

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

เครื่องขยายเสียง คลาส ดี

(CLASS D POWER AMPLIFIER )



โดย  
นางสาวমনชนก จันทร์ฤทธิ 47012203  
นายวรุฒิ วิเชียรชาติ 47012228  
นางสาวอภิญา วัฒนกุล 47012275

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2550

ร.พ.  
ก/29ค  
๒๕๕๐

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 83007  
วันเดือนปี 30 ก.ค. 2551

11๑๕๗๑๕๕  
.b.....  
.i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องขยายเสียง คลาส ดี  
(CLASS D POWER AMPLIFIER )



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงาน ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องขยายเสียง คลาส ดี (CLASS D POWER AMPLIFIER )

ผู้จัดทำ

- |                            |               |
|----------------------------|---------------|
| 1.นางสาวกมลชนก จันทร์ฤทธิ์ | รหัส 47012203 |
| 2.นายวรุฒิ วิเชียรชาติ     | รหัส 47012228 |
| 3.นางสาวอภิญญา วัฒนกุล     | รหัส 47012275 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## I

### เครื่องขยายเสียงคลาสซี

นางสาว กมนชนก จันอุทธิ รหัส 47012203

นายวรวิทย์ วิเชียรชาติ รหัส 47012228

นางสาวอภิญญา วัฒนกุล รหัส 47012275

รศ.จิรวรรณ ปานกลาง (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2550

### บทคัดย่อ

เนื่องมาจากการที่วงจรรขยายกำลังคลาสซี มีค่าประสิทธิภาพมากถึง 90% ซึ่งมากกว่าวงจรรขยายกำลังคลาสซีอื่นมากและยังมีขนาดวงจรที่เล็กกว่าทำให้วงจรรขยายกำลังคลาสซี ถูกนำมาใช้อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ซึ่งวงจรรขยายกำลังคลาสซีนี้จะใช้เทคนิคการนำสัญญาณเสียงมาแปลงเป็นสัญญาณพัลส์ (PWM) ซึ่งทำได้โดยการนำเอาสัญญาณเสียงซึ่งมีค่าความถี่ในย่านออดิโอ (ประมาณ 20 เฮิรซ์ ถึง 25 กิโลเฮิรซ์) มาทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีค่าความถี่มากกว่าความถี่สูงสุดของสัญญาณเสียงในย่านออดิโอประมาณ 7 – 10 เท่าขึ้นไป โดยค่าสัญญาณ PWM ที่ได้จะมีค่าควิตซ์ไชเคลที่แปรเปลี่ยนตามระดับแรงดันของสัญญาณเสียง จากนั้นนำสัญญาณที่ได้ไปขับ MOSFET กำลัง จากนั้นค่าสัญญาณขาออกจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับที่ 2 เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงกลับคืนมา นอกจากนี้แหล่งจ่ายกำลังของวงจรจะเป็นแหล่งจ่ายแบบสวิดซึ่งเนื่องจากมีกำลังงานสูญเสียน้อยกว่าแหล่งจ่ายแบบเชิงเส้น โดยกำหนดให้กำลังงานขาออกที่โหลดภาระของวงจรรขยายมีค่า 100 วัตต์

**CLASS D POWER AMPLIFIER**

Miss Kamonchank Junlit ID 47012203

Mr. Worawoot Wichianchart ID47012228

Miss Apinya Vannakul ID 47012275

Assoc.Prof. Jirawat Panklang

Education Year 2007

**Abstract**

Power amplifier Class D have an efficiency up to 90% and have a small size thus as power Amp Class D is more popular used. The Power Amp Class D use a technique “ Pulse Width Modulation” (PWM) , it's can be make by compared sound signal to have a bandwidth in audio region (about 20Hz – 25KHz) with triangle wave to have highest frequency more than sound signal. So the PWM output signal have a duty cycle change by following with pressure's level of sound signal then the signal result which has shifted the power MOSFET that the output is filled by second order low pass filter will received back the sound signal besides circuit's power supply has designed to switching because it's have power dissipation less than linear power supply and power of output signal has setting as 100 Watts

### กิตติกรรมประกาศ

รายงานเครื่องขยายเสียง คลาส ดี (CLASS D POWER AMPLIFIER) นี้ เกิดขึ้นและสำเร็จได้แม้ว่าจะมีอุปสรรคหลาย ๆ ด้านเข้ามาขัดขวาง ครอบคลุมการทำงานก็ตาม ก็เพราะด้วยความกรุณาและการชี้แนะจากอาจารย์ที่ปรึกษา รศ.จิรวัดน์ ปานกลาง ที่ชี้นำแนวทาง ชี้แนะการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ให้คำแนะนำและให้ คำปรึกษาที่ดีเสมอมา จึงทำให้โครงงานนี้สำเร็จออกมาเป็นที่น่าพอใจอย่างมาก รวมทั้งบรรดาอาจารย์ท่านอื่นที่ได้เคยสอนสั่งวิชาการด้านต่าง ๆ ให้ได้มีความรู้ติดตัวมาจนสามารถนำมาประยุกต์ใช้ในการทศวิเคราะห์ แก้ปัญหาต่าง ๆ ได้ด้วยความกรุณาทีู่กศิษย์จะระลึกพระคุณไว้เสมอ ขอขอบพระคุณอาจารย์อย่างสูง และขอบคุณบรรดาเพื่อน ๆ ทั้งหลายที่คอยช่วยเหลือ ให้ คำปรึกษา เอื้อเฟื้อเผื่อแผ่และให้กำลังใจตลอดมา อันเป็นแรงผลักดันให้สามารถทำงานได้อย่างไม่ ย่อท้อ โดยเฉพาะเพื่อนร่วมอาจารย์โปรเจกต์เดียวกันที่ช่วยเหลือซึ่งกันและกันเสมอมา ให้ความ สนุกสนานและกำลังใจทำให้มีกำลังใจต่อสู้กับปัญหาต่าง ๆ นานาได้อย่างไม่ลดละ ขอบใจมาก เพื่อน อีกทั้งคุณพ่อ คุณแม่และญาติพี่น้องทั้งหลาย ที่คอยเป็นกำลังใจและแรงกดดันให้ พยายาม ตั้งใจศึกษาเล่าเรียน หากเพียรจนสำเร็จได้ในวันนี้ ขอขอบคุณพระคุณพ่อและคุณแม่อย่างสูง ที่ได้อบรมสั่งสอนลูกคนนี้ให้เป็นคนดี คนขยัน มีมานะอดทน และคอยว่ากล่าวตักเตือนเรื่อยมา อันถือ เป็นก้าวแรกของความสำเร็จในวันนี้ ขอขอบพระคุณทุก ๆ ท่านด้วยใจจริง

(นางสาวกมนนิก จันทร์ฤทธิ์)

(นายวรวิทย์ วิเชียรชาติ)

(นางสาวอภิญญา วัฒนกุล)

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**III**  
**สารบัญ**

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	X
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ผลที่ได้รับ	2
1.4 ขั้นตอนในการออกแบบและสร้างเครื่องขยายเสียง คลาส ดี	2
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน	2
2.1 Block Diagram และ การทำงาน โขจรรวมของระบบ	3
2.1.1 หลักการทำงาน โขจรรวมจาก Block Diagram	3
2.2 วงจรย่อยในแต่ละบล็อก	4
2.2.1 วงจร Pluse Width Modulation (PWM)	4
2.2.2 วงจรภาคขยายแบบสวิทซ์ชิ่ง	5
2.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	5
2.2.4 วงจร Power supply	6
2.2.4.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิทซ์ชิ่ง	6
2.2.4.2 คอนเวอร์เตอร์	7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VI  
สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบ	10
3.1 วงจร Pulse Width Modulator (PWM)	10
3.1.1 หลักการทำงานภาคพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ (PWM)	10
3.2 วงจรการทำงานของภาคขยายแบบสวิทซ์ซิ่ง	14
3.2.1 หลักการทำงานของภาคขยายแบบสวิทซ์ซิ่ง (Class D Power Amplifier)	14
3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และการออกแบบ (Low pass filter)	15
3.3.1 หลักการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	17
3.4 วงจร Switching Power supply	18
3.4.1 การออกแบบ	18
3.4.2 หลักการทำงานของวงจร Power supply	23
บทที่ 4 ผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผล	24
4.1 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณ PWM	24
4.2 การทดสอบวงจรขับกำลังงานขาออก	26
4.3 สัญญาณเอาต์พุตขาออกจากหม้อแปลงความถี่สูง	30
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์	31
5.1 สรุปและวิจารณ์	31
5.2 ปัญหาที่พบในการปฏิบัติงานและการแก้ปัญหา	31
กิตติกรรมประกาศ	32
หนังสืออ้างอิง	33
ภาคผนวก	34

## สารบัญรูป

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 2.1.1 แสดงบล็อกโคอะแกรมของระบบที่ทำการออกแบบ	3
รูปที่ 2.2.1 แสดงการเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณ PWM ที่ได้	4
รูปที่ 2.2.4.1 แสดงหลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซิ่ง	6
รูปที่ 2.2.4.2 วงจรพื้นฐานของพืซ-ทูลคอนเวอร์เตอร์	8
รูปที่ 2.2.4.3 เปรียบเทียบสัญญาณ $V_A, V_{A1}, V_{A2}, V_{PI}$ และ $V_B$	9
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณ PWM	10
รูปที่ 3.1.1 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม	11
รูปที่ 3.1.1 (ก) แสดงทิศทางของกระแสและรูปสัญญาณเอาต์พุตขณะ $C_s$ ทำการชาร์จประจุ	12
รูปที่ 3.1.1 (ข) แสดงทิศทางการไหลของกระแสขณะ $C_s$ ทำการคายประจุ	12
รูปที่ 3.2 วงจรภาคขยายกำลัง	14
รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	15
รูปที่ 3.4.1 (ก) วงจร Switching Power supply	18
รูปที่ 3.4.1 (ข) วงจรขับมอเตอร์เฟส	19
รูป 4.1 (ก) แสดงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุตของออปแอมป์	24
รูป 4.1 (ข) แสดงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุตของออปแอมป์อินทิเกรเตอร์	25
รูป 4.1 (ค) แสดงสัญญาณ PWM เปรียบเทียบกับสัญญาณซายน์อินพุต	25
รูปที่ 4.2.1 แสดงสัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรขับกำลัง	25
รูปที่ 4.2.2 แสดงสัญญาณซายน์อินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่าน low pass filter ที่ความถี่ 10KHz โหลด	26
รูปที่ 4.2.3 แสดงสัญญาณซายน์อินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่าน low pass filter ที่ความถี่ 20KHz	26

## VII

### สารบัญรูป

เรื่อง	หน้า
รูปที่ 4.3.1 สัญลักษณ์ที่ชัดเจน primary	27
รูปที่ 4.3.2 สัญลักษณ์ที่ชัดเจน secondary	27



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

เรื่อง	หน้า
ตารางที่ 1 แสดงค่านอร์มอลไลซ์ของค่าอุปกรณ์ ที่ใช้ใน วงจรฟิลเตอร์แบบ Butterworth ตั้งแต่อร์เคอร์ ที่ 2-6	15
ตารางที่ 2 แสดงรายละเอียดของเส้นลวด	21



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 กล่าวนำ

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

ดังนั้นจึงทำให้เกิดแนวคิดที่จะทำการศึกษาเครื่องขยายเสียงคลาสซีขึ้นมา เพราะว่าเครื่องขยายเสียง คลาสซีมีข้อดีหลายอย่างที่เครื่องขยายเสียงคลาสอื่นๆ ไม่สามารถทำได้ เช่น ขนาดของเครื่องขยายเสียงมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ซึ่งสะดวกในการติดตั้งและการใช้งานตามที่ที่มีบริเวณจำกัด ดังนั้นวงจรเครื่องขยายเสียงคลาสซีจึงมีความเหมาะสมกับงานประเภทนี้ และเหมาะสำหรับงานที่ต้องการเอาท์พุทสูงๆ แต่ขนาดของเครื่องมีขนาดเล็ก เนื่องจากว่าวงจรขยายเสียงคลาสซีเป็นวงจรขยายที่มีประสิทธิภาพสูง ประมาณ 90 - 95 เปอร์เซ็นต์

การออกแบบและสร้างวงจรเครื่องขยายเสียงคลาสซี โดยอาศัยสัญญาณพัลส์วิดค์มอดูเลชัน ( PWM ) มาทำการขับทรานซิสเตอร์กำลังแบบ MOSFET เพื่อขยายกำลังไฟฟ้าของสัญญาณ และยังมีแหล่งจ่ายกำลังของวงจร ที่ใช้หลักการสวิทช์โดยค่ากำลังงานที่ส่งไปยังลำโพงมีค่าประมาณ 100 W

ข้อดีของวงจรนี้ คือ จะมีประสิทธิภาพภาคขับต้องการกำลังเพียงเล็กน้อยจากสัญญาณพัลส์วิดค์มอดูเลชันก็จะสามารถขับมอสเฟตในภาคขยายให้ทำงานได้ ซึ่งจะเห็นแนวทางในการพัฒนาวงจรเครื่องขยายเสียงคลาสซี ต่อไป

#### 1.2 วัตถุประสงค์

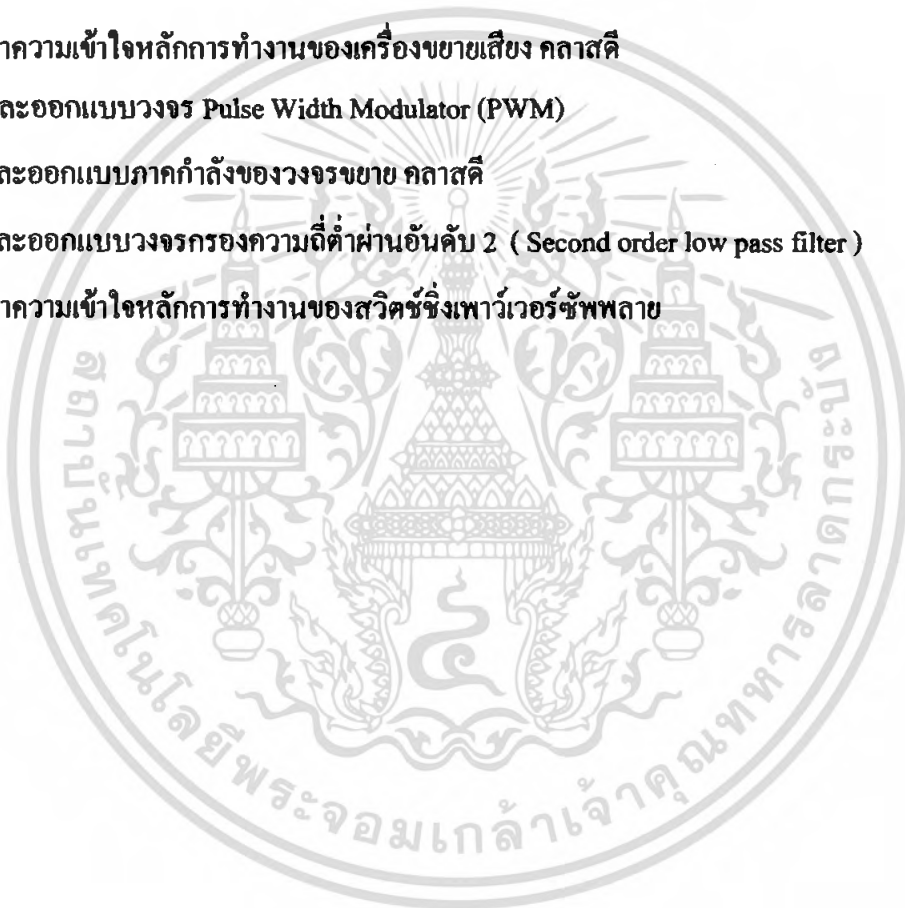
1. เพื่อศึกษาระบบการทำงานของเครื่องขยายเสียงคลาส ซี
2. เพื่อให้ น.ศ สามารถออกแบบวงจร Class D Power Amplifier ในภาคขยายกำลังของวงจรเครื่องขยายเสียงได้
3. เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนา Class D Power Amplifier และสามารถ ปรับปรุงคุณภาพของ กำลังงานสูญเสียให้มีประสิทธิภาพดีขึ้นต่อไป

### 1.3 ผลที่ได้รับ

1. ได้ศึกษาการทำงานของเครื่องขยายเสียงคลาส ดี ที่ต่างจากระบบ เครื่องขยายคลาสอื่นๆ
2. ได้ศึกษาและเข้าใจการทำงานของวงจร Pulse Width Modulator ( PWM )
3. ได้ศึกษาและเข้าใจการทำงานของวงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง ในระบบ Class D Power Amplifier
4. ได้ศึกษาและเข้าใจหลักการการทำงานของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจร
5. สามารถออกแบบ ประกอบวงจร ปรับปรุง ให้เครื่องขยายเสียงมีประสิทธิภาพสูงสุดเท่าที่จะทำได้

### 1.4 ขั้นตอนในการออกแบบและสร้างเครื่องขยายเสียง คลาสดี

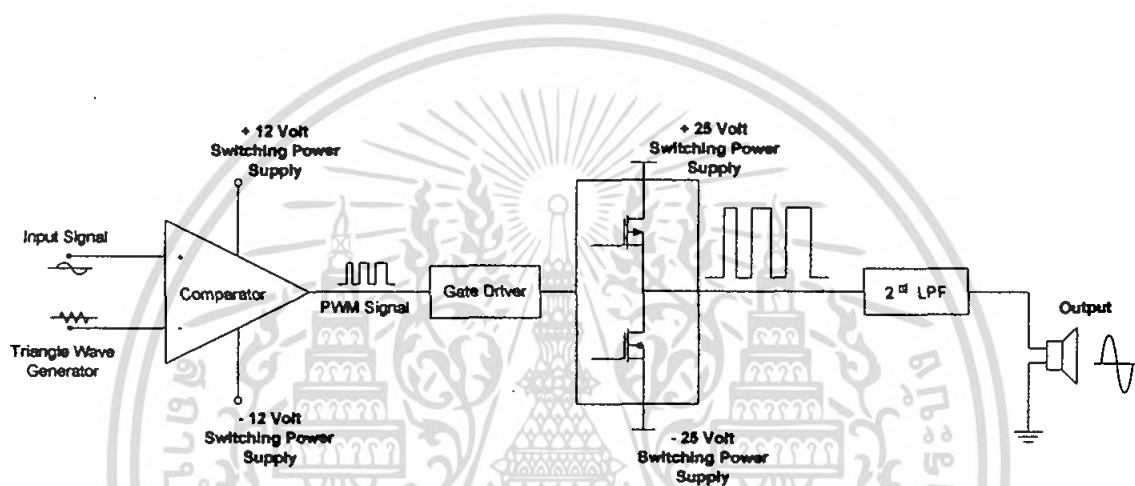
1. ศึกษาทำความเข้าใจหลักการการทำงานของเครื่องขยายเสียง คลาสดี
2. ศึกษาและออกแบบวงจร Pulse Width Modulator (PWM)
3. ศึกษาและออกแบบภาคกำลังของวงจรขยาย คลาสดี
4. ศึกษาและออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ( Second order low pass filter )
5. ศึกษาทำความเข้าใจหลักการการทำงานของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย



## บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน

### 2.1 Block Diagram และ การทำงานโดยรวมของระบบ

วงจรขยายกำลังคลาสซีที่ได้ทำการออกแบบและสร้างในโครงงานนี้ ประกอบด้วยบล็อกโคโอะแกรมดังรูปที่ 2.1.1



รูปที่ 2.1.1 แสดงบล็อกโคโอะแกรมของระบบที่ทำการออกแบบ

#### 2.1.1 หลักการทำงานโดยรวมจาก Block Diagram

จาก Block Diagram จะประกอบไปด้วยวงจรหลักคือ วงจร oscillator ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวกำเนิด สัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณพาหะรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular wave) และ วงจร PWM (Pulse Width Modulation) ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันของสัญญาณอะนาล็อกรูปคลื่นไซน์ (sine wave) เข้ากับสัญญาณอ้างอิง (triangular wave) เพื่อแปลงเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (square wave) ที่มีความกว้างของพัลส์ เปลี่ยนแปลงตามระดับแรงดันของสัญญาณอินพุตในขณะที่คาบเวลาของคลื่นยังคงเท่าเดิม และ จากนั้นจะส่งสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ไปยังชุดของวงจรโคโอะเวอร์ (driver circuit) เพื่อเพิ่มแอมพลิจูดของสัญญาณเพื่อสามารถขับชุดของมอสเฟต (MOSFET) ให้จ่ายกำลังให้สัญญาณมีขนาดเพิ่มขึ้นจากนั้นสัญญาณจะ ผ่านวงจร Second order low pass filter (LPF) เพื่อกรองความถี่สูงทิ้งไปเนื่องจากการทำงานแบบสวิทช์ซิ่ง แล้วเมื่อสัญญาณผ่านจากชุดของ LPF สัญญาณที่ได้จะมีลักษณะ

คล้ายกับสัญญาณของอินพุตที่เข้ามาแต่มีขนาดของ แอมพลิจูดเพิ่มขึ้นแต่ความถี่ยังเท่าเดิม ซึ่งเมื่อนำไปขับลำโพงแล้วจะมีเสียงดังมากขึ้น (ขึ้นอยู่กับขนาดของแอมพลิจูด) ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟให้กับภาคกำเนิดสัญญาณและภาคขยายนั้นเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตซ์ซึ่งจ่ายแรงดันขนาด +12,-12 1ชุด และ+25,-25 อีก 1 ชุด โดยจ่ายกระแสได้สูงสุด 3 A

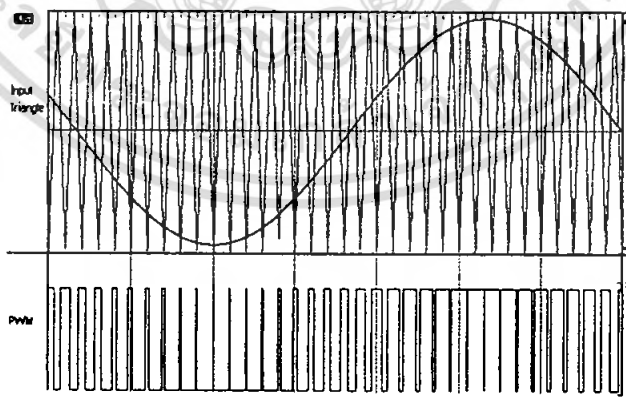
## 2.2 วงจรย่อยในแต่ละบล็อกร

จะประกอบไปด้วยวงจรต่างๆที่ใช้ในการสร้าง Class D power amplifier ซึ่งประกอบด้วย

1. วงจร Pulse Width Modulation (PWM)
2. วงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง
3. ภาคกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับ 2 ( Second order Low Pass Filter )
4. วงจร Switching Power supply

### 2.2.1 วงจร Pluse Width Modulation (PWM)

ในวงจรขยายเสียงคลาสดีจำเป็นต้องมีสัญญาณควบคุมการทำงานของภาคขยายกำลังซึ่งจะต้องเป็นสัญญาณแบบสวิตซ์ซิ่ง (pulse) ซึ่งโดยทั่วไปแล้ววงจรขยายประเภทนี้มักจะใช้สัญญาณควบคุมแบบ Pulse Width Modulation (PWM) ซึ่งหลักการของ PWM คือการแปลงสัญญาณ Analog ให้เป็นสัญญาณ Digital ซึ่งทำได้โดยการนำสัญญาณ Analog หรือสัญญาณเสียงมาทำการเปรียบเทียบ (Compare) กับสัญญาณรูปสามเหลี่ยม (Triangle Wave) ดังรูปที่ 2.2.1



รูปที่ 2.2.1 แสดงการเปรียบเทียบรูปสัญญาณระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณสามเหลี่ยมและสัญญาณ PWM ที่ได้

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

### 2.2.2 วงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง

ภายในวงจรจะประกอบด้วยวงจรสองส่วน คือ วงจรขับมอสเฟต และ วงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง โดยวงจรขับมอสเฟตนั้นจะเป็นส่วนที่ขยายสัญญาณจากวงจร PWM เพื่อให้มีแรงดันไฟสูงพอที่จะนำไปจ่ายวงจรภาคขยายให้ทำงาน ซึ่งภายในจะประกอบไปด้วยทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ต่างชนิดกัน คือ เป็นชนิด NPN และ ชนิด PNP ต่อกันแบบ ไบโพลาร์ทรานสเลชัน ซึ่งจะมีการรับสัญญาณและแบ่งเป็น 2 ส่วน ที่ทำหน้าที่เป็นทรานสเลชัน สัญญาณในค่านที่เป็นบวก ทำหน้าที่เป็นทรานสเลชัน สัญญาณค่านลบเทียบกับกราวด์ สัญญาณจากผลของการทรานสเลชันสัญญาณนี้จะเกิดแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเกตของมอสเฟตเป็นค่าแรงดัน ไบเอดกับเกตของมอสเฟตในระดับแรงดันที่เพียงพอ

วงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่งจะประกอบไปด้วย มอสเฟต 2 ตัว ต่างชนิดกัน คือ เป็นชนิด N-Channel และ ชนิด P-Channel ต่อกันอยู่ในลักษณะ พุช-พูลคอมพลีเมนต์ารี ทำหน้าที่ในลักษณะของการสวิตซ์ ON และ OFF เพื่อทำการขยายสัญญาณทางค่านบวก และ ลบสลับกันโดยสัญญาณเอาต์พุตขาแครนที่เป็นจุดร่วมเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีขนาดของ แอมพลิจูด เท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงของวงจร

### 2.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

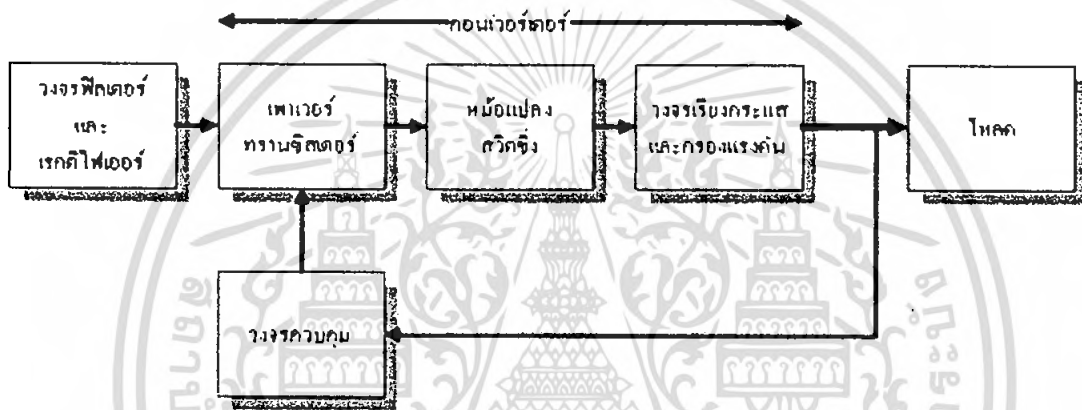
ภาคสุดท้ายของระบบเพาเวอร์แอมป์คลาสสิกก็คือส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) โดยทำหน้าที่ ดัดองค์ประกอบของสัญญาณความถี่สูงให้หมดไปจากเอาต์พุต ถ้าหากสัญญาณเอาต์พุตไม่ถูกกรองความถี่สูง ออกไปให้หมดก็จะทำให้เกิดการแพร่กระจายออกไป ในการเลือกความถี่คัทออฟ

ควรเลือกความถี่ให้สูงกว่า ความถี่อดิโเล็กน้อยในที่นี้เลือกที่ 200 KHz สำหรับใช้ในการสร้างใช้ วงจรฟิลเตอร์แบบ Butterworth ออร์เดอร์ ที่ 2 นอกจากนั้นสัญญาณความถี่สูงนี้ยังมีการแพร่กระจายในรูปของสนามแม่เหล็กไฟฟ้าตามสายเคเบิลของ ลำโพงอีกด้วย

2.2.4 Switching Power supply

2.2.4.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซิ่ง

สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไปมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกัน และไม่ซับซ้อนมากนักดังแสดงในรูปที่ 1 หัวใจสำคัญของสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากทำหน้าที่ทั้งลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันเอาต์พุตด้วย องค์ประกอบต่างๆ ทำงานตามลำดับดังนี้



รูปที่ 2.2.4.1 แสดงหลักการทำงานเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ซิ่ง

แรงดันไฟสลับค่าสูงจะผ่านเข้ามาทำการกรองสัญญาณรบกวนและแปลงเป็นไฟตรงค่าสูงด้วย วงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตกำลังจะทำงานเป็นเพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยการตัดต่อแรงดันเป็นช่วงๆ ที่ความถี่ประมาณ 20-200 KHz จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่งเพื่อลดแรงดันลง เอาต์พุตของหม้อแปลงจะต่อกับวงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันให้เรียบ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตกลับมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือมอสเฟตกำลังนำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้

#### 2.2.4.2 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

- ลักษณะการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
- ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
- ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
- การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของคอนเวอร์เตอร์

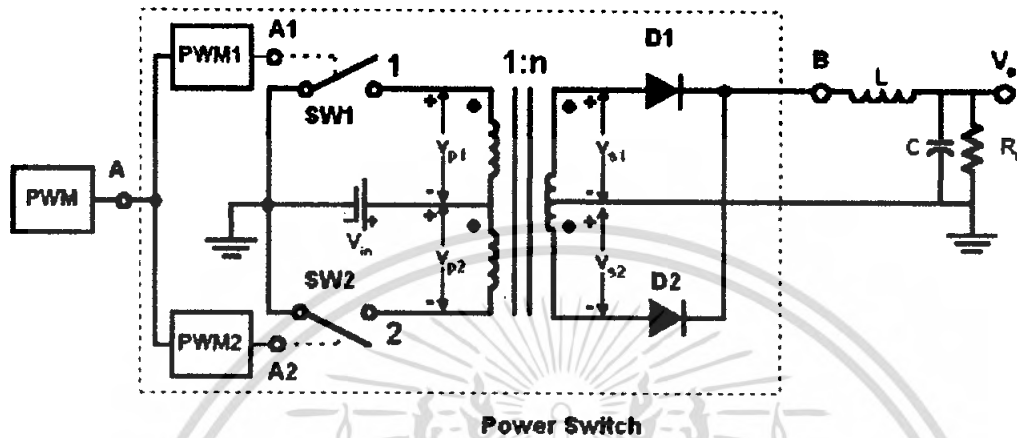
จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ในโครงงานนี้เท่านั้น

#### ฟูซ-พูตคอนเวอร์เตอร์

ฟูซ-พูตคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังได้สูง ในช่วง 200 - 1000 วัตต์ แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสช่วยลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นฟูซ-พูตคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังสูง

การทำงานของฟูซ-พูตคอนเวอร์เตอร์ เปรียบเสมือนการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาทำงานร่วมกัน โดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส ทำให้จ่ายกำลังได้สูง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมในขณะที่หยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาการเกิดฟลักซ์แม่เหล็กไม่สมมาตร ในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสี่หาได้ง่าย พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีการทำงานคล้ายกัน แต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่า



รูปที่ 2.2.4.2 วงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

ในวงจรที่เป็นส่วนของพาวเวอร์สวิตช์ มีการใช้หม้อแปลงที่มีแท่งกลางทั้งทางด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิคือแบบพุชพูล โดยมี  $V_{in}$  เป็นแหล่งกำเนิดกระแสตรงต่อไว้ที่แท่งกลาง มี SW1 และ SW2 ควบคุมแรงดันปฐมภูมิ จำนวนรอบของขดลวดในด้านทุติยภูมิมีค่าเป็น  $n$  เท่าของจำนวนรอบของขดลวดในด้านปฐมภูมิซึ่งจะทำให้  $V_{p1} = V_{p2}$ ,  $V_{s1} = V_{s2}$  และ  $V_{s1} = n * V_{p1}$ ,  $V_{s2} = n * V_{p2}$  ถ้า  $n > 1$  จะได้  $V_o > V_{in}$  แต่ถ้า  $n \leq 1$  จะได้  $V_o \leq V_{in}$

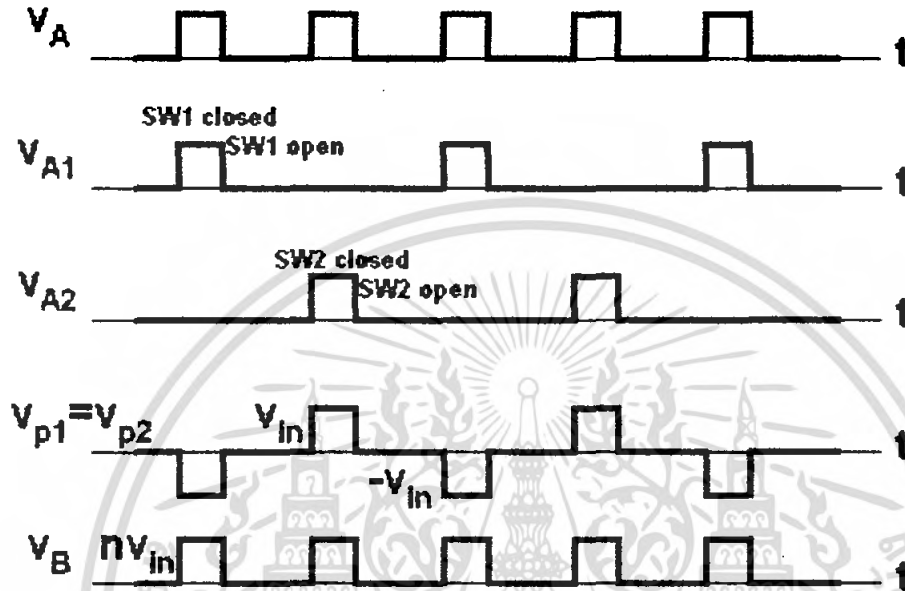
ไดโอด D1 และ D2 ทำหน้าที่เป็น Full wave rectifier เพื่อส่งไปให้ L และ C ซึ่งต่อกันเป็น Low-pass filter ทำหน้าที่กรองให้กระแสตรงเท่านั้นผ่านไปได้ทำให้  $V_o$  มีค่าคงที่และเท่ากับค่าเฉลี่ยของ  $V_B$

สวิตช์ SW1 และ SW2 ควบคุมโดยสัญญาณ  $V_{A1}$  และ  $V_{A2}$  ซึ่งได้จากการมอดูเลต  $V_A$  กับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่คาบเท่ากันแต่เฟสต่างกัน 180 องศา  $V_{A1}$  และ  $V_{A2}$  มีคาบเท่ากับสองเท่าของ  $V_A$  ดังนั้นสวิตช์ SW1 และ SW2 จะปิดเปิดเป็นระยะเวลาที่เท่ากัน แต่สลับกันคนละรอบของ  $V_A$  ดังในรูปที่ 10 โดย SW1 และ SW2 จะไม่ปิดพร้อมกัน

จากวงจรในรูปที่ 9 จะได้ค่าของ  $V_{p1}$  และ  $V_{p2}$  (แสดงรูปของสัญญาณไว้ในรูปที่ 10) ดังนี้

$V_{p1} = V_{p2} = -V_{in}$  ถ้า SW1 ปิด และ SW2 เปิด,  $+V_{in}$  ถ้า SW1 เปิด และ SW2 ปิด

, 0 ถ้า SW1 เปิด และ SW2 เปิด



รูปที่ 2.2:4.3 เปรียบเทียบสัญญาณ  $V_A, V_{A1}, V_{A2}, V_{p1}$  และ  $V_B$

$V_{s1}$  และ  $V_{s2}$  จะมีรูปร่างของสัญญาณเหมือนกับ  $V_{p1}$  และ  $V_{p2}$  แต่มีแอมพลิจูดเป็น  $n$  เท่า และมีค่าเท่ากัน ในช่วงที่  $V_{s1}$  มีค่าเป็นบวก ไลโอด D1 จะนำกระแส แต่ไลโอด D2 จะไม่นำกระแส และได้  $V_B = n * V_{in}$  สำหรับในช่วงที่  $V_{s1}$  มีค่าเป็นลบ ไลโอด D1 จะไม่นำกระแส แต่ไลโอด D2 จะนำกระแส และได้  $V_B = n * V_{in}$  เหมือนช่วงที่  $V_{s1}$  เป็นบวก ในช่วงที่  $V_{s1}=0$  และ  $V_{s2}=0$  ไลโอดทั้งสองตัวจะเสมือนว่าขั้วอานาคต่อกับกราวด์ ไลโอดทั้งสองตัวจึงทำหน้าที่เป็น Flyback diode ในช่วงนี้  $V_B=0$

จากการที่ L และ C ทำหน้าที่เป็น Low-pass filter เราจึงได้ว่า

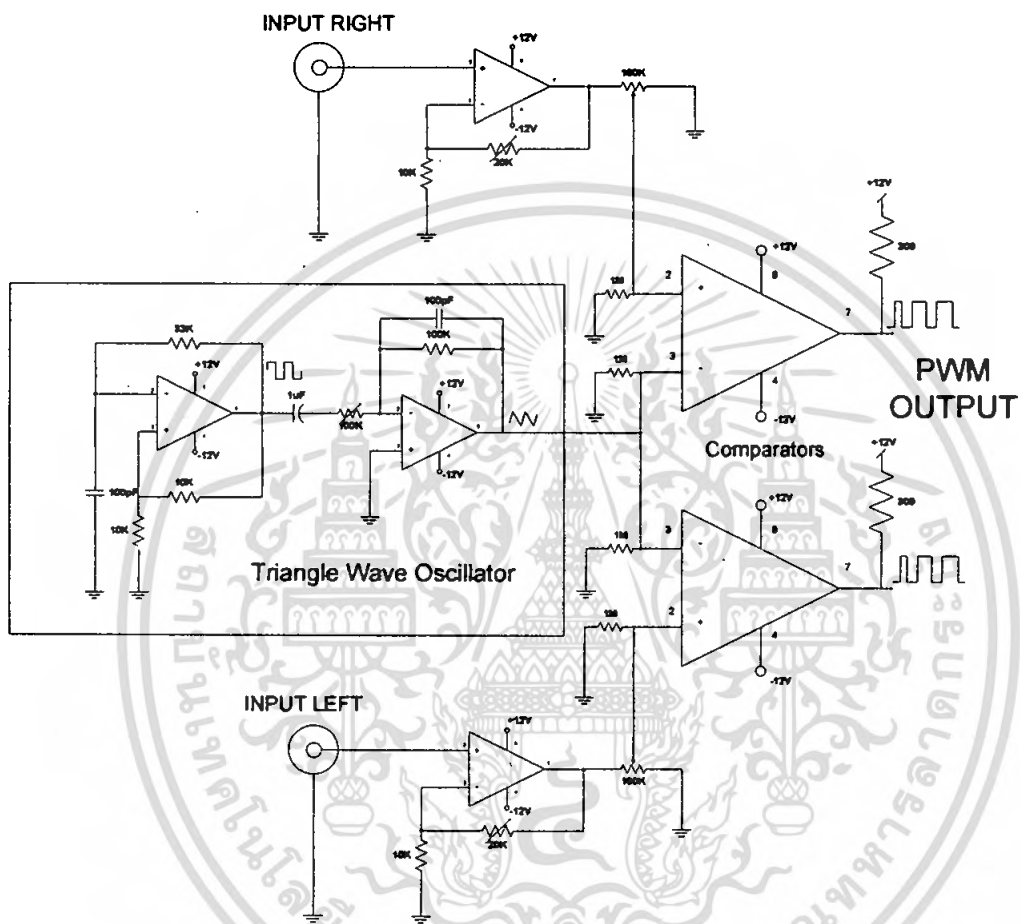
$$V_o = \text{ค่าเฉลี่ยของ } V_B \\ = n * V_{in} * \text{Duty cycle ของ } V_A$$

จะสังเกตว่า ค่าของ  $V_o$  อาจจะมีขนาดมากกว่าหรือน้อยกว่า  $V_{in}$  ก็ได้ขึ้นอยู่กับค่าของ  $n$  และ Duty cycle ของ  $V_A$  และถ้าเรากลับขั้วของไลโอดทั้งสองตัวเราก็จะได้  $V_o$  ที่เป็นลบ

บทที่ 3

การออกแบบ

3.1 วงจร Pulse Width Modulator (PWM)



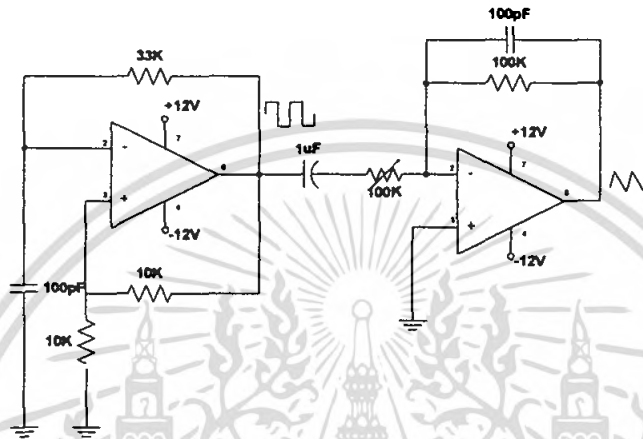
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรสร้างสัญญาณ PWM

3.1.1 หลักการทำงานภาคพัลส์วีดท์มอดูเลเตอร์ (PWM)

จากที่ได้กล่าวในบทที่แล้วว่าการที่จะได้สัญญาณ PWM ที่มีความละเอียดและใกล้เคียงกับสัญญาณอินพุตเดิมเมื่อนำมาผ่านการฟิลเตอร์แล้ว จำเป็นจะต้องมีสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีค่าความถี่ที่เหมาะสมซึ่งในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการสร้าง วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

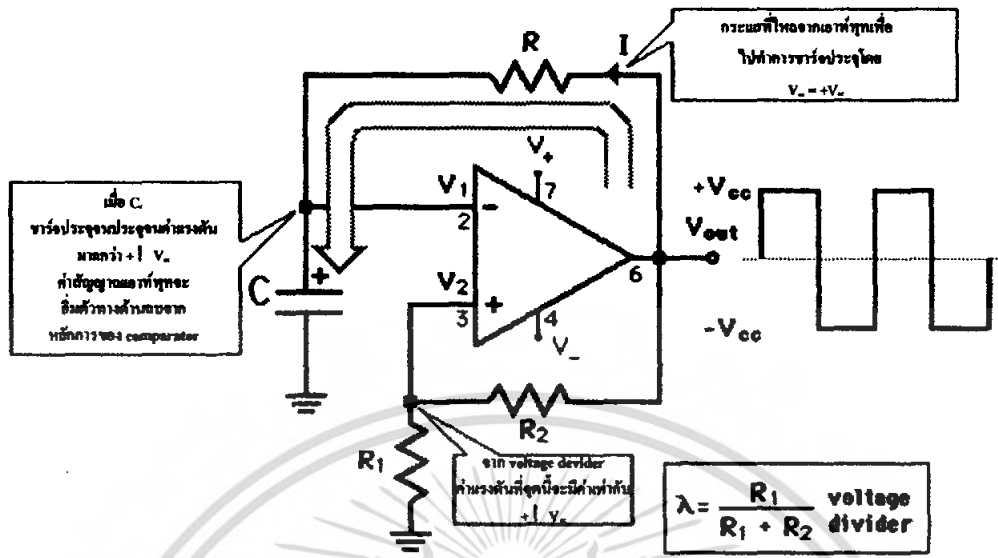
### Triangle Wave Oscillator

การสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมนั้นสามารถทำได้โดยวิธีการนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม (Square Wave) มาผ่านวงจรมินทิเกรเตอร์ (Integrator) ก็จะได้สัญญาณรูสามเหลี่ยมที่มีค่าความถี่เท่ากับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่นำมาอินทิเกรต



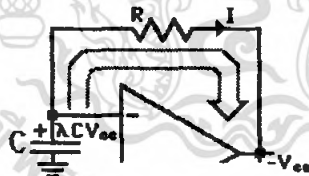
รูปที่ 3.1.1 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

จากรูปจะเห็นว่าสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่จะนำไปอินทิเกรตนั้นสามารถสร้างได้จากออป-แอมป์ (Op - Amp) ตัวแรกซึ่งใช้หลักการของคอมพาราเตอร์ คือเมื่อวงจรเริ่มทำงานตัวเก็บประจุ  $C_s$  จะทำการชาร์จ (Charging) ประจุจนถึงระดับแรงดันที่มากกว่าขาอินพุตบวกของ Op - Amp ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $V_{cc} \times R_1 / R_1 + R_2$  (หลักการของ Voltage Divider) ระดับแรงดันเอาต์พุตจะอิ่มตัว (Saturation) ทางด้านลบทำให้เอาต์พุตมีสถานะเปลี่ยนจาก  $+V_{cc}$  ไปเป็น  $-V_{cc}$  ซึ่งสามารถแสดงให้เห็นได้ดังรูป



รูปที่ 3.1.1 (ก) แสดงทิศทางการไหลของกระแสและรูปสัญญาณเอาต์พุตขณะที่  $C_s$  ทำการชาร์จประจุ

จากนั้น  $C_s$  จะทำการคายประจุ (Discharge) ประจุออกเพื่อรักษาระดับแรงดันขาอินพุตลบให้เท่ากับแรงดันขาบวกจนเมื่อระดับแรงดันที่ขาอินพุตลบของออป-แอมป์มีค่าน้อยกว่าระดับแรงดันขาอินพุตบวกของออป-แอมป์ระดับแรงดันเอาต์พุตจะอิมิต์ทางด้านบวกจากนั้น  $C_s$  จะชาร์จประจุเข้าไปและคายประจุออกสลับไปมาเช่นนี้



รูปที่ 3.1.1 (ข) แสดงทิศทางการไหลของกระแสขณะที่  $C_s$  ทำการคายประจุ

จากรูปพิจารณาเมื่อ  $C_s$  ทำการคายประจุจะได้ค่าประจุเป็นไปดังสมการ

$$q = CV [1 - e^{-t/RC}] + q_0 e^{-t/RC}$$

โดย  $V = -V_{CC}$

$$q_0 = ICV_{CC}$$

เมื่อแทนค่าลงในสมการจะได้สมการการคายประจุเป็น

$$q = -CV_{CC} [1 - e^{-t/RC}] + \lambda CV_{CC} e^{-t/RC}$$

และเมื่อ  $C_S$  ชาร์จประจุจนประจุ  $q$  มีค่าเท่ากับ  $-ICV_{CC}$  (ค่าแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจากบวกเป็นลบ)

เนื่องจากการที่คาบเวลาในการชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากันซึ่งจะมีค่าเท่ากับ  $T/2$  เมื่อแทนค่าลงในสมการจะได้สมการการชาร์จประจุเป็น

$$-\lambda CV_{CC} = -CV_{CC} [1 - e^{-T/2RC}] + \lambda CV_{CC} e^{-T/2RC}$$

จากนั้นทำการแก้สมการหาค่าคาบเวลา ( $T$ ) ของสัญญาณเอาต์พุตจะได้

$$\tau = 2RC \ln \left[ \frac{1 + \lambda}{1 - \lambda} \right]$$

โดย  $\lambda = R_1/R_2$

เมื่อได้สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมมีค่าความถี่ตามต้องการแล้วจากนั้นนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่ได้มาผ่านวงจรอินทิเกรตโดยจะมี  $R_T$  และ  $C_T$  เป็นตัวกำหนดค่าความถี่โดยจะเลือกค่าที่เหมาะสมกับสัญญาณสี่เหลี่ยมที่เข้ามาโดยคาบเวลาของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ออกมาทางขาเอาต์พุตจะเป็นไปตามสมการ

$$\tau = R_T \times C_T$$

เมื่อได้สัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่มีค่าความถี่ตามต้องการแล้วจากนั้นการที่จะนำสัญญาณเสียงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมนั้นเราจำเป็นต้องนำสัญญาณเสียงอินพุตมาทำการขยายสัญญาณก่อน

เนื่องจากค่าแอมพลิจูด (Amplitude) สูงสุดของสัญญาณเสียงอินพุตจะมีค่ามาก (ประมาณ  $1 V_{p-p}$ ) เพื่อให้ได้สัญญาณเสียงอินพุตที่เหมาะสมในการนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปสามเหลี่ยมโดยขนาดของสัญญาณอินพุตที่เหมาะสมสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_{in} = V_{High} \times D + V_{Low} \times (D - 1)$$

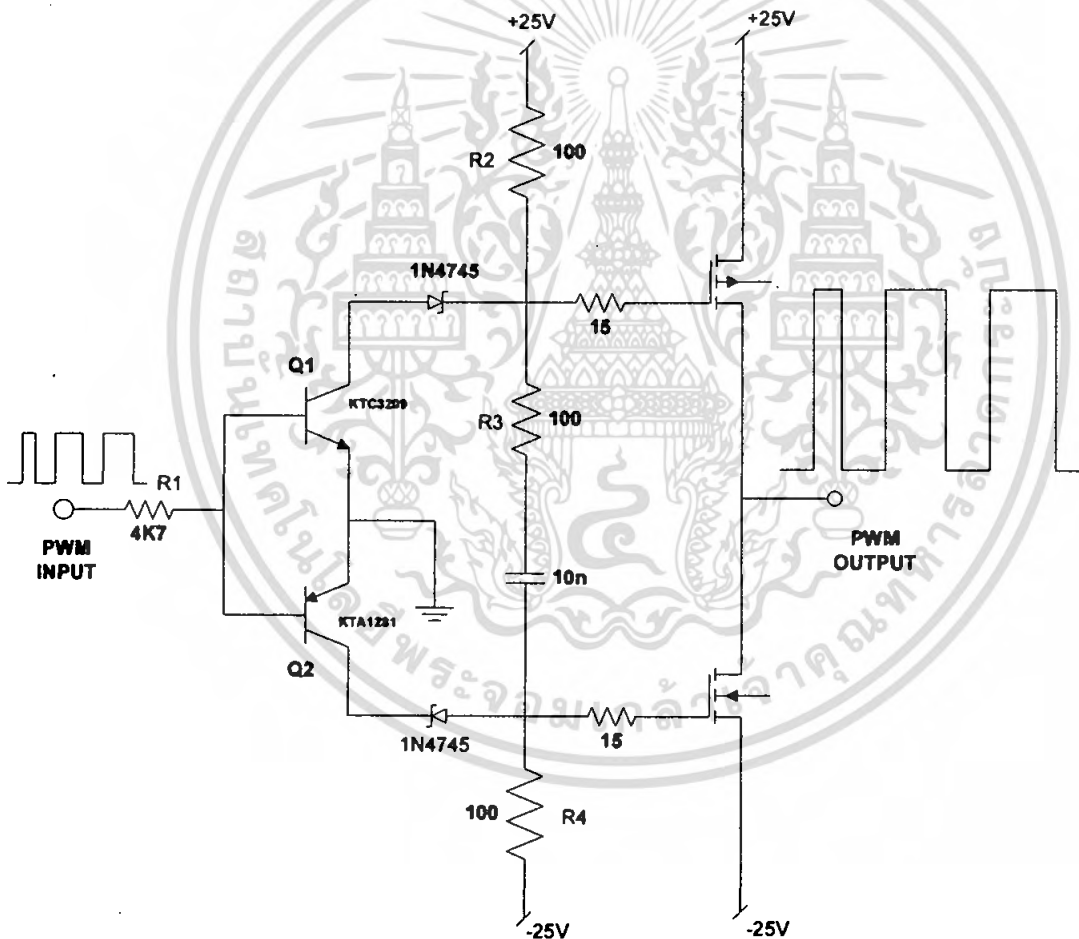
โดย  $V_{High}$  คือค่าแรงดันสูงสุดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

$V_{Low}$  คือค่าแรงดันต่ำสุดของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

D คือค่าควัตีไซเคิล (Duty Circle) ของสัญญาณ PWM ที่ต้องการ โดย  $D = T_{ON} / T$  ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะใช้ค่าควัตีไซเคิล 90% ในการคำนวณเพื่อให้ช่วงเวลา ON ขณะที่แอมพลิจูดของสัญญาณอินพุตมีค่าสูงสุดและต่ำสุด (ซึ่งจะกลับกันเป็นทางด้านบวกและลบตามลำดับ) มีค่าเวลานานพอสมควรและลดหลั่นกันไปตามระดับแรงดันของสัญญาณอินพุต

### 3.2 วงจรการทำงานของภาคขยายแบบสวิทช์ซิ่ง

วงจรภาคขยายกำลัง ซึ่งรับสัญญาณขาเข้าจากภาคผสมสัญญาณ PWM แสดงได้ดังรูปที่ 3.2



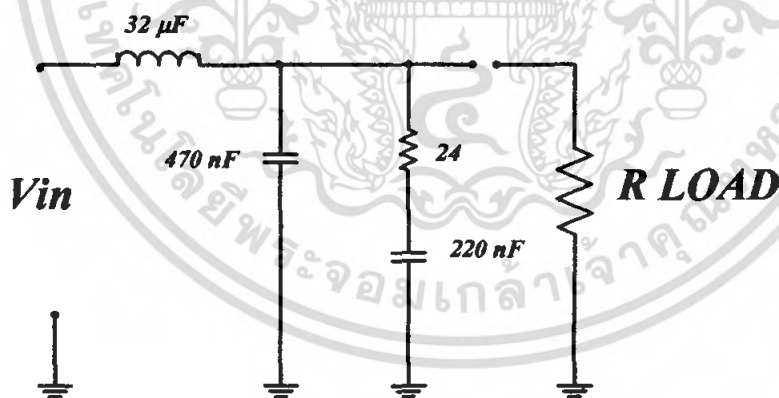
รูปที่ 3.2 วงจรภาคขยายกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1 หลักการทำงานของภาคขยายแบบสวิทช์ซิ่ง (Class D Power Amplifier)

การทำงานของภาคขยายจะเริ่มจากเมื่อมีสัญญาณอินพุตเข้ามาเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ 200 กิโลเฮิรตซ์ เข้ามาในระบบ สัญญาณที่เข้ามานั้นจะถูกคัปปลิ่งมีการรับสัญญาณแบ่งเป็น 2 ส่วน คือส่วนที่เป็นบวก และอีกส่วนคือส่วนที่เป็นลบ โดย  $Q_1$ ,  $ZD_1$ ,  $R_1$  ทำหน้าที่เป็นสัญญาณในด้านที่เป็นบวก และ  $Q_2$ ,  $ZD_2$ ,  $R_2$  ทำหน้าที่เป็นสัญญาณ ในด้านลบเทียบกับกราวด์สำหรับอ้างอิง สัญญาณนี้จะเกิดการแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเกตของมอส เฟต  $M_1$  และ  $M_2$  ประมาณ 16 โวลต์ และเป็นค่าแรงดันไบแอสกับขาเกตของมอสเฟตในระดับกระแสที่ เพียงพอ โดยได้มีการชดเชยต่อผลจากค่าความจุภายในขาเกตของมอสเฟตทั้งสองด้วยเพาเวอร์มอสเฟต  $M_1$  และ  $M_2$  ทำหน้าที่ในลักษณะของการสวิทช์ ON – OFF สัญญาณ RC คือ  $R_3$  และ  $C_1$  นั้นจะต่ออยู่ในระหว่างขาเกตของมอสเฟต N-แชนแนล และ P- แชนแนล ทั้งนี้เพื่อประโยชน์ในการลดทอนสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจากการสวิทช์ซิ่ง (Distortion) ที่จะมีผลต่อ สัญญาณเอาต์พุตของแชนแนลซ้ายและขวา หลังจากที่ผ่านมาวงจร Low Pass Filter ออกมาเป็นสัญญาณ ออดีโออะนาล็อกแล้วสามารถจับไดนามิกโวลต์ที่มาเป็นลำโพงขนาด 8 โอห์มได้สูงสุด 100 วัตต์ ตลอด ย่านความถี่เสียง ที่แรงดันไฟเลี้ยง 50 โวลต์ โดยแบ่งเป็นแรงดันไฟเลี้ยงขนาด 25 โวลต์ เพื่อให้เลี้ยงวงจรในส่วนของเพาเวอร์เอาต์พุตของวงจรทั้งสองด้าน

