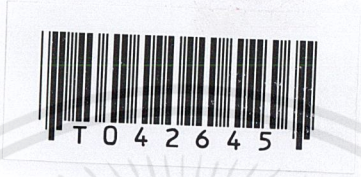


ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง
Optical Vibrator Detection System



โดย
นายปรัชญา มฤตสาธร
นายชลทิศ ศักดิ์ศิลาปอดม

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 46245

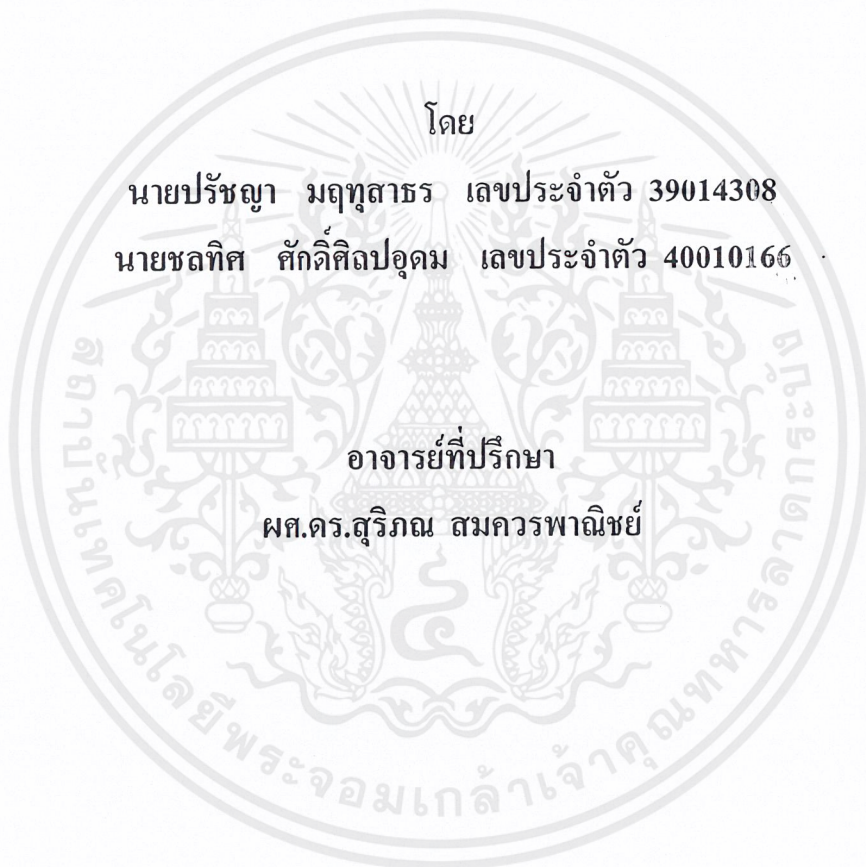
วัน, เดือน, ปี 21 ส.ค. 2546

b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

611020584

ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง
Optical Vibrator Detection System



ปริญญาวิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง “ระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วยแสง (Optical Vibrator Detection System)”

ผู้จัดทำ

1. นายปรัชญา มฤตสาธร เลขประจำตัว 39014308
2. นายชลทิศ สักดิ์ศิลป์อุดม เลขประจำตัว 40010166


.....อาจารย์ปรึกษา
(ผศ.ดร.สุริภณ สมควรพาณิชย์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบตรวจจับการสั้นไหวด้วยแสง

นายปรัชญา มฤตสาธร

นายชลทิศ ศักดิ์ศิลปอดม

ผศ.ดร.สุริภณ สมควรพาณิชย์ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ปีการศึกษา 2543 ภาคเรียนที่ 2

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ นำเสนอการออกแบบระบบตรวจจับการสั้นไหวด้วยแสง รวมถึง ทฤษฎีต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้อง โครงการนี้ได้นำแสงเลเซอร์มาใช้ตรวจจับเสียง

เราได้ออกแบบวงจรเพื่อให้สามารถตอบสนองความถี่ได้ในช่วงความถี่ 160 เฮิร์ตซ์ ถึง 3 กิโลเฮิร์ตซ์ ใช้โฟโตไดโอดเป็นตัวตรวจจับแสง ระบบเป็นการทำงานร่วมกันของวงจรแปลง กระแสเป็นแรงดัน, วงจรขยายแรงดัน, วงจรกรองความถี่แถบผ่าน และวงจรขยายเสียง ผลที่ได้ แสดงไว้ในบทที่ 4

Optical Vibrator Detection System

Mr.Prachya Mruetusatorn

Mr.Chonlatis Saksinlapa-udom

Asst.Prof.Suripon Somkhuapanit (advisor)

Second semester , Educational Year 2000

Abstract

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

We have designed the circuit which can respond to the frequency in range 160 Hz to 3 kHz. Photodiode has been selected as optical detector. The sysyem has implemented by current to voltage converter, non-inverting amplifier, bandpass filter and audio amplifier. The result is shown in chapter 4.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	V
สารบัญตาราง	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 หลักการทำงานของระบบตรวจจับการสั่นไหว	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน	3
2.1 โฟโอดีไดโอด(Photodiode)	3
2.1.1 โฟโอดีไดโอดแบบพี-เอ็น (p-n Photodiode)	3
2.1.2 โฟโอดีไดโอดแบบพี-ไอ-เอ็น (p-i-n Photodiode)	4
2.1.3 ปริมาณต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับโฟโอดีไดโอด	4
2.2 ตัวรับแสง (Optical receiver)	6
2.2.1 สัญญาณรบกวนในตัวรับที่ใช้โฟโอดีไดโอดแบบพี-เอ็นและ p-i-n	7
2.2.2 ความกว้างแถบของตัวรับ	7
2.2.3 โครงสร้างของตัวรับ (Receiver structure)	8
2.3 วงจรกรองความถี่ (Filter)	10
2.3.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter)	11
2.3.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter)	13
2.3.3 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Bandpass Filter)	13
บทที่ 3 การออกแบบโครงงาน	14
3.1 แสงเลเซอร์	14
3.2 แหล่งกำเนิดเสียง	15
3.3 วงจรรับแสง (Optical Receiver)	15
3.4 วงจรขยายแรงดัน (Voltage Amplifier)	16
3.5 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน	16
3.6 วงจรขยายเสียง	19

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	20
4.1 หาผลตอบสนองทางความถี่	20
4.1.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	20
4.1.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน	20
4.1.3 ถ้าโพงที่แสงเลเซอร์ตกกระทบ	22
4.2 รูปคลื่นสัญญาณต่างๆ	23
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์โครงการ	29
5.1 สรุปโครงการ	29
5.2 วิจารณ์โครงการและข้อเสนอแนะ	29
ภาคผนวก	31
กิตติกรรมประกาศ	37
หนังสืออ้างอิง	38

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานโดยรวม	1
รูปที่ 2.1 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณแพร่ของโฟโตรีโอดแบบพี-เอ็น	3
รูปที่ 2.2 แสดงคุณสมบัติของโฟโตรีโอดแบบพี-เอ็น	4
รูปที่ 2.3 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณคูกกลืนในโฟโตรีโอดแบบ p-i-n	5
รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับ α_0 และความลึกของแสงที่จะเข้าถึง	6
รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์ของตัวรับ	8
รูปที่ 2.6 ตัวรับปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำกับวงจรขยายแรงดัน	8
รูปที่ 2.7 ตัวรับปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์สูงกับวงจรขยายแรงดัน	9
รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของตัวรับปลายด้านหน้าทรานส์อิมพีแดนซ์	10
รูปที่ 2.9 ผลของสัมประสิทธิ์การแคมพ์ที่มีต่อวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง	11
รูปที่ 2.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านซาลเส้นแอนด์คีย์	12
รูปที่ 2.11 BPF ซึ่งทำโดยนำ LPF มาต่อкасцепกับ HPF	13
รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการการทำงานโดยรวม	14
รูปที่ 3.2 วงจรรับแสง	15
รูปที่ 3.3 วงจรขยายกลับเฟส	16
รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้	17
รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่สูงผ่านที่ใช้	18
รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ใช้	19
รูปที่ 3.7 วงจรขยายเสียงที่ใช้	19
รูปที่ 4.1 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	21
รูปที่ 4.2 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน	21
รูปที่ 4.3 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของลำโพงที่แสงเลเซอร์ตกกระทบ	23
รูปที่ 4.4 การวางตำแหน่งของลำโพง , ตัวซีเลเซอร์ และโฟโตรีโอด	23
รูปที่ 4.5 แรงดันเข้าที่พุทจากวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันที่ $L = 17 \text{ cm} , f = 470 \text{ Hz}$	24
รูปที่ 4.6 แรงดันเข้าที่พุทจากวงจรขยายที่ $L = 17 \text{ cm} , f = 470 \text{ Hz}$	24
รูปที่ 4.7 แรงดันเข้าที่พุทจากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ $L = 17 \text{ cm} , f = 470 \text{ Hz}$	25
รูปที่ 4.8 แรงดันเข้าที่พุทจากวงจรกรองความถี่สูงผ่านที่ $L = 17 \text{ cm} , f = 470 \text{ Hz}$	25

	หน้า
รูปที่ 4.9 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง	26
รูปที่ 4.10 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 1 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง	26
รูปที่ 4.11 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 2 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง	27
รูปที่ 4.12 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 40 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง	27
รูปที่ 4.13 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 40 \text{ cm}$, $f = 1 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง	28
รูปที่ 4.14 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 40 \text{ cm}$, $f = 2 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง	28

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 แสดงค่า V_{out} และอัตราการขยายแรงดัน A_v ของ LPF ที่ความถี่ต่าง ๆ	20
ตารางที่ 4.2 แสดงค่า V_{out} และอัตราการขยายแรงดัน A_v ของ HPF ที่ความถี่ต่าง ๆ	22
ตารางที่ 4.3 แสดงค่า V_{out} และอัตราการขยายแรงดัน A_v ของลำโพงที่ความถี่ต่าง ๆ	22



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันในชีวิตประจำวัน หากเรามองไปรอบ ๆ ตัว จะพบว่าเราได้ข้องเกี่ยวกับเทคโนโลยีทางด้านออปโตอิเล็กทรอนิกส์ (Optoelectronics) อย่างมากมาย *แสง* มีบทบาทสำคัญ และถูกนำประยุกต์ใช้เพื่อสร้างสรรค์เทคโนโลยีต่าง ๆ มากมาย เช่น การรักษาโรคโดยใช้เลเซอร์, การสื่อสารเพื่อผ่านใยแก้วนำแสง, เครื่องถ่ายภาพเอกซเรย์ และอื่น ๆ อีกมากมาย

โครงการนี้ได้นำแสงเลเซอร์มาใช้ประโยชน์ในการตรวจจับการสั่นไหว เช่น เสียง, การสั่นสะเทือนของแผ่นดินไหว เป็นต้น ในโครงการนี้ จะมุ่งเน้นไปที่การตรวจจับเสียง อย่างไรก็ตาม โครงการนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในการตรวจจับการสั่นสะเทือนอื่น ๆ ได้เช่นกัน

รายงานฉบับนี้ ได้กล่าวถึงการออกแบบและสร้างระบบตรวจจับการสั่นไหวด้วย รวมถึงทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง อนึ่งเนื้อหาส่วนใหญ่จะมุ่งเน้นไปในส่วนที่เกี่ยวข้องกับสิ่งที่เราทำ

1.1 หลักการทำงานของระบบตรวจจับการสั่นไหว

เขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงได้ดังนี้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานโดยรวม

เมื่อแสงเลเซอร์ตกกระทบแหล่งกำเนิดเสียง แสงที่สะท้อนออกมาจะสั่นด้วยความถี่เท่ากับ ความถี่เสียง เมื่อแสงตกกระทบตัวตรวจจับแสง (Photodetector) ตัวตรวจจับแสงจะเปลี่ยนพลังงานแสง (โฟตอน) ให้อยู่ในรูปของกระแสโฟโต้ (Photocurrent) กระแสไฟฟ้าที่ได้นี้จะมีความถี่เท่ากับ ความถี่ของเสียงที่แสงตกกระทบ จากนั้นเมื่อกระแสผ่านวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน (Current to voltage converter) เข้าที่พู่ที่ได้อาจเป็นแรงดันไฟฟ้า ส่งแรงดันที่ได้ต่อไปยังวงจร

ขยายเพื่อให้แรงดันมีค่าสูงขึ้น จากนั้นส่งต่อไปยังวงจรกรองความถี่แถบผ่าน สัญญาณเอาต์พุต จากวงจรกรองความถี่แถบผ่านจะส่งไปยังวงจรขยายเสียง (*audio amplifier*) เพื่อเปลี่ยนสัญญาณ แรงดันกลับเป็นสัญญาณเสียงเหมือนเดิม

รายละเอียดจะได้กล่าวในบทต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

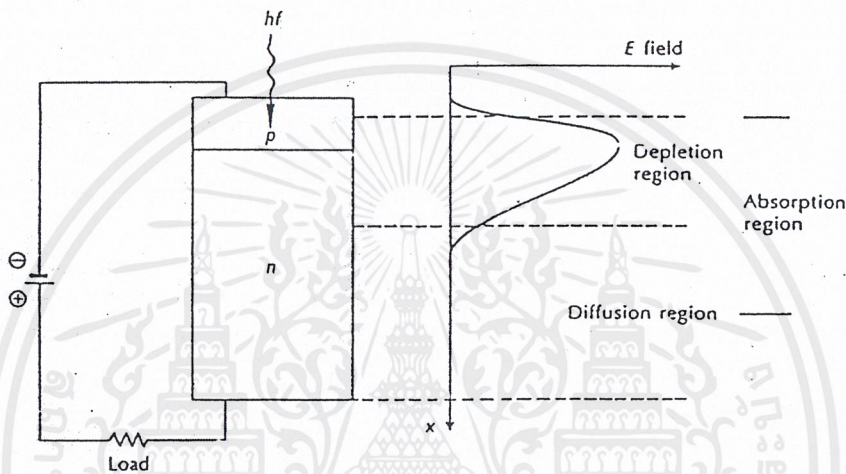
บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการงาน

2.1 โฟโตไดโอด (Photodiode)

2.1.1 โฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น (p-n Photodiode)

โครงสร้างพื้นฐานของโฟโตไดโอดจะเป็นรอยต่อพี-เอ็น ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณแพร่ของโฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น

ในการใช้งานโฟโตไดโอดนั้นจะต้องให้ไบอัสย้อนกลับ (reverse bias) ในสภาวะปกติถ้าไม่มีโฟตอน(แสง)เข้ามาตกกระทบนั้นจะมีกระแสรั่ว (leakage current) เกิดขึ้น อันเนื่องจากประจุพาหะส่วนน้อย(minority carrier) กระแสรั่วนี้เรียกว่า *กระแสมืด (dark current)*

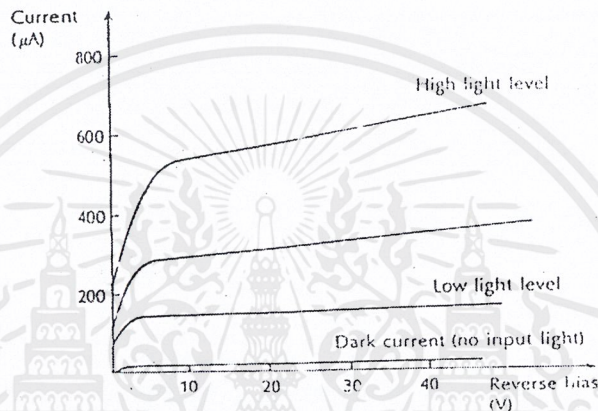
เมื่อมีโฟตอนเข้ามาตกกระทบในบริเวณดูดกลืน (absorption region) หากโฟตอนมีพลังงาน (hf) มากกว่าหรือเท่ากับช่องว่างพลังงาน(energy gap: E_g) ของสารที่ใช้สร้างไดโอด จะทำให้อิเล็กตรอนจากแถบวาเลนซ์ (valence band: VB) กระโดดขึ้นไปอยู่ในแถบความนำ (conduction band: CB) ได้ ทำให้เกิดคู่อิเล็กตรอน-โฮล (electron-hole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

