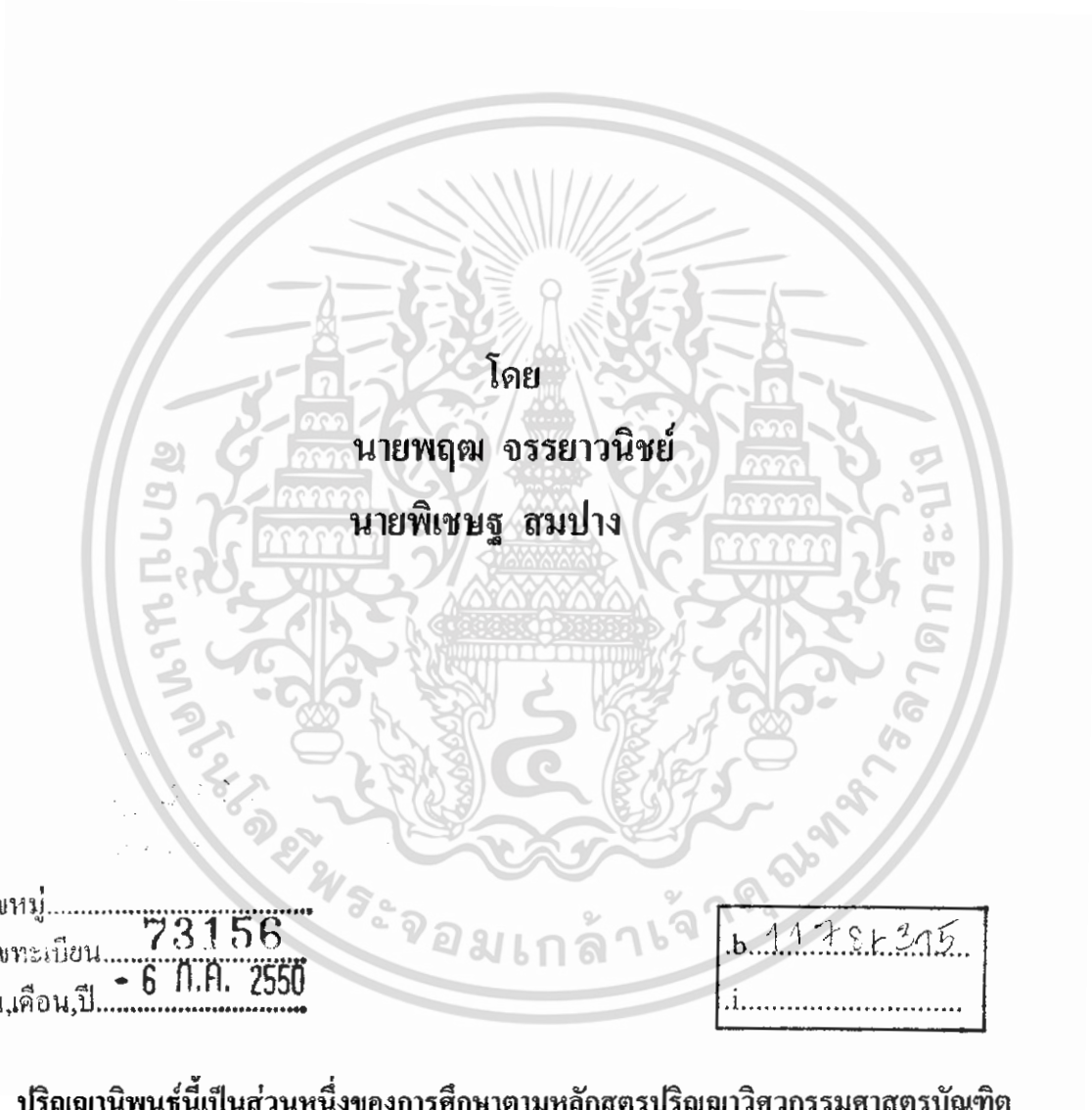


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง

OPTICAL VIBRATOR DETECTION SYSTEM



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 73156  
วัน,เดือน,ปี..... - 6 ก.ค. 2550

b.1178r345  
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง

## OPTICAL VIBRATOR DETECTION SYSTEM

โดย

นาย พศุตม์ จรรย์าวนิชย์

เลขประจำตัว 45010515

นาย พิเชษฐ สมป่าง

เลขประจำตัว 45010530

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.สุริภณีส สมควรพาณิชย์

ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง

## OPTICAL VIBRATOR DETECTION SYSTEM

โดย

นาย พศุตม์ จรรยาวิชย์

เลขประจำตัว 45010515

นาย พิเชษฐ สมปอง

เลขประจำตัว 45010530

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.สุริกานต์ สมควรพาณิชย์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2548

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2548

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง ( Optical Vibrator Detection System)

ผู้จัดทำ

1. นายพฤษ จรรยาวิชย์ เลขประจำตัว 45010515
2. นายพิเชษฐ สมปาง เลขประจำตัว 45010530



.....อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ.ดร.สุริภณ สมควรพานิชย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง

นายพุดต จรรย์วานิชย์ รหัส 45010515

นายพิเชษฐ สมปอง รหัส 45010530

รศ.ดร.สุริภณ สมควรพานิชย์(อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2548 ภาคเรียนที่ 2

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง โครงการนี้ได้ นำแสงเลเซอร์มาใช้ตรวจจับเสียง

เราได้ออกแบบวงจรรวม เป็นวงจรที่ตอบสนองความถี่แบนด์วิธ 10 กิโลเฮิร์ตซ์ และมีการตัด ความถี่ที่ 100 เฮิร์ตซ์ ออกไป ซึ่งเป็นสัญญาณรบกวนจากแสงไฟนีออน ใช้เลเซอร์เป็นแหล่งกำเนิด แสง และ โฟโตไดโอด เป็นตัวตรวจจับแสง ซึ่งระบบรวมเป็นการทำงานร่วมกันของวงจรแปลง กระแสเป็นแรงดัน วงจรขยายแรงดัน วงจรกรองค่าจัดแถบความถี่ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและ วงจรขยายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Optical Vibrator Detection System

Mr.Prut Chanyavanich ID 45010515

Mr.Pichet Sompang ID 45010530

Assoc.Prof.Suripon Somkhuanpanit(advisor)

First semester,Education Year 2005

### Abstract

This report presents the design of Optical Vibrator Detection System. This project apply laser to detect voice.

We have designed the circuit which can respond bandwidth 10 KHZ and suppress the frequency at 100 HZ which is a noise from fluorescent. The system has implemented by current to voltage converter, non-inverting amplifier, band-rejection filter, low pass filter and audio amplifier.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ

รศ.ดร.สุริยฉม สมควรพานิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในการทำโครงการนี้

อาจารย์ทุกท่านที่ได้สั่งสอนให้ความรู้ต่างๆ ซึ่งได้นำมาประยุกต์ใช้ในโครงการนี้  
ทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ จนโครงการนี้สำเร็จด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการทำงานของระบบ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ	2
2.1 โฟโอดีไดโอด (Photodiode)	2
2.1.1 โฟโอดีไดโอดแบบพี-เอ็น (p-n Photodiode)	2
2.1.2 โฟโอดีไดโอดแบบพี-เอ็น (p-i-n diode)	3
2.1.3 ปริมาณต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับโฟโอดีไดโอด	3
2.2 ตัวรับแสง (Optical Receiver)	5
2.2.1 สัญญาณรบกวนในตัวรับที่ใช้โฟโอดีไดโอดแบบพี-เอ็นและแบบp-i-n	5
2.2.2 ความกว้างแถบของตัวรับ	7
2.2.3 โครงสร้างของตัวรับ	7
2.3 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (AM Demodulator)	10
2.4 วงจรกรองความถี่	10
2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter)	11
บทที่ 3 การออกแบบโครงการ	14
3.1 แสงเลเซอร์	14
3.2 แหล่งกำเนิดเสียง	15
3.3 วงจรรับแสง (Current to Voltage Converter)	15
3.4 ภาควงจรดีมอดคูเลเตอร์ (Demodulator)	16
3.5 ภาควงจรขยาย (Amplifier)	16
3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)	17
3.7 วงจรขยายเสียง	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.8	วงจรรีบเทียบแรงดัน	20
3.9	วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D Converter)	22
3.10	การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์	23
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	25
4.1	ผลการตอบสนองทางความถี่	25
4.2	ผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าของวงจร A/D Converter	27
4.3	กราฟผลการทดลองการมอดูเลตเลเซอร์	28
4.4	กราฟผลการทดลองการตรวจจับความถี่เสียง	30
4.5	กราฟผลการทดลองการตรวจจับความถี่เสียง	34
บทที่ 5	สรุป	35
5.1	ปัญหาและอุปสรรค	35
5.2	สรุปและวิจารณ์	35
ภาคผนวก		36
กิตติกรรมประกาศ		39
หนังสืออ้างอิง		40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณแพร่ของโฟโตรีโอดแบบพี-เอ็น	2
รูปที่ 2.2 แสดงคุณสมบัติของโฟโตรีโอดแบบพี-เอ็น	3
รูปที่ 2.3 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณดุกกลืนในโฟโตรีโอดแบบ p-i-n	4
รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับ $\alpha_0$ และความลึกของแสงที่จะเข้าถึง	5
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของตัวรับ	7
รูปที่ 2.6 ตัวรับปลายด้านหน้าอินพีแดนซ์ต่ำกับวงจรรขยายแรงดัน	7
รูปที่ 2.7 ตัวรับปลายด้านหน้าอินพีแดนซ์สูงกับวงจรรขยายแรงดัน	8
รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของตัวรับปลายด้านหน้าทรานส์อิมพีแดนซ์	9
รูปที่ 2.9 วงจร Envelope Detector	10
รูปที่ 2.10 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่วงจรกรองความถี่ต่ำลำดับที่ 4	11
รูปที่ 2.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซาลเส้นแอนคัลย	11
รูปที่ 3.1 วงจรมอดคูเลตเลเซอร์	14
รูปที่ 3.2 วงจรรับแสง	15
รูปที่ 3.3 วงจร Envelope Detector	16
รูปที่ 3.4 วงจรรขยาย	17
รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	18
รูปที่ 3.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่ของวงจรกรอง ความถี่ต่ำผ่านแต่ละอันดับ	19
รูปที่ 3.7 วงจรรขยายเสียง	20
รูปที่ 3.8 วงจรปรับเทียบแรงดัน	20
รูปที่ 3.9 วงจรรวม	21
รูปที่ 3.10 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอล	22
รูปที่ 3.11 โหมดการทำงานแบบ Stand-Alone	22
รูปที่ 3.12 การเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์	23
รูปที่ 3.13 การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์	24
รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาท์พุทเทียบความถี่จากการ Simulate	26
รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาท์พุทเทียบความถี่จากการทดลอง	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตเทียบแรงดันอินพุตที่ผ่านวงจร A/D Converter	28
รูปที่ 4.4 ความถี่ 45 kHz จาก IC 555	28
รูปที่ 4.5 ความถี่ 45 kHz ที่มอดคูเลตผ่านเลเซอร์	29
รูปที่ 4.6 สัญญาณรบกวนจากแสงไฟนีออนร่วมกับสัญญาณที่มอดคูเลตด้วยความถี่ 45 kHz จากเลเซอร์	29
รูปที่ 4.7 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 500 Hz	30
รูปที่ 4.8 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 750Hz	30
รูปที่ 4.9แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 1 kHz	31
รูปที่ 4.10แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 1.5 kHz	31
รูปที่ 4.11แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 2 kHz	32
รูปที่ 4.12แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 3 kHz	32
รูปที่ 4.13แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ที่ความถี่ 4 kHz	33
รูปที่ 4.14 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง ความถี่ 5.5 kHz	33
รูปที่ 4.15 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับวงจรปรับแรงดัน ที่ความถี่ 1 kHz	34
รูปที่ 4.16 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับวงจรปรับแรงดัน ที่ความถี่ 2 kHz	34

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง	19
ตารางที่ 4.1 แสดงค่า $V_{out}$ และอัตราการขยายแรงดัน $A_v$ ของวงจร LPF ความถี่ต่างๆจากการ Simulate	25
ตารางที่ 4.2 แสดงค่า $V_{out}$ และอัตราการขยายแรงดัน $A_v$ ของ วงจรLPF ที่ความถี่ต่างๆจากการทดลอง	26
ตารางที่ 4.3 แสดงค่าแรงดัน Input ของ ADC0820 เทียบกับแรงดัน Output	27



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ปัจจุบันในชีวิตประจำวัน หากเรามองไปรอบๆตัว เราจะพบว่าเทคโนโลยีทางด้านออปโตอิเล็กทรอนิกส์(Optoelectronics) มีบทบาทสำคัญอย่างมาก แสงมีบทบาทสำคัญและถูกนำมาประยุกต์ใช้เพื่อสร้างสรรค์เทคโนโลยีต่างๆมากมาย เช่น การสื่อสารทางด้านแสง (Optic Fiber) การรักษาโรคโดยใช้เลเซอร์ เครื่องถ่ายภาพเอกซเรย์ และอื่นๆอีกมากมาย

โครงการนี้ได้นำแสงเลเซอร์มาประยุกต์ใช้ในการตรวจจับการสั่นไหว โดยโครงการนี้เป็น การตรวจจับการสั่นของเสียง อย่างไรก็ตาม โครงการนี้สามารถนำไปประยุกต์ในการตรวจจับการ สั่นสะเทือนต่างๆได้

รายงานฉบับนี้ ได้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างระบบตรวจจับการสั่นไหว รวมถึงทฤษฎี ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบระบบ

#### 1.1 หลักการทำงานของระบบ

หลักการทำงานคือ เมื่อแสงเลเซอร์ตกกระทบกับแหล่งกำเนิดเสียงที่สร้างขึ้น โดยมีการคิด กระจุกที่แหล่งกำเนิดเสียงซึ่งคือลำโพงเพื่อให้แสงสามารถสะท้อนกลับมาได้ โดยแสงเลเซอร์ที่ สะท้อนออกมาจะสั่นไปตามความถี่ของลำโพง

เมื่อแสงสะท้อนมาตกกระทบที่ตัวตรวจจับแสง(Photo Detector) ตัวตรวจจับแสงจะเปลี่ยน พลังงานแสงให้อยู่ในรูปของกระแสไฟได้ กระแสไฟนี้จะมีค่าที่เดียวกับความถี่ของเสียง จากนั้นกระแสไฟได้จะถูกแปลงเป็นแรงดันโดยวงจรตรวจจับแสง (Current to Voltage Converter) ซึ่งจะเป็นวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน จากนั้นจะทำการขยายแรงดันที่ได้โดยวงจรขยายแรงดัน และทำการจำกัดความถี่ที่ผ่านด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อตัดเสียงความถี่สูงออกไปจากนั้นจะ ส่งไปยังวงจรขยายเสียงเพื่อเปลี่ยนสัญญาณแรงดันกลับเป็นสัญญาณเสียงเหมือนเดิม

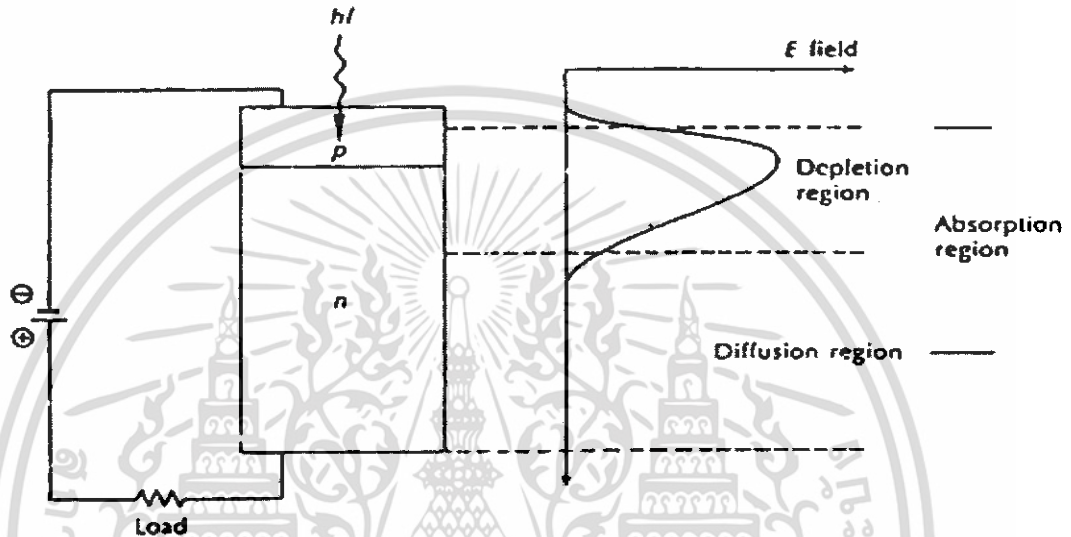
## บทที่ 2

### ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการงาน

#### 2.1 โฟโตไดโอด (Photodiode)

##### 2.1.1 โฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น (p-n Photodiode)

โครงสร้างพื้นฐานของโฟโตไดโอดจะเป็นรอยต่อพี-เอ็น ดังรูป 2.1



รูปที่ 2.1 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณแพร่ของโฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น

ในการใช้งานโฟโตไดโอด (Photodiode) นั้นจะต้องให้ไบอัสย้อนกลับ (reverse bias) ในสภาวะปกติถ้าไม่มีโฟตอน (แสง) เข้ามาตกกระทบนั้นจะมีกระแสรั่ว (leakage current) เกิดขึ้น อันเนื่องมาจากประจุพาหะส่วนน้อย (minority carrier) กระแสรั่วนี้เรียกว่า กระแสมืด (dark current)

เมื่อมีโฟตอนเข้ามาตกกระทบในบริเวณดูดกลืน (absorption region) หากโฟตอนมีพลังงาน ( $hf$ ) มากกว่าหรือเท่ากับช่องว่างพลังงาน (energy gap:  $E_g$ ) ของสารที่ใช้สร้างไดโอด จะทำให้อิเล็กตรอนจากแถบวาเลนซ์ (valence band :VB) กระโดดขึ้นไปอยู่ในแถบความนำ (conduction band:CB) ได้ ทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอน-โฮล (electron-hole pairs) ขึ้น และมีการเคลื่อนที่ เป็นผลให้มีกระแสเพิ่มขึ้น กระแสที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า กระแสโฟโต้ (photocurrent)

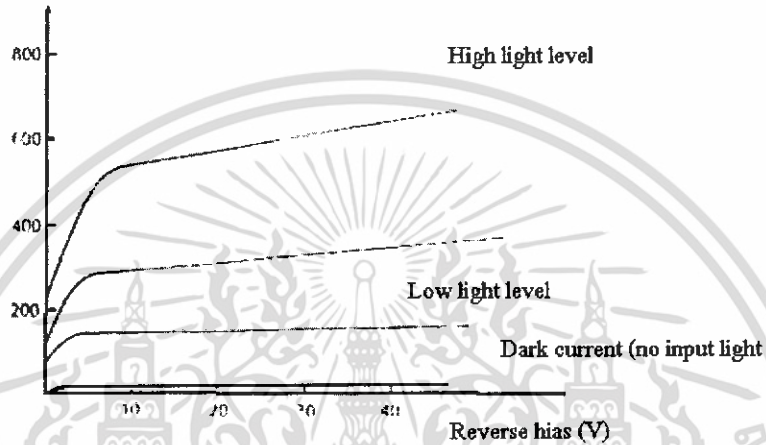
จะสังเกตเห็นว่าบริเวณดูดกลืนจะมีอยู่ทั้งในบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) และบริเวณแพร่ (diffusion region) คู่อิเล็กตรอน-โฮลที่เกิดขึ้นในบริเวณปลอดพาหะจะอยู่ภายใต้อิทธิพลของสนามไฟฟ้าจึงเคลื่อนที่แบบครีฟท์ (drift) ส่วนคู่ประจุพาหะ (carrier pairs) ที่เกิดขึ้นในบริเวณแพร่จะเคลื่อนที่แบบแพร่ (diffusion) ซึ่งเวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่แบบครีฟท์จะเคลื่อนที่เร็วกว่าแบบแพร่มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งหนึ่งที่เราต้องการคือ การตอบสนองที่รวดเร็วเมื่อมีแสงตกกระทบ ดังนั้นเราจึงพยายามให้โฟตอนส่วนใหญ่ถูกดูดกลืนในบริเวณปลอดพาหะ นั่นคือต้องให้บริเวณปลอดพาหะกว้าง ๆ ซึ่งทำได้โดยการเติมสารเจือ (dope) ในสารชนิดเอ็น (n-type) ให้น้อย ๆ

คุณสมบัติของโฟโตไดโอดแบบพี-เอ็นแสดงในรูปที่ 2.2

Current (uA)



รูปที่ 2.2 แสดงคุณสมบัติของโฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น

### 2.1.2 โฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น (p-i-n diode)

โครงสร้างแสดงในรูปที่ 2.2 จากเหตุผลที่ต้องการให้โฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น โดยการเติมสารเจือในสารชนิดเอ็นให้มีความเข้มข้นต่ำมาก ๆ เพื่อให้มีบริเวณปลอดพาหะที่กว้าง สารชนิดเอ็นนี้จึงประพฤติตัวเหมือนกับสารอินทรินซิก (intrinsic) คือชั้น i ในรูปที่ ดังนั้น โฟโตไดโอดแบบ p-i-n นี้เองจะเกิดการดูดกลืน โฟตอนเฉพาะในบริเวณปลอดพาหะเท่านั้น

