 3.3.4.3 วงจรขับนำเกต

วงจรขับนำเกตใช้วงจรประมวลผลเบอร์ IR2110 ซึ่งเป็นวงจรขับนำสำหรับสวิตซ์กึ่งบริดจ์สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง สัญญาณขับนำมีความสมมาตร และสามารถจ่ายกระแสออกได้สูงโดยสวิตซ์ด้านบนในกึ่งอินเวอร์เตอร์ (M1) ใช้หลักการบรูตสเตรปทำให้ไม่จำเป็นต้องต่อไฟเลี้ยงเพิ่ม วงจรสร้างเวลาพักและวงจรขับนำเกตแสดงอยู่ในรูป 3.10 (ก)



Dead Time

(ก) วงจรสร้างเวลาพักและวงจรขับนำเกต



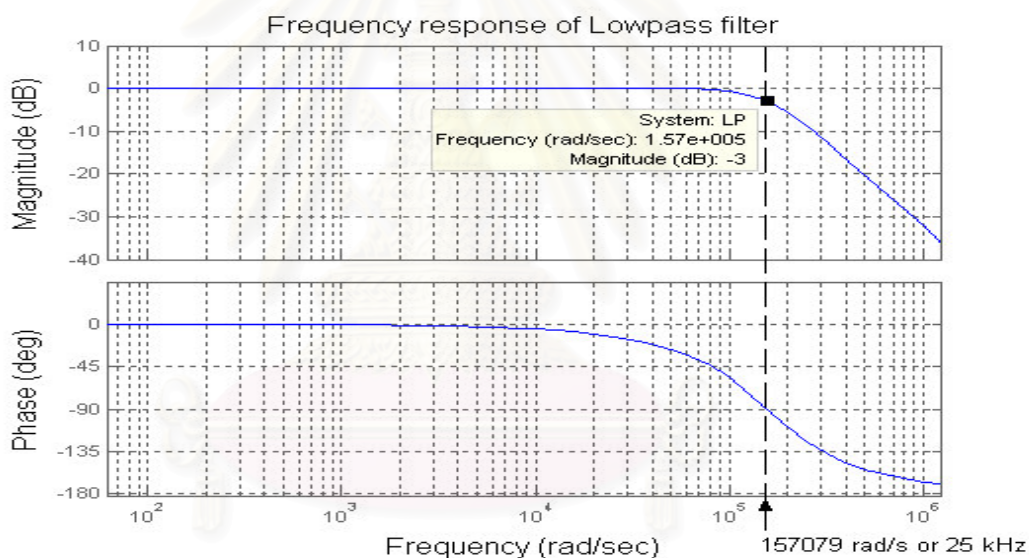
(ข) รูปคลื่นสัญญาณ PWM HIN และ LIN

รูปที่ 3.10 วงจรสร้างเวลาพักและวงจรขับนำเกต

### 3.3.5 วงจรกรองผ่านต่ำ

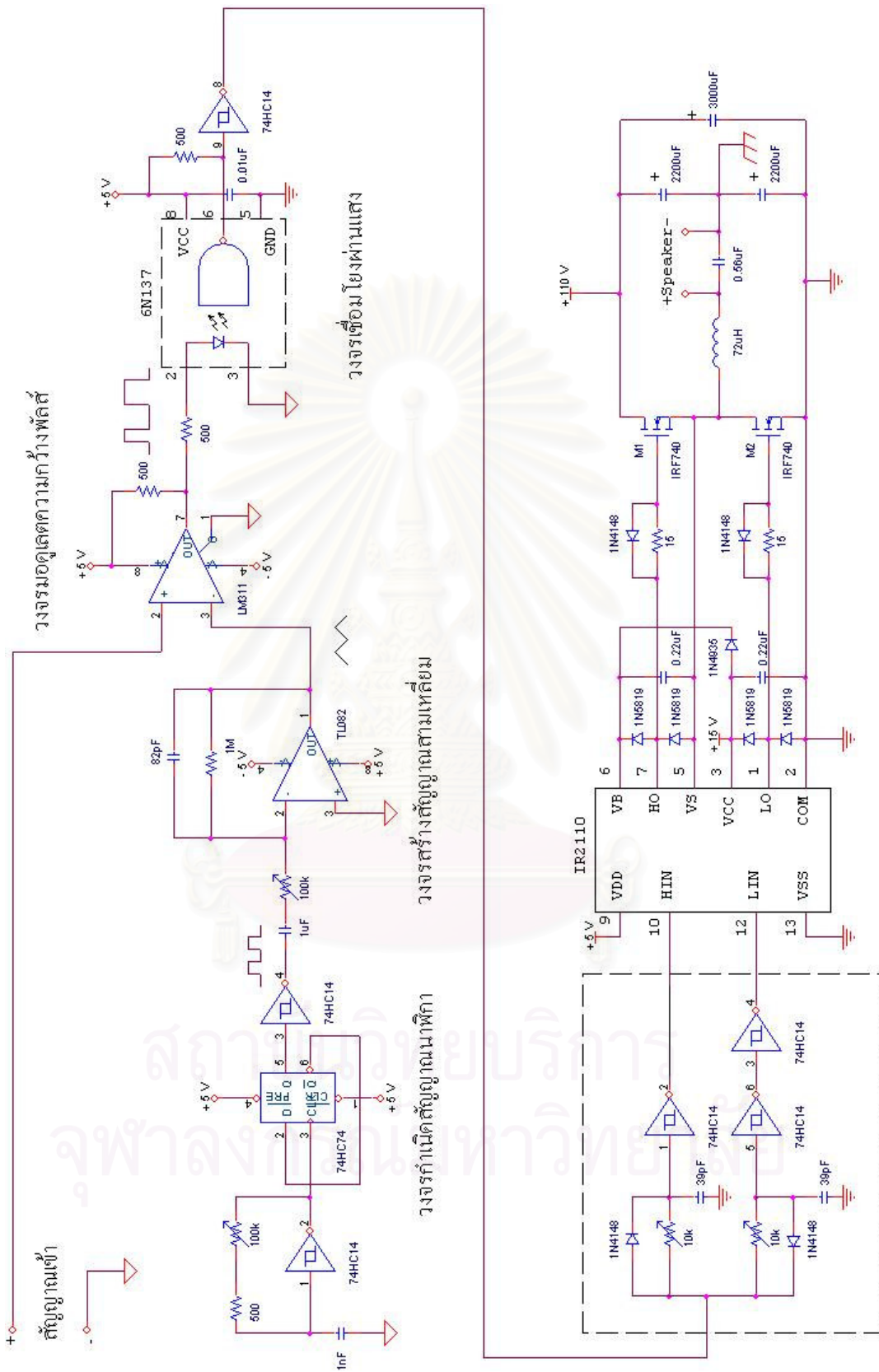
จากข้อกำหนดความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงคือ 20kHz จึงกำหนดให้วงจรกรองผ่านต่ำมีความถี่หักมุม  $f_c = 25\text{kHz}$  และมีค่า  $Q = 0.707$  ซึ่งจะทำให้มีการลดทอนที่ความถี่หักมุมเท่ากับ -3 dB เมื่อแทนค่านี้ลงใน (3.8) และ (3.9) และแก้สมการจะได้ค่า  $L = 72\mu\text{H}$  และ  $C = 0.562\mu\text{F}$  ในทางปฏิบัติใช้ค่า  $L = 72\mu\text{H}$  และ  $C = 0.56\mu\text{F}$  วงจรกรองผ่านต่ำนี้มีฟังก์ชันถ่ายโอนตามสมการที่ (3.17) และมีผลตอบเชิงความถี่แสดงในรูปที่ 3.11

$$G(s) = \frac{1}{4.032 \times 10^{-11} s^2 + 9 \times 10^{-6} s + 1} \quad (3.17)$$



รูปที่ 3.11 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรกรองผ่านต่ำที่ออกแบบได้

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



วงจรมอดูเลตความถี่กำลัง

วงจรเชื่อมโย่งผ่านแสง

วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

วงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา

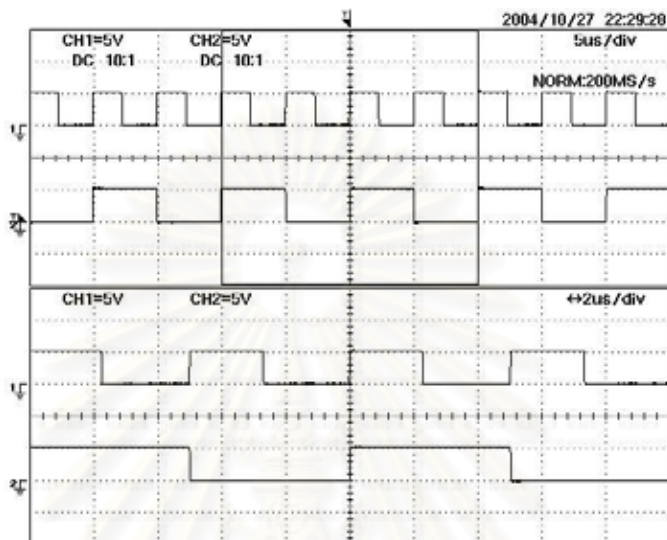
วงจรถ่ายนาฬิกา

รูปที่ 3.12 วงจรขยายเสียงตลาดสด

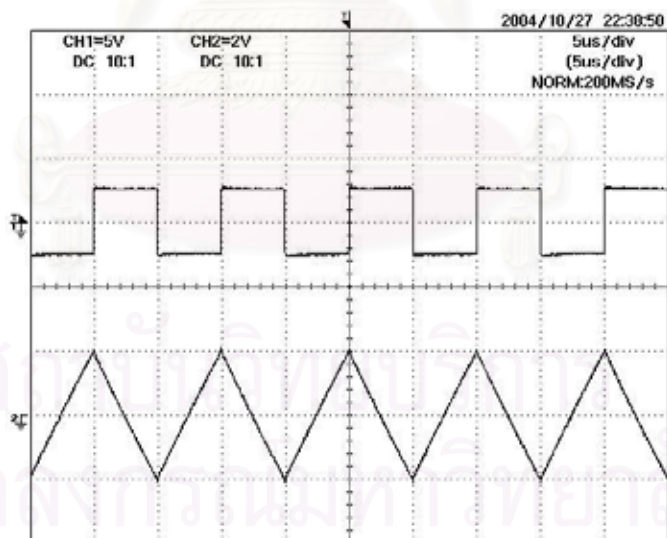
วงจรถ่ายแรงผลัก

### 3.4 ผลการทดสอบการทำงานของวงจรขยายเสียงคลาสดี

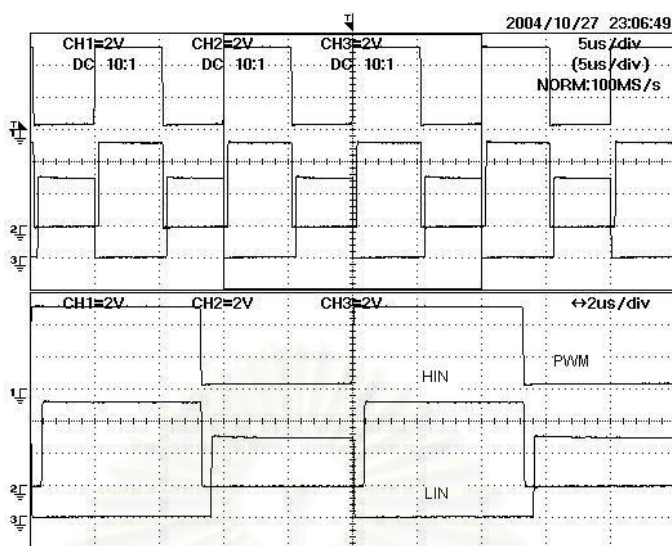
เมื่อนำวงจรขยายเสียงคลาสดีที่ออกแบบได้มาสร้างวงจร แล้วทดสอบการทำงานของวงจรในแต่ละส่วนได้ผลดังแสดงในรูปที่ 3.13 ถึง 3.16