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

บริเวณแพร่จะเคลื่อนที่แบบแพร่(diffusion) ซึ่งเวลาที่ใช้ในการเคลื่อนที่แบบครีฟท์จะเคลื่อนที่เร็วกว่าแบบแพร่มาก

สิ่งหนึ่งที่เราต้องการคือ การตอบสนองที่รวดเร็วมี่มีแสงตกกระทบ ดังนั้นเราจึงพยายามให้โฟตอนส่วนใหญ่ถูกดูดกลืนในบริเวณปลอดพาหะ นั่นคือต้องให้บริเวณปลอดพาหะกว้างๆ ซึ่งทำได้โดยการเติมสารเจือ (dope) ในสารชนิดเอ็น (n-type) ให้น้อยๆ

คุณสมบัติของโฟโตไดโอดแบบพีเอ็นแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงคุณสมบัติของโฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น

2.1.2 โฟโตไดโอดแบบพี-ไอ-เอ็น (p-i-n Photodiode)

โครงสร้างแสดงดังรูปที่ 2.3

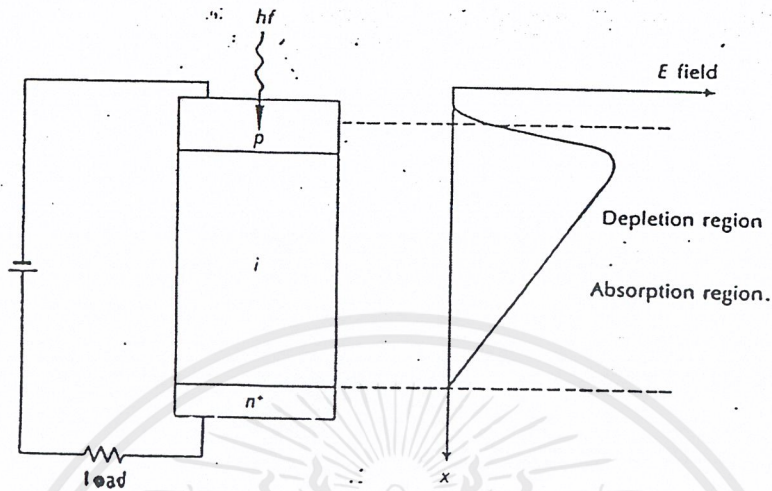
จากเหตุผลที่ต้องการให้โฟตอนส่วนใหญ่ถูกดูดกลืนในบริเวณปลอดพาหะ โฟโตไดโอดแบบ p-i-n จึงถูกพัฒนาขึ้นมาจากโฟโตไดโอดแบบพี-เอ็น โดยการเติมสารเจือในสารชนิดเอ็นให้มีความเข้มข้นต่ำมากๆ เพื่อให้มีบริเวณปลอดพาหะที่กว้าง สารชนิดเอ็นนี้จึงประพฤติตัวเหมือนกับสารอินทรินซิก (intrinsic) คือชั้น i ใน รูปที่ 2.3 ดังนั้น โฟโตไดโอดแบบ p-i-n นี้เองจะเกิดการดูดกลืนโฟตอนเฉพาะในบริเวณปลอดพาหะเท่านั้น

2.1.3 ปริมาณต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับโฟโตไดโอด

➤ สัมประสิทธิ์การดูดกลืน (Absorbtion Coefficient)

การดูดกลืนโฟตอนในโฟโตไดโอดจะขึ้นอยู่กับสัมประสิทธิ์การดูดกลืนของสารกึ่งตัวนำที่นำมาใช้สร้างไดโอดซึ่งกระแสโฟโต้ I_p ที่เกิดขึ้นจะเป็นดังสมการ

$$I_p = \frac{e(1-r)}{hf} P_0 (1 - e^{-\alpha_0 d}) \quad (2.1)$$



รูปที่ 2.3 บริเวณปลอดพาหะและบริเวณดูดกลืนในโฟโตไดโอดแบบ p-i-n

โดยที่ e คือประจุของอิเล็กตรอน

r คือสัมประสิทธิ์ของการสะท้อนกลับผิวด้านหน้าของโฟโตไดโอด

h คือค่าคงที่ของพลังค์ (Planck's constant)

f คือความถี่ของแสง

d คือความกว้างของบริเวณดูดกลืน

P_0 คือกำลังงานของแสงที่ตกกระทบ (incident optical power)

α_0 คือสัมประสิทธิ์การดูดกลืน

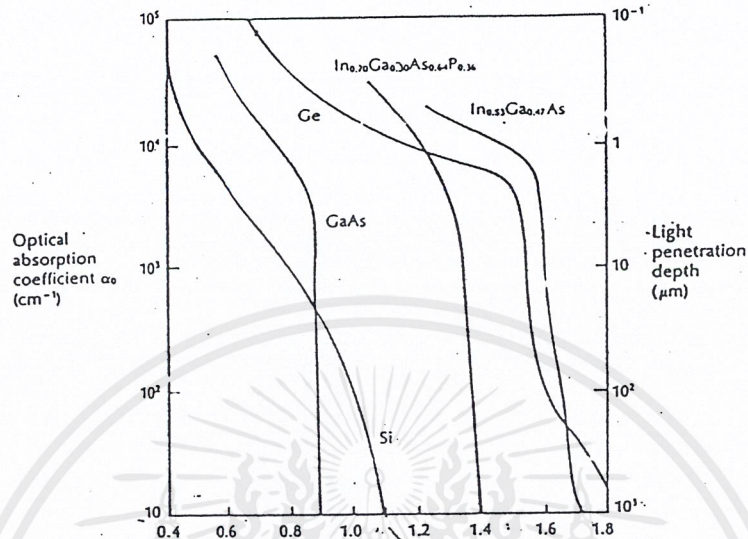
พิจารณารูปที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าค่า α_0 ของสารแต่ละชนิดจะขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นของแสงที่เข้ามา และสารแต่ละชนิดใช้ได้กับความยาวคลื่นที่เหมาะสมเพียงช่วงเดียวเท่านั้น ทั้งนี้เป็นผลมาจากความแตกต่างกันของช่องว่างพลังงาน เช่น ซิลิกอน(Si) จะเหมาะกับแสงที่ตามองเห็น (visible light) คือความยาวคลื่นในช่วง $0.4-0.7 \mu\text{m}$ เจอร์มาเนียม(Ge) จะเหมาะกับแสงในช่วงอินฟราเรด (infrared) คือความยาวคลื่นในช่วง $0.7-0.9 \mu\text{m}$

➤ ประสิทธิภาพควอนตัม (Quantum Efficiency)

ประสิทธิภาพควอนตัม η คือ อัตราส่วนของจำนวนอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นต่อจำนวนโฟตอนที่ตกกระทบหรือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความยาวคลื่นกับ α_0 และความลึกของแสงที่จะเข้าถึง

โดยที่ r_p คือ อัตราของโฟตอนที่ตกกระทบ (ตัว/วินาที)

r_c คือ อัตราของอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้น (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 λ คือความยาวคลื่นของแสง

c คือความเร็วแสงในสุญญากาศ

2.2 ตัวรับแสง (Optical Receiver)

ตัวรับจะประกอบด้วยตัวตรวจจับ (detector) , วงขยาย (amplifier) และวงจรประมวลผลสัญญาณ (signal processing circuit) สิ่งสำคัญที่ต้องคำนึงถึงของตัวรับคือ สัญญาณรบกวน (noise) และความกว้างแถบ (bandwidth)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.1 สัญญาณรบกวนในตัวรับที่ใช้โฟโตรีโอดแบบพี-เอ็นและ p-i-n

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นแบ่งเป็น 3 ส่วนใหญ่ๆ ดังนี้

1) สัญญาณรบกวนช็อต(Shot Noise) ประกอบด้วย

- สัญญาณรบกวนกระแสมืด (dark current noise)
- สัญญาณรบกวนควอนตัม (quantum noise)
- การแผ่เบ็คกราวนด์ (background radiation) ที่มีค่ากระแสโฟโตรีโอดซึ่งโดยทั่วไปจะมีผลน้อยมาก

กระแสรบกวนช็อตรวม (Total shot noise current) $\overline{i_{TS}^2}$ จะเป็นไปตามสมการ

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

โดยที่ B คือ ความกว้างแถบหลังส่วนตรวจจับ (post-detector bandwidth) (หน่วย Hz)

I_d คือ กระแสมืด

2) สัญญาณรบกวนความร้อน (Thermal Noise)

สัญญาณรบกวนความร้อนที่เกิดกับความต้านทานโหลด R_L จะเป็นไปตามสมการ

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

โดยที่ k คือ ค่าคงตัวของโบลซ์มานน์ (Boltzmann's constant)

T คือ อุณหภูมิสัมบูรณ์ (เคลวิน)

3) สัญญาณรบกวนของวงจรรขยาย $\overline{i_{amp}^2}$

จากผลของสัญญาณรบกวนทั้งสามส่วน เราสามารถคำนวณอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (signal to noise ratio) S/N ได้ดังสมการ

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

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

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

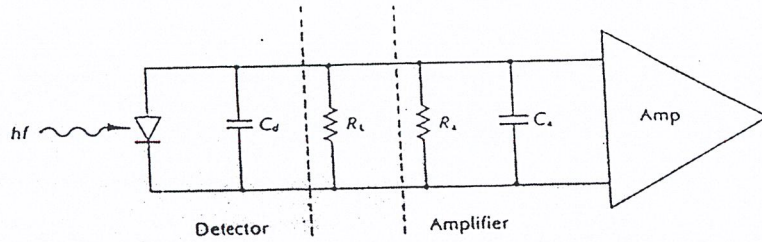
ดังนั้นจะได้ว่า

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

2.2.2 ความกว้างแถบของตัวรับ

วงจรรวมมูลย์ของตัวรับแสดงใน รูปที่ 2.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของตัวรับ

เงื่อนไขในการออกแบบคือ

$$\frac{1}{2\pi R_T C_T} \geq B \tag{2.10}$$

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)

C_a คือความจุไฟฟ้าของวงจรขยาย (amplifier capacitance)

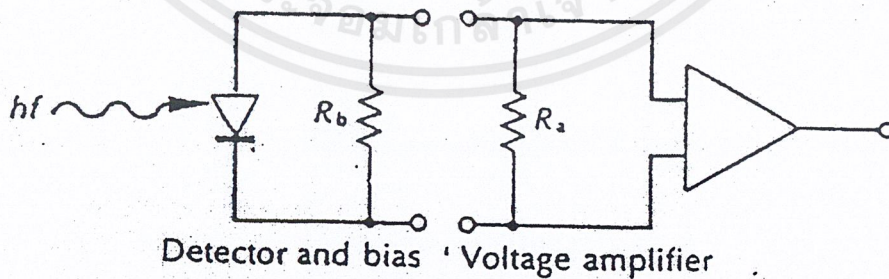
B คือความกว้างแถบหลังส่วนตรวจจับ (ความกว้างแถบที่เราต้องการ)

2.2.3 โครงสร้างของตัวรับ (Receiver Structure)

โครงสร้างของตัวรับแบ่งออกเป็น 3 ประเภทคือ

- 1) ปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำ (Low Impedance Front End)

แสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ตัวรับปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำกับวงจรขยายแรงดัน

R_b และ R_a จะมีค่าไม่สูงนัก ดังนั้นค่าความกว้างแถบของตัวรับ B.W. จะมีค่ามากดังสมการ

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

โดยที่ $R_{TL} = R_b // R_a = R_b R_a / (R_b + R_a)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

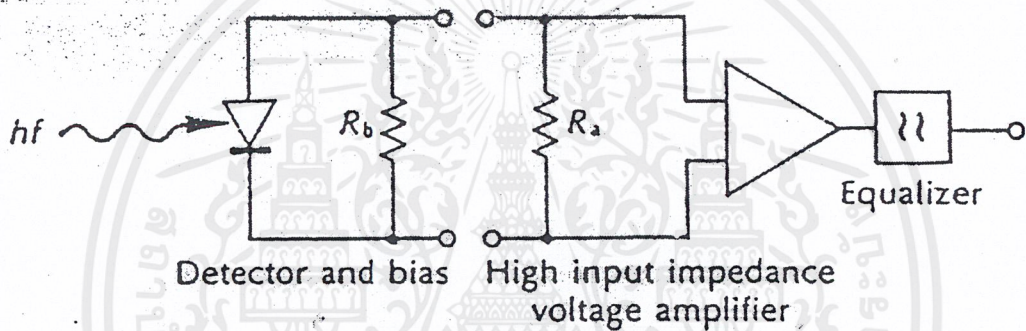
$$C_T = C_d + C_a$$

จะเห็นว่าถ้า R_{TL} มีค่าน้อย B.W. จะมาก ทำให้มีลักษณะเป็นตัวรับแถบกว้าง (wide band receiver)

แต่ข้อเสียคือเมื่อ R_{TL} มีค่าน้อยจะทำให้สัญญาณรบกวนความร้อนมาก พิจารณาได้จากสมการ (2.6) ซึ่งจะมีผลทำให้ความไว (sensitivity) ของตัวรับลดลง ดังนั้นจึงต้องเลือกเอาระหว่างแถบกว้างกับสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น

2) ปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์สูง (High Impedance Front End)

แสดงในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 ตัวรับปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์สูงกับวงจรขยายแรงดัน

R_a และ R_b จะมีค่าสูง ผลที่ได้คือ ความกว้างแถบจะแคบ จึงจำเป็นต้องมีอิกวไลเซอร์ (Equalizer) เพื่อชดเชยผลตอบสนองด้านความถี่สูงขึ้นจากเดิม

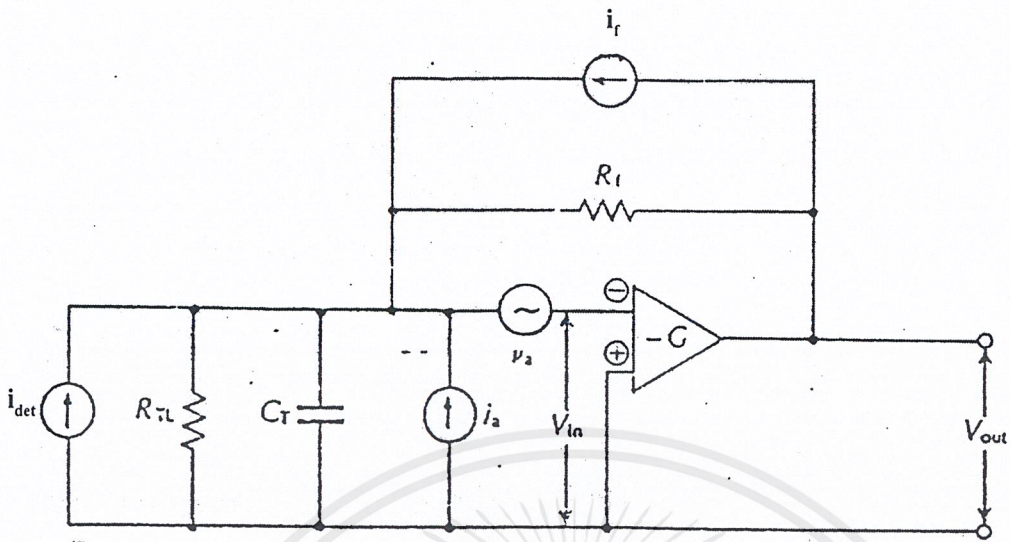
โครงสร้างแบบนี้จะมีความไวมากกว่าแบบปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำแต่ก็ต้องคำนึงถึงการอิ่มตัว (saturation) ของวงจรขยายด้วยเพราะการอิ่มตัวจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยน (distortion) อย่างรุนแรงของสัญญาณที่ได้ ส่วนสัญญาณรบกวนความร้อนนั้นจะลดลงเมื่อเทียบกับแบบปลายด้านหน้าอิมพีแดนซ์ต่ำ

