

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

VIDEO AND AUDIO SIGNALS TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER



T117475



เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 117475  
วัน,เดือน,ปี..... 5 ต.ค. 2554

2553/07

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

VIDEO AND AUDIO SIGNALS TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER

โดย

นายปัทมวิช

ติระนาถวิทยาคุณ

50010951

นายปิยวัฒน์

บุญเยี่ยม

50010971

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. สุรพล บุญจันทร์

ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2553

ผ่านการตรวจรับงานแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

ผ่านการตรวจรับเล่มแล้ว

(ลงชื่อ).....ผู้ตรวจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2553

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง


เรื่อง การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

VIDEO AND AUDIO SIGNALS TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER

ผู้จัดทำ

- |                |                 |          |
|----------------|-----------------|----------|
| 1. นายปิ่นณวิช | คิระนาถวิทชากุล | 50010951 |
| 2. นายปิยวัฒน์ | บุญเยี่ยม       | 50010971 |

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ. สุรพล บุญจันทร์)

  
..... อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม  
(ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาคิพงษ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้จะสำเร็จลุล่วงด้วยดี เนื่องมาจากคณะผู้จัดทำได้รับความอนุเคราะห์อย่างสูงยิ่งจาก ผศ.สุรพล บุญจันทร์ และ ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถิพงษ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ช่วยเหลือให้คำแนะนำชี้แนวทางในการแก้ปัญหา ตลอดจนความรู้ความเข้าใจในด้านต่างๆ

ขอขอบพระคุณคณาจารย์สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่าน ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ทางด้าน โทรคมนาคม ให้ทางคณะผู้จัดทำมีแนวทางในการทำโครงงานนี้

ขอขอบคุณเพื่อนสาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคมทุกท่านที่ได้ให้ความช่วยเหลือให้การทำโครงงานนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณพ่อแม่ ที่ให้ความรัก ความหวังใจ กำลังใจ กำลังทรัพย์ และทุกสิ่งทุกอย่างกับทางคณะผู้จัดทำ

นายปิ่นณวิช ติระนาถวิทยากุล

นายปิยวัฒน์ บุญเยี่ยม

ผู้จัดทำ

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง  
VIDEO AND AUDIO SIGNALS TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER

โดย นายปิ่นณวิช ตีระนาถวิทยากุล 50010951

นายปิยวัฒน์ บุญเยี่ยม 50010971

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. สุรพล บุญจันทร์

อาจารย์ที่ปรึกษาร่วม ผศ.ดร.สุทธิชัย นพนาถพิงษ์

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาและสร้างอุปกรณ์เกี่ยวกับการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง โดยประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ เครื่องส่ง เครื่องรับและสายสัญญาณใยแก้วนำแสง โดยที่ด้านส่งจะนำสัญญาณภาพและเสียงมาผ่านวงจรขยายสัญญาณ จากนั้นนำสัญญาณเสียงมาออกสุดให้ได้ความถี่ที่ต้องการ แล้วนำสัญญาณดังกล่าว ไปทำการมัลติเพล็กซ์สัญญาณร่วมกัน และแปลงสัญญาณไฟฟ้าที่ได้เป็นสัญญาณแสงก่อนที่จะส่งผ่านไปยังด้านรับด้วยเส้นใยแก้วนำแสง

ส่วนทางด้านรับเมื่อได้รับสัญญาณแสงแล้ว ก็จะทำการแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าและกรองความถี่เสียงและความถี่ภาพออกมา หลังจากนั้นทำการดีมอดูเลตอีกครั้งเพื่อส่งสัญญาณภาพและเสียงไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป

### ABSTRACT

This project is to study and construct the equipments which transmit video and audio signals through optical fiber. The module consists of 3 major sections: transmitter, receiver and optical fiber cable. The transmitter receives video and audio signal and amplifies that signals by amplifier circuit. Then signal is modulated with the required frequency and is multiplexed that

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

signals together. Finally that signal was converted to optical signals for feeding into optical fiber cable.

Receiver section, once the light signal has been received, It was converted to electrical signal. After that audio and video frequency were filtered out. Then that signal will be demodulated for both pure audio signal and pure video signal. Finally it was sent to a television.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	IX
สารบัญตาราง	XIII
<b>บทที่ 1</b>	
<b>บทนำ</b>	<b>1</b>
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
<b>บทที่ 2</b>	
<b>ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง</b>	<b>4</b>
2.1 เส้นใยแก้วนำแสง	4
2.1.1 คุณสมบัติพิเศษต่างๆ ของการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง	4
2.1.2 โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสง	5
2.1.2.1 ส่วนประกอบที่สำคัญของเส้นใยแก้วนำแสง	6
2.1.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสง	7
2.1.4 ชนิดของเส้นใยแก้วนำแสง	8
2.1.4.1 แบ่งตามชนิดของสารไดอิเล็กตริกที่ใช้	8
2.1.4.2 แบ่งตามจำนวน Propagation Mode	8
2.1.4.3 แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core	8
2.1.4.3 แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core	8
2.1.5 ลักษณะของเส้นใยแก้วนำแสงแบ่งตาม การเดินทางของคลื่นแสง	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.1.5.1 Single Mode Fiber	9
2.1.5.2 Multimode Step Index Fiber	9
2.1.5.3 Multimode Graded Index	10
2.1.6 การสูญเสียแสงในเส้นใยแก้วนำแสง	10
2.1.6.1 การสูญเสียจากการกระจายแสงอันเนื่องมาจากการโค้งงอของเส้นใยแก้วนำแสง	11
2.1.6.2 การสูญเสียที่เกิดจากการงอโค้งแบบ Micro Bending	11
2.1.6.3 การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแก้วนำแสง	11
2.1.6.4 การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแก้วนำแสงกับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง	12
2.2 อุปกรณ์รับแสง	12
2.2.1 ไฟโตไดโอด	12
2.2.2 อะวาแลนซ์ไฟโตไดโอด	13
2.3 หลักการสื่อสาร	14
2.4 การมอดูเลตและดีมอดูเลต	15
2.4.1 การมอดูเลตเชิงความถี่	15
2.5 วงจรกรองความถี่	17
2.5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	18
2.5.2 วงจรกรองแถบความถี่	22
2.6 วงจรขยาย	25
2.6.1 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	25
2.6.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส	26
2.6.3 วงจรขยายสัญญาณผลรวม	27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 3</b>	
<b>การออกแบบและการจัดทำปริญญาานิพนธ์</b>	<b>28</b>
3.1 การออกแบบ	28
3.1.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง	28
3.1.1.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง	29
3.1.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตทางความถี่	31
3.1.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ	33
3.1.1.4 วงจรขับสัญญาณ	35
3.1.1.5 วงจรจ่ายไฟ	37
3.1.2 การออกแบบวงจรภาครับ	38
3.1.2.1 วงจรจ่ายไฟ	39
3.1.2.2 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า	39
3.1.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	40
3.1.2.4 วงจรขยายสัญญาณภาพ	41
3.1.2.5 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	41
3.1.2.6 วงจรขยายความถี่วิทยุ	42
3.1.2.7 วงจรคิมมอดูเลตทางความถี่	44
3.1.2.8 วงจรขยายสัญญาณเสียง	45
3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง	46
3.2.1 เครื่องออสซิลอโคป	46
3.2.2 ฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์	46
3.2.3 เครื่องพาวเวอร์ซัพพลาย	46
3.2.4 สายสัญญาณสโคป	46
3.2.5 มัลติมิเตอร์	47
3.2.6 RLC มิเตอร์	47
3.2.7 เครื่องเล่นดีวีดี	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.2.8 เครื่องรับโทรทัศน์	47
3.2.9 ออปติคอล เพาเวอร์มิเตอร์	47
3.2.10 เส้นใยแก้วนำแสง	47
3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง	47
<b>บทที่ 4</b> ผลการทดลอง	<b>51</b>
4.1 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง	51
4.2 ผลการทดสอบวงจรมอดูเลตทางความถี่	52
4.3 ผลการทดสอบวงจรรวมสัญญาณ	54
4.4 ผลการทดสอบวงจรปรับสัญญาณและวงจรแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณ ไฟฟ้า	55
4.5 ผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	56
4.6 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณภาพ	57
4.7 ผลการทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	59
4.8 ผลการทดสอบวงจรขยายความถี่วิทยุ	61
4.9 ผลการทดสอบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเสียง	62
4.10 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง	63
4.11 ผลการทดสอบกำลังของเครื่องส่ง	64
4.12 ผลการทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง	65
<b>บทที่ 5</b> สรุปผลและข้อเสนอแนะ	<b>68</b>
5.1 สรุปผล	68
5.2 ข้อเสนอแนะ	68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บรรณานุกรม	70
ภาคผนวก datasheet	71



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ตัวอย่างเส้นใยแก้วนำแสง	6
2.2 มุมรับแสงของเส้นใยแก้วนำแสง	7
2.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสง	8
2.4 Optical Fiber Types	9
2.5 การมอดูเลตเชิงความถี่	16
2.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรรองความถี่ต่ำผ่าน	19
2.7 วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบพื้นฐาน	20
2.8 วงจรรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่านแบบปรับปรุงความชัน	21
2.9 วงจรรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2	22
2.10 การตอบสนองความถี่ของวงจรร BPF	23
2.11 วงจรรองแถบความถี่	24
2.12 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส	25
2.13 วงจรขยายแบบกลับเฟส	26
2.14 วงจรขยายสัญญาณผลรวม	27
3.1 รูปแบบทั่วไปของการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง	28
3.2 บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง	29
3.3 รายละเอียดขาของไอซีเบอร์ NE592	29
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง $R_{Adj}$ กับอัตราขยาย	30
3.5 วงจรขยายสัญญาณเสียง	30
3.6 บล็อกไดอะแกรมภายในไอซี NE564	32
3.7 วงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์	33
3.8 วงจรรวมสัญญาณ	34
3.9 วงจรรวมสัญญาณที่ได้จากการออกแบบ	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10	36
3.11	37
3.12	38
3.13	49
3.14	38
3.15	39
3.16	40
3.17	41
3.18	42
3.19	42
3.20	43
3.21	44
3.22	45
3.23	46
3.24	50
4.1	51
4.2	52
4.3	52
4.4	53
4.5	53

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6 สัญญาณมอดูเลต ที่คลื่นพาห์ 10.7 MHz เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 20 kHz	53
4.7 ผลการทดลองวงจรรวมสัญญาณ แสดงความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz	54
4.8 ผลการทดลองวงจรรวมสัญญาณ แสดงความถี่ 3 MHz และ 10.7 MHz	54
4.9 ผลการทดลองวงจร E/O และ O/E แสดงความถี่เอาต์พุต 10 MHz	55
4.10 ผลการทดลองวงจร E/O และ O/E แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุต 86 mV <sub>p-p</sub>	55
4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Gain (dB) และ F (MHz) จากผลการทดสอบ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	57
4.12 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณภาพ เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 5 MHz ขนาด 50 mV <sub>p-p</sub>	58
4.13 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณภาพ เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 5 MHz ขนาด 100 mV <sub>p-p</sub>	58
4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Gain (dB) และ F (MHz) จากผลการ ทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 5.5 MHz	60
4.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Gain (dB) และ F (MHz) จากผลการ ทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 10.7 MHz	61
4.16 ผลการทดลองวงจรขยายความถี่วิทยุเมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 5.5 MHz	61
4.17 ผลการทดลองวงจรขยายความถี่วิทยุเมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 10.7 MHz	62
4.18 ผลการทดสอบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz	63

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.19 ผลการทดสอบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณที่คลื่นพาห้ 10.7 MHz	63
4.20 ผลการทดลองวงจรรขยายสัญญาณเสียง เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 50 mV <sub>p-p</sub>	64
4.21 ผลการทดลองวงจรรขยายสัญญาณเสียง เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 100 mV <sub>p-p</sub>	64
4.22 เส้นใยแก้วนำแสงที่ใช้ในการทดลอง	65
4.23 เครื่องส่งสัญญาณที่ได้ออกแบบแล้ว	66
4.24 เครื่องรับสัญญาณที่ได้ออกแบบแล้ว	66
4.25 ภาพจากโทรทัศน์ที่ได้จากเครื่องรับ – ส่งสัญญาณ	67
4.26 ภาพจากโทรทัศน์ที่ได้จากเครื่องเล่นวีดี	67

## สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆของอุปกรณ์ปล่อยแสง	13
4.1	ค่าผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	56
4.2	ค่าผลการทดลองวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 5.5 MHz	59
4.3	ค่าผลการทดลองวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 10.7 MHz	60
4.4	ผลการวัดกำลังที่ปลายสายใยแก้วนำแสง	65



# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันความก้าวหน้าในเทคโนโลยีการสื่อสารโทรคมนาคมและบริการต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง ได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็วและเข้ามามีบทบาทต่อสังคมอย่างมาก จึงต้องมีระบบการสื่อสารเพื่อมารองรับความต้องการนี้ ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง หรือเส้นใยแสง จึงได้รับความสนใจเนื่องมาจากย่านความถี่เป็นสิ่งที่มียู้อย่างจำกัด ทำให้ไม่เพียงพอต่อความต้องการ แต่ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาเหล่านี้ได้ โดยการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงนั้นมีข้อดีเหนือกว่าระบบออฟติคัลเวฟไกด์ (Optical Waveguide) อื่นๆ ทั้งหมด โดยมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

- 1) มีความสูญเสียต่ำตลอดย่านความยาวที่ใช้งาน (น้อยกว่า 1 เดซิเบล ต่อ 1 กิโลเมตร) จึงมีผลทำให้ลดจำนวนอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Regenerator)
- 2) มีแบนด์วิดท์ (Bandwidth) กว้าง (1-10 GHz) ทำให้มีความจุช่องสัญญาณมาก
- 3) ขนาดเล็ก (เส้นผ่านศูนย์กลาง ประมาณ 100 ไมโครเมตร) เมื่อรวมกับอุปกรณ์หุ้มแล้วจะมีขนาด 1-2 มิลลิเมตร
- 4) น้ำหนักเบา การสร้างโครงข่ายสายจะทำได้สะดวกกว่าพวกสายทองแดง

นอกจาก

นี้ยังสามารถใช้ท่อร้อยสายได้อย่างมีประสิทธิภาพ

- 5) ไม่มีการรบกวนจากสนามแม่เหล็ก เนื่องจากแก้วไม่ใช่ตัวนำไฟฟ้า สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจึงไม่มีผลต่อการรบกวน ดังนั้น เส้นใยแก้วนำแสงจึงสามารถวางร่วมกับแนวสายส่งไฟฟ้ากำลัง หรือระบบรถไฟฟ้ได้โดยไม่ต้องมีชิลด์ (Shield)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) มีความต้านทานต่อปฏิกิริยาเคมีและการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิมาก เส้นใยแก้วนำแสงได้ถูกผลิตขึ้นมาจากสารพวกแก้วซึ่งมีจุดหลอมเหลวสูงประมาณ 1500 องศาเซลเซียส ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้งานในบริเวณที่มีความร้อนสูงมากได้

แต่ทั้งนี้ทั้งนั้นการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงก็มีข้อเสียเหมือนกัน โดยมีข้อเสียดังนี้

- 1) เปราะบาง เนื่องจากเส้นใยแก้วนำแสงผลิตมาจากแก้ว ดังนั้นจึงมีความเปราะบางมาก ต้องมีความระมัดระวังเป็นพิเศษ ไม่ว่าจะเป็นกระบวนการผลิตและการใช้งาน
- 2) ต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการติดตั้ง เนื่องมาจากการวางเคเบิล การเชื่อมต่อสาย ตลอดจนการติดตั้งต่างๆ จะต้องใช้ความประณีตและความสะอาดเป็นพิเศษ นอกจากนี้ยังต้องใช้อุปกรณ์เฉพาะอย่างซึ่งมีราคาแพง
- 3) การลดทอนจากการโค้งงอ (Bending Loss) เราจะไม่สามารถโค้งงอเส้นใยแก้วนำแสงได้มากกว่าค่าที่กำหนดไว้ เนื่องจากจะทำให้แสงทะลุผ่านออกไปภายนอกได้

## 1.2 วัตถุประสงค์

- 1) เพื่อศึกษาถึงหลักการทำงานของการรับส่งข้อมูลสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง
- 2) ศึกษาเกี่ยวกับการนำเส้นใยแก้วนำแสงไปประยุกต์ใช้งานในการส่งสัญญาณ

## 1.3 ขอบเขตของปริณญาณินิพนธ์

- 1) ตัวเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังนี้
  - 1.1 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)
  - 1.2 วงจรมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulator)
  - 1.3 วงจรรวมสัญญาณ (Summing Amplifier)
  - 1.4 วงจรขับสัญญาณ (E/O Converter Driver)
  - 1.5 วงจรจ่ายไฟ (Power Supply)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ตัวเครื่องรับจะประกอบไปด้วยวงจรต่างๆ ดังนี้

- 2.1 วงจรดีเทคเตอร์ (O/E Converter Detector)
- 2.2 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-Pass Filter)
- 2.3 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน (Band-Pass Filter)
- 2.4 วงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)
- 2.5 วงจรดีมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Demodulator)
- 2.6 วงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Amplifier)
- 2.7 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier)
- 2.8 วงจรจ่ายไฟ (Power Supply)

3) ส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งเป็นสัญญาณเสียง 2 ช่อง (ซ้ายและขวา) และสัญญาณภาพ 1 ช่อง

4) แหล่งกำเนิดสัญญาณที่ป้อนให้เครื่องส่งจะนำมาจากเครื่องเล่นวีดีโอ ซึ่งจะทำการเล่นวีดีโอที่มีสัญญาณภาพและเสียงไปพร้อมกัน ส่วนเอาต์พุตก็คือ สัญญาณภาพและเสียงที่ได้จากเครื่องรับโทรทัศน์เมื่อผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการที่เกี่ยวข้อง

#### 2.1 เส้นใยแก้วนำแสง (Optical Fiber)

##### 2.1.1 คุณสมบัติพิเศษต่างๆ ของการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง

ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารที่ใช้สายเคเบิลทำด้วยโลหะ (Metallic Cable) แล้วมีข้อดีต่างๆ ที่เกิดจากคุณสมบัติพิเศษของเส้นใยแก้วนำแสง อุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสงดังนี้

##### 2.1.1.1 การสูญเสียของแสงต่ำ

เส้นใยแก้วนำแสงเมื่อนำไปเปรียบเทียบกับเคเบิลโลหะที่ทำด้วยทองแดงเคเบิลแกนร่วม (Coaxial Cable) อย่างใดอย่างหนึ่งแล้วปรากฏว่ามีการสูญเสีย (Loss) ต่ำกว่า

##### 2.1.1.2 แบนด์วิดท์กว้าง

เส้นใยแก้วนำแสงมีแบนด์วิดท์กว้างซึ่งเพิ่มขึ้นอยู่กับชนิดของเส้นใยแก้วนำแสงด้วย

##### 2.1.1.3 ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา

เส้นใยแก้วนำแสงเมื่อเปรียบเทียบกับตัวกลางที่ใช้ส่งอย่างอื่นแล้วมีขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.1.1.4 ไม่มีการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า (Non Induction)

เนื่องจากเส้นใยแก้วนำแสงทำจากแก้วซิลิกา และอื่นๆ จึงไม่ยอมให้กระแสไฟฟ้าผ่าน ดังนั้นจึงไม่มีการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าจากภายนอก

#### 2.1.1.5 ช่วยประหยัดทรัพยากรธรรมชาติ

ซิลิกาซึ่งเป็นส่วนประกอบสำคัญของเส้นใยแก้วนำแสงเมื่อเทียบกับแหล่งทรัพยากรทองแดงที่สำคัญแล้วมีปัญหาน้อยมาก นอกจากนี้ยังมีข้อดีคือ สามารถผลิตเส้นใยแก้วนำแสงได้จำนวนมากโดยใช้วัตถุดิบน้อย

นอกจากเส้นใยแก้วนำแสงที่มีช่องของการส่งกว้างแล้ว ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงยังสามารถทำการส่งแบบมัลติเพล็กซ์ ซึ่งทำการส่งแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันจำนวนมากในเวลาเดียวกัน โดยใช้เส้นใยแสงเส้นเดียวได้ (Waveguide Multiplex) ทำให้สามารถใช้เป็นสายส่งที่มีความจุ (Capacity) ของสัญญาณจำนวนมากได้

อนึ่งการที่เส้นใยแก้วนำแสงมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ทำให้สามารถเพิ่มค่า Space Factor ของระยะห่างในการวางสายเคเบิลให้สูงขึ้นได้นอกจากวางสายและบำรุงรักษาได้ง่ายแล้วยังช่วยทำให้เกิดความประหยัดในขายสายการสื่อสารอีกด้วย นอกจากนี้จากคุณสมบัติการไม่มีการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า การไม่เหนี่ยวนำของเส้นใยแก้วนำแสง ทำให้ไม่ต้องแยกเส้นใยแก้วนำแสงออกจากอุปกรณ์ที่ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้าเป็นระยะทางมาก ๆ ยิ่งกว่านั้นยังให้ความปลอดภัยแก่ผู้ปฏิบัติงาน และมีเสถียรภาพ (Stability)

#### 2.1.2 โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสง

เส้นใยแก้วนำแสง คือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสงประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่าแกน (Core) และส่วนที่หุ้มแกนอยู่เรียกว่า Clad ทั้ง Core และ Clad เป็นไดอิเล็กตริกใส 2 ชนิด (ไดอิเล็กตริก หมายถึงสารที่ไม่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของ Clad มีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีการหักเหของ Core เล็กน้อยประมาณ 0.2 ~3% และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสงสามารถทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปใน Core เดินทางไปได้

นอกจากนั้น ที่กล่าวกันว่าเส้นใยแก้วนำแสงมีขนาดเล็กมากขนาดเท่าเส้นผมนั้น หมายถึง ขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางด้านนอกของ Clad ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 mm. ส่วน Core ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลายไมโครเมตรถึงหลายสิบลไมโครเมตร ( $1 \mu\text{m}=10^{-3}\text{mm}$ ) ซึ่งมีค่าหลายเท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งาน ค่าต่างๆ เหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่งและคุณสมบัติทางเมคานิกส์ที่ต้องการดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ตัวอย่างเส้นใยแก้วนำแสง

2.1.2.1 ส่วนประกอบที่สำคัญของเส้นใยแก้วนำแสง มีอยู่ 3 ส่วนคือ

- 1) Core เป็นส่วนที่อยู่ตรงกลางของเส้นใยแก้วนำแสง มีหน้าที่เป็นสื่อกลางให้แสงเดินทาง
- 2) Clad คือส่วนที่ห่อหุ้ม Core มีหน้าที่ป้องกันไม่ให้แสงที่เดินทางใน Core ทะลุออกมานอก Core โดยใช้หลักการสะท้อนกลับหมดจากกฎของ Snell
- 3) Jacket ทำหน้าที่ป้องกันส่วน Core และ Cladding

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสงที่เดินทางไปในเส้นใยแก้วนำแสงจะสะท้อนใน Core ของเส้นใยแก้วนำแสง โดยที่แสงจะไม่ทะลุออกมานอก Core (ในสภาวะปกติ) เนื่องจากการออกแบบของเส้นใยแก้วนำแสงที่มีส่วนของ Clad และ Core จะมี Refractive Index ที่ต่ำกว่า Core

ขนาดของเส้นใยแก้วนำแสง จะเรียกโดยใช้ค่าของเส้นผ่านศูนย์กลางของ Clad และ Core เป็นหลัก ตัวอย่างเช่น เส้นใยแก้วนำแสงที่มี Core Diameter 50 mm. และ Clad Diameter 125 mm. จะเรียกว่า 50/125 mm. Fiber.

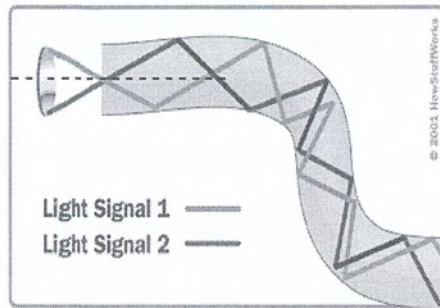
### 2.1.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสง

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออก เนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสงในการที่จะป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมาก นั้นต้องใช้เลนส์ทำการรวมแสง แต่ที่แสงที่รวมนั้นไม่ใช่จะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้ทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้



รูปที่ 2.2 มุมรับแสงของเส้นใยแก้วนำแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสง

จากรูปจะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแก้วนำแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด แสงจะเดินทางอยู่ใน Core ของใยแสง เพื่อให้แน่ใจว่าแสงจะเดินทางอยู่ภายใน Core แน่แน่นอน ค่าดัชนีการหักเหของแสงของ Core จะสูงกว่า Cladding เล็กน้อย ในทางปฏิบัติ  $n_{\text{cladding}} \sim 0.99 n_{\text{core}}$  นั่นคือมีความแตกต่างกันประมาณ 1% (Graded Index)

#### 2.1.4 ชนิดของเส้นใยแก้วนำแสง

##### 2.1.4.1 แบ่งตามชนิดของสารไดอิเล็กตริกที่ใช้

- 1) Silica glass Optical Fiber
- 2) Multi component glass Optical Fiber
- 3) Plastic Optical Fiber

##### 2.1.4.2 แบ่งตามจำนวน Propagation Mode

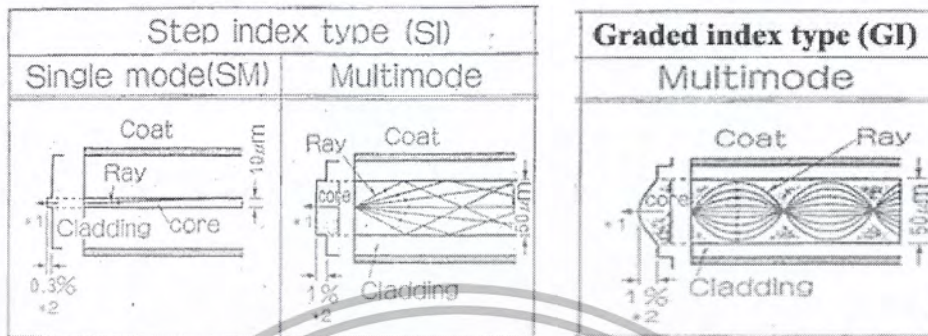
- 1) Single Mode Optical Fiber
- 2) Multi Mode Optical Fiber

##### 2.1.4.3 แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core

- 1) Step Index Optical Fiber
- 2) Graded Index Optical Fiber

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประเภทของเส้นใยแก้วนำแสงแสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 Optical Fiber Types

### 2.1.5 ลักษณะของเส้นใยแก้วนำแสงแบ่งตาม การเดินทางของคลื่นแสง

#### 2.1.5.1 Single Mode Fiber

เส้นใยแก้วนำแสงชนิดนี้มีขนาด Core ที่เล็กมากเมื่อเทียบกับความคลื่นแสงที่ใช้ ทำให้กระบวนการผลิตเส้นใยแก้วนำแสงนี้ยุ่งยาก และต้องใช้ความแม่นยำสูง การที่ขนาด Core เล็กมากทำให้ แสงสามารถเดินทางไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้โดยใช้ทิศทางเดียวจึงเรียกว่า Single Mode Optical Fiber และ Mode เดียวที่เดินทางไปนั้น คือ Fundamental Mode โดยทั่วไป ขนาดของ Core Diameter จะอยู่ในช่วง 8.3 - 8.7  $\mu\text{m}$ . และความยาวคลื่นแสง ที่ใช้อยู่ในช่วง 1.2-1.6  $\mu\text{m}$ .

#### 2.1.5.2 Multimode Step Index Fiber

เป็นเส้นใยแก้วนำแสงที่ได้รับคิดค้นในช่วงแรกๆ และเนื่องจากการที่เส้นใยแก้วนำแสงชนิดนี้มีแบนด์วิดท์แคบจึงเป็นเหตุให้เส้นใยแก้วนำแสงชนิดนี้ไม่แพร่หลายในการใช้งานทางด้านสื่อสาร คำว่า โหมด สามารถพิจารณาได้ว่าเป็นเส้นทางการเดินทางของแสงที่ผ่านไปภายในเส้นใยแก้วนำแสง คือ เส้นทางของพลังงานแสงที่จะเคลื่อนที่ไปยังปลายทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.5.3 Multimode Graded Index

เป็นเส้นใยแก้วนำแสงที่พัฒนาขึ้นจาก Multimode Step Index ทำให้สามารถมีความจุข้อมูลในการรับ-ส่งได้สูงขึ้น คือแบนด์วิดท์กว้างขึ้น โดยในช่วง ค.ศ. 1977-1983 เส้นใยแก้วนำแสงนี้จะใช้ภายในอาคาร แต่ปัจจุบันเส้นใยแก้วนำแสงนี้ถูกใช้ในระบบ LAN และเครือข่าย โทรศัพท์เล็กๆ เท่านั้น เส้นใยแก้วนำแสงนี้พัฒนาโดยใช้ในเทคนิคของการเปลี่ยนแปลงของ Refractive Index คือ ค่า Refractive Index จะค่อยๆ ลดลงในแกนของ Core และค่า Refractive Index ตรงจุดต่อระหว่าง Clad และ Core จะมีค่า Refractive Index ที่เท่ากัน ซึ่งต่างจาก Multimode Step Index Fiber ที่ Clad และ Core จะมีค่า Refractive Index ที่คงที่ตลอดรัศมี

รูปแบบการเปลี่ยนแปลงของ Refractive Index จะเป็นลักษณะ Parabolic ซึ่งกำหนดให้แต่ละ Mode ที่แสงเคลื่อนที่ไปนั้น หักเหไปมาในเส้นใยแก้วนำแสงและแต่ละจุดที่แสงเคลื่อนที่ผ่านไป ความเร็วก็จะเปลี่ยนแปลงไปด้วย คือ แสงที่เดินทางในโหมดที่ใกล้จุดศูนย์กลางของ Core จะเคลื่อนที่ช้ากว่าโหมดที่เคลื่อนที่ใกล้กับ Clad/Core Boundary ถ้าพิจารณาแล้ว แสงที่มีโหมดใกล้ Core จะมีระยะเดินทางที่ใกล้กว่าจากเหตุผลนี้ทำให้แสงในแต่ละโหมดมีความแตกต่างของเวลาในการเดินทางจากด้านส่งมายังด้านรับ หรือ เรียกอีกอย่างหนึ่งว่า Delay Time ลดลง และแบนด์วิดท์ของเส้นใยแก้วนำแสงกว้างมากขึ้น

### 2.1.6 การสูญเสียแสงในเส้นใยแก้วนำแสง

มีองค์ประกอบสำคัญ 2 ประการที่จะกำหนดความเร็วในการส่ง (Transmission Speed) และระยะห่างของการถ่ายทอสัญญาณ (Repeater Span) องค์ประกอบเหล่านั้นคือ การสูญเสียแสงกับแบนด์วิดท์ของการส่ง การสูญเสียแสงเป็นตัวบอกให้ทราบว่ากำลังของแสงที่เดินทางไปในเส้นใยแก้วนำแสงนั้นจะลดลงไปจากเดิมเท่าไร ซึ่งการสูญเสียแสงนี้ยังมีค่าน้อยเท่าไรจะทำให้สามารถส่งสัญญาณแสงได้ไกลมากยิ่งขึ้น

### 2.1.6.1 การสูญเสียจากการกระจายแสงอันเนื่องมาจากการงอโค้งของเส้นใยแก้วนำแสง (Bending Loss)

เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่อเส้นใยแก้วนำแสงถูกทำให้งอโค้งไปสำหรับการงอโค้งเส้นใยแก้วนำแสง แสงที่มีมุมอโค้งมากกว่ามุมวิกฤตแล้ว แสงนั้นจะกระจายออกไปนอก Core ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น ดังนั้นในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง จะต้องระมัดระวังอย่าให้เกิดมีการงอเส้นใยแก้วนำแสงเป็นส่วนโค้งที่มีรัศมีเกินกว่ารัศมีที่ยอมให้งอโค้งได้ เช่นไม่เกิน 40 mm. เป็นต้น

### 2.1.6.2 การสูญเสียที่เกิดจากการงอโค้งแบบ Micro Bending

เป็นการสูญเสียที่เกิดจากการที่มีแรงกดที่ไม่สม่ำเสมอมากระทำต่อด้านข้างของเส้นใยแก้วนำแสง ทำให้แกนของเส้นใยแก้วนำแสงบิดงอไปเล็กน้อย (ประมาณ 2, 3 mm.) เป็นเหตุให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น การสูญเสียนี้เรียกว่า Micro Bending Loss ด้วยเหตุนี้ในการออกแบบโครงสร้างเส้นใยแก้วนำแสงจะต้องทำการป้องกันแรงกดทางด้านข้าง เช่น ทำชั้น (Layer) ป้องกันการกระแทกหุ้มเส้นใยแก้วนำแสง เป็นต้น

### 2.1.6.3 การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแก้วนำแสง (Connection Loss)

การต่อเส้นใยแก้วนำแสงนี้คล้ายกับการต่อท่อของน้ำประปาหรือท่อแก๊ส กล่าวคือต้องต่อเข้ากันอย่างดีไม่ให้ประปาหรือแก๊สที่อยู่ข้างในท่อรั่วออกไปข้างนอก กรณีที่ทำการต่อเส้นใยแก้วนำแสง 2 เส้นเข้าด้วยกันนั้นอันดับแรกจำเป็นต้องทำการปรับ Core ทั้งสองที่แสงเดินทางให้ตรงกันพอดี ถ้าหากว่า Core ทั้งสองต่อกันไม่สนิทอย่างสมบูรณ์นั้น แสงที่ออกจาก Core ด้านหนึ่งบางส่วนของมันจะไม่เข้าไปใน Core อีกด้านหนึ่ง แต่จะกระจายออกไปข้างนอกทำให้เกิดการสูญเสีย กล่าวคือมีทั้งการคลาดเคลื่อนของแกนของ Core และอื่น ๆ แต่สำหรับค่าการสูญเสียในส่วนใหญ่มักจะมาจากคลาดเคลื่อนของแกนของ Core หนึ่งตรงส่วนที่ทำการต่อ นั้น กรณีที่มีช่องว่าง (Gap) เพียงเล็กน้อยจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ ถ้าหากช่องว่างโตมากขึ้นกว่านี้จะเกิดการสะท้อนกลับที่เรียกว่า Fresnel Reflection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 2.1.6.4 การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแก้วนำแสงกับ อุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง (Coupling Loss)

แสงที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงนั้น มีเงื่อนไขในการที่จะ  
ป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสง นั่นคือค่า NA กรณีที่ใช้อุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงได้แก่  
เลเซอร์ไดโอด(Laser Diode) หรือ Light Emitting Diode ( LED ) จะมีความแตกต่างกันทางความ  
กว้างของลำแสงที่ปล่อยออกมาจากต้นกำเนิดแสง ซึ่งจะได้กล่าวถึงรายละเอียดภายหลังแม้จะใช้  
เลนส์รวมแสงแล้วก็ตามเลเซอร์ไดโอดจะมีการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงน้อยกว่า นอกจากนั้น  
โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสงที่จะถูกป้อนแสงเข้าไปนั้นขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของ Core  
ของเส้นใยแก้วนำแสงแบบ Single Mode Optical Fiber และแบบ Graded Index Optical Fiber จะ  
มีค่าต่างกันทำให้ขนาดของการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงมีค่าต่างกันไปด้วย

เกี่ยวกับการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงระหว่างเส้นใยแก้วนำแสงกับ  
อุปกรณ์รับแสงนั้น เส้นใยแก้วนำแสงที่มี NA มากนั้นคือแสงที่ออกจากเส้นใยแก้วนำแสงแบบ  
Graded Index Optical Fiber จะมีลำแสงกว้างกว่าลำแสงที่ออกจากเส้นใยแก้วนำแสงแบบ Single  
Mode Optical Fiber ทำให้การสูญเสียแสงมีมากกว่า

## 2.2 อุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่นิยมใช้เป็นประเภทรังสีตัวนำ ซึ่งแบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้  
2 ประเภทตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ

### 2.2.1 โฟโตไดโอด (Photodiode, PD)

เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าในปริมาณที่น้อย ตัวอย่างเช่น PIN – PD เป็น  
ต้น

## 2.2.2 ะวาลานซ์โฟโตไดโอด (Avalanche Photodiode, APD)

เป็นพวกที่รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก การเลือกใช้อุปกรณ์รับแสงแบบ PIN หรือ APD นั้น ตามปกติจะขึ้นอยู่กับราคาและความไวของเครื่องรับที่ต้องการ (Receiver Sensitivity) กระบวนการอะวาลานซ์ใน APD มีเทรชโฮลด์ ซึ่งทำให้มีราคาแพงกว่า PIN เนื่องจาก APD มีการขยายกำลังได้สูงจึงจะทำให้ความไวของเครื่องรับได้ถึงประมาณ -15 เดซิเบล ซึ่งมากกว่าของ PIN ไดโอด นอกจากนี้ยังต้องพิจารณาถึงระดับสัญญาณรับต่ำสุดที่จะรับได้ด้วย

ตัวอย่างคุณสมบัติต่างๆของแอลอีดีและเลเซอร์ไดโอดที่กล่าวมาแล้วแสดงในตารางที่ 2.1 จากการพิจารณาคูสมบัติต่าง ๆ ในตารางนี้จะเห็นว่าเกี่ยวกับพลังงานที่ได้ของแสงนั้น เลเซอร์ไดโอดจะมีค่ามากกว่า เพราะมีการออกซิลเลเตอร์และการขยายของแสงและเกี่ยวกับพลังงานที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงก็เช่นกัน เนื่องจากเลเซอร์ไดโอดมีคุณสมบัติของทิศทางของแสงดีกว่า เป็นผลให้การสูญเสียการเชื่อมแสงกับเส้นใยแก้วนำแสงต่ำ ทำให้พลังงานของแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้มาก

ตารางที่ 2.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆของอุปกรณ์ปล่อยแสง

อุปกรณ์ปล่อยแสง	แอลอีดี	เลเซอร์ไดโอด
หัวข้อ		
พลังงานของแสง	2.5 mW	10 mW
พลังงานของแสงที่ป้อนในเส้นใยแก้วนำแสง	$\leq 0.5$ mW	$\leq 3$ mW
ความกว้างของสเปกตรัม (Spectrum) ที่จุดพลังงานตกลงครึ่งหนึ่ง (ตอน Modulation)	100 nm	3 nm
ความถี่ตอบสนอง (Frequency Response)	$\leq$ หลายร้อย MHz	$\leq$ หลาย GHz
อายุการใช้งาน	$\leq 10^6$ cm	$\leq 10^6$ cm

เกี่ยวกับสเปกตรัมของแสงนั้น ในแอลอีดีมีผลมาจากสาเหตุที่ ระดับสภาพความนำ (Conduction Band) และพลังงานสูงอยู่นอกสุด (Valence Band) มีพลังงานเป็นช่วงกว้างทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีสเปคตรัมของแสงกว้าง แต่เลเซอร์ไดโอดนั้นมีพลังงานที่เป็นช่วงแคบอันเนื่องมาจากขบวนการออสซิลเลเตอร์ทำให้มีสเปคตรัมของแสงแคบ นอกจากนั้นการทำงานสว่างดับ (กระพริบ) ของแสงนั้นถ้าหากเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลยิ่งสั้นจะยิ่งมีความเร็วมาก กล่าวคือ ถ้าหากอิเล็กตรอนและโฮลมีจำนวนมาก นั่นคือ ความหนาแน่นของกระแสมีมากเท่าไร จะทำให้ค่าเฉลี่ยของเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลมีค่าน้อยลงเท่านั้น สำหรับแอลอีดีนั้นค่าเวลานี้มีค่าประมาณหลายนาโนวินาที ดังนั้นถ้าหากเป็นความถี่จะได้ความถี่หลายร้อยเมกะเฮิร์ตซ์ ส่วนกรณีของเลเซอร์ไดโอดเนื่องจากค่าความหนาแน่นของกระแสที่กระตุ้นมีค่ามาก ทำให้เวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลมีค่าน้อย ถ้าเป็นความถี่จะได้หลายจิกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งความถี่เหล่านี้แสดงความเร็วที่ตอบสนอง (Frequency Response Speed) ของแอลอีดีและเลเซอร์ไดโอด ยิ่งกว่านั้น ในกรณีของเลเซอร์ไดโอดถ้าหากไบอัสกระแส (Bias Current) มีค่าเข้าใกล้ช่วงที่ไดโอดทำงาน (Threshold Value Current) มากเท่าใด ความเร็วของ ความเร็วตอบสนอง (Response Speed) จะสูงขึ้นเท่านั้น ส่วนอายุการใช้งานของอุปกรณ์ปล่อยแสงทั้งสอง ไม่มีปัญหาอะไรเลยในการใช้งานและในอนาคตอันใกล้คงจะมีเทคโนโลยีการผลิตที่ทำให้เลเซอร์ไดโอดมีอายุการใช้งานที่เท่ากับแอลอีดี

### 2.3 หลักการสื่อสาร

ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงก็คล้ายกับการสื่อสารด้วยสายเคเบิลทั่วไป เพียงแต่ใช้ตัวกลางต่างกัน กล่าวคือ เมื่อต้องการส่งสัญญาณอาจส่งในรูปของสัญญาณภาพ เสียง หรือข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ วงจรภาคส่งจะทำหน้าที่จัดรูปสัญญาณให้เหมาะสมด้วยวิธีการเข้ารหัส และมอดูเลตสัญญาณ โดยลักษณะของข้อมูลที่ใช้นั้นขั้นตอนนี้ส่วนใหญ่มักจัดให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล เพราะให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่า จากนั้นวงจรในส่วนที่เป็นแหล่งกำเนิดแสงหรือวงจรขับสัญญาณ (Driver Circuit) ก็จะแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้ให้เป็นสัญญาณแสงส่งไปยังภาครับ โดยมีเส้นใยแก้วนำแสงเป็นสายสัญญาณ ภาครับจะมีโฟโตทรานซิสเตอร์ (Photo-transistor) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงที่รับได้ให้อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า แล้วส่งไปยังวงจรถอดรหัสและดีมอดูเลตสัญญาณทำให้ได้สัญญาณที่มีลักษณะเดียวกับสัญญาณเดิมที่สามารถนำไปใช้งานต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.4 การมอดูเลตและดีมอดูเลตสัญญาณ (Signal Modulation and Demodulation)

เมื่อต้องการจะส่งสัญญาณเสียงหรือข้อมูลผ่านช่องทางการสื่อสารจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีอาศัยพลังงานไฟฟ้าช่วยพาสัญญาณเหล่านั้นให้เคลื่อนย้ายจากที่หนึ่งไปยังอีกที่หนึ่ง ขบวนการหรือขั้นตอนในการเพิ่มพลังงานไฟฟ้าดังกล่าวเราเรียกว่า การมอดูเลชัน (Modulation) พลังงานไฟฟ้าซึ่งมีความถี่สูงและคงที่รวมทั้งมีแอมพลิจูด (Amplitude) สูงด้วยนั้นเราเรียกว่า สัญญาณคลื่นพาห์ (Signal Carrier)

อุปกรณ์สำหรับมอดูเลตสัญญาณ (Modulator) จะสร้างสัญญาณคลื่นพาห์และรวมเข้ากับสัญญาณข้อมูลเพื่อให้สัญญาณมีความแรงพอที่จะส่งผ่านสื่อกลางไปยังอีกจุดหนึ่งที่อยู่ไกลออกไปได้และเมื่อถึงปลายทางก็จะมีอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่แยกสัญญาณคลื่นพาห์ออกให้เหลือเพียงสัญญาณข้อมูลเราเรียกวิธีการแยกสัญญาณนี้ว่า การดีมอดูเลต (Demodulation)

เรื่องการมอดูเลตสัญญาณเป็นเรื่องที่สำคัญมากในการสื่อสารข้อมูล การเลือกวิธีการมอดูเลตและการดีมอดูเลตที่เหมาะสมจะช่วยให้สามารถทำการส่งข้อมูลข่าวสารได้อย่างมีประสิทธิภาพ

ในระบบสื่อสารต้องการวงจรสำหรับสื่อสารทางความถี่ มอดูเลต และคั่นค่าสัญญาณ การมอดูเลต คือการแปลงเอาสัญญาณพาห์ซึ่งเป็นความถี่สูง ไปใส่ไว้ในสัญญาณข่าวสารที่มีความถี่ต่ำกว่า เหตุที่นำสัญญาณข่าวสารไปไว้บนความถี่สูงคือ ในระบบวิทยุความถี่สูงจะสามารถเผยแพร่กระจายได้อย่างมีประสิทธิภาพกว่าความถี่ต่ำ รวมทั้งยังสามารถรับส่งได้ด้วยสายอากาศที่มีขนาดเล็กกว่า และยังมีแบนด์วิดท์ที่กว้าง สามารถมัลติเพล็กซ์แบ่งช่องสัญญาณได้หลายช่อง

### 2.4.1 การมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation)

การมอดูเลตเชิงความถี่ (FM) เป็นกระบวนการมอดูเลตที่มีความซับซ้อน และมีแบนด์วิดท์ที่กว้างกว่าการมอดูเลตเชิงขนาด แต่การมอดูเลตเชิงความถี่ได้มีการปรับปรุงจากข้อเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่างๆของการส่งสัญญาณแบบเอเอ็มให้มีประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณให้ดียิ่งขึ้น โดยที่การส่งสัญญาณแบบเอฟเอ็มสามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดกับระบบการสื่อสารได้

การมอดูเลตเชิงความถี่ คือ กระบวนการมอดูเลตที่ทำให้ความถี่ของสัญญาณพาห้จะมีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ดังรูปที่ 2.5 โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ ( $\Delta f_c$ ) ของสัญญาณพาห้จะเป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูด ( $V_a$ ) ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ดังในสมการ

$$\Delta f_c = KV_a \quad (2.1)$$

K คือ ความไวในการเบี่ยงเบนความถี่ (ความถี่/แรงดัน)



(ก) พาหะที่มอดูเลตทาง FM แล้ว

รูปที่ 2.5 การมอดูเลตเชิงความถี่

นอกจากนี้ ดัชนีการมอดูเลต ( $m_f$ ) ของการมอดูเลตเชิงความถี่ (FM) สามารถหาได้จาก การเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาห้เกี่ยวกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ดังสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_a} \quad (2.2)$$

จากสมการ

$$m_f = \frac{KV_a}{f_a} \quad (2.3)$$

ซึ่งดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดและดัชนีการมอดูเลตเชิงความถี่ต้องน้อยกว่าหรือมีค่าเท่ากับ 1

## 2.5 วงจรกรองความถี่ (Filters)

สามารถแบ่งออกเป็น 2 แบบใหญ่ ๆ คือ

1. วงจรกรองแบบพาสซีฟ (Passive filters)
2. วงจรกรองแบบแอกทีฟ (Active filters)

วงจรกรองความถี่เป็นวงจรที่สามารถทำหน้าที่เลือกความถี่ที่ต้องการหรือตัดความถี่ที่ไม่ต้องการออกก็ได้ การใช้งานวงจรกรองความถี่สามารถใช้กรองสัญญาณรบกวน หรือกรองเอาสัญญาณข่าวสารออกมาจากคลื่นพาห้ในระบบวิทยุ ดังนั้นอุปกรณ์ที่นำมาใช้ในวงจรกรองความถี่ ถ้าเป็นแบบพาสซีฟจะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำ ส่วนในวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ จะใช้ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ร่วมกับอุปกรณ์ที่สามารถทำการขยายสัญญาณ เช่น ออปแอมป์ (Op-Amp) ทำให้วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟมีข้อดีกว่าแบบพาสซีฟ ดังนี้

- 1) ไม่มีการสูญเสียของสัญญาณเนื่องจากออปแอมป์สามารถทำการขยายสัญญาณเพื่อชดเชยการลดทอนของสัญญาณได้

2) ราคาถูก โดยเฉลี่ยแล้ววงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟจะมีราคาถูกกว่าแบบพาสซีฟเนื่องจาก ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในแบบพาสซีฟมีราคาแพง และสร้างได้ยากกว่า

3) การปรับค่า วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ สามารถปรับค่าความถี่ที่ต้องการได้ง่ายภายใต้ย่านความถี่ที่กว้างกว่าที่สามารถปรับได้ในแบบพาสซีฟ

4) การแยกระหว่างอินพุตและเอาต์พุต เนื่องจากวงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟมีการใช้อุปกรณ์ประกอบในวงจรจึงทำให้วงจรกรองความถี่แบบนี้มีอินพุตอินพุตที่แดนซ์สูงและเอาต์พุตอินพุตที่แดนซ์ต่ำ ทำให้ไม่มีผลการรบกวนกันระหว่างแหล่งจ่ายสัญญาณอินพุตและโหลด

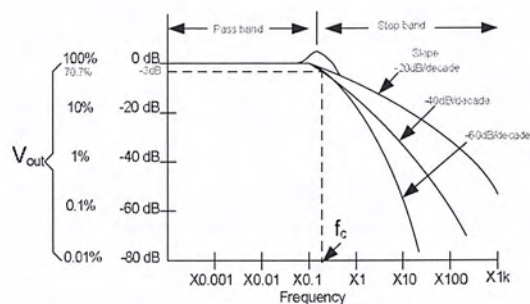
แต่อย่างไรก็ตาม การกรองความถี่แบบแอกทีฟก็มีข้อเสียอยู่บางประการ เมื่อเทียบกับแบบพาสซีฟ ดังนี้

1) การตอบสนองความถี่ วงจรกรองความถี่แบบแอกทีฟ มีความสามารถในการตอบสนองความถี่ได้แคบกว่าแบบพาสซีฟเนื่องจากขีดจำกัดของออปแอมป์ ยกตัวอย่างเช่น ออปแอมป์เบอร์ 741 มีความสามารถในการตอบสนองความถี่ได้เพียง 1 MHz

2) แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง เนื่องจากการใช้ออปแอมป์ทำให้ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงในการทำงานในขณะที่แบบพาสซีฟไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

### 2.5.1 วงจรกรองความถี่ต่ำ (Low-Pass Filter)

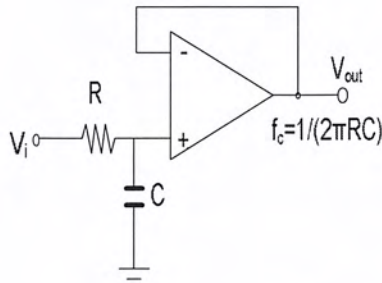
ในการใช้งานวงจรอิเล็กทรอนิกส์บางครั้ง เราอาจต้องการความถี่บางช่วง โดยสัญญาณที่นอกเหนือจากนี้จะถูกกำจัดออกไป และนี่คือประโยชน์ของวงจรกรองความถี่ชนิดต่างๆ จากรูปที่ 2.6 เป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน



รูปที่ 2.6 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ในทางอุดมคติ วงจรกรองความถี่ต่ำจะกันไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่คัตออฟ ( $f_c$ ) ผ่านเข้าไปในวงจรเลยหากสัญญาณมีความถี่สูงกว่า  $f_c$  เพียงเล็กน้อย แต่ในทางปฏิบัติ ลักษณะของความถี่สูงที่ถูกกันออกไปนั้นจะไม่เป็นเช่นนั้น แต่จะค่อย ๆ ลดอัตราขยายลงเรื่อย ๆ จุดที่มีความถี่มีค่าเท่ากับ  $f_c$  ถูกเรียกได้หลายชื่อเช่น ความถี่ 0.707 (ขนาดของ  $V_o$  ลดลงเหลือเพียง 70.7% เทียบกับ  $V_i$  สูงสุด) ความถี่ -3 dB (อัตราขยายของแรงดันเอาต์พุตลดลง 3 dB) หรือความถี่หักมุมเป็นต้น กล่าวโดยสรุปแล้ว วงจรนี้จะถูกลดขนาดของสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า  $f_c$  และเรียกช่วงสัญญาณที่มีความถี่ต่ำกว่า  $f_c$  ว่าช่วงที่ผ่านได้ (Pass Band) และช่วงที่มีความถี่สูงกว่า  $f_c$  ว่าช่วงที่ถูกกัน (Stop Band)

จากรูป แสดงการตอบสนองความถี่ในรูปที่ 2.6 จะพบว่า เมื่อสัญญาณมีความถี่สูงกว่าแรงดันคัตออฟแล้ว สัญญาณบางเส้นอาจจะถูกลดทอนด้วยอัตราที่น้อยกว่าแรงดันเส้นอื่น เช่นสัญญาณที่มีความชัน -20 dB/decade (อัตราขยายลดลง 20 dB ต่อความถี่ที่เพิ่มขึ้น 10เท่า) จะมีความชันน้อยกว่าสัญญาณที่มีค่า -60 dB/decade คุณสมบัตินี้เกิดจากการออกแบบวงจรกรองความถี่และเป็นที่น่าพอใจว่า ยิ่งค่าความชันมีขนาดลบมากขึ้นเพียงใด วงจรนี้ก็จะมีความสมบัติใกล้เคียงอุดมคติยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.7 วงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำแบบพื้นฐาน

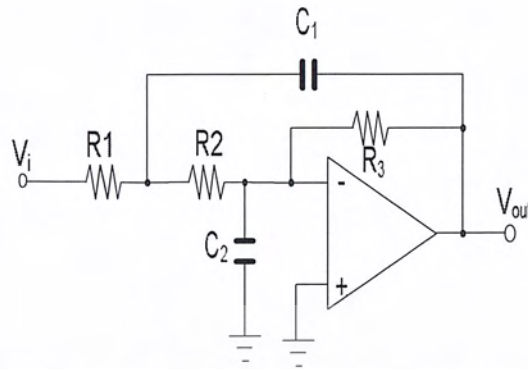
รูปที่ 2.7 แสดงตัวอย่างของวงจรกรองความถี่ต่ำพื้นฐาน ซึ่งใช้ในออปแอมป์ที่ถูกต่อในลักษณะของวงจรตามแรงดัน และใช้หลักการแบ่งแรงดันธรรมดา ขั้วอินพุทบวก โดยใช้คุณสมบัติที่ว่าความถี่ของสัญญาณอินพุทจะมีค่าต่อค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเก็บประจุคงสมการ

$$x_c = \frac{1}{\omega_c} \dots (\omega_c = 2\pi f_c) \tag{2.4}$$

$$= \frac{1}{2\pi f_c} \tag{2.5}$$

โดยที่  $f$  คือ ความถี่ของสัญญาณอินพุท ดังนั้นเมื่อสัญญาณอินพุทมีความถี่ต่ำ  $x_c$  จะมีค่าสูงทำให้แรงดันเกือบทั้งหมดจากอินพุทตกคร่อมตัวเก็บประจุ และเป็นผลให้แรงดันเอาต์พุต  $V_o$  มีค่าประมาณเท่ากับ  $V_i$  ด้วยในขณะที่สัญญาณซึ่งมีความถี่สูงจะทำให้  $x_c$  มีค่าต่ำ เป็นผลให้ตัวเก็บประจุเสมือนถูกลัดวงจร ดังนั้น  $V_o$  มีค่าต่ำด้วย สรุปได้ว่าช่วงสัญญาณที่มีความถี่ต่ำผ่านไปได้ปรกติที่เอาต์พุตได้ โดยสัญญาณซึ่งมีความถี่สูงจะถูกกั้นเอาไว้และเราสามารถหาความถี่  $f_c$  ที่แบ่งช่วงสัญญาณออกเป็น 2 ส่วนได้ดังสมการ

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi RC} \tag{2.6}$$



รูปที่ 2.8 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแบบปรับความชัน

วงจรกรองความถี่ต่ำในรูปที่ 2.8 เป็นวงจรที่ถูกปรับให้มีความชันถึง -40 dB/decade โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่เช่นเดิม แต่เพิ่มตัวเก็บประจุ  $C_1$  ในการป้อนกลับมาหักล้างสัญญาณอินพุตที่มีความถี่สูง และสามารถหาความถี่คutoff ได้จากสมการนี้

$$f_c \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.7)$$

#### 2.6.1.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2

วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่สอง สามารถสร้างได้ง่ายโดยใช้ฮอปแอมป์เพียงตัวเดียวดังในรูปที่ 2.9 วงจรนี้อาจจะเรียกว่า วงจรกรองความถี่แบบ Sallen and Key ซึ่งตั้งชื่อตามผู้ออกแบบวงจร สำหรับวงจรนี้ความถี่ตัด (Cut off frequency,  $f_c$ ) สามารถกำหนดได้จากค่าอุปกรณ์ที่ต่ออยู่นอกตามสมการ (2.8)

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (2.8)$$

ถ้าหากกำหนดให้  $R_1 = R_2 = R$  และ  $C_1 = C_2 = C$  สมการ (2.8) สามารถลดรูปได้เป็น

$$f_c = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

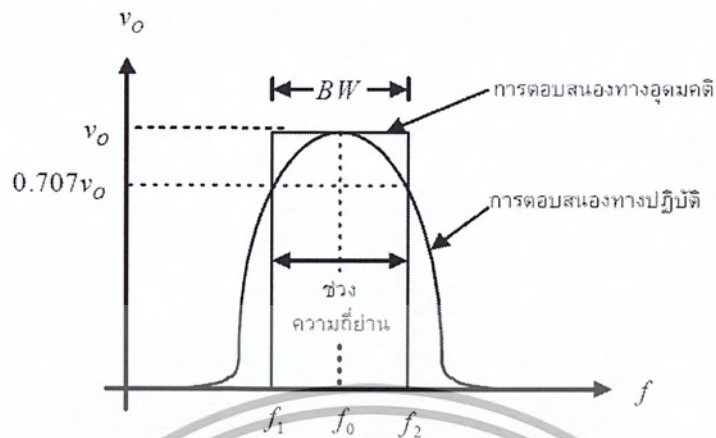
ส่วนตัวต้านทาน  $R_A$  และ  $R_B$  มีไว้เพื่อเป็นตัวกำหนดอัตราขยายของวงจรรูปปิด ( $A_{CL}$ ) ได้แต่โดยปกติแล้ว เราจะมีกำหนดให้  $A_{CL}$  นี้มีค่าเท่ากับ 1.586 เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สุด นั้นแสดงว่า เราควรกำหนด ค่า  $R_B$  มีค่าเป็น 0.586 เท่าของ  $R_A$  เนื่องจาก ออปแอมป์คือเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส สำหรับค่า  $R_A$  และ  $R_B$  ที่เหมาะสม คือ 47 k $\Omega$  และ 27 k $\Omega$  ตามลำดับ



รูปที่ 2.9 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านลำดับที่ 2

### 2.5.2 วงจรกรองแถบความถี่

วงจรกรองแถบความถี่ (Band Pass Filter) หรือ BPF เป็นวงจรที่กรองเอาเฉพาะความถี่ช่วงที่ต้องการออกมาเท่านั้น ดังนั้นการตอบสนองความถี่ของวงจร BPF นี้จะเป็นดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การตอบสนองความถี่ของวงจร BPF

ความถี่ศูนย์กลาง (Center Frequency,  $f_0$ ) ของวงจร BPF สามารถกำหนดได้จากค่าอุปกรณที่ต่อในวงจรเช่นเดียวกัน ประสิทธิภาพ (Quality factor,  $Q$ ) ของวงจร BPF นี้สามารถวัดได้จาก

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad (2.10)$$

เมื่อ  $BW$  คือ แถบความถี่ที่ต้องการให้ผ่าน มีหน่วยเป็น Hz หาได้จาก

$$BW = f_2 - f_1 \quad (2.11)$$

และ  $f_0$  ก็สามารหหาได้จาก

$$f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (2.12)$$

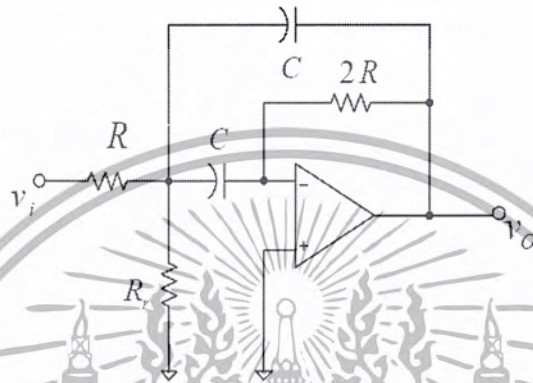
ดังนั้น

$$f_1 = \sqrt{\frac{BW^2}{4} + f_0^2} - \left(\frac{BW}{2}\right) \quad (2.13)$$

และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_2 = f_L + BW \tag{2.14}$$



รูปที่ 2.11 วงจรกรองแถบความถี่

วงจกรองแถบความถี่ แสดงต่อในรูปที่ 2.11 วงจรนี้จะมีอัตราขยายแบบลูปปิด ( $A_{CL}$ ) เท่ากับ 1 ที่ความถี่ศูนย์กลาง  $f_o$  โดย BW สามารถหาได้จาก

$$BW = \frac{0.1591}{RC} \tag{2.15}$$

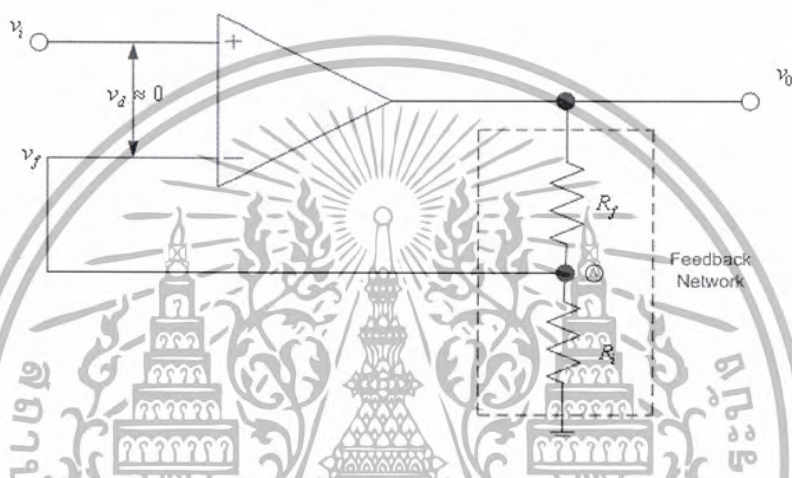
และความถี่ศูนย์กลาง  $f_o$  สามารถกำหนดได้จาก

$$f_o = \frac{0.1125}{RC} \sqrt{1 + \frac{R}{R_f}} \tag{2.16}$$

## 2.6 วงจรขยาย (Amplifier)

### 2.6.1 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non inverting Amplifier)

มีลักษณะการต่อวงจรแบบรูปปิดดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรขยายแบบไม่กลับเฟส

เนื่องจากวงจรมีกรป้อนกลับแบบลบซึ่งจะพยายามรักษาให้สัญญาณขาเข้าที่เกิดขึ้นที่ขาบวกและขาลบของออปแอมป์นั้น มีค่าโดยประมาณเท่ากันอยู่เสมอ ดังนั้นแรงดัน  $v_d = v_i - v_f \approx 0$  และเมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ของกระแสที่เกิดขึ้นที่โหนด A โดยสมมติให้กระแสไหลออกจากโหนดทุกทิศทางและพึงระลึกไว้ว่าไม่มีกระแสไหลเข้าที่ขาทั้งสองของออปแอมป์ ซึ่งจะได้ว่า

$$\frac{v_f - v_o}{R_f} + \frac{v_f}{R_i} = 0 \quad (2.17)$$

$$v_f \left( \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_f} \right) = \frac{v_o}{R_f} \quad (2.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

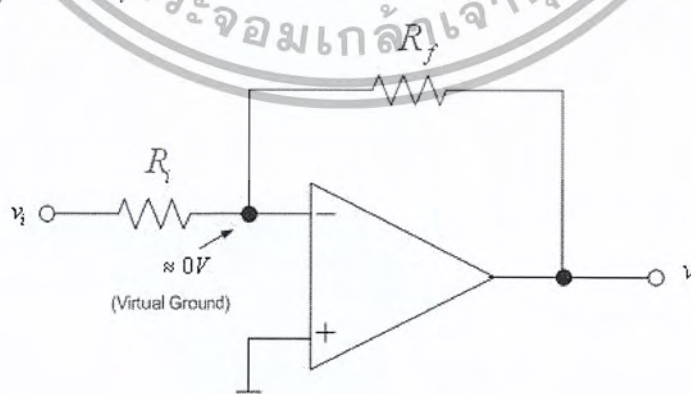
สำหรับวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส นั้น หากกำหนดให้ค่าอัตราขยายรูปปิดของวงจรมีค่าเท่ากับ 1 ซึ่งสามารถทำได้โดยเชื่อมสายไฟโดยตรงจากขาออกไปยังขาเข้าที่เป็นขาลบของออปแอมป์ นั่นคือ  $R_f = 0 \Omega$  ในขณะที่  $R_i$  มีค่าเข้าสู่อนันต์ คือ เปิดวงจร กรณีนี้จะได้วงจรที่ไม่ได้มีการขยายสัญญาณขาเข้าโดยสัญญาณขาออกจะมีขนาดและเฟสตรงกันกับสัญญาณขาเข้าทุกประการ เสมือนเป็นการส่งผ่านสัญญาณ วงจรดังกล่าวจึงเรียกว่า วงจรส่งผ่านแรงดัน (Voltage Follow) วงจรนี้ถือว่ามีประโยชน์มาก เพราะเป็นวงจรที่มีอินพุตแดนซ์ขาเข้าของวงจรค่อนข้างสูง ในขณะที่อินพุตแดนซ์ขาออกของวงจรค่อนข้างต่ำ จึงเหมาะในการนำไปใช้ในการเชื่อมต่อระหว่างวงจรแหล่งจ่ายที่มีอินพุตแดนซ์กับวงจรที่เป็นโหลดที่มีอินพุตแดนซ์ต่ำ

### 2.6.2 วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier)

สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.13 ซึ่งเมื่อทำการวิเคราะห์ความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลลงขาลบของออปแอมป์โดยสมมติให้ทิศทางกระแสไหลออกจากโหนดทั้งหมด จะได้อัตราขยายรูปปิดของวงจรถัดนี้

$$\frac{0 - v_i}{R_i} + \frac{0 - v_o}{R_f} = 0 \quad (2.19)$$

$$\frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (2.20)$$



รูปที่ 2.13 วงจรขยายแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.6.3 วงจรขยายสัญญาณผลรวม (Summing Amplifier)

มีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 2.14 ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณขาเข้าของวงจรนั้นมีจำนวน  $n$  สัญญาณ โดย  $n$  คือจำนวนเต็มบวกใดเมื่อทำการวิเคราะห์หาค่าความสัมพันธ์ของกระแสที่ไหลวนของออปแอมป์ จะได้ว่า

$$v_o = -\frac{R_f}{R} \left( \sum_{k=1}^n v_k \right) \quad (2.21)$$

โดยจะเห็นได้ชัดเจนขึ้นว่า สัญญาณขาออก  $v_o$  ของวงจรเกิดจากการขยายของผลรวมของสัญญาณขาเข้าทั้งหมด  $n$  สัญญาณไป  $\frac{R_f}{R}$  เท่าโดยเฟสของสัญญาณขาออกจะกลับเฟส 180 องศาเมื่อเทียบกับเฟสของสัญญาณผลรวมขาเข้า



รูปที่ 2.14 วงจรขยายสัญญาณผลรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

#### การออกแบบและการจัดทำปริิญาานิพนธ์

การกำหนดขั้นตอนและวิธีการดำเนินงานออกแบบวงจรนั้น จะแบ่งออกเป็น 2 ขั้นตอน ดังต่อไปนี้ แนวทางที่ใช้ในการออกแบบและการสร้างวงจรภาคส่ง และวงจรภาครับ โดยได้แบ่งรูปแบบในการออกแบบออกเป็น 2 ส่วนคือ ในส่วนของวงจรภาคส่ง (Transmitter Circuits) และในส่วนของวงจรภาครับ (Receiver Circuits) ซึ่งรูปแบบทั่วไปของการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงดังแสดงดังรูปที่ 3.1

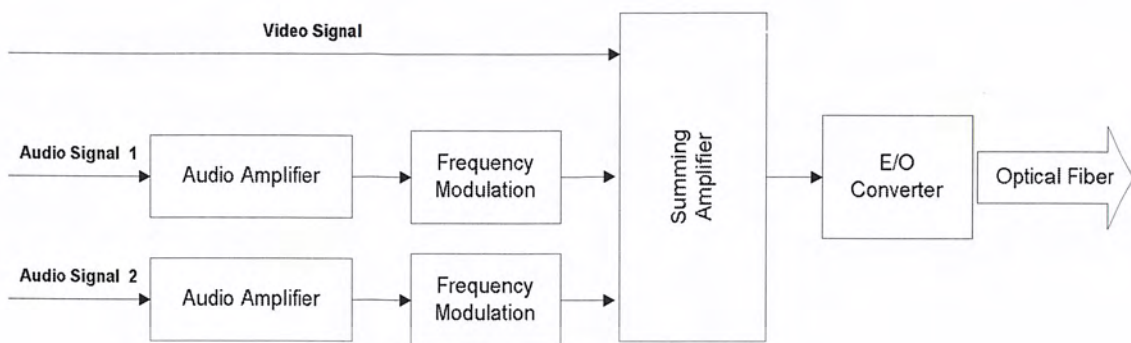


รูปที่ 3.1 รูปแบบทั่วไปของการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

#### 3.1 การออกแบบ

##### 3.1.1 การออกแบบวงจรภาคส่ง

วงจรทางภาคส่งประกอบไปด้วย วงจรขยายสัญญาณเสียง วงจรมอดูเลตทางความถี่ วงจรรวม วงจรขับสัญญาณ และวงจรจ่ายไฟ ซึ่งแสดงบล็อกรายละเอียดดังรูปที่ 3.2

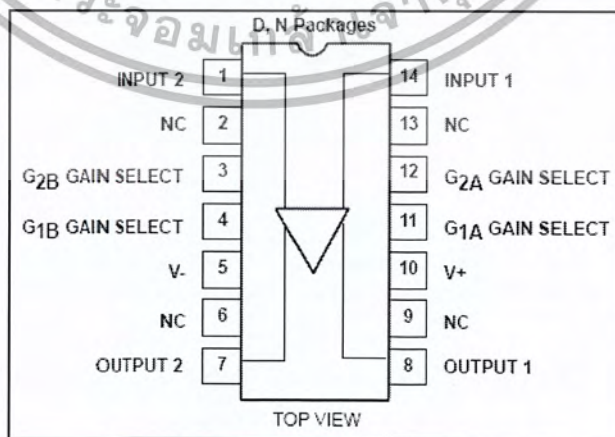


รูปที่ 3.2 บล็อกไดอะแกรมภาคส่ง

3.1.1.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง

วงจรนี้เป็นส่วนแรกของภาคส่ง ซึ่งวงจรนี้จะรับสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณเสียงจากเครื่องเล่นดีวีดี ทำหน้าที่ขยายขนาดของสัญญาณเสียงเพื่อให้มีความแรงเหมาะสมที่จะนำไปมอดูเลตกับสัญญาณพาหุรูปไซน์ในภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ ซึ่งสัญญาณเสียงที่ผ่านวงจรขยายแล้วจะไปเป็นสัญญาณข่าวสารให้กับภาคเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ต่อไป

ในการออกแบบจะใช้ไอซีเบอร์ NE592 ซึ่งเป็นไอซีขยายสัญญาณภาพ มีแบนด์วิดท์กว้าง 120 MHz สามารถปรับอัตราขยายได้ 0 ถึง 400 เท่า โดยปรับค่าความต้านทานที่อยู่ขา Gain Select ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 12 (G2A) และขา 3 (G2B) ดังรูปที่ 3.3

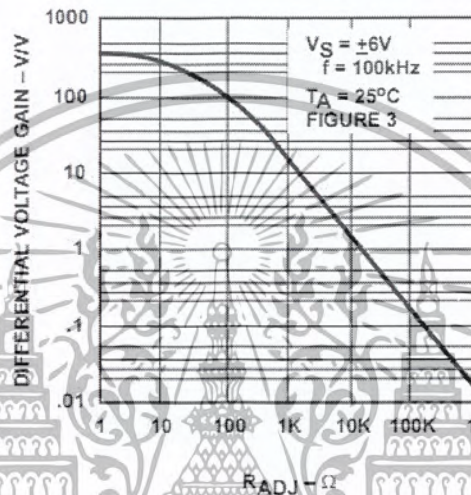


รูปที่ 3.3 รายละเอียดขาของไอซีเบอร์ NE592

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

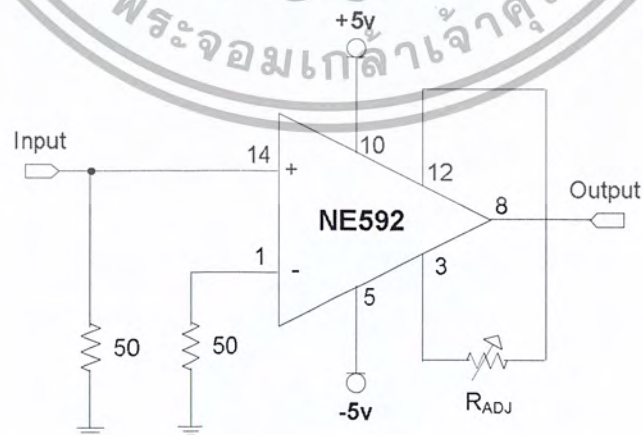
ที่ขา 12 และ 3 ของ NE592 เป็นขา Gain select ซึ่งสามารถใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ ( $R_{ADJ}$ ) ปรับเพื่อเลือกอัตราขยายที่ต้องการได้ซึ่งเป็นไปตามคุณลักษณะของไอซีนี้ แสดงดังรูปที่ 3.4

Voltage Gain as a Function of RADJ (Figure 3)



รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $R_{ADJ}$  กับอัตราขยาย

NE592 สามารถนำมาใช้กับสัญญาณเสียงได้เช่นกัน วงจรขยายสัญญาณเสียงสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.5 โดยในการใช้งานจะต่อตัวต้านทานลงที่ขนาด  $50 \Omega$  ไว้ที่อินพุตขา 1 และขา 14 เพื่อแมตซิ่งอิมพีแดนซ์ (Matching Impedance) กับอุปกรณ์ภายนอก



รูปที่ 3.5 วงจรขยายสัญญาณเสียง

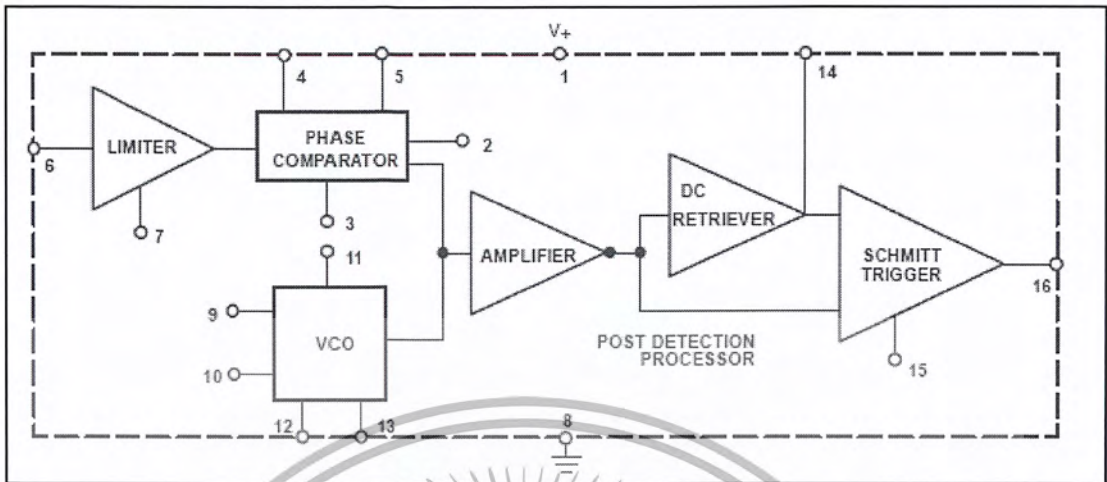
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตทางความถี่

การมอดูเลตทางความถี่เป็นการมอดูเลตที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณพาห้เป็นหลาย ๆ ความถี่ ในการมอดูเลตทางความถี่สิ่งที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คือการสร้างสัญญาณพาห้ที่จะนำมามอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะพบว่าในไอซีที่ทำหน้าที่ในการมอดูเลตเชิงความถี่จะรวมวงจรส่วนนี้เข้าไปด้วย

สัญญาณพาห้เป็นสัญญาณที่ใช้ในการมอดูเลตกับสัญญาณข่าวสารเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่สูงมากเมื่อเทียบกับสัญญาณที่นำเข้ามามอดูเลตด้วย ในการส่งสัญญาณข่าวสารเพียงอย่างเดียวนั้นจะพบว่าเกิดปัญหาต่าง ๆ มากมาย ดังเช่นสัญญาณรบกวนที่จะทำให้เกิดการผิดพลาดในการสื่อสาร การทับซ้อนกันของสัญญาณข่าวสารเนื่องจากสัญญาณเสียงที่ทำการส่งออกไปนั้นมีความถี่ในช่วง 20 Hz ถึง 20 kHz ซึ่งหากทำการส่งสัญญาณหลาย ๆ ช่องสัญญาณจะทำให้เกิดการทับซ้อนกันของสัญญาณข่าวสารได้ รวมไปถึงจำนวนของช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสารด้วย เพื่อลดปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น จึงมีการนำสัญญาณพาห้ที่มีความถี่สูงมาผสมกับสัญญาณข่าวสารก่อนส่งสัญญาณออกไป

ไอซีเบอร์ NE564 เป็นไอซีที่ภายในประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ของวงจร ดังรูปที่ 3.6 ไอซีนี้สามารถตอบสนองต่อความถี่ได้สูงสุด 50 MHz ความถี่ของสัญญาณพาห้ที่เราใช้สำหรับสัญญาณช่องที่หนึ่งและสองของสัญญาณเสียงที่นำมามอดูเลตกันคือ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ตามลำดับ วงจรนี้จะใช้คุณสมบัติของเฟสล็อกกลูป (Phase Lock Loop) ในการมอดูเลตทางความถี่ โดยป้อนสัญญาณเสียงที่ได้ทำการขยายระดับแรงดันของสัญญาณแล้วเข้าที่วงจรลิมิเตอร์ (Limiter) ผ่านวงจรเปรียบเทียบเฟส (Phase Comparator) ภายในตัวไอซีเอาต์พุตที่ได้ป้อนเป็นอินพุตของ VCO เพื่อให้ความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง (Free Running Frequency)



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมภายในไอซี NE564

ที่ขา 12 และขา 13 จะเป็นตัวกำหนดค่าความถี่ฟรีรันนิ่ง ซึ่งจะใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวกำหนดความถี่ที่ต้องการและสามารถหาค่าของตัวเก็บประจุได้จากสูตรซึ่งมีลำดับขั้นตอน ดังนี้

1) หาค่า  $C_0$  จากสมการ

$$f_0 = \frac{1}{22R_c C_0} \tag{3.1}$$

เมื่อ  $R_c = 100 \Omega$  จะได้

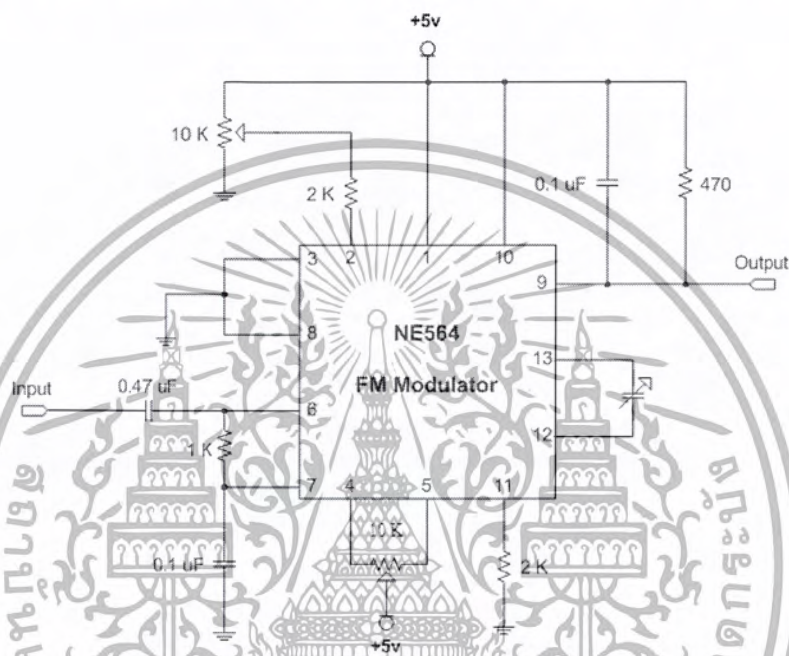
$$C_0 = 82.65 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_0 = 5.5 \text{ MHz}$$

$$C_0 = 42.48 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_0 = 10.7 \text{ MHz}$$

2) ที่ขา 4 และ ขา 5 ซึ่งเป็นลูปฟิลเตอร์ (Loop Filter) ของวงจรเปรียบเทียบเฟส จะใช้ตัวต้านทานชนิดปรับค่าได้ขนาด  $10 \text{ k}\Omega$  โดยให้ขากลางของตัวต้านทานต่อไฟ DC +5 V เพื่อใช้ในการปรับค่าความถี่ให้ได้ตามต้องการ ซึ่งเป็นการปรับความถี่ VCO แบบละเอียด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) ที่ขา 2 ของไอซีป้อนกระแสไบอัสให้กับวงจรซึ่งใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด  $10\text{ k}\Omega$  ต่อร่วมกับตัวต้านทานค่าคงที่ขนาด  $2\text{ k}\Omega$  ซึ่งตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด  $10\text{ k}\Omega$  จะเป็นตัวจำกัดการไหลของกระแส และตัวเก็บประจุ  $0.1\text{ }\mu\text{F}$  ที่ขา 7 ใช้บายพาส (C Bypass) สัญญาณรบกวนลงกราวด์ วงจรมอดูเลเตอร์สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.7

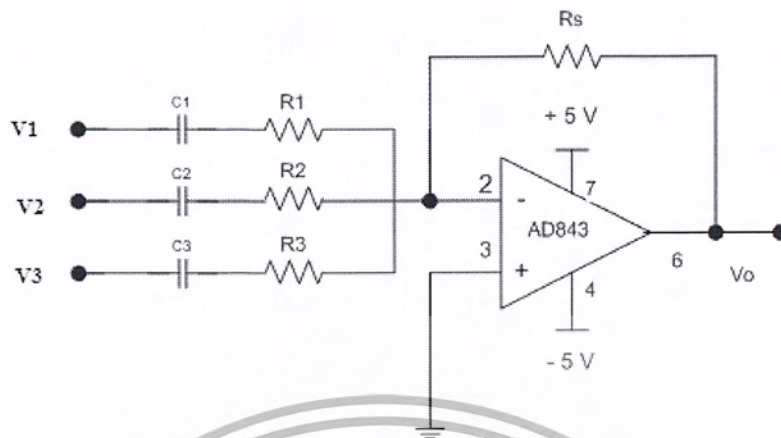


รูปที่ 3.7 วงจรเอ็เอ็มมอดูเลเตอร์

### 3.1.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ

วงจรมีจะทำหน้าที่รวมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตทางความถี่เข้าด้วยกันเพื่อส่งไปยังวงจรขับสัญญาณ (E/O Converter Driver) โดยโครงงานนี้ใช้ไอซีเบอร์ AD843 ซึ่งเป็นไอซีที่มีแบนด์วิดท์กว้าง  $34\text{ MHz}$  สามารถแสดงวงจรรวมสัญญาณได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรรวมสัญญาณ

การคำนวณขนาดแรงดันเอาต์พุตสามารถคำนวณได้จากสูตร

$$V_o = -R_s \left( \frac{V_1}{R_1} + \frac{V_2}{R_2} + \frac{V_3}{R_3} \right) \quad (3.2)$$

กำหนดให้  $R_1 = R_2 = R_3 = 1 \text{ k}\Omega$

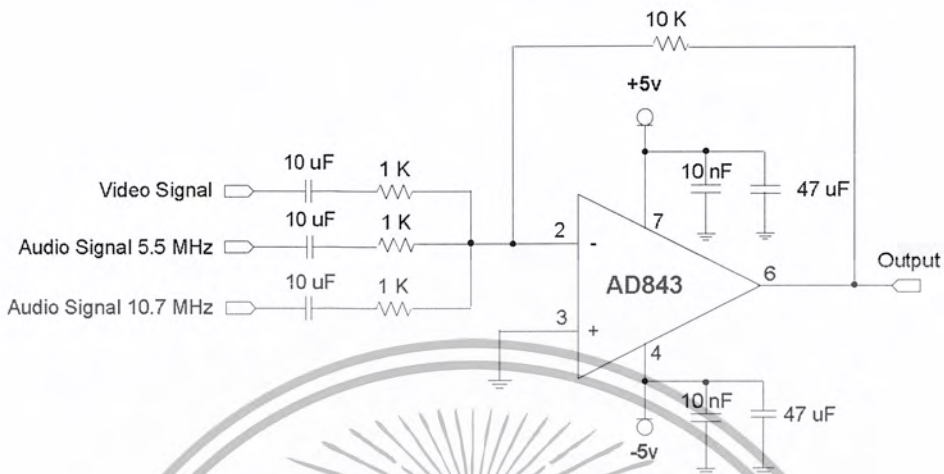
$$R_s = 10 \text{ k}\Omega$$

ดังนั้นจะได้

$$V_o = - \frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} (V_1 + V_2 + V_3) \quad (3.3)$$

$$= -10(V_1 + V_2 + V_3)$$

ซึ่ง  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_3$  เป็นแรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับวงจร และ  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $C_3$  ที่ต่ออนุกรมกับความต้านทานด้านอินพุตเพื่อรักษาระดับแรงดันอินพุตให้คงที่ ดังนั้นรูปวงจรที่ใช้อยู่จริงเป็นดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 วงจรรวมสัญญาณที่ได้จากการออกแบบ

3.1.1.4 วงจรขับสัญญาณ

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ขับแอลอีดี (LED) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสงเพื่อทำการส่งผ่านไปยังเส้นใยแก้วนำแสง ในการทดลองจะใช้แหล่งกำเนิดเป็นแอลอีดีเบอร์ HFBR1414 จะให้ความยาวคลื่นที่นิยมใช้ในงานสื่อสารของเส้นใยแก้วนำแสง (Fiber Optic Communication) ซึ่งมีความยาวคลื่นประมาณ 820 nm และทนกระแสได้สูง 100 mA และเนื่องจาก LED ต้องการวงจรขับกระแสไฟฟ้า ที่ซับซ้อนน้อยกว่า Laser diode และไม่ต้องใช้วงจรรักษาเสถียรภาพทางอุณหภูมิและค่าใช้จ่ายในการสร้างถูกกว่า Laser diode ขั้นตอนการออกแบบวงจรขับสัญญาณ จะกล่าวดังต่อไปนี้

เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC548 (Q1) ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222 (Q2) ดังรูปที่ 3.10 โดยการออกแบบ จะให้ทรานซิสเตอร์ทำงานแบบวงจรขยายแบบคลาสิก กำหนดให้  $V_F = 2V, I_{CQ2} = 60 \text{ mA}, V_E = V_{CC}/2, V_E \approx 1/10V_{CC}$  และให้  $I_C \approx I_E$

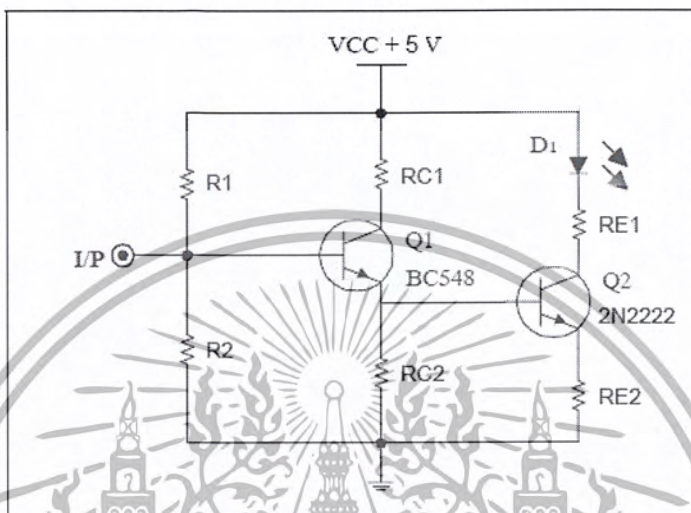
ดังนั้น จากสมการที่ 3.4

$$R_{C2} + R_{E2} = \frac{V_{CC} - V_E - V_{CE2}}{I_{C2}} = 100 \Omega \tag{3.4}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้  $R_{E2} = 50 \Omega$

$R_{C2} = 50 \Omega$



รูปที่ 3.10 วงจรขับสัญญาณ

การออกแบบบัฟเฟอร์

$$V_E = V_{BE2} + V_{E2} = 1.53V \tag{3.5}$$

$$I_{E1} = I_{C1} + I_{B2} \tag{3.6}$$

$$I_{B2} = 500 \mu A \tag{3.7}$$

$$I_{E1} = 3.5 mA \tag{3.8}$$

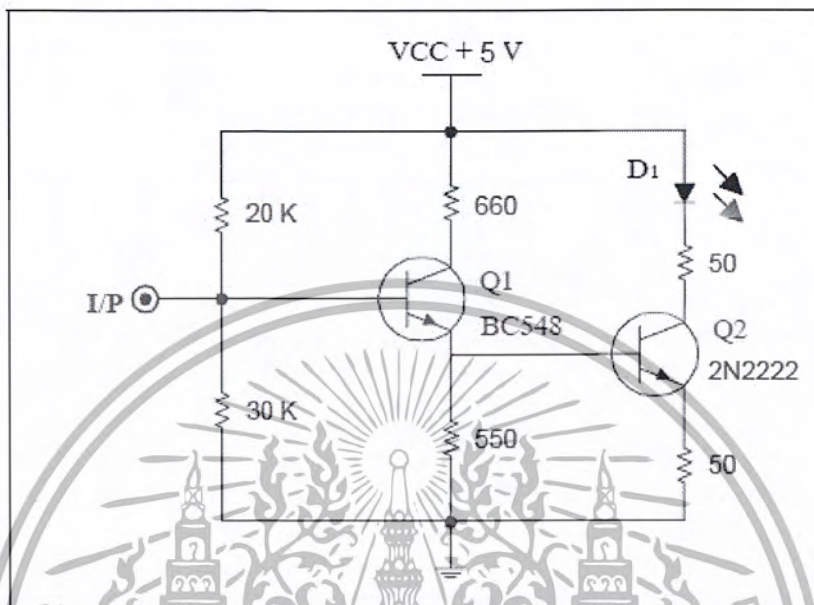
$$R_{C1} = \frac{(V_{CC} - V_{CE1} - V_{E1})}{I_{C1}} = 660 \Omega \tag{3.9}$$

$$R_2 = \frac{(V_{BE1} + V_{E1})}{10I_{B1}} = 30 k\Omega \tag{3.10}$$

$$R_1 = \frac{(V_{CC} - V_{R2})}{11I_{B1}} = 20 k\Omega \tag{3.11}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นวงจรขับสัญญาณที่ใช้งานจริงที่ได้ออกแบบเรียบร้อยแล้วจะเป็นดังนี้

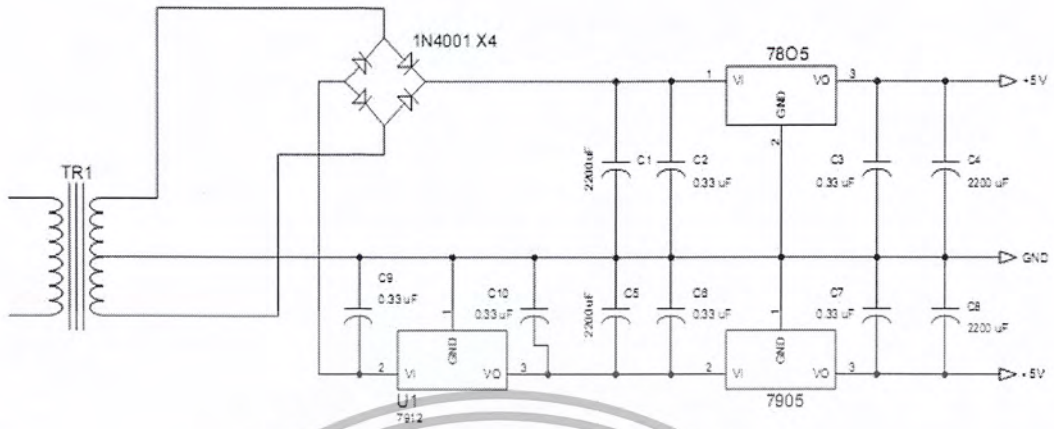


รูปที่ 3.11 วงจรขับสัญญาณที่ได้จากการออกแบบ

### 3.1.1.5 วงจรจ่ายไฟ

เนื่องจากในวงจรภาคส่งของโครงงานนี้ใช้ไฟเลี้ยง  $\pm 5V$  เราจึงได้ทำการออกแบบวงจรจ่ายไฟโดยใช้ไอซี 7805 เป็นไอซีเรกกูเลเตอร์ (Regulator) แปลงแรงดันเป็น  $+5V$  และไอซี 7912 แปลงแรงดันเป็น  $-12V$  แล้วจ่ายให้กับ ไอซีเรกกูเลเตอร์ 7905 เพื่อแปลงแรงดันให้เป็น  $-5V$  ส่วนกระแสไฟฟ้า  $220V$  จะจ่ายให้กับหม้อแปลง  $12-0-12V$  แล้วใช้ไดโอด 4 ตัวต่อแบบบริดจ์ ดังรูปที่ 3.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

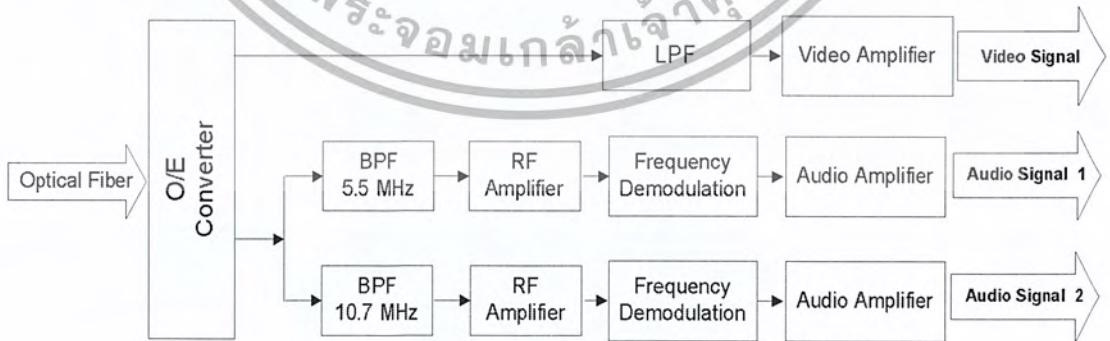


รูปที่ 3.12 วงจรจ่ายไฟที่ได้จากการออกแบบ

ดังนั้นวงจรรวมทางภาคส่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.13

### 3.1.2 การออกแบบวงจรภาครับ

ในภาครับนี้จะประกอบไปด้วยวงจรจ่ายไฟ วงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าและจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือส่วนของสัญญาณภาพและเสียง 2 ช่อง (ซ้ายและขวา) ส่วนของสัญญาณภาพจะประกอบด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านและวงจรขยายสัญญาณภาพ ส่วนของสัญญาณเสียงจะประกอบไปด้วย วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน วงจรขยายความถี่วิทยุ วงจรคิมอดูเลตทางความถี่ และวงจรขยายสัญญาณเสียง ซึ่งแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมภาครับ

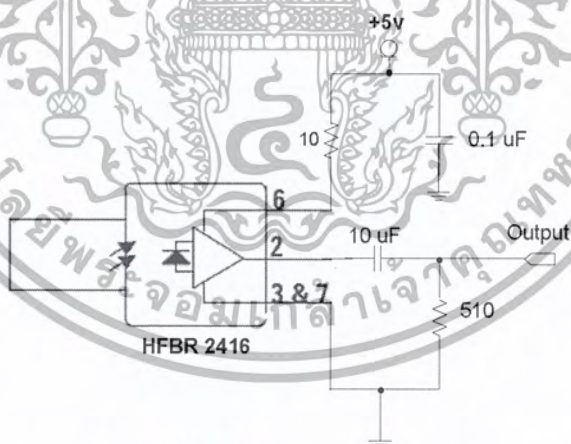
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.1 วงจรจ่ายไฟ

เนื่องจากในภาครับนี้จะใช้ไฟเหมือนกับในภาคส่งคือ ไฟ  $\pm 5$  V ดังนั้นเราจึงใช้วงจรจ่ายไฟเหมือนกับวงจรจ่ายไฟในภาคส่ง แสดงได้ดังรูปที่ 3.12

### 3.1.2.2 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า

วงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้านี้จะเป็นส่วนแรกของภาครับ โดยทำหน้าที่คือเปลี่ยนสัญญาณแสงที่ได้รับมาจากภาคส่งผ่านทางเส้นใยแก้วนำแสง ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งเราจะใช้พินโฟโตไดโอด (Pin Photodiode) เบอร์ HFBR 2416 ซึ่งเป็นโฟโตไดโอดที่สามารถรับคลื่นแสงที่มีความยาวคลื่น 820 nm เมื่อแสงเข้ามายังพินโฟโตไดโอดก็จะทำให้ค่าความต้านทานภายในของพินโฟโตไดโอดลดลง ซึ่งสามารถทำให้กระแสไหลผ่านตัวพินโฟโตไดโอดได้ และทำการขยายโดยวงจรขยายในตัวของพินโฟโตไดโอด แล้วส่งต่อไปยังวงจรอื่นต่อไป แสดงรูปวงจรได้ดังรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า

### 3.1.2.3 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

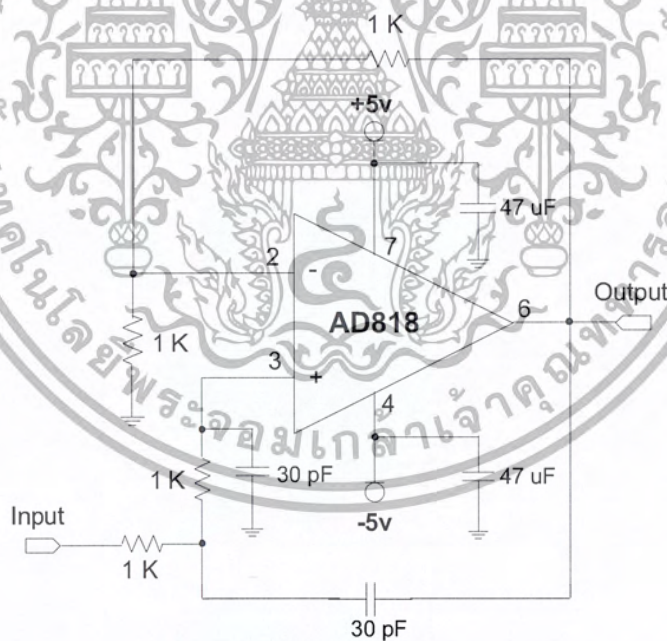
สำหรับสัญญาณภาพจะมีความถี่ในช่วงประมาณ 0 ถึง 5.5 MHz ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยมีความถี่คัตออฟอยู่ที่ประมาณ 5.5 MHz โดยสามารถคำนวณได้ดังนี้

กำหนดให้  $f = 5.5 \text{ MHz}$ ,  $R = 1 \text{ k}\Omega$

$$f = \frac{1}{2\pi RC} \quad 3.12$$

$$C = \frac{1}{2\pi Rf} \quad 3.13$$

จะได้  $C \approx 30 \text{ pF}$  ซึ่งวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านแสดงได้ดังรูป 3.16

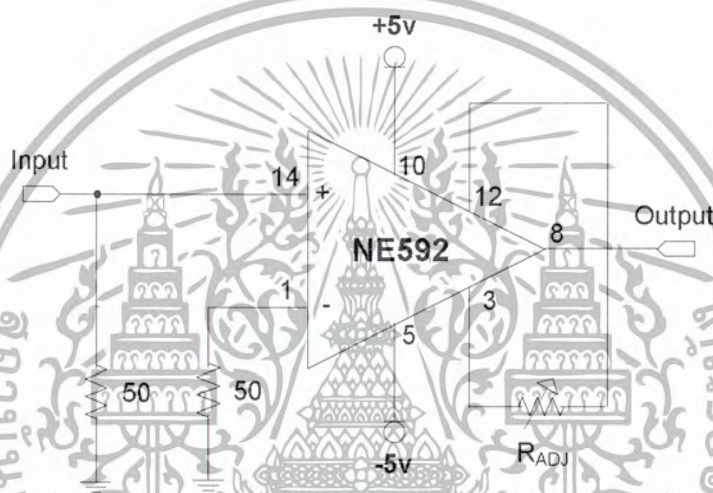


รูป 3.16 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2.4 วงจรขยายสัญญาณภาพ

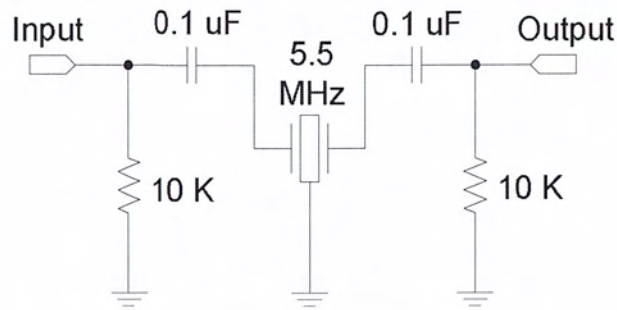
การออกแบบวงจรขยายสัญญาณภาพจะใช้ไอซีเบอร์ NE592 ซึ่งเป็นไอซีขยายสัญญาณภาพ ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.17 โดยในการใช้งานจะต่อตัวต้านทานคงที่ขนาด  $50 \Omega$  ไว้ที่อินพุตขา 1 และขา 14 เพื่อเมทซ์อิมพีแดนซ์กับอุปกรณ์ภายนอก เช่นเดียวกับกับวงจรขยายสัญญาณเสียงในภาคส่ง



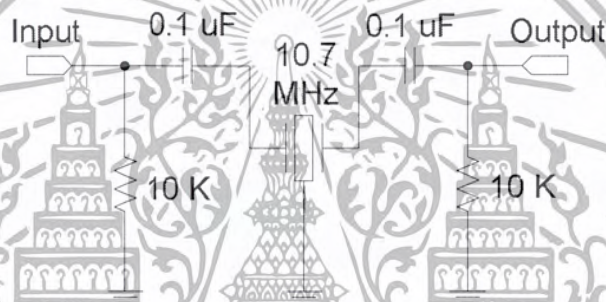
รูปที่ 3.17 วงจรขยายสัญญาณภาพ

### 3.1.2.5 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

วงจรกรองย่านความถี่ผ่านจะใช้แบบพาสซีฟ ซึ่งมีข้อดีคือ ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง และมีการตอบสนองทางความถี่ที่ดีกว่าแบบแอกทีฟ ที่มีข้อจำกัดทางแบนด์วิดท์ของไอซี ในโครงงานนี้เราจะออกแบบโดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์ (Ceramic Pass Filter) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็น Resonator ที่ยอมให้ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonance) เท่านั้นที่ผ่านตัวมันไปได้ โดยใช้ค่าความถี่เท่ากับ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ดังรูปที่ 3.18 และ 3.19 ตามลำดับ



รูปที่ 3.18 วงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 5.5 MHz



รูปที่ 3.19 วงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 10.7 MHz

### 3.1.2.6 วงจรขยายความถี่วิทยุ

วงจรขยายความถี่วิทยุซึ่งเป็นวงจรขยายที่ย่านความถี่สูงหรือที่เรียกว่าความถี่วิทยุ เหตุที่ต้องใช้เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากเซรามิกฟิลเตอร์จะถูกลดทอนสัญญาณลงไปมาก จึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณ โดยใช้วงจรขยายสัญญาณความถี่วิทยุเพื่อให้สัญญาณมีความแรงเพียงพอที่จะทำการดีมอดูเลตได้ ดังวงจรขยายความถี่วิทยุดังรูปที่ 3.20 ซึ่งมีลำดับขั้นตอนในการออกแบบ ดังนี้

กำหนดให้  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $V_{BE} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta = 110$ ,  $R_L = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{FC} = 1.2 \text{ mH}$  และ  $I_C = 8.89 \text{ mA}$  จะได้  $R_1 = 4.27 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 1.48 \text{ k}\Omega$ ,  $R_3 = 10 \Omega$  และ  $R_4 = 44 \Omega$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

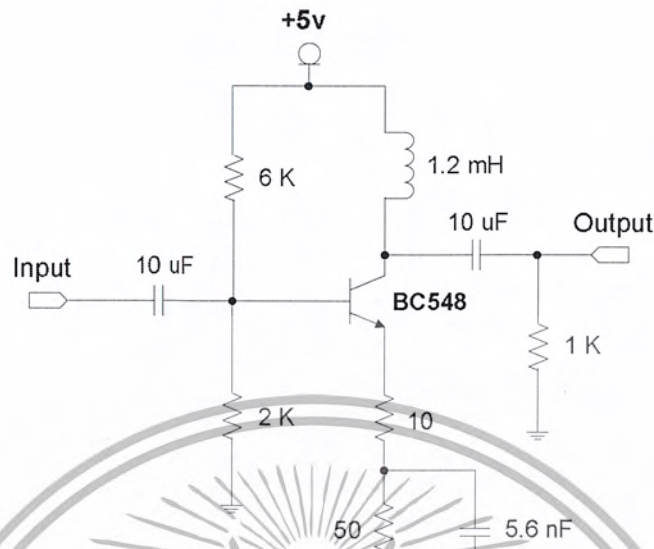
ในการออกแบบจะใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวหาค่าอัตรการขยาย  
โดยใช้  $\pi$ -Parameter

$$AV = \frac{[-\beta(R_L // 2\pi f_L)]}{[r_\pi + (\beta + 1)R_E]} \quad (3.14)$$

จะได้อัตรการขยายประมาณ 10 เท่า รูปวงจรที่ออกแบบไว้ดังรูปที่ 3.21



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 วงจรขยายความถี่วิทยุที่ได้จากการออกแบบ

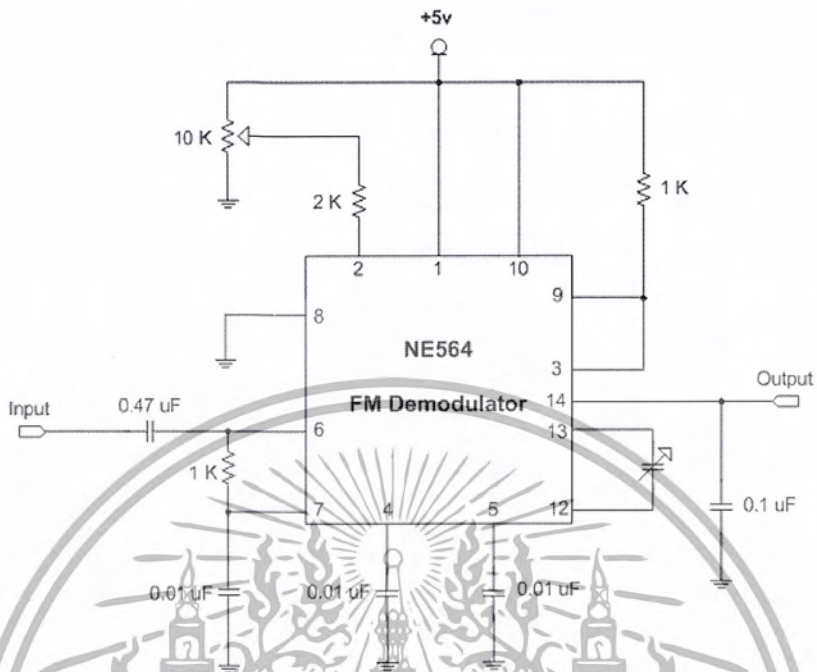
### 3.1.2.7 วงจรคิมอคูเลตทางความถี่

วงจรคิมอคูเลตทางความถี่เป็นการแยกสัญญาณคลื่นพาห่ออกให้เหลือเพียงสัญญาณข่าวสารซึ่งก็คือสัญญาณเสียงนั่นเอง ในการคิมอคูเลตทางความถี่ ออกแบบโดยใช้ ไอซีเบอร์เดียวกันกับที่ใช้มอคูเลตสัญญาณเสียง (เบอร์ NE654)

ขั้นตอนในการคำนวณหาค่า  $C_0$  และการกำหนดความถี่ล็อกจะเหมือนกับวงจรมอคูเลตสัญญาณเสียงแต่จะมีส่วนที่ต่างกันคือ

- 1) ป้อนอินพุตที่ขา 6 ซึ่งเป็นขาของวงจรลิมิตเตอร์ โดยคัปปลิง (Coupling) ผ่านตัวเก็บประจุขนาด  $0.47 \mu\text{F}$
- 2) ต่อขา 3 (อินพุตของ Phase Comparator) เข้ากับขา 9 (เอาต์พุตของ VCO) และเอาต์พุตออกมาที่ขา 14 ดังรูปที่ 3.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 วงจรดีมอดูเลเตอร์

3.1.2.8 วงจรขยายสัญญาณเสียง

สัญญาณที่ได้จากการดีมอดูเลเตอร์มีความแรงน้อยมาก ดังนั้นจะต้องทำการขยายให้มีความแรงมากขึ้น ซึ่งวงจรขยายสัญญาณเสียงนี้จะเป็นภาคสุดท้ายก่อนส่งเสียงออกทางอุปกรณ์ทางด้านรับ โดยใช้ไอซีเบอร์ LF353 ออกแบบให้เป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส ดังรูปที่ 3.23 โดยมีอัตราขยายเท่ากับ 10 เท่า ดังนี้

จากสูตรอัตราขยายของวงจรขยายแบบกลับเฟส

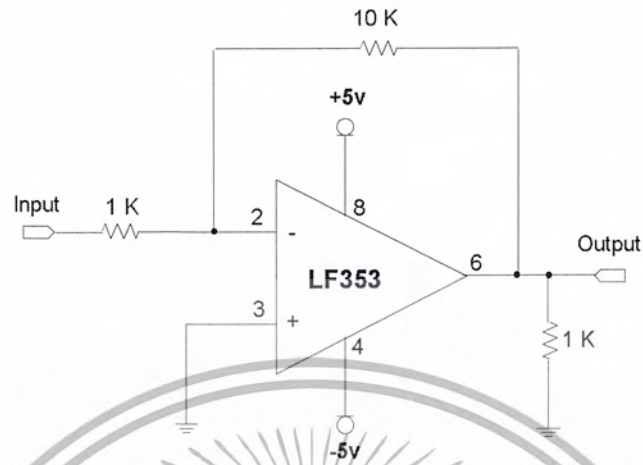
$$A_v = \frac{V_o}{V_i} = -\frac{R_f}{R_i} \tag{3.15}$$

เมื่อกำหนดให้  $R_f = 10 \text{ k}\Omega$  และ  $R_i = 1 \text{ k}\Omega$  จะได้

$$A_v = -\frac{10 \text{ k}\Omega}{1 \text{ k}\Omega} = -10 \tag{3.16}$$

จะได้อัตราขยาย 10 เท่า เป็นแบบกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.23 วงจรขยายสัญญาณเดี่ยว

ดังนั้นวงจรรวมทางภาคนี้สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.24

### 3.2 เครื่องมือที่ใช้ในการทดลอง

3.2.1 เครื่องออสซิลอสโคป (Oscilloscope) ใช้ในการวัดสัญญาณอินพุต และเอาท์พุทของวงจรที่ใช้ในการทดลอง เพื่อดูรูปแบบสัญญาณ แรงดัน ความถี่ ตลอดจนสเปกตรัมของสัญญาณ

3.2.2 ฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์ (Function Generator) ใช้ในการป้อนสัญญาณอินพุตให้กับวงจรต่างๆที่ใช้ในการทดลอง เพื่อเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรที่ต้องการรับสัญญาณอินพุต

3.2.3 เครื่องพาวเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) ใช้ในการป้อนไฟเลี้ยงให้กับวงจร

3.2.4 สายสัญญาณสโคป ใช้เป็นสายสัญญาณที่ต่อกับเครื่องออสซิลอสโคปและเครื่องฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.5 มัลติมิเตอร์ (Multimeter) ใช้ในการวัดค่าแรงดันและค่ากระแสของวงจรที่จุดต่างๆ

3.2.6 RLC มิเตอร์ (RLC Meter) ใช้ในการวัดค่าตัวเก็บประจุปรับค่าได้และค่าความต้านทานปรับค่าได้

3.2.7 เครื่องเล่นดีวีดี (DVD Player) ใช้ในการทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสงออกไปยังเครื่องรับโทรทัศน์

3.2.8 เครื่องรับโทรทัศน์ (Television) เป็นอุปกรณ์รับทางภาครับ ที่ใช้ในการแสดงผลออกทางจอภาพ

3.2.9 ออปติคัลเพาเวอร์มิเตอร์ (Optical Power Meter) เป็นเครื่องมือวัดกำลังด้านเอาพุตที่ปลายสายเส้นใยแก้วนำแสง เพื่อวัดกำลังที่ออกมาจากเส้นใยแก้วนำแสง

3.2.10 เส้นใยแก้วนำแสงที่ใช้ในการทดลองเป็นเส้นใยแก้วนำแสงขนาด 62.5/125 mm. ชนิดมัลติโหมด (multimode) ความยาว 3 เมตร

### 3.3 การจัดเก็บผลการทดลอง

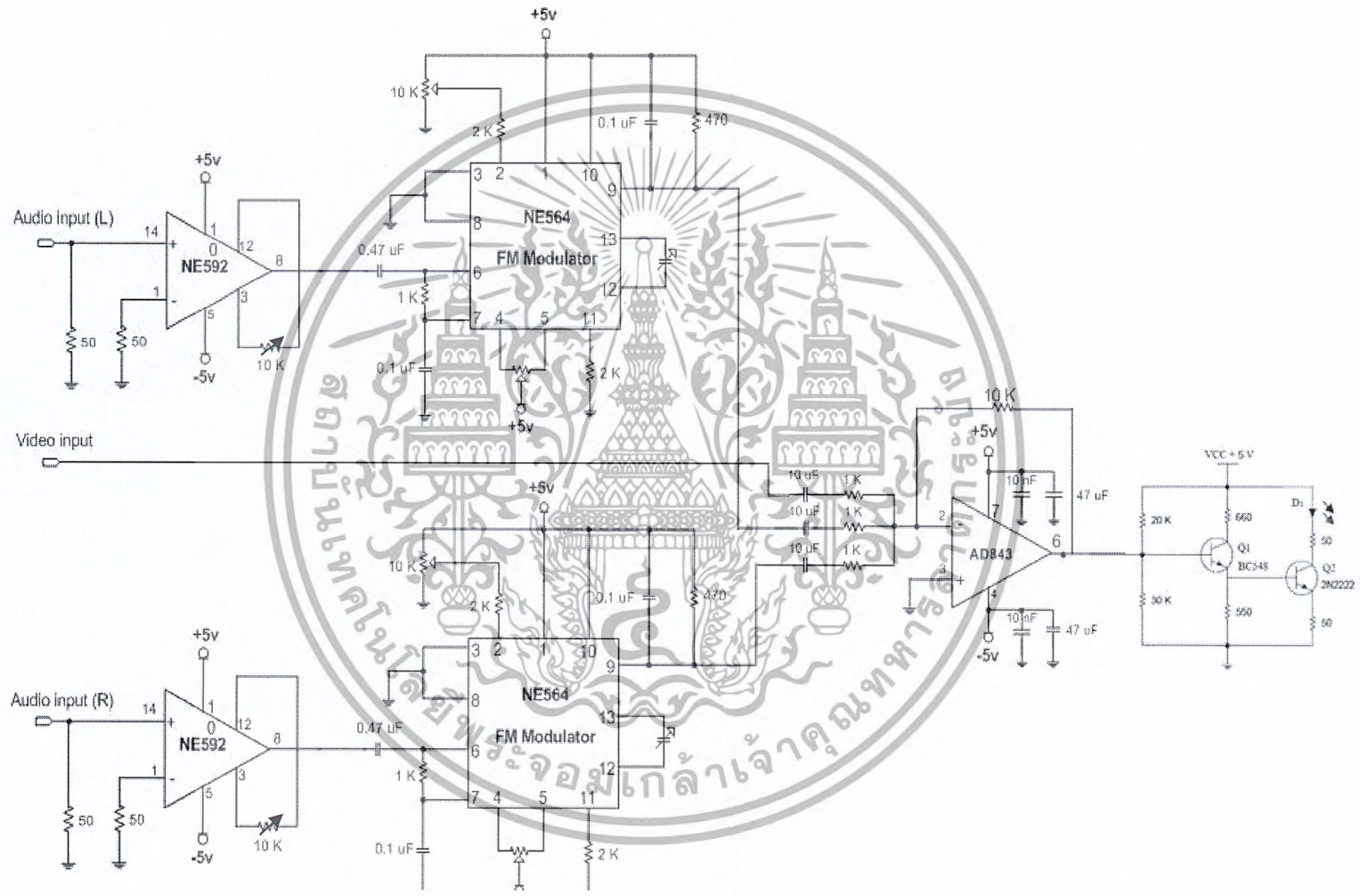
ในการจัดเก็บผลการทดลอง เราจะใช้เครื่องมือในการป้อนสัญญาณอินพุตคือเครื่องฟังก์ชันเจเนอเรเตอร์เพื่อป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่และขนาดแรงดันต่างๆให้กับวงจรต่างๆ ทั้งภาคส่งและภาครับ และวัดเอาต์พุตโดยใช้สายสโคปเชื่อมต่อเอาต์พุตเข้ากับเครื่องออสซิลอสโคป เพื่อวัดผลของวงจรต่างๆว่าเป็นไปตามที่เราต้องการหรือไม่ จากนั้นก็ทำการบันทึกผลของแต่ละวงจร และเมื่อเราได้ผลการทดลองของทุกวงจรตามที่เราต้องการแล้วเราก็เชื่อมต่อแต่ละวงจรของทั้งภาคส่งและภาครับเข้าด้วยกันตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.2 และ 3.13 ตามลำดับ โดยมีสายใยแก้วนำแสงเชื่อมต่อระหว่างภาคส่งและภาครับ จากนั้นเราก็ป้อนสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

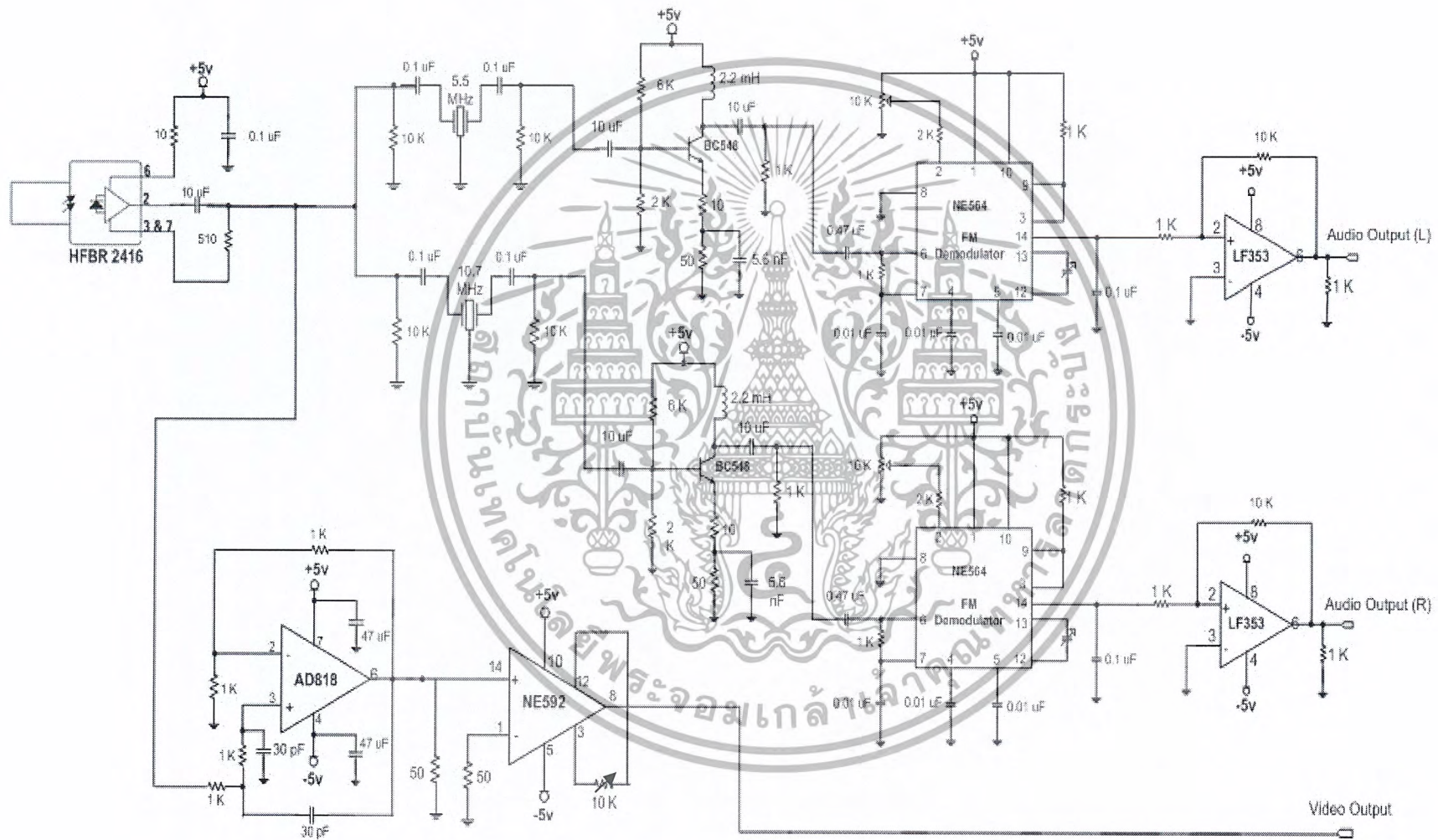
ภาพและเสียง (ซ้ายและขวา) จากเครื่องเล่นดีวีดีเข้าที่อินพุตทางภาคส่งและดูเอาต์พุตที่ออกทางภาครับไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ เพื่อทดสอบว่าภาพและเสียงนั้นสามารถส่งจากเครื่องส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงไปยังเครื่องรับและไปออกยังเครื่องรับโทรทัศน์ได้หรือไม่ และภาพและเสียงที่ออกมานั้นเป็นที่ยอมรับได้หรือไม่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 วงจรรวมทางภาคส่ง



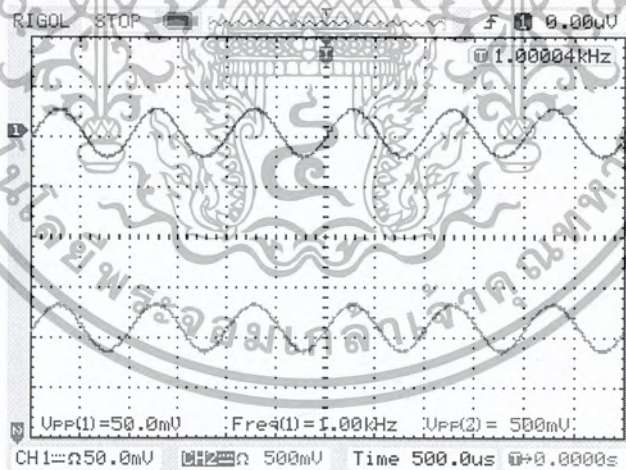
รูปที่ 3.24 วงจรรวมทางภาครับ

## บทที่ 4

### ผลการทดลอง

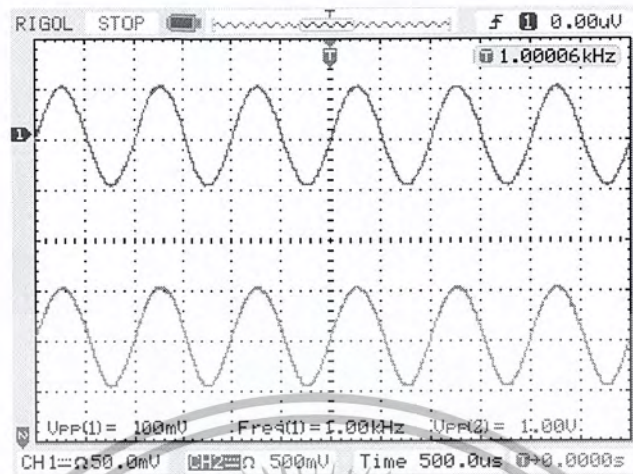
#### 4.1 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง

การทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียงนั้นเราจะต้องวงจรตามรูปที่ 3.5 โดยให้  $R_{ADJ}$  เป็นความต้านทานปรับค่าได้ขนาด  $10\text{ k}\Omega$  จากนั้นป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่ขนาดต่างๆ และความถี่ที่อยู่ในช่วงของความถี่เสียง ( $20\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$ ) เข้าที่ขา 14 ของไอซี NE592 จากนั้นทำการวัดเอาต์พุตที่ขา 8 ของไอซี โดยสามารถปรับการขยายของสัญญาณได้ด้วยการปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 3 และขา 12 ของไอซี โดยเราปรับให้มีอัตราขยาย 10 เท่า ผลการทดสอบวงจรเป็นดังรูปที่ 4.1 และ 4.2



รูปที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณเสียง  
เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ ความถี่ 1 kHz ขนาด  $50\text{ mV}_{pp}$

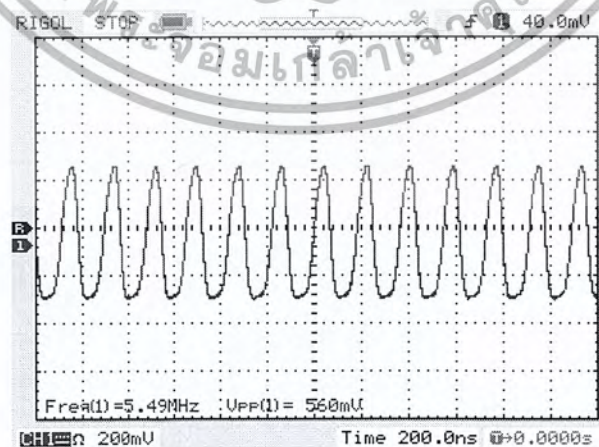
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณเสียง  
เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1 kHz ขนาด 1000 mV<sub>p-p</sub>

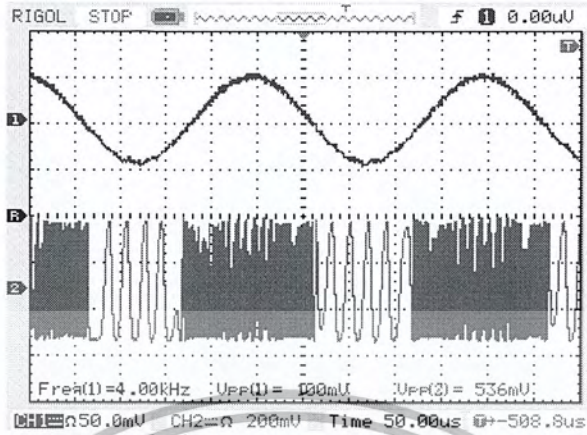
#### 4.2 ผลการทดสอบวงจรมอดูเลตทางความถี่

วงจรมอดูเลตทางความถี่นี้จะมีอยู่ 2 วงจร คือ วงจรมอดูเลตเสียง 2 ช่อง (ซ้ายและขวา) ที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ตามลำดับ โดยการทดสอบเราจะต่อวงจรตามรูปที่ 3.7 โดยตอนแรกทำการทดสอบโดยยังไม่ต้องป้อนอินพุตและวัดเอาต์พุตที่ขา 9 ของไอซี NE564 เพื่อทดสอบสัญญาณคลื่นพาห์ของวงจร จากนั้นเราจึงป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่ความถี่ในช่วงความถี่เสียงที่ขา 6 ของไอซี และวัดเอาต์พุตที่ขา 9 เพื่อวัดสัญญาณที่มอดูเลตแล้ว ได้ผลการทดสอบดังนี้

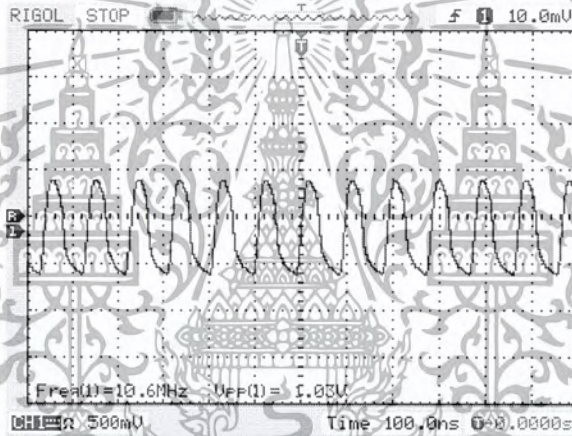


รูปที่ 4.3 สัญญาณคลื่นพาห์ ที่ความถี่ 5.5 MHz

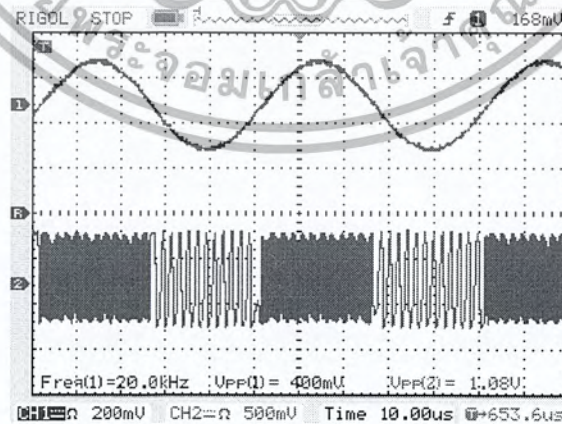
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 สัญญาณมอดูเลต ที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 4 kHz



รูปที่ 4.5 สัญญาณคลื่นพาห์ ที่ความถี่ 10.7 MHz

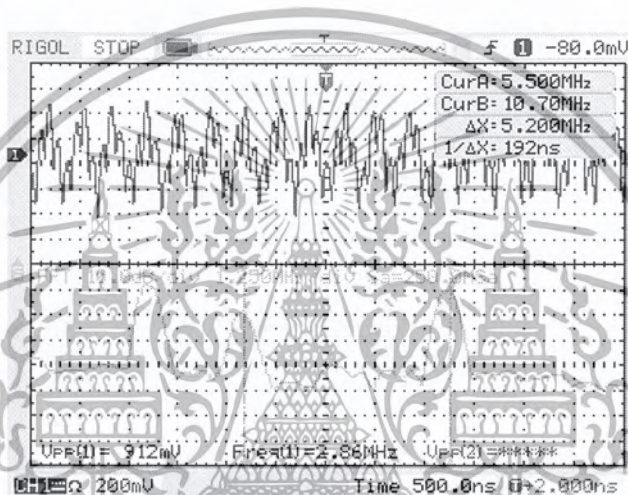


รูปที่ 4.6 สัญญาณมอดูเลต ที่คลื่นพาห์ 10.7 MHz เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 20 kHz

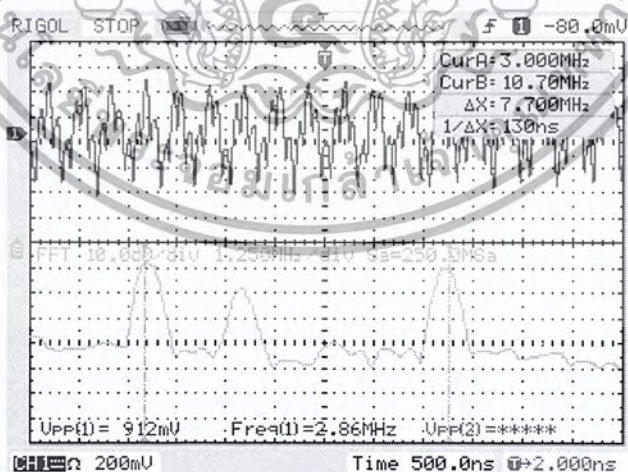
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 ผลการทดสอบวงจรรวมสัญญาณ

การทดสอบวงจรรวมสัญญาณนี้ทำได้โดยต่อวงจรดังรูปที่ 3.9 ป้อนอินพุตเข้าที่ขา 2 ของไอซี AD843 เป็นสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ 3 MHz และเอาท์พุตของวงจรมอดูเลตสัญญาณทั้ง 2 วงจร (คลื่นพาห์ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz) และวัดเอาท์พุตที่ขา 6 ของไอซี ได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.7 และ 4.8



รูปที่ 4.7 ผลการทดลองวงจรรวมสัญญาณ แสดงความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz

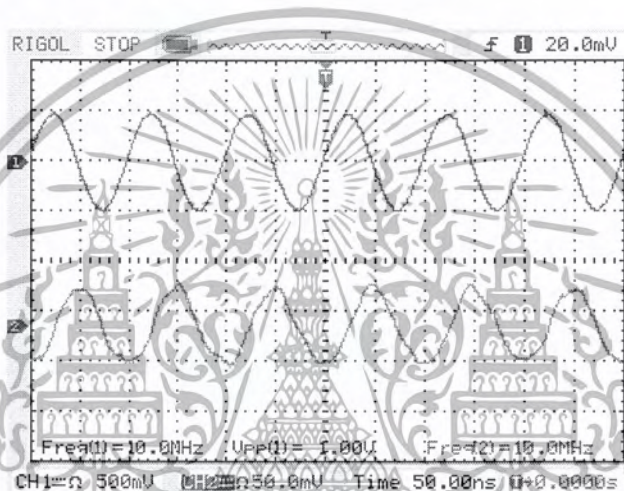


รูปที่ 4.8 ผลการทดลองวงจรรวมสัญญาณ แสดงความถี่ 3 MHz และ 10.7 MHz

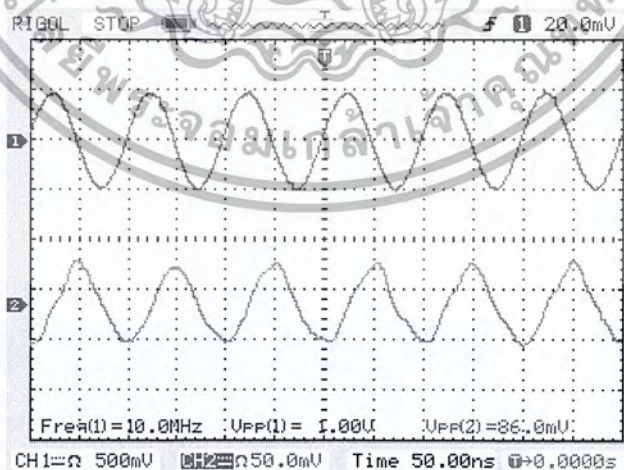
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 ผลการทดสอบวงจรขับสัญญาณและวงจรแปลงสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ในการทดสอบเราจะต่อวงจร E/O และ วงจร O/E ตามรูปที่ 3.11 และ 3.15 ตามลำดับ จากนั้นป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 10 MHz ขนาด  $1\text{ V}_{pp}$  เข้าที่วงจร E/O แล้วต่อเอาต์พุตผ่านเส้นใยแก้วนำแสงไปเข้าที่วงจร O/E แล้ววัดเอาต์พุตได้เป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10 MHz ขนาด  $86\text{ mV}_{pp}$  ดังรูปที่ 4.9 และ 4.10



รูปที่ 4.9 ผลการทดลองวงจร E/O และ O/E แสดงความถี่เอาต์พุต 10 MHz



รูปที่ 4.10 ผลการทดลองวงจร E/O และ O/E แสดงขนาดของสัญญาณเอาต์พุต  $86\text{ mV}_{pp}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 ผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

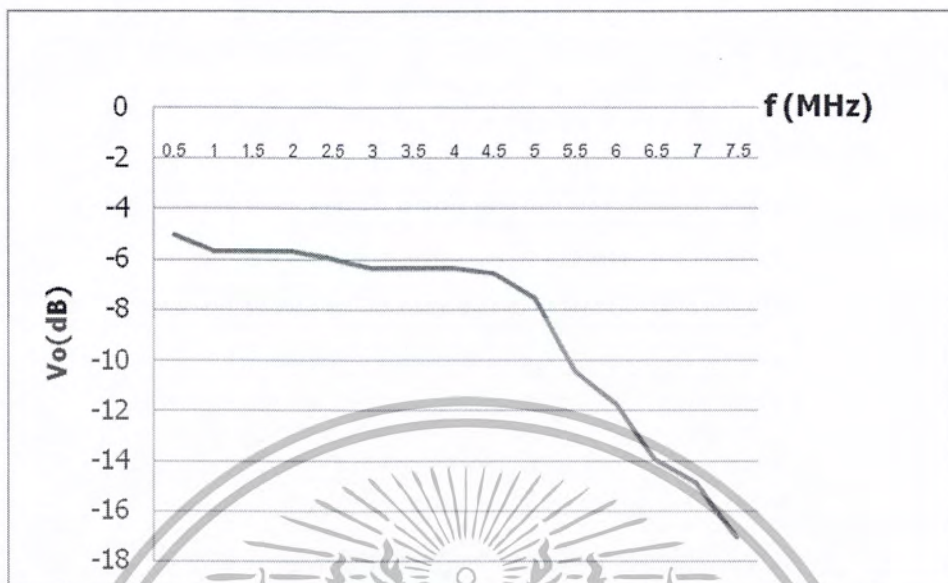
ทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยต่อวงจรตามรูปที่ 3.16 แล้วป้อนสัญญาณไซน์ที่มีความถี่ต่าง ๆ ดังตารางที่ 4.1 ที่ขนาด  $100 \text{ mV}_{\text{p-p}}$  เข้าที่อินพุตของวงจร ได้ผลดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ความถี่ (MHz)	$V_o$ (mV)	$Gain(dB) = 20 \log \frac{V_o}{V_i}$
0.5	56	-5.03
1	52	-5.67
1.5	52	-5.67
2	52	-5.67
2.5	50	-6.02
3	48	-6.37
3.5	48	-6.37
4	48	-6.37
4.5	47	-6.55
5	42	-7.53
5.5	30	-10.45
6	26	-11.70
6.5	20	-13.98
7	18	-14.89
7.5	14	-17.07

จากตารางที่ 4.1 สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายในหน่วย dB และความถี่ในหน่วย MHz ได้ดังรูปที่ 4.11

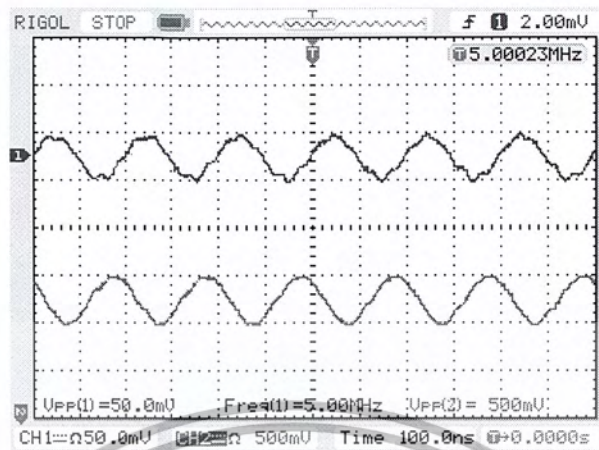
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



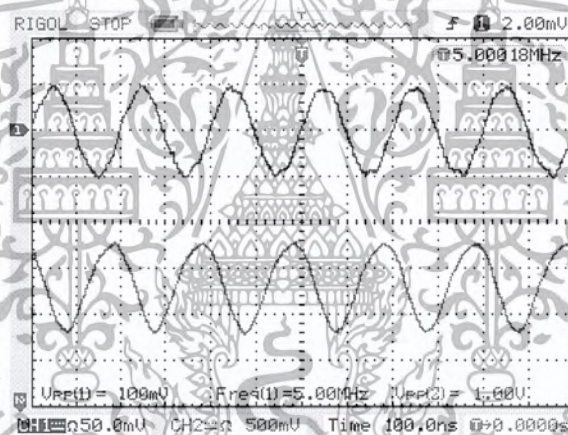
รูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Gain (dB) และ f (MHz)  
จากผลการทดสอบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

#### 4.6 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณภาพ

ในการทดสอบวงจรขยายสัญญาณภาพเราจะต้องวงจรดังรูปที่ 3.17 โดยให้  $R_{ADJ}$  เป็นความต้านทานปรับค่าได้ขนาด  $10\text{ k}\Omega$  จากนั้นป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ที่ขนาดต่างๆ และความถี่ที่อยู่ในช่วงของความถี่ภาพ (0–5 MHz) เข้าที่ขา 14 ของไอซี NE592 จากนั้นทำการวัดเอาต์พุตที่ขา 8 ของไอซี โดยสามารถปรับการขยายของสัญญาณได้ด้วยการปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 3 และขา 12 ของไอซี โดยเราปรับให้มีอัตราขยาย 10 เท่า ผลการทดสอบวงจรเป็นดังรูปที่ 4.12 และ 4.13



รูปที่ 4.12 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณภาพ  
เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 5 MHz ขนาด 50 mV<sub>pp</sub>



รูปที่ 4.13 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณภาพ  
เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 5 MHz ขนาด 100 mV<sub>pp</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.7 ผลการทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

ทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ที่ความถี่คัตออฟ 5.5 MHz และ 10.7 MHz โดยต่อวงจรดังรูปที่ 3.18 และ 3.19 ตามลำดับ แล้วป้อนความถี่ต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.2 และ 4.3 ที่ขนาดแรงดัน 1 V<sub>r-p</sub> เพื่อทดสอบการกรองความถี่ของวงจร ได้ผลการทดลองดังนี้

ตารางที่ 4.2 ค่าผลการทดลองวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 5.5 MHz

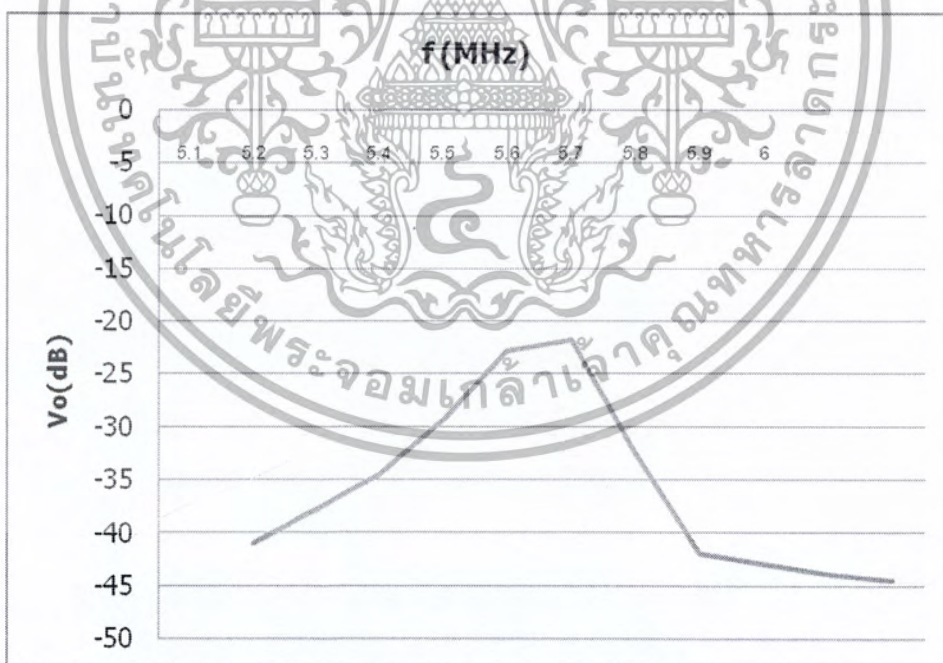
ความถี่ (MHz)	แรงดันเอาต์พุต (mV)	$Gain(dB) = 20 \log \frac{V_o}{V_i}$
5.0	9	-40.91
5.1	13	-37.72
5.2	18.8	-34.5
5.3	34	-29.37
5.4	72	-22.85
5.5	82	-21.72
5.6	24	-32.39
5.7	8	-41.93
5.8	7.2	-42.85
5.9	6.4	-43.87
6.0	6	-44.43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 ค่าผลการทดลองวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 10.7 MHz

ความถี่ (MHz)	แรงดันเอาต์พุต ( mV )	$Gain(dB) = 20 \log \frac{V_o}{V_i}$
10.4	12	-38.41
10.5	20.8	-33.63
10.6	144	-16.83
10.7	236	-12.54
10.8	120	-18.41
10.9	16	-35.91
11.0	12	-38.41

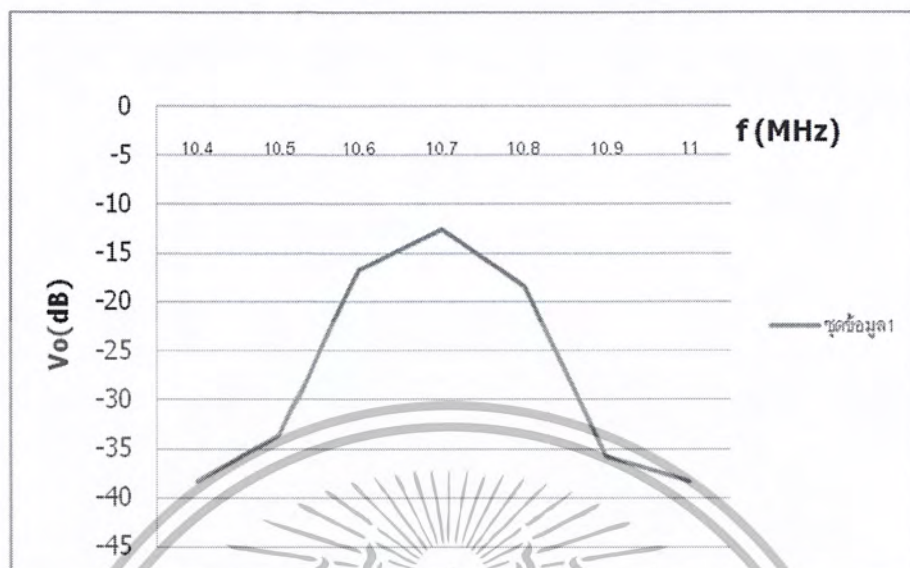
จากตารางที่ 4.2 และตารางที่ 4.3 สามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายในหน่วย dB และความถี่ในหน่วย MHz ได้ดังรูปที่ 4.14 และ 4.15



รูปที่ 4.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Gain (dB) และ f (MHz)

จากผลการทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 5.5 MHz

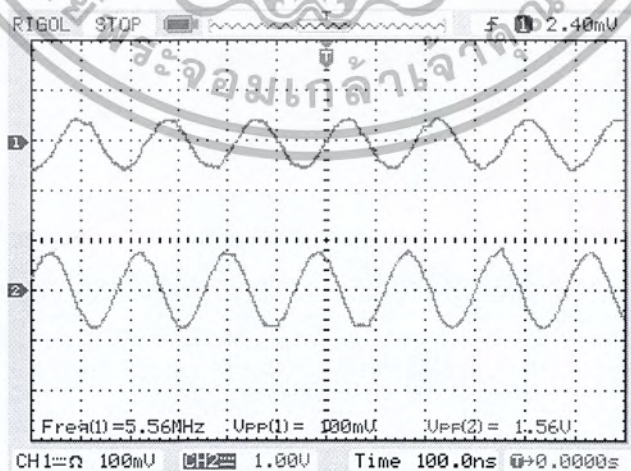
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง Gain (dB) และ f (MHz)  
จากผลการทดสอบวงจรกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่คัตออฟ 10.7 MHz

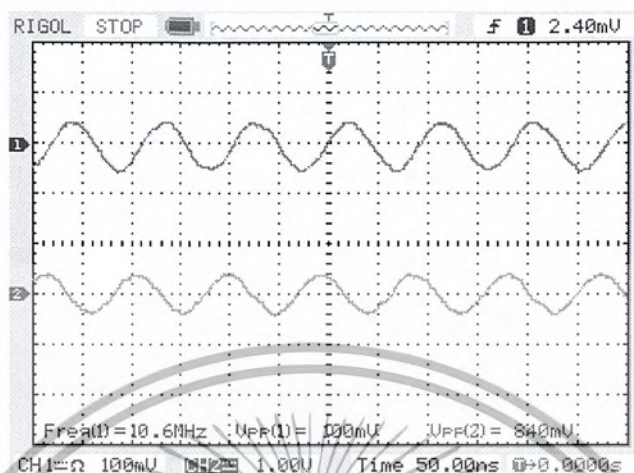
#### 4.8 ผลการทดสอบวงจรขยายความถี่วิทยุ

ทดสอบวงจรขยายความถี่วิทยุโดยคํวกรดังรูปที่ 3.21 แล้วป้อนอินพุตเป็นสัญญาณไซน์ขนาด 100 mV ที่ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.16 และ 4.17



รูปที่ 4.16 ผลการทดลองวงจรขยายความถี่วิทยุเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 5.5 MHz

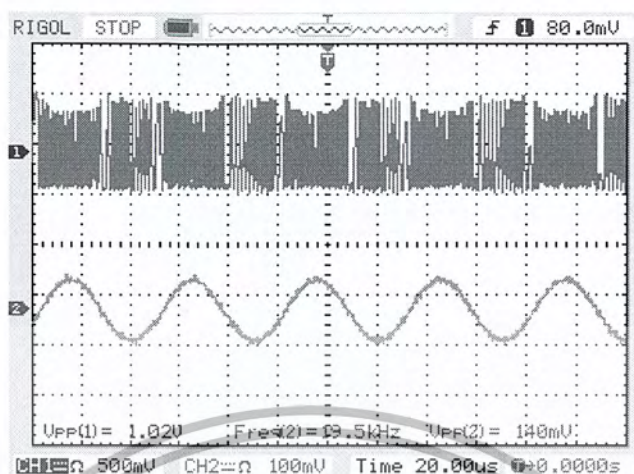
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



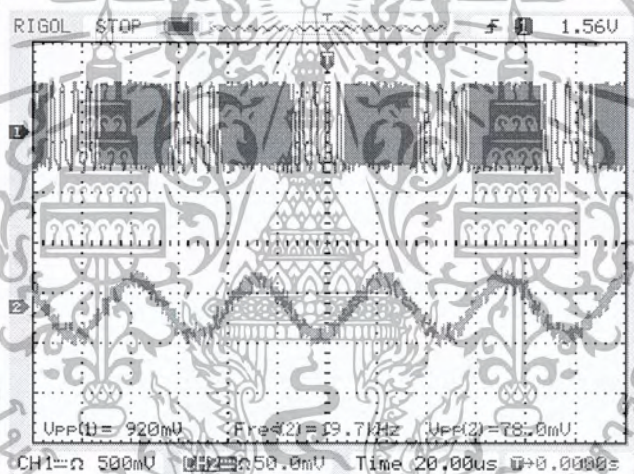
รูปที่ 4.17 ผลการทดลองวงจรขยายความถี่วิทยุเมื่อป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 10.7 MHz

#### 4.9 ผลการทดสอบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเสียง

การทดสอบวงจรดีมอดูเลตสัญญาณเสียงเราจะต่อวงจรดังรูปที่ 3.22 โดยที่ขา 12 และ 13 ของไอซี NE564 เราจะต่อตัวเก็บประจุเหมือนกับวงจรมอดูเลตสัญญาณ (ที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz และ 10.7 MHz) และอินพุตของวงจรดีมอดูเลตเราจะนำมาจากสัญญาณเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตสัญญาณ ส่วนอินพุตของวงจรมอดูเลตสัญญาณเราจะป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 20 kHz แล้วทดสอบดูว่าวงจรสามารถทำการดีมอดูเลตสัญญาณจากการมอดูเลตได้หรือไม่ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังรูปที่ 4.18 และ 4.19



รูปที่ 4.18 ผลการทดสอบวงจรคิมอคูเลตสัญญาณที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz

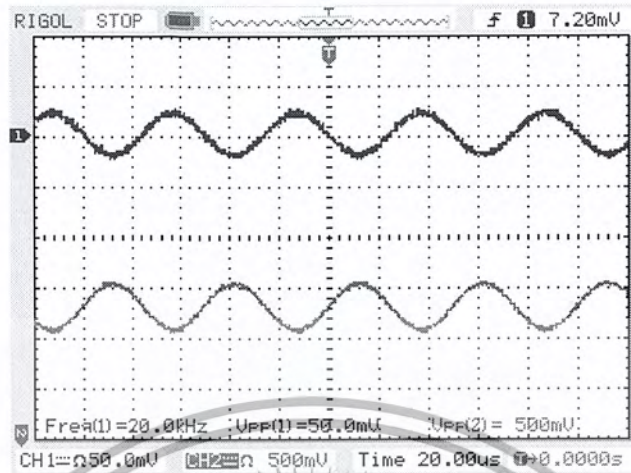


รูปที่ 4.19 ผลการทดสอบวงจรคิมอคูเลตสัญญาณที่คลื่นพาห์ 10.7 MHz

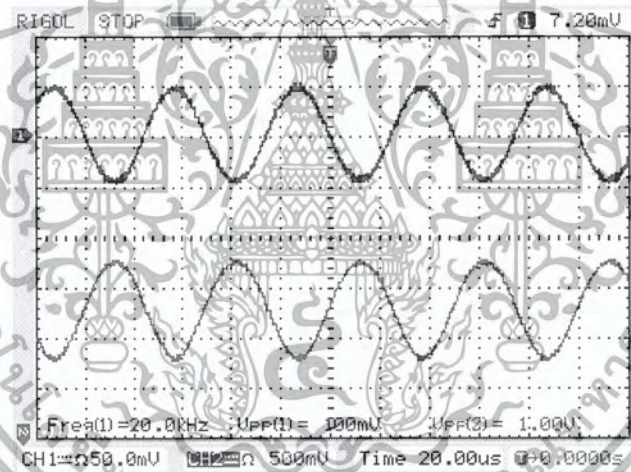
#### 4.10 ผลการทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียง

ทดสอบวงจรขยายสัญญาณเสียงโดยการต่อวงจรดังรูปที่ 3.23 จากนั้นป้อนอินพุตสัญญาณไซน์ขนาดต่างๆ ที่ช่วงความถี่เสียงเข้าที่ขา 2 ของไอซี LF353 แล้ววัดเอาต์พุตที่ขา 6 ของไอซี ได้เอาต์พุตเป็นไปตามการคำนวณคือ ขยายแรงดัน 10 เท่าจากอินพุต ดังรูปที่ 4.20 และ 4.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณเสียง  
เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 50 mV<sub>p-p</sub>



รูปที่ 4.21 ผลการทดลองวงจรขยายสัญญาณเสียง  
เมื่อป้อนสัญญาณ ไซน์ความถี่ 20 kHz ขนาด 100 mV<sub>p-p</sub>

#### 4.11 ผลการทดสอบกำลังของเครื่องส่ง

การทดสอบ โดยการประกอบวงจรของเครื่องส่งดังบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 3.2 แล้ว  
ป้อนสัญญาณอินพุตเป็นสัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องเล่นดีวีดี จากนั้นต่อเส้นใยแก้วนำแสง  
(ยาว 3 เมตร มีคุณสมบัติเป็นแบบมัลติโหมด 62.5/125) กับภาคขับสัญญาณ แล้ววัดกำลังที่ปลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายอีกด้านหนึ่งของเส้นใยแก้วนำแสง โดยต่อเข้ากับเครื่องออปติคัล เพาเวอร์มิเตอร์ ได้ผลการทดสอบดังตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ผลการวัดกำลังที่ปลายสายใยแก้วนำแสง

ความยาวสาย (เมตร)	กำลัง ( $\mu\text{W}$ )	กำลัง (dBm)
3	4.94	-23.07

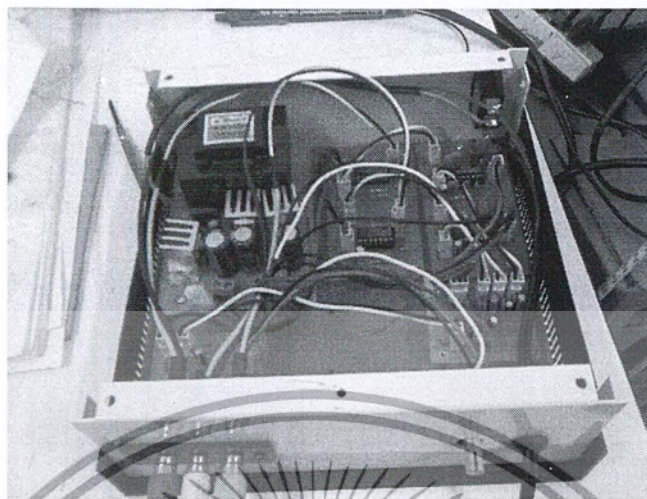
#### 4.12 ผลการทดสอบการรับ - ส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

ทำการทดสอบโดยป้อนอินพุตเป็นสัญญาณภาพและเสียงจากเครื่องเล่นดีวีดีที่เล่นไปพร้อมกันเข้าที่เครื่องส่งสัญญาณที่ได้ออกแบบแล้วดังรูปที่ 4.23 จากนั้นส่งผ่านสัญญาณนี้ไปบนเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งเส้นใยแก้วนำแสงที่ใช้แสดงได้ดังรูปที่ 4.22 ไปที่เครื่องรับสัญญาณที่ได้ออกแบบเรียบร้อยแล้วดังรูปที่ 4.24 แล้วเอาที่พุดของเครื่องรับสัญญาณไปต่อที่เครื่องรับโทรทัศน์เพื่อดูสัญญาณภาพและเสียง ซึ่งสามารถแสดงสัญญาณภาพจากเครื่องรับ - ส่งสัญญาณโดยมีเส้นใยแก้วนำแสงเป็นตัวกลาง และจากเครื่องเล่นดีวีดี ได้ดังรูปที่ 4.25 และ 4.26 ตามลำดับ



รูปที่ 4.22 เส้นใยแก้วนำแสงที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 เครื่องส่งสัญญาณที่ได้ออกแบบแล้ว



รูปที่ 4.24 เครื่องรับสัญญาณที่ได้ออกแบบแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.25 ภาพจากโทรทัศน์ที่ได้จากเครื่องรับ - ส่งสัญญาณ



รูปที่ 4.26 ภาพจากโทรทัศน์ที่ได้จากเครื่องเล่นดีวีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง โดยเป็นสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงสองช่อง (ซ้ายและขวา) ซึ่งจะประกอบไปด้วยชุดเครื่องส่งเครื่องรับ และตัวกลางคือเส้นใยแก้วนำแสง 62.5/125 Multimode Step Index Fiber ความยาว 3 เมตร และใช้หัวต่อเป็นแบบเอสที (ST Connector) ซึ่งจะต้องเป็นคอนเนคเตอร์ประเภทเดียวกันกับตัวขับแสงและตัวดีเทกเตอร์แสง

แหล่งกำเนิดสัญญาณด้านอินพุตของเครื่องส่งจะนำมาจากเครื่องเล่นดีวีดี แล้วส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงไปยังเครื่องรับ และเอาที่พุดของเครื่องรับจะส่งต่อไปยังเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป จากการทดลองส่งและรับสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง โดยผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ผลที่ได้ในเรื่องของสัญญาณภาพได้ผลที่น่าพอใจคือ สัญญาณภาพที่เครื่องรับโทรทัศน์ไม่ลึ้มและเลื่อน มีความคมชัดแต่ในความชัดเจนของภาพ เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ออกมาจากเครื่องเล่นดีวีดี พบว่าความสว่างของภาพจะลดลงจากเดิม จึงทำให้ความเข้มของสีต่างๆไม่สว่างสดใส แต่สีจะออกไปทางเข้มมืดไปบ้าง ในส่วนของสัญญาณเสียงนั้นจะมีความชัดเจนพอสมควร แต่ถ้ามีการปรับระดับสัญญาณเสียงแรงเกินไปเสียงก็จะไม่ชัดเจน เสียงแตก เหมือนมีเสียงแทรก และจะมีลายเส้นไปกวนที่ภาพทำให้ในบางช่วงสัญญาณภาพมีการสั่นบ้าง

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

การลดผลของสัญญาณรบกวนเป็นสิ่งสำคัญที่พึงระลึกลับอันดับแรกสำหรับแนวทางในการพัฒนาโครงการต่อไปในอนาคต ซึ่งสัญญาณรบกวนนั้นอาจเกิดขึ้นได้จากจุดเล็กๆ น้อย ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลายกรณี เช่น สัญญารบกวจากตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ สายสัญญาณในวงจร และสัญญารบกวในระบบอิเล็กทรอนิกส์ เป็นต้น

นอกจากนี้ เพื่อให้การส่งและรับสัญญาณมีประสิทธิภาพมากขึ้น โดยเฉพาะสัญญาณเสียงควรรออกแบบวงจรมอดูเลตและดีมอดูเลตทางความถี่ให้ดีเพื่อให้สามารถตีเทคสัญญาณเสียงออกมาได้ ตลอดจนในภาควงจรกรองย่านความถี่ผ่านก็ควรจะใช้ตัวกรองที่มีประสิทธิภาพเช่นกัน อีกทั้งการนำไปใช้ส่งและรับสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสงในระยะทางที่ไกลขึ้นควรคำนึงถึงการลดทอนของสัญญาณที่อาจเกิดขึ้นได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

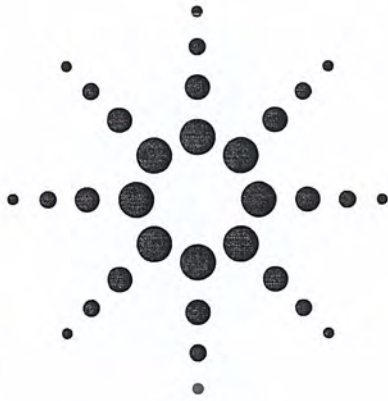
## บรรณานุกรม

- [1] ปุณยวีร์ จามจรีกุล. ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้ว. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ: โรงพิมพ์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2550.
- [2] ราพิง มังคละสวัสดิ์,ศิริวัฒน์ หงส์ทอง. “การออกแบบและสร้างชุดสื่อการสอนการส่งสัญญาณ ภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง”.วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม.ปีที่ 2 (กุมภาพันธ์-กรกฎาคม 2549) : 50-56
- [3] วิทยาลัยการอาชีพเทิง จ.เชียงราย, “หลักการสื่อสารเส้นใยแสง(Optical Fiber)”  
<http://www.tice.ac.th/Online/Online1-2549/electronic/Tan/>
- [4] แผนกหนังสือพิเศษด้านอิเล็กทรอนิกส์.ออกแบบเครื่องจ่ายไฟ.กรุงเทพฯ:บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด(มหาชน), 2538.
- [5] อภินันท์ มัชฌานนท์. การสื่อสารเส้นใยแสง. กรุงเทพฯ : สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2528.
- [6] ผศ.ดร.จิรัสสา โกษียาภรณ์. วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วน จำกัด วี.เจ. พรินติ้ง, 2551.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Agilent HFBR-0400, HFBR-14xx and HFBR-24xx Series Low Cost, Miniature Fiber Optic Components with ST®, SMA, SC and FC Ports

## Data Sheet

### Description

The HFBR-0400 Series of components is designed to provide cost effective, high performance fiber optic communication links for information systems and industrial applications with link distances of up to 2.7 kilometers. With the HFBR-24x6, the 125 MHz analog receiver, data rates of up to 160 megabaud are attainable.

Transmitters and receivers are directly compatible with popular "industry-standard" connectors: ST®, SMA, SC and FC. They are completely specified with multiple fiber sizes; including 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$ , and 200  $\mu\text{m}$ .

The HFBR-14x4 high power transmitter and HFBR-24x6 125 MHz receiver pair up to provide a duplex solution optimized for 100 Base-SX. 100Base-SX is a Fast Ethernet Standard (100 Mbps) at 850 nm on multimode fiber.

Complete evaluation kits are available for ST product offerings; including transmitter, receiver, connected cable, and technical literature. In addition, ST connected cables are available for evaluation.

### Features

- Meets IEEE 802.3 Ethernet and 802.5 Token Ring Standards
- Meets TIA/EIA-785 100Base-SX standard
- Low Cost Transmitters and Receivers
- Choice of ST®, SMA, SC or FC Ports
- 820 nm Wavelength Technology
- Signal Rates up to 160 MBd
- Link Distances up to 2.7 km
- Specified with 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$ , and 200  $\mu\text{m}$  HCS® Fiber
- Repeatable ST Connections within 0.2 dB Typical
- Unique Optical Port Design for Efficient Coupling
- Auto-Insertable and Wave Solderable
- No Board Mounting Hardware Required
- Wide Operating Temperature Range -40 °C to +85 °C
- AlGaAs Emitters 100% Burn-In Ensures High Reliability
- Conductive Port Option

### Applications

- 100Base-SX Fast Ethernet on 850 nm
- Media/fiber conversion, switches, routers, hubs and NICs on 100Base-SX
- Local Area Networks
- Computer to Peripheral Links
- Computer Monitor Links
- Digital Cross Connect Links
- Central Office Switch/PBX Links
- Video Links
- Modems and Multiplexers
- Suitable for Tempest Systems
- Industrial Control Links

ST® is a registered trademark of AT&T.

HCS® is a registered trademark of the SpecTran Corporation.



Agilent Technologies

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5 MBd Logic Link Design

If resistor R1 in Figure 2 is 70.4 Ω, a forward current I<sub>F</sub> of 48 mA is applied to the HFBR-14x4 LED transmitter. With I<sub>F</sub> = 48 mA the HFBR-14x4/24x2 logic link is guaranteed to work with 62.5/125 μm fiber optic cable over the entire range of 0 to 1750 meters at a data rate of dc to 5 MBd, with arbitrary data format and pulse width distortion typically less than 25%. By setting R<sub>1</sub> = 115 Ω, the transmitter can be driven with I<sub>F</sub> = 30 mA, if it is desired to economize on power or achieve lower pulse distortion.

The following example will illustrate the technique for selecting the appropriate value of I<sub>F</sub> and R<sub>1</sub>.

Maximum distance required = 400 meters. From Figure 3 the drive current should be 15 mA. From the transmitter data V<sub>F</sub> = 1.5 V (max.) at I<sub>F</sub> = 15 mA as shown in Figure 9.

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{5V - 1.5V}{15 \text{ mA}}$$

$$R_1 = 233 \Omega$$

The curves in Figures 3, 4, and 5 are constructed assuming no inline splice or any additional system loss. Should the link consists of any in-line splices, these curves can still be used to calculate link limits provided they are shifted by the additional system loss expressed in dB. For example, Figure 3 indicates that with 48 mA of transmitter drive current, a 1.75 km link distance is achievable with 62.5/125 μm fiber which has a maximum attenuation of 4 dB/km. With 2 dB of additional system loss, a 1.25 km link distance is still achievable.

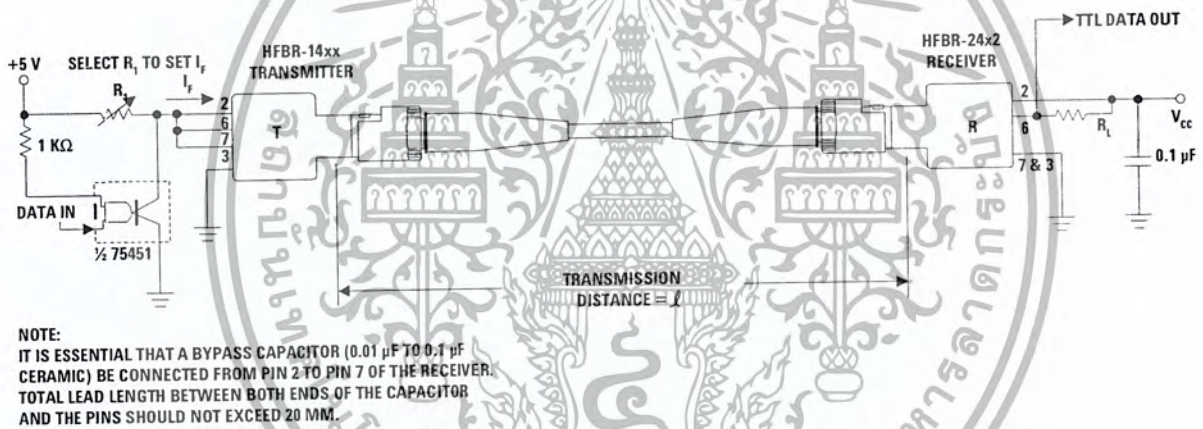


Figure 2. Typical Circuit Configuration.

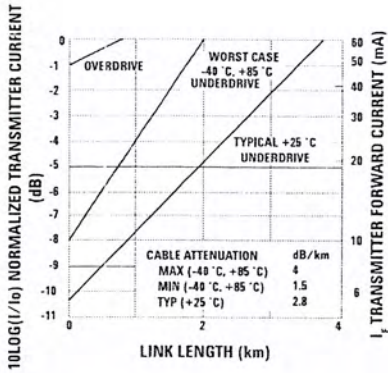


Figure 3. HFBR-1414/HFBR-2412 Link Design Limits with 62.5/125  $\mu\text{m}$  Cable.

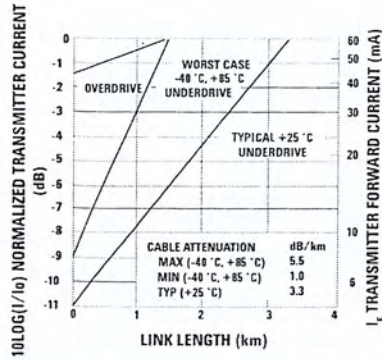


Figure 4. HFBR-14x2/HFBR-24x2 Link Design Limits with 100/140  $\mu\text{m}$  Cable.

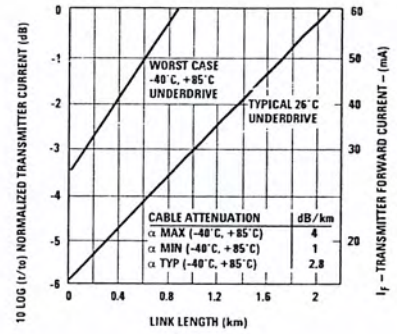


Figure 5. HFBR-14x4/HFBR-24x2 Link Design Limits with 50/125  $\mu\text{m}$  Cable.

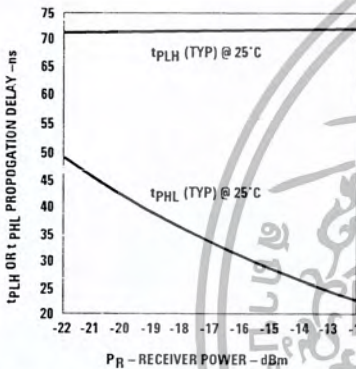


Figure 6. Propagation Delay through System with One Meter of Cable.

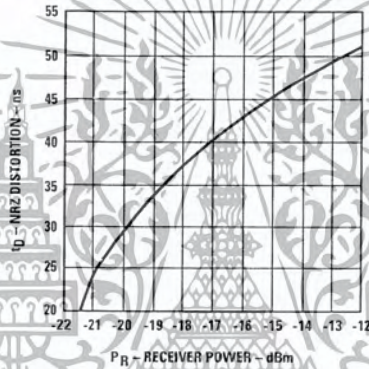


Figure 7. Typical Distortion of Pseudo Random Data at 5 Mb/s.

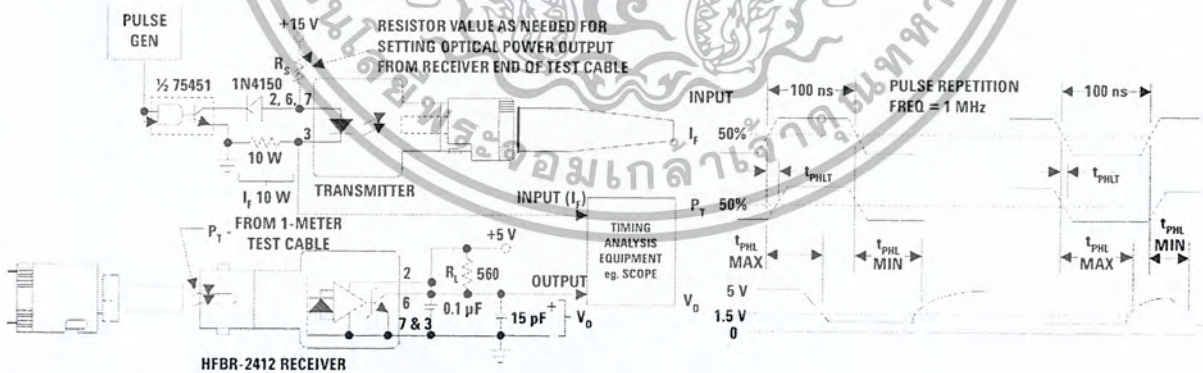


Figure 8. System Propagation Delay Test Circuit and Waveform Timing Definitions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Ethernet 20 MBd Link (HFBR-14x4/24x6)**  
 (refer to Application Note 1038 for details)

**Typical Link Performance**

Parameter	Symbol	Typ [1, 2]	Units	Conditions
Receiver Sensitivity		-34.4	dBm average	20 MBd D2D2 hexadecimal data 2 km 62.5/125 μm fiber
Link Jitter		7.56	ns pk-pk	ECL Out Receiver
		7.03	ns pk-pk	TTL Out Receiver
Transmitter Jitter		0.763	ns pk-pk	20 MBd D2D2 hexadecimal data
Optical Power	$P_T$	-15.2	dBm average	20 MBd D2D2 hexadecimal data Peak $I_{F,ON} = 60$ mA
LED Rise Time	$t_r$	1.30	ns	1 MHz square wave input
LED Fall Time	$t_f$	3.08	ns	
Mean Difference	$ t_r - t_f $	1.77	ns	
Bit Error Rate	BER	$10^{-10}$		
Output Eye Opening		36.7	ns	At AUI receiver output
Data Format 50% Duty Factor		20	MBd	

**Notes:**

1. Typical data at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 5.0$  V dc.
2. Typical performance of circuits shown in Figure 1 and Figure 3 of AN-1038 (see applications support section).

**Token Ring 32 MBd Link (HFBR-14x4/24x6)**  
 (refer to Application Note 1065 for details)

**Typical Link Performance**

Parameter	Symbol	Typ [1, 2]	Units	Conditions
Receiver Sensitivity		-34.1	dBm average	32 MBd D2D2 hexadecimal data 2 km 62.5/125 μm fiber
Link Jitter		6.91	ns pk-pk	ECL Out Receiver
		5.52	ns pk-pk	TTL Out Receiver
Transmitter Jitter		0.823	ns pk-pk	32 MBd D2D2 hexadecimal data
Optical Power Logic Level "0"	$P_{T,ON}$	-12.2	dBm peak	Transmitter TTL in $I_{F,ON} = 60$ mA, $I_{F,OFF} = 1$ mA
Optical Power Logic Level "1"	$P_{T,OFF}$	-82.2		
LED Rise Time	$t_r$	1.3	ns	1 MHz square wave input
LED Fall Time	$t_f$	3.08	ns	
Mean Difference	$ t_r - t_f $	1.77	ns	
Bit Error Rate	BER	$10^{-10}$		
Data Format 50% Duty Factor		32	MBd	

**Notes:**

1. Typical data at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ ,  $V_{CC} = 5.0$  V dc.
2. Typical performance of circuits shown in Figure 1 and Figure 3 of AN-1065 (see applications support section)

## HFBR-14x2/14x4 Low-Cost High-Speed Transmitters

### Description

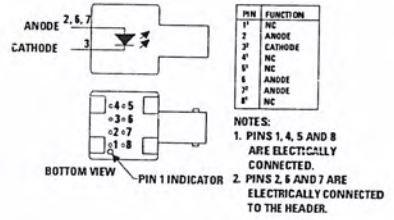
The HFBR-14xx fiber optic transmitter contains an 820 nm AlGaAs emitter capable of efficiently launching optical power into four different optical fiber sizes: 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$ , and 200  $\mu\text{m}$  HCS<sup>®</sup>. This allows the designer flexibility in choosing the fiber size. The HFBR-14xx is designed to operate with the Agilent HFBR-24xx fiber optic receivers.

The HFBR-14xx transmitter's high coupling efficiency allows the emitter to be driven at low current levels resulting in low power consumption and increased reliability of the transmitter. The HFBR-14x4 high power transmitter is optimized for small size fiber and typically can launch -15.8 dBm optical power at 60 mA

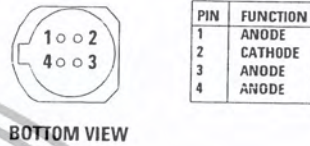
into 50/125  $\mu\text{m}$  fiber and -12 dBm into 62.5/125  $\mu\text{m}$  fiber. The HFBR-14x2 standard transmitter typically can launch -12 dBm of optical power at 60 mA into 100/140  $\mu\text{m}$  fiber cable. It is ideal for large size fiber such as 100/140  $\mu\text{m}$ . The high launched optical power level is useful for systems where star couplers, taps, or inline connectors create large fixed losses.

Consistent coupling efficiency is assured by the double-lens optical system (Figure 1). Power coupled into any of the three fiber types varies less than 5 dB from part to part at a given drive current and temperature. Consistent coupling efficiency reduces receiver dynamic range requirements which allows for longer link lengths.

### Housed Product



### Unhoused Product



### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min	Max	Units	Reference
Storage Temperature	$T_s$	-55	+85	$^{\circ}\text{C}$	
Operating Temperature	$T_A$	-40	+85	$^{\circ}\text{C}$	
Lead Soldering Cycle					
Temp			+260	$^{\circ}\text{C}$	
Time			10	sec	
Forward Input Current					
Peak	$I_{PK}$		200	mA	Note 1
dc	$I_{DC}$		100	V	
Reverse Input Voltage	VBR		1.8	V	

## HFBR-24x6 Low-Cost 125 MHz Receiver

### Description

The HFBR-24x6 fiber optic receiver is designed to operate with the Agilent HFBR-14xx fiber optic transmitters and 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$  and 200  $\mu\text{m}$  HCS® fiber optic cable. Consistent coupling into the receiver is assured by the lensed optical system (Figure 1). Response does not vary with fiber size for core diameters of 100  $\mu\text{m}$  or less.

The receiver output is an analog signal which allows follow-on circuitry to be optimized for a variety of distance/data rate requirements. Low-cost external components can be used to convert the analog output to logic compatible signal levels for various data formats and data rates up to 175 MBd. This distance/data rate trade-off results in increased optical power budget at lower data rates which can be used for additional distance or splices.

The HFBR-24x6 receiver contains a PIN photodiode and low noise transimpedance

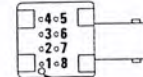
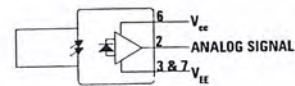
preamplifier integrated circuit. The HFBR-24x6 receives an optical signal and converts it to an analog voltage. The output is a buffered emitter follower. Because the signal amplitude from the HFBR-24x6 receiver is much larger than from a simple PIN photodiode, it is less susceptible to EMI, especially at high signaling rates. For very noisy environments, the conductive or metal port option is recommended. A receiver dynamic range of 23 dB over temperature is achievable (assuming  $10^{-9}$  BER).

The frequency response is typically dc to 125 MHz. Although the HFBR-24x6 is an analog receiver, it is compatible with digital systems. Please refer to Application Bulletin 78 for simple and inexpensive circuits that operate at 155 MBd or higher.

The recommended ac coupled receiver circuit is shown in Figure 14. It is essential that a 10 ohm resistor be connected between pin 6 and the power supply, and a 0.1 mF ceramic bypass capacitor be connected between the power supply and ground. In addition, pin 6 should be filtered to protect the

receiver from noisy host systems. Refer to AN 1038, 1065, or AB 78 for details.

### Housed Product



BOTTOM VIEW PIN 1 INDICATOR

PIN	FUNCTION
1	NC
2	SIGNAL
3	V <sub>CC</sub>
4	NC
5	NC
6	V <sub>EE</sub>
7	V <sub>EE</sub>
8	NC

#### NOTES:

1. PINS 1, 4, 5 AND 8 ARE ISOLATED FROM THE INTERNAL CIRCUITRY, BUT ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO EACH OTHER.
2. PINS 3 AND 7 ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO HEADER

### Unhoused Product



BOTTOM VIEW

PIN	FUNCTION
1	SIGNAL
2	V <sub>EE</sub>
3	V <sub>CC</sub>
4	V <sub>EE</sub>

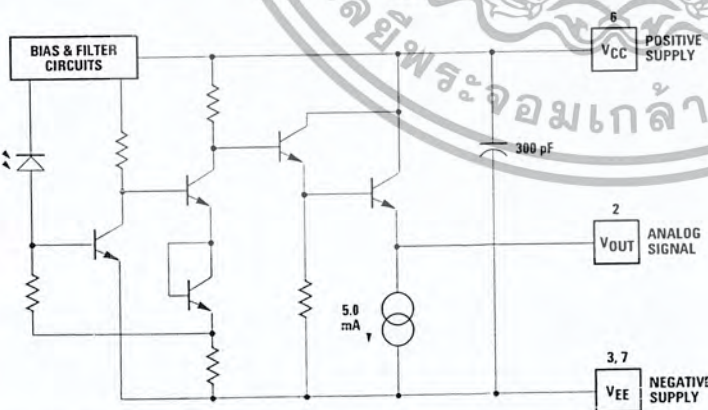


Figure 13. Simplified Schematic Diagram.

**CAUTION:** The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

# Phase-locked loop

NE/SE564

## DESCRIPTION

The NE/SE564 is a versatile, high guaranteed frequency phase-locked loop designed for operation up to 50MHz. As shown in the Block Diagram, the NE/SE564 consists of a VCO, limiter, phase comparator, and post detection processor.

## FEATURES

- Operation with single 5V supply
- TTL-compatible inputs and outputs
- Guaranteed operation to 50MHz
- External loop gain control
- Reduced carrier feedthrough
- No elaborate filtering needed in FSK applications
- Can be used as a modulator
- Variable loop gain (externally controlled)

## APPLICATIONS

- High speed modems
- FSK receivers and transmitters
- Frequency Synthesizers

## PIN CONFIGURATIONS

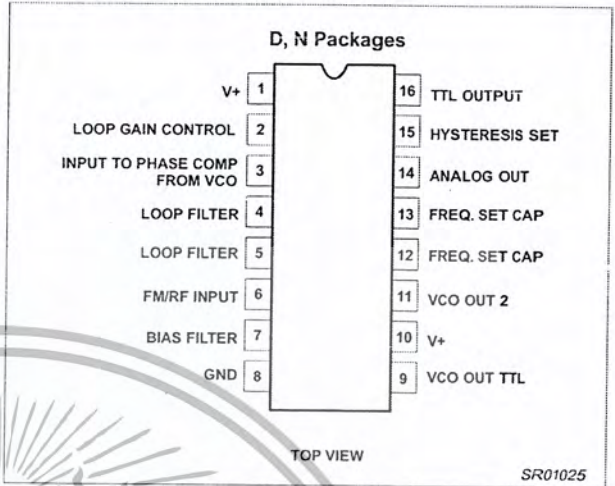


Figure 1. Pin Configuration

- Signal generators
- Various satcom/TV systems
- pin configuration

## ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
16-Pin Plastic Small Outline (SO) Package	0 to +70°C	NE564D	SOT109-1
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE564N	SOT38-4
16-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	-55 to +125°C	SE564N	SOT38-4

## BLOCK DIAGRAM

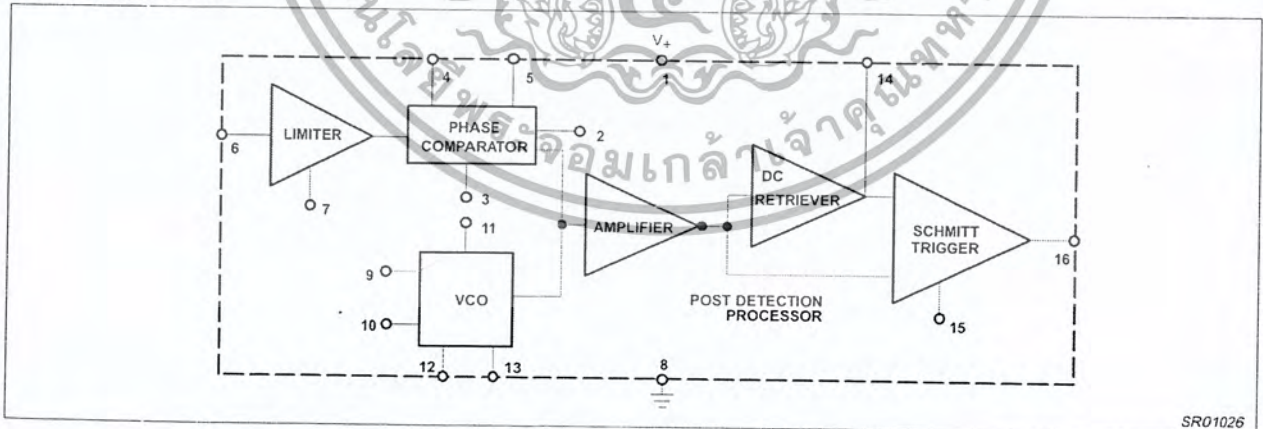


Figure 2. Block Diagram

## Phase-locked loop

NE/SE564

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V+	Supply voltage Pin 1 Pin 10	14 6	V V
I <sub>OUT</sub>	Sink Max (Pin 9) and sourcing (Pin 11)	11	mA
I <sub>BIAS</sub>	Bias current adjust pin (sinking)	1	mA
P <sub>D</sub>	Power dissipation	600	mW
T <sub>A</sub>	Operating ambient temperature NE	0 to +70	°C
	SE	-55 to +125	°C
T <sub>STG</sub>	Storage temperature range	-65 to +150	°C

## NOTE:

Operation above 5V will require heatsinking of the case.

## DC AND AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V<sub>CC</sub> = 5V; T<sub>A</sub> = 0 to 25°C; f<sub>0</sub> = 5MHz, I<sub>2</sub> = 400µA; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	LIMITS SE564			LIMITS NE564			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
	Maximum VCO frequency	C <sub>1</sub> = 0 (stray)	50	65		45	60		MHz
	Lock range	Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = 125°C T <sub>A</sub> = -55°C T <sub>A</sub> = 0°C T <sub>A</sub> = 70°C	40 20 50	70 30 80		40 70 40			% of f <sub>0</sub>
	Capture range	Input ≥ 200mV <sub>RMS</sub> , R <sub>2</sub> = 27Ω	20	30		20	30		% of f <sub>0</sub>
	VCO frequency drift with temperature	f <sub>0</sub> = 5MHz, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C T <sub>A</sub> = 0 to +70°C = 0 to +70°C f <sub>0</sub> = 5MHz, T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C T <sub>A</sub> = 0 to +70°C		500 300	1500 800		600 500		PPM/°C
	VCO free-running frequency	C <sub>1</sub> = 91pF R <sub>C</sub> = 100Ω "Internal"	4	5	6	3.5	5	6.5	MHz
	VCO frequency change with supply voltage	V <sub>CC</sub> = 4.5V to 5.5V		3	8		3	8	% of f <sub>0</sub>
	Demodulated output voltage	Modulation frequency: 1kHz f <sub>0</sub> = 5MHz; input deviation: 2%T = 25°C 1%T = 25°C 1%T = 0°C 1%T = -55°C 1%T = 70°C 1%T = 125°C	16 8 6 12	28 14 10 16		16 8	28 14 13 15		mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
	Distortion	Deviation: 1% to 8%		1			1		%
S/N	Signal-to-noise ratio	Std. condition, 1% to 10% dev.		40			40		dB
	AM rejection	Std. condition, 30% AM		35			35		dB
	Demodulated output at operating voltage	Modulation frequency: 1kHz f <sub>0</sub> = 5MHz, input deviation: 1% V <sub>CC</sub> = 4.5V V <sub>CC</sub> = 5.5V	7 8	12 14		7 8	12 14		mV <sub>RMS</sub> mV <sub>RMS</sub>
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = 5V I <sub>1</sub> , I <sub>10</sub>		45	60		45	60	mA
	Output "1" output leakage current "0" output voltage	V <sub>OUT</sub> = 5V, Pins 16, 9 I <sub>OUT</sub> = 2mA, Pins 16, 9 I <sub>OUT</sub> = 6mA, Pins 16, 9		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8		1 0.3 0.4	20 0.6 0.8	µA V V

Phase-locked loop

NE/SE564

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

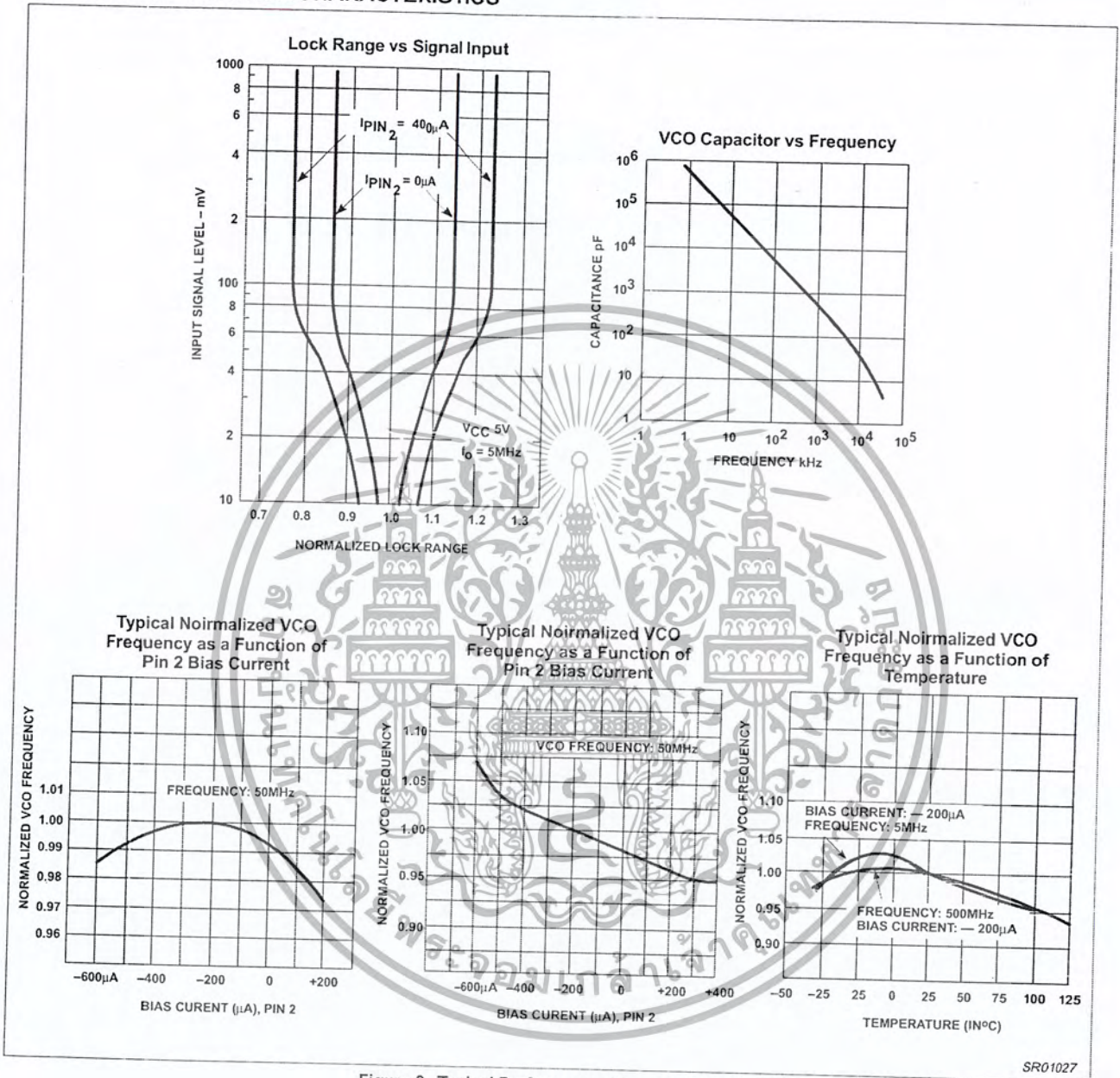


Figure 3. Typical Performance Characteristics

SR01027

## Phase-locked loop

NE/SE564

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

## (Figure 6)

The NE564 is a monolithic phase-locked loop with a post detection processor. The use of Schottky clamped transistors and optimized device geometries extends the frequency of operation to greater than 50MHz.

In addition to the classical PLL applications, the NE564 can be used as a modulator with a controllable frequency deviation.

The output of the PLL can be written as shown in the following equation:

$$V_O = \frac{(f_{IN} - f_O)}{K_{VCO}} \quad (1)$$

$K_{VCO}$  = conversion gain of the VCO

$f_{IN}$  = frequency of the input signal

$f_O$  = free-running frequency of the VCO

The process of recovering FSK signals involves the conversion of the PLL output into logic compatible signals. For high data rates, a considerable amount of carrier will be present at the output of the PLL due to the wideband nature of the loop filter. To avoid the use of complicated filters, a comparator with hysteresis or Schmitt trigger is required. With the conversion gain of the VCO fixed, the output voltage as given by Equation 1 varies according to the frequency deviation of  $f_{IN}$  from  $f_O$ . Since this differs from system to system, it is necessary that the hysteresis of the Schmitt trigger be capable of being changed, so that it can be optimized for a particular system. This is accomplished in the 564 by varying the voltage at Pin 15 which results in a change of the hysteresis of the Schmitt trigger.

For FSK signals, an important factor to be considered is the drift in the free-running frequency of the VCO itself. If this changes due to temperature, according to Equation 1 it will lead to a change in the DC levels of the PLL output, and consequently to errors in the digital output signal. This is especially true for narrowband signals where the deviation in  $f_{IN}$  itself may be less than the change in  $f_O$  due to temperature. This effect can be eliminated if the DC or average value of the signal is retrieved and used as the reference to the comparator. In this manner, variations in the DC levels of the PLL output do not affect the FSK output.

## VCO Section

Due to its inherent high-frequency performance, an emitter-coupled oscillator is used in the VCO. In the circuit, shown in the equivalent schematic, transistors Q21 and Q23 with current sources Q25 - Q26 form the basic oscillator. The approximate free-running frequency of the oscillator is shown in the following equation:

$$f_O \approx \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (2)$$

$R_C = R_{19} = R_{20} = 100\Omega$  (INTERNAL)

$C_1$  = external frequency setting capacitor

$C_S$  = stray capacitance

Variation of  $V_D$  (phase detector output voltage) changes the frequency of the oscillator. As indicated by Equation 2, the frequency of the oscillator has a negative temperature coefficient due to the monolithic resistor. To compensate for this, a current  $I_R$  with negative temperature coefficient is introduced to achieve a low frequency drift with temperature.

## Phase Comparator Section

The phase detection processor consists of a doubled-balanced modulator with a limiter amplifier to improve AM rejection. Schottky-clamped vertical PNPs are used to obtain TTL level inputs. The loop gain can be varied by changing the current in  $Q_4$  and  $Q_{15}$  which effectively changes the gain of the differential amplifiers. This can be accomplished by introducing a current at Pin 2.

## Post Detection Processor Section

The post detection processor consists of a unity gain transconductance amplifier and comparator. The amplifier can be used as a DC retriever for demodulation of FSK signals, and as a post detection filter for linear FM demodulation. The comparator has adjustable hysteresis so that phase jitter in the output signal can be eliminated.

As shown in the equivalent schematic, the DC retriever is formed by the transconductance amplifier  $Q_{42} - Q_{43}$  together with an external capacitor which is connected at the amplifier output (Pin 14). This forms an integrator whose output voltage is shown in the following equation:

$$V_O = \frac{g_M}{C_2} \int V_{IN} dt \quad (3)$$

$g_M$  = transconductance of the amplifier

$C_2$  = capacitor at the output (Pin 14)

$V_{IN}$  = signal voltage at amplifier input

With proper selection of  $C_2$ , the integrator time constant can be varied so that the output voltage is the DC or average value of the input signal for use in FSK, or as a post detection filter in linear demodulation.

The comparator with hysteresis is made up of  $Q_{49} - Q_{50}$  with positive feedback being provided by  $Q_{47} - Q_{48}$ . The hysteresis is varied by changing the current in  $Q_{52}$  with a resulting variation in the loop gain of the comparator. This method of hysteresis control, which is a DC control, provides symmetric variation around the nominal value.

## Design Formula

The free-running frequency of the VCO is shown by the following equation:

$$f_O \approx \frac{1}{22 R_C (C_1 + C_S)} \quad (4)$$

$R_C = 100\Omega$

$C_1$  = external cap in farads

$C_S$  = stray capacitance

The loop filter diagram shown is explained by the following equation:

$$f_S = \frac{1}{1 + sRC_3} \text{ (First Order)} \quad (5)$$

$R = R_{12} = R_{13} = 1.3k\Omega$  (Internal)\*

By adding capacitors to Pins 4 and 5, a pole is added to the loop transfer at

$$\omega = \frac{1}{RC_3}$$

**NOTE:**  
\*Refer to Figure 6.

Phase-locked loop

NE/SE564

EQUIVALENT SCHEMATIC

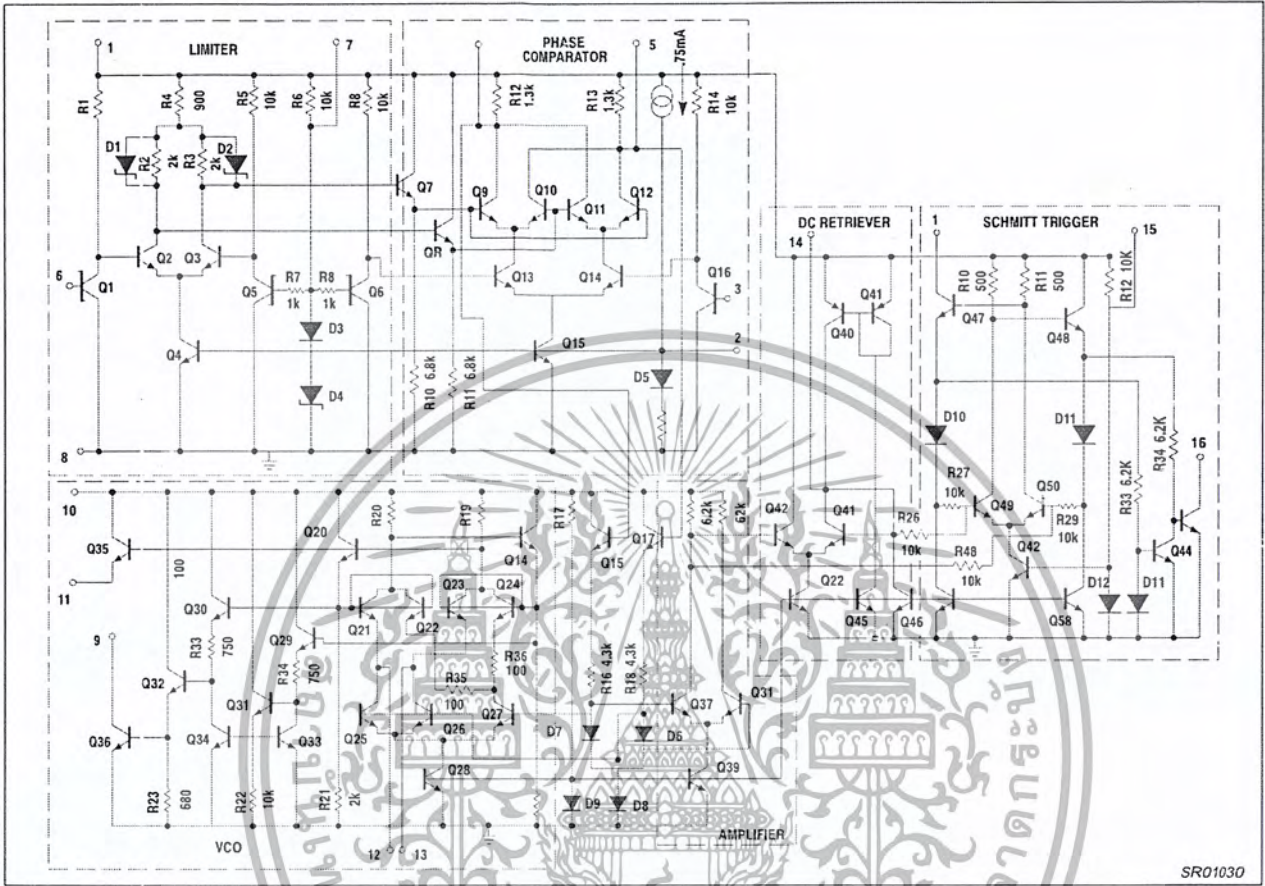


Figure 6. Equivalent Schematic

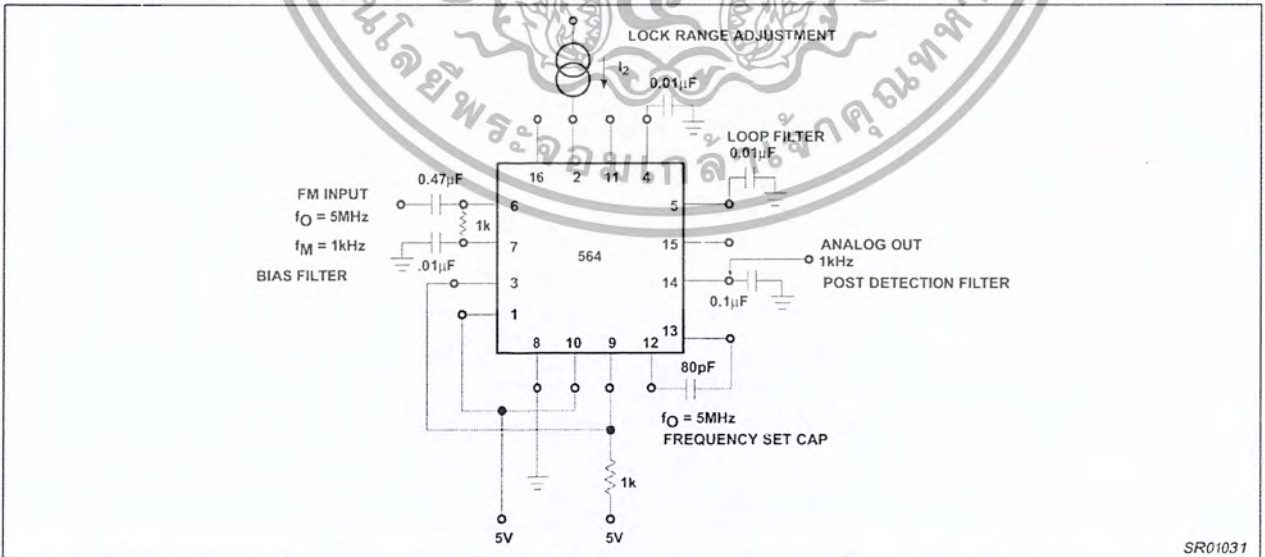


Figure 7. FM Demodulator at 5V

# Phase-locked loop

# NE/SE564

## APPLICATIONS

### FM Demodulator

The NE564 can be used as an FM demodulator. The connections for operation at 5V and 12V are shown in Figures 7 and 8, respectively. The input signal is AC coupled with the output signal being extracted at Pin 14. Loop filtering is provided by the capacitors at Pins 4 and 5 with additional filtering being provided by the capacitor at Pin 14. Since the conversion gain of the VCO is not very high, to obtain sufficient demodulated output signal the frequency deviation in the input signal should be 1% or higher.

### Modulation Techniques

The NE564 phase-locked loop can be modulated at either the loop filter ports (Pins 4 and 5) or the input port (Pin 6) as shown in Figure 9. The approximate modulation frequency can be determined from the frequency conversion gain curve shown in Figure 10. This curve will be appropriate for signals injected into Pins 4 and 5 as shown in Figure 9.

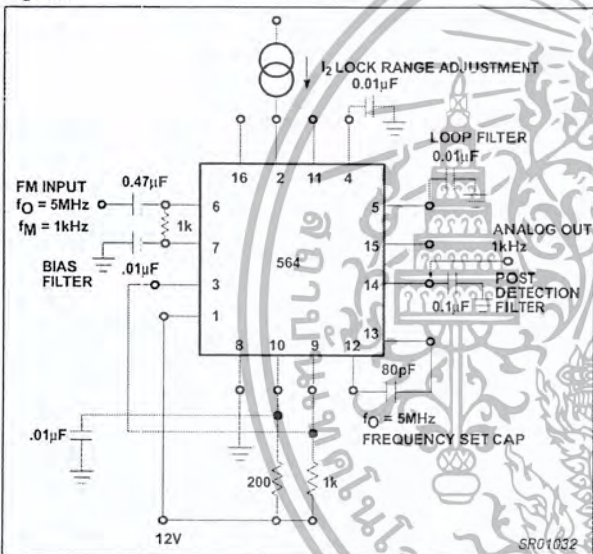


Figure 8. FM Demodulator at 12V

### FSK Demodulation

The 564 PLL is particularly attractive for FSK demodulation since it contains an internal voltage comparator and VCO which have TTL compatible inputs and outputs, and it can operate from a single 5V power supply. Demodulated DC voltages associated with the mark and space frequencies are recovered with a single external capacitor in a DC retriever without utilizing extensive filtering networks. An internal comparator, acting as a Schmitt trigger with an adjustable hysteresis, shapes the demodulated voltages into compatible TTL output levels. The high-frequency design of the 564 enables it to demodulate FSK at high data rates in excess of 1.0M baud.

Figure 10 shows a high-frequency FSK decoder designed for input frequency deviations of ±1.0MHz centered around a free-running frequency of 10.8MHz. The value of the timing capacitance required was estimated from Figure 8 to be approximately 40pF. A trimmer capacitor was added to fine tune f<sub>0</sub> 10.8MHz.

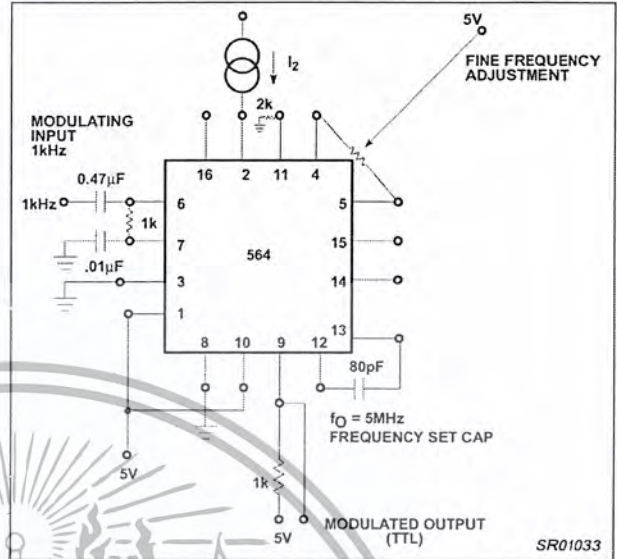


Figure 9. Modulator

The lock range graph indicates that the ±1.0MHz frequency deviations will be within the lock range for input signal levels greater than approximately 50mV with zero Pin 2 bias current. (While strictly this figure is appropriate only for 50MHz, it can be used as a guide for lock range estimates at other f<sub>0</sub> frequencies).

The hysteresis was adjusted experimentally via the 10kΩ potentiometer and 2kΩ bias arrangement to give the waveshape shown in Figure 12 for 20k, 500k, 2M baud rates with square wave FSK modulation. Note the magnitude and phase relationships of the phase comparators' output voltages with respect to each other and to the FSK output. The high-frequency sum components of the input and VCO frequency also are viable as noise on the phase comparator's outputs.

## OUTLINE OF SETUP PROCEDURE

1. Determine operating frequency of the VCO:  $f_0 = N \times f_{in}$  in feedback loop, then  $f_0 = N \times f_{in}$ .
2. Calculate value of the VCO frequency set capacitor:  $C_0 = \frac{1}{2200 f_0}$
3. Set I<sub>2</sub> (current sinking into Pin 2) for ≈ 100µA. After operation is obtained, this value may be adjusted for best dynamic behavior, and replace with fixed resistor value of  $R_2 = \frac{V_{CC} - 1.3V}{I_{B2}}$ .
4. Check VCO output frequency with digital counter at Pin 9 of device (loop open, VCO to φ det.). Adjust C<sub>0</sub> trim or frequency adj. Pins 4 - 5 for exact center frequency, if needed.
5. Close loop and inject input signal to Pin 6. Monitor Pins 3 and 6 with two-channel scope. Lock should occur with Δφ<sub>3-6</sub> equal to 90° (phase error).

# Video amplifier

## NE592

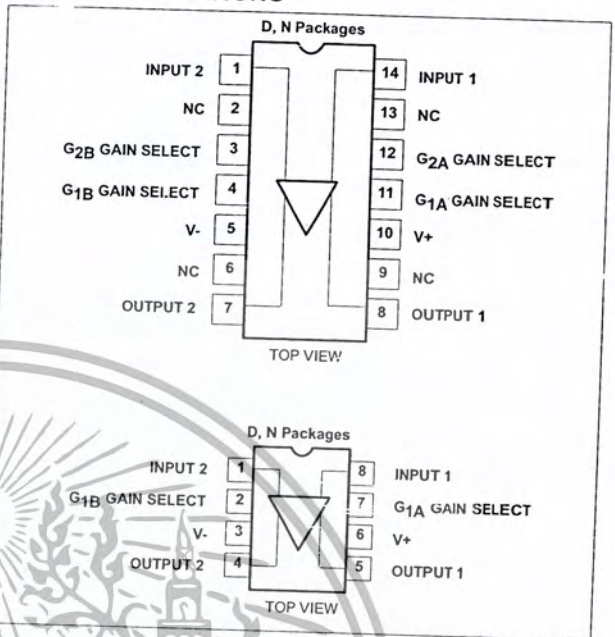
### DESCRIPTION

The NE592 is a monolithic, two-stage, differential output, wideband video amplifier. It offers fixed gains of 100 and 400 without external components and adjustable gains from 400 to 0 with one external resistor. The input stage has been designed so that with the addition of a few external reactive elements between the gain select terminals, the circuit can function as a high-pass, low-pass, or band-pass filter. This feature makes the circuit ideal for use as a video or pulse amplifier in communications, magnetic memories, display, video recorder systems, and floppy disk head amplifiers. Now available in an 8-pin version with fixed gain of 400 without external components and adjustable gain from 400 to 0 with one external resistor.

### FEATURES

- 120MHz unity gain bandwidth
- Adjustable gains from 0 to 400
- Adjustable pass band
- No frequency compensation required
- Wave shaping with minimal external components
- MIL-STD processing available

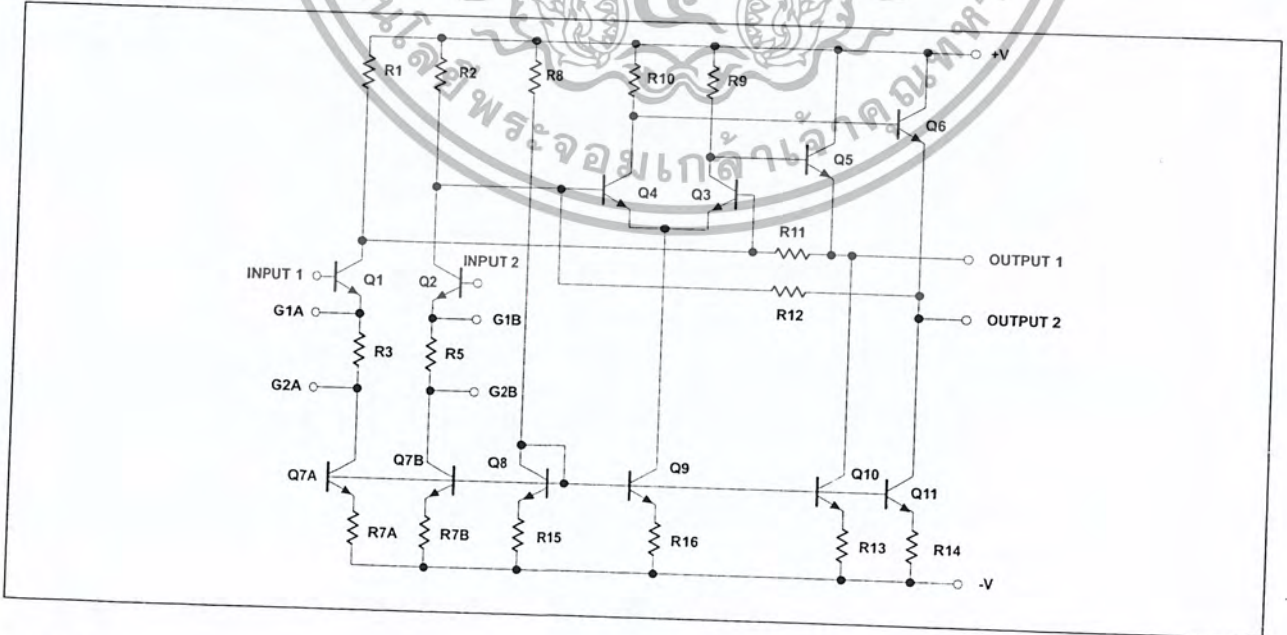
### PIN CONFIGURATIONS



### APPLICATIONS

- Floppy disk head amplifier
- Video amplifier
- Pulse amplifier in communications
- Magnetic memory
- Video recorder systems

### BLOCK DIAGRAM



## Video amplifier

NE592

## DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

DC Electrical Characteristics  $V_{SS}=\pm 6V$ ,  $V_{CM}=0$ ,  $0^{\circ}C \leq T_A \leq 70^{\circ}C$ , unless otherwise specified. Recommended operating supply voltages  $V_S=\pm 6.0V$ . All specifications apply to both standard and high gain parts unless noted differently.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE592			UNIT
			Min	Typ	Max	
$A_{VOL}$	Differential voltage gain, standard part Gain 1 <sup>1</sup> Gain 2 <sup>2,4</sup>	$R_L=2k\Omega$ , $V_{OUT}=3V_{P-P}$	250		600	V/V
			80		120	V/V
$\bar{R}_{IN}$	Input resistance Gain 2 <sup>2,4</sup>		8.0			k $\Omega$
$I_{OS}$	Input offset current				6.0	$\mu A$
$I_{BIAS}$	Input bias current				40	$\mu A$
$V_{IN}$	input voltage range		$\pm 1.0$			V
CMRR	Common-mode rejection ratio Gain 2 <sup>4</sup>	$V_{CM}\pm 1V$ , $f<100kHz$	50			dB
PSRR	Supply voltage rejection ratio Gain 2 <sup>4</sup>	$\Delta V_S=\pm 0.5V$	50			dB
$V_{OS}$	Output offset voltage Gain 1 Gain 2 <sup>4</sup> Gain 3 <sup>3</sup>	$R_L=\infty$			1.5	V
					1.5	
					1.0	
$V_{OUT}$	Output voltage swing differential	$R_L=2k\Omega$	2.8			V
$I_{CC}$	Power supply current	$R_L=\infty$			27	mA

## NOTES:

- Gain select Pins  $G_{1A}$  and  $G_{1B}$  connected together.
- Gain select Pins  $G_{2A}$  and  $G_{2B}$  connected together.
- All gain select pins open.
- Applies to 14-pin versions only.

## AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$T_A=+25^{\circ}C$ ,  $V_{SS}=\pm 6V$ ,  $V_{CM}=0$ , unless otherwise specified. Recommended operating supply voltages  $V_S=\pm 6.0V$ . All specifications apply to both standard and high gain parts unless noted differently.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE/SA592			UNIT
			Min	Typ	Max	
BW	Bandwidth Gain 1 <sup>1</sup> Gain 2 <sup>2,4</sup>			40		MHz
				90		
$t_R$	Rise time Gain 1 <sup>1</sup> Gain 2 <sup>2,4</sup>	$V_{OUT}=1V_{P-P}$		10.5	12	ns
				4.5		
$t_{PD}$	Propagation delay Gain 1 <sup>1</sup> Gain 2 <sup>2,4</sup>	$V_{OUT}=1V_{P-P}$		7.5	10	ns
				6.0		

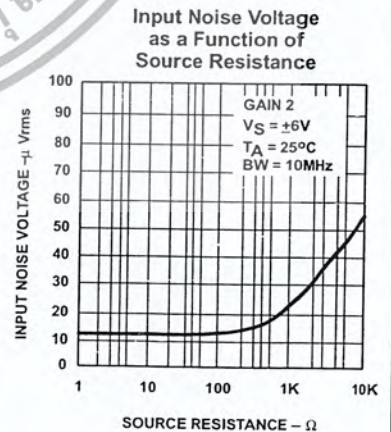
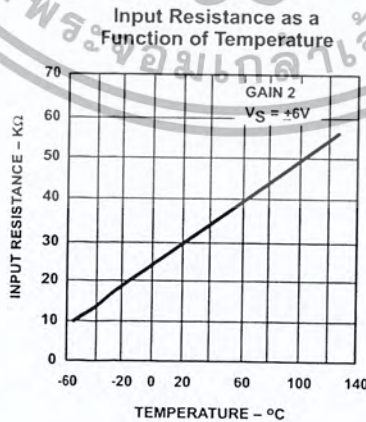
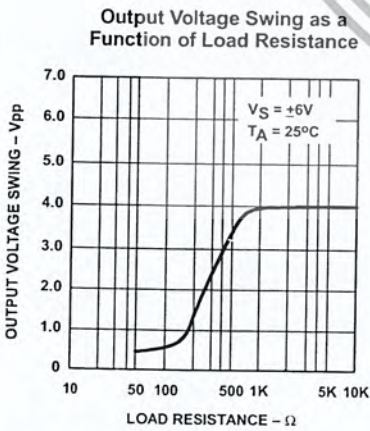
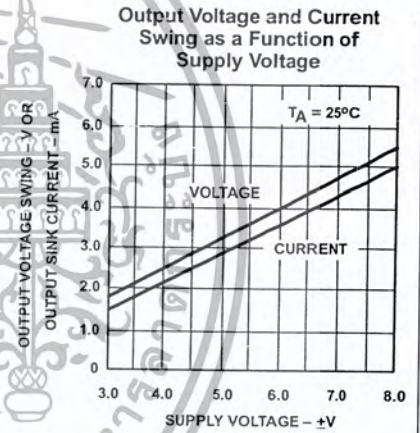
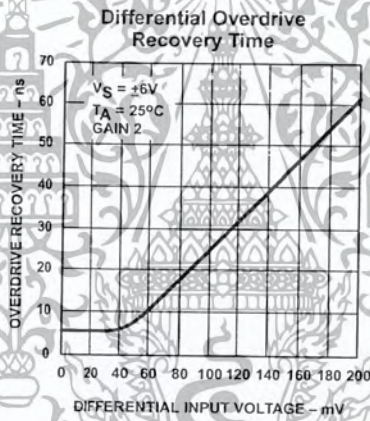
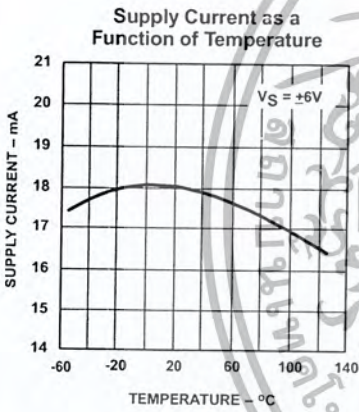
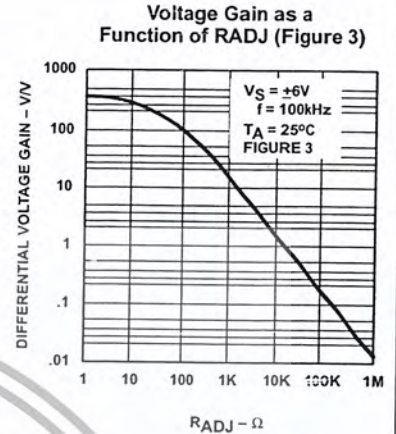
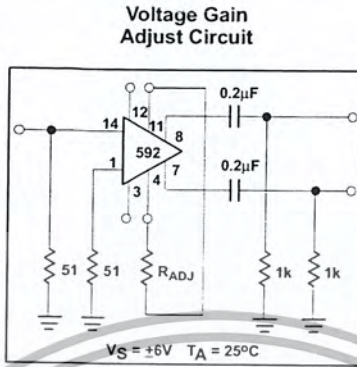
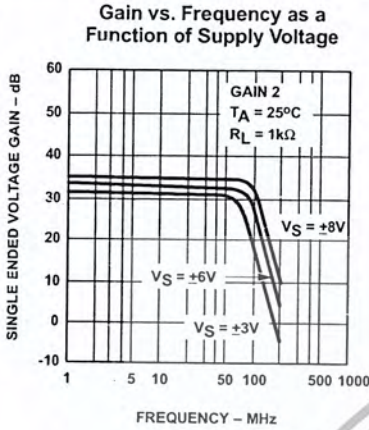
## NOTES:

- Gain select Pins  $G_{1A}$  and  $G_{1B}$  connected together.
- Gain select Pins  $G_{2A}$  and  $G_{2B}$  connected together.
- All gain select pins open.
- Applies to 14-pin versions only.

Video amplifier

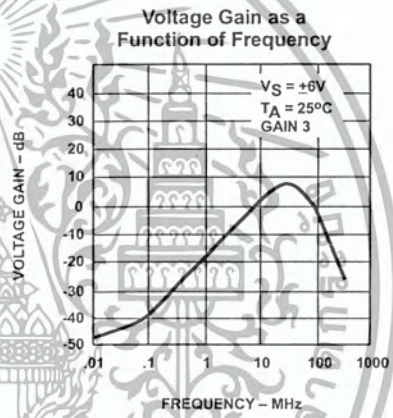
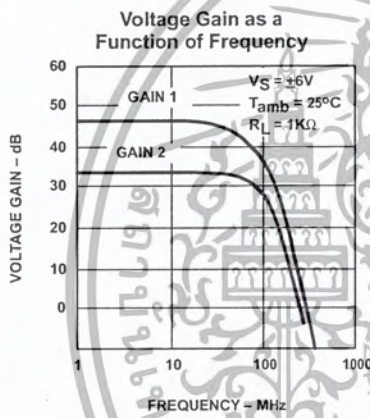
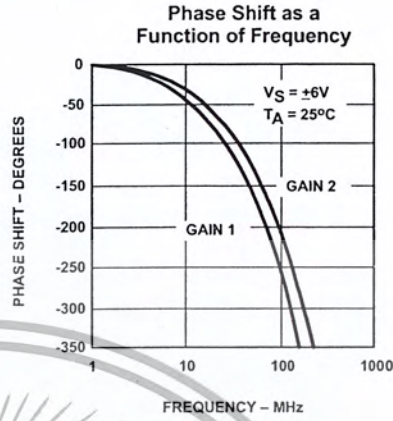
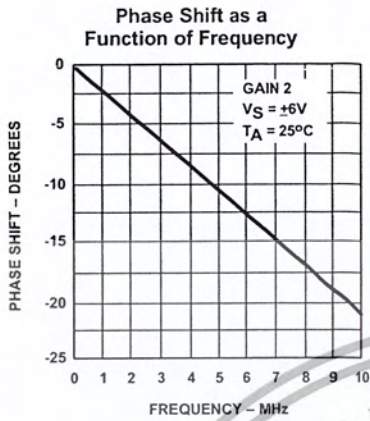
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

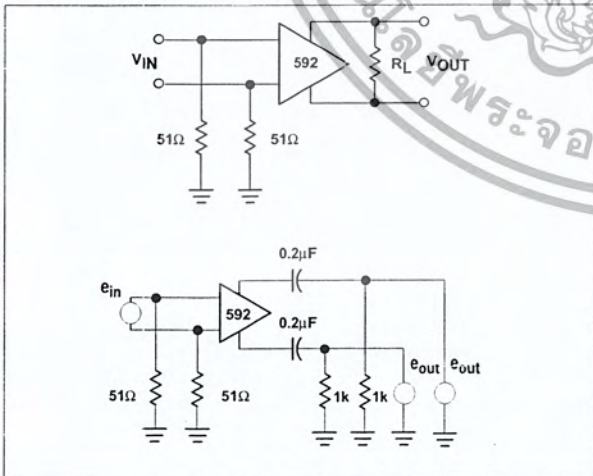


Video amplifier

NE592



TEST CIRCUITS  $T_A = 25^\circ C$ , unless otherwise specified.



# LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

## General Description

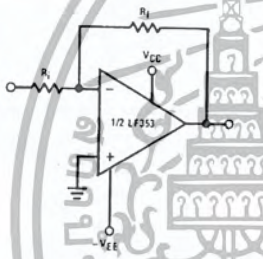
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices 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

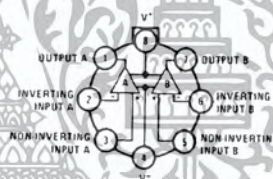
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50pA
- Low input noise voltage 25 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10<sup>12</sup>Ω
- Low total harmonic distortion  $A_V = 10$ ,  $R_L = 10k$ ,  $V_O = 20Vp-p$ ,  $BW = 20$  Hz-20 kHz < 0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

## Typical Connection



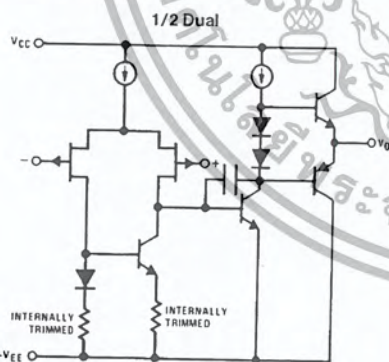
## Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)

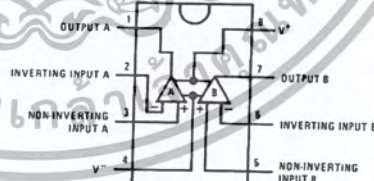


Order Number LF353H  
See NS Package Number H08A

## Simplified Schematic



Dual-In-Line Package (Top View)



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

TL/H/5649-1

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

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 1)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T <sub>j</sub> (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±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 7)	1700V
θ <sub>JA</sub> M Package	TBD

## DC Electrical Characteristics (Note 4)

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 Over Temperature		5	10 13	mV mV
ΔV <sub>OS</sub> /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R <sub>S</sub> = 10kΩ		10		μV/°C
I <sub>OS</sub>	Input Offset Current	T <sub>j</sub> = 25°C, (Notes 4, 5) T <sub>j</sub> ≤ 70°C		25	100 4	pA nA
I <sub>B</sub>	Input Bias Current	T <sub>j</sub> = 25°C, (Notes 4, 5) T <sub>j</sub> ≤ 70°C		50	200 8	pA 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 V <sub>O</sub> = ±10V, R <sub>L</sub> = 2kΩ Over Temperature	25	100		V/mV 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 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R <sub>S</sub> ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I <sub>S</sub>	Supply Current			3.6	6.5	mA

## AC Electrical Characteristics (Note 4)

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

**Note 1:** For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W typ junction to ambient for the N package, and 158°C/W typ junction to ambient for the H package.

**Note 2:** Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

**Note 3:** The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

**Note 4:** These specifications apply for V<sub>S</sub> = ±15V and 0°C ≤ T<sub>A</sub> ≤ +70°C. V<sub>OS</sub>, I<sub>B</sub> and I<sub>OS</sub> are measured at V<sub>CM</sub> = 0.

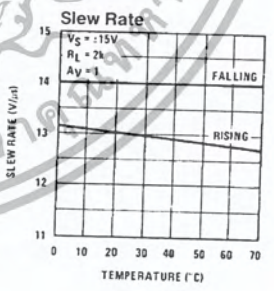
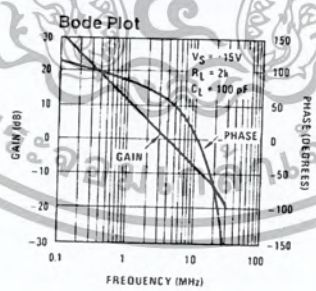
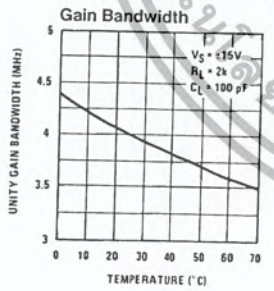
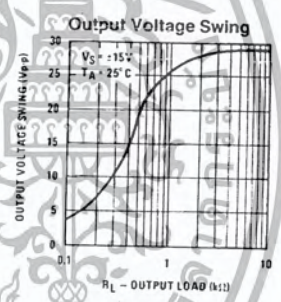
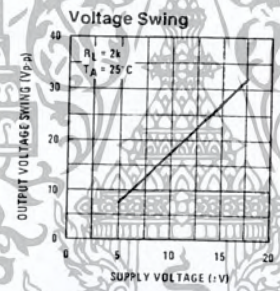
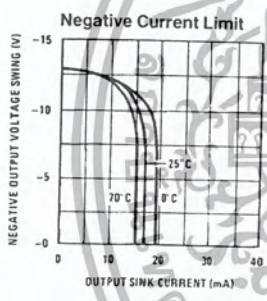
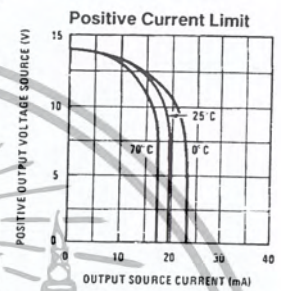
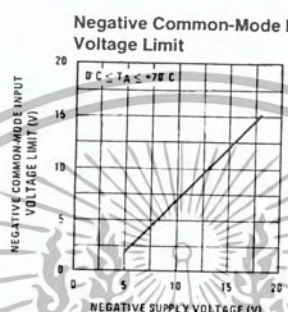
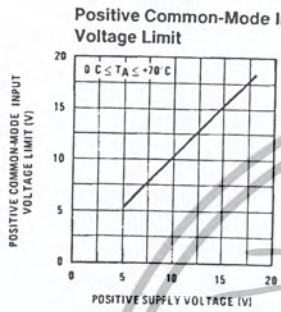
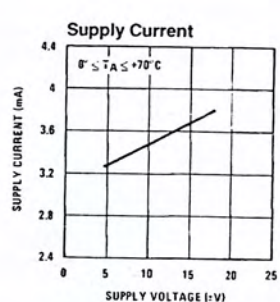
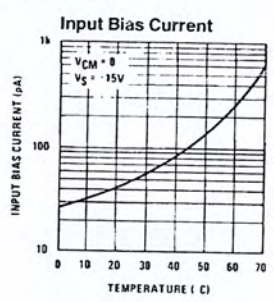
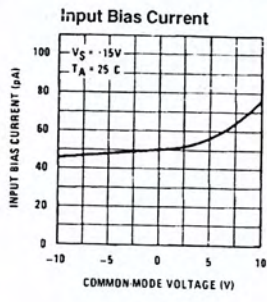
**Note 5:** The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T<sub>j</sub>. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P<sub>D</sub>. T<sub>j</sub> = T<sub>A</sub> + θ<sub>JA</sub> P<sub>D</sub> where θ<sub>JA</sub> is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

**Note 6:** Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. V<sub>S</sub> = ±6V to ±15V.

**Note 7:** Human body model, 1.5 kΩ in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

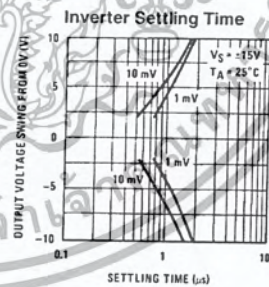
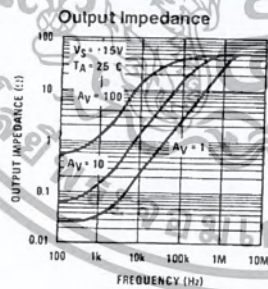
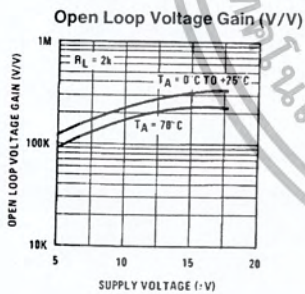
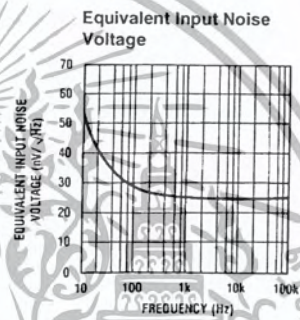
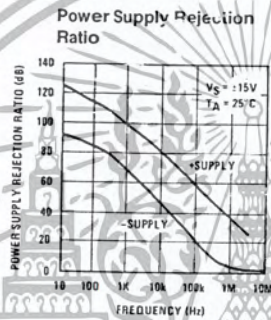
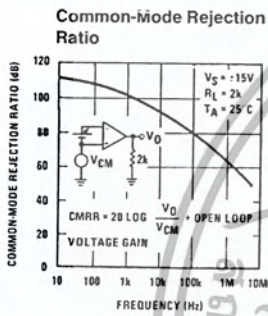
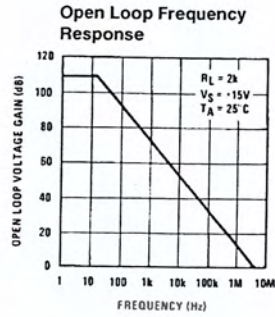
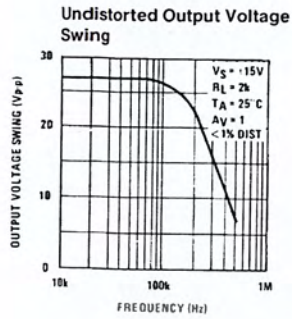
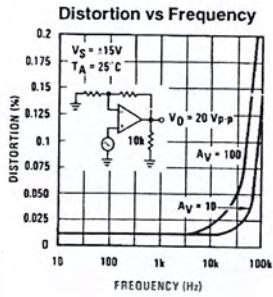
# Typical Performance Characteristics



TL/H/5649-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5649-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### FEATURES

#### AC PERFORMANCE

Unity Gain Bandwidth: 34 MHz  
Fast Settling: 135 ns to 0.01%  
Slew Rate: 250 V/ $\mu$ s  
Stable at Gains of 1 or Greater  
Full Power Bandwidth: 3.9 MHz

#### DC PERFORMANCE

Input Offset Voltage: 1 mV max (AD843K/B)  
Input Bias Current: 0.6 nA typ  
Input Voltage Noise: 19 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$   
Open Loop Gain: 30 V/mV into a 500  $\Omega$  Load  
Output Current: 50 mA min  
Supply Current: 13 mA max  
Available in 8-Pin Plastic Mini-DIP & Cerdip, 16-Pin SOIC,  
20-Pin LCC and 12-Pin Hermetic Metal Can Packages  
Available in Tape and Reel in Accordance with  
EIA-481A Standard  
Chips and MIL-STD-883B Parts Also Available

#### APPLICATIONS

High Speed Sample-and-Hold Amplifiers  
High Bandwidth Active Filters  
High Speed Integrators  
High Frequency Signal Conditioning

### PRODUCT DESCRIPTION

The AD843 is a fast settling, 34 MHz, CBFET input op amp. The AD843 combines the low (0.6 nA) input bias currents characteristic of a FET input amplifier while still providing a 34 MHz bandwidth and a 135 ns settling time (to within 0.01% of final value for a 10 volt step). The AD843 is a member of the Analog Devices' family of wide bandwidth operational amplifiers. These devices are fabricated using Analog Devices' junction isolated complementary bipolar (CB) process. This process permits a combination of dc precision and wideband ac performance previously unobtainable in a monolithic op amp.

The 250 V/ $\mu$ s slew rate and 0.6 nA input bias current of the AD843 ensure excellent performance in high speed sample-and-hold applications and in high speed integrators. This amplifier is also ideally suited for high bandwidth active filters and high frequency signal conditioning circuits.

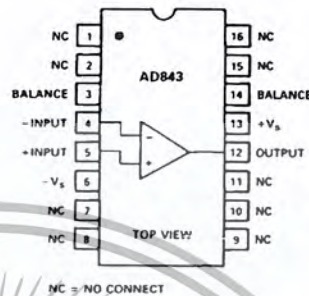
Unlike many high frequency amplifiers, the AD843 requires no external compensation and it remains stable over its full operating temperature range. It is available in five performance grades: the AD843J and AD843K are rated over the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD843A and AD843B are rated over the industrial temperature range of -40°C to +85°C. The AD843S is rated over the military temperature range of -55°C to +125°C and is available processed to MIL-STD-883B, Rev. C.

### REV. D

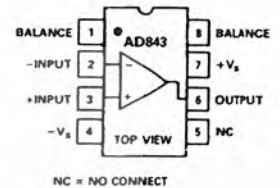
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices.

### CONNECTION DIAGRAMS

#### 16-Pin SOIC (R-16) Package



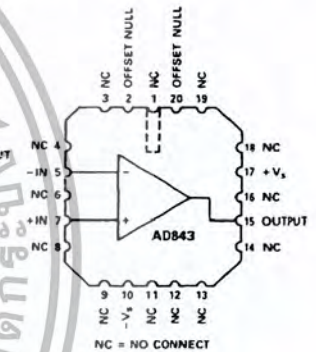
#### Plastic (N-8) and Cerdip (Q-8) Package



#### TO-8 (H-12A) Package



#### LCC (E-20A) Package



The AD843 is offered in either 8-pin plastic DIP or hermetic cerdip packages, in 16-pin SOIC, 20-Pin LCC, or in a 12-pin metal can. Chips are also available.

### PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The high slew rate, fast settling time and low input bias current of the AD843 make it the ideal amplifier for 12-bit D/A and A/D buffers, for high speed sample-and-hold amplifiers and for high speed integrator circuits. The AD843 can replace many FET input hybrid amplifiers such as the LH0032, LH4104 and OPA600.
2. Fully differential inputs provide outstanding performance in all standard high frequency op amp applications such as signal conditioning and active filters.
3. Laser wafer trimming reduces the input offset voltage to 1 mV max (AD843K and AD843B).
4. Although external offset nulling is unnecessary in many applications, offset null pins are provided.
5. The AD843 does not require external compensation at closed loop gains of 1 or greater.

© Analog Devices, Inc., 1995

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
Tel: 617/329-4700 Fax: 617/326-8703

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD843—SPECIFICATIONS (@ $T_A = +25^\circ\text{C}$ and $\pm 15\text{ V}$ dc, unless otherwise noted)

Model	Conditions	AD843J/A			AD843K/B			AD843S <sup>1</sup>			Units	
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		
INPUT OFFSET VOLTAGE <sup>1</sup> Offset Drift	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	1.0	2.0		0.5	1.0		1.0	2.0		mV	
		1.7	4.0		1.2	2.0		3.0	4.5		mV	
		12			12	35		12			$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
INPUT BIAS CURRENT	Initial ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) Warmed-Up <sup>2</sup> $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	50			40			50			pA	
		0.8	2.5		0.6	1.0		0.8	2.5		nA	
			60/160			23/65			2600		nA	
INPUT OFFSET CURRENT	Initial ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ ) Warmed-Up <sup>2</sup> $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	30			20			30			pA	
		0.25	1.0		0.2	0.4		0.25	1.0		nA	
			23/64			9/26			1025		nA	
INPUT CHARACTERISTICS Input Resistance Input Capacitance		$10^{10}$			$10^{10}$			$10^{10}$			$\Omega$	
		6			6			6			pF	
INPUT VOLTAGE RANGE Common Mode		$\pm 10$	+12, -13		$\pm 10$	+12, -13		$\pm 10$	+12, -13		V	
COMMON-MODE REJECTION	$V_{\text{CM}} = \pm 10\text{ V}$	60	72		70	76		60	72		dB	
	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	60	72		68	76		60	72		dB	
INPUT VOLTAGE NOISE Wideband Noise	$f = 10\text{ kHz}$		19			19			19		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$	
	10 Hz to 10 MHz		60			60			60		$\mu\text{V rms}$	
OPEN LOOP GAIN	$V_O = \pm 10\text{ V}$ $R_{\text{LOAD}} \geq 500\ \Omega$ $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	15	25		20	30		15	30		V/mV	
		10	20		10	25		10	25		V/mV	
OUTPUT CHARACTERISTICS Voltage	$R_{\text{LOAD}} \geq 500\ \Omega$	$\pm 10$	+11.5, -12.6		$\pm 10$	+11.5, -12.6		$\pm 10$	+11.5, -12.6		V	
Current Output Resistance	$V_{\text{OUT}} = \pm 10\text{ V}$ Open Loop	50			50			50			mA	
			12			12			12		$\Omega$	
FREQUENCY RESPONSE Unity Gain Bandwidth Full Power Bandwidth <sup>3</sup> Rise Time Overshoot Slew Rate Settling Time  Overdrive Recovery  Differential Gain Differential Phase	$V_{\text{OUT}} = 90\text{ mV p-p}$ $V_O = 20\text{ V p-p}$ $R_L \geq 500\ \Omega$		34			34			34		MHz	
		2.5	3.9		2.5	3.9		2.5	3.9		MHz	
	$A_{\text{VCL}} = -1$		10			10			10		ns	
		15			15			15			%	
	$A_{\text{VCL}} = -1$ 10 V Step		160	250		160	250		160	250		V/ $\mu\text{s}$
	$A_{\text{VCL}} = -1$ to 0.1%		95			95			95			ns
			135			135			135			ns
	to 0.01%	-Overdrive	200			200			200			ns
		+Overdrive	700			700			700			ns
Differential Gain	$f = 4.4\text{ MHz}$	0.025			0.025			0.025			%	
	$f = 4.4\text{ MHz}$	0.025			0.025			0.025			Degree	
POWER SUPPLY Rated Performance Operating Range Quiescent Current	$T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$	$\pm 15$			$\pm 15$			$\pm 15$			V	
		$\pm 4.5$		$\pm 18$	$\pm 4.5$		$\pm 18$	$\pm 4.5$		$\pm 18$	V	
		12	13		12	13		12	13		mA	
		12.3	14		12.3	14		12.5	16		mA	
Rejection Ratio	$\pm 5\text{ V to } \pm 18\text{ V}$	65	76		70	80		65	76		dB	
		62	76		68	80		62	76		dB	
TEMPERATURE RANGE Operating, Rated Performance Commercial ( $0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$ ) Industrial ( $-40^\circ\text{C to } +85^\circ\text{C}$ ) Military ( $-55^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$ ) <sup>4</sup>		AD843J			AD843K			AD843S				
		AD843A			AD843B							
PACKAGE OPTIONS Plastic (N-8) Cerdip (Q-8) Metal Can (H-12A) LCC (E-20A) SOIC (R-16) Tape & Reel  Chips		AD843JN			AD843KN			AD843SQ, AD843SQ/883B				
		AD843AQ			AD843BQ			AD843SH, AD843SH/883B				
					AD843BH			AD843SE/883B				
		AD843JR-16										
		AD843JR-16-REEL										
	AD843JR-16-REEL7											
	AD843JCHIPS							AD843SCHIPS				

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD843—Typical Characteristics

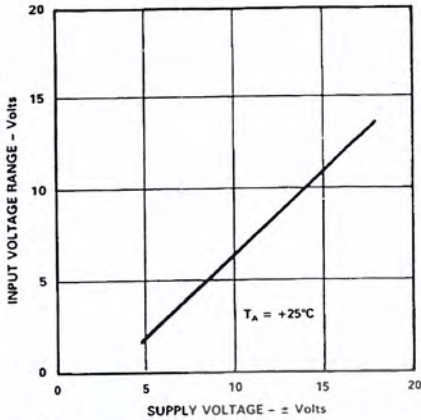


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage

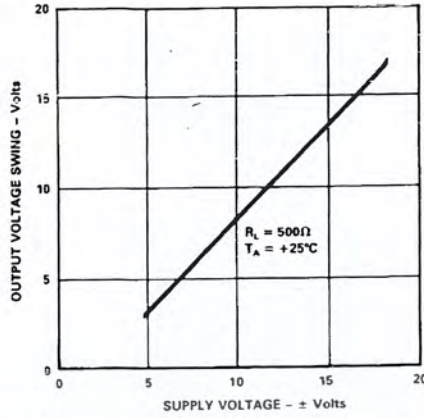


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

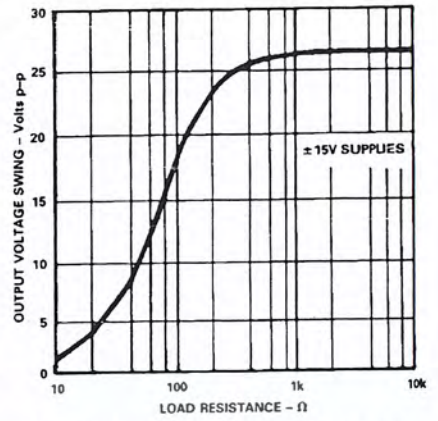


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

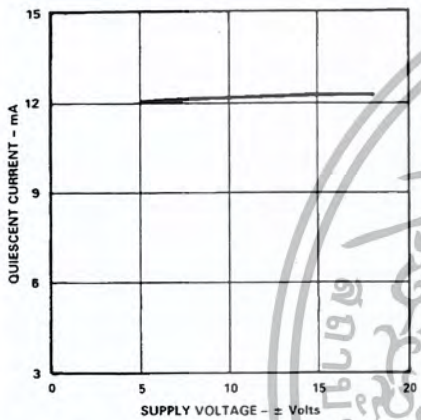


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

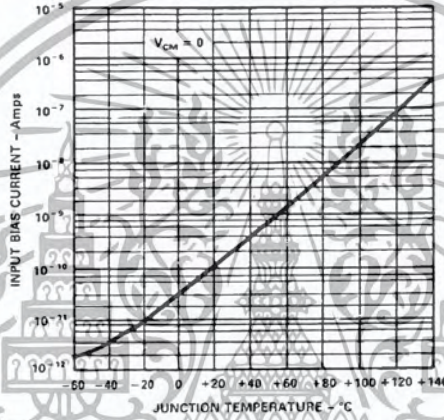


Figure 5. Input Bias Current vs. Junction Temperature

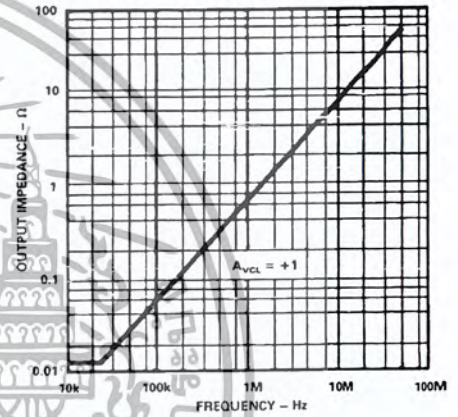


Figure 6. Output Impedance vs. Frequency

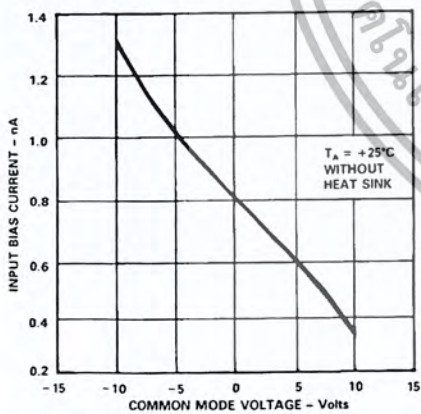


Figure 7. Input Bias Current vs. Common Mode Voltage

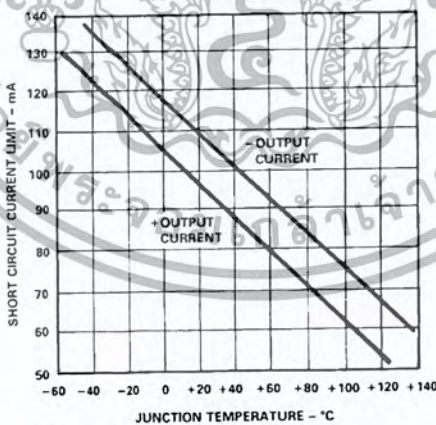


Figure 8. Short Circuit Current Limit vs. Junction Temperature ( $T_J$ )

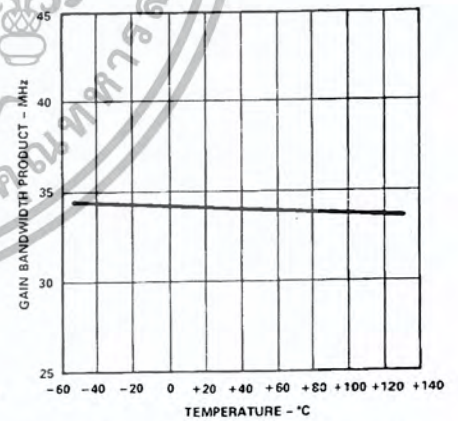


Figure 9. Gain Bandwidth Product vs. Temperature

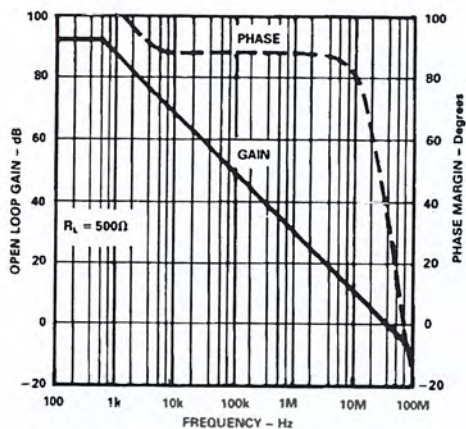


Figure 10. Open Loop Gain and Phase Margin vs. Frequency

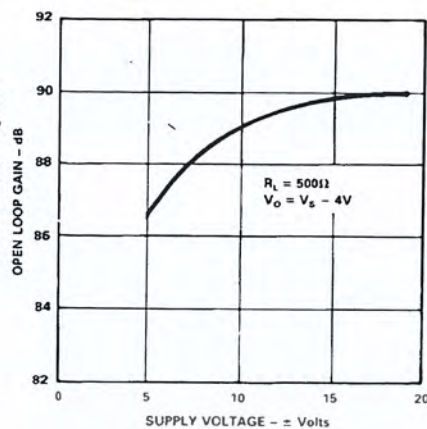


Figure 11. Open Loop Gain vs. Supply Voltage

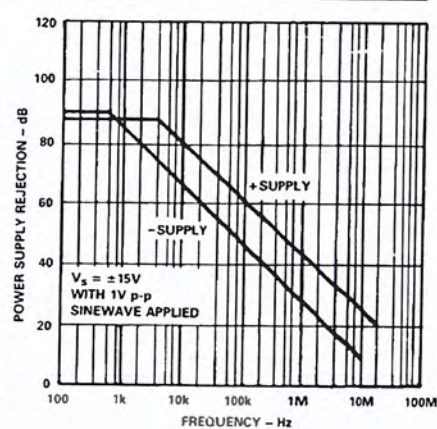


Figure 12. Power Supply Rejection vs. Frequency

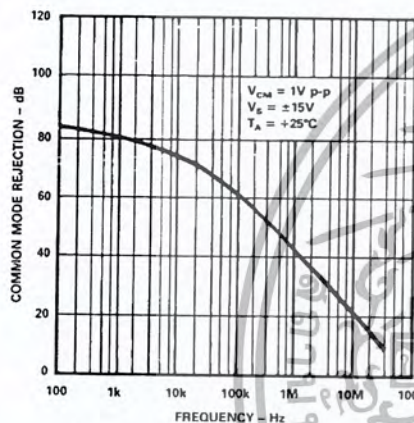


Figure 13. Common Mode Rejection vs. Frequency

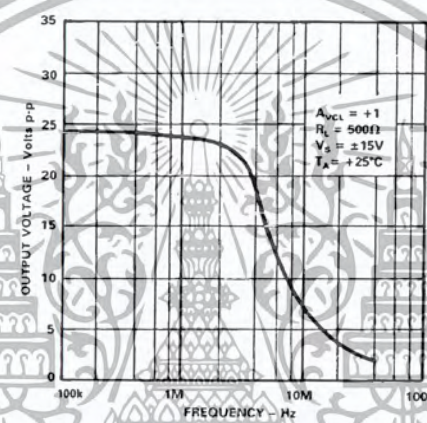


Figure 14. Large Signal Frequency Response

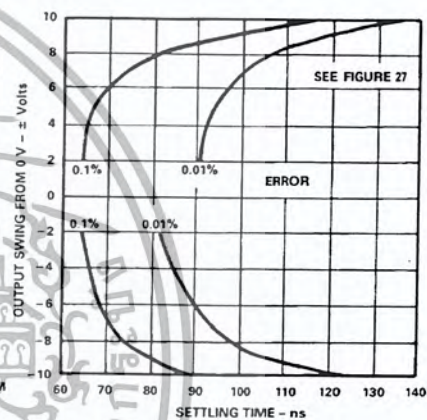


Figure 15. Output Swing and Error vs. Settling Time

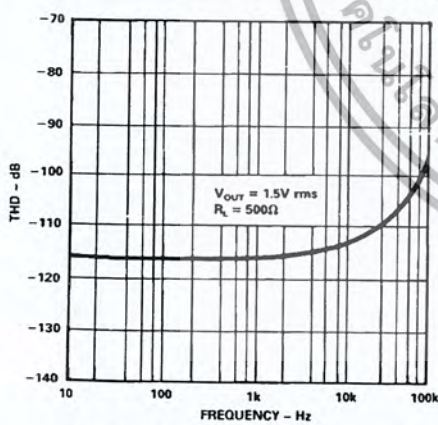


Figure 16. Harmonic Distortion vs. Frequency

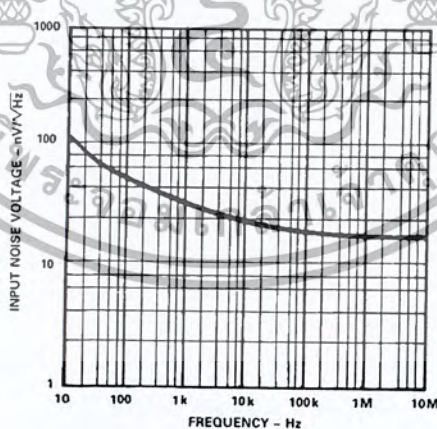


Figure 17. Input Noise Voltage Spectral Density

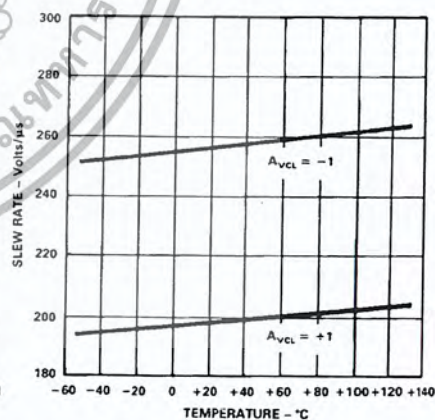


Figure 18. Slew Rate vs. Temperature

### FEATURES

- Low Cost
- Excellent Video Performance
  - 55 MHz 0.1 dB Bandwidth (Gain = +2)
  - 0.01% and 0.05° Differential Gain and Phase Errors
- High Speed
  - 130 MHz Bandwidth (3 dB, G = +2)
  - 100 MHz Bandwidth (3 dB, G = -1)
  - 500 V/ $\mu$ s Slew Rate
  - 80 ns Settling Time to 0.01% ( $V_O = 10$  V Step)
- High Output Drive Capability
  - 50 mA Minimum Output Current
  - Ideal for Driving Back Terminated Cables
- Flexible Power Supply
  - Specified for Single (+5 V) and Dual ( $\pm 5$  V to  $\pm 15$  V) Power Supplies
  - Low Power: 7.5 mA Max Supply Current
- Available in 8-Lead SOIC and 8-Lead PDIP

### GENERAL DESCRIPTION

The AD818 is a low cost video op amp optimized for use in video applications that require gains equal to or greater than +2 or -1. The AD818's low differential gain and phase errors, single supply functionality, low power, and high output drive make it ideal for cable driving applications such as video cameras and professional video equipment.

With video specs like 0.1 dB flatness to 55 MHz and low differential gain and phase errors of 0.01% and 0.05°, along with 50 mA of output current, the AD818 is an excellent choice for

any video application. The 130 MHz 3 dB bandwidth (G = +2) and 500 V/s slew rate make the AD818 useful in many high speed applications including video monitors, CATV, color copiers, image scanners, and fax machines.

The AD818 is fully specified for operation with a single +5 V power supply and with dual supplies from  $\pm 5$  V to  $\pm 15$  V. This power supply flexibility, coupled with a very low supply current of 7.5 mA and excellent ac characteristics under all power supply conditions, make the AD818 the ideal choice for many demanding yet power sensitive applications.

The AD818 is a voltage feedback op amp and excels as a gain stage in high speed and video systems (gain  $\geq 2$ , or gain  $\leq -1$ ). It achieves a settling time of 45 ns to 0.1%, with a low input offset voltage of 2 mV max.

The AD818 is available in low cost, small 8-lead PDIP and SOIC packages.

### CONNECTION DIAGRAM

8-Lead Plastic Mini-DIP (N) and SOIC (R) Packages

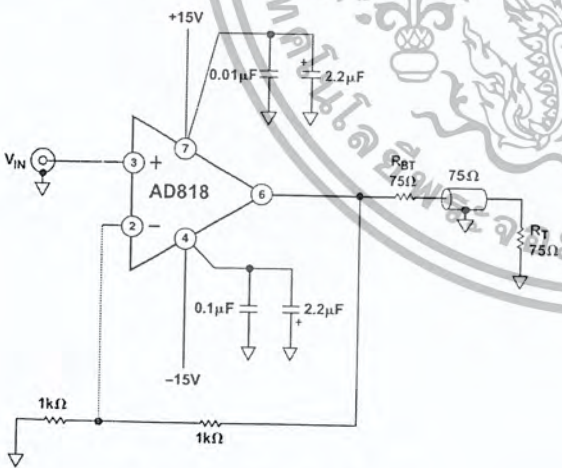
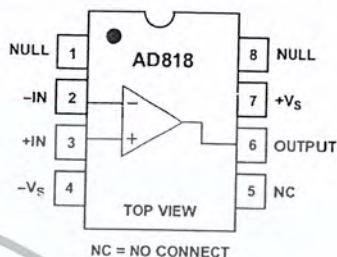


Figure 1. Video Line Driver

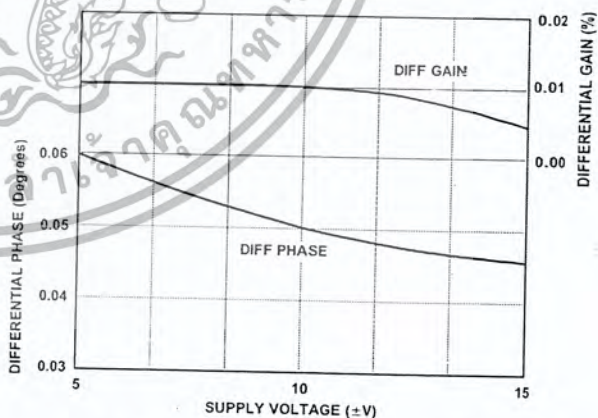


Figure 2. Differential Gain and Phase vs. Supply

REV.D

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties that may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Analog Devices. Trademarks and registered trademarks are the property of their respective companies.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.  
 Tel: 781/329-4700  
 Fax: 781/461-3113  
[www.analog.com](http://www.analog.com)  
 ©2010 Analog Devices, Inc. All rights reserved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD818—SPECIFICATIONS

(@  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , unless otherwise noted.)

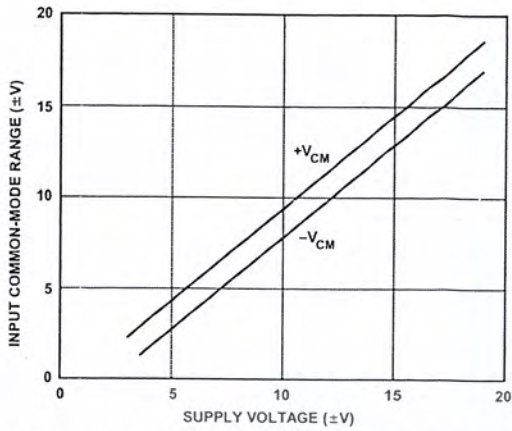
Parameter	Conditions	$V_S$	AD818A			Unit
			Min	Typ	Max	
<b>DYNAMIC PERFORMANCE</b>						
-3 dB Bandwidth	Gain = +2	$\pm 5\text{ V}$	70	95		MHz
		$\pm 15\text{ V}$	100	130		MHz
		0 V, +5 V	40	55		MHz
	Gain = -1	$\pm 5\text{ V}$	50	70		MHz
		$\pm 15\text{ V}$	70	100		MHz
		0 V, +5 V	30	50		MHz
Bandwidth for 0.1 dB Flatness	Gain = +2 $C_C = 2\text{ pF}$	$\pm 5\text{ V}$	20	43		MHz
		$\pm 15\text{ V}$	40	55		MHz
		0 V, +5 V	10	18		MHz
	Gain = -1 $C_C = 2\text{ pF}$	$\pm 5\text{ V}$	18	34		MHz
		$\pm 15\text{ V}$	40	72		MHz
		0 V, +5 V	10	19		MHz
Full Power Bandwidth*	$V_{OUT} = 5\text{ V p-p}$ $R_{LOAD} = 500\ \Omega$	$\pm 5\text{ V}$		25.5		MHz
Slew Rate	$V_{OUT} = 20\text{ V p-p}$ $R_{LOAD} = 1\text{ k}\ \Omega$	$\pm 15\text{ V}$		8.0		MHz
	$R_{LOAD} = 1\text{ k}\ \Omega$	$\pm 5\text{ V}$	350	400		V/ $\mu\text{s}$
	Gain = -1	$\pm 15\text{ V}$	450	500		V/ $\mu\text{s}$
		0 V, +5 V	250	300		V/ $\mu\text{s}$
Settling Time to 0.1%	-2.5 V to +2.5 V 0 V-10 V Step, $A_V = -1$	$\pm 5\text{ V}$		45		ns
Settling Time to 0.01%	-2.5 V to +2.5 V	$\pm 5\text{ V}$		45		ns
	0 V-10 V Step, $A_V = -1$	$\pm 15\text{ V}$		80		ns
Total Harmonic Distortion	$F_C = 1\text{ MHz}$	$\pm 15\text{ V}$		63		dB
Differential Gain Error ( $R_L = 150\ \Omega$ )	NTSC	$\pm 15\text{ V}$		0.005	0.01	%
	Gain = +2	$\pm 5\text{ V}$		0.01	0.02	%
		0 V, +5 V			0.08	
Differential Phase Error ( $R_L = 150\ \Omega$ )	NTSC	$\pm 15\text{ V}$		0.045	0.09	Degrees
	Gain = +2	$\pm 5\text{ V}$		0.06	0.09	Degrees
		0 V, +5 V			0.1	
Cap Load Drive				10		pF
<b>INPUT OFFSET VOLTAGE</b>						
Offset Drift	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5\text{ V}$ to $\pm 15\text{ V}$		0.5	2	mV
					3	mV
<b>INPUT BIAS CURRENT</b>						
Offset Current Drift	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5\text{ V}$ , $\pm 15\text{ V}$		3.3	6.6	$\mu\text{A}$
					10	$\mu\text{A}$
					4.4	$\mu\text{A}$
<b>INPUT OFFSET CURRENT</b>						
Offset Current Drift	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 5\text{ V}$ , $\pm 15\text{ V}$		25	300	nA
					500	nA
<b>OPEN-LOOP GAIN</b>						
Offset Current Drift	$V_{OUT} = \pm 2.5\text{ V}$ $R_{LOAD} = 500\ \Omega$	$\pm 5\text{ V}$		3	5	V/mV
			$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		2	
	$R_{LOAD} = 150\ \Omega$ $V_{OUT} = \pm 10\text{ V}$	$\pm 15\text{ V}$		2	4	V/mV
			$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		6	9
	$R_{LOAD} = 1\text{ k}\ \Omega$ $V_{OUT} = \pm 7.5\text{ V}$	$\pm 15\text{ V}$		3		V/mV
			$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		3	
	$R_{LOAD} = 150\ \Omega$ (50 mA Output)			3	5	V/mV
			$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$		3	
<b>COMMON-MODE REJECTION</b>						
Offset Current Drift	$V_{CM} = \pm 2.5\text{ V}$	$\pm 5\text{ V}$	82	100		dB
	$V_{CM} = \pm 12\text{ V}$	$\pm 15\text{ V}$	86	120		dB
	$T_{MIN}$ to $T_{MAX}$	$\pm 15\text{ V}$	84	100		dB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

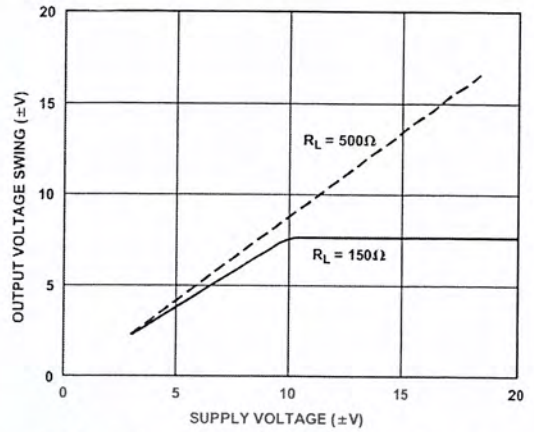
Parameter	Conditions	V <sub>S</sub>	AD818A			Unit
			Min	Typ	Max	
POWER SUPPLY REJECTION	V <sub>S</sub> = ±5 V to ±15 V T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>		80	90		dB
			80			dB
INPUT VOLTAGE NOISE	f = 10 kHz	±5 V, ±15 V		10		nV/√Hz
INPUT CURRENT NOISE	f = 10 kHz	±5 V, ±15 V		1.5		pA/√Hz
INPUT COMMON-MODE VOLTAGE RANGE		±5 V	+3.8	+4.3		V
			-2.7	-3.4		V
			+13	+14.3		V
			-12	-13.4		V
			+3.8	+4.3		V
OUTPUT VOLTAGE SWING	R <sub>LOAD</sub> = 500 Ω R <sub>LOAD</sub> = 150 Ω R <sub>LOAD</sub> = 1 kΩ R <sub>LOAD</sub> = 500 Ω R <sub>LOAD</sub> = 500 Ω	±5 V	3.3	3.8		±V
			3.2	3.6		±V
			13.3	13.7		±V
			12.8	13.4		±V
			1.5, 3.5			V
Output Current		±15 V	50			mA
			50			mA
Short-Circuit Current		0 V, +5 V ±15 V	30			mA
			90			mA
INPUT RESISTANCE				300		kΩ
INPUT CAPACITANCE				1.5		pF
OUTPUT RESISTANCE	Open Loop			8		Ω
POWER SUPPLY Operating Range	Dual Supply Single Supply	±5 V +5 V		±2.5 +5		V
					±18 +36	V
Quiescent Current	T <sub>MIN</sub> to T <sub>MAX</sub>	±5 V ±5 V ±15 V ±15 V		7.0		mA
				7.5		mA
				7.5		mA
				7.0	7.5	mA

\*Full power bandwidth = slew rate/(2 × V<sub>PEAK</sub>)  
Specifications subject to change without notice.

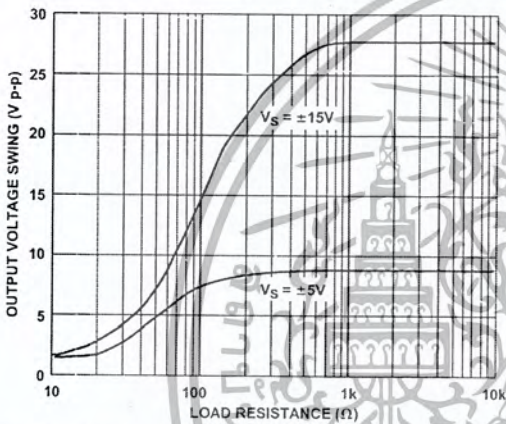
# Typical Performance Characteristics—AD818



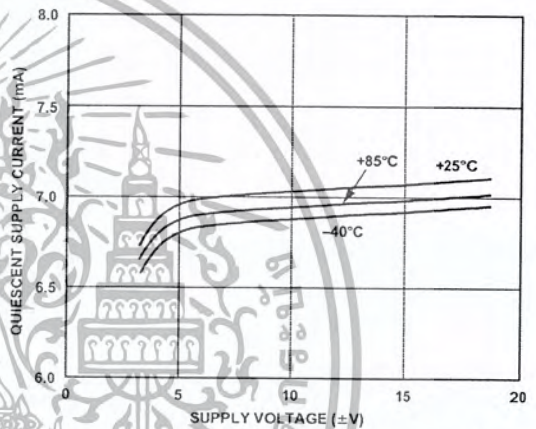
TPC 1. Common-Mode Voltage Range vs. Supply



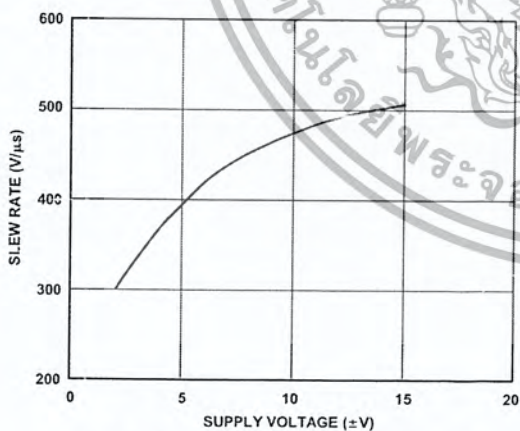
TPC 4. Output Voltage Swing vs. Supply



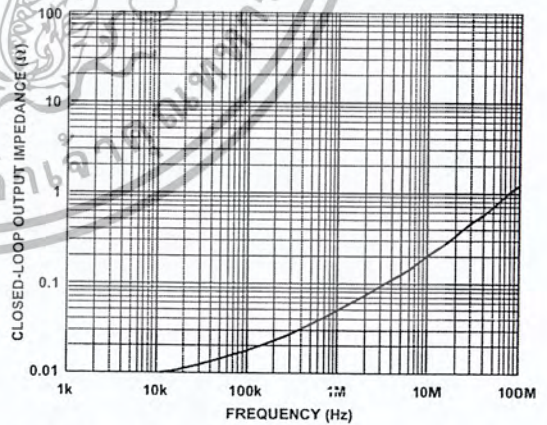
TPC 2. Output Voltage Swing vs. Load Resistance



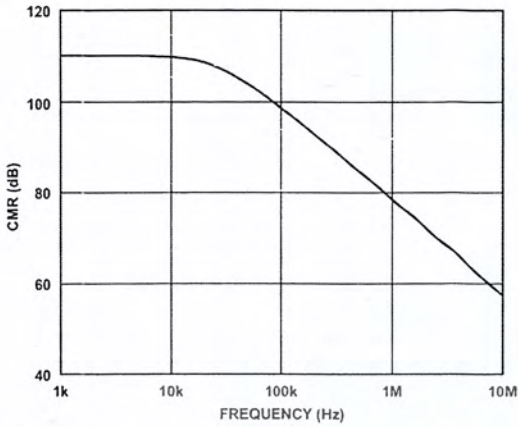
TPC 5. Quiescent Supply Current vs. Supply Voltage



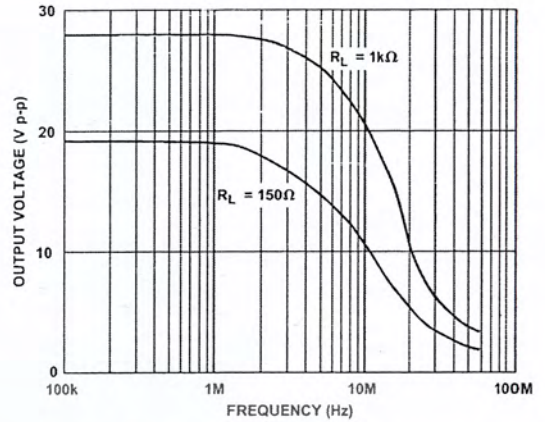
TPC 3. Slew Rate vs. Supply Voltage



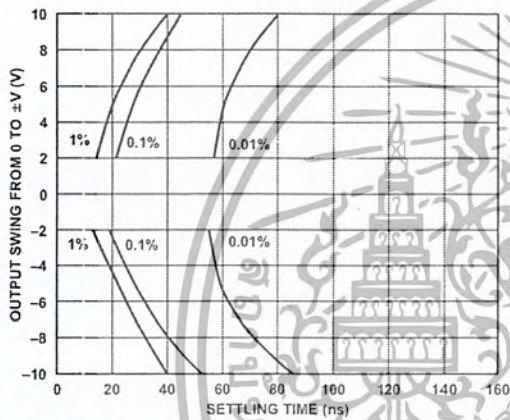
TPC 6. Closed-Loop Output Impedance vs. Frequency



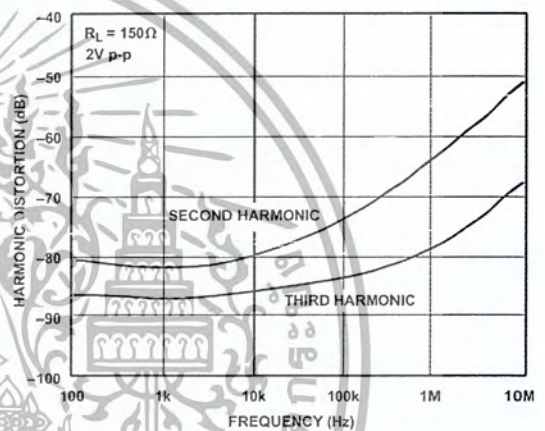
TPC 13. Common-Mode Rejection vs. Frequency



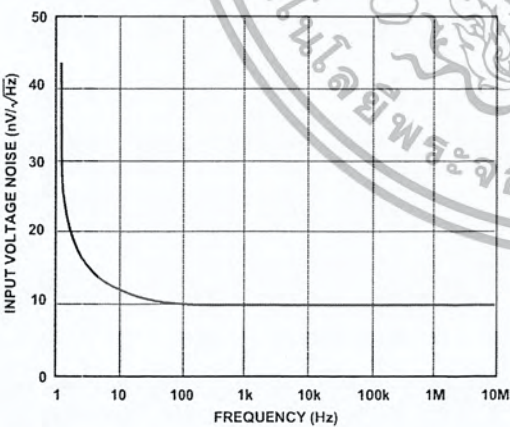
TPC 16. Output Voltage vs. Frequency



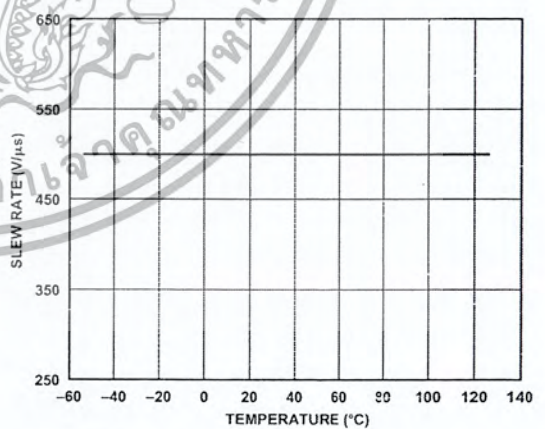
TPC 14. Output Swing and Error vs. Settling Time



TPC 17. Harmonic Distortion vs. Frequency



TPC 15. Input Voltage Noise Spectral Density vs. Frequency



TPC 18. Slew Rate vs. Temperature

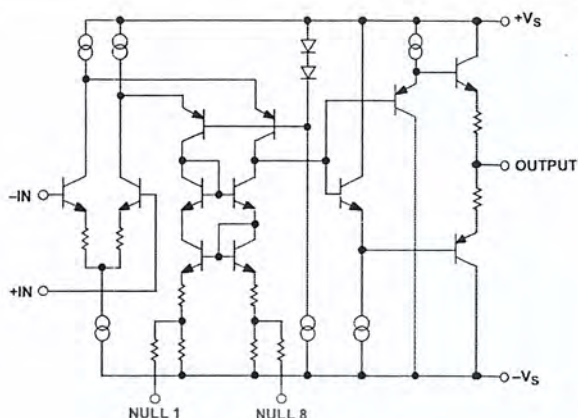


Figure 4. AD818 Simplified Schematic

### THEORY OF OPERATION

The AD818 is a low cost video operational amplifier designed to excel in high performance, high output current video applications.

The AD818 (Figure 4) consists of a degenerated NPN differential pair driving matched PNPs in a folded-cascode gain stage. The output buffer stage employs emitter followers in a class AB amplifier that delivers the necessary current to the load, while maintaining low levels of distortion.

The AD818 will drive terminated cables and capacitive loads of 10 pF or less. As the closed-loop gain is increased, the AD818 will drive heavier capacitive loads without oscillating.

### INPUT CONSIDERATIONS

An input protection resistor ( $R_{IN}$  in TPC 28) is required in circuits where the input to the AD818 will be subjected to transients of continuous overload voltages exceeding the  $\pm 6$  V maximum differential limit. This resistor provides protection for the input transistors by limiting their maximum base current.

For high performance circuits, it is recommended that a "balancing" resistor be used to reduce the offset errors caused by bias current flowing through the input and feedback resistors. The balancing resistor equals the parallel combination of  $R_{IN}$  and  $R_F$  and thus provides a matched impedance at each input terminal. The offset voltage error will then be reduced by more than an order of magnitude.

### GROUNDING AND BYPASSING

When designing high frequency circuits, some special precautions are in order. Circuits must be built with short interconnect leads. When wiring components, care should be taken to provide a low resistance, low inductance path to ground. Sockets should be avoided, since their increased interlead capacitance can degrade circuit bandwidth.

Feedback resistors should be of low enough value ( $\leq 1$  k $\Omega$ ) to ensure that the time constant formed with the inherent stray capacitance at the amplifier's summing junction will not limit performance. This parasitic capacitance, along with the parallel resistance of  $R_F \parallel R_{IN}$ , forms a pole in the loop transmission, which

may result in peaking. A small capacitance (1 pF–5 pF) may be used in parallel with the feedback resistor to neutralize this effect.

Power supply leads should be bypassed to ground as close as possible to the amplifier pins. Ceramic disc capacitors of 0.1  $\mu$ F are recommended.

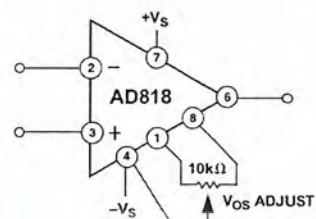


Figure 5. Offset Null Configuration

### OFFSET NULLING

The input offset voltage of the AD818 is inherently very low. However, if additional nulling is required, the circuit shown in Figure 5 can be used. The null range of the AD818 in this configuration is  $\pm 10$  mV.

### SINGLE SUPPLY OPERATION

Another exciting feature of the AD818 is its ability to perform well in a single supply configuration. The AD818 is ideally suited for applications that require low power dissipation and high output current.

Referring to Figure 6, careful consideration should be given to the proper selection of component values. The choices for this particular circuit are:  $R_1 + R_3 \parallel R_2$  combine with  $C_1$  to form a low frequency corner of approximately 10 kHz.  $C_4$  was inserted in series with  $R_4$  to maintain amplifier stability at high frequency.

Combining  $R_3$  with  $C_2$  forms a low-pass filter with a corner frequency of approximately 500 Hz. This is needed to maintain amplifier PSRR, since the supply is connected to  $V_{IN}$  through the input divider. The values for  $R_2$  and  $C_2$  were chosen to demonstrate the AD818's exceptional output drive capability. In this configuration, the output is centered around 2.5 V. In order to eliminate the static dc current associated with this level,  $C_3$  was inserted in series with  $R_L$ .

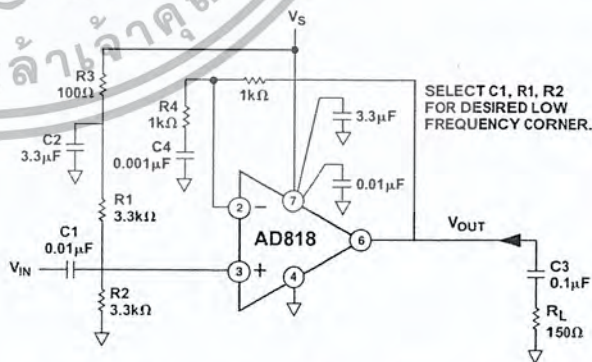


Figure 6. Single-Supply Amplifier Configuration

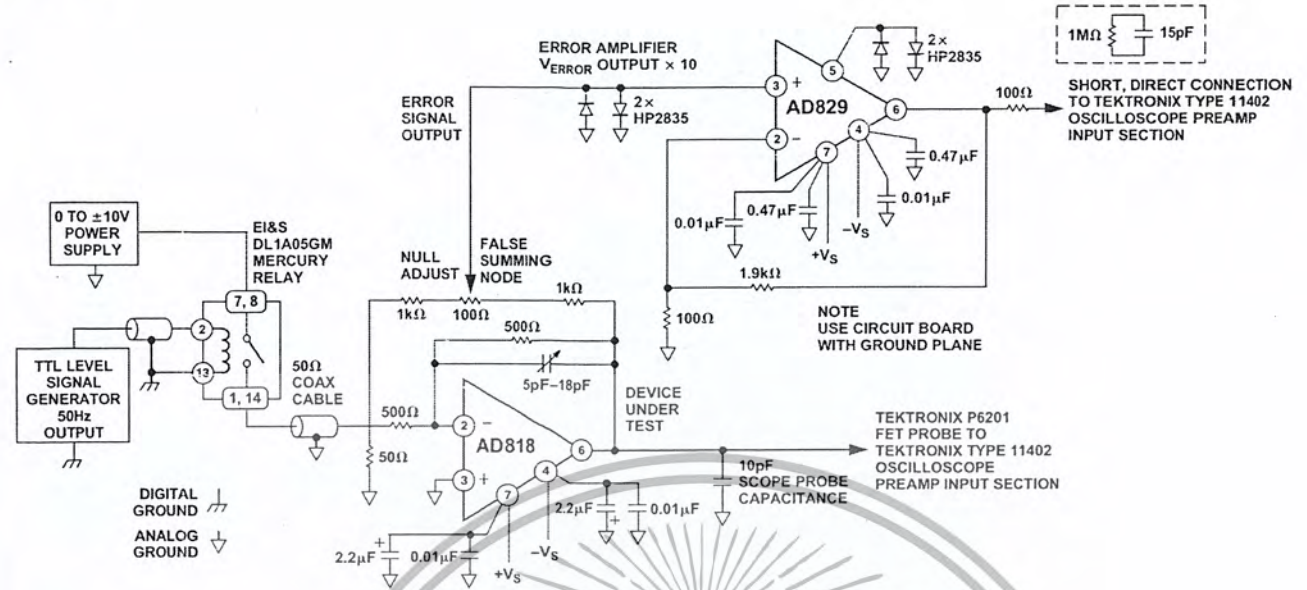


Figure 7. Settling Time Test Circuit

**AD818 SETTLING TIME**

Settling time primarily comprises two regions. The first is the slow time in which the amplifier is overdriven, where the output voltage rate of change is at its maximum. The second is the linear time period required for the amplifier to settle to within a specified percentage of the final value.

Measuring the rapid settling time of the AD818 (45 ns to 0.1% and 80 ns to 0.01%—10 V step) requires applying an input pulse with a very fast edge and an extremely flat top. With the AD818 configured in a gain of -1, a clamped false summing junction responds when the output error is within the sum of two diode voltages (approximately 1 V). The signal is then amplified 20 times by a clamped amplifier whose output is connected directly to a sampling oscilloscope.

**A High Performance Video Line Driver**

The buffer circuit shown in Figure 8 will drive a back-terminated 75 Ω video line to standard video levels (1 V p-p) with 0.1 dB gain flatness to 55 MHz with only 0.05% and 0.01% differential phase and gain at the 3.58 MHz NTSC subcarrier frequency. This level of performance, which meets the requirements for high definition video displays and test equipment, is achieved using only 7 mA quiescent current.

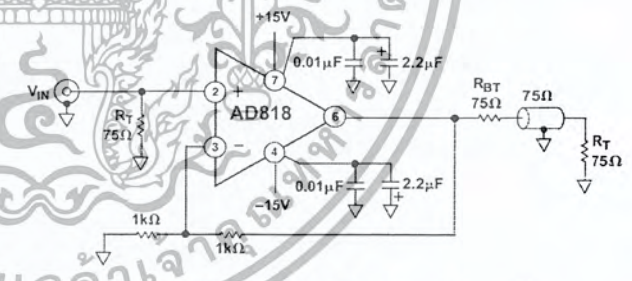


Figure 8. Video Line Driver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DIFFERENTIAL LINE RECEIVER**

The differential receiver circuit of Figure 9 is useful for many applications—from audio to video. It allows extraction of a low level signal in the presence of common-mode noise, as shown in Figure 10.

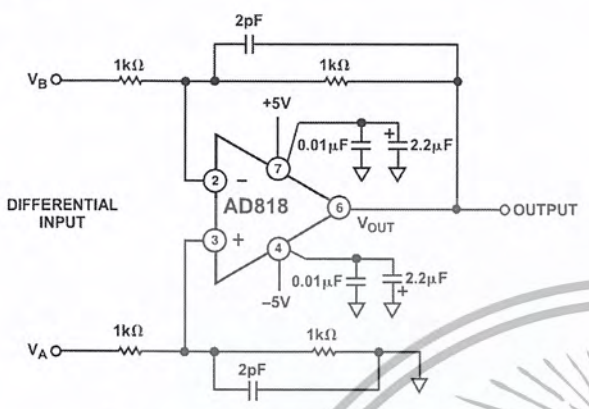
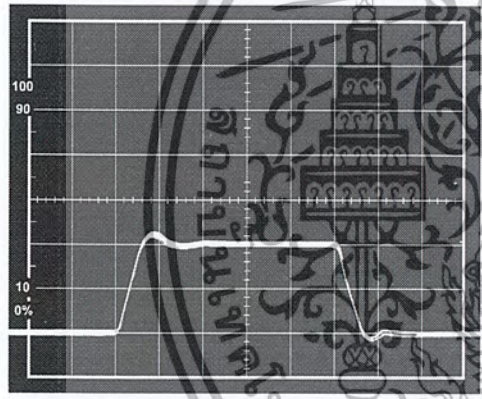
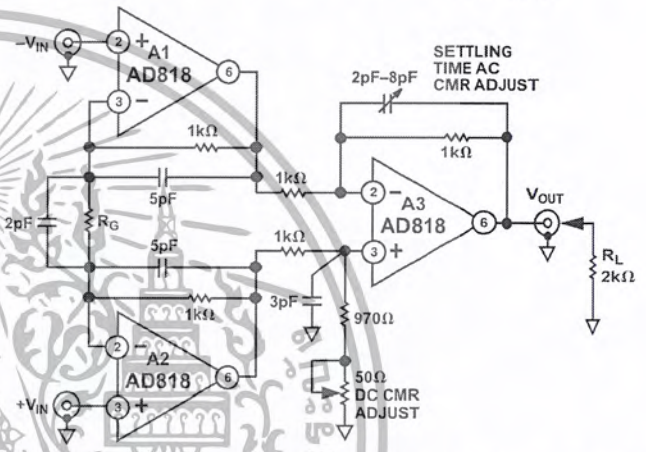
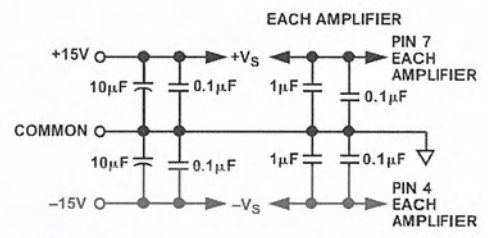


Figure 9. Differential Line Receiver



**A HIGH SPEED, 3-OP AMP IN AMP**

The circuit of Figure 11 uses three high speed op amps: two AD818s and an AD817. This high speed circuit lends itself well to CCD imaging and other video speed applications. It has the optional flexibility of both dc and ac trims for common-mode rejection, plus the ability to adjust for minimum settling time.



BANDWIDTH, SETTLING TIME, AND TOTAL HARMONIC DISTORTION VS. GAIN

GAIN	R <sub>G</sub>	C <sub>ADJ</sub> (pF)	SMALL SIGNAL BANDWIDTH	SETTLING TIME TO 0.1%	THD + NOISE BELOW INPUT LEVEL @ 10kHz
3	1kΩ	2-8	14.7MHz	200ns	82dB
10	222Ω	2-8	4.5MHz	370ns	81dB
100	20Ω	2-8	960kHz	2.5µs	71dB

Figure 11. High Speed 3-Op Amp In Amp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้