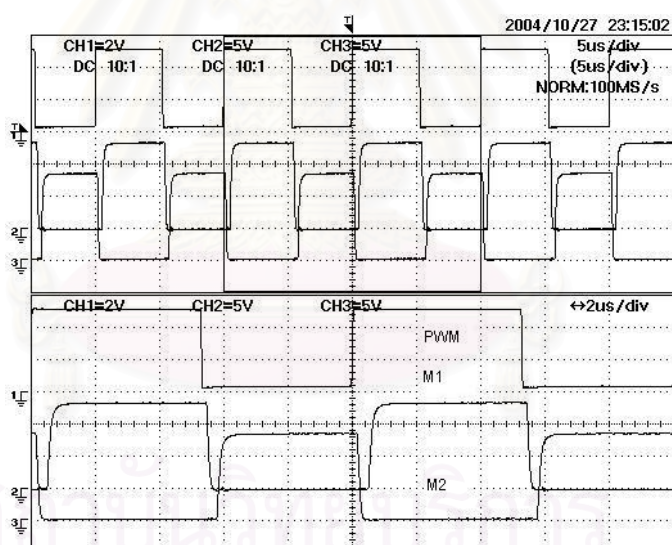
รูปที่ 3.13 สัญญาณนาฬิกาความถี่ 100kHz



รูปที่ 3.14 สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองผ่านสูงและสัญญาณสามเหลี่ยมความถี่ 100kHz

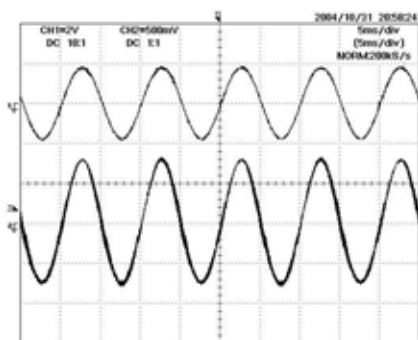


รูปที่ 3.15 สัญญาณ PWM และสัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างเวลาพัก (HIN,LIN)

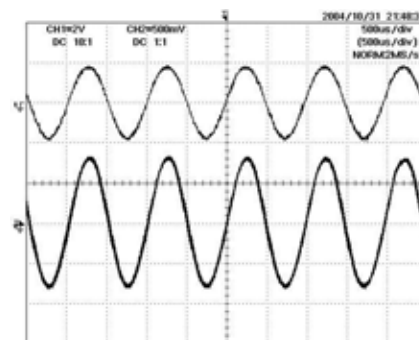


รูปที่ 3.16 สัญญาณขับนำสวิตซ์

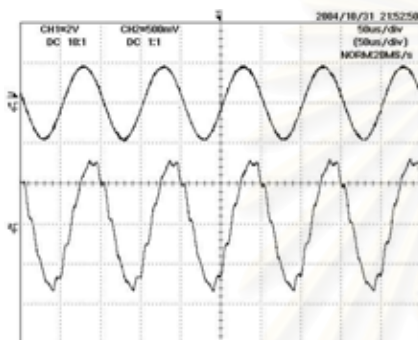
รูปที่ 3.17 (ก)-(ง) แสดงแรงดันเข้าและออกของวงจรมายาเสียงคลาสดีเมื่อป้อนสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์ขนาด  $1.8V_p$  ความถี่ 100Hz ,1kHz , 10kHz และ 20kHz ตามลำดับ โดยโหลดเป็นความต้านทาน  $8 \Omega$



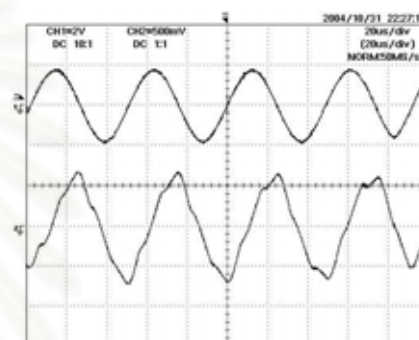
(ก) 100Hz



(ข) 1kHz



(ค) 10kHz



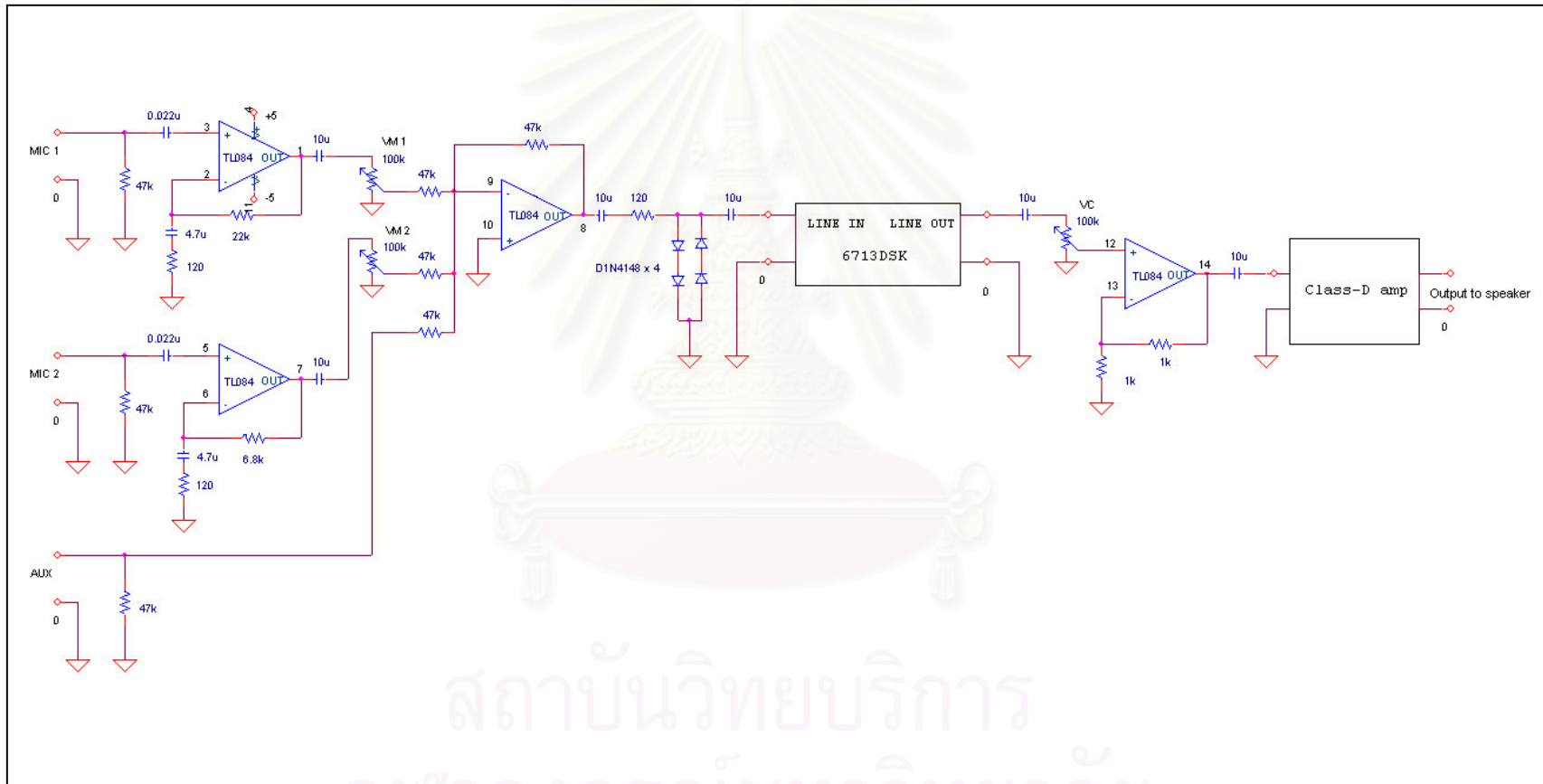
(ง) 20kHz

รูปที่ 3.17 แสดงแรงดันเข้าและออกของวงจรขยายเสียงคลาสดีเมื่อป้อนสัญญาณเข้าเป็นสัญญาณไซน์ (CH1: 2V/div , CH2: 25V/div)

ผังวงจรโดยรวมของเครื่องขยายเสียงแสดงในรูปที่ 3.18 อันประกอบไปด้วย วงจรปริแอมป์ 6713 DSK และวงจรขยายเสียงคลาสดี โดยในส่วนของปริแอมป์มีข้อกำหนดการใช้งานดังนี้

- อินพุต MIC1 สำหรับไมโครโฟนที่มีความไวต่ำ วงจรมีอัตราขยาย 184 เท่า
- อินพุต MIC2 สำหรับไมโครโฟนที่มีความไวสูง วงจรมีอัตราขยาย 57 เท่า
- อินพุต AUX สำหรับสัญญาณเข้าอื่น ๆ ที่มีระดับสัญญาณไม่เกิน  $1 V_p$
- VM1 ใช้ปรับระดับสัญญาณของ MIC1
- VM2 ใช้ปรับระดับสัญญาณของ MIC2
- VC ใช้ปรับระดับสัญญาณเสียง (โวลุ่มคอนโทรล)