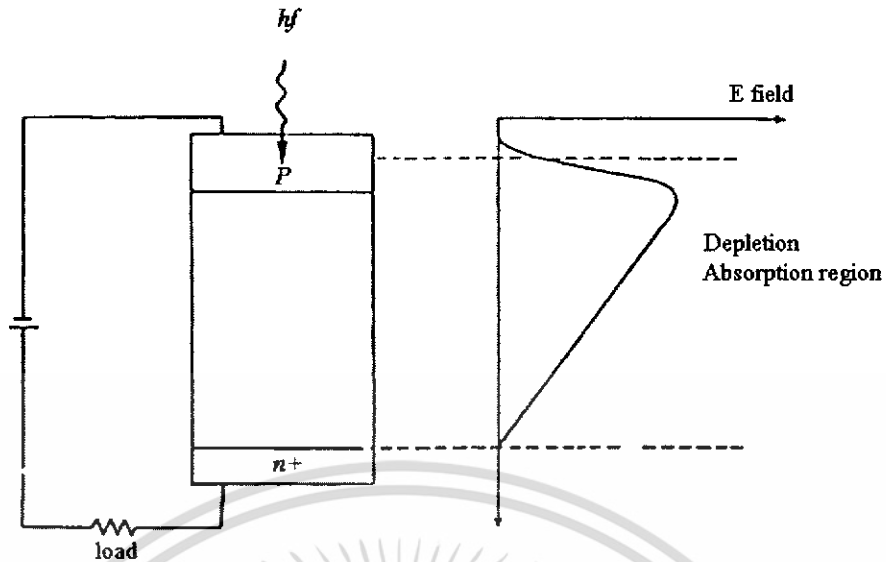
### 2.1.3 ปริมาณต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับโฟโตไดโอด

-สัมประสิทธิ์การดูดกลืน (Absorbtion Coefficient)

การดูดกลืนโฟตอนในโฟโตไดโอดจะขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การดูดกลืนของสารกึ่งตัวนำที่นำมาใช้สร้างไดโอดซึ่งกระแสโฟโต  $I_p$  ที่เกิดขึ้นจะเป็นดังสมการ

$$I_p = \frac{e(1-r)}{hf} P_o(1 - e^{-\alpha_o d}) \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณดูดกลืนในโฟโตไดโอดแบบ p-i-n

โดยที่  $e$  คือประจุของอิเล็กตรอน

$r$  คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับผิวด้านหน้าของโฟโตไดโอด

$h$  คือค่าคงที่ของพลังค์ (Planck's constant)

$f$  คือค่าความถี่ของแสง

$d$  คือความกว้างของบริเวณดูดกลืน

$P_0$  คือกำลังงานของแสงที่ตกกระทบ (incident optical power)

$\alpha_0$  คือสัมประสิทธิ์การดูดกลืน

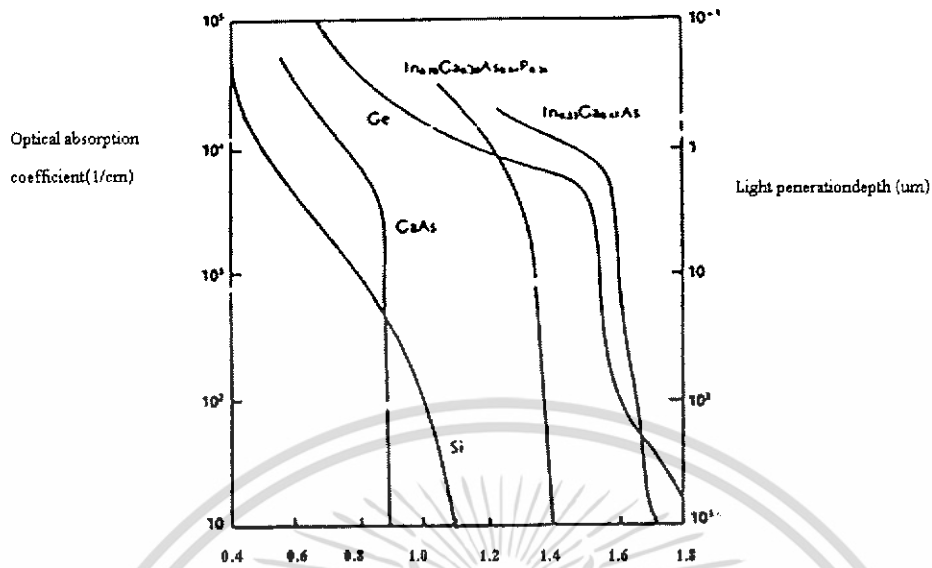
พิจารณารูปที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าค่า  $\alpha_0$  ของสารแต่ละชนิดจะขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นของแสงที่เข้ามา และสารแต่ละชนิดใช้ได้กับความยาวคลื่นที่เหมาะสมเพียงช่วงเดียวเท่านั้น ทั้งนี้เป็นผลมาจากความแตกต่างกันของช่องว่างพลังงาน เช่น ซิลิกอน (si) จะเหมาะกับแสงที่ตามองเห็น (visible light) คือความยาวคลื่นในช่วง  $0.4-0.7 \mu\text{m}$  เจอร์มาเนียม (Ge) จะเหมาะกับแสงในช่วงอินฟราเรด (infrared) คือความยาวคลื่นในช่วง  $0.7-0.9 \mu\text{m}$

-ประสิทธิภาพควอนตัม (Quantum Efficiency)

ประสิทธิภาพควอนตัม  $\eta$  คือ อัตราส่วนของจำนวนอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นต่อจำนวนโฟตอนที่ตกกระทบหรือ

$$\eta = \frac{r_e}{r_p} \quad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับ  $\alpha_0$  และความลึกของแสงที่จะเข้าถึง

โดยที่  $r_p$  คืออัตราของโฟตอนที่ถูกกระทบ (ตัว/วินาที)

$r_e$  คืออัตราของอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้น (ตัว/วินาที)

-การตอบสนอง (Responsivity)

การตอบสนอง R นิยามโดย

$$R = \frac{I_p}{P_0} \quad (2.3)$$

เราสามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$R = \frac{\eta e \lambda}{hc} \quad (2.4)$$

โดยที่  $\lambda$  คือความยาวคลื่นของแสง

$c$  คือความเร็วแสงในสุญญากาศ

## 2.2 ตัวรับแสง (Optical Receiver)

ตัวรับจะประกอบด้วยตัวตรวจจับ (detector), วงจรขยาย (amplifier) และวงจรประมวลผลสัญญาณ (signal processing circuit) สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงของตัวรับคือสัญญาณรบกวน (noise) และความกว้างแถบ (bandwidth)

2.2.1 สัญญาณรบกวนในตัวรับที่ใช้โฟโตนิกไดโอดแบบพี-เอ็นและแบบ p-i-n สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นแบ่งออกเป็น 3 ส่วนใหญ่ ๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1. สัญญาณรบกวนร็อด(Shot Noise) ประกอบด้วย

- สัญญาณรบกวนกระแสมืด(dark current noise)
- สัญญาณรบกวนควอนตัม(quantum noise)
- การแผ่เบ็คกราวด์(background radiation) ที่มีค่ากระแสโฟโต้ซีโดยทั่วไป

จะมีผลน้อยมาก

กระแสรบกวนร็อดรวม(Total shot noise current)  $\overline{i_i^2} = \frac{4kTB}{R_L}$  จะเป็นไปตามสมการ

$$\overline{i_{TS}^2} = 2eB(I_p + I_d) \quad (2.5)$$

โดยที่  $B$  คือ ความกว้างแถบหลังส่วนตรวจจับ(post-dectector bandwidth)

$I_d$  คือ กระแสมืด

### 2. สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal Noise)

สัญญาณรบกวนความร้อนที่เกิดกับความต้านทานโหลด  $R_L$  จะเป็นไปตามสมการ

$$\overline{i_i^2} = \frac{4kTB}{R_L} \quad (2.6)$$

โดยที่  $k$  คือ ค่าคงตัวของโบลซ์มานน์ ( Boltzmann's constant)

$T$  คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์(เคลวิน)

### 3. สัญญาณรบกวนของวงจรถยาย $\overline{i_{amp}^2}$

จากผลของสัญญาณรบกวนทั้งสามส่วน เราสามารถคำนวณอัตราส่วนต่อสัญญาณรบกวน

(Signal to noise ratio)  $S/N$  ได้ดังสมการ

$$S/N = \frac{I_p^2}{\overline{i_{TS}^2} + \overline{i_i^2} + \overline{i_{amp}^2}} \quad (2.7)$$

โดยทั่วไปค่าของ  $\overline{i_{amp}^2}$  จะถูกนำไปรวมกับสัญญาณรบกวนความร้อน โดยการกำหนดค่านอยซ์ฟีกเกอร์(noise figure)  $F_n$  ของวงจรถยายดังสมการ

$$\overline{i_i^2} + \overline{i_{amp}^2} = \frac{4kTBF_n}{R_L} \quad (2.8)$$

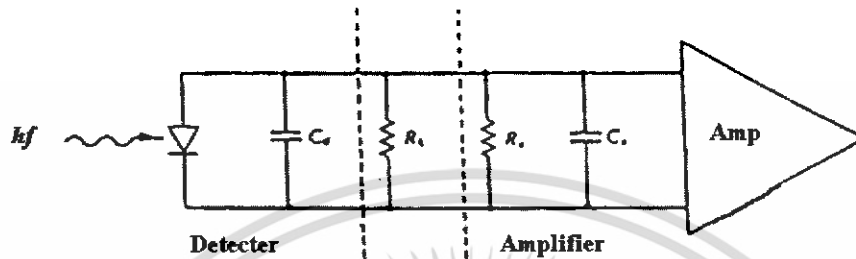
ดังนั้นจะได้ว่า

$$S/N = \frac{I_p^2}{2eB(I_2 + I_d) + \frac{4kTBF_n}{R_L}} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.2 ความกว้างแถบของตัวรับ

วงจรสมมูลย์ของตัวรับแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของตัวรับ

เงื่อนไขในการออกแบบคือ

$$\frac{1}{2\pi R_T C_T} \geq B \quad (2.10)$$

โดยที่

$$C_T = C_d + C_a$$

$$R_T = R_L // R_a = R_L R_a / (R_L + R_a)$$

$C_d$  คือความจุไฟฟ้าของตัวตรวจจับ (detector capacitance)

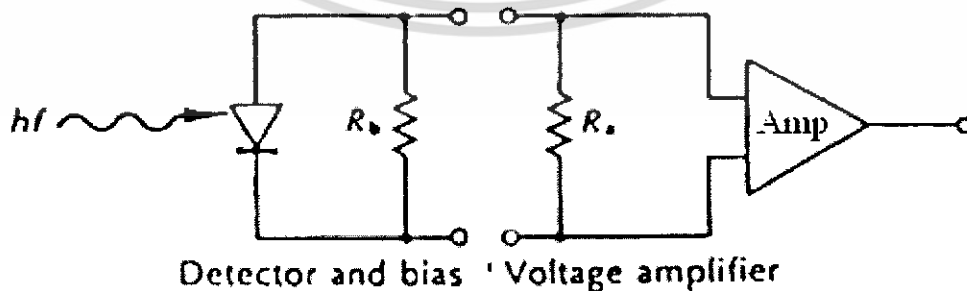
$B$  คือความกว้างแถบหลังส่วนตรวจจับ (ความกว้างแถบที่เราต้องการ)

โครงสร้างของตัวรับ (Receiver Structure)

2.2.3 โครงสร้างของตัวรับแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ

- ปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำ (Low Impedance Front End)

แสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ตัวรับปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำกับวงจรขยายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

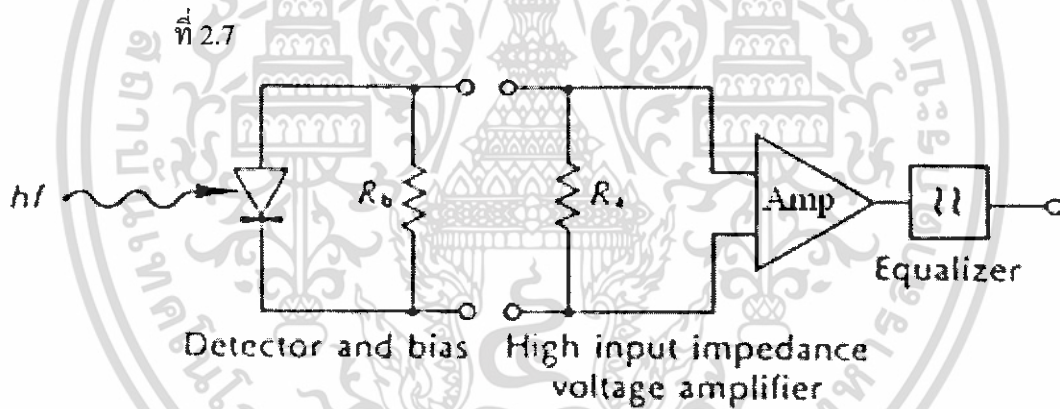
$R_b$  และ  $R_a$  จะมีค่าไม่สูงมากนัก ดังนั้นค่าความกว้างแถบของตัวรับ  $B.W.$  จะมีค่ามากดังสมการ

$$B.W. = \frac{1}{2\pi R_{TL} C_{TL}} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned} \text{โดยที่ } R_{TL} &= R_b // R_a \\ &= \frac{R_b R_a}{(R_b + R_a)} \\ C_T &= C_d + C_a \end{aligned}$$

จะเห็นว่าถ้า  $R_{TL}$  มีค่าน้อย  $B.W.$  จะมาก ทำให้มีลักษณะเป็นตัวรับแถบกว้าง (wide band receiver) แต่ข้อเสียคือเมื่อ  $R_{TL}$  มีค่าน้อยจะทำให้สัญญาณรบกวนความร้อนมาก พิจารณาได้จากสมการ ซึ่งจะมีผลทำให้ความไว (sensitivity) ของตัวรับลดลง ดังนั้นจึงต้องเลือกเอาระหว่างแถบกว้างกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

- ปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance Front End) แสดงในรูป



รูปที่ 2.7 ตัวรับปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์สูงกับวงจรขยายแรงดัน

$R_d$  และ  $R_b$  จะมีค่าสูง ผลที่ได้คือ ความกว้างแถบจะแคบ จึงจำเป็นต้องมีอีควอไลเซอร์ (Equalizer) เพื่อชดเชยผลตอบสนองด้านความถี่สูงขึ้นจากเดิม

โครงสร้างแบบนี้จะมีความไวมากกว่าแบบปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำแต่ก็ต้องคำนึงถึงการอิ่มตัว (saturation) ของวงจรด้วยเพราะการอิ่มตัวจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยน (distortion) อย่างรุนแรงของสัญญาณที่ได้ ส่วนสัญญาณรบกวนความร้อนนั้นจะลดลงเมื่อเทียบกับแบบปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำ

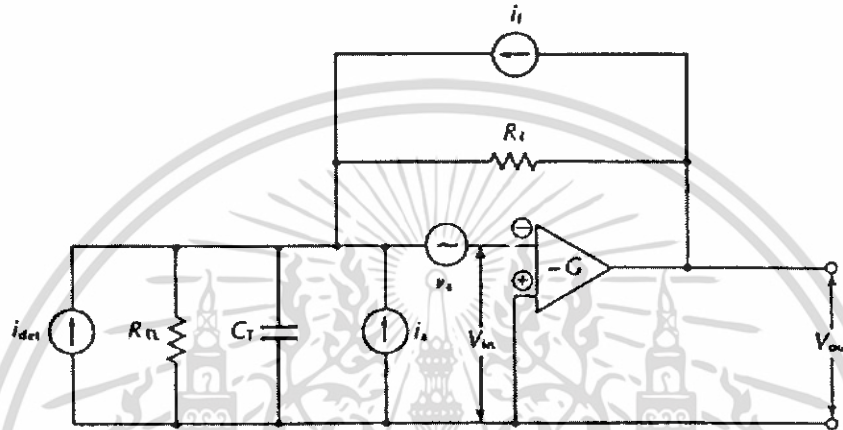
- ปลายด้านหน้าทรานซ์อิมพีแดนซ์ (Transimpedance Front End)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงในรูปที่ 2.8

เราสามารถหาฟังก์ชัน โอนถ่าย (transfer function) ได้ดังสมการ

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{det}} = \frac{-G/C_T}{s + \frac{G}{R_f C_T}} \quad (2.12)$$



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของตัวรับปลายด้านหน้าทรานซิมิเตอร์

โดยที่  $i_{det}$  คือกระแสจากการตรวจจับจะเห็นว่า มีลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (lowpass filter) ที่มีความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) อยู่ที่  $\frac{G}{R_f C_T}$  นั่นคือ

$$BW = \frac{G}{2\pi R_f C_T} \quad (2.13)$$

จะเห็นได้ว่าความกว้างแถบสูงกว่ทั้งสองแบบข้างต้นมากเนื่องจากค่า  $G$  ที่สูง และ สัญญาณรบกวนจะลดลงมากเนื่องจากการป้อนกลับแบบลบ (negative feedback)

ถ้า  $R_f$  มีค่ามากจะทำให้สัญญาณรบกวนลดลง แต่ถ้ามากเกินไปอาจมีผลต่อเสถียรภาพ (stability) ของวงจร

การเพิ่มค่า  $R_f$  จะทำให้ความกว้างแถบลดลงแต่สามารถแก้ไขได้โดยเลือกใช้วงจรขยายที่มี ค่าอัตราขยาย  $G$  สูง ๆ

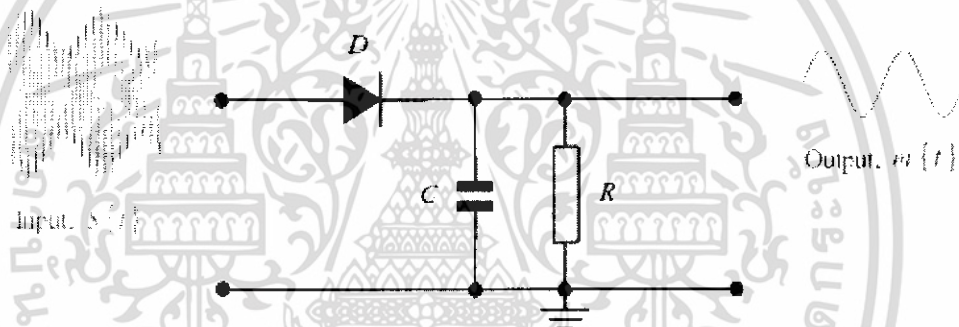
### 2.3 วงจรดีมอดคูเลเตอร์ (AM Demodulator)

เราใช้วงจร Envelope Detector เนื่องจากเป็นวงจรรอง่ายและประหยัด ซึ่งประกอบด้วยไดโอดต่อกับตัวต้านทานและตัวเก็บประจุดังรูป 2.9 การทำงานของวงจรคือ วงจรนี้จะลักษณะของวงจร Halfwave Rectifier เมื่อมีคลื่น AM เข้ามาตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จจนเท่ากับค่าศักดาอินพุทสูงสุด เมื่อศักดาลดลง ตัวเก็บประจุจะทำการคายประจุออกทางตัวต้านทาน ทำให้ค่าศักดาค่อยๆลดลง โดยขึ้นกับค่า RC โดย  $\tau = RC$  เราจึงควรกำหนดค่าต่างๆดังนี้

$$\frac{1}{f_m} \gg \tau \gg \frac{1}{f_c} \quad (2.14)$$

โดย  $f_m$  คือ ความถี่สูงสุดที่นำมามอดคูเลต

$f_c$  คือ ความถี่ของพาหะ (carrier frequency)

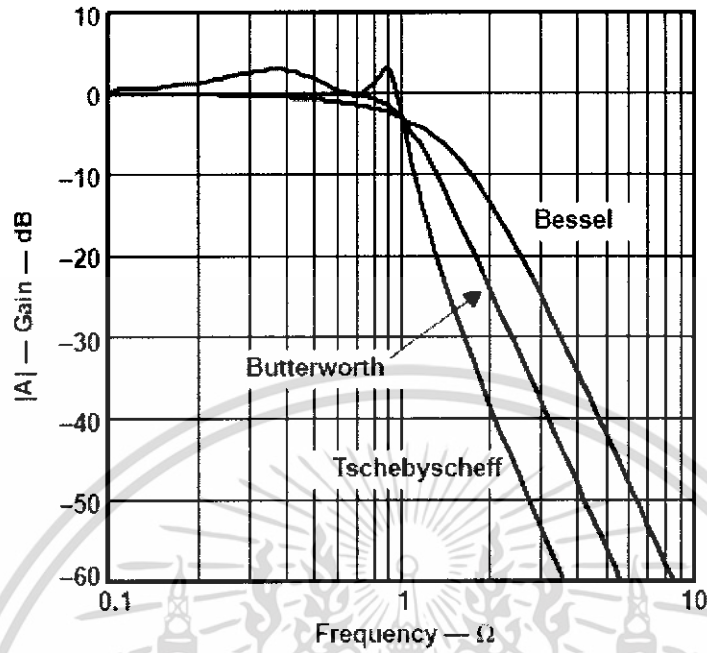


รูปที่ 2.9 วงจร Envelope Detector

### 2.4 วงจรกรองความถี่

พารามิเตอร์ตัวหนึ่งที่มีผลต่อวงจรกรองความถี่คือสัมประสิทธิ์การแดมป์ (Damping coefficient)  $\alpha$  ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสี่ (Fourth order low pass filter) วงจรหนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์การแดมป์ต่างกัน แสดงในรูปที่ 2.10