3) ปลายด้านหน้าทรานซ์อิมพีแดนซ์ (Transimpedance Front End)

แสดงในรูปที่ 2.8

เราสามารถหาฟังก์ชันโอนถ่าย (transfer function) ได้ดังสมการ

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



รูปที่ 2.8 วงจรสมมูลย์ของตัวรับปลายด้านหน้าทรานซิมพีแคนซ์

โดยที่ i_{det} คือกระแสจากการตรวจจับ

จะเห็นว่ามึลักษณะเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (lowpass filter) ที่มีความถี่คัทออฟ

(cutoff frequency) อยู่ที่ $\frac{G}{R_f C_T}$ นั่นคือ

$$B.W. = \frac{G}{2\pi R_f C_T} \tag{2.13}$$

จะเห็นได้ว่าความกว้างแถบสูงกว่่าทั้งสองแบบข้างต้นมากเนื่องจกค่า G ที่สูง และสัญญาณรบกวนจะลดลงมากเนื่องจากการป้อนกลับแบบลบ (negative feedback)

ถ้า R_f มีค่ามากจะทำให้สัญญาณรบกวนลดลง แต่ถ้ามากเกินไปอาจมีผลต่อเสถียรภาพ (stability) ของวงจร

การเพิ่มค่า R_f จะทำให้ความกว้างแถบลดลงแต่สามารถแก้ไขได้โดยเลือกใช้วงจรขยายที่มีค่าอัตราขยาย G สูง ๆ

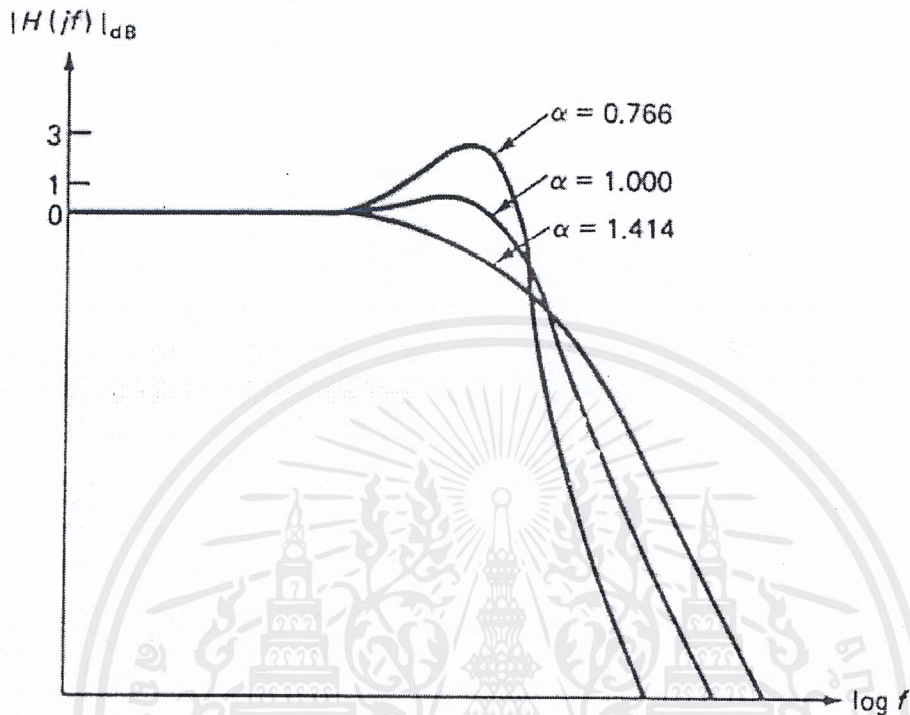
2.3 วงจรกรองความถี่ (Filter)

พารามิเตอร์ตัวหนึ่งที่มีผลต่อวงจรกรองความถี่คือสัมประสิทธิ์การแดมป์ (damping coefficient) α ผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง (second order lowpass filter) วงจรหนึ่งที่มีค่าสัมประสิทธิ์การแดมป์ต่าง ๆ กัน แสดงในรูปที่ 2.9

จะเห็นว่ายิ่ง α มีค่าน้อย จะยิ่งเกิดยอดโด่ง (overshoot) มากขึ้นบริเวณใกล้ ๆ ความถี่คัท

ออฟ และจะสังเกตได้ว่าที่ α เท่ากับ 1.414 กราฟจะมีลักษณะแบนราบมากที่สุด (maximally

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ผลของสัมประสิทธิ์การแกมมาที่มีต่อวงจรรองความถี่ต่ำผ่านอันดับสอง

flat) ในแถบผ่าน (passband) วงจรรองความถี่ที่มีค่า α เท่ากับ 1.414 นี้เรียกว่า วงจรรองความถี่บัตเตอร์เวิร์ธ (Butterworth filter)

2.3.1 วงจรรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass Filter)

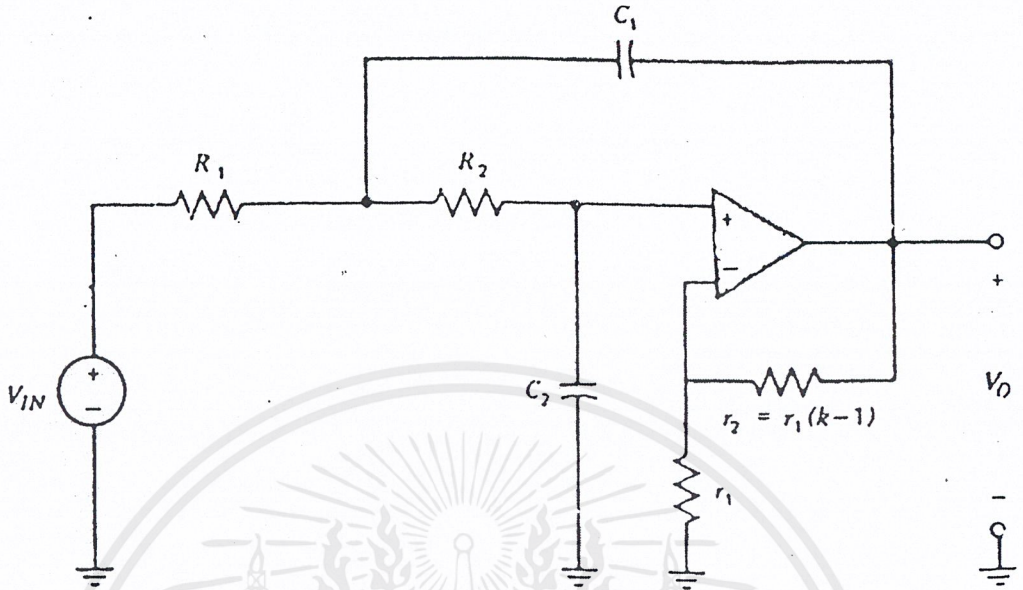
ในที่นี้จะกล่าวถึงวงจรรองความถี่ต่ำผ่านซาลเลนแอนด์คี (Sallen and Key lowpass filter) แสดงดังรูปที่ 2.10

ฟังก์ชันโอนถ่าย $H(s)$ ของวงจรมีเป็นดังสมการ

$$H(s) = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{k / R_1 R_2 C_1 C_2}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.14)$$

โดยที่ $k = 1 + r_2/r_1$

พิจารณารูปแบบทั่วไปของฟังก์ชันความถี่ต่ำผ่าน (lowpass function) ซึ่งเป็นตามสมการ



รูปที่ 2.10 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านชาลเส้นแอนด์คีย์

$$H_{LP}(s) = \frac{K}{s^2 + \frac{\omega_p}{Q_p} s + \omega_p^2} \tag{2.15}$$

โดยที่ K คือค่าคงที่อัตราขยาย (gain constant)

ω_p คือความถี่โพล (pole frequency)

Q_p คือโพล Q (pole Q)

เมื่อเปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ระหว่าง (2.14) กับ (2.15) จะได้ว่า

$$\omega_p = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}} \tag{2.16}$$

$$Q_p = \frac{\omega_p}{(BW.)_p} = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1-k}{R_2 C_2}} \tag{2.17}$$

$$K = \frac{k}{R_1 R_2 C_1 C_2} \tag{2.18}$$

โดยที่ $(BW.)_p$ คือความกว้างแถบ มีค่าเท่ากับ Q_p/ω_p

จาก (2.16) เราจะได้ว่าความถี่คัทออฟ f_c เป็นไปตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.19)$$

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

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.20)$$

เมื่อเราเลือกค่าความถี่คัทออฟ f_c ค่าอุปกรณ์ R และ C ก็สามารถหาได้จากสมการ (2.20) นั้นเอง ส่วนค่าของ r_1 และ r_2 สามารถหาได้จากสมการ

$$r_2 = r_1(2 - \alpha) \quad (2.21)$$

2.3.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน (Highpass Filter)

โดยการดัดแปลงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านในรูปที่ 2.10 เพียงเล็กน้อย เราก็จะสามารถนำมาใช้งานเป็นวงจรกรองความถี่สูงผ่านได้ ซึ่งทำได้โดยเปลี่ยนความต้านทานเป็นความเก็บประจุ และเปลี่ยนความเก็บประจุเป็นความต้านทาน ยกเว้นความต้านทาน r_1 และ r_2 ไม่ต้องเปลี่ยนให้คงเดิมไว้ และหากเราเลือกค่าอุปกรณ์ให้ $R_1 = R_2 = R$ และ $C_1 = C_2 = C$ ค่าอุปกรณ์ R, C, r_1, r_2 ก็สามารถหาได้จาก (2.20) และ (2.21) เช่นกัน

2.3.3 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน (Bandpass Filter)

ถ้าให้ f_U และ f_L เป็นความถี่คัทออฟต่ำ (low cutoff frequency) และความถี่คัทออฟสูง (high cutoff frequency) ของวงจรกรองความถี่แถบผ่าน ตามลำดับ เราจะนิยามค่าต่าง ๆ ดังนี้

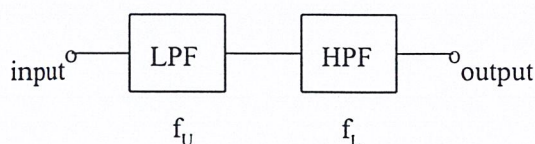
$$\text{ความถี่ศูนย์กลาง (center frequency) } f_0 = \sqrt{f_L f_U} \quad (2.22)$$

$$\text{ความกว้างแถบ (bandwidth) } B.W. = f_U - f_L \quad (2.23)$$

$$\text{โพล } Q \text{ (pole } Q) \quad Q = \frac{f_0}{B.W.} \quad (2.24)$$

วงจรกรองความถี่แถบผ่านมีสองชนิด กล่าวคือถ้า $Q > 1$ จะเรียกว่าชนิดแถบแคบ (narrow band) ถ้า $Q < 1$ จะเรียกว่าชนิดแถบกว้าง (wide band) ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะชนิดแถบกว้าง

ในกรณีที่ต้องการออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านชนิดแถบกว้าง ควรทำโดยนำวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านมาต่อคาสเคด (cascade) กับวงจรกรองความถี่สูงผ่าน เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวน ดังแสดงในรูปที่ 2.11



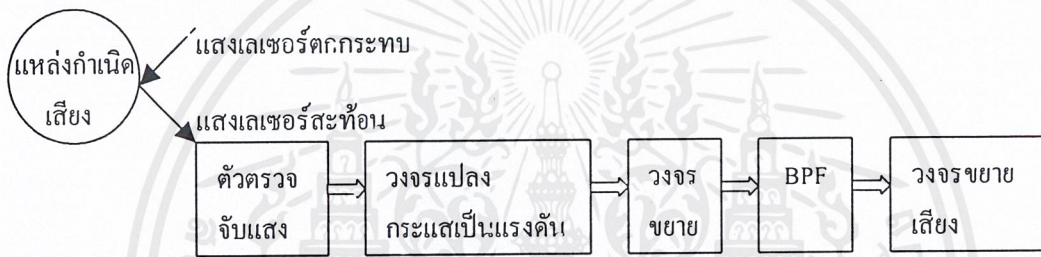
รูปที่ 2.11 BPF ซึ่งทำโดยนำ LPF มาต่อคาสเคดกับ HPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบโครงงาน

การสั่นไหวนั้นเราอาจพบได้ในหลาย ๆ รูปแบบ เช่น การสั่นสะเทือนของแผ่นดินไหว , การสั่นสะเทือนของรางรถไฟเมื่อมีรถไฟวิ่งผ่าน หรือการสั่นไหวอันเกิดจากเสียง เป็นต้น สำหรับในโครงงานนี้เราจะมุ่งเน้นไปที่การตรวจจับการสั่นไหวอันเกิดจากเสียง บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานโดยรวมของระบบที่เราออกแบบแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงหลักการทำงานโดยรวม

เมื่อแสงเลเซอร์ตกกระทบแหล่งกำเนิดเสียง (เช่น ลำโพง) ซึ่งสั่นตามความถี่ของเสียง แสงเลเซอร์จะสะท้อนออกมาและสั่นตามความถี่ของเสียงไปตกกระทบที่ตัวตรวจจับแสง (photodetector) ตัวตรวจจับแสงจะเปลี่ยนพลังงานแสง (โฟตอน) ให้อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าที่ได้นี้จะมีความถี่เท่ากับความถี่ของเสียง จากนั้นกระแสไฟฟ้าจะถูกแปลงเป็นแรงดันด้วยวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน (current to voltage converter) ส่งแรงดันที่ได้ต่อไปยังวงจรขยายเพื่อให้แรงดันมีค่าสูงขึ้น จากนั้นส่งต่อไปยังวงจรกรองความถี่แถบผ่านสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรกรองความถี่แถบผ่านจะส่งไปยังวงจรขยายเสียง (audio amplifier) เพื่อเปลี่ยนสัญญาณแรงดันกลับเป็นสัญญาณเสียงเหมือนเดิม

รายละเอียดในแต่ละส่วนของระบบเป็นดังนี้

3.1 แสงเลเซอร์

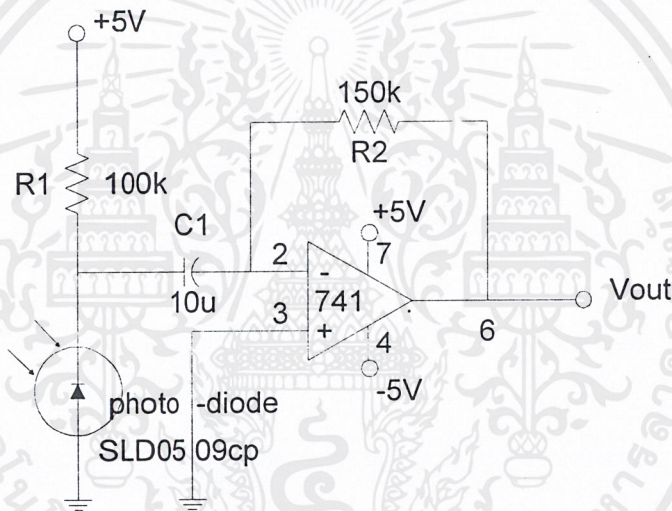
ใช้ตัวชี้เลเซอร์ (laser pointer) เป็นแหล่งกำเนิดแสงเลเซอร์ ซึ่งเราสามารถใช้เลเซอร์แสงสีแดง และใช้ไฟเลี้ยงป้อนให้ตัวชี้เลเซอร์ + 5 V