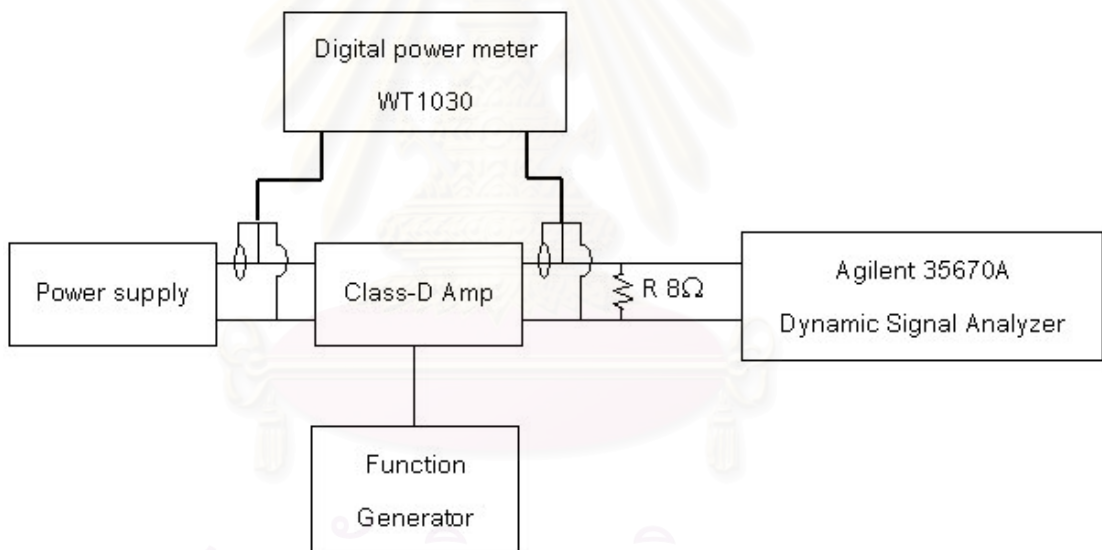
รูปที่ 3.18 แผงวงจรของเครื่องขยายเสียง

## บทที่ 4

### ผลการทดสอบระบบ

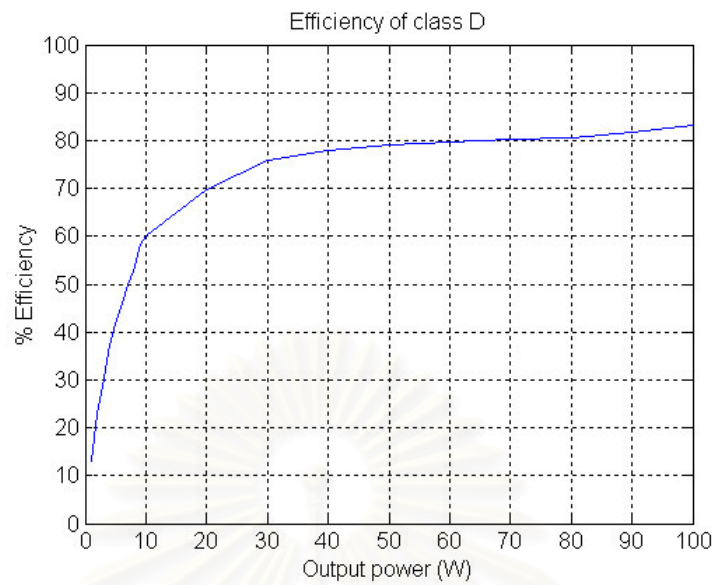
#### 4.1 ผลการทดสอบหาสมรรถนะของวงจรขยายเสียงคลาสดี

การทดสอบหาคุณสมบัติด้านต่างๆของวงจรขยายคลาสดีที่สร้างขึ้น โดยมีการทดสอบทั้งด้านประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวม (Total Harmonics Distortion, THD) มีการทดสอบด้วยเครื่องมือดังรูปที่ 4.1 โดยใช้ตัวต้านทานขนาด  $8\Omega$  ต่อเป็นโหลด Digital power meter (WT1030) ทำหน้าที่วัดกำลังด้านเข้าและด้านออกเพื่อใช้ในการคำนวณประสิทธิภาพ ส่วนเครื่องวิเคราะห์สัญญาณพลวัต Dynamic signal analyzer (Agilent 35670A) ใช้ในการวัดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวม



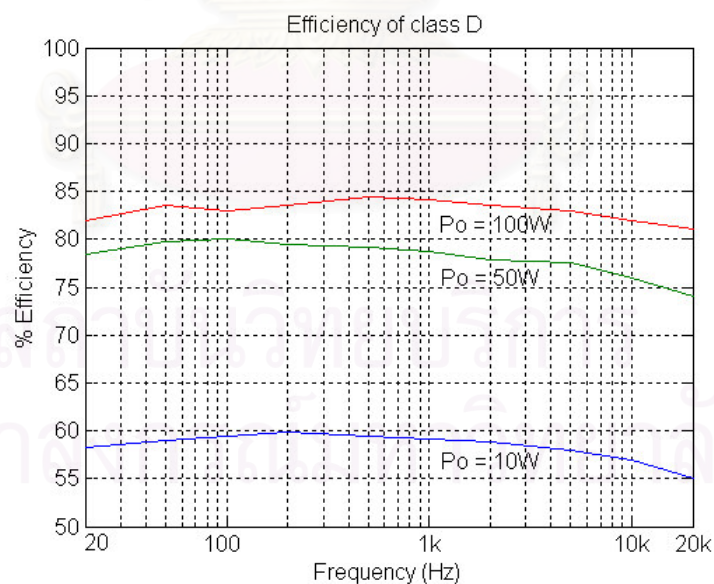
รูปที่ 4.1 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์ของวงจรขยายเสียงคลาสดี

เมื่อทำการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz แล้วทำการปรับขนาดสัญญาณให้ได้กำลังออกต่างๆ จาก 1W ถึง 100W ได้ความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพกับกำลังด้านออกของวงจรขยายคลาสดีดังในรูปที่ 4.2



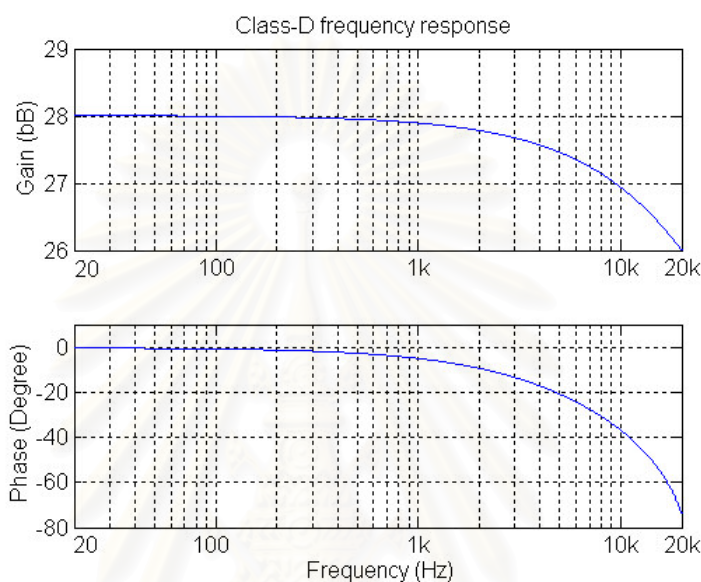
รูปที่ 4.2 ประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียงคลาสดีที่กำลังด้านออกตั้งแต่ 1W ถึง 100W ที่ความถี่ 1kHz

เมื่อทำการป้อนสัญญาณด้านเข้าในช่วงความถี่เสียง (20Hz - 20kHz) ที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W วงจรขยายเสียงคลาสดีมีประสิทธิภาพแสดงในรูปที่ 4.3



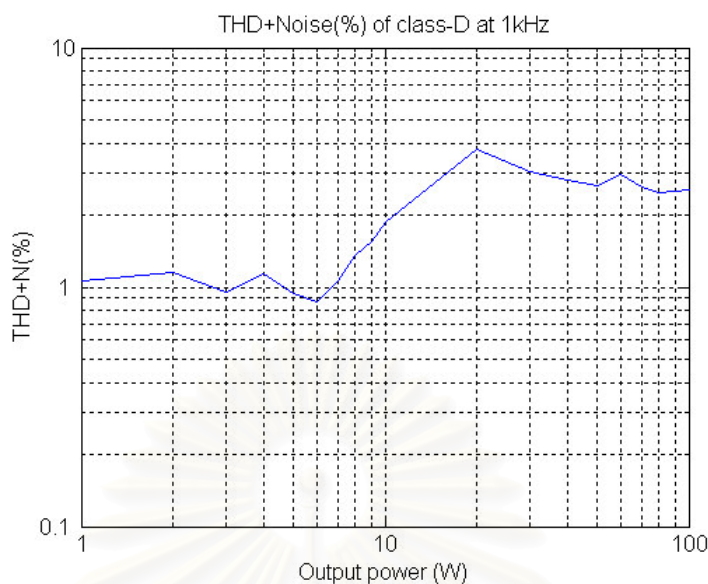
รูปที่ 4.3 ประสิทธิภาพของวงจรขยายเสียงคลาสดีที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W ในช่วงความถี่เสียง

การทดสอบหาผลตอบเชิงความถี่ของวงจรรขยายเสียงคลาสดีจะทำโดยการป้อน สัญญาณไซน์ขนาดคงที่ ในย่านความถี่เสียง 20Hz-20kHz แล้ววัดเปรียบเทียบสัญญาณเข้าและ ออกของวงจรรขยาย ได้ผลการทดสอบแสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งให้ผลตอบเชิงความถี่ลดลง -2dB ที่ ความถี่ 20kHz

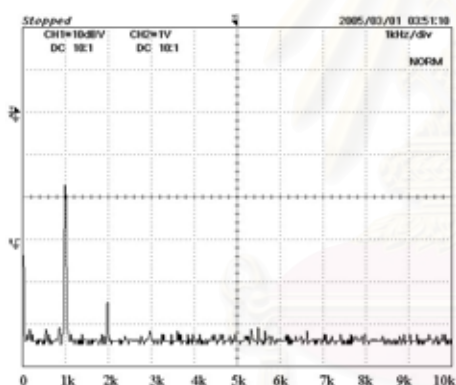


รูปที่ 4.4 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรรขยายเสียงคลาสดี

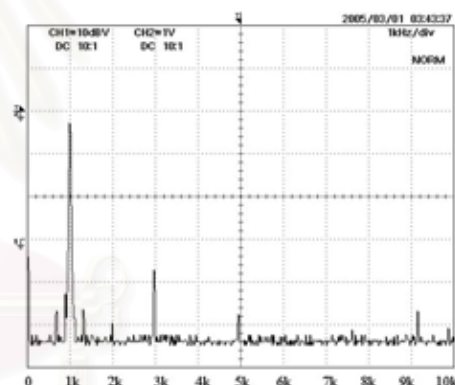
การวัดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวมจะใช้เครื่องวิเคราะห์สัญญาณพลวัต (Agilent 35670A) หลักการทำงานของเครื่องนี้จะนำสัญญาณที่ตรวจวัดมาวิเคราะห์บนพื้นฐาน FFT (Fast Fourier Transform Based) โดยสามารถกำหนดย่านความถี่ที่จะวิเคราะห์ได้ ซึ่งใน วิทยานิพนธ์นี้ได้กำหนดย่านความถี่วิเคราะห์ในช่วง 20Hz-20kHz ในการคิดคำนวณความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์จะนับเอาสัญญาณทุกความถี่ยกเว้นความถี่หลักมูลของสัญญาณที่วัดได้เป็นฮาร์มอนิกส์ ทั้งนี้เพราะสัญญาณออกของวงจรรขยายคลาสดีจะมีองค์ประกอบความถี่ที่เกิดมาจาก ความถี่แถบข้างของสัญญาณPWMและความถี่ที่เกิดจากการมอดูเลตทางแอมพลิฟูดของแรงดัน ระบายในแหล่งจ่ายไฟตรงกับสัญญาณPWMรวมอยู่ด้วย ซึ่งความถี่เหล่านี้ไม่เป็นจำนวนเท่าลง ตัวเช่น 1,2,3... เท่าของความถี่หลักมูลและอาจจะเป็นความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่หลักมูลที่ใช้ทดสอบ ด้วย นอกจากนี้ผลการวัดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์ได้คิดรวมความเพี้ยนที่เกิดจากสัญญาณ ทดสอบเองด้วย รูปที่ 4.5 แสดงความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวมของวงจรรขยายเสียงคลาสดีที่กำลัง ออกต่างๆที่ความถี่ 1kHz และรูปที่ 4.7 แสดงความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวมของวงจรรขยายเสียง คลาสดีที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W กับความถี่



