

คลาสดีสวิตชิงเพาเวอร์แอมป์

2

**Class D Switching Power Amplifier**



โดย

นาย ณัฐวุฒิ บุรณศิษฐ์

นาย นิวัตชัย มหาไชย

๒๙.  
๑๖ ๓๖๑๗  
๒๕๕๐

เลขอ้างอิง.....  
เลขทะเบียน.....**83003**  
วันเดือนปี.....**30 0.0. 2551**

b..... <b>11๙ ๕๘๐๑๙</b>
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลาสดีสวิทชิงเพาเวอร์แอมป์  
Class D Switching Power Amplifier



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานเรื่อง **คلاسดีสวิทชิงเพาเวอร์แอมป์**  
Class D Switching Power Amplifier

จัดทำโดย นาย ันัฐฉัตร บุรณคิษฐ์ เลขประจำตัว 47012209  
นาย นิวัตชัย มหาไชย เลขประจำตัว 47012215

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. ประภากร สุวรรณะ



รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบจากอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ.....

ผศ. ประภากร สุวรรณะ  
(อาจารย์ที่ปรึกษา)

วันที่ ๑.1.๖๕/๖๕๕๖

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# คลาสดี สวิตชิงเพาเวอร์แอมป์

นาย ณัฐวุฒิ บุรณคิษฐ์ รหัส 47012209

นาย นิวัตชัย มหาไชย รหัส 47012215

ผศ. ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา

ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2550

## บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้นำเสนอวิธีการสร้างโครงงาน Power Amplifier ชนิด Class D Switching Power Amplifier โดยมีวงจรหลักอยู่ 3 วงจรคือ Pulse Width Modulator (PWM) ,Switching Power Amp ,Low Pass Filter(LPF) ในส่วนของ Switching Power Amp นั้นจะใช้เป็น Bipolar Transistor ซึ่งเป็น Power Transistor ในการขยายเสียง โดยเมื่อมีสัญญาณ Input (เสียง) เข้ามาก็จะถูกรวมกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม โดยใช้วงจร Voltage Comparator ที่วงจร Pulse Width Modulator กลายเป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม แล้วส่งไปยังภาค Power Amp โดยจะมี Transistor อยู่ 2 คู่สลับกันทำงาน คู่หนึ่งจะทำงานในขณะที่ Output เป็นบวกส่วนอีกคู่หนึ่งจะทำงานในขณะที่ Output เป็นลบ ขยายสัญญาณออกมา ก่อนที่จะถูกกรองด้วย Low Pass Filter ซึ่งใช้ LC เป็นตัวกรองความถี่ ให้กลายเป็นสัญญาณเสียงออกทาง Output ไปยังลำโพงต่อไป

## Switching Power Amplifier Class D type

MR. NATTAWUT BURANADIT ID 47012209

MR.NIWATCHAI MAHACHAI ID 47012215

Adviser: DR. PRAPAKRON SUWANNA

### Abstract

This report proposes a method for constructing Power Amplifier Class D type. The 3 main pillar circuits are Pulse Width Modulator (PWM), Switching Power Amp and Low Pass Filter (LPF). As for the Switching Power Amp section, we will use Bipolar Transistor as a Power Transistor for sound expansion. When there is a signal Input comes in contact, the signal will be wrapped up with triangle signal by using the circuit Voltage Comparator. At the circuit Pulse Width Modulator the signal will become a signal in the form of quadrilateral. The signal will then be transferred to the Power Amp sector where there will be 2 Transistor working alternatively between one another. One of the transistors will work while Output is positive and the other transistor will work while the Output is negative. This signal will be enlarged before being filtered by a Low Pass Filter. LC will work as a frequency filter which will filter the frequency signal into a sound output signal which later on travel through the sound speaker.

## กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้สามารถลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความช่วยเหลือจากหลายบุคคลด้วยกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง ผศ. ประภากร สุวรรณะ (อาจารย์ที่ปรึกษา) ที่คอยให้คำปรึกษาและแนะนำ อีกทั้ง พี่ๆ 3R และ 4C อีกทั้งเพื่อนๆ ทุกคนที่คอยช่วยเหลือในยามขัดสน ตลอดจนการทำโครงการนี้เป็นอย่างดี มาโดยตลอด จนทำให้โครงการนี้สำเร็จโดยสมบูรณ์ได้จึงขอขอบพระคุณมา ณ ที่นี้



นาย ณัฐฉัตร บูรณดิษฐ์  
นาย นิวัชชัย มหาไชย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์	1
1.2 กล่าวนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	2
2.1 คลาสของเพาเวอร์แอมป์	2
2.1.1. คลาส A (Class-A Amplifier)	2
2.1.2. คลาส B (Class-B Amplifier)	2
2.1.3. คลาส C (Class-C Amplifier)	3
2.1.4. คลาส D (Class-D Amplifier)	3
2.2 วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์	4
2.2.1 วงจรคอมมอนอีมิตเตอร์ (Common Emitter Amplifier Stage)	4
2.2.2 วงจรคอมมอนคอลเลกเตอร์ (Common-Collector Amplifier Stages)	5
2.2.3 วงจรคอมมอนเบส (Common Base Amplifier Stage)	5
2.3 วงจรพุช-พูล (Push-Pull Circuit)/วงจรคอมพลีเมนต์ารี (Complementary)	7
2.4 วงจรขยายที่ใช้ Op-Amp	8
2.4.1 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ( Noninverting Amplifier)	8
2.4.2 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ( Inverting Amplifier)	9
บทที่ 3 การออกแบบ	11
3.1 วงจร Pulse Width Modulation (PWM)	12
3.2 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์แอมป์	16
3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	17
บทที่ 4 การทดสอบ	18
4.1 วัดสัญญาณอินพุต Audio กับ Triangular wave	25
4.2 วัดสัญญาณที่ได้จากวงจร Width Modulation (PWM)	26
4.3 วัดสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของภาคขยาย	30
บทที่ 5 สรุปวิจารณ์และการเสนอแนะ	31
ภาคผนวก	
หนังสืออ้างอิง	

# สารบัญรูป

รูป	หน้า
บทที่ 2 รูปที่ 2.1 คลาส A (Class-A Amplifier)	2
รูปที่ 2.2 คลาส B (Class-B Amplifier)	3
รูปที่ 2.3 คลาส C (Class-C Amplifier)	3
รูปที่ 2.4 วงจรคอมมอนอีมิตเตอร์ (Common Emitter Amplifier )	4
รูปที่ 2.5 วงจรคอมมอนคอลเลคเตอร์ (Common-Collector Amplifier)	5
รูปที่ 2.6 วงจรคอมมอนเบส (Common Base Amplifier)	6
รูปที่ 2.7 วงจรpush-พูล(Push-Pull Circuit)/วงจรถอมพลิเมนต์ารี(Complementary)	7
รูปที่ 2.8 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ( Noninverting Amplifier)	8
รูปที่ 2.9 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ( Inverting Amplifier )	9
บทที่3 รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของคลาสดีสวิตซิ่งเพาเวอร์แอมป์	11
รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม	13
รูปที่ 3.3 บล็อกไดอะแกรมของ PWM	14
รูปที่ 3.4 วงจรการสร้าง PWM	14
รูปที่ 3.5 รูปสัญญาณของ PWM	15
รูปที่ 3.6 วงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์แอมป์	16
รูปที่ 3.7 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	17
รูปที่ 3.8 แสดงค่า LC	18
บทที่ 4 รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุทของออปแอมป์	25
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุทของออปแอมป์อินทิเกรเตอร์	26
รูปที่ 4.3 สัญญาณ PWM ซีกบวก	26
รูปที่ 4.4 สัญญาณ PWM ซีกบวก เปรียบเทียบกับสัญญาณ I/P	27
รูปที่ 4.5 สัญญาณ PWM ซีกลบ	27
รูปที่ 4.6 สัญญาณ PWM ซีกลบ เปรียบเทียบกับสัญญาณ I/P	28
รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ PWM ซีกบวกหลังผ่านตัว Driver MPS2222	28
รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ PWM ซีกลบหลังผ่านตัว Driver MPS2907	29
รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณหลังผ่านการขยายด้วย TIP41/TIP42 แล้ว	29
รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณ O/P ขณะต่อกับโหลดที่ความถี่ต่างๆ	30

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการทำงานของเครื่องขยายเสียง Class D Power Amplifier
2. เพื่อให้ น.ศ ได้เรียนรู้เกี่ยวกับ การทำงานของ Power Transistor
3. เพื่อให้ น.ศ สามารถออกแบบวงจร Class D Power Amplifier ในภาคต่างๆของวงจรขยายเสียง
4. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนา Class D Power Amplifier และสามารถ ปรับปรุงให้มีคุณภาพของเสียงให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นต่อไป

### 1.2 กล่าวนำ

ในปัจจุบันเครื่องขยายเสียงได้เข้ามามีบทบาทสำคัญต่อชีวิตประจำวัน เช่น ความบันเทิง การเรียนการสอน การสื่อสาร และอีกหลายๆด้าน เครื่องขยายเสียงได้พัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยในการขยายสัญญาณให้มีกำลังสูงๆ นั้น มักจะมีขนาดของเครื่องค่อนข้างใหญ่และยังมีปัญหาอีกหลายด้าน เช่น มีสัญญาณรบกวนสูง ความร้อนของเครื่องขยายเสียงจะร้อนมากถ้าใช้งานนานๆ ซึ่งจำเป็นต้องติดตั้งพัดลมระบายความร้อนด้วยจึงเป็นผลทำให้น้ำหนักของเครื่องขยายเสียงนั้นเพิ่มมากขึ้นไปอีก

ดังนั้นจึงทำให้เกิดแนวคิดที่จะทำการศึกษาเครื่องขยายเสียงคลาสดีขึ้นมา เพราะว่าเครื่องขยายเสียงคลาสดีมีข้อดีหลายอย่างที่เครื่องขยายเสียงคลาสอื่นๆ ไม่สามารถทำได้ เช่น ขนาดของเครื่องขยายเสียงมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ซึ่งสะดวกในการติดตั้งและการใช้งานตามพื้นที่ที่มีบริเวณจำกัด ดังนั้นวงจรเครื่องขยายเสียงคลาสดีจึงมีความเหมาะสมกับงานประเภทนี้ และเหมาะสำหรับงานที่ต้องการเอาท์พุทสูงๆ แต่ขนาดของเครื่องมีขนาดเล็ก เนื่องจากว่าวงจรขยายเสียงคลาสดีเป็นวงจรขยายที่มีประสิทธิภาพสูงประมาณ 90-95 เปอร์เซ็นต์

โครงการนี้จะทำการออกแบบและสร้างวงจรเครื่องขยายเสียงคลาสดี อาศัยสัญญาณพัลส์วีดต์ มอดูเลชัน (PWM) มาขับ Power Transistor เพื่อขยายกำลังไฟฟ้าของสัญญาณที่จะส่งไปยังลำโพง

ข้อดี ของวงจรมีประสิทธิภาพภาคขับต้องการกำลังเพียงเล็กน้อยจากสัญญาณพัลส์วีดต์ มอดูเลชันก็สามารถขับ Power Transistor ในภาคขยายให้ทำงานได้ มีประสิทธิภาพในการทำงานสูง ประหยัดพลังงาน มีการสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์น้อยจึงทำให้ใช้แผ่นระบายความร้อนเล็กลง

# บทที่ 2

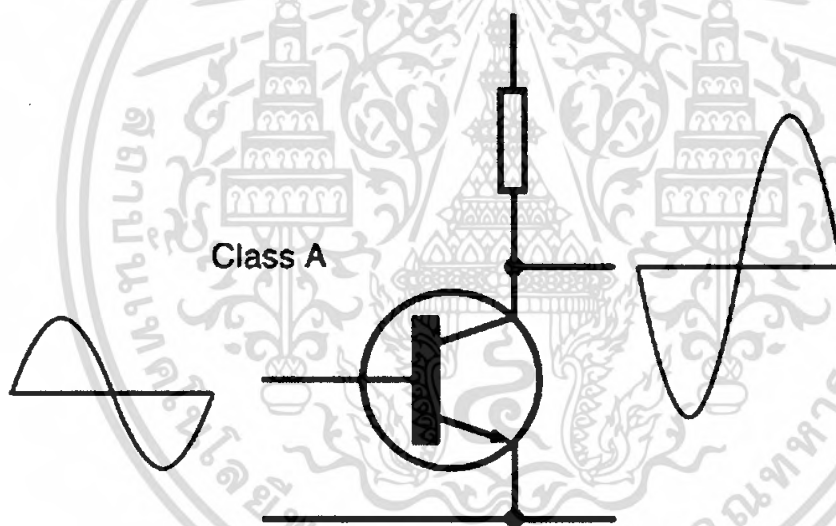
## ทฤษฎีพื้นฐาน

### 2.1 คลาสของเพาเวอร์แอมป์

เราอาจแบ่งเพาเวอร์แอมป์ออกเป็นคลาสๆ ได้ตามลักษณะของการไบอัสทรานซิสเตอร์หรือตามตำแหน่งของจุดปฏิบัติการ Q (Quiescent Point) บนโหลดไลน์ได้ 4 แบบคือ

#### 2.1.1. คลาส A (Class-A Amplifier)

จุดปฏิบัติการ Q อยู่ในส่วนของ Active Region ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์ตลอดเวลาไม่ว่าจะมีสัญญาณอินพุตหรือไม่ก็ตาม หรือทรานซิสเตอร์จะนำกระแสตลอดช่วง 360 องศา ของสัญญาณอินพุต ซึ่งที่ระดับของสัญญาณต่ำๆ ประสิทธิภาพสูงสุดคือ 50% ข้อดีของคลาสเอคือมีความเพี้ยนต่ำ

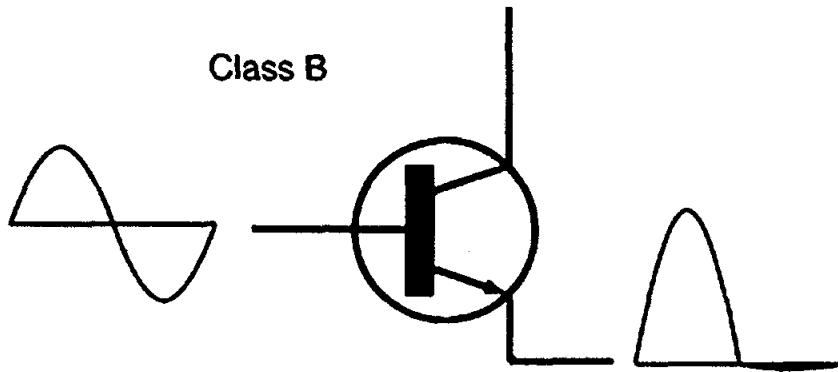


รูปที่ 2.1 คลาส A (Class-A Amplifier)

#### 2.1.2. คลาส B (Class-B Amplifier)

จุดปฏิบัติการ Q อยู่ที่จุดคัทออฟพอดีจึงทำให้กระแสไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์เฉพาะช่วงเวลาซีกใดซีกหนึ่งของสัญญาณอินพุตเท่านั้น หรือทรานซิสเตอร์จะนำกระแสในช่วง 180 องศา ของสัญญาณอินพุต และในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตก็จะไม่มีกระแสไหล เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์เพียงซีกเดียว จึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัวสลับกันทำงานตัวละ 180 องศา ของอินพุต ซึ่งเรียกการทำงานแบบนี้ว่า พูช-พูล (Push-Pull) จะพบวงจรคลาสบีในส่วนที่สัญญาณมีค่าสูงๆ เช่น ภาคขยายภาคสุดท้าย ประสิทธิภาพสูงสุดของคลาสบีคือ 78.5 %

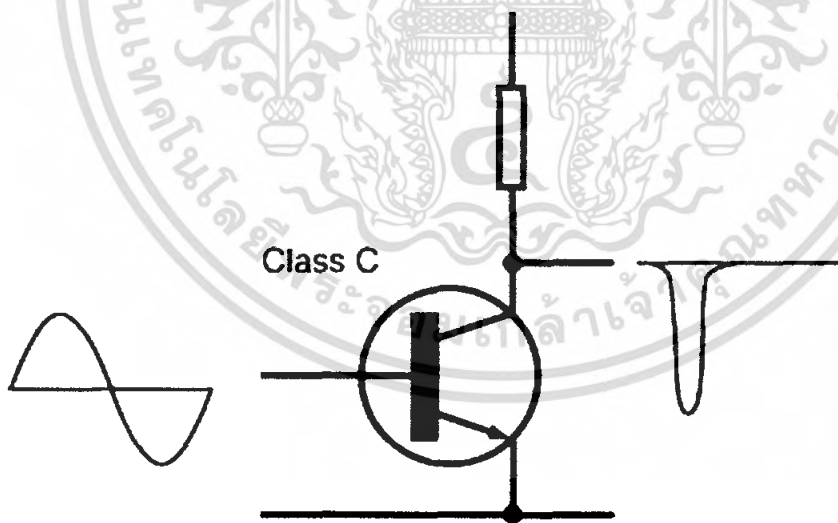
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 คลาส B (Class-B Amplifier)

### 2.1.3. คลาส C (Class-C Amplifier)

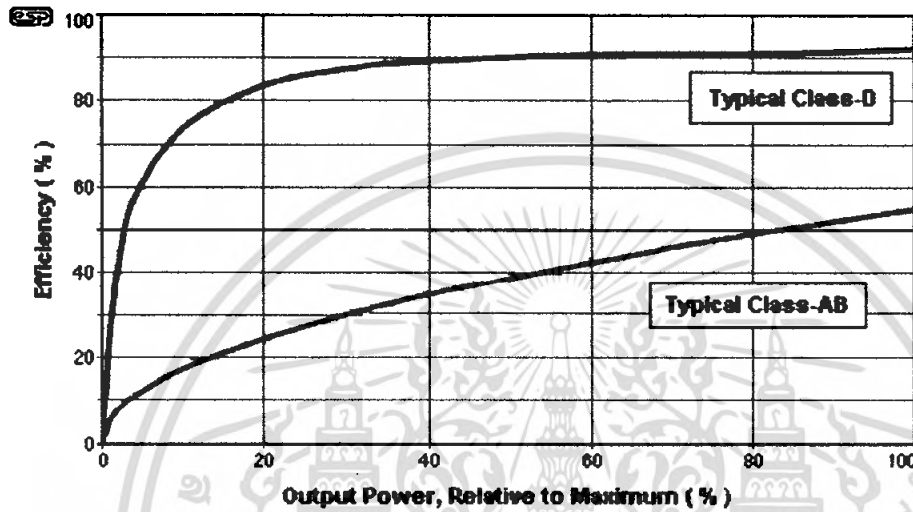
จุดปฏิบัติการ Q อยู่ส่วน cut off Region ซึ่งจะทำให้กระแสไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์เฉพาะช่วงเวลาบางส่วนของซีกใดซีกหนึ่งของสัญญาณอินพุตเท่านั้น หรือทรานซิสเตอร์จะนำกระแสในช่วงที่น้อยกว่า 180 องศา ของสัญญาณอินพุตและ ในขณะที่ไม่มีสัญญาณอินพุตก็จะมีกระแสไหล ซึ่งวงจรขยายคลาสนี้จะใช้งานได้เฉพาะความถี่ใดความถี่หนึ่งเท่านั้น เช่น ในส่วนเพาเวอร์แอมป์ของเครื่องส่งวิทยุ ประสิทธิภาพของคลาสนี้ขึ้นอยู่กับจุดไบอัสและความถี่ที่ใช้งาน



รูปที่ 2.3 คลาส C (Class-C Amplifier)

### 2.1.4. คลาส D (Class-D Amplifier)

ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะของสวิตช์ซึ่งจุดปฏิบัติการ Q อยู่จะอยู่ที่เดียวกับคลาสบี แต่ ทรานซิสเตอร์ในวงจรจะทำงานในลักษณะของสวิตช์ คือนำกระแสอิ่มตัว (saturate) กับไม่นำกระแส (cut off) กระแสที่ไหลผ่านตัวทรานซิสเตอร์จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม (square pulse) วงจรให้ประสิทธิภาพสูงถึง 90%



รูป 1.1 แสดงประสิทธิภาพการทำงานของการขยายเสียงคลาสดี

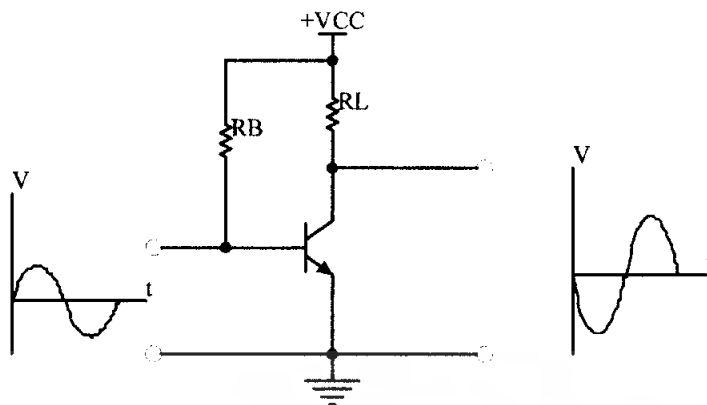
## 2.2 วงจรขยายที่ใช้ทรานซิสเตอร์

### 2.2.1 วงจรคอมมอนอีมิเตอร์ (Common Emitter Amplifier Stage)

คำว่าคอมมอนอีมิเตอร์ มีความหมายว่าให้อิมิตเตอร์ (E) ของทรานซิสเตอร์เป็น “จุดร่วมกัน” ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต คืออินพุตต่อเข้าขาB กับขาE เอาต์พุตต่อออกจากขาC และขาE วงจรคอมมอนอีมิเตอร์ให้สัญญาณเอาต์พุตมีเฟสตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต

วงจรคอมมอนอีมิเตอร์มีความต้านทานอินพุตต่ำ (ประมาณ 300 – 2000 โอห์ม) และมีความต้านทานเอาต์พุตสูง (ประมาณ 30 – 300 เคโอห์ม)

จึงมีการขยายกำลังได้สูงมากจึงนิยมใช้ในภาคปริแอมป์และภาคต้นๆของเพาเวอร์แอมป์ แต่ก็มีข้อเสียที่ต่อกับภาคอินพุตที่มีอิมพีแดนซ์ (ความต้านทาน) สูงมากไม่ได้ และต่อกับโหลดที่มีความต้านทานต่ำไม่ได้ เช่นไม่ใช่เป็นเอาต์พุตของเพาเวอร์แอมป์ เนื่องจากถ้าโหม่งเป็นโหลดที่มีความต้านทานต่ำ



รูปที่ 2.4 วงจรคอมมอนอีมิเตอร์ ( Common Emitter Amplifier)