3.2 แหล่งกำเนิดเสียง

ป้อนสัญญาณไซน์ (sine wave) ขนาดประมาณ $3-4 V_{pp}$ ให้กับลำโพง ซึ่งจะทำให้ลำโพงสั่นตามความถี่เสียง (สัญญาณไซน์ที่ป้อนให้) และที่ลำโพงจะติดกระจกสะท้อนแสงไว้ เพื่อให้แสงเลเซอร์ที่ตกกระทบลำโพงสามารถสะท้อนได้

3.3 วงจรรับแสง (Optical Receiver)

วงจรรับแสงจะประกอบด้วยตัวตรวจจับแสงและวงจรแปลงแรงดันเป็นกระแส วงจรที่ใช้แสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรรับแสง

โฟโตนิกไดโอดที่ใช้เลือกที่ทำมาจากซิลิกอน (silicon : Si) เนื่องจากเหมาะกับการตรวจจับแสงสีแดง (ซึ่งเป็นแสงที่ตามองเห็น)

วงจรแปลงแรงดันเป็นกระแสที่ใช้เป็นโครงสร้างแบบปลายด้านหน้าทรานซิมพีแดนซ์ ซึ่งมีข้อได้เปรียบกว่าโครงสร้างแบบปลายด้านหน้าความถี่ต่ำ และปลายด้านหน้าความถี่สูงคือสามารถได้ทั้งความกว้างแถบผ่านที่กว้างและสัญญาณรบกวนที่น้อยพร้อม ๆ กัน

ค่า R_2 เราพิจารณาจากความสัมพันธ์ $V_{out} = I_{in} R_2$ และเลือกค่ามาก ๆ เพื่อให้มีสัญญาณรบกวนน้อย ๆ แต่ก็ไม่ควรมากเกินไปเพราะจะทำให้ฮอปแอมป์ร้อนตัวได้

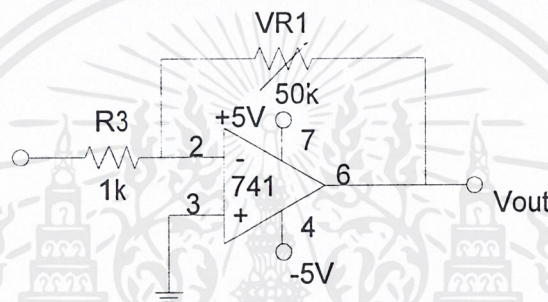
C_1 เป็นตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ (coupling capacitance) เพื่อไม่ให้วงจรตอบสนองต่อไฟตรง ซึ่งถ้าไม่ใส่ไว้จะทำให้วงจรไม่สามารถตรวจจับการสั่นไหวได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแสงเลเซอร์ตกกระทบโฟโตไดโอด โฟโตไดโอดจะแปลงพลังงานแสงให้อยู่ในรูปของกระแสไฟฟ้า จากนั้นกระแสที่ได้นี้จะถูกแปลงให้เป็นแรงดันด้วยวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน แรงดันที่ได้นี้จะมีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้กับลำโพง (ความถี่เสียงนั่นเอง)

3.4 วงจรขยายแรงดัน (Voltage Amplifier)

เป็นวงจรขยายกลับเฟส (inverting amplifier) ดังแสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรขยายกลับเฟส

ค่าอัตราขยายแรงดัน (voltage gain) A_v เป็นไปตามสมการ

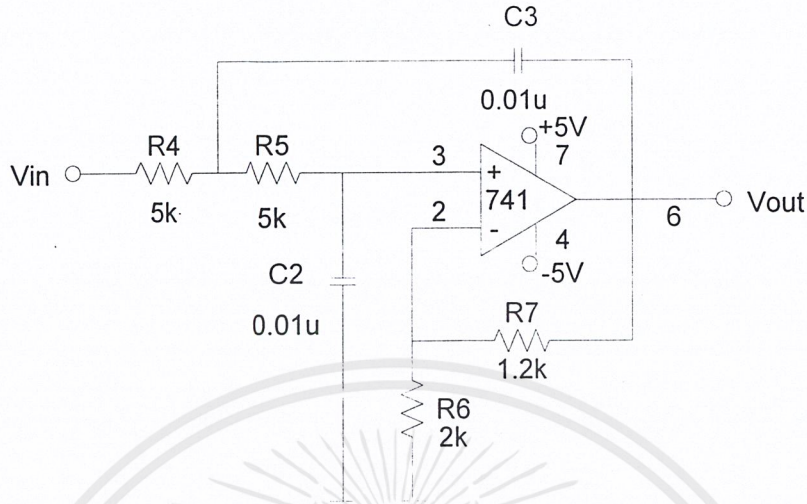
$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{VR_1}{R_3} \quad (3.1)$$

ความต้านทานปรับค่าได้ $50 \text{ k}\Omega$ ทำให้สามารถปรับอัตราขยายแรงดันของวงจรได้

3.5 วงจรกรองความถี่แถบผ่าน

ในโครงการนี้เราได้เลือกช่วงความถี่ที่ใช้งานตั้งแต่ 160 Hz ถึง 3 kHz จึงต้องออกแบบวงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ตอบสนองความถี่ได้ในช่วงดังกล่าว นั่นคือมีความถี่คัทออฟต่ำ f_L ที่ 160 Hz และความถี่คัทออฟสูง f_U ที่ 3 kHz จาก (2.24) เราสามารถคำนวณค่า Q ได้เท่ากับ 0.24 ซึ่งจะเห็นว่า $Q < 1$ แสดงว่าเป็น BPF ชนิดแถบกว้าง ดังนั้นในการออกแบบ BPF นี้ จึงทำโดยนำ LPF ที่มี f_U เท่ากับ 3 kHz มาต่อкасцепกับ HPF ที่มี f_L เท่ากับ 160 Hz

LPF ที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ใช้

การออกแบบทำดังนี้ กำหนด

(1) ใช้วงจรกรองความถี่ตัดเตอร์เวอร์ธ นั่นคือสัมประสิทธิ์การแดมป์ α เท่ากับ

1.414

(2) $f_U = 3 \text{ kHz}$

(3) $C_2 = C_3 = C$ และ $R_4 = R_5 = R$

เลือก $C = 1 \text{ F}$ โดยประยุกต์ใช้สมการ (2.20) จะได้ว่า

$$R = \frac{1}{2\pi \times 3 \times 10^3 \times 1} = 5.3 \times 10^{-5} \Omega$$

ทำการสเกลอิมพีแดนซ์ (impedance scaling) ด้วย 10^8 จะได้ว่า $C = 0.01 \mu\text{F}$ และ

$R = 5.3 \text{ k}\Omega$

เลือก $R_6 = 1 \Omega$ โดยประยุกต์ใช้ (2.21) จะได้ว่า

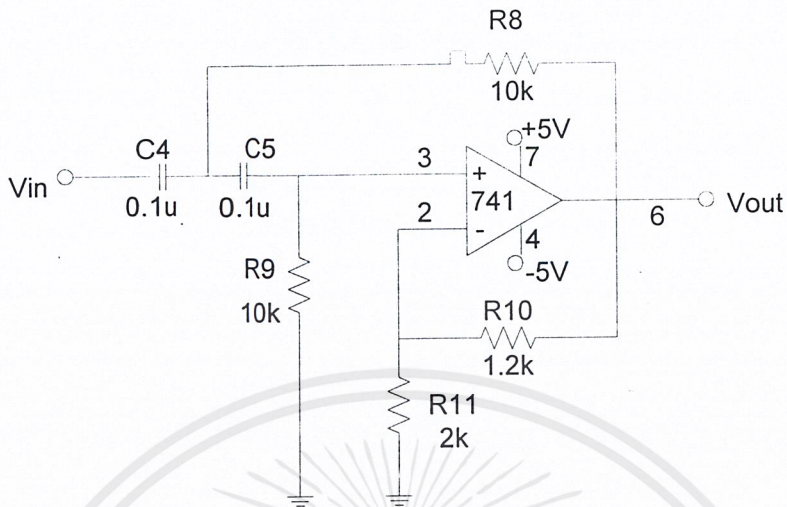
$$R_7 = 1 \times (2 - 1.414) = 0.586 \Omega$$

ทำการสเกลอิมพีแดนซ์ด้วย 2000 จะได้ $R_6 = 2 \text{ k}\Omega$ และ $R_7 = 1.17 \text{ k}\Omega$

ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$C_2 = C_3 = 0.01 \mu\text{F}, R_4 = R_5 = 5 \text{ k}\Omega, R_6 = 2 \text{ k}\Omega, R_7 = 1.2 \text{ k}\Omega$$

วงจร HPF ที่ออกแบบเป็นดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่สูงผ่านที่ใช้

การออกแบบทำดังนี้ กำหนด

(1) ใช้วงจรกรองความถี่ตัดเตอร์เวอร์ธ นั่นคือสัมประสิทธิ์การแดมป์ α เท่ากับ

1.414

(2) $f_L = 160 \text{ Hz}$

(3) $C_4 = C_5 = C$ และ $R_8 = R_9 = R$

เลือก $C = 1 \text{ F}$ โดยประยุกต์ใช้สมการ (2.20) จะได้ว่า

$$R = \frac{1}{2\pi \times 160 \times 1} = 9.9 \times 10^{-4} \Omega$$

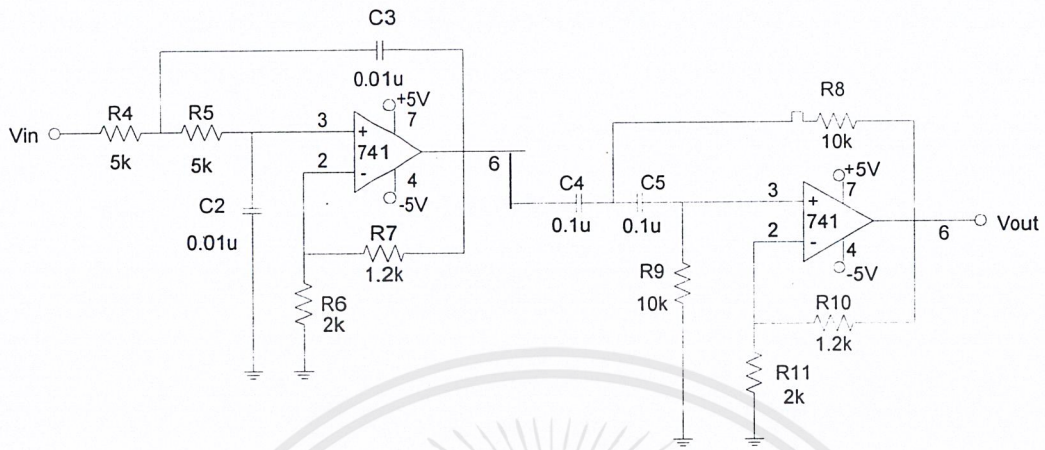
ทำการสเกลอิมพีแดนซ์ (impedance scaling) ด้วย 10^8 จะได้ว่า $C = 0.1 \mu\text{F}$ และ $R = 9.95 \text{ k}\Omega$

สำหรับค่า R_{10} และ R_{11} สามารถหาได้ในทำนองเดียวกับการหาค่า R_8 และ R_9 ดังนั้นจึงเลือกใช้ค่าอุปกรณ์ดังนี้

$$C_4 = C_5 = 0.1 \mu\text{F}, R_9 = R_8 = 10 \text{ k}\Omega, R_{10} = 2 \text{ k}\Omega, R_{11} = 1.2 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้น BPF ที่ใช้จึงเป็นดังรูปที่ 3.6

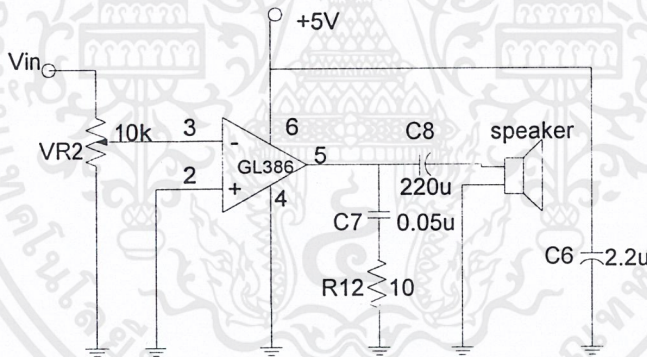
วงจรกรองความถี่แถบผ่านนี้ยังช่วยลดการรบกวนของสัญญาณ 50 Hz จากไฟบ้าน และยังทำให้สัญญาณที่ได้มีความสวยงามมากขึ้น



รูปที่ 3.6 วงจรกรองความถี่แถบผ่านที่ใช้

3.6 วงจรขยายเสียง

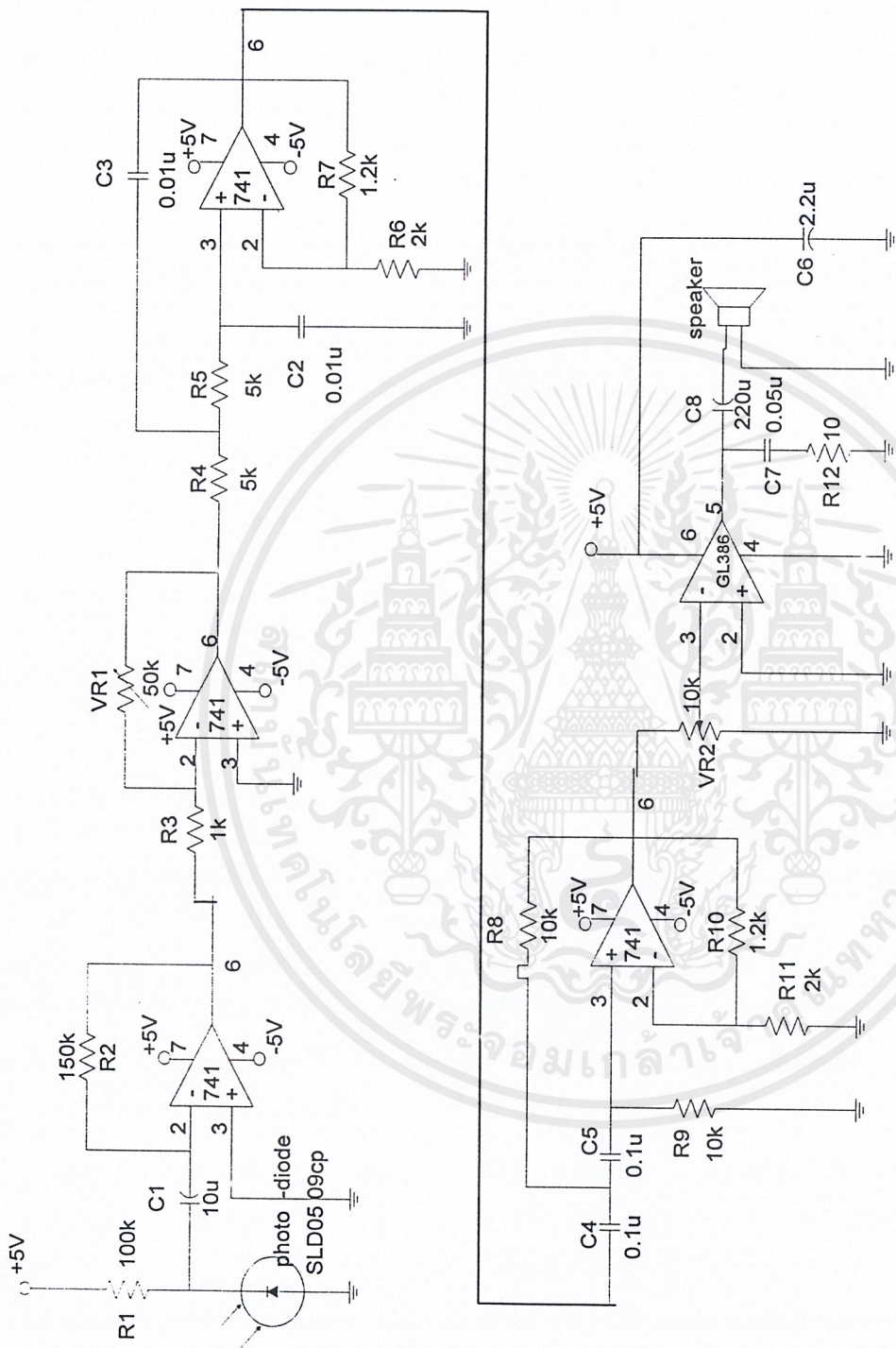
วงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรขยายเสียงที่ใช้