### 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และการออกแบบ (Low pass filter)



รูปที่ 3.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

### การออกแบบ

วิธีการกำหนดค่าของอุปกรณ์ในแต่ละตัว คือ การใช้ตารางกำหนดค่าอุปกรณ์จากตารางนอร์มอลไลซ์ (Normalized element value table) ซึ่งในตารางที่ 1 แสดงค่านอร์มอลไลซ์ของค่าอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจร ฟิลเตอร์แบบ Butterworth ตั้งแต่ออร์เดอร์ที่ 2 ถึง ออร์เดอร์ที่ 6 ค่าต่างๆ ที่แสดงในตารางเป็นค่าอ้างอิงจากวงจรถิฟเตอร์ที่มีค่าความถี่คัทออฟ  $\omega_0 = 1 \text{ rad/s}$  และที่โหลดอิมพีแดนซ์

$R_L = 1$  โอห์ม ดังนั้นผู้ออกแบบจึงต้องทำการคืนนอร์มอลไลซ์เซชัน (Denormalization) ก่อน โดยการคำนวณค่าตารางใหม่ด้วยสเกลลิ่ง (scaling factor) ดังนี้

$$L_n = I_n \times (R_L / \omega_0)$$

$$C_n = C_n \times (1 / (R_L \times \omega_0))$$

ตารางที่ 1 แสดงค่านอร์มอลไลซ์ของค่าอุปกรณ์ ที่ใช้ในวงจรถิฟเตอร์แบบ Butterworth ตั้งแต่ออร์เดอร์ที่ 2-6

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

เมื่อเราพิจารณาจากความต้องการของระบบเพาเวอร์แอมป์คลาสซีทีที่เราจะนำวงจรถิฟเตอร์ไปใช้จะพบว่าวงจรถิฟเตอร์จะต้องสามารถขับโหลดที่มีค่า 4 โอห์ม หรือ 8 โอห์มได้ (เพราะลำโพงเป็นแบบ 4 โอห์มหรือ 8 โอห์มเป็นส่วนใหญ่) การออกแบบฟิลเตอร์ให้รองรับโหลดอิมพีแดนซ์ที่น่าจะเหมาะสมที่สุดในกรณีนี้ คือ การนำค่าเฉลี่ยของค่าสูงสุดและต่ำสุดของ โหลด

อิมพีแดนซ์มาคำนวณซึ่งในกรณีนี้ก็คือ ได้ผลลัพธ์ที่เหมาะสมที่สุดคือ 6 โอห์ม

การคำนวณเพื่อออกแบบวงจรฟิลเตอร์คือ กำหนดที่ค่าโหลด 6 โอห์มและมีค่าความถี่คัตออฟที่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ ผลที่ได้จากการคำนวณหาค่า LC ในวงจรฟิลเตอร์ในออร์เดอร์ที่ 2 จะได้ผลดังนี้จากตารางนอร์มอล โลจฟิลเตอร์ชนิด Butterworth ตั้งแต่ ออร์เดอร์ที่ 2 ถึง 6 จะได้

$$L = 1.4142 \times (6 / (40000 \times 2 \times \pi)) = 33.76 \mu\text{H}$$

$$C = 0.7072 \times (1 / (6 \times 40000 \times 2 \times \pi)) = 468 \text{ nF}$$

คำนวณได้จากค่า L และ C ที่คำนวณได้จากการหาค่าที่ผ่านมาในวงจรฟิลเตอร์ที่เชื่อมต่อบนจริงเกิลอนด์แทนด้วย  $L_{SE}$  และ  $C_{SE}$  ด้วยค่าโหลดเดียวกันซึ่งจะคำนวณได้ใหม่เป็นค่า L และ  $C_1$  ในวงจรฟิลเตอร์ได้ดังนี้

$$L = L_{SE} / 2$$

$$C_1 = C_{SE} \times 2$$

สำหรับค่า  $C_2$  และ R สามารถคำนวณได้จากสูตรดังนี้

$$C_2 = 2 / L\omega_p^2 - 2C_1$$

โดยที่  $\omega_p$  ควรมีค่าเป็น 90 เปอร์เซ็นต์ของความถี่คัตออฟ ดังนั้นสำหรับวงจรฟิลเตอร์ที่มีความถี่คัตออฟเท่ากับ 40000 เฮิร์ตซ์ ค่า

$$\omega_p = 0.9 \times 40000 \times 2 \times \pi = 226,195 \text{ rad/s}$$

ดังนั้นสำหรับวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้ค่า  $L = 33 \mu\text{H}$  และ  $C_1 = 470 \text{ nF}$  และ 24 ohm ตามลำดับ

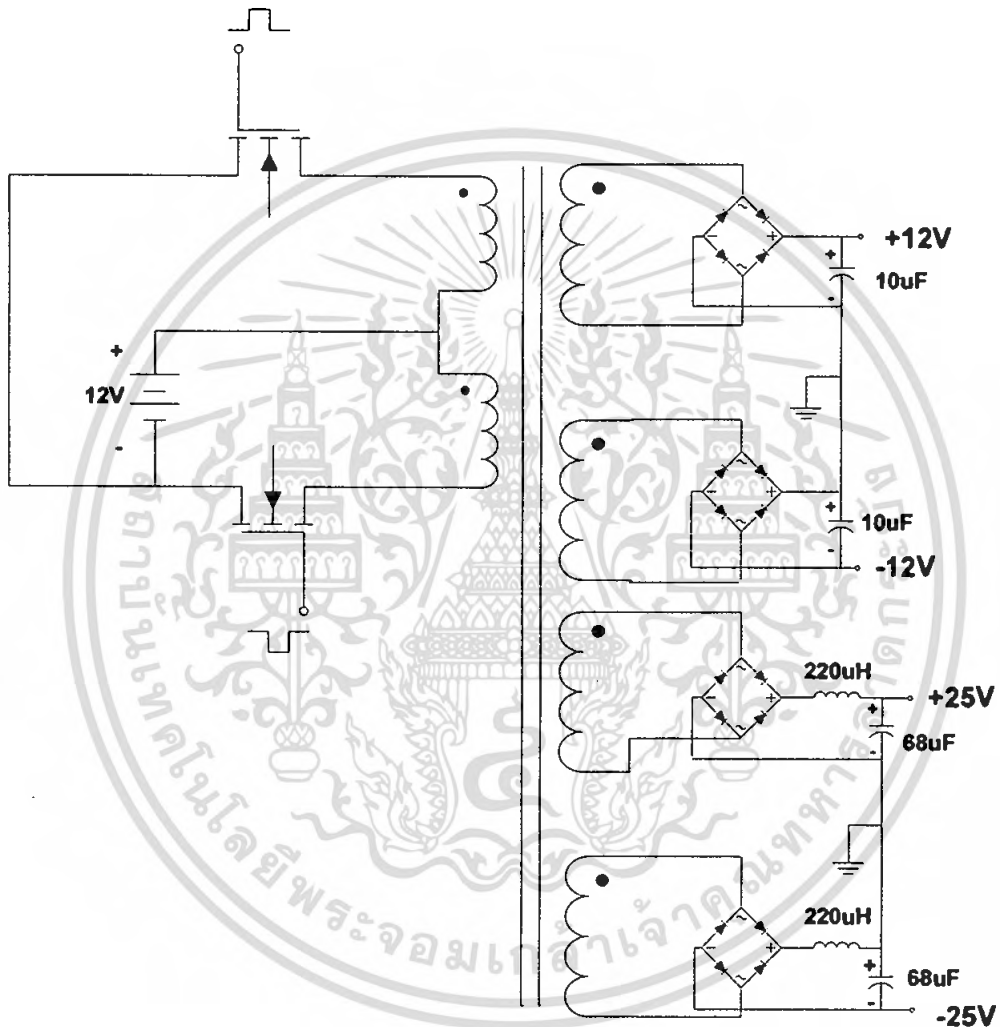
### 3.3.1 หลักการทำงานของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

การทำงานของระบบจะเริ่มจากเมื่อมีสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่ออกมาจากเอาต์พุตของภาคขยายคลาสิค เมื่อเข้าสู่ภาครองความถี่ต่ำผ่าน โดยจะมีการค้อมตามรูปแบบของ LC แบบ Butter Worth โดยจากการออกแบบเรากำหนดให้จุด cut off ของความถี่อยู่ที่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ ถ้ามีความถี่ที่สูงกว่านี้ก็จะความถี่ที่สูงกว่านี้ก็จะถูกตัดออก โดยเราสามารถเลือกความถี่ cut off ได้จากย่านความถี่

Audio นั้นประมาณ 20Hz - 20 kHz โดยเรา จะเลือกจุด cut off ให้สูงกว่าย่านความถี่ Audio ขึ้นมาอีก  
คือประมาณ 30 kHz หรือ 40 kHz

### 3.4 วงจร Switching Power supply

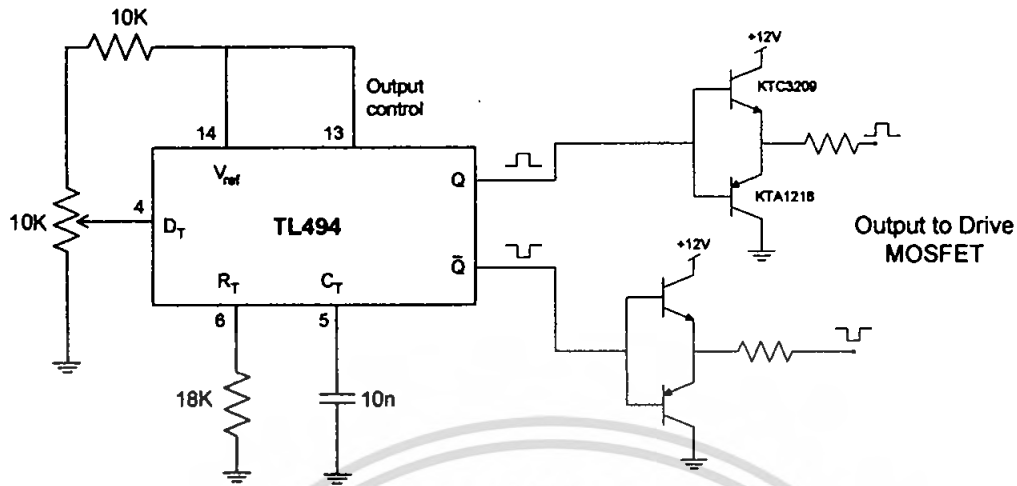
#### 3.4.1 การออกแบบ



รูปที่ 3.4.1 (ก) วงจร switching power supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**การออกแบบวงจรขับมอสเฟส**



รูปที่ 3.4.1 (ข) วงจรขับมอสเฟส

ออกแบบโดยใช้ไอซี TL494 ที่สามารถสร้างสัญญาณเอาต์พุตทั้ง inv และ non inv เพื่อไปใช้ในการควบคุม MOSFET โดยในการนำสัญญาณจาก IC ไปขับ MOSFET นั้นจะใช้วงจรขับแบบ totem pole ซึ่งสามารถขับกระแสสูงสุดได้ถึง 4A และ TL494ยังสามารถนำมาใช้ในการควบคุมระดับแรงดัน โดยทำการ Feedback ระดับแรงดันของสัญญาณเอาต์พุตที่ได้เข้าที่ ErrorAmp ที่มีภายในตัวของไอซี TL494

**การออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์**

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์และบอบบิ้นที่เหมาะสมกับกำลังงานขนาดต่างๆ ที่พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (Ae) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (Aw) โดยอาจคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned}
 Ae Aw &= (0.68 P_{out} D) 10^3 / f \Delta B(\max) \\
 &= (0.68 \times 150 \times 200 \times 10^3) / (35 \times 10^3 \times 1000) \\
 &= 0.527 \text{ cm}^4
 \end{aligned}$$

- โดยที่  $\Delta B(\max)$  = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเกาส์
- F = ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเฮิรตซ์
- Ae = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
- Aw = พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร
- D = ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไฟโรมารี เป็นเซอร์กูลาร์มิลต่อแอมป์
- P = กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

เมื่อเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ได้แล้วสามารถคำนวณหาจำนวนรอบที่ต้องพันในขดไพรมารีได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{จาก } \Delta B &= [V \cdot t / N_p \cdot A_e] \times 10^8 \\ \text{ดังนั้น } N_p &= [V \cdot t / \Delta B \cdot A_e] \times 10^8 \\ &= 12 \times 10^3 / 4 \times 35 \times 10^3 \times 1000 \times 1.73 \\ &= 5 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

โดยที่  $N_p$  = ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ  
 $\Delta B$  = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์  
 $V$  = ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์  
 $A_e$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร  
 $t$  = ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

ความสัมพันธ์จะเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นมีความสัมพันธ์ดังนี้

$$V_p / V_s = N_p / N_s = I_s / I_p \quad \text{และ} \quad N_p / N_s = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$$

โดย  $N_p$  = ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี  
 $N_s$  = ค่าจำนวนรอบของขดเซคันดารี  
 $V_p$  = ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี  
 $V_s$  = ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี  
 $L_p$  = ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี  
 $L_s$  = ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี  
 $I_p$  = ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี  
 $I_s$  = ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

จากความสัมพันธ์  $V_p / V_s = N_p / N_s$  สามารถคำนวณหาจำนวนรอบของขดเซคันดารีได้ดังนี้

$$\begin{aligned} N_{s1} &= N_p V_s / V_p \\ &= 5 \times 12 / 12 = 5 \text{ รอบ} \\ N_{s2} &= 5 \times 25 / 12 = 10 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

#### - การกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยา (enameled copper wire) โดยการกำหนดขนาดของเส้นลวดสามารถคำนวณขนาดแล้วนำไปพิจารณากับตารางรายละเอียดของเส้นลวด

## ตารางที่ 2 แสดงรายละเอียดของเส้นลวด

AWG	Dimeter over insulation (inches)		Nominal Circular Mil area	Resistance Per1000 ft	Current capacity in milliampere base on 1000 c.m/A
	Min	Max			
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21
32	0.0091	0.0098	64	162	64
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36

จากการคำนวณหา  $A_{cAc}$  เลือกความหนาแน่นกระแสที่ 200 cm/A และเราต้องการ  
กระแสอยู่ที่ 4 A ดังนั้นขนาดของเส้นลวดที่ใช้เท่ากับ  $200 \times 4 = 800$  เมื่อพิจารณาจาก  
ตารางแล้ว ตรงกับเส้นลวดเบอร์ 21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การออกแบบภาคเอาต์พุต

#### การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต (Out Power Inductor)

วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนตัวเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนไอรอนเพาเคอร์ (Iron powder) และแกนมอลิเพอร์มอลลอย (molypermalloy, MPP)

ซึ่งแกนทั้งหมดเหล่านี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดีเหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา, น้ำหนัก, ขนาด, รูปร่าง, ตลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง

แกนไอรอนเพาเคอร์และ MPP ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบเทอร์รอยด์ (toriod) เนื่องจากแกนทั้งสองแบบนี้เหมาะที่จะทำเป็นเพาเวอร์ไชน์ เนื่องจากมีคุณสมบัติดังนี้

1. ความหนาแน่นฟลักซ์สูง
2. เก็บสะสมพลังงานได้มากกว่า
3. มีขนาดให้เลือกใช้มาก

การคำนวณค่าของตัวเหนี่ยวนำสามารถคำนวณได้จาก

$$L = E_{out} t_{off} / 0.25 I_{out} \quad \text{โดย } t_{off} = \frac{1}{2} [(1 - E_{out} / E_m) / f]$$

คำนวณหา  $t_{off} = \frac{1}{2} [(1 - 25/50) / (35 \times 10^3)] = 7.14 \text{ us}$

ดังนั้น  $L = 25 \times 7.14 \times 10^{-6} / 0.25 \times 4 = 178.5 \text{ uH}$

#### การออกแบบตัวเก็บประจุทางเอาต์พุต

สิ่งที่ต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากคืออัตราทานกระแสขณะใช้งานสูงสุด, ความถี่สวิตชิง และชนิดของ Converter ที่ใช้ ปัจจุบันนิยมใช้แบบอิเล็กทรอนิกส์ โทโร โลกิด ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้ จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุต และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR มีค่าสูงๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตาม เป็นผลทำให้เกิดความร้อน และอายุการใช้งานสั้นลง

การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตต่ำสุดสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$C_{out} = \Delta I_{out} / 8f \Delta V_{out} \quad \text{เมื่อ } I_{out} = 0.25 I_L$$

$I_L$  คือ กระแสเอาต์พุต

$\Delta V_{out}$  คือ แรงดันกระเพื่อมจากขอดถึงขอด

$f$  คือ ความถี่ใช้งาน

คำนวณที่ output 25V  $C_{out} = 1/8 \times 35 \times 10^3 \times 1 = 3.57 \text{ uF}$

จำนวนที่output 12V  $C_{out} = 0.25/8 \times 35 \times 10^3 \times 1 = 0.89 \mu\text{F}$

### 3.4.2 หลักการทำงานของวงจร Switching Power supply

การทำงานของวงจรเริ่มจากนำสัญญาณแรงดันอินพุตไฟตรง 12V จ่ายให้กับแถบกลางของหม้อแปลงจากนั้นมอสเฟตกำลังจะทำงาน โดยการตัดต่อแรงดันเป็นช่วงๆ ที่ความถี่ 35kHz จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งเอาต์พุตของหม้อแปลงจะต่อกับวงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันให้เรียบ แล้วทำการป้อนกลับค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้กลับมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมให้มอสเฟตกำลังนำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่



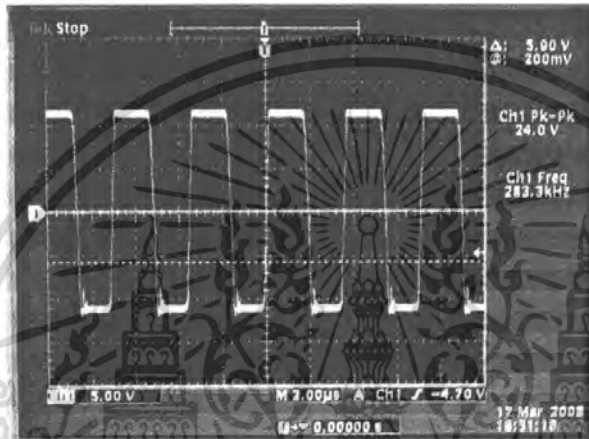
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

## ผลการทดสอบและการวิเคราะห์ผล

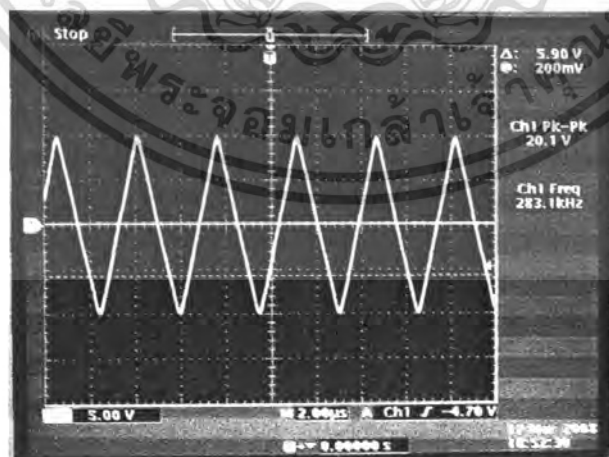
## 4.1 การทดสอบวงจรสร้างสัญญาณ PWM

จากรูปวงจร Triangle Wave Generator เมื่อทดสอบวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุตของออป-แอมป์ของตัวสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมปรากฏ pulse ที่ได้มีค่าความถี่ใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้และมีลักษณะสัญญาณดังรูป



รูป 4.1 (ก) แสดงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุตของออปแอมป์

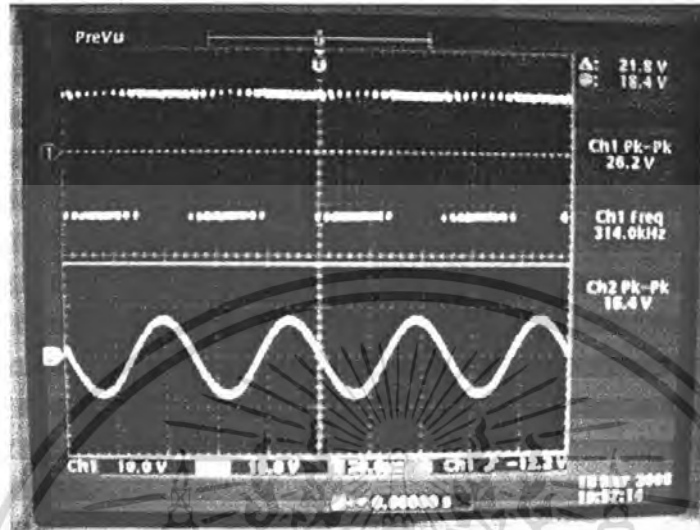
จากนั้นทำการวัดสัญญาณที่ขาเอาต์พุตของออปแอมป์อินทิเกรเตอร์ปรากฏว่าได้สัญญาณสามเหลี่ยมค่าความถี่ใกล้เคียงกับที่คำนวณไว้เช่นกัน โดยมีรูปสัญญาณดังนี้



รูป 4.1 (ข) แสดงสัญญาณรูปสามเหลี่ยมที่วัดจากขาเอาต์พุตของออปแอมป์อินทิเกรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรคอมพาราเตอร์ได้เป็นสัญญาณ PWM ที่มีค่าความกว้างของ Pulse แปรตามค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ ซายน์อินพุต

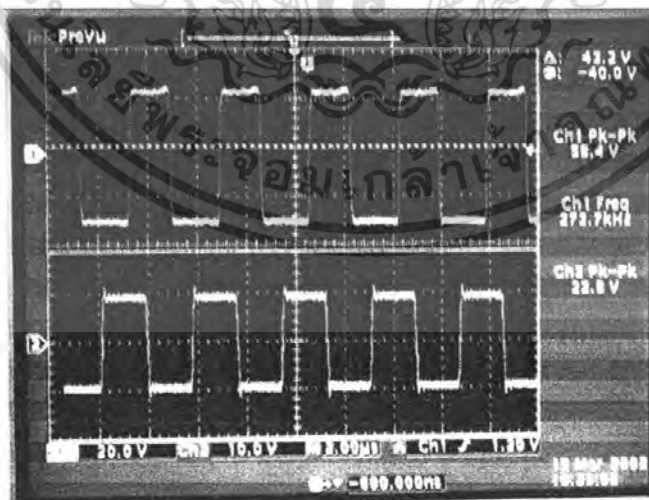


รูป 4.1 (ค) แสดงสัญญาณ PWM เปรียบเทียบกับสัญญาณซายน์อินพุต

#### 4.2 การทดสอบวงจรขับกำลังงานขาออก

วงจรขับกำลังงานขาออกประกอบด้วยวงจรภาคขยายกระแสขาออกซึ่งทำงานในคลาสิคและวงจรขับวงจรขยายกระแสขาออก ดังนั้น ในการทดสอบจะแบ่งทำการทดสอบวงจรทั้งสองดังนี้คือ

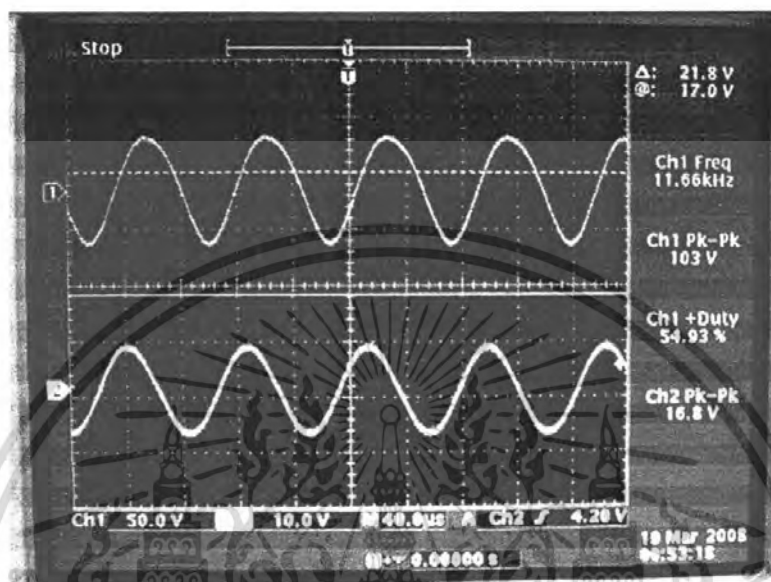
##### 4.2.1 ป้อนสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีค่าแรงดันขนาด 24 โวลต์ พัลซึทึคเพื่อวัดขนาดสัญญาณเอาต์พุต



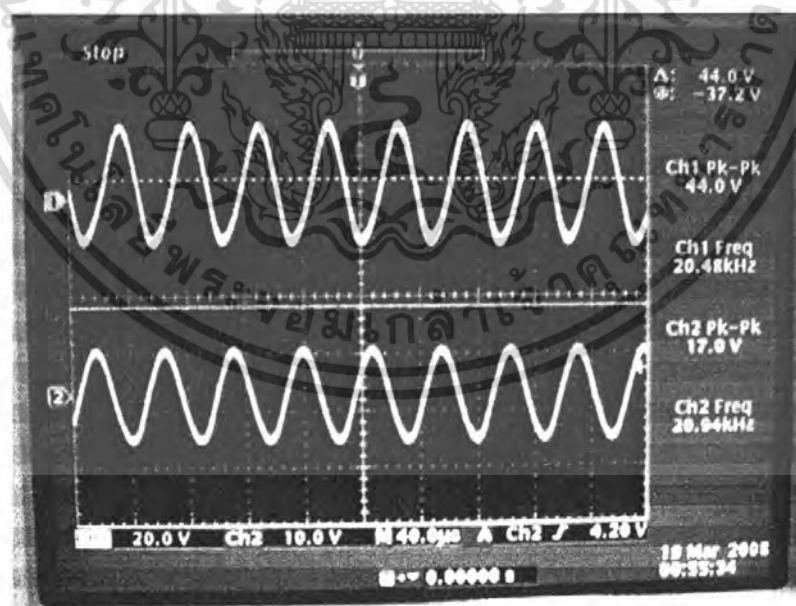
รูปที่ 4.2.1 แสดงสัญญาณอินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่านวงจรขับกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 ป้อนสัญญาณ PWM เข้าวงจรขับกำลังแล้วต่อวงจร Low Pass Filter เพื่อวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้ โดยจะทำการวัดสัญญาณที่ความถี่ต่างๆ



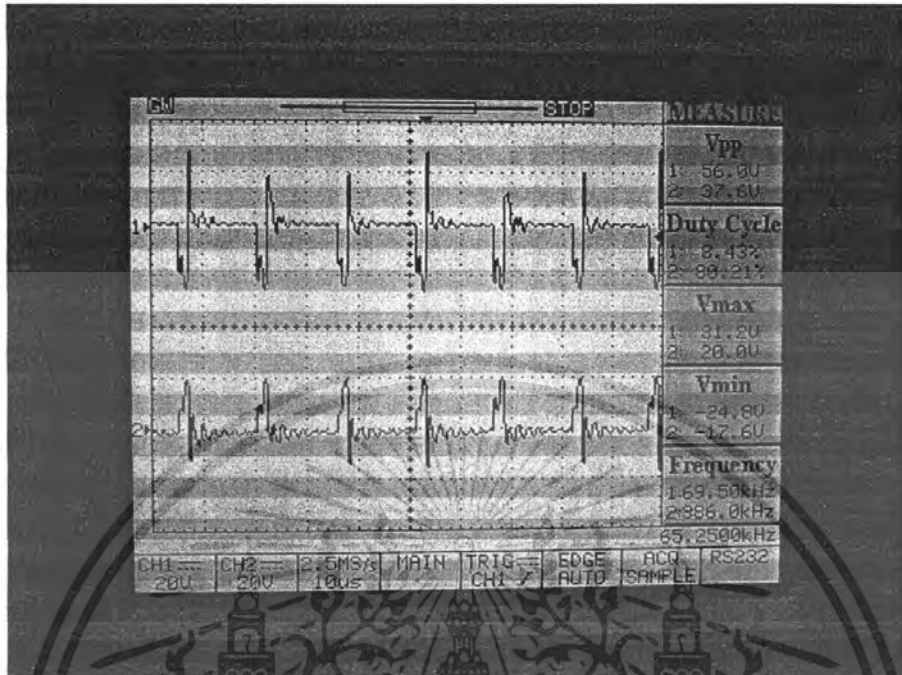
รูปที่ 4.2.2 แสดงสัญญาณซายน์อินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่าน low pass filter ที่ความถี่ 10KHz



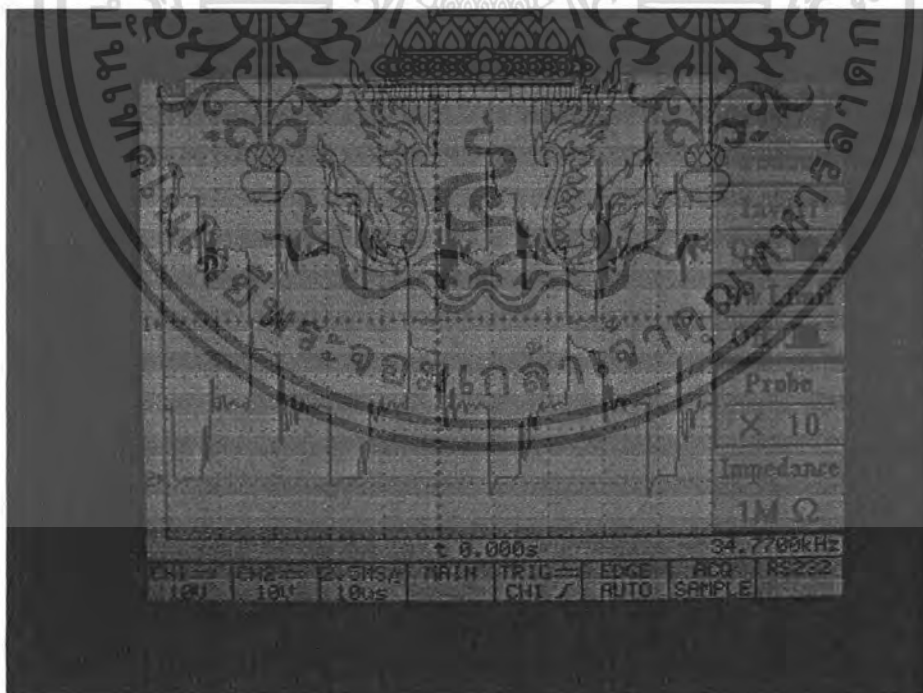
รูปที่ 4.2.3 แสดงสัญญาณซายน์อินพุตเทียบกับสัญญาณเอาต์พุตที่ผ่าน low pass filter ที่ความถี่ 20KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 ผลการทดลอง switching power Supply



รูปที่ 4.3.1 สัญญาณที่ขดลวด primary



รูปที่ 4.3.2 สัญญาณที่ขดลวด secondary

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปวิจารณ์และการเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปวิจารณ์

การออกแบบ Class D Power Amplifier ได้ทำการศึกษา การทำงานของวงจร Class D power Amplifier โดยทำการศึกษาหลักการทำงานของวงจรพัลส์วิดค์มอดูเลเตอร์ (PWM) การทำงานของวงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง และ วงจร Power supply ตามหลักการของ Class D Power Amplifier

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

1. วงจรสร้างพัลส์วิดค์มอดูเลเตอร์ (PWM)
2. วงจรภาคขยายแบบสวิตซ์ซิ่ง
3. วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low Pass Filter)
4. วงจรจ่ายกำลังไฟฟ้าของระบบ Power supply

#### 5.2 ปัญหาที่พบในการปฏิบัติงานและการแก้ปัญหา

1. การหาอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติตามต้องการนั้นค่อนข้างหายากจึงต้องหาอุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงแทนจึงทำให้บางผลการทดลองที่ได้นั้นคลาดเคลื่อน ไปจากเดิมบ้าง
2. อุปกรณ์ที่ใช้มีความค่าความผิดพลาดค่อนข้างสูงยกตัวอย่างเช่น ตัวต้านทานที่ใช้มีค่าความผิดพลาด 5% ซึ่ง สูงในระดับหนึ่งจึงทำให้วงจรทำงาน ไม่มีประสิทธิภาพเต็มที่ โดยเฉพาะเมื่อต้องไปเกี่ยวข้องกับวงจรที่ต้องเกี่ยวข้องกับ ความถี่สูงปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการใช้อุปกรณ์ที่มีค่าความผิดพลาดน้อยซึ่งนั่นก็คือ ค่าใช้จ่ายใน การสร้างต้องเพิ่มสูงขึ้นตามประสิทธิภาพที่ต้องการให้เป็น
3. วงจรซึ่งเกี่ยวข้องกับความถี่ต้องออกแบบหลายวงจรอย่างระมัดระวังซึ่งหากออกแบบไม่ดีแล้วจะเกิดสัญญาณ รบกวนภายในวงจร

## หนังสืออ้างอิง

- ศิริชัย คล่องการพานิช, "เข้าใจไม่ยากกับการทำงานของสวิดชิงเรกูเลเตอร์", เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับที่ 160, มิถุนายน 2539
- สุวัฒน์ คั่น, "เทคนิคและการออกแบบสวิดชิงเพาเวอร์ซัพพลาย", เอนเทคไทย, มิถุนายน 2538
- วิสุทธิ์ อัสวนนทวงศ์, วารสารคอมพิวเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์เวิลด์ ฉบับที่ 137, 2535
- [www.google.com](http://www.google.com)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

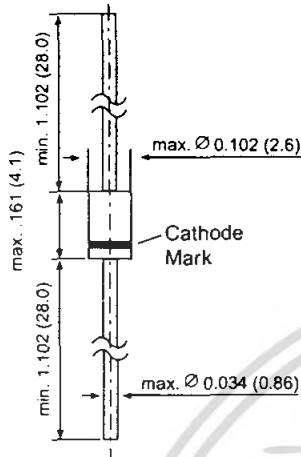
# 1N4728 THRU 1N4764

## ZENER DIODES

### FEATURES

- ◆ Silicon Planar Power Zener Diodes
- ◆ For use in stabilizing and clipping circuits with high power rating.
- ◆ Standard Zener voltage tolerance is  $\pm 10\%$ . Add suffix "A" for  $\pm 5\%$  tolerance. Other Zener voltages and tolerances are available upon request.
- ◆ These diodes are also available in the MELF case with type designation ZM4728 thru ZM4764

### DO-41 Glass



Dimensions in inches and (millimeters)

### MECHANICAL DATA

Case: DO-41 Glass Case  
Weight: approx. 0.35 g

### MAXIMUM RATINGS

Ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

	SYMBOL	VALUE	UNIT
Forward Current (see Table "Characteristics")			
Power Dissipation at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$	$P_{tot}$	1.0 <sup>(1)</sup>	Watts
Junction Temperature	$T_j$	175	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_s$	-65 to +175	$^\circ\text{C}$

### Characteristics at $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Thermal Resistance Junction to Ambient Air	$R_{thJA}$	-	-	170 <sup>(1)</sup>	$^\circ\text{C/W}$
Forward Voltage at $I_F = 200\text{ mA}$	$V_F$	-	-	1.2	Volts

### NOTES:

(1) Valid provided that electrodes at a distance of 10mm from case are kept at ambient temperature

GENERAL SEMICONDUCTOR<sup>®</sup>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 1N4728 THRU 1N4764

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

ratings at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.

Type	Nominal Zener voltage <sup>(3)</sup> at $I_{ZT}$ $V_Z$ V	Test current $I_{ZT}$ mA	Maximum Zener impedance <sup>(1)</sup>			Maximum reverse leakage current		Surge current at $T_A = 25^\circ\text{C}$ $I_{RM}$ mA	Maximum regulator current <sup>(2)</sup> $I_{ZM}$ mA
			$Z_{ZT}$ at $I_{ZT}$ $\Omega$	$Z_{ZK}$ $\Omega$	at $I_{ZK}$ mA	$I_R$ $\mu\text{A}$	at $V_R$ V		
1N4728	3.3	76	10	400	1.0	100	1	1380	276
1N4729	3.6	69	10	400	1.0	100	1	1260	252
1N4730	3.9	64	9	400	1.0	50	1	1190	234
1N4731	4.3	58	9	400	1.0	10	1	1070	217
1N4732	4.7	53	8	500	1.0	10	1	970	193
1N4733	5.1	49	7	550	1.0	10	1	890	178
1N4734	5.6	45	5	600	1.0	10	2	810	162
1N4735	6.2	41	2	700	1.0	10	3	730	146
1N4736	6.8	37	3.5	700	1.0	10	4	660	133
1N4737	7.5	34	4.0	700	0.5	10	5	605	121
1N4738	8.2	31	4.5	700	0.5	10	6	550	110
1N4739	9.1	28	5.0	700	0.5	10	7	500	100
1N4740	10	25	7	700	0.25	10	7.6	454	91
1N4741	11	23	8	700	0.25	5	8.4	414	83
1N4742	12	21	9	700	0.25	5	9.1	380	76
1N4743	13	19	10	700	0.25	5	9.9	344	69
1N4744	15	17	14	700	0.25	5	11.4	304	61
1N4745	16	15.5	16	700	0.25	5	12.2	285	57
1N4746	18	14	20	750	0.25	5	13.7	250	50
1N4747	20	12.5	22	750	0.25	5	15.2	225	45
1N4748	22	11.5	23	750	0.25	5	16.7	205	41
1N4749	24	10.5	25	750	0.25	5	18.2	190	38
1N4750	27	9.5	35	750	0.25	5	20.6	170	34
1N4751	30	8.5	40	1000	0.25	5	22.8	150	30
1N4752	33	7.5	45	1000	0.25	5	25.1	135	27
1N4753	36	7.0	50	1000	0.25	5	27.4	125	25
1N4754	39	6.5	60	1000	0.25	5	29.7	115	23
1N4755	43	6.0	70	1500	0.25	5	32.7	110	22
1N4756	47	5.5	80	1500	0.25	5	35.8	95	19
1N4757	51	5.0	95	1500	0.25	5	38.8	90	18
1N4758	56	4.5	110	2000	0.25	5	42.6	80	16
1N4759	62	4.0	125	2000	0.25	5	47.1	70	14
1N4760	68	3.7	150	2000	0.25	5	51.7	65	13
1N4761	75	3.3	175	2000	0.25	5	56.0	60	12
1N4762	82	3.0	200	3000	0.25	5	62.2	55	11
1N4763	91	2.8	250	3000	0.25	5	69.2	50	10
1N4764	100	2.5	350	3000	0.25	5	76.0	45	9

### NOTES:

- 1) The Zener impedance is derived from the 1KHz AC voltage which results when an AC current having an RMS value equal to 10% of the Zener current ( $I_{ZT}$  or  $I_{ZK}$ ) is superimposed on  $I_{ZT}$  or  $I_{ZK}$ . Zener impedance is measured at two points to insure a sharp knee on the breakdown curve and to eliminate unstable units
- 2) Valid provided that electrodes at a distance of 10mm from case are kept at ambient temperature
- 3) Measured under thermal equilibrium and DC test conditions

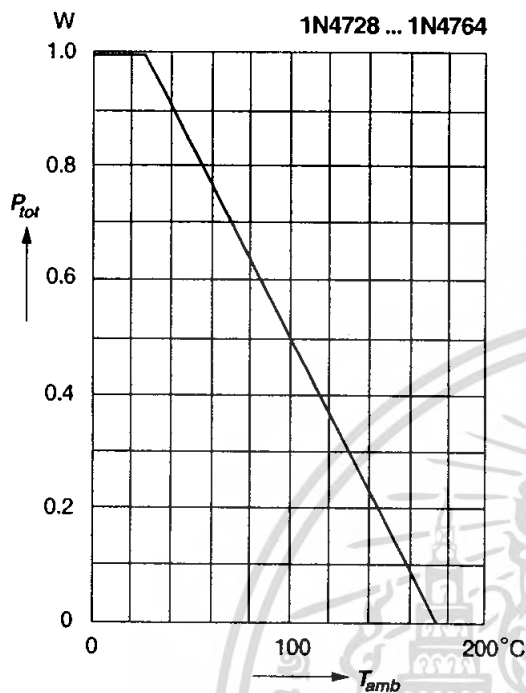


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES 1N4728 THRU 1N4764

## Admissible power dissipation versus ambient temperature

Valid provided that leads are kept at ambient temperature at a distance of 10 mm from case



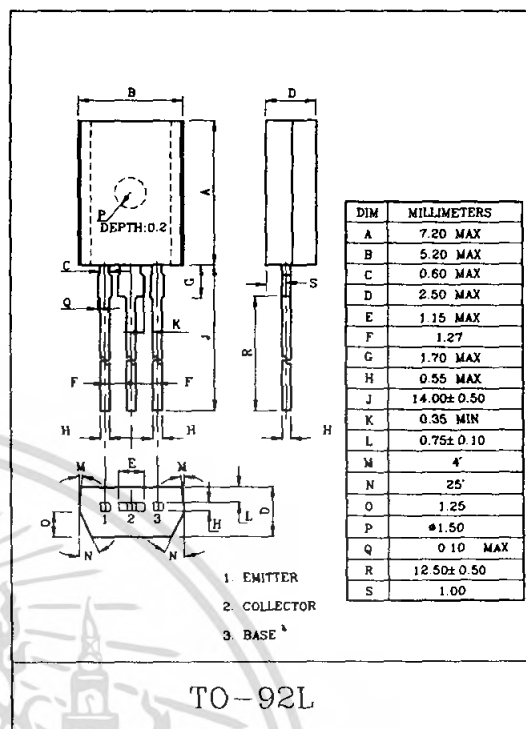
POWER AMPLIFIER APPLICATIONS.  
POWER SWITCHING APPLICATIONS.

### FEATURES

- Low Collector Saturation Voltage  
:  $V_{CE(sat)} = -0.5V(\text{Max.})$  ( $I_C = -1A$ )
- High Speed Switching Time :  $t_{stg} = 1.0\mu S(\text{Typ.})$
- Complementary to KTC3209.

### MAXIMUM RATINGS ( $T_a = 25^\circ C$ )

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	-50	V
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	-50	V
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	-5	V
Collector Current	$I_C$	-2	A
Collector Power Dissipation	$P_C$	1	W
Junction Temperature	$T_j$	150	$^\circ C$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55 ~ 150	$^\circ C$



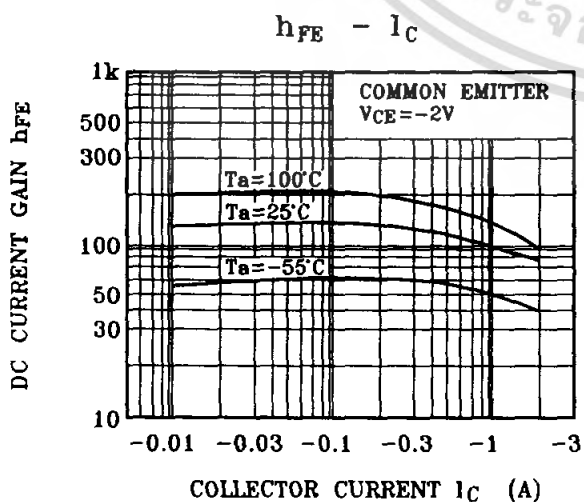
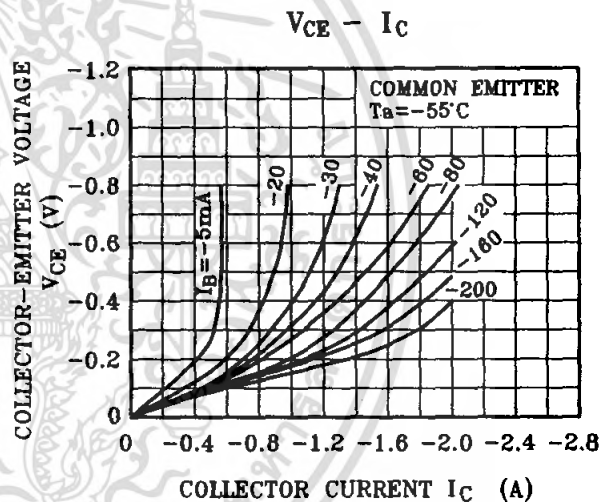
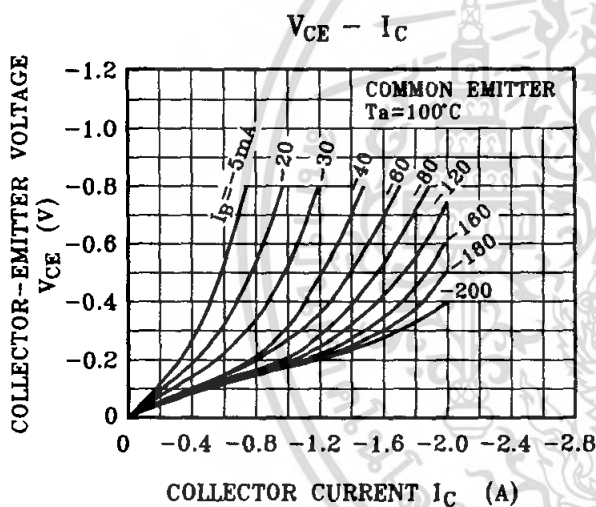
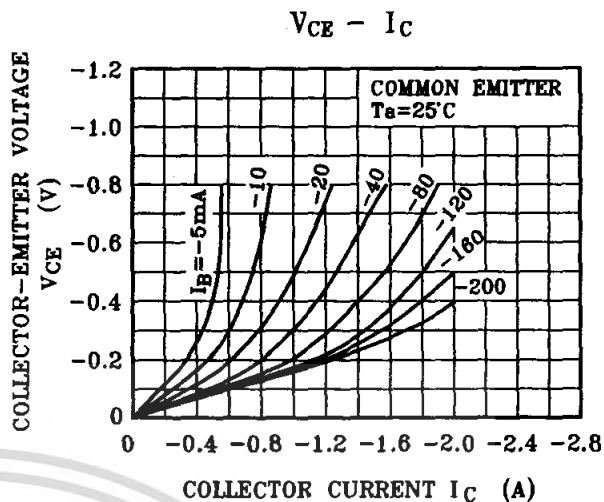
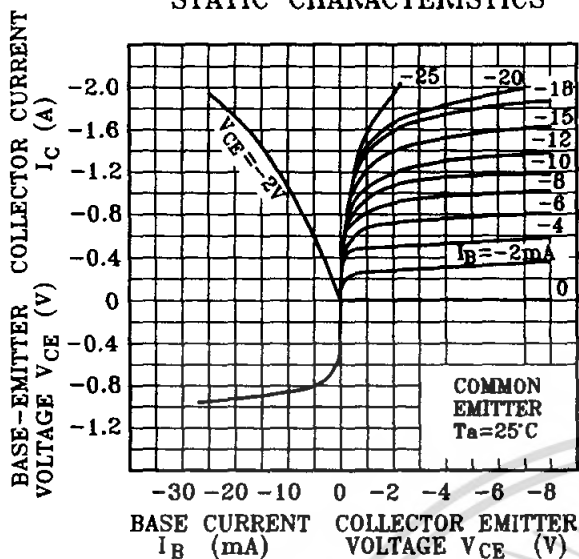
### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a = 25^\circ C$ )

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Collector Cut-off Current	$I_{CBO}$	$V_{CB} = -50V, I_E = 0$	-	-	-0.1	$\mu A$
Emitter Cut-off Current	$I_{EBO}$	$V_{EB} = -5V, I_C = 0$	-	-	-0.1	$\mu A$
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C = -10mA, I_B = 0$	-50	-	-	V
DC Current Gain	$h_{FE(1)}$	$V_{CE} = -2V, I_C = -0.5A$ (Note)	70	-	240	
	$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = -2V, I_C = -1.5A$	40	-	-	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = -1A, I_B = -0.05A$	-	-	-0.5	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = -1A, I_B = -0.05A$	-	-	-1.2	V
Transition Frequency	$f_T$	$V_{CE} = -2V, I_C = -0.5A$	-	100	-	MHz
Collector Output Capacitance	$C_{ob}$	$V_{CB} = -10V, I_E = 0, f = 1MHz$	-	40	-	pF
Switching Time	Turn-on Time	$t_{on}$	-	0.1	-	$\mu S$
	Storage Time	$t_{stg}$	-	1.0	-	
	Fall Time	$t_f$	-	0.1	-	

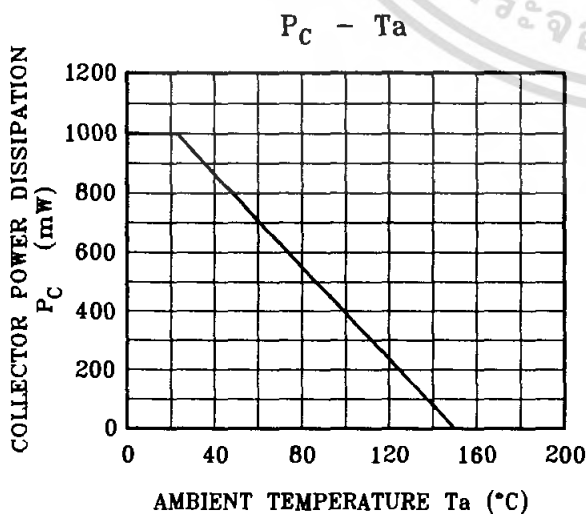
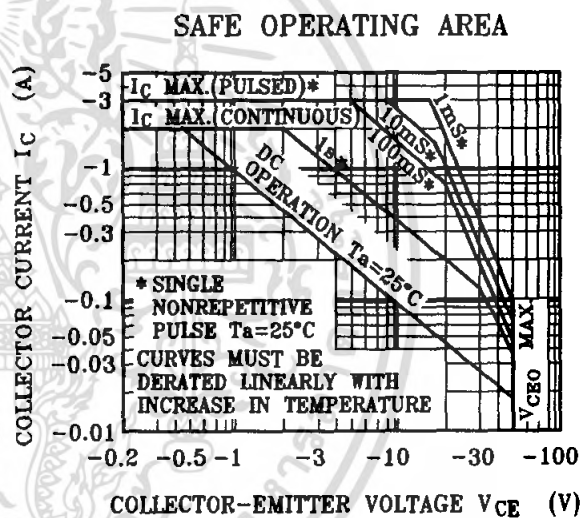
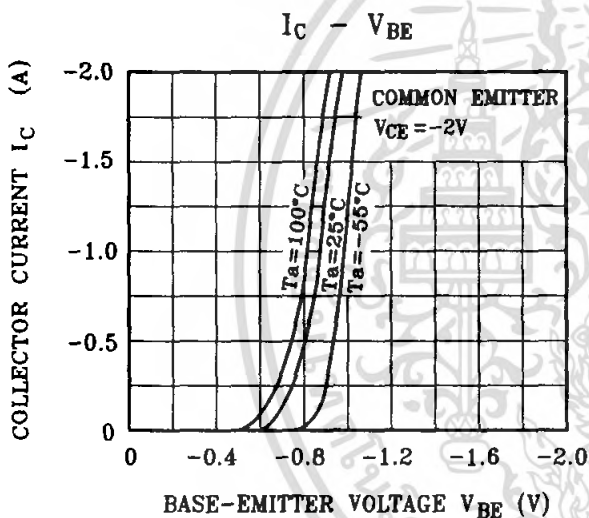
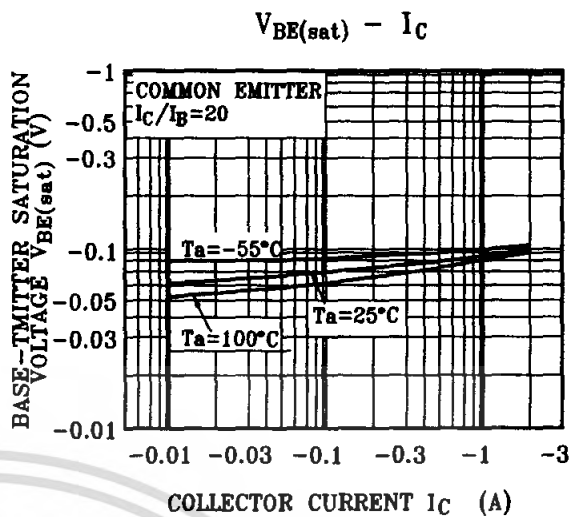
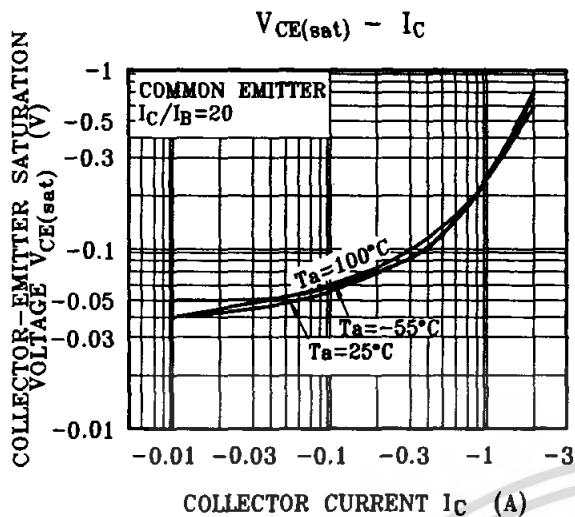
Note :  $h_{FE(1)}$  Classification 0:70 ~ 140 , Y:120 ~ 240

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## STATIC CHARACTERISTICS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

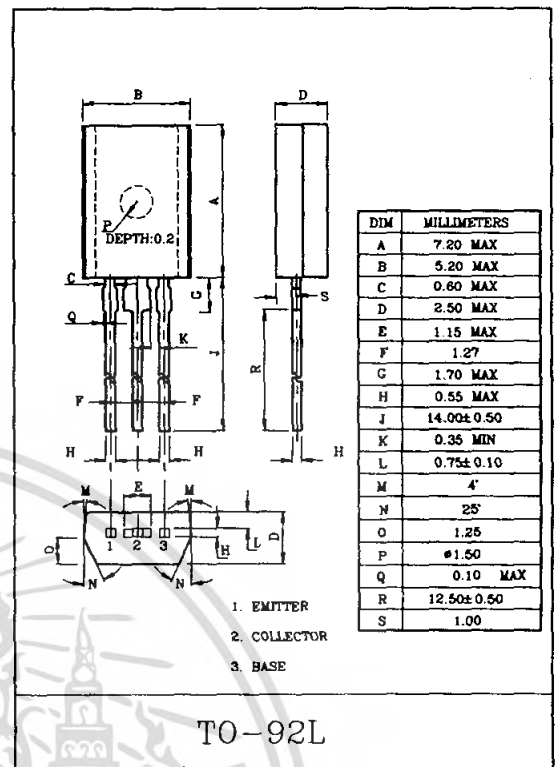
POWER AMPLIFIER APPLICATION.  
POWER SWITCHING APPLICATION.

#### FEATURE

- Low Saturation Voltage.  
:  $V_{CE(sat)}=0.5V(MAX)$  ( $I_C=1A$ )
- High Speed Switching Time :  $t_{sig}=1.0\mu S(TYP.)$
- Complementary to KTA1281.

#### MAXIMUM RATINGS ( $T_a=25^\circ C$ )

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	50	V
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	50	V
Emitter-Base Voltage	$V_{EBO}$	5	V
Collector Current	$I_C$	2	A
Emitter Current	$I_E$	-2	A
Collector Power Dissipation	$P_C$	1	W
Junction Temperature	$T_j$	150	$^\circ C$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-55~150	$^\circ C$



#### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_a=25^\circ C$ )

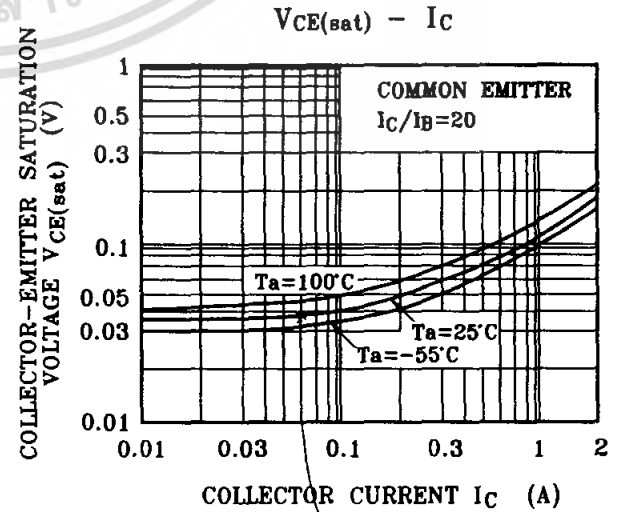
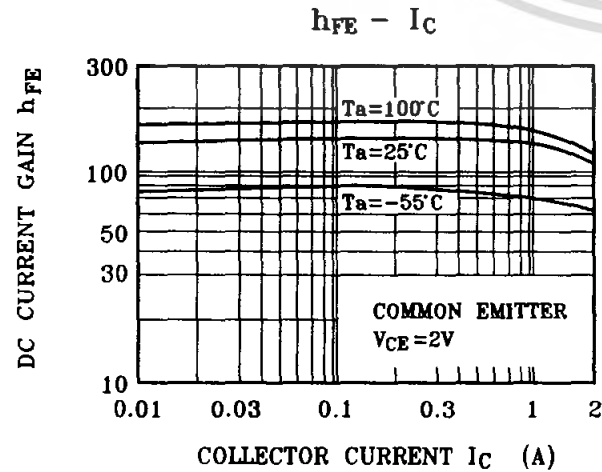
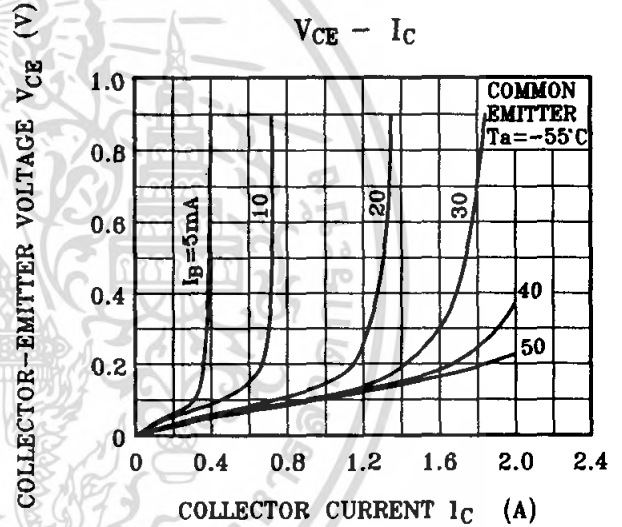
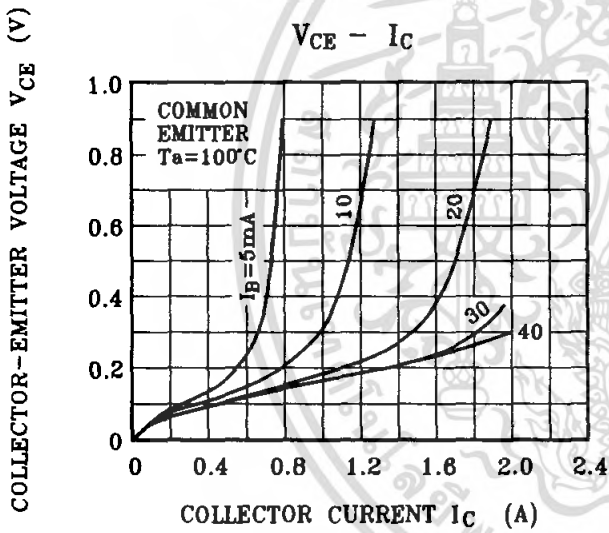
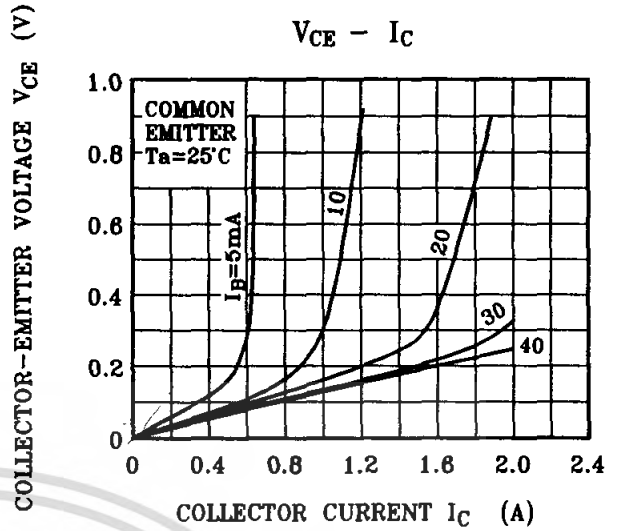
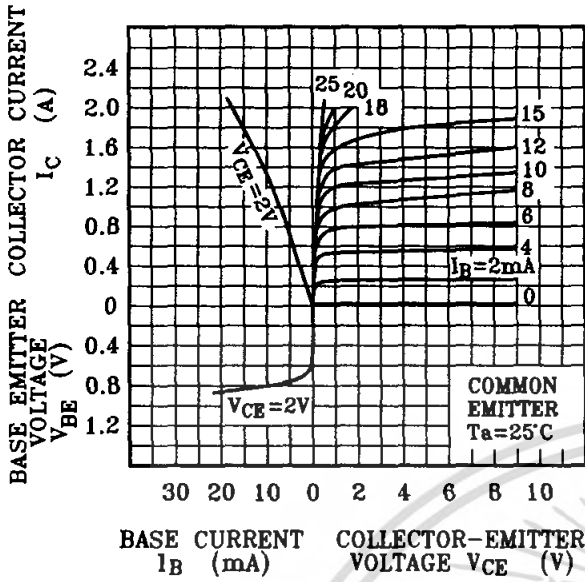
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
Collector Cut-off Current	$I_{CBO}$	$V_{CB}=50V, I_E=0$	-	-	0.1	$\mu A$	
Emitter Cut-off Current	$I_{EBO}$	$V_{EB}=5V, I_C=0$	-	-	0.1	$\mu A$	
Collector-Emitter Breakdown Voltage	$V_{(BR)CEO}$	$I_C=10mA, I_B=0$	50	-	-	V	
Emitter-Base Breakdown Voltage	$V_{(BR)EBO}$	$I_E=1mA, I_C=0$	5	-	-	V	
DC Current Gain	$h_{FE(1)}$ (Note)	$V_{CE}=2V, I_C=0.5A$	70	-	240		
	$h_{FE(2)}$ (Note)	$V_{CE}=2V, I_C=1.5A$	40	-	-		
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C=1.0A, I_B=0.05A$	-	-	0.5	V	
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C=1.0A, I_B=0.05A$	-	-	1.2	V	
Transition Frequency	$f_T$	$V_{CE}=2V, I_C=0.5A$	-	100	-	MHz	
Collector Output Capacitance	$C_{ob}$	$V_{CB}=10V, I_E=0, f=1MHz$	-	30	-	pF	
Switching Time	Turn on Time	$t_{on}$			-	0.1	-
	Storage Time	$t_{sig}$			-	1.0	-
	Fall Time	$t_f$			-	0.1	-

$I_{B1} = -I_{B2} = 0.05A$   
Duty Cycle  $\leq 1\%$

Note :  $h_{FE}$  Classification O:70~140, Y:120~240

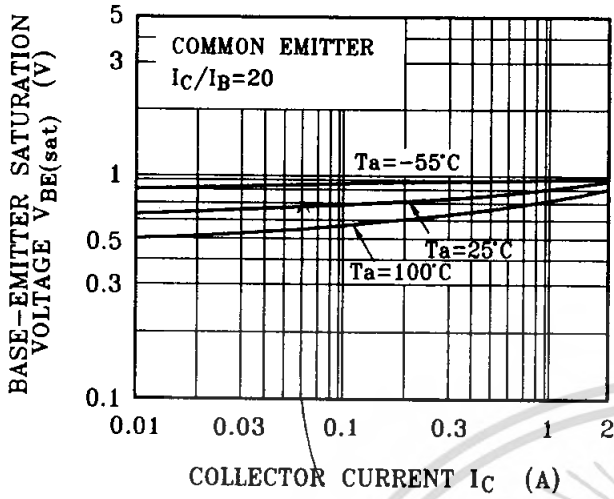
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STATIC CHARACTERISTICS

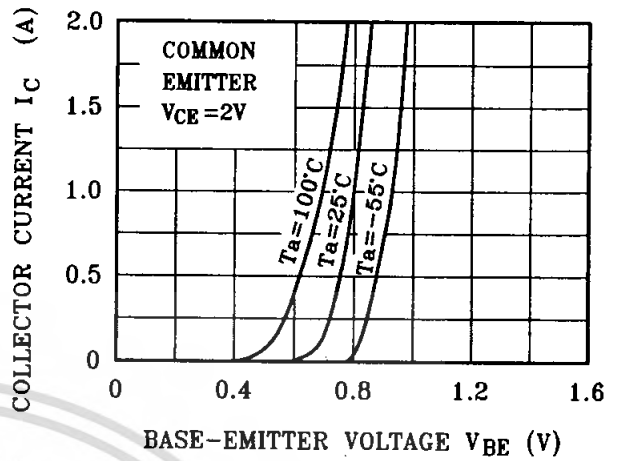


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 0.16 7 10mA ≈ 0.05V

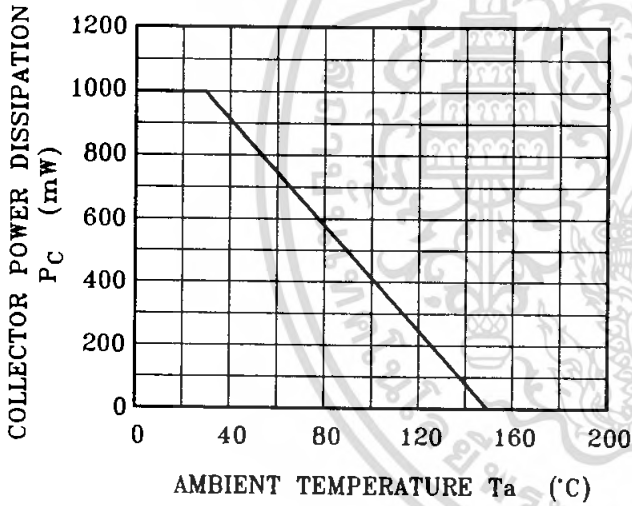
$V_{BE(sat)} - I_C$



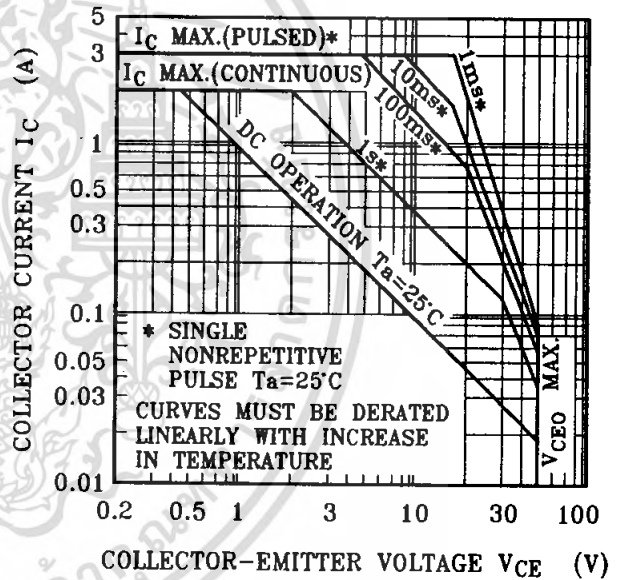
$I_C - V_{BE}$



$P_C - T_a$



SAFE OPERATING AREA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 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.

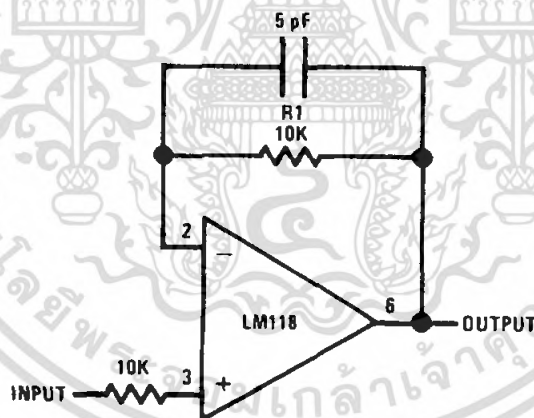
The LM218 is identical to the LM118 except that the LM218 has its performance specified over a  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$  temperature range. The LM318 is specified from  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$ .

### 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)



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

00776613

**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/ $\mu\text{s}$
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  $\mu\text{F}$  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/ $\mu\text{s}$ .

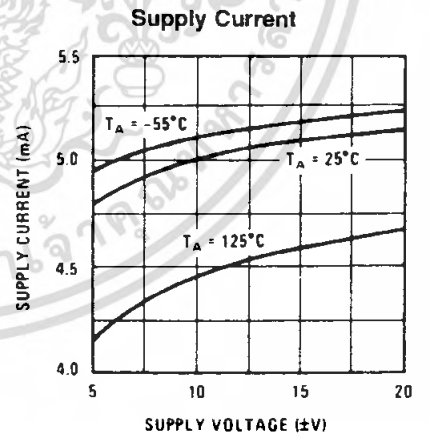
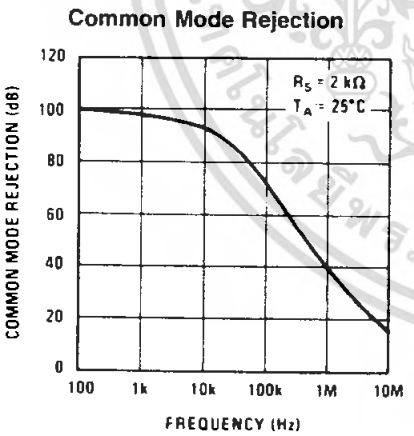
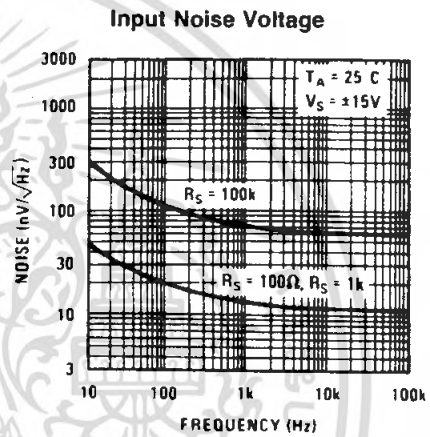
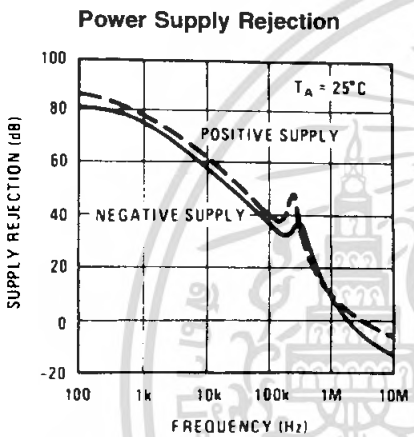
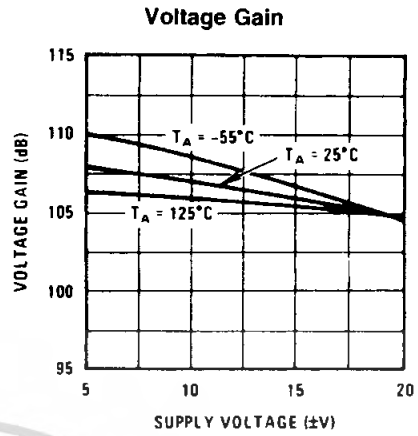
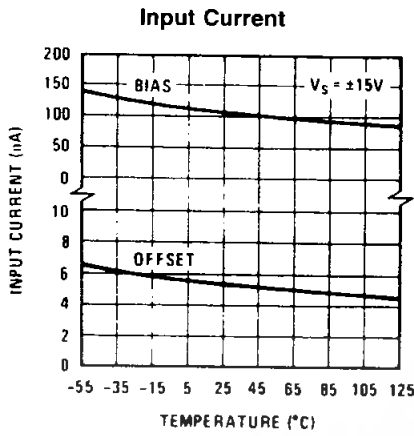
**Note 7:** Refer to RETS118X for LM118H and LM118J military specifications.

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

# Typical Performance Characteristics

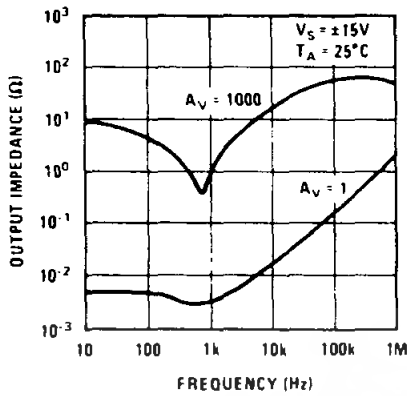
LM118, LM218

LM118/LM218/LM318



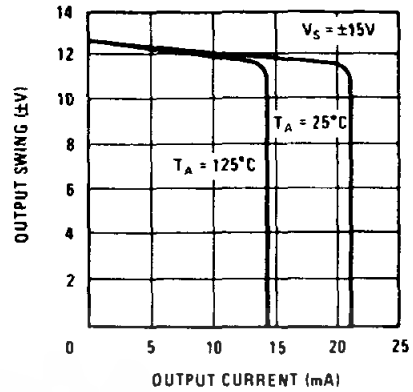
# Typical Performance Characteristics LM118, LM218 (Continued)

**Closed Loop Output Impedance**



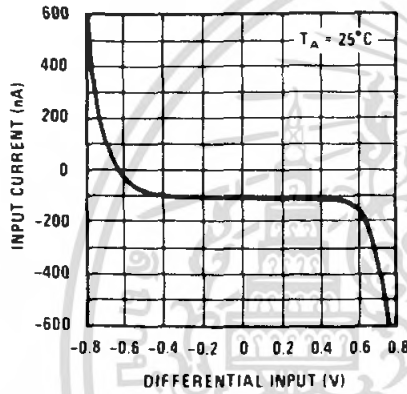
00776631

**Current Limiting**



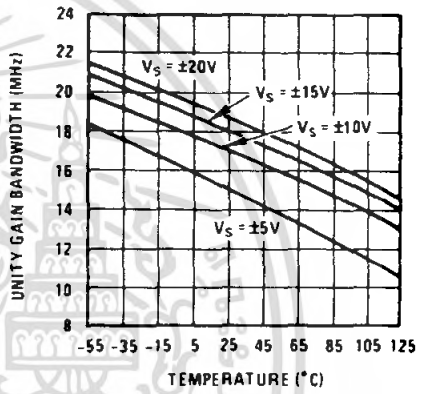
00776632

**Input Current**



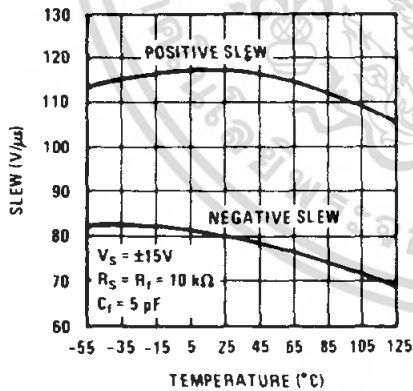
00776633

**Unity Gain Bandwidth**



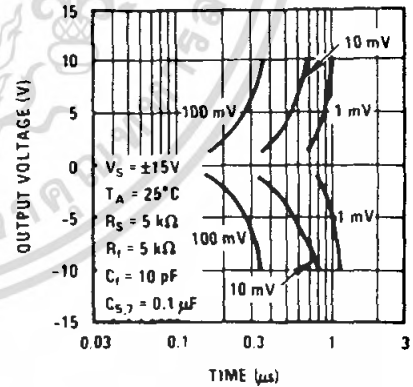
00776634

**Voltage Follower Slew Rate**



00776635

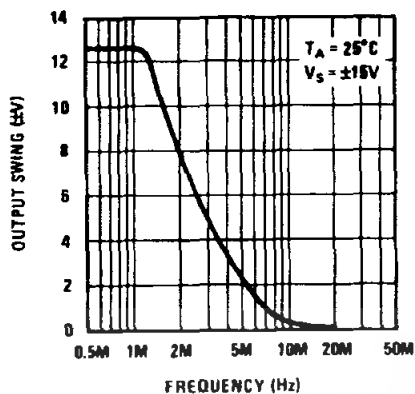
**Inverter Settling Time**



00776636

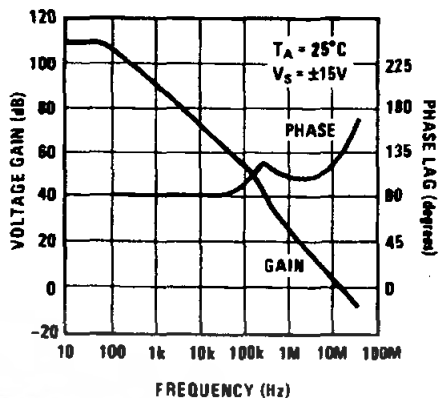
Typical Performance Characteristics LM118, LM218 (Continued)

Large Signal Frequency Response



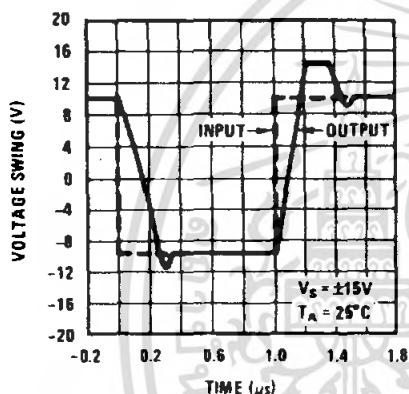
00776637

Open Loop Frequency Response



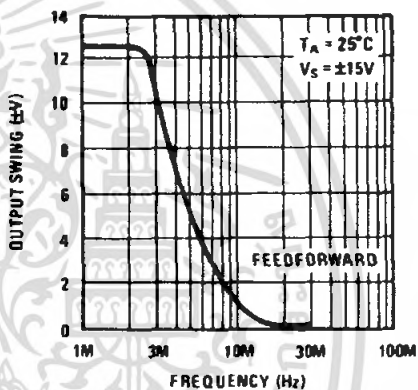
00776638

Voltage Follower Pulse Response



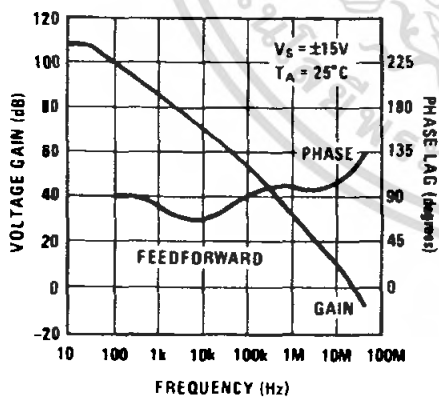
00776639

Large Signal Frequency Response



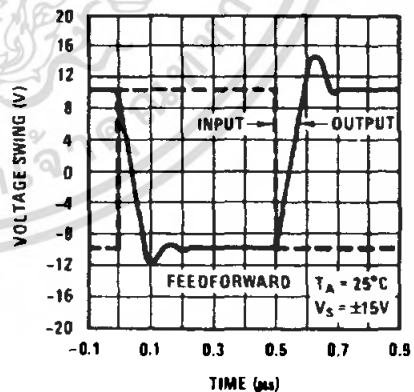
00776640

Open Loop Frequency Response



00776641

Inverter Pulse Response

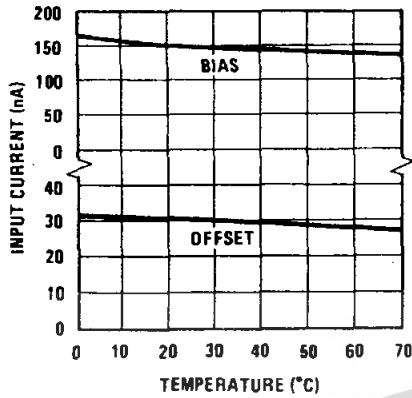


00776642

# Typical Performance Characteristics

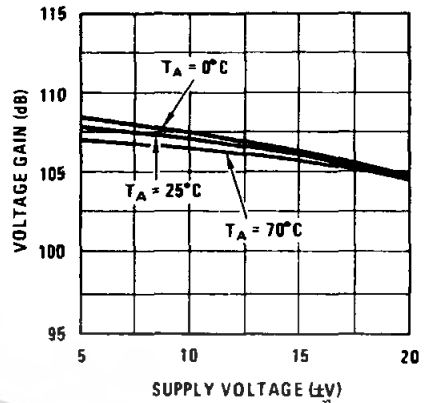
LM318

Input Current



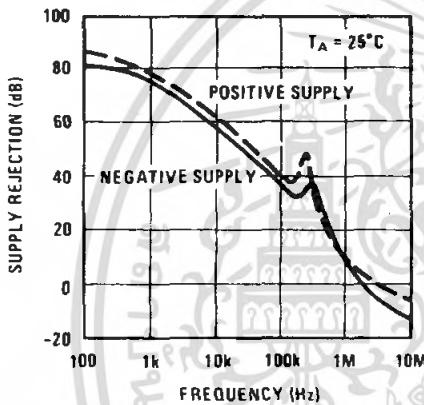
00776643

Voltage Gain



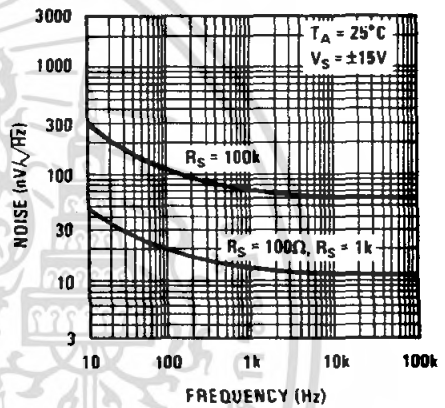
00776644

Power Supply Rejection



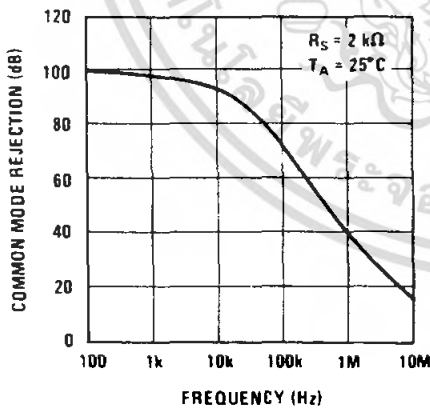
00776645

Input Noise Voltage



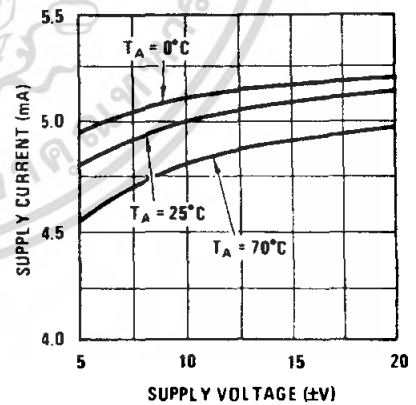
00776646

Common Mode Rejection



00776647

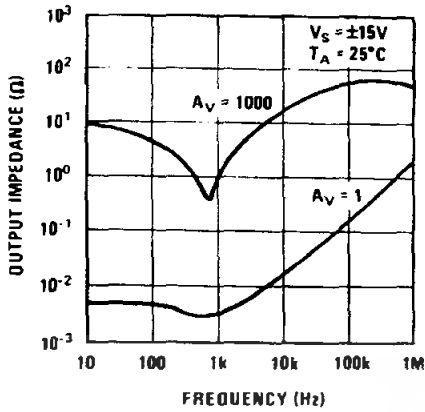
Supply Current



00776648

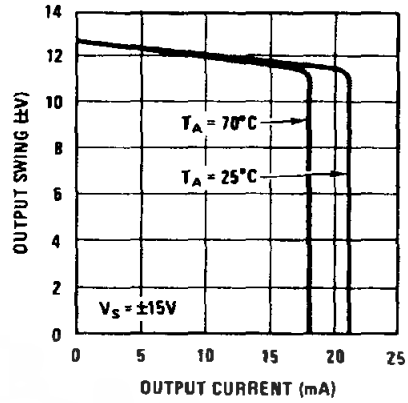
Typical Performance Characteristics LM318 (Continued)

Closed Loop Output Impedance



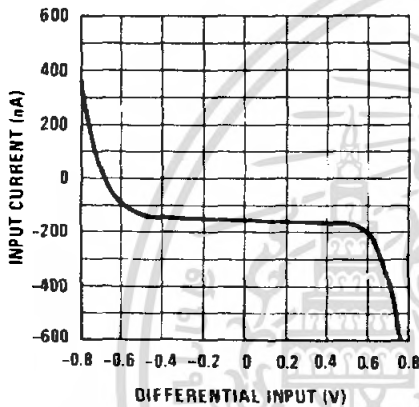
00776649

Current Limiting



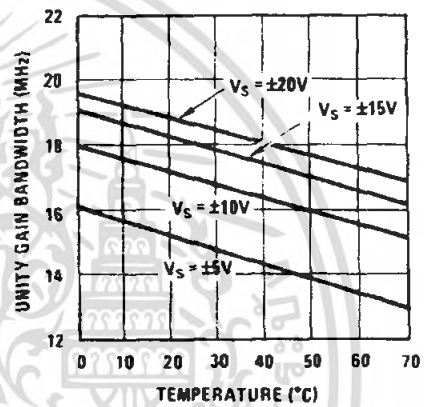
00776650

Input Current



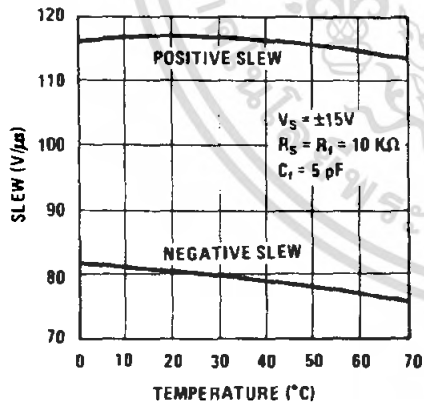
00776651

Unity Gain Bandwidth



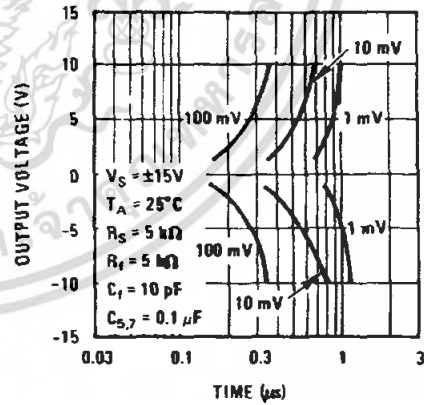
00776652

Voltage Follower Slew Rate



00776653

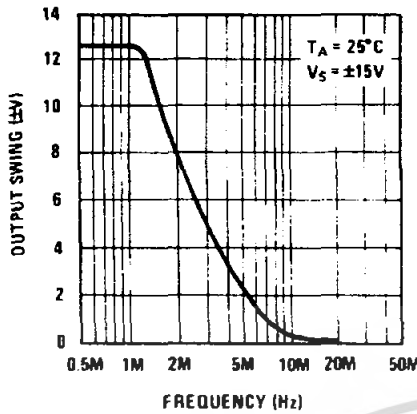
Inverter Settling Time



00776654

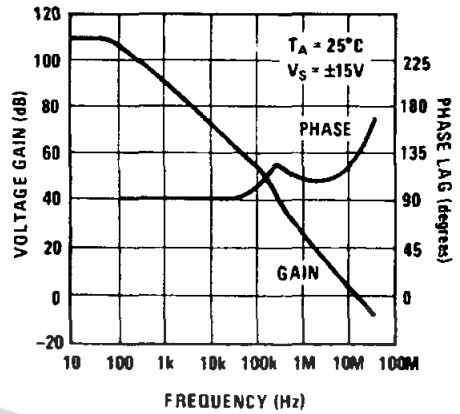
# Typical Performance Characteristics LM318 (Continued)

Large Signal Frequency Response



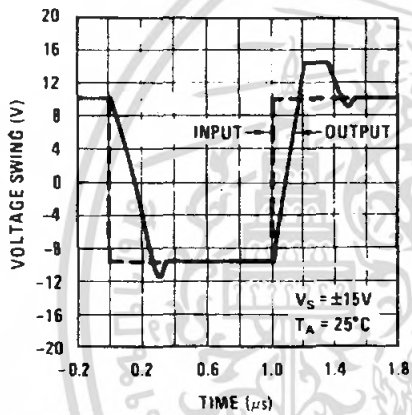
00776655

Open Loop Frequency Response



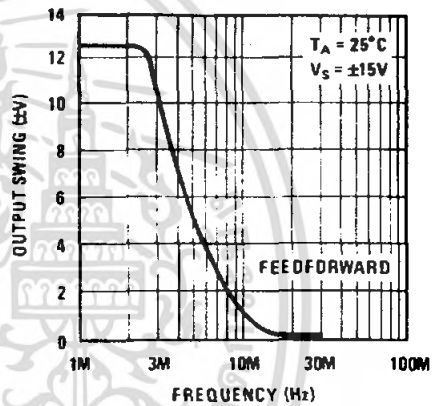
00776656

Voltage Follower Pulse Response



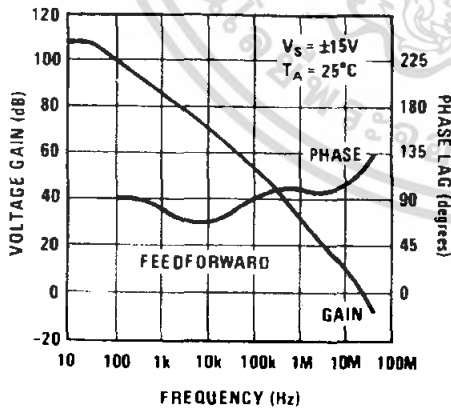
00776657

Large Signal Frequency Response



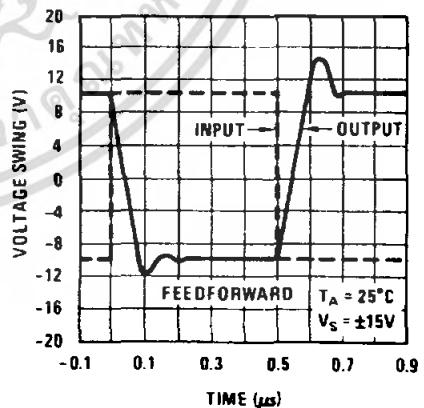
00776658

Open Loop Frequency Response



00776659

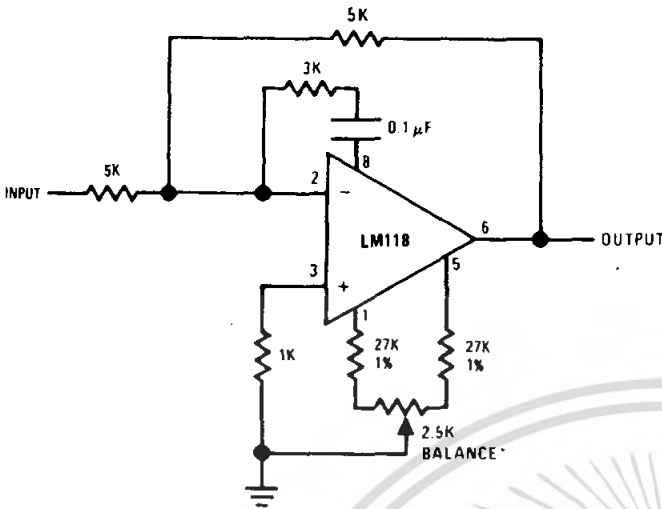
Inverter Pulse Response



00776660

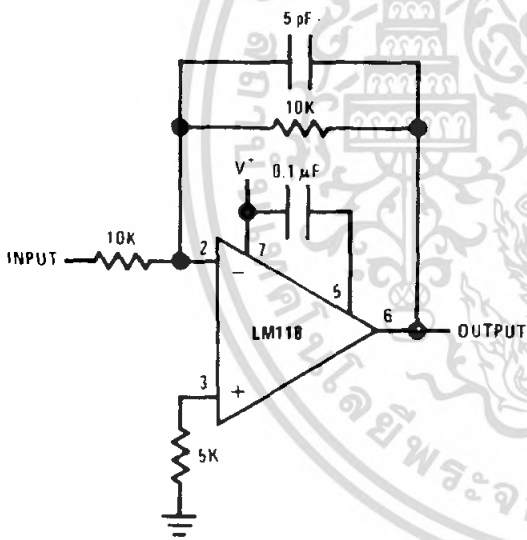
# Auxiliary Circuits

**Feedforward Compensation for Greater Inverting Slew Rate (Note 9)**



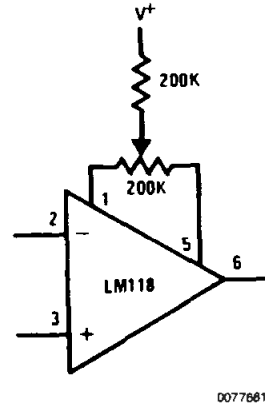
\*Balance circuit necessary for increased slew.  
 Note 9: Slew rate typically 150V/μs.

**Compensation for Minimum Settling Time (Note 10)**



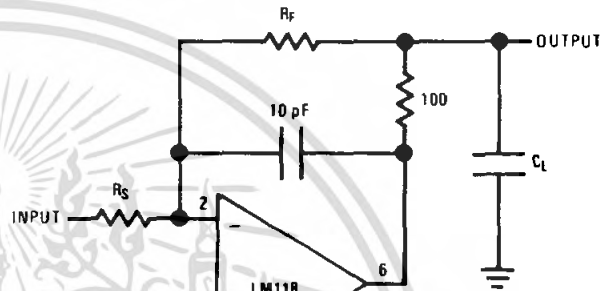
Note 10: Slew and settling time to 0.1% for a 10V step change is 800 ns.

**Offset Balancing**



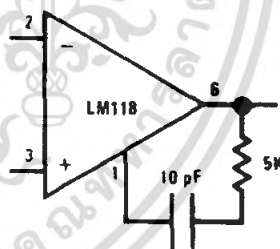
00776610

**Isolating Large Capacitive Loads**



00776611

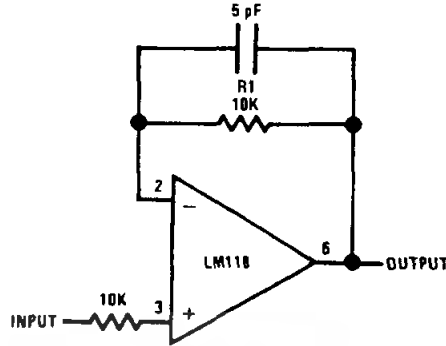
**Overcompensation**



00776612

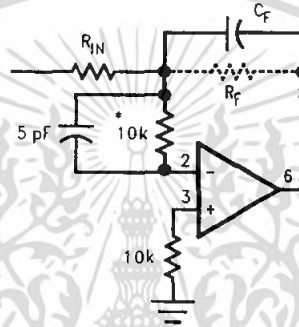
# Typical Applications

**Fast Voltage Follower**  
(Note 11)



00776613

**Integrator or Slow Inverter**



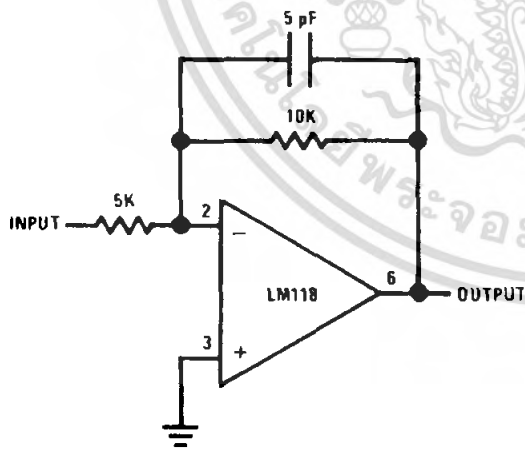
00776614

$C_F = \text{Large}$   
( $C_F \geq 50 \text{ pF}$ )

\*Do not hard-wire as integrator or slow inverter; insert a 10k-5 pF network in series with the input, to prevent oscillation.

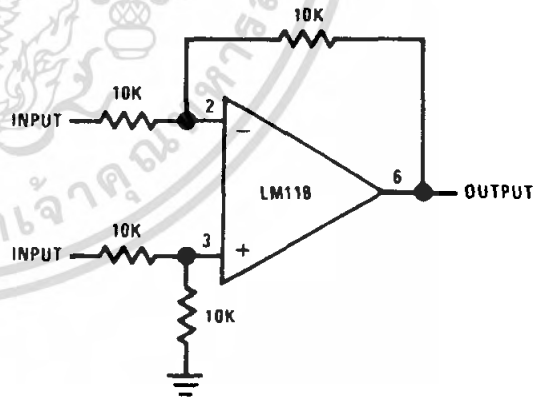
**Note 11:** Do not hard-wire as voltage follower ( $R_1 \geq 5 \text{ k}\Omega$ )

**Fast Summing Amplifier**



00776615

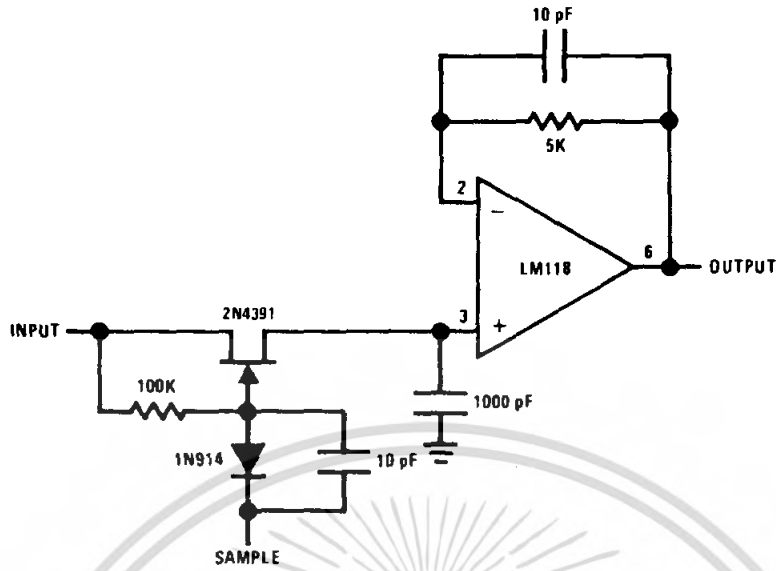
**Differential Amplifier**



00776616

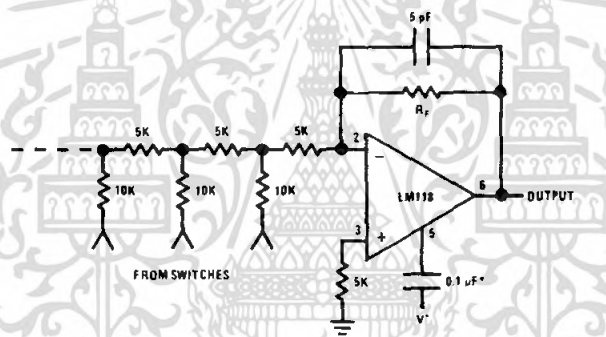
# Typical Applications (Continued)

## Fast Sample and Hold



00776618

## D/A Converter Using Ladder Network

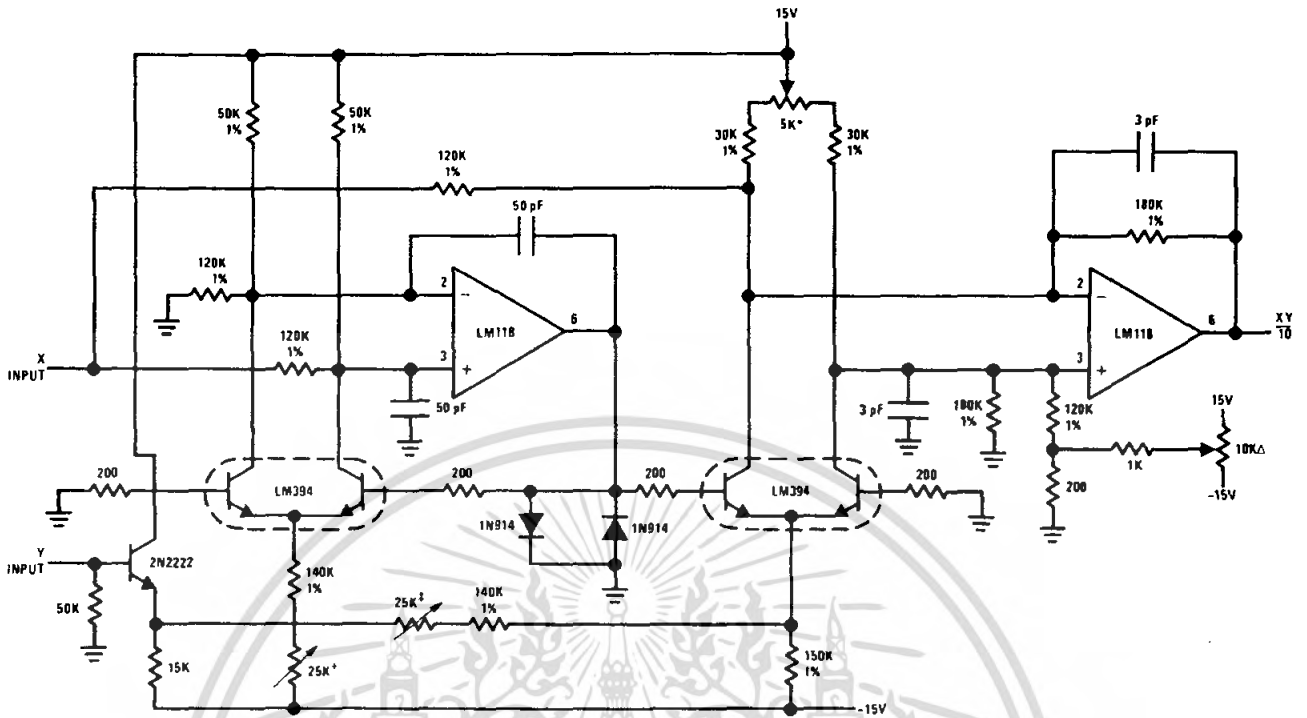


00776619

\*Optional --- Reduces settling time.

Typical Applications (Continued)

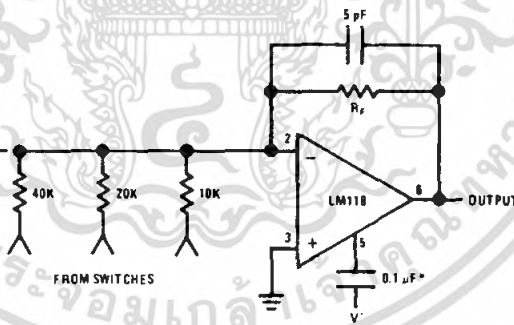
Four Quadrant Multiplier



Δ Output zero.  
 \*\*\* Y zero  
 + "X" zero  
 ‡ Full scale adjust.

00776617

D/A Converter Using Binary Weighted Network

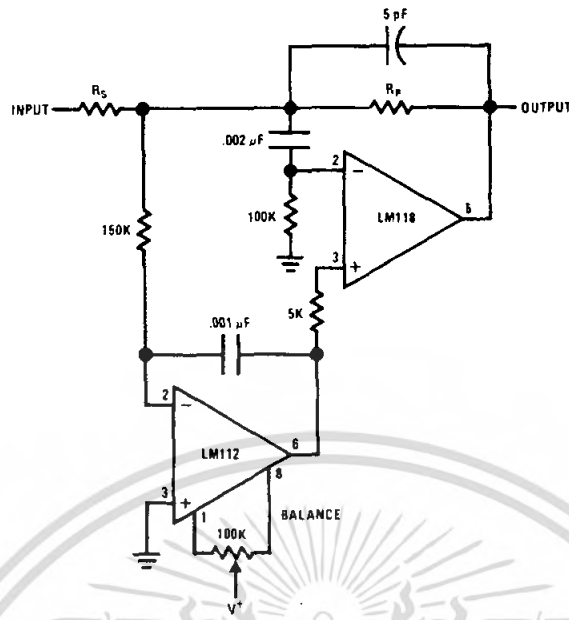


\*Optional — Reduces settling time.

00776620

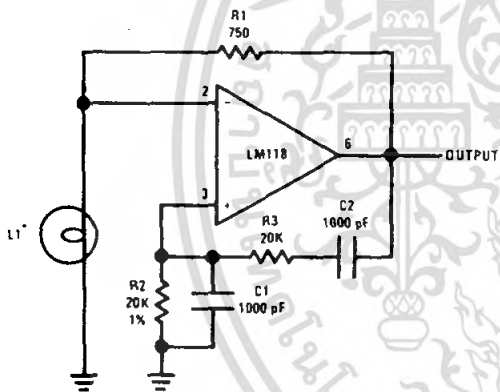
# Typical Applications (Continued)

## Fast Summing Amplifier with Low Input Current



00776621

## Wein Bridge Sine Wave Oscillator



00776622

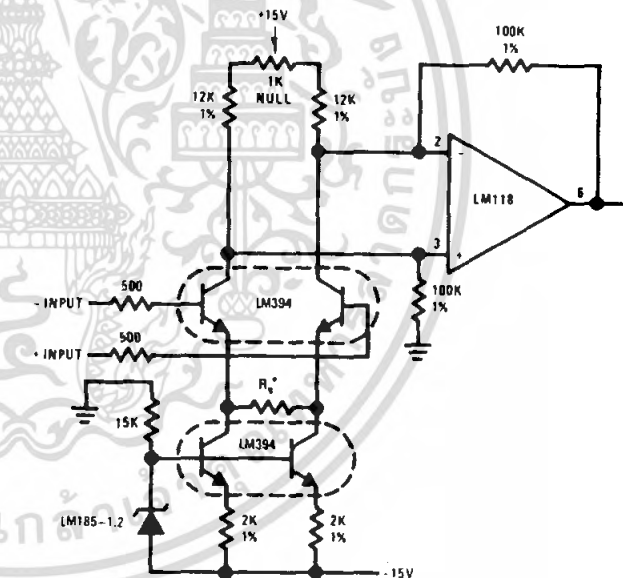
\*L1—10V—14 mA bulb ELDEMA 1869

R1 = R2

C1 = C2

$$f = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

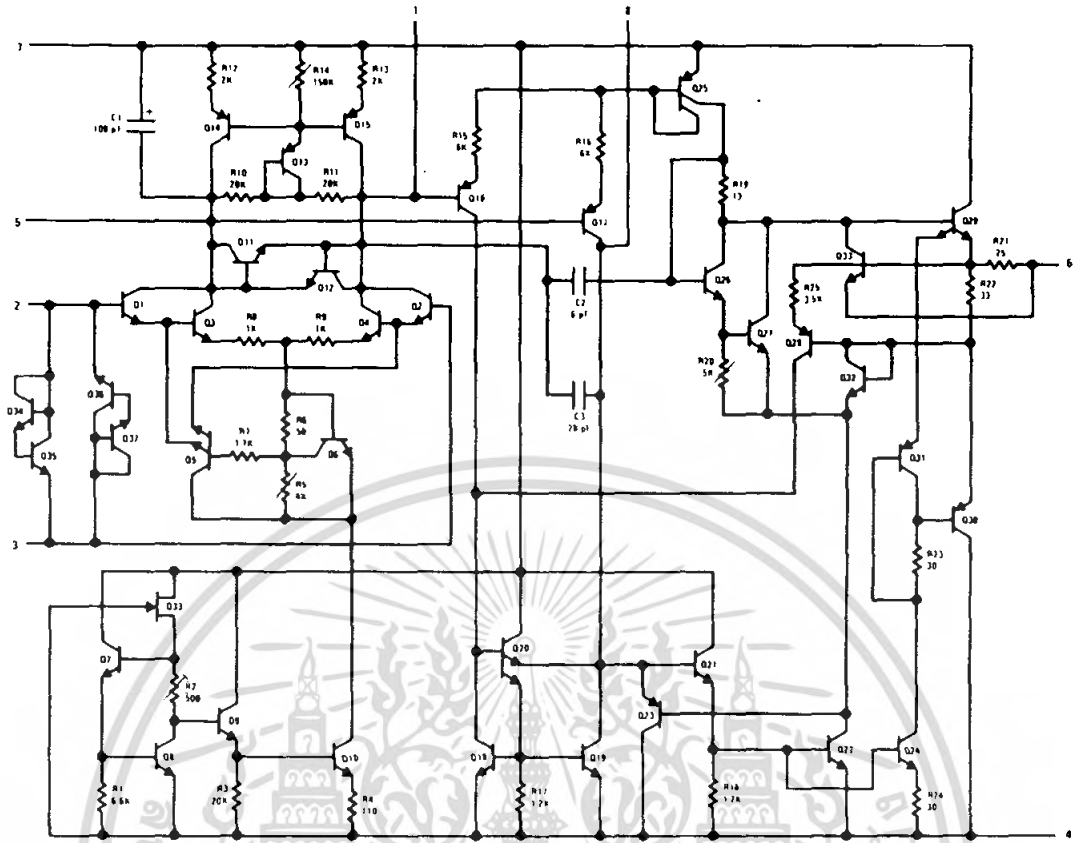
## Instrumentation Amplifier



00776623

$$*Gain \geq \frac{200K}{R_g} \text{ for } 1.5K \leq R_g \leq 200K$$

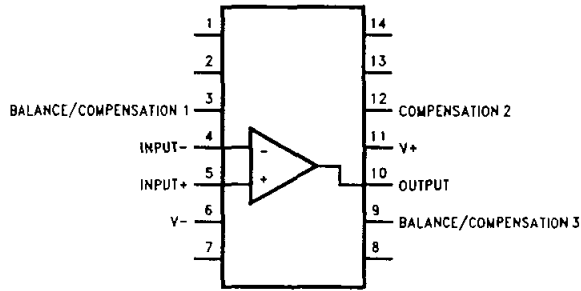
# Schematic Diagram



00776601

# Connection Diagram

Dual-In-Line Package

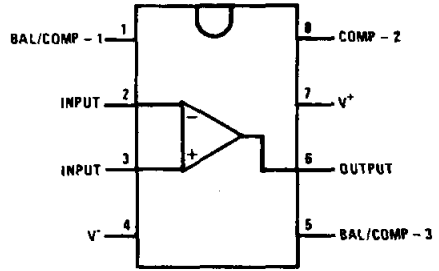


Top View

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

00776624

Dual-In-Line Package

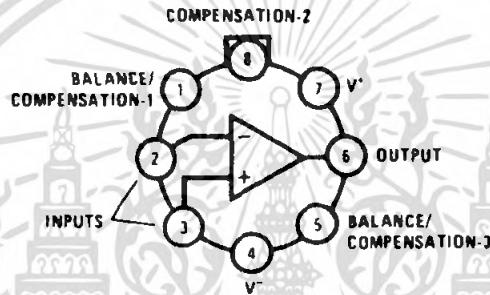


Top View

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

00776603

Metal Can Package  
(Note 12)



Top View

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

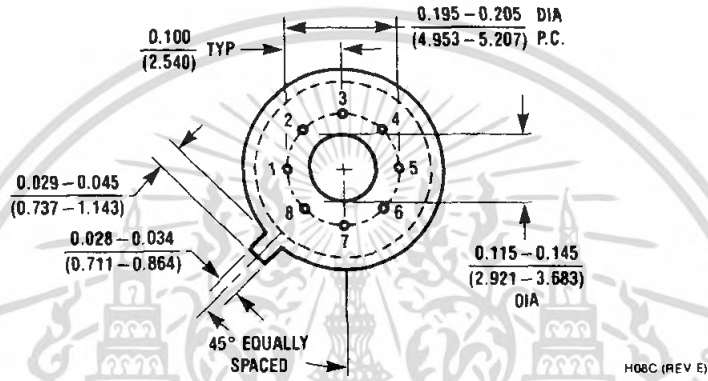
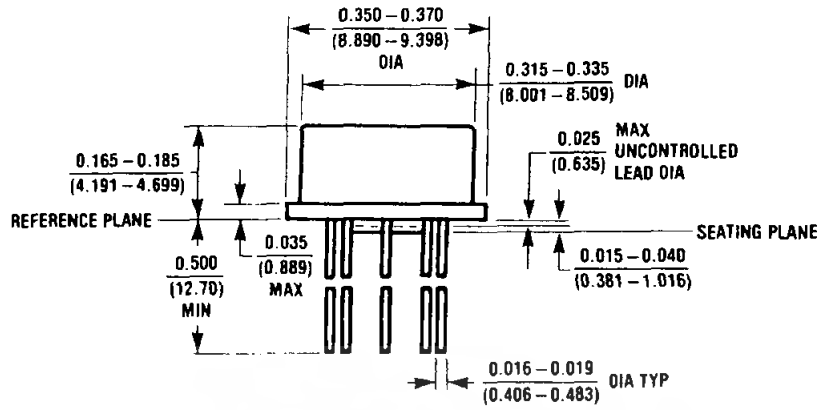
00776602

**Note 12:** Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for TO-5 package.

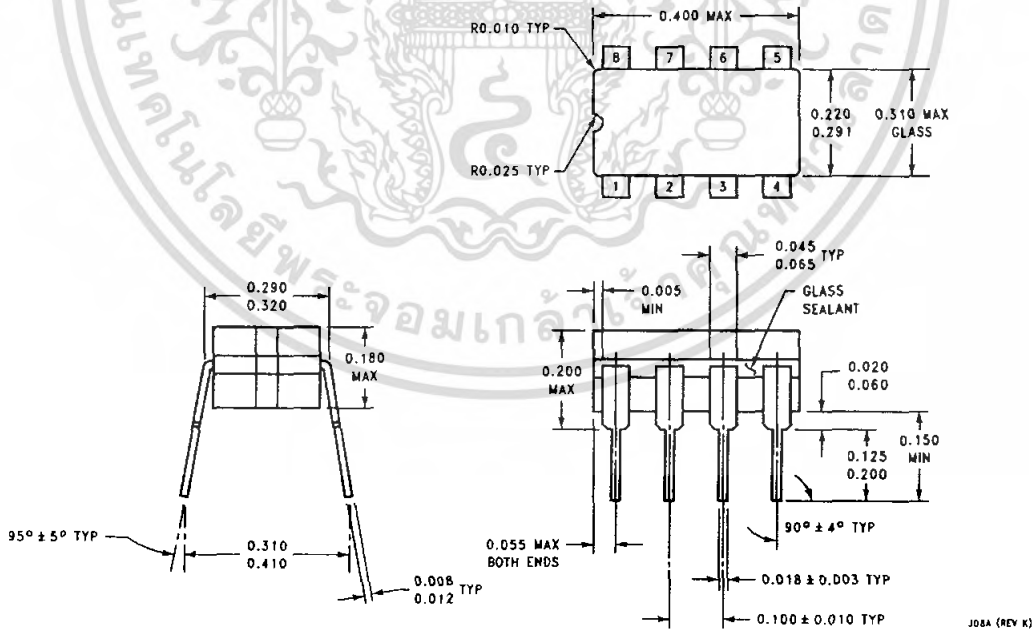
**Note 13:** Available per JM38510/10107.

**Physical Dimensions** inches (millimeters)

unless otherwise noted



**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**





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

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

- 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 . . .  $13 \text{ V}/\mu\text{s}$  Typ
- Common-Mode Input Voltage Range  
Includes  $V_{CC+}$

## description

The JFET-input operational amplifiers in the TL07\_ series are designed as low-noise versions of the TL08\_ series amplifiers with low input bias and offset currents and fast slew rate. The low harmonic distortion and low noise make the TL07\_ 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.

### AVAILABLE OPTIONS

T <sub>A</sub>	V <sub>IO</sub> max AT 25°C	PACKAGE							
		SMALL OUTLINE (D)†	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	CERAMIC DIP (JG)	PLASTIC DIP (N)	PLASTIC DIP (P)	TSSOP PACKAGE (PW)	FLAT PACKAGE (W)
0°C to 70°C	10 mV 6 mV 3 mV	TL071CD TL071ACD TL071BCD	—	—	—	—	TL071GP TL071ACP TL071BCP	TL071CPWLE — —	—
	10 mV 6 mV 3 mV	TL072CD TL072ACD TL072BCD	—	—	—	—	TL072CP TL072ACP TL072BCP	TL072CPWLE — —	—
	10 mV 6 mV 3 mV	TL074CD TL074ACD TL074BCD	—	—	—	TL074CN TL074ACN TL074BCN	— — —	TL074CPWLE — —	—
-40°C to 85°C	6 mV	TL071ID TL072ID TL074ID	—	—	—	— — TL074IN	TL071IP TL072IP —	— — —	—
-55°C to 125°C	6 mV 6 mV 9 mV	—	TL071MFK TL072MFK TL074MFK	— — TL074MJ	TL071MJG TL072MJG —	— — TL074MN	— TL072MP —	— — —	— — TL074MW

† The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., TL071CDR). The PW package is only available left-ended taped and reeled (e.g., TL072CPWLE).



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.

Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

**TEXAS  
INSTRUMENTS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายใน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

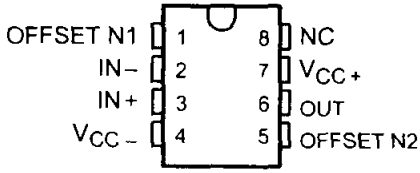
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

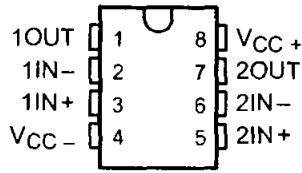
**TL071, TL071A, TL071B, TL072**  
**TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

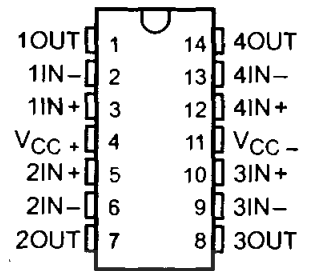
**TL071, TL071A, TL071B**  
**D, JG, P, OR PW PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



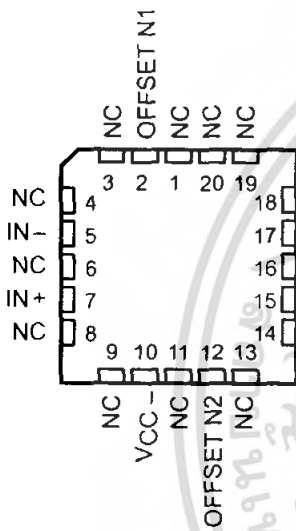
**TL072, TL072A, TL072B**  
**D, JG, P, OR PW PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



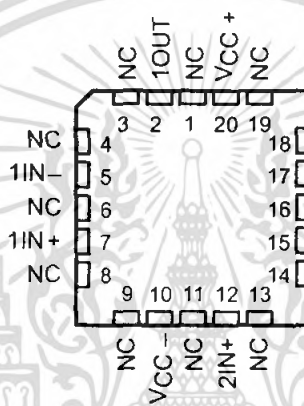
**TL074, TL074A, TL074B**  
**D, J, N, OR PW PACKAGE**  
**TL074... W PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



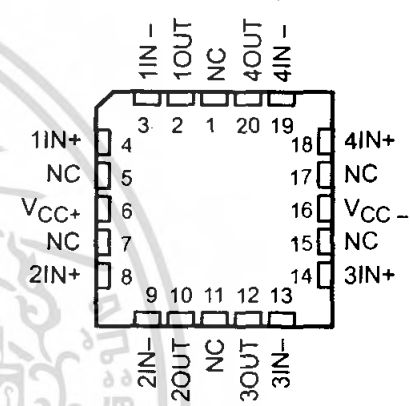
**TL071**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



**TL072**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



**TL074**  
**FK PACKAGE**  
**(TOP VIEW)**



NC - No internal connection

**symbols**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องขอยืมไปยังเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

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

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาหรือข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265



**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B**  
**LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

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

PARAMETER	TEST CONDITION <sup>†</sup>	T <sub>A</sub> <sup>‡</sup>	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 <sub>IO</sub>	V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	25°C	3	10	6	3	3	6	2	3	3	3	6	mV	
		Full range		13			7.5					8			
α <sub>VIO</sub>	V <sub>O</sub> = 0, R <sub>S</sub> = 50 Ω	Full range	18			18			18			18	μV/°C		
I <sub>IO</sub>	V <sub>O</sub> = 0	25°C	5	100	5	5	100	5	5	5	5	100	pA		
		Full range		10			2					2	nA		
I <sub>IB</sub>	V <sub>O</sub> = 0	25°C	65	200	65	65	200	65	65	65	65	200	pA		
		Full range		7			7					20	nA		
V <sub>ICR</sub>	Common-mode input voltage range	25°C	±11	-12 to 15	±11	-12 to 15	±11	-12 to 15	±11	-12 to 15	±11	-12 to 15	V		
V <sub>OM</sub>	Maximum peak output voltage	25°C	±12	±13.5	±12	±13.5	±12	±13.5	±12	±13.5	±12	±13.5	V		
		Full range													
	swing														
A <sub>VD</sub>	Large-signal differential voltage amplification	25°C	25	200	25	200	25	200	25	200	25	200	V/mV		
		Full range	15		25		25		25		25				
B <sub>1</sub>	Unity-gain bandwidth	25°C	3		3		3		3		3	MHz			
r <sub>i</sub>	Input resistance	25°C	10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		10 <sup>12</sup>		Ω		
CMRR	Common-mode rejection ratio	25°C	70	100	75	100	75	100	75	100	75	100	dB		
k <sub>SVR</sub>	Supply-voltage rejection ratio (ΔV <sub>CC±</sub> /ΔV <sub>IO</sub> )	25°C	70	100	70	100	70	100	70	100	70	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		
V <sub>O1</sub> /V <sub>O2</sub>	Crosstalk attenuation	25°C	120		120		120		120		120		dB		

<sup>†</sup> All characteristics are measured under open-loop conditions with zero common-mode voltage unless otherwise specified.  
<sup>‡</sup> Full range is T<sub>A</sub> = 0°C to 70°C for TL07\_C, TL07\_AC, TL07\_BC and is T<sub>A</sub> = -40°C to 85°C for TL07\_I.  
<sup>§</sup> Input bias currents of a 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**

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

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			
$\alpha_{VIO}$ 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
$I_{IB}$ Input bias current‡	$V_O = 0$	25°C	65	200		65	200		pA
			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	$\pm 12$			$\pm 12$			
	$R_L \geq 2\ \text{k}\Omega$		$\pm 10$			$\pm 10$			
$A_{VD}$ 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
			15			15			
$B_1$ Unity-gain bandwidth	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3			3			MHz
$r_i$ Input resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$		$10^{12}$			$10^{12}$			$\Omega$
CMRR Common-mode rejection ratio	$V_{IC} = V_{ICRmin}, V_O = 0, R_S = 50\ \Omega$	25°C	80	86		80	86		dB
$k_{SVR}$ 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
$I_{CC}$ Supply current (each amplifier)	$V_O = 0, \text{ No load}$	25°C	1.4	2.5		1.4	2.5		mA
$V_{O1}/V_{O2}$ Crosstalk attenuation	$A_{VD} = 100$	25°C	120			120			dB

† Input bias currents of a 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  $T_A = -55^\circ\text{C to } 125^\circ\text{C}$ .



**TEXAS  
INSTRUMENTS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการ ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

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**  
 SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

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		18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
		$f = 10\text{ Hz to } 10\text{ kHz}$		4		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%			0.003%		

**PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION**

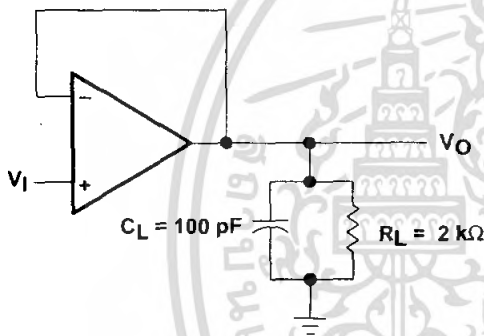


Figure 1. Unity-Gain Amplifier

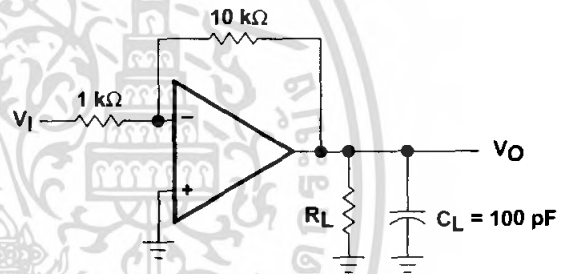


Figure 2. Gain-of-10 Inverting Amplifier

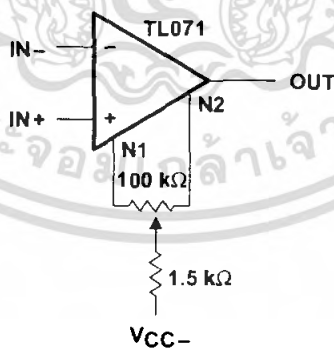


Figure 3. Input Offset Voltage Null Circuit



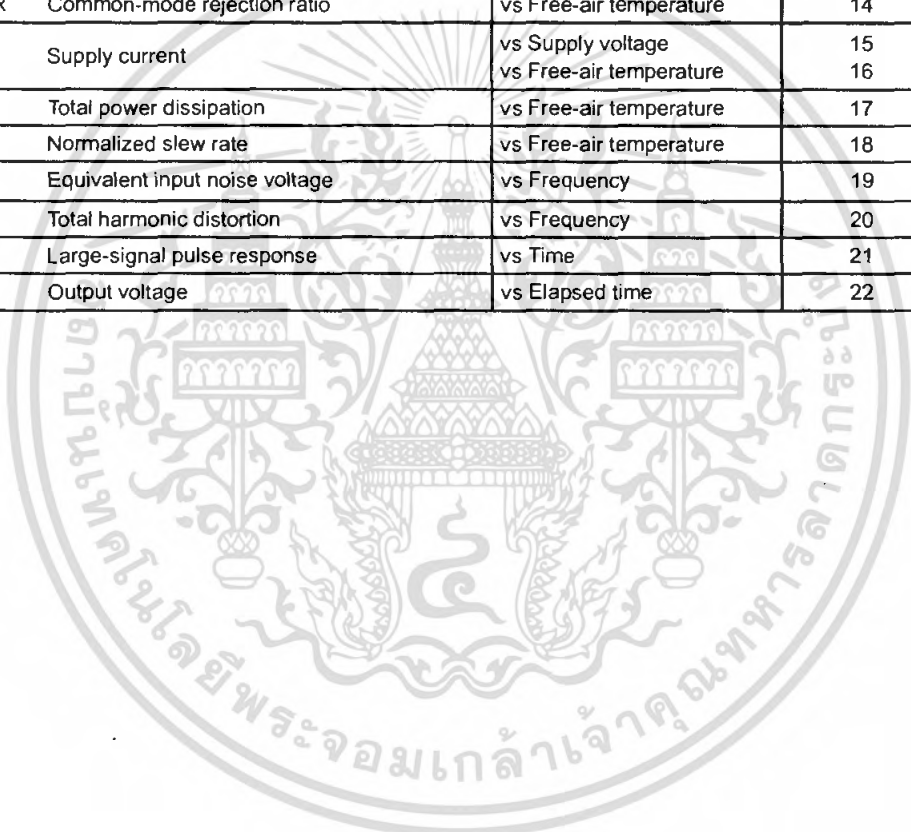
**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

**TYPICAL CHARACTERISTICS**

**Table of Graphs**

			<b>FIGURE</b>
$I_{IB}$	Input bias current	vs Free-air temperature	4
$V_{OM}$	Maximum output voltage	vs Frequency	5, 6, 7
		vs Free-air temperature	8
		vs Load resistance	9
		vs Supply voltage	10
$A_{VD}$	Large-signal differential voltage amplification	vs Free-air temperature	11
		vs Frequency	12
	Phase shift	vs Frequency	12
	Normalized unity-gain bandwidth	vs Free-air temperature	13
	Normalized phase shift	vs Free-air temperature	13
$CMRR$	Common-mode rejection ratio	vs Free-air temperature	14
$I_{CC}$	Supply current	vs Supply voltage	15
		vs Free-air temperature	16
$P_D$	Total power dissipation	vs Free-air temperature	17
		Normalized slew rate	vs Free-air temperature
$V_n$	Equivalent input noise voltage	vs Frequency	19
$THD$	Total harmonic distortion	vs Frequency	20
	Large-signal pulse response	vs Time	21
$V_O$	Output voltage	vs Elapsed time	22



TYPICAL CHARACTERISTICS†

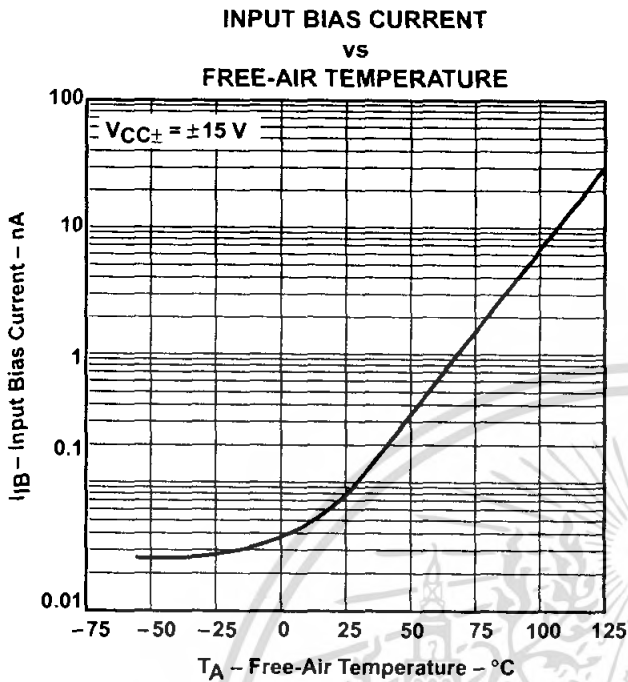


Figure 4

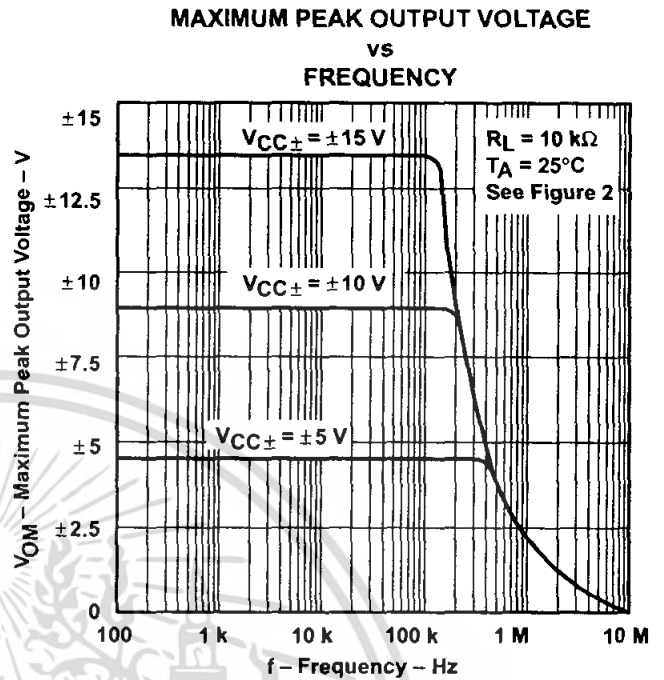


Figure 5

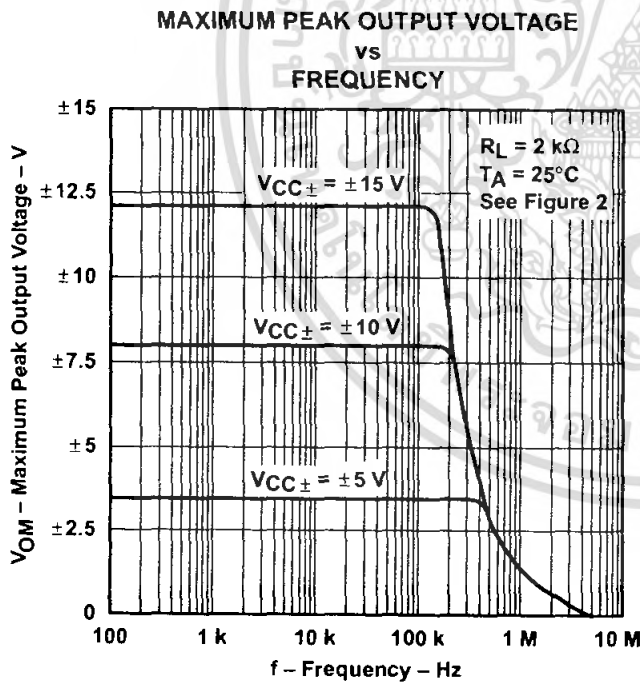


Figure 6

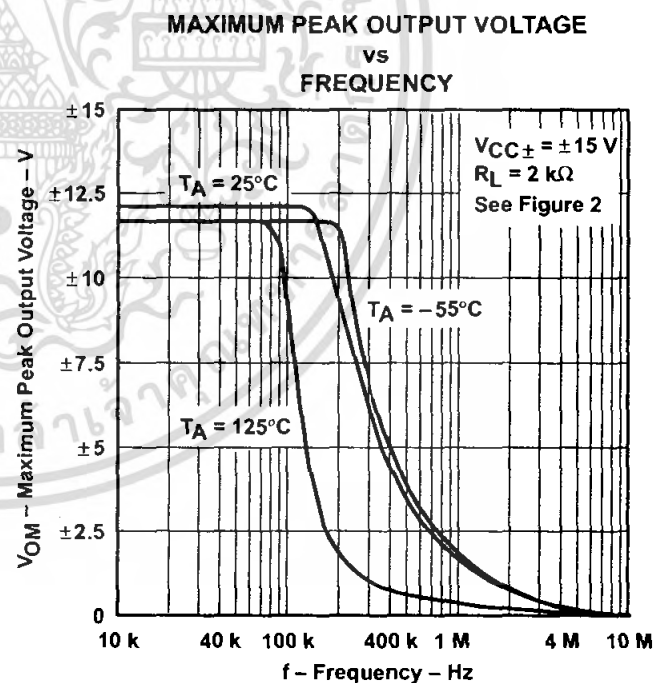


Figure 7

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.

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

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

**TYPICAL CHARACTERISTICS†**

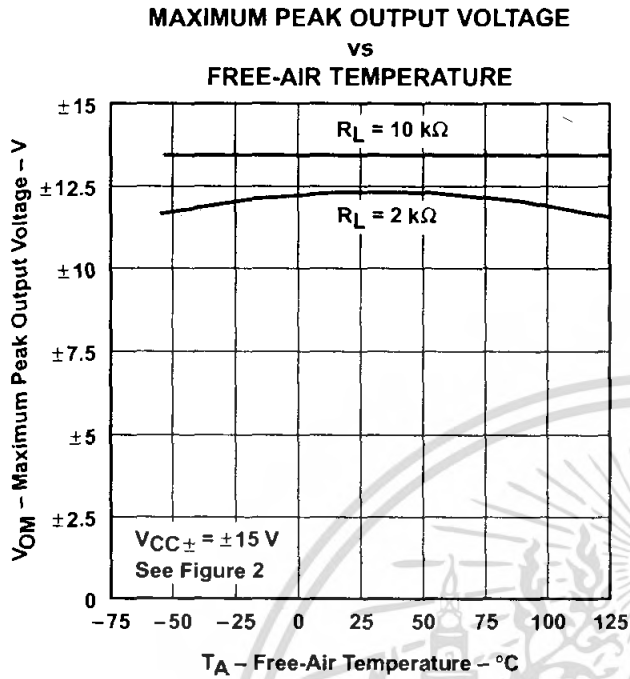


Figure 8

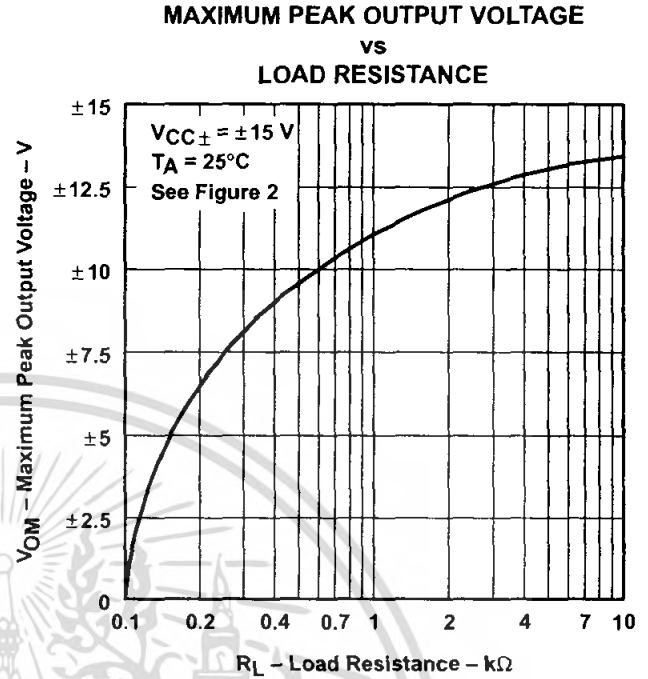


Figure 9

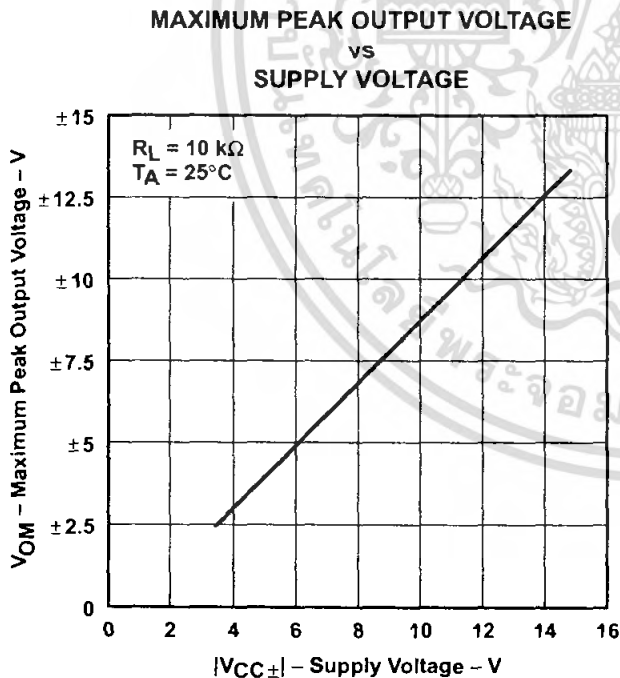


Figure 10

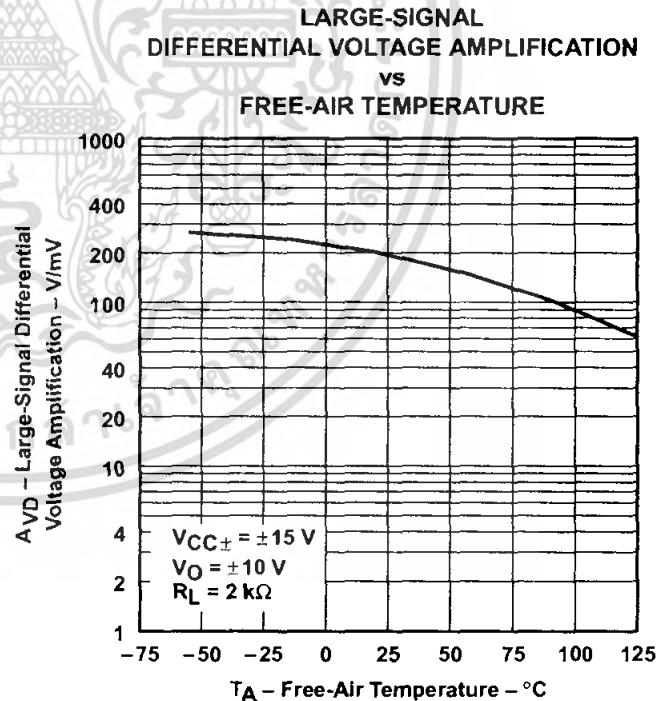


Figure 11

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกา **TEXAS INSTRUMENTS** นั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS†  
 LARGE-SIGNAL  
 DIFFERENTIAL VOLTAGE AMPLIFICATION  
 AND PHASE SHIFT  
 vs  
 FREQUENCY

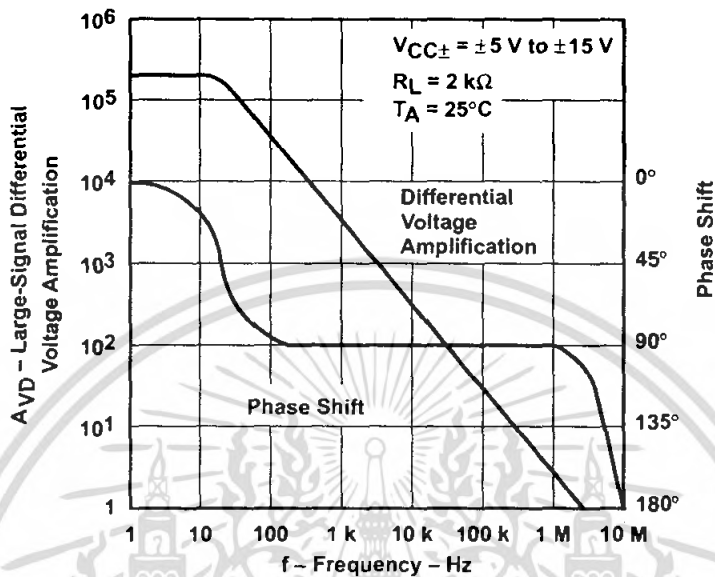


Figure 12

NORMALIZED UNITY-GAIN BANDWIDTH  
 AND PHASE SHIFT  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE

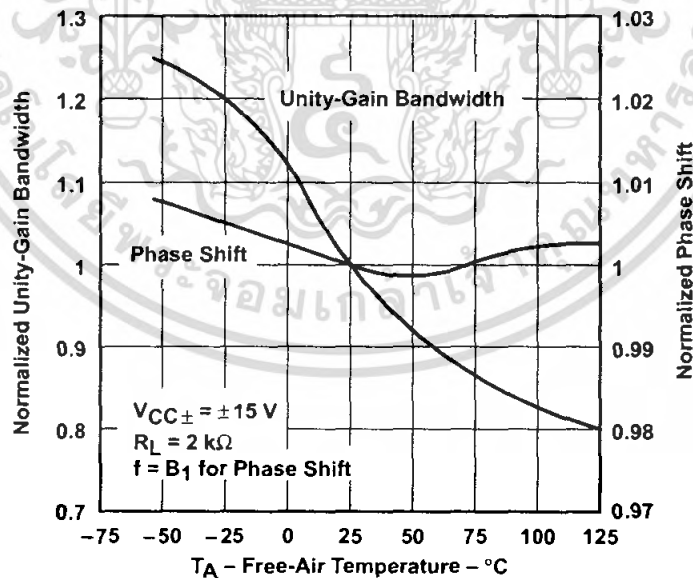


Figure 13

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



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

SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

TYPICAL CHARACTERISTICS†

COMMON-MODE REJECTION RATIO  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE

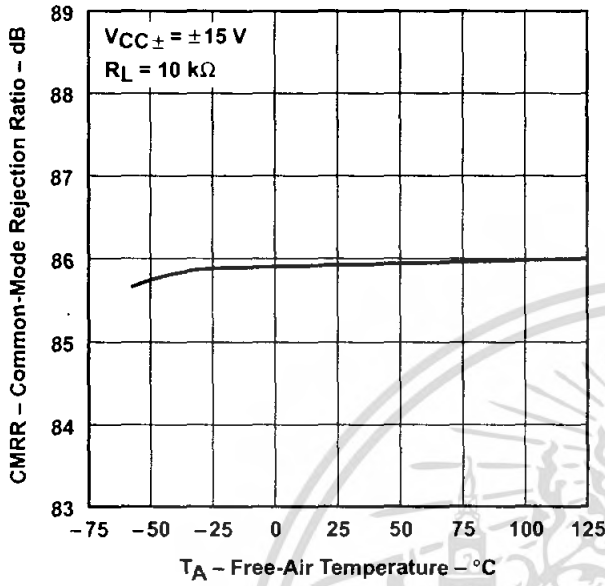


Figure 14

SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER  
 vs  
 SUPPLY VOLTAGE

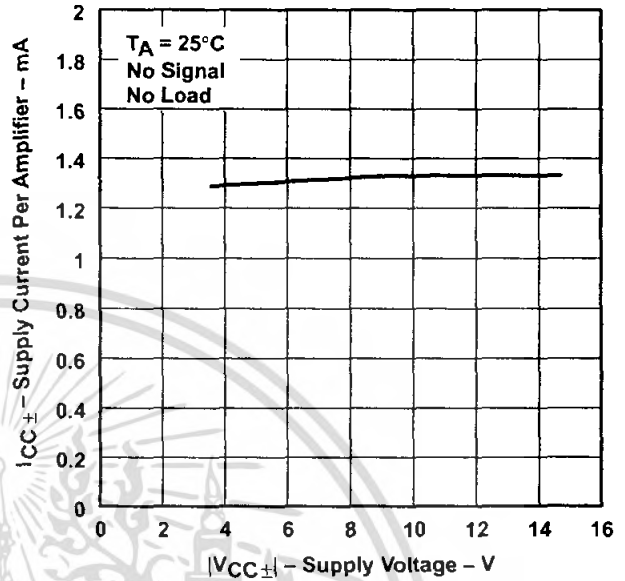


Figure 15

SUPPLY CURRENT PER AMPLIFIER  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE

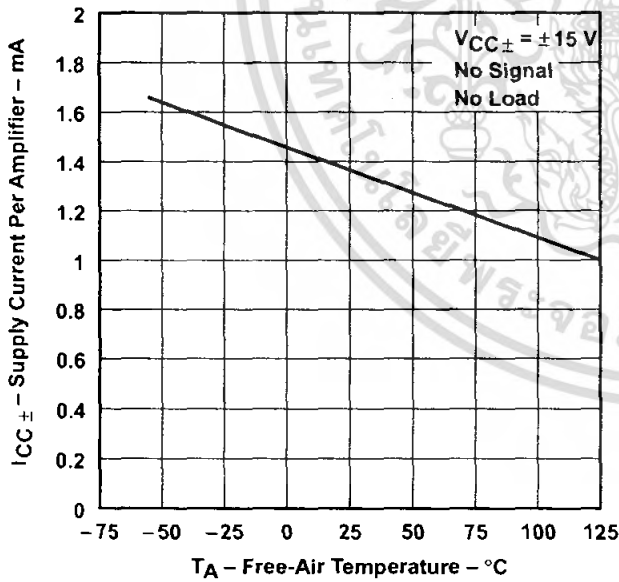


Figure 16

TOTAL POWER DISSIPATION  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE

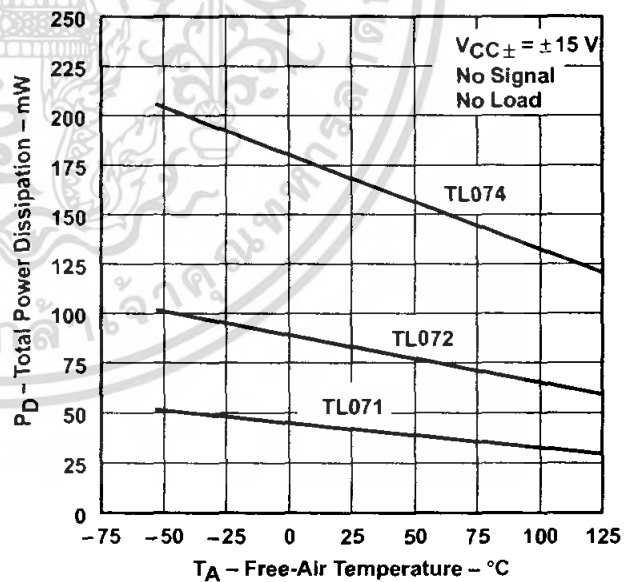


Figure 17

† Data at high and low temperatures are applicable only within the rated operating free-air temperature ranges of the various devices.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกั TEXAS INSTRUMENTS นั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

NORMALIZED SLEW RATE  
 vs  
 FREE-AIR TEMPERATURE

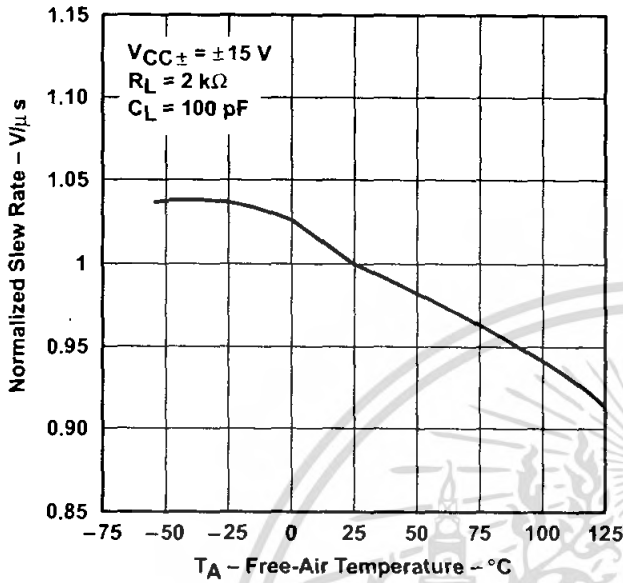


Figure 18

EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE  
 vs  
 FREQUENCY

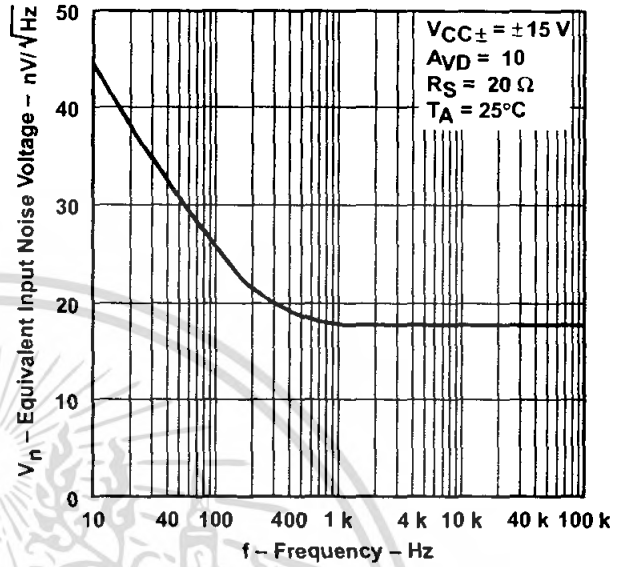


Figure 19

TOTAL HARMONIC DISTORTION  
 vs  
 FREQUENCY

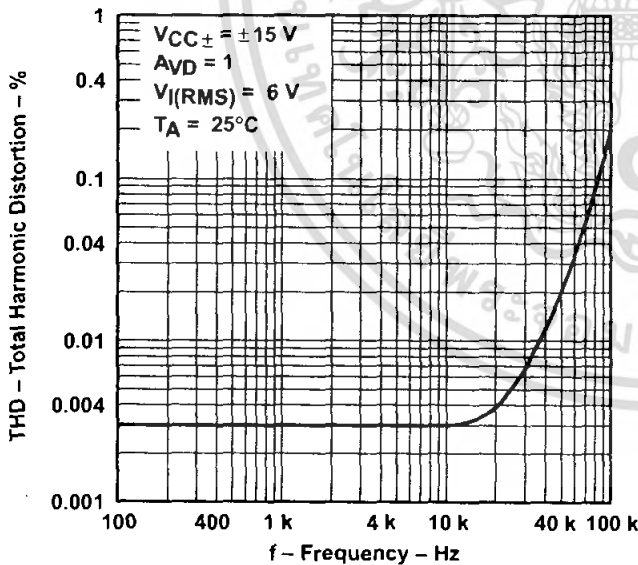


Figure 20

VOLTAGE-FOLLOWER  
 LARGE-SIGNAL PULSE RESPONSE

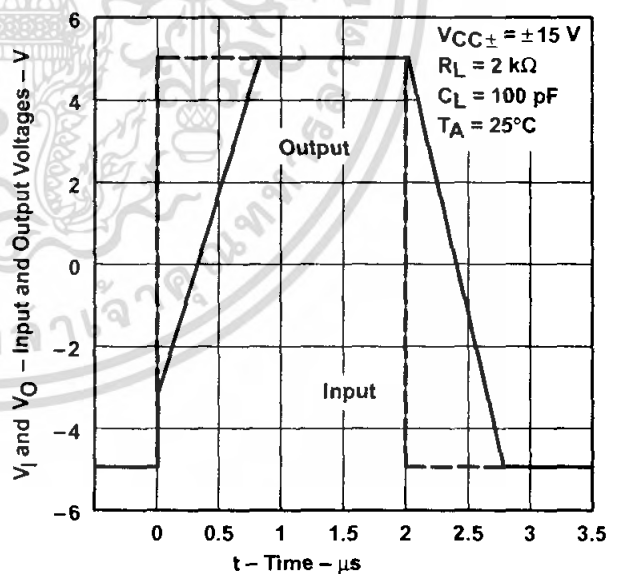


Figure 21

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

SLOS080D – SEPTEMBER 1978 – REVISED AUGUST 1996

**TYPICAL CHARACTERISTICS**

**OUTPUT VOLTAGE**  
**vs**  
**ELAPSED TIME**

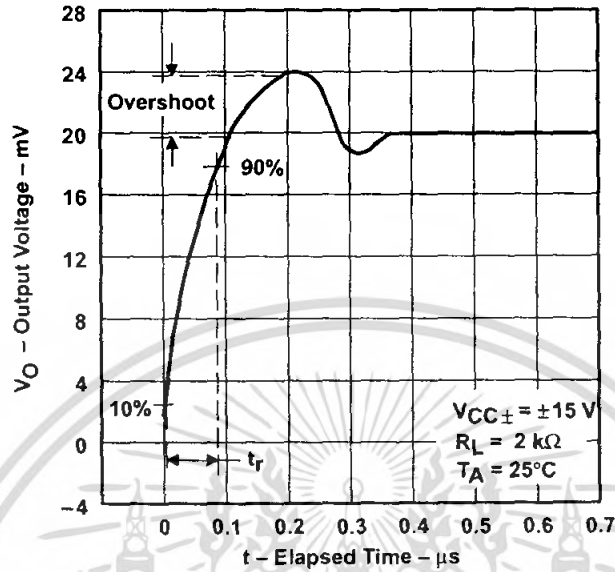
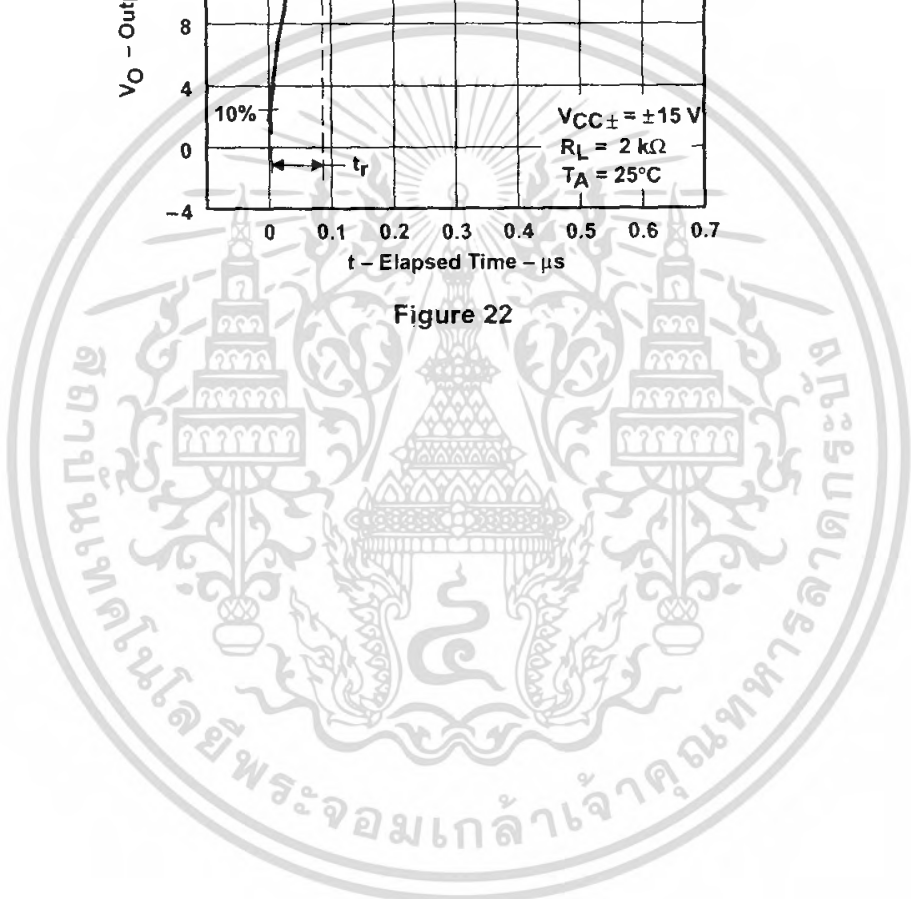


Figure 22



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ **INSTRUMENTS** นั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION INFORMATION

Table of Application Diagrams

APPLICATION DIAGRAM	PART NUMBER	FIGURE
0.5-Hz square-wave oscillator	TL071	23
High-Q notch filter	TL071	24
Audio-distribution amplifier	TL074	25
100-kHz quadrature oscillator	TL072	26
AC amplifier	TL071	27

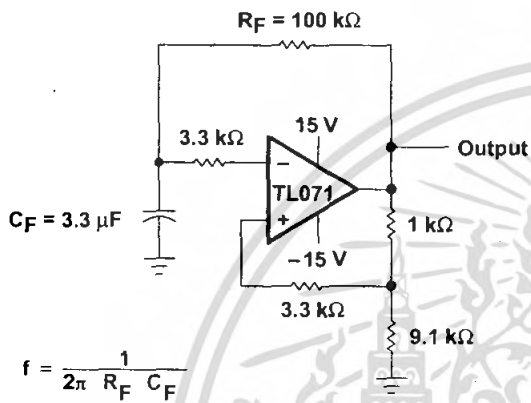


Figure 23. 0.5-Hz Square-Wave Oscillator

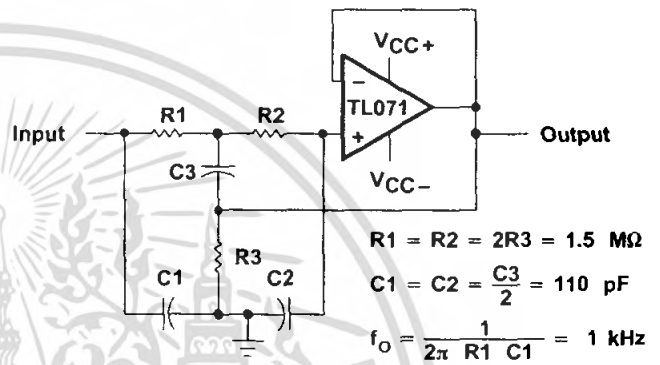


Figure 24. High-Q Notch Filter

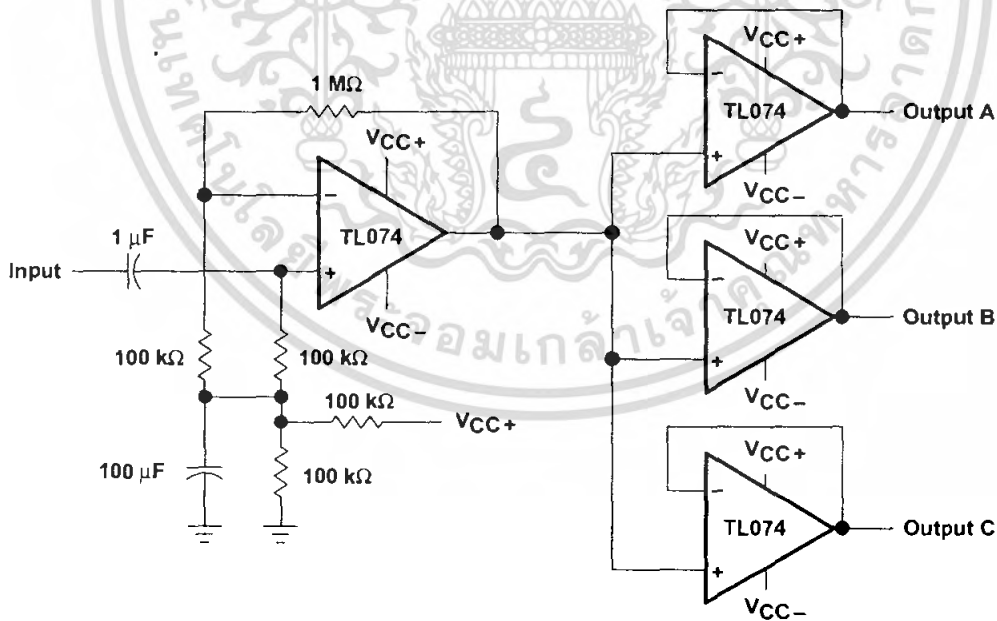
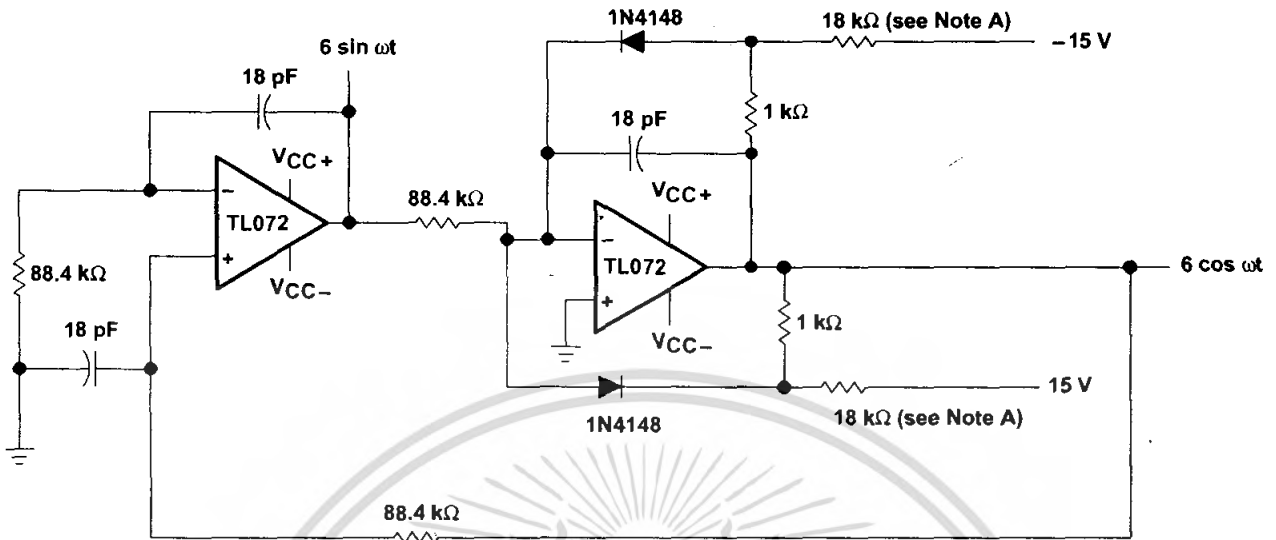


Figure 25. Audio-Distribution Amplifier



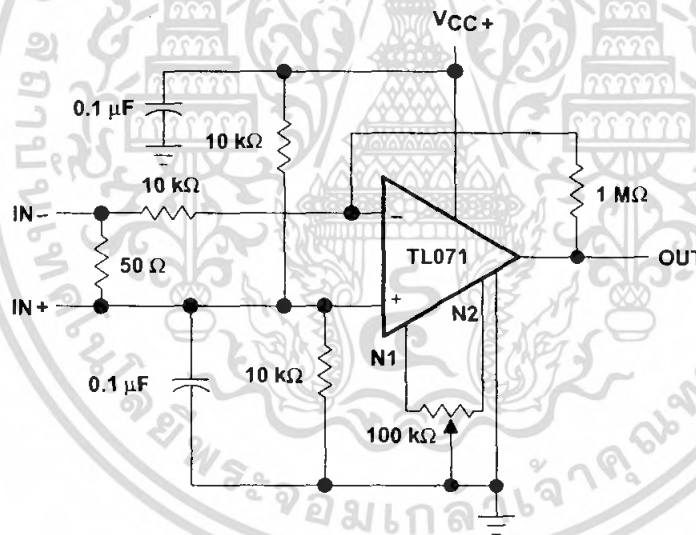
**TL071, TL071A, TL071B, TL072  
TL072A, TL072B, TL074, TL074A, TL074B  
LOW-NOISE JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS**  
SLOS080D - SEPTEMBER 1978 - REVISED AUGUST 1996

**APPLICATION INFORMATION**



NOTE A: These resistor values may be adjusted for a symmetrical output.

**Figure 26. 100-kHz Quadrature Oscillator**



**Figure 27. AC Amplifier**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ  
ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้