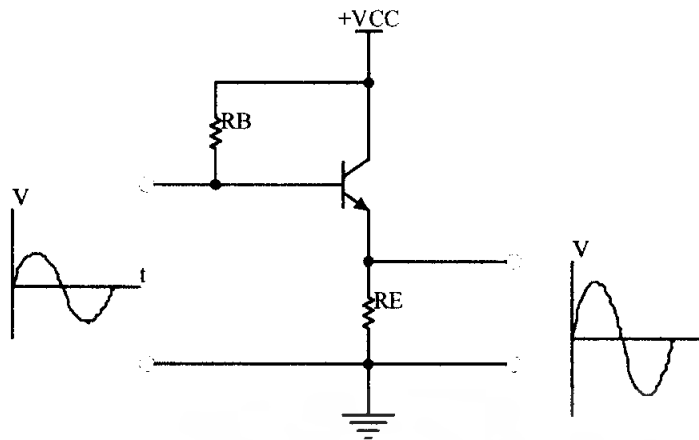
วงจรถ่ายชนิดนี้เป็นวงจรถ่ายที่นิยมใช้งานมากที่สุด เพราะให้อัตราขยายสัญญาณที่ทั้งอัตราขยายแรงดัน และอัตราขยายกระแส นิยมนำไปใช้เป็นวงจรถ่ายเสียง ขยายสัญญาณต่างๆ ขยายกำลัง

### 2.2.2 วงจรคอมมอนคอลเลคเตอร์(Common-Collector Amplifier Stages)

ให้คอลเลคเตอร์(c) ของทรานซิสเตอร์เป็น “จุดร่วมกัน” ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต ดังนั้นสัญญาณอินพุตจะป้อนเข้าที่ขาเบส (B) และสัญญาณเอาต์พุตจะออกที่ขาอีมิเตอร์ (E) วงจรชนิดนี้เรียกอีกอย่างว่า วงจร “อีมิเตอร์” (Emitter Follower)

วงจรถ่ายคอมมอนคอลเลคเตอร์ใช้  $R_E$  เป็นโหลดของวงจร คือได้สัญญาณเอาต์พุตจากสัญญาณที่คร่อม  $R_E$  โดยปกติแรงดันที่ขา B ( $V_B$ ) และแรงดันที่ขา E ( $V_E$ ) จะต่างกันประมาณ 0.6 V เสมอ ( $V_{BE} = 0.6 V$ ) ดังนั้นวงจรถ่ายชนิดนี้จึงไม่ขยายแรงดันเลย หรือ “ความต้านทานอินพุต” และ “ความต้านทานเอาต์พุต” เกี่ยวกับหลักที่ว่าความต้านทานน้อยกระแสไหลมาก ความต้านทานมากกระแสไหลน้อย วงจรชนิดนี้มีความต้านทานอินพุตสูงที่สุด และมีความต้านทานเอาต์พุตต่ำสุด จึงเหมาะสมเป็นวงจรถ่ายโหลดต่ำๆ เช่น เป็นภาคเอาต์พุตของเครื่องขยายเสียง(ถ้า โฟงเป็น โหลดที่มีความต้านทานต่ำกินกระแสมาก)

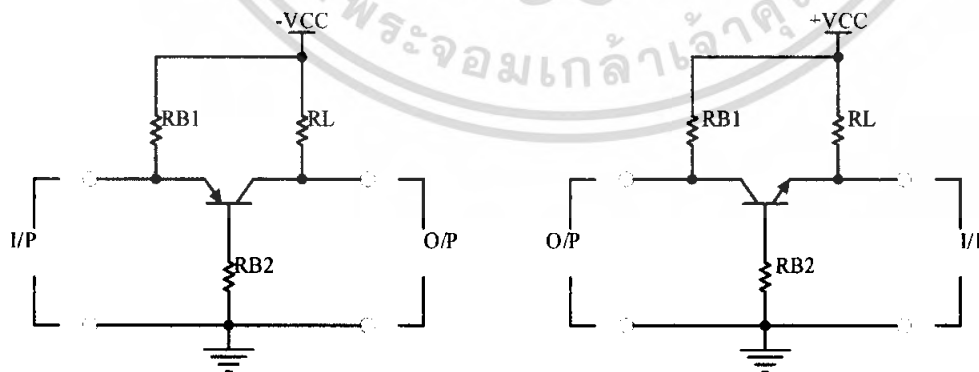
คุณสมบัติอีกอย่างของวงจรถ่ายคอมมอนคอลเลคเตอร์ คือ สัญญาณอินพุตและสัญญาณเอาต์พุตจะมีเฟสเดียวกัน วงจรถ่ายคอมมอนคอลเลคเตอร์นี้จึงเรียกอีกอย่างว่าวงจร “กันชน” หรือ “บัฟเฟอร์” (Buffer) เนื่องจากสามารถขับโหลดความต้านทานต่ำได้โดยไม่กระทบกระเทือนสัญญาณอินพุต



รูปที่ 2.5 วงจรคอมมอนคอลเลคเตอร์ (Common-Collector Amplifier)

### 2.2.3 วงจรคอมมอนเบส(Common Base Amplifier Stage)

วงจรคอมมอนเบสป้อนสัญญาณอินพุตเข้าทางอีมิเตอร์(E) และเอาเอาพุทออกทางคอลเลคเตอร์ (C) โดยให้เบส (B) เป็น “จุดร่วมกัน” ของสัญญาณ  
 วงจรคอมมอนเบสจะมีอัตราขยายกระแสน้อยกว่า 1 เสมอ เนื่องจาก  $I_E$  มากกว่า  $I_C$  เสมอ เหตุผลเดียวกันนี้ ถ้ามองในแง่ความต้านทานวงจรชนิดนี้มีความต้านทานต่ำ (ต่ำที่สุด) และมีความต้านทานเอาพุทสูง(สูงที่สุด) และสามารถขยายแรงดันได้มากที่สุด วงจรคอมมอนเบส มีใช้ในเครื่องขยายเสียงน้อย แต่จะนำไปใช้เป็นตัวกำเนิดความถี่(Oscillator) วงจรขยายแรงดัน(Voltage Amplifier) วงจรแมทซิ่ง(Matching)



รูปที่ 2.6 วงจรคอมมอนเบส (Common Base Amplifier)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจร	CE	CC	CB
อัตราขยายแรงดัน	250-300 เท่า	น้อยกว่า 1 เท่า	300-1000 เท่า
อัตราขยายกระแส	19-49 เท่า	20-50 เท่า	น้อยกว่า 1 เท่า
อัตราขยายกำลัง	40dB	15-30 dB	20-25 dB
ความต้านทานอินพุท	500-1.5 K	100K-500K	35-150 โอห์ม
ความต้านทานเอาพุท	50 K	100-1K	300K- 1 M
ข้อดี	ขยายกำลังได้สูง	ขับ โหลด ได้ดี	ขยายแรงดันได้สูง
ข้อเสีย	สัญญาณรบกวนสูง	ขยายแรงดันได้ต่ำ	ขยายกระแสได้ต่ำ
ใช้ในเครื่องขยายเสียง	ใช้มาก	ภาคเอาพุท	-

ตารางที่ 1 ตารางเปรียบเทียบวงจร CE, CC, CB

### 2.3 วงจรpush-พูล(Push-Pull Circuit)/วงจรคอมพลิเมตารี(Complementary)

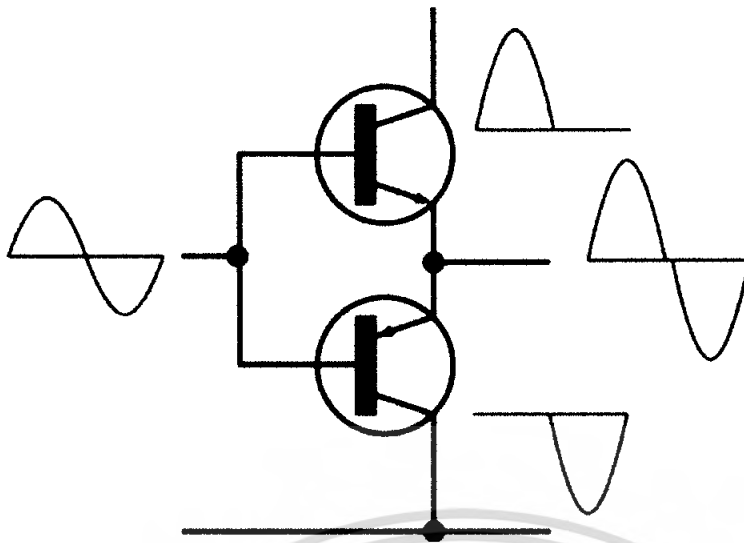
วงจรขยายเสียงแบบpush-พูล เป็นวงจรขยายเสียงที่ถูกสร้างขึ้นมาใช้ในส่วนของภาคขยายกำลัง โดยจะใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ร่วมกับหม้อแปลงไฟฟ้า ทำการขยายสัญญาณเสียงด้วยทรานซิสเตอร์ตัวละซีกสัญญาณ

แต่เนื่องจากต้องใช้หม้อแปลงร่วมทำงานในวงจร ทำให้คุณภาพของเสียงแหลมลดลง เกิดเสียงฮัมจากการทำงานของหม้อแปลง อีกทั้งหม้อแปลงที่ใช้มีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก จึงมีการปรับปรุงวงจรใหม่ โดยตัดหม้อแปลงทิ้งไปซึ่งสามารถตอบสนองความถี่เสียงได้ดีตลอดย่านเรียกว่า วงจรขยายเสียงแบบคอมพลิเมตารี(Complementary Amplifier)

วงจรขยายเสียงแบบคอมพลิเมตารี(Complementary Amplifier) จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ต่างชนิดกัน 2 ตัว คือ NPN และ PNP ที่มีคุณสมบัติเหมือนกันมาต่อร่วมกันคล้ายวงจรวงจรขยายเสียงแบบpush-พูล

วงจรเพาเวอร์แอมป์เกือบทั้งหมดจะใช้วงจรpush-พูลในภาคไดรฟ์และภาคเอาท์พุท “push-พูล” หมายถึง มีวงจรสองส่วนทำงานช่วยกัน โดยทำงานคนละซีกของสัญญาณ วงจรส่วนหนึ่งจะขยายซีกบวก อีกส่วนหนึ่งจะขยายในซีกลบ เปรียบเสมือนให้คนสองคนช่วยกันเคลื่อนย้ายวัตถุก้อนใหญ่ก้อนหนึ่งให้คนหนึ่งดึงด้านหน้าและอีกคนหนึ่งผลักทางด้านหลังเป็นสองแรงแข็งขันก็จะทำให้วัตถุใหญ่เคลื่อนที่ได้

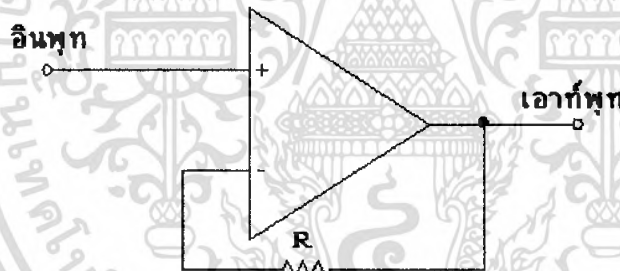
ภาคเอาท์พุทแบบpush – พูล จึงต้องใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวช่วยกันทำงานคนละครึ่งคลื่นแล้วเอาสัญญาณมารวมกันจะได้สัญญาณเต็มคลื่นออกถ้าโงง



รูปที่ 2.7 วงจรpush-พูล(Push-Pull Circuit)/วงจรคอมพลิเมนต์ารี(Complementary)

## 2.4 วงจรขยายที่ใช้ Op-Amp

### 2.4.1 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส (Noninverting Amplifier)



รูปที่ 2.8 วงจรขยายสัญญาณแบบไม่กลับเฟส ( Noninverting Amplifier)

วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส จากรูปเป็นรูปของวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส ซึ่งมีค่าความต้านทานอินพุตสูงมาก ซึ่งอัตราขยายแรงดันของวงจรจะกำหนดด้วยค่าตัวต้านทาน โดยจะเท่ากับค่าอัตราส่วนระหว่าง  $R_1 + R_2$  กับ  $R_1$

สิ่งที่ทำให้วงจรนี้แตกต่างจากวงจรขยายชนิดกลับเฟสคือเอาต์พุตที่เกิดขึ้นจะมีเฟสเดียวกับสัญญาณอินพุต นอกจากนี้วงจรนี้ยังให้ค่าความต้านทานอินพุตสูงมากในขณะที่อินพุตอยู่ต่ออยู่เรื่อยๆ จะเห็นได้ว่า จะทำให้เอาต์พุตเกิด

$$V_{in} = iR_i$$

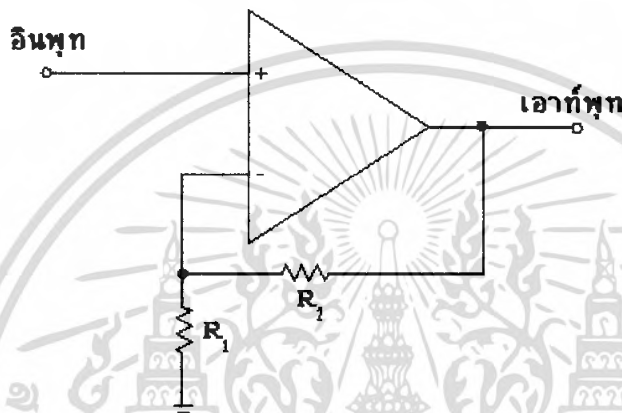
$$V_{out} = i(R_i + R_f)$$

$$AV = i(R_i + R_f) / i R_i$$

$$AV = R_i + R_f/R_i$$

$$\text{หรือ .. } AV = 1 + (R_f/R_i)$$

#### 2.4.2 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ( Inverting Amplifier)



รูปที่ 2.9 วงจรขยายสัญญาณแบบกลับเฟส ( Inverting Amplifier )

การขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) เราสามารถกำหนดอัตราขยายได้ตามใจชอบด้วยการป้อนกลับ

จากรูป อัตราขยายของวงจรสามารถคำนวณได้ด้วยอัตราส่วนของค่า  $R_2/R_1$  นั่นคือแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับผลคูณของ  $R_2/R_1$  กับแรงดันอินพุตสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จะอยู่ในลักษณะมีเฟสกลับกับอินพุต เพราะเราทำการป้อนสัญญาณเข้าทางอินเวอร์ตติ้ง

อินพุตส่วนหนึ่งที่ฟังจะต้องทำคือค่า  $R_3$  ควรจะเลือกให้มีค่าใกล้เคียงกับค่าของ  $R_1$  และ  $R_2$  ขนานกัน เพื่อชดเชยการผิดพลาดเนื่องจากแรงดันออฟเซตที่เกิดขึ้นจากกระแสไบแอสโดยปกติถ้าป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไฟสลับ เอาต์พุตที่ได้จะขึ้นอยู่กับการอินพุต จะเห็นได้ว่าผลตอบสนองต่อความถี่ของออปแอมป์ก็มีส่วนสำคัญ ดังนั้นในการใช้งานจึงต้องระวังไม่ให้เกินขอบเขตทางด้านความถี่ โดยปกติอาจจะกำหนดค่าไว้ในรูปของผลคูณของอัตราขยายต่อความถี่ที่ค่าสูงสุดไว้

$$V_{in} = iR_i ; V_{out} = iR_f$$

$$AV = V_{out}/V_{in} ; -iR_f/iR_i = -R_f/R_i$$

$$AV = -R_f/R$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

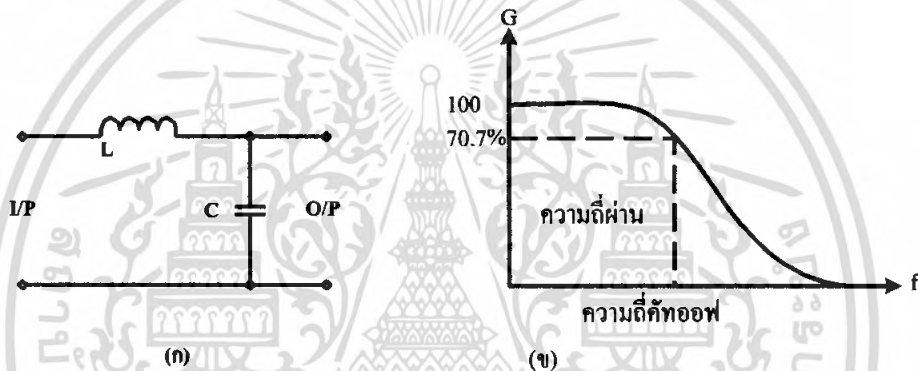
## 2.5 วงจรกรองความถี่

วงจรกรองความถี่จะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ โดยเอาคุณสมบัติประจำตัวของอุปกรณ์แต่ละชนิดคือ ตัวเหนี่ยวนำความถี่ต่ำผ่านง่ายความถี่สูงผ่านยาก ตัวเก็บประจุความถี่สูงผ่านง่ายความถี่ต่ำผ่านยาก ตัวต้านทานจะต้านสัญญาณความถี่ให้มีระดับสัญญาณลดลง นำมาใช้เพื่อขัดขวางความถี่ที่จะผ่านวงจรไม่ว่าความถี่ต่ำหรือความถี่สูง เมื่อจัดค่าวงจรได้เหมาะสมก็จะสามารถทำวงจรกรองความถี่ ให้มีลักษณะได้ตามต้องการ

### 2.5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเป็นวงจรกรองความถี่ชนิดให้ความถี่ต่ำกว่าความถี่ที่กำหนดไว้ผ่านได้ ถ้าความถี่สูงกว่าค่าความถี่ที่กำหนดไว้จะผ่านไม่ได้

%

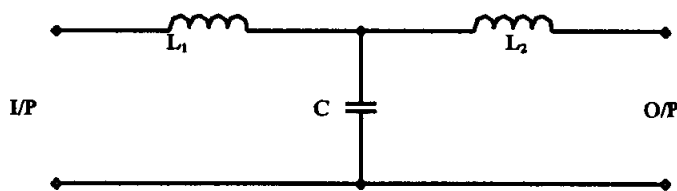


รูปที่ 2.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากภาพที่ 2.10 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมีตัวเหนี่ยวนำต่ออันดับกับวงจรและมีตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจรตามรูป ก. และได้คุณสมบัติของวงจรตามรูป ข.

คุณสมบัติของวงจร เมื่อป้อนความถี่ต่ำเข้าวงจรตัวเหนี่ยวนำจะมีค่า  $X_L$  ต่ำ ตัวเก็บประจุจะมีค่า  $X_C$  สูง ทำให้ความถี่ต่ำๆผ่านตัวเหนี่ยวนำได้สะดวก จึงมีความถี่ออกเข้าที่พุดได้มาก ไม่มีความถี่ถูกผ่านลงกราวด์ เมื่อค่อยๆปรับความถี่ให้สูงขึ้นเรื่อยๆ ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่า  $X_L$  ค่อยๆ มากขึ้น ตัวเก็บประจุจะมีค่า  $X_C$  ค่อยๆ น้อยลงทำให้ความถี่ผ่านตัวเหนี่ยวนำได้น้อยลง และตัวเก็บประจุก็ทำให้ความถี่ถูกกรองลงกราวด์ได้มากขึ้น ความถี่จะผ่านออกเข้าที่พุดค่อยๆ ลดลงจนระดับความแรงของสัญญาณลดลงจากเดิมเหลือเพียง 70.7% หรือลดลงจากปกติเหลือน้อยกว่า -3 dB เรียกย่านนี้ว่าย่านความถี่คัทออฟ (Cut off Frequency) ชนิดของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ยังแบ่งย่อยออกได้อีก 2 แบบคือ

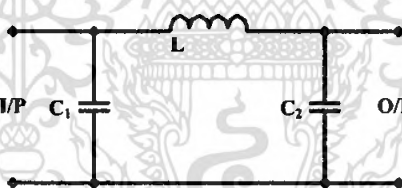
### 2.5.1.1 กรองความถี่ต่ำผ่านชนิดที่



รูปที่ 2.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดที่

การใช้ตัวเหนี่ยวนำ หรือตัวเก็บประจุ เพียงตัวเดียวไม่สามารถกำจัดสัญญาณ ความถี่สูงๆ ได้หมดตรงจุดคัทออฟ ทำให้ความถี่สูงยังผ่านไปได้จึงเพิ่มตัวเหนี่ยวนำเข้าไปในวงจร อีกตัวหนึ่งเพื่อทำให้ประสิทธิภาพของวงจรกรองความถี่นี้ดียิ่งขึ้น เมื่อต่อวงจรเรียบร้อยแล้วรูป วงจรคล้ายตัว “T” จึงเรียกววงจรกรองความถี่แบบนี้ว่าชนิดที่ การต่อวงจรกรองความถี่แบบนี้ถ้าจะให้ดียิ่งขึ้น อาจต่อวงจรมากกว่า 1 ชุด

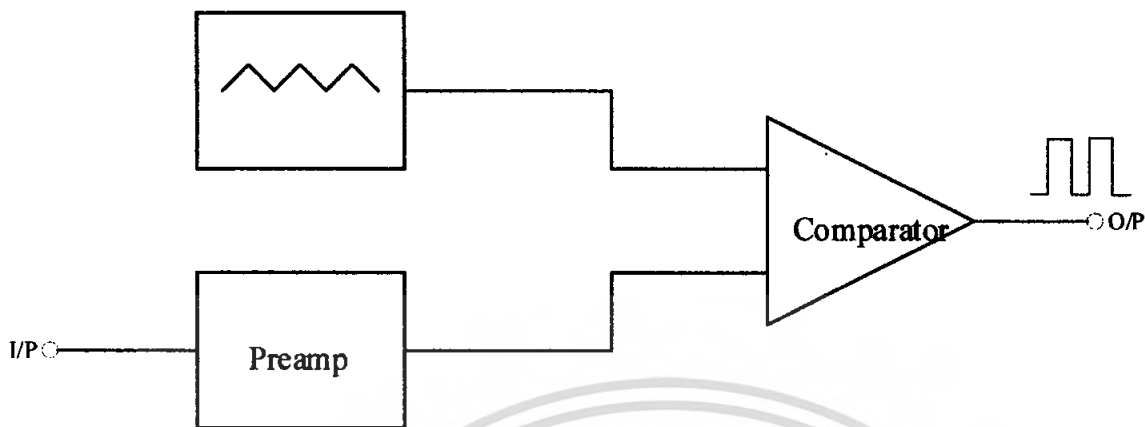
### 2.5.1.2 กรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาย



รูปที่ 2.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชนิดพาย

วงจรกรองความถี่แบบนี้จะใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว และตัวเหนี่ยวนำ 1 ตัว ต่อกันดังภาพที่ 2-21 จึงเรียกว่าเป็นแบบ “π” เพราะคล้ายตัว π นั่นเอง ทำให้ประสิทธิภาพของ วงจรดียิ่งขึ้นนิยมใช้เป็น วงจรกรองสัญญาณในวงจรแปลงไฟ AC เป็น DC (Power supply) และ วงจรเรกกูเลเตอร์ (Regulator) จะได้แรงดันออกเข้าที่พุกที่เรียบและมีระดับแรงไฟกระเพื่อม (Ripple voltage) ลดลง ถ้าต้องการให้ ประสิทธิภาพวงจรดียิ่งขึ้นทำได้โดยเพิ่มชุดกรองสัญญาณให้มากขึ้น

