

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบขยายเสียงดิจิตอลออดิโอคู่รอบทิศทาง

DIGITAL BI-AMPLIFIER FOR SURROUND SYSTEM



T117372

นายฐิติพงศ์ ใจหาญ

TITIPONG JAIHAN

นายธีระพงษ์ จันโสภ

TEERAPONG CHANSOPA

นายนรพนธ์ สุ่มขำ

NORAPON SUMKHAM

สงท  
ลงทะเบียน 117372  
ในเดือนปี ๒๕๕๓

๑๒๓๔๕๖๗๐

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# DIGITAL BI-AMPLIFIER FOR SURROUND SYSTEM



**THIS THESIS IS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
BACHELOR OF ENGINEERING IN INFORMATION ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG  
ACADEMIC YEAR 2010**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาบัตร	ระบบขยายเสียงดิจิทัลออกดีโอรอบทิศทาง	
รายชื่อนักศึกษา	นายจิตติพงษ์ ใจหาญ	รหัสนักศึกษา 50010407
	นายธีระพงษ์ จันโสภา	รหัสนักศึกษา 50010717
	นายนรพนธ์ สุ่มงำ	รหัสนักศึกษา 50010758
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
พ.ศ.	2553	
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาบัตร	ผศ.คลชัย สุขเจริญผล	

ปริญญาบัตรฉบับนี้ ได้รับการอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาานิพนธ์	ระบบขยายเสียงดิจิทัลออดิโอคู่รอบทิศทาง	
รายชื่อนักศึกษา	นายฐิติพงศ์ ใจหาญ	รหัสนักศึกษา 50010407
	นายธีระพงษ์ จันโสภา	รหัสนักศึกษา 50010717
	นายนรพนธ์ สุ่มงำ	รหัสนักศึกษา 50010758
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต	
สาขาวิชา	วิศวกรรมสารสนเทศ	
พ.ศ.	2553	
อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาานิพนธ์	ผศ.ชลชัย สุขเจริญผล	

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นกรออกแบบและสร้างระบบขยายเสียงดิจิทัลออดิโอคู่รอบทิศทางโดยใช้วงจรกรองความถี่เพื่อแยกสัญญาณออดิโอออกเป็นสองช่วงความถี่ คือในช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูงที่จุดตัดความถี่ 3KHz เพื่อให้ภาคขยายเสียงได้แยกการทำงานตามช่วงความถี่อย่างอิสระ นอกจากนี้ข้อดีจากการขยายสัญญาณแบบแบ่งช่วงความถี่ย่อย คือ ออกแบบ Power Supply, การปรับเกนให้เข้ากับความไวของแต่ละตัวขับและการเมทซิ่งอิมพแดนซ์ของแต่ละช่วงความถี่ สามารถออกแบบแยกเป็นอิสระออกจากกัน ในการสร้างได้ออกแบบระบบขยายเสียงรอบทิศทางแบบ 4.0 Channels เพื่อขยายสัญญาณดิจิทัลออดิโอที่กำลังขับ 100 watt ในรูปแบบ Pulse Width Modulation(PWM) โดยใช้สัญญาณสามเหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่ได้ เป็นสัญญาณเปรียบเทียบเพื่อให้ได้ค่าของความถี่ของสัญญาณเปรียบเทียบที่เหมาะสมและสามารถลดดิสทอร์ชันได้ ซึ่งจะทำให้คุณภาพเสียงดียิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<b>Thesis Title</b>	Digital Bi-Amplifier for Surround System	
<b>Student</b>	Mr. Titipong Jaihan	Student ID. 50010407
	Mr. Teerapong Chansopa	Student ID. 50010717
	Mr. Norapon Sumkham	Student ID. 50010758
<b>Degree</b>	Bachelor of Engineering	
<b>Program</b>	Information Engineering	
<b>Year</b>	2010	
<b>Thesis Advisor</b>	Asst. Prof. Dolchai Sookcharoenphol	

### ABSTRACT

This Project presents design and implementation of Digital Bi-amplifier for Surround System by using subtractive complimentary filter pair for separating wide audio signal into high frequency and low frequency bands at cutoff frequency 3KHz and feed to separately amplifiers each independently. In addition to, the advantages of extending the frequency range of sub-divided signal is design power supply, Adjust the gain to the sensitivity of each driver and matching impedance of each frequency rang. Can be designed independent from each other.

And design amplifier for 4.0 channels surround to amplifier 100 watt pulse width modulation. In this amplifier using triangle wave that adjustable frequency signal is comparison for to be properly and low distortion of amplifier.

## กิตติกรรมประกาศ

ความสำเร็จของปริญญาบัตรฉบับนี้เกิดขึ้นมาได้ ต้องขอขอบพระคุณ ผศ.ดลชัย สุขเจริญผล ที่ให้คำปรึกษาและสนับสนุนการทำงานด้านอดิโมาโดยตลอด ขอคุณบิดา มารดา ที่สนับสนุนการเรียนและช่วยเหลือค่าใช้จ่ายในการทำงาน เพื่อนๆทุกคนที่ทำให้กำลังใจรวมถึงหลายๆท่านที่ไม่ได้เอ่ยนาม ณ ที่นี้ ตลอดจนขอขอบคุณสาขาวิชาวิศวกรรมสารสนเทศที่ให้โอกาสในการศึกษาและอุปกรณ์ที่ใช้การทดลองโครงการนี้จนโครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำหวังว่าปริญญาบัตรนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ได้นำไปศึกษาและเป็นจุดประกายความคิดจนสามารถนำไปพัฒนาต่อจนมีคุณภาพที่ดีขึ้นได้ และคงจะเป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ศึกษาทางด้านเครื่องเสียงอีกด้วย

นายฐิติพงศ์ ใจหาญ  
นายธีระพงษ์ จันโสภา  
นายนรพนธ์ สุ่มขำ



# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 จุดประสงค์.....	1
1.3 ขอบเขตของโครงการ.....	2
1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
1.5 อุปกรณ์ที่ต้องใช้.....	2
1.6 สถาปัตยกรรมของระบบ.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน.....	5
2.1 ระบบเสียงในรูปแบบต่างๆ.....	5
2.1.1 ระบบเสียงแบบ Stereo.....	5
2.1.2 ระบบเสียงแบบ Surround.....	5
2.1.2.1 ระบบเสียง Surround แบบ 4.0 และ 4.1 Chanel.....	5
2.1.2.2 ระบบเสียง Surround แบบ 5.1 Chanel.....	6
2.1.2.3 ระบบเสียง Surround แบบ 7.1 Chanel.....	7
2.2 คลื่นเสียง.....	7
2.3 ลำโพง(Speaker).....	8
2.3.1 การต่อลำโพงกับเครื่องขยายเสียง.....	10
2.3.1.1 ความสามารถในการรับความดังของลำโพงมีหน่วยเป็นวัตต์ (Watt (W)).....	11
2.3.1.2 ความต้านทานของลำโพง.....	11
2.4 Bi-Amplifier.....	11
2.5 การจัดคลาสของแอมพลิไฟเออร์.....	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.5.1 Class A.....	12
2.5.2 Class B.....	12
2.5.3 Class AB.....	13
2.5.4 Class D.....	13
2.6 ระบบขยายเสียงคลาสดี.....	14
2.7 ทฤษฎีพัลส์วิดท์มอดูเลชัน.....	16
2.7.1 การสร้างสัญญาณเชิงความกว้างพัลส์.....	16
2.8 วงจรคลาสดี แบบฮาร์ฟบริดจ์ โดยใช้ฟิลเตอร์กรองที่เอาท์พุท.....	17
2.9 วงจรคลาสดี แบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ฟิลเตอร์กรองที่เอาท์พุท.....	18
2.10 วงจรขยายสัญญาณเสียงคลาสดี โดยไม่ใช้ฟิลเตอร์ที่เอาท์พุท.....	19
2.11 วงจรกรองความถี่.....	19
2.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter).....	20
2.12.1 ขนาดของเกนขยาย (Voltage Gain).....	21
2.12.2 การออกแบบฟิลเตอร์ (Filter Design).....	21
2.13 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter).....	22
2.13.1 ขนาดของเกนขยาย (Voltage Gain).....	23
2.13.2 การออกแบบฟิลเตอร์ (Filter Design).....	23
2.14 วงจรกรองความถี่แบบ BUTTERWORTH.....	24
2.15 ลำดับของวงจรกรองความถี่ (Order of Filter).....	26
2.15.1 1 <sup>st</sup> Order Filter.....	27
2.15.2 2 <sup>nd</sup> Order Filter.....	28
2.15.3 4 <sup>th</sup> Order Filter.....	29
<b>บทที่ 3 การออกแบบ.....</b>	<b>31</b>
3.1 การออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี.....	31
3.2 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม.....	33
3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

บทที่ 4 บันทึกผล.....	36
4.1 การทดลองที่ 4.1.....	36
4.2 การทดลองที่ 4.2.....	37
4.3 การทดลองที่ 4.3.....	38
4.4 การทดลองที่ 4.4.....	41
4.5 การทดลองที่ 4.5.....	42
4.6 การทดลองที่ 4.6.....	44
4.7 การทดลองที่ 4.7.....	46
บทที่ 5 สรุปผล.....	49
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	49
5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลอง.....	49
5.3 แนวทางแก้ไขปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	50
บรรณานุกรม.....	51
ภาคผนวก.....	52

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ขั้นตอนของการทำโครงการ.....	4
2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตและขนาดของเกนการขยาย Low-pass Filter.....	22
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตและขนาดของเกนการขยาย High-pass Filter.....	24



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ระบบเครื่องเสียงเซอร์ราวนด์แบบ 4.0 Channel .....	3
1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดง Digital Bi-Amplifier 1 Channe.....	3
2.1 ระบบ Surround 4.0 Chanel .....	6
2.2 ระบบ Surround 5.1 Chanel.....	6
2.3 ระบบ Surround 7.1 Chanel.....	7
2.4 คลื่นเสียง.....	8
2.5 ส่วนประกอบต่างๆของลำโพง.....	8
2.6 ลำโพงขนาดต่างๆ จากซ้ายไปขวา คือ ทวีตเตอร์ มิดเรนจ์ และวูฟเฟอร์.....	10
2.7 บล็อกไดอะแกรมแสดง Digital Bi-Amplifier 1 Channel.....	11
2.8 แรงดันกระแสของ Class A.....	12
2.9 แรงดันกระแสของ Class B.....	13
2.10 แรงดันกระแสของ Class AB.....	13
2.11 ระบบขยายเสียงแบบเชิงเส้น.....	14
2.12 ระบบขยายเสียงแบบสวิตชิง Class D.....	15
2.13 บล็อกไดอะแกรมของระบบขยายสัญญาณ Class D.....	15
2.14 การเปรียบเทียบแรงดันของสัญญาณ.....	16
2.15 สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตนาฬิกา กับสัญญาณสามเหลี่ยม.....	17
2.16 วงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	17
2.17 วงจร Class D แบบฮาร์ฟบริดจ์ โดยใช้ฟิเลเตอร์กรองที่เอาท์พุท.....	18
2.18 วงจร Class D แบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ฟิเลเตอร์กรองที่เอาท์พุท.....	18
2.19 วงจรขยายสัญญาณเสียง Class D โดยไม่ใช้ฟิเลเตอร์ที่เอาท์พุท.....	19
2.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง (Second Order Low-Pass Filter).....	20
2.21 สัญญาณทางอุดมคติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน.....	21
2.22 วงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง (Second Order High-Pass Filter).....	22
2.23 สัญญาณทางอุดมคติของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน.....	23
2.24 ค่าของอุปกรณ์ของแต่ละอันดับแบบ Butterworth.....	25
2.25 กราฟการตอบสนอง แบบ “Maclaurin Series”.....	25

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.26 แสดงกราฟเปรียบเทียบ Frequency Responss Filter แบบ Butterworth กับ Sherbyshev 1 , Sherbyshev 2 และ Elliptic.....	26
2.27 กราฟแสดง Frequency Respond ในแต่ละ Order.....	27
2.28 วงจรกรองความถี่ First Order แบบต่ำผ่าน.....	27
2.29 กราฟแสดง Frequency Responss ของ First Order.....	28
2.30 วงจรกรองความถี่ Second Order แบบต่ำผ่าน.....	28
2.31 กราฟแสดง Frequency Responss ของ Second Order.....	29
2.32 วงจรกรองความถี่ Fourth Order แบบต่ำผ่าน.....	29
2.33 กราฟแสดง Frequency Responss ของ Forth Order.....	30
3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบขยายสัญญาณ Class D.....	31
3.2 วงจรของระบบขยายสัญญาณ Class D.....	32
3.3 วงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม.....	33
3.4 วงจรกรองความถี่.....	34
3.5 สัญญาณเอาต์พุทของ Filter เมื่อป้อนความถี่ที่10KHz.....	35
3.6 สัญญาณเอาต์พุทของ Filter เมื่อป้อนความถี่ที่10Hz.....	35
4.1 สัญญาณเอาต์พุท Low-Pass Filter เมื่อป้อนความถี่ 10 Hz.....	36
4.2 สัญญาณเอาต์พุท Low-Pass Filter เมื่อป้อนความถี่ 10 KHz.....	36
4.3 สัญญาณเอาต์พุท High-pass filter เมื่อป้อนความถี่ 10 Hz.....	37
4.4 สัญญาณเอาต์พุท High-Pass Filter เมื่อป้อนความถี่ 10 KHz.....	37
4.5 บล็อก ไดอะแกรมแสดงตำแหน่งการวัดสัญญาณของระบบขยายสัญญาณ Class D.....	38
4.6 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 50 KHz.....	39
4.7 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 100 KHz.....	39
4.8 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 150 KHz.....	40
4.9 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 180 KHz.....	40
4.10 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม50 KHz.....	41
4.11 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม100 KHz.....	41
4.12 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม150 KHz.....	42
4.13 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม180 KHz.....	42

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.14 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz.....	43
4.15 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz.....	43
4.16 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz.....	44
4.17 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz.....	44
4.18 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 50 KHz.....	45
4.19 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 100 KHz.....	45
4.20 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 150 KHz.....	46
4.21 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 180 KHz.....	46
4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz.....	47
4.23 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz.....	47
4.24 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz.....	48
4.25 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz.....	48

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบัน สื่อบันเทิงอย่าง Home Entertainments มีการขยายตัวสูงมาก อันเนื่องมาจากการเติบโตของเทคโนโลยี Infortainments ที่มีการพัฒนาและขยายตัวอย่างรวดเร็ว โดยเฉพาะเทคโนโลยี ระบบเล่นกลับของสื่อผสมส่วนบุคคลและระบบเสียงรอบทิศทาง ซึ่งมีการขยายตัวในตลาดเครื่องเสียงเป็นอย่างมาก การนำระบบดังกล่าวไปใช้งานในพื้นที่ที่มีขนาดใหญ่อาจเกิดปัญหาหลายอย่างอาทิ เช่น การใช้สายตัวนำในการส่งผ่านสัญญาณจากเครื่องขยายไปยังระบบตัวขับเสียง (Loudspeaker Systems) ที่มีระยะมากกว่า 30 เมตร อาจเกิดปัญหาของการดีเลย์ของสัญญาณ ทำให้อาจเกิดเสียงคล้ายกับเสียงสะท้อน อีกทั้งการลดทอนสัญญาณอันเกิดจากความต้านทานของสายตัวนำ ทำให้เสียงที่ได้มีคุณภาพลดลง ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยใช้ระบบส่งข้อมูลแบบไร้สาย นอกจากนี้ระบบขยายเสียงเดิมนั้น มีประสิทธิภาพต่อกำลังค่อนข้างต่ำ มีขนาดใหญ่ ใช้งานลำบาก อีกทั้งยังมีต้นทุนการผลิตสูง

ในโครงการนี้เป็นการพัฒนา ออกแบบ และสร้างเครื่องขยายสัญญาณดิจิทัลออดิโอรอบทิศทาง โดยใช้ Switching Class-D Amplifier แบบ Full Bridge ที่ใช้ความละเอียดของสัญญาณ 8-16 บิต สามารถปรับความถี่แชนเปลิ่งได้เพื่อเพิ่มความละเอียดของการสุ่มสัญญาณเสียงสูงและลดสัญญาณรบกวน สามารถรองรับสัญญาณอินพุตในรูปแบบอนาล็อกและดิจิทัล และรองรับการใช้งานในระบบสื่อสาร ไร้สาย ซึ่งการสร้างวงจรขยายเสียงดิจิทัลออดิโอด้วยวิธี Switching Class-D Amplifier มีข้อดีในเรื่องประสิทธิภาพต่อกำลังสิ้นเปลืองไฟมากกว่า 90% เมื่อเทียบกับวงจรขยายกำลังสัญญาณแบบ Class A และ Class AB นอกจากนี้ยังมีขนาดเล็กและต้นทุนต่ำ

### 1.2 จุดประสงค์

1. เพื่อศึกษาขั้นตอนการออกแบบวงจรขยายสำหรับสัญญาณดิจิทัลออดิโอ
2. เพื่อศึกษาผลของความถี่แชนเปลิ่งค่าต่างๆที่มีผลต่อคุณภาพในการรับฟังของสัญญาณดิจิทัลออดิโอ (Sound Percived Quality)
3. เพื่อศึกษาระบบประมวลผลสัญญาณของระบบเสียงรอบทิศทาง

### 1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ทำการออกแบบและสร้างระบบขยายเสียงรอบทิศทางโดยใช้ Switching Amplifier ที่ Bit Resolution = 8-16 Bit
2. ออกแบบและสร้างวงจรขยายสัญญาณดิจิตอลออดิโอกำลัง 100 วัตต์
3. ออกแบบและทำการสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ (PWM) ที่สามารถปรับความถี่ได้
4. ออกแบบและสร้างวงจรกรองสัญญาณออดิโอสำหรับวงจรขยายสัญญาณดิจิตอลออดิโอแบบแยกความถี่ได้ (Bi-Amplifier)

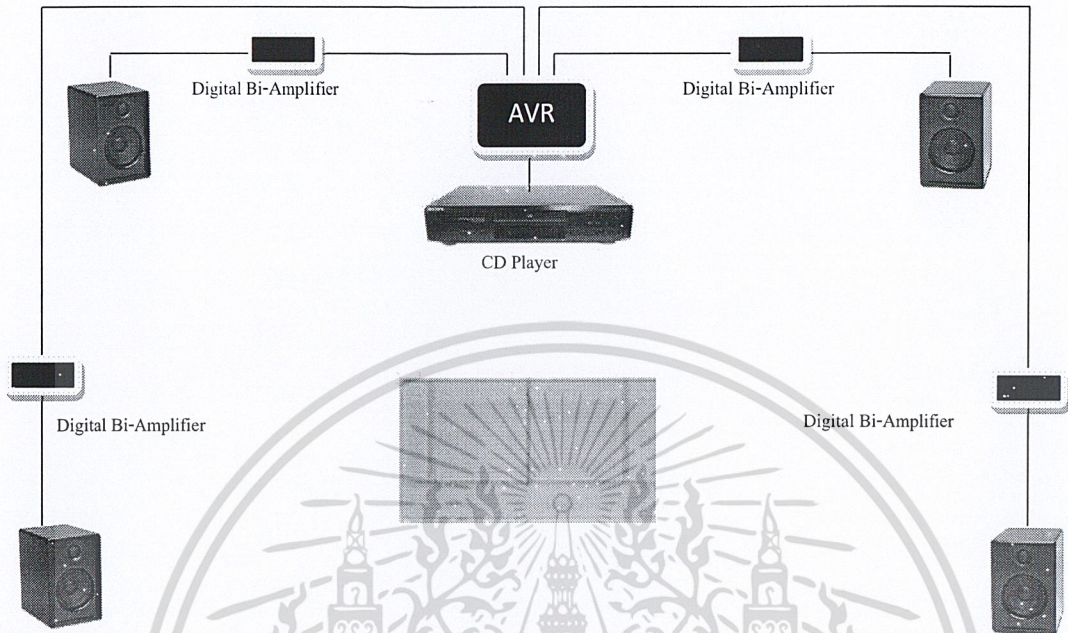
### 1.4 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. ระบบที่พัฒนาขึ้น สามารถนำไปใช้ในกิจกรรม และงานแสดงต่างๆ ได้จริง
2. เข้าใจกระบวนการรับ – ส่งสัญญาณเสียงรูปแบบการมอดูเลตชั้นเชิงความถี่
3. สามารถใช้เป็นสื่อการเรียนการสอนได้

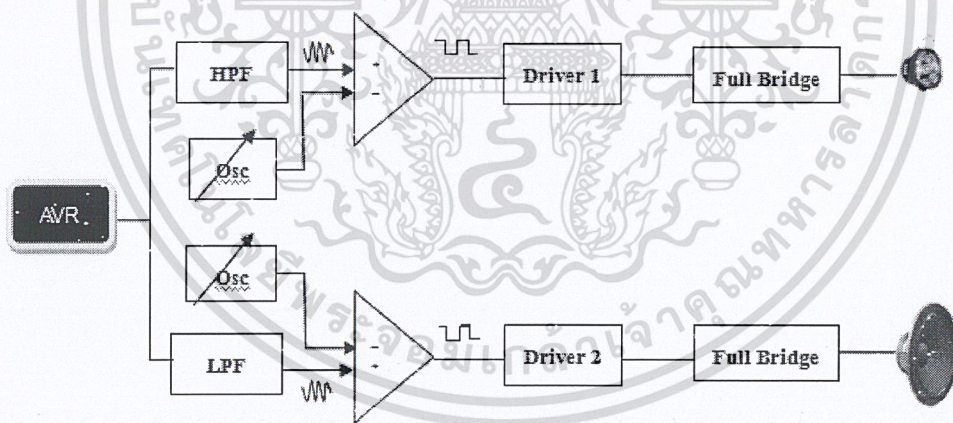
### 1.5 อุปกรณ์ที่ต้องใช้

1. ฮาร์ดแวร์  
อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ , ดิจิตอลออสซิลโลสโคป , ดิจิตอลฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์ , แหล่งจ่ายไฟ , ลำโพง , มัลติมิเตอร์
2. ซอฟต์แวร์  
Microsoft Office , PSpice , Altium Designer Summer 09

## 1.6 สถาปัตยกรรมของระบบ



รูปที่ 1.1 ระบบเครื่องเสียงเซอร์ราวนด์แบบ 4.0 Channel



รูปที่ 1.2 บล็อกไดอะแกรมแสดง Digital Bi-Amplifier 1 Channel

ขั้นตอนการทำโครงงานแบ่งออกเป็น 10 ขั้นตอน คือ การกำหนดปัญหาที่จะทำการศึกษาการวิเคราะห์ออกแบบระบบ Software และ Hardware การลงมือปฏิบัติงาน จัดหาอุปกรณ์ สร้างวงจร สร้างชิ้นงาน การทดสอบอุปกรณ์และแก้ไขปัญหาที่ทำให้เกิดข้อบกพร่อง และการทำปริญญานิพนธ์ โดยช่วงเวลาในการทำขั้นตอนดังกล่าว ได้แสดงไว้ในตารางที่ 1.1



## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้

### 2.1 ระบบเสียงในรูปแบบต่างๆ

#### 2.1.1 ระบบเสียงแบบ Stereo

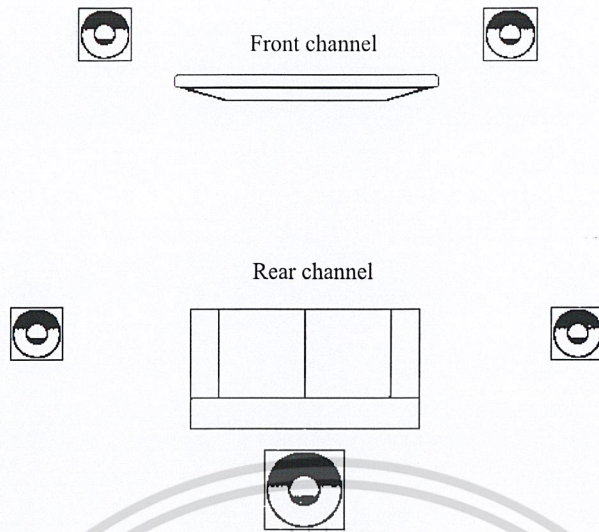
ระบบเสียงแบบ Stereo นี้จะมีรูปแบบการวางลำโพงสองด้าน คือด้านซ้ายและด้านขวา ทำให้เสียงที่ออกมานั้นมีมิติ เช่นเมื่อฟังเพลง อาจจะได้ยินเสียงนักร้อง เสียงกลอง อยู่ตรงกลาง และ เสียงกีตาร์ เสียงเบส หรือเสียงเปียโน จะอยู่ทางด้านซ้ายหรือด้านขวา ตามที่ผู้บันทึกเสียง กำหนดจึงทำให้เสียงดนตรี มีมิติ และไพเราะมากขึ้น จึงถือว่าเป็นระบบเสียงที่ดีในระดับหนึ่งและใช้กันแพร่หลาย ในหมู่นักฟังเพลง แต่ไม่ได้ดีที่สุดเมื่อเปรียบเทียบกับระบบเสียงในปัจจุบัน

#### 2.1.2 ระบบเสียงแบบ Surround

ระบบเสียงแบบ Surround เป็นระบบการใช้ช่องสัญญาณเสียงประกอบกันเป็นสัญญาณ Surrounding รอบตัวผู้ฟังทำให้สามารถรับถึงมิติของเสียงได้ทุกทิศทางรอบตัวทำให้มีความสมจริงมากขึ้น ซึ่งเป็นที่นิยมมากในหมู่ผู้ชมภาพยนตร์ ระบบเสียงแบบ Surround นั้นมีหลายรูปแบบ ต่างๆกันดังนี้

##### 2.1.2.1 ระบบ Surround แบบ 4.0 และ 4.1 Chanel

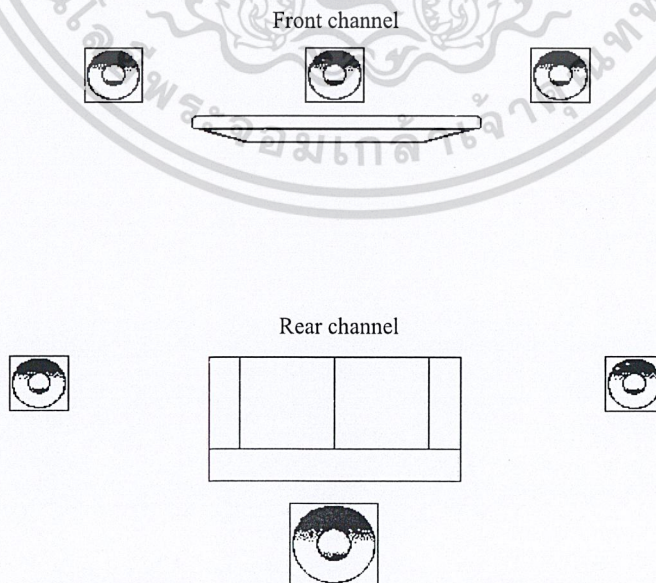
โดยระบบลำโพงแบบนี้จะประกอบไปด้วยลำโพง 4 ตัว ในแบบ 4.0 ส่วนในแบบ 4.1 นั้นจะเพิ่ม Subwoofer ไปอีกหนึ่งตัว ซึ่งเสียงที่ออกมาจะมีมิติ โดยที่ลำโพง 4 ตัวนี้จะวางในตำแหน่งที่ต่างกันคือ หน้าซ้าย หน้าขวา หลังซ้าย และหลังขวา ส่วน Subwoofer นั้นจะไม่นับเป็นลำโพงที่ 5 เพราะเป็นลำโพงที่ขับในช่วงความถี่ต่ำโดยอาศัยสัญญาณจากลำโพงสี่ตัว จึงออกมาในลักษณะการสั่นสะเทือนมากกว่า ส่วนลำโพงทั้งสี่ตัวที่เหลือจะออกเสียงในจุดของตัวเองตามที่ได้รับสัญญาณเข้ามา



รูปที่ 2.1 ระบบ Surround 4.0 Chanel

### 2.1.2.2 ระบบ Surround 5.1 Chanel

ลำโพงในรูปแบบ 5.1 Channel นี้ แตกต่างจากระบบ 4.1 Channel คือ จะเพิ่มช่องสัญญาณขึ้นมาอีก 2 Channel ให้กับลำโพงตัวกลาง และ Subwoofer ซึ่งในรูปแบบนี้ Subwoofer จะมีช่องสัญญาณเป็นของตัวเองแล้วแต่ก็ยังนับเป็น x.1 อยู่เนื่องจาก Subwoofer ยังขับเสียงในช่วงความถี่ต่ำเช่นเดิมเสียงที่ออกมาจะเป็นในรูปแบบคลื่นสั้นสะเทือน จึงไม่สามารถให้มิติของเสียงได้ โดยในรูปแบบ 5.1 Channel สามารถรองรับระบบ Dolby Digital ซึ่งพบได้ในโรงภาพยนตร์ทั่วไป

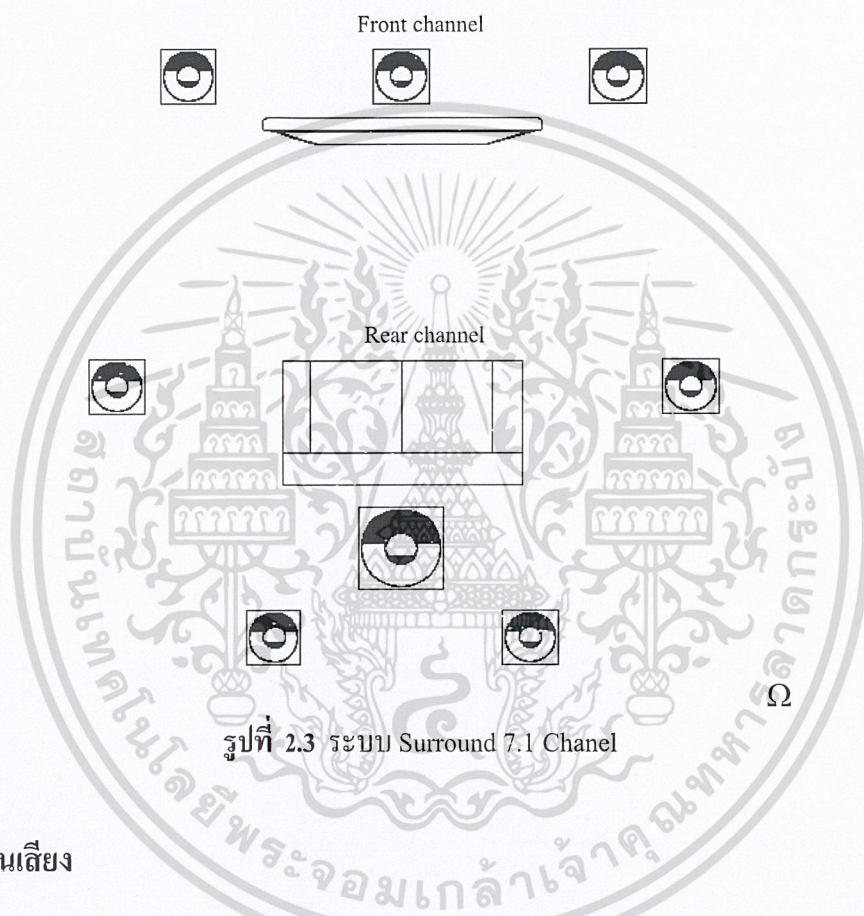


รูปที่ 2.2 ระบบ Surround 5.1 Chanel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2.3 ระบบ surround แบบ 7.1 Chanel

ลำโพงในรูปแบบนี้นับว่าเป็นลำโพงที่มีความละเอียดของมิติที่สุดในรูปแบบ Surround และเป็นรูปแบบที่กำลังนิยมในปัจจุบัน มีความแตกต่างจากระบบ 5.1 คือจะเพิ่มลำโพงตรงกลางซ้ายและกลางขวาขึ้นมา อีกสองตัว ซึ่งจะช่วยให้เพิ่มความละเอียดของทิศทางเสียงมากยิ่งขึ้น จนนับได้ว่ารูปแบบทิศทางเสียงเกือบจะมีลักษณะเป็นวงรอบตัวผู้ฟัง ซึ่งทำให้ได้รรถรสในการรับฟังไม่แพ้กับโรงภาพยนตร์ในระดับดีเลย์ทีเดียว

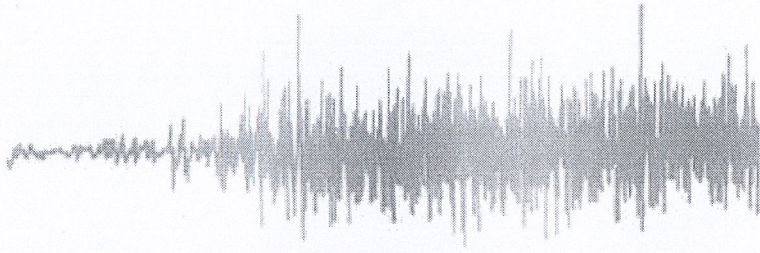


รูปที่ 2.3 ระบบ Surround 7.1 Chanel

## 2.2 คลื่นเสียง

คลื่นเสียงนั้นเกิดจากการสั่นสะเทือนของแหล่งกำเนิดเสียงแล้วใช้อากาศเป็นตัวกลางในการเดินทางของคลื่น ซึ่งมีความถี่ความถี่ต่าง ๆ กันออกไป เมื่อคลื่นนั้นมากระทบกับเยื่อแก้วหูของเราแล้วคนเราจะแปลคลื่นนี้ออกมาเป็นสัญญาณเสียง โดยเสียงที่มนุษย์สามารถได้ยินนั้นจะมีความถี่อยู่ในช่วง 20 ถึง 20,000 เฮิรตซ์ สามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงความถี่คือ ช่วงความถี่ต่ำอยู่ในช่วงประมาณ 20 ถึง 500 เฮิรตซ์ ความถี่ปานกลางอยู่ในช่วงประมาณ 500 ถึง 5,000 เฮิรตซ์ และช่วงความถี่สูง อยู่ในช่วงประมาณ 5,000 ถึง 20,000 เฮิรตซ์

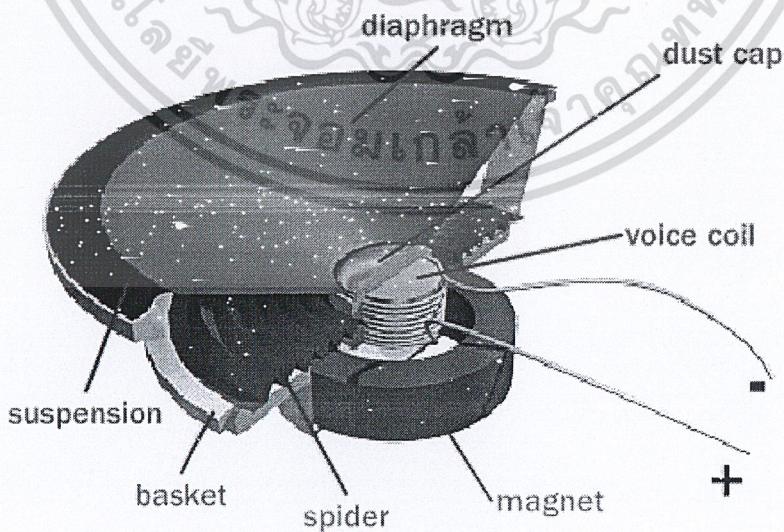
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 คลื่นเสียง

### 2.3 ลำโพง (Speaker)

หน้าที่สำคัญของลำโพงคือ เปลี่ยนสัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้มาจากเครื่องขยายเป็นสัญญาณเสียง ลำโพงที่ดีจะต้องสร้างเสียงให้เหมือนกับต้นฉบับเดิมมากที่สุด ลำโพงที่เห็นขายกันอยู่ทั่วไป ภายในประกอบด้วย กรวยหรือไดอะแฟรม ทำด้วยกระดาษแข็งหรือแผ่นพลาสติก หรือจะทำด้วยแผ่นโลหะบางๆ ก็ได้ ขอบยึด (Suspension หรือ Surround) เป็นขอบของไดอะแฟรม มีความยืดหยุ่น ติดอยู่กับเฟรม สามารถเคลื่อนที่ขึ้นและลงได้ในระดับหนึ่ง เฟรมหรือบางที่เรียกว่า บาสเก็ต (Basket) ยอดของกรวยติดอยู่กับคอยล์เสียง (Voice Coil) คอยล์เสียงจะยึดอยู่กับ สไปเดอร์ (Spider) มีลักษณะเป็นแผ่นวงกลมเหมือนแหวน สไปเดอร์จะยึดคอยล์เสียงให้อยู่ในตำแหน่งเดิม และทำหน้าที่เหมือนกับสปริง โดยจะสั่นสะเทือน เมื่อมีสัญญาณไฟฟ้าเข้ามา



รูปที่ 2.5 ส่วนประกอบต่างๆของลำโพง

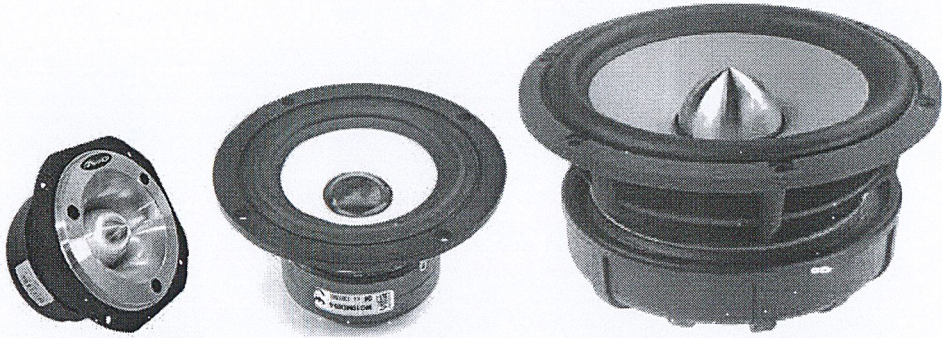
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของคอยล์เสียงใช้หลักการของแม่เหล็กไฟฟ้าโดยได้จากกฎของแอมแปร์ เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านเข้าไปในขดลวดหรือคอยล์ ภายในคอยล์จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้น ซึ่งจะเหนี่ยวนำให้แท่งเหล็กที่สอดอยู่เป็นแม่เหล็กไฟฟ้า ปกติแม่เหล็กจะมีขั้วเหนือและขั้วใต้ ถ้านำแม่เหล็กสองแท่งมาอยู่ใกล้ๆกัน โดยนำขั้วเดียวกันมาชิดกันมันจะผลักกัน แต่ถ้าต่างขั้วกันมันจะดูดกัน ด้วยหลักการพื้นฐานนี้ จึงติดแม่เหล็กถาวรล้อมคอยล์เสียงและแท่งเหล็กไว้ เมื่อมีสัญญาณทางไฟฟ้าหรือสัญญาณเสียงที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับป้อนสัญญาณให้กับคอยล์เสียง ขั้วแม่เหล็กภายในคอยล์เสียงจะเปลี่ยนทิศทางตามสัญญาณสลับที่เข้ามา ทำให้คอยล์เสียงขยับขึ้นและลง ซึ่งจะทำให้ใบลำโพงขยับเคลื่อนที่ขึ้นและลงด้วย ไปกระทบกับอากาศ เกิดเป็นคลื่นเสียงขึ้น

ขนาดของลำโพงมีความสำคัญมาก ไม่ใช่ว่าลำโพงตัวเดียวสามารถจะให้ความถี่ได้ออกมาทุกๆความถี่ ถ้าต้องการให้เหมือนกับเสียงธรรมชาติมากที่สุด ลำโพงจะต้องมีหลายขนาด เราจะแบ่งลำโพงโดยใช้ความถี่ออกเป็น 3 ประเภท ดังนี้

วูฟเฟอร์ (Woofers) เป็นลำโพงที่มีขนาดใหญ่ที่สุด ออกแบบมาเพื่อให้เสียงที่มีความถี่ต่ำ ทวีตเตอร์ (Tweeters) เป็นลำโพงที่มีขนาดเล็กที่สุด ออกแบบมาเพื่อให้เสียงที่มีความถี่สูง มิดเรนจ์ (Midrange) เป็นลำโพงขนาดกลาง ถูกออกแบบมาเพื่อให้เสียงในช่วงความถี่กลางๆ คือไม่สูงหรือไม่ต่ำ

ลำโพงทวีตเตอร์ เป็นลำโพงที่มีความถี่สูง แผ่นลำโพงมีขนาดเล็กและค่อนข้างแข็ง จึงสามารถสั่นด้วยความเร็วที่สูง ส่วนลำโพงแบบวูฟเฟอร์ แผ่นลำโพงจะมีขนาดใหญ่ และค่อนข้างนิ่ม จึงสั่นด้วยความเร็วต่ำ เพราะมีมวลมาก อย่างไรก็ตามเสียงทั่วไป มีความถี่กว้าง คือมีความถี่จากสูงถึงต่ำ ซึ่งเราจะเรียกว่า มีความถี่ช่วงกว้าง ถ้าเรามีแต่ลำโพงทวีตเตอร์ และวูฟเฟอร์ เราจะได้เสียงอยู่ในย่านความถี่สูงกับต่ำเท่านั้น ความถี่ในช่วงกลางจะหายไป เพื่อจะให้คุณภาพของเสียงออกมาทุกช่วงความถี่ จึงจำเป็นจะต้องมีลำโพงมิดเรนจ์ด้วย ภายในตู้ลำโพงตู้หนึ่ง จึงมักจะเห็นลำโพงทั้งสามชนิดประกอบเข้าด้วยกัน



รูปที่ 2.6 ลำโพงขนาดต่างๆ จากซ้ายไปขวา คือ ทวีตเตอร์ มิตรเรนจ์ และวูฟเฟอร์

### 2.3.1 การต่อลำโพงกับเครื่องขยายเสียง

การต่อลำโพงกับเครื่องขยายเสียง การต่อลำโพงเข้ากับเครื่องขยายเสียงควรคำนึงถึงสิ่งต่างๆ ดังต่อไปนี้

#### 2.3.1.1 ความสามารถในการรับความดังของลำโพงมีหน่วยเป็นวัตต์ (Watt (W))

ความสามารถในการรับ ความดังของลำโพง หมายความว่า ที่ลำโพงจะมีตัวเลขบอกไว้ว่า 40W หรือ 60 W หรือ 100W การต่อลำโพงจะต้องคำนึงถึงตัวเลขเหล่านี้คือ ถ้าเครื่องขยายเสียงของเรามีความดัง 100W เราต้องใช้ลำโพงซึ่งรวมกันแล้วได้ 100 W หรือมากกว่านี้ จะใช้น้อยกว่าไม่ได้ จะทำให้ลำโพงขาดได้ในกรณีนี้ต้องใช้ลำโพง 40W ถึง 3 ตัวหรือใช้ลำโพง 6W อย่างน้อย 2 ตัว

#### 2.3.1.2 ความต้านทานของลำโพง

ความต้านทานของลำโพง หมายความว่า ความต้านทานในการไหล ของกระแสไฟฟ้า (ซึ่ง Watt ของเครื่องขยายเสียงคงที่) ถ้าความต้านทานน้อยกระแสไฟฟ้าจะไหลได้มากขึ้น ในทางกลับกัน ถ้าความต้านทานมากกระแสไฟฟ้าจะไหลได้น้อยลง ที่เครื่องขยายจะมีจุดความต้านทานให้เลือกต่อ เราจะต้องต่อให้ความต้านทานของเครื่องขยายเสียงเท่ากับความต้านทานของลำโพงหรือมากกว่า การคำนวณความต้านทานของลำโพงคำนวณได้จากสูตรต่อไปนี้วิธีต่อลำโพง การต่อลำโพงเพื่อใช้งานทำได้ 3 วิธีคือ

การต่อแบบขนาน คำนวณได้จากสูตร

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \dots + \frac{1}{R_n} \quad (\Omega) \quad (2.1)$$

เช่น ลำโพง 16 ohm 4 ตัว ถ้าต่อแบบขนานจะต้องต่อที่เครื่องเสียง  $\frac{1}{16} + \frac{1}{16} + \frac{1}{16} + \frac{1}{16} = \frac{1}{4} = 4$

( $\Omega$ ) โอห์ม ดังนั้นต้องต่อที่ขยาย 0 โอห์ม และ 4 โอห์ม การต่อลำโพงแบบขนานนี้ถ้าตัวใดตัวหนึ่งขาดตัวอื่นก็ยังคงดังอยู่

ต่อแบบอนุกรม คำนวณได้จากสูตร

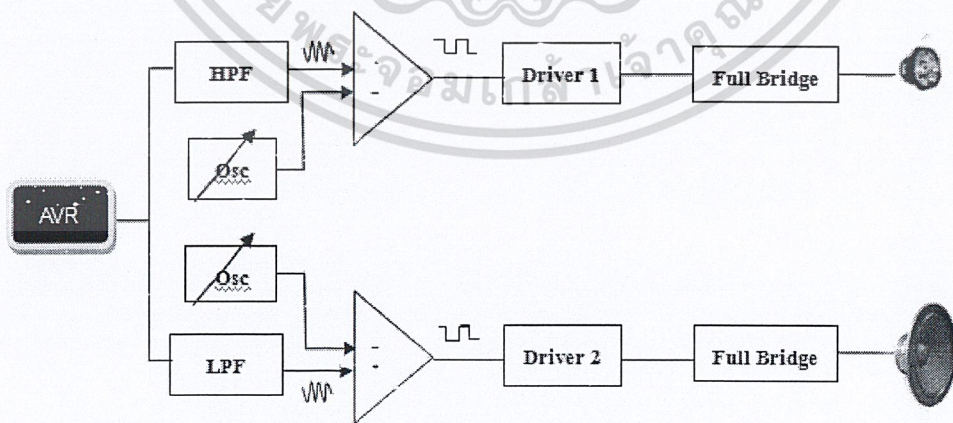
$$R = R_1 + R_2 + R_3 + \dots + R_n \quad (\Omega) \quad (2.2)$$