รูปที่ 4.5 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกสรวมของวงจรขยายเสียงคลาสดีที่กำลังออกต่างๆ ที่ความถี่ 1kHz



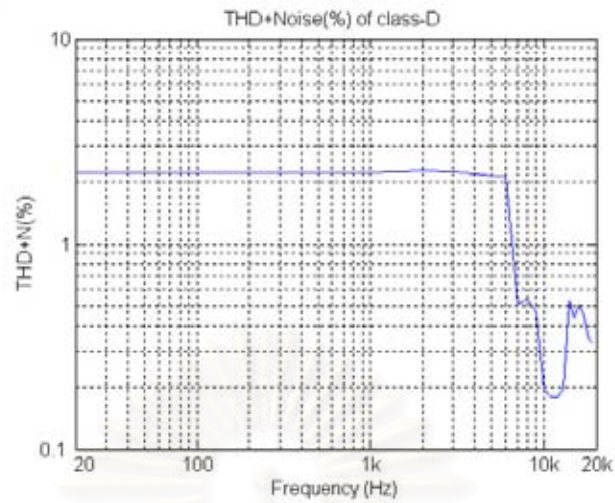
(ก) กำลังออก 5W



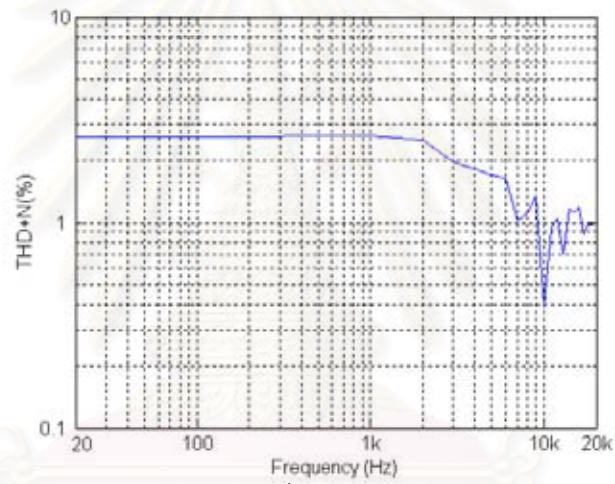
(ข) กำลังออก 100W

รูปที่ 4.6 สเปกตรัมแรงดันออกของวงจรขยายเสียงคลาสดีที่ความถี่ 1kHz

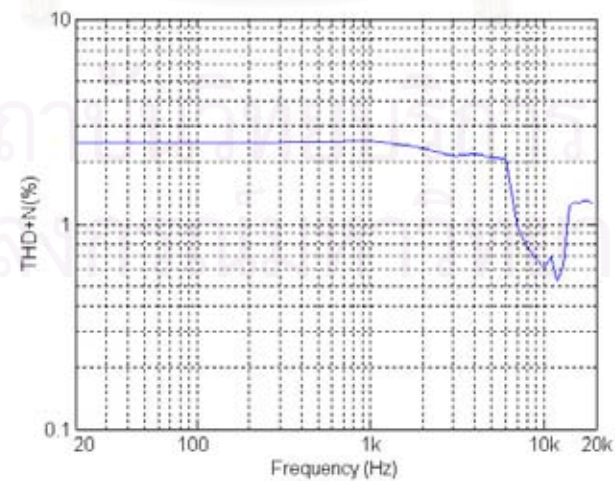
จากผลที่ตรวจวัดได้ในรูปที่ 4.5 พบว่าความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกจะมีค่าแตกต่างกันมากในช่วงกำลังต่ำ (1W-6W) และกำลังสูง (20W-100W) ทั้งนี้มีสาเหตุหลักเนื่องมาจาก ความเพี้ยนจากผลของเวลาพักที่มีต่อแรงดันออกที่เปลี่ยนไปตามกระแสโหลด และความเพี้ยนจากแรงดันระลอกในแหล่งจ่ายไฟตรงที่เพิ่มมากขึ้นเมื่อมีการจ่ายกำลังมากขึ้น ดังแสดงสเปกตรัมให้เห็นเปรียบเทียบในรูปที่ 4.6



(ก) ที่กำลังออก 10W



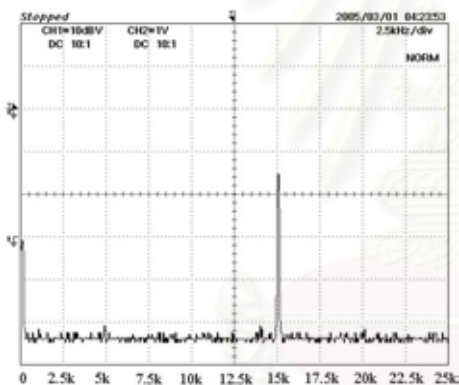
(ข) ที่กำลังออก 50W



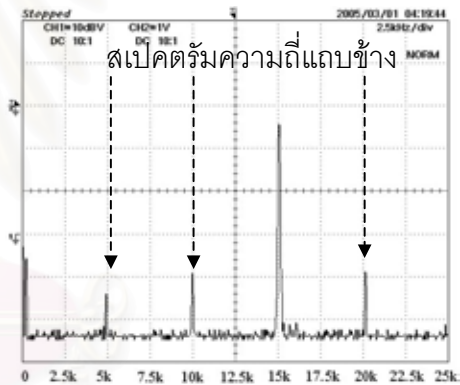
(ค) ที่กำลังออก 100W

รูปที่ 4.7 ความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์รวมของวงจรรขยายเสียงคลาสดีที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W กับความถี่

จากผลการวัดความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกส์ที่ความถี่ต่างๆ ตามที่แสดงในรูปที่ 4.7 พบว่าความเพี้ยนจะลดลงอย่างมากในช่วงความถี่ตั้งแต่ 7kHz ขึ้นไป เนื่องมาจากความเพี้ยนฮาร์มอนิกส์หลักๆ ของวงจรถยายเสียงคลาสดีเป็นผลจากฮาร์มอนิกส์ที่สามของความถี่หลักมูล ในช่วงความถี่ที่ต่ำกว่า 7kHz ฮาร์มอนิกส์ที่สามนี้ยังอยู่ในย่านการวัดคือมีความถี่น้อยกว่า 20kHz ทำให้ผลการคำนวณความเพี้ยนมีค่ามาก ในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 7kHz ฮาร์มอนิกส์ที่สามอยู่เลยจากย่านการวัดไปแล้วคือมีความถี่สูงกว่า 20kHz จึงไม่นำเอามาใช้ในการคำนวณความเพี้ยนด้วยความเพี้ยนจึงมีค่าน้อย แต่ที่ความถี่สูงกว่า 13kHz ความเพี้ยนกลับเพิ่มขึ้นมาอีกทั้งนี้เนื่องจากฮาร์มอนิกส์ความถี่แถบข้างของสัญญาณ PWM จะแผ่กว้างมากขึ้นเมื่อความถี่การมอดูเลตสูงขึ้นจนทำให้ขนาดขององค์ประกอบความถี่แถบข้างที่เกิดรอบๆ ความถี่สวิตซ์มีค่าสูงขึ้นจนปรากฏในย่านความถี่เสียงอย่างมีนัยสำคัญ โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่อัตราการมอดูเลตแอมพลิฟิเคชันสูง (กำลังออกมากขึ้น) ดังแสดงสเปคตรัมให้เห็นเปรียบเทียบในรูปที่ 4.8



(ก) กำลังออก 10W

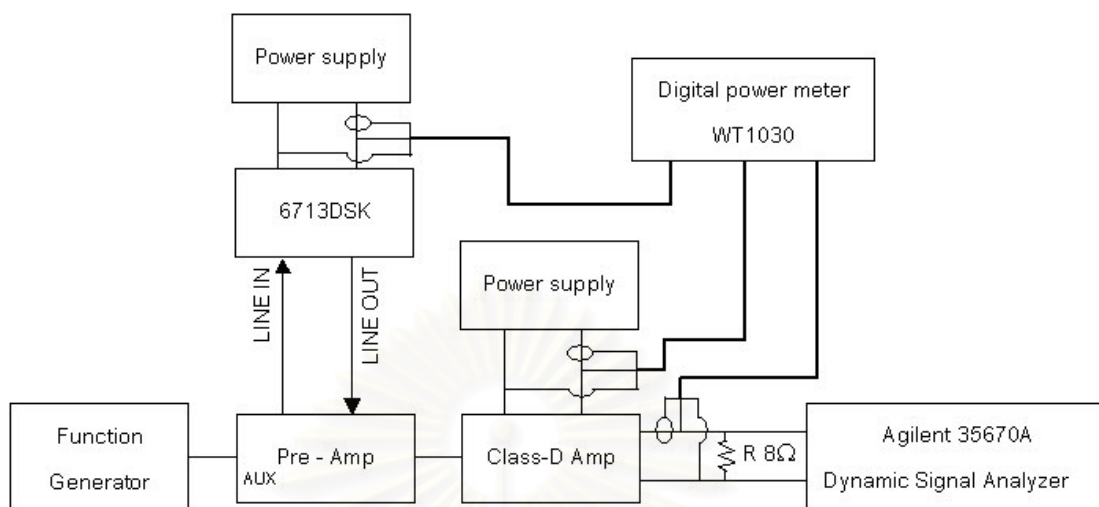


(ข) กำลังออก 100W

รูปที่ 4.8 สเปคตรัมแรงดันออกของวงจรถยายเสียงคลาสดีที่ความถี่ 15kHz

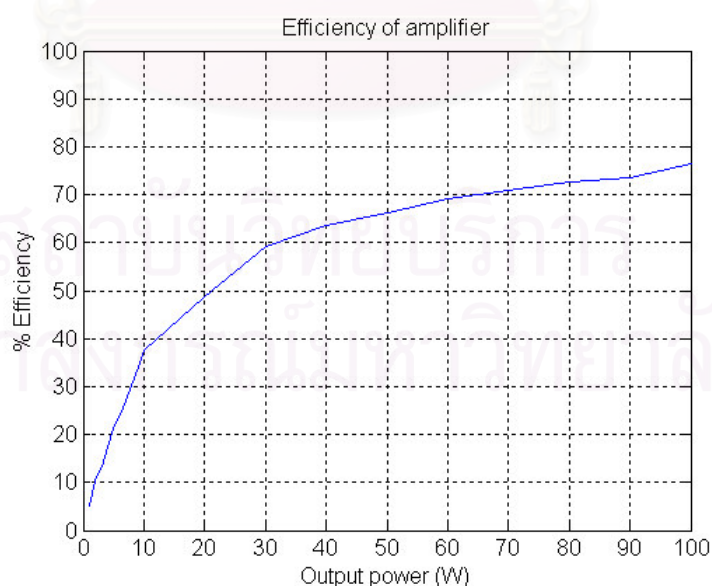
#### 4.2 ผลการทดสอบหาสมรรถนะของเครื่องขยายเสียง