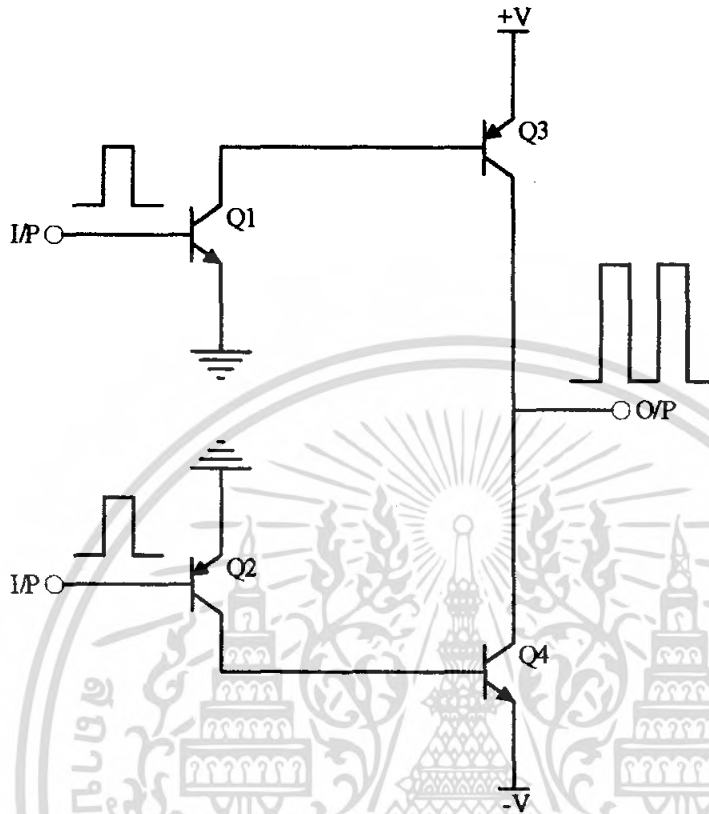
## 2.6 วงจร Pulse Width Modulation (PWM)



รูปที่ 2.13 วงจร Pulse Width Modulation (PWM)

ในวงจรขยายเสียงคลาสดีซึ่งใช้ในการขยายสัญญาณเสียงจำเป็นต้องมีสัญญาณควบคุมการทำงานได้แก่อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรขยายประเภทนี้มักจะใช้สัญญาณควบคุมแบบ PWM (Pulse Width Modulation) สัญญาณควบคุมแบบ PWM สามารถสร้างได้โดยการนำเอาสัญญาณควบคุมที่เป็น รูปไซน์ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangular Wave) โดยมีความถี่ (Sine wave) ของรูปคลื่นไซน์จะเป็นตัวกำหนดความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ของสัญญาณ PWM ที่เกิดขึ้นส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของพัลส์ (Square wave)

## 2.7 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์แอมป์

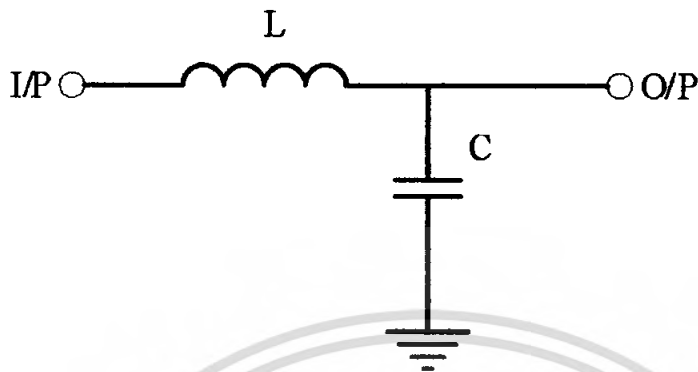


รูปที่ 2.14 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์แอมป์

ภายในวงจรจะประกอบด้วยวงจรสองส่วน คือ วงจรขับไคร์ และ วงจรภาคขยายแบบสวิตชิง โดย วงจรไคร์นั้นจะเป็นส่วนที่ขยายสัญญาณจากวงจร PWM เพื่อให้มีแรงดันไฟสูงพอที่จะนำไปจ่ายวงจรภาคขยายให้ทำงานซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์

วงจรภาคขยายแบบสวิตชิงซึ่งจะประกอบไปด้วยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่างชนิดกัน คือ NPN และ PNP ต่อกันอยู่ในลักษณะ พุช-พูลคอมพลิเมนต์ทารี ทำหน้าที่ในลักษณะ ของการสวิตซ์ ON และ OFF เพื่อทำการขยายสัญญาณทางด้านบวก และ ลบสลับกันโดยสัญญาณ

## 2.8 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

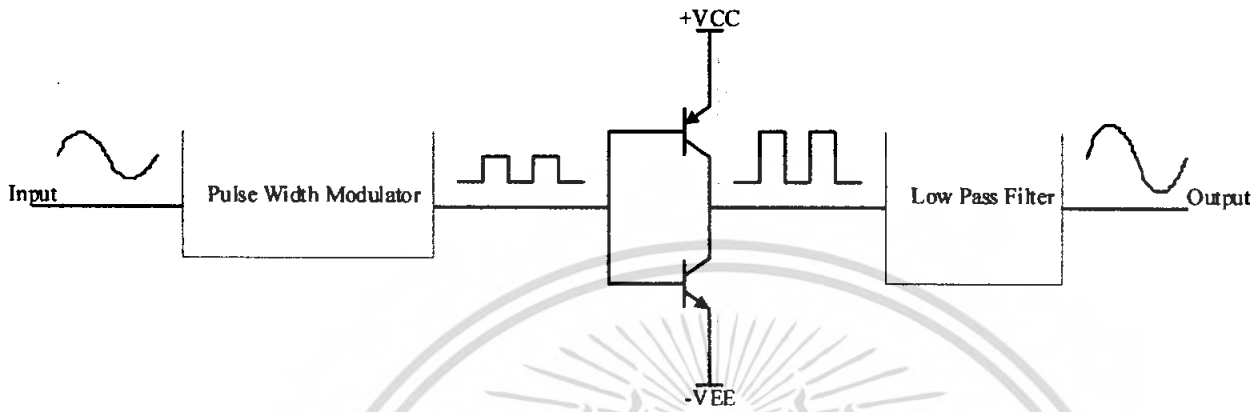


รูปที่ 2.15 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) โดยทำหน้าที่ คัดกรองประกอบของสัญญาณความถี่สูงให้หมดไปจากเอาต์พุต ถ้าหากสัญญาณเอาต์พุตไม่ถูกกรองความถี่สูง ออกไปให้หมดก็จะทำให้เกิดการแพร่กระจายออกไป ในการเลือกความถี่คutoff ควรเลือกความถี่ให้สูงกว่า ความถี่ออกดีโอเล็กน้อยในที่นี้เลือกที่ 200 KHz สำหรับใช้ในการสร้างใช้ วงจรฟิลเตอร์แบบออร์เดอร์ที่ 2

### บทที่ 3

#### การออกแบบ



รูปที่ 3.1 บล็อกโคอะแกรมของคลาสบีสวิทชิงเพาเวอร์แอมป์

เราสามารถนำสวิทชิงเพาเวอร์แอมป์มาใช้งานเป็นเพาเวอร์แอมป์สำหรับสัญญาณเสียงได้โดยใช้วิธีการของพัลส์วิธมอดคูเลชัน (Pulse width Modulation) เข้าช่วย ดังบล็อกโคอะแกรมในรูปที่ 3.1 การทำงานของพัลส์วิธมอดคูเลชัน คือความกว้างของเข้าที่พัทพัลส์จะเปลี่ยนไปตามขนาดของสัญญาณอินพุต ถ้าย้อนกลับไปตามขนาดของสัญญาณอินพุต สัญญาณเสียงก็จะป้อนเข้าสู่พัลส์วิธมอดคูเลเตอร์เข้าที่พัทพัลส์ที่ได้ก็จะถูกขยายโดยสวิทชิงเพาเวอร์แอมป์ ซึ่งจากการที่ทรานซิสเตอร์ทำงานในลักษณะสวิทซ์นี้ทำให้มีการสูญเสียน้อยกว่าในคลาสอื่นๆเพื่อที่จะให้กระแสที่ไหลผ่านลำโพงมีรูปร่างใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตมากที่สุด เราจะต้องเปลี่ยนสัญญาณพัลส์วิธมอดคูเลชัน ที่ถูกขยายแล้วนี้ให้กลับมาเป็นรูปไซน์ (Sine Wave) ซึ่งเราสามารถจะทำได้โดยง่ายคือป้อนสัญญาณพัลส์วิธมอดคูเลชันให้กับวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านหรือ โลว์พาสฟิลเตอร์ (Low pass Filter) ก็จะได้สัญญาณเดิมคือรูปไซน์กลับคืนมา ส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านนี้จะเป็นวงจรพาสซีฟซึ่งประกอบด้วย L และ C

จาก Block Diagram จะประกอบไปด้วยวงจรหลักๆคือ วงจร Oscillator ซึ่งทำหน้าที่ เป็นตัวกำเนิดสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณพาหะรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular wave) และวงจร PWM (Pulse Width Modulation) ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันของสัญญาณอะนาล็อกรูปคลื่นไซน์ (sine wave) เข้ากับสัญญาณอ้างอิง (triangular wave) เพื่อแปลงเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) ที่มีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันของสัญญาณอินพุต ในขณะที่คาบเวลาของคลื่นยังคงเท่าเดิม และจากนั้นจะส่งสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ไปยังชุดของวงจร ไดเวอร์ (diver circuit) เพื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณเพื่อสามารถขับชุดเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (power transistor) ให้จ่ายกำลังให้สัญญาณมีขนาดเพิ่มขึ้นจากนั้นสัญญาณจะผ่าน low pass filter (LPF) เพื่อกรองความถี่สูงทิ้งไปเนื่องจากการทำงานแบบสวิทช์ซึ่ง แล้วเมื่อสัญญาณผ่านจากชุดของ LPF สัญญาณที่ได้จะมีลักษณะคล้ายกับสัญญาณของอินพุตที่เข้ามาเป็นรูปคลื่นไซน์แต่มีขนาดของแอมพลิจูดเพิ่มขึ้นแต่ความถี่ยังเท่าเดิม ซึ่งเมื่อนำไปขับลำโพงแล้วจะมีเสียงดังมากขึ้น (ขึ้นอยู่กับขนาดของแอมพลิจูด)

วงจรรย่อยในแต่ละบล็อก จะประกอบไปด้วยวงจรต่างๆที่ใช้ในการสร้าง Class D power amplifier ซึ่งประกอบด้วย

1. วงจร Pulse Width Modulation (PWM)
2. วงจรการทำงานของภาคขยายแบบสวิทช์ซึ่ง
3. ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

### 3.1 วงจร Pulse Width Modulation (PWM)

ในวงจรขยายเสียงคลาสดีจำเป็นต้องมีสัญญาณควบคุมการทำงานของภาคขยายกำลังซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณแบบสวิทช์ซึ่ง (pulse) ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรขยายประเภทนี้มักจะใช้สัญญาณควบคุมแบบ Pulse Width Modulation (PWM) ซึ่งหลักการของ PWM คือการแปลงสัญญาณ Analog ให้เป็นสัญญาณ Digital ซึ่งทำได้โดยการนำสัญญาณ Analog หรือสัญญาณเสียงมาทำการเปรียบเทียบ (Compare) กับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangle Wave)

ในวงจรขยายเสียงคลาสดีซึ่งใช้ในการขยายสัญญาณเสียงจำเป็นต้องมีสัญญาณควบคุมการทำงานได้แก่อุปกรณ์ สวิทช์ซึ่ง โดยทั่วไปแล้ววงจรขยายประเภทนี้มักจะใช้สัญญาณควบคุมแบบ PWM (Pulse Width Modulation) สัญญาณควบคุมแบบ PWM สามารถสร้างได้โดยการนำเอาสัญญาณควบคุมที่เป็นรูปไซน์มาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangular Wave) โดยมีความถี่ (Sinewave) ของรูปคลื่นไซน์จะเป็นตัวกำหนดความถี่มูลฐาน (Fundamental Frequency) ของสัญญาณ PWM ที่เกิดขึ้นส่วนสัญญาณสามเหลี่ยมจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของพัลส์ (Square wave) ที่เกิดขึ้นองค์ประกอบสำคัญที่ช่วยในการควบคุมสัญญาณ PWM คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

## 1. อัตราของขนาดในการร่วมสัญญาณ (Amplitude modulation ratio, $M_a$ )

$$M_a = V_{control} / V_{tri}$$

เมื่อ  $V_{control}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดของแรงดันควบคุม (Sine wave)

$V_{tri}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangular wave)

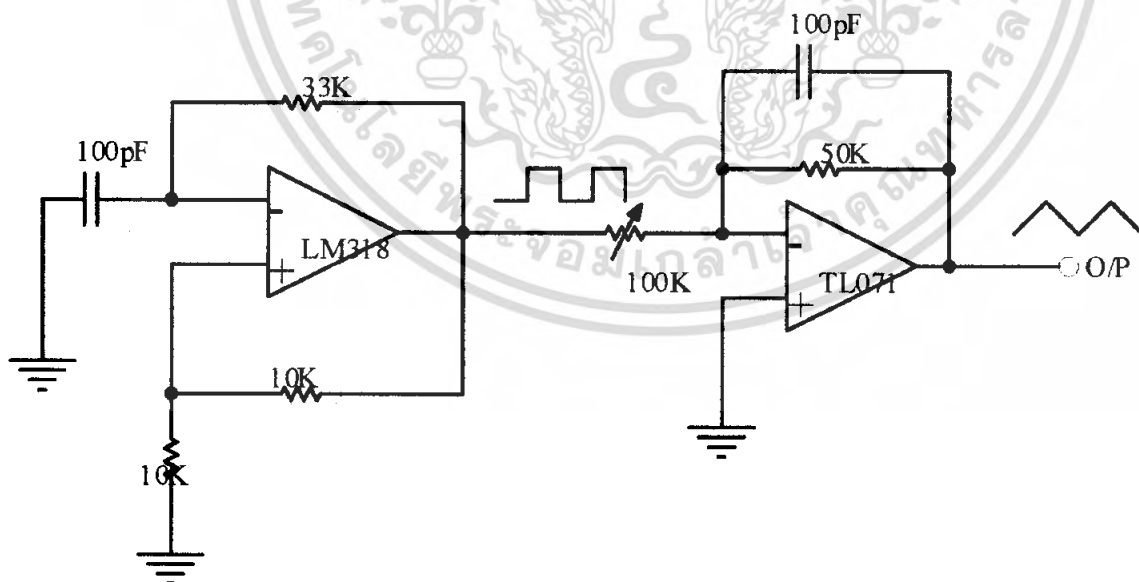
## 2. อัตราส่วนของความถี่ในการรวมสัญญาณ (Frequency modulation ratio, $M_f$ )

$$M_f = f_{tri} / f_{control}$$

เมื่อ  $f_{control}$  คือ ความถี่สัญญาณควบคุม (Sine wave)

$f_{tri}$  คือ ความถี่ของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangular wave)

การเปลี่ยนแปลงสัญญาณรูปไซน์เป็นสัญญาณมอดูเลทพัลส์ (PWM) นั้นทำให้สัญญาณ PWM ที่เกิดขึ้นมีองค์ประกอบฮาร์โมนิกซึ่งเรียกรวมๆว่าความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกของสัญญาณเสียง (Harmonic Distortion) ดังนั้นหากทำให้เกิดสัญญาณ PWM มีลักษณะใกล้เคียงกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์จะทำให้ขนาดของฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นลดลงดังนั้นวิธีการสร้างสัญญาณ PWM เมื่อควบคุมการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง จึงถูกนำมาใช้สัญญาณแบบ PWM แบบ 2 ขั้วเป็นที่นิยมใช้ในวงจรขยายคลาสดีซึ่งต้องทำการสวิตซ์ที่ความถี่สูงถึง 250 KHz

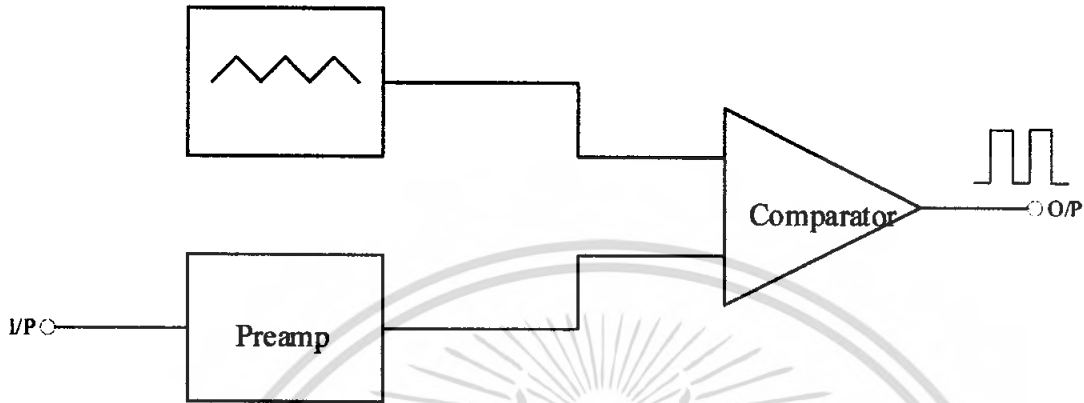


รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยมและสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงแก้ไขอย่างอ้อมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

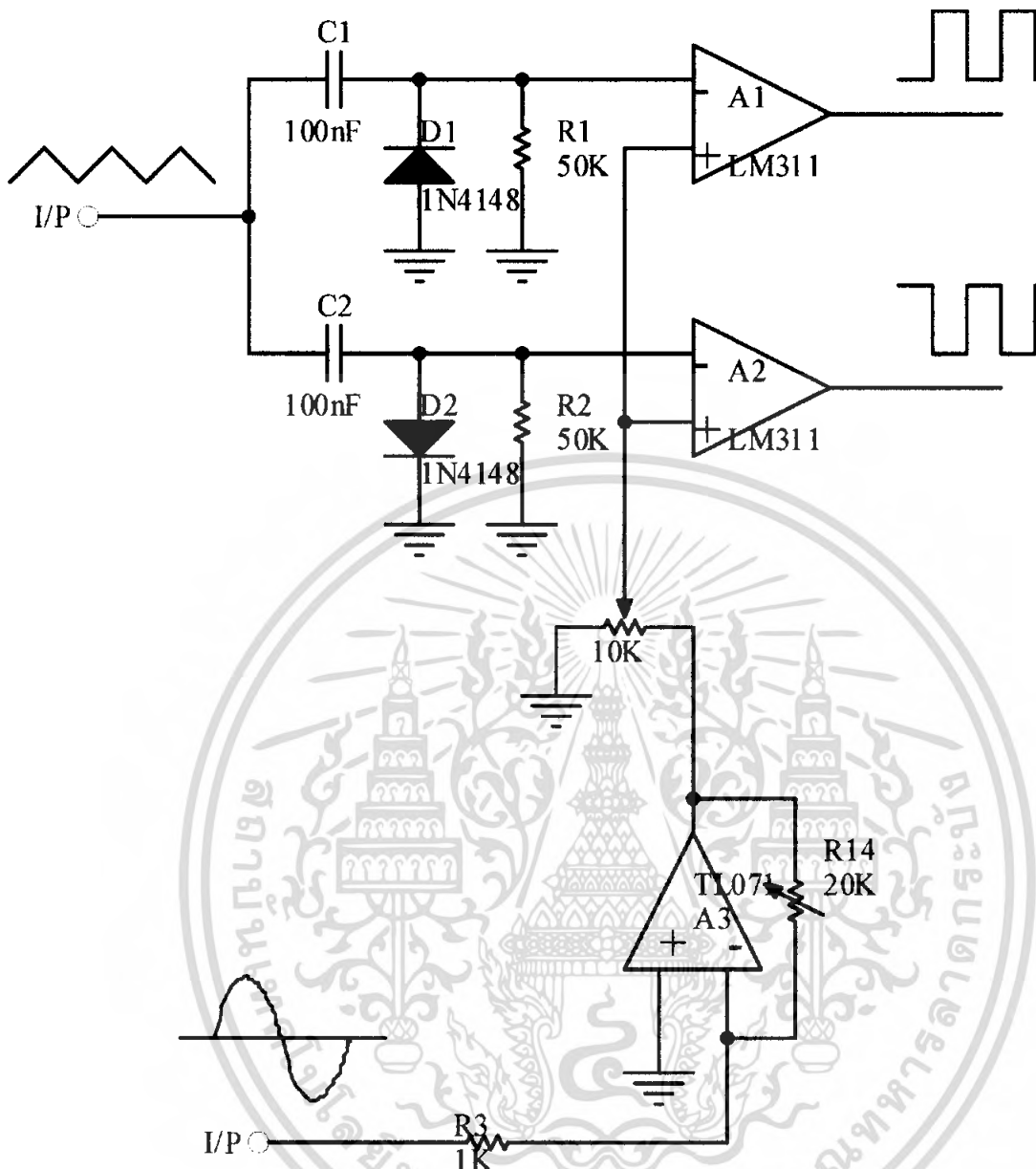
83003

จากรูปจะใช้ LM318 ในการให้กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม โดยที่ความถี่สามารถปรับได้ที่ R 250K แล้วส่งไปยัง TL072 เพื่อทำการอินทิเกรตออกมาเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม สามารถปรับแอมพลิจูดได้ที่ R 100K



รูปที่ 3.3 บล็อกโคอะแกรมของ PWM

จากรูปจะเห็นได้ว่าสัญญาณ Pulse PWM เกิดจากการนำสัญญาณอินพุตกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกันและทุกครั้งที่สัญญาณอินพุตและสัญญาณรูปสามเหลี่ยมตัดกันจะทำให้เกิดสัญญาณ Pulse ที่มีค่าความกว้างของสัญญาณแปรตามค่าแอมพลิจูด (Amplitude) ของสัญญาณอินพุต โดยสัญญาณ PWM เอาท์พุทนี้จะถือเป็นสัญญาณพาหะ (Carrier) ที่มีสัญญาณ Audio แฝงอยู่ในรูปของสัดส่วนความกว้างของ Pulse ที่ปรากฏ ดังนั้นในการที่จะสร้างสัญญาณ PWM ให้ได้รูปสัญญาณที่ใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตมากที่สุดนั้น จึงจำเป็นต้องใช้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีค่าความถี่สูงกว่าค่าความถี่สูงสุดของสัญญาณอินพุตอย่างน้อยประมาณ 7-10 เท่าตามหลักทฤษฎีของ ไนควิสต์ (Nyquist Theorem) เนื่องจากในการแซมปลิงสัญญาณยิ่งความถี่ในการแซมปลิงมีค่ามากเท่าไรก็จะได้สัญญาณที่มีค่าใกล้เคียงกับสัญญาณเดิมมากเท่านั้น



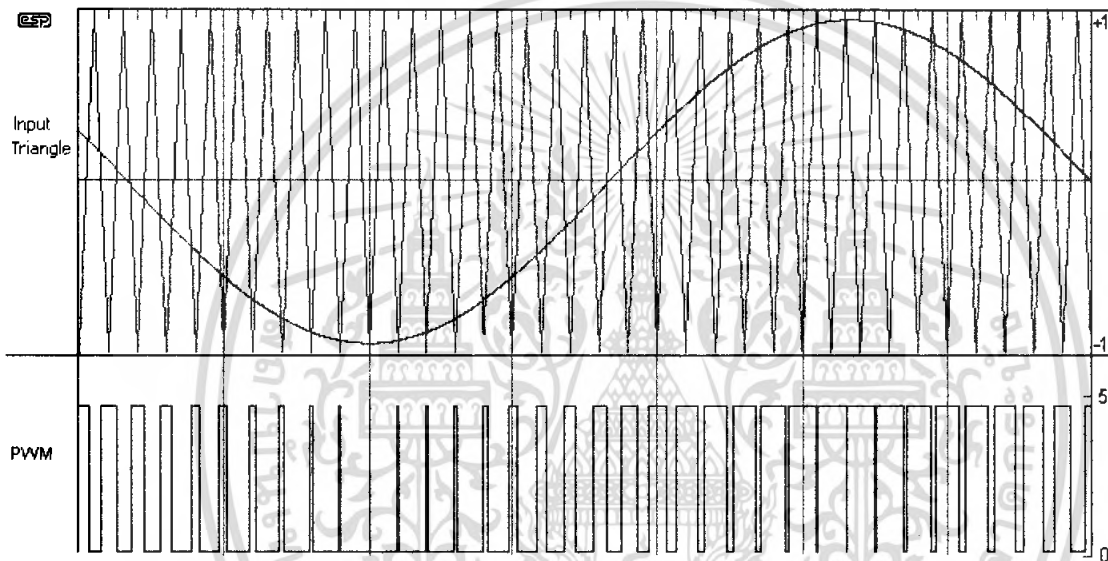
รูปที่ 3.4 วงจรการสร้าง PWM

การทำงานของพัลส์วิธมอดคูเลเตอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจรสร้างสัญญาณรูปสามเหลี่ยม ความเป็นเชิงเส้น(Linearity) ของพัลส์วิธมอดคูเลเตอร์นี้จะขึ้นอยู่กับความเป็นเชิงเส้นของสัญญาณสามเหลี่ยมนี้ สัญญาณเสียงจะป้อนเข้าสู่วงจรปริแอมป์เพื่อขยายให้มีขนาดพอเหมาะ ก่อนที่จะนำไปรวมกับสัญญาณสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

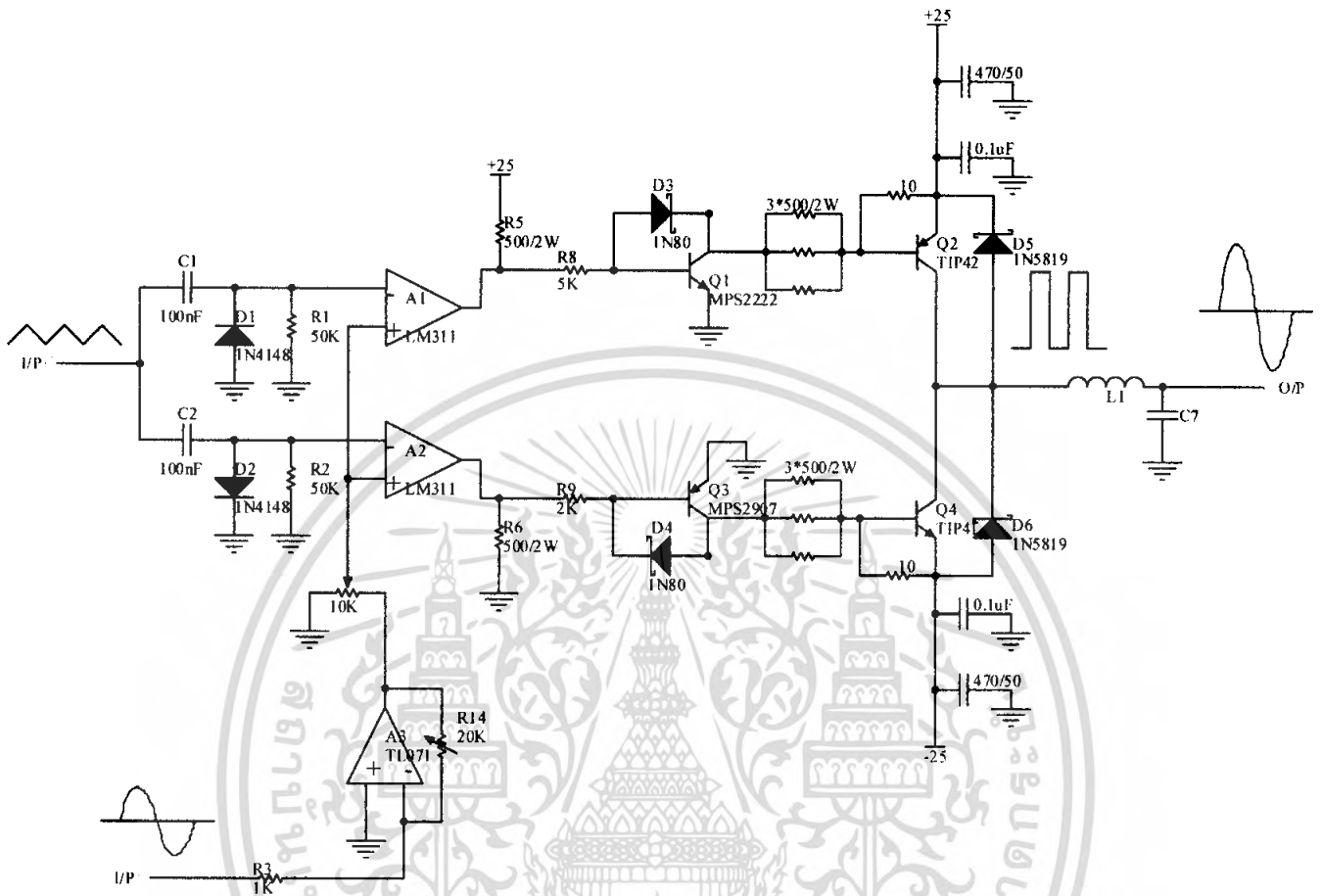
สัญญาณและสัญญาณสามเหลี่ยมจะถูกนำไปรวมกัน โดยใช้วงจร โวลเตจคอมพาราเตอร์ (Voltage Comparator) สัญญาณเสียงจะป้อนเข้าที่อินเวอร์ตติ้งอินพุท (non inverting input) และสัญญาณสามเหลี่ยมจะป้อนเข้าไปที่อินเวอร์ตติ้งอินพุท (Inverting input) เอาท์พุทของคอมพาราเตอร์จะเป็น “1” เมื่อขนาดของสามเหลี่ยมน้อยกว่าขนาดของสัญญาณเสียง ซึ่งเมื่อขนาดของสัญญาณเสียงมีค่ามากก็จะได้อเอาท์พุทพัลส์ที่มีความกว้างมากดังรูปที่ 3.5

จากการวิเคราะห์สเปคตรัมของความถี่ในสัญญาณพัลส์วิธึมอดดูเลชันพบว่า ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยมควรมีค่าน้อยที่สุด 7 เท่า ของความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียง คือ ประมาณ  $140 \text{ KHz}$



รูปที่ 3.5 รูปสัญญาณของ PWM

### 3.2 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์แอมป์

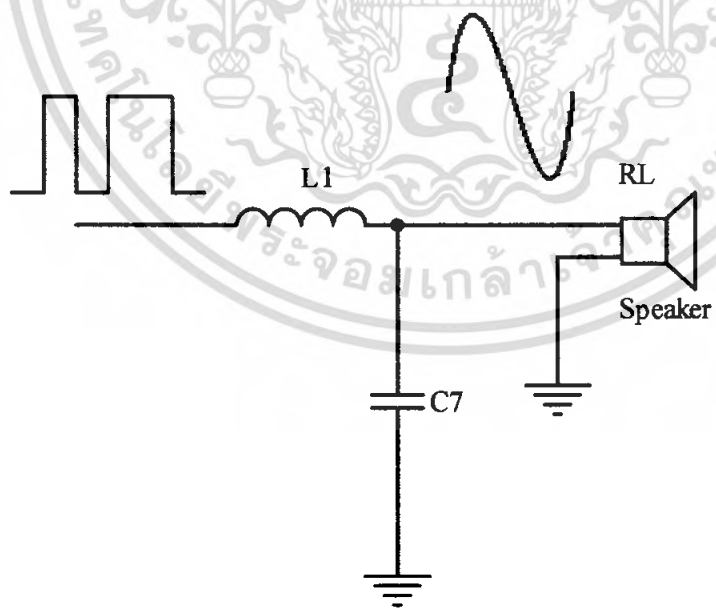


รูปที่ 3.6 วงจรสวิตชิงเพาเวอร์แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปเป็นสวิทชิงเพาเวอร์แอมป์แบบพูล-พูล ซึ่งใช้ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เป็นสวิทชิงทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  จะทำงานในขณะที่เข้าที่พุทเป็นบวก  $Q_3, Q_4$  ทำงานเมื่อเข้าที่พุทเป็นลบ เพื่อ สวิทชิงทรานซิสเตอร์ สลับกันทำงานในลักษณะคังกล่าวสัญญาณสามเหลี่ยมที่ป้อนให้กับคอมพาราเตอร์  $A_1, A_2$  จึงถูกไบอัส ด้วยระดับศักดิศาที่ค่าหนึ่ง สัญญาณสามเหลี่ยมที่ป้อนให้กับ  $A_1$  จะถูกยกระดับให้มีค่าเป็นบวกทั้งหมด (clamp) และทำนองเดียวกันสัญญาณสามเหลี่ยมจะป้อนให้กับ  $A_2$  จะถูกกดลงเป็นลบทั้งหมด ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะนำกระแสอ้อมตัวในขณะที่เข้าที่พุทของ  $A_1$  เป็น “1” ส่วน  $Q_3$  และ  $Q_4$  จะ นำกระแสอ้อมตัวในขณะที่เข้าที่พุทของ  $A_2$  เป็น “0” จะได้เข้าที่พุท  $L_1$  และ  $C_7$  ประกอบกับเป็นวงจรรอง ความถี่ต่ำผ่าน สัญญาณที่ไปปรากฏที่โหลดก็จะมีลักษณะเป็นรูปซายน์เหมือนเดิม สัญญาณจากเข้าพุทจะถูก ป้อนกลับแบบลบ โดยผ่าน  $R_6$  เพื่อให้การทำงานของวงจรมีเสถียรภาพที่ดี สัญญาณที่ป้อนกลับมานี้ก็ต้อง ทำให้มีรูปร่างเป็นซายน์เหมือนอินพุทเดิมด้วยซึ่ง  $R_6, C_3$  จะทำหน้าที่นี้ ไดโอด  $D_3$  และ  $D_4$  เป็นชอตткиไดโอด (schottky Diode) จะทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1, Q_2$  มีความเร็วในการทำงานสูงขึ้น  $D_3$  และ  $D_4$  ก็เป็นชอตก็ ไดโอดเช่นเดียวกัน ซึ่ง  $D_3$  และ  $D_4$  นี้จะทำงานเหมือนกับแคปเปอร์ไดโอดใน Horizontal output ของ เครื่องรับโทรทัศน์ คือจะเป็นทางผ่านของกระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของ  $L_1$  ในขณะที่ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  และ  $Q_4$  หยุดทำงาน

### 3.3 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)



รูปที่ 3.7 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

$$L_n = I_n \times (R_L / w_0)$$

$$C_n = C_n \times (1 / (R_L \times w_0))$$

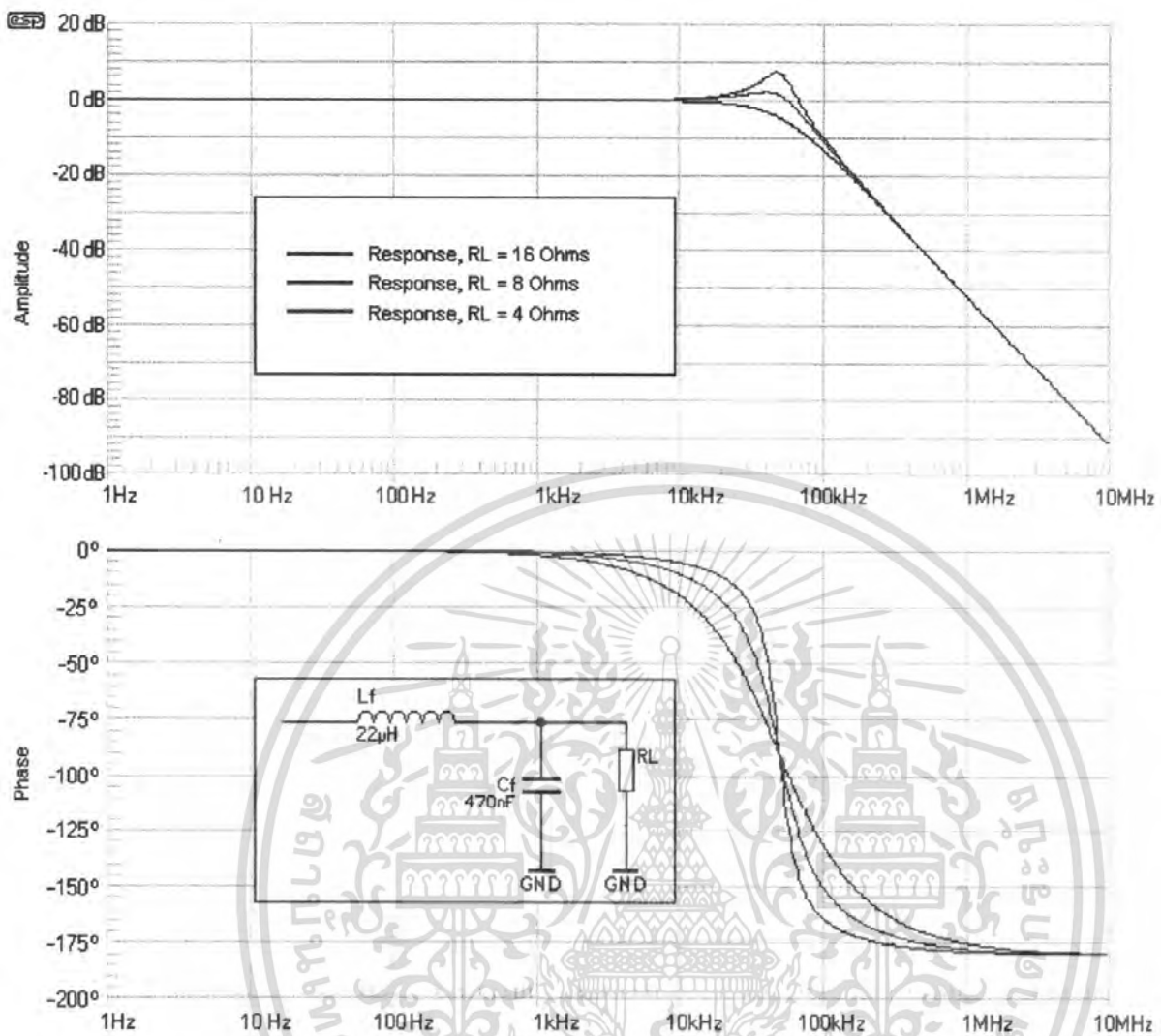
n	L1	C2	L3	C4	L5	C6
2	1.4142	0.7071				
3	1.5000	1.3333	0.5000			
4	1.5307	1.5772	1.0824	0.3827		
5	1.5451	1.6944	1.3820	0.8944	0.3090	
6	1.5529	1.7593	1.5529	1.2016	0.7579	0.2588

ตารางที่ 2 แสดงค่าอิมพีแดนซ์ของค่าอุปกรณ์ ที่ใช้ในวงจรฟิลเตอร์

เมื่อเราพิจารณาจากความต้องการของระบบเพาเวอร์แอมป์คลาสซีที่เราจะนำวงจรฟิลเตอร์ไปใช้จะพบว่าวงจรขยายนี้จะต้องสามารถขับโหลดที่มีค่า 4 โอห์ม หรือ 8 โอห์มได้ (เพราะถ้า โฟงเป็นแบบ 4 โอห์ม หรือ 8 โอห์มเป็นส่วนใหญ่) การออกแบบฟิลเตอร์ให้รองรับ โหลดอิมพีแดนซ์ที่น่าจะเหมาะสมที่สุดในกรณีนี้คือการนำค่าเฉลี่ยของค่าสูงสุดและต่ำสุดของ โหลดอิมพีแดนซ์มาคำนวณซึ่งในกรณีนี้ก็คือได้ผลลัพธ์ที่เหมาะสมที่สุดคือ 6 โอห์ม

### 3.3.1 หลักการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

การทำงานของระบบจะเริ่มจากเมื่อมีสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ออกมาจากเอาต์พุตของภาคขยาย คลาสซี เมื่อเข้าสู่ภาคกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะมีการต่อตามรูปแบบของ LC โดยจากการออกแบบนั้นเราจะเลือกกำหนดให้จุด cut off ของความถี่สูงกว่าย่านความถี่ Audio ขึ้นมาอีกคือประมาณ 30 kHz หรือ 40 kHz ถ้ามีความถี่ที่สูงกว่านี้ก็จะถูกตัดออก



รูปที่ 3.8 แสดงตัวอย่างค่า LC ที่นำมาทำ LPF ที่ RL ต่างๆกัน

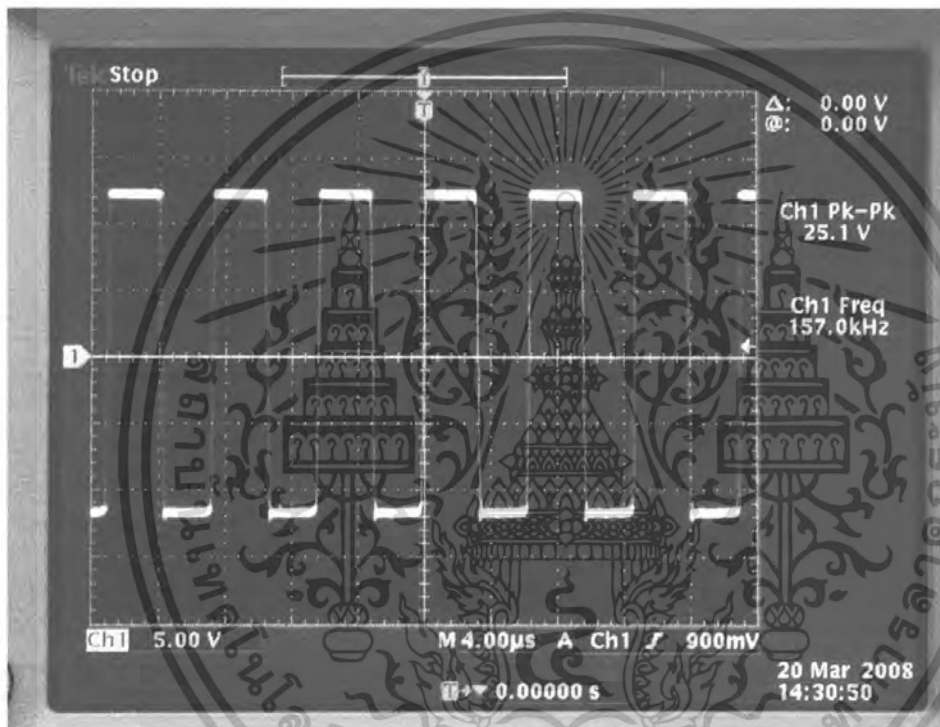
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผล

#### 4.1 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณ PWM

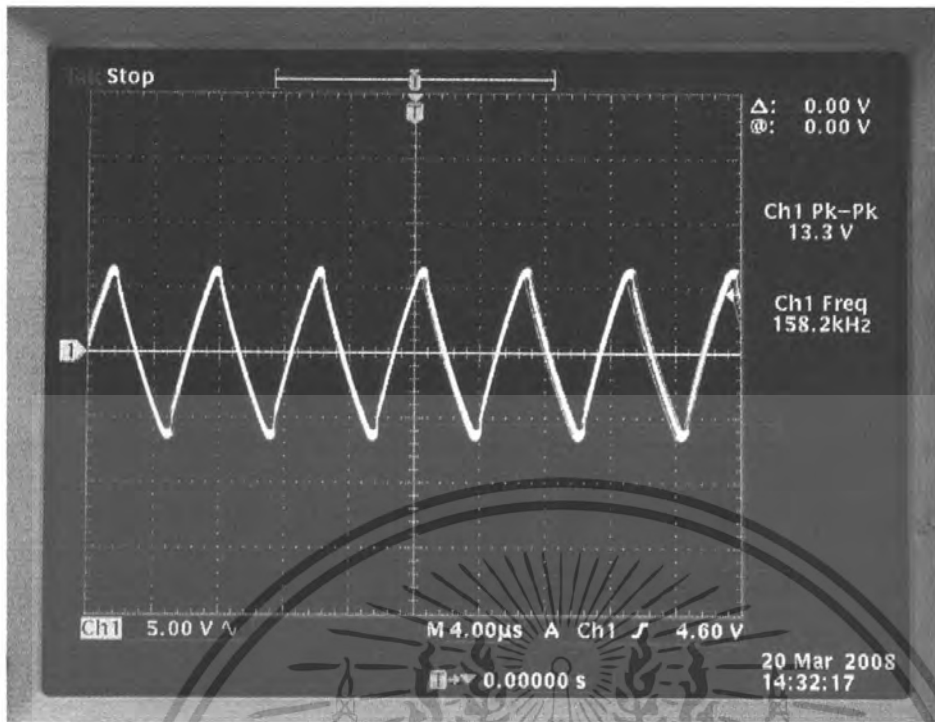
จากรูปวงจร Triangle Wave Generator เมื่อทดสอบวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทของออป-แอมป์ของตัวสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมปรากฏ pulse ที่ได้มีค่าความถี่ใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้และมีลักษณะสัญญาณดังรูป



รูป 4.1 แสดงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุทของออปแอมป์

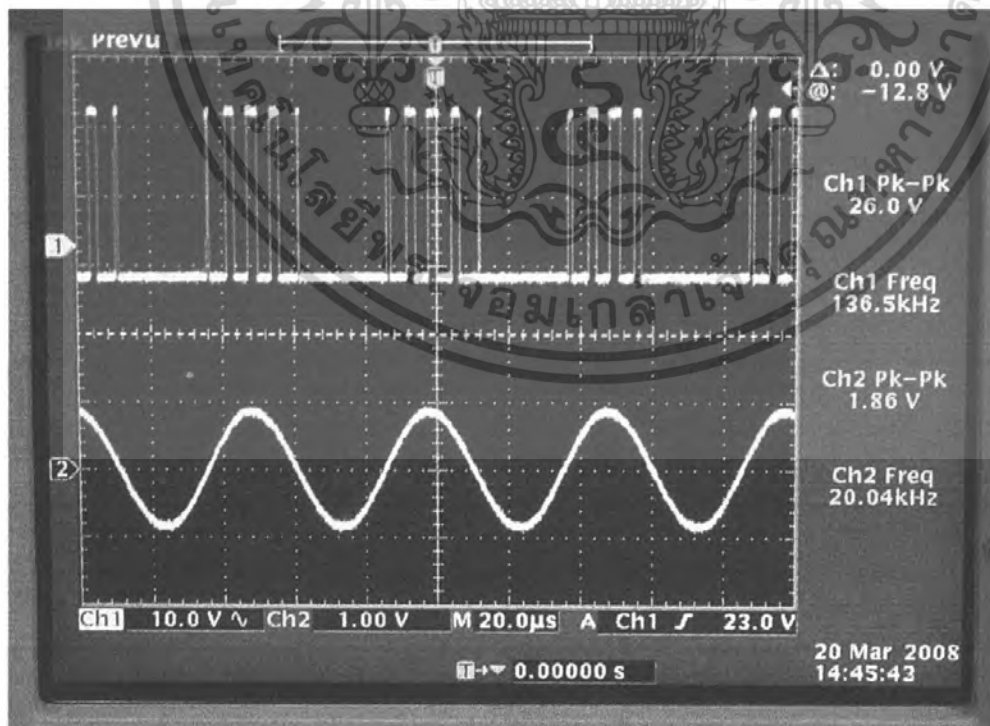
ทำการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุทของออปแอมป์อินทิเกรเตอร์ปรากฏว่าได้สัญญาณสามเหลี่ยมค่าความถี่ใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้เช่นกัน โดยมีรูปสัญญาณดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



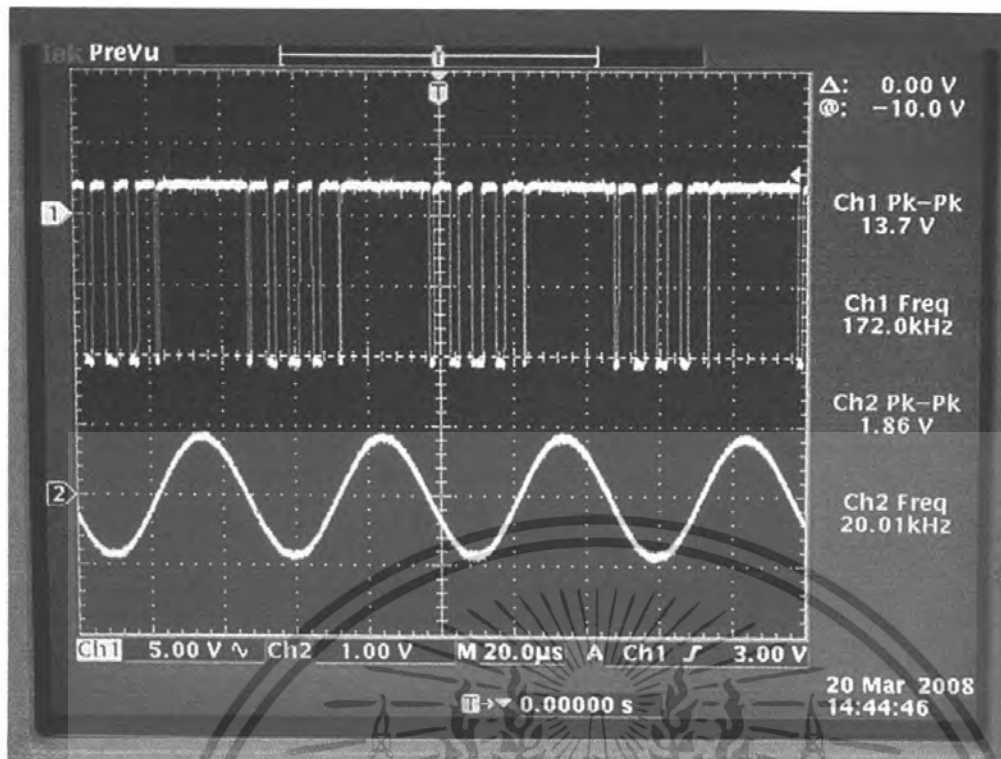
รูป 4.2 แสดงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุทของออปแอมป์อินทิเกรเตอร์

วัดสัญญาณเอาต์พุทของวงจรคอมพาราเตอร์ปรากฏว่าสัญญาณเอาต์พุทที่ได้

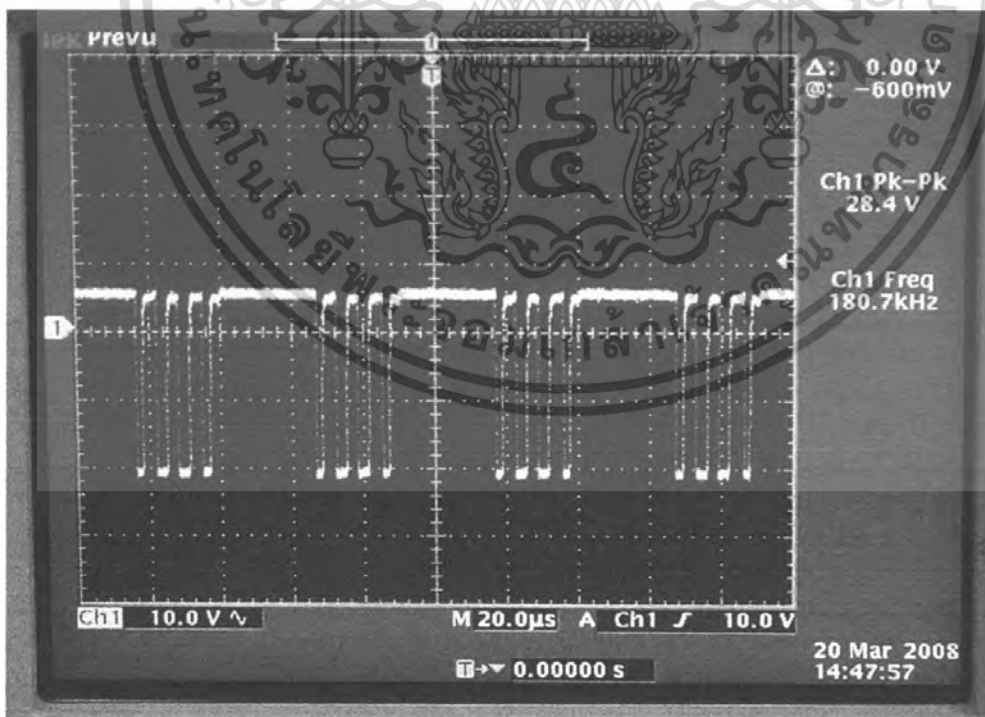


รูปที่ 4.4 สัญญาณ PWM ซีกบวก เปรียบเทียบกับสัญญาณ IP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

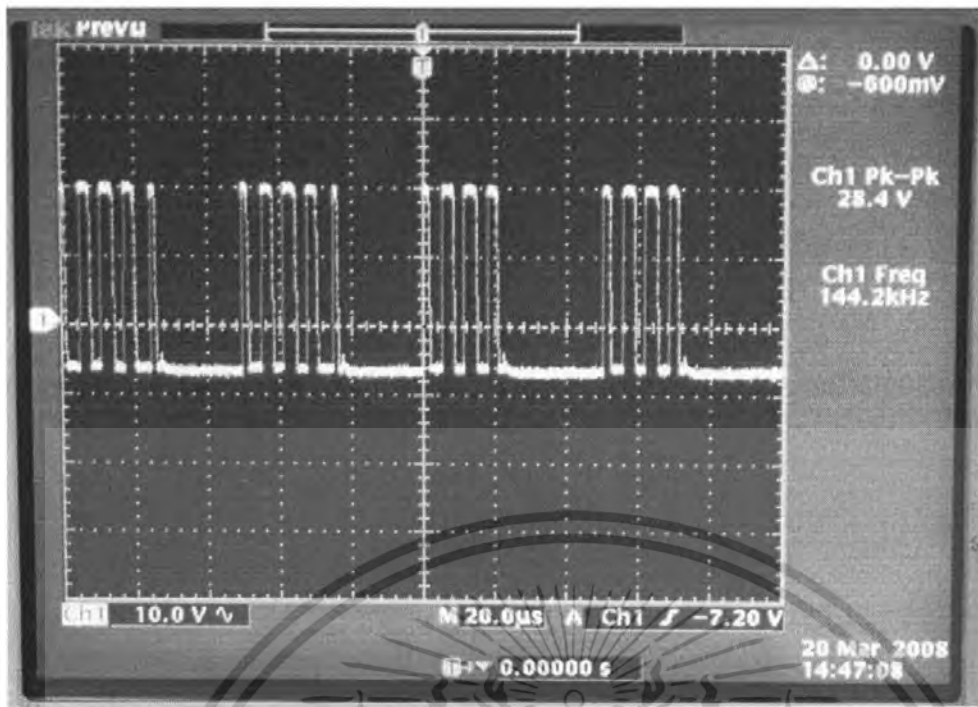


รูปที่ 4.6 สัญญาณ PWM ซีกลบ เปรียบเทียบกับสัญญาณ I/P

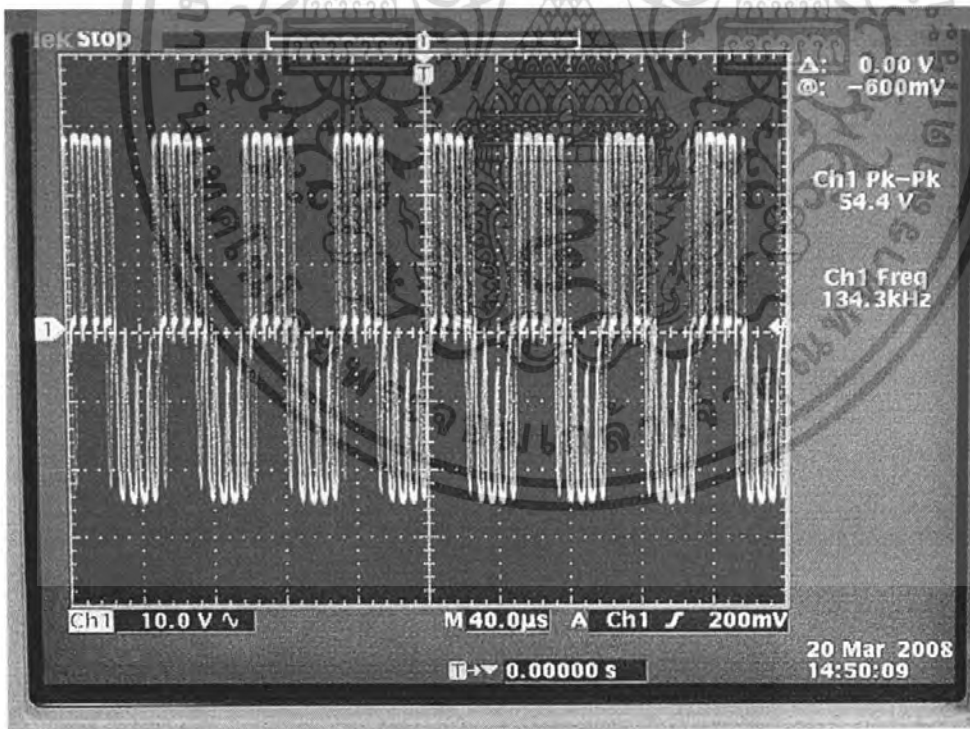


รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ PWM หลังผ่านตัว Driver MPS2222

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

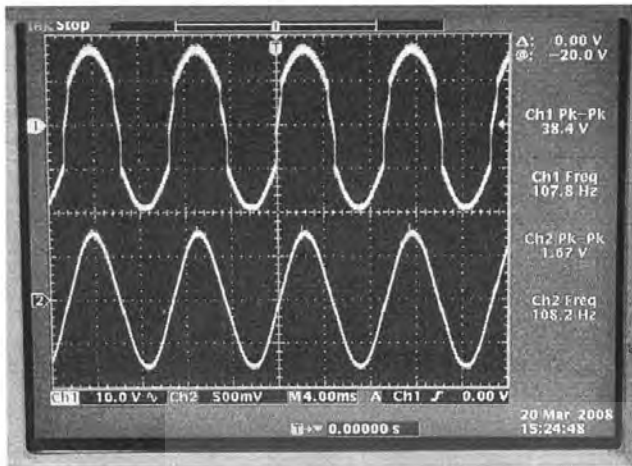


รูปที่ 4.7 รูปสัญญาณ PWM หลังผ่านตัว Driver MPS2907

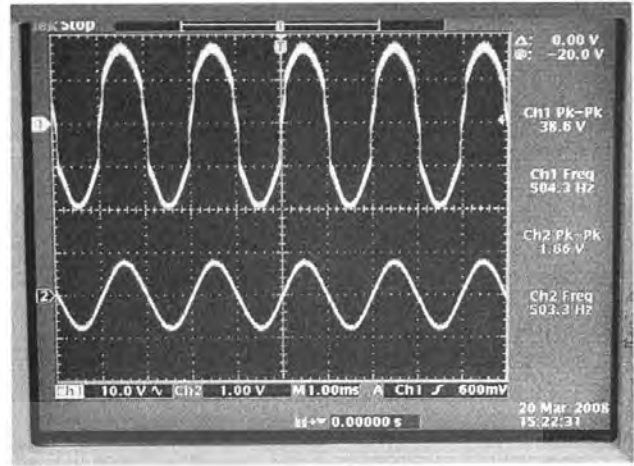


รูปที่ 4.8 รูปสัญญาณหลังผ่านการขยายด้วย TIP41/TIP42 แล้ว

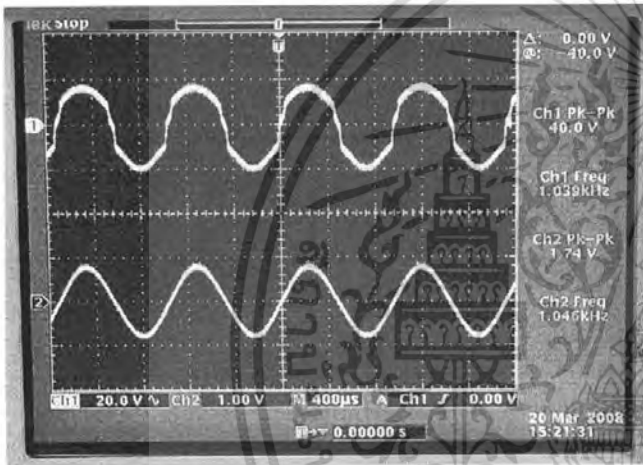
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



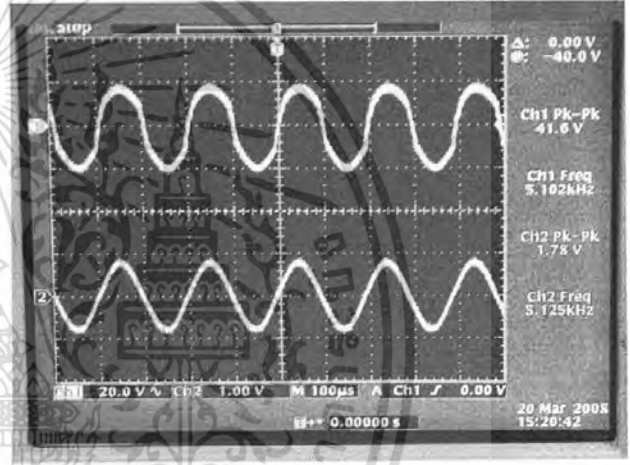
I/P 100Hz.



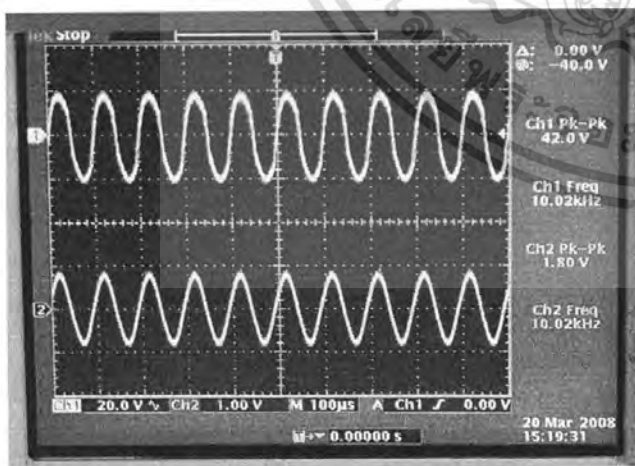
I/P 500Hz.



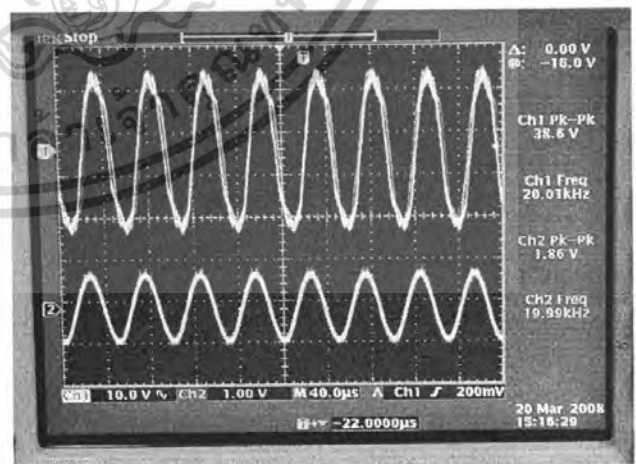
I/P 1KHz.



I/P 5KHz.



I/P 10KHz.



I/P 20KHz.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควบคุมการรับ-ส่งงานที่ออกจากระบบเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.9 รูปสัญญาณ O/P ขณะตอกกับโหลดที่ความถี่ต่างๆ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

# สรุปวิจารณ์และการเสนอแนะ

### 5.1 สรุปวิจารณ์

การออกแบบ Class D Power Amplifier ได้ทำการศึกษา การทำงานของวงจร Class D power Amplifier โดยทำการศึกษาลักษณะการทำงานของวงจรพัลส์วิดต์มอดูเลเตอร์ (PWM) การทำงานของวงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง

ในระยะแรกได้ศึกษาถึงความรู้เกี่ยวกับหลักการของ Class D Power Amplifier ในส่วนต่างๆ ที่จะนำมาใช้ในการออกแบบวงจร Class D Power Amplifier โดยวงจรตั้ง กล่าวแบ่งออกเป็น

1. วงจรสร้างพัลส์วิดต์มอดูเลเตอร์ (PWM)
2. วงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง
3. วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)

### 5.2 ปัญหาที่พบในการปฏิบัติงานและการแก้ปัญหา

1. การหาอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติตามต้องการนั้นค่อนข้างหายากจึงต้องหาอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงแทนจึงทำให้บางผลการทดลองที่ได้นั้นคลาดเคลื่อนไปบ้าง
2. อุปกรณ์ที่ใช้มีความค่าความผิดพลาดในตัวเอง จึงทำให้วงจรทำงาน ไม่มีประสิทธิภาพเต็มที่เมื่อต้องใช้กับวงจรที่มีความถี่สูง
3. วงจรซึ่งเกี่ยวข้องกับความถี่ต้องออกแบบหลายวงจรอย่างระมัดระวังซึ่งหากออกแบบไม่ดีแล้วจะเกิดสัญญาณ รบกวนภายในวงจร
4. ที่ความถี่ต่ำๆสัญญาณ O/P มีรูปร่างผิดไปจากเดิม

## หนังสืออ้างอิง

1. วิชาญ ก่องดาวงษ์ “หลักการและเทคนิคการสร้างเครื่องขยายทรานซิสเตอร์”
2. ประภากร สุวรรณะ “ทฤษฎีและการใช้ไอซีโวลเตจคอมพาราเตอร์”
3. “Electronics Engineering I,II ” ภาควิชาวิศวกรรมElectronic สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TIP41 Series(TIP41/41A/41B/41C)

### Medium Power Linear Switching Applications

- Complement to TIP42/42A/42B/42C



### NPN Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Emitter Voltage: TIP41	40	V
	: TIP41A	60	V
	: TIP41B	80	V
	: TIP41C	100	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage: TIP41	40	V
	: TIP41A	60	V
	: TIP41B	80	V
	: TIP41C	100	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	6	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	10	A
$I_B$	Base Current	2	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	65	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	$I_C = 30\text{mA}, I_B = 0$	40		V
	: TIP41				
	: TIP41A				
	: TIP41C				
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 30\text{V}, I_B = 0$ $V_{CE} = 60\text{V}, I_B = 0$		0.7	mA
	: TIP41/41A : TIP41B/41C				
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current	$V_{CE} = 40\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = 60\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = 80\text{V}, V_{EB} = 0$ $V_{CE} = 100\text{V}, V_{EB} = 0$		400	$\mu\text{A}$
	: TIP41				
	: TIP41A				
	: TIP41C				
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = 5\text{V}, I_C = 0$		1	mA
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 0.3\text{A}$	30	75	
		$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 3\text{A}$	15		
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 6\text{A}, I_B = 600\text{mA}$		1.5	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 6\text{A}$		2.0	V
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 500\text{mA}$	3.0		MHz

\* Pulse Test.  $P_W < 300\mu\text{s}$ , Duty Cycles 2%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Typical Characteristics

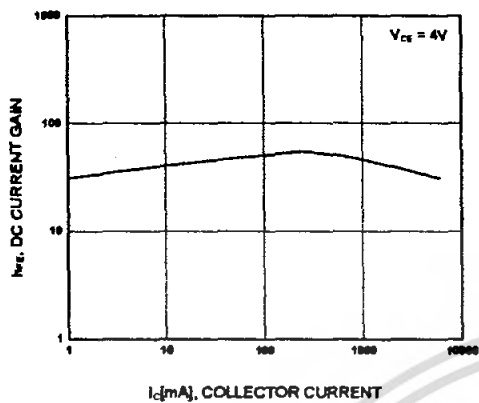


Figure 1. DC current Gain

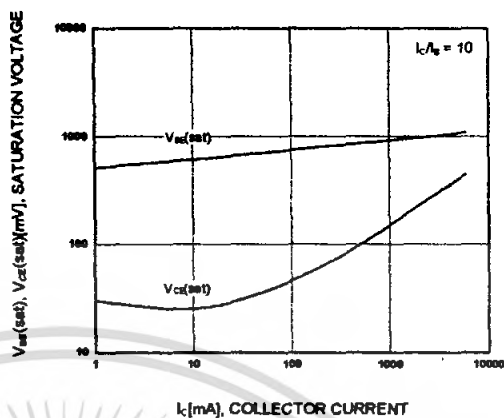


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

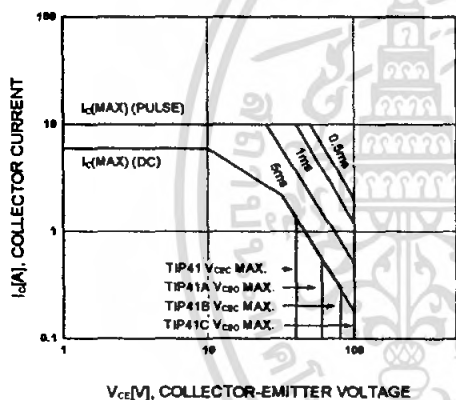


Figure 3. Safe Operating Area

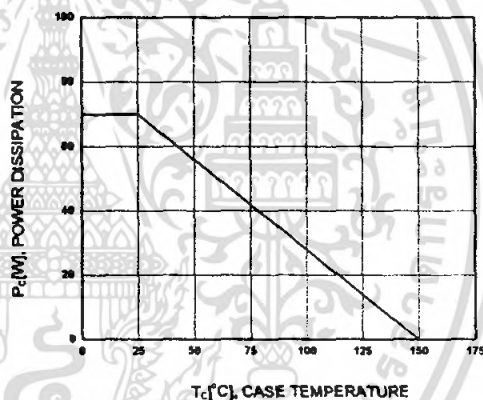


Figure 4. Power Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## TIP42 SERIES(TIP42/42A/42B/42C)

### Medium Power Linear Switching Applications

• Complement to TIP41/41A/41B/41C



TIP42 SERIES(TIP42/42A/42B/42C)

### PNP Epitaxial Silicon Transistor

#### Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage	: TIP42	-40
		: TIP42A	-60
		: TIP42B	-80
		: TIP42C	-100
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage	: TIP42	-40
		: TIP42A	-60
		: TIP42B	-80
		: TIP42C	-100
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage	-5	V
$I_C$	Collector Current (DC)	-6	A
$I_{CP}$	Collector Current (Pulse)	-10	A
$I_B$	Base Current	-2	A
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_C=25^\circ\text{C}$ )	65	W
$P_C$	Collector Dissipation ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )	2	W
$T_J$	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
$T_{STG}$	Storage Temperature	-65 ~ 150	$^\circ\text{C}$

#### Electrical Characteristics $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Condition	Min.	Max.	Units
$V_{CEO(sus)}$	* Collector-Emitter Sustaining Voltage	: TIP42	$I_C = -30\text{mA}, I_B = 0$	-40	V
		: TIP42A		-60	V
		: TIP42B		-80	V
		: TIP42C		-100	V
$I_{CEO}$	Collector Cut-off Current	: TIP42/42A	$V_{CE} = -30\text{V}, I_B = 0$	-0.7	mA
		: TIP42B/42C	$V_{CE} = -60\text{V}, I_B = 0$	-0.7	mA
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current	: TIP42	$V_{CE} = -40\text{V}, V_{EB} = 0$	-400	$\mu\text{A}$
		: TIP42A	$V_{CE} = -60\text{V}, V_{EB} = 0$	-400	$\mu\text{A}$
		: TIP42B	$V_{CE} = -80\text{V}, V_{EB} = 0$	-400	$\mu\text{A}$
		: TIP42C	$V_{CE} = -100\text{V}, V_{EB} = 0$	-400	$\mu\text{A}$
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current	$V_{EB} = -5\text{V}, I_C = 0$		-1	mA
$h_{FE}$	* DC Current Gain	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -0.3\text{A}$	30		
		$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -3\text{A}$	15	75	
$V_{CE(sat)}$	* Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -6\text{A}, I_B = -600\text{mA}$		-1.5	V
$V_{BE(sat)}$	* Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE} = -4\text{V}, I_C = -6\text{A}$		-2.0	V
$f_T$	Current Gain Bandwidth Product	$V_{CE} = -10\text{V}, I_C = -500\text{mA}$	3.0		MHz

\* Pulse Test,  $PW \leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Typical Characteristics

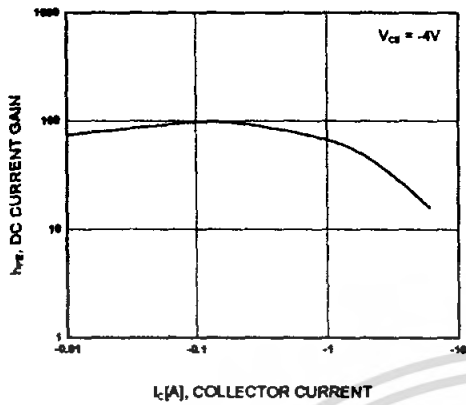


Figure 1. DC current Gain

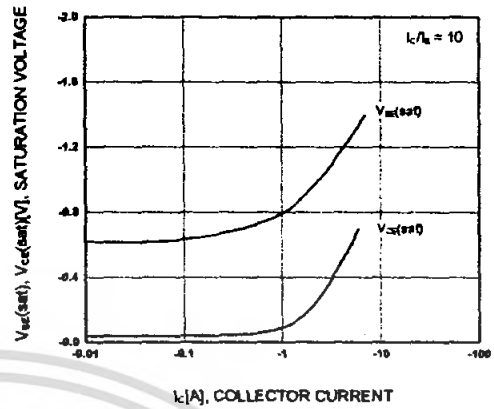


Figure 2. Base-Emitter Saturation Voltage  
Collector-Emitter Saturation Voltage

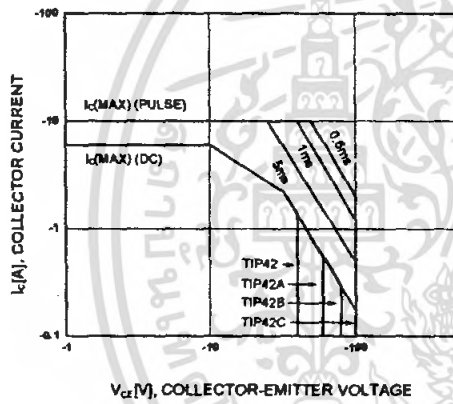


Figure 3. Safe Operating Area

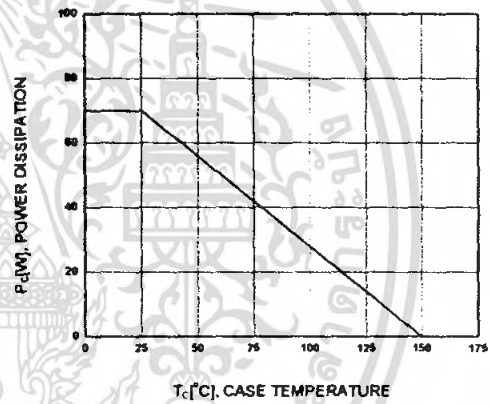
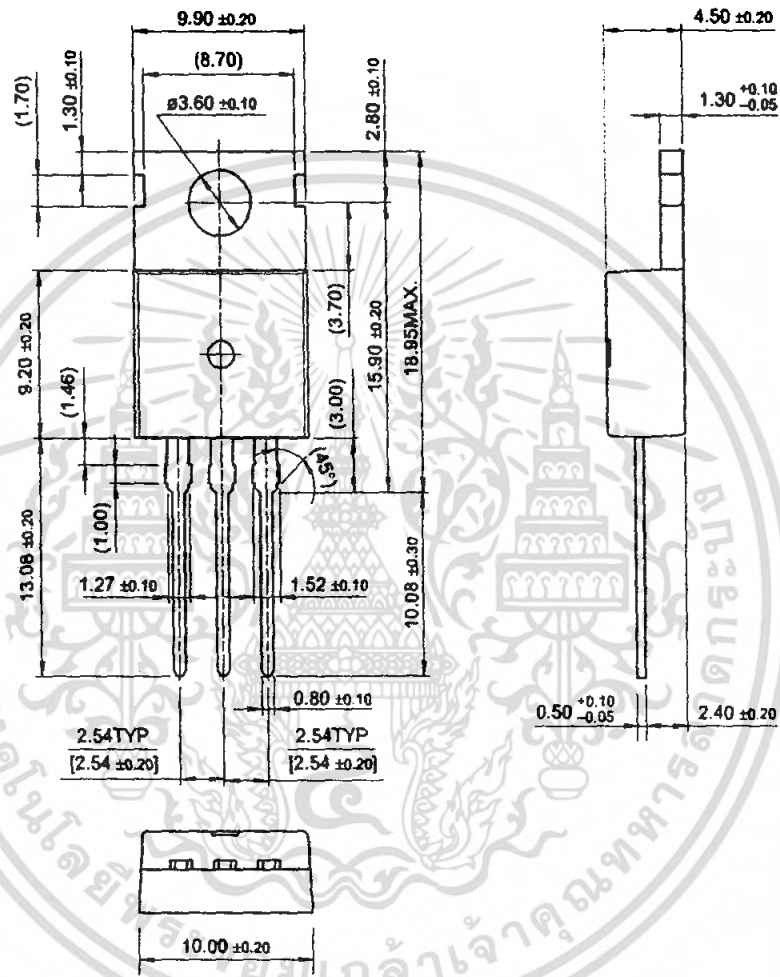


Figure 4. Power derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Package Dimensions

TO-220

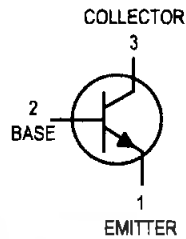


Dimensions in Millimeters

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# General Purpose Transistors

## NPN Silicon



**MPS2222**  
**MPS2222A\***

\*Motorola Preferred Device



CASE 29-04, STYLE 1  
TO-92 (TO-226AA)

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MPS2222	MPS2222A	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	40	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	60	75	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	5.0	6.0	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$	600		mAdc
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	625	5.0	mW mW/°C
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	1.5	12	Watts mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-55 to +150		°C

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	°C/W

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
----------------	--------	-----	-----	------

### OFF CHARACTERISTICS

Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \text{ mAdc}, I_B = 0$ )	MPS2222 MPS2222A	$V_{(BR)CEO}$	30 40	— —	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 10 \mu\text{Adc}, I_E = 0$ )	MPS2222 MPS2222A	$V_{(BR)CBO}$	60 75	— —	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 10 \mu\text{Adc}, I_C = 0$ )	MPS2222 MPS2222A	$V_{(BR)EBO}$	5.0 6.0	— —	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = 60 \text{ Vdc}, V_{EB(off)} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	MPS2222A	$I_{CEX}$	—	10	nAdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = 50 \text{ Vdc}, I_E = 0$ ) ( $V_{CB} = 60 \text{ Vdc}, I_E = 0$ ) ( $V_{CB} = 50 \text{ Vdc}, I_E = 0, T_A = 125^\circ\text{C}$ ) ( $V_{CB} = 50 \text{ Vdc}, I_E = 0, T_A = 125^\circ\text{C}$ )	MPS2222 MPS2222A MPS2222 MPS2222A	$I_{CBO}$	— — — —	0.01 0.01 10 10	$\mu\text{Adc}$
Emitter Cutoff Current ( $V_{EB} = 3.0 \text{ Vdc}, I_C = 0$ )	MPS2222A	$I_{EBO}$	—	100	nAdc
Base Cutoff Current ( $V_{CE} = 60 \text{ Vdc}, V_{EB(off)} = 3.0 \text{ Vdc}$ )	MPS2222A	$I_{BL}$	—	20	nAdc

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.



**MOTOROLA**

## MPS2222 MPS2222A

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>ON CHARACTERISTICS</b>				
DC Current Gain ( $I_C = 0.1 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 1.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ) ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $T_A = -55^\circ\text{C}$ ) ( $I_C = 150 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ) <sup>(1)</sup> ( $I_C = 150 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 1.0 \text{ Vdc}$ ) <sup>(1)</sup> ( $I_C = 500 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ ) <sup>(1)</sup>	$h_{FE}$	35 50 75 35 100 50 30 40	— — — — 300 — — —	—
Collector–Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 150 \text{ mAdc}$ , $I_B = 15 \text{ mAdc}$ )  ( $I_C = 500 \text{ mAdc}$ , $I_B = 50 \text{ mAdc}$ )	$V_{CE(sat)}$	— — — —	0.4 0.3 1.6 1.0	Vdc
Base–Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = 150 \text{ mAdc}$ , $I_B = 15 \text{ mAdc}$ )  ( $I_C = 500 \text{ mAdc}$ , $I_B = 50 \text{ mAdc}$ )	$V_{BE(sat)}$	— 0.6 — —	1.3 1.2 2.6 2.0	Vdc

### SMALL–SIGNAL CHARACTERISTICS

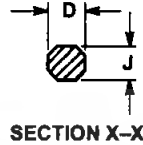
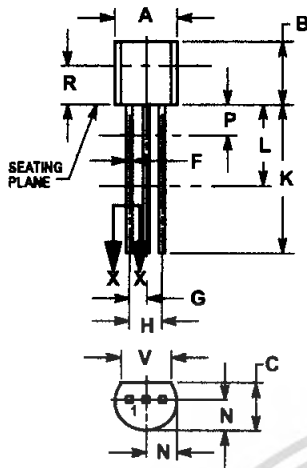
Current–Gain — Bandwidth Product <sup>(2)</sup> ( $I_C = 20 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 20 \text{ Vdc}$ , $f = 100 \text{ MHz}$ )	$f_T$	250 300	— —	MHz
Output Capacitance ( $V_{CB} = 10 \text{ Vdc}$ , $I_E = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{obo}$	—	8.0	pF
Input Capacitance ( $V_{EB} = 0.5 \text{ Vdc}$ , $I_C = 0$ , $f = 1.0 \text{ MHz}$ )	$C_{ibo}$	— —	30 25	pF
Input Impedance ( $I_C = 1.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{ie}$	2.0 0.25	8.0 1.25	$k\Omega$
Voltage Feedback Ratio ( $I_C = 1.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{re}$	— —	8.0 4.0	$\times 10^{-4}$
Small–Signal Current Gain ( $I_C = 1.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{fe}$	50 75	300 375	—
Output Admittance ( $I_C = 1.0 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ ) ( $I_C = 10 \text{ mAdc}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	$h_{oe}$	5.0 25	35 200	$\mu\text{hos}$
Collector Base Time Constant ( $I_E = 20 \text{ mAdc}$ , $V_{CB} = 20 \text{ Vdc}$ , $f = 31.8 \text{ MHz}$ )	$r_b' C_C$	—	150	ps
Noise Figure ( $I_C = 100 \mu\text{A}$ , $V_{CE} = 10 \text{ Vdc}$ , $R_S = 1.0 k\Omega$ , $f = 1.0 \text{ kHz}$ )	NF	—	4.0	dB

### SWITCHING CHARACTERISTICS MPS2222A only

Delay Time	(V <sub>CC</sub> = 30 Vdc, V <sub>BE(off)</sub> = –0.5 Vdc, I <sub>C</sub> = 150 mAdc, I <sub>B1</sub> = 15 mAdc) (Figure 1)	t <sub>d</sub>	—	10	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	25	ns
Storage Time	(V <sub>CC</sub> = 30 Vdc, I <sub>C</sub> = 150 mAdc, I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 15 mAdc) (Figure 2)	t <sub>s</sub>	—	225	ns
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	60	ns

1. Pulse Test; Pulse Width  $\leq 300 \mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .
2.  $f_T$  is defined as the frequency at which  $|h_{fe}|$  extrapolates to unity.

PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
  4. DIMENSION F APPLIES BETWEEN P AND L. DIMENSION D AND J APPLY BETWEEN L AND K. MINIMUM LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.165	3.18	4.19
D	0.016	0.022	0.41	0.55
F	0.016	0.019	0.41	0.48
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	---	12.70	---
L	0.250	---	6.35	---
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	---	0.100	---	2.54
R	0.115	---	2.93	---
V	0.135	---	3.43	---

CASE 029-04  
(TO-226AA)  
ISSUE AD

- STYLE 1:
1. PIN 1. EMITTER
  2. BASE
  3. COLLECTOR

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

**How to reach us:**  
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;  
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,  
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609  
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

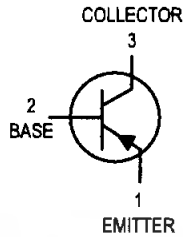


# General Purpose Transistors

## PNP Silicon

**MPS2907**  
**MPS2907A\***

\*Motorola Preferred Device



CASE 29-04, STYLE 1  
TO-92 (TO-226AA)

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MPS2907	MPS2907A	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	-40	-60	Vdc
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$		-60	Vdc
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$		-5.0	Vdc
Collector Current — Continuous	$I_C$		-600	mA <sub>dc</sub>
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$		625 5.0	mW mW/ $^\circ\text{C}$
Total Device Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$		1.5 12	Watts mW/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$		-500 to +150	$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	200	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	83.3	$^\circ\text{C}/\text{W}$

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
<b>OFF CHARACTERISTICS</b>				
Collector-Emitter Breakdown Voltage <sup>(1)</sup> ( $I_C = -10 \text{ mA}_{dc}, I_B = 0$ )	$V_{(BR)CEO}$	-40 -60	—	Vdc
Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_C = -10 \mu\text{A}_{dc}, I_E = 0$ )	$V_{(BR)CBO}$	-60	—	Vdc
Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_E = -10 \mu\text{A}_{dc}, I_C = 0$ )	$V_{(BR)EBO}$	-5.0	—	Vdc
Collector Cutoff Current ( $V_{CE} = -30 \text{ Vdc}, V_{EB(off)} = -0.5 \text{ Vdc}$ )	$I_{CEX}$	—	-50	nA <sub>dc</sub>
Collector Cutoff Current ( $V_{CB} = -50 \text{ Vdc}, I_E = 0$ )	$I_{CBO}$	—	-0.02 -0.01	$\mu\text{A}_{dc}$
( $V_{CB} = -50 \text{ Vdc}, I_E = 0, T_A = 150^\circ\text{C}$ )		—	-20 -10	
Base Current ( $V_{CE} = -30 \text{ Vdc}, V_{EB(off)} = -0.5 \text{ Vdc}$ )	$I_B$	—	-50	nA <sub>dc</sub>

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

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.



**MPS2907 MPS2907A**

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted) (Continued)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
<b>ON CHARACTERISTICS</b>					
DC Current Gain (I <sub>C</sub> = -0.1 mAdc, V <sub>CE</sub> = -10 Vdc)	h <sub>FE</sub>	MPS2907	35	—	—
		MPS2907A	75	—	
(I <sub>C</sub> = -1.0 mAdc, V <sub>CE</sub> = -10 Vdc)		MPS2907	50	—	
		MPS2907A	100	—	
(I <sub>C</sub> = -10 mAdc, V <sub>CE</sub> = -10 Vdc)		MPS2907	75	—	
	MPS2907A	100	—		
(I <sub>C</sub> = -150 mAdc, V <sub>CE</sub> = -10 Vdc) <sup>(1)</sup>	MPS2907, MPS2907A	100	300	—	
(I <sub>C</sub> = -500 mAdc, V <sub>CE</sub> = -10 Vdc) <sup>(1)</sup>		MPS2907	30		—
		MPS2907A	50		—
Collector-Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> (I <sub>C</sub> = -150 mAdc, I <sub>B</sub> = -15 mAdc)	V <sub>CE(sat)</sub>	—	-0.4	Vdc	
(I <sub>C</sub> = -500 mAdc, I <sub>B</sub> = -50 mAdc)		—	-1.6		
Base-Emitter Saturation Voltage <sup>(1)</sup> (I <sub>C</sub> = -150 mAdc, I <sub>B</sub> = -15 mAdc)	V <sub>BE(sat)</sub>	—	-1.3	Vdc	
(I <sub>C</sub> = -500 mAdc, I <sub>B</sub> = -50 mAdc)		—	-2.6		

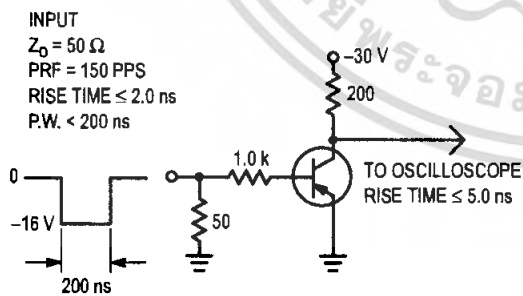
**SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS**

Current-Gain — Bandwidth Product <sup>(1), (2)</sup> (I <sub>C</sub> = -50 mAdc, V <sub>CE</sub> = -20 Vdc, f = 100 MHz)	f <sub>T</sub>	200	—	MHz
Output Capacitance (V <sub>CB</sub> = -10 Vdc, I <sub>E</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>obo</sub>	—	8.0	pF
Input Capacitance (V <sub>EB</sub> = -2.0 Vdc, I <sub>C</sub> = 0, f = 1.0 MHz)	C <sub>ibo</sub>	—	30	pF

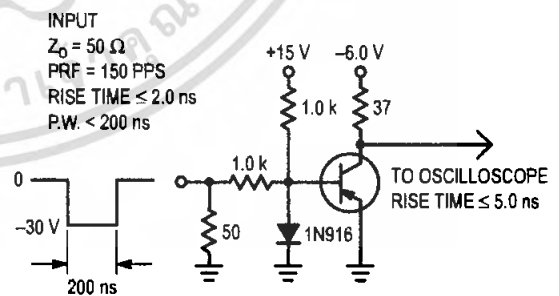
**SWITCHING CHARACTERISTICS**

Turn-On Time	(V <sub>CC</sub> = -30 Vdc, I <sub>C</sub> = -150 mAdc, I <sub>B1</sub> = -15 mAdc) (Figures 1 and 5)	t <sub>on</sub>	—	45	ns
Delay Time		t <sub>d</sub>	—	10	ns
Rise Time		t <sub>r</sub>	—	40	ns
Turn-Off Time	(V <sub>CC</sub> = -6.0 Vdc, I <sub>C</sub> = -150 mAdc, I <sub>B1</sub> = I <sub>B2</sub> = 15 mAdc) (Figure 2)	t <sub>off</sub>	—	100	ns
Storage Time		t <sub>s</sub>	—	80	ns
Fall Time		t <sub>f</sub>	—	30	ns

1. Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
2. f<sub>T</sub> is defined as the frequency at which |h<sub>FE</sub>| extrapolates to unity.

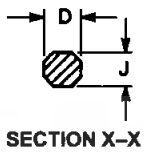
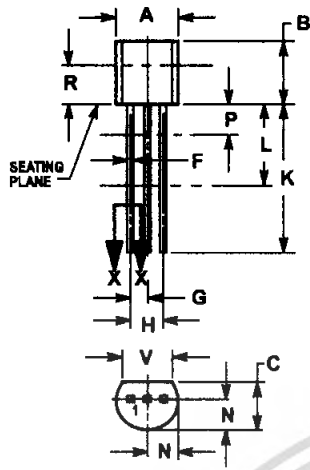


**Figure 1. Delay and Rise Time Test Circuit**



**Figure 2. Storage and Fall Time Test Circuit**

PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
  2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
  3. CONTOUR OF PACKAGE BEYOND DIMENSION R IS UNCONTROLLED.
  4. DIMENSION F APPLIES BETWEEN P AND L. DIMENSION D AND J APPLY BETWEEN L AND K MINIMUM. LEAD DIMENSION IS UNCONTROLLED IN P AND BEYOND DIMENSION K MINIMUM.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.175	0.205	4.45	5.20
B	0.170	0.210	4.32	5.33
C	0.125	0.185	3.18	4.19
D	0.015	0.022	0.41	0.55
F	0.016	0.019	0.41	0.48
G	0.045	0.055	1.15	1.39
H	0.095	0.105	2.42	2.66
J	0.015	0.020	0.39	0.50
K	0.500	—	12.70	—
L	0.250	—	6.35	—
N	0.080	0.105	2.04	2.66
P	—	0.100	—	2.54
R	0.115	—	2.93	—
V	0.135	—	3.43	—

CASE 029-04  
(TO-226AA)  
ISSUE AD

- STYLE 1:
1. PIN 1. EMITTER
  2. BASE
  3. COLLECTOR



# LM118/LM218/LM318

## Operational Amplifiers

### General Description

The LM118 series are precision high speed operational amplifiers designed for applications requiring wide bandwidth and high slew rate. They feature a factor of ten increase in speed over general purpose devices without sacrificing DC performance.

The LM118 series has internal unity gain frequency compensation. This considerably simplifies its application since no external components are necessary for operation. However, unlike most internally compensated amplifiers, external frequency compensation may be added for optimum performance. For inverting applications, feedforward compensation will boost the slew rate to over 150V/ $\mu$ s and almost double the bandwidth. Overcompensation can be used with the amplifier for greater stability when maximum bandwidth is not needed. Further, a single capacitor can be added to reduce the 0.1% settling time to under 1  $\mu$ s.

The high speed and fast settling time of these op amps make them useful in A/D converters, oscillators, active filters,

sample and hold circuits, or general purpose amplifiers. These devices are easy to apply and offer an order of magnitude better AC performance than industry standards such as the LM709.

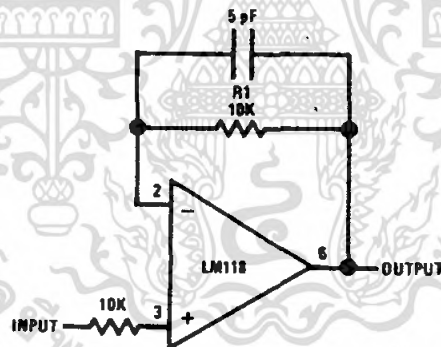
The LM218 is identical to the LM118 except that the LM218 has its performance specified over a  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  temperature range. The LM318 is specified from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ .

### Features

- 15 MHz small signal bandwidth
- Guaranteed 50V/ $\mu$ s slew rate
- Maximum bias current of 250 nA
- Operates from supplies of  $\pm 5\text{V}$  to  $\pm 20\text{V}$
- Internal frequency compensation
- Input and output overload protected
- Pin compatible with general purpose op amps

### Fast Voltage Follower

(Note 1)



DS007766-13

**Note 1:** Do not hard-wire as voltage follower ( $R1 \geq 5 \text{ k}\Omega$ )

## Absolute Maximum Ratings (Note 7)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage	±20V
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Differential Input Current (Note 3)	±10 mA
Input Voltage (Note 4)	±15V
Output Short-Circuit Duration	Continuous
Operating Temperature Range	
LM118	-55°C to +125°C
LM218	-25°C to +85°C
LM318	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

Hermetic Package	300°C
Plastic Package	260°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

ESD Tolerance (Note 8) 2000V

## Electrical Characteristics (Note 5)

Parameter	Conditions	LM118/LM218			LM318			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		2	4		4	10	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		6	50		30	200	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		120	250		150	500	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1	3		0.5	3		MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		5	8		5	10	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	50	200		25	200		V/mV
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$ , $A_V = 1$ (Note 6)	50	70		50	70		V/μs
Small Signal Bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_S = \pm 15\text{V}$		15			15		MHz
Input Offset Voltage				6			15	mV
Input Offset Current				100			300	nA
Input Bias Current				500			750	nA
Supply Current	$T_A = 125^\circ\text{C}$		4.5	7				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	25			20			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$	±12	±13		±12	±13		V
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$	±11.5			±11.5			V
Common-Mode Rejection Ratio		80	100		70	100		dB
Supply Voltage Rejection Ratio		70	80		65	80		dB

**Note 2:** The maximum junction temperature of the LM118 is 150°C, the LM218 is 110°C, and the LM318 is 110°C. For operating at elevated temperatures, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 160°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.

**Note 3:** The inputs are shunted with back-to-back diodes for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs unless some limiting resistance is used.

**Note 4:** For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

**Note 5:** These specifications apply for  $\pm 5\text{V} \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$  and  $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$  (LM118),  $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$  (LM218), and  $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$  (LM318). Also, power supplies must be bypassed with 0.1 μF disc capacitors.

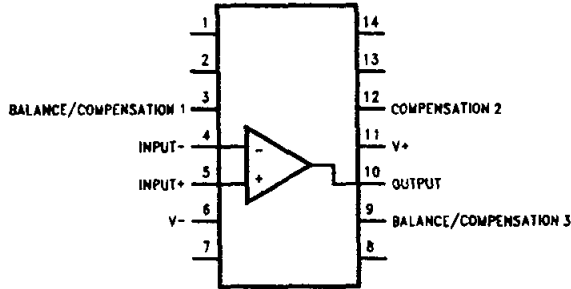
**Note 6:** Slew rate is tested with  $V_S = \pm 15\text{V}$ . The LM118 is in a unity-gain non-inverting configuration.  $V_{\text{IN}}$  is stepped from -7.5V to +7.5V and vice versa. The slew rates between -5.0V and +5.0V and vice versa are tested and guaranteed to exceed 50V/μs.

**Note 7:** Refer to RETS118X for LM118H and LM118J military specifications.

**Note 8:** Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

# Connection Diagram

Dual-In-Line Package

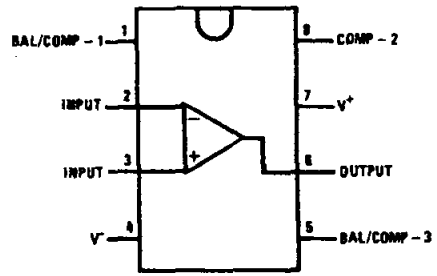


DS007766-24

Top View

Order Number LM118J/883 (Note 13)  
See NS Package Number J14A

Dual-In-Line Package

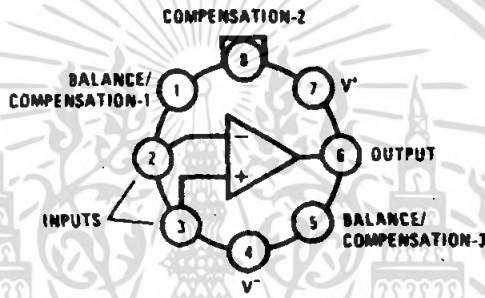


DS007766-3

Top View

Order Number LM118J-8/883 (Note 13),  
LM318M or LM318N  
See NS Package Number J08A, M08A or N08B

Metal Can Package  
(Note 12)



DS007766-2

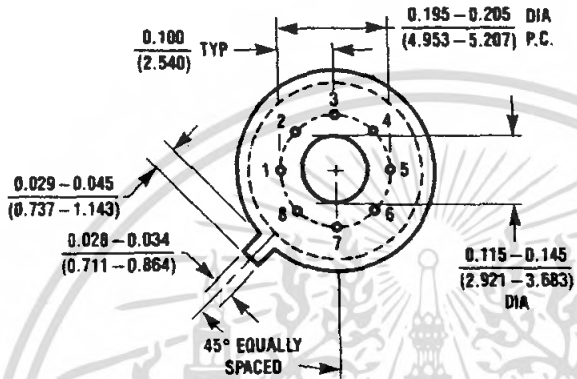
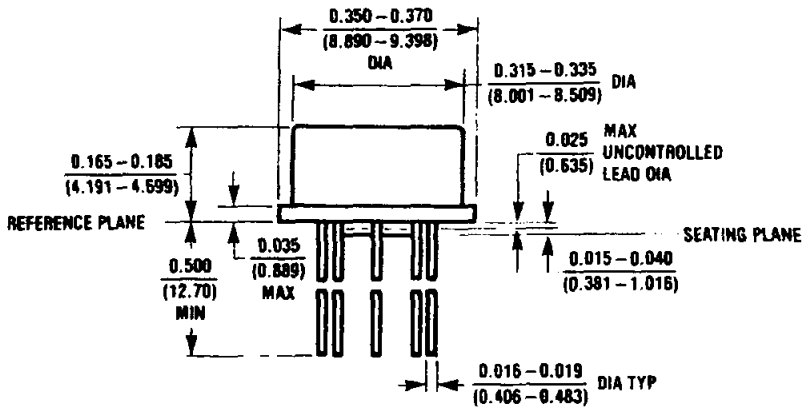
Top View

Order Number LM118H, LM118H/883 (Note 13),  
LM218H or LM318H  
See NS Package Number H08C

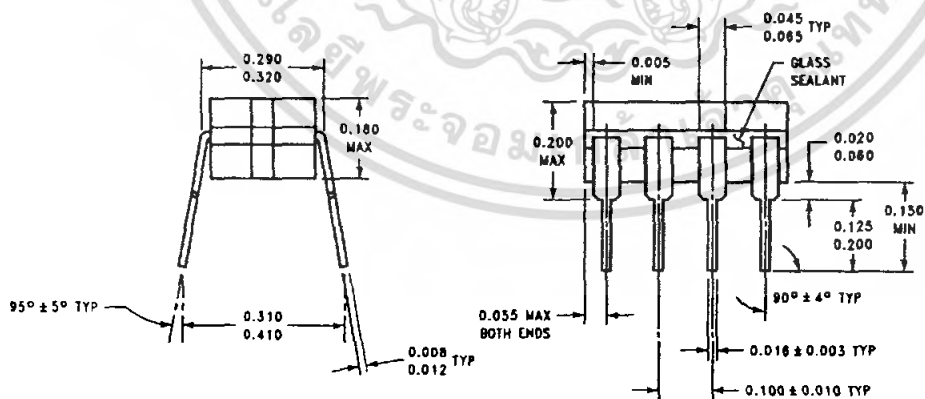
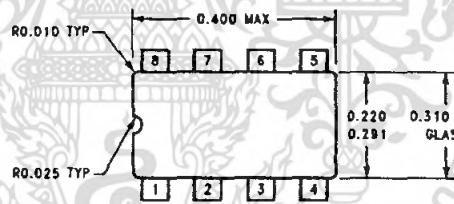
Note 12: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for TO-5 package.  
Note 13: Available per JM38510/10107.

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted

LM118/LM218/LM318



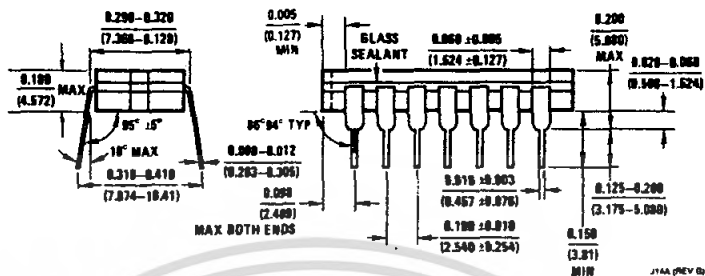
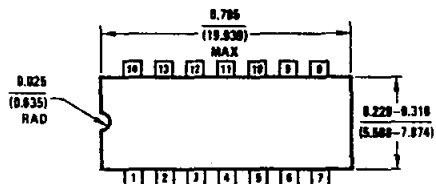
**Metal Can Package (H)**  
 Order Number LM118H, LM118H/883, LM218H or LM318H  
 NS Package Number H08C



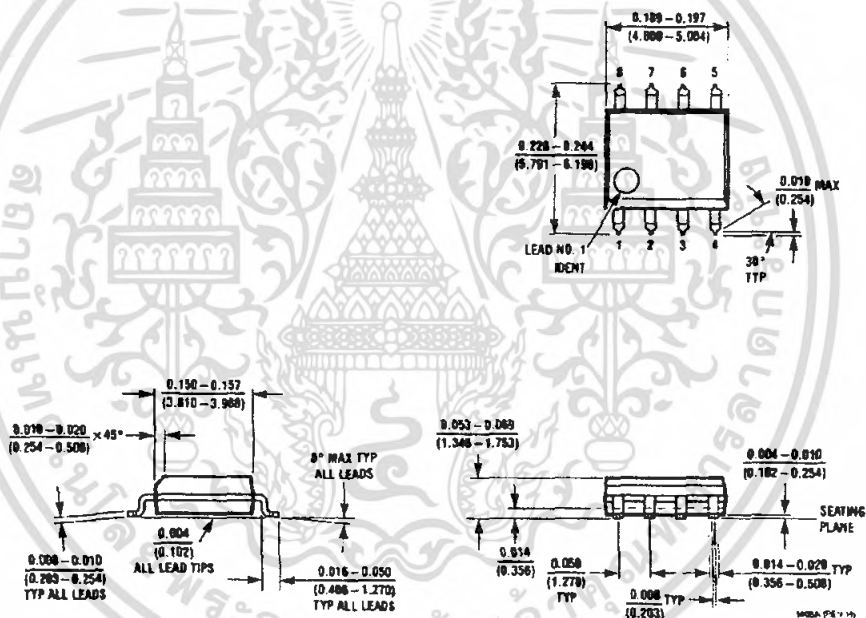
**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
 Order Number LM118J-8/883  
 NS Package Number J08A

J08A (REV K)

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**Ceramic Dual-In-Line Package (J)**  
**Order Number LM118J/883**  
**NS Package Number J14A**



**S.O. Package (M)**  
**Order Number LM318M or LM318MX**  
**NS Package Number M08A**



TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLOS080J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

- Low Power Consumption
- Wide Common-Mode and Differential Voltage Ranges
- Low Input Bias and Offset Currents
- Output Short-Circuit Protection
- Low Total Harmonic Distortion . . . 0.003% Typ
- Low Noise  
 $V_n = 18 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$  Typ at  $f = 1 \text{ kHz}$
- High Input Impedance . . . JFET Input Stage
- Internal Frequency Compensation
- Latch-Up-Free Operation
- High Slew Rate . . . 13 V/ $\mu\text{s}$  Typ
- Common-Mode Input Voltage Range Includes  $V_{CC+}$

### description/ordering information

The JFET-input operational amplifiers in the TL07x series are similar to the TL08x series, with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07x series ideally suited for high-fidelity and audio preamplifier applications. Each amplifier features JFET inputs (for high input impedance) coupled with bipolar output stages integrated on a single monolithic chip.

The C-suffix devices are characterized for operation from 0°C to 70°C. The I-suffix devices are characterized for operation from -40°C to 85°C. The M-suffix devices are characterized for operation over the full military temperature range of -55°C to 125°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA Information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS  
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

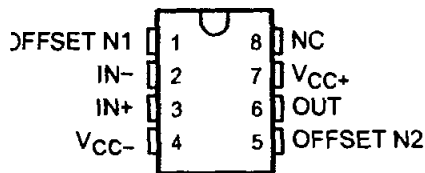
Copyright © 2005, Texas Instruments Incorporated  
On products compliant to MIL-PRF-38545, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

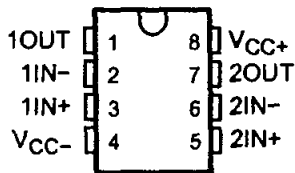
# TL071, TL071A, TL071B, TL072 TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

LOS080J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

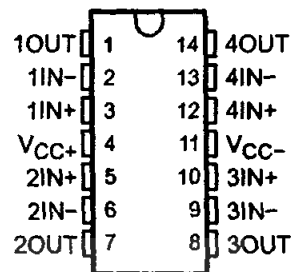
TL071, TL071A, TL071B  
D, P, OR PS PACKAGE  
(TOP VIEW)



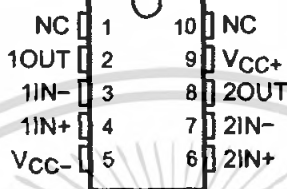
TL072, TL072A, TL072B  
D, JG, P, PS, OR PW PACKAGE  
(TOP VIEW)



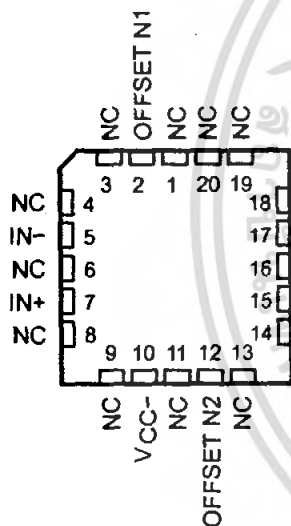
TL074A, TL074B  
D, J, N, NS, OR PW PACKAGE  
TL074 ... D, J, N, NS, PW,  
OR W PACKAGE  
(TOP VIEW)



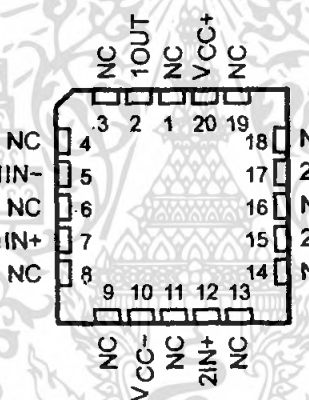
TL072  
U PACKAGE  
(TOP VIEW)



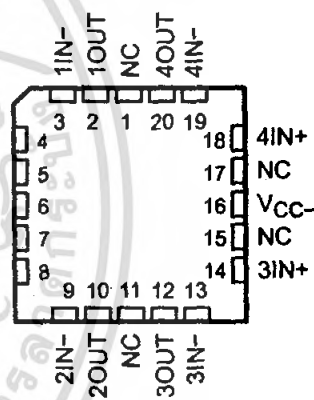
TL071  
FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



TL072  
FK PACKAGE  
(TOP VIEW)

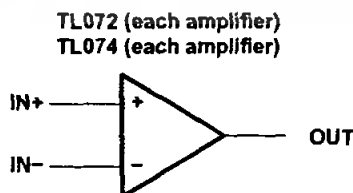
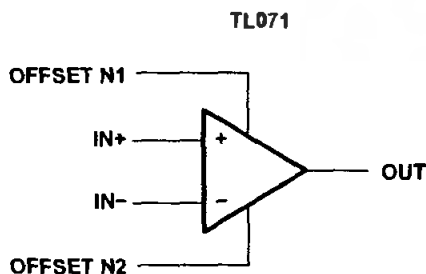


TL074  
FK PACKAGE  
(TOP VIEW)



NC - No internal connection

/mbols



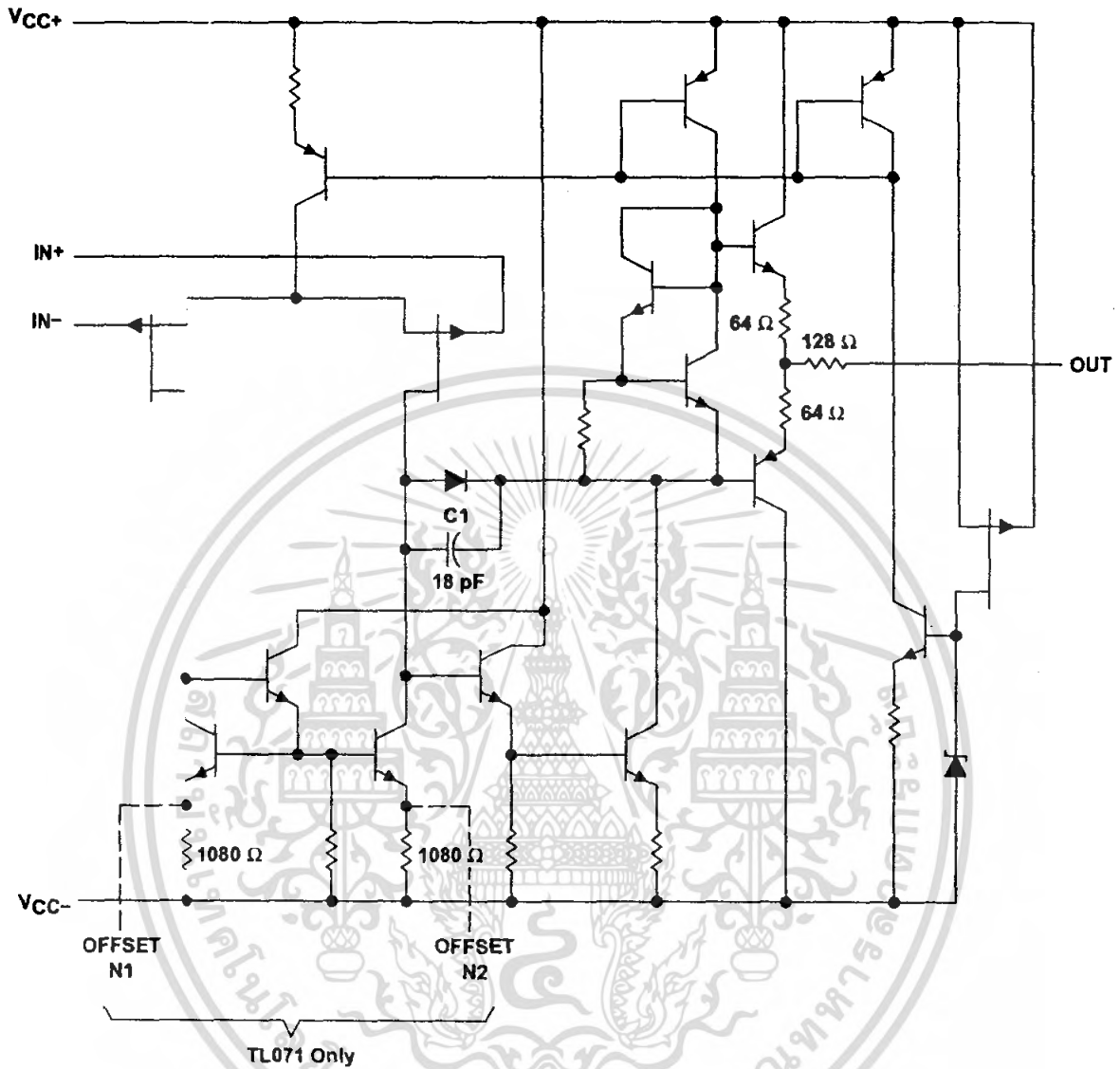
 **TEXAS  
INSTRUMENTS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับก... นั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
 SLOS080J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

schematic (each amplifier)



All component values shown are nominal.

COMPONENT COUNT†			
COMPONENT TYPE	TL071	TL072	TL074
Resistors	11	22	44
Transistors	14	28	56
JFET	2	4	6
Diodes	1	2	4
Capacitors	1	2	4
epi-FET	1	2	4

† Includes bias and trim circuitry



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **TEXAS INSTRUMENTS** อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
 SLOS060J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TA‡	TL071C TL072C TL074C			TL071AC TL072AC TL074AC			TL071BC TL072BC TL074BC			TL071I TL072I TL074I			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$	$V_O = 0$ , $R_S = 50\ \Omega$	25°C	3	10	6	3	6	3	6	2	3	3	6	mV	
$\alpha_{VO}$	$V_O = 0$ , $R_S = 50\ \Omega$	Full range		13		7.5		5		8		18		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
$I_{IO}$	$V_O = 0$	25°C	5	100	5	100	5	100	5	100	5	100	pA		
$I_{IB}$	$V_O = 0$	25°C	65	200	65	200	65	200	65	200	65	200	nA		
$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range	25°C	-12	to 15	-12	to 15	-12	to 15	-12	to 15	-12	to 15	V		
$V_{OM}$	Maximum peak output voltage swing	25°C	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	$\pm 12$	$\pm 13.5$	V		
$AVD$	Large-signal differential voltage amplification	25°C	25	200	25	200	25	200	25	200	25	200	V/mV		
$B_1$	Unity-gain bandwidth	25°C	3		3		3		3		3		MHZ		
$r_i$	Input resistance	25°C	10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		$\Omega$		
CMRR	Common-mode rejection ratio	25°C	70	100	75	100	75	100	75	100	75	100	dB		
kSVR	Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	25°C	70	100	80	100	80	100	80	100	80	100	dB		
I <sub>CC</sub>	Supply current (each amplifier)	25°C	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	1.4	2.5	mA		
$VO_1/VO_2$	Crosstalk attenuation	25°C	120		120		120		120		120		dB		

† All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified.

‡ Full range is TA = 0°C to 70°C for TL07\_C, TL07\_AC, TL07\_BC and is TA = -40°C to 85°C for TL07\_I.

§ Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.



**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
 OS080J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

Electrical characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$  (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	$T_A$ ‡	TL071M TL072M			TL074M			UNIT
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_{IO}$ Input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	3	6		3	9	mV	
		Full range			9		15		
$V_{VO}$ Temperature coefficient of input offset voltage	$V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	Full range	18			18			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
$I_{IO}$ Input offset current	$V_O = 0$	25°C	5	100		5	100	pA	
		Full range	20			20			nA
$I_B$ Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C	65	200		65	200	pA	
		Full range	50			50			nA
$V_{ICR}$ Common-mode input voltage range		25°C	$\pm 11$	-12 to 15		$\pm 11$	-12 to 15	V	
$V_{OM}$ Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\ \text{k}\Omega$	25°C	$\pm 12$	$\pm 13.5$		$\pm 12$	$\pm 13.5$	V	
	$R_L \geq 10\ \text{k}\Omega$	Full range	$\pm 12$			$\pm 12$			
	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		$\pm 10$			$\pm 10$			
$V_{VD}$ Large-signal differential voltage amplification	$V_O = \pm 10\ \text{V}, R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$	25°C	35	200		35	200	V/mV	
		Full range	15			15			
$f_1$ Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3			3			MHz
Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		1012			1012			$\Omega$
$\text{CMRR}$ Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICR\text{min}}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
$\text{SVR}$ Supply-voltage rejection ratio ( $\Delta V_{CC\pm}/\Delta V_{IO}$ )	$V_{CC} = \pm 9\ \text{V to } \pm 15\ \text{V}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86	dB	
$I_{SC}$ Supply current (each amplifier)	$V_O = 0, \text{No load}$	25°C	1.4	2.5		1.4	2.5	mA	
$C_{1}/C_{2}$ Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120			120			dB

Input bias currents of an FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive, as shown in Figure 4. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperature as close to the ambient temperature as possible.

All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage, unless otherwise specified. Full range is  $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$ .



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLOS080J - SEPTEMBER 1978 - REVISED MARCH 2005

operating characteristics,  $V_{CC\pm} = \pm 15\text{ V}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL07xM			ALL OTHERS			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
SR Slew rate at unity gain	$V_I = 10\text{ V}$ , $C_L = 100\text{ pF}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	5	13		8	13		$\text{V}/\mu\text{s}$
$t_r$ Rise-time overshoot factor	$V_I = 20\text{ mV}$ , $C_L = 100\text{ pF}$ , $R_L = 2\text{ k}\Omega$ , See Figure 1	0.1			0.1			$\mu\text{s}$
		20%			20%			
$V_n$ Equivalent input noise voltage	$R_S = 20\ \Omega$	$f = 1\text{ kHz}$			18			$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$			4			$\mu\text{V}$
$I_n$ Equivalent input noise current	$R_S = 20\ \Omega$ , $f = 1\text{ kHz}$	0.01			0.01			$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$
THD Total harmonic distortion	$V_{I\text{rms}} = 6\text{ V}$ , $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ , $f = 1\text{ kHz}$	$A_{VD} = 1$ , $R_S \leq 1\text{ k}\Omega$			0.003%			

**PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION**

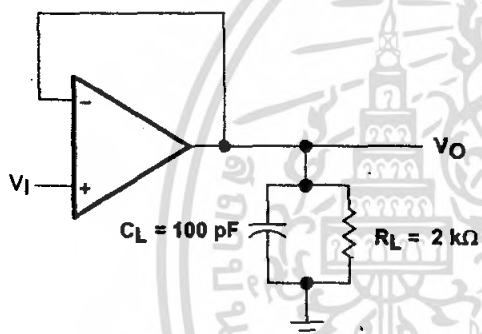


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

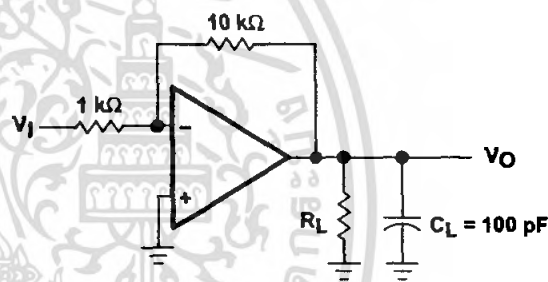


Figure 2. Gain-of-10 Inverting Amplifier

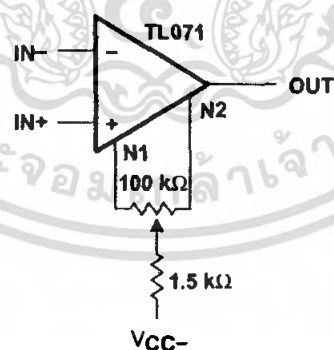


Figure 3. Input Offset-Voltage Null Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้...  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Voltage comparator

# LM111/211/311/311B

## DESCRIPTION

The LM111 series are voltage comparators that have input currents approximately a hundred times lower than devices like the  $\mu A710$ . They are designed to operate over a wider range of supply voltages; from standard  $\pm 15$  V op amp supplies down to a single 3 V supply. Their output is compatible with RTL, DTL, and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50 V at currents as high as 50mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111 series can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply, or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire-ORed.

Although slower than the  $\mu A710$  (200 ns response time versus 40 ns), the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 series has the same pin configuration as the  $\mu A710$  series.

## FEATURES

- Operates from single 3 V supply (LM311B)
- Maximum input bias current: 150 nA (LM311: 250 nA)
- Maximum offset current: 20 nA (LM311: 50 nA)
- Differential input voltage range:  $\pm 30$  V
- Power consumption: 135 mW at  $\pm 15$  V
- High sensitivity: 200 V/mV
- Zero crossing detector

## PIN CONFIGURATION

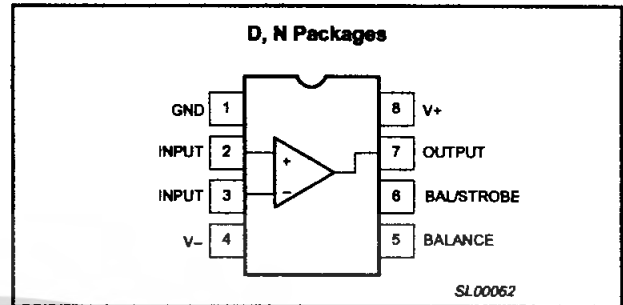


Figure 1. Pin Configuration

## APPLICATIONS

- Precision squarer
- Positive/negative peak detector
- Low voltage adjustable reference supply
- Switching power amplifier

## ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	-55 °C to +125 °C	LM111D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 °C to +125 °C	LM111N	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	-25 °C to +85 °C	LM211D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-25 °C to +85 °C	LM211N	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	0 °C to +70 °C	LM311D	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	LM311N	SOT97-1
8-Pin Plastic Small Outline Package (SO)	0 °C to +70 °C	LM311BD	SOT96-1
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 °C to +70 °C	LM311BN	SOT97-1

Voltage comparator

LM111/211/311/311B

EQUIVALENT SCHEMATIC

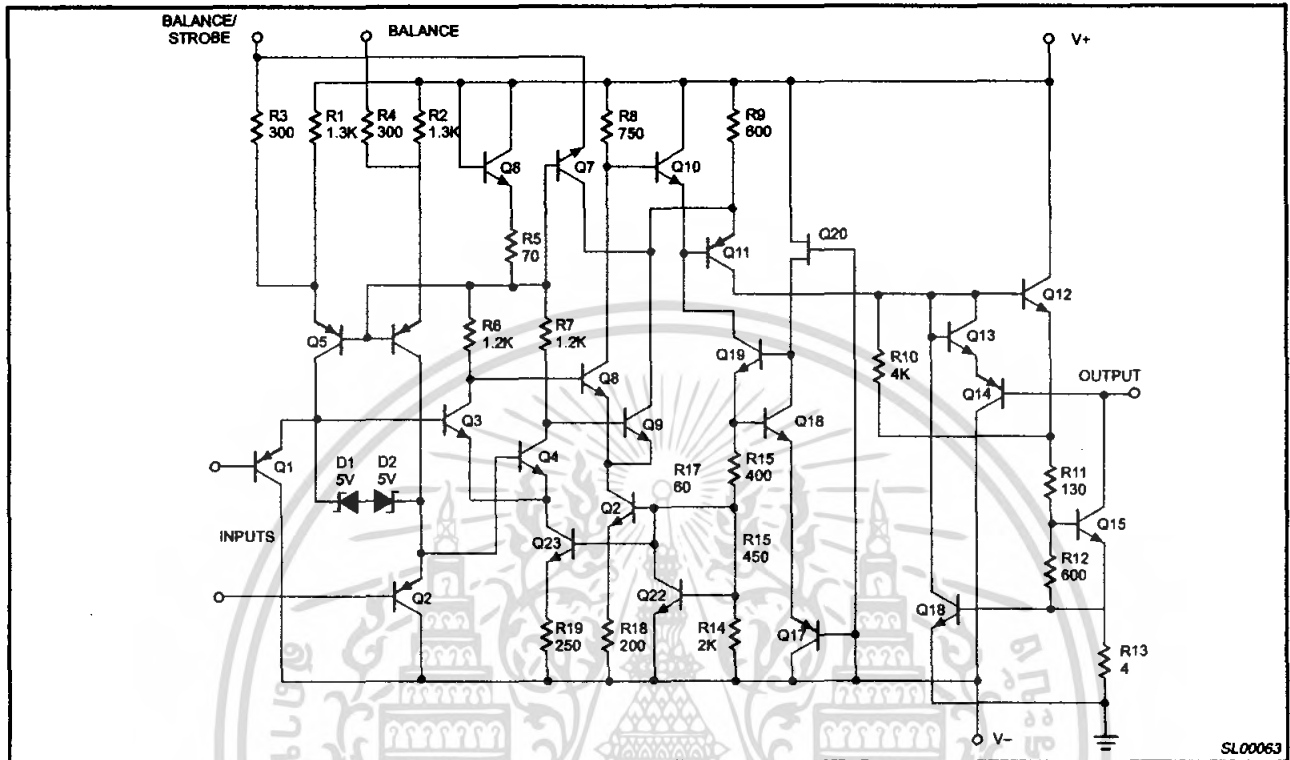


Figure 2. Equivalent Schematic

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
$V_S$	Total supply voltage	36	V
	Output to negative supply voltage: LM111/LM211 LM311/LM311B	50 40	V V
	Ground to negative supply voltage	30	V
	Differential input voltage	$\pm 30$	V
$V_{IN}$	Input voltage <sup>1</sup>	$\pm 15$	V
$P_{D MAX}$	Maximum power dissipation, $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ (still-air) <sup>2</sup> N package D package	1190 780	mW mW
I	Output short-circuit duration	10	sec
$T_{amb}$	Operating ambient temperature range LM111 LM211 LM311/LM311B	-55 to +125 -25 to +85 0 to +70	$^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$ $^\circ\text{C}$
$T_{stg}$	Storage temperature range	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
$T_{sld}$	Lead soldering temperature (10 sec max)	230	$^\circ\text{C}$

NOTES:

1. This rating applies for  $\pm 15\text{ V}$  supplies. The positive input voltage limit is 30 V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30 V below the positive supply, whichever is less.
2. Derate above 25  $^\circ\text{C}$ , at the following rates:  
N package at 9.5 mW/ $^\circ\text{C}$   
D package at 6.2 mW/ $^\circ\text{C}$

# Voltage comparator

# LM111/211/311/311B

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS<sup>1, 2, 3, 6</sup>

Over temperature range unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LM111/LM211			LM311			LM311B			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input offset voltage <sup>3</sup>	T <sub>amb</sub> = 25 °C; R <sub>S</sub> ≤ 50 kΩ		0.7	3.0		2.0	7.5		2.0	7.5	mV
I <sub>OS</sub>	Input offset current <sup>3</sup>	T <sub>amb</sub> = 25 °C		4.0	10		6.0	50		6	25	nA
I <sub>BIAS</sub>	Input bias current	T <sub>amb</sub> = 25 °C		60	100		100	250		100	200	nA
A <sub>V</sub>	Voltage gain	T <sub>amb</sub> = 25 °C		200			200			200		V/mV
	Response time <sup>4</sup>	T <sub>amb</sub> = 25 °C		200			200			500		ns
V <sub>SAT</sub>	Saturation voltage	LM111/211 V <sub>IN</sub> ≤ -5 mV; I <sub>OUT</sub> = 50 mA LM311/B V <sub>IN</sub> ≤ -10 mV; I <sub>OUT</sub> = 50 mA T <sub>amb</sub> = 25 °C		0.75	1.5		0.75	1.5		0.75	1.5	V
I <sub>BAL/STR</sub>	Strobe on current	T <sub>amb</sub> = 25 °C		3.0			3.0			3.0		mA
I <sub>LEAKAGE</sub>	Output leakage current <sup>6</sup>	LM111/211 V <sub>IN</sub> ≥ 5 mV; V <sub>OUT</sub> = 35 V LM311/B V <sub>IN</sub> ≥ 10 mV; V <sub>OUT</sub> = 35 V T <sub>amb</sub> = 25 °C, I <sub>STROBE</sub> = 3 mA (V <sub>-</sub> = V <sub>GND</sub> = -5 V)		0.2	10		0.2	50		0.2	50	nA
V <sub>OS</sub>	Input offset voltage <sup>3</sup>	R <sub>S</sub> ≤ 50 kΩ			4.0			10			10	mV
I <sub>OS</sub>	Input offset current <sup>3</sup>				20			70			50	nA
I <sub>BIAS</sub>	Input bias current				150			300			250	nA
V <sub>IN</sub>	Input voltage range	V = ±15 V (Pin 7 may go to 5 V)	-14.5	13.8 to -14.7	13.0	-14.5	13.8 to -14.7	13.0	V <sub>-</sub> +0.5		V <sub>+</sub> -1.5	V
V <sub>OL</sub>	Saturation voltage <sup>6</sup>	V <sub>+</sub> ≥ 4.5 V, V <sub>-</sub> = 0 V LM111/211 V <sub>IN</sub> ≤ -6 mV; I <sub>SINK</sub> ≤ 8 mA LM311/B V <sub>IN</sub> ≤ -10 mV; I <sub>SINK</sub> ≤ 8 mA		0.23	0.4		0.23	0.4		0.23	0.4	V
I <sub>OH</sub>	Output leakage current	V <sub>IN</sub> ≥ 5 mV; V <sub>OUT</sub> = 35 V		0.1	0.5							μA
I <sub>CC</sub>	Positive supply current	T <sub>amb</sub> = 25 °C		5.1	6.0		5.1	7.5		1.6	3.5	mA
I <sub>EE</sub>	Negative supply voltage	T <sub>amb</sub> = 25 °C		4.1	5.0		4.1	5.0				mA

### NOTES:

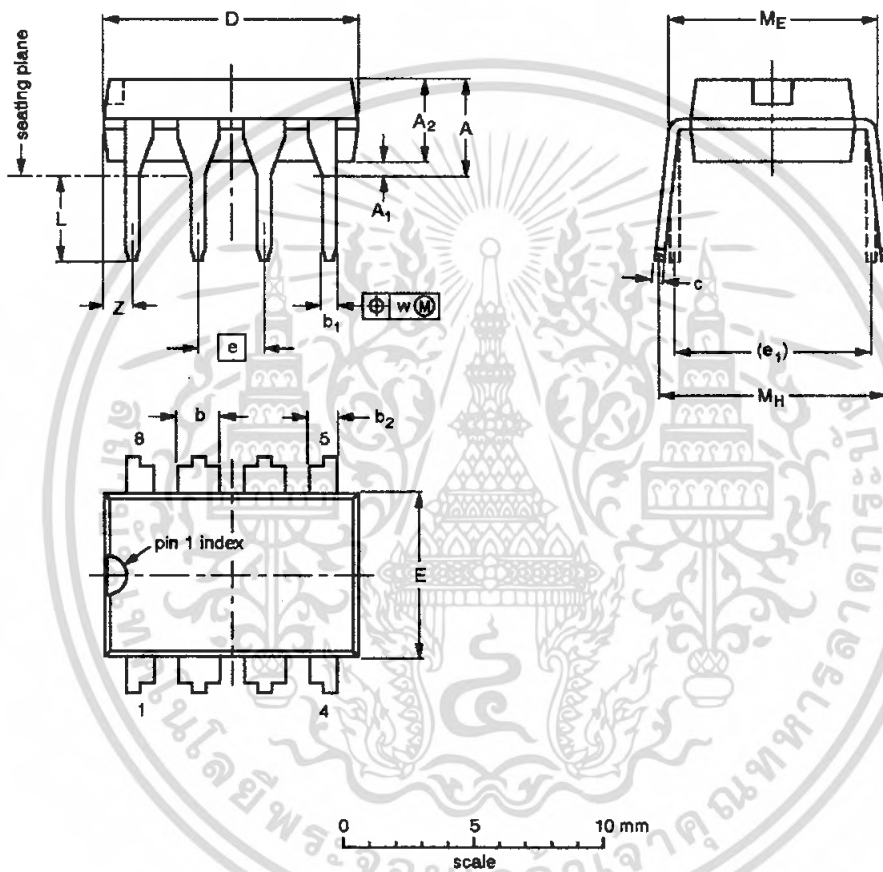
1. This rating applies for ±15 V supplies. The positive input voltage limit is 30 V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30 V below the positive supply, whichever is less.
2. These specifications apply for V<sub>S</sub> = ±15 V and 0 °C < T<sub>amb</sub> < 70 °C unless otherwise specified. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to -25 °C ≤ T<sub>amb</sub> ≤ +85 °C, and for the LM111 is limited to -55 °C < T<sub>amb</sub> < +125 °C. The offset voltage, offset current, and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5 V supply up to ±15 V supplies.
3. The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst case effects of voltage gain and input impedance.
4. The response time specified is for a 100 mV input step with 5 mV over-drive.
5. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 mA to 5 mA.
6. LM311B, all parameters are at V<sub>+</sub> = 3 V ±10%; V<sub>-</sub> = GND = 0 V.

Voltage comparator

LM111/211/311/311B

DIP8: plastic dual in-line package; 8 leads (300 mil)

SOT97-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A <sub>1</sub> min.	A <sub>2</sub> max.	b	b <sub>1</sub>	b <sub>2</sub>	c	D <sup>(1)</sup>	E <sup>(1)</sup>	e	e <sub>1</sub>	L	M <sub>E</sub>	M <sub>H</sub>	w	Z <sup>(1)</sup> max.
mm	4.2	0.51	3.2	1.73 1.14	0.53 0.38	1.07 0.89	0.38 0.23	9.8 9.2	6.48 6.20	2.54	7.62	3.60 3.05	8.25 7.60	10.0 8.3	0.254	1.15
inches	0.17	0.020	0.13	0.068 0.045	0.021 0.015	0.042 0.035	0.014 0.009	0.39 0.36	0.26 0.24	0.10	0.30	0.14 0.12	0.32 0.31	0.39 0.33	0.01	0.045

Note

1. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

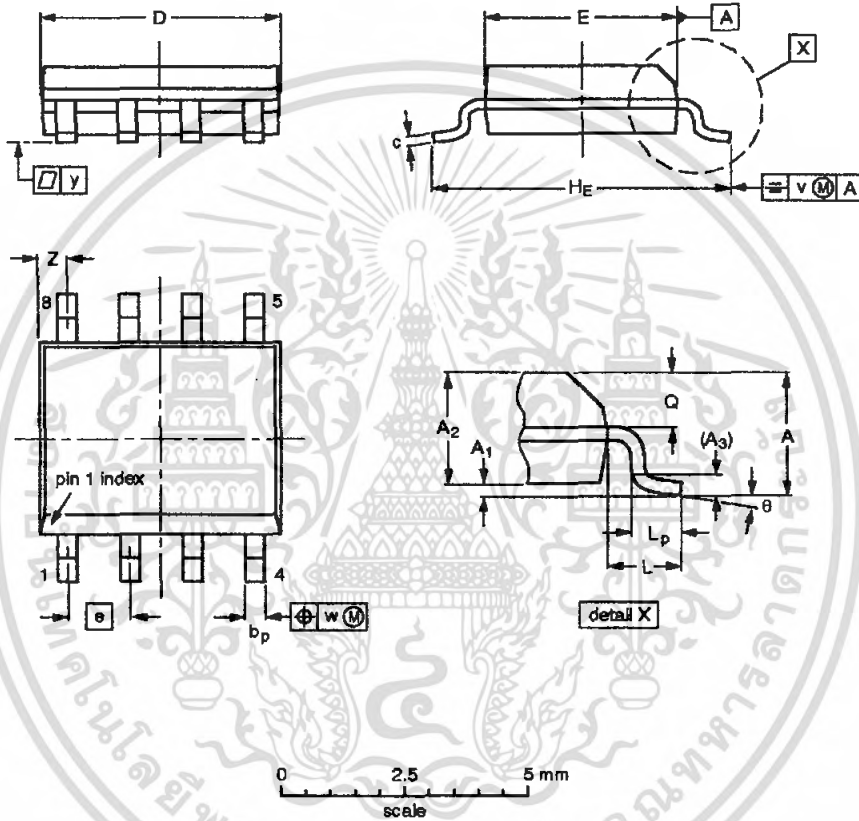
OUTLINE VERSION	REFERENCES			EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EIAJ		
SOT97-1	050G01	MO-001	SC-504-B		95-02-04 99-12-27

Voltage comparator

LM111/211/311/311B

S08: plastic small outline package; 8 leads; body width 3.9 mm

SOT96-1



DIMENSIONS (inch dimensions are derived from the original mm dimensions)

UNIT	A max.	A <sub>1</sub>	A <sub>2</sub>	A <sub>3</sub>	b <sub>p</sub>	c	D <sup>(1)</sup>	E <sup>(2)</sup>	e	H <sub>E</sub>	L	L <sub>p</sub>	Q	v	w	y	Z <sup>(1)</sup>	θ
mm	1.75	0.25 0.10	1.45 1.25	0.25	0.49 0.36	0.25 0.19	5.0 4.8	4.0 3.8	1.27	6.2 5.8	1.05	1.0 0.4	0.7 0.6	0.25	0.25	0.1	0.7 0.3	8° 0°
inches	0.069	0.010 0.004	0.057 0.049	0.01	0.019 0.014	0.0100 0.0075	0.20 0.19	0.16 0.15	0.050	0.244 0.228	0.041	0.039 0.016	0.028 0.024	0.01	0.01	0.004	0.028 0.012	

Notes

1. Plastic or metal protrusions of 0.15 mm maximum per side are not included.
2. Plastic or metal protrusions of 0.25 mm maximum per side are not included.

OUTLINE VERSION	REFERENCES				EUROPEAN PROJECTION	ISSUE DATE
	IEC	JEDEC	EAJ			
SOT96-1	076E03	MS-012				97-05-22 99-12-27

2001 Aug 03 นี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้