การต่อแบบอนุกรม ถ้าลำโพงตัวใดตัวหนึ่งไม่ดังหรือขาด ลำโพงตัวอื่นก็ไม่ดังด้วย

การต่อแบบผสม คำนวณ โดยใช้สูตรแบบขนานและแบบอนุกรมถ้าส่วนใดต่อแบบขนานก็ใช้สูตรแบบขนานส่วนใดต่อแบบอนุกรมก็ใช้สูตรการต่อแบบอนุกรม การต่อแบบนี้เป็นการต่อเพื่อให้ได้ค่าความต้านทานระหว่างเครื่องขยายเสียงและความต้านทานลำโพงใกล้เคียงกันที่สุด

## 2.4 Bi-Amplifier

Bi-Amplifier เป็นการรองความถี่อินพุตที่ได้รับเข้ามาโดยใช้วงจรกรองความถี่แบบ High-Pass Filter และ Low-Pass Filter เพื่อแยกความถี่ในช่วงความถี่ต่ำและความถี่สูงออกจากกัน โดยสัญญาณที่ถูแบ่งแยกแล้วจะถูกส่งต่อไปยังแอมป์แต่ละตัวเพื่อขยายสัญญาณในช่วงความถี่ที่ต่างกันและเป็นอิสระต่อกัน การทำ Bi-Amplifier นั้นจะช่วยให้ลดการรบกวนของความถี่สัญญาณซึ่งกันและกันในแต่ละช่วง



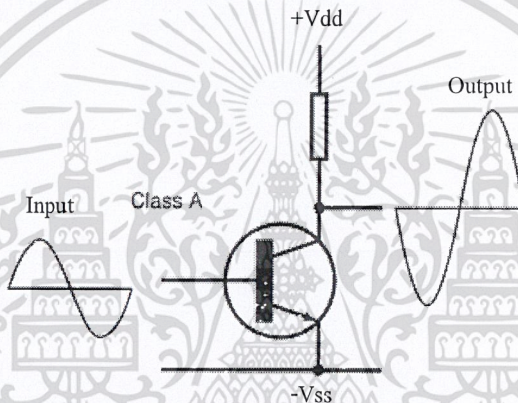
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมแสดง Digital Bi-Amplifier 1 Channel

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 การจัดคลาสของแอมพลิไฟเออร์

### 2.5.1 Class A

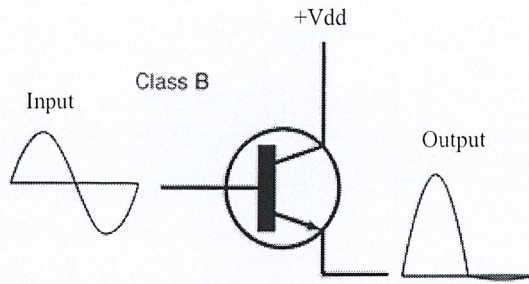
การจัดวงจรขยายแบบนี้ จะมีการไบอัสกระแสให้กับทรานซิสเตอร์อย่างต่อเนื่องตลอดเวลา แม้ว่าจะไม่มีสัญญาณมาให้ขยายตัวทรานซิสเตอร์ก็จะต้องมีปริมาณกระแสไหลผ่านในปริมาณค่อนข้างสูงอย่างต่อเนื่อง ทำให้ตัวเครื่องของแอมป์ Class A จะมีความร้อนสูงกว่าการจัดวงจรแบบคลาสอื่น ๆ ข้อดีก็อาจจะมีตรงที่ค่าความเพี้ยนต่าง ๆ จะมีต่ำกว่าวงจรแบบอื่น ๆ และแอมป์ Class A มักจะทำให้มีกำลังขับได้ไม่สูงนัก ถ้าผลิตแอมป์ Class A ที่มีกำลังขับสูง ๆ ตัวเครื่องและส่วนของแผงระบายความร้อนจะต้องมีขนาดใหญ่กว่าปกติมาก มีค่าประสิทธิภาพต่ำ อยู่ที่ประมาณ 20%



รูปที่ 2.8 แรงดันกระแสของ Class A

### 2.5.2 Class B

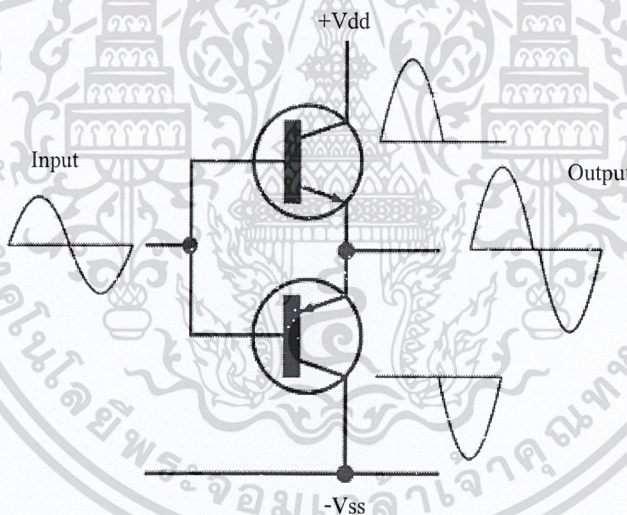
เป็นการจัดวงจรที่ต่างจาก Class A โดยสิ้นเชิง คือเมื่อไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามา ก็จะไม่มีการไหลผ่านทรานซิสเตอร์ จะมีกระแสไหลผ่านได้ก็ต่อเมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาเท่านั้น แอมป์ Class B มักจะมีค่าความเพี้ยนสูงมาก แต่มันมีข้อดีที่จะทำเป็นแอมป์กำลังขับสูง ๆ ได้ ปัจจุบันไม่มีแอมป์ Class B แท้ ๆ อีกแล้ว เนื่องจากคุณภาพเสียงไม่เป็นที่น่าพอใจ แต่จะมีค่าประสิทธิภาพมากกว่า Class A อยู่ที่ 50%



รูปที่ 2.9 แรงดันกระแสของ Class B

### 2.5.3 Class AB

แอมพลิฟายเออร์หรือเพาเวอร์แอมป์ซึ่งเป็นที่นิยมที่สุดในปัจจุบัน การออกแบบจะนำข้อดีของแอมป์ทั้ง Class A และ Class B มาผสมผสานกัน คือ มีการปล่อยให้มิกระแสปริมาณน้อย ๆ ผ่านทรานซิสเตอร์จำนวนหนึ่ง แม้ว่าจะไม่มีสัญญาณอินพุตเข้ามาเลย การทำงานปิดเปิดก็จะ เป็นไปตามสัญญาณอินพุตทั่วไป เพียงแต่ว่าวงจรนี้ จะไม่มีการ OFF ของกระแสทั้งหมด แม้ว่าจะ ไม่มีอินพุตเข้ามา ประสิทธิภาพของแอมป์ Class AB จะอยู่ที่ประมาณ 50%



รูปที่ 2.10 แรงดันกระแสของ Class AB

### 2.5.4 Class D

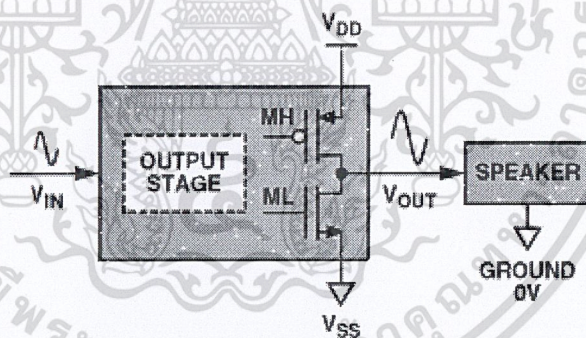
ใช้หลักการที่แตกต่างกับ Class A , B หรือ AB โดยสิ้นเชิง ในการทำงานของ Class D Amplifier จะใช้หลักการแปลงสัญญาณขาเข้าให้เปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิทัลที่เรียกกันว่า Pulse Width Modulation(PWM) โดยใช้หลักการสุ่มตัวอย่างของสัญญาณออกดีโอกับสัญญาณสุ่มตัวอย่างรูปสามเหลี่ยม ดังนั้นสัญญาณที่ได้จะอยู่ในรูปของสัญญาณพัลส์ดิจิทัลที่มีการเปลี่ยนแปลงเฉพาะความกว้างของพัลส์ นั่นก็คือสัญญาณ PWM นั่นเอง และนำสัญญาณ PWM นี้ไปควบคุมการสวิทช์ของ Power MOSFET ในภาค Power Stage ที่ความถี่สวิชซึ่งระหว่างช่วงความถี่ 50 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 13รศศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถึง 1.5 MHz เพื่อให้สัญญาณมีแอมพลิจูดที่สูงขึ้น แล้วนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ Demodulation Filter เพื่อเลือกเฉพาะสัญญาณออกดีโอดออกมา และนำสัญญาณดังกล่าวไปขับ ลำโพง (Loudspeaker System) โดยประสิทธิภาพของ Class D Amplifier สูงถึง 90 – 95 % ขึ้นอยู่กับ การออกแบบ

## 2.6 ระบบขยายเสียงคลาสดี

ระบบขยายเสียง Class D เป็นระบบขยายเสียงที่มีการพัฒนาเพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดจาก ระบบขยายเสียง Class A , Class B และ Class AB ซึ่งมีประสิทธิภาพไม่ถึง 50 % โดยระบบขยาย เสียง Class D มีประสิทธิภาพในการขยายเสียงมากถึง 100 % ในทางทฤษฎี และ 90 % ในทาง ปฏิบัติ เนื่องจากระบบขยายเสียงทั่วไปจะขยายเสียงในสัญญาณที่เป็นเชิงเส้น คือประสิทธิภาพจะ ขึ้นอยู่กับกำลังไฟที่จ่ายให้กับระบบ แต่ระบบขยายเสียง Class D จะทำงานในโหมดสวิตซ์ซึ่ง (Switching Mode)คือทรานซิสเตอร์จะทำงานขยายกำลังที่ภาคเอาต์พุตในรูปแบบของสวิตซ์ ซึ่งมี 2 สถานะคือ ON และ OFF จึงลดการสูญเสียได้อย่างสมบูรณ์ ทำให้วงจรแบบนี้มีประสิทธิภาพสูง มีความร้อนเกิดขึ้นน้อยมาก การระบายความร้อนไม่ยุ่งยาก อุปกรณ์แบบนี้จึงมีขนาดเล็ก ประหยัด และสะดวกต่อการใช้งานเป็นอย่างดี

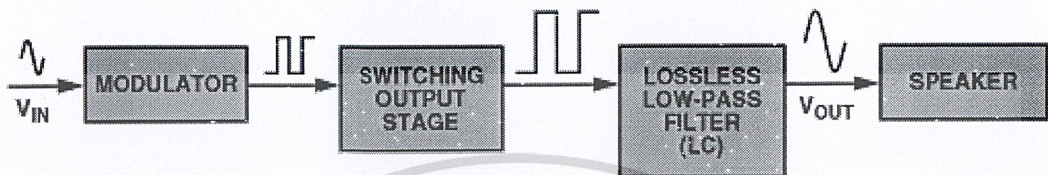


รูปที่ 2.11 ระบบขยายเสียงแบบเชิงเส้น

ระบบขยายเสียง Class D เป็นวงจรที่ใช้ระบบการมอดูเลชันแบบความกว้างของพัลส์ หรือ Pulse Width Modulation : PWM จากสัญญาณอนาล็อกของอินพุต มาเป็นสัญญาณดิจิทัล จากนั้นจึงนำสัญญาณดิจิทัลป้อนเข้าระบบขยายกำลังโดยผ่านวงจรขับ ( Driver Circuit) เพื่อทำให้มีกำลังมากพอที่จะขับทรานซิสเตอร์กำลัง(Power Transistor)ให้ทำงานได้ ทรานซิสเตอร์กำลัง จะใช้สวิตซ์มอสเฟต ซึ่งทำงานในโหมด ON และ OFF สลับกันด้วยความถี่สูง การทำงานใน ลักษณะนี้ทำให้วงจรมีประสิทธิภาพสูง 90 % การสูญเสียมีน้อย ส่งผลให้เกิดความร้อนน้อยมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 14 วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณ PWM ที่ได้จากการทำงานของทราซิชเตอร์กำลังจะต้องผ่านการดีมอดูเลต (Demodulation) เพื่อกรองสัญญาณความถี่สูงของคลื่นพาหะออก โดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน หรือ Low Pass Filter : LPF สัญญาณ PWM เมื่อผ่าน LPF จะเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาล็อก เหมือนกับสัญญาณซึ่งป้อนเข้ามาทางอินพุตแต่มีกำลังสูงกว่า และขับออกไปยังลำโพงในที่สุด



รูปที่ 2.12 ระบบขยายเสียงแบบสวิตซ์ิ่ง Class D

ระบบขยายเสียง Class D มีสิ่งที่น่าสนใจคือประสิทธิภาพต่อกำลังที่มีมากกว่าระบบเสียงคลาสอื่นๆ อีกทั้งยังมีขนาดเล็ก แต่อย่างไรก็ตาม Class D ก็ยังมีข้อเสียในเรื่องของการผิดเพี้ยนของสัญญาณที่สูง อันการแปลงสัญญาณจากสัญญาณอนาล็อกมาเป็นสัญญาณดิจิทัล นอกจากนี้ยังเกิดสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวนในย่านความถี่วิทยุเนื่องมาจากการทำงานแบบสวิตซ์ิ่ง เปิด - ปิดของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งสิ่งบกร่องดังกล่าว สามารถลดและแก้ไขได้จากการออกแบบของวงจรให้มีประสิทธิภาพและลดสัญญาณรบกวนให้น้อยที่สุด

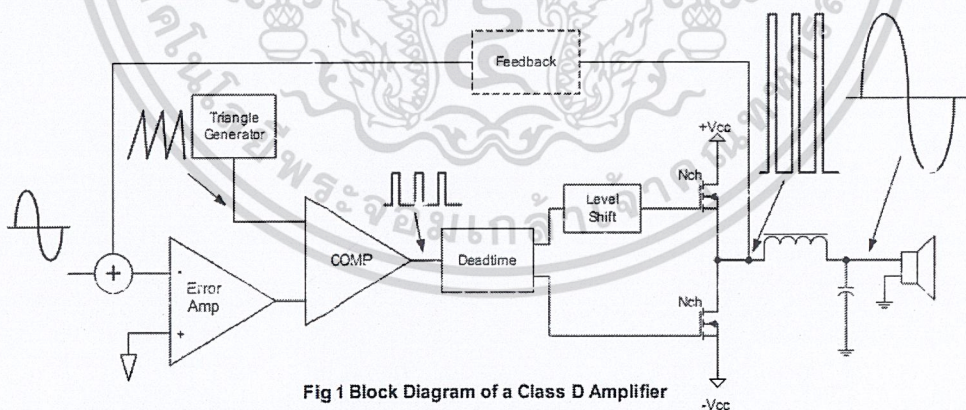


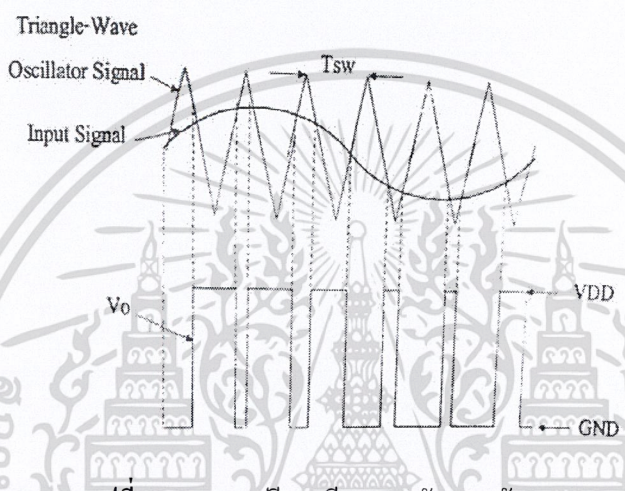
Fig 1 Block Diagram of a Class D Amplifier

รูปที่ 2.13 บล็อกไดอะแกรมของระบบขยายสัญญาณ Class D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7 ทฤษฎีพัลส์วิดท์มอดูเลชัน

เป็นการมอดูเลตที่ทำให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีแอมพลิจูดเท่ากันทุกพัลส์ แต่ความกว้างของ (Duty Cycle) ในแต่ละพัลส์ต่างกัน ซึ่งจะขึ้นอยู่กับสัญญาณอินพุต ซึ่งหากสัญญาณอินพุตมีแอมพลิจูดสูง ความกว้างของพัลส์จะมีค่าน้อยกว่าตอนที่สัญญาณอินพุตต่ำ ดังรูปด้านล่าง



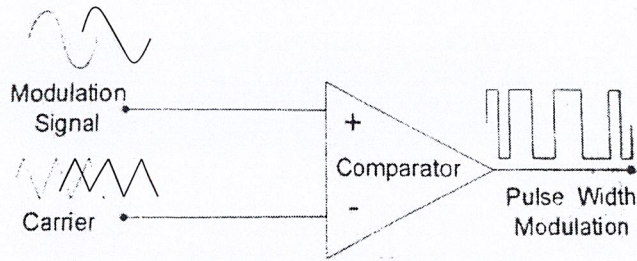
รูปที่ 2.14 การเปรียบเทียบแรงดันของสัญญาณ

การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ ( PWM) นั้นจัดเป็นการมอดูเลตเชิงเส้น ซึ่งหมายถึงสถานะ “ON” ของสัญญาณที่เอาต์พุตที่ได้นั้นจะแปรผันไปตามสัญญาณอินพุตที่ถูกป้อนเข้ามา ซึ่งประโยชน์ของการเป็นมอดูเลตเชิงเส้นคือ เราสามารถดีมอดูเลตได้ง่าย โดยสามารถแปลงสัญญาณที่ได้จากการมอดูเลต มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแล้วจะได้สัญญาณอินพุตตามเดิม สำหรับคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ต่ำที่ทำการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ โดยกำหนดให้นำสัญญาณอินพุตมามอดูเลตกับสัญญาณที่มีความกว้างของคลื่นพาหะมีค่าคงที่

### 2.7.1 การสร้างสัญญาณเชิงความกว้างพัลส์

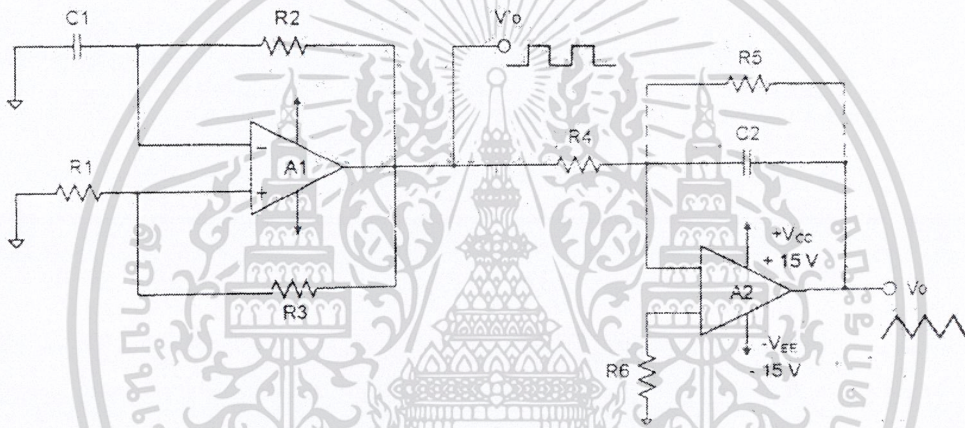
เราสามารถสร้างสัญญาณมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ได้โดยนำสัญญาณอินพุตมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยใช้วงจรเปรียบเทียบสัญญาณ (Comparator) ดังที่แสดงในรูป 2.14 จากรูป สัญญาณที่ได้จะมีค่าลอจิกสูง เมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตมีค่ามากกว่าสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.15 สัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณอินพุตนาฬิกา กับสัญญาณสามเหลี่ยม

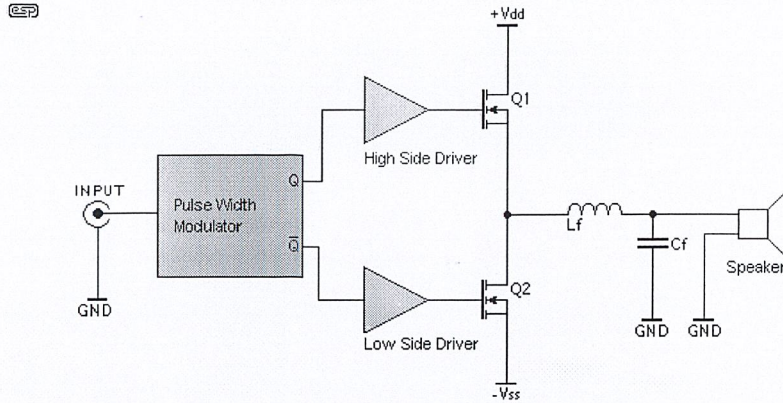
วงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยมเราจะใช้คอมพาราเตอร์ A1 สร้างสัญญาณพัลส์เพื่อเปรียบเทียบกับ คอมพาราเตอร์ A2 ได้ออกมาเป็นรูปสัญญาณสามเหลี่ยมดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.16 วงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

### 2.8 วงจรคราสตี แบบฮาร์ฟบริดจ์ โดยใช้ฟิลเตอร์กรองที่เอาต์พุต

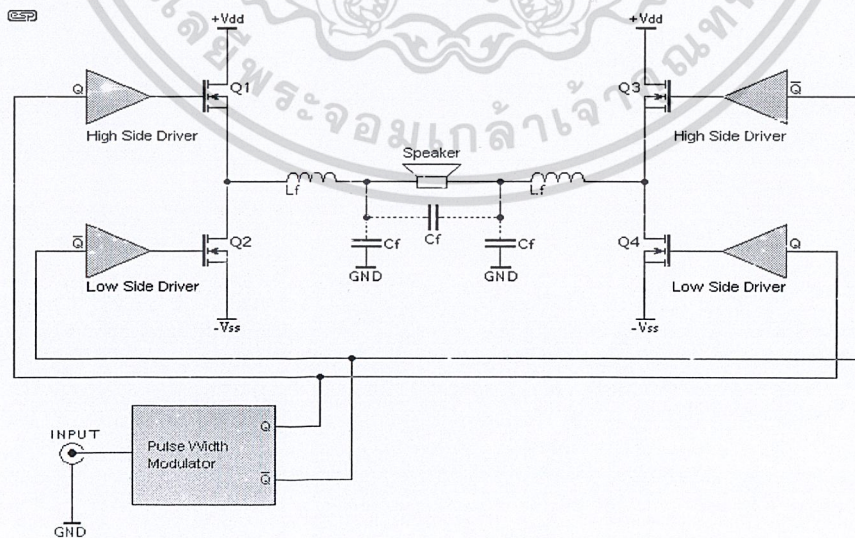
ในวงจรขยายสัญญาณแบบ Class D โดยใช้วงจร ขับกำลังแบบฮาร์ฟบริดจ์ จะมีข้อดีคือสามารถลดอุปกรณ์ของวงจรลงได้ แต่ในที่นี้จะทำให้กำลังที่ขยายออกมานั้นลดลงไปด้วย ในวงจรขับกำลังแบบฮาร์ฟบริดจ์นั้นจะใช้มอสเฟส 2 ตัว โดยที่จ่ายไฟให้แก่ขาเดรน ของมอสเฟส และขาเกตจะรับสัญญาณ High Side และ Low Side ทำการขับสัญญาณออกไปสู่วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) เพื่อกรองความถี่ในย่านฮอดดิโอออกสู่ลำโพง