จะเห็นว่า  $\alpha$  มีค่าแตกต่างกันไปตามรูปแบบของวงจรกรองความถี่ และจะสังเกตเห็นได้ว่า วงจรกรองความถี่แบบบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth filter) กราฟจะมีลักษณะแบนราบที่สุด (maximally flat) ในแถบผ่าน (pass band) โดยวงจรกรองความถี่จะมีค่า  $\alpha$  แตกต่างกันไปตามอันดับ (order) ของวงจรกรองความถี่นั้น

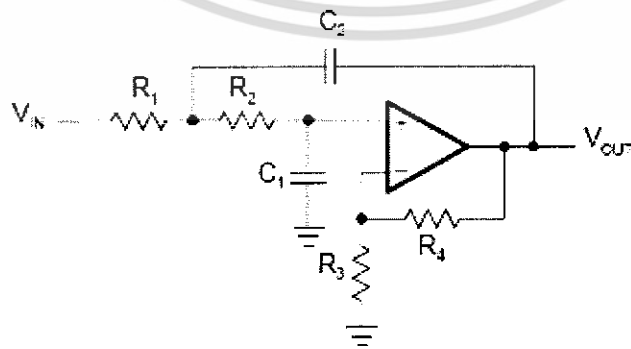


รูปที่ 2.10 การเปรียบเทียบผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำลำดับที่ 4

#### 2.4.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter)

ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซาลเลนแอนคีย์ (Sallen and Key lowpass filter)

แสดงดังรูป 2.11 ฟังก์ชัน โอนถ่าย  $H(s)$  ของวงจรนี้เป็นดังสมการ



รูปที่ 2.11 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซาลเลนแอนคีย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$H_{(s)} = \frac{\frac{A_0}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s\left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} + \frac{1-A_0}{R_2 C_2}\right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.15)$$

$$A_0 = 1 + \frac{R_4}{R_3} \quad (2.16)$$

เมื่อพิจารณารูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน (low function) ซึ่งมีรูปแบบสมการคือ

$$H_p(s) = \frac{K}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \quad (2.17)$$

โดยที่ K คือค่าคงที่อัตราขยาย (gain constant)

$\omega_p$  คือความถี่โพล (pole frequency)

$Q_p$  คือโพล

เมื่อทำการเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่างสมการ (2.15) กับ (2.17) จะได้ว่า

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.18)$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{(BW)_p} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-A_0}{R_2 C_2}} \quad (2.19)$$

$$K = \frac{A_0}{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.18) (2.19) และ (2.20) เราจะได้ความถี่คัทออฟ  $f_c$  เป็นไปตามสมการ

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเราเลือกค่าให้  $R_1 = R_2 = R$  และ  $C_1 = C_2 = C$  จะได้ว่า

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.22)$$

เราจึงสามารถกำหนดค่า  $f_c$  ได้จากอุปกรณ์  $R$  และ  $C$  ดังสมการ ส่วนค่าของ  $R_3$  และ  $R_4$  สามารถกำหนดได้จากสมการ

$$\alpha = 2 - \frac{R_4}{R_3} \quad (2.23)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบโครงงาน

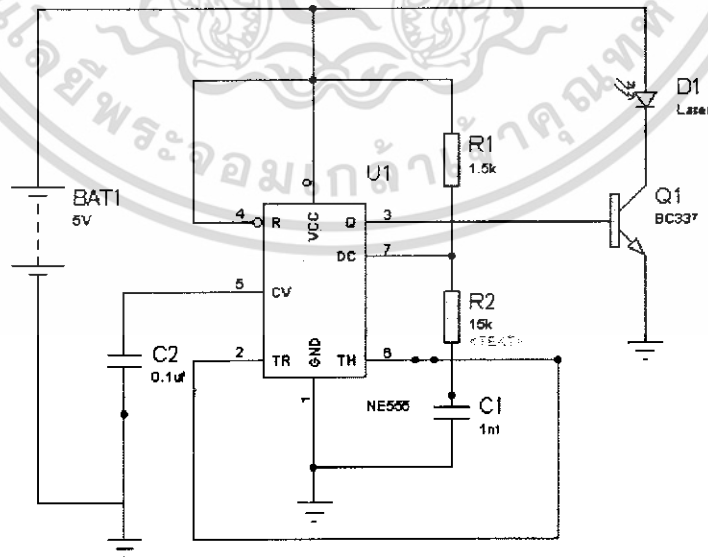
โครงงานนี้ เป็นการออกแบบระบบตรวจจับการสั่นไหวเนื่องจากเสียง โดยระบบจะประกอบด้วย แหล่งกำเนิดเสียง แสงเลเซอร์ วงจรตรวจจับแสง วงจรขยาย วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และวงจรขยายเสียง

หลักการทำงานคือ เมื่อแสงเลเซอร์ตกกระทบกับแหล่งกำเนิดเสียงที่สร้างขึ้น โดยมีการติดกระจกที่แหล่งกำเนิดเสียงซึ่งคือลำโพงเพื่อให้แสงสามารถสะท้อนกลับมาได้ โดยแสงเลเซอร์ที่สะท้อนออกมาจะสั่นไปตามความถี่ของลำโพง

เมื่อแสงสะท้อนมาตกกระทบที่ตัวตรวจจับแสง(Photo Detector) ตัวตรวจจับแสงจะเปลี่ยนพลังงานแสงให้อยู่ในรูปของกระแสไฟโต กระแสไฟโตนี้จะมีค่าความถี่เดียวกับความถี่ของเสียง จากนั้นกระแสไฟโตได้จะถูกแปลงเป็นแรงดันโดยวงจรตรวจจับแสง (Current to Voltage Converter) ซึ่งจะเป็วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน จากนั้นจะทำการขยายแรงดันที่ได้โดยวงจรขยายแรงดัน และทำการจำกัดความถี่ที่ผ่านด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเพื่อตัดเสียงความถี่สูงออกไปจากนั้นจะส่งไปยังวงจรขยายเสียงเพื่อเปลี่ยนสัญญาณแรงดันกลับเป็นสัญญาณเสียงเหมือนเดิม

#### 3.1 แสงเลเซอร์

ใช้ตัวชี้เลเซอร์ (Laser pointer) เป็นแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ ซึ่งเป็นแสงสีแดง โดยใช้ไฟเลี้ยง +5V และมีการมอดคูเลต ด้วยความถี่ 45 kHz เพื่อลดสัญญาณรบกวน และ ลดการสูญเสียพลังงานของตัวชี้เลเซอร์



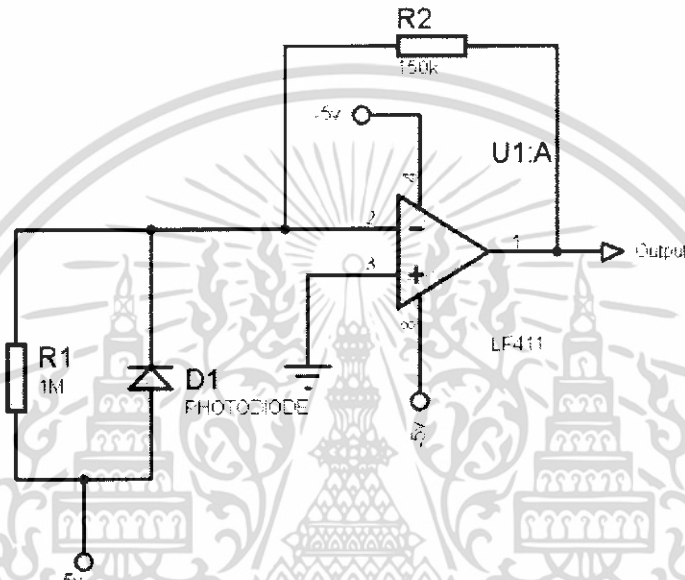
รูปที่ 3.1 วงจรมอดคูเลตเลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 แหล่งกำเนิดเสียง

ใช้ IC555 ในการสร้างความถี่เพื่อขับให้วงจรรขยายเสียง สามารถดูรายละเอียดของวงจรรขยายเสียงได้ในหัวข้อวงจรรขยายเสียง เราจะทำการติดกระจกไว้ที่ด้านหน้าของลำโพงเพื่อให้แสงเลเซอร์ที่ตกกระทบสามารถสะท้อนกลับมาได้

### 3.3 วงจรรับแสง (Current to Voltage Converter)



รูปที่ 3.2 วงจรรับแสง

จากรูปวงจรที่ 3.2 วงจรรับแสงเป็นวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันโดยมีโครงสร้างแบบ Transimpedance Front End โดยจะพบว่าวงจรจะมีแบนด์วิธสูง และผลของสัญญาณรบกวนลดลง เนื่องจากผลของการป้อนกลับแบบลบ (Negative Feed Back) โฟโตไดโอดมีศักดาตกคร่อม และจะทำงานในโหมด Photoconductive Mode ซึ่งจะมีผลของกระแสมืด (Dark current) เป็นสัญญาณรบกวน แต่วงจรจะมีความเร็วสูง เนื่องจากได้ลดผลของคาปาซิแตนซ์ภายในของโฟโตไดโอด

วงจรจะมีอัตราขยายขึ้นกับค่าของ  $R_2$  ( $R_{\text{feed back}}$ ) เมื่อโฟโตไดโอดตรวจรับแสงจะเกิดกระแส โดยกระแสจะวิ่งผ่านค่า  $R_2$  ทำให้เกิดศักดาที่เอาท์พุท

$$V_o = I \times R_2 \quad (3.1)$$

โดย

$V_o$  คือ ศักดาที่เอาท์พุท

$I$  คือ กระแสที่เกิดจากแสงที่โฟโตไดโอดตรวจจับ

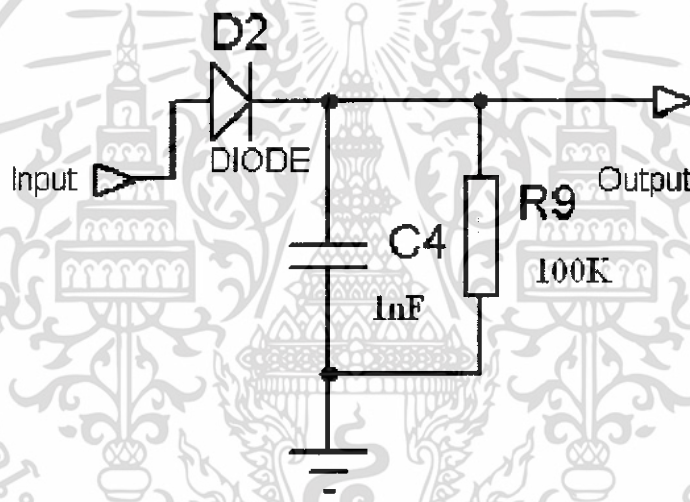
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_2$  คือ  $R_{\text{feedback}}$  ของวงจร

จะเห็นได้ว่าเมื่อเพิ่มค่า  $R_2$  จะทำให้อัตราขยายสูงขึ้น แต่ถ้าค่าของ  $R_2$  มากเกินไป ก็จะทำให้ Stability ของระบบเสียไป  $R_1$  ใส่เพื่อชดเชยกระแสไบอัสที่เข้าหรือ ออกจากอินพุทของออปแอมป์ แต่เนื่องจากยังมีสัญญาณรบกวนจากภายนอก คือ แสงจากหลอดไฟ ซึ่งแสดงในรูปที่ 3.9 ซึ่งวงจรสามารถตรวจจับได้เช่นกัน เราจึงทำการป้องกันแสงจากภายนอกโดยนำวัสดุทึบแสงมาบังตัวตรวจจับ คือ โฟโตไดโอดเอาไว้มาก่อน และเปิดช่องทางด้านหน้าเพื่อให้โฟโตไดโอดสามารถตรวจจับความถี่ของแสงเลเซอร์ได้

### 3.4 ภาควงจรดีมอดูเลเตอร์(Demodulator)

วงจร envelope detector จะทำการดีมอดูเลตสัญญาณที่วงจรรับแสงรับได้



รูปที่ 3.3 วงจร Envelope Detector

โดยเราสามารถกำหนดค่า RC ได้จากสมการที่ 2.14 โดยค่าของ

$f_m$  คือ 5kHz และ  $f_c$  คือ 45kHz เราจึงใช้ค่า RC ดังรูปวงจร 3.3 คือ ค่า  $R = 100K$

และ  $C = 1nF$

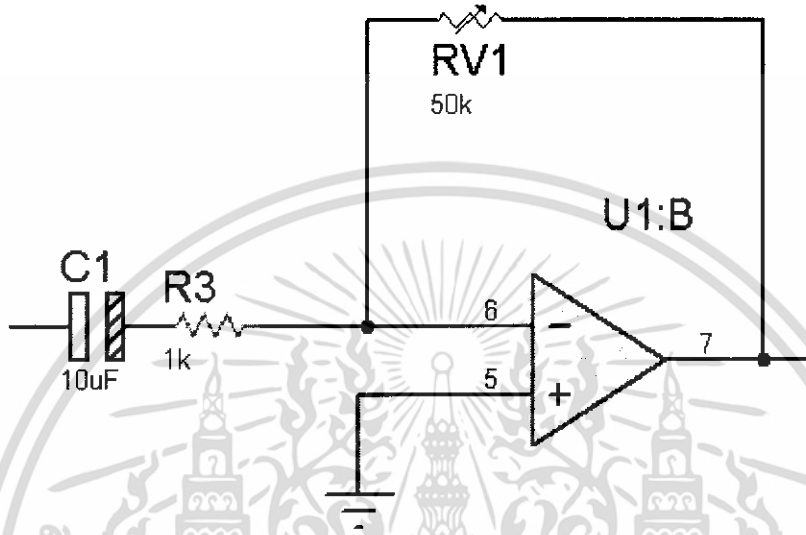
### 3.5 ภาควงจรขยาย(Amplifier)

เมื่อวงจรรับแสงทำการเปลี่ยนแสงเป็นศักดาแล้ว ก็จะทำการขยายสัญญาณโดยผ่าน วงจรขยาย ดังรูปที่ 3.3  $C_1$  เป็นตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ เพื่อตัดส่วนของไฟตรงทิ้ง โดยอัตราขยายจะมีค่าตามสมการ

### สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-Rv_1}{R_3} \quad (3.2)$$

$Rv_1$  เป็นความต้านทานปรับค่าได้ 50 k ทำหน้าที่ปรับเปลี่ยนอัตราขยายของวงจร



รูปที่ 3.4 วงจรขยาย

#### 3.6 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter)

การตรวจจับเสียงในโครงการนี้ เราต้องการตรวจจับเสียงในช่วงที่มนุษย์ได้ยิน ซึ่งมีช่วงความถี่ประมาณ 30-30 kHz และจะได้ยินชัดเจนที่ความถี่ประมาณ 400 Hz -5 kHz ดังนั้นเราจึงทำการออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมีความถี่คัทออฟที่ 5 kHz เพื่อตัดสัญญาณเสียงรบกวนออกไป โดยมีวงจรที่ออกแบบดังรูป 3.5

จากรูป 3.5 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบบัตเตอร์เวิร์ท โดยมีสัมประสิทธิ์การแดมป์  $\alpha$  เท่ากับ 1.414

เมื่อเราเลือกค่าให้  $R_4 = R_5 = R$  และ  $C_2 = C_3 = C$  จะได้ว่า

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (3.3)$$

เมื่อเรากำหนดให้ค่า  $f_c = 5\text{kHz}$  เลือกค่า  $C = 1\text{F}$  แทนค่าจะได้ว่า

$$R = \frac{1}{2\pi \times 5 \times 10^3 \times 1} = 3.2 \times 10^{-5} \Omega \quad (3.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปดหรือแก้ไข และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

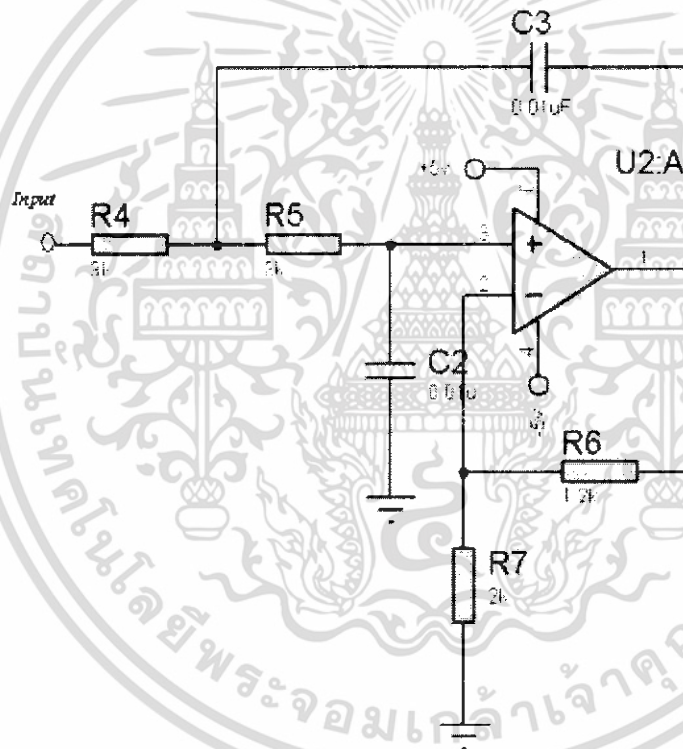
ทำการสเกลอิมพีแดนซ์(impedance scaling) ด้วย  $10^8$  จะได้ว่า  $R = 3.2k\Omega$  และ  $C = 0.01\mu F$   
เมื่อประยุกต์สมการที่(2.22)จะได้ว่า

$$\alpha = 2 - \frac{R_7}{R_6} \quad (3.5)$$

แทนค่า  $R_6$  ด้วย  $1\Omega$  จะได้ว่า

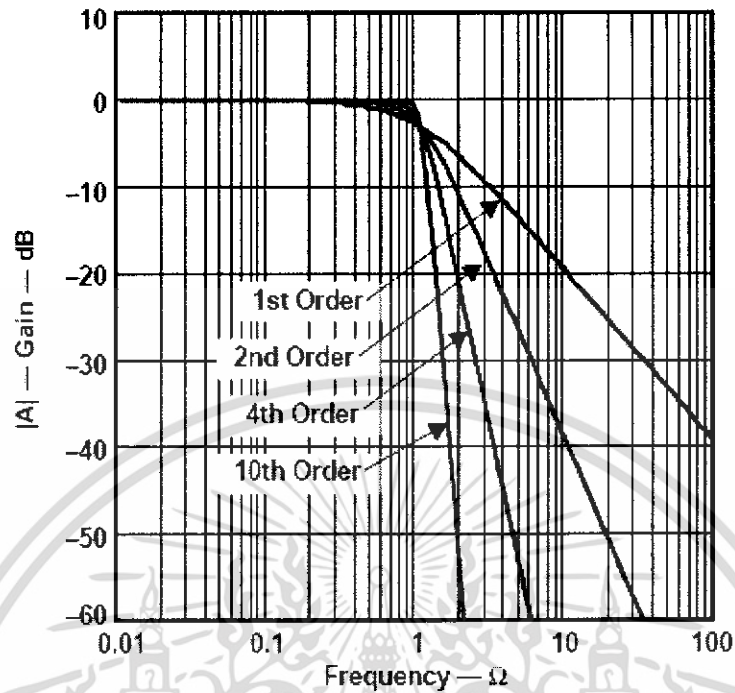
$$1.414 = 2 - \frac{R_7}{1} ; \quad R_7 = 0.586\Omega$$

ทำการสเกลอิมพีแดนซ์ด้วย 2000 จะได้  $R_6 = 2k\Omega$  และ  $R_7 = 1.17k\Omega$  เราจะได้ค่า  
อุปกรณ์ต่างๆดังนี้  $R_4 = R_5 = 3k\Omega$  ,  $R_6 = 2k\Omega$  ,  $R_7 = 1.2k\Omega$  และ  $C_2 = C_3 = 0.01\mu F$



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแต่ละอันดับ

ตารางที่ 3.1 สัมประสิทธิ์ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

SECOND-ORDER	BUTTERWORTH
$a_1$	1.4142
$b_1$	1
$Q$	0.71
$R_4/R_3$	0.568

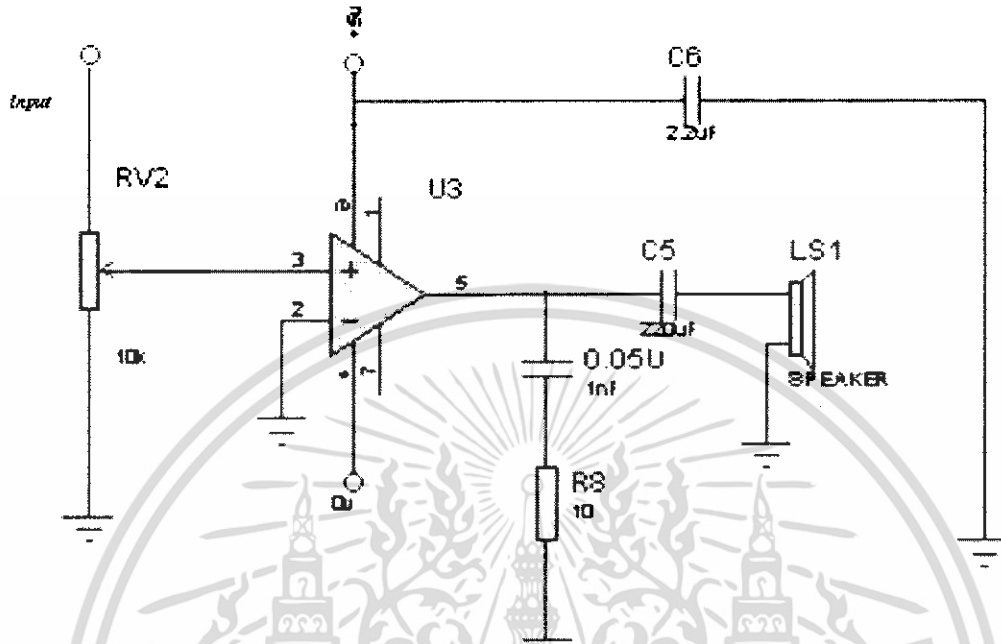
### 3.7 วงจรขยายเสียง

LM386 เป็นออปแอมป์ขยายเสียงแรงดันต่ำ (low voltage audio power amplifier) ซึ่งดูรายละเอียดได้จากภาคผนวกของ LM386