การทดสอบหาสมรรถนะของเครื่องขยายเสียงในที่นี้คือการทดสอบหาคุณสมบัติด้านต่างๆ เมื่อวงจรถยายเสียงคลาสดีทำงานร่วมกับภาคควบคุมเสียงหอน 6713DSK เนื่องจากการทดสอบต่างๆ จะต้องใช้สัญญาณไซน์ในการทดสอบแต่ภาคควบคุมเสียงหอนจะทำการลดทอนสัญญาณไซน์ดังนั้นในการทดสอบจึงทำโดยให้ภาคควบคุมเสียงหอนยังไม่ทำงานคือยังไม่มี การต่อออดิโอฟิลเตอร์เข้ากับทางเดินสัญญาณเสียงแต่สัญญาณเสียงจะยังคงผ่าน 6713DSK รูปที่ 4.9 แสดงการจัดเครื่องมือเพื่อใช้ในการทดสอบ



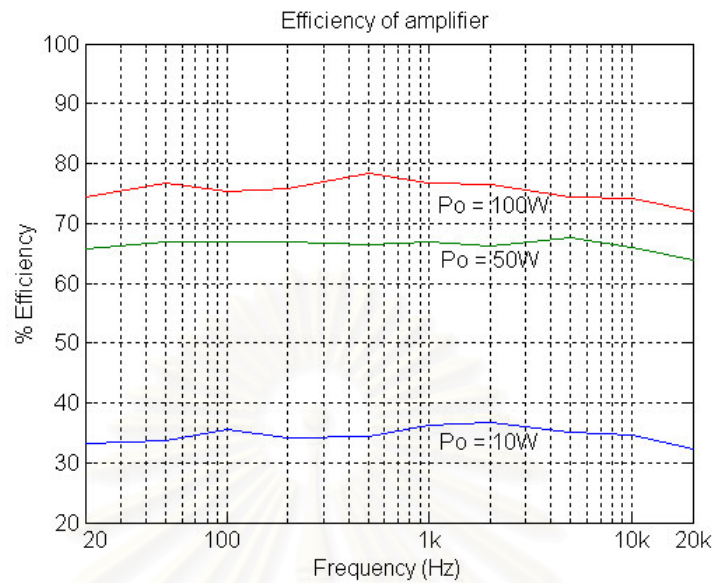
รูปที่ 4.9 เครื่องมือที่ใช้ในการวัดประสิทธิภาพและความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกสร่วมของเครื่องขยายเสียง

เมื่อทำการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz แล้วทำการปรับขนาดสัญญาณให้ได้กำลังออกต่างๆ จาก 1W ถึง 100W ได้ความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพกับกำลังด้านออกของเครื่องขยายเสียงดังในรูปที่ 4.10



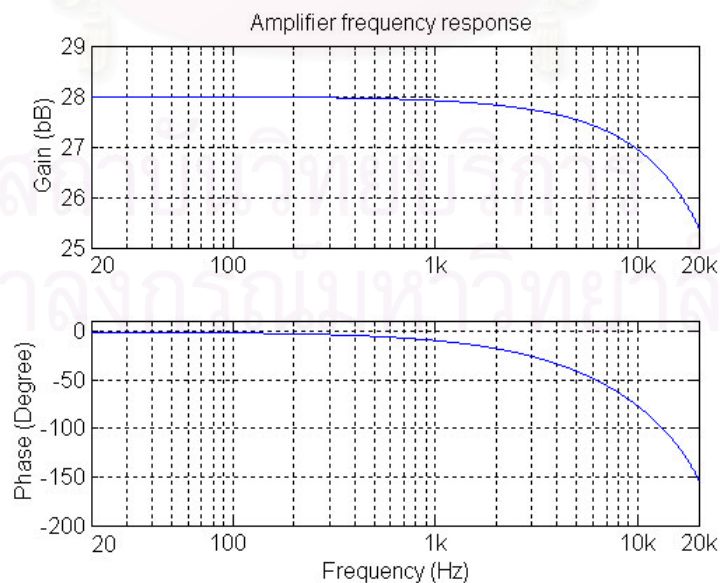
รูปที่ 4.10 ประสิทธิภาพของเครื่องขยายเสียงที่กำลังด้านออกตั้งแต่ 1W ถึง 100W ที่ความถี่ 1kHz



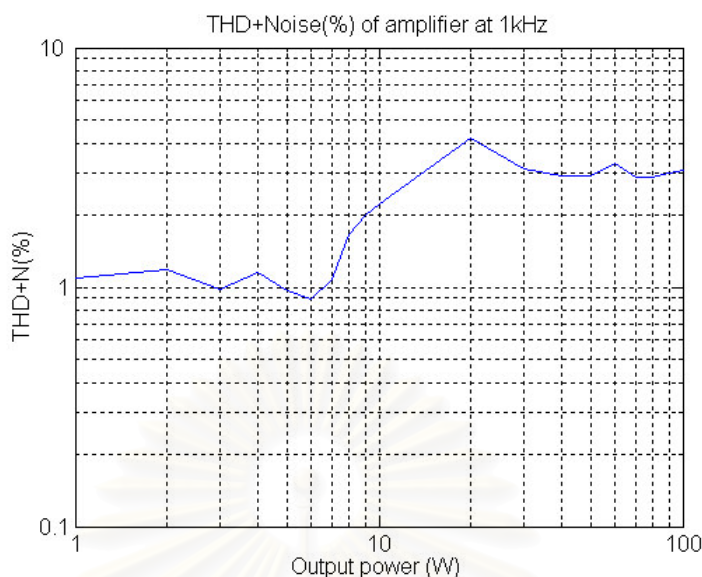


รูปที่ 4.11 ประสิทธิภาพของเครื่องขยายเสียงที่กำลังด้านออก 10W 50W และ 100W ในช่วงความถี่เสียง

การทดสอบหาผลตอบเชิงความถี่ของเครื่องขยายเสียงจะทำโดยการป้อนสัญญาณไซน์ขนาดคงที่ในย่านความถี่เสียง 20Hz-20kHz แล้ววัดเปรียบเทียบสัญญาณเข้าและออกของเครื่องขยายเสียงซึ่งได้ผลการทดสอบแสดงในรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13 แสดงความเพี้ยนเชิงฮาร์มอนิกสรวมของเครื่องขยายเสียงที่กำลังออกต่างๆ ที่ความถี่ 1kHz



รูปที่ 4.12 ผลตอบเชิงความถี่ของเครื่องขยายเสียง



รูปที่ 4.13 ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกสรวมของเครื่องขยายเสียงที่กำลังออกต่างๆ ที่ความถี่ 1kHz

#### 4.3 การทดลองเพื่อหาสมรรถนะของภาคควบคุมเสียงหอน

##### 4.3.1 การทดลองเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตซ์ฟิลเตอร์และ Q กับ อัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้น

การทดลองนี้เป็นการทดลองเพื่อหาอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้นได้ (Added stable gain, ASG) เมื่อภาคควบคุมเสียงหอนมีจำนวนของนอตซ์ฟิลเตอร์และ Q ของนอตซ์ฟิลเตอร์ต่างๆกัน การทดลองนี้ทำการต่อไมโครโฟนและลำโพงเข้ากับเครื่องขยายเสียงแล้วจัดวางไมโครโฟนให้ห่างจากหน้าลำโพงในแนวตรงเป็นระยะห่าง 2 เมตร โดยในการทดลองขั้นแรกจะทำการหาอัตราขยายสูงสุดที่ระบบยังมีเสถียรภาพเมื่อไม่มีภาคควบคุมเสียงหอน,  $G_0$  ซึ่งทำโดยการส่งสัญญาณเสียงผ่าน 6713DSK โดยไม่มีการต่อนอตซ์ฟิลเตอร์ แล้วเพิ่มอัตราขยายของเครื่องขยายเสียงจนเริ่มเกิดเสียงหอนขึ้นหลังจากนั้นจะลดอัตราขยายลงเล็กน้อย จนเสียงหอนนั้นหายไป แล้วจึงอ่านค่าอัตราขยาย  $G_0$  สำหรับการหาอัตราขยายสูงสุดที่ระบบยังมีเสถียรภาพเมื่อมีภาคควบคุมเสียงหอน,  $G_i$  นั้นก็ทำในทำนองเดียวกันแต่มีการต่อนอตซ์ฟิลเตอร์จำนวนต่างๆและ Q ต่างๆกัน แล้วเพิ่มอัตราขยายของเครื่องขยายเสียงขึ้นเรื่อยๆ จนภาคควบคุมเสียงหอนไม่สามารถรักษาเสถียรภาพของระบบได้หลังจากนั้นก็ค่อยๆ ปรับลดอัตราขยายลงจนระบบมีเสถียรภาพแล้วจึงอ่านค่าอัตราขยาย  $G_i$  จากนั้นก็คำนวณหาอัตราขยายที่เพิ่มขึ้นได้จาก

$$ASG = \frac{G_i}{G_0} \quad (4.1)$$

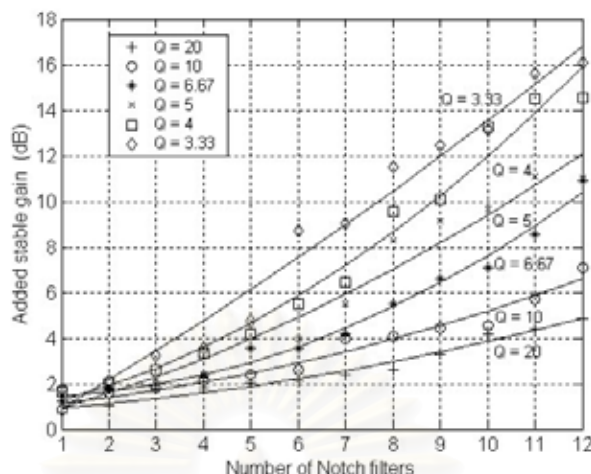
หรือ

$$ASG_{dB} = 20 \log\left(\frac{G_i}{G_0}\right) \quad (4.2)$$

ค่า  $ASG$  ที่วัดได้นี้จะเป็นตัววัดความสามารถในการควบคุมเสียงของภาคควบคุมเสียง หยินค่า  $ASG$  มีค่ามากเท่าใดหมายถึงเราสามารถเพิ่มความดังของเสียงโดยรวมได้มากขึ้นเท่านั้นโดยที่ระบบยังคงมีเสถียรภาพ ผลของการทดสอบแสดงในตารางที่ 4.1 และรูปที่ 4.14 ซึ่งแสดงให้เห็นว่า  $ASG_{dB}$  เพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนของนอตซ์ฟิลเตอร์เพิ่มขึ้น และที่นอตซ์ฟิลเตอร์จำนวนเท่ากัน  $ASG_{dB}$  ก็เพิ่มขึ้นเมื่อ  $Q$  ลดลง(แบนด์วิดท์ของนอตซ์ฟิลเตอร์เพิ่มขึ้น)

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตซ์ฟิลเตอร์และ  $Q$  กับอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้น,  $ASG_{dB}$

		$ASG_{dB}$					
จำนวน นอตซ์ฟิลเตอร์	$Q$	20	10	6.67	5	4	3.33
	1		0.6902	0.8693	1.2168	1.4410	1.6595
2		1.0448	1.6050	1.7400	1.8198	2.0030	2.1574
3		1.7667	1.8175	2.0000	2.2587	2.6280	3.2366
4		1.8198	2.1064	2.3339	2.3837	3.3236	3.5436
5		2.0032	2.3837	3.5440	3.5436	4.1717	4.7575
6		2.1319	2.6284	3.5436	3.9674	5.4818	8.6851
7		2.3837	3.9674	4.1717	5.4818	6.4661	9.0036
8		2.6284	4.0906	5.4818	8.3045	9.5642	11.5024
9		3.2790	4.4696	6.6198	9.1528	10.0907	12.4323
10		4.1717	4.5666	7.0654	9.6506	13.3005	13.1365
11		4.3714	5.6877	8.5763	11.0568	14.5114	15.6281
12		4.8887	7.0654	10.9372	11.0202	14.5726	16.0704