GL386 เป็นออปแอมป์ขยายเสียงแรงดันต่ำ (low voltage audio power amplifier) ครอบคลุมนำได้ในภาคผนวกของ LM386

C_8 เป็นตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ (coupling capacitance) ต่อไว้เพื่อกำจัดไฟตรง ส่วน C_6 ช่วยทำให้สัญญาณไม่เกิดการผิดเพี้ยน (distortion) เมื่อลำโพงทำงาน เสียงที่ได้จากลำโพงนี้จะมีค่าเท่ากับค่าของความถี่ที่เลเซอร์ตกกระทบ



รูปร่างเมื่อนำทวงจรมาต่อรวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 หาผลตอบสนองทางความถี่

4.1.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

จากวงจรรูปที่ 3.4 ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $1 V_{p-p}$ วัดขนาดของ V_{out} ที่ความถี่ต่าง ๆ บันทึกผลได้ดังตารางที่ 4.1 และวาดกราฟผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 แสดงค่า V_{out} และอัตราขยายแรงดัน A_v ของ LPF ที่ความถี่ต่าง ๆ

ความถี่(Hz)	20	50	100	200	300	400	500	600	700	800	900	1000	1500
$V_{out}(V_{p-p})$	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.58	1.54
$A_v(dB)$	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.97	3.75

ความถี่(Hz)	2000	2500	2600	2700	2800	2900	3000	3100	3200	3300	3400	3500
$V_{out}(V_{p-p})$	1.48	1.36	1.33	1.3	1.26	1.24	1.2	1.15	1.13	1.12	1.08	1.04
$A_v(dB)$	3.41	2.67	2.48	2.28	2.01	1.87	1.58	1.21	1.06	0.98	0.67	0.34

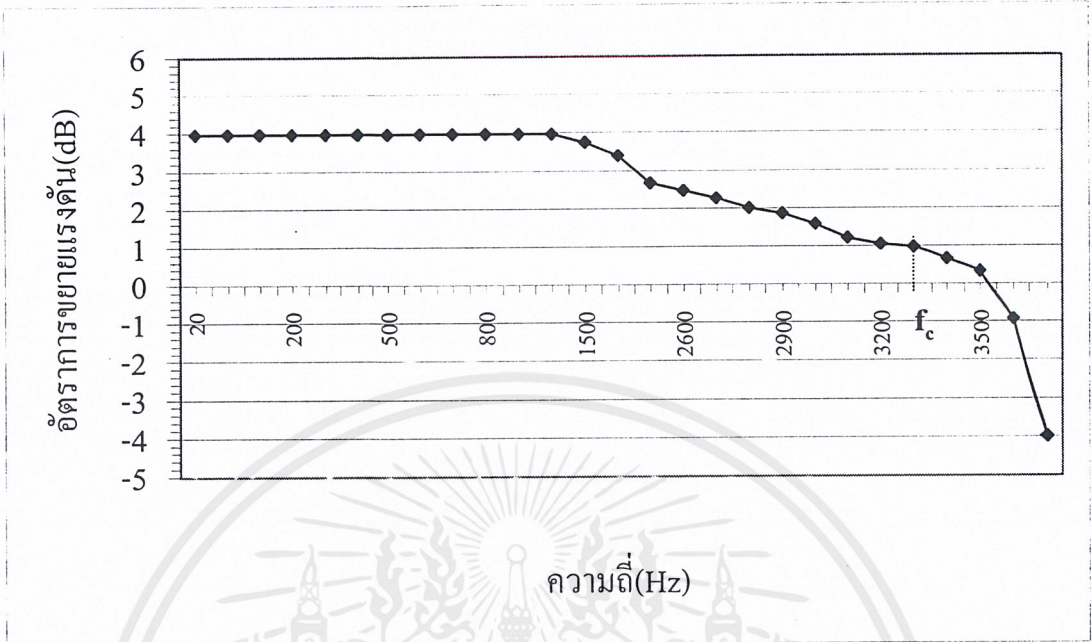
ความถี่(Hz)	4000	5000
$V_{out}(V_{p-p})$	0.9	0.632
$A_v(dB)$	-0.92	-3.99

จะเห็นว่าความถี่คัทออฟ f_c มีค่าประมาณ 3.3 kHz

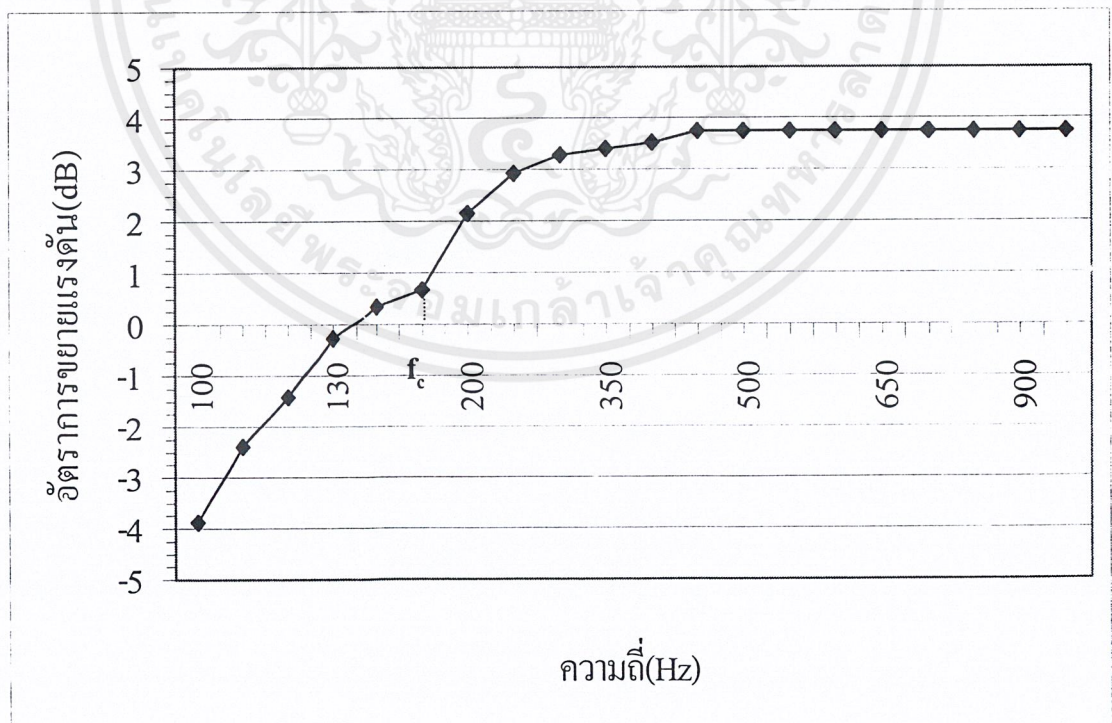
4.1.2 วงจรกรองความถี่สูงผ่าน

จากวงจรรูปที่ 3.5 ป้อน V_{in} เป็นสัญญาณรูปไซน์ขนาด $1 V_{p-p}$ วัดขนาดของ V_{out} ที่ความถี่ต่าง ๆ บันทึกผลได้ดังตารางที่ 4.2 และวาดกราฟผลตอบสนองทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.2

จะเห็นว่าความถี่คัทออฟ f_c มีค่าประมาณ 160 Hz

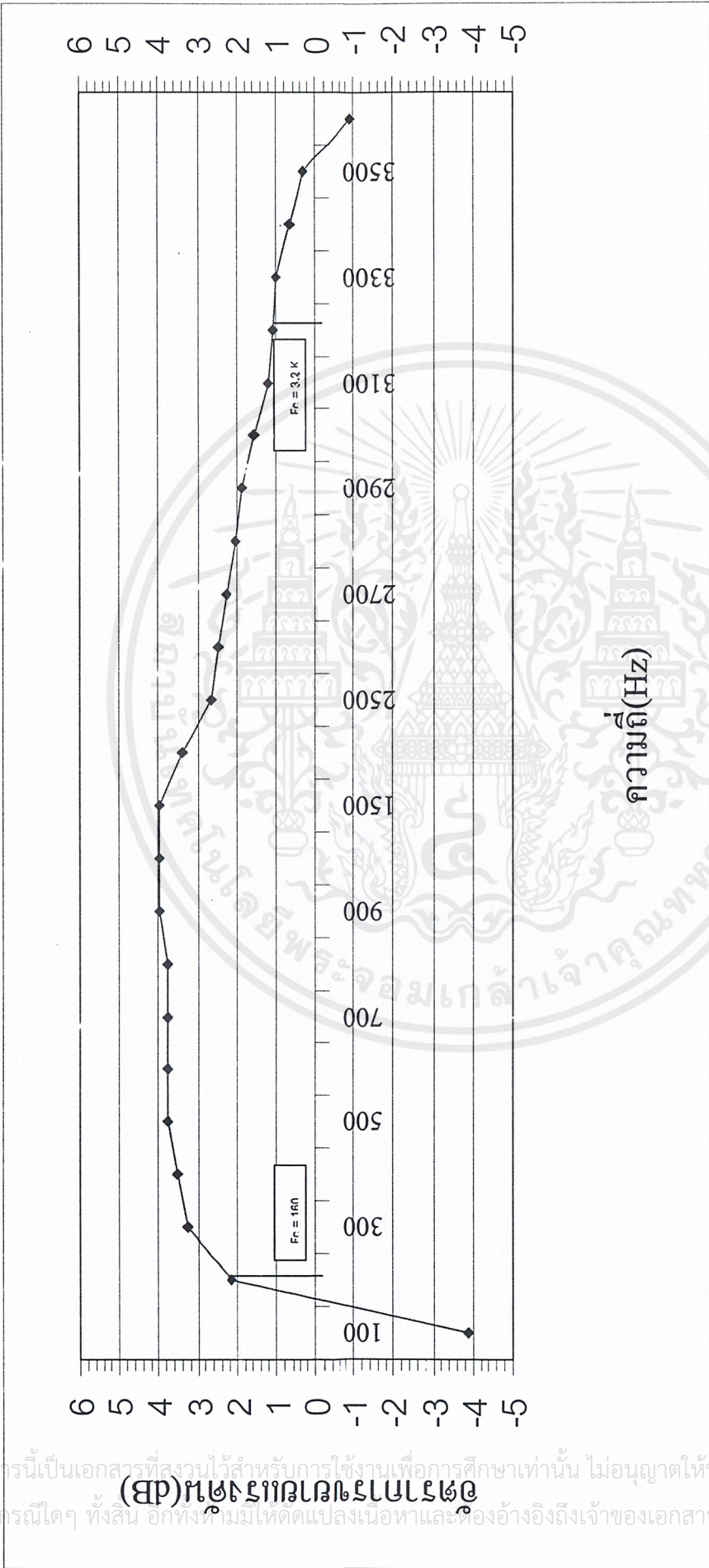


รูปที่ 4.1 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 4.2 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรกรองความถี่สูงผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่กับอัตราการขยายแรงดัน dB (Band Pass Filter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุขัดแย้งและฟ้องร้องถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่า V_{out} และอัตราขยายแรงดัน A_v ของ HPF ที่ความถี่ต่าง ๆ

ความถี่(Hz)	100	110	120	130	140	150	200	250	300	350	400	450	500
$V_{out}(V_{p-p})$	0.64	0.76	0.85	0.97	1.04	1.08	1.28	1.4	1.46	1.48	1.5	1.54	1.54
$A_v(dB)$	-3.88	-2.38	-1.41	-0.26	0.34	0.67	2.14	2.92	3.29	3.41	3.52	3.75	3.75

ความถี่(Hz)	550	600	650	700	800	900	1000
$V_{out}(V_{p-p})$	1.54	1.54	1.54	1.54	1.54	1.54	1.54
$A_v(dB)$	3.75	3.75	3.75	3.75	3.75	3.75	3.75

4.1.3 ลำโพงที่แสงเลเซอร์ตกกระทบ

ป้อนสัญญาณรูปไซน์ขนาด $3.64 V_{p-p}$ ให้กับลำโพง วัดแรงดันตกคร่อมลำโพง V_{out} ที่ความถี่ต่าง ๆ บันทึกผลได้ดังตารางที่ 4.3 และวาดกราฟผลตอบแทนทางความถี่ได้ดังรูปที่ 4.3

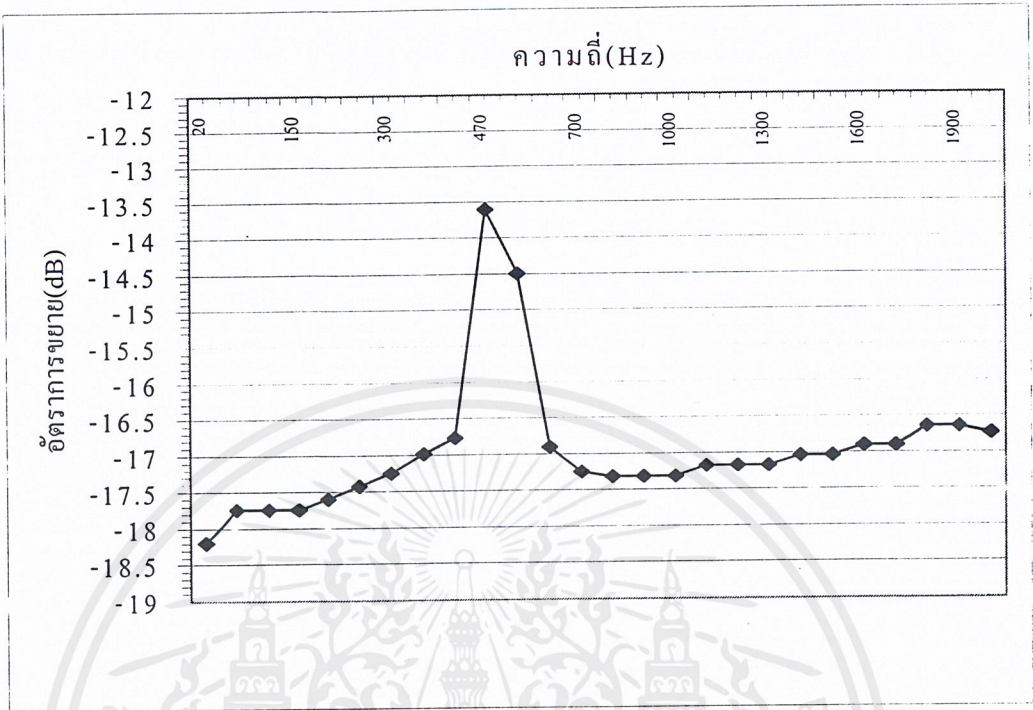
ตารางที่ 4.3 แสดงค่า V_{out} และอัตราขยายแรงดัน A_v ของลำโพงที่ความถี่ต่าง ๆ