เมื่อเราได้สัญญาณที่มีความถี่เท่ากับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่เราตรวจจับแล้ว เราก็จะนำมาแปลงเป็นเสียงจากวงจรขยายเสียงออกทางลำโพง จากวงจรดังรูปที่ 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

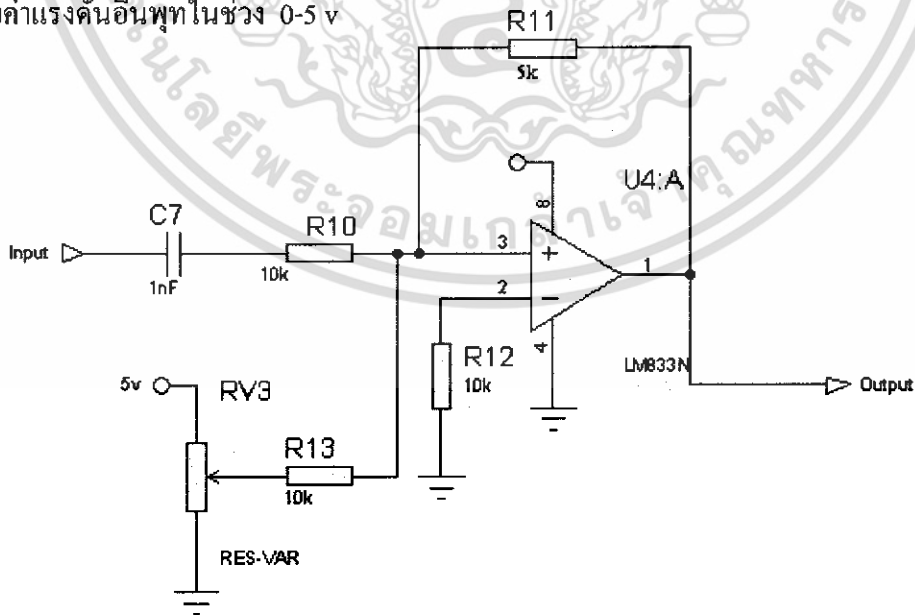
$C_5$  เป็นตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ (coupling capacitance) ทำหน้าที่กำจัดไฟตรง ส่วน  $C_6$  ช่วยทำให้สัญญาณไม่เกิดการผิดเพี้ยนเมื่อลำโพงทำงาน



รูปที่ 3.7 วงจรขยายเสียง

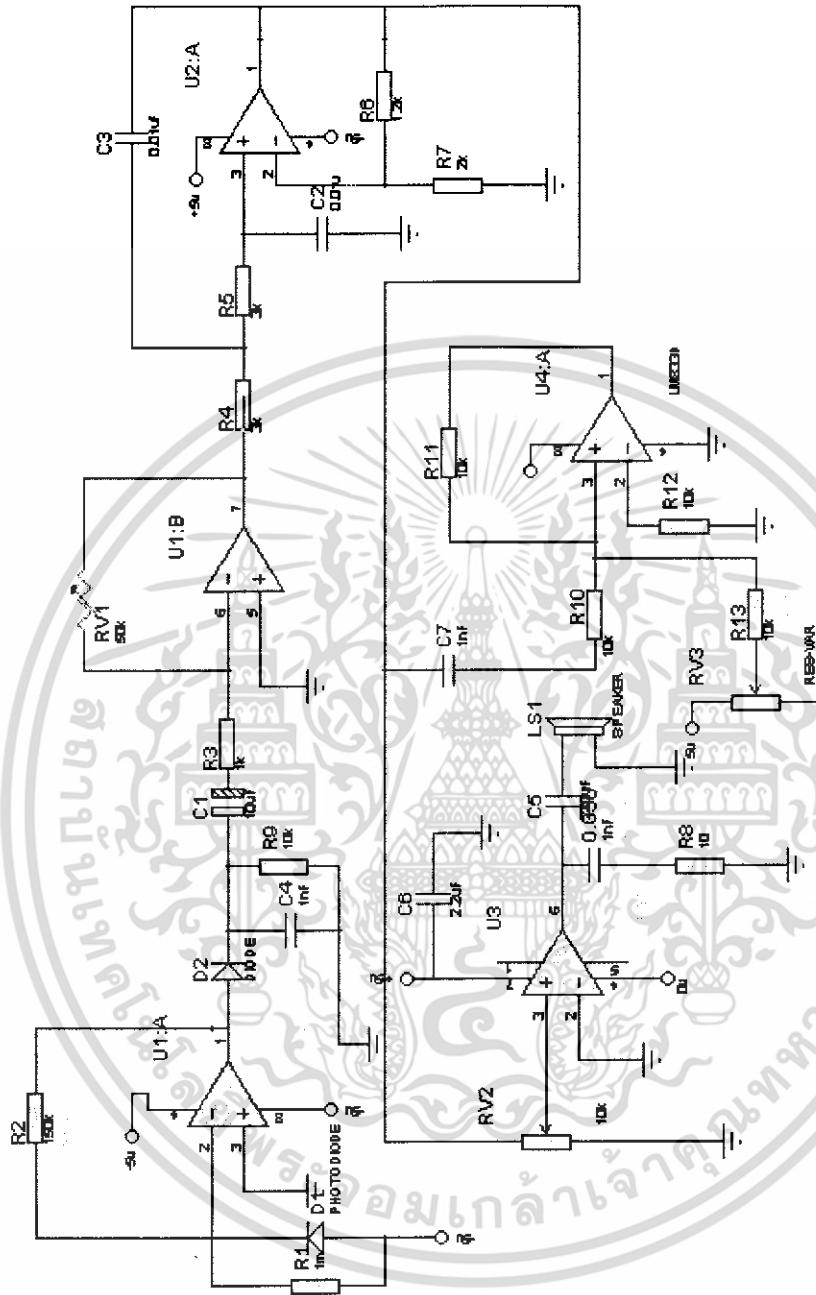
3.8 วงจรปรับเทียบแรงดัน

เป็นการปรับระดับแรงดันจาก -5v ถึง +5v ให้เป็น 0 ถึง 5v เนื่องจากวงจร A/D Converter จะรับค่าแรงดันอินพุตในช่วง 0-5 v



รูปที่ 3.8 วงจรปรับเทียบแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

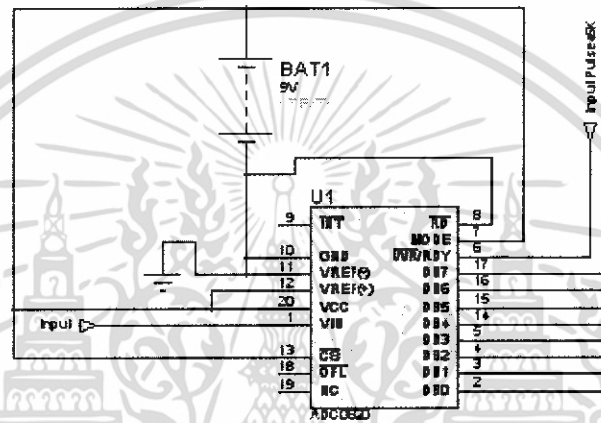


รูปที่ 3.9 วงจรรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

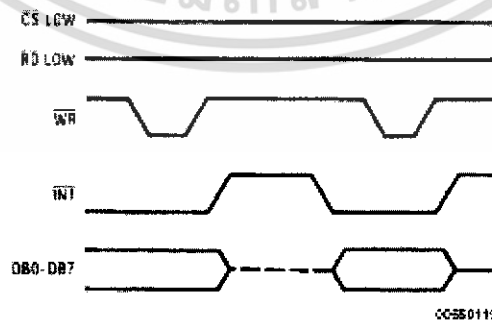
### 3.9 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล (A/D Converter)

เราจะรับสัญญาณอนาลอกจากวงจรปรับเทียบแรงดันมาเข้าวงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล ผ่าน ic เบอร์ ADC0820 ซึ่งทำหน้าที่ แปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิทัล มีแรงดันเอาต์พุต 8 บิต จึงมีสถานะได้ทั้งหมด 256 ค่า มี Conversion Time ที่น้อยมากที่สุด คือ 1.5 us มีการทำงานในหลายโหมด มีทั้ง WR โหมด และ WR-Read โหมด สามารถเชื่อมต่อกับ Micro controller ได้ง่าย



รูปที่ 3.10 วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

#### WR-RD Mode (Pin 7 is High) Stand-Alone Operation

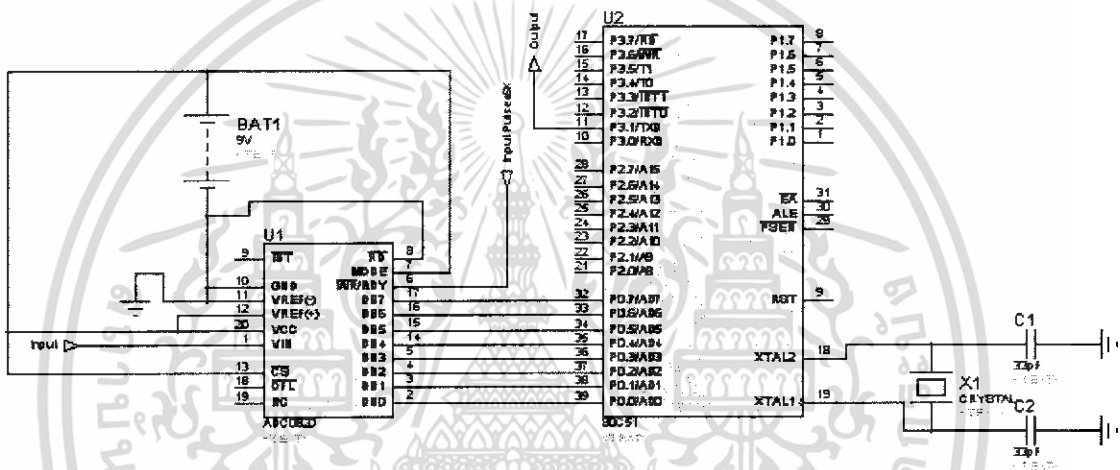


รูปที่ 3.11 โหมดการทำงานแบบ Stand-Alone

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

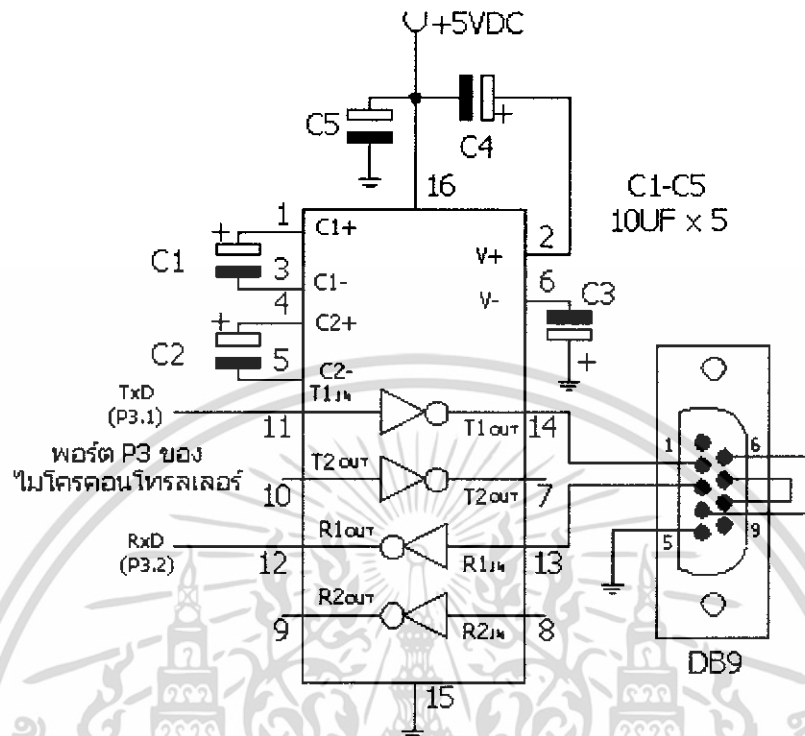
ในวงจร ADC0820 จะทำงานในโหมด WR-Read โหมด แบบ Stand-Alone โดยวงจรทำการแปลงค่า เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขอขาขึ้น ที่ขา WR/RDY ดังนั้นเราจึงมีการต่อสัญญาณ Square wave 45 KHz มาต่อที่ขานี้ เพื่อให้เกิดการแปลงค่าด้วยความถี่ 45 KHz เนื่องจากสัญญาณที่เราตรวจสอบคือ เสียง ซึ่งมีความถี่ในช่วง 20–20kHz ซึ่งความถี่ในการ Sampling ควรจะมากกว่า 40 KHz เราจึงใช้ความถี่ที่ 45 KHz มาใช้ในการ Sampling

### 3.10 การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์



รูปที่ 3.12 การเชื่อมต่อกับไมโครคอนโทรลเลอร์

สัญญาณดิจิทัลที่ออกจาก ADC0820 จะถูกส่งผ่านไปยังพอร์ต 0 ของไมโครคอนโทรลเลอร์ AT89C51 โดย AT89C51 จะทำการรับค่าและส่งข้อมูลออกทาง p3.1 โดยมีการกำหนด ข้อมูลที่ออกจาก พอร์ต 3.1 จะถูกส่งไปยัง IC MAX232 เพื่อทำการปรับแรงดัน และจะติดต่อกับคอมพิวเตอร์ ผ่าน DB9 ดังรูป 3.13



รูปที่ 3.13 การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์

เมื่อส่งข้อมูลไปยังคอมพิวเตอร์แล้ว จะทำการแปลงข้อมูลไบนารี เป็น ข้อมูลแอสกี และทำการแสดงออกทางกราฟ ผ่านทาง โปรแกรม Visual Basic6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 ผลการตอบสนองทางความถี่

- วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ( Low Pass Filter )

จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Butterworth เมื่อทำการ Simulate ลงบนโปรแกรม Proteus แล้ว ได้ผลการตอบสนองทางความถี่ ดังนี้

ตารางที่ 1 แสดงค่า  $V_{out}$  และอัตราขยายแรงดัน  $A_v$  ของวงจร LPF ที่ความถี่ต่างๆจากการ Simulate

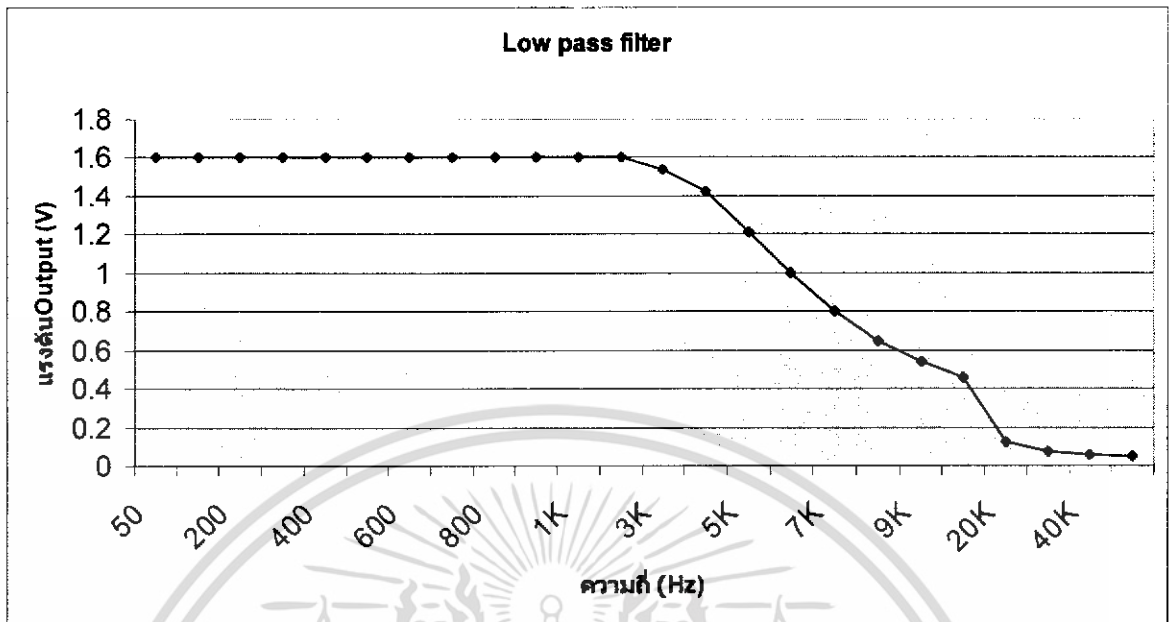
ความถี่ (Hz)	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900
$V_{out}(V_{p-p})$	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6	1.6
$A_v(dB)$	4.08	4.08	4.08	4.08	4.08	4.08	4.08	4.08	4.08	4.08

ความถี่ (Hz)	1K	2K	3K	4K	5K	6K	7K	8K	9K	10K
$V_{out}(V_{p-p})$	1.6	1.6	1.54	1.42	1.21	1.0	0.8	0.65	0.54	0.46
$A_v(dB)$	4.08	4.08	3.75	3.05	1.65	0	-1.93	-3.74	-5.35	-6.74

ความถี่ (Hz)	20K	30K	40K	50K
$V_{out}(V_{p-p})$	0.12	0.07	0.06	0.05
$A_v(dB)$	-18.42	-23.09	-24.44	-26.02

ความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ 5.4 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตเทียบกับความถี่จากการ Simulate

-ผลการทดลองวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบ Butterworth

ตารางที่ 2 แสดงค่า  $V_{out}$  และอัตราขยายแรงดัน  $A_v$  ของ วงจรLPF ที่ความถี่ต่างๆจากการทดลอง

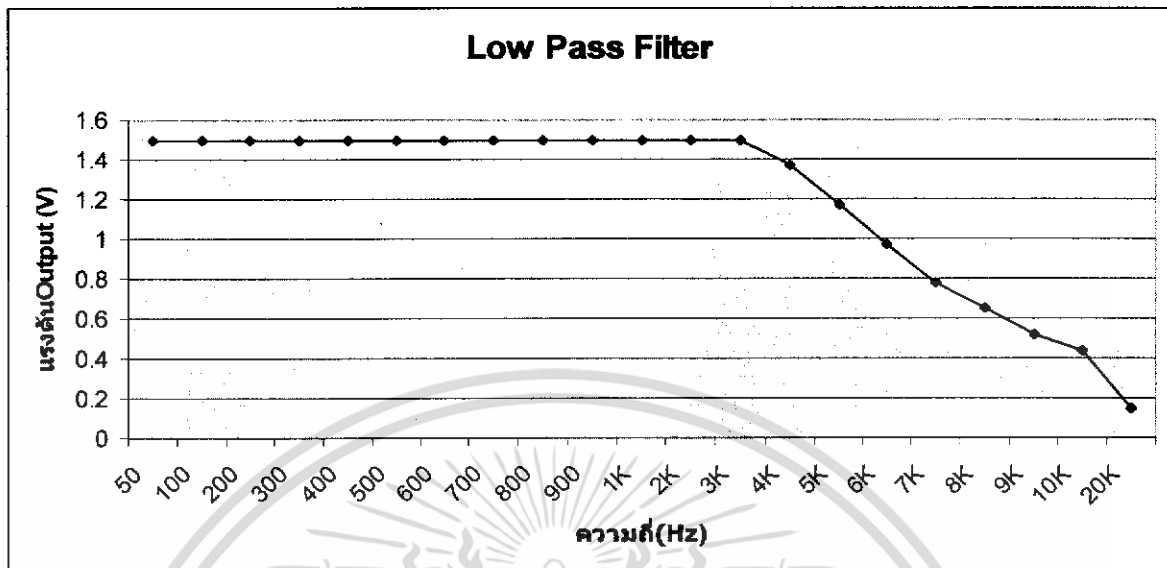
ความถี่ (Hz)	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900
$V_{out}(V_{p-p})$	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5	1.5
$A_v(dB)$	3.52	3.52	3.52	3.52	3.52	3.52	3.52	3.52	3.52	3.52

ความถี่ (Hz)	1K	2K	3K	4K	5K	6K	7K	8K	9K	10K
$V_{out}(V_{p-p})$	1.5	1.5	1.5	1.31	1.2	0.97	0.86	0.67	0.54	0.45
$A_v(dB)$	3.52	3.52	3.52	2.73	1.36	-0.26	-2.15	-3.74	-5.68	-7.13

ความถี่ (Hz)	20K	30K
$V_{out}(V_{p-p})$	0.15	0.07
$A_v(dB)$	-16.48	-23.09

ความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ 5.4 KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตเทียบกับความถี่จากการทดลอง