รูปที่ 4.14 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตช์ฟิลเตอร์และ Q กับอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้น,

$$ASG_{dB}$$

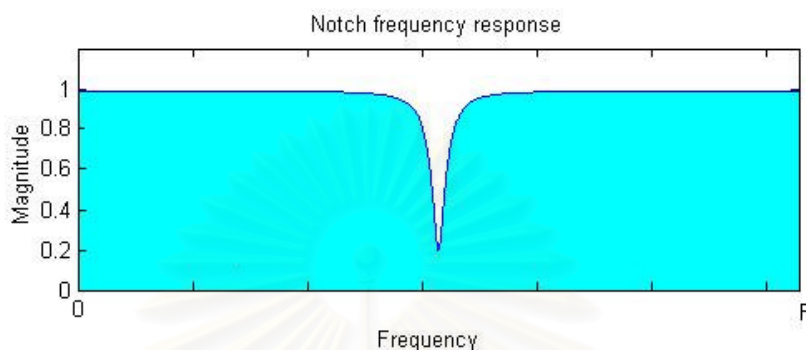
#### 4.3.2 การประเมินคุณภาพเสียงของภาคควบคุมเสียงหอน

จากผลการทดลองในตารางที่ 4.1 ที่แสดงว่าการลด Q ของฟิลเตอร์โดยที่จำนวนของฟิลเตอร์คงที่นั้นสามารถเพิ่ม  $ASG_{dB}$  ได้อย่างมากแต่จากการที่ผู้ทำการทดลองฟังเสียงที่ออกมาจากเครื่องขยายเสียงพบว่าการใช้นอตช์ฟิลเตอร์ที่มี Q ต่ำ เสียงที่ดังออกจากลำโพงจะเปลี่ยนไปจนรับรู้ได้เมื่อฟังเทียบกับก่อนต่อนอตช์ฟิลเตอร์ ทั้งนี้เนื่องมาจากแบนด์วิดท์ที่กว้างจะทำให้เกิดการลดทอนในแถบความถี่กว้าง ส่งผลให้สเปกตรัมของเสียงพูดถูกลดทอนไปมาก ในทางกลับกันการใช้นอตช์ฟิลเตอร์ที่มี Q สูง จะรู้สึกถึงการเปลี่ยนแปลงของเสียงน้อยกว่า เนื่องจากแบนด์วิดท์ที่แคบทำให้มีการลดทอนอย่างเฉพาะเจาะจงต่อความถี่ที่เกิดการออสซิลเลชันมากกว่า สเปกตรัมของเสียงโดยรวมจึงถูกลดทอนไปน้อยกว่า เพราะฉะนั้นการเลือกจำนวนนอตช์ฟิลเตอร์และ Q ที่เหมาะสมจึงต้องเลือกระหว่าง  $ASG$  ที่เพิ่มขึ้นกับคุณภาพเสียงที่ลดลง ดังนั้นในการวัดสมรรถนะของภาคควบคุมเสียงหอนโดยการวัดจาก  $ASG$  อย่างเดียวจึงไม่เพียงพอจึงต้องกำหนดเกณฑ์ในการวัดคุณภาพเสียงขึ้นมาพิจารณาร่วมด้วย

สำหรับเกณฑ์ที่ใช้ในการวัดคุณภาพเสียงจะใช้ค่าอัตราขยายเฉลี่ย (Average Gain, AG) ทั้งนี้เนื่องจากนอตช์ฟิลเตอร์จะลดทอนอัตราขยายที่บางความถี่และการรับฟังเสียงของมนุษย์จะรับรู้ถึงการเปลี่ยนแปลงด้านขนาดได้ดีกว่าการเปลี่ยนแปลงทางด้านเฟสของสัญญาณเสียง โดยอัตราขยายเฉลี่ยจะพิจารณาจากผลตอบเชิงความถี่ของนอตช์ฟิลเตอร์ในภาคควบคุมเสียงหอน ด้วยการหารพื้นที่ใต้กราฟของผลตอบเชิงขนาดด้วยความถี่ตามสมการ (4.3) และผลการคำนวณอัตราขยายเฉลี่ยแสดงในตารางที่ 4.2 และรูปที่ 4.16

$$AG = \frac{\int_0^F G(f)df}{F} \quad (4.3)$$

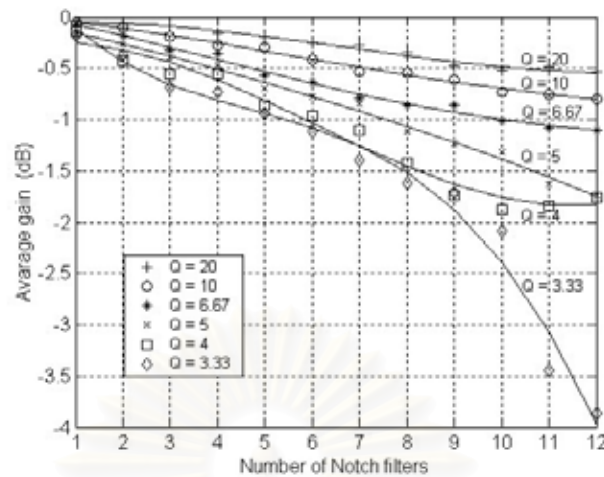
ในกรณีที่ไม่มี การต่อ notch ฟิเตอร์ ค่าอัตราขยายเฉลี่ยนี้จะมีค่าเท่ากับ 1



รูปที่ 4.15 อัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับพื้นที่แรเงาหารด้วย F

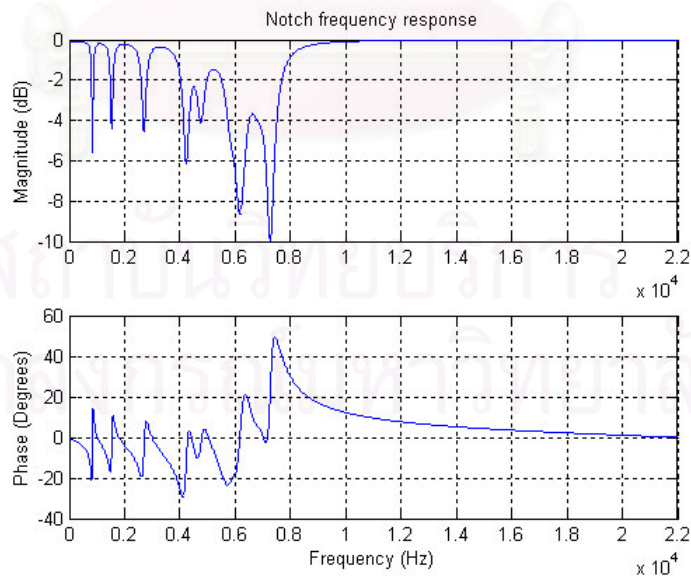
ตารางที่ 4.2 ผลการคำนวณค่าอัตราขยายเฉลี่ย

อัตราขยายเฉลี่ย						
จำนวน นอตช์ฟิเตอร์ \ Q	20	10	6.67	5	4	3.33
1	0.9956	0.9943	0.9911	0.9816	0.9834	0.9797
2	0.9922	0.9888	0.9791	0.9697	0.9522	0.9582
3	0.9895	0.9774	0.9642	0.9561	0.9381	0.9245
4	0.9814	0.9692	0.9594	0.9482	0.9377	0.9197
5	0.9783	0.9666	0.9362	0.9230	0.9052	0.8971
6	0.9717	0.9533	0.9294	0.9140	0.8943	0.8796
7	0.9684	0.9407	0.9127	0.9066	0.8805	0.8518
8	0.9608	0.9398	0.9057	0.8791	0.8487	0.8298
9	0.9464	0.9314	0.9053	0.8681	0.8192	0.8212
10	0.9424	0.9199	0.8905	0.8589	0.8059	0.7863
11	0.9451	0.9173	0.8833	0.8286	0.8088	0.6730
12	0.9400	0.9118	0.8811	0.8192	0.8161	0.6405

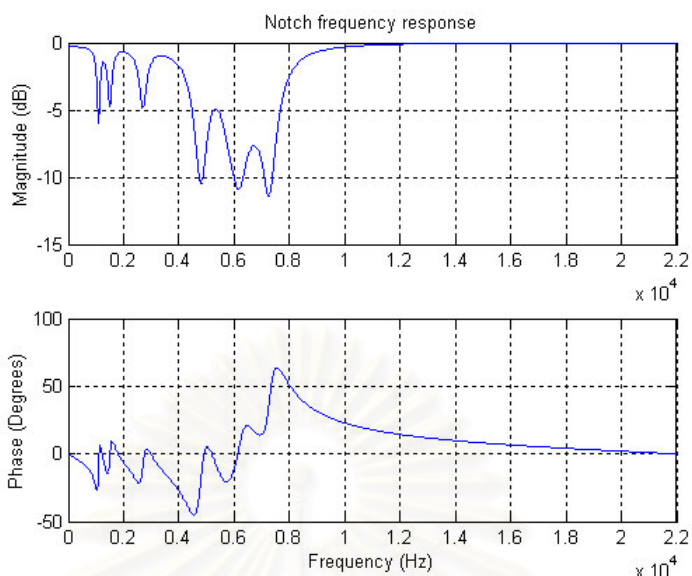


รูปที่ 4.16 ความสัมพันธ์ระหว่างจำนวนของนอตช์ฟิลเตอร์และ Q กับค่าอัตราขยายเฉลี่ย

จากตารางที่ 4.1 และ 4.2 เมื่อเปรียบเทียบที่ค่าของ  $ASG_{dB}$  เท่ากัน การเพิ่มจำนวนนอตช์ฟิลเตอร์โดยให้ Q คงที่จะให้ค่าอัตราขยายเฉลี่ยที่มากกว่าการใช้นอตช์ฟิลเตอร์จำนวนน้อยแต่มี Q ที่ต่ำกว่า ดังเช่นถ้าต้องการให้  $ASG_{dB}$  ประมาณ 7 เมื่อเลือกใช้จำนวนฟิลเตอร์เท่ากับ 12 และ Q = 10 จะให้อัตราขยายเฉลี่ยที่มากกว่าใช้จำนวนฟิลเตอร์เท่ากับ 10 และ Q = 6.67 คืออัตราขยายเฉลี่ยเท่ากับ 0.9118 และ 0.8905 ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อต้องการเพิ่ม ASG จึงควรที่จะทำโดยการเพิ่มจำนวนของฟิลเตอร์โดยให้ฟิลเตอร์มีค่า Q ที่เหมาะสม