ความถี่(Hz)	20	50	100	150	200	250	300	350	400	470
$V_{out}(mV)$	448	472	472	472	480	490	500	515	528	760
$A_v(dB)$	-18.20	-17.74	-17.74	-17.74	-17.60	-17.42	-17.24	-16.99	-16.77	-13.61

ความถี่(Hz)	500	600	700	800	900	1000	1100	1200	1300	1400
$V_{out}(mV)$	686	520	500	496	496	496	504	504	504	512
$A_v(dB)$	-14.50	-16.90	-17.24	-17.31	-17.31	-17.31	-17.17	-17.17	-17.17	-17.04

ความถี่(Hz)	1500	1600	1700	1800	1900	2000
$V_{out}(mV)$	512	520	520	536	536	530
$A_v(dB)$	-17.04	-16.90	-16.90	-16.64	-16.64	-16.74

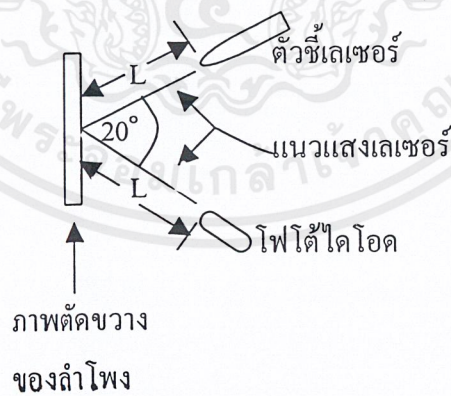
จะเห็นว่า V_{out} มีค่าสูงสุดที่ความถี่ 470 Hz



รูปที่ 4.3 กราฟผลตอบสนองทางความถี่ของลำโพงที่แสงเลเซอร์ตกกระทบ

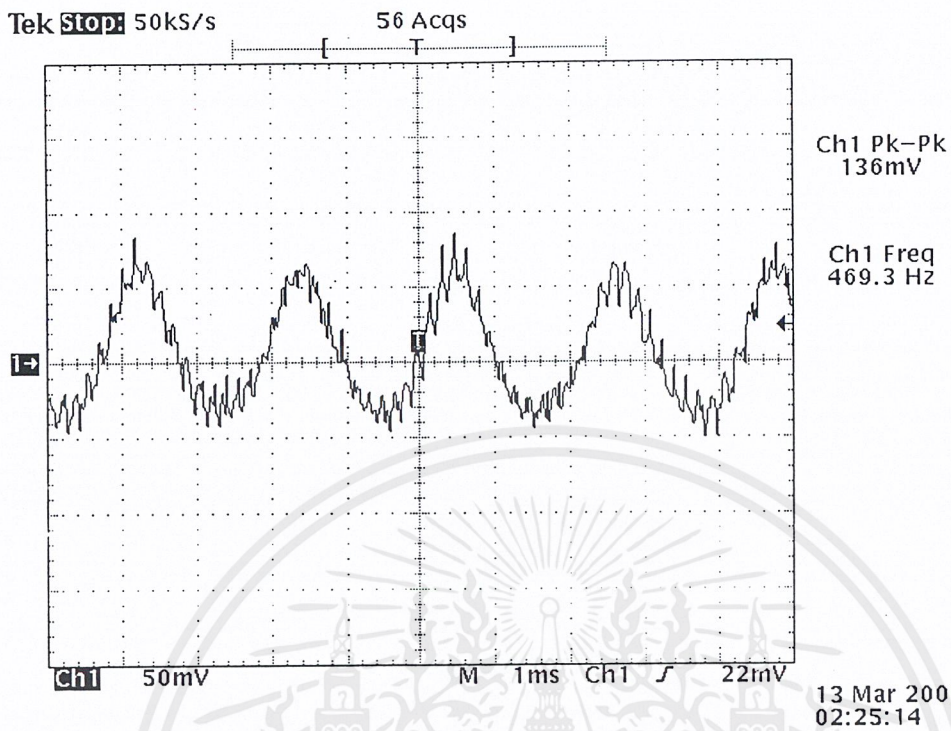
4.2 รูปคลื่นสัญญาณต่าง ๆ

จัดวางลำโพง, ตัวชี้เลเซอร์ และโฟโต้ไดโอดดังรูปที่ 4.4

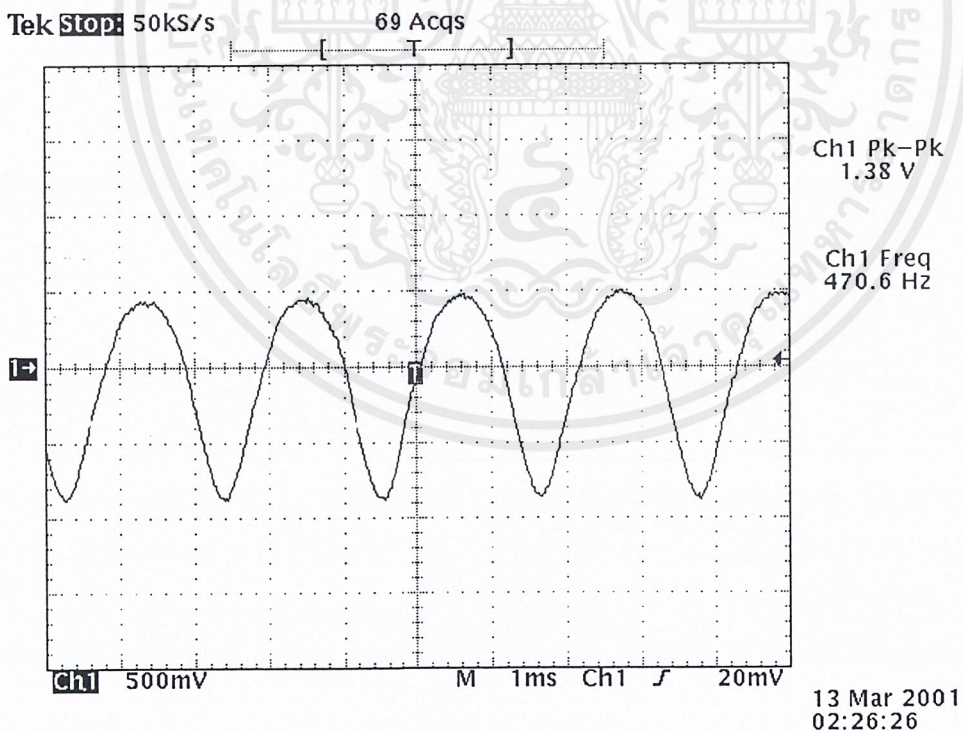


รูปที่ 4.4 การวางตำแหน่งของลำโพง, ตัวชี้เลเซอร์ และโฟโต้ไดโอด

วัดแรงดันไฟฟ้าที่พู่ที่ภาคต่าง ๆ ที่ระยะทาง L และความถี่ f ต่าง ๆ ได้รูปคลื่นสัญญาณ ดังรูปที่ 4.5 ถึงรูปที่ 4.14

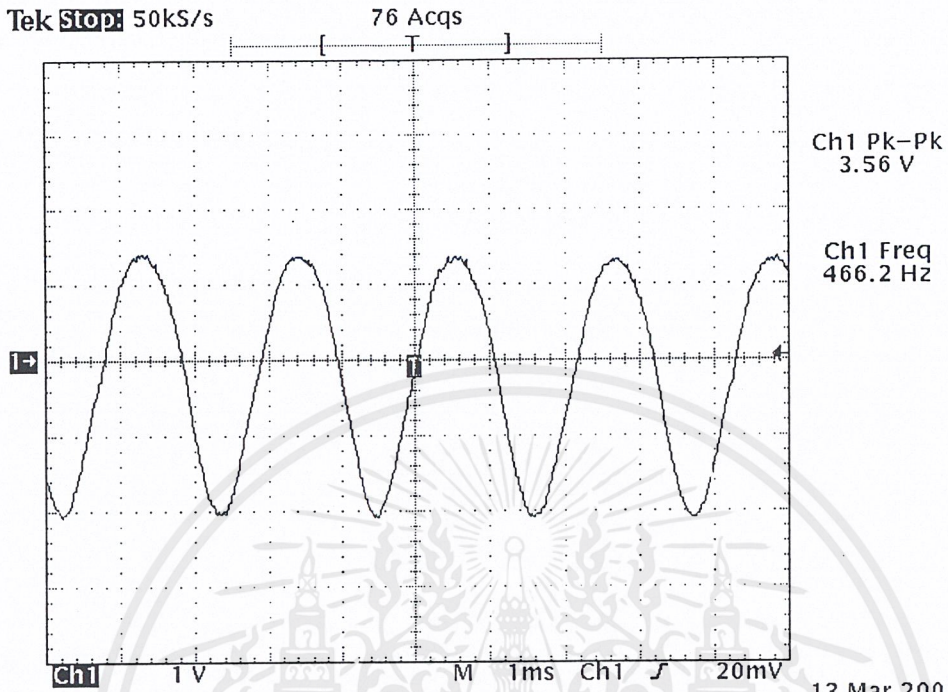


รูปที่ 4.5 แรงดันเอาต์พุตจากวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$

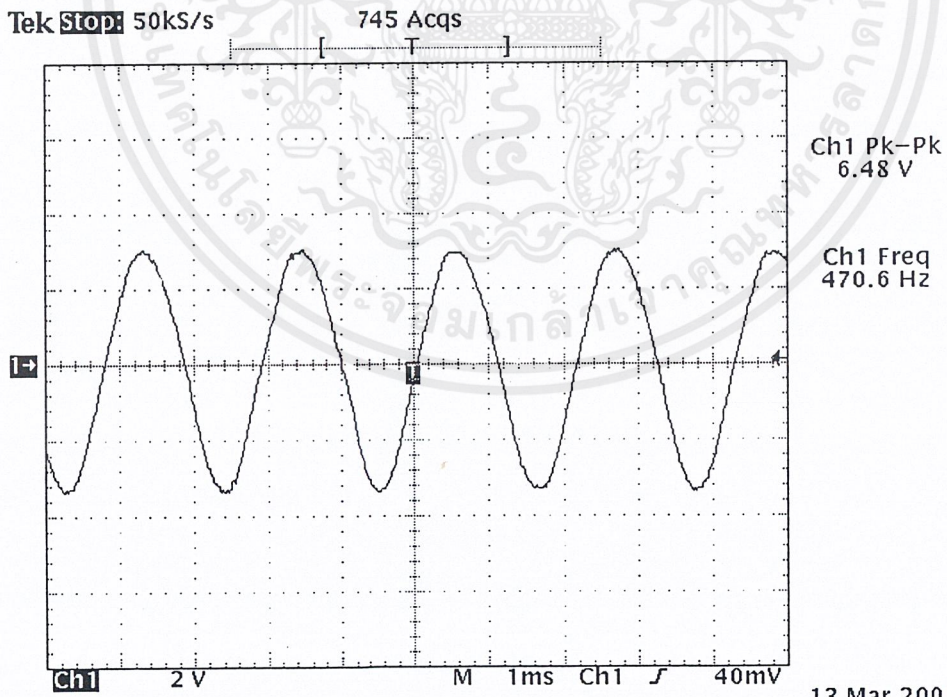


รูปที่ 4.6 แรงดันเอาต์พุตจากวงจรขยายที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

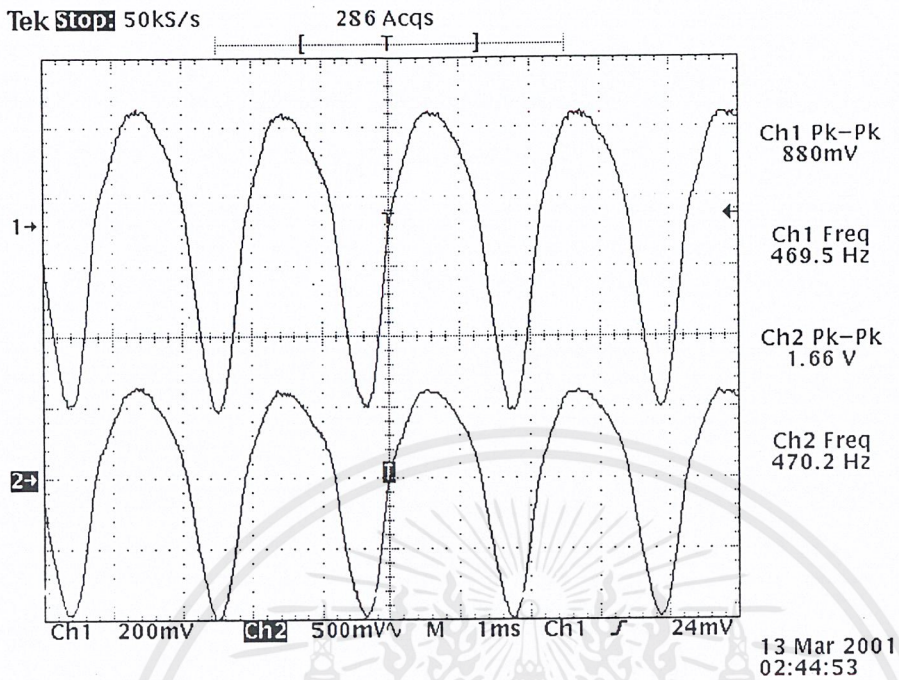


รูปที่ 4.7 แรงดันเข้าที่พ่วงจากวงจรรองความถี่ต่ำผ่านที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$

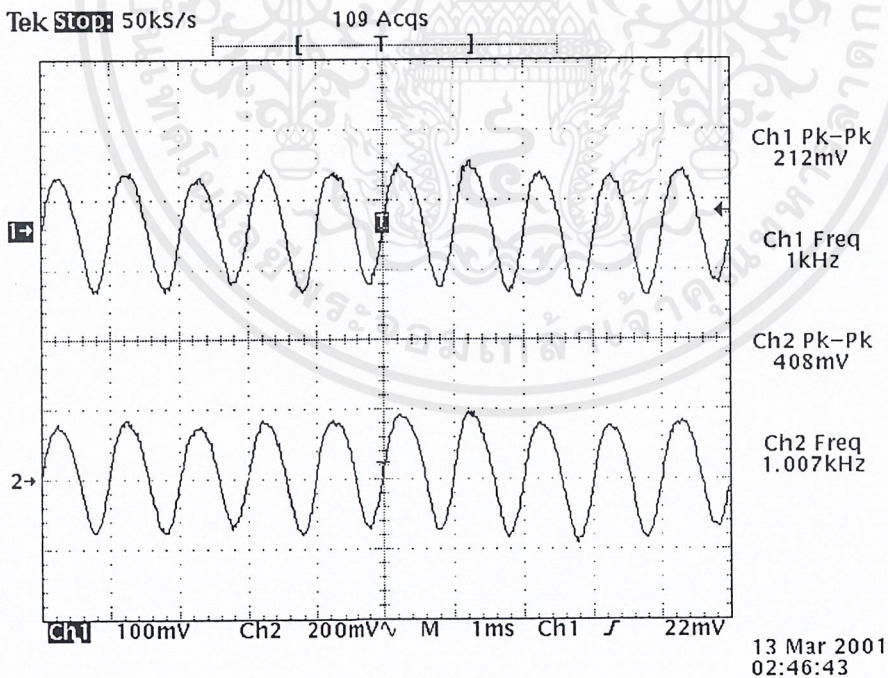


รูปที่ 4.8 แรงดันเข้าที่พ่วงจากวงจรรองความถี่สูงผ่านที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$

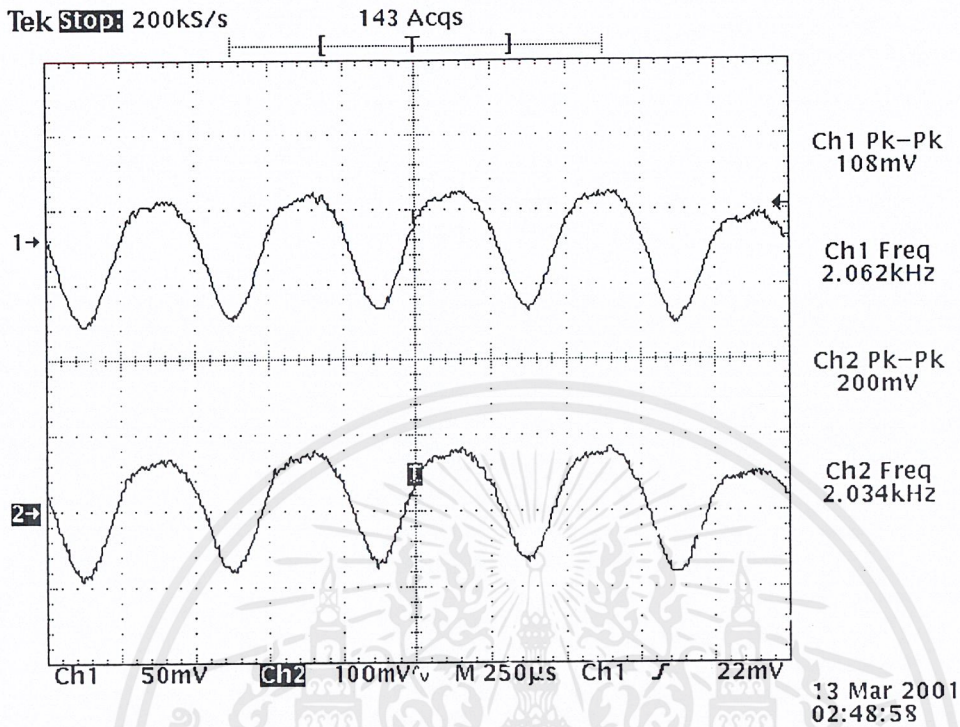
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



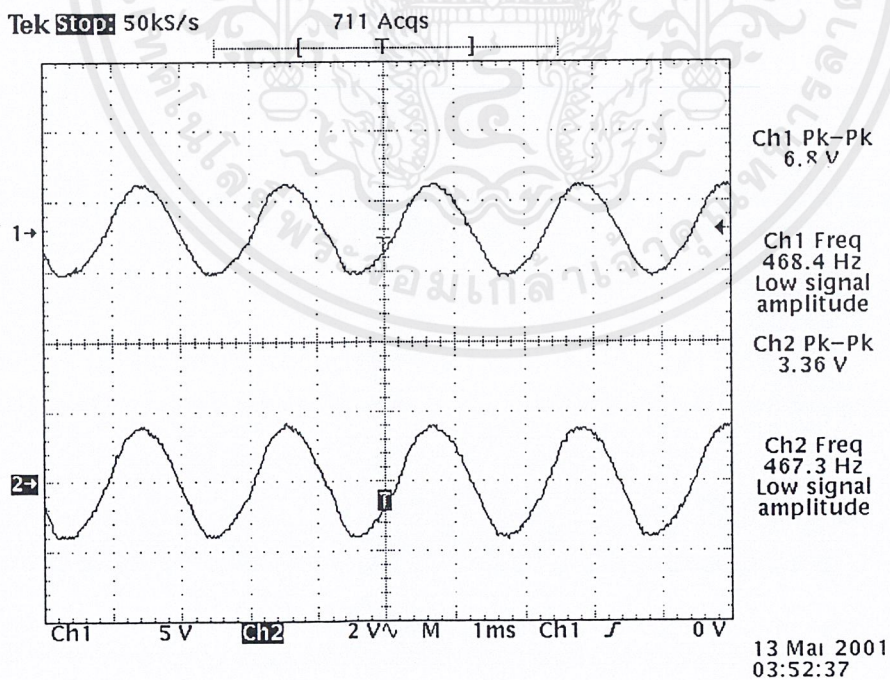
รูปที่ 4.9 แรงดันเข้าที่พู่ที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พู่จาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พู่จากวงจรขยายเสียง



รูปที่ 4.10 แรงดันเข้าที่พู่ที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 1 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พู่จาก HPF , Ch2 เป็นเข้าที่พู่จากวงจรขยายเสียง

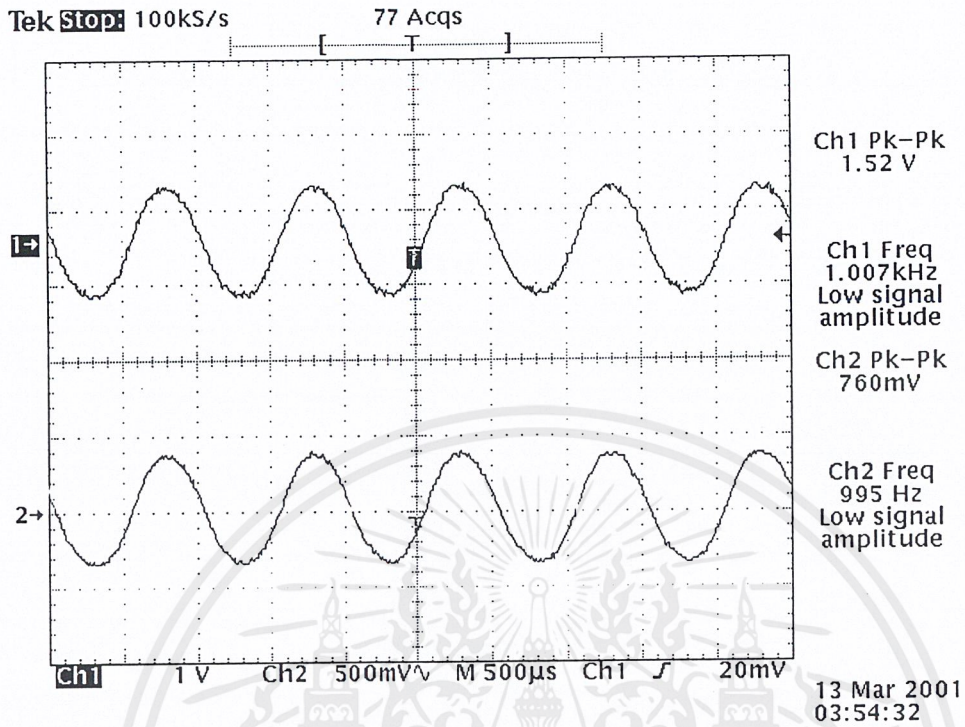


รูปที่ 4.11 แรงดันเข้าที่พู่ที่ $L = 17 \text{ cm}$, $f = 2 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พู่จาก HPF, Ch2 เป็นเข้าที่พู่จากวงจรขยายเสียง

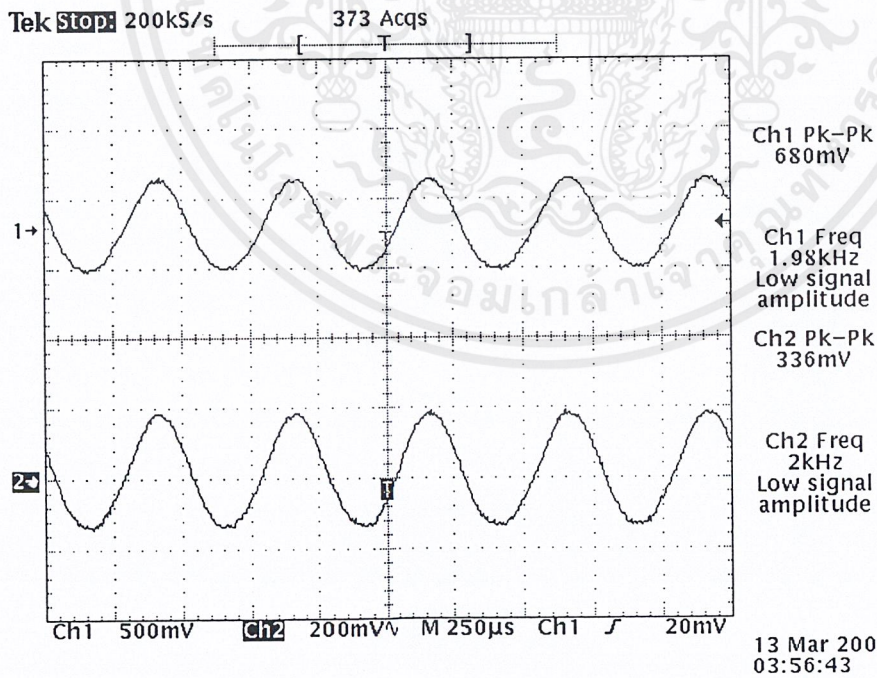


รูปที่ 4.12 แรงดันเข้าที่พู่ที่ $L = 40 \text{ cm}$, $f = 470 \text{ Hz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พู่จาก HPF, Ch2 เป็นเข้าที่พู่จากวงจรขยายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 40 \text{ cm}$, $f = 1 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF ,Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง



รูปที่ 4.14 แรงดันเข้าที่พุทที่ $L = 40 \text{ cm}$, $f = 2 \text{ kHz}$ โดย Ch1 เป็นเข้าที่พุทจาก HPF ,Ch2 เป็นเข้าที่พุทจากวงจรขยายเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์โครงการ

5.1 สรุปโครงการ

ระบบนี้สามารถตรวจจับเสียงได้ดีในช่วงความถี่ประมาณ 200 Hz ถึง 3 kHz ในระยะทาง L ไกลสุดประมาณ 50 cm สังเกตได้จากการที่สัญญาณเข้าที่พุดจากวงจรขยายเสียงเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความผิดเพี้ยนไม่มาก และมีความถี่เท่ากับสัญญาณรูปไซน์ที่ป้อนให้กับลำโพงที่แสดงเลเซอร์ตกกระทบ

5.2 วิจารณ์โครงการ

ในช่วงแรก ๆ ของการทำโครงการนี้ต้องพบกับอุปสรรคในการทำงานมากมาย เพราะโครงการนี้ถือได้ว่าเป็นโครงการใหม่ จึงค่อนข้างขาดแหล่งข้อมูลที่จะศึกษาค้นคว้าเพื่อเป็นแนวทาง จึงทำให้เป็นลักษณะที่ต้องมีการลองผิดลองถูก ประกอบกับลักษณะชีวิตของผู้ทำโครงการที่ขาดวินัยและไม่ได้ขยันขันแข็งในการทำโครงการและศึกษาค้นคว้าข้อมูลอย่างเต็มที่มากนัก ทำให้ในช่วงแรกโครงการมีความคืบหน้าไปค่อนข้างช้า หนึ่งในการทำโครงการนี้อุปสรรคหรือสิ่งที่มีผลต่อการทำโครงการพอสรุปได้ดังนี้

1. บางทีตรวจจับสัญญาณการสั่นไหวไม่ได้ เนื่องจาก

- ◆ ตำแหน่งของแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอดอาจไม่ตรงตำแหน่งที่เหมาะสม
- ◆ ความเข้มของแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอดน้อยไป ซึ่งเป็นผลมาจากตัวซีเลเซอร์

เอง รวมทั้งความสามารถในการสะท้อนแสงของกระจกที่ติดบนลำโพงด้วย

- ◆ ตำแหน่งที่แสงตกกระทบบนลำโพงไม่เหมาะสม
- ◆ ตำแหน่งการวางของลำโพงและโฟโตไดโอดไม่เหมาะสม
- ◆ ความบกพร่องของโปรโตบอร์ด

2. ปัจจัยที่มีผลต่อสัญญาณแรงดันที่วัดได้ เช่น

- ◆ ความเข้มตำแหน่งของแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอด ยิ่งความเข้มของแสงมาก

ขนาดของแรงดันยิ่งก็มาก

- ◆ สัญญาณรบกวนต่าง ๆ
- ◆ ความดังของเสียง (แอมพลิจูดของการสั่นไหว) ยิ่งความดังมาก ขนาดของแรงดัน

เอกสารก็ยิ่งมาก สารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

◆ สภาพแวดล้อมที่ใช้ทำโครงการงาน เช่น แสงจากแหล่งอื่น ๆ ที่ไม่ใช่จากตัวซีแอลเซออร์ เป็นต้น

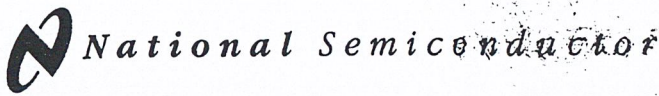
3. ลักษณะชีวิตของผู้ทำโครงการงาน เช่น ความมีวินัย , ความขยันขันแข็ง , การเป็นคนแห่งการเรียนรู้ , การบริหารเวลา เป็นต้น

อย่างไรก็ตามโครงการงานนี้อาจจะยังไม่สามารถที่จะนำไปใช้งานได้จริง แต่ผู้ทำโครงการงานก็เชื่อและหวังว่าโครงการงานนี้จะ เป็นแนวทางและมีส่วนจุดประกายความคิดให้ผู้สนใจหรือนักศึกษารุ่นต่อ ๆ ไปได้ต่อยอดความรู้จากโครงการงานนี้ออกไป และพัฒนาให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น ผู้ทำโครงการงานขอเสนอแนวความคิดในการพัฒนาและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากโครงการงานดังนี้

1. ในการตรวจจับที่มีระยะทางไกล ๆ มากขึ้น อาจใช้แสงที่มีการมอดดูเลท (modulated light) เพื่อลดผลของสัญญาณรบกวนต่าง ๆ
2. โครงการงานนี้ค่อนข้างจำกัดว่าพื้นผิวที่แสงตกกระทบนั้นต้องสะท้อนแสงได้ ถ้าพื้นผิวที่ต้องการตรวจจับการสั่นไหวสะท้อนแสงไม่ได้จะต้องแก้ไขอย่างไร ?
3. พื้นที่ในการรับแสงของโฟโตไดโอดมีน้อย จะแก้ไขอย่างไร ?
4. ลองใช้แสงที่ตามองไม่เห็น
5. อาจเพิ่มส่วนแสดงผลการสั่นไหวบนหน้าจอกอมพิวเตอร์
6. ใช้ดักฟังเสียงคน , เสียงดนตรีได้ เช่น อินฟราเรด
7. ตรวจจับการสั่นไหวอื่น ๆ เช่น การสั่นสะเทือนจากแผ่นดินไหว เป็นต้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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 up to 200.

The inputs are ground referenced while the output is automatically biased 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
- Low quiescent current drain

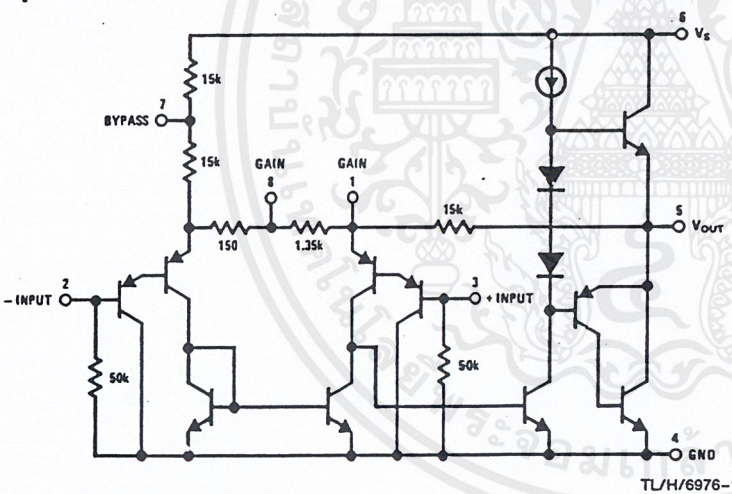
4V-12V or 5V-18V
4 mA

- Voltage gains from 20 to 200
- Ground referenced input
- Self-centering output quiescent voltage
- Low distortion
- Eight pin dual-in-line package

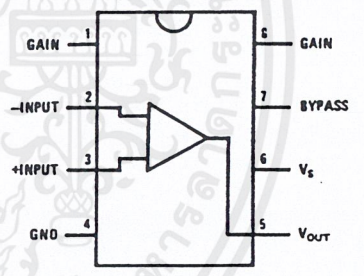
Applications

- 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



Dual-In-Line and Small Outline Packages

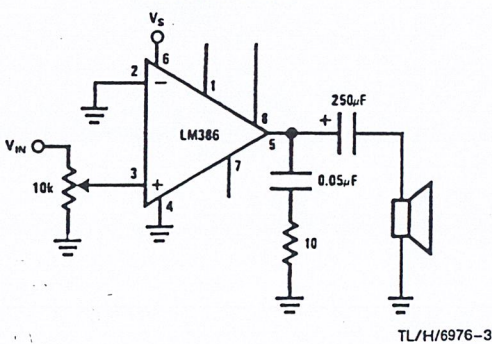


Top View

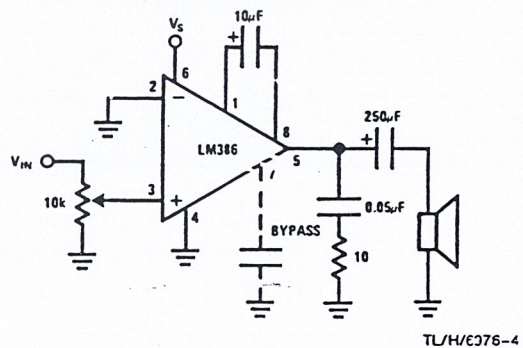
Order Number LM386M-1, LM386N-1, LM386N-3 or LM386N-4
See NS Package Number M08A or N08E

Typical Applications

Amplifier with Gain = 20
Minimum Parts



Amplifier with Gain = 200



Absolute Maximum Ratings

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 1) (LM386N)	1.25W
(LM386M)	0.73W
Input Voltage	$\pm 0.4V$
Storage Temperature	$-65^{\circ}C$ to $+150^{\circ}C$
Operating Temperature	$0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$
Junction Temperature	$+150^{\circ}C$

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec)	$+260^{\circ}C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec)	$+215^{\circ}C$
Infrared (15 sec)	$+220^{\circ}C$

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

Thermal Resistance

θ_{JC} (DIP)	$37^{\circ}C/W$
θ_{JA} (DIP)	$107^{\circ}C/W$
θ_{JC} (SO Package)	$35^{\circ}C/W$
θ_{JA} (SO Package)	$172^{\circ}C/W$

Electrical Characteristics $T_A = 25^{\circ}C$

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

Note 1: For operation in ambient temperatures above $25^{\circ}C$, the device must be derated based on a $150^{\circ}C$ maximum junction temperature and 1) a thermal resistance of $80^{\circ}C/W$ junction to ambient for the dual-in-line package and 2) a thermal resistance of $170^{\circ}C/W$ 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 $1.35\text{ k}\Omega$ resistor sets the gain at 20 (26 dB). If a capacitor is put from pin 1 to 8, bypassing the $1.35\text{ k}\Omega$ 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 $15\text{ k}\Omega$ resistor). For 6 dB effective bass boost: $R \approx 15\text{ k}\Omega$, the lowest value for good stable operation is $R = 10\text{ k}\Omega$ if pin 8 is open. If pins 1 and 8 are bypassed then R as low as $2\text{ k}\Omega$ 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 $50\text{ k}\Omega$ 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 $250\text{ k}\Omega$ 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 $10\text{ k}\Omega$, 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.

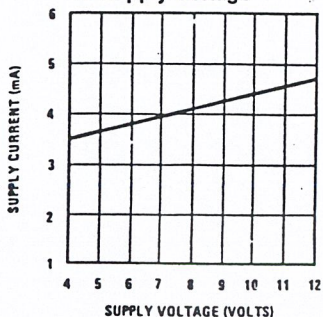
When using the LM386 with higher gains (bypassing the $1.35\text{ k}\Omega$ resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a $0.1\ \mu F$ capacitor or a short to ground depending on the dc source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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

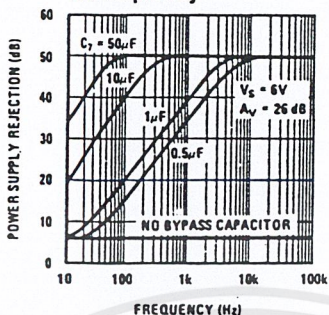
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

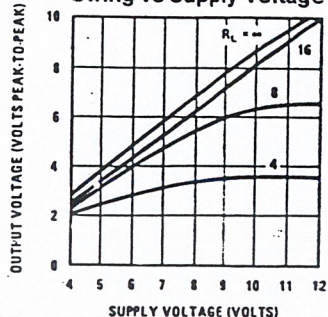
Quiescent Supply Current vs Supply Voltage



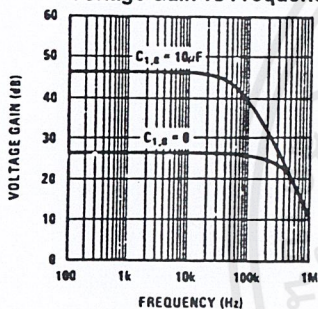
Power Supply Rejection Ratio (Referred to the Output) vs Frequency



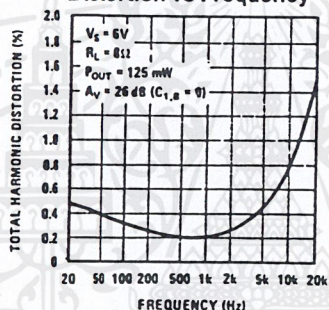
Peak-to-Peak Output Voltage Swing vs Supply Voltage



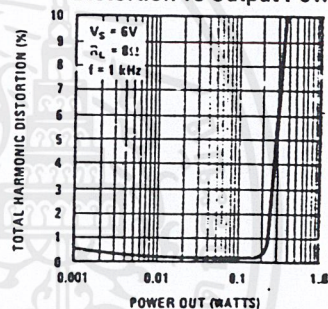
Voltage Gain vs Frequency



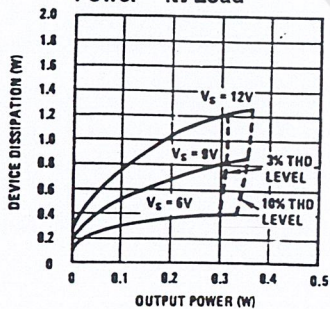
Distortion vs Frequency



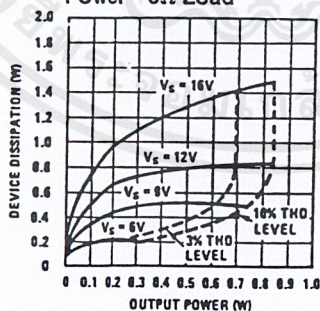
Distortion vs Output Power



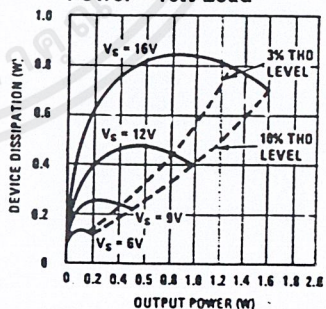
Device Dissipation vs Output Power—4Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—8Ω Load



Device Dissipation vs Output Power—16Ω Load

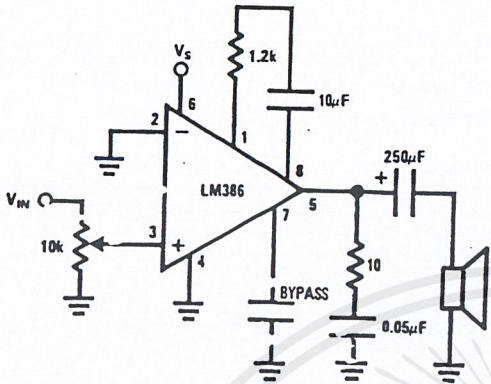


TL/H/697E-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

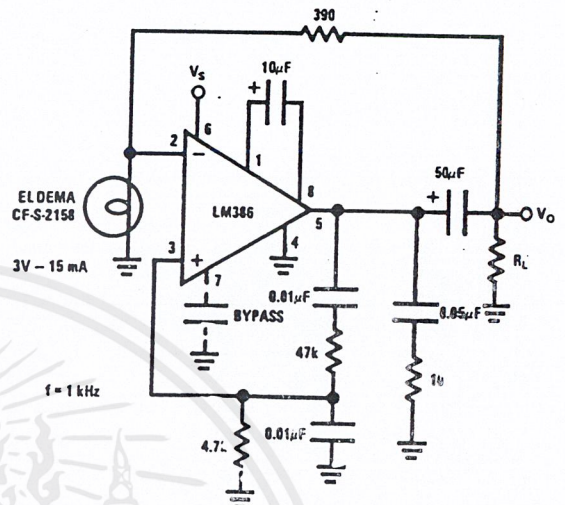
Typical Applications (Continued)

Amplifier with Gain = 50



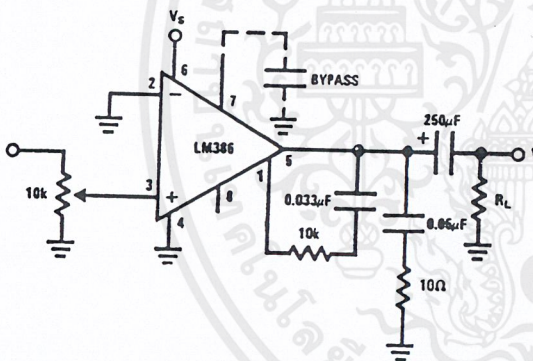
TL/H/6976-6

Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



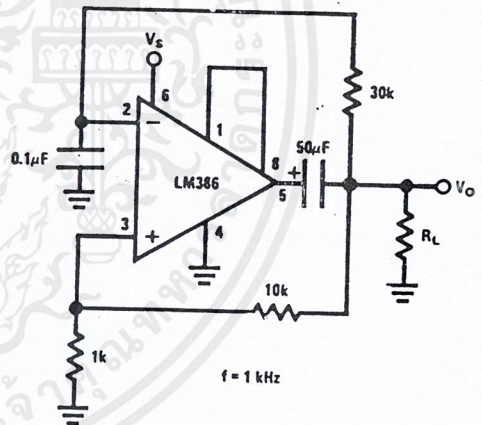
TL/H/6976-7

Amplifier with Bass Boost



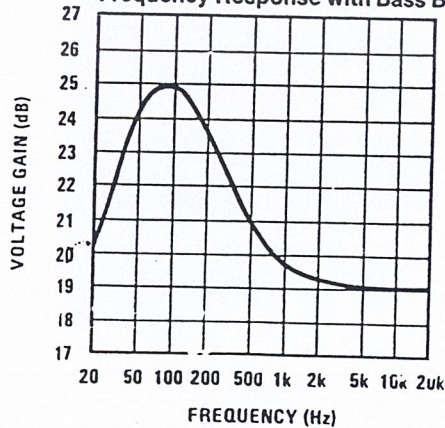
TL/H/6976-8

Square Wave Oscillator



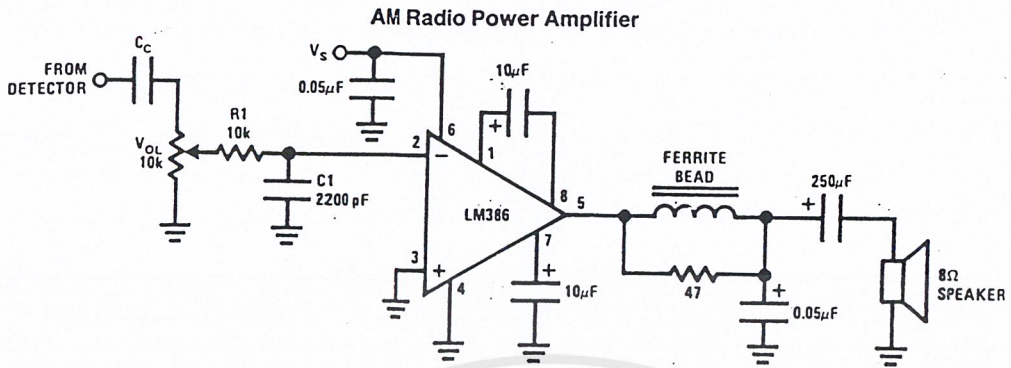
TL/H/6976-9

Frequency Response with Bass Boost



TL/H/6976-10

Typical Applications (Continued)



Note 1: Twist supply lead and supply ground very tightly.

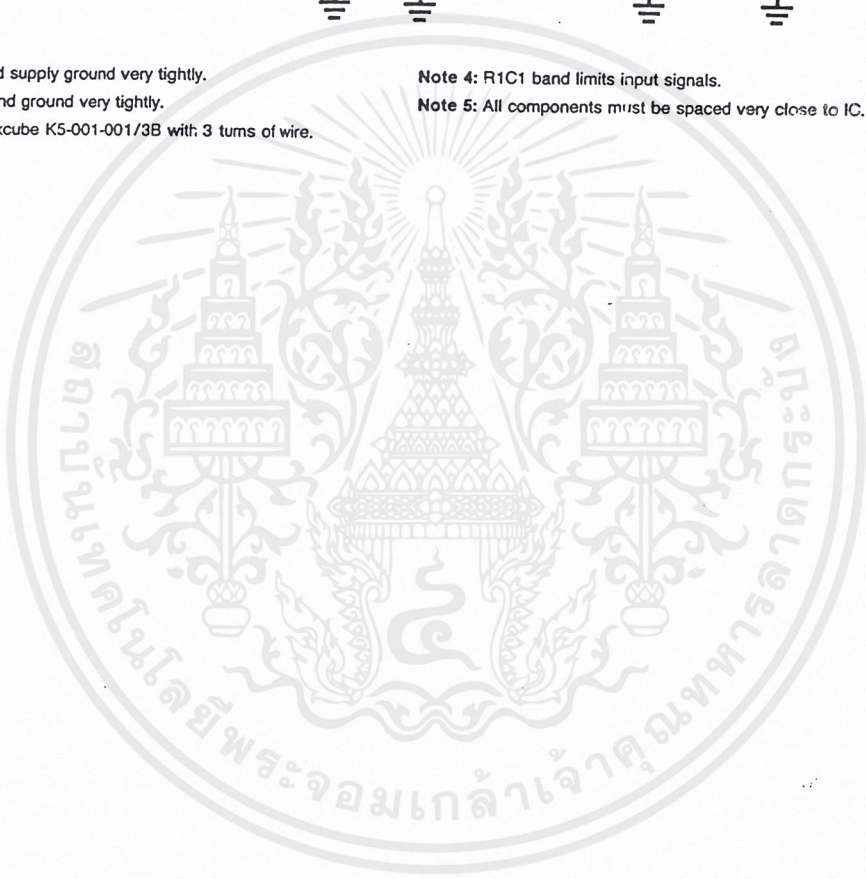
Note 2: Twist speaker lead and ground very tightly.

Note 3: Ferrite bead is Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

Note 4: R1C1 band limits input signals.

Note 5: All components must be spaced very close to IC.

TL/H/6976-11



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ

ผศ.ดร.สุริภณ สมควรพาณิชย์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือในการทำโครงการนี้

อาจารย์ทุกท่านที่ได้สั่งสอนให้ความรู้ต่าง ๆ ซึ่งได้นำมาประยุกต์ใช้ในโครงการนี้
ทุกท่านที่ให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจ จนโครงการนี้สำเร็จลงด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 Integrated Circuits” ,Macmillan College Publishing , 5 p. , 1994.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้