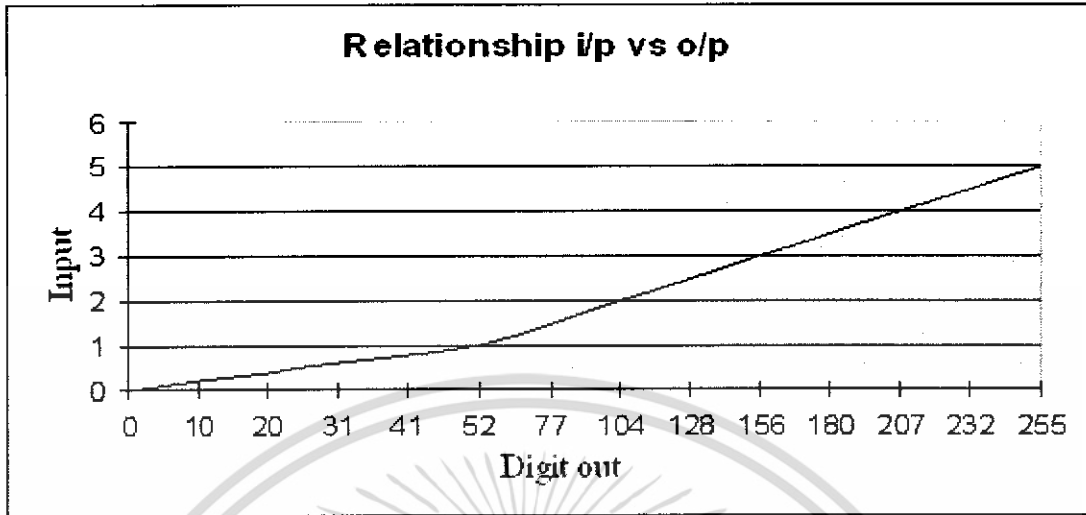
#### 4.2 ผลการทดลองการเปรียบเทียบค่าของวงจร A/D Converter

ตารางที่ 3 แสดงค่าแรงดัน Input ของ ADC0820 เทียบกับแรงดัน Output

Input(v)	0	0.2	0.4	0.6	0.8	1	1.5
Output	0	10	20	31	41	52	77
Output(v)	0	0.2	0.39	0.6	0.8	1.01	1.51
Error(%)	0	0	2.5	0	0	1	0.66

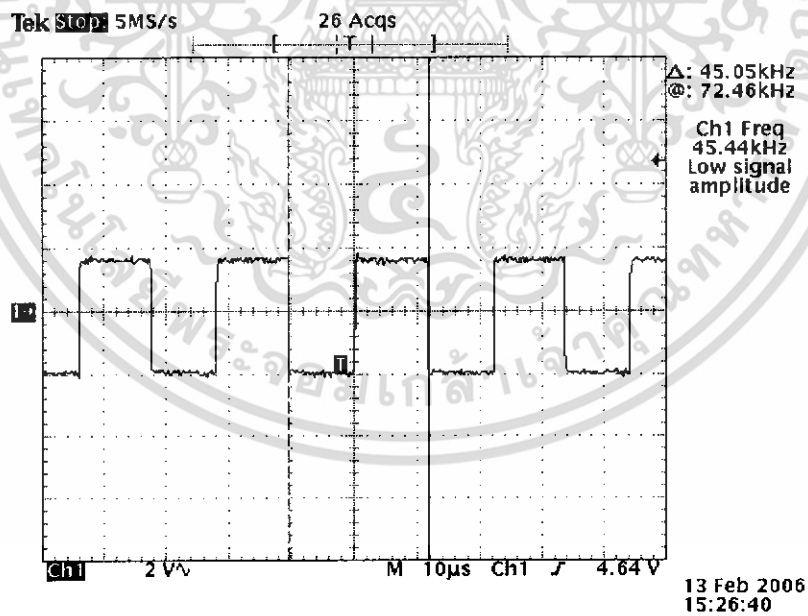
Input(v)	2	2.5	3	3.5	4	4.5	5
Output	104	128	156	180	207	232	255
Output(v)	2.03	2.51	3.05	3.53	4.05	4.54	5
Error(%)	1.5	0.4	1.67	1	1.25	1	0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



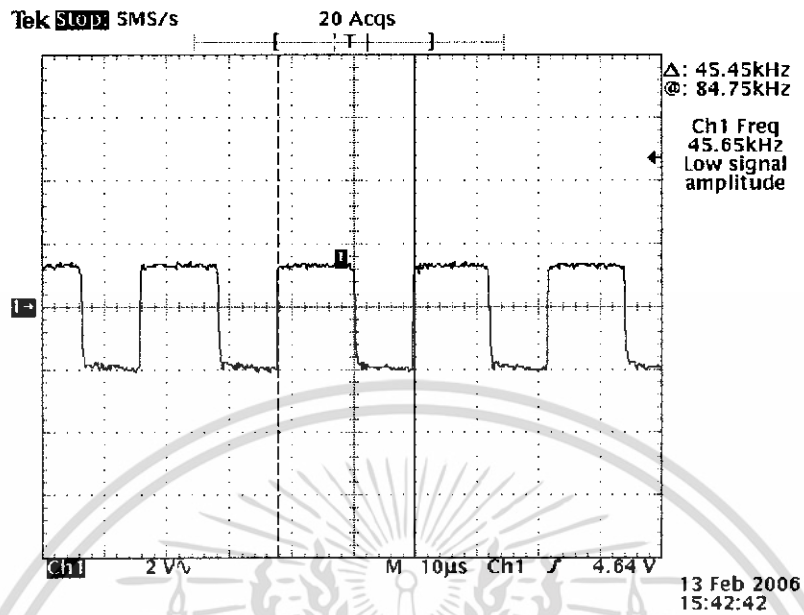
รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันเอาต์พุตเทียบกับแรงดันอินพุตที่ผ่านวงจร A/D Converter

4.3 กราฟผลการทดลองการมอดูเลตเลเซอร์

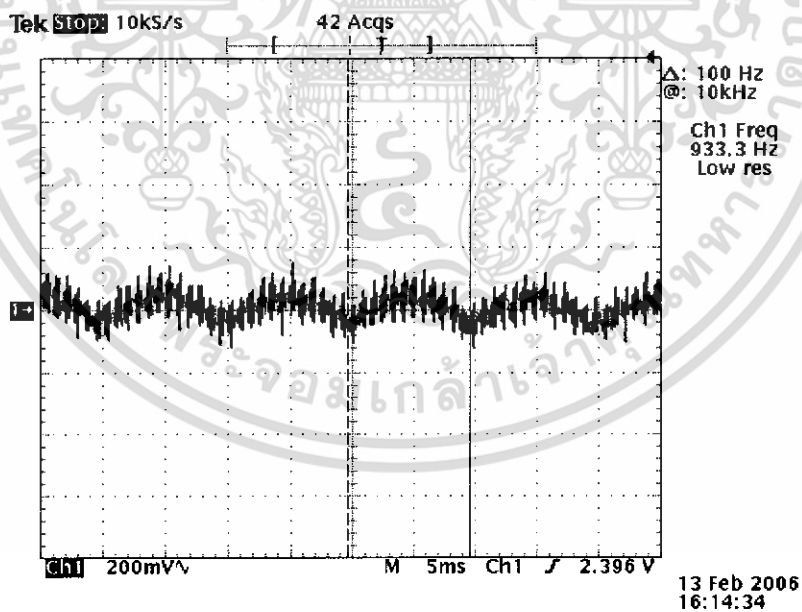


รูปที่ 4.4 ความถี่ 45 kHz จาก IC 555

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ความถี่ 45 kHz ที่มอดูเลตผ่านเลเซอร์



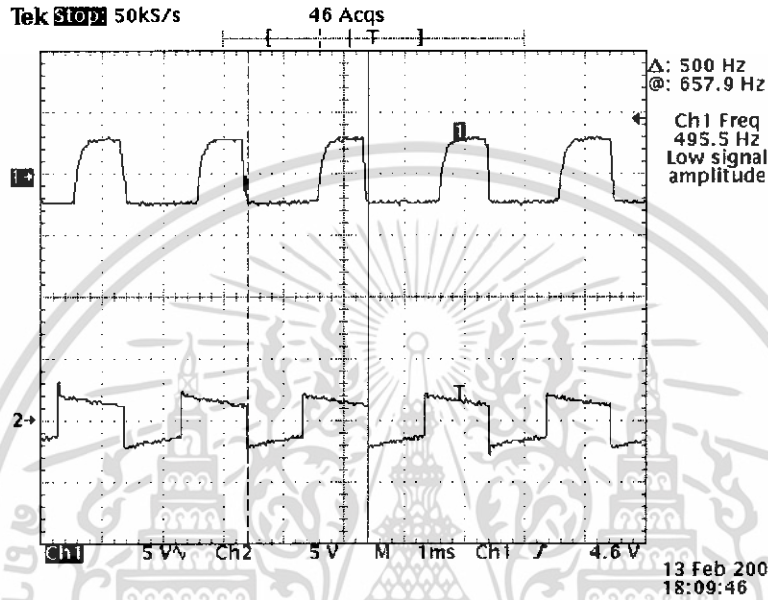
รูปที่ 4.6 สัญญาณรบกวนจากแสงไฟนีออนร่วมกับสัญญาณที่มอดูเลตด้วยความถี่ 45 kHz จากเลเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 กราฟผลการทดลองการตรวจจับความถี่เสียง

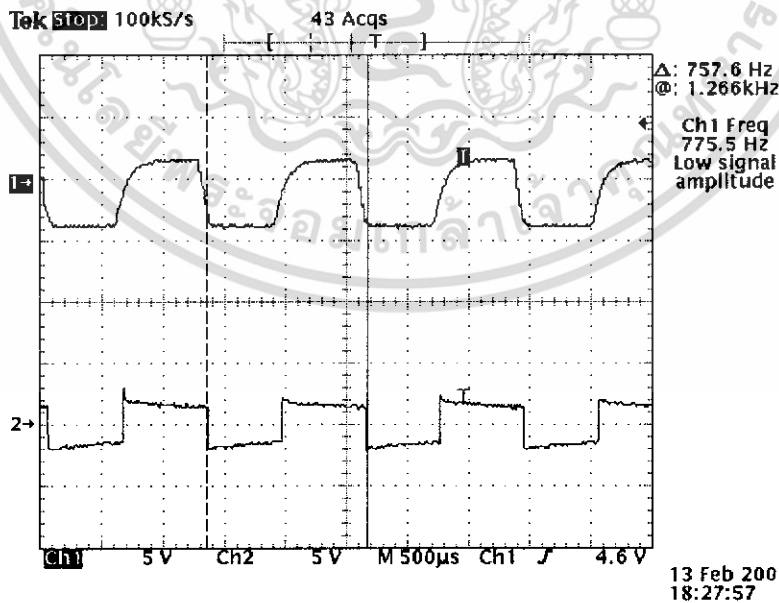
Ch 1 = ความถี่ที่ตรวจจับได้จากวงจรตรวจจับเสียง

Ch 2 = ความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียง



รูปที่ 4.7 แรงดันเอาต์พุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่ความถี่

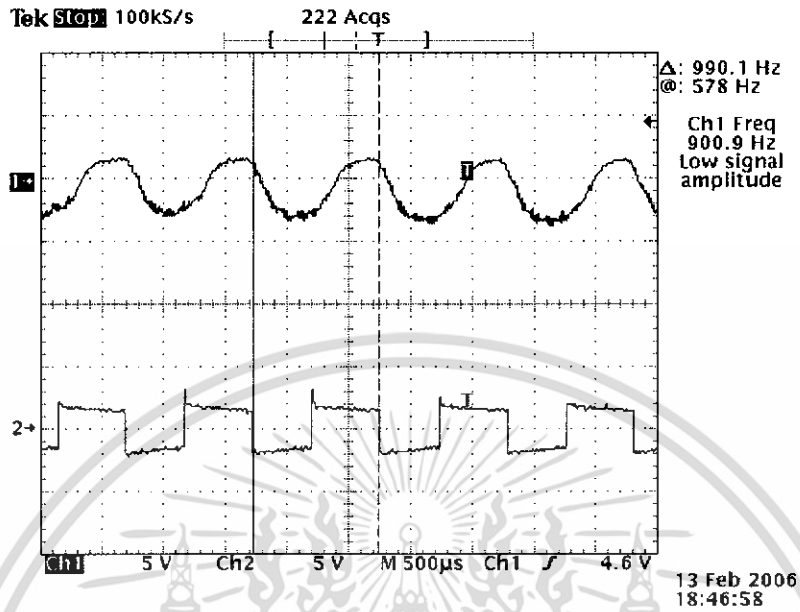
500 Hz



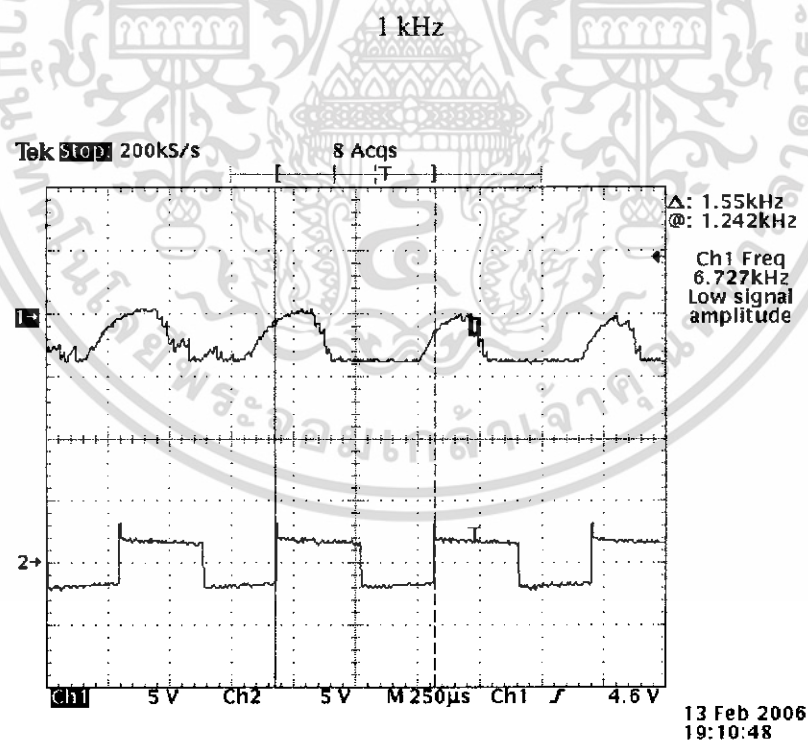
รูปที่ 4.8 แรงดันเอาต์พุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่

ความถี่ 750Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



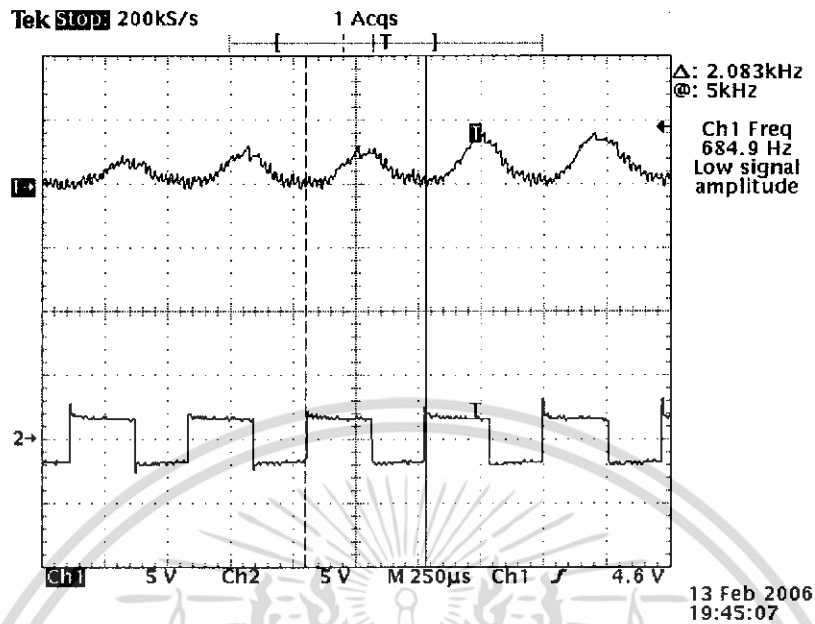
รูปที่ 4.9 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่มีความถี่



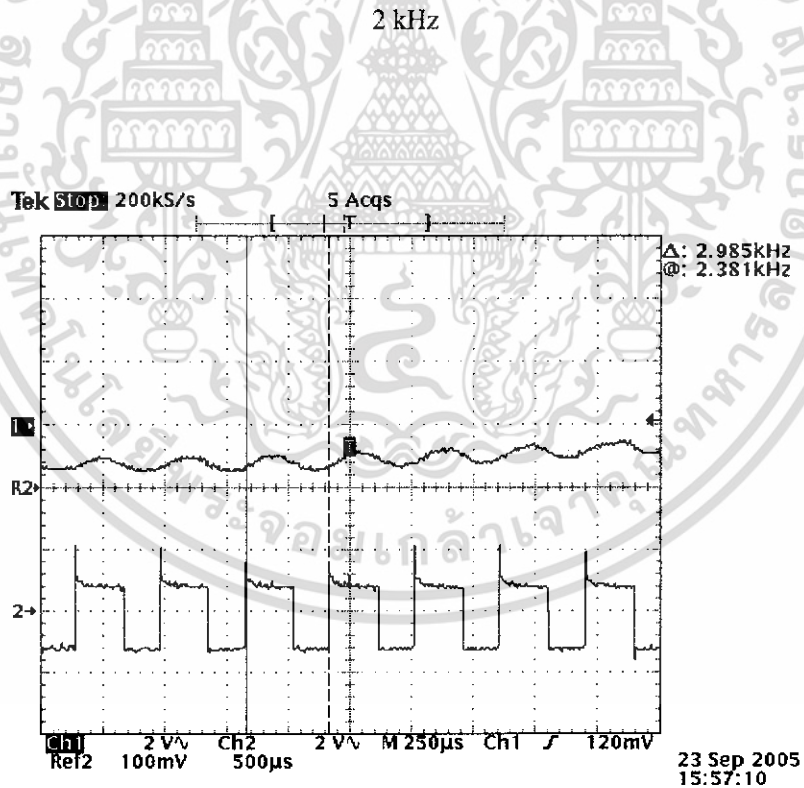
รูปที่ 4.10 แรงดันเอาต์พุตของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่มีความถี่

1.5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



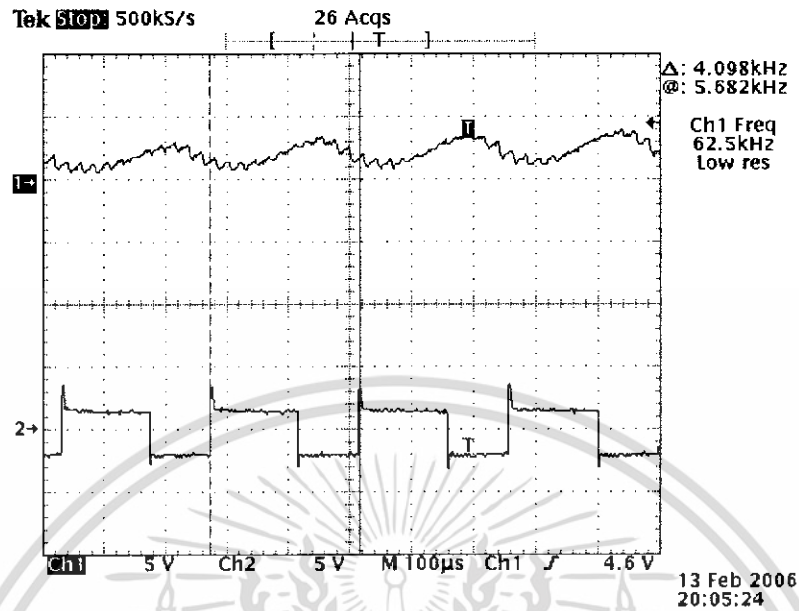
รูปที่ 4.11 แรงดันเอทีพุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่มีความถี่



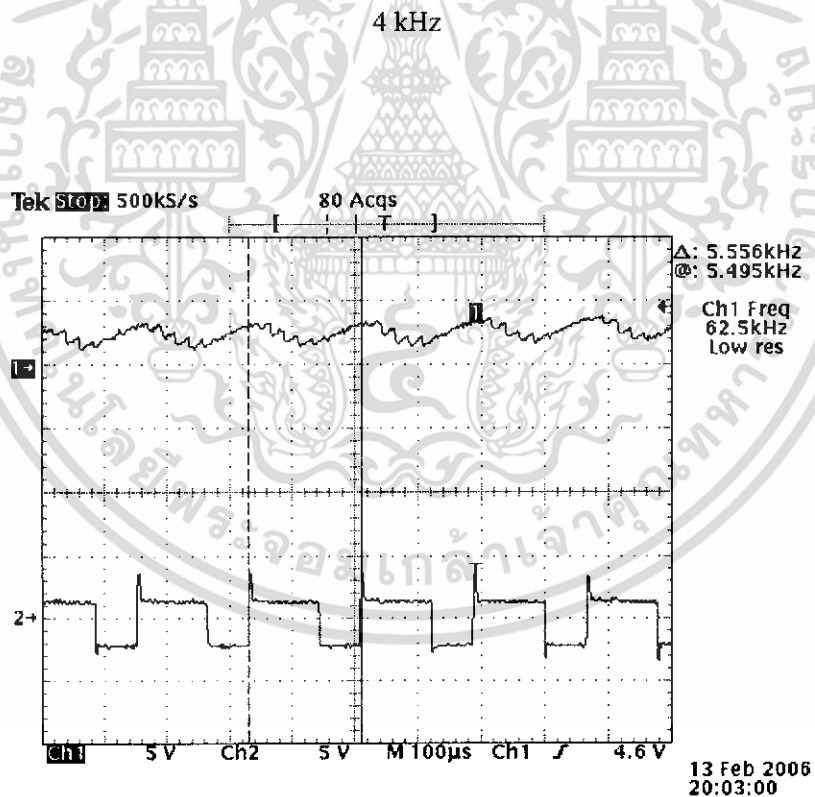
รูปที่ 4.12 แรงดันเอทีพุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่มีความถี่