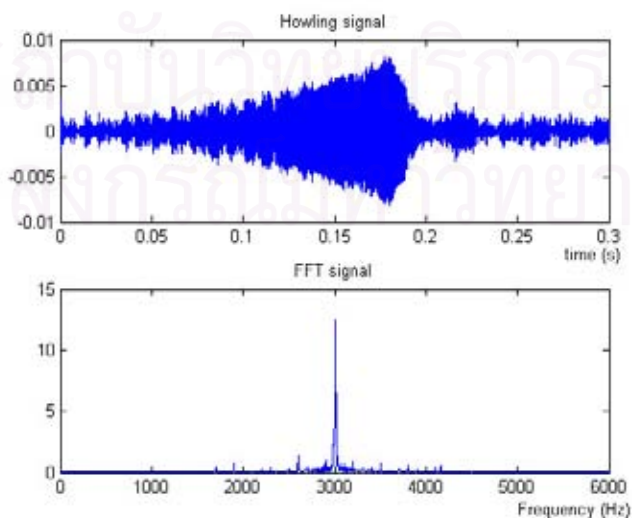


รูปที่ 4.17 ผลตอบเชิงความถี่ของฟิลเตอร์เมื่อจำนวนนอตช์เท่ากับ 12 และ Q=10



รูปที่ 4.18 ผลตอบเชิงความถี่ของฟิลเตอร์เมื่อจำนวนนอตช์เท่ากับ 10 และ  $Q=6.67$

นอกจาก ASG ที่ใช้วัดความสามารถในการลดเสียงฮอนแล้ว เวลาทั้งหมดที่ใช้ในการตรวจจับและทำการปรับอัตราการลดทอนจนเสียงฮอนที่เกิดขึ้นหายไปก็เป็นตัวชี้วัดความสามารถของภาคควบคุมเสียงฮอนอีกตัวหนึ่ง ซึ่งเวลานี้ควรจะสั้นอันหมายถึงสามารถตรวจจับได้ตั้งแต่เริ่มเกิดการออสซิลเลตและปรับตัวจนการออสซิลเลตหายไปอย่างรวดเร็วรูปที่ 4.19 แสดงตัวอย่างสัญญาณของเสียงฮอนที่ตรวจวัดได้จากสัญญาณด้านออกของ 6713DSK จากรูปที่ 4.19 (บน) พบว่าภาคควบคุมเสียงฮอนสามารถตรวจจับ และควบคุมเสียงฮอนได้ที่ระดับสัญญาณ 0.01V ที่ระดับแรงดันอ้างอิง 1V หรือ -40dBV และสามารถทำให้การออสซิลเลตหายไปภายในเวลา 0.2 วินาที ส่วนรูป 4.19(ล่าง) แสดงสเปกตรัมของสัญญาณเสียงฮอน



รูปที่ 4.19 ตัวอย่างสัญญาณของเสียงฮอนที่ตรวจวัดได้

## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยได้ทำการศึกษา ค้นคว้า และออกแบบสร้างเครื่องขยายเสียงคลาสดีร่วมกับภาคควบคุมเสียงหอนที่เป็นนอตซ์ฟิลเตอร์ จากผลการศึกษาและผลการทดลองเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นสามารถสรุปได้ดังนี้

1. ประสิทธิภาพของวงจรขยายคลาสดีมีค่าสูงกว่า 80 % ที่กำลังออก 100W ตลอดย่านความถี่ 20Hz - 20kHz
2. ประสิทธิภาพของเครื่องขยายเสียงมีค่าสูงกว่า 70 % ที่กำลังออก 100W ตลอดย่านความถี่ 20Hz - 20kHz
3. ภาคควบคุมเสียงหอนสามารถตรวจจับเสียงหอนและสามารถทำให้เสียงหอนที่เกิดขึ้นมาหายไปได้ที่ระดับสัญญาณ  $-40$  dBV ภายในเวลา 0.2 วินาที
4. ความสามารถในการควบคุมเสียงหอนนั้นเมื่อพิจารณาจากอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้นได้ พบว่าอัตราขยายจะเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนของนอตซ์ฟิลเตอร์เพิ่มขึ้นและหรือเมื่อค่า Q ลดลง แต่เมื่อพิจารณาถึงอัตราขยายเฉลี่ยด้วยแล้วพบว่าที่อัตราขยายที่เพิ่มขึ้นเท่ากัน การเพิ่มจำนวนนอตซ์ฟิลเตอร์โดยให้มี Q ที่สูงจะให้อัตราขยายเฉลี่ยที่สูงกว่าการใช้นอตซ์ฟิลเตอร์จำนวนน้อยกว่าแต่มี Q ที่ต่ำกว่า ดังนั้นเมื่อต้องการเพิ่มอัตราขยายที่สามารถเพิ่มขึ้นได้ ควรจะทำโดยการเพิ่มจำนวนของฟิลเตอร์โดยให้ฟิลเตอร์มี Q ที่เหมาะสม

#### 5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนาต่อไป

1. เราสามารถปรับปรุงเพื่อลดความเพี้ยนของวงจรขยายคลาสดีได้ โดยยังมีประสิทธิภาพที่ดีอยู่โดยการพัฒนาวงจรหรือเพิ่มโครงสร้างต่างๆ ให้กับวงจรขยายคลาสดีซึ่งมีการทำวิจัยกันอย่างกว้างขวาง

2. ปัจจุบันแหล่งกำเนิดสัญญาณเสียงมีบางส่วนเป็นสัญญาณดิจิทัลเช่น MP3 ซึ่งเราสามารถทำการแปลงสัญญาณดิจิทัลไปเป็นสัญญาณ PWM ได้โดยตรงโดยผ่าน DSP และตัวแปลงที่เหมาะสมซึ่งจะเป็นการเพิ่มฟังก์ชันการใช้งานให้กับเครื่องขยายเสียงที่นำเสนอไปแล้ว อันจะทำให้ได้เครื่องขยายเสียงที่มีความคล่องตัวในการใช้งานมากขึ้นเช่นเป็นเครื่องขยายเสียงสำหรับการร้องคาราโอเกะ เป็นต้น



3. เนื่องจากวงจรถยายคลาสดีมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา อีกทั้งยังมีภาคควบคุมเสียงหอน อยู่ด้วยจึงมีความเหมาะสมเป็นอย่างยิ่งที่จะนำมาติดตั้งเข้าไปในตู้ลำโพงเป็นลำโพงแบบไวงาน (Active speaker) สำหรับใช้ในงานกระจายเสียงเช่นใช้ในการออกหน่วยเคลื่อนที่ต่าง ๆ



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## รายการอ้างอิง

### ภาษาไทย

โคทม อารียา. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง2”. กรุงเทพฯ : บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด, 2544.

ชัยสิทธิ์ วานิชทวีวัฒน์ . การออกแบบวงจรขยายเสียงแบบวิธีสวิตซ์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟตรงสองระดับด้วยวิธีอสมการ. วิทยานิพนธ์ปริญญาโทมหาบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2542.

### ภาษาอังกฤษ

Chen, C. F., “Detection of acoustical feedback in a public address system,” IEEE Acoustics., Speech, Signal Processing, 2, (May, 1977) : 385-388.

Dondon, P. and Micouleau, J. M., “An original approach for the design of a Class D power switching amplifier-an audio application electronics,” Circuits and systems proceedings of ICECS, The 6th IEEE international conference, 1, (1999) :161-164.

Foley, J. B., “Adaptive periodic noise cancellation for the control of acoustic howling,” IEE Colloquium, (Mar, 1989) : 7/1-7/4.

Grant, D.A. and Gowar, J., “Power Mosfets theory and applications,” John wiley & Sons, Inc., 1989.

Haykin, S., “Adaptive filter theory,” Third edition : Englewood Cliffs, NF Prentice Hall, 1991.

Kates, J. M., “Feedback cancellation in hearing aids: Results from a computer simulation,” IEEE TRANS., 39, (1991) : 553-562.

Kuo, S. M. and Chen, J., “New adaptive IIR notch filter and its application to howling control in speakerphone system,” Electronics Letters, 28, 8, (April ,1992) : 764-766.

Lai, Z. and Smedley, K. M., “A low distortion switching audio power amplifier,” IEEE Power electronics specialists conference1,(1995) :407-423.

Maxwell, J. A. and Zurek, P. M., “Reducing acoustic feedback in hearing aids,” IEEE TRANS. Speech and audio processing, 3, 4, (July,1995) : 304-313.

Orfanidis, S. J., "Optimum signal processing:An introduction," Second edition : McGraw-Hill international, 1990.

Proakis, J. G. and Manolakis, D. G., "Digital signal processing," Third edition : Prentice hall,1996 .

Regalia, P. A., "Adaptive IIR filtering in signal processing and control," Marcel Dekker ,1995.

Tupchai, P.,Benjangkaprasert, C., Sangaroon, O. and Janchitrapongvej, K., "A new algorithm of adaptive IIR notch filter for the detection of sinusoids," IEEE, Circuits and systems, APCCAS'02, 2 , (2002) : 505-508,.

Wei, J.,Du, L.,Chen, Z. and Yin, F., "A new algorithm for howling detection," IEEE Circuits and systems, ISCAS'03, 4,( May, 2003) : 409-411.



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ก

## การวิเคราะห์หาผลตอบเชิงความถี่ของนอตซ์ฟิลเตอร์

ในการหาผลตอบเชิงความถี่ของฟิลเตอร์สามารถทำได้โดยสะดวกถ้าจัดฟังก์ชันถ่ายโอนในรูปของศูนย์และขั้วคือ

$$H(\omega) = b_0 \frac{\prod_{i=1}^M (1 - z_i e^{-j\omega})}{\prod_{k=1}^N (1 - p_k e^{-j\omega})} \quad (\text{ก.1})$$

หรือ

$$H(\omega) = b_0 e^{j\omega(N-M)} \frac{\prod_{i=1}^M (e^{j\omega} - z_i)}{\prod_{k=1}^N (e^{j\omega} - p_k)} \quad (\text{ก.2})$$

เราสามารถแสดงจำนวนเชิงซ้อนในรูปเชิงขั้ว (Polar form) ได้เป็น

$$e^{j\omega} - z_i = V_i(\omega) e^{j\Theta_i(\omega)} \quad (\text{ก.3})$$

และ

$$e^{j\omega} - p_k = U_k(\omega) e^{j\Phi_k(\omega)} \quad (\text{ก.4})$$

เมื่อ

$$V_i(\omega) \equiv |e^{j\omega} - z_i|, \quad \Theta_i(\omega) \equiv \angle(e^{j\omega} - z_i) \quad (\text{ก.5})$$

และ

$$U_k(\omega) \equiv |e^{j\omega} - p_k|, \quad \Phi_k(\omega) \equiv \angle(e^{j\omega} - p_k) \quad (\text{ก.6})$$