รูปที่ 2.17 วงจร Class D แบบฮาร์ฟบริดจ์ โดยใช้ฟิลเตอร์กรงที่เอาท์พุท

## 2.9 วงจรคลาสดี แบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ฟิลเตอร์กรงที่เอาท์พุท

วงจรคลาสดี แบบฟูลบริดจ์ จะเพิ่มอุปกรณ์โดยมีมอสเฟต 4 ตัว และขาเกทของมอสเฟตทั้ง 4 ตัว จะรับสัญญาณ High Side และ Low Side โดยมอสเฟตจะทำงานในสถานะ On พร้อมกันทีละ 2 ตัวและ Off พร้อมกันทีละ 2 ตัว ในที่นี้สัญญาณที่ได้จะผ่านยังวงจรกรงความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ในวงจรกรงความถี่ต่ำผ่านจะมีอุปกรณ์ L และ C เพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนทางสัญญาณสูง และมีข้อเสียคือ ค่าใช้จ่ายของอุปกรณ์ในวงจรขับกำลังแบบฟูลบริดจ์สูง ถึงแม้ว่าวงจรมีกำลังขยายเพิ่มขึ้นมากกว่าวงจรขับกำลังแบบฮาร์ฟบริดจ์ก็ตามแต่เมื่อเปรียบเทียบข้อเสียของวงจรแล้ว วงจรแบบฮาร์ฟบริดจ์จะมีประสิทธิภาพและค่าใช้จ่ายน้อยกว่าวงจรแบบขับกำลังฟูลบริดจ์

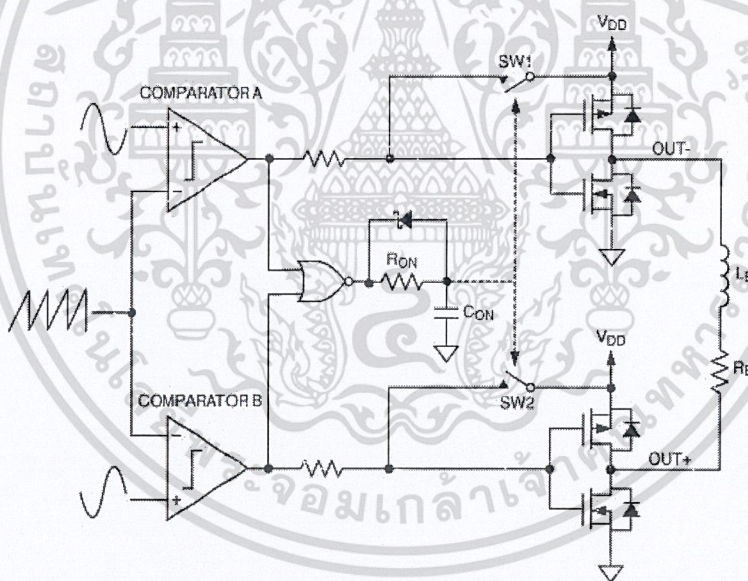


รูปที่ 2.18 วงจร Class D แบบฟูลบริดจ์ โดยใช้ฟิลเตอร์กรงที่เอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.10 วงจรขยายสัญญาณเสียงคลาสดี โดยไม่ใช้ฟิลเตอร์ที่เอาท์พุท

หนึ่งในข้อบกพร่องของวงจรขยายสัญญาณแบบเสียง Class D ที่ได้กล่าวมาข้างต้นนั้น Class D ยังมีฟิลเตอร์ L และ C ต่ออยู่นอกของภาคเอาท์พุท ซึ่งไม่เพียงทำให้ต้องเพิ่มต้นทุน และพื้นที่ของวงจรมากขึ้น แต่ยังเป็นการเพิ่มความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้นจากวงจรฟิลเตอร์มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นขึ้นอีกด้วยในวงจร Class D แบบใช้วงจรกรองความถี่ที่ภาคเอาท์พุทนั้น สัญญาณที่ใช้ในการขับมอสเฟสที่ขาเกตจะใช้สัญญาณทางด้านซิกบวกลบเทียบกับกราวด์หรือเรียกสัญญาณนั้นว่า Unipolar ซึ่งทำให้สัญญาณที่ได้จะออกไปสู่ความผิดเพี้ยนสูง ในที่นี้ได้มีการออกแบบโดยใช้คอมพาราเตอร์และป้อนแรงดันไบอัสให้กับมอสเฟสที่ขาเกต ซึ่งเป็นสัญญาณแบบไบโพลาร์มีสัญญาณซิกบวกลบเทียบกับกราวด์และซิกลบเทียบกับกราวด์ ทำให้เมื่อนำสัญญาณทั้งด้านซิกบวกลบซิกลบบมารวมกันเข้าแล้วเกิดสัญญาณแบบโพลาร์เกิดขึ้น ซึ่งในที่นี้เปรียบเสมือนได้กับเป็นการกรองความถี่ในตัวจึงทำให้วงจรไม่มี L และ C เป็นฟิลเตอร์ทางด้านเอาท์พุทของวงจร ทำให้ลดความผิดเพี้ยนของวงจรกรองความถี่ได้



รูปที่ 2.19 วงจรขยายสัญญาณเสียง Class D โดยไม่ใช้ฟิลเตอร์ที่เอาท์พุท

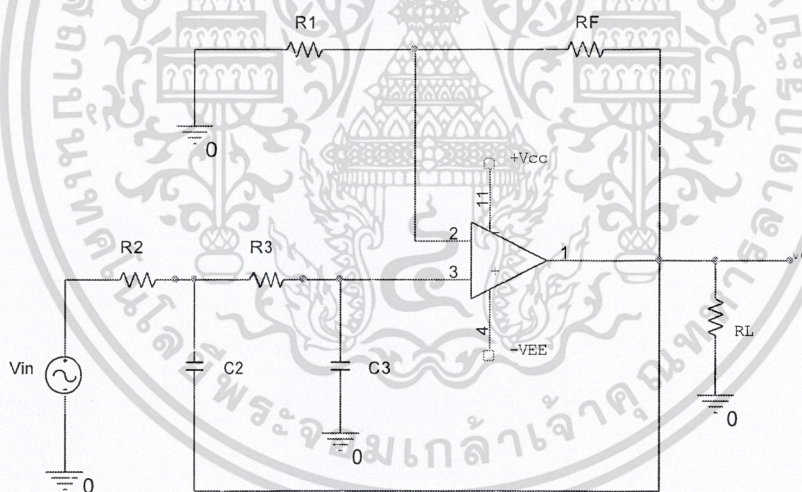
## 2.11 วงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่ (Filters) ได้ถูกนำมาใช้งานทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และทางด้านการสื่อสารอย่างกว้างขวาง โดยที่วงจรกรองความถี่จะยอมให้สัญญาณที่มีย่านความถี่ที่กำหนดผ่านระบบไปได้ในขณะที่ลดทอนสัญญาณที่เป็นความถี่ที่ไม่ใช้งานออกไป อุปกรณ์ที่จะนำมาใช้

กับวงจรกรองความถี่แบบแอคทีฟที่พื่อนั้นก็คือ IC Operational Amplifier หรือ IC Op-Amp ซึ่งเป็นอุปกรณ์ประเภทแอคทีฟและมีขนาดตัวถังที่เล็กทำให้ง่ายต่อการนำมาใช้และสามารถนำไปใช้งานได้เป็นอย่างดี ข้อดีของ Active Filter เมื่อเทียบกับ Passive Filter คือไม่ต้องใช้ RLC Network ซึ่งมีขนาดใหญ่ แต่สามารถแทนที่ด้วย IC Op-Amp และวงจร RC Network ที่มีขนาดเล็กแทนในระบบเครื่องมือวัด สัญญาณที่ได้จากการวัดส่วนมากจะเป็นสัญญาณขนาดเล็ก เช่น มีขนาดเป็นมิลลิโวลต์ จึงจำเป็นต้องทำการขยายสัญญาณนั้นเพื่อที่จะให้สัญญาณมีความเหมาะสมสำหรับการนำไปใช้ได้ ซึ่งสามารถทำได้ดังนี้ก็คือ การขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่ขึ้นโดยใช้ วงจรขยายสัญญาณ (Instrumentation Amplifier)

## 2.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter)

เป็นวงจรที่จะยอมให้ความถี่ผ่านได้ในช่วงตั้งแต่สัญญาณที่เป็นแรงดัน DC ไปจนถึงความถี่คัทออฟ (Cut-Off Frequency) ความถี่คัทออฟคือ ความถี่ ณ ขณะที่อัตราขยายของวงจรมีค่าลดลงเป็น 0.707 เท่าของอัตราขยายปกติ (-3 เดซิเบล) ถ้ามีความถี่ที่สูงเกินความถี่คัทออฟผ่านวงจรจะลดทอนขนาดของความถี่นั้นจนมีค่าน้อยมาก ๆ



รูปที่ 2.20 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง (Second Order Low-Pass Filter)

### 2.12.1 ขนาดของเกนขยาย (Voltage Gain)

$$\left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{AF}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_H}{f}\right)^4}} \quad (2.3)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2R_3C_2C_3}}$$

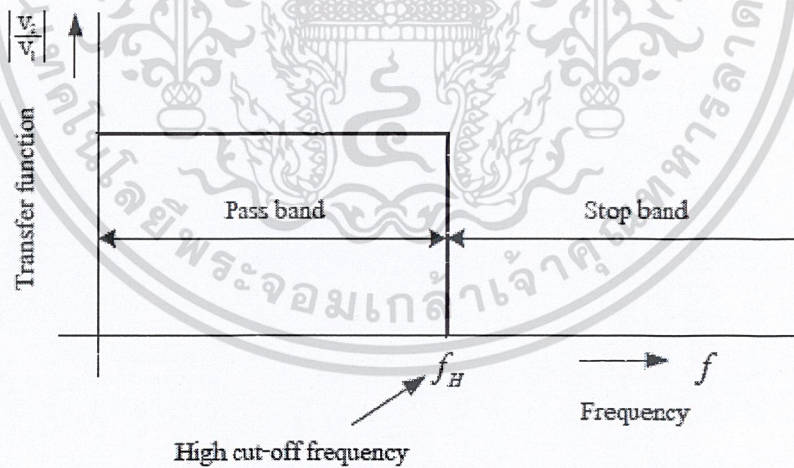
$f$  = ความถี่ของสัญญาณอินพุต (Hz)

$f_H$  = High Cut-Off Frequency (Hz)

$AF$  = gain ขยายสูงสุดมี ค่าเท่ากับ  $\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$

### 2.12.2 การออกแบบฟิลเตอร์ (Filter Design)

1. เลือกความถี่คัทออฟ (High Cut-Off Frequency)
2. กำหนดค่า  $R_2 = R_3$  และค่า  $C_2 = C_3$  แล้วเลือก  $C$  จะต้อง  $\leq 1\mu F$
3. จะได้สมการ  $R = \frac{1}{2\pi f_L C}$
4. ในส่วนของ gain การขยาย  $AF = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$  ในส่วนของ  $R_1 \leq 100 K\Omega$   
แล้วคำนวณหาค่า  $R_F$



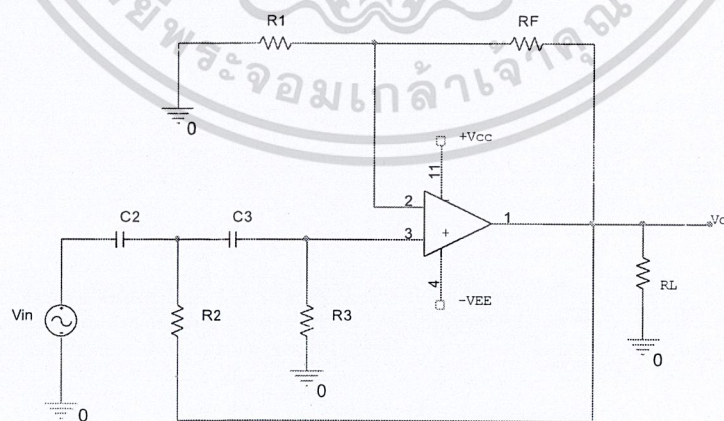
รูปที่ 2.21 สัญญาณทางอุดมคติของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตและขนาดของเกนการขยาย Low-pass Filter

Input Frequency $f$ (Hz)	Gain Magnitude $\left  \frac{V_o}{V_{in}} \right $	Magnitude (dB) = $20 \log \left  \frac{V_o}{V_{in}} \right $
10	2	6.02
100	1.99	5.98
200	1.96	5.85
700	1.64	4.29
1,000	1.41	3.01
3,000	0.63	-3.98
7,000	0.28	-10.97
10,000	0.20	-14.02
30,000	0.20	-23.53
100,000	0.20	-33.98

### 2.13 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter)

เป็นวงจรที่ยอมให้ความถี่ในช่วงความถี่สูงผ่านไปได้ ส่วนในช่วงความถี่ต่ำนั้นวงจรจะลดทอนสัญญาณลงไป เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจนถึงในช่วงความถี่คัทออฟขึ้นไปคือ ตั้งแต่ในช่วง 0.707 เท่าของอัตราขยาย วงจรจะยอมให้สัญญาณผ่านไปได้



รูปที่ 2.22 วงจรกรองความถี่สูงผ่านอันดับสอง (Second Order High-Pass Filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 22 ศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.13.1 ขนาดของเกนขยาย (Voltage Gain)

$$\left| \frac{V_o}{V_{in}} \right| = \frac{AF}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_c}\right)^4}} \quad (2.4)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_3 C_2 C_3}}$$

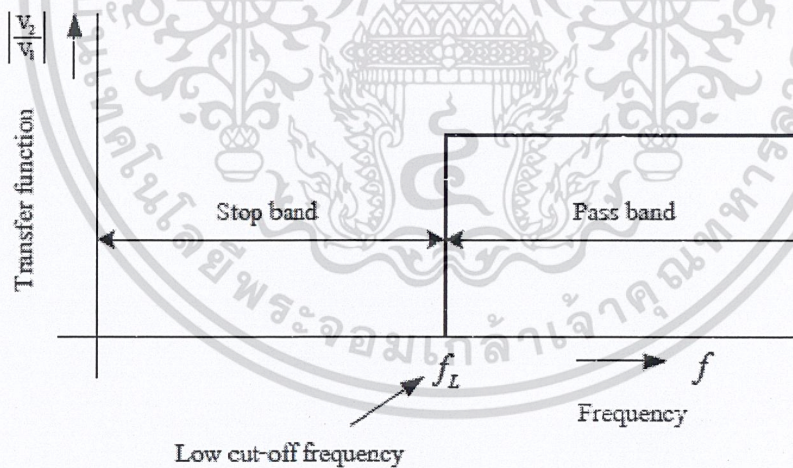
$f$  = ความถี่ของสัญญาณอินพุต (Hz)

$f_L$  = Low Cut-Off Frequency (Hz)

$AF$  = gain ขยายสูงสุดมี ค่าเท่ากับ  $\left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$

### 2.13.2 การออกแบบฟิลเตอร์ (Filter Design)

1. เลือกความถี่คัทออฟ (Low Cut-Off Frequency)
2. กำหนดค่า  $R_2 = R_3$  และค่า  $C_2 = C_3$  แล้วเลือก  $C$  จะต้อง  $\leq 1\mu F$
3. จะได้สมการ  $R = \frac{1}{2\pi f_L C}$
4. ในส่วนของ gain การขยาย  $AF = \left(1 + \frac{R_F}{R_1}\right)$  ในส่วนของ  $R_1 \leq 100\text{ k}\Omega$  แล้วคำนวณหาค่า  $R_F$



รูปที่ 2.23 สัญญาณทางอุดมคติของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

ตารางที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่อินพุตและขนาดของเกนการขยาย High-pass Filter

Input Frequency $f$ (Hz)	Gain Magnitude $\left  \frac{V_o}{V_{in}} \right $	Magnitude (dB) = $20 \log \left  \frac{V_o}{V_{in}} \right $
100	0.01586	-35.99
200	0.0634	-23.96
700	0.6979	-3.124
1,000	1.1215	0.9960
3,000	1.5763	3.953
7,000	1.5857	4.004
10,000	1.5859	4.006
30,000	1.5860	4.006
100,000	1.5860	4.006

## 2.14 วงจรกรองความถี่แบบ BUTTERWORTH

Butterworth Filter เป็น Filter ชนิดหนึ่งซึ่งใช้อุปกรณ์ทั้ง Passive และ Active เป็นส่วนประกอบ ซึ่ง Frequency Respond ที่ได้แม้จะมีความชันของกราฟคัทออฟน้อย (Attenuation) แต่จะมีความราบเรียบของกราฟในช่วงแอมพลิจูดในช่วง Pass Band มาก คือไม่มี Ripple อยู่เลย ดังนั้นผลของความถี่ที่ได้ จึงมีความถี่ที่เป็นส่วนเกินน้อยมาก สมการตอบสนองสามารถเขียนได้ดังนี้

$$|H(j\omega)|^2 = \frac{G_0^2}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^{2n}} \quad (2.5)$$

หรือที่รู้จักคือ “N-Order Butterworth” โดยที่  $G^2(0) = G_0^2$  เป็นขนาดฟังก์ชันถ่ายโอน ณ ความถี่เท่ากับ 0 เมื่อทำการดิฟเฟอเรนเชียลด้วยจำนวน  $2n-1$  ครั้ง ของสมการที่ 2.9 จะเท่ากับ 0 ที่ความถี่  $\omega = 0$  หรือเขียนอยู่ในรูปแบบดังนี้

$$\frac{d^n |H(j\omega)|^2}{d\omega^n} = 0 \quad (2.6)$$

สมการทั่วไปของสมการที่ 2.9 สามารถเขียนความสัมพันธ์ทอมของส่วน ในรูปของสมการ Polynomial ได้ดังนี้

$$H(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{1}{a+bs+cs^2+\dots+s^n} \quad (2.7)$$

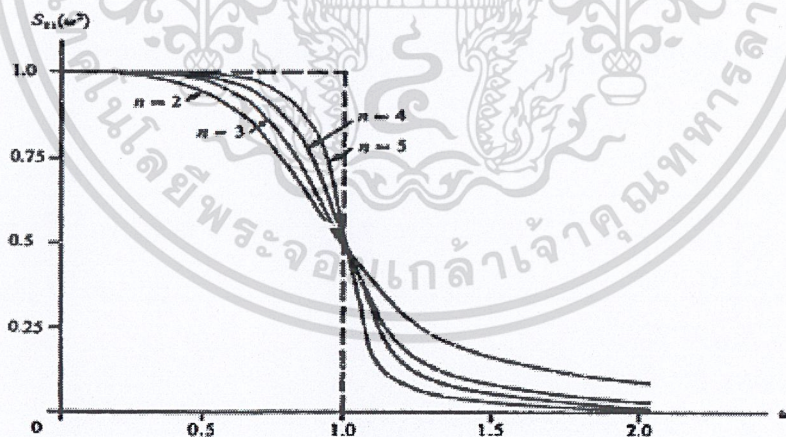
การคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจร สามารถหาได้จากการคำนวณโดยวิธี Cauer Ladder Network หรือหาค่าได้โดยตรงจากการใช้ตารางของ Butterworth ซึ่งค่าที่ได้จะเป็นค่าของ Normalization เทียบกับความถี่อ้างอิงที่  $\omega = 1 \text{ rad}$  และ  $\omega = 1 \Omega$  ดังนั้นจะได้ว่า ความถี่ 1 KHz

**Element values of Butterworth filters for  $g_0 = g_{n+1} = 1 \Omega$  and  $\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$**

Value of n	$g_1$	$g_2$	$g_3$	$g_4$	$g_5$	$g_6$	$g_7$	$g_8$	$g_9$	$g_{10}$
1	2.0000									
2	1.4142	1.4142								
3	1.0000	2.0000	1.0000							
4	0.7654	1.8478	1.8478	0.7654						
5	0.6180	1.6180	2.0000	1.6180	0.6180					
6	0.5176	1.4142	1.9319	1.9319	1.4142	0.5176				
7	0.4450	1.2470	1.8019	2.0000	1.8019	1.2470	0.4450			
8	0.3902	1.1111	1.6629	1.9616	1.9616	1.1111	0.3902			
9	0.3473	1.0000	1.5321	1.8794	2.0000	1.8794	1.5321	1.0000	0.3473	
10	0.3129	0.9080	1.4142	1.7820	1.9754	1.9754	1.7820	1.4142	0.9080	0.3129

Source: as Table 10-1.

รูปที่ 2.24 ค่าของอุปกรณ์ของแต่ละอันดับแบบ Butterworth

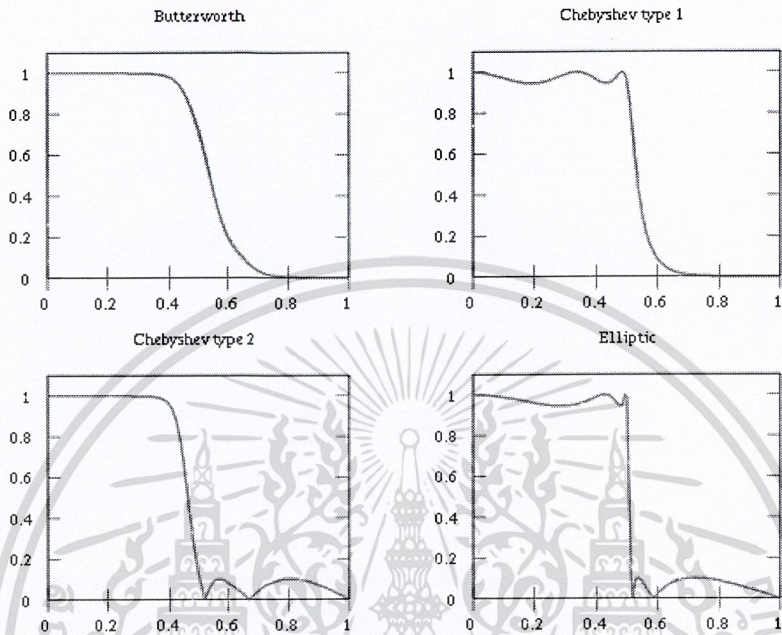


Low-pass Butterworth transfer characteristic.

รูปที่ 2.25 กราฟการตอบสนอง แบบ “Maclaurin Series”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 25 วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟแสดงให้เห็นถึงการตอบสนองของ Butterworth ของสมการหลายๆ ลำดับ (order) ซึ่งจะเห็นว่า ถ้ากำหนดให้ลำดับ  $n$  เข้าใกล้อินฟินิตี้ จะทำให้การตอบสนองสัญญาณเหมือนจริงมาก



รูปที่ 2.26 แสดงกราฟเปรียบเทียบ Frequency Responds Filter แบบ Butterworth กับ Sherbyshev 1 , Sherbyshev 2 และ Elliptic

### 2.15 ลำดับของวงจรกรองความถี่ (Order of Filter)

เป็นลำดับที่เป็นอันดับสูงสุดของ Polynomial ของสมการ Transfer Function ดังแสดงในสมการที่ 2.12 ซึ่งจะสามารถบ่งบอก Magnitude of Frequency Responds (Gain) ดังสมการที่ 2.13 ของ Filter ในแต่ละ Order ดังรูปที่ 2.18

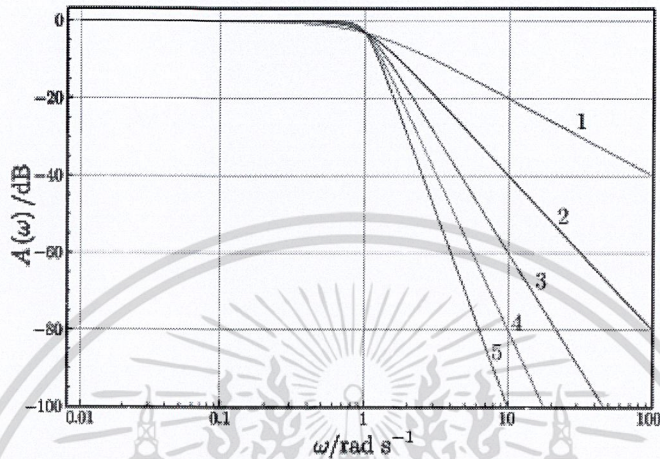
สมการ Generalize Transfer Function

$$H(s) = \frac{1}{a + bs + cs^2 + \dots + s^n} \quad (2.8)$$

สมการ Magnitude of Frequency Responds (Gain)

$$G^2(\omega) = |H(j\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \omega^{2n}} \quad (2.9)$$

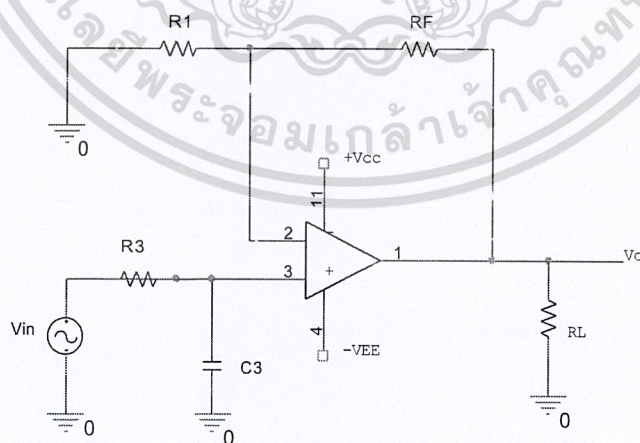
ซึ่ง Filter ในแต่ละแบบนั้น ทั้ง Butterworth , Sherbyshev และ Elliptic จะใช้สมการ Generalize Transfer Function ที่เหมือนกัน แต่จะต่างกันที่สัมประสิทธิ์หน้าตัวแปร ซึ่งในแต่ละแบบนั้นจะมีค่าไม่เท่ากัน ซึ่งต่อไปนี้จะยกตัวอย่างแบบ Butterworth เนื่องจากมีความราบเรียบของแอมพลิจูดมากที่สุดในช่วง Passband



รูปที่ 2.27 กราฟแสดง Frequency Respond ในแต่ละ Order

### 2.15.1 1<sup>st</sup> Order filter

เป็นลำดับแรกของ Filter ซึ่งจะมีคู่ของ R C ที่เป็นวงจรทอพอเพียงคู่เดียว อันดับสูงสุดของ Polynomial = 1 จึงเขียน H(S) ได้ ดังสมการที่ 2.14 และ Magnitude of Frequency Responds (Gain) เขียนได้ดังสมการที่ 2.15 ที่ได้กราฟจะมีความชัน -20 dB/decad



รูปที่ 2.28 วงจรกรองความถี่ First Order แบบต่ำผ่าน

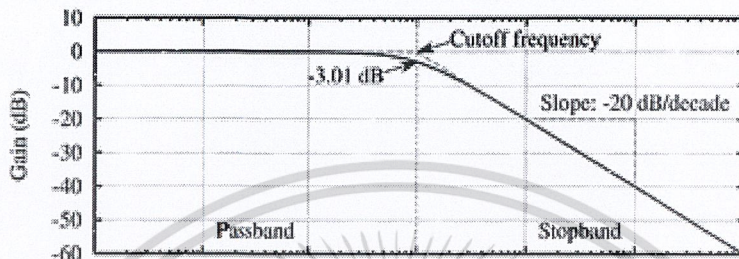
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 27 ศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ Transfer Function

$$H(S) = \frac{1}{1+S} \quad (2.10)$$

Magnitude of Frequency Responds (Gain)

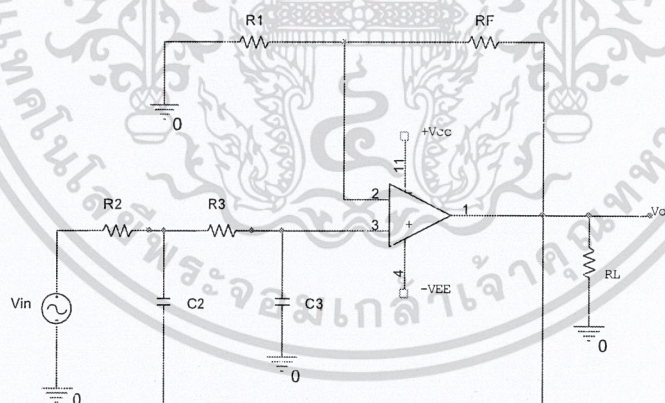
$$G^2(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2} \quad (2.11)$$



รูปที่ 2.29 กราฟแสดง Frequency Responds ของ First Order

### 2.15.2 2<sup>nd</sup> Order Filter

เป็นอันดับที่สองของ Filter ซึ่งจะมีคู่ของ R C ที่เป็นวงจรคutoff สองคู่ อันดับสูงสุดของ Polynomial = 2 จึงเขียน H(S) ได้ ดังสมการที่ 2.16 และ Magnitude of Frequency Responds (Gain) เขียนได้ดังสมการที่ 2.17 ที่ได้กราฟจะมีความชัน -40 dB/decad



รูปที่ 2.30 วงจรกรองความถี่ Second Order แบบต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 28 รัชศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

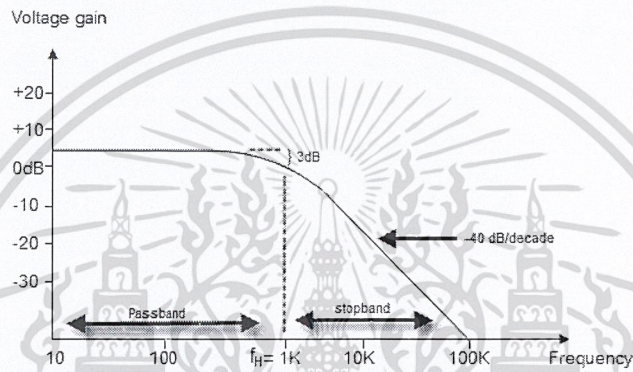
สมการ Transfer Function

$$H(S) = \frac{1}{a + bS + S^2}$$

$$H(S) = \frac{1}{1 + 1.414S + S^2} \quad (2.12)$$

Magnitude of Frequency Responds (Gain)

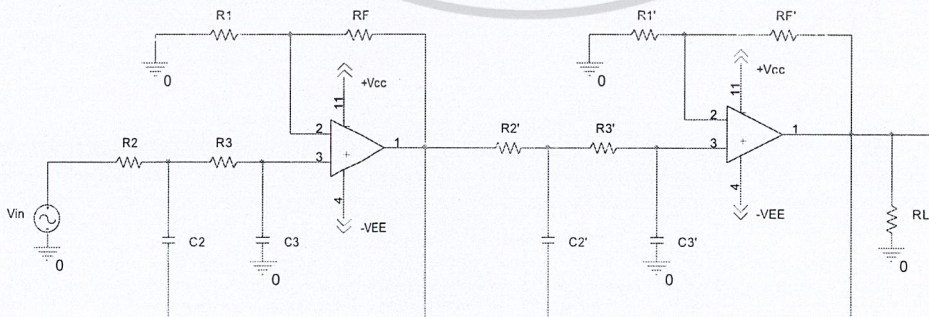
$$G^2(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^4} \quad (2.13)$$



รูปที่ 2.31 กราฟแสดง Frequency Responds ของ Second Order

### 2.15.3 4<sup>th</sup> Order Filter

เป็นออเดอร์ที่สองของ Filter ซึ่งจะมีคู่ของ RC ที่เป็นวงจรคutoff ลึกลับ ซึ่งเกิดจากการนำ Filter แบบ Second Order มาต่อแบบ Cascade กัน อันดับสูงสุดของ Polynomial = 4 จึงเขียน H(S) ได้ ดังสมการที่ 2.16 และ Magnitude of Frequency Responds (Gain) เขียน ได้ดังสมการที่ 2.17 ที่ได้กราฟจะมีความชัน -60 dB/decad



รูปที่ 2.32 วงจรกรองความถี่ Fourth Order แบบต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 29 รัชศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการ Transfer Function

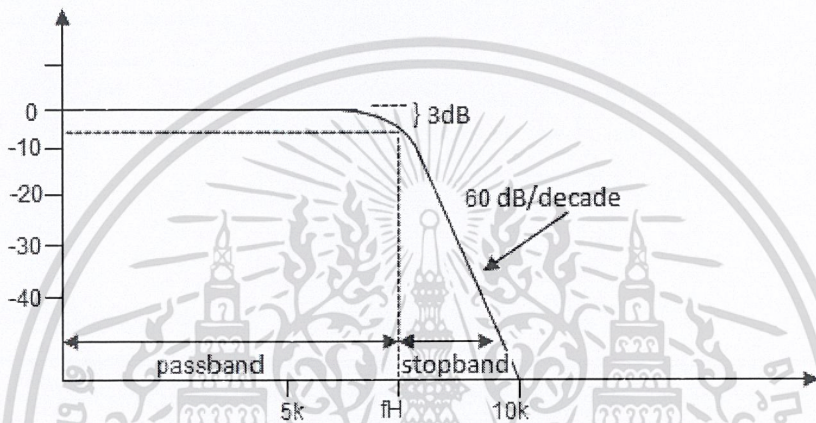
$$H(S) = \frac{1}{a + bS + cS^2 + dS^3 + eS^4}$$

แยก Factor ของสมการ จะได้

$$H(S) = \frac{1}{(S^2 + 0.7664S + 1)(S^2 + 1.8478S + 1)} \quad (2.14)$$

Magnitude of Frequency Responds (Gain)

$$G^2(\omega) = \frac{1}{1 + \omega^2} \quad (2.15)$$



รูปที่ 2.33 กราฟแสดง Frequency Responds ของ Forth Order

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 30 วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

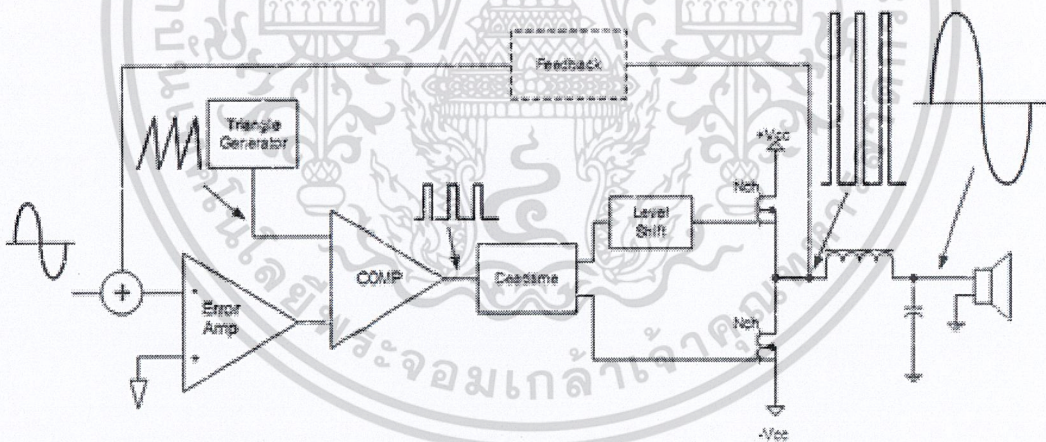
## บทที่ 3

### การออกแบบ

ในการออกแบบนี้จะใช้ Class-D Amplifier ที่มีกำลังขับ 100 วัตต์ รวมทั้ง High-Pass Filter และ Low-Pass Filter ที่ความถี่คัทออฟ 3 KHz เพื่อแยกสัญญาณความถี่ให้ Amplifier ขับในความถี่ต่ำและความถี่สูง แยกกันโดยอิสระ ซึ่งเรียกว่า Bi-Amplifier

#### 3.1 การออกแบบเครื่องขยายเสียงคลาสดี

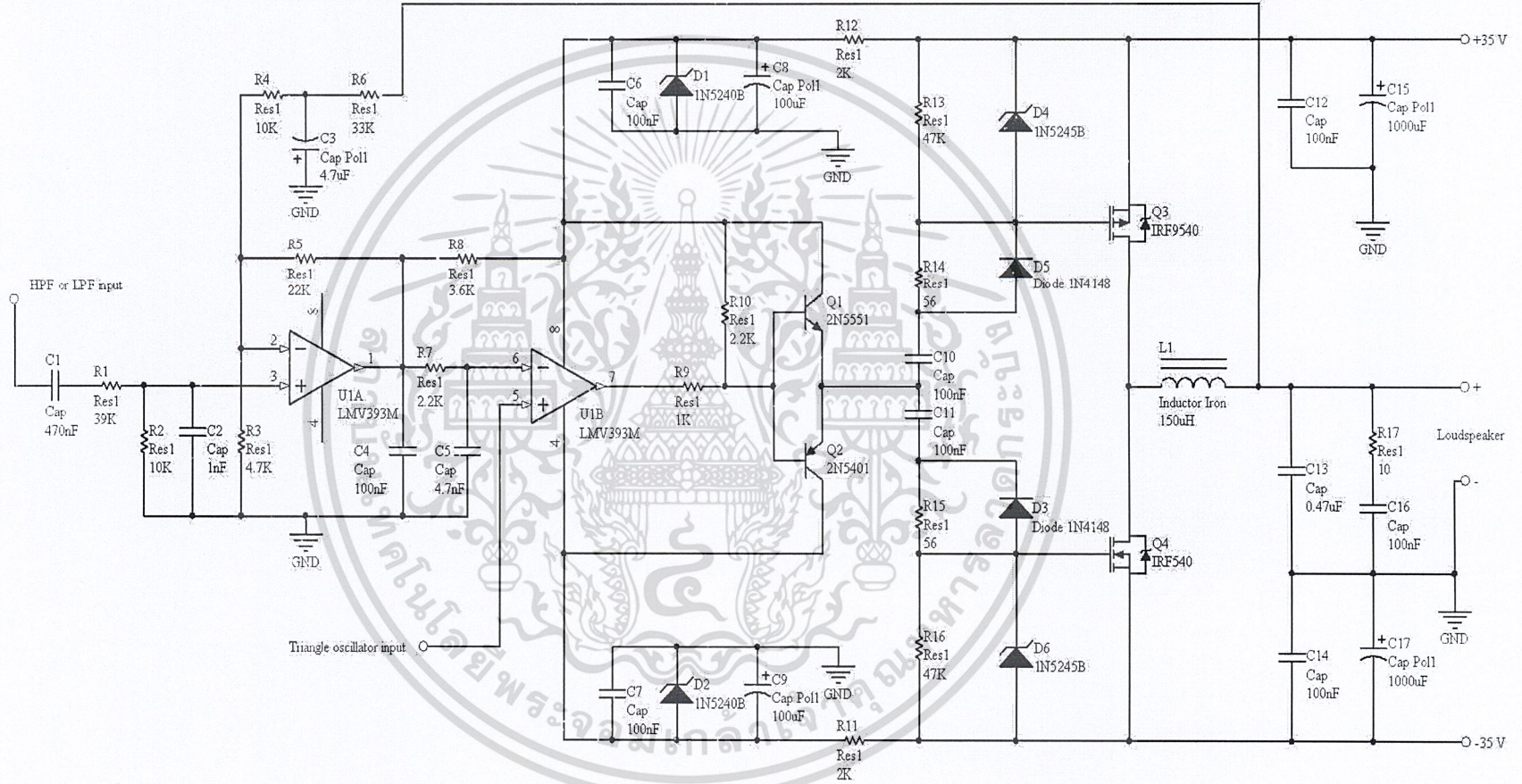
จุดเด่นของวงจรขยายเสียง Class D คือ การเกิดการผิดเพี้ยนของสัญญาณต่ำ และสามารถขยายเสียงได้ประสิทธิภาพสูง การมอดูเลตที่นำมาใช้ในวงจรขยายเสียง Class D คือ การมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์ (PWM : Pulse Width Modulation) โดยการมอดูเลตเชิงความกว้างพัลส์นั้นเป็นการสร้างสัญญาณที่เทียบความถี่คงตัวแต่ความกว้างของสัญญาณจะไม่คงตัวโดยขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดสัญญาณอินพุท



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบขยายสัญญาณ Class D

ในการออกแบบนั้นลำดับแรกนำสัญญาณอินพุทมารวมกับสัญญาณ Feed back ซึ่งจะเป็นตัวทำหน้าที่ Error Amp หลังจากนั้นจะใช้สัญญาณสามเหลี่ยมที่สร้างขึ้นมารวมกับสัญญาณจาก Error Amp ซึ่งผลที่ได้จากการรวมสัญญาณนั้นจะได้สัญญาณพัลส์เพื่อนำไปขับมอสเฟตต่อไป

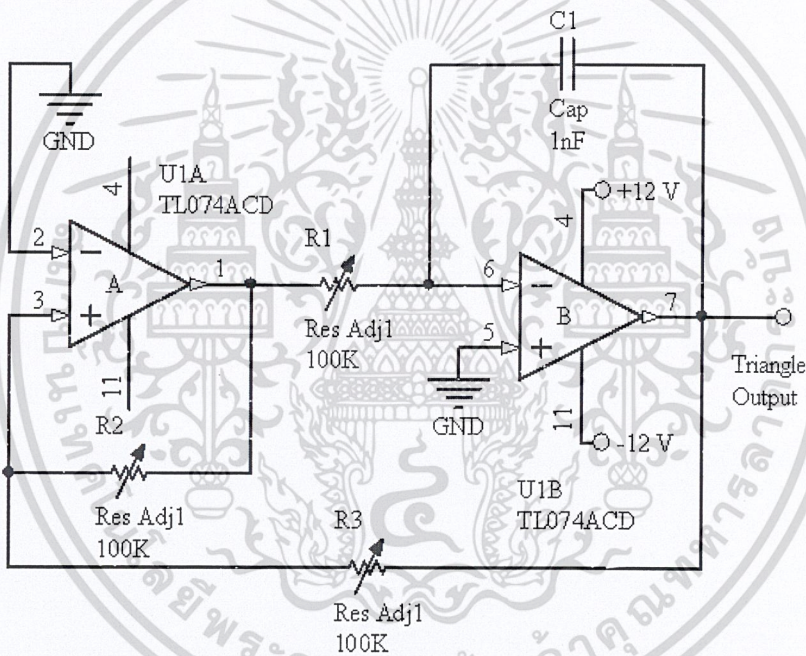
รูปที่ 3.2 วงจรของระบบขยายสัญญาณ Class D



### 3.2 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม

Class-D Amplifier นั้นใช้สัญญาณสามเหลี่ยมในการเปรียบเทียบสัญญาณกับสัญญาณอินพุท เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ออกมา และนอกจากนี้ ยังออกแบบให้สามารถปรับความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมได้เพื่อให้ได้สัญญาณที่เหมาะสมและดีที่สุดในการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้รับเข้ามาจาก filter

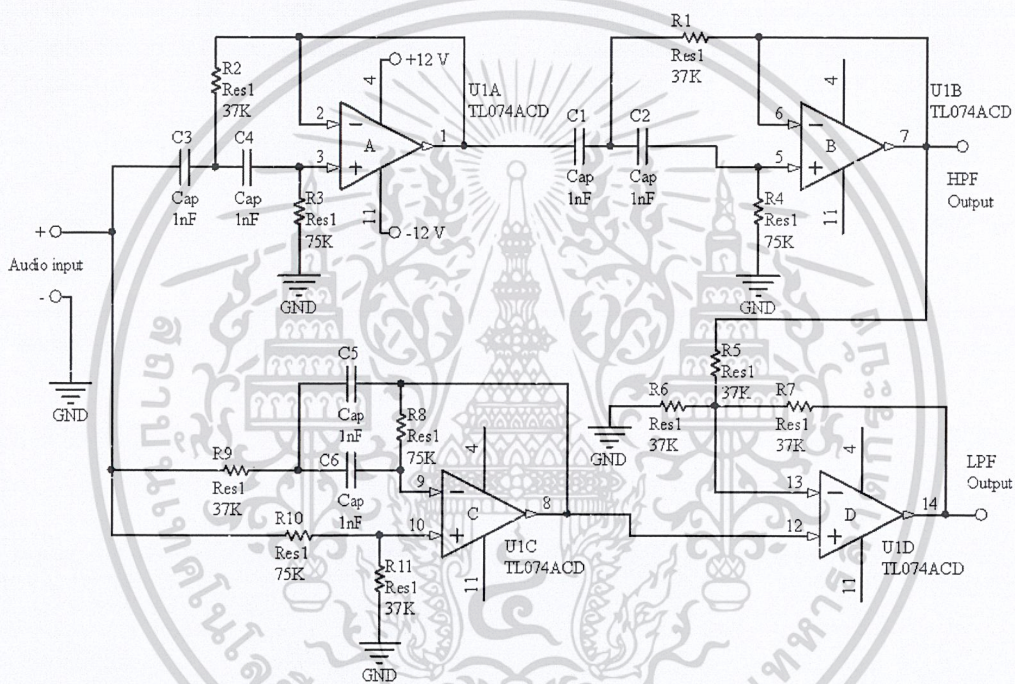
โดยในวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมนี้ ใช้ IC เบอร์ TL074 โดย IC 1/4 จะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมออกมาแล้วส่งสัญญาณไปยัง IC 2/4 ซึ่งสัญญาณเอาต์พุทที่ได้จาก IC 2/4 จะเป็นรูปสามเหลี่ยม โดย R1 จะใช้ปรับแอมพลิจูดของสัญญาณ และ R2 จะใช้ปรับความถี่ของสัญญาณ



รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

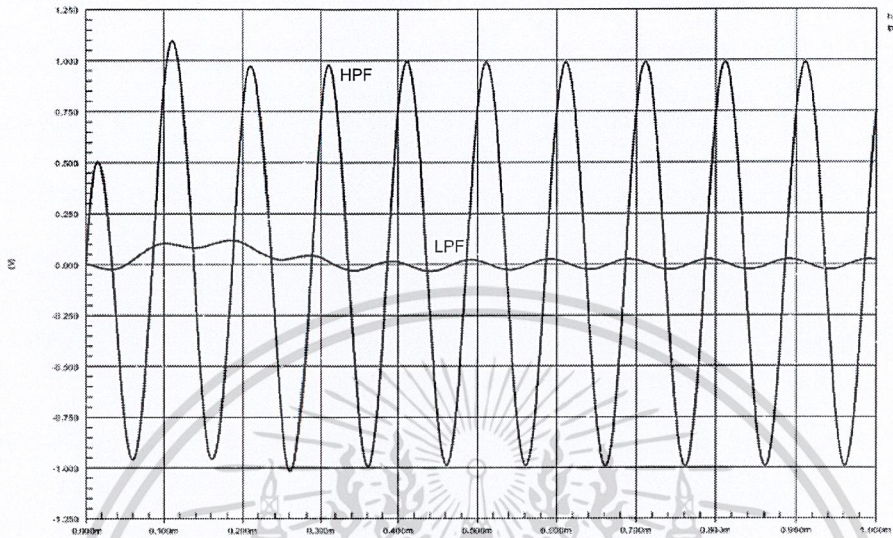
### 3.3 การออกแบบวงจรกรองความถี่

การออกแบบวงจรฟิลเตอร์นั้นจะใช้ IC เบอร์ TL074 ซึ่งจะทำงานโดย IC 1/4 และ 2/4 นั้นต่อเป็นวงจรแบบ Low-Pass Filter ซึ่งทั้งสองตัวจะต่อแบบ Cascade กัน จะได้เป็น High-Pass Filter แบบ 4<sup>th</sup> Order ส่วน IC 3/4 นำมาต่อเป็นคิเลย์แบบ All-Pass Filter และ IC 4/4 ต่อเป็นตัวอินเวอร์ท ซึ่งรับสัญญาณ High-Pass มาจาก Output ของ High-Filter แล้วมาเข้าขาลบ แล้วรวมกับสัญญาณคิเลย์ สัญญาณที่ออกมาจะได้เป็น Low-Pass Filter ซึ่ง IC TL074 หนึ่งตัวนั้นจะสามารถสร้าง ฟิลเตอร์แบบ 4<sup>th</sup> Order ได้ทั้งย่าน High Pass และ Low Pass

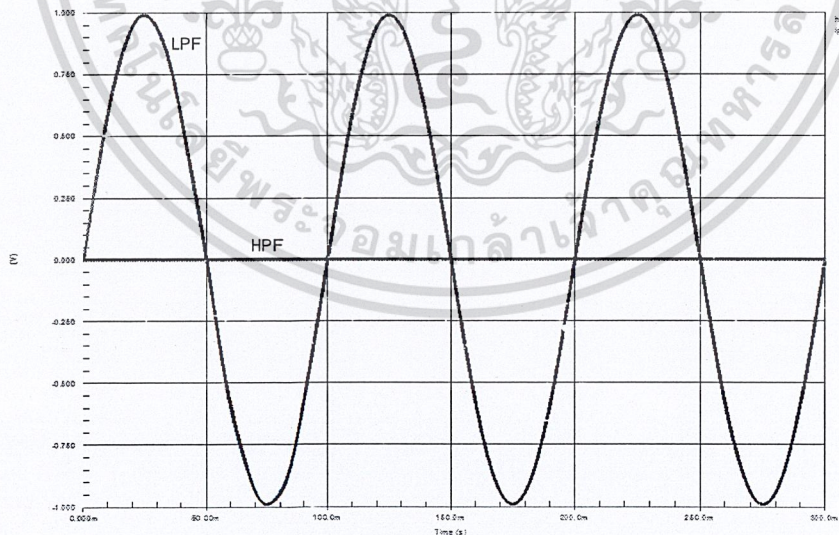


รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่แบบ Subtractive Complementary Filter Pair

เมื่อนำวงจรดังรูปที่ 3.4 ไปวิเคราะห์ในโปรแกรม Pspice จะได้ลักษณะสัญญาณเอาต์พุตของวงจรดังรูปที่ 3.5 เมื่อป้อนความถี่ที่ 10KHz และรูปที่ 3.6 เมื่อป้อนความถี่ 10 Hz



รูปที่ 3.5 สัญญาณเอาต์พุตของ Filter เมื่อป้อนความถี่ที่ 10KHz



รูปที่ 3.6 สัญญาณเอาต์พุตของ Filter เมื่อป้อนความถี่ที่ 10Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

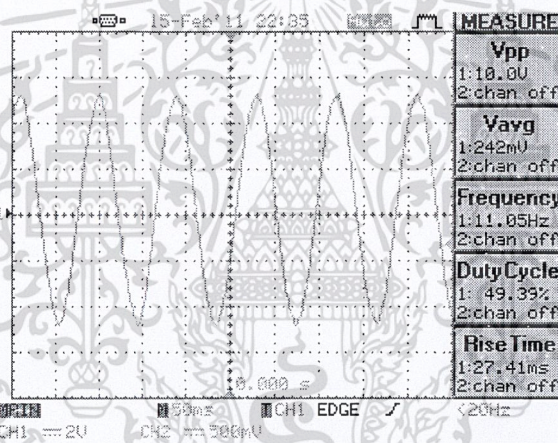
### ผลการทดลอง

#### 4.1 การทดลองที่ 4.1

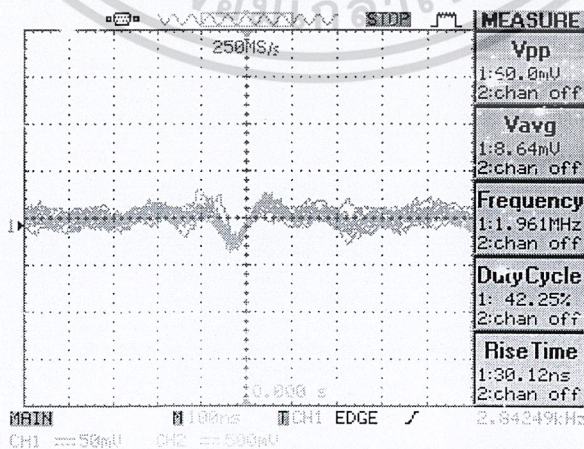
เป็นการวัดสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter) ที่ความถี่คัทออฟ 3 KHz

1. ต่อ Low-Pass Filter เข้ากับเครื่อง Generator
2. ป้อนความถี่อินพุต 10 Hz ที่มีขนาดแอมพลิจูด 2 Vpp
3. ทดลองซ้ำข้อ 2 แล้วเปลี่ยนความถี่เป็น 10 KHz

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.1 สัญญาณเอาต์พุต Low-Pass Filter เมื่อป้อนความถี่ 10 Hz



รูปที่ 4.2 สัญญาณเอาต์พุต Low-Pass Filter เมื่อป้อนความถี่ 10 KHz

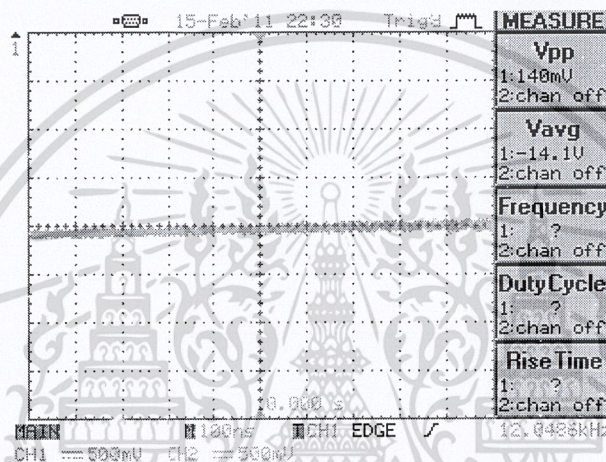
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 4.2 การทดลองที่ 4.2

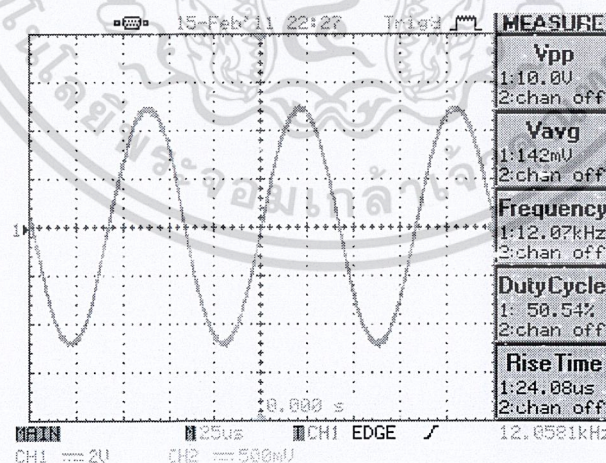
เป็นการวัดสัญญาณเอาต์พุต ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน (High-Pass Filter) ที่ความถี่คัทออฟ 3 KHz

1. ต่อ High-Pass Filter เข้ากับเครื่อง Generator
2. ป้อนความถี่อินพุต 10 Hz ที่มีขนาดแอมพลิจูด 2 Vpp
3. ทดลองซ้ำข้อ 2 แล้วเปลี่ยนความถี่เป็น 10 KHz

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.3 สัญญาณเอาต์พุต High-pass filter เมื่อป้อนความถี่ 10 Hz



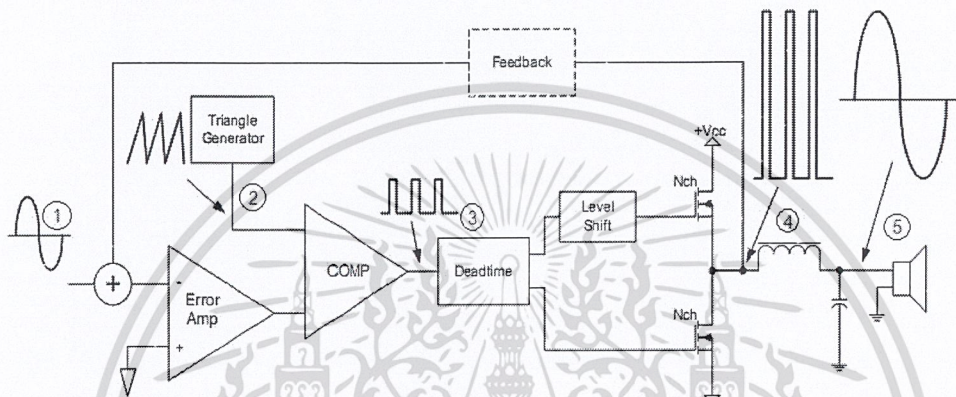
รูปที่ 4.4 สัญญาณเอาต์พุต High-Pass Filter เมื่อป้อนความถี่ 10 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 37 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองต่อไปนี้จะเป็นการวัดสัญญาณจากจุดต่างๆดังนี้

1. สัญญาณสามเหลี่ยม
2. สัญญาณ Pulse Width Modulation
3. สัญญาณหลังภาคขยาย
4. และสัญญาณ Output ออกลำโพง

โดยทั้งหมดนั้นจะวัดเทียบกับสัญญาณ Input จากเครื่องเล่นซีดีดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 บล็อกไดอะแกรมแสดงตำแหน่งการวัดสัญญาณของระบบขยายสัญญาณ Class D

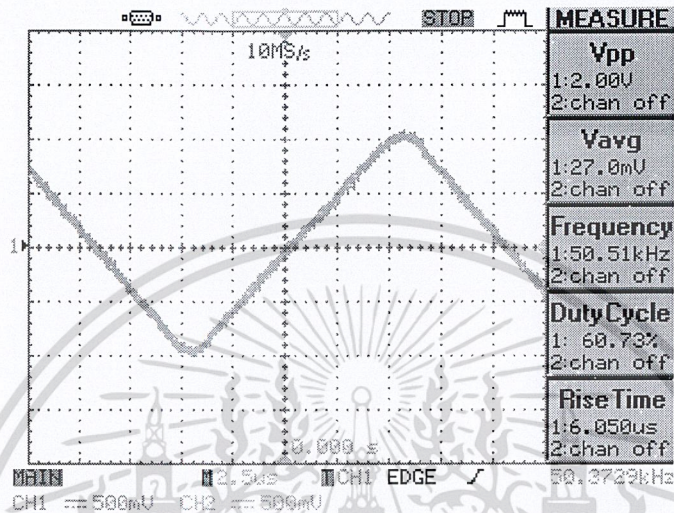
#### 4.3 การทดลองที่ 4.3

วัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม ความถี่ 50KHz 100KHz 150KHz และ 180 KHz

1. ต่ วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ
2. ปรับค่าความต้านทาน R2 และ R3 ให้ได้กราฟสามเหลี่ยมความถี่ 50KHz
3. ทดลองซ้ำข้อ 2 แล้วปรับให้ได้ความถี่ 100KHz 150KHz และ 180KHz ตามลำดับ
4. บันทึกผลค่าความต้านทาน

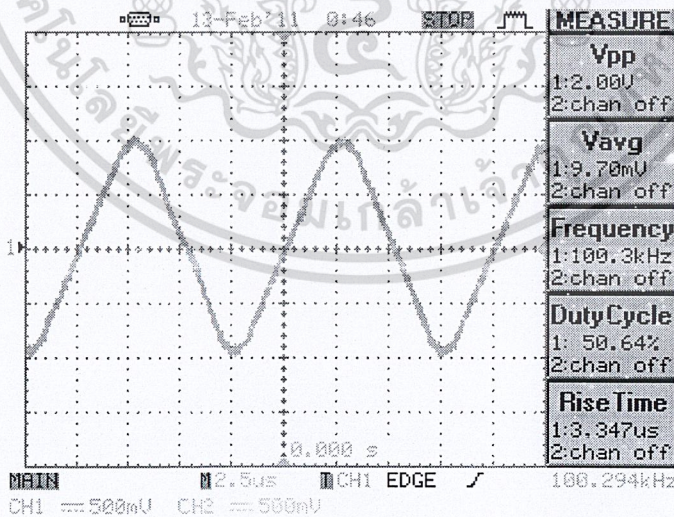
ผลการทดลอง

1. เมื่อปรับค่าความต้านทาน  $R_1 = 1.098K$   $R_2 = 17.76 K$   $R_3 = 52.9K$  จะได้ความถี่ 50 KHz



รูปที่ 4.6 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 50 KHz

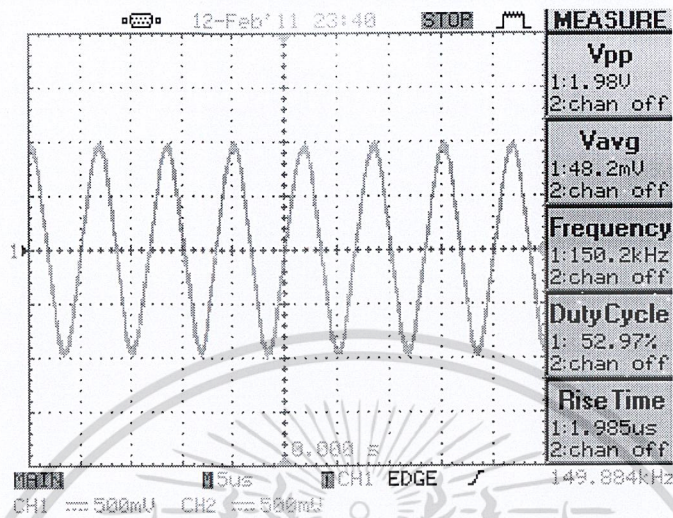
2. เมื่อปรับค่าความต้านทาน  $R_1 = 1.098K$   $R_2 = 28.18K$   $R_3 = 85.07K$  จะได้ความถี่ 100 KHz



รูปที่ 4.7 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 100 KHz

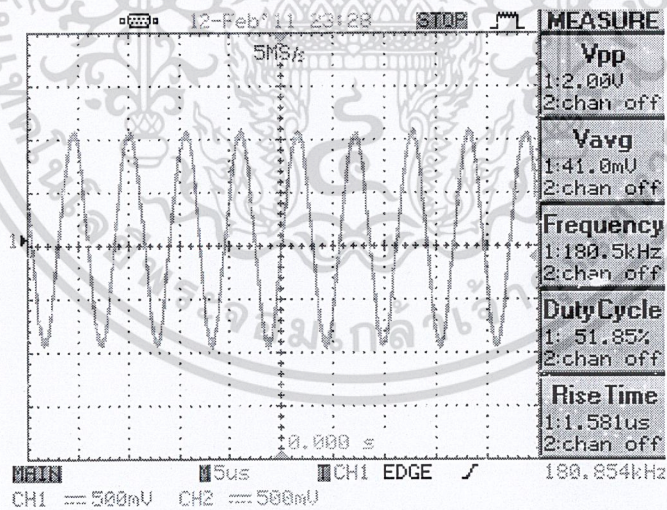
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 39 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เมื่อปรับค่าความต้านทาน  $R1 = 1.098K$   $R2 = 53.8 K$   $R3 = 15.34K$  จะได้ความถี่ 150 KHz



รูปที่ 4.8 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 150 KHz

4. เมื่อปรับค่าความต้านทาน  $R1 = 1.098K$   $R2 = 98.6 K$   $R3 = 11.55K$  จะได้ความถี่ 180 KHz



รูปที่ 4.9 คลื่นสามเหลี่ยมความถี่ 180 KHz

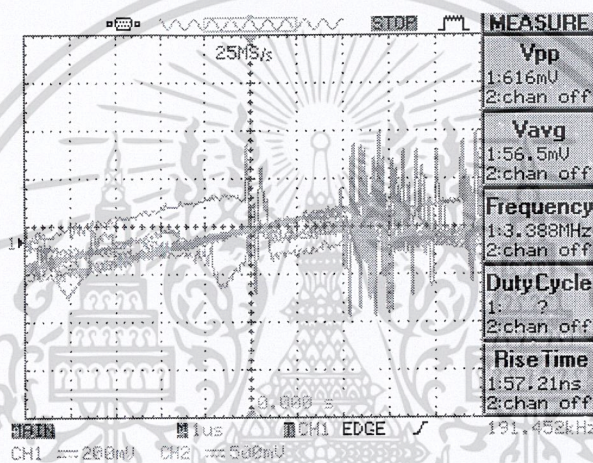
#### 4.4 การทดลองที่ 4.4

ทดลองวัดสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากสัญญาณอินพุตจากเครื่องเล่นซีดีร่วมกับสัญญาณ Feedback หรือคอมพาราเตอร์

1. ต่อ Class-D Amplifier เข้ากับแหล่งจ่ายไฟ
2. ต่อสาย RCA เข้ากับอินพุตของ Amplifier แล้วเล่นเครื่องเล่นซีดี
3. วัดสัญญาณที่ขา 1 ของ IC เบอร์ LM393

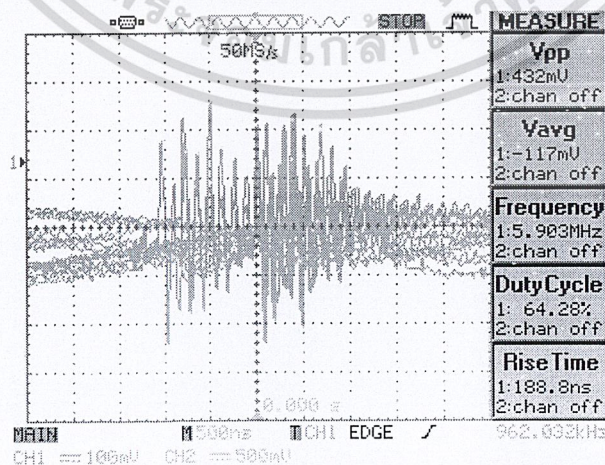
ผลการทดลอง

1. สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz



รูปที่ 4.10 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม 50 KHz

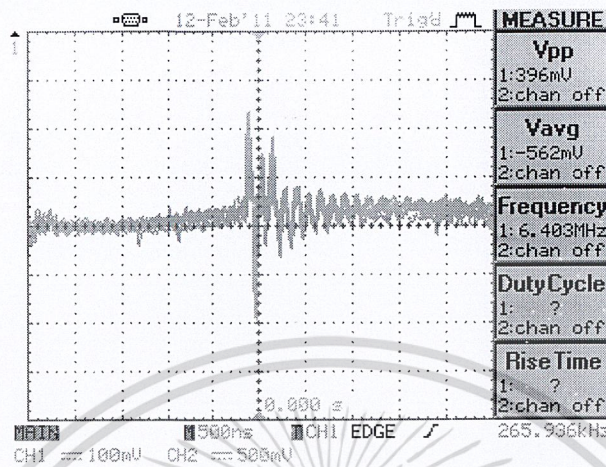
2. สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz



รูปที่ 4.11 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม 100 KHz

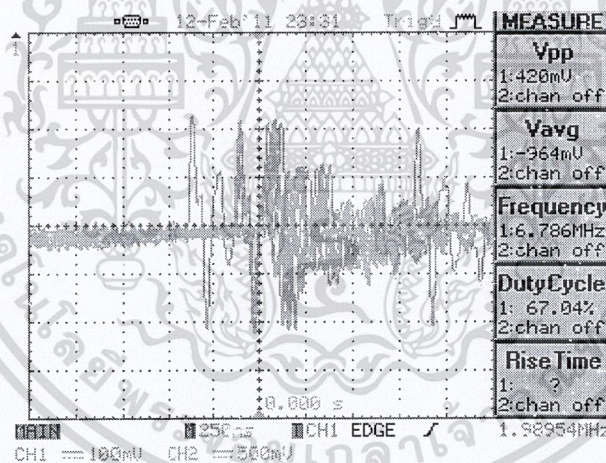
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม 150 KHz



รูปที่ 4.12 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม 150 KHz

- สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม 180 KHz



รูปที่ 4.13 สัญญาณจาก Error Amp. ที่ความถี่สามเหลี่ยม 180 KHz

#### 4.5 การทดลองที่ 4.5

การวัดสัญญาณ Pulse Width Modulation จากคอมพิวเตอร์

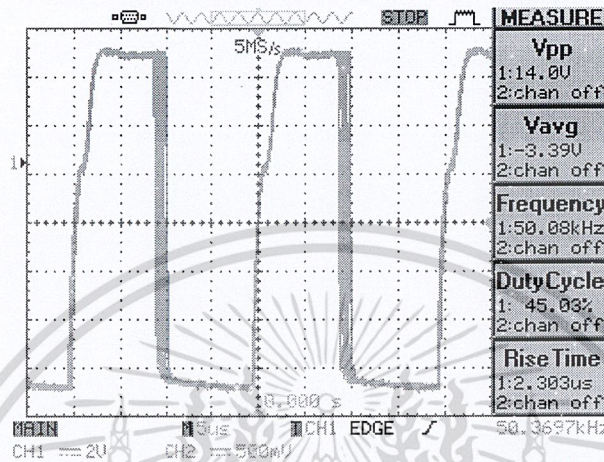
- ต่อ Class-D Amplifier เข้ากับแหล่งจ่ายไฟ
- ต่อวงจรสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับ Amplifier
- ต่อสาย RCA เข้ากับอินพุทของ Amplifier แล้วเล่นเครื่องเล่นซีดี
- ปรับสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีค่าความถี่ 50KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 42 วิชาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วัดสัญญาณที่ขา 7 ของ IC เบอร์ LM393
6. ทดลองซ้ำ ข้อ 4 โดยเปลี่ยนความถี่เป็น 100KHz 150KHz และ 180KHz ตามลำดับ

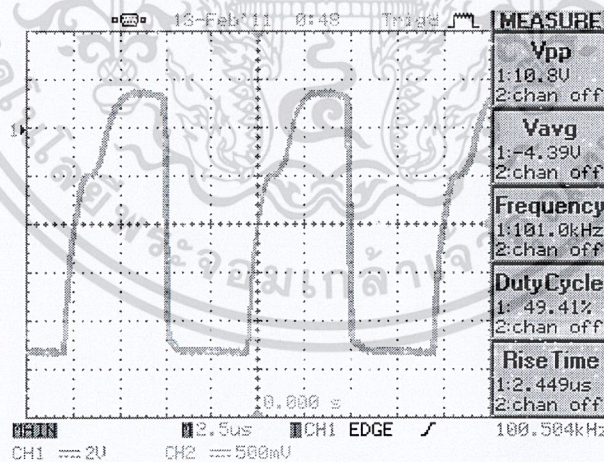
**ผลการทดลอง**

1. สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz



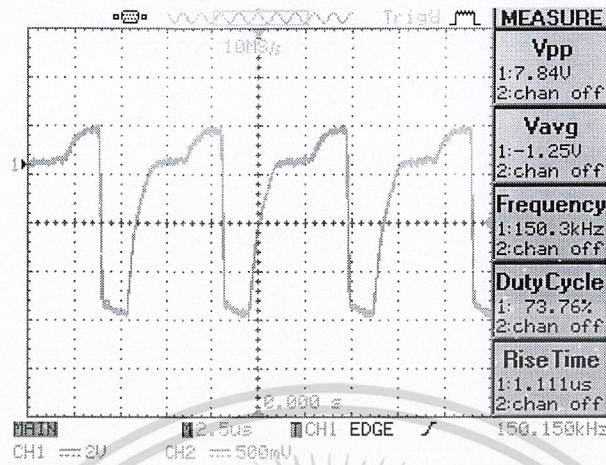
รูปที่ 4.14 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz

2. สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz



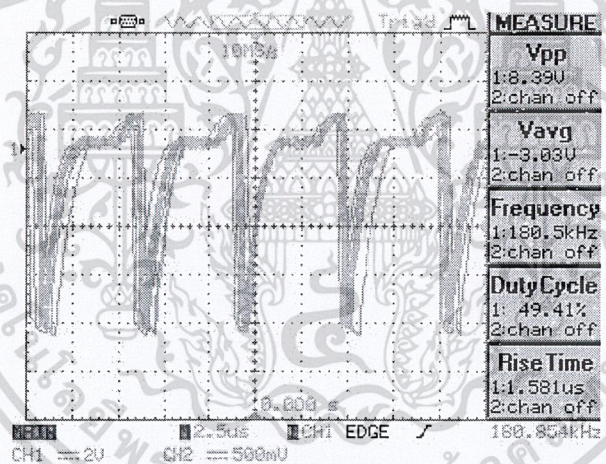
รูปที่ 4.15 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz

- สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz



รูปที่ 4.16 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz

- สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz



รูปที่ 4.17 สัญญาณ Pulse จากคอมพาราเตอร์ที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz

#### 4.6 การทดลองที่ 4.6

การทดลองภาคขั้วสัญญาณ

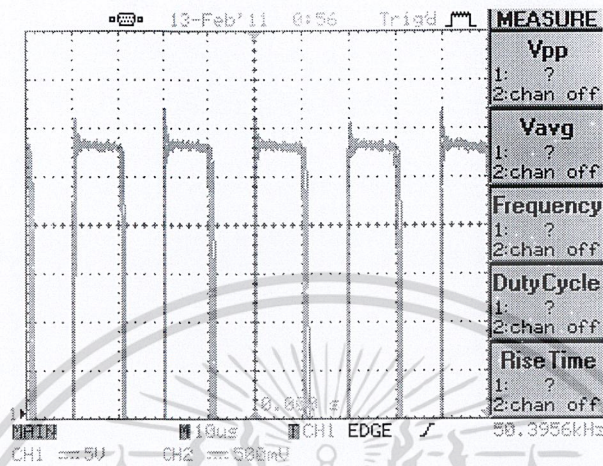
- ต่อ Class-D Amplifier เข้ากับแหล่งจ่ายไฟ
- ต่อวงจรสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับ Amplifier
- ต่อสาย RCA เข้ากับอินพุทของ Amplifier แล้วเล่นเครื่องเล่นซีดี
- ปรับสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีค่าความถี่ 50KHz
- วัดสัญญาณที่ขาอินพุทของขดลวดที่ต่อมาจากมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 44 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ทดลองซ้ำ ข้อ 4 โดยเปลี่ยนความถี่เป็น 100KHz 150KHz และ 180KHz ตามลำดับ

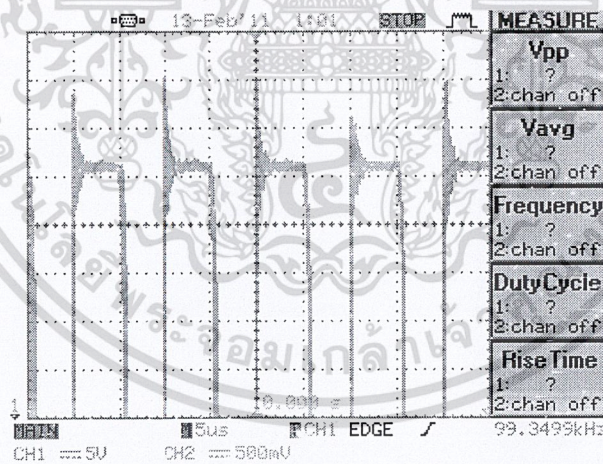
ผลการทดลอง

1. ลักษณะของสัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 50 KHz



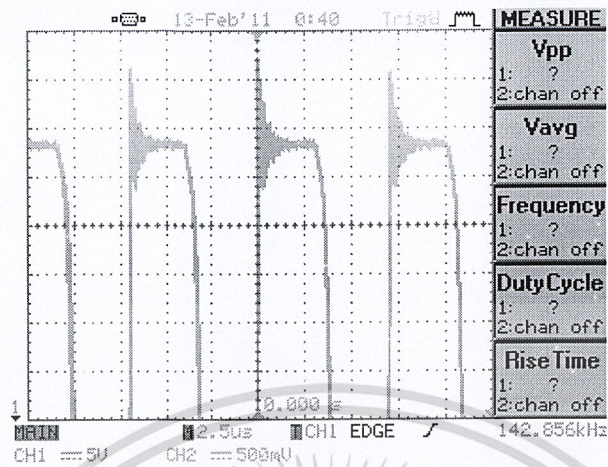
รูปที่ 4.18 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 50 KHz

2. ลักษณะของสัญญาณภาคขยายที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz



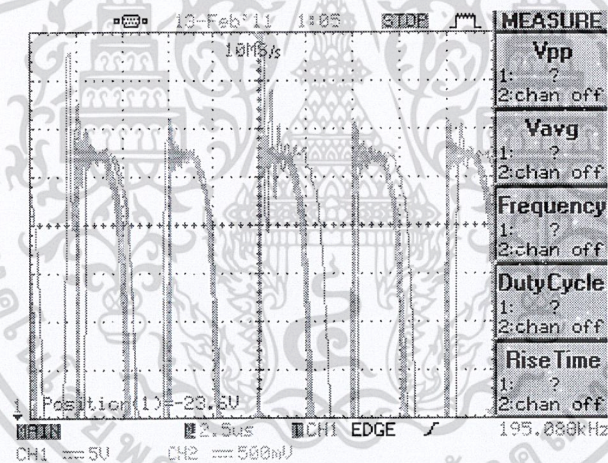
รูปที่ 4.19 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 100 KHz

- ลักษณะของสัญญาณภาคขยายที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz



รูปที่ 4.20 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 150 KHz

- ลักษณะของสัญญาณภาคขยายที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz



รูปที่ 4.21 สัญญาณภาคขยายที่ความถี่สามเหลี่ยม 180 KHz

#### 4.7 การทดลองที่ 4.7

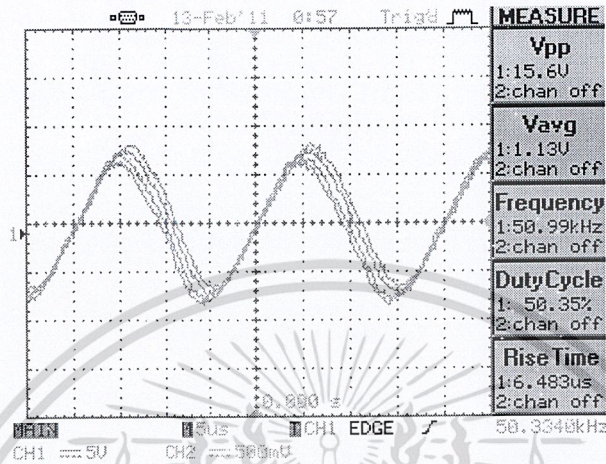
การทดลองวัดสัญญาณเอาต์พุท

- ต่อ Class-D Amplifier เข้ากับแหล่งจ่ายไฟ
- ต่อวงจรสัญญาณสามเหลี่ยมเข้ากับ Amplifier
- ต่อสาย RCA เข้ากับอินพุทของ Amplifier แล้วเล่นเครื่องเล่นซีดี
- ปรับสัญญาณสามเหลี่ยมให้มีค่าความถี่ 50KHz
- วัดสัญญาณที่พอร์ทเอาต์พุทของ Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 46 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

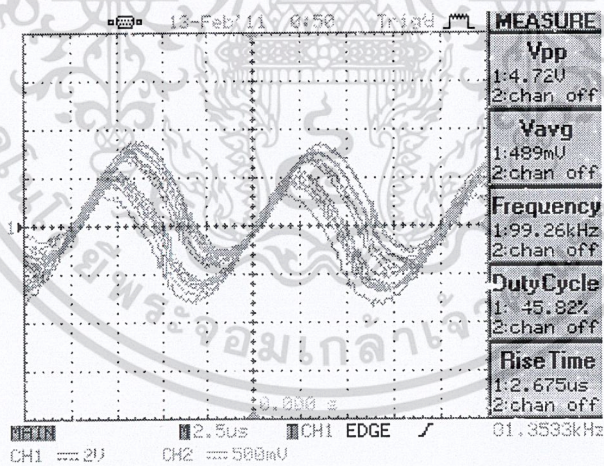
6. ทดลองซ้ำ ข้อ 4 โดยเปลี่ยนความถี่เป็น 100KHz 150KHz และ 180KHz ตามลำดับ  
ผลการทดลอง

1. สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz



รูปที่ 4.22 สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 50 KHz

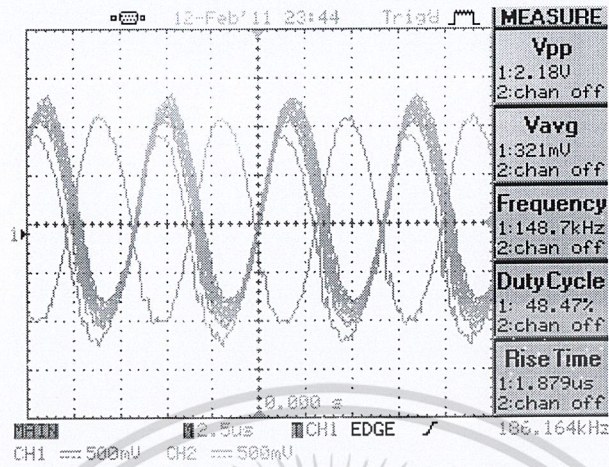
2. สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz



รูปที่ 4.23 สัญญาณเอาต์พุตที่มีความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 100 KHz

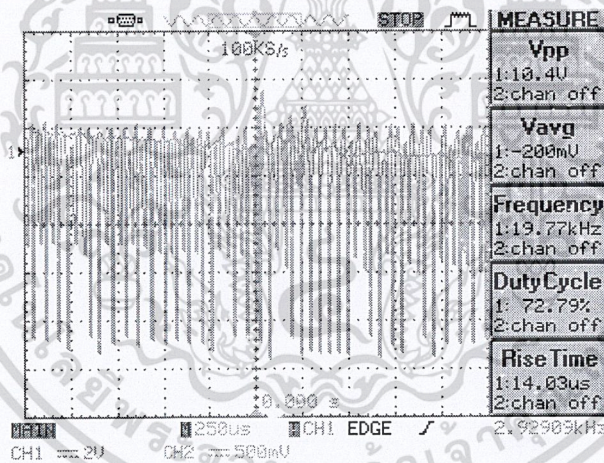
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz



รูปที่ 4.24 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 150 KHz

4. สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz



รูปที่ 4.25 สัญญาณเอาต์พุตที่ความถี่คลื่นสามเหลี่ยม 180 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปผลการทดลอง

### 5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองโครงการระบบขยายเสียงดิจิทัลออดิโอคู่อุปทิศทางสามารถแบ่งได้ผลการทดลองได้เป็นสองส่วนใหญ่ๆคือ ส่วนของฟิลเตอร์และส่วนแอมพลิฟายเออร์

ในส่วนของฟิลเตอร์นั้นเป็นตัวทำหน้าที่กรองสัญญาณอินพุทที่รับเข้ามาจากซีดีเพื่อแยกสัญญาณไปยังแอมพลิฟายเออร์โดยใช้แบบบัตเตอร์เวิร์ท 4<sup>th</sup> order ซึ่งแยกความถี่ออกเป็นสองช่วงคือช่วงความถี่ต่ำและช่วงความถี่สูง ซึ่งในช่วงความถี่ต่ำนั้นจะยอมให้ความถี่ออดิโอในช่วงต่ำนั้นผ่านได้คือความถี่ที่ไม่เกิน 3 KHz ซึ่งจะเป็นลักษณะเสียงเบสและเสียงกลาง ส่วนช่วงความถี่สูงนั้นจะยอมให้ความถี่ออดิโอผ่านได้ตั้งแต่ 3 KHz ขึ้นไป ซึ่งเป็นเสียงลักษณะเสียงแหลม

ในส่วนของแอมพลิฟายเออร์นั้น ได้พัฒนาขึ้นมาใหม่โดยใช้ความถี่สามเหลี่ยมมาเป็นความถี่เปรียบเทียบในการสร้างสัญญาณพัลส์ซึ่งทำให้สามารถปรับความถี่ได้เหมาะสมกับประเภทของเสียงที่เล่นและจะ ให้คุณภาพเสียงที่ออกมาต่างกันจากการทดลองนั้นคุณภาพเสียงที่ดีจะอยู่ในความถี่ประมาณ 50 KHz และจะทำให้ความร้อนที่เกิดในมอสเฟตนั้นน้อยลงด้วย ส่วนในภาคขยายนั้นได้รับสัญญาณมาจากคอมพิวเตอร์ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์ทำหน้าที่ปิดเปิดการทำงานของมอสเฟต สัญญาณพัลส์ที่วัดได้นั้นจะเปลี่ยนไปตามความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมที่ปรับค่าเข้ามา ซึ่งเมื่อความถี่สูงมากจะทำให้เกิดสัญญาณฮาร์โมนิกมากขึ้น แต่ถ้าหากใช้ความถี่ต่ำเกินไปก็จะไม่สามารถทำให้เสียงออกมาได้เช่นกัน

### 5.2 ปัญหาที่เกิดขึ้นจากการทดลอง

1. เนื่องจากไฟเลี้ยงวงจร DC ที่รับมาจาก Supply นั้นมีความเรียบของกระแสไฟฟ้าน้อย จึงเกิดสัญญาณรบกวนจากระบบไฟเลี้ยงวงจร ซึ่งทำให้คุณภาพเสียงลดลงไปเกิดเสียงซ่าขึ้นมาบ้าง และเกิดความร้อนในอุปกรณ์บางตัว
2. เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำไฟฟ้าจะมีสนามแม่เหล็กแพร่ออกมาจึงทำให้สัญญาณสนามแม่เหล็กนั้นรบกวนการทำงานของมอสเฟต
3. ปัญหาความคลาดเคลื่อนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทำให้เกิดการคำนวณทางทฤษฎีและการต่อวงจรจริงคลาดเคลื่อนกันไป

### 5.3 แนวทางแก้ไขปัญหาและข้อเสนอแนะ

1. แยกเส้นทางเดินไฟ DC Supply ออกจากวงจรและควรทำให้สั้นที่สุด
2. ควรออกแบบวงจรให้มี Ground plane เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนของอุปกรณ์แต่ละตัวในวงจรและควรใช้ลายทองแดงให้มีขนาดใหญ่และสั้นที่สุดเพื่อลดความต้านทานที่เกิดจากลายทองแดงของวงจร
3. ลดขนาดของแหล่งจ่ายไฟให้มีขนาดเล็กลงเพื่อสามารถนำไปใช้งานได้ง่าย



## บรรณานุกรม

- [1] Ramakant A. Gayakwad. 1993. **Op – Amps And Linear Intergrated Circuits 3 Editions**. NewYouk : McGraw - Hill
- [2] วิโรจน์ อัสวรังสี. 2530. การใช้งานออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี. กรุงเทพฯ : ซีเอ็ดยูเคชั่น
- [3] นิตยสาร **Audio Media**. ปีที่ 1 ฉบับที่ 3 ประจำเดือน มกราคม – กุมภาพันธ์. กรุงเทพฯ.
- [4] [http://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth\\_filter](http://en.wikipedia.org/wiki/Butterworth_filter)
- [5] [http://www.wikirecording.org/Class\\_D](http://www.wikirecording.org/Class_D)





## ภาคผนวก

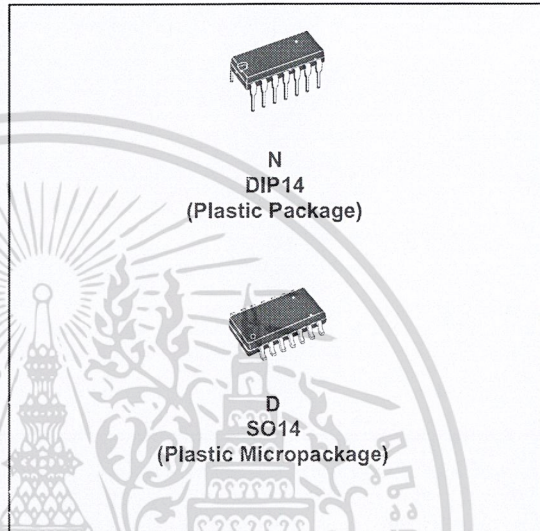
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน<sup>52</sup>การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# TL074 TL074A - TL074B

## LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO  $V_{CC}^+$ ) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE  $e_n = 15\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE :  $13\text{V}/\mu\text{s}$  (typ)



### DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

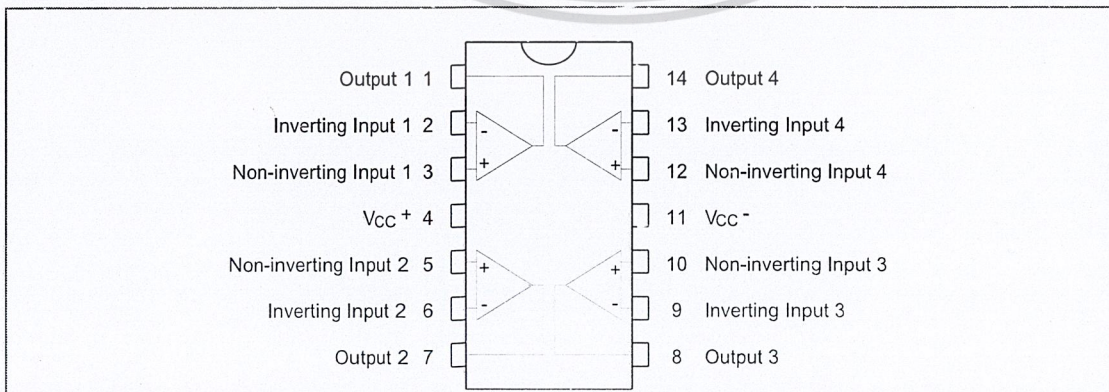
The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

### ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package	
		N	D
TL074M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•
TL074I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•
TL074C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•
<b>Example : TL074IN</b>			

N = Dual in Line Package (DIP)  
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)

### PIN CONNECTIONS (top view)





**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

V<sub>CC</sub> = ±15V, T<sub>amb</sub> = +25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V <sub>io</sub>	Input Offset Voltage (R <sub>s</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = +25°C  T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10  13	mV
DV <sub>io</sub>	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I <sub>io</sub>	Input Offset Current - note 1) T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>		5	100 4		5	100 10	pA nA
I <sub>ib</sub>	Input Bias Current -note 1 T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>		20	200 20		30	200 20	pA nA
A <sub>vd</sub>	Large Signal Voltage Gain (R <sub>L</sub> = 2kΩ, V <sub>o</sub> = ±10V) T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R <sub>s</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	80 80	86		70 70	86		dB
I <sub>CC</sub>	Supply Current, no load, per amplifier T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V <sub>icm</sub>	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R <sub>s</sub> = 50Ω) T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	80 80	86		70 70	86		dB
I <sub>os</sub>	Output Short-circuit Current T <sub>amb</sub> = +25°C T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V <sub>opp</sub>	Output Voltage Swing T <sub>amb</sub> = +25°C  T <sub>min</sub> ≤ T <sub>amb</sub> ≤ T <sub>max</sub>	10 12 10 12	12 13.5		10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity gain	8	13		8	13		V/μs
t <sub>r</sub>	Rise Time (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity gain		0.1			0.1		μs
K <sub>ov</sub>	Overshoot (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 20mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, unity gain		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (T <sub>amb</sub> = +25°C) V <sub>in</sub> = 10mV, R <sub>L</sub> = 2kΩ, C <sub>L</sub> = 100pF, f = 100kHz	2	3		2	3		MHz
R <sub>i</sub>	Input Resistance		10 <sup>12</sup>			10 <sup>12</sup>		Ω



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL074- TL074A - TL074B

Symbol	Parameter	TL074I,M,AC,AI,AM, BC,BI,BM			TL074C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
THD	Total Harmonic Distortion ( $T_{amb} = +25^{\circ}\text{C}$ ) $f = 1\text{kHz}$ , $R_L = 2\text{k}\Omega$ , $C_L = 100\mu\text{F}$ , $A_v = 20\text{dB}$ , $V_o = 2V_{pp}$		0.01			0.01		%
$e_n$	Equivalent Input Noise Voltage $R_S = 100\Omega$ , $f = 1\text{KHz}$		15			15		$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$
$\phi_m$	Phase Margin		45			45		degrees
$V_{o1}/V_{o2}$	Channel separation $A_v = 100$		120			120		dB

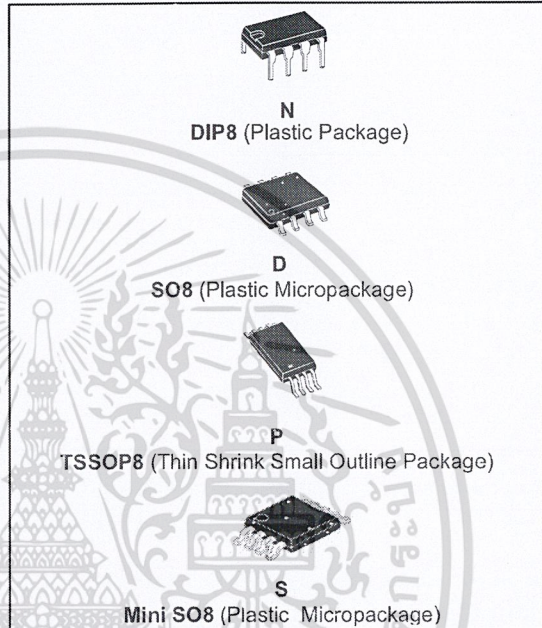
1. The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every  $10^{\circ}\text{C}$  increase in the junction temperature.





## LOW POWER DUAL VOLTAGE COMPARATORS

- WIDE SINGLE SUPPLY VOLTAGE RANGE OR DUAL SUPPLIES : +2V TO +36V OR ±1V TO ±18V
- VERY LOW SUPPLY CURRENT (0.4mA) INDEPENDENT OF SUPPLY VOLTAGE (1mW/comparator at +5V)
- LOW INPUT BIAS CURRENT : 25nA TYP
- LOW INPUT OFFSET CURRENT : ±5nA TYP
- LOW INPUT OFFSET VOLTAGE : ±1mV TYP
- INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE INCLUDES GROUND
- LOW OUTPUT SATURATION VOLTAGE : 250mV TYP. (I<sub>o</sub> = 4mA)
- DIFFERENTIAL INPUT VOLTAGE RANGE EQUAL TO THE SUPPLY VOLTAGE
- TTL, DTL, ECL, MOS, CMOS COMPATIBLE OUTPUTS

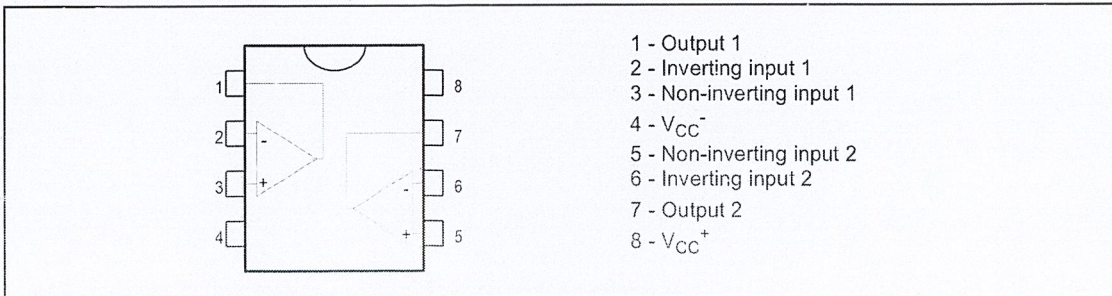


### DESCRIPTION

These devices consist of two independent low voltage comparators designed specifically to operate from a single supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible.

These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground even though operated from a single power supply voltage.

### PIN CONNECTIONS (top view)



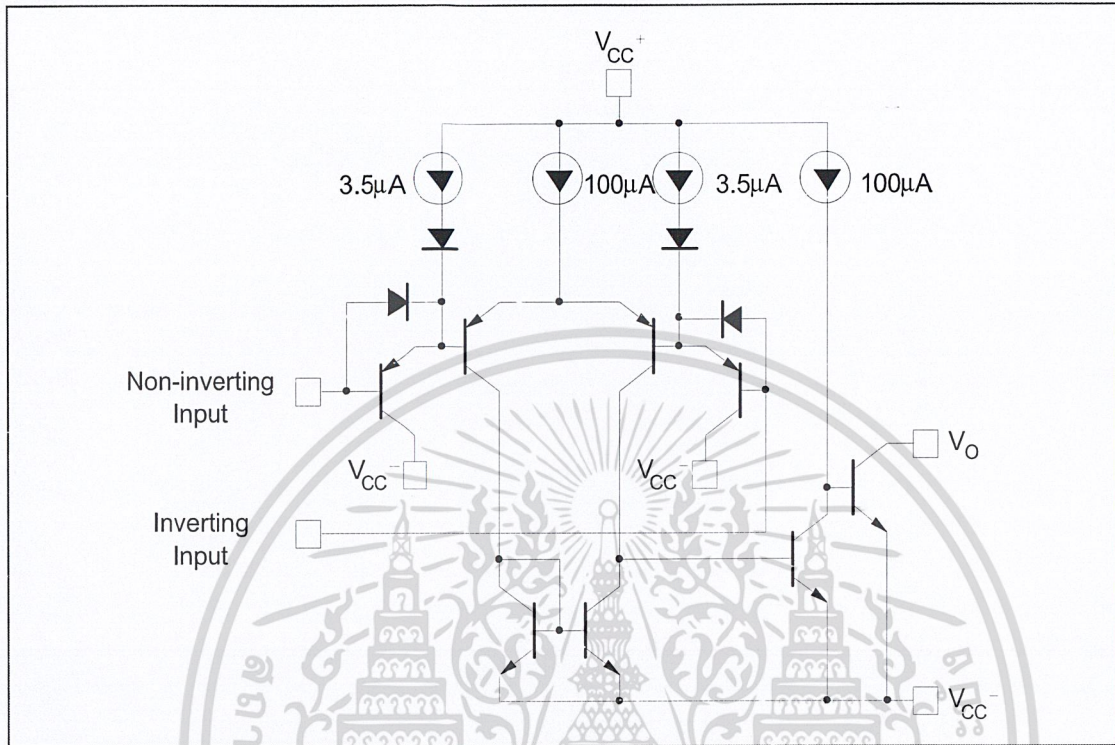
### ORDER CODE

Part Number	Temperature Range	Package			
		N	D	P	S
LM193	-55°C, +125°C	•	•	•	•
LM293	-40°C, +105°C	•	•	•	•
LM393	0°C, +70°C	•	•	•	•

Example : LM393D

N = Dual in Line Package (DIP)  
D = Small Outline Package (SO) - also available in Tape & Reel (DT)  
P = Thin Shrink Small Outline Package (TSSOP) - only available in Tape & Reel (PT)  
S = MiniSO Package (MiniSO) only available in Tape & Reel (ST)

SCHEMATIC DIAGRAM (1/2 LM193)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>CC</sub>	Supply voltage	±18 or 36	V
V <sub>id</sub>	Differential Input Voltage	±36	V
V <sub>i</sub>	Input Voltage	-0.3 to +36	V
	Output Short-circuit to Ground - note 1)	Infinite	
P <sub>d</sub>	Power Dissipation 2)	DIP8: 1250 SO8: 710 TSSOP8: 625 Mini SO8: 580	mW
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature Range	-65 to +150	°C

- Short-circuits from the output to V<sub>CC</sub><sup>+</sup> can cause excessive heating and eventual destruction. The maximum output current is approximately 20mA independent of the magnitude of V<sub>CC</sub><sup>+</sup>.
- P<sub>d</sub> is calculated with T<sub>amb</sub> = +25°C, T<sub>j</sub> = +150°C and R<sub>thja</sub> = 100°C/W for DIP8 package  
= 175°C/W for SO8 package  
= 200°C/W for TSSOP8 package  
= 215°C/W for Mini SO8 package

OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>icm</sub>	Common Mode Input Voltage Range	0 to V <sub>CC</sub> <sup>+</sup> -1.5	V
T <sub>oper</sub>	Operating Free-Air Temperature range	LM193: -55 to +125 LM293: -40 to +125 LM393: 0 to +70	°C

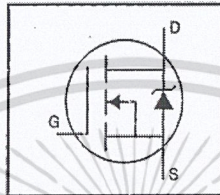
**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**
 $V_{CC}^+ = +5V$ ,  $V_{CC}^- = 0V$ ,  $T_{amb} = +25^\circ C$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min	Typ.	Max.	Unit
$V_{io}$	Input Offset Voltage - note <sup>1)</sup> $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		1	5 9	mV
$I_{ib}$	Input Bias Current - note <sup>2)</sup> $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		25	250 400	nA
$I_{io}$	Input Offset Current $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		5	50 150	nA
$A_{vd}$	Large Signal Voltage Gain $V_{CC} = 15V$ , $R_L = 15k\Omega$ , $V_o = 1V$ to $11V$	50	200		V/mV
$I_{CC}$	Supply Current (all comparators) $V_{CC} = 5V$ , no load $V_{CC} = 30V$ , no load		0.4 1	1 2.5	mA
$V_{icm}$	Input Common Mode Voltage Range - note <sup>3)</sup> $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$	0 0		$V_{CC}^+ - 1.5$ $V_{CC}^+ - 2$	V
$V_{id}$	Differential Input Voltage - note <sup>4)</sup>			$V_{CC}^+$	V
$I_{sink}$	Output Sink Current $V_{id} = 1V$ , $V_o = 1.5V$	6	16		mA
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage $V_{id} = -1V$ , $I_{sink} = 4mA$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		250	400 700	mV
$I_{OH}$	High Level Output Current ( $V_{id} = 1V$ ) $V_{id} = 1V$ , $V_{CC} = V_o = 30V$ $T_{amb} = +25^\circ C$ $T_{min} \leq T_{amb} \leq T_{max}$		0.1	1	nA $\mu A$
$t_{re}$	Response Time - note <sup>5)</sup> $R_L = 5.1k\Omega$ to $V_{CC}^+$		1.3		$\mu s$
$t_{rel}$	Large Signal Response Time $V_i = TTL$ , $V_{(ref)} = +1.4V$ , $R_L = 5.1k\Omega$ to $V_{CC}^+$		300		ns

- At output switch point,  $V_o = 1.4V$ ,  $R_s = 0$  with  $V_{CC}^+$  from 5V to 30V, and over the full common-mode range (0V to  $V_{CC}^+ - 1.5V$ ).
- The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output, so no loading charge exists on the reference of input lines.
- The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is  $V_{CC}^+ - 1.5V$ , but either or both inputs can go to +30V without damage.
- Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than -0.3V (or 0.3V below the negative power supply, if used).
- The response time specified is for a 100mV input step with 5mV overdrive. For larger overdrive signals 300ns can be obtained.

**HEXFET® Power MOSFET**

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

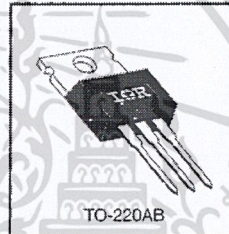


$V_{DSS} = 100V$   
 $R_{DS(on)} = 0.077\Omega$   
 $I_D = 28A$

**Description**

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



DATA SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	28	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	20	
$I_{DM}$	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	150	W
	1.0	W/°C
$V_{GS}$	±20	V
$E_{AS}$	230	mJ
$I_{AR}$	28	A
$E_{AR}$	15	mJ
dv/dt	5.5	V/ns
$T_J$	-55 to +175	°C
$T_{STG}$		
Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

**Thermal Resistance**

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	62	

# IRF540



## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>D</sub> =250μA
ΔV <sub>(BR)DSS</sub> /ΔT <sub>J</sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.13	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> =1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.077	Ω	V <sub>GS</sub> =10V, I <sub>D</sub> =17A ③
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> =250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	3.7	—	—	S	V <sub>DS</sub> =50V, I <sub>D</sub> =17A ③
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>GS</sub> =100V, V <sub>GS</sub> =0V
		—	—	250		V <sub>DS</sub> =80V, V <sub>GS</sub> =0V, T <sub>J</sub> =150°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V <sub>GS</sub> =-20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	72	nC	I <sub>D</sub> =17A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	11	nC	V <sub>DS</sub> =80V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32	nC	V <sub>GS</sub> =10V See Fig. 6 and 13 ④
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	V <sub>DS</sub> =50V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	44	—	ns	I <sub>D</sub> =17A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	53	—	ns	R <sub>G</sub> =9.1Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	43	—	ns	R <sub>D</sub> =2.9Ω See Figure 10 ④
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25 in.) from package and center of die contact
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	1700	—	pF	V <sub>GS</sub> =0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	560	—	pF	V <sub>DS</sub> =25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	28	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	110	A	
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	2.5	V	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>S</sub> =28A, V <sub>GS</sub> =0V ③
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	180	360	ns	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>F</sub> =17A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	1.3	2.8	μC	di/dt=100A/μs ④
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

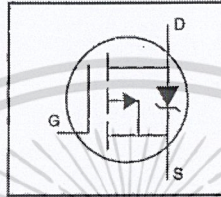
Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V<sub>DD</sub>=25V, starting T<sub>J</sub>=25°C, L=440μH, R<sub>G</sub>=25Ω, I<sub>AS</sub>=28A (See Figure 12)
- ③ I<sub>SD</sub>≤28A, di/dt≤170A/μs, V<sub>DD</sub>≤V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub>≤175°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**HEXFET® Power MOSFET**

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- P-Channel
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

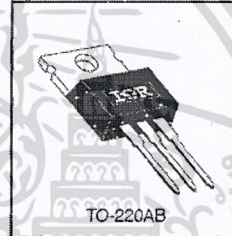


$V_{DSS} = -100V$   
 $R_{DS(on)} = 0.20\Omega$   
 $I_D = -19A$

**Description**

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



DATA SHEETS

**Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	-19	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	-13	
$I_{DM}$	-72	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	150	W
	1.0	W/°C
$V_{GS}$	±20	V
$E_{AS}$	640	mJ
$I_{AR}$	-19	A
$E_{AR}$	15	mJ
dv/dt	-5.5	V/ns
$T_J$	-55 to +175	
$T_{STG}$		°C
	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf·in (1.1 N·m)	

**Thermal Resistance**

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	62	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF9540



## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>D</sub> =-250μA
ΔV <sub>(BR)DSS</sub> /ΔT <sub>J</sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.087	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> =-1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.20	Ω	V <sub>GS</sub> =-10V, I <sub>D</sub> =-11A ④
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	-4.0	V	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> =-250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	6.2	—	—	S	V <sub>DS</sub> =-50V, I <sub>D</sub> =-11A ④
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-100	μA	V <sub>DS</sub> =-100V, V <sub>GS</sub> =0V
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	-100	nA	V <sub>GS</sub> =-20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> =20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	61	nC	I <sub>D</sub> =-19A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	14	nC	V <sub>DS</sub> =-80V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	29	nC	V <sub>GS</sub> =-10V See Fig. 6 and 13 ④
t <sub>d(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	V <sub>DD</sub> =-50V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	73	—	ns	I <sub>D</sub> =-19A
t <sub>d(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	34	—	ns	R <sub>G</sub> =9.1Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	57	—	ns	R <sub>D</sub> =2.4Ω See Figure 10 ④
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	1400	—	pF	V <sub>GS</sub> =0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	590	—	pF	V <sub>DS</sub> =-25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	140	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-19	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	-72	A	
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	-5.0	V	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>S</sub> =-19A, V <sub>GS</sub> =0V ④
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	130	260	ns	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>F</sub> =-19A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	0.35	0.70	μC	di/dt=100A/μs ④
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

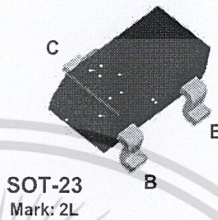
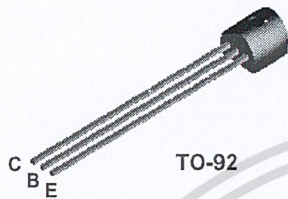
### Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V<sub>DD</sub>=-25V, starting T<sub>J</sub>=25°C, L=2.7mH R<sub>G</sub>=25Ω, I<sub>AS</sub>=-19A (See Figure 12)
- ③ I<sub>SU</sub>≤-19A, di/dt≤200A/μs, V<sub>DD</sub>≤V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub>≤175°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**2N5401**

**MMBT5401**



**PNP General Purpose Amplifier**

This device is designed as a general purpose amplifier and switch for applications requiring high voltages. Sourced from Process 74.

**Absolute Maximum Ratings\***

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>CEO</sub>	Collector-Emitter Voltage	150	V
V <sub>CBO</sub>	Collector-Base Voltage	160	V
V <sub>EBO</sub>	Emitter-Base Voltage	5.0	V
I <sub>C</sub>	Collector Current - Continuous	200	mA
T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

**NOTES:**

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

**Thermal Characteristics**

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		2N5401	*MMBT5401	
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625	350	mW
		5.0	2.8	mW/°C
R <sub>θJC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		°C/W
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	°C/W

\*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

**PNP General Purpose Amplifier**  
(continued)

**Electrical Characteristics**

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
--------	-----------	-----------------	-----	-----	-------

**OFF CHARACTERISTICS**

V <sub>(BR)CEO</sub>	Collector-Emitter Breakdown Voltage*	I <sub>C</sub> = 1.0 mA, I <sub>B</sub> = 0	150		V
V <sub>(BR)CBO</sub>	Collector-Base Breakdown Voltage	I <sub>C</sub> = 100 μA, I <sub>E</sub> = 0	160		V
V <sub>(BR)EBO</sub>	Emitter-Base Breakdown Voltage	I <sub>E</sub> = 10 μA, I <sub>C</sub> = 0	5.0		V
I <sub>CBO</sub>	Collector Cutoff Current	V <sub>CB</sub> = 120 V, I <sub>E</sub> = 0		50	nA
I <sub>EBO</sub>	Emitter Cutoff Current	V <sub>CB</sub> = 120 V, I <sub>E</sub> = 0, T <sub>A</sub> = 100°C		50	μA
		V <sub>EB</sub> = 3.0 V, I <sub>C</sub> = 0		50	nA

**ON CHARACTERISTICS\***

h <sub>FE</sub>	DC Current Gain	I <sub>C</sub> = 1.0 mA, V <sub>CE</sub> = 5.0 V	50		
		I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 5.0 V	60	240	
		I <sub>C</sub> = 50 mA, V <sub>CE</sub> = 5.0 V	50		
V <sub>CE(sat)</sub>	Collector-Emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 10 mA, I <sub>B</sub> = 1.0 mA		0.2	V
		I <sub>C</sub> = 50 mA, I <sub>B</sub> = 5.0 mA		0.5	V
V <sub>BE(sat)</sub>	Base-Emitter Saturation Voltage	I <sub>C</sub> = 10 mA, I <sub>B</sub> = 1.0 mA		1.0	V
		I <sub>C</sub> = 50 mA, I <sub>B</sub> = 5.0 mA		1.0	V

**SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS**

f <sub>r</sub>	Current Gain - Bandwidth Product	I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V, f = 100 MHz	100	300	MHZ
C <sub>obo</sub>	Output Capacitance	V <sub>CB</sub> = 10 V, I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz		6.0	pF
NF	Noise Figure	I <sub>C</sub> = 250 μA, V <sub>CE</sub> = 5.0 V, R <sub>S</sub> = 1.0 kΩ, f = 10 Hz to 15.7 kHz		8.0	dB

\*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%

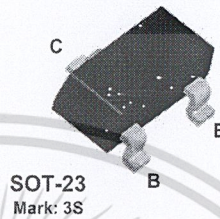
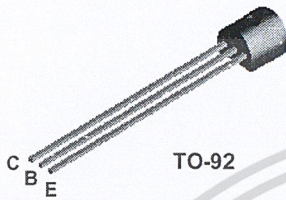
**Spice Model**

PNP (Is=21.48f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=132.1 Ne=1.375 Ise=21.48f lkf=.1848 Xtb=1.5 Br=3.661 Nc=2 Isc=0 lkr=0 Rc=1.6 Cjc=17.63p Mjc=.5312 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=73.39p Mje=.3777 Vje=.75 Tr=1.476n Tf=641.9p Itf=0 Vtf=0 Xtf=0 Rb=10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**2N5551**

**MMBT5551**



### NPN General Purpose Amplifier

This device is designed for general purpose high voltage amplifiers and gas discharge display driving. Sourced from Process 16.

#### Absolute Maximum Ratings\*

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V <sub>CEO</sub>	Collector-Emitter Voltage	160	V
V <sub>CBO</sub>	Collector-Base Voltage	180	V
V <sub>EBO</sub>	Emitter-Base Voltage	6.0	V
I <sub>C</sub>	Collector Current - Continuous	200	mA
T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub>	Operating and Storage Junction Temperature Range	-55 to +150	°C

\*These ratings are limiting values above which the serviceability of any semiconductor device may be impaired.

#### NOTES:

- 1) These ratings are based on a maximum junction temperature of 150 degrees C.
- 2) These are steady state limits. The factory should be consulted on applications involving pulsed or low duty cycle operations.

#### Thermal Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Characteristic	Max		Units
		2N5551	*MMBT5551	
P <sub>D</sub>	Total Device Dissipation Derate above 25°C	625	350	mW
		5.0	2.8	mW/°C
R <sub>θJC</sub>	Thermal Resistance, Junction to Case	83.3		°C/W
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	200	357	°C/W

\*Device mounted on FR-4 PCB 1.6" X 1.6" X 0.06."

## NPN General Purpose Amplifier

(continued)

## Electrical Characteristics

TA = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Max	Units
OFF CHARACTERISTICS					
$V_{(BR)CEO}$	Collector-Emitter Sustaining Voltage*	$I_C = 1.0 \text{ mA}, I_B = 0$	160		V
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage	$I_C = 100 \mu\text{A}, I_E = 0$	180		V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage	$I_E = 10 \mu\text{A}, I_C = 0$	6.0		V
$I_{CBO}$	Collector Cutoff Current	$V_{CB} = 120 \text{ V}, I_E = 0,$ $V_{CB} = 120 \text{ V}, I_E = 0, T_A = 100^\circ\text{C}$		50	nA
$I_{EBO}$	Emitter Cutoff Current	$V_{EB} = 4.0 \text{ V}, I_C = 0$		50	nA

## ON CHARACTERISTICS

$h_{FE}$	DC Current Gain	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ $I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$ $I_C = 50 \text{ mA}, V_{CE} = 5.0 \text{ V}$	80 80 30	250	
$V_{CE(sat)}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$ $I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		0.15 0.20	V
$V_{BE(sat)}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 \text{ mA}, I_B = 1.0 \text{ mA}$ $I_C = 50 \text{ mA}, I_B = 5.0 \text{ mA}$		1.0 1.0	V

## SMALL SIGNAL CHARACTERISTICS

$f_T$	Current Gain - Bandwidth Product	$I_C = 10 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 100 \text{ MHz}$	100	300	MHz
$C_{obo}$	Output Capacitance	$V_{CB} = 10 \text{ V}, I_E = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		6.0	pF
$C_{ibo}$	Input Capacitance	$V_{BE} = 0.5 \text{ V}, I_C = 0,$ $f = 1.0 \text{ MHz}$		20	pF
$h_{fs}$	Small-Signal Current Gain	$I_C = 1.0 \text{ mA}, V_{CE} = 10 \text{ V},$ $f = 1.0 \text{ kHz}$	50	250	
NF	Noise Figure	$I_C = 250 \mu\text{A}, V_{CE} = 5.0 \text{ V},$ $R_S = 1.0 \text{ k}\Omega, f = 10 \text{ Hz to } 15.7 \text{ kHz}$		8.0	dB

\*Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ 

## Spice Model

NPN (Is=2.511f Xti=3 Eg=1.11 Vaf=100 Bf=242.6 Ne=1.249 Ise=2.511f Ikf=.3458 Xtb=1.5 Br=3.197 Nc=2  
Isc=0 Ikr=0 Rc=1 Cjc=4.883p Mjc=.3047 Vjc=.75 Fc=.5 Cje=18.79p Mje=.3416 Vje=.75 Tr=1.202n Tf=560p  
Ilf=50m Vtf=5 Xtf=8 Rb=10)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้