3 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แรงดันเอ็พพุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่มีความถี่



รูปที่ 4.14 แรงดันเอ็พพุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับความถี่จากแหล่งกำเนิดเสียงที่มีความถี่

5.5 kHz

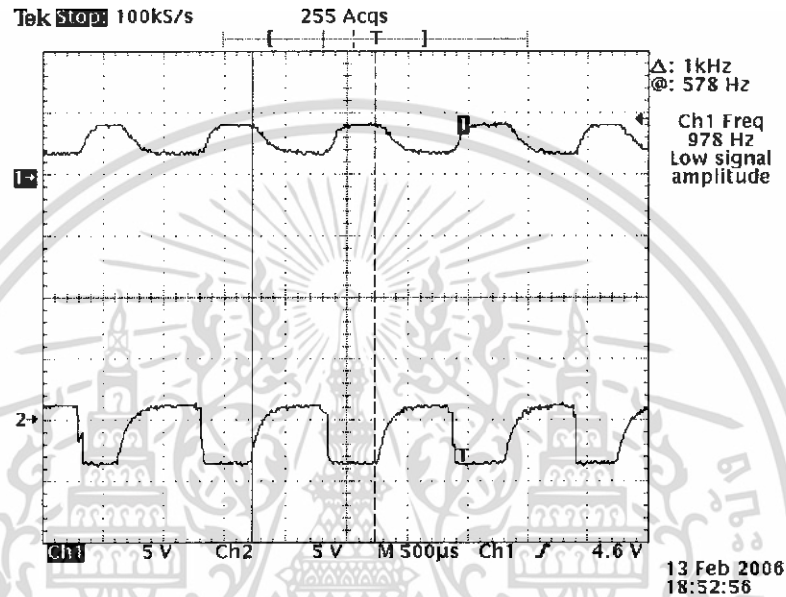
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 กราฟผลการทดลองการตรวจจับความถี่เสียง

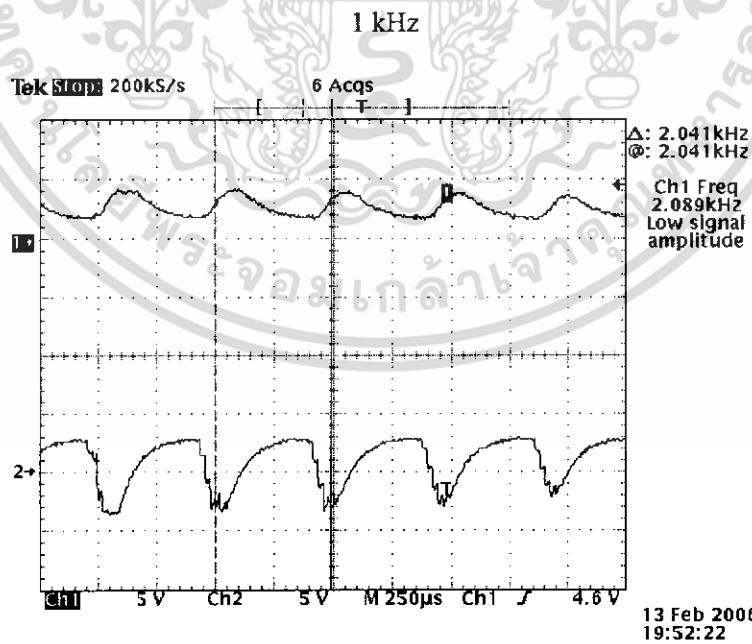
Ch 1 = ความถี่ที่ตรวจจับได้จากวงจรตรวจจับเสียงผ่านวงจรปรับแรงดันก่อนเข้าวงจร

Analog-digital Converter

Ch 2 = ความถี่ที่ตรวจจับได้จากวงจรตรวจจับเสียง



รูปที่ 4.15 แรงดันเอท์พุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับวงจรปรับแรงดันที่ความถี่



รูปที่ 4.16 แรงดันเอท์พุทของวงจรตรวจจับเสียงเทียบกับวงจรปรับแรงดันที่ความถี่

2 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 สรุป

### 5.1 ปัญหาและอุปสรรค

- ตำแหน่งการสะท้อนของเลเซอร์ที่จะตกกระทบที่ตัวรับควบคุมค่อนข้างยาก
- ความเข้มของเลเซอร์มีความเข้มมาก ทำให้การตรวจจับของวงจรมีปัญหา เมื่อความเข้มของแสงที่รับได้มีความเข้มมากเกินไป

### 5.2 สรุปและวิจารณ์

โครงการนี้เป็นโครงการในการออกแบบระบบการตรวจจับการสั่นสะเทือน ซึ่งนำมาประยุกต์ในการตรวจจับการสั่นสะเทือนของเสียง โดยแสดงเอาที่พหุเสียงออกทางลำโพง และแสดงรูปกราฟออกทางคอมพิวเตอร์ แต่ระบบนี้ตรวจจับได้เพียงช่วงความถี่ของเสียง เนื่องจากมีปัจจัยทางด้านสัญญาณรบกวน และขีดจำกัดของการตอบสนองของตัวรับแสงและตัวส่ง

## หนังสืออ้างอิง

- 1.Gobind Daryanani,“Principles of Active Network Synthesis and Design”, John Wiley & Sons, 4 p., 1976
- 2.William D.Stanley,“Operational Amplifiers with Linear Intergrated Circuits”,Macmillan College Publishing, 5 p. , 1994



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

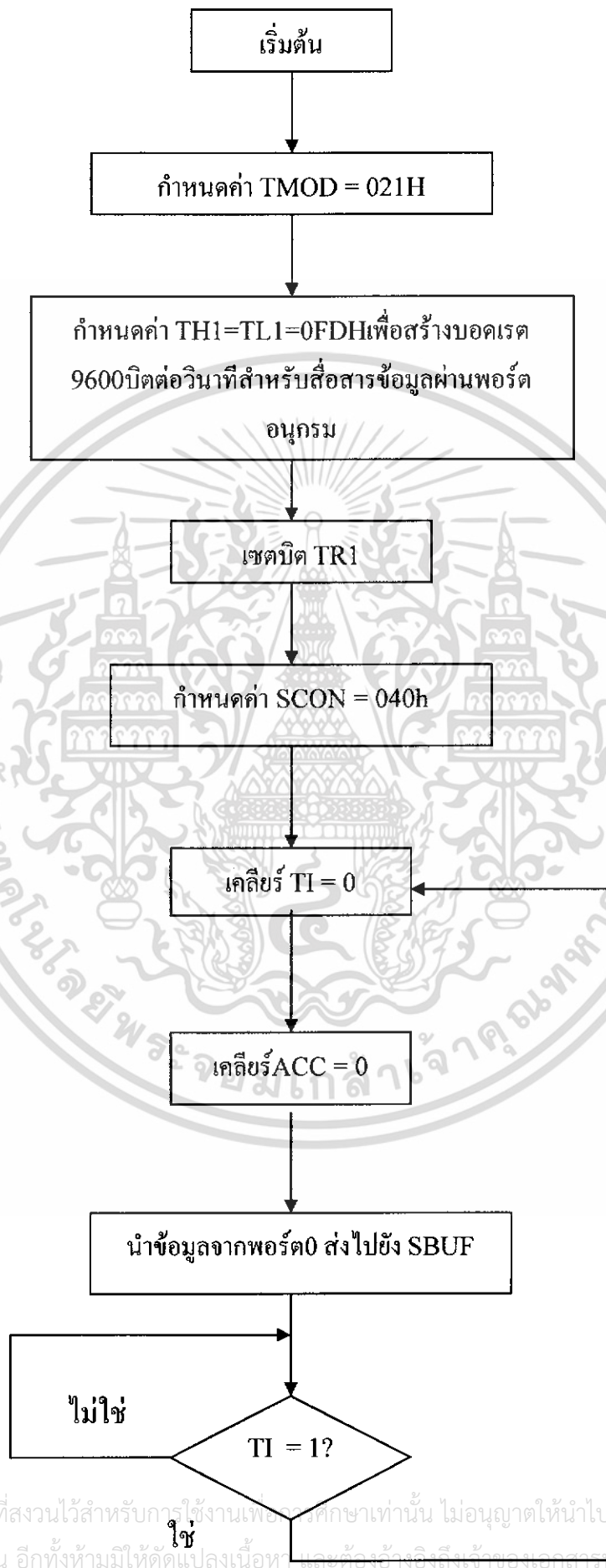
โปรแกรมย่อยของไมโครคอนโทรลเลอร์ และ บล็อกไคอะแกรม

```

org          00H
mov          TMOD,#021H
mov          TH1,#0FDH
mov          TL1,#0FDH
setb        TR1
mov          scon,#040H
LOOP:  clr          TI
        clr          A
        mov          A,p0
        mov          sbuf,A
        jnb         TI,$
        sjmp        LOOP
        end

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





# CMOS High Speed 8-Bit A/D Converter with Track/Hold Function

ADC0820

## General Description

The ADC0820 is a high speed, microprocessor compatible, 8 bit analog-to-digital converter which uses a half-flash technique to achieve a conversion time of 1.4  $\mu$ s. The converter has a 0V to +5V analog input range and uses a single +5V supply.

A built-in track-and-hold function is included, eliminating the need for an external track-and-hold for input slew rates up to 100mV/ $\mu$ s.

The A/D easily interfaces with microprocessors by appearing as a memory location or I/O port without the need for external interfacing logic. Data outputs use latched, three-state buffer circuitry to allow direct connection to a microprocessor data bus or system I/O port. An over-flow output is also provided for cascading devices to achieve higher resolution.

Maxim's ADC0820 is pin-compatible with National Semiconductor's ADC0820 and provides improved specifications. It is packaged in 20-pin Small Outline, DIP and CERDIP packages.

## Applications

- Digital Signal Processing
- High Speed Data Acquisition
- Telecommunications
- High Speed Servo Loops
- Audio Systems

## Features

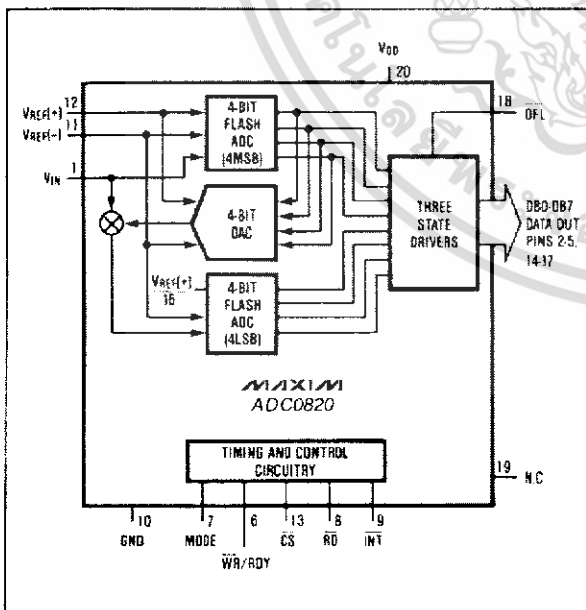
- ◆ Fast Conversion Time: 1.4 $\mu$ s Max.
- ◆ Built-in Track-and-Hold Function
- ◆ No Missing Codes
- ◆ No User Adjustments Required
- ◆ Single +5V Supply
- ◆ No External Clock
- ◆ Easy Interface To Microprocessors

## Ordering Information

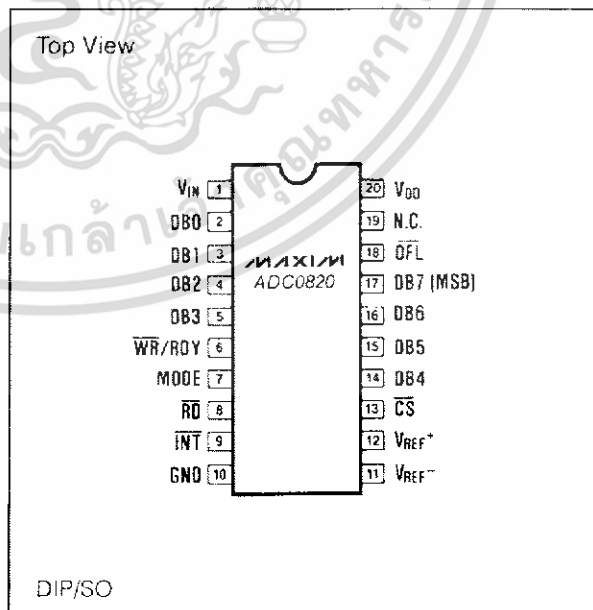
PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE	INL (LSB)
ADC0820BCN	0° C to +70° C	20 Plastic DIP	$\pm 1/2$
ADC0820CCN	0° C to +70° C	20 Plastic DIP	$\pm 1$
ADC0820CC/D	0° C to +70° C	Dice*	$\pm 1$
ADC0820BCM	0° C to +70° C	20 SO	$\pm 1/2$
ADC0820CCM	0° C to +70° C	20 SO	$\pm 1/2$
ADC0820BCJ	-40° C to +85° C	20 CERDIP	$\pm 1/2$
ADC0820CCJ	-40° C to +85° C	20 CERDIP	$\pm 1$
ADC0820BJ	-55° C to +125° C	20 CERDIP**	$\pm 1/2$
ADC0820CJ	-55° C to +125° C	20 CERDIP**	$\pm 1$

\*Dice are specified at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ .  
\*\*Contact factory

## Functional Block Diagram



## Pin Configuration



For pricing, delivery, and ordering information, please contact Maxim/Dallas Direct! at 1-888-629-4642, or visit Maxim's website at [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com).

เอ็กสตรีนเซมเอ็กสตรีนทิงสวีสทิวบ์กรีนงเนฟอกรทกซ์เทอเนน เมอญูญาดไท่หน่าไปไซ่ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CMOS High Speed 8-Bit A/D Converter with Track/Hold Function

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage, $V_{DD}$ to GND	0V, +10V	Operating Temperature Ranges	
Voltage at any other pins (Pins 1-9, 11-19)	GND - 0.3V, $V_{DD}$ + 0.3V	ADC0820BCJ/CCJ	-40°C to +85°C
Output current (Pin 19)	30mA	ADC0820BCJ/CCJ	-55°C to +125°C
Power Dissipation (Any Package) to +75°C	450mW	ADC0820BJ/CJ	-65°C to +160°C
Derate Above +25°C by	6mW/°C	Storage Temperature Range	-65°C to +160°C
		Lead Temperature (soldering, 10sec)	+300°C

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specification is not implied. Exposure to absolute maximum ratings conditions for extended periods may affect the device reliability.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

( $V_{DD} = +5V$ ,  $V_{REF+} = +5V$ ,  $V_{REF-} = GND$ , RD-MODE,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>ACCURACY</b>						
Resolution			8			bits
Total Unadjusted Error (Note 1)		ADC0820B ADC0820C			±1/2 ±1	LSB
No Missing Codes Resolution			8			bits
<b>REFERENCE INPUT</b>						
Reference Resistance		$T_A = +25^\circ C$ $T_A = T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	1.4 1.25	2.2	4.0 4.0	k $\Omega$
$V_{REF+}$ Input Voltage Range			$V_{REF-}$		$V_{DD} + 0.1$	V
$V_{REF-}$ Input Voltage Range			GND - 0.1		$V_{REF+}$	V
<b>ANALOG INPUT</b>						
Analog Input Voltage Range	$V_{INR}$		GND - 0.1		$V_{DD} + 0.1$	V
Analog Input Capacitance	$C_{VIN}$			45		pF
Analog Input Current	$I_{VIN}$	$V_{IN} = 0V$ to $+5V$ $T_A = +25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			±0.3 ±3	$\mu A$
Slew Rate, Tracking (Note 2)	SR			0.2	0.1	V/ $\mu s$
<b>LOGIC INPUTS</b>						
Input HIGH Voltage	$V_{INH}$	CS, WR, RD MODE	2.0 3.5			V
Input LOW Voltage	$V_{INL}$	CS, WR, RD MODE			0.8 1.5	V
Input High Current	$I_{INH}$	CS, RD: $T_A = +25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			0.1 1	$\mu A$
		WR: $T_A = +25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			0.3 3	
		MODE: $T_A = +25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		50	150 200	
Input Low Current	$I_{INL}$	CS, RD, WR, MODE $T_A = 25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$			-0.3 -1	$\mu A$
Input Capacitance (Note 3)	$C_{IN}$	CS, RD, WR, MODE		5	8	pF
<b>LOGIC OUTPUTS</b>						
Output HIGH Voltage	$V_{OH}$	DB0-DB7, OFL, INT $V_{DD} = +4.75V$ $V_{DD} = +4.75V$	$I_{OUT} = -360\mu A$	4.0		V
			$I_{OUT} = -10\mu A$	4.5		
Output LOW Voltage	$V_{OL}$	DB0-DB7, OFL, INT, RDY $V_{DD} = +4.75V$			0.4	V
Three-state Output Current		DB0-DB7, RDY $T_A = +25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	-0.3 -3		+0.3 +3	$\mu A$
Output Capacitance (Note 3)	$C_{OUT}$	DB0-DB7, OFL, INT, RDY		5	8	pF
Output Source Current	$I_{SRC}$	DB0-DB7, OFL, INT; $V_{OUT} = 0$		-25	-10	mA
Output Sink Current	$I_{SINK}$	DB0-DB7, OFL, INT, RDY; $V_{OUT} = V_{DD}$		40	15	mA

2 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# CMOS High Speed A/D Converter with Track/Hold Function

ADC0820

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

( $V_{DD} = +5V$ ,  $V_{REF+} = +5V$ ,  $V_{REF-} = GND$ , RD-MODE,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise noted)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNITS
<b>POWER SUPPLY</b>						
Supply Voltage	$V_{DD}$	+5% for Specified Performance		5		V
Supply Current	$I_{DD}$	$CS = WR = RD = 0$ $T_A = +25^\circ C$ $T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		5	10 15	mA
Power Dissipation		$CS = WR = RD = 0$		25		mW
Power Supply Sensitivity	PSS	$V_{DD} = \pm 5\%$		$\pm 1/16$	$\pm 1/4$	LSB

## TIMING CHARACTERISTICS

( $V_{DD} = +5V$ ,  $V_{REF+} = +5V$ ,  $V_{REF-} = GND$ ,  $T_A = T_{MIN}$  to  $T_{MAX}$ , unless otherwise specified. See Note 2, 4.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	$T_A = +25^\circ C$			ADC0820BCX ADC0820CCX		ADC0820BJ ADC0820CJ		UNITS
			MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
CS to $\overline{RD}$ , $\overline{WR}$ Setup Time	$t_{CSS}$		0			0		0		ns
CS to $\overline{RD}$ , $\overline{WR}$ Hold Time	$t_{CSH}$		0			0		0		ns
CS to RDY Delay	$t_{RDY}$	$C_L = 50pF$ , $R = 3k\Omega$		35	70		90		100	ns
Conversion Time (RD Mode)	$t_{CRD}$	(Note 7)		1.2	1.6		2.0		2.5	$\mu s$
Data Access Time (RD Mode) (See Figure 1)	$t_{ACC0}$	(Note 5)		$t_{CRD} + 10$	$t_{CRD} + 35$		$t_{CRD} + 50$		$t_{CRD} + 70$	ns
$\overline{RD}$ to $\overline{INT}$ Delay (RD Mode)	$t_{INTH}$	$C_L = 50pF$		60	125		175		225	ns
Data Hold Time	$t_{DH}$	(Note 6)		40	90		120		150	ns
Delay Time Between Conversions	$t_P$		500			600		600		ns
Write Pulse Width	$t_{WR}$		600		50,000	600	50,000	600	50,000	ns
Conversion Time (WR-RD Mode)	$t_{CWR-RD}$		1.4			1.56		1.62		$\mu s$
Delay between $\overline{WR}$ and $\overline{RD}$ Pulses	$t_{RD}$		600			700		700		ns
Data Access Time (WR-RD Mode) (See Figure 3)	$t_{ACC1}$	$t_{RD} < t_{INTL}$		110	220		280		350	ns
$\overline{RD}$ to $\overline{INT}$ Delay	$t_{RI}$			100	200		260		320	ns
$\overline{WR}$ to $\overline{INT}$ Delay	$t_{INTL}$			600	1000		1400		1700	ns
Data Access Time (WR-RD Mode) (See Figure 2)	$t_{ACC2}$	$t_{RD} > t_{INTL}$ (Note 6)		60	100		130		160	ns
$\overline{WR}$ to $\overline{INT}$ Delay (Stand-Alone)	$t_{HWR}$	$C_L = 50pF$		70	100		130		150	ns
Data Access Time After $\overline{INT}$	$t_D$			10	50		65		75	ns

**Note 1:** Total unadjusted error includes offset, full-scale and linearity errors.

**Note 2:** Sample tested at  $+25^\circ C$  by Quality Assurance to ensure compliance.

**Note 3:** Guaranteed by design.

**Note 4:** All input control signals are specified with  $t_R = t_F = 20ns$  (10% to 90% of +5V) and timed from a voltage level of 1.6V.

**Note 5:** Defined as the time required for an output to cross 0.8V or 2.4 V.

**Note 6:** Defined as the time required for the data lines to change 0.5V.

**Note 7:** For faster conversions use WR-RD Mode.

# CMOS High Speed A/D Converter with Track/Hold Function

## Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	$V_{IN}$	Analog input; range = $GND < V_{IN} < V_{DD}$ .
2	DB0	Three-state data output, bit 0 (LSB).
3	DB1	Three-state data output, bit 1.
4	DB2	Three-state data output, bit 2.
5	DB3	Three-state data output, bit 3.
6	WR/RDY	WRITE control input/READY status output. See Digital Interface section.
7	MODE	Mode selection input. This input is internally pulled low with a $50\mu A$ current source. RD Mode: MODE low/open. WR-RD Mode: MODE high.
8	RD	READ input. RD must be low to access data. See Digital Interface section.
9	INT	INTERRUPT output. INT going low indicates the completion of a conversion. See Digital Interface section.
10	GND	Ground.

PIN	NAME	FUNCTION
11	$V_{REF}^-$	Lower limit of reference span. Sets the zero code voltage. Range: $GND$ to $V_{REF}^+$ .
12	$V_{REF}^+$	Upper limit of reference span. Sets the Full Scale input voltage. Range: $V_{REF}^-$ to $V_{DD}$ .
13	$\overline{CS}$	CHIP-SELECT input. $\overline{CS}$ must be low for the device to recognize WR or RD inputs
14	DB4	Three-state data output, bit 4.
15	DB5	Three-state data output, bit 5.
16	DB6	Three-state data output, bit 6.
17	DB7	Three-state data output, bit 7 (MSB).
18	OFL	Overflow Output. If the analog input is greater than $V_{REF}^+$ , OFL will be high at the end of the conversion. It can be used to cascade two or more devices to increase resolution.
19	N.C.	Test Pin. Do not connect.
20	$V_{DD}$	Power supply voltage, +5V.

### Digital Interface

#### RD Mode (Pin 7 Low)

A conversion is started by taking RD low and keeping it low until output data appears (Figure 1). Pin 6 (WR/RDY) is configured as a status output (RDY) in this mode, and is used with microprocessors which can be forced into a WAIT state. The processor starts a conversion, waits, and then reads data with a single READ instruction. RDY, an open collector output, goes low after the falling edge of CS and goes high impedance at the end of the conversion. INT goes low at the end of the conversion and returns high on the rising edge of CS or RD.

#### WR-RD Mode (Pin 7 High)

In the WR-RD mode, pin 6 (WR/RDY) is the WRITE input for the converter. With CS low, a conversion starts on the falling edge of WR. There are several options for reading data:

#### Using the Internal Delay

The processor waits for INT to go low before reading data (Figure 2). INT typically goes low 600ns after the rising edge of WR, indicating that the conversion is complete. With CS low, DB0-DB7 are read by pulling RD low. INT is then reset on the rising edge of CS or RD.

#### Reading Before Delay

The conversion time is externally controlled with RD (Figure 3). The status of INT is ignored and RD is taken low as soon as 600ns after the rising edge of

WR. This completes the conversion and enables DB0-DB7. INT goes low after the falling edge of RD and is reset on the rising edge of RD or CS.

#### Pipelined Operation

"Pipelined" operation is achieved by tying WR and RD together (Figure 4). With CS low, taking WR and RD low starts a new conversion and, at the same time, reads the result of the previous conversion.

#### Stand-Alone Operation

In stand-alone operation, CS and RD are tied low and a conversion is initiated by pulling WR low (Figure 5). Output data is valid approximately 600ns after the rising edge of WR.

### Analog Considerations

#### Reference Input

The  $V_{REF}(+)$  and  $V_{REF}(-)$  inputs of the converter set the full-scale and zero input voltages. The voltage at  $V_{REF}(-)$  defines the input level which produces an output code of all zeroes, and the voltage at  $V_{REF}(+)$  defines the input which produces an output code of all ones (see Figure 6). Figure 7 shows some reference configurations.

#### Bypassing

A  $47\mu F$  electrolytic and  $0.1\mu F$  ceramic capacitor should be used to bypass the  $V_{DD}$  pin to GND. The lead length of these capacitors should be as short as possible. If the reference inputs (pins 11, 12) are driven by long lines, they also should be bypassed to GND with  $0.1\mu F$  capacitors at the reference input pins.

# CMOS High Speed A/D Converter with Track/Hold Function

ADC0820

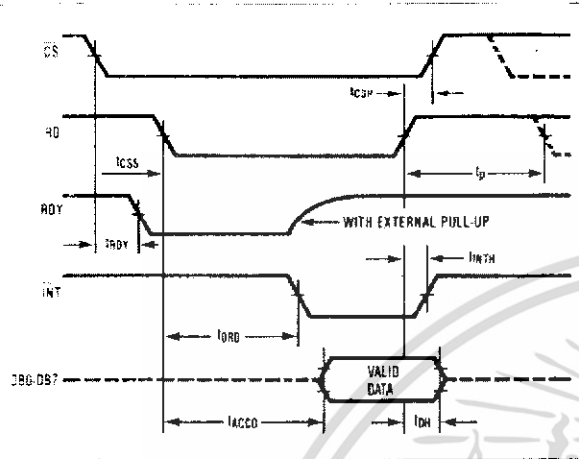


Figure 1. RD Mode Timing

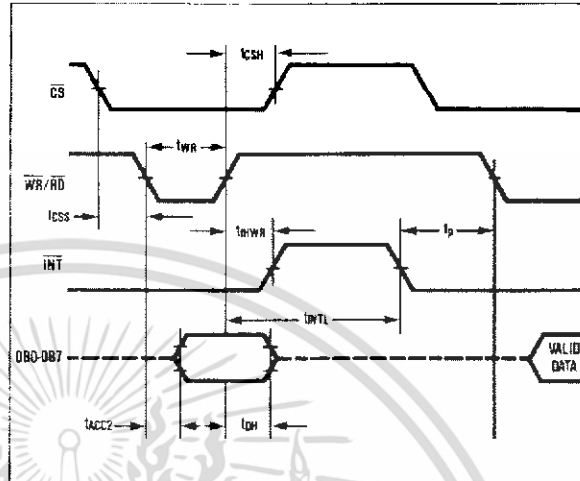


Figure 4. WR-RD Mode Pipe-Lined Timing,  $WR = RD$

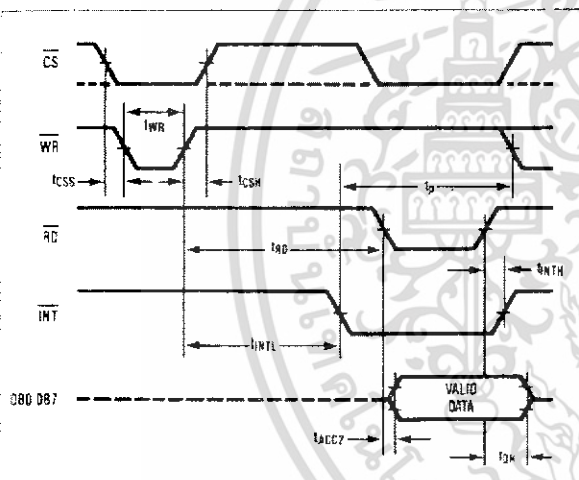


Figure 2. WR-RD Mode Timing ( $t_{RD} > t_{INTL}$ )

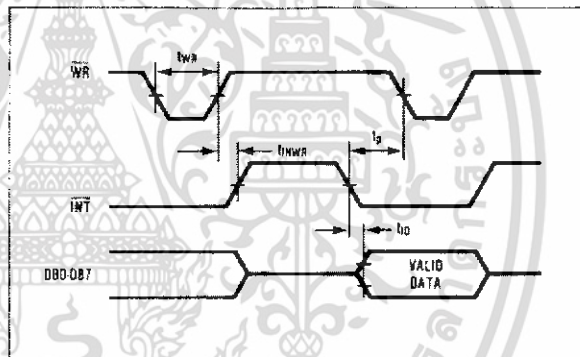


Figure 5. WR-RD Mode Stand-Alone Timing,  $CS = RD = 0$

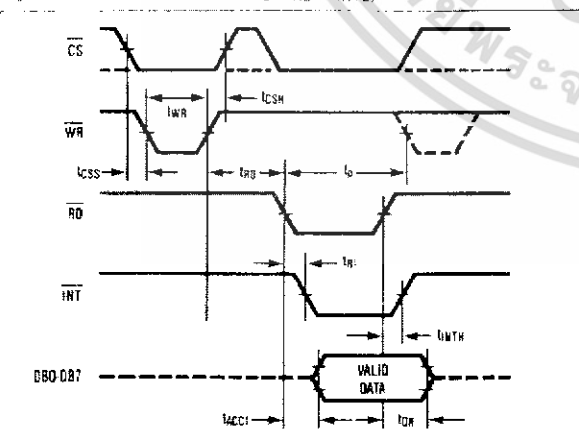


Figure 3. WR-RD Mode Timing ( $t_{RD} < t_{INTL}$ )

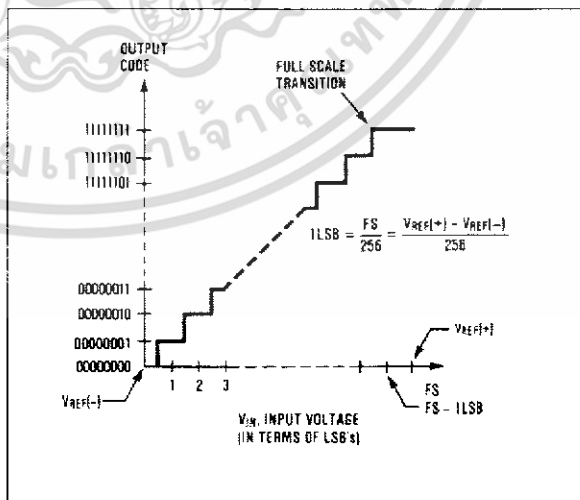


Figure 6. Transfer Function

# CMOS High Speed A/D Converter with Track/Hold Function

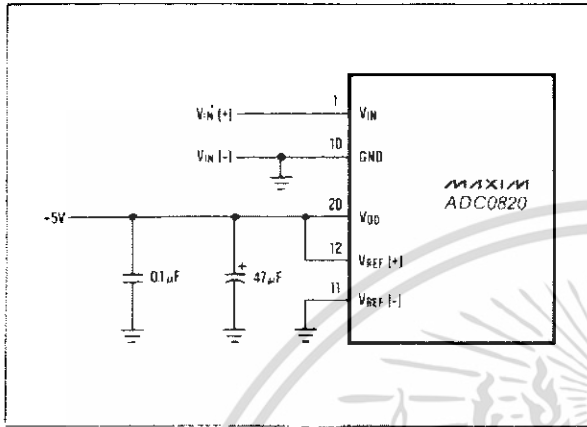


Figure 7a. Power Supply as Reference

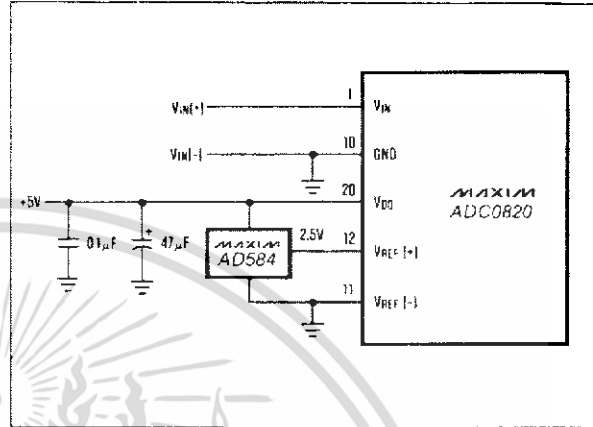


Figure 7b. External Reference 2.5V Full Scale

## Input Current

The ADC0820 analog input behaves somewhat differently from conventional A/D converters. The ADC0820 takes varying amounts of current from the input depending on the operating cycle of the A/D.

During the input sampling phase ( $\overline{WR} = \text{LOW}$  in the (WR-RD Mode) input capacitors must be charged to the input voltage through the resistance of internal analog switches (about  $2\text{k}\Omega$  to  $5\text{k}\Omega$ ). In addition, about  $12\text{pF}$  of stray capacitance ( $C_S$ ) must be charged. An equivalent RC model of the input is shown in Figure 8. The  $45\text{pF}$  input capacitance allows source resistances ( $R_S$ ) of up to  $1\text{k}\Omega$  to be used without increased settling time. For larger resistances, the width of the  $\overline{WR}$  pulse must be increased from  $600\text{ns}$ . In the RD mode, where the sample time is fixed,  $R_S$  greater than  $1\text{k}\Omega$  may cause settling errors. In this case, use the WR-RD mode and greater than  $600\text{ns}$  RD time, or use a buffer to drive the analog input.

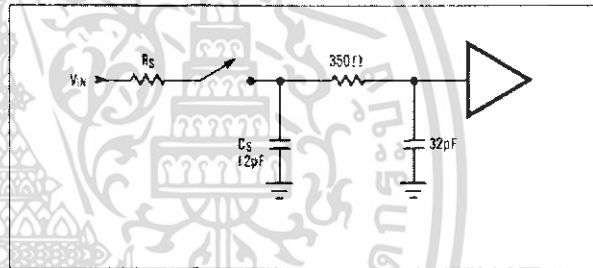


Figure 8. Equivalent Input Model

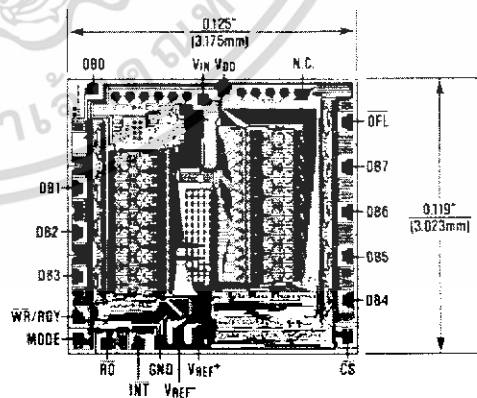
## Input Filtering

The ADC0820's sampled data comparators generate input transients at  $V_{IN}$ . This does not degrade performance since the A/D only "looks" at the input after these transients occur. It is not necessary to filter these transients with an external capacitor at the  $V_{IN}$  terminal.

## Inherent Track-and-Hold

The ADC0820 can measure a variety of high speed input signals without the help of an external sample-and-hold. The input is tracked from the time  $\overline{WR}$  goes low (in the WR-RD mode) to approximately  $100\text{ns}$  after it returns high. Input signals with slew rates typically up to  $200\text{mV}/\mu\text{s}$  can be converted without error.

## Chip Topography



Maxim cannot assume responsibility for use of any circuitry other than circuitry entirely embodied in a Maxim product. No circuit patent licenses are implied. Maxim reserves the right to change the circuitry and specifications without notice at any time.

# LF353

## Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

### General Description

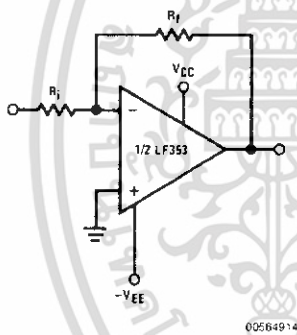
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

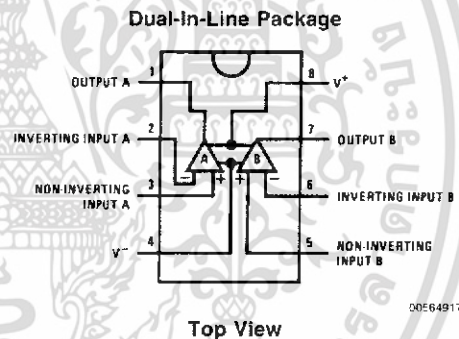
### Features

- Internally trimmed offset voltage: 10 mV
- Low input bias current: 50pA
- Low input noise voltage: 25 nV/√Hz
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 3.6 mA
- High input impedance: 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion : ≤0.02%
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

### Typical Connection

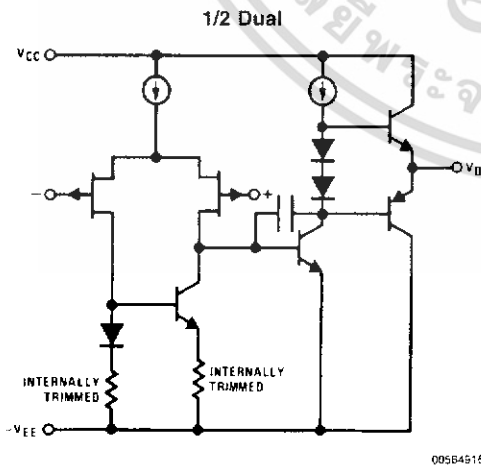


### Connection Diagram



Order Number LF353M, LF353MX or LF353N  
See NS Package Number M08A or N08E

### Simplified Schematic



BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.

LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	(Note 2)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T <sub>J</sub> (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 3)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	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)	1000V
θ <sub>JA</sub> M Package	TBD

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

### DC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
V <sub>OS</sub>	Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> =10kΩ, T <sub>A</sub> =25°C		5	10	mV
		Over Temperature			13	mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> =10 kΩ		10		μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>J</sub> =25°C, (Notes 5, 6)		25	100	pA
		T <sub>J</sub> ≤70°C			4	nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>J</sub> =25°C, (Notes 5, 6)		50	200	pA
		T <sub>J</sub> ≤70°C			8	nA
R <sub>IN</sub>	Input Resistance	T <sub>J</sub> =25°C		10 <sup>12</sup>		Ω
A <sub>VOL</sub>	Large Signal Voltage Gain	V <sub>S</sub> =±15V, T <sub>A</sub> =25°C	25	100		V/mV
		V <sub>O</sub> =±10V, R <sub>L</sub> =2 kΩ Over Temperature	15			V/mV
V <sub>O</sub>	Output Voltage Swing	V <sub>S</sub> =±15V, R <sub>L</sub> =10kΩ	±12	±13.5		V
V <sub>CM</sub>	Input Common-Mode Voltage Range	V <sub>S</sub> =±15V	±11	+15		V
				-12		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 7)	70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			3.6	6.5	mA

### AC Electrical Characteristics

(Note 5)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T <sub>A</sub> =25°C, f=1 Hz–20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V <sub>S</sub> =±15V, T <sub>A</sub> =25°C	8.0	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V <sub>S</sub> =±15V, T <sub>A</sub> =25°C	2.7	4		MHz
e <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Voltage	T <sub>A</sub> =25°C, R <sub>S</sub> =100Ω, f=1000 Hz		16		nV/√Hz
i <sub>n</sub>	Equivalent Input Noise Current	T <sub>J</sub> =25°C, f=1000 Hz		0.01		pA/√Hz

# LM386 Low Voltage Audio Power Amplifier

## General Description

The LM386 is a power amplifier designed for use in low voltage consumer applications. The gain is internally set to 20 to keep external part count low, but the addition of an external resistor and capacitor between pins 1 and 8 will increase the gain to any value from 20 to 200.

The inputs are ground referenced while the output automatically biases to one-half the supply voltage. The quiescent power drain is only 24 milliwatts when operating from a 6 volt supply, making the LM386 ideal for battery operation.

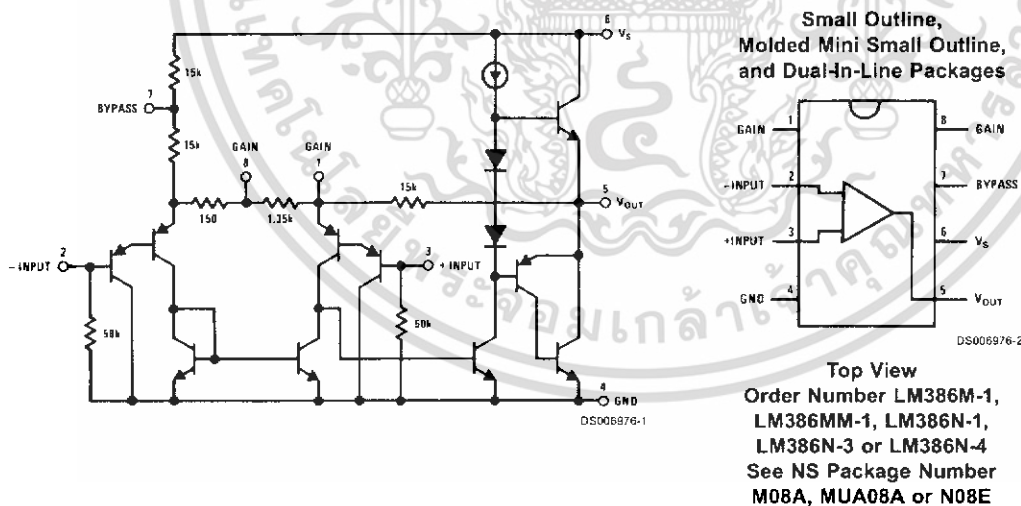
## Features

- Battery operation
- Minimum external parts
- Wide supply voltage range: 4V–12V or 5V–18V
- Low quiescent current drain: 4mA
- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion: 0.2% ( $A_v = 20$ ,  $V_s = 6V$ ,  $R_L = 8\Omega$ ,  $P_O = 125mW$ ,  $f = 1kHz$ )
- Available in 8 pin MSOP package

## Applications

- AM-FM radio amplifiers
- Portable tape player amplifiers
- Intercoms
- TV sound systems
- Line drivers
- Ultrasonic drivers
- Small servo drivers
- Power converters

## Equivalent Schematic and Connection Diagrams



**Absolute Maximum Ratings** (Note 2)

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

Supply Voltage (LM386N-1, -3, LM386M-1)	15V
Supply Voltage (LM386N-4)	22V
Package Dissipation (Note 3) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
(LM386MM-1)	0.595W
Input Voltage	±0.4V
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Operating Temperature	0°C to +70°C
Junction Temperature	+150°C
Soldering Information	

Dual-In-Line Package

Soldering (10 sec)

+260°C

Small Outline Package  
(SOIC and MSOP)

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.

Thermal Resistance

 $\theta_{JC}$  (DIP)

37°C/W

 $\theta_{JA}$  (DIP)

107°C/W

 $\theta_{JC}$  (SO Package)

35°C/W

 $\theta_{JA}$  (SO Package)

172°C/W

 $\theta_{JA}$  (MSOP)

210°C/W

 $\theta_{JC}$  (MSOP)

56°C/W

**Electrical Characteristics** (Notes 1, 2) $T_A = 25^\circ\text{C}$ 

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Operating Supply Voltage ( $V_S$ )					
LM386N-1, -3, LM386M-1, LM386MM-1		4		12	V
LM386N-4		5		18	V
Quiescent Current ( $I_Q$ )	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power ( $P_{OUT}$ )					
LM386N-1, LM386M-1, LM386MM-1	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	250	325		mW
LM386N-3	$V_S = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	500	700		mW
LM386N-4	$V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	700	1000		mW
Voltage Gain ( $A_v$ )	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$		26		dB
	10 $\mu\text{F}$ from Pin 1 to 8		46		dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V, \text{Pins 1 and 8 Open}$		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz, Pins 1 and 8 Open}$		0.2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz, } C_{BYPASS} = 10\ \mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance ( $R_{IN}$ )			50		k $\Omega$
Input Bias Current ( $I_{BIAS}$ )	$V_S = 6V, \text{Pins 2 and 3 Open}$		250		nA

**Note 1:** All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

**Note 2:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

**Note 3:** For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of 107°C/W junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of 170°C/W for the small outline package.

## Application Hints

### GAIN CONTROL

To make the LM386 a more versatile amplifier, two pins (1 and 8) are provided for gain control. With pins 1 and 8 open the 1.35 k $\Omega$  resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor, the gain will go up to 200 (46 dB). If a resistor is placed in series with the capacitor, the gain can be set to any value from 20 to 200. Gain control can also be done by capacitively coupling a resistor (or FET) from pin 1 to ground.

Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin 1 to 5 (paralleling the internal 15 k $\Omega$  resistor). For 6 dB effective bass boost:  $R = 15$  k $\Omega$ , the lowest value for good stable operation is  $R = 10$  k $\Omega$  if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then  $R$  as low as 2 k $\Omega$  can be used. This restriction is because the amplifier is only compensated for closed-loop gains greater than 9.

### INPUT BIASING

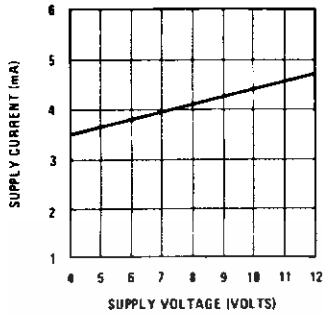
The schematic shows that both inputs are biased to ground with a 50 k $\Omega$  resistor. The base current of the input transistors is about 250 nA, so the inputs are at about 12.5 mV when left open. If the dc source resistance driving the LM386 is higher than 250 k $\Omega$  it will contribute very little additional offset (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). If the dc source resistance is less than 10 k $\Omega$ , then shorting the unused input to ground will keep the offset low (about 2.5 mV at the input, 50 mV at the output). For dc source resistances between these values we can eliminate excess offset by putting a resistor from the unused input to ground, equal in value to the dc source resistance. Of course all offset problems are eliminated if the input is capacitively coupled.

When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1  $\mu$ F capacitor or a short to ground depending on the dc source resistance on the driven input.



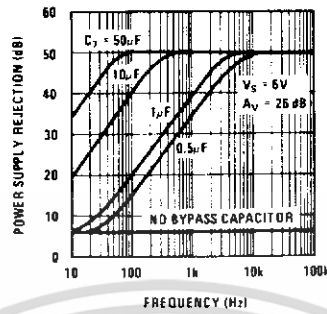
## Typical Performance Characteristics

Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



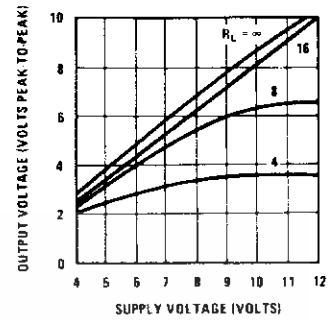
DS006976-5

Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



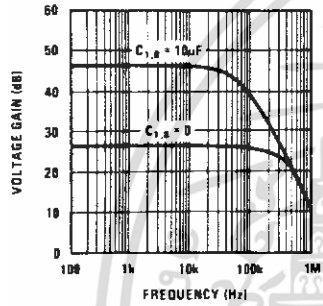
DS006976-12

Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



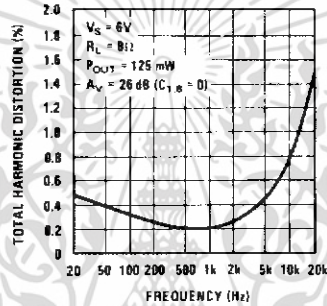
DS006976-13

Voltage Gain vs Frequency



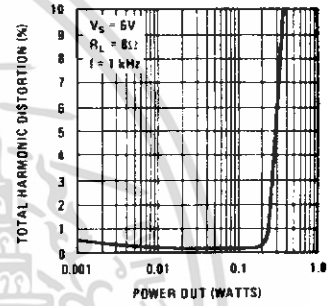
DS006976-14

Distortion vs Frequency



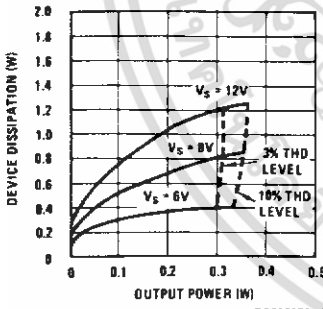
DS006976-15

Distortion vs Output Power



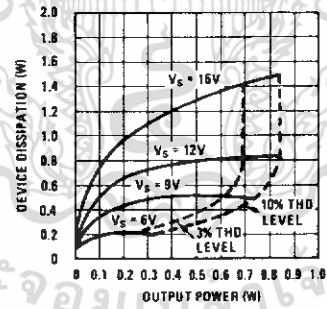
DS006976-16

Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



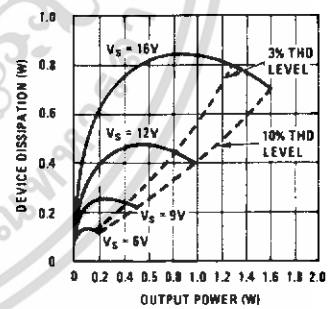
DS006976-17

Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load



DS006976-18

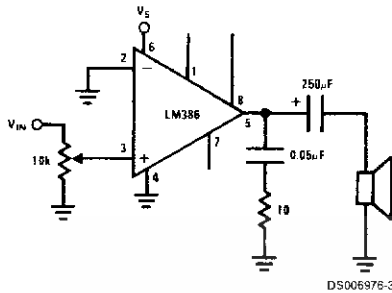
Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load



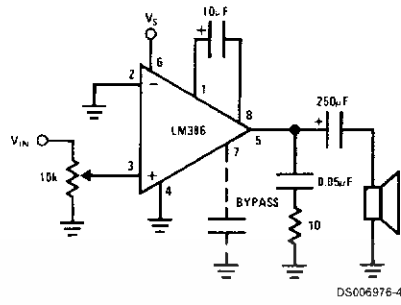
DS006976-19

# Typical Applications

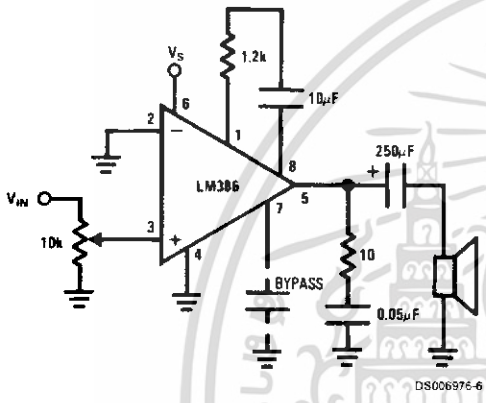
**Amplifier with Gain = 20  
Minimum Parts**



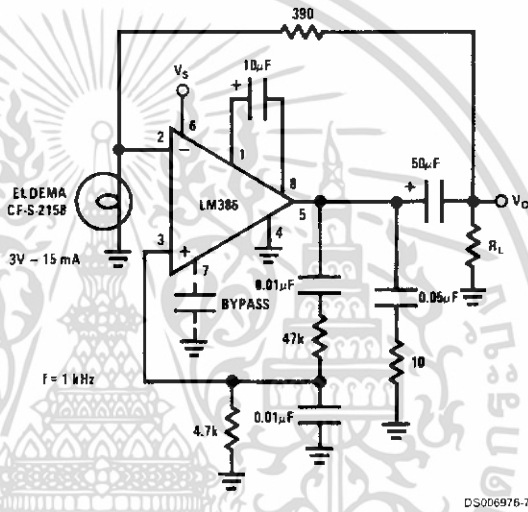
**Amplifier with Gain = 200**



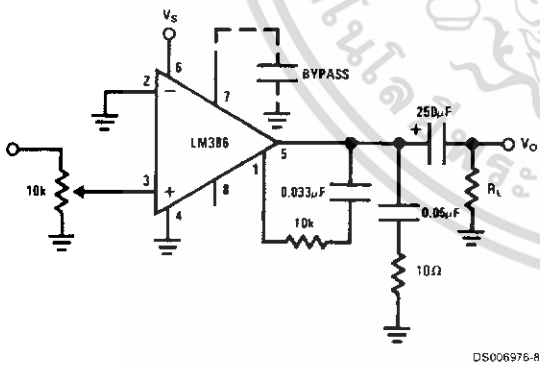
**Amplifier with Gain = 50**



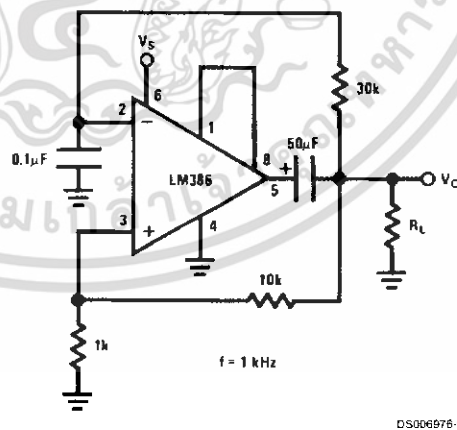
**Low Distortion Power Wienbridge Oscillator**



**Amplifier with Bass Boost**



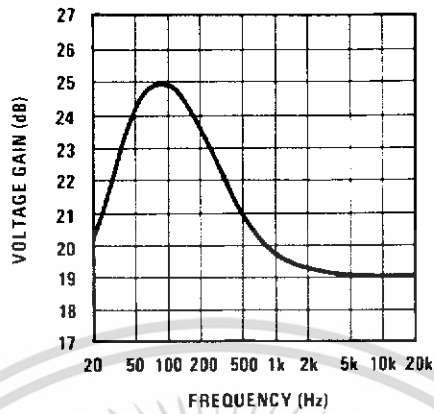
**Square Wave Oscillator**



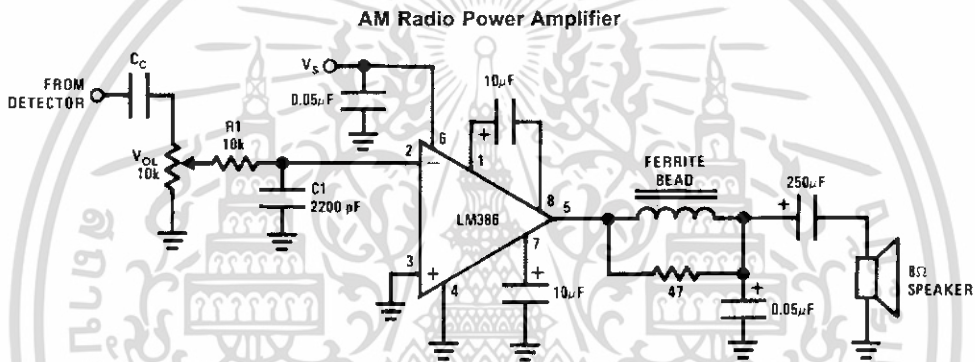
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Frequency Response with Bass Boost



DS006976-10



DS006978-11

- Note 4:** Twist supply lead and supply ground very tightly.
- Note 5:** Twist speaker lead and ground very tightly.
- Note 6:** Ferrite bead in Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.
- Note 7:** R1C1 band limits input signals.
- Note 8:** All components must be spaced very closely to IC.

## LM555 Timer

### General Description

The LM555 is a highly stable device for generating accurate time delays or oscillation. Additional terminals are provided for triggering or resetting if desired. In the time delay mode of operation, the time is precisely controlled by one external resistor and capacitor. For astable operation as an oscillator, the free running frequency and duty cycle are accurately controlled with two external resistors and one capacitor. The circuit may be triggered and reset on falling waveforms, and the output circuit can source or sink up to 200mA or drive TTL circuits.

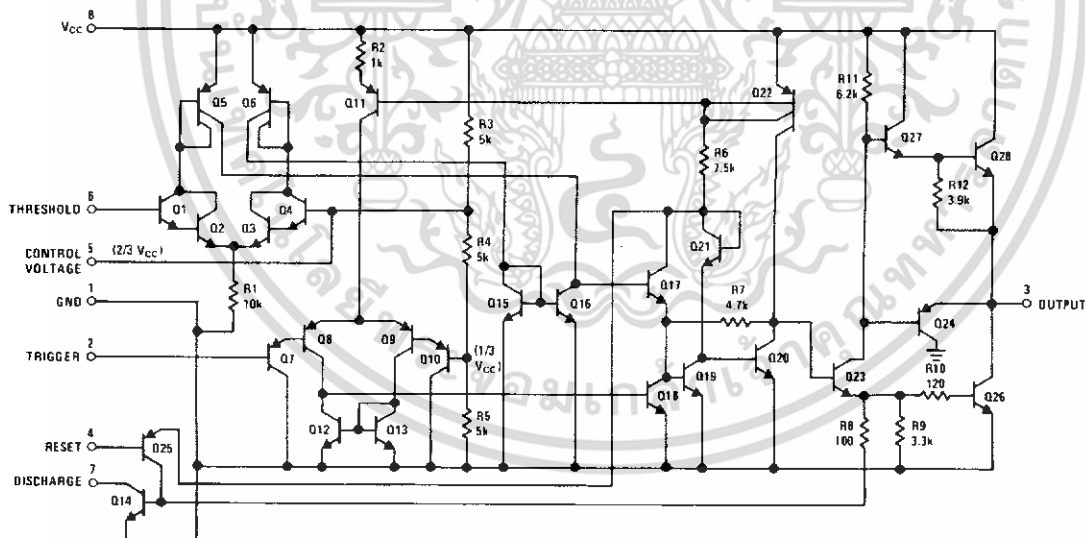
### Features

- Direct replacement for SE555/NE555
- Timing from microseconds through hours
- Operates in both astable and monostable modes
- Adjustable duty cycle
- Output can source or sink 200 mA
- Output and supply TTL compatible
- Temperature stability better than 0.005% per °C
- Normally on and normally off output
- Available in 8-pin MSOP package

### Applications

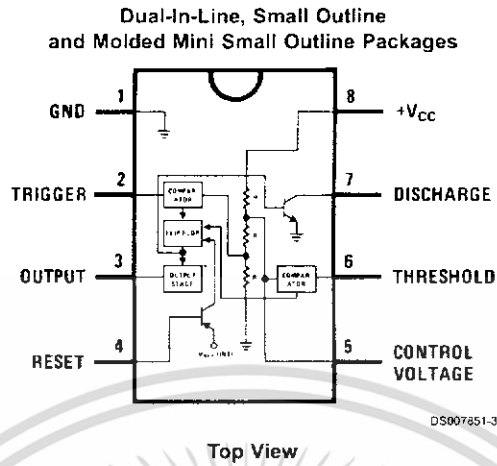
- Precision timing
- Pulse generation
- Sequential timing
- Time delay generation
- Pulse width modulation
- Pulse position modulation
- Linear ramp generator

### Schematic Diagram



DS007851-1

### Connection Diagram



### Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Rails	M08A
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LM555CMMX	Z55	3.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Rails	N08E

**Absolute Maximum Ratings** (Note 2)

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

Supply Voltage	+18V
Power Dissipation (Note 3)	
LM555CM, LM555CN	1180 mW
LM555CMM	613 mW
Operating Temperature Ranges	
LM555C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

## Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 Seconds)	260°C
Small Outline Packages (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 Seconds)	215°C
Infrared (15 Seconds)	220°C

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

**Electrical Characteristics** (Notes 1, 2)

( $T_A = 25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = +5\text{V}$  to  $+15\text{V}$ , unless otherwise specified)

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Supply Voltage		4.5		16	V
Supply Current	$V_{CC} = 5\text{V}$ , $R_L = \infty$ $V_{CC} = 15\text{V}$ , $R_L = \infty$ (Low State) (Note 4)		3 10	6 15	mA
Timing Error, Monostable					
Initial Accuracy			1		%
Drift with Temperature	$R_A = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$ , $C = 0.1\mu\text{F}$ , (Note 5)		50		ppm/°C
Accuracy over Temperature			1.5		%
Drift with Supply			0.1		%/V
Timing Error, Astable					
Initial Accuracy			2.25		%
Drift with Temperature	$R_A, R_B = 1\text{k}$ to $100\text{k}\Omega$ , $C = 0.1\mu\text{F}$ , (Note 5)		150		ppm/°C
Accuracy over Temperature			3.0		%
Drift with Supply			0.30		%/V
Threshold Voltage			0.667		$\times V_{CC}$
Trigger Voltage	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$		5 1.67		V V
Trigger Current			0.5	0.9	$\mu\text{A}$
Reset Voltage		0.4	0.5	1	V
Reset Current			0.1	0.4	mA
Threshold Current	(Note 6)		0.1	0.25	$\mu\text{A}$
Control Voltage Level	$V_{CC} = 15\text{V}$ $V_{CC} = 5\text{V}$	9 2.6	10 3.33	11 4	V
Pin 7 Leakage Output High			1	100	nA
Pin 7 Sat (Note 7)					
Output Low	$V_{CC} = 15\text{V}$ , $I_7 = 15\text{mA}$		180		mV
Output Low	$V_{CC} = 4.5\text{V}$ , $I_7 = 4.5\text{mA}$		80	200	mV

**Electrical Characteristics** (Notes 1, 2) (Continued) $(T_A = 25^\circ\text{C}, V_{CC} = +5\text{V to } +15\text{V}, \text{ unless otherwise specified})$ 

Parameter	Conditions	Limits			Units
		LM555C			
		Min	Typ	Max	
Output Voltage Drop (Low)	$V_{CC} = 15\text{V}$				
	$I_{\text{SINK}} = 10\text{mA}$		0.1	0.25	V
	$I_{\text{SINK}} = 50\text{mA}$		0.4	0.75	V
	$I_{\text{SINK}} = 100\text{mA}$		2	2.5	V
	$I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$		2.5		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$				
	$I_{\text{SINK}} = 8\text{mA}$		0.25	0.35	V
Output Voltage Drop (High)	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}, V_{CC} = 15\text{V}$		12.5		V
	$I_{\text{SOURCE}} = 100\text{mA}, V_{CC} = 15\text{V}$	12.75	13.3		V
	$V_{CC} = 5\text{V}$	2.75	3.3		V
Rise Time of Output			100		ns
Fall Time of Output			100		ns

**Note 1:** All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

**Note 2:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

**Note 3:** For operating at elevated temperatures the device must be derated above  $25^\circ\text{C}$  based on a  $+150^\circ\text{C}$  maximum junction temperature and a thermal resistance of  $106^\circ\text{C/W}$  (DIP),  $170^\circ\text{C/W}$  (SO-8), and  $204^\circ\text{C/W}$  (MSOP) junction to ambient.

**Note 4:** Supply current when output high typically 1 mA less at  $V_{CC} = 5\text{V}$ .

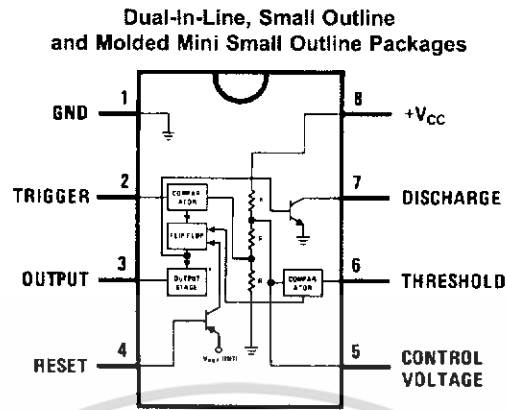
**Note 5:** Tested at  $V_{CC} = 5\text{V}$  and  $V_{CC} = 15\text{V}$ .

**Note 6:** This will determine the maximum value of  $R_A + R_B$  for 15V operation. The maximum total ( $R_A + R_B$ ) is  $20\text{M}\Omega$ .

**Note 7:** No protection against excessive pin 7 current is necessary providing the package dissipation rating will not be exceeded.

**Note 8:** Refer to RETS555X drawing of military LM555H and LM555J versions for specifications.

## Connection Diagram



Top View

## Ordering Information

Package	Part Number	Package Marking	Media Transport	NSC Drawing
8-Pin SOIC	LM555CM	LM555CM	Rails	M08A
	LM555CMX	LM555CM	2.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MSOP	LM555CMM	Z55	1k Units Tape and Reel	MUA08A
	LM555CMMX	Z55	3.5k Units Tape and Reel	
8-Pin MDIP	LM555CN	LM555CN	Rails	N08E