ขนาดของ  $H(\omega)$  จะเท่ากับผลคูณของขนาดในทุกเทอมของ (ก.2) คือ

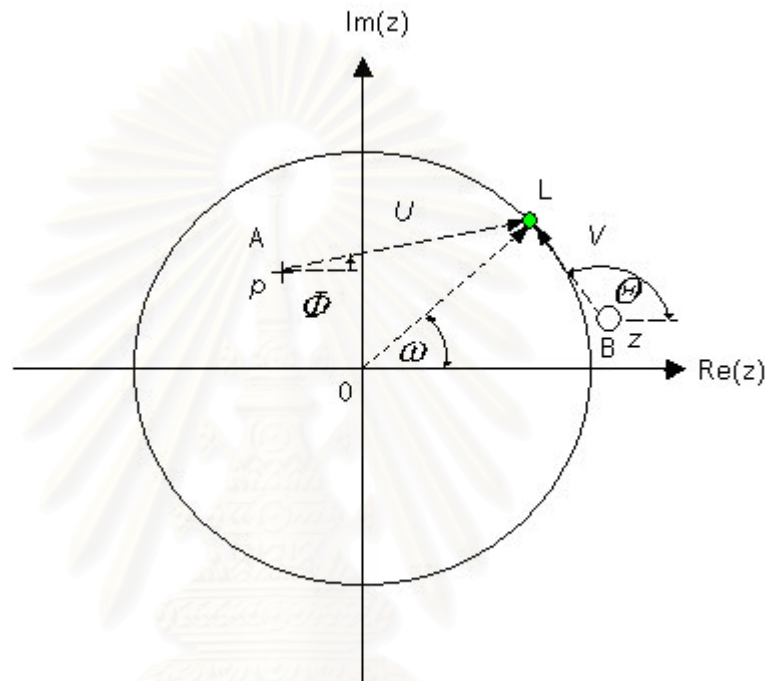
$$|H(\omega)| = |b_0| \frac{V_1(\omega) \cdots V_M(\omega)}{U_1(\omega) \cdots U_N(\omega)} \quad (\text{ก.7})$$

เมื่อขนาดของ  $e^{j\omega(N-M)}$  เท่ากับ 1

เฟสของ  $H(\omega)$  จะเท่ากับผลรวมของมุมเฟสของตัวตั้งลบด้วยมุมเฟสของตัวหารของ (ก.2) คือ

$$\angle H(\omega) = \angle b_0 + \omega(N-M) + [\Theta_1(\omega) + \dots + \Theta_M(\omega)] - [\Phi_1(\omega) + \dots + \Phi_N(\omega)] \quad (\text{ก.8})$$

สมมุติ  $H(\omega)$  ประกอบด้วย 1 ขั้วและ 1 ศูนย์และต้องการหาผลตอบเชิงความถี่ที่ความถี่  $\omega$  จะสามารถแสดงปริมาณต่างๆ ในรูปเรขาคณิตได้ดังรูป ก.1



รูปที่ ก.1 แสดงตำแหน่งของศูนย์และขั้วและปริมาณต่างๆ ในเชิงเรขาคณิต

จากรูปที่ ก.1 ขนาดของ  $H(\omega)$  หาได้จาก  $V/U$  หรือคือขนาดของเวกเตอร์  $BL$  หารด้วยขนาดของเวกเตอร์  $AL$

$$|H(\omega)| = \frac{V}{U} = \frac{|BL|}{|AL|}$$

ส่วนเฟสของ  $H(\omega)$  หาได้จาก

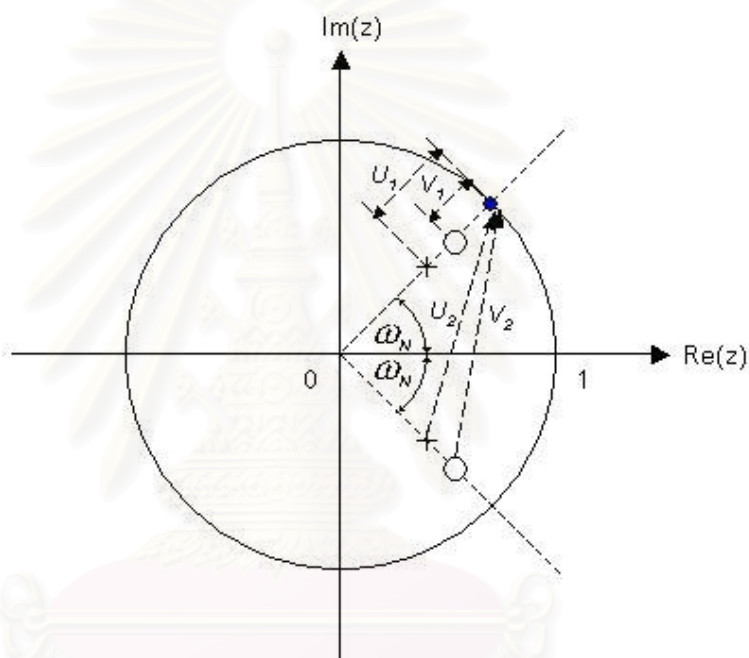
$$\angle H(\omega) = \theta - \phi$$

### อัตราขยายของนอตช์ฟิลเตอร์ที่ความถี่นอตช์

จาก (2.7) เมื่อแทน  $z = e^{j\omega}$  และจัดรูปใหม่เป็น

$$N_2(\omega) = K \frac{(e^{j\omega} - r_z e^{j\omega_N})(e^{j\omega} - r_z e^{-j\omega_N})}{(e^{j\omega} - r_p e^{j\omega_N})(e^{j\omega} - r_p e^{-j\omega_N})} \quad (\text{ก.9})$$

เมื่อต้องการหาขนาดของ  $N(\omega)$  ที่ความถี่นอตช์  $\omega_N$  จะสามารถเขียนตำแหน่งของศูนย์ ขั้ว และตำแหน่งบนเส้นวงกลมหนึ่งหน่วยได้ดังในรูปที่ ก.2



รูปที่ ก.2 แสดงระยะทางจากศูนย์และขั้วไปยังตำแหน่ง  $e^{j\omega_N}$

ขนาดของ  $N_2(\omega_N)$  จะหาได้จาก

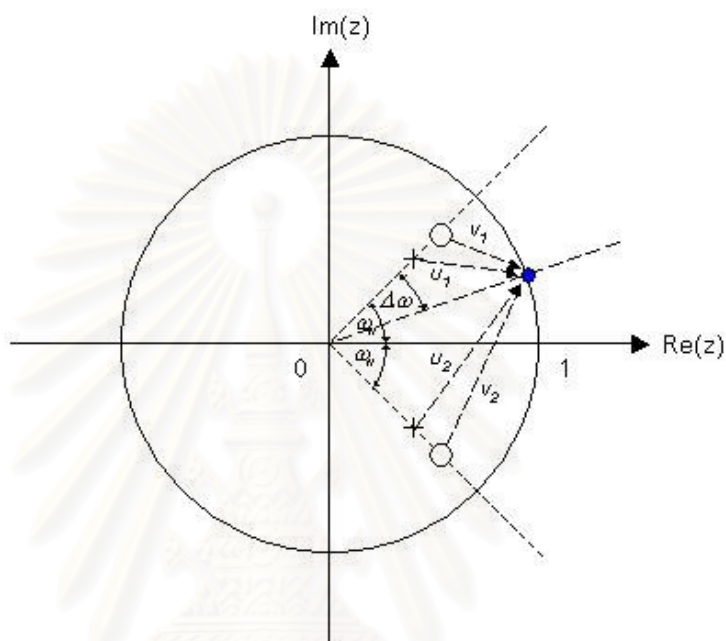
$$|N_2(\omega_N)| = K \frac{V_1 \times V_2}{U_1 \times U_2} \quad (\text{ก.10})$$

จากรูปที่ ก.2 สังเกตว่าระยะ  $V_2$  และ  $U_2$  มีขนาดใกล้เคียงกัน ( $V_2 \approx U_2$ ) จึงสามารถประมาณ (ก.10) ได้เป็น

$$|N_2(\omega_N)| = K \frac{V_1}{U_1} = K \frac{1-r_z}{1-r_p} \quad (\text{ก.11})$$

### แบนด์วิดท์ 3 dB ของนอตช์ฟิลเตอร์

เพื่อความสะดวกและง่ายต่อการวิเคราะห์จะกำหนดให้  $K=1$  (ในทางปฏิบัติ  $K$  มีค่าใกล้เคียง 1) และ สมมติให้  $\Delta\omega$  คือผลต่างของความถี่นอตช์กับความถี่ที่มีอัตราขยายเท่ากับ  $1/\sqrt{2}$  หรือ  $|N_2(\omega_N - \Delta\omega)| = 1/\sqrt{2}$



รูปที่ ก.3 แสดงระยะทางจากศูนย์และชี้ไปยังตำแหน่ง  $e^{j(\omega_N - \Delta\omega)}$

ขนาดของ  $N_2(\omega_N - \Delta\omega)$  จะหาได้จาก

$$|N_2(\omega_N - \Delta\omega)| = \frac{V_1 \times V_2}{U_1 \times U_2} \quad (\text{ก.12})$$

จากรูปที่ ก.3 สังเกตว่าระยะ  $V_2$  และ  $U_2$  มีขนาดใกล้เคียงกัน ( $V_2 \approx U_2$ ) จึงสามารถประมาณ (ก.12) ได้เป็น

$$|N_2(\omega_N - \Delta\omega)| = \frac{V_1}{U_1} \quad (\text{ก.13})$$

จากกฎของโคไซน์สามารถหาระยะ  $V_1$  และ  $U_1$  ได้เป็น

$$V_1^2 = r_z^2 + 1 - 2r_z \cos(\Delta\omega) \quad (\text{ก.14})$$

และ

$$U_1^2 = r_p^2 + 1 - 2r_p \cos(\Delta\omega) \quad (\text{ก.15})$$

แทน  $\cos(\Delta\omega) = 1 - 2\sin^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right)$  ลงใน (ก.14) และ (ก.15) แล้วจัดรูปจะได้



$$V_1^2 = (1-r_z)^2 + 4r_z \sin^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \quad (\text{ก.16})$$

$$U_1^2 = (1-r_p)^2 + 4r_p \sin^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) \quad (\text{ก.17})$$

เนื่องจาก  $|N_2(\omega_N - \Delta\omega)| = 1/\sqrt{2}$  และจาก (ก.13) เมื่อยกกำลังสองจะได้

$$\frac{1}{2} = \frac{V_1^2}{U_1^2} \quad (\text{ก.18})$$

แทน (ก.16) และ (ก.17) ลงใน (ก.18) แล้วจัดรูปจะได้

$$\sin^2\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) = \frac{(1-r_p)^2 - 2(1-r_z)^2}{8r_z - 4r_p} \quad (\text{ก.19})$$

$$\sin\left(\frac{\Delta\omega}{2}\right) = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(1-r_p)^2 - 2(1-r_z)^2}{2r_z - r_p}} \quad (\text{ก.20})$$

เมื่อ  $\frac{\Delta\omega}{2}$  มีค่าเล็กๆ สามารถประมาณ (ก.20) ได้เป็น

$$\frac{\Delta\omega}{2} \approx \frac{1}{2} \sqrt{\frac{(1-r_p)^2 - 2(1-r_z)^2}{2r_z - r_p}} \quad (\text{ก.21})$$

$$\Delta\omega = \sqrt{\frac{(1-r_p)^2 - 2(1-r_z)^2}{2r_z - r_p}} \quad (\text{ก.22})$$

จาก (ก.22) จะได้แบนด์วิดท์ 3 dB เป็น

$$BW = 2\Delta\omega = 2 \sqrt{\frac{(1-r_p)^2 - 2(1-r_z)^2}{2r_z - r_p}} \quad (\text{ก.23})$$

## ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายศุภรศักดิ์สิทธิ์ ลิ้มลือชา เกิดเมื่อวันที่ 24 สิงหาคม พ.ศ. 2522 สำเร็จการศึกษาหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้าจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีสุรนารีในปีการศึกษา 2544 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัยในปีการศึกษา 2545



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย