

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

VIDEO VIA OPTICAL FIBER



โดย  
นายฉันทน์ สอนสุทธิ  
นายธนัสถ์ นนทพุทธ

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....**61894**  
วัน,เดือน,ปี.....**24 ก.ค. 2549**

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

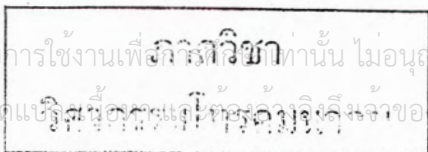
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

นางสาว...  
*[Handwritten signature]*

*[Handwritten mark]*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแยกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

VIDEO VIA OPTICAL FIBER

โดย

นายชินนทร์ สอนสุทธิ 45015048

นายธนัสถ์ นนทพุท 45015053

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาศิพงษ์

รศ. นิภา ลีลารุจิ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

VIDEO VIA OPTICAL FIBER

ผู้จัดทำ

1. นายชินนทร์ สอนสุทธิ 45015048

2. นายธน์สดี นนทพุทท 45015053

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนทีพงษ์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา  
(รศ. นิภา ตีสารุจิ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง  
VIDEO VIA OPTICAL FIBER

โดย นายชนินทร์ สอนสุทธิ 45015048  
นายธนัสดี นนทพุทธ 45015053

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาถิพงษ์  
รศ. นิภา สีลาโรจิ

**บทคัดย่อ**

โครงการนี้เป็นการศึกษาและสร้างอุปกรณ์เกี่ยวกับการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านตัวกลางที่เป็นเส้นใยแก้วนำแสง โดยมีหลักการว่าด้านส่งจะส่งสัญญาณภาพพร้อมเสียงรวมกัน หลังจากนั้นทำการแปลงสัญญาณเป็นแสงแล้วส่งผ่านไปนเส้นใยแก้วนำแสง ส่วนทางด้านรับเมื่อรับสัญญาณมาจะทำการแปลงสัญญาณแสงกลับมาเป็นสัญญาณภาพและเสียงพร้อมกัน โดยโครงการนี้จะเป็นการสื่อสารแบบ ฮาล์ฟดูเพล็กซ์

**ABSTRACT**

This project is study and construction the equipments which transmit video and audio signal through optical fiber its principle is that the sending side will combine video signal and audio signal together, after that these signals will be convert to optical signals and feed into optical fiber. The receiving side, the arriving optical signal will be converted to video and audio signal. The system will be half-duplex communication system.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 ประวัติความเป็นมาของการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง	2
2.2 ความรู้เบื้องต้นทางแสง	2
2.2.1 คุณสมบัติที่สำคัญของแสงมีอะไรบ้าง	2
2.2.2 ค่าดัชนีการหักเหของแสง	4
2.2.3 ปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสง	5
2.2.4 การแทรกสอดและการเลี้ยวเบน	6
2.2.5 โพลาริเซชัน	7
2.2.6 การหักเหของแสง	9
2.3 โครงสร้างเส้นใยแก้วนำแสง	9
2.4 ชนิดของใยแก้วนำแสง	10
2.4.1 เส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว	11
2.4.2 เส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด	12
2.5 การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสง	13
2.6 การสูญเสียแสงในเส้นใยแก้วนำแสง	16
2.7 การขยายกว้างออก (Dispersion) และ เบนด์วิดท์ของเส้นใยแก้วนำแสง	21
2.8 แหล่งกำเนิดแสง	23
2.9 อุปกรณ์รับแสง	25
2.10 การส่งสัญญาณ (Transmission)	26
2.10.1 การส่งผ่านแบบทิศทางเดียว(Simplex)	26
2.10.2 การส่งผ่านแบบสองทิศทางแต่ต่างเวลา(Half - duplex)	26
2.10.3 การส่งผ่านแบบสองทิศทางที่เวลาเดียวกัน(Full - duplex)	26
2.11 หลักการสื่อสาร	26
2.12 การมัลติเพล็กซ์	27
2.12.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Multiplexing, TDM)	27
2.12.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplexing, FDM)	29
2.13 การมอดูเลตเชิงความถี่	30
2.14 เฟสล็อกคูล (Phase Lock Loop)	32
2.14.1 การทำงานของเฟสล็อกคูล	33
2.15 การแพร่สัญญาณภาพแบบแอนะล็อกด้วยใยแก้วนำแสง	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง	35
3.1 การออกแบบวงจรทางด้านส่ง	36
3.1.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณภาพ (Video amplifier)	36
3.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณเสียงทางความถี่ (Frequency Audio Modulator)	37
3.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ (Summing circuit)	38
3.1.4 การออกแบบวงจรไดรเวอร์ (Driver Circuit)	39
3.2 การออกแบบวงจรทางด้านรับ	41
3.2.1 การออกแบบวงจรเอฟเอ็มดีมอดูเลเตอร์สัญญาณเสียง (Frequency Audio Demodulator)	41
3.2.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter)	42
3.2.3 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	43
3.2.4 การออกแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)	44
3.2.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Preamplifier)	45
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	48
4.1 ผลการทดลองทางด้านส่ง	48
4.1.1 การทดลองขยายสัญญาณภาพ	48
4.1.2 วงจรขยายความแตกต่างของเสียง	49
4.1.3 วงจรเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์	50
4.1.4 วงจรรวมสัญญาณ	52
4.2 การออกแบบวงจรทางด้านรับ	52
4.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	52
4.2.2 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน	53
4.2.3 วงจรขยายความถี่วิทยุ	54
4.2.4 วงจรดีมอดูเลตทางความถี่	54
4.2.5 วงจรขับแอลอีดี (LED Driver) และวงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้า (E/O Converter)	56
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	60
หนังสืออ้างอิง	61
ภาคผนวก	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงแสงที่ทะลุผ่านและแสงที่สะท้อนกลับที่รอยต่อของตัวกลาง 2 ชนิด	3
รูปที่ 2.2 แสดงรอยนต้วงผ่านที่น้ำขังในลักษณะทำมุมเฉียงค่าหนึ่ง	5
รูปที่ 2.3 แสดงปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสง	6
รูปที่ 2.4 แสดงการเกิด Interference ของคลื่น	7
รูปที่ 2.5 แสดงการโพลาไรเซชันของแสง	8
รูปที่ 2.6 แสดงการโพลาไรซ์ระนาบที่ตกกระทบทำมุม $\theta$ กับแกนโพราลอยด์	8
รูปที่ 2.7 แสดงโครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสง	10
รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของแสงที่เดินทางภายในของเส้นใยแก้วนำแสง	11
รูปที่ 2.9 แสดงภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว	12
รูปที่ 2.10 แสดงภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด	12
รูปที่ 2.11 แสดงชนิดของเส้นใยแก้วนำแสงตามลักษณะของดัชนีหักเหของแกน	13
รูปที่ 2.12 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแก้วนำแสง	14
รูปที่ 2.13 แสดงผลของ NA และขนาดของท่อแก้วที่มีต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแก้วนำแสง	15
รูปที่ 2.14 แสดงสาเหตุต่างๆที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง	17
รูปที่ 2.15 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียแสงจากการดูดแสงของเส้นใยแก้วนำแสงที่ทำด้วยแก้ว	18
รูปที่ 2.16 แสดง SCATTERING ของแสงในบรรยากาศ	19
รูปที่ 2.17 แสดงการเกิด การขยายกว้างออกของเส้นใยแก้วนำแสง	22
รูปที่ 2.18 แสดงไลน์วิดท์ของแหล่งกำเนิดแสง	24
รูปที่ 2.19 แสดงการทำงานของระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา	28
รูปที่ 2.20 แสดงการทำงานของระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่	29
รูปที่ 2.21 แสดงช่วงคลื่นพาห่อย่อยในแต่ละช่องสัญญาณของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่	30
รูปที่ 2.22 การมอดูเลตเชิงความถี่	31
รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของระบบเฟสล็อกคูลูป	33
รูปที่ 3.1 สเปกตรัมของสัญญาณภาพและเสียง	35
รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง	35
รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านรับ	35
รูปที่ 3.4 แสดงอัตราการขยายแรงดันเปรียบเทียบกับค่าความต้านทาน	36
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรมอดูเลตสัญญาณภาพ	36
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรมอดูเลตทางความถี่	38
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรวมสัญญาณ	38
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรมอดูเลตออดิโอ	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรขับแอลอีดีที่ใช้งานจริง	40
รูปที่ 3.10 แสดงวงจร O/E Converter	41
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรเอฟเอ็มคิมมอดูเลเตอร์	42
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน	43
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกรองความถี่ 5.5 MHz ผ่าน	43
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรกรองความถี่ 10.7 MHz ผ่าน	43
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรต้นแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ	44
รูปที่ 3.16 แสดงวงจรขยายความถี่วิทยุที่ใช้งานจริง	45
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรขยายสัญญาณเสียง	45
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรรวมทางด้านส่ง	46
รูปที่ 3.19 แสดงวงจรรวมทางด้านรับ	47
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ได้จากการขยายจากวงจรขยายสัญญาณภาพ	48
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่ 5 kHz	49
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ได้จากการขยายความแตกต่างของเสียง	49
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ 5.5 MHz	50
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่ 10.7 MHz	50
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ 5 kHz ที่ความถี่ 5.5 MHz	51
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณไซน์ 5 kHz ที่ความถี่ 10.7 MHz	51
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ	52
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณกรองความถี่ต่ำผ่าน	53
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณกรองย่านความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 5.5 MHz	53
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 10.7 MHz	54
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณขยายความถี่วิทยุ	54
รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณการคิมมอดูเลตทางความถี่ที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz	55
รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณการคิมมอดูเลตทางความถี่ที่คลื่นพาห์ 10.7 MHz	55
รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับแอลอีดีและ O/E Converter	56
รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร O/E Converter	56
รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า	57
รูปที่ 4.18 แสดงอุปกรณ์ของแต่ละวงจรทางภาคส่ง	57
รูปที่ 4.19 แสดงอุปกรณ์ของแต่ละวงจรทางภาครับ	58
รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณภาพอินพุตที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดี	59
รูปที่ 4.21 แสดงเอาต์พุตของภาพหลังจากสัญญาณออกทางเอาต์พุตของเครื่องรับเข้าสู่เครื่องรับโทรทัศน์	59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าดัชนีหักเหของแสงในตัวกลางชนิดต่าง ๆ	4
ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง	25



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

ในปัจจุบัน การสื่อสารโทรคมนาคมมีความจำเป็นต่อการดำรงชีวิตของมนุษย์แทบจะทุกชนชั้น ไม่ว่าจะเป็นทางด้านธุรกิจ บันเทิงและอื่นๆ ดังนั้นจึงได้มีการพัฒนารูปแบบการสื่อสารเพื่อให้มีความสะดวก รวดเร็ว และมีประสิทธิภาพสูงสุด เพื่อตอบสนองความต้องการต่อความต้องการของมนุษย์ ทั้งนี้ ต้องให้คุ้มค่างบเงินที่ได้ลงทุนไป ไม่ว่าจะเป็นระบบการสื่อสารดาวเทียม ระบบสื่อสารไมโครเวฟและระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง เป็นต้น ซึ่งระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง มีข้อได้เปรียบกว่าระบบอื่นๆ คือจะไม่พบปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนและช่องสัญญาณที่ใช้ในการสื่อสาร เพราะช่องสัญญาณในปัจจุบันถือว่าเป็นทรัพยากรที่มีอยู่จำกัด ทำให้ไม่เพียงพอต่อความต้องการ ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงมาเชื่อมต่อโครงข่ายระหว่างประเทศ ระบบเคเบิลใต้น้ำ หรือซัสมารีน(Submarine)

การสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง ที่สร้างจากแก้วซึ่งเป็นฉนวน จะไม่ถูกรบกวนและไม่ถูกดูดซับ แก้วเป็นวัสดุที่มีผลต่อการลดทอนน้อยมากและเป็นอิสระจากการมอดูเลตทางความถี่ เมื่อเปรียบเทียบกับเคเบิลชนิดที่เป็นทองแดงแล้วที่มีความสามารถในการรับส่งเหมือนกัน แต่ใยแก้วนำแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่ามาก มีความปลอดภัยต่อมนุษย์และยังป้องกันการโจรกรรมข้อมูลหรือการดักฟัง ได้อย่างดีเยี่ยม อีกทั้งมีราคาถูกแม้ว่าจะพิจารณา รวมถึงต้นทุนในการติดตั้งอุปกรณ์ต่างๆ แล้วด้วย

สำหรับ โครงงานนี้ เป็นการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงแบบอนาล็อกผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ภาคส่งจะทำการส่งสัญญาณแบบแบนด์วิดท์ที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 0-5.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ พร้อมด้วยสัญญาณเสียงที่มีแบนด์วิดท์ประมาณ 15 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งทำการมอดูเลตแบบเอฟเอ็มด้วยคลื่นพาห้ที่ความถี่ 5.5 และ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ จากนั้นรวมสัญญาณทั้งสองเข้าด้วยกัน โดยมีลิตเติลสวิตซ์ทางความถี่ โดยใช้วงจรรวมสัญญาณ(Summing) ในขณะที่ยังเป็นสัญญาณไฟฟ้าหลังจากนั้นจะถูกนำไปมอดูเลตทางความเข้มแสง(Intensive Modulation) โดยโครงงานนี้จะเลือกใช้แอลอีดี(LED)ที่มีความยาวคลื่น 850 นาโนเมตร เป็นตัวกำเนิดแสง(Light source) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง หลังจากนั้นสัญญาณแสงจะถูกป้อน(Coupling)เข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงชนิดสเต็ปอินเด็กซ์(Step index type) ทางภาครับจะใช้อุปกรณ์รับแสง คือโฟโตไดโอด(Photo Diode) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า จากนั้นทำการแยกสัญญาณภาพสัญญาณเสียงที่มอดูเลตแบบเอฟเอ็มและสัญญาณข้อมูลทั้งสามออกจากกันด้วยวงจรกรองความถี่ โดยสัญญาณภาพจะถูกกรองด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่มีความถี่คัทออฟอยู่ที่ประมาณ 5.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ส่วนสัญญาณเสียงจะกรองย่านความถี่ผ่านที่ 5.5 เมกกะเฮิร์ตซ์ และ 10.7 เมกกะเฮิร์ตซ์ ตามลำดับ หลังจากนั้นก็นำสัญญาณแบบแบนด์ไปทำการขยาย ซึ่งสามารถนำสัญญาณที่ได้ไปป้อนให้กับมอนิเตอร์ได้เลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

### 2.1 ประวัติความเป็นมาของการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง

การใช้แสงเป็นสื่อในการนำสัญญาณแล้วส่งไปเข้าในตัวกลางต่างๆ นั้นได้เริ่มขึ้นจากที่นักวิทยาศาสตร์ชาวอังกฤษชื่อ จอห์น ทินดัล(John Tyndall) ได้พบว่าแสงสามารถส่งผ่านไปตามลำน้ำได้ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2413 จากจุดเริ่มต้นนี้ก็ได้มีความพยายามกันเป็นเวลานานที่จะทำให้ปรากฏการณ์นี้มีประโยชน์ในทางปฏิบัติได้ จนกระทั่งในปี พ.ศ. 2503 เป็นก้าวสำคัญของการเปลี่ยนแปลงก็มาถึงเมื่อมีการทดลองใช้เลเซอร์เป็นครั้งแรก ต่อมาในปี พ.ศ. 2509 ก็มีนักวิทยาศาสตร์สองคนของสหราชอาณาจักร ชื่อ ฮอกแคม(G.A. Hockham) และเกา(C.C. Kao) ได้ทำการศึกษาวิจัยว่าตัวกลางที่ทำด้วยใยแก้วนำแสงสามารถส่งผ่านแสงได้ 1% ของแสงอินพุตด้วยระยะทาง 1 กิโลเมตร และตัวกลางนี้จะเป็นคู่แข่งสำคัญกับสายทองแดงหรือสายหุ้มฉนวน(Coaxial Cable) จากนั้นด้วยความก้าวหน้าทางวัสดุศาสตร์เรื่อยมา จนปัจจุบันทำให้สามารถมีใยแก้วนำแสงที่มีการส่งผ่านแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพ หรือมีการสูญเสียต่ำได้ ใยแก้วนำแสงบางชนิดซึ่งอาจมีการสูญเสียต่ำมาก คือมีการสูญเสียเพียง 0.1 เดซิเบลต่อกิโลเมตร(dB/km) เท่านั้น

### 2.2 ความรู้เบื้องต้นทางแสง

ปรากฏการณ์พื้นฐานสำคัญและเกี่ยวข้องกับการใช้งานใยแก้วนำแสง เช่น การหักเห(Reflection) และการสะท้อนกลับหมด(Total Internal Reflection)ของแสง ซึ่งเป็นปรากฏการณ์ที่ทำให้แสงสามารถเดินทางอยู่ในใยแก้วนำแสงได้ และยังจะกล่าวต่อไปในเรื่องของการหักเหสองแนว(Birefringence) และโพลาไรเซชัน(Polarization) อันเกี่ยวข้องกับการเคลื่อนที่ของแสงในใยแก้วนำแสงที่มีโครงสร้างภายในที่มีลักษณะเป็นผลึกหักเหสองแนว นอกจากนี้ยังกล่าวถึงเรื่องของการแทรกสอด(Interference) และการเลี้ยวเบน (diffraction) ของแสงด้วย

แสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เดินทางด้วยความเร็วประมาณ  $3 \times 10^8$  เมตร/วินาที ในสุญญากาศ ซึ่งความเร็วของแสงในสุญญากาศสำหรับทุกๆ ความยาวคลื่นหรือความถี่นั้นมีค่าเท่ากัน อย่างไรก็ตามความเร็วของแสงจะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปเมื่อเคลื่อนที่ผ่านจากตัวกลางหนึ่งไปยังอีกตัวกลางหนึ่ง ที่มีความหนาแน่นไม่เท่าเดิมซึ่งจะได้กล่าวในหัวข้อต่อไป

#### 2.2.1 คุณสมบัติที่สำคัญของแสงมีอะไรบ้าง

คุณสมบัติที่สำคัญของแสงมี 3 อย่างคือ

1. แสงเดินทางเป็นเส้นตรง กล่าวคือ ในตัวกลางชนิดเดียวกันนั้นแสงจะเดินทางเป็นเส้นตรง
2. การสะท้อนกลับของแสง กล่าวคือ ตรงรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกันนั้นส่วนหนึ่งของแสงตกกระทบจะเกิดการสะท้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การหักเหของแสง กล่าวคือ ตรงรอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกันนั้นหลังจากที่แสงตกกระทบบแล้ว ส่วนที่ไม่สะท้อนกลับจะเดินทางไปในตัวกลางอีกชนิดหนึ่งแต่ทิศทางของมันจะเปลี่ยนไป

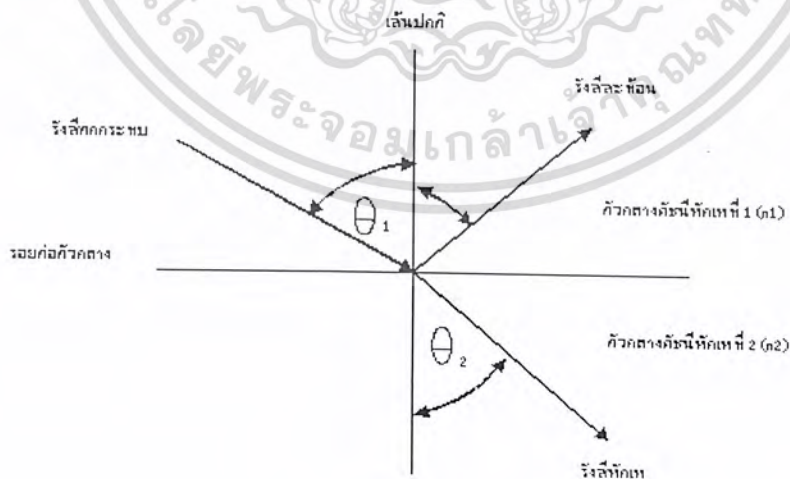
คุณสมบัติข้อที่ 1 ตัวอย่างที่เราคุ้นเคยในชีวิตประจำวัน ได้แก่ เงา, การเล่นหนังตะลุง เป็นต้น

คุณสมบัติข้อที่ 2 ตัวอย่างที่เราคุ้นเคยในชีวิตประจำวัน ได้แก่ เงาของต้นไม้และทิวทัศน์ที่ทอดลงในสระน้ำ, ทะเลสาบ เป็นต้น เกี่ยวกับการสะท้อนกลับนี้มีกฎของการสะท้อนกลับกล่าวว่า “แสงตกกระทบบกับแสงสะท้อนในตัวกลางชนิดเดียวกันนั้น มุมตกกระทบบจะเท่ากับมุมสะท้อนเสมอ ”

คุณสมบัติข้อที่ 3 ตัวอย่างที่เราคุ้นเคยในชีวิตประจำวัน ได้แก่ ปรากฏการณ์ที่เรามองเห็นส่วนล่างของช้อนชาที่จุ่มอยู่ในแก้วบรรจุน้ำจะบิดงอ เกี่ยวกับกาหักเหของแสงนี้มีกฎที่สำคัญอยู่อันหนึ่งคือ Snell's Law จากรูปที่ 2.3 สมมุติว่ามีตัวกลาง 2 อัน , ตัวกลางที่ 1 มีค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็น  $n_1$  และตัวกลางที่ 2 มีค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็น  $n_2$  ถ้ามีแสงมาตกกระทบบที่ตัวกลางอันที่ 1 ด้วยมุมตกกระทบบ  $\theta_1$  และหักเหเข้าไปในตัวกลางที่ 2 ทำให้เกิดการหักเหในตัวกลางที่ 2 เกิดเป็นมุม  $\theta_2$  ในกรณีนี้จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $\theta_1, \theta_2, n_1, n_2$  ดังสมการต่อไปนี้

$$\frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

สมการนี้เรียกว่า Snell's Law จากสมการนี้จะเห็นได้ว่าเมื่อแสงเดินทางผ่านจากตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเหต่ำไปยังที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงนั้น แสงจะเบนออกจากรอยต่อของตัวกลางทั้งสอง (ดูรูป 2.1 ประกอบ) ในทางตรงกันข้ามถ้าหากแสงเดินทางจากตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงไปยังตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหต่ำ แสงที่ได้จะเบนเข้าหารอยต่อของตัวกลางทั้งสอง



รูปที่ 2.1 แสดงแสงที่ทะลุผ่านและแสงที่สะท้อนกลับที่รอยต่อของตัวกลาง 2 ชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.2 ค่าดัชนีการหักเหของแสง

ที่รอยต่อของตัวกลางต่างชนิดกันเช่น อากาศกับน้ำ อากาศกับแก้ว แสงจะหักเหและเปลี่ยนทิศทางการเคลื่อนที่ การหักเหของแสงนั้นจะมากน้อยแค่ไหนนั้นมีค่าแตกต่างกันไปตามชนิดของตัวกลางที่ประกอบกันตรงรอยต่อ ถ้าหากทราบชนิดของตัวกลางทั้งสองที่ประกอบกันตรงรอยต่อ จะสามารถรู้หรือกำหนดขนาดของการหักเหของแสงได้ การแสดงขนาดของการหักเหของแสงเมื่อแสงเดินทางจากอากาศเข้าไปยังตัวกลางใดตัวกลางหนึ่งเสมอ ปรากฏการณ์การหักเหของแสงนี้มักเกิดจากการที่ความเร็วในการเดินทางของแสงจะแตกต่างกันตามแต่ชนิดของตัวกลาง กล่าวคือ ความเร็วของแสงในอากาศมีค่าเท่ากับ  $3 \times 10^8$  เมตรต่อวินาที แต่ถ้าเป็นดังกล่าวนั้น ความเร็วของแสงจะมีค่าน้อยลง เช่นในน้ำ แสงจะมีความเร็วประมาณ  $3/4$  ของความเร็วแสงในอากาศ ในแก้วจะมีความเร็วเป็น  $2/3$  ในเพชรจะมีความเร็วลดลงเป็น  $2/5$  ความจริงแล้วค่าดัชนีการหักเหของแสงเป็นการแสดงอัตราส่วนความเร็วของแสงในอากาศกับความเร็วของแสงในตัวกลางชนิดใดชนิดหนึ่ง ดังแสดงในสมการต่อไปนี้

$$n = \frac{\text{ความเร็วของแสงในอากาศ}}{\text{ความเร็วของแสงในตัวกลางใด ๆ}}$$

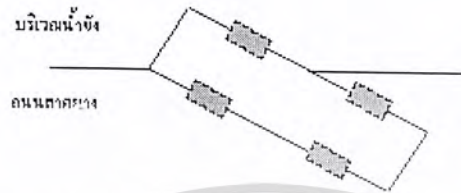
ค่าดัชนีการหักเหของแสงนั้นขึ้นอยู่กับความถี่ของแสงด้วย ทั้งนี้เพราะความเร็วของแสงมีความสัมพันธ์กับความถี่และความยาวคลื่น คือ  $\lambda = \frac{c}{f}$  เมื่อ  $f$  และ  $\lambda$  คือความถี่และความยาวคลื่นของแสง ข้อมูลดังแสดงในตารางที่ 2.1 เป็นตัวอย่างของค่าดัชนีการหักเหของแสงในตัวกลางชนิดต่างๆ

ตารางที่ 2.1 ค่าดัชนีหักเหของแสงในตัวกลางชนิดต่าง ๆ

ตัวกลาง	ค่าดัชนีการหักเห
สุญญากาศ (Vacuum)	1.00
อากาศ (Air)	1.0003
น้ำ (Water)	1.33
เอทิล แอลกอฮอล์ (Ethyl Alcohol)	1.36
ควอर्ट (Fused Quarts)	1.46
แก้ว (Glass Fiber)	1.50 – 1.90
เพชร (Diamond)	2.00 – 2.42
ซิลิกอน (Silicon)	3.40
แกเลียม อาเซไนด์ (Gallium-Arsenide)	3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาก็คือว่า ทำไมความเร็วของแสงจึงเกิดการหักเห ตรงรอยต่อในการหาคำตอบ พิจารณาตัวอย่างดังต่อไปนี้ ในขณะที่เรากำลังขับรถอยู่นั้น ถ้าหากล้อข้างหนึ่งของรถตกไปในที่มีน้ำขัง เราจะรู้สึกว่ามันจะกินไปทางด้านตรงกันข้ามกับล้อที่ตกลงไปในน้ำขัง สาเหตุก็คือว่า ล้อข้างที่ตกไปในน้ำขังนั้นได้รับความต้านทานจากน้ำทำให้ความเร็วของล้อลดลงนั่นเอง ดังนั้นเราสามารถจำลองปรากฏการณ์นี้ได้ดังรูปที่ 2.2



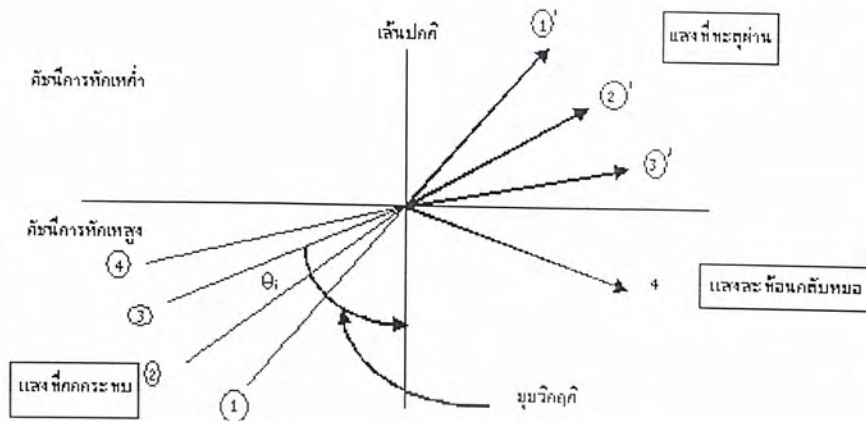
รูปที่ 2.2 แสดงรถยนต์วิ่งผ่านที่น้ำขังในลักษณะทำมุมเฉียงค่าหนึ่ง

กล่าวคือ รถยนต์วิ่งผ่านที่มีน้ำขังในลักษณะทำมุมเฉียงค่าหนึ่ง เราสามารถคาดการณ์ได้ว่ารถจะหมุนไปทางขวามือ ในทำนองเดียวกันการหักเหของแสงก็เกิดขึ้นในลักษณะเช่นนี้เหมือนกัน

### 2.2.3 ปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสง

สมมุติว่า แสงเดินทางจากตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงไปยังตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหต่ำ แสงที่เดินทางเข้าไปในตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหต่ำจะมีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 2.3 กล่าวคือ แสงจะหักเหออกจากเส้นปกติและค่อยๆ เข้าหารอยต่อของตัวกลางทั้งสอง ดังนั้น ถ้าหากทำให้มุมตกกระทบ  $\theta_i$  มีค่ามากขึ้นๆ จนกระทั่งถึงค่าหนึ่งแสงจะเดินทางขนานไปกับแนวรอยต่อของตัวกลางทั้งสอง มุมตกกระทบที่ทำให้แสงเดินทางขนานไปกับแนวรอยต่อของตัวกลางทั้งสองเรียกว่ามุมวิกฤติ (Critical Angle =  $\theta_c$ ) ในกรณีที่ทำให้มุมตกกระทบมีค่ามากกว่ามุมวิกฤติขึ้นไปจะทำให้แสงหยุดเดินทางไปยังตัวกลางที่สอง แต่แสงที่ตกกระทบทั้งหมดจะเกิดการสะท้อนกลับ ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การสะท้อนกลับหมด

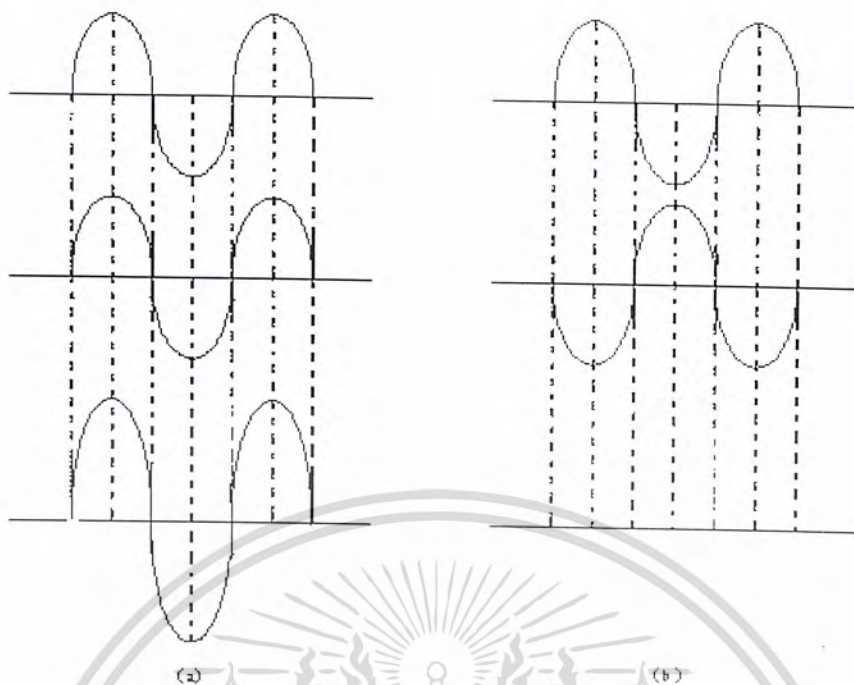
สรุปได้ว่า การสะท้อนกลับหมดเป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเฉพาะในกรณีที่แสงเดินทางจากตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงไปยังตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหต่ำเท่านั้น แต่ในกรณีที่แสงเดินทางจากตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหต่ำไปยังตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงนั้นจะไม่เกิดการสะท้อนกลับหมด



รูปที่ 2.3 แสดงปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสง

#### 2.2.4 การแทรกสอดและการเลี้ยวเบน

การแทรกสอด(Interference)เกิดขึ้นเมื่อคลื่นสองขบวนหรือมากกว่า เคลื่อนที่มาซ้อนทับกันที่ตำแหน่งเดียวกัน ผลที่ได้จากการแทรกสอดนี้สามารถอธิบายในเทอมของแอมพลิจูดของคลื่นได้ โทมัส ยัง(Thomas Young) ได้ทำการทดลองการเกิดการแทรกสอดของแสงโดยใช้ช่องเล็กยาว(Slit)คู่ กล่าวคือ เมื่อแสงจากแหล่งกำเนิดแสงซึ่งมีความยาวคลื่นเดียวเคลื่อนที่ผ่านช่องเล็กคู่ดังกล่าว ก็จะปรากฏริ้วสว่างสลับกับริ้วมืดบนฉากที่สัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสและแอมพลิจูดของคลื่น โดยที่ริ้วสว่างนั้นความเข้มของแสงจะมีแอมพลิจูดที่มากที่สุด หรือเกิดการแทรกสอดแบบเสริมกัน(Constructive Interference) ส่วนริ้วมืดนั้นความเข้มของแสงจะมีแอมพลิจูดเป็นศูนย์ หรือเกิดการแทรกสอดแบบหักล้างกัน(Destructive Interference) ซึ่งนั่นหมายความว่า ณ บริเวณอันหนึ่งถ้ามีคลื่น 2 คลื่นมาถึงในเวลาเดียวกันแล้ว ความแรงของคลื่น ณ บริเวณนั้นจะเกิดปรากฏการณ์ที่ความแรงของคลื่นทั้งสองรวมกัน ยกตัวอย่างเช่นรูป 2.4 (a) แต่ถ้าเกิดปรากฏการณ์ที่ความแรงของคลื่นทั้งสองมาถึงไม่พร้อมกัน(Out of phase) คลื่นก็จะเกิดการหักล้างกัน ยกตัวอย่างเช่นรูป 2.4 (b) ปรากฏการณ์เช่นนี้ก็จะเกิดขึ้นกับแสงเช่นกัน



รูปที่ 2.4 แสดงการเกิด Interference ของคลื่น

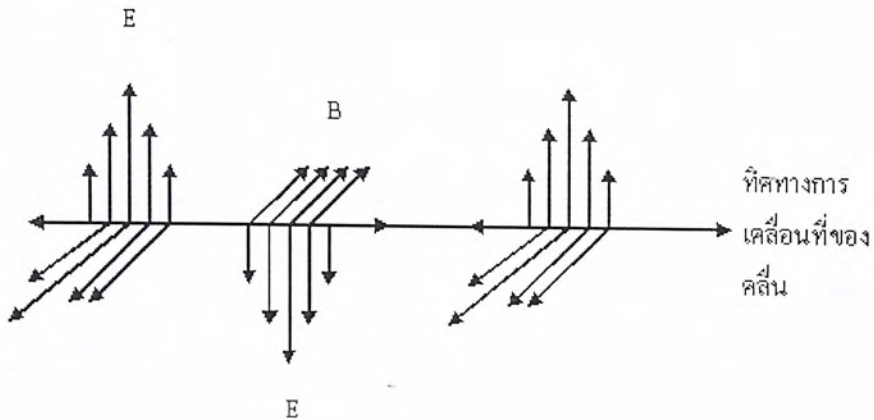
### 2.2.5 โพลาริเซชัน

การแทรกสอดและการเลี้ยวเบนเกิดขึ้นได้กับคลื่นทุกชนิดทั้งคลื่นตามขวาง เช่น คลื่นแสง และคลื่นตามยาว เช่น คลื่นเสียง แต่ในกรณีของโพลาริเซชัน(Polarization) จะเกิดขึ้นเฉพาะคลื่นตามขวางเท่านั้น เป็นที่ทราบกันดีว่าแสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งมีทิศทางการสั่นของสนามไฟฟ้า(E)ตั้งฉากกับสนามแม่เหล็ก(B) และตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ของคลื่น โดยทั่วไปแสงจะไม่โพลาริซ์ซึ่งก็คือสนามแม่เหล็กไฟฟ้ามีการสั่นในหลาย ๆ ระนาบ ณ เวลาเดียวกัน แสงไม่โพลาริซ์เคลื่อนที่ผ่านโพลาไรซ์ (Polaroid) โดยทิศทางการสั่นของสนามไฟฟ้าขนานกับแกนของแผ่นโพลาไรซ์ก็จะมีลักษณะพิเศษก็คือยอมให้แสงโพลาริซ์ในทิศทางที่ขนานกับแกนผ่านไปได้ เมื่อแสงโพลาริซ์ระนาบตกกระทบทำมุม  $\theta$  กับแกนของโพลาไรซ์ ดังรูปที่ 2.5 และ 2.6 สนามไฟฟ้าส่วนที่ขนานกับแกนโพลาไรซ์คือ  $E \cos \theta$  จะสามารถผ่านแผ่นโพลาไรซ์ออกมาได้ เนื่องจากความเข้มของแสงเป็นปริมาณโดยตรงกับแอมพลิจูดยกกำลังสอง ซึ่งจะได้ความเข้มแสงโพลาริซ์ระนาบ(I)ที่ผ่านออกมาจากแผ่นโพลาไรซ์ดังสมการข้างล่าง หรือที่เรียกว่า กฎของมาลุส(Malus' law)คือ

$$I = I_0 \cos^2 \theta$$

เมื่อ  $I_0$  เป็นความเข้มแสงที่ตกกระทบบนแผ่นโพลาไรซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงการโพลาไรเซชันของแสง

รูปที่ 2.6 แสดงการโพลาไรซ์ระนาบที่ตกกระทบทำมุม  $\theta$  กับแกนโพราลอยด์

ในที่นี้แผ่นโพราลอยด์ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์โพลาไรซ์(Polarizer)หรือตัวทำแสงโพลาไรซ์ โดยทำให้แสงที่ผ่านแผ่นโพราลอยด์ให้เป็นแสงโพลาไรซ์ นอกจากนี้ยังสามารถใช้แผ่นโพลาไรซ์อีกแผ่นหนึ่งวางในแนวเดียวกันซึ่งทำหน้าที่เป็นตัววิเคราะห์(Analyzer) โดยทำหน้าที่จัดมุมของการโพลาไรซ์ของแสงที่ผ่านกล่าวคือ เมื่อวางแกนของอุปกรณ์โพลาไรซ์สองแผ่นตั้งฉากกัน(90 องศา) ก็จะไม่มีการส่งแสงออกมา แต่ถ้าหมุนตัววิเคราะห์ให้ทำมุมกัน 0 องศา กับอุปกรณ์ทำแสงโพลาไรซ์ เมื่อให้ความเข้มของแสงโพลาไรซ์ระนาบที่ออกจากอุปกรณ์ที่ทำแสงโพลาไรซ์ไปยังตัววิเคราะห์เป็น  $I_0$  ความเข้มของแสงที่ออกจากตัววิเคราะห์ก็จะเป็นไปตามกฎของมาลุส เมื่อตัวหมุนตัววิเคราะห์ไปเป็นมุมต่าง ๆ เพื่อหาความเข้มแสงสูงสุด( $I_{\max}$ )และความเข้มแสงต่ำสุด( $I_{\min}$ ) ก็จะสามารถหาอัตราส่วนระหว่างความเข้มแสงสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ ความเข้มแสงต่ำสุดที่ส่งผ่านออกมา หรือเป็นการวัดคุณภาพของลำแสงโพลาไรซ์(Extinction Ratio, ER) นั่นเอง

$$ER = \left( \frac{I_{\max}}{I_{\min}} \right)$$

ถ้าความแตกต่างระหว่าง และ มีค่ามาก ก็จะทำให้ ER มีค่ามาก นั่นคือคุณภาพของลำแสงโพลาไรซ์มีคุณภาพดี

### 2.2.6 การหักเหของแสง

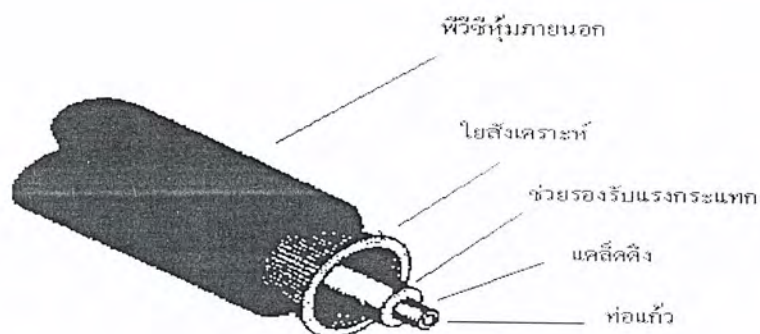
แสงเคลื่อนที่ในตัวกลางสมลัทธิ(Isotropic) ความเร็วของแสงจะเท่ากันในทุกทิศทาง แต่ในตัวกลาง(Anisotropic) ถึงแม้จะเป็นตัวกลางเนื้อเดียวกันความเร็วของแสงในทิศทางที่ต่างกันจะไม่เท่ากัน ซึ่งตัวกลางชนิดนี้จะมีดัชนีการหักเหแสงในสองทิศทาง ซึ่งหมายถึงแสงในแนวขนานและตั้งฉากกับทิศทางการเคลื่อนที่ ความแตกต่างกันของความเร็วเพียงเล็กน้อยนี้ทำให้เกิดการหักเหสองแนว หรือไบรฟ์รินเจนซ์(Birefringence) ซึ่งแทนด้วยความสัมพันธ์คือ  $B = (n_x - n_y)$  เมื่อ  $n_x$  และ  $n_y$  คือองค์ประกอบของค่าดัชนีการหักเหแสงในแนวแกน x และ y ตามลำดับ

### 2.3 โครงสร้างเส้นใยแก้วนำแสง

เส้นใยแก้วนำแสง คือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสงประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่าน เรียกว่าท่อแก้วและส่วนที่หุ้มท่อแก้วอยู่เรียกว่าแคสติดิง ทั้งท่อแก้วและแคสติดิงเป็นไดอิเล็กทริก(Dielectric)ใส 2 ชนิด(Dielectric หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแคสติดิงมีค่าน้อยกว่าดัชนีการหักเหของท่อแก้วเล็กน้อย ประมาณ 0.2 - 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง สามารถทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปใน ท่อแก้วเดินทางไปได้ นอกจากนี้ เส้นใยแก้วนำแสงมีขนาดเล็กมากขนาดเท่าเส้นผมนั่นหมายถึง ขนาดของเส้นผ่านศูนย์กลางด้านนอกของแคสติดิงซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มม. ส่วนท่อแก้วที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลายไมโครเมตร ( $\mu\text{m}$ ) ~ หลายสิบลไมโครเมตร ( $1\mu\text{m} = 10^{-3}\text{mm}$ ) ซึ่งมีค่าหลายเท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งาน ค่าต่าง ๆ เหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่งและคุณสมบัติทางแมคคะนิคส์ที่ต้องการ เส้นใยแก้วนำแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งที่ดีเยี่ยมแล้ว ยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่น เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบาอีกด้วย

อันดับแรก ลองพิจารณาโครงสร้างของเส้นใยแก้วนำกันก่อน ดังแสดงในรูปที่ 2.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

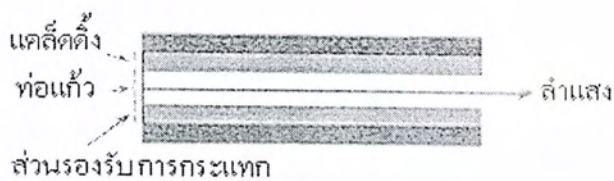


รูปที่ 2.7 แสดง โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสง

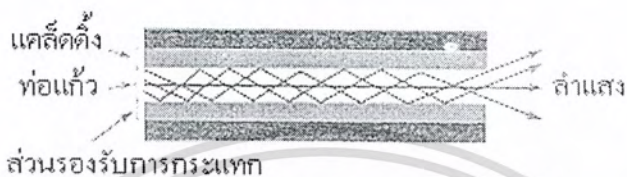
จากรูป 2.7 จะเห็นได้ว่า เส้นใยแก้วนำแสงประกอบด้วยโครงสร้าง 2 ชั้น คือชั้นแรกส่วนในเรียกว่า แกนหรือท่อแก้ว(Core) ทำหน้าที่เป็นสายส่งที่สัญญาณที่แสงเดินทางผ่านกับส่วนนอกเรียกว่า แคล์คดิง(Cladding) ซึ่งหุ้มอยู่รอบส่วนที่เป็นท่อแก้ว ทำหน้าที่บังคับให้แสงอยู่เฉพาะในท่อแก้ว และทำหน้าที่ให้ความแข็งแรงทางเมคานิกส์แก่เส้นใยแก้วนำแสง อนึ่งค่าดัชนีการหักเหของท่อแก้ว นั้นโดยทั่วไปจะมีค่า 1.463 -1.467 (ค่าต่างกันตามชนิดของเส้นใยแก้วนำแสง) และค่าดัชนีการหักเหของแคล์คดิง มีค่า 1.45 - 1.46 นั่นคือ ค่าดัชนีการหักเหของท่อแก้ว จะมีค่ามากกว่าดัชนีการหักเหของแคล์คดิงเล็กน้อย ดังนั้นเมื่อแสงในท่อแก้ว มีค่ามุมตกกระทบที่รอยต่อของท่อแก้วกับแคล์คดิง มีค่ามากกว่ามุมวิกฤติ (มุมวิกฤตนี้เป็นจุดสำคัญที่แสงจะเกิดการสะท้อนกลับหมดหรือไม่เกิด ถ้ามุมตกกระทบมีค่ามากกว่ามุมนี้แล้วจะเกิดการสะท้อนกลับหมด) แสงจะเกิดปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมด ทำให้สามารถเดินทางไปในท่อแก้ว เป็นระยะทางไกล โดยไม่รั่วออกไปในส่วนที่เป็นแคล์คดิงเลย

#### 2.4 ชนิดของใยแก้วนำแสง

ภายในเส้นใยแก้วนำแสงนั้น จำนวนลำแสงที่เดินทางหรือเกิดที่นั่นจะเป็นตัวบอกโหมดของแสงที่เดินทางภายในเส้นใยแก้วนำแสงนั้น กล่าวคือ ถ้ามีแนวลำแสงอยู่แนวเดียวเรียกว่าเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว (Single Mode Fiber) แต่ถ้าภายในเส้นใยแก้วนำแสงนั้นมีแนวลำแสงอยู่เป็นจำนวนมาก เรียกว่า เส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด (Multimode Fiber) จากรูปที่ 2.8 นอกจากการแบ่งชนิดใยแก้วนำแสงตามลักษณะของโหมดแล้วก็ยังมีวิธีอื่นที่แบ่งโดยดูจากวัสดุที่ทำ เช่น เส้นใยที่ทำจากแก้ว พลาสติก หรือโพลิเมอร์ และยังสามารถแบ่งได้ตามลักษณะของรูปร่างลักษณะของดัชนีหักเห เช่น ใยแก้วชนิดดัชนีชั้นบันได(Step Index) หรือดัชนีรูปมน(Graded Index) เป็นต้น



(ก) เส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว



(ข) เส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดชนิดดัชนีชั้นบันได

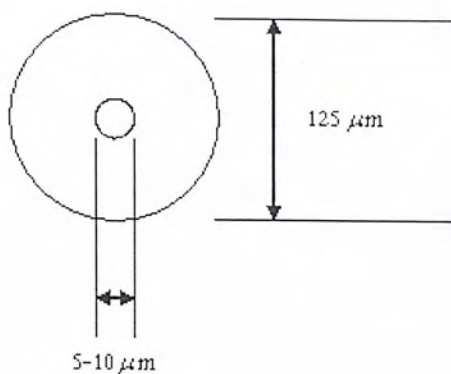


(ค) เส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดชนิดดัชนีรูปม่น

รูปที่ 2.8 แสดงลักษณะของแสงที่เดินทางภายในของเส้นใยแก้วนำแสง

#### 2.4.1 เส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว

เส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียวมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนและเคลือบประมาณ 5 - 10 และ 125 ไมครอน ตามลำดับ ซึ่งส่วนของแกนมีขนาดเล็กกว่าเส้นใยแก้วนำแสงชนิดหลายโหมดมาก และให้แสงออกมาเพียงโหมดเดียว ลักษณะหน้าตัดของเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียวแสดงได้ดังรูปที่ 2.9

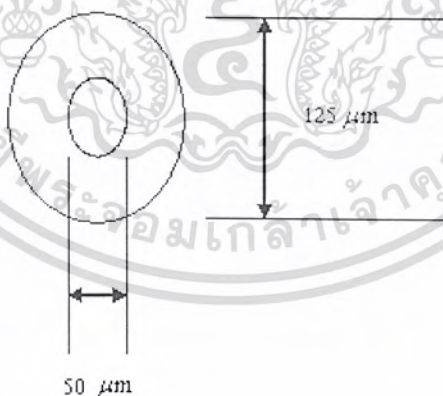


รูปที่ 2.9 แสดงภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว

พิจารณาจากรูปจะเห็นว่าขนาดของแกนที่ใช้ส่งสัญญาณนั้นเล็กมาก ซึ่งทำให้การนำแสงเข้าสู่เส้นใยแก้วยากกว่าใยแก้วนำแสงหลายโหมดแสง เนื่องจากข้อดีของเส้นใยแก้วนำแสงชนิดโหมดเดียวคือการแตกกระจายของสัญญาณเกิดขึ้นน้อยกว่าใยแก้วนำแสงชนิดหลายโหมด ทำให้มีแบนด์วิดท์ที่ใช้ประโยชน์ได้กว้างกว่า

#### 2.4.2 เส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด

โครงสร้างภายในของเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งประกอบด้วยแกนและเคลดซึ่งได้กล่าวมาแล้วข้างต้น สำหรับเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดส่วนใหญ่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนและเคลดโดยประมาณ 50 ไมครอน และ 125 ไมครอน ตามลำดับซึ่งมีลักษณะหน้าตัดดังรูปที่ 2.10

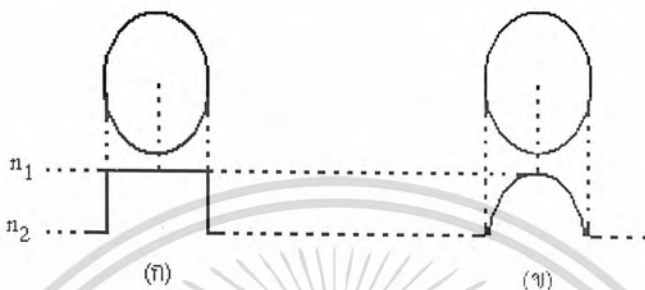


รูปที่ 2.10 แสดงภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด

เนื่องจากขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนของเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดนั้นมีขนาดใหญ่ ดังนั้น แสงที่ตกกระทบที่ปลายอินพุตของเส้นใยแก้วนำแสงมีมุมตกกระทบที่แตกต่างกันหลายค่า จากหลักการสะท้อนกลับหมดของแสงที่เกิดขึ้นภายในส่วนของแกน ทำให้มีแนวลำแสงเกิดขึ้นหลายโหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และแสงแต่ละโหมดเดินทางโดยใช้ระยะเวลาที่แตกต่างกัน อันเป็นสาเหตุให้เกิดการแตกกระจายของ โหมดแสง(Mode Dispersion) หรือของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากความแตกต่างของเวลา จึงได้มีการ พัฒนาที่จะลดการแตกกระจายของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากความแตกต่างของเวลา จึงได้มีการพัฒนาที่จะ ลดการแตกกระจายของสัญญาณ ซึ่งเกิดขึ้นจากเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดด้วยการปรับปรุงลักษณะ ดัชนีการหักเหของแกน ดังรูปที่ 2.11



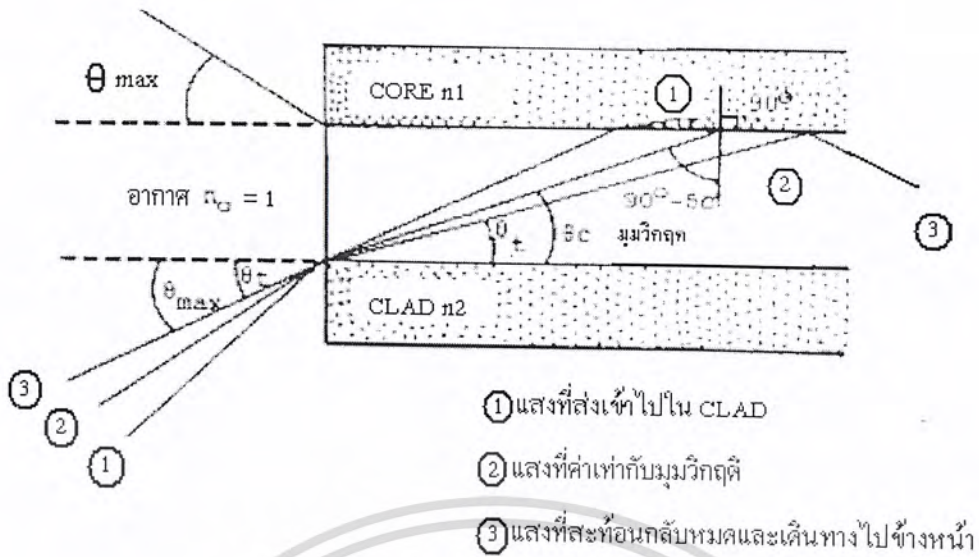
- (ก) ลักษณะดัชนีหักเหแสงของแกนเมื่อมีลักษณะเป็นขั้นบันได
- (ข) การกระจายของสัญญาณเมื่อดัชนีหักเหภายในแกนมีค่าค่อย ๆ เปลี่ยนแปลง

รูปที่ 2.11 แสดงชนิดของเส้นใยแก้วนำแสงตามลักษณะของดัชนีหักเหของแกน

### 2.5 การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสง

ปัญหาอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ทำอย่างไรจึงจะสามารถป้อนแสงเข้าไปในท่อแก้วที่มีขนาดเล็กมากของเส้นใยแก้วนำแสงได้ และเมื่อป้อนเข้าไปแล้วแสงนั้นจะเดินทางอย่างไรในท่อแก้วซึ่งเราจะ ทำการศึกษาถึงปัญหาพื้นฐานเหล่านี้

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้นจะกระจายกว้างออก เนื่องจาก ปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้ว ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในท่อแก้วที่มีขนาดเล็กมานั้นต้องใช้เลนส์ซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไปทำการรวมแสง แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้ทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใย แก้วนำแสงได้ดังรูปที่ 2.12 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแก้วนำแสง จากรูปจะเห็นว่าจุดที่ป้อนแสงของเส้น ใยแก้วนำแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด



รูปที่ 2.12 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแก้วนำแสง

ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้ คือ อากาศ ท่อแก้วของเส้นใยแก้วนำแสง และเคลือบผิวของเส้นใยแก้วนำแสง ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น  $n_0$  ( $n_0 = 1$ ),  $n_1$  และ  $n_2$  ตามลำดับ จะเกิดการหักเหการสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับท่อแก้ว และท่อแก้วกับเคลือบผิวตามกฎที่ได้กล่าวไว้ ในที่นี้ให้มุมรับแสงของเส้นใยแก้วนำแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น  $\theta_{max}$  จากรูปที่ 2.12 จะเห็นว่าลำแสง 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของท่อแก้วกับเคลือบผิวมีค่าเป็นมุมวิกฤต (Critical Angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับท่อแก้วกับเคลือบผิวนั้นกฎของสเนล จะได้ว่า

$$\sin \theta_{max} = n_1 \sin \theta \dots\dots\dots(1)$$

$$2 \sin (90^\circ - \theta_c) = \cos \theta_c = n_2/n_1 \dots\dots\dots(2)$$

ดังนั้น กรณีที่มุมรับแสง  $\theta_{max}$  มีค่าสูงสุดได้นั้น  $n_1 \approx n_2$  จากสมการ (1) และ (2) จะได้ว่า

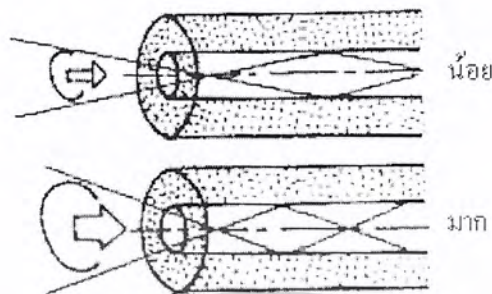
$$\sin \theta_{max} = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1} \approx n_1 \sqrt{2\Delta} \dots\dots\dots(3)$$

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_2}$$

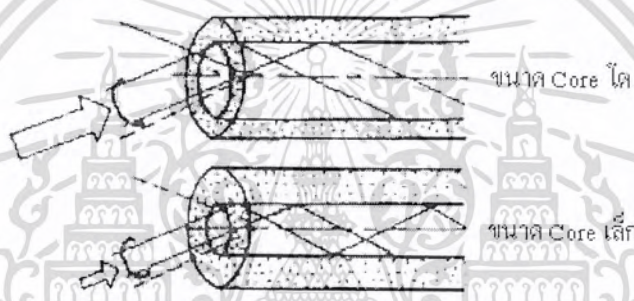
$\Delta$  ในที่นี้เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง

สำหรับ  $\sin \theta_{max}$  นี้ ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า “NA” หมายถึงขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่านและใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสง นอกจากนั้นยังถือเป็นตัวประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแก้วนำแสงด้วย ยกตัวอย่างเช่น สมมติว่าเส้นใยแก้วนำแสงมี  $n_1 = 1.475$  และ  $n_2 =$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.46 (ค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง = 1%) ในกรณีนี้มีค่า  $NA = 0.21$  ในรูปที่ 2.13 แสดงความหมายของ  $NA$  และขนาดของท่อแก้วที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแก้วนำแสง



(a) กรณีขนาด Core ใดเท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน



(b) กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาด Core ต่างกัน

รูปที่ 2.13 แสดงผลของ  $NA$  และขนาดของท่อแก้วที่มีต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแก้วนำแสง

จากรูป 2.13 จะเห็นว่าถ้าหากขนาดของท่อแก้วและขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่านและใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงมีค่าคงที่แล้ว จะกำหนดปริมาณของแสงที่ป้อนเข้าไปในท่อแก้วได้ทันที เส้นใยแก้วนำแสงที่มีท่อแก้วขนาดใหญ่และมีค่าขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่านและใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงมาก จะมีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแก้วนำแสงสูงมาก

ระบบการสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสง เมื่อเปรียบเทียบกับระบบการสื่อสารที่ใช้สายเคเบิลที่ทำด้วยโลหะแล้วมีข้อดีต่างๆ ที่เกิดจากคุณสมบัติของใยแก้วนำแสงดังนี้ คือ

1. ให้แบนด์วิดท์ที่กว้าง กล่าวคือ การใช้คลื่นพาหะที่มีความถี่สูงในระบบสื่อสารทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้างมากขึ้น การสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสงนั้นขึ้นกับคลื่นพาหะที่มีความถี่อยู่ในช่วง  $10^{13} - 10^{14}$  เฮิร์ตซ์ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่ของคลื่นวิทยุซึ่งมีความถี่  $10^6 - 10^9$  เฮิร์ตซ์ แล้วจะเห็นว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณกว้างขึ้นถึงประมาณ  $10^6$  หรือ 1 ล้านเท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา โยแก้วนำแสงเพียงเส้นเดียวสามารถแทนคู่สายทองแดงขนาดใหญ่ แต่ละคู่ได้ เช่น สายเคเบิลทางโทรศัพท์ที่มี 1,000 คู่สาย มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 7 – 10 เซนติเมตร จะสามารถใช้เคเบิลโยแก้วนำแสงเพียงเส้นเดียวที่มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 1.5 เซนติเมตร แทนได้ ในการส่งช่องสัญญาณจำนวนที่เท่ากัน

3. การสูญเสียต่ำ โยแก้วนำแสงมีค่าการสูญเสียเนื่องจากการลดทอนน้อยกว่าสายเกลียวคู่ (Twisted Pair) หรือ หุ้มฉนวน(Coaxial Cable)

4. ไม่ถูกรบกวนจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากโยแก้วนำแสงไม่ได้สร้างจากเส้นลวดโลหะ เหมือนสายเคเบิลโลหะแต่สร้างจากแก้ว(Glass) หรือซิลิคอน(Silicon) ดังนั้นจึงไม่ถูกรบกวนโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า และไม่ต้องใช้เทคนิคป้องกันด้วยวิธีการชิลด์(Shield)ที่มีราคาแพงและยุ่งยากเพื่อป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

5. คงทนและไม่ถูกรบกวนโดยสภาพดินฟ้าอากาศ แก้วหรือซิลิคอนมีความแข็งแรงกว่าโลหะถึง 20 เท่า โดยที่ซิลิคอนหรือแก้วก็เป็นธาตุเฉื่อย ดังนั้นสภาพแวดล้อมจึงมีผลน้อยกว่าการใช้งานสายที่ทำด้วยโลหะ

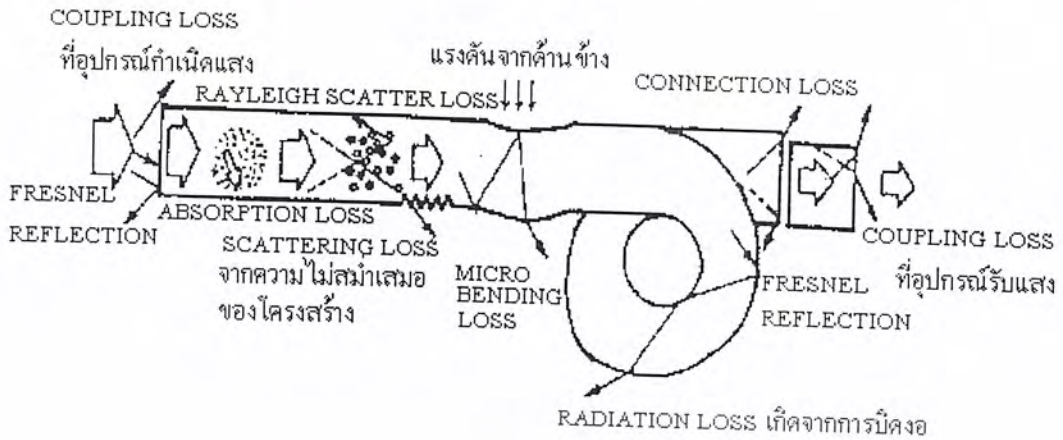
6. มีความปลอดภัย ในระบบสายโลหะจำเป็นต้องป้องกันอันตรายให้กับอุปกรณ์หรือมนุษย์จากไฟฟ้าลัดวงจรระหว่างสาย หรือระหว่างสายกับสายดิน ซึ่งเมื่อใช้เส้นโยแก้วนำแสงแล้วจะไม่มีปัญหาเกี่ยวกับสิ่งเหล่านี้

7. ราคาถูก ราคาของเส้นโยแก้วนำแสงในปัจจุบันมีราคาต่ำลงเรื่อยๆ ในขณะที่ราคาของสายโลหะมีราคาเพิ่มขึ้น ในทางปฏิบัติทุกวันนี้ราคาของการออกแบบระบบที่ใช้โยแก้วนำแสงมีราคาต่ำกว่าระบบแบบใช้โลหะ

## 2.6 การสูญเสียแสงในเส้นโยแก้วนำแสง

มีองค์ประกอบสำคัญ 2 อันที่จะกำหนดความเร็วในการส่ง(Transmission Speed)และระยะห่างของการถ่ายทอคสัญญาณ(Repeater Span) องค์ประกอบเหล่านั้นคือการสูญเสียกับแบนด์วิดท์ ของการส่ง(Transmission Band Width) การสูญเสียแสง(Optical Loss)เป็นคำบอกให้ทราบว่า กำลังของแสงที่เดินทางไปในเส้นโยแก้วนำแสงนั้นจะลดลงไปจากเดิมเท่าไร ซึ่งการสูญเสียแสงนี้ยังมีค่าน้อยเท่าไร จะทำให้สามารถส่งสัญญาณแสงได้ไกลมากยิ่งขึ้น

การสูญเสียแสงสามารถแบ่งออกตามความแตกต่างของโครงสร้างที่เกิดขึ้นได้เป็นการสูญเสียที่มีอยู่ในตัวของเส้นโยแก้วนำแสงเอง(Fixed Loss) และการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมา(Addition Loss) เมื่อตอนนำเส้นโยแก้วนำแสงไปใช้ในระบบการสื่อสาร สาเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสงแสดงดังรูปที่ 2.14

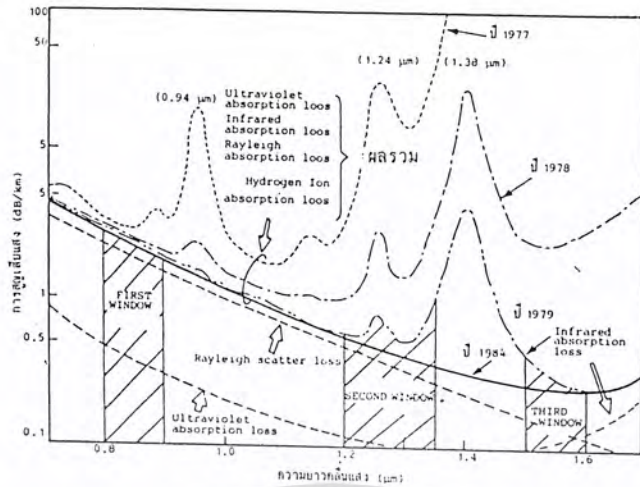


รูปที่ 2.14 แสดงสาเหตุต่างๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง

จากรูป จะเห็นว่าการสูญเสียที่มีอยู่ในตัวของเส้นใยแก้วนำแสงนั้น เกิดจากสาเหตุต่างๆ ได้แก่ การดูดแสง(Absorption Loss) การกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลี(Rayleigh Scattering Loss) การกระจัดกระจายแสงเนื่องจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้าง(Uniformity Loss) ส่วนการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมานั้นเกิดจากสาเหตุต่างๆ ได้แก่ การงอโค้งของเส้นใยแก้วนำแสง(Bending Loss) การงอโค้งแบบไมโครเบนดิง(Microbending Loss) การต่อเส้นใยแก้วนำแสง(Connection Loss) ได้แก่ การสูญเสียการสะท้อนกลับของแสง, จากการใช้แสงกระจายแสง, การเชื่อมต่อแสงระหว่างอุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงหรืออุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแก้วนำแสง(Coupling Loss) ต่อไปนี้จะอธิบายถึงรายละเอียดของสาเหตุต่างๆ ของการเกิดการสูญเสียแสง

(1) การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสง(Absorption Loss) การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสงนี้เป็นลักษณะทำนองเดียวกันกับมันสีค่าที่ดูดสีได้ดีกว่าสีอื่น ๆ กล่าวคือ สารที่ใช้ผสมเส้นใยแก้วนำแสงเองนั้น จะเป็นตัวดูดแสงที่เดินทางในเส้นใยแก้วนำแสง แล้วเปลี่ยนเป็นการสูญเสียทางความร้อนโดยทั่วไปแล้วจะมีการดูดแสงอันเนื่องมาจากแก้วเอง (สารที่ใช้ในการผลิตเส้นใยแก้วนำแสง) และเนื่องมาจากสารอื่นที่เจือปนอยู่ในแก้ว(Impurity)

สำหรับการสูญเสียจากการดูดแสงของแก้วนั้น มันจะดูดแสงอุลตราไวโอเลต(Ultraviolet)กับแสงอินฟราเรด(Infrared) การดูดแสงอุลตราไวโอเลตนั้น จะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ 0.1 มิลลิเมตร และการดูดแสงอินฟราเรดจะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ 10 มิลลิเมตร ส่วนที่ความยาวคลื่นอื่นๆ นั้น การสูญเสียจากการดูดแสงจะลดลงอย่างมาก ดังแสดงในรูป 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียแสงจากการดูดแสงของเส้นใยแก้วนำแสงที่ทำด้วยแก้ว

จะเห็นว่าจากความยาวคลื่นประมาณ 1.0 มิลลิเมตร ไปจนถึงประมาณ 1.6 มิลลิเมตร การสูญเสียจะตกลงเป็นเสมือนหุบเขา (Valley)

การสูญเสียจากการดูดแสงอันเนื่องมาจากสารแปลกปลอม (impurity) ปนอยู่นั้น ในตอนแรกที่พัฒนาเส้นใยแก้วนำแสงใหม่ๆ นั้นปรากฏว่าส่วนใหญ่เป็นไอออนของโลหะต่างๆ เช่น ไอออนของเหล็ก ไอออนของทองแดงและอื่นๆ แต่ต่อมาเทคนิคในการทำให้สูญเสียแสงต่ำลงได้พัฒนาไปมาก สามารถกำจัดไอออนของโลหะต่างๆ ออกไปได้ในปัจจุบันส่วนใหญ่เป็นไฮดรอกซิลไอออน (OH-) นั่นคือ กล่าวได้ว่าประวัติของการทำให้สูญเสียแสงที่มีอยู่ในเส้นใยแก้วนำแสงให้มีค่าน้อยนั้น เป็นการกำจัดการดูดแสงอันเนื่องมาจากไอออนของโลหะและไฮดรอกซิลไอออน จะเห็นว่าแสดงการสูญเสียที่ความยาวคลื่น ค่าต่างๆ ของแสงในเส้นใยแก้วนำแสงที่ทำด้วยแก้ว ตัวเลข ก.ศ. ที่ค่าสูญเสียสูงสุดต่างๆ นั้นบอกให้ทราบถึงประวัติศาสตร์ของการทำให้การสูญเสียแสงน้อยลง ค่าสูญเสียแสงสูงสุดที่ความยาวคลื่น 0.94 มิลลิเมตร, 1.24 มิลลิเมตร และ 1.38 มิลลิเมตรนั้นเป็นการสูญเสียที่เกิดจากการดูดของไฮดรอกซิลไอออนที่กล่าวข้างบนและตรงส่วนที่เป็นหุบเขา เรียกว่าวินโดว (Window) ของเส้นใยแสง บริเวณใกล้ๆ กับความยาวคลื่น 0.85 มิลลิเมตร, 1.3 มิลลิเมตรและ 1.55 มิลลิเมตร (เรียกว่าวินโดวที่ 1, ที่ 2, ที่ 3) นั้น มีการสูญเสียแสงต่ำซึ่งนำมาใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสง

2. การสูญเสียแสงที่เกิดจากการกระจัดกระจายแสงแบบเรลลี่ (Rayleigh Scattering Loss) การสูญเสียแบบนี้ เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นเมื่อแสงไปกระทบกับวัตถุที่มีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่นแล้วทำให้แสงนั้นแตกกระจัดกระจายออกไปในทิศทางต่างๆ ตัวอย่างของปรากฏการณ์เช่นนี้แสดงดังรูป 2.16 คือการที่เรามองเห็นท้องฟ้าเป็นสีน้ำเงินนั้นเกิดจากการแตกกระจัดกระจายของแสง ผู้ที่ทำการอธิบายปรากฏการณ์การแตกกระจัดกระจายของแสงนี้คือนักฟิสิกส์ ชื่อ RAYLEIGH SCATTERING

สำหรับการผลิตเส้นใยแก้วนำแสงนั้น ทำได้โดยการให้ความร้อนประมาณ 2,000 องศาเซลเซียส แก่แท่งแก้วซึ่งเรียกว่าการขึ้นรูป (Preform) ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางจากหลายมิลลิเมตรไปจนถึงหลายเอกซารนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิบมิลลิเมตร จากนั้นจึงทำการดึงแท่งแก้วให้เป็นเส้นใยแสงขนาดเล็ก และในตอนนั้นต้องทำให้เส้นใยแก้วนำแสงนั้นมีอุณหภูมิลดลงจาก 2,000 องศาเซลเซียส เป็นอุณหภูมิห้องประมาณ 20 องศาเซลเซียส (หรือนั่นคือความไม่สม่ำเสมอของค่าดัชนีการหักเห) ตกค้างอยู่อย่างนั้นในเส้นใยแก้วนำแสง และเป็นสาเหตุทำให้เกิดการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีขึ้นในเส้นใยแก้วนำแสง จัดเป็นสาเหตุการเกิดการสูญเสียที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในขั้นตอนการผลิต ถือเป็น การสูญเสียที่มีประจำตัวของเส้นใยแก้วนำแสง ขนาดของการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีจะเป็นสัดส่วนกลับกับความยาวแสงยกกำลัง 4 ด้วยเหตุนี้ จะเห็นว่าในรูปที่ 2.16 ความยาวของคลื่นแสงที่เดินทางยังมีค่ามากการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีจะมีค่าน้อยลง

ยกตัวอย่างเช่น เมื่อมีความยาวคลื่นเป็น 1 มิลลิเมตรค่า การสูญเสียการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีจะมีค่าประมาณ 1 เดซิเบลต่อกิโลเมตร (1 dB/km) และเมื่อความยาวคลื่นเป็น 1.6 มิลลิเมตร ค่าการสูญเสียการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลี มีค่าประมาณ 0.1 เดซิเบลต่อกิโลเมตร (0.1 dB/km)



รูปที่ 2.16 แสดง SCATTERING ของแสงในบรรยากาศ

นอกจากนั้น ขนาดของการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลียังเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิในตอนที่ทำให้การดึงการขึ้นรูป(Preform)ให้เป็นเส้นใยแก้วนำแสง ถ้าหากสามารถทำให้อุณหภูมิการสูญเสียการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีมีค่าได้ การสูญเสียการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีจะน้อยลง ยกตัวอย่างเช่น อุณหภูมิความร้อนที่ใช้ในการดึงไฟเบอร์กลาสที่มีสารฟลูออไรด์ ปนอยู่มีค่าประมาณ 700 องศาเซลเซียส ทำให้มีค่าเป็น 1/3 ของไฟเบอร์กลาสธรรมดา ยิ่งกว่านั้นสำหรับไฟเบอร์กลาสที่มีสารฟลูออไรด์ปนอยู่ ทำให้การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสงอินฟราเรดเลื่อนต่ำออกไปในย่านที่มีความยาวคลื่นมากขึ้น ดังแสดงในวินโดว์ที่ 3 จากข้อดีอันนี้ร่วมกับการสูญเสียการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลีที่มีค่าต่ำดังกล่าวข้างบนทำให้สามารถได้เส้นใยแก้วนำแสงที่มีการสูญเสียต่ำมาก คือ ประมาณ 0.01 เดซิเบลต่อกิโลเมตร (0.01 dB/km)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(3) การสูญเสียจากการกระจัดกระจายแสง อันเนื่องมาจากความสม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยนำแสง(Uniformity Loss) สำหรับเส้นใยแก้วนำแสงที่สร้างขึ้นมาจริงๆ นั้น จากสาเหตุต่างๆ ในการสร้าง ทำให้ไม่สามารถได้เส้นใยแก้วนำแสงที่มีลักษณะกลม 100 เปอร์เซ็นต์ นอกจากนั้นท่อแก้วและแคล์คิงที่ประกอบกันเป็นเส้นใยแก้วนำแสง ก็ไม่สามารถทำให้ลักษณะรูปทรงกระบอกที่สม่ำเสมออย่างสมบูรณ์ตลอดความยาวของเส้นใยแก้วนำแสงได้ กล่าวคือ ตรงรอยต่อของท่อแก้วกับแคล์คิงนั้น จะไม่สม่ำเสมอตลอด กล่าวคือจะมีลักษณะคล้ายถนนขรุขระ เมื่อมีรอยต่อ ไม่เรียบสม่ำเสมอเช่นนี้ จะทำให้เกิดการกระจัดกระจายออกไปข้างนอก ดังนั้นรอยต่อที่ไม่เรียบสม่ำเสมอจะทำให้แสงที่เดินทางเกิดการสะท้อนกลับอย่างสะเปะสะปะ ทำให้เกิดการสูญเสียแสงเพิ่มขึ้น การสูญเสียแสงเช่นนี้ เรียกว่า การสูญเสียจากการกระจัดกระจายอันเนื่องมาจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแก้วนำแสง

(4) การสูญเสียจากการกระจัดกระจายแสงอันเนื่องมาจากการงอโค้งของเส้นใยแก้วนำแสง (Bending Loss) เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่อเส้นใยแก้วนำแสงถูกทำให้งอโค้งไป สำหรับการงอโค้งเส้นใยแก้วนำแสง แสงที่มีมุมอโค้งมากกว่ามุมวิกฤตแล้ว แสงนั้นจะกระจายออกไปนอกท่อแก้วทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น ดังนั้นในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงซึ่งจะได้กล่าวถึงภายหลังนั้น จะต้องระมัดระวังอย่าให้เกิดการงอเส้นใยแก้วนำแสงเป็นส่วนโค้งที่มีรัศมีที่ยอมให้งอโค้งได้ เช่น ไม่เกิน 40 ม.ม. เป็นต้น

(5) การสูญเสียที่เกิดจากการงอแบบไมโครเบนดิง( Micro Bending) เป็นการสูญเสียที่เกิดจากการที่มีแรงกดที่ไม่สม่ำเสมอกระทำต่อด้านข้างของเส้นใยแก้วนำแสง ทำให้แกนของเส้นใยแก้วนำแสงบิดงอไปเล็กน้อย (ประมาณ 2 – 3 มิลลิเมตร) เป็นเหตุให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น การสูญเสียนี้เรียกว่า Micro Bending Loss ด้วยเหตุนี้ในการออกแบบโครงสร้างเส้นใยแก้วนำแสงจะต้องทำการป้องกันแรงกดทางด้านข้าง เช่น ทำชั้น ป้องกันการกระแทกหุ้มเส้นใยแก้วนำแสง เป็นต้น

(6) การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแก้วนำแสง(Connection Loss) การต่อเส้นใยแก้วนำแสงนี้ คล้ายกับการต่อท่อน้ำประปาหรือท่อแก๊ส กล่าวคือ ต้องต่อเข้ากันให้ดี ไม่ให้ประปาหรือแก๊สที่อยู่ในตัวท่อออกไปข้างนอก กรณีที่ทำการต่อเส้นใยแก้วนำแสง 2 เส้นเข้าด้วยกันนั้น อันดับแรกจำเป็นต้องทำการปรับท่อแก้วทั้งสองที่แสงเดินทางให้ตรงกันพอดี ถ้าหากว่าท่อแก้วทั้งสองต่อกันไม่สนิทอย่างสมบูรณ์ แสงที่ออกมาจากท่อแก้วด้านหนึ่งบางส่วนของมันจะไม่เข้าไปในท่อแก้วอีกด้านหนึ่ง แต่จะกระจายออกไปข้างนอก ทำให้เกิดการสูญเสีย กล่าวคือ มีทั้งการคลาดเคลื่อนของแกนของท่อแก้วและอื่นๆ

แต่สำหรับค่าการสูญเสียนั้น ส่วนใหญ่จะมาจากคลาดเคลื่อนของแกนของท่อแก้วหนึ่ง ตรงส่วนที่ทำการต่อกัน กรณีที่มีช่องว่าง(Gap)เพียงเล็กน้อยจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ ถ้าหากช่องว่างโตมากขึ้นกว่านี้ จะเกิดการสะท้อนกลับที่เรียกว่า การสะท้อนเฟรสเนล(Fresnel Reflection)

(7) การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแก้วนำแสง กับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง(Coupling Loss) แสงที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์กำเนิดแสงนั้น มีเงื่อนไขในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงดังที่ได้กล่าวมาแล้ว นั่นคือค่า NA(Numerical Aperture) กรณีที่ใช้อุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงได้แก่ เลเซอร์ไดโอด(LD) หรือแอลอีดี(LED) จะมีความแตกต่างกันทางความกว้างของลำแสงที่ปล่อยออกมาจากต้นกำเนิดแสง แม้จะใช้เลนส์รวมแสงแล้วก็ตาม เลเซอร์ไดโอด จะมีการเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียของการเชื่อมต่อแสงน้อยกว่า นอกจากนั้น โครงสร้างของเส้นใยแก้วนำแสงที่จะถูกป้อนแสงเข้าไปนั้น ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของท่อแก้วของเส้นใยแก้วนำแสงแบบโหมคเดี่ยว และแบบแกลดอินเด็คซ์ จะมีค่าต่างกันทำให้ขนาดของการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงมีค่าต่างกันไปด้วย

เกี่ยวกับการสูญเสียของการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแก้วนำแสงกับอุปกรณ์รับแสงนั้น เส้นใยแก้วนำแสงที่มี NA มากนั้นคือ แสงที่ออกมาจากเส้นใยแก้วนำแสงแบบแกลดอินเด็คซ์จะมีลำแสงกว้างกว่าลำแสงที่ออกมาจากเส้นใยแก้วนำแสงแบบโหมคเดี่ยว ทำให้การสูญเสียมีมากกว่า

## 2.7 การขยายกว้างออก(Dispersion)และ แบนด์วิดท์ของเส้นใยแก้วนำแสง

(1) การขยายกว้างออก(Mode Dispersion) สำหรับมัลติโหมค(Multi Mode Optic Fiber)นั้น ความเร็วในการเดินทางของแต่ละโหมคภายในเส้นใยแก้วนำแสงจะต่างกัน เมื่อป้อนพัลส์(Pulse) ที่ถูกผสมแบบพัลส์มอดูเลชัน(Pulse Modulation) เข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงแบบมัลติโหมค(Multi Mode Optic Fiber) พัลส์ของแสงที่จะปล่อยออกมาจากปลายอีกข้างหนึ่งของเส้นใยแก้วนำแสง เมื่อนำไปเปรียบเทียบกับพัลส์ของแสงทางด้านที่ป้อนเข้าไปจะเห็นว่าขยายออกกว้างกว่า การที่เกิดอย่างนี้นั้นแม้ว่าความยาวคลื่นของต้นกำเนิดแสงจะเหมือนกันก็ตาม แต่ทว่าพัลส์ของแสงที่ป้อนเข้าไปนั้นจะแบ่งออกเป็นโหมคต่างๆ ที่มีความเร็วในการเดินทางต่างกัน ดังนั้นในการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงจึงเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า การขยายกว้างออก(Mode Dispersion) ทำให้ไม่สามารถทำให้ระยะห่างระหว่างพัลส์เล็กลงมากๆ ได้

ดังนั้น จะเห็นได้ว่า มัลติโหมค(Multi Mode Optic Fiber) นั้นส่วนใหญ่การขยายกว้างออกจะเป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์แม้ว่าจะพยายามทำให้การขยายกว้างออกนี้น้อยลง โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของท่อแก้วเป็นลักษณะพาราโบลา(Parabola) ซึ่งเรียกว่า แกลดอินเด็คซ์ แล้วก็ตาม แต่เนื่องจากมีขีดจำกัดในความแน่นอนของรูปร่างของค่าดัชนีการหักเห ด้วยเหตุนี้ในระบบการส่งข่าวสารจำนวนมากที่ต้องการคุณสมบัติแบนด์วิดท์กว้างนั้นก็ใช้โหมคเดี่ยวที่ไม่มีกรขยายกว้างออก

(2) การขยายกว้างออกของความยาวคลื่น(Wave Length Dispersion) ในตัวกลางที่มีเนื้อเดียวกัน แต่ถ้าหากความยาวคลื่นต่างกันแล้ว ค่าดัชนีการหักเหจะต่างกัน เป็นผลให้ความเร็วในการเดินทางต่างกันตามค่าความยาวคลื่น ปรากฏการณ์ที่เห็นได้เกี่ยวกับค่าดัชนีการหักเหที่ขึ้นอยู่กับความยาวของแสง คือ การกระจายแสงออกเป็นสีต่างๆ ของปริซึม(Prism) การเกิดรุ้งกินน้ำที่มีสี 7 สีเกิดขึ้นในตอนหลังจากฝนตกเป็นต้น แสงที่ใช้ในการสื่อสารใยแก้วนำแสงนั้น ความจริงแล้วไม่ใช่แสงที่มีความยาวคลื่นที่ต่างกัน (ความยาวคลื่นยังมีค่ามากเท่าใด ค่าดัชนีการหักเหจะน้อยลงเท่านั้น และจะเป็นผลให้ความเร็วในการเดินทางเพิ่มขึ้น) การขยายกว้างออกของความยาวคลื่นนี้เป็นสาเหตุให้แบนด์วิดท์ถูกจำกัดค่าความกว้างเช่นเดียวกันกับกรณีของการขยายกว้างออกดังที่กล่าวมาแล้ว และสาเหตุนี้เรียกว่าการขยายกว้างออกของวัสดุ(Material Dispersion)

นอกจากนั้น กรณีที่ค่าต่างของดัชนีการหักเหของท่อแก้วกับแคล์คิงมีค่าน้อยนั้น ปรากฏการณ์การสะท้อนกลับหมดของแสงที่รอยต่อของท่อแก้วกับแคล์คิงจะไม่เหมือนกับที่เกิดในกระจกเงา กล่าวคือ ส่วนหนึ่งของแสงจะทะลุผ่านเข้าไปในแคล์คิงก่อน แล้วจึงสะท้อนกลับหมดและขนาดการทะลุเข้าไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะแตกต่างกันตามความยาวคลื่น เป็นผลให้ระยะทางการเดินทางของแสงนี้ขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น (ความยาวคลื่นยิ่งมีค่ามากเท่าใด ขนาดการทะลุเข้าไปในแคล์คิงจะมากขึ้นเท่านั้น และจะทำให้เส้นทางการเดินทางยาวมากขึ้น) การขยายกว้างออกของระยะทางการเดินทางของแสงนี้ เรียกว่า Structure Dispersion ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงนั้น การเกิดการขยายกว้างออกของวัสดุ(Material Dispersion) และการขยายกว้างออกของโครงสร้าง( Structure Dispersion ) รวมเรียกว่า การขยายกว้างออกของความยาวคลื่น(Wave Length Dispersion)



รูปที่ 2.17 แสดงการเกิด การขยายกว้างออกของเส้นใยแก้วนำแสง

(3) ขนาดความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่ง(Transmission Band Width) ปัจจุบันความกว้างแบนด์วิดท์ของการส่ง(Transmission Band Width)ที่ใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงนั้น เป็นตัวบอกรให้ทราบว่า จะสามารถส่งสัญญาณแสงที่ผสมกับสัญญาณของข่าวสารด้วยความถี่สูงมากแค่ไหน ปกติจะแสดงความกว้างตรงจุดที่คุณสมบัติความถี่เบสแบนด์(Base Band Frequency Characteristic)ของเส้นใยแก้วนำแสงตกลง 6 เดซิเบล

สมมติว่าเราทำการป้อนอิมพัลส์ซึ่งเป็นรูปคลื่นที่สมบูรณ์แบบ กล่าวคือ ตรงฐานของรูปคลื่นไม่ขยายกว้างออกเมื่ออิมพัลส์นี้ เดินทางไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้ระยะทางค่าหนึ่งตรงจุดปลายทางของเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใยแก้วนำแสงนั้นอิมพัลส์ที่เดินทางมาจะขยายกว้างออก เนื่องจากคุณสมบัติการขยายกว้างออกของแสง ตามที่ได้กล่าวมาแล้วในหัวข้อที่ผ่านมา

แม้ว่าในระหว่างทางที่แสงเดินทางมาจะไม่มีโหมบการแผ่รังสี (แสงกระจายออกจากท่อแก้วเลยก็ตาม แต่ทว่าการที่อิมพัลส์ขยายกว้างออกไปนั้นจะต้องทำให้ขนาดของอิมพัลส์ลดลงอย่างแน่นอน จากการตรวจดูรูปคลื่นอิมพัลส์ตรงจุดปลายทางของเส้นใยแก้วนำแสง (เรียกว่า Impulse Response Wave Form) นี้ สามารถใช้เป็นขั้นตอนของการประเมินค่าคุณสมบัติการขยายกว้างออก(Dispersion)ของเส้นใยแก้วนำแสงได้ โปรดสังเกตว่าการใช้หลักการเช่นนี้ในย่านความถี่จึงเรียกว่า Base Band Frequency Characteristic

คำว่า Base Band Frequency Characteristic นั้นหมายถึง คุณสมบัติความถี่ของอัตราส่วนของขนาดของสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งเป็นรูปคลื่นไซน์ที่นำมาผสมทางด้านอินพุตกับสัญญาณไฟฟ้าที่แยกออกมาจากการผสมคืออิมพัลส์ ทางด้านเอาต์พุตในสายส่งที่เป็นเส้นใยแก้วนำแสง

สำหรับเส้นใยแก้วนำแสงที่เป็นมัลติโหมบเนื่องจากผลของการขยายกว้างออก ดังที่ได้กล่าวมา จะทำให้ได้ว่าเมื่อความถี่ที่นำมาผสมทางด้านอินพุตสูงขึ้น ขนาดของสัญญาณที่แยกออกมาจากการผสมทางด้านเอาต์พุตลดลงนอกจากนั้นยังขึ้นกับระยะทางด้วยขนาดความกว้างแบนด์วิดท์ ที่ 6 เดซิเบลนั้น เรียกว่าเป็นช่วงความถี่ที่ขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่แยกออกมาจากการผสม ภายหลังจากแสงเดินทางได้ 1 กิโลเมตร ปรากฏว่าขนาดของมันลดลงเป็นครึ่งหนึ่ง (ปริมาณการสูญเสียกำลังของแสงเป็น 3 เดซิเบล) เมื่อเทียบกับขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่นำมาผสมทางด้านอินพุตและใช้หน่วยเป็นเมกกะเฮิรตซ์กิโลเมตร

คุณสมบัติทางความถี่ของอัตราส่วนของขนาดของสัญญาณไฟฟ้า (Base Band Frequency Characteristic) ของเส้นใยแก้วนำแสงจะเป็นการเปรียบเทียบคุณสมบัติการส่งของเส้นใยแก้วนำแสงกับสายเคเบิลโลหะแบบสมดุล(Balance) และกับสายโคแอกเซียล(Coaxial Cable) จะเห็นว่าคุณสมบัติความถี่ของอัตราส่วนขนาดของสัญญาณไฟฟ้าของเส้นใยแก้วนำแสง กว้างกว่าสายเคเบิลที่เป็นโลหะแบบสมดุล และสายโคแอกเซียล ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันมากมาย โดยเฉพาะเส้นใยแก้วนำแสงแบบโหมบเดียวนั้นกว้างมากที่สุด โดยทั่วไปกล่าวกันว่ามันมีขนาดความถี่ที่ 6 เดซิเบลเป็นหลายสิบลิจิเกเฮิรตซ์กิโลเมตร

## 2.8 แหล่งกำเนิดแสง

อุปกรณ์สำคัญที่ทำให้ระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงมีความแตกต่างจากระบบสื่อสารที่มีโดยทั่วไป คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่รับส่งสัญญาณแสงที่ให้นำข้อมูลไปยังในเส้นใยแก้วนำแสง โดยทำหน้าที่คล้ายกับตัวแปลงสัญญาณระหว่างสัญญาณไฟฟ้าและสัญญาณแสง ซึ่งแหล่งกำเนิดแสงในระบบสื่อสารจำเป็นต้องมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

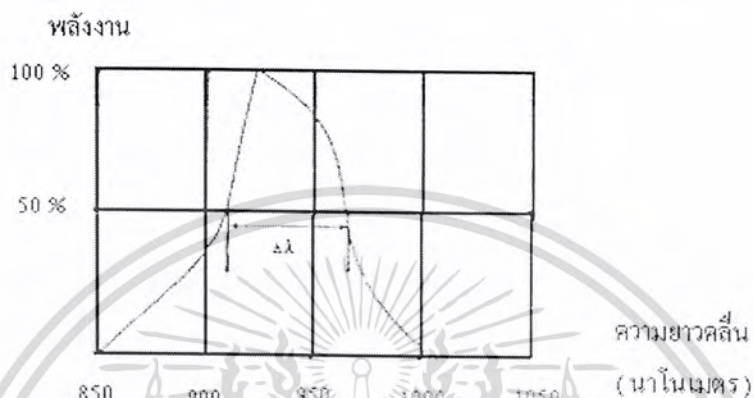
1. สามารถให้แสงที่มีพลังงานหรือความเข้มแสงมากพอที่จะส่งสัญญาณ หรือเดินทางไปได้ตลอดระยะทางของการสื่อสารได้
2. โครงสร้างของแหล่งกำเนิดแสงต้องสามารถส่งพลังงานส่วนใหญ่หรือทั้งหมดเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางขนาดเล็กได้ นั่นคือมุมของการเกิดแสงของแหล่งกำเนิดแสงต้องเป็นมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แคบๆและมีทิศทางที่แน่นอน ในกรณีที่แสงจากแหล่งกำเนิดมีลักษณะกระจายเป็นมุมกว้างสามารถใช้อุปกรณ์ดัดแปลงแสงเพื่อรวมแสงส่วนใหญ่พุ่งเข้าสู่เส้นใยแก้วนำแสงได้

3. ความยาวคลื่นของแสงที่ได้ต้องมีความเหมาะสมกับเส้นใยแสงที่ใช้ คือค่าประมาณ 1.55 ไมครอน รองลงมาได้แก่ 1.3 และ 0.82 ไมครอน

4. เส้นวิดท์ (Line Width) ของแสงที่ได้ต้องมีค่าน้อยเพื่อให้ส่งข้อมูลที่มีปริมาณมากได้



รูปที่ 2.18 แสดงเส้นวิดท์ของแหล่งกำเนิดแสง

5. ช่วงเวลาตอบสนองของแหล่งกำเนิด หรือเวลาที่แหล่งกำเนิดได้รับกระแสไฟฟ้า แล้วสร้างสัญญาณออกมาต้องมีค่าสั้นมากๆจึงจะได้วงจรไดรเวอร์ที่สามารถส่งข้อมูลปริมาณมากๆได้ดี

6. พลังงานต้องมีค่าต่อเนื่องคงที่ตลอดเวลา และไม่มี การเปลี่ยนแปลงใดๆอันเนื่องมาจากผลของอุณหภูมิและสภาพแวดล้อม

โดยทั่วไปแหล่งกำเนิดแสงที่ใช้จะขึ้นอยู่กับระบบ เช่น ในระบบที่มีระยะทางสื่อสารไม่ไกลนัก หรือระบบที่ใช้ในการศึกษาอาจใช้แอลอีดี(LED) เป็นแหล่งกำเนิดแสงได้ ส่วนในระบบที่ต้องการประสิทธิภาพสูงจะต้องใช้เลเซอร์เป็นตัวนำข้อมูล

แหล่งกำเนิดแสงที่นิยมใช้ในปัจจุบัน คือ ไดโอดเปล่งแสงชนิดสารกึ่งตัวนำและไดโอดเลเซอร์ เพราะไดโอดเหล่านี้เปล่งแสงที่มีความยาวคลื่นย่าน 0.8 - 0.9 และ 1.3 - 1.6 ไมครอน ซึ่งตรงกับย่านความถี่ที่ใยแก้วนำแสงมีค่าสูญเสียต่ำ และสามารถควบคุมกำลังขาออกได้อย่างรวดเร็วโดยการปรับค่ากระแสไบแอส(Bias Current) จึงง่ายต่อการผสมสัญญาณ อีกทั้งอายุการใช้งานมากกว่าหนึ่งล้านชั่วโมง ความแตกต่างที่สำคัญระหว่าง แอลอีดี และ แอลดี คือ แอลดี มีมุมการเปล่งแสงที่แคบกว่าแต่มีความกว้างของสเปกตรัมมากกว่า(Spectrum Width) จึงนิยมใช้กับการส่งสัญญาณแบบโคฮีเรนต์(Coherent Transmission) นอกจากนี้ยังเปล่งแสงเมื่อมีการต่อกระแสขับดัน(Drive Current) ได้เร็วกว่า แต่เนื่องจาก แอลดี เป็นอุปกรณ์เทอร์ซัสโฮลด์(Threshold Device) การเปล่งแสงจึงไม่คงที่และเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแส จึงต้องมีวงจรควบคุมแบบป้อนกลับ(Feedback) เพื่อทำให้กำลังขาออกของเลเซอร์คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.9 อุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่นิยมใช้เป็นประเภทสารกึ่งตัวนำ ซึ่งแบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้ 2 ประเภทตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ

1. โฟโตไดโอด(Photodiode,PD) เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าในปริมาณที่น้อย ตัวอย่างเช่น PIN - PD เป็นต้น

2. อะวอลานซ์โฟโตไดโอด(Avalanche Photodiode, APD) เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก การเลือกใช้อุปกรณ์รับแสงแบบ PIN หรือ APD นั้น ตามปกติจะขึ้นอยู่กับราคาและความไวของเครื่องรับที่ต้องการ(Receiver Sensitivity) กระบวนการอะวอลานซ์ใน APD มีเทรชล์โวลต์ ซึ่งทำให้มีราคาแพงกว่า PIN เนื่องจาก APD มีการขยายกำลังได้สูงจึงจะทำให้ความไวของเครื่องรับได้ถึงประมาณ -15 เดซิเบล ซึ่งมากกว่าของ PIN ไดโอด นอกจากนี้ยังต้องพิจารณาถึงระดับสัญญาณรับต่ำสุดที่จะรับได้ด้วย

ตัวอย่างคุณสมบัติต่างๆของแอลอีดีและเลเซอร์ไดโอดที่กล่าวมาแล้วแสดงในตารางที่ 2.2 จากการพิจารณาคูคุณสมบัติต่างๆ ในตารางนี้จะเห็นว่าเกี่ยวกับพลังงานที่ได้ของแสงนั้นเลเซอร์ไดโอดจะมีค่ามากกว่า เพราะมีการออสซิลเลเตอร์และการขยายของแสงและเกี่ยวกับพลังงานที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงก็เช่นกัน เนื่องจากเลเซอร์ไดโอดมีคุณสมบัติของทิศทางของแสง(Directivity)ดีกว่า เป็นผลให้มีการสูญเสียการเชื่อมแสงกับเส้นใยแก้วนำแสงต่ำ ทำให้พลังงานของแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงได้มาก

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง

อุปกรณ์ปล่อยแสง	แอลอีดี	เลเซอร์ไดโอด
หัวข้อ		
พลังงานของแสง	2.5 mW	10 mW
พลังงานของแสงที่ป้อนในเส้นใยแก้วนำแสง	$\leq 0.05$ mW	$\leq 3$ mW
ความกว้างของสเปกตรัม (Spectrum) ที่จุดพลังงานตกลงครึ่งหนึ่ง (ตอน Modulation)	100 nm	3nm
ความถี่ตอบสนอง(Frequency Response)	$\leq$ หลายร้อย MHz	$\leq$ หลาย GHz
อายุการใช้งาน	$\leq 10^6$ ชม.	$\leq 10^6$ ชม.

เกี่ยวกับสเปกตรัมของแสงนั้น จากที่ได้กล่าวมาแล้วว่าในแอลอีดีมีผลมาจากสาเหตุที่ ระดับสภาพความนำ(Conduction Band) และพลังงานสูงอยู่นอกสุด(Valence Band) มีพลังงานเป็นช่วงกว้าง ทำให้มีสเปกตรัมของแสงกว้าง แต่เลเซอร์ไดโอดนั้นมีพลังงานที่เป็นช่วงแคบอันเนื่องมาจากขบวนการออสซิลเลเตอร์ทำให้มีสเปกตรัมของแสงแคบ นอกจากนั้นการทำงานสว่างดับ (กระพริบ) ของแสงนั้น ถ้าหากเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโฮลยั้งสั้นจะยิ่งมีความเร็วมาก กล่าวคือ ถ้าหากอิเล็กตรอนและโฮลยั้งสั้นเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โวลมีจำนวนมาก นั่นคือ ความหนาแน่นของกระแสมีมากเท่าไร จะทำให้ค่าเฉลี่ยของเวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโวลมีค่าน้อยลงเท่านั้น สำหรับแอลอีดีนั้นค่าเวลานี้มีค่าประมาณหลายนาโนวินาที (นาโนวินาทีหรือ  $1 \text{ nsec} = 10^{-9} \text{ second}$ ) ดังนั้นถ้าหากเป็นความถี่จะให้ความถี่หลายร้อยเมกะเฮิร์ตซ์ (MHz) ( $\therefore$  ความถี่ =  $\frac{1}{\text{เวลา}}$  , 1 เมกะเฮิร์ตซ์ =  $10^6$  เฮิร์ตซ์) ส่วนกรณีของเลเซอร์ไดโอดเนื่องจากค่าความหนาแน่นของกระแสที่กระตุ้นมีค่ามาก ทำให้เวลาการรวมกันของอิเล็กตรอนกับโวลมีค่าน้อย ถ้าเป็นความถี่จะให้ความถี่หลายกิกะเฮิร์ตซ์(GHz) (1กิกะเฮิร์ตซ์ =  $10^9$  เฮิร์ตซ์) ซึ่งความถี่เหล่านี้แสดงความเร็วที่ตอบสนอง(Frequency response Speed) ของแอลอีดีและเลเซอร์ไดโอดยิ่งกว่านั้น ในกรณีของเลเซอร์ไดโอดถ้าหากไบอัสกระแส(Bias Current)มีค่าเข้าใกล้ช่วงที่ไดโอดทำงาน(Threshold Value Current)มากเท่าใด ความเร็วของ ความเร็วตอบสนอง(Response Speed)จะสูงขึ้นเท่านั้น ส่วนอายุการใช้งานของอุปกรณ์ปล่อยแสงทั้งสอง ไม่มีปัญหาอะไรเลยในการใช้งาน และในอนาคตอันใกล้คงจะมีเทคโนโลยีการผลิตที่ทำให้เลเซอร์ไดโอดมีอายุการใช้งานเท่ากับแอลอีดี

## 2.10 การส่งสัญญาณ (Transmission)

การส่งสัญญาณในที่นี้หมายถึงการนำสัญญาณจากจุดหนึ่งไปอีกจุดหนึ่งโดยผ่านสื่อกลางและวิธีการทางไฟฟ้า

ก่อนอื่นเราต้องรู้ความหมายต่างๆ ที่ใช้ธิบายการส่งสัญญาณ ซึ่งมีดังต่อไปนี้

2.10.1 การส่งผ่านแบบทิศทางเดียว(Simplex) หมายถึง รูปแบบการส่งสัญญาณให้ด้านรับได้ฝ่ายเดียว โดยไม่สามารถโต้ตอบผ่านทางติดต่อได้ อย่างเช่น การกระจายเสียงของวิทยุหรือสัญญาณทีวี เป็นต้น

2.10.2 การส่งผ่านแบบสองทิศทางแต่ต่างเวลา(Half - duplex) (แบบนี้สถานีทั้งสองด้านสามารถส่งและรับสัญญาณระหว่างกันได้ โดยมีข้อกำหนดว่าต้องมีด้านหนึ่งเป็นด้านรับเสมอ อย่างเช่น การใช้วิทยุสมัครเล่นที่สามารถโต้ตอบกันได้ แต่ไม่พร้อมกัน

2.10.3 การส่งผ่านแบบสองทิศทางที่เวลาเดียวกัน(Full - duplex) หมายถึงการที่ด้านส่งและด้านรับสามารถส่งสัญญาณได้ในเวลาพร้อมกันและไม่ต้องสลับด้านกันด้วย

## 2.11 หลักการสื่อสาร

ระบบการสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสงก็คล้ายกับการสื่อสารด้วยสายเคเบิลทั่วไป เพียงแต่ใช้ตัวกลางต่างกัน กล่าวคือ เมื่อต้องการส่งสัญญาณอาจส่งในรูปของสัญญาณเสียง ภาพ หรือข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ วงจรภาคส่งจะทำหน้าที่จัดรูปสัญญาณให้เหมาะสมด้วยวิธีการเข้ารหัส และมอดูเลตสัญญาณ โดยลักษณะของข้อมูลที่ใช้ในขั้นตอนนี้ส่วนใหญ่จะจัดให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัล เพราะให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่า จากนั้นวงจรในส่วนที่เป็นแหล่งกำเนิดแสงหรือวงจรขับสัญญาณ(Driver Circuit) ก็จะแปลงสัญญาณทางไฟฟ้าที่ได้ให้เป็นสัญญาณแสงส่งไปยังภาครับ โดยมีเส้นใยแก้วนำแสงเป็นสายสัญญาณ ภาครับจะมีโฟโตทรานซิสเตอร์(Photo - transistor) ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงที่รับได้ให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อยู่ในรูปของสัญญาณไฟฟ้า แล้วส่งไปยังวงจรถอดรหัสและคิมมอดูเลตสัญญาณ ทำให้ได้สัญญาณที่มีลักษณะเดียวกับสัญญาณเดิมที่สามารถนำไปใช้งานต่อไป ในเบื้องต้นนี้จะขออธิบายในส่วนของหลักการเบื้องต้นของการมัลติเพล็กซ์ การเข้ารหัสและการมอดูเลตดังต่อไปนี้

## 2.12 การมัลติเพล็กซ์

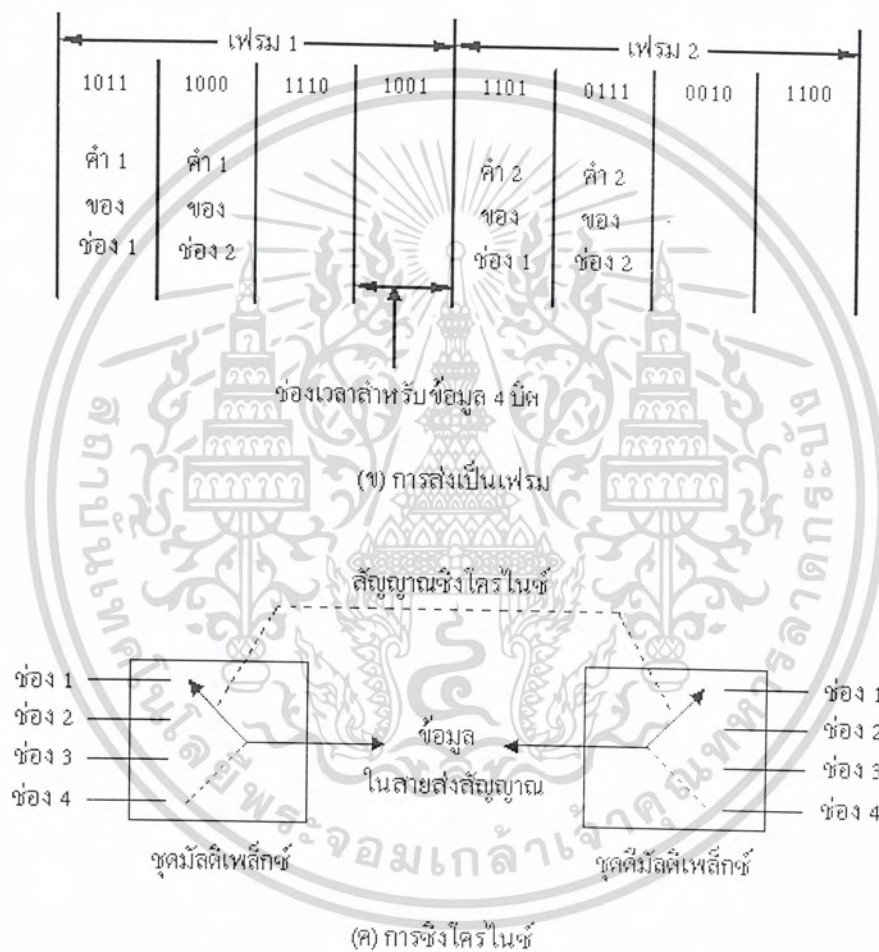
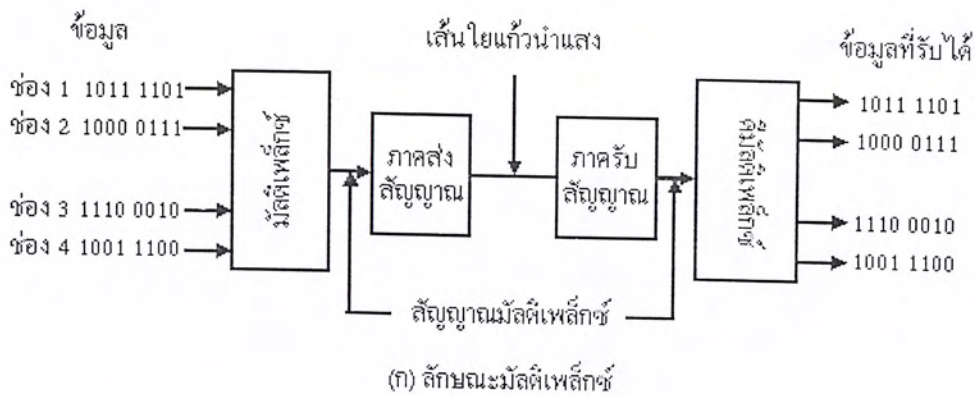
การมัลติเพล็กซ์เป็นวิธีที่ทำให้สามารถส่งและรับข้อมูลจากแหล่งต่างๆ จำนวนมากได้โดยอยู่ในช่วงเวลาและตัวกลางเดียวกัน การสื่อสารใยแก้วนำแสงนับว่ามีประโยชน์มาก ทั้งนี้เพราะเป็นระบบที่มีช่วงของแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก ดังนั้น หากมีการนำระบบมัลติเพล็กซ์ที่มีประสิทธิภาพสูงมาใช้ร่วมกันก็ย่อมทำให้สามารถสื่อสารข้อมูลจำนวนมหาศาลได้ภายในช่วงเวลาเดียวกัน ระบบมัลติเพล็กซ์ที่ใช้กันอยู่พอจำแนกได้ดังนี้ คือ

### 2.12.1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา(Time Division Multiplexing, TDM)

ระบบที่ใช้การสื่อสารที่มีการแบ่งเวลาเป็นช่วงๆ โดยในแต่ละช่วงจะใช้สำหรับการบรรจุข้อมูลที่มาจากแหล่งกำเนิดสัญญาณที่ต่างๆ เรียงกันไป ดังรูปที่ 2.19 (ก) เป็นการทำงานของวิธีการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลาที่ต้องการส่งข้อมูลจาก 4 ช่องสัญญาณพร้อมกัน โดยในแต่ละช่องสัญญาณจะส่งข้อมูลเป็นค่าๆ ละ 4 บิต ข้อมูลทั้ง 4 ช่องจะถูกเลือกด้วยอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่คล้ายสวิตช์เชื่อมระหว่างภาคส่งและภาครับอย่างสลับกัน โดยมีสัญญาณซิงโครไนซ์(Synchronize)คอยควบคุม ระยะเวลาที่ใช้สำหรับรับส่งข้อในแต่ละช่องต้องเท่ากันและต้องมีช่วงเวลาพอที่จะส่งข้อมูลทั้งค่าหรือ 4 บิตได้ เมื่อเริ่มต้นทำงานสวิตช์เลื่อนไปครบ 1 รอบ ข้อมูลที่เป็นค่าแรกของทุกช่องสัญญาณจะถูกส่งไปยังภาครับทั้ง 4 ช่อง ชุดของข้อมูลที่ส่งไปในหนึ่งรอบนี้เรียกว่า เฟรม ดังแสดงด้วยไทมิงไดอะแกรมในรูปที่ 2.19 (ข) ในแต่ละเฟรมของข้อมูลควรมีสัญญาณอื่นแทรกไว้เพื่อกอบายออกให้ทราบว่าข้อมูลหมดเฟรมแล้ว ซึ่งภาครับจะได้เตรียมตัวสำหรับสัญญาณในเฟรมใหม่ต่อไป ในทางปฏิบัติ สัญญาณข้อมูลอินพุตอาจถูกมอดูเลตและเข้ารหัสด้วยวิธีใดวิธีหนึ่ง ซึ่งจะได้กล่าวต่อไป จากนั้นสัญญาณจะถูกส่งไปเก็บไว้ในวงจรมัฟเฟอร์(Buffer) สำหรับพักข้อมูล และรอเวลาในระบบมัลติเพล็กซ์ ดังนั้นระยะเวลาจึงเหมาะสมสำหรับข้อมูลที่มีอัตราการส่งช้า โดยจะช่วยให้สามารถส่งข้อมูลได้พร้อมกันหลายช่องด้วยระบบมัลติเพล็กซ์ส่งข้อมูลรวมสูงมาก อัตราการส่งข้อมูล ( $B_d$ ) ของระบบมัลติเพล็กซ์นั้นสามารถคำนวณได้จาก

$$B_d = C_b \times T_b \dots\dots\dots(1)$$

เมื่อ  $C_b$  และ  $T_b$  คือจำนวนช่องและอัตราการส่งแต่ละช่อง



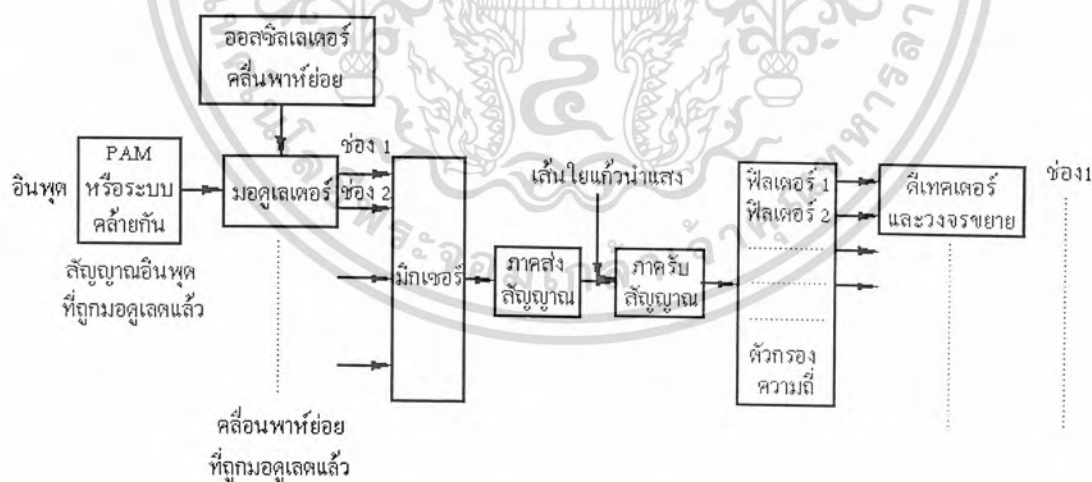
รูปที่ 2.19 แสดงการทำงานของระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา

ตัวอย่างเช่น เราต้องการส่งข้อมูลจำนวน 8 ช่องสัญญาณพร้อมกันโดยในแต่ละช่องสัญญาณมีอัตราการส่งข้อมูล 1,000 ไบต์ต่อวินาที หรือ 8,000 บิตต่อวินาที (1 ไบต์มี 8 บิต) สามารถใช้ระบบมัลติเพล็กซ์ชนิดการแบ่งเวลาที่มีอัตราการส่งข้อมูล  $8 \times 8,000 = 64$  กิโลบิตต่อวินาทีได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

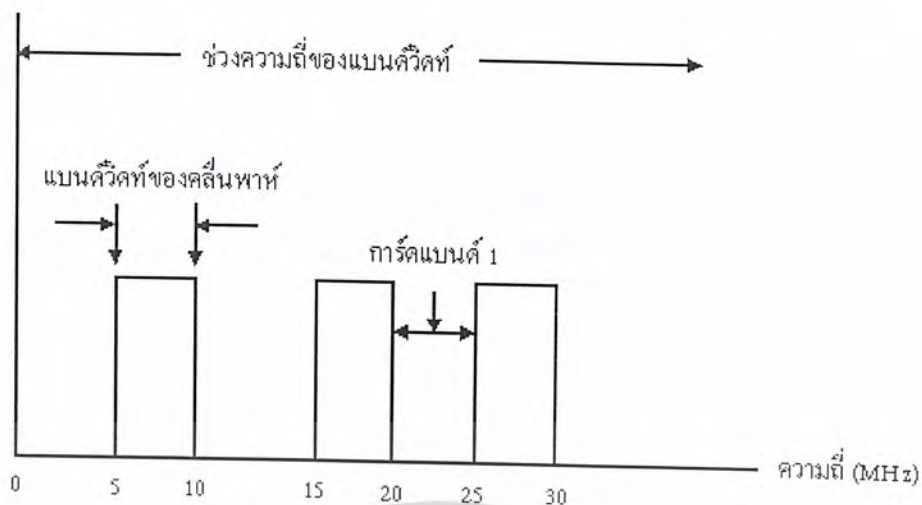
### 2.12.2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplexing, FDM)

ระบบมัลติเพล็กซ์ที่แบ่งช่วงความถี่ของสัญญาณออกเป็นช่วงความถี่ย่อย เพื่อทำหน้าที่เป็นพาหะย่อยของข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณ ดังแสดงด้วยบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 2.20 สมมติว่า ระบบเส้นใยแก้วนำแสงมีช่วงแบนด์วิดท์หรือความถี่มากที่สุดสัญญาณเป็น 100 เมกะเฮิร์ตซ์ เราอาจแบ่งช่วงความถี่ดังกล่าวออกเป็นช่วงความถี่ย่อยที่มีขนาด 5 เมกะเฮิร์ตซ์ ช่วงความถี่ย่อยนี้จะถูกใช้สำหรับการมอดูเลตสัญญาณอินพุตในแต่ละช่องนั้น ระยะระหว่างแต่ละความถี่ย่อยในแต่ละช่วงจะถูกกันด้วยช่วงความถี่ป้องกันหรือการ์ดแบนด์(Guard Band) เพื่อมิให้สัญญาณมีการปะปนกัน (ดูรูปที่ 2.21) สัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้วทั้งหมดจะถูกจัดเรียงเป็นระเบียบและถูกส่งรวมกันไปในระบบ การแบ่งความถี่นั้นสัญญาณอินพุตอาจต้องทำการผสมสัญญาณหรือมอดูเลตถึง 3 ขั้นตอน กล่าวคือ ขั้นตอนแรกเป็นการเข้ารหัสสัญญาณอินพุตที่เป็นแอนะล็อกให้เป็นดิจิทัล (เช่น ระบบ Pulse Amplitude Modulation, หรือ PAM และ Pulse Code Modulation หรือ PCM) จากนั้นสัญญาณที่เข้ารหัสแล้วจะถูกมอดูเลตกับคลื่นพาหะย่อยแบบเอเอ็ม(Amplitude Modulation, AM) หรือเอฟเอ็ม(Frequency Modulation, FM) ในขั้นตอนที่สองและขั้นตอนสุดท้ายเป็นการรวมสัญญาณทั้งหมดที่ถูกมอดูเลตในแต่ละช่องสัญญาณเข้าด้วยกัน เพื่อให้แหล่งกำเนิดแสงใช้ส่งเป็นข้อมูลได้ที่ภาครับของระบบการแบ่งความถี่ อุปกรณ์รับสัญญาณจะแปลงสัญญาณไฟฟ้าของคลื่นความถี่ที่ส่งออกมาแล้วผ่านเข้าไปในวงจรกรองความถี่ที่เหมาะสม เช่น จากตัวอย่างข้างต้นอาจใช้วงจรกรองในช่วงความถี่ 5 - 10, 15 - 20 เมกะเฮิร์ตซ์ เป็นต้น ข้อมูลสัญญาณที่ถูกกรองแล้วจะถูกดีมอดูเลตเพื่อทำให้กลับคืนสู่รูปสัญญาณเดิมอีกครั้งหนึ่งในแต่ละช่องสัญญาณก่อนนำไปใช้งานต่อไป



รูปที่ 2.20 แสดงการทำงานของระบบมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 แสดงช่วงคลื่นพาห์ย่อยในแต่ละช่องสัญญาณของการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่

ปัญหาการใช้งานระบบการแบ่งความถี่จะเกิดขึ้นในขณะที่มีการผสมคลื่นพาห์ย่อยทั้งหมดเข้าด้วยกัน โดยใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ เพราะสามารถทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เรียกว่าครอสทอล์ก(Crosstalk)ขึ้นได้ง่าย การแก้ไขทำได้ด้วยวิธีทางแสง โดยการสร้างสัญญาณแสงของข้อมูลในแต่ละช่องสัญญาณก่อน จากนั้นทำการรวมสัญญาณแสงทั้งหมดให้เป็นสัญญาณเดียวกันด้วยอุปกรณ์ทางแสงที่เรียกว่าคูปเลอร์ หรือคัปเปลอร์(Coupler)ทำให้ได้สัญญาณแสงรวมส่งไปยังผู้รับ ลักษณะของสัญญาณแสงนี้อาจใช้ระดับความเข้มแสงช่วยกำหนดชนิดของข้อมูลได้

### 2.13 การมอดูเลตเชิงความถี่

การมอดูเลตเชิงความถี่ (FM) เป็นกระบวนการมอดูเลตที่มีความซับซ้อน และมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าการมอดูเลตเชิงขนาด แต่การมอดูเลตเชิงความถี่ได้มีการปรับปรุงจากข้อเสียต่างๆ ของการการส่งสัญญาณแบบเอเอ็มให้มีประสิทธิภาพในการส่งสัญญาณได้ดียิ่งขึ้น โดยที่การส่งสัญญาณแบบเอเอ็มสามารถลดสัญญาณรบกวนที่เกิดกับระบบการสื่อสารได้

การมอดูเลตเชิงความถี่ คือ กระบวนการมอดูเลตที่ทำให้ความถี่ของสัญญาณพาห์จะมีการเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงความถี่ ( $\Delta f_c$ ) ของสัญญาณพาห์จะเป็นสัดส่วนกับแอมพลิจูด ( $V_a$ ) ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตดังในสมการ

$$\Delta f_c = KV_a$$

K คือ ความไวในการเบี่ยงเบนความถี่ (ความถี่/แรงดัน)

จากรูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณพาห์ที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ตามแอมพลิจูดของสัญญาณ

ข่าวสารสังเกตในรูป เมื่อสัญญาณข่าวสารมีสัจย์เป็นค่าบวกส่งผลให้ความถี่ของสัญญาณพาห์มีค่าสูงและเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของสัญญาณจะต่ำ เมื่อสัญญาณข่าวสารมีสัณฐานเป็นลบ ทิศทางของการเปลี่ยนแปลงความถี่จะเริ่มเมื่อสัญญาณข่าวสารเป็นบวก ความถี่ของสัญญาณพาห้จะสูงขึ้นตามระดับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารจนความถี่ของสัญญาณพาห้สูงสุดที่ระดับแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารมีแอมพลิจูดสูงสุด และเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารเริ่มลดลงความถี่ของสัญญาณพาห้ ก็จะลดลงจนเมื่อแอมพลิจูดของสัญญาณข่าวสารถึงระดับที่ต่ำสุด ความถี่ของสัญญาณพาห้ก็จะมีค่าต่ำสุดด้วยเช่นกัน

ดัชนีการมอดูเลต ( $m_f$ ) ของการมอดูเลตเชิงความถี่(FM) สามารถหาได้จากการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณพาห้เกี่ยวกับความถี่ของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต ดังสมการต่อไปนี้

$$m_f = \frac{\Delta f_c}{f_a}$$

จากสมการ

$$m_f = \frac{K V_a}{f_a}$$

ที่สำคัญดัชนีการมอดูเลตเชิงขนาดและดัชนีการมอดูเลตเชิงความถี่ต้องน้อยกว่าหรือมีค่าเท่ากับ 1



รูปที่ 2.22 การมอดูเลตเชิงความถี่

พิจารณาความถี่ไซด์แบนด์ที่เกิดจากการมอดูเลตเชิงความถี่จะมีความแตกต่างกันกับการมอดูเลตเชิงขนาดการมอดูเลตเชิงความถี่เป็นการมอดูเลตที่ใช้สำหรับพาห้เพียงสัญญาณเดียวสามารถทำให้เกิดความถี่ไซด์แบนด์ต่าง ๆ ขึ้นมากมาย ซึ่งความถี่ไซด์แบนด์ที่เกิดขึ้นนี้จะมีจำนวนมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับดัชนีของการมอดูเลต ( $m_f$ ) ด้วย ดังจะได้แสดงความสัมพันธ์ของดัชนีการมอดูเลตหรือความถี่ ( $m_f$ ) กับความถี่ไซด์แบนด์ไว้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัชนีการมอดูเลต (Modulation Index)	ตัวเลขของสัญญาณไซด์แบนด์ (Number of Significant Sideboards :N)
$mf = 0.25$	2
$mf = 1.0$	6
$mf = 5$	16

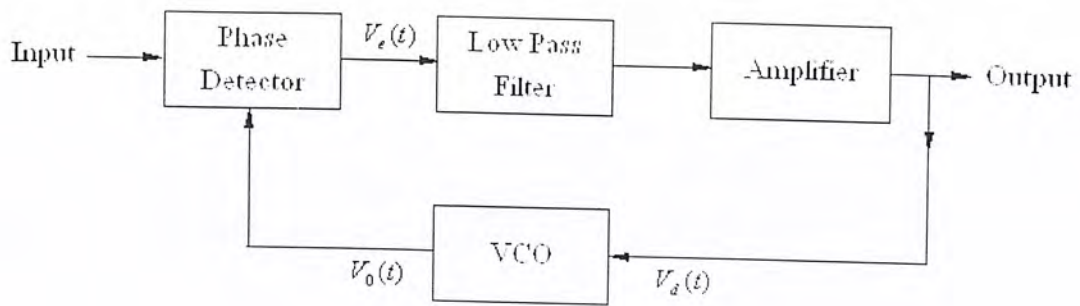
สามารถหาแบนด์วิดท์ของการมอดูเลตเชิงความถี่ได้จากตัวเลขของสัญญาณไซด์แบนด์ (N) ได้ดังสมการต่อไปนี้

$$BW = N \times f_m$$

การมอดูเลตเชิงความถี่เป็นการมอดูเลตที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของความถี่ของสัญญาณพาห้เป็นหลายๆ ความถี่ดังจะเห็นได้จากการพิจารณาทางด้านความถี่ของการมอดูเลต ในกรณีการมอดูเลตเชิงความถี่สิ่งที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คือ การสร้างสัญญาณพาห้ที่จะนำมามอดูเลตกับสัญญาณข่าวสาร ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะพบว่าในไอซีที่ทำหน้าที่ในการมอดูเลตเชิงความถี่จะรวมวงจรส่วนนี้เข้าไปด้วย ในการสร้างสัญญาณพาห้นี้มักจะสร้างสัญญาณโดยใช้หลักการออสซิลเลตมาสร้างเป็นสัญญาณพาห้ ทั้งนี้วงจรออสซิลเลตที่ใช้กันอยู่ทั่วไปก็จะประกอบด้วยตัวเก็บประจุซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากในการสร้างสัญญาณออสซิลเลต หากสามารถปรับค่าการตอบสนองทางความถี่ได้เหมาะสมกับแรงดันอินพุต (แรงดันของสัญญาณที่มอดูเลต) ตัวเก็บประจุจะทำการเก็บและคายประจุ จึงทำให้เกิดการออสซิลเลตของความถี่ออกที่เอาต์พุต ปัจจุบันในการสร้างวงจรตอบสนองทางความถี่ จะสร้างจากคาปาซิเตอร์ที่สามารถปรับแรงดันตกคร่อมได้ (วาริเอเบิลคาปาซิเตอร์) ใช้สำหรับการตอบสนองความถี่สูง

#### 2.14 เฟสล็อกคูลูป(Phase Lock Loop)

ระบบเฟสล็อกคูลูป คือระบบที่มีการป้อนความถี่กลับแบบ Negative Feedback ที่มีลักษณะเด่นของการทำงานอยู่ที่การล็อกกับความถี่ คือสามารถให้สัญญาณออกที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสัญญาณเข้าได้ในช่วงเวลาอันสั้น และความสามารถในการตามรอยความถี่(Tracking)คือ เมื่อเกิดการล็อกขึ้นแล้ว และความถี่ของสัญญาณเข้ามีการเปลี่ยนแปลง ระบบเฟสล็อกคูลูปจะยังคงรักษาสภาพการล็อกนั้นอยู่ ซึ่งจะมีผลให้สัญญาณออกยังคงมีความถี่เท่ากับสัญญาณเข้าที่มีการเปลี่ยนแปลงความถี่ไปแล้ว ระบบเฟสล็อกคูลูปสามารถแสดงบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 บล็อกไดอะแกรมของระบบเฟสล็อกคูล

ส่วนประกอบที่สำคัญของเฟสล็อกคูล ได้แก่

- (1). วงจรการตรวจจับความต่างเฟส (Phase Detector) เป็นวงจรที่ใช้ในการตรวจจับความต่างเฟสของสัญญาณอินพุต 2 สัญญาณ และให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณความต่างเฟส
- (2). วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ใช้ในการกำจัดสัญญาณไฟสลับซึ่งเป็นสัญญาณความต่างเฟสที่ออกมาจากเฟสดีเทคเตอร์ เพื่อให้สัญญาณเอาต์พุตเป็นสัญญาณความถี่ต่ำ เพื่อป้อนให้วงจรขยายต่อไป
- (3). วงจรขยายสัญญาณ (Amplifier) ใช้ปรับขนาดสัญญาณไฟตรง เพื่อให้การควบคุมดีขึ้น เอาต์พุตของวงจรนี้จะป้อนให้แก่วงจร VCO
- (4). Voltage Control Oscillator (VCO) วงจรนี้จะผลิตความถี่ออกมาโดยขึ้นกับสัญญาณไฟตรงที่ป้อนให้แก่อินพุต โดยอินพุตจะเป็นสัญญาณจากวงจรขยายสัญญาณและเอาต์พุตจะป้อนให้กับวงจรตรวจจับความต่างเฟสต่อไป

#### 2.14.1 การทำงานของเฟสล็อกคูล

ขณะยังไม่มีสัญญาณอินพุตเข้าในระบบแรงดันควบคุม (Control Voltage) วงจร VCO จะทำงานอิสระตรงความถี่ที่ตั้งไว้ ซึ่งมีค่า  $f_0$  เรียกว่า “Free-running Frequency”

ถ้ามีสัญญาณอินพุตป้อนเข้ามาในระบบ วงจรการตรวจจับความต่างเฟสจะทำการเปรียบเทียบเฟสของสัญญาณอินพุตกับสัญญาณจากวงจร VCO ( $V_0(t)$ ) และผลิตแรงดันความถี่เคลื่อน  $V_e(t)$  ซึ่งสัมพันธ์กับความต่างของเฟส และความถี่ระหว่างสัญญาณทั้งสอง แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองและขยายส่งต่อไปยังควบคุมของวงจร VCO ในกรณีนี้แรงดันควบคุม  $V_d(t)$  จะไปบังคับความถี่ของจากวงจร VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างระหว่าง ( $V_0(t)$ ) กับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา

ถ้าความถี่ของสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามาใกล้เคียงกับ  $V_0(t)$  จากการป้อนกลับของเฟสล็อกคูล ทำให้ล็อกกับสัญญาณอินพุตที่ป้อนเข้ามา ขณะที่ทำการล็อกนั้นความถี่จากวงจร VCO จะเท่ากับสัญญาณอินพุตแต่เฟสยังต่างกันอยู่ ซึ่งมีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน  $V_d(t)$  ที่จะไปคอยปรับ

ความถี่วีซีโอจากค่า Free-running ให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา ดังนั้นเฟสล็อกคูล์ปจะยังคงรักษาสภาพการล็อกการที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวเองได้ ทำให้เฟสล็อกคูล์ปสามารถติดตามการล็อกกับสัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพการล็อกเช่นเดิม

เฟสล็อกคูล์ป โดยทั่วไปจะสามารถจับความถี่ได้ช่วงหนึ่ง กล่าวคือ ในขณะที่เฟสล็อกคูล์ปทำงานอย่างอิสระ(Free-running) แล้วเกิดมีสัญญาณความถี่อื่นเข้ามา เฟสล็อกคูล์ปก็จะพยายามติดตามเพื่อจับความถี่นั้น ช่วงความถี่ที่เฟสล็อกคูล์ปสามารถติดตามจับได้ตลอดเวลาเรียกว่า ช่วงความถี่ตรวจจับ(Capture Range) และเมื่อเฟสล็อกคูล์ปติดตามจับความถี่ได้แล้ว ช่วงที่เฟสล็อกคูล์ปจะติดตามจับได้ตลอดเวลาเรียกว่า ช่วงความถี่ล็อก(Lock Range) โดยทั่วไปแล้วช่วงความถี่ล็อกจะกว้างกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ

## 2.15 การแพร่สัญญาณภาพแบบแอนะล็อกด้วยใยแก้วนำแสง

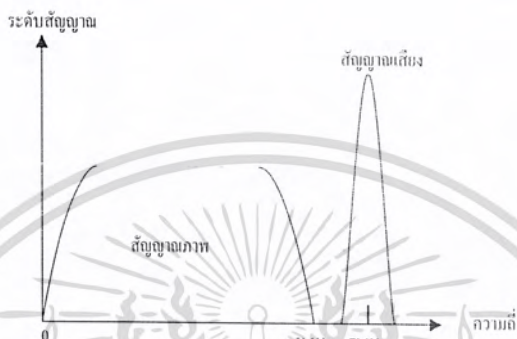
สำหรับสัญญาณโทรทัศน์ในระบบพาล(Phase Alternation Line :PAL) ที่จะกล่าวต่อไปนี้ ประกอบด้วยใยแก้วเจือเออร์เบียม(Erbium Doped Fiber Amplifier :EDFA) จำนวน 3 ชุด ในแต่ละชุดประกอบด้วยไดโอดเลเซอร์ ซึ่งจะให้แสงขนาดความยาวคลื่นที่ 980 นาโนเมตร เพื่อทำหน้าที่ปั๊มกำลังขยาย การใช้ระบบนี้จะให้ข้อดีหลาย ๆ ประการเมื่อเปรียบเทียบกับระบบแพร่สัญญาณตามสายโคแอกเซียล อาทิเช่นให้กำลังเอาต์พุตที่สูงกว่าระดับของสัญญาณรบกวนที่ต่ำกว่าในจำนวนช่องสัญญาณที่มากกว่า

ระบบการแพร่สัญญาณด้วยใยแก้วนำแสงมีมากมายหลายรูปแบบ ในแต่ละแบบจะประกอบด้วยส่วนที่สำคัญที่สุดคือ เครื่องขยายแสง(Optical Amplifier) ซึ่งมีลักษณะที่แตกต่างกันออกไป เพื่อที่จะทำการขยายสัญญาณแสง

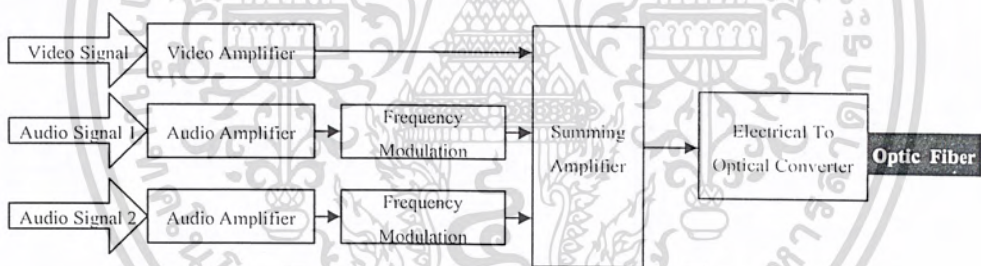
### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

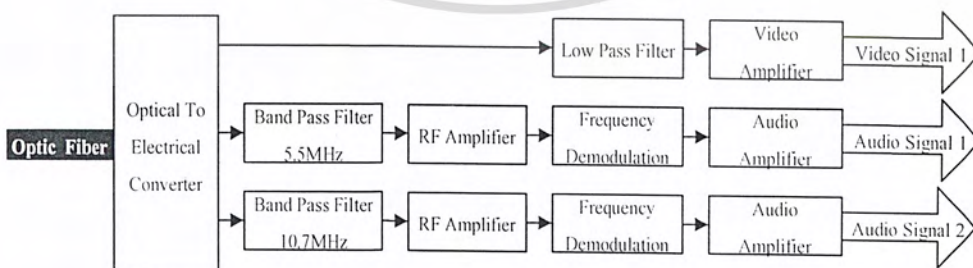
โครงการนี้จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกัน คือ ภาคส่งสัญญาณภาพและเสียง และส่วนที่ 2 คือ ภาคการรับสัญญาณภาพและเสียงสองช่องสัญญาณ (โดย 1 ช่องสัญญาณจะประกอบด้วยสัญญาณภาพและเสียง)



รูปที่ 3.1 สเปกตรัมของสัญญาณภาพและเสียง



รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง



รูปที่ 3.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านรับ

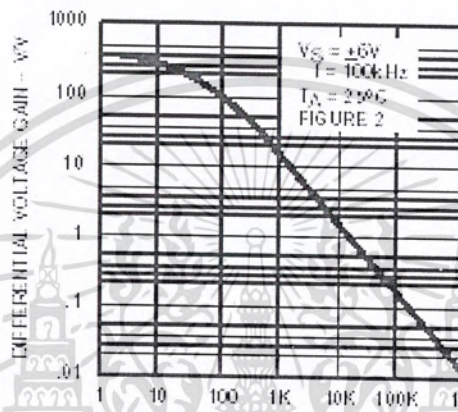
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1 การออกแบบวงจรทางด้านส่ง

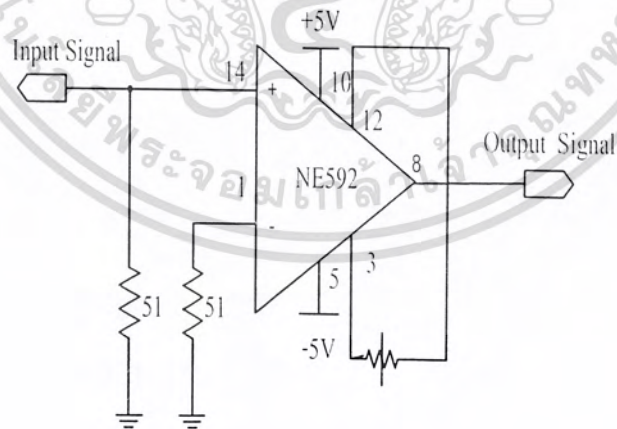
#### 3.1.1 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณภาพ (Video amplifier)

วงนี้เป็นส่วนแรกของภาคส่ง ทำหน้าที่ขยายสัญญาณภาพ ให้มีความกำลังแรงขึ้น

ในการออกแบบจะใช้ไอซีเบอร์ NE592 ซึ่งเป็นไอซีขยายสัญญาณภาพ ซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างถึง 120 เมกะเฮิรตซ์ สามารถปรับเกนขยายได้ 0 ถึง 400 เท่า โดยปรับค่าความต้านทานที่อยู่ที่ยา Gain Select ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 11 (G1A) และขา 4 (G2B) ดังรูปที่ 3.5 ตามที่ต้องการ ซึ่งการออกแบบนั้นสามารถต่อความต้านทานโดยดูค่าจากกราฟตามรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แสดงอัตรการขยายแรงดันเปรียบเทียบกับค่าความต้านทาน



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขยายสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.2 การออกแบบวงจรมอดูเลตสัญญาณเสียงทางความถี่ (Frequency Audio Modulator)

เนื่องจากสัญญาณเสียงมีความถี่ต่ำ (ประมาณ 20Hz-20kHz) ซึ่งมีความถี่อยู่ในช่วงสัญญาณภาพ จึงไม่สามารถนำมารวมกันได้โดยตรง เพราะจะเกิดความผิดเพี้ยน(Distortion)ของสัญญาณ เนื่องจากจะไปทับซ้อนกับสัญญาณภาพ ดังนั้นจึงต้องทำการมอดูเลตสัญญาณเสียงกับคลื่นพาหะรูปไซน์ความถี่สำหรับสัญญาณช่องที่หนึ่งและสองของสัญญาณสัญญาณเสียง มอดูเลตกับคลื่นพาหะรูปไซน์ความถี่ 6MHzและ12MHz ตามลำดับ โดยจะทำการมอดูเลตทางความถี่เพราะจะสะดวกในการออกแบบวงจร เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสงซึ่งใช้หลักการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นความเข้มแสง(Intensity Modulation)

ในโครงการนี้จะเลือกใช้ไอซีเบอร์ NE564 (Phase Lock Loop) เป็นวงจรมอดูเลตทางความถี่ซึ่งสามารถผลิตความถี่ได้สูงถึง 50MHz โดยจะแบ่งออกเป็น 2 วงจร มีความถี่กลางอยู่ที่ 6MHz และ 12MHz ตามลำดับ วงจรนี้จะใช้คุณสมบัติของเฟสล็อกกลูปในการมอดูเลตทางความถี่ โดยป้อนสัญญาณเสียงที่ได้ทำการขยายความแตกต่างของสัญญาณแล้ว เข้าที่ลูปฟิลเตอร์(Loop Filter) ของวงจรเปรียบเทียบเฟส(Phase comparator) ภายในตัวไอซีเอาท์พุทที่ได้ป้อนเป็นอินพุทของ VCO เพื่อให้ความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่กลาง(Free Running Frequency) โดยจะกำหนดความถี่เบน ( $\Delta f_{max}$ ) ของระบบไว้ที่ 150kHz ( $\pm 75kHz$ )

จากคู่มือ ไอซีเบอร์ NE 564 จะต้องทำการกำหนดค่า  $C_0$  เพื่อกำหนดความถี่กลาง ( $f_0$ ) ความถี่ลูป(Loop Range) ซึ่งมีค่าตามขั้นตอนดังนี้

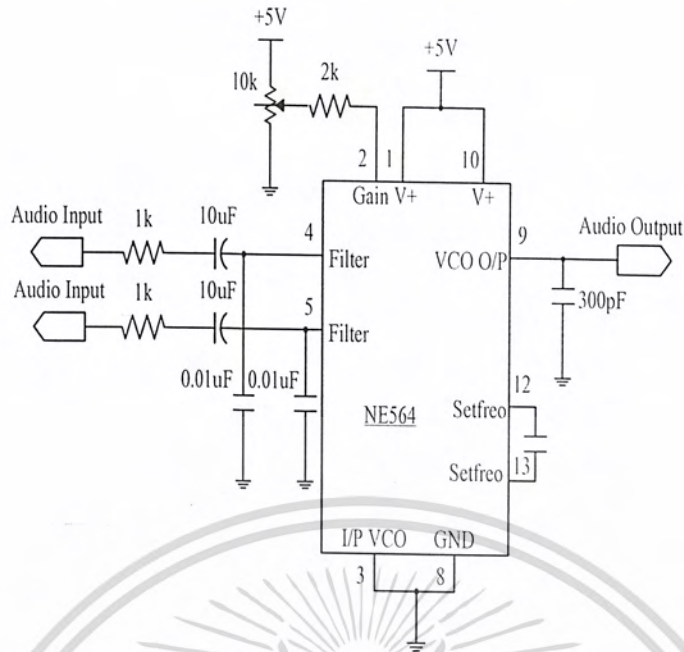
$$1. \text{ หาค่า } C_0 \text{ จากสมการ } f_0 = \frac{1}{22R_c C_0} \text{ เมื่อ } R_c = 100 \Omega \text{ จะได้}$$

$$C_0 = 82.64 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_0 = 5.5 \text{ MHz}$$

$$C_0 = 42.48 \text{ pF} \text{ กรณีความถี่ } f_0 = 10.75 \text{ MHz}$$

ในการใช้งานจะใช้ตัวเก็บประจุค่าคงที่ต่อรวมกับตัวเก็บประจุปรับค่าได้(Trimmer) โดยต่อระหว่างขา 12 และขา 13 เพื่อให้ได้ความจุตามต้องการ

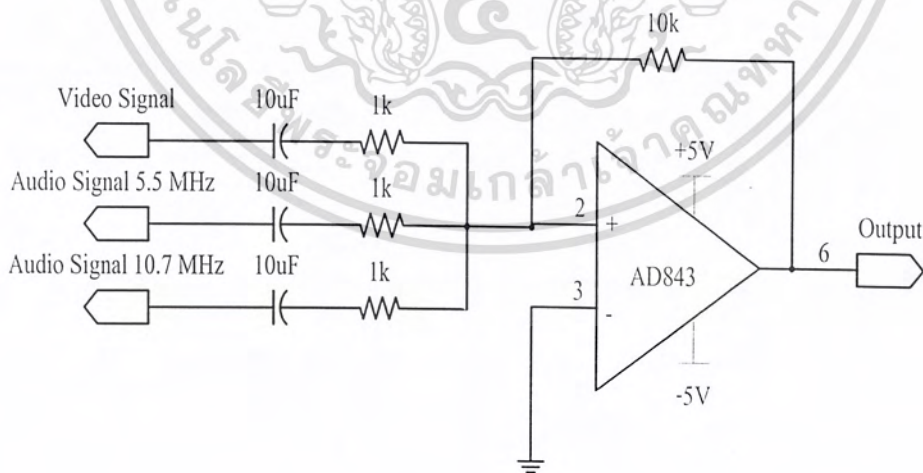
2. กำหนดความถี่ลูปโดยใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ ขนาด 10k $\Omega$  ต่อร่วมกับตัวต้านทานค่าคงที่ขนาด 2 k $\Omega$  เป็นตัวปรับกระแสไบอัสให้ขา 2 อินพุทสัญญาณเสียงที่จะนำมามอดูเลตเข้าที่ขาที่ 4 และ 5 ซึ่งเป็นลูปฟิลเตอร์ ของวงจรเปรียบเทียบเฟส และต่อตัวเก็บประจุค่าคงที่ที่มีขนาดประมาณ 0.01  $\mu\text{F}$  ที่ขา 4 และ 5 ลงกราวด์ เพื่อช่วยตัดสัญญาณรบกวนความถี่สูงทิ้ง และป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่ขา 4 และ ขา 5 ดังวงจรที่ได้ออกแบบดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรมอดูเลตทางความถี่

### 3.1.3 การออกแบบวงจรรวมสัญญาณ (Summing circuit)

วงจรจะทำหน้าที่รวมสัญญาณภาพ และ สัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตความถี่เข้าด้วยกันเพื่อส่งไปยัง ภาดขับเลเซอร์ไดโอด (LD Diver) โดยโครงการนี้ใช้ไอซีเบอร์ AD843 ซึ่งถ้าป้อนความถี่อินพุตมากขึ้น แรงดันเอาต์พุต ก็จะลดน้อยลงดังรูปที่ 3.7 และมีคุณสมบัติ คือ มีแบนด์วิดท์กว้างถึง 34 เมกะเฮิร์ตซ์



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรรวมสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.4 การออกแบบวงจรไดรเวอร์ (Driver Circuit)

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ขับแอลอีดี(LED) ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง เพื่อทำการส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ในการทดลองจะใช้แหล่งกำเนิดแสงเป็นแอลอีดีที่มีความยาวคลื่น 850 nm

ขั้นตอนการออกแบบวงจรไดรเวอร์

เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC548 (Q1) ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N2222(Q2) โดยการออกแบบ จะให้ทรานซิสเตอร์ทำงานแบบวงจรขยายแบบคลาสเอ กำหนดให้  $V_F = 2V$ ,  $I_{CQ2} = 60mA$

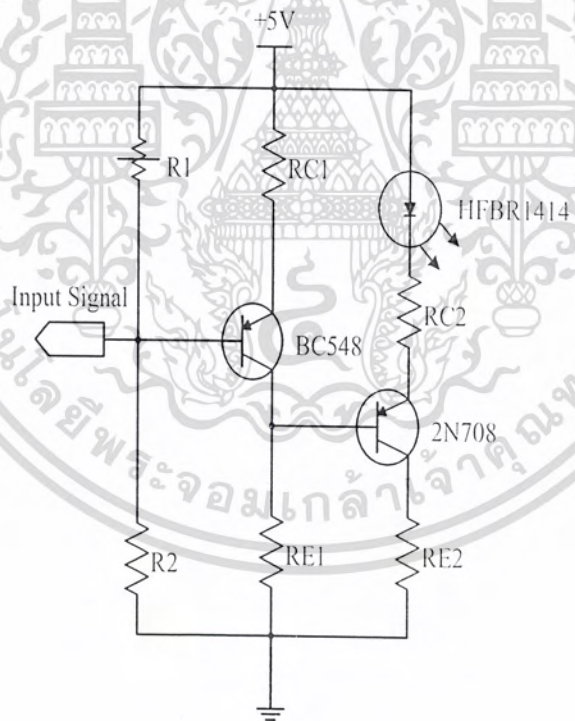
$$V_E = \frac{V_{CC}}{2}, V_E \approx \frac{1}{10V_{CC}}, \text{ และให้ } I_C \approx I_E$$

การออกแบบไดรเวอร์ LED

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

$$R_{E2} = 50\Omega$$

$$R_{C2} = 50\Omega$$



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรขับแอลอีดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบบัพเฟอร์

$$V_E = V_{BE2} + V_{E2} = 1.53V$$

$$I_{E1} = I_N + I_{B2}$$

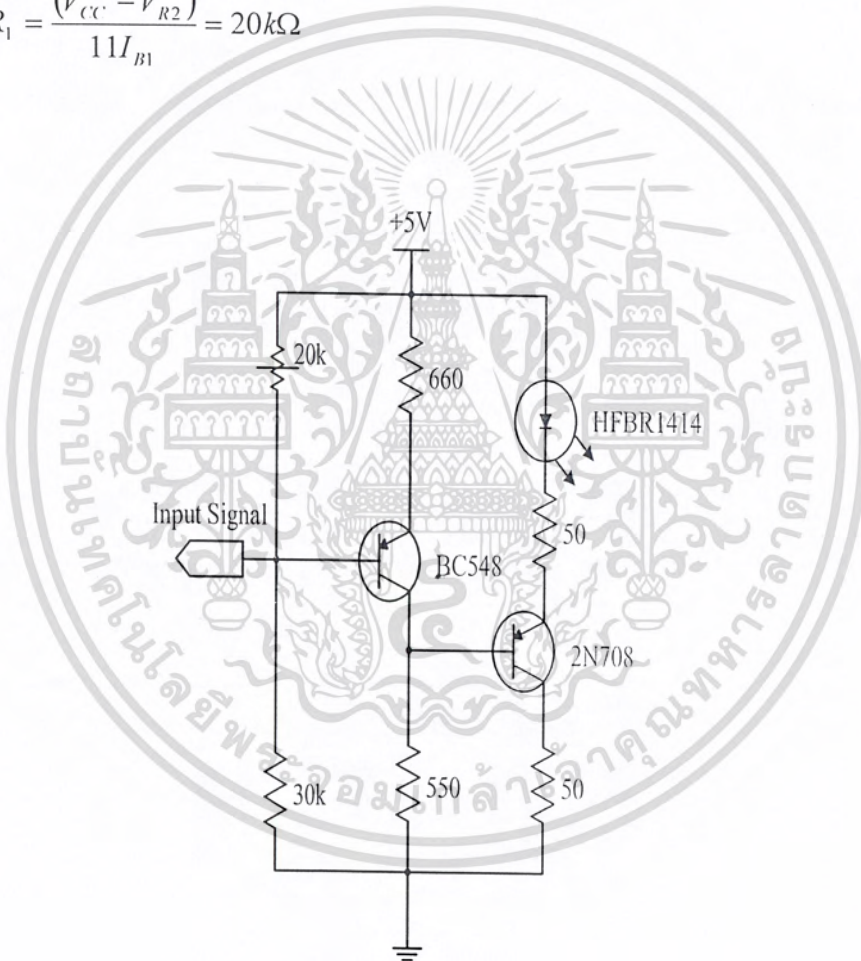
$$I_{B2} = 500\mu A$$

$$I_{E1} = 3.5mA$$

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

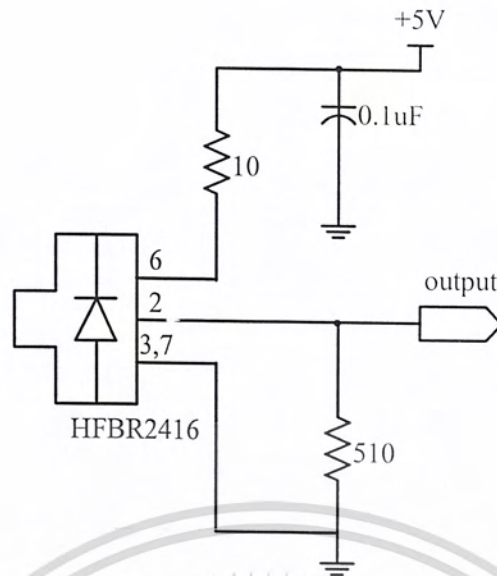
$$R_2 = \frac{(V_{BE1} + V_{E1})}{10I_{B1}} = 30k\Omega$$

$$R_1 = \frac{(V_{CC} - V_{R2})}{11I_{B1}}$$



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรขับแอลอีดีที่ใช้งานจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 แสดงวงจร O/E Converter

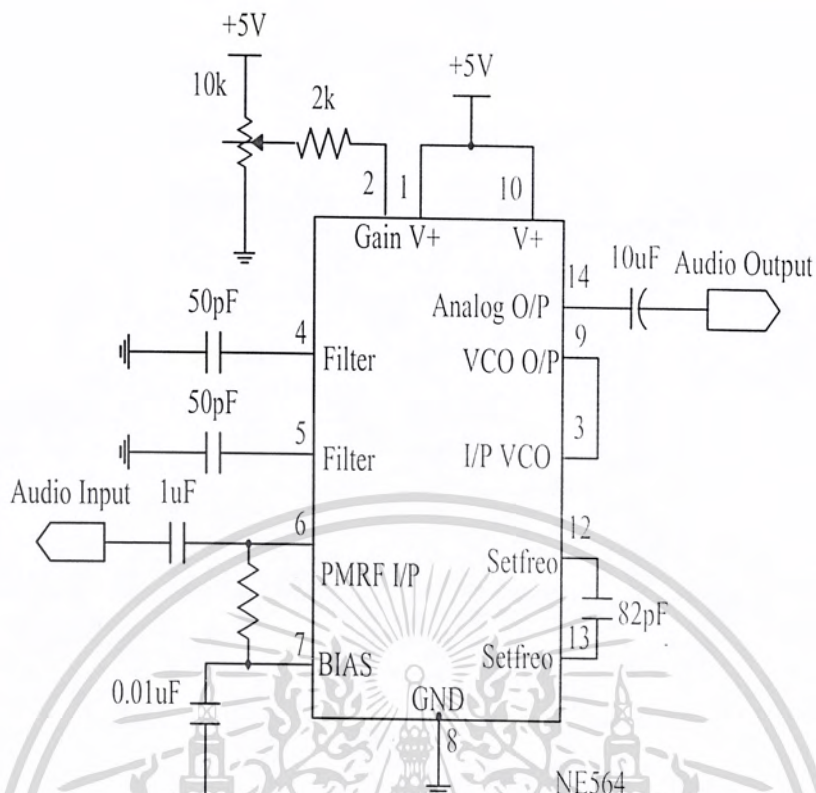
### 3.2 การออกแบบวงจรทางด้านรับ

#### 3.2.1 การออกแบบวงจรเฟรมติมอดูเลเตอร์สัญญาณเสียง (Frequency Audio Demodulator)

ในการมอดูเลตสัญญาณ FM ของภาพและเสียงในโครงการนี้จะใช้วงจรเฟสล็อกคูลูป (Phase Locked Loop) ออกแบบโดยใช้ไอซีเบอร์เดียวกันกับที่ใช้มอดูเลตสัญญาณภาพและเสียง (เบอร์ NE564)

ขั้นตอนในการคำนวณหาค่า  $C_0$  และการกำหนดความถี่ล็อกจะเหมือนกับวงจรมอดูเลตสัญญาณภาพและเสียงแต่จะมีส่วนที่ต่างกันคือ

- 1) ป้อนอินพุตที่ขา 6 ซึ่งเป็นขาของวงจรลิมิตเตอร์ (Limiter) โดยคัปปลิ่งผ่านตัวเก็บประจุขนาด 0.01  $\mu\text{F}$
- 2) ต่อขา 3 (อินพุตของ Phase Comparator) เข้ากับขา 9 (เอาต์พุตของ VCO) และเอาต์พุตออกมาที่ขา 14 ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรเฟรมดิโมดูลเลเตอร์

### 3.2.2 การออกแบบวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass Filter)

สำหรับสัญญาณภาพจะมีความถี่อยู่ในช่วง 0 ถึง 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่านโดยมีความถี่คัตออฟอยู่ที่ประมาณ 5.5 เมกะเฮิร์ตซ์ ในการออกแบบนั้นจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำแบบ แอคทีฟฟิลเตอร์กำลังสอง(Active Filter)

กำหนดให้  $f = 5.5 \text{ MHz}$ ,  $R = 1\text{k}\Omega$ ,  $R_1 = 10\Omega$ ,  $R_2 = 5\text{k}\Omega$

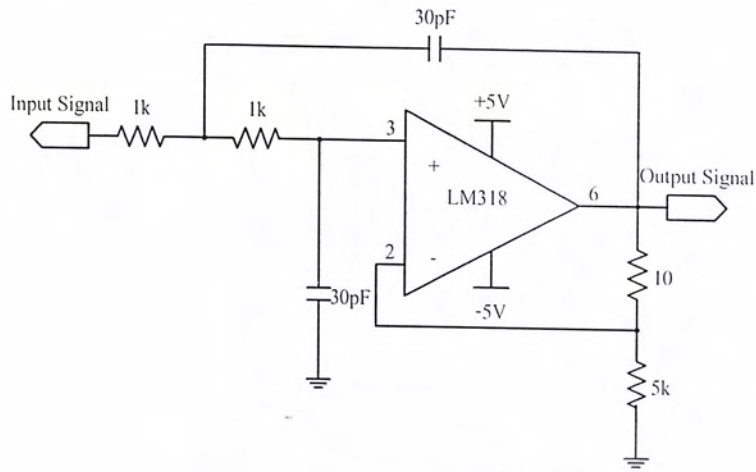
$$\omega = \frac{1}{R_c}$$

$$K = 1 + \frac{R_1}{R_2}$$

จะได้

$$C = 30\text{pF} \text{ แสดงดังรูปที่ 3.12}$$

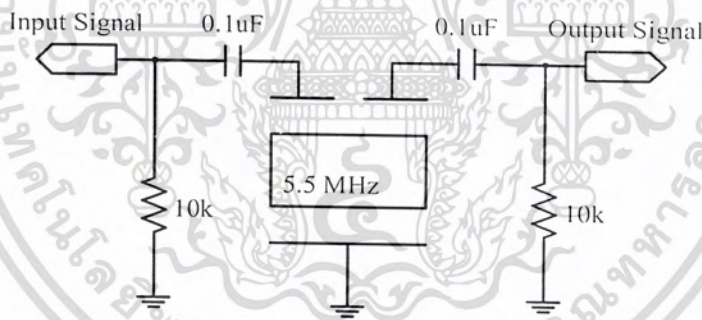
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



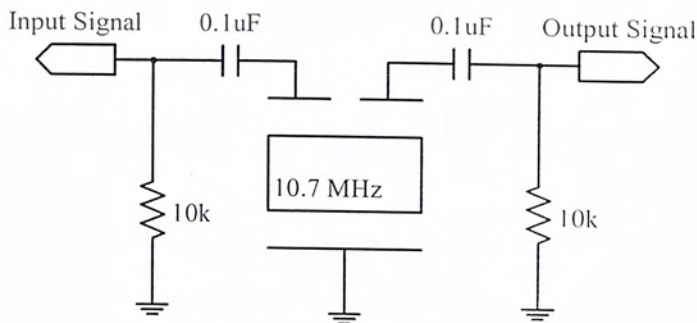
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

3.2.3 การออกแบบวงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

ในโครงงานนี้จะออกแบบโดยใช้เซรามิกฟิลเตอร์(Ceramic Pass Filter) ซึ่งมีคุณสมบัติเป็นรีโซเนนเตอร์(Resonator) เท่านั้นที่ผ่านตัวมันได้ โดยจะออกแบบเป็น 2 วงจร คือ ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ดังรูปที่ 3.13 และรูปที่ 3.14 ตามลำดับ



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรกรองความถี่ 5.5 MHz ผ่าน



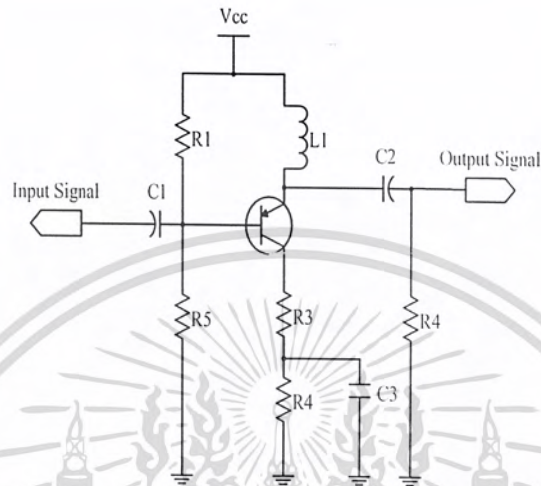
รูปที่ 3.14 แสดงวงจรกรองความถี่ 10.7 MHz ผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4 การออกแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ (RF Amplifier)

สัญญาณที่ได้จากเอาต์พุตของเซรามิกฟิลเตอร์ จะถูกลดทอนลงไปมาก จึงจำเป็นต้องมีการขยายสัญญาณโดยใช้วงจรขยายความถี่วิทยุ เพื่อให้สัญญาณเพียงพอที่จะมอดูเลตได้

ในการออกแบบใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ BC548 เป็นวงจรขยายอิมิตเตอร์ร่วม(Common Emitter)



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรต้นแบบวงจรขยายความถี่วิทยุ

ทำการออกแบบโดยให้  $V_{CC} = 5 \text{ V}$ ,  $V_{BE(on)} = 0.7 \text{ V}$ ,  $\beta = 110$ ,  $R_F = 1 \text{ k}\Omega$ ,  $R_{FC} = 1.2 \text{ mH}$  และ  $I_C = 8.89 \text{ mA}$  จะได้

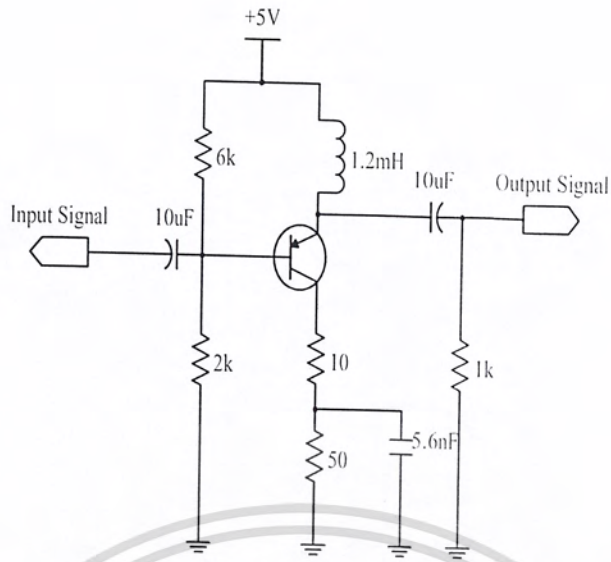
$$R_1 = 4.27 \text{ k}\Omega \quad R_2 = 1.48 \text{ k}\Omega$$

$$R_3 = 10 \text{ k}\Omega \quad R_4 = 44 \Omega$$

ในการออกแบบยอมให้มีความผิดพลาดทางแอมพลิจูดได้ ดังนั้นสามารถออกแบบให้วงจรมีอัตราขยายสูงๆ โดยใช้ทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว หากอัตราขยายโดยใช้  $\pi$ -Parameter

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

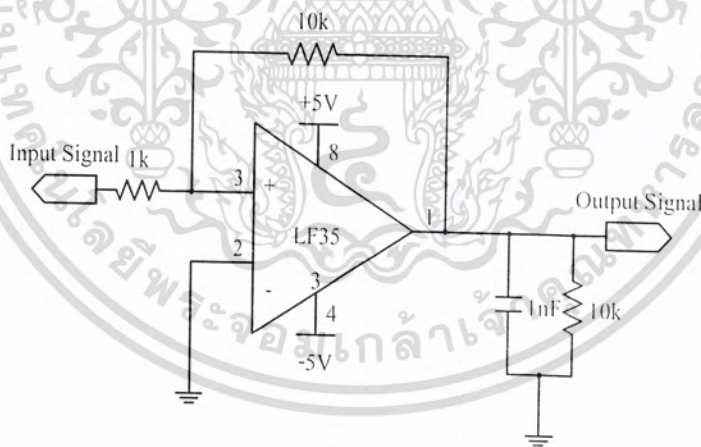
จะได้อัตราขยายประมาณ 70 เท่า รูปวงจรที่ออกแบบไว้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรขยายความถี่วิทยุที่ใช้ทรานซิสเตอร์

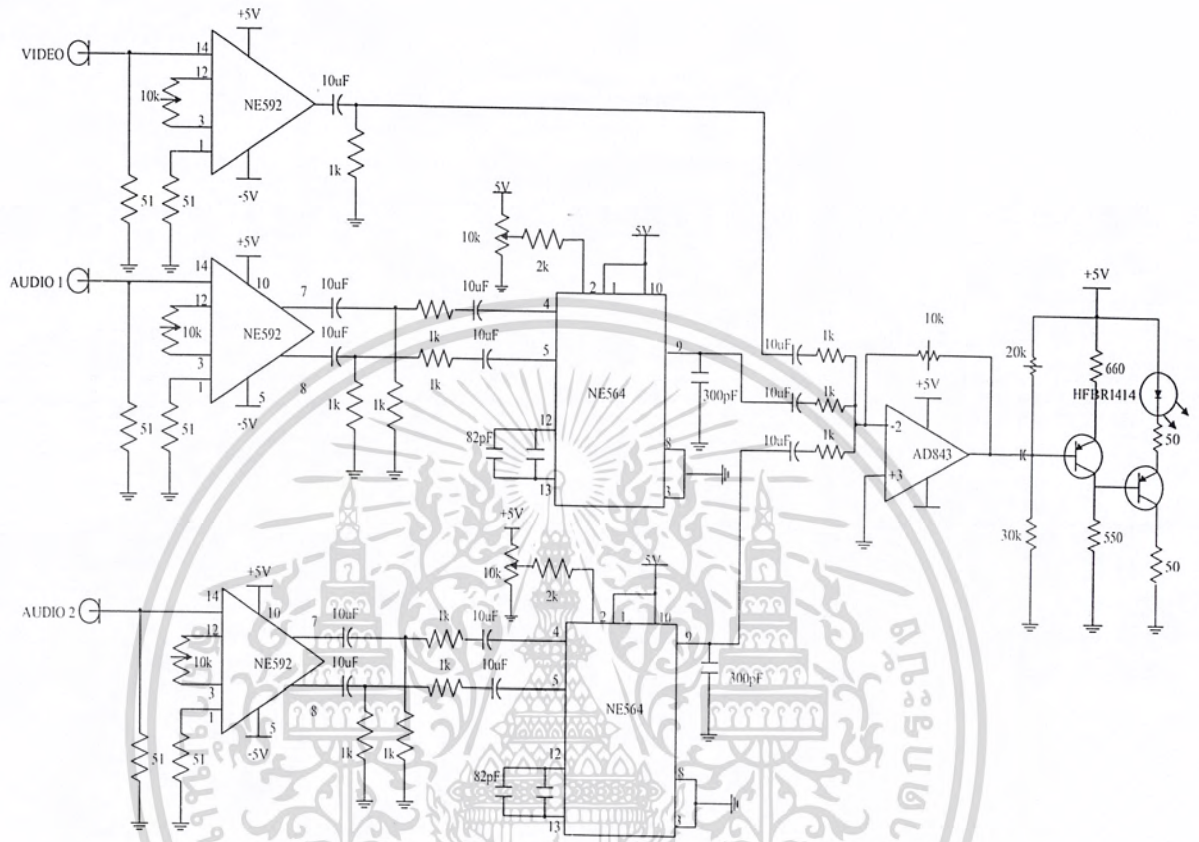
### 3.2.5 การออกแบบวงจรขยายสัญญาณเสียง (Audio Preamplifier)

สัญญาณที่ได้จากการมอดูเลตมีกำลังอ่อนมาก ดังนั้นจึงต้องทำการขยายให้มีความแรงมากขึ้นใช้ ไอซีเบอร์ LF353 ออกแบบเป็นวงจรขยายแบบกลับเฟส โดยมีอัตราขยาย 10 เท่าดังรูปที่ 3.17



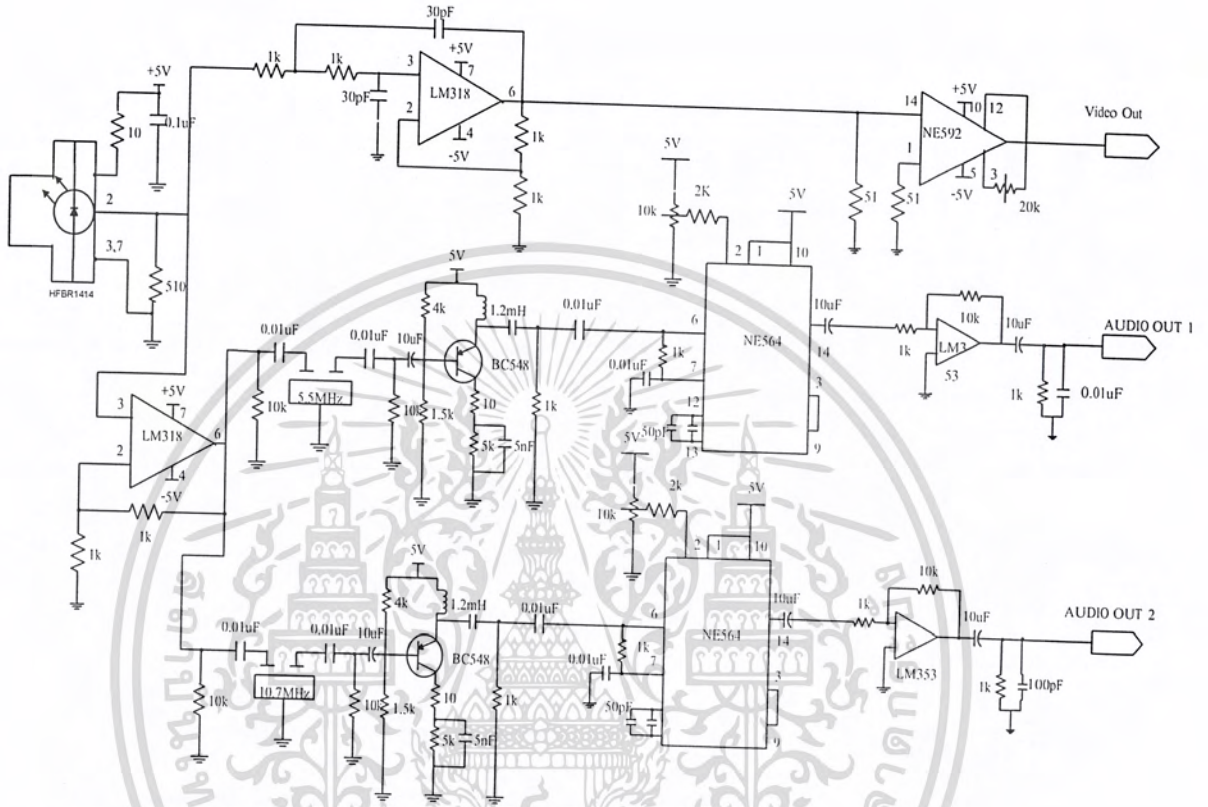
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรขยายสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรรวมทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 แสดงวงจรรวมทางด้่านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

## การทดลองและผลการทดลอง

## จุดประสงค์การทดลอง

1. ศึกษาการทำงานของมอดูเลตความถี่ และการดีมอดูเลตความถี่
2. ศึกษาการทำงานของแอลอีดี และการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นแสง
3. ศึกษาการทำงานของโฟโตไดโอด และการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้า
4. ศึกษาการทำงานของวงจรในส่วนปลีกย่อยที่ต้องนำมาใช้ในการเชื่อมต่อกับวงจรในภาคหลัก

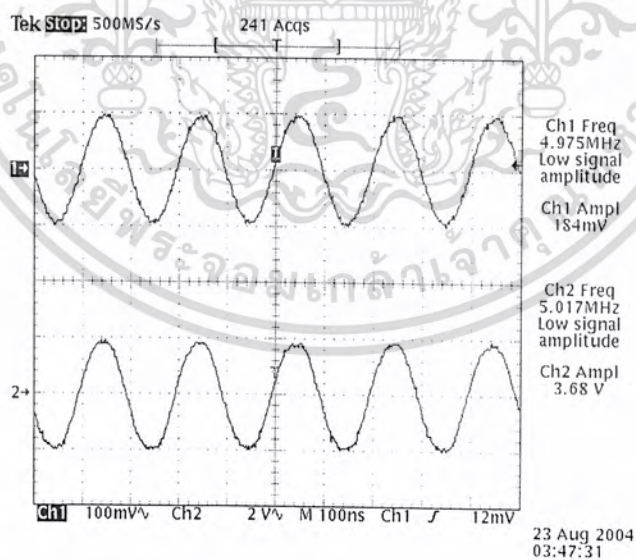
## 4.1 ผลการทดลองทางด้านส่ง

## 4.1.1 การทดลองขยายสัญญาณภาพ

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.5 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขา 8 ของไอซีเบอร์ NE592 จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5 เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากขาทั้งสองจะกลับเฟสกัน และทำการปรับค่าความต้านทานแบบปรับค่าได้  $20\text{ k}\Omega$  ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 2 และขา 7 ซึ่งเป็นตัวปรับการขยายของสัญญาณ

## ผลการทดลอง

ทำการทดสอบโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่  $5\text{ MHz}$  Channel 1 เป็นสัญญาณอินพุตที่ทดสอบการขยายและ Channel 2 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่เกิดจากการขยายดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ได้จากการขยายจากวงจรขยายสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.2 วงจรขยายความแตกต่างของเสียง

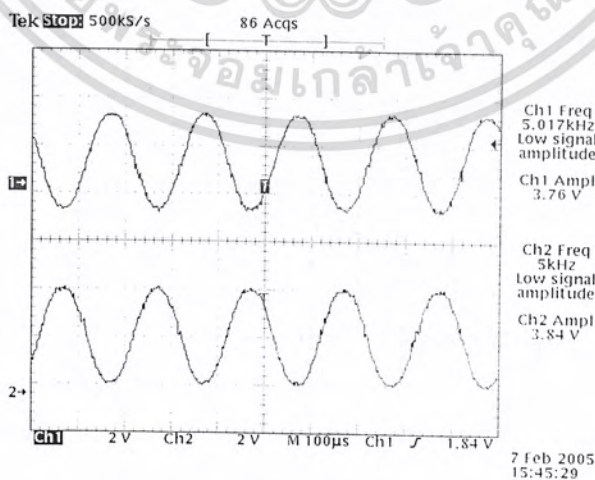
ต่อวงจรตามรูปที่ 3.5 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขา 8 ของไอซีเบอร์ NE592 จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 5 และขา 4 เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากขาทั้งสองจะกลับเฟสกัน และทำการปรับค่าความต้านทานแบบปรับค่าได้ 20 kΩ ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 2 และขา 7 ซึ่งเป็นตัวปรับการขยายของสัญญาณ

#### ผลการทดลอง

ทำการทดสอบโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 5 kHz ดังรูปที่ 4.2 และวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการขยายสัญญาณ Channel 1 และ Channel 2 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จาก 5 และ 4 ตามลำดับ



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่ 5 kHz



รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ได้จากการขยายความแตกต่างของเสียง

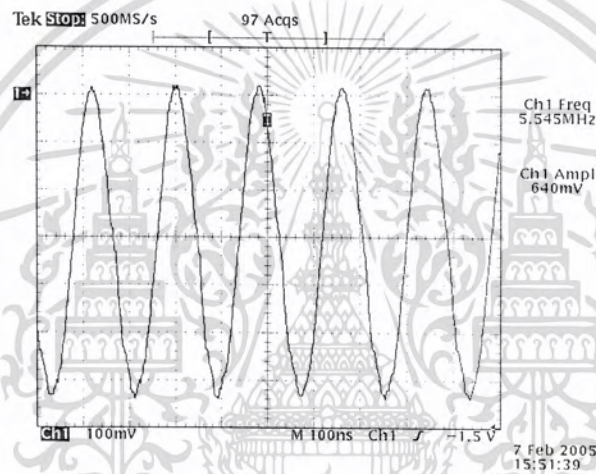
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.3 วงจรเฟอเอ็มมอดูเลเตอร์

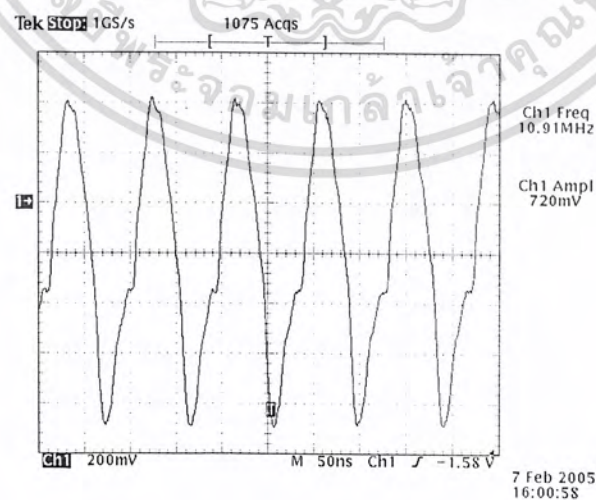
ต่อวงจรตามรูปที่ 3.6 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งในที่นี้เปรียบเหมือนป้อนสัญญาณเสียงเข้าที่ขา 4 และ ขา 5 ของไอซีเบอร์ NE564 แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 9 จากนั้นทำการปรับค่าความต้านทาน  $10\text{ k}\Omega$  ที่ต่ออยู่กับความต้านทาน  $2\text{ k}\Omega$  ที่ขา 2 และทำการเลือกคาปาซิเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณตามที่ต้องการ ที่ความถี่  $5.5\text{ MHz}$  และ  $10.75\text{ MHz}$

#### ผลการทดลอง

ทำการทดสอบโดยไม่ได้ป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ วัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ เมื่อเรายังไม่ได้ป้อนอินพุตเข้าไปด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้แสดงดังรูป 4.4 และ 4.5 ที่ความถี่  $5.5\text{ MHz}$  และ  $10.75\text{ MHz}$  ตามลำดับ



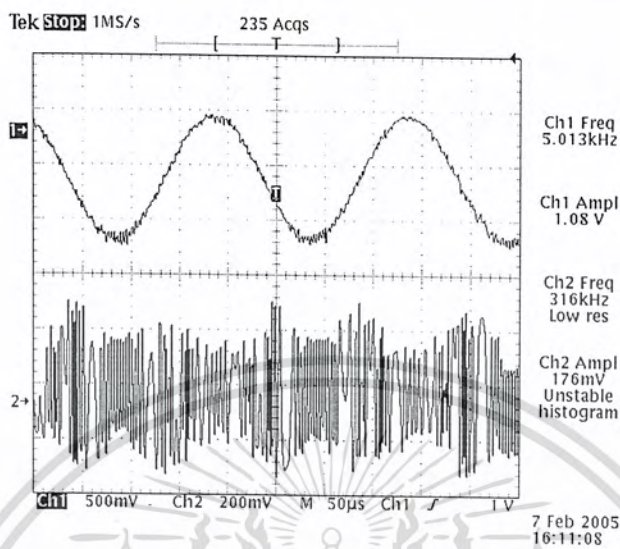
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่  $5.5\text{ MHz}$



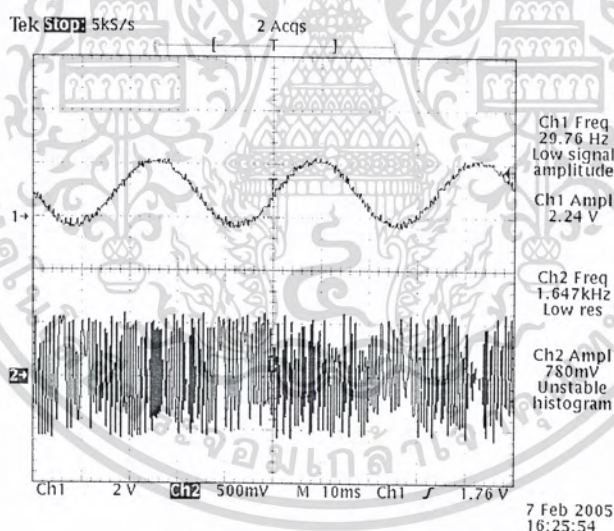
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่ที่  $10.7\text{ MHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการทดสอบโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ 5 kHz วัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของวงจรมอดูเลตทางความถี่ เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ความถี่ 5 kHz เข้าไปด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้ แสดงดังรูป 4.6 และ 4.7 ที่ความถี่ 5.5 MHz และ 10.75 MHz ตามลำดับ



รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณ 5 kHz ที่ความถี่ 5.5 MHz



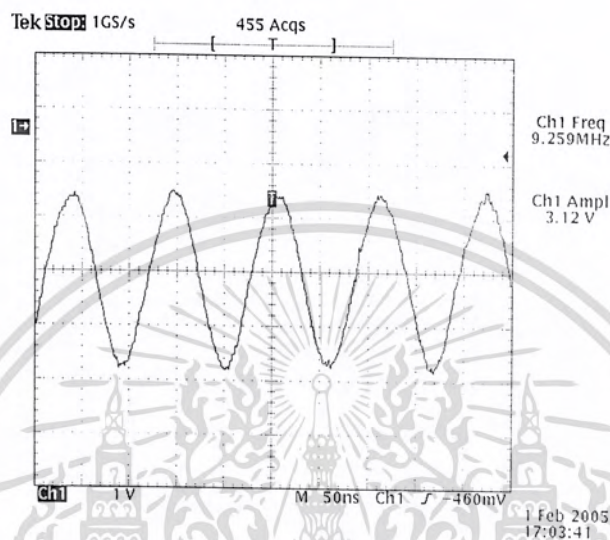
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณมอดูเลตทางความถี่เมื่อป้อนสัญญาณ 5 kHz ที่ความถี่ 10.7 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.4 วงจรรวมสัญญาณ

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.7 แล้วทำการทดสอบโดยป้อนสัญญาณอินพุทช่องที่ 1 ด้วยสัญญาณภาพ และสัญญาณอินพุทช่องที่ 2 ด้วยสัญญาณเสียงที่มีมอดูเลตทางความถี่เข้าที่ขา 2 ของออปแอมป์เบอร์ AD 843 และวัดสัญญาณเอาต์พุทที่ขา 6

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณ

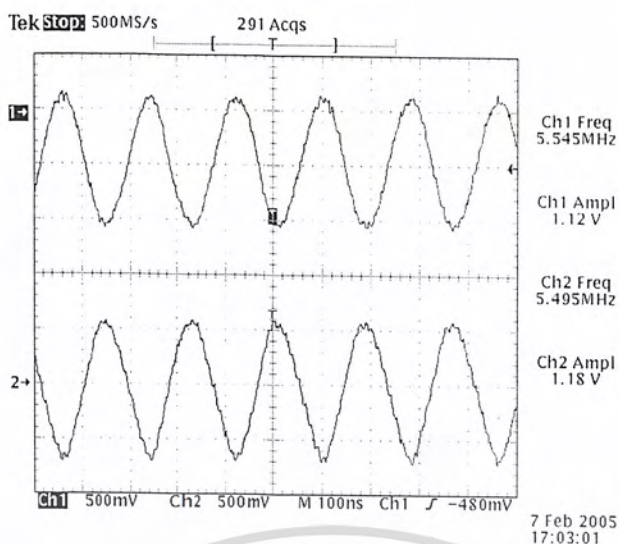
#### 4.2 การออกแบบวงจรทางด้านรับ

##### 4.2.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.12 แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ LM318 จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาต์พุทที่ขา 6

ผลการทดลอง

ทำการทดสอบโดยทำการป้อนสัญญาณอินพุทรูปคลื่นไซน์ 5.5 MHz Channel 1 และ Channel 2 เป็นสัญญาณเอาต์พุทที่ได้ดังรูปที่ 4.9



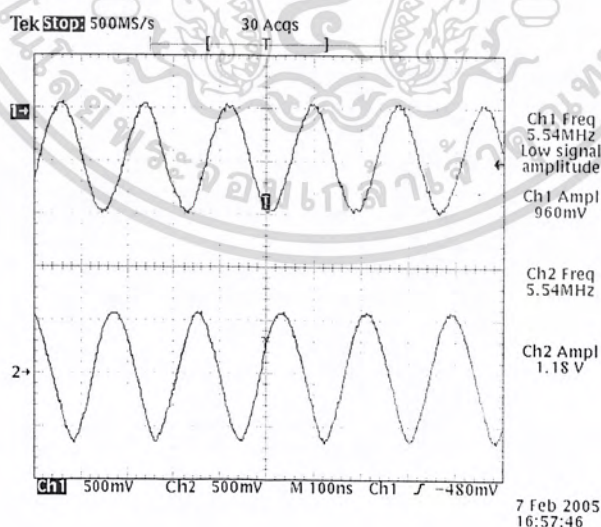
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณกรองความถี่ต่ำผ่าน

#### 4.2.2 วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน

ต้องวงจรตามรูปที่ 3.13 และ 3.14 แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุตเข้าที่ขา 1 ของเซรามิกฟิลเตอร์ และทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 3

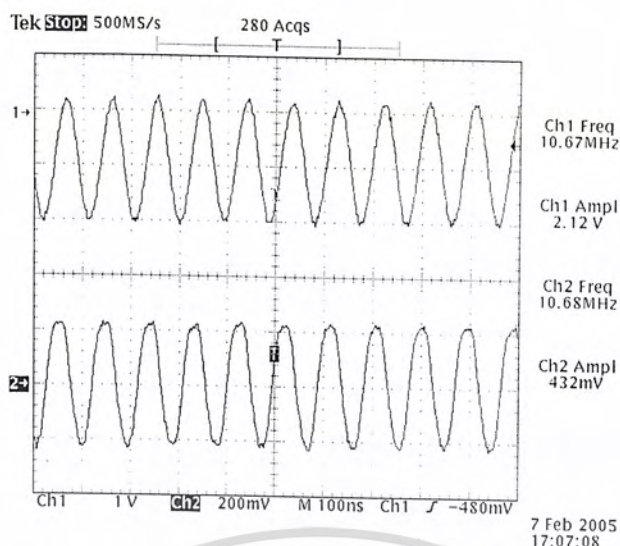
ผลการทดลอง

ทดสอบโดยการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์เป็นสัญญาณอินพุตที่มีความถี่ 5.5 MHz, 10.75 MHz Channel 1 และ Channel 2 เป็นสัญญาณที่ได้จากเอาต์พุต แสดงดังรูปที่ 4.10 และ 4.11 ตามลำดับ



รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณกรองย่านความถี่ผ่าน ที่ความถี่ 5.5 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

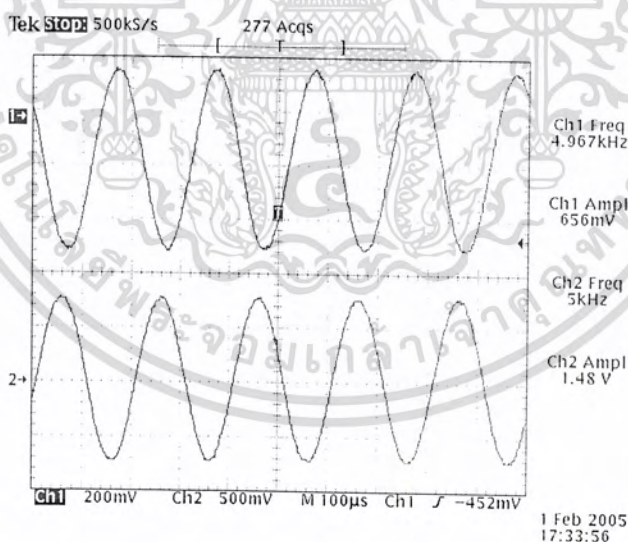


รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณกรองย่านความถี่ผ่านที่ความถี่ 10.7 MHz

#### 4.2.3 วงจรขยายความถี่วิทยุ

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.15 แล้วทำการป้อนสัญญาณอินพุตด้วยความถี่ 5 kHz เปรียบเทียบสัญญาณอินพุต Channel 1 กับสัญญาณเอาต์พุต Channel 2

ผลการทดลอง



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณขยายความถี่วิทยุ

#### 4.2.4 วงจรคีมอดูเลตทางความถี่

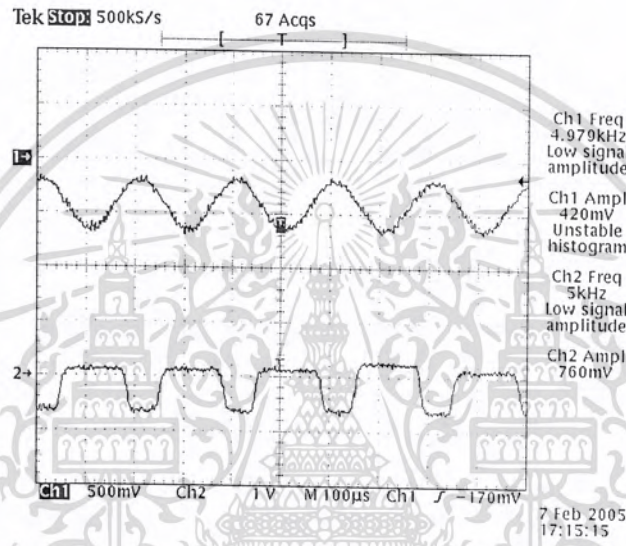
ต่อวงจรตามรูปที่ 3.11 แล้วป้อนสัญญาณอินพุตซึ่งโน้ที่นี้เปรียบเหมือนป้อนสัญญาณเสียงที่ผ่านการมอดูเลตจากวงจรรูปที่ 3.11 ที่ความถี่ 5.5 MHz และ 10.7 MHz ตามลำดับเข้าที่ 6 ของไอซีเบอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

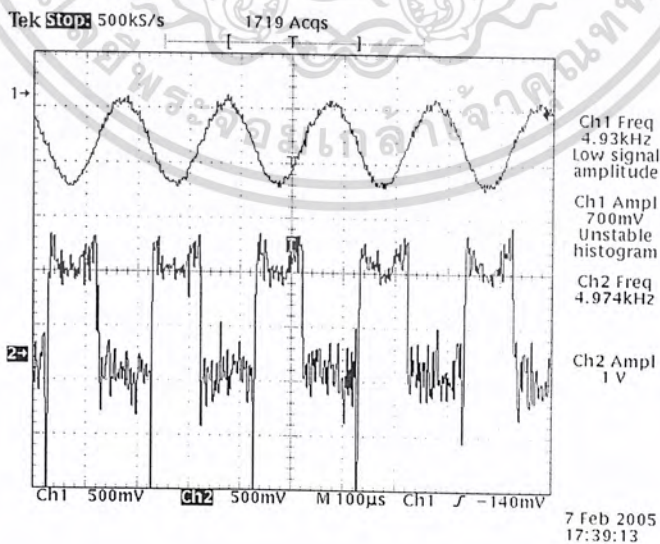
NE564 แล้วทำการวัดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 14 จากนั้นทำการปรับค่าความต้านทาน 10 kΩ ที่ต่ออยู่กับค่าความต้านทาน 2 kΩ ที่ขา 2 และทำการเลือกคาปาซิเตอร์ เพื่อให้ได้สัญญาณตามที่ต้องการ เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตที่ยังไม่ผ่านการมอดูเลตที่มีความถี่ 5kHz

**ผลการทดลอง**

ทำการทดสอบโดยป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์ 5 kHz Channel 1 ผ่านวงจรการมอดูเลตด้วยสัญญาณคลื่นพาห์ (Carrier) 5.5MHz และ 10.7 MHz ตามลำดับ วัดสัญญาณทางด้านเอาต์พุต Channel 2 ของวงจรดีมอดูเลตทางความถี่ ด้วยออสซิลโลสโคป ลักษณะของสัญญาณที่วัดได้ แสดงดังรูป 4.13 และ 4.14



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณการดีมอดูเลตทางความถี่ที่คลื่นพาห์ 5.5 MHz



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณการดีมอดูเลตทางความถี่ที่คลื่นพาห์ 10.7 MHz

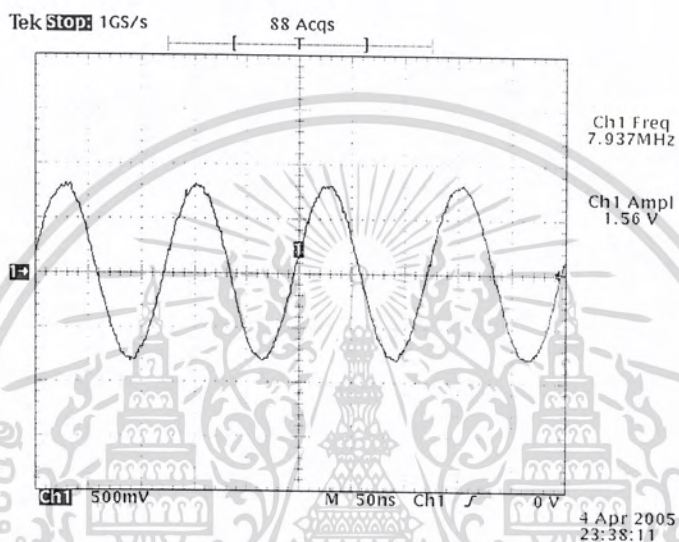
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.5 วงจรขับแอลอีดี(LED Driver)และวงจรเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้า(E/O Converter)

ต่อวงจรตามรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.9 ตามลำดับ โดยการป้อนสัญญาณอินพุตที่ได้จากวงจรรวมสัญญาณประกอบด้วย สัญญาณภาพและเสียง เข้าด้วยกันให้แก่วงจรดังกล่าว ก่อนที่จะทำการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง จากนั้นก็ทำการส่งสัญญาณเหล่านี้ผ่านเส้นใยแก้วนำแสงและทำการวัดที่ได้จากเอาต์พุต

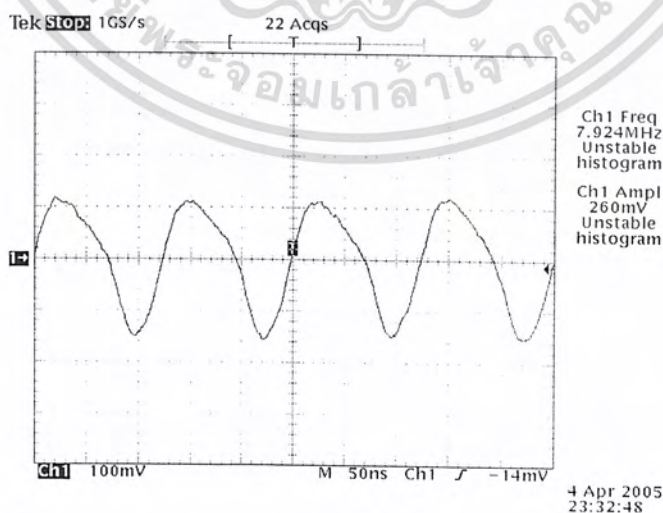
ผลการทดลอง

จากรูปที่ 4.15 โดยทำการป้อนสัญญาณรูปคลื่นไซน์จากเครื่องกำเนิดความถี่ที่มีความถี่ 8 MHz



รูปที่ 4.15 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับแอลอีดีและ O/E Converter

จากรูปที่ 4.16 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร O/E Converter

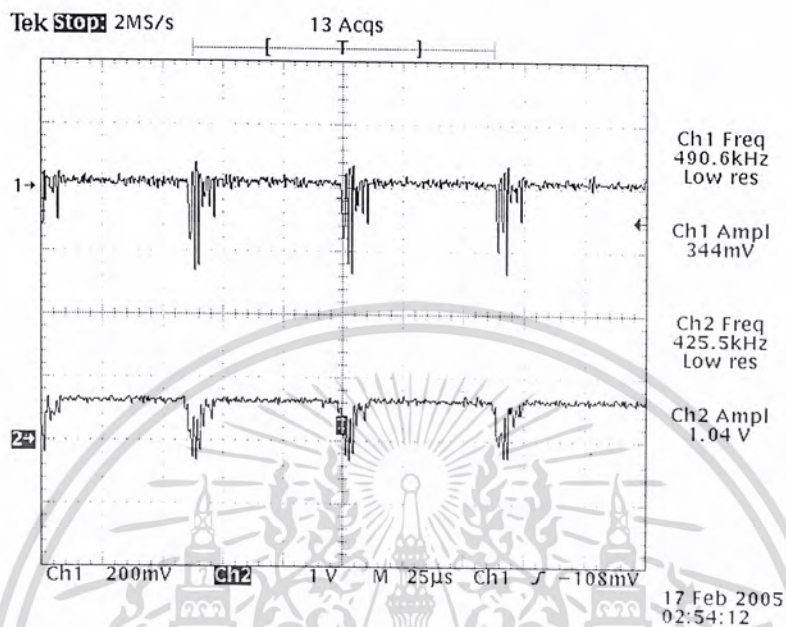


รูปที่ 4.16 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจร O/E Converter

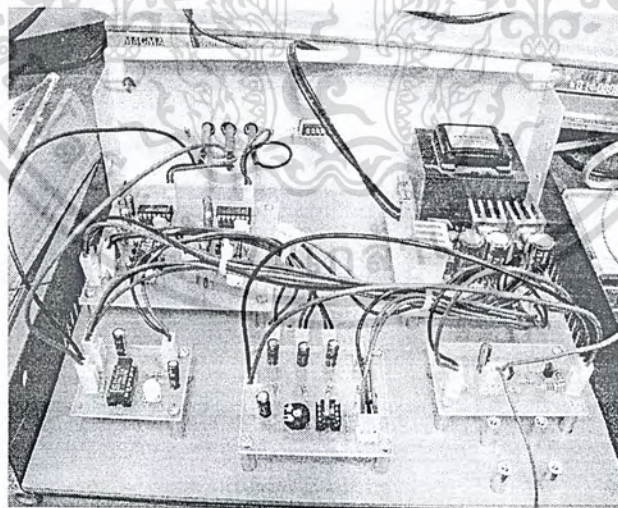
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง

จากรูปที่ 4.17 โดยทำการป้อนสัญญาณภาพจากเครื่องเล่นวีซีดีที่ Channel 1 ส่วน Channel 2 เป็นสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า

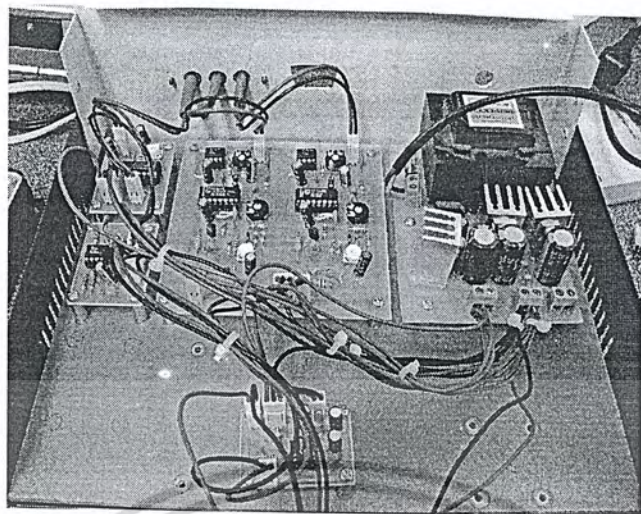


รูปที่ 4.17 สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า



รูปที่ 4.18 แสดงอุปกรณ์ของแต่ละวงจรทางภาคส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 แสดงอุปกรณ์ของแต่ละวงจรทางภาครับ

#### ผลการทดลอง

จากรูปที่ 4.20 เป็นสัญญาณอินพุตที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดีโดยการต่อเข้ากับเครื่องรับโทรทัศน์โดยตรงเพื่อใช้เป็นอินพุตของเครื่องส่ง จะเห็นว่าภาพที่แสดงหน้าจอจะมีความชัดเจน

ส่วนในรูปที่ 4.21 คือสัญญาณเอาต์พุตที่เป็นสัญญาณภาพซึ่งมาจากอินพุตก็คือรูปที่ 4.20 โดยผ่านเครื่องส่งและผ่านเส้นใยแก้วนำแสงเข้าสู่เครื่องรับ จะทำการดีเทคสัญญาณกลับ สัญญาณก็จะออกทางเอาต์พุตของเครื่องรับเข้าสู่เครื่องรับโทรทัศน์ จะเห็นว่าสัญญาณภาพที่ได้จะมีความคมชัดใกล้เคียงกับอินพุตของรูปที่ 4.20 และขณะทำการเล่นเครื่องเล่นวีซีดีที่มีสัญญาณภาพและเสียงพร้อมกันก็จะทำให้สัญญาณภาพมีการสั่นเล็กน้อยตามแอมพลิจูดของเสียง



รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณภาพอินพุตที่ได้จากเครื่องเล่นวีซีดี



รูปที่ 4.21 แสดงเอาต์พุตของภาพหลังจากสัญญาณออกจากเอาต์พุตของเครื่องรับเข้าสู่เครื่องรับโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป

ในการทำงานของโครงการนี้เป็น การส่งสัญญาณภาพ และเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสงโดย สัญญาณเสียงสองช่อง (ซ้ายและขวา) และสัญญาณภาพหนึ่งช่อง และทำการมอดูเลตโดยใช้การมอดูเลต ความเข้มของแสง (Intensity Modulation) โดยจะนำขนาดของสัญญาณทั้งสองนี้มารวมกัน จากนั้นจึง นำไปควบคุมความเข้มของแหล่งกำเนิดแสง (Light Source) ต่อไป ในส่วนของสัญญาณเสียงจะใช้การมอดู เลตทางความถี่ ส่วนสัญญาณภาพจะต้องทำการขยายสัญญาณให้แรงขึ้นเพื่อนำไปรวมกับสัญญาณเสียง

อินพุตของเครื่องส่งจะนำมาจากเครื่องเล่นวีซีดีซึ่งจะทำการเล่นวีซีดีที่มีสัญญาณภาพและเสียงไป พร้อม ๆ กันเอาที่พุดก็คือสัญญาณภาพและเสียงที่ได้จากเครื่องรับโทรทัศน์เมื่อผ่านเส้นใยแก้วนำแสงแล้ว

ในโครงการนี้จะประกอบไปด้วยชุดของเครื่องรับ เครื่องส่ง และตัวกลางซึ่งจะเป็นเส้นใยแก้ว นำแสง โดยเครื่องส่งจะประกอบไปด้วยวงจรภายในดังนี้คือ วงจรขยายสัญญาณภาพ วงจรมอดูเลชัน วงจรรวมสัญญาณ ภาคจ่ายไฟ และแอลอีดี (HFBR1414) เพื่อทำการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณ แสงส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงที่มีคุณสมบัติคือ มีความยาว 3 เมตร ทำการส่งแบบมัลติโหมด (62.5/125 ไมโครเมตร) หัวต่อเป็นแบบเอสที ซึ่งจะต้องมีคุณลักษณะที่เหมือนกันกับแอลอีดี (HFBR1414, HFBR2416) ที่มีลักษณะของอะแดปเตอร์เป็นแบบเอสทีเหมือนกัน เพื่อที่จะทำให้เกิดการกระจายของแสง น้อยที่สุด

สัญญาณที่ออกมาจากเครื่องส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงแล้วนั้นจะส่งต่อมายังเครื่องรับ ซึ่งจะทำการ ดีเทคสัญญาณกลับ เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยแอลอีดี (HFBR 2416) ภายในเครื่องรับ จะประกอบด้วย วงจรดีมอดูเลชัน วงจรขยายสัญญาณภาพ วงจรกรองย่านความถี่ผ่าน วงจรกรองความถี่ ต่ำ และภาคจ่ายไฟ สัญญาณเอาต์พุดของเครื่องรับจะต่อเข้าอินพุตของเครื่องรับโทรทัศน์อีกครั้งก็จะได้ สัญญาณภาพออกจากเครื่องรับโทรทัศน์

สัญญาณภาพที่รับได้นั้นจะมีความคมชัด ใกล้เคียงกันกับสัญญาณภาพอินพุต แต่ขณะที่มี สัญญาณเสียงพร้อมกับสัญญาณภาพนั้น ภาพจะเกิดการสั่นเล็กน้อยเนื่องจากแอมพลิจูดของเสียงมีความ ไม่แน่นอน จึงทำให้เกิดสัญญาณรบกวน เพราะว่าสัญญาณอินพุตจากเครื่องเล่นวีซีดีเป็นสัญญาณดิจิตอล แต่สัญญาณเอาต์พุดที่ออกจากเครื่องรับเป็นสัญญาณอะนาล็อก จึงทำให้เกิดการรบกวนกันได้ง่าย

ที่มีปัญหาอยู่ก็คือในกาส่งสัญญาณของภาพและเสียงจะมีสัญญาณรบกวนจากหม้อแปลงภายใน วงจรเอง ซึ่งก็จะทำให้เกิดเสียงฮัมขึ้นบ้างเล็กน้อย

โครงการนี้สามารถพัฒนาและแก้ไขปรับปรุงให้ดีขึ้นกว่าเดิม โดยสามารถส่งสัญญาณภาพและ เสียงแบบดิจิตอลที่หลาย ๆ ช่องสัญญาณพร้อมกัน และสามารถที่จะส่งสัญญาณข้อมูลรวมกันไปด้วยก็ ได้เช่นกัน

## หนังสืออ้างอิง

- [1]. Harol B.killen, “Fiber Optic Communication”, McGraw-Hill, 1988
- [2]. ประสิทธิ์ ทีชาพุฒิ, “การสื่อสารโทรคมนาคมภาคพื้นฐาน”, กรุงเทพมหานคร, 2539
- [3]. ปรีชา ยูพาพิน, “เครือข่ายใยแก้วนำแสง”, สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น), กรุงเทพมหานคร, 2541
- [4]. อภินันท์ มัชฌานนท์, “การสื่อสารเส้นใยแสง”, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, กรุงเทพมหานคร, 2538



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# APPLICATION NOTE



## AN179

### Circuit description of the NE564

1991 Dec

Philips  
Semiconductors



# PHILIPS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Circuit description of the NE564

AN179

## DESCRIPTION

The NE564 contains the functional blocks shown in Figure 1. In addition to the normal PLL functions of phase comparator, VCO, amplifier and low-pass filter, the NE564 has internal circuitry for an input signal limiter, a DC retriever, and a Schmitt trigger. The complete circuit for the NE564 is shown in Figure 1.

## Limiter

The input functions to produce a near constant amplitude output that serves as the input for the phase comparator. Eliminating amplitude variations in the FM input signal improves the AM rejection of the PLL. Additional features of the NE564's limiter are that it is capable of accepting TTL signals, operates at high frequencies up to 50MHz, and remains functional with variable supply voltages between 5 and 12V.\*

Signal limiting is accomplished in the NE564 with a differential amplifier whose output is clipped by diodes D<sub>1</sub> and D<sub>2</sub> (see Figure 2). Schottky diodes are used because their limiting occurs between 0.3 to 0.4V instead of the 0.6 to 0.7V for regular IC diodes. This lower limiting level is helpful in biasing, especially for 5V operation. When limiting, the DC voltage across R<sub>2</sub> R<sub>3</sub> remains at the Schottky

diode voltage. Good high frequency performance for Q<sub>2</sub> and Q<sub>3</sub> is achieved with current levels in the low mA range. Current-source biasing is established via the current mirror of D<sub>5</sub> and Q<sub>4</sub> (see Figure 1).

Base biasing for Q<sub>3</sub> is of concern because of the nature of the input signal which can be either a TTL digital signal of 0 to 5V amplitude or a low-level, AC coupled analog signal. Compatibility for either type is achieved by modifying the limiter of Figure 2 with the addition of the vertical Schottky PNP transistors Q<sub>1</sub> and Q<sub>5</sub> as shown in Figure 3. The input signal voltage appears as a collector-base voltage for Q<sub>1</sub>, which presents no problems for either high TTL level inputs or low-level analog inputs. Q<sub>5</sub> is in turn diode-biased by D<sub>3</sub> and D<sub>4</sub> (see Figure 1) which places the base voltages of Q<sub>1</sub> and Q<sub>5</sub> at approximately 1.0V. This same biasing network establishes a 1.3V bias at the base of Q<sub>13</sub> for biasing the phase comparator section. A differential output signal from the input limiter is applied to one input of the phase comparator (Q<sub>9</sub> through Q<sub>12</sub>) after buffering the level shifting through the Q<sub>7</sub> - Q<sub>8</sub> emitter-followers.

\*Note: When operating above 5V<sub>DC</sub>, a limiting resistor must be used from V<sub>CC</sub> to Pin 10 of the NE564.

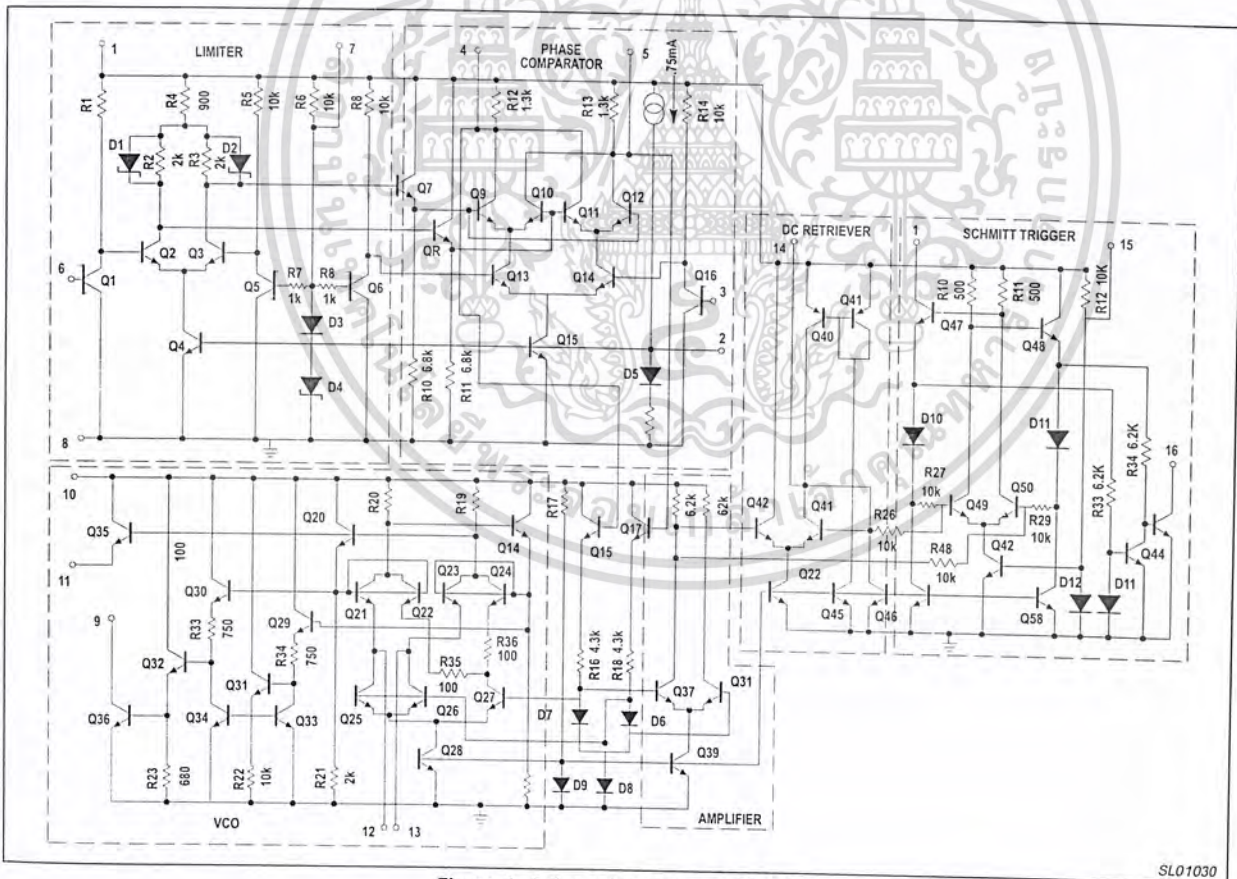


Figure 1. Schematic Diagram of NE564

SL01030

Circuit description of the NE564

AN179

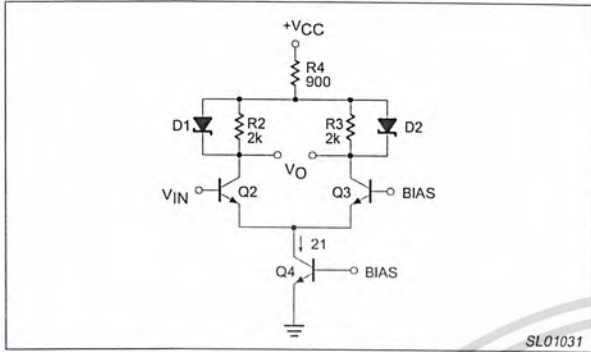


Figure 2. Basic Limiter Stage

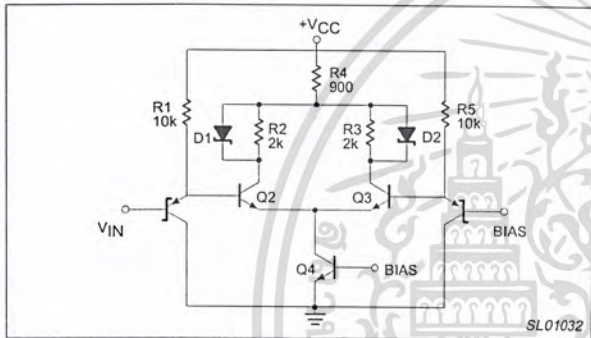


Figure 3. Limiter Stage with Input Buffering

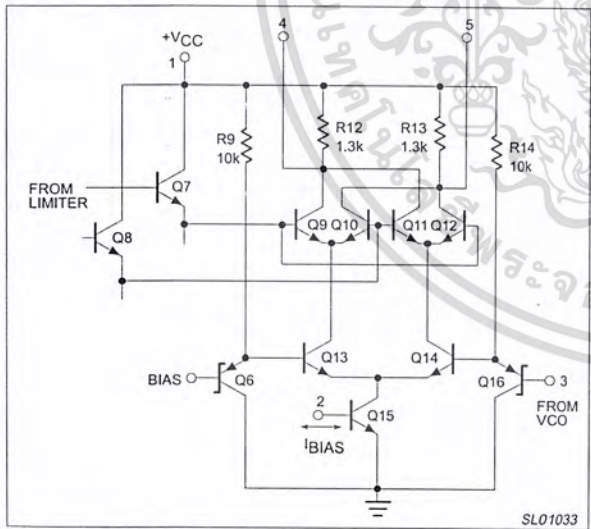


Figure 4. Phase Comparator Section

Phase Comparator

The phase comparator section of the NE564 is shown in Figure 4. It is basically the conventional, double-balanced mixer commonly used in PLL circuits, with a few exceptions. The transconductance,  $g_m$ , for the Q13 - Q14 differential amplifier is directly proportional to the mirror current in Q15. Thus, by externally sinking or sourcing current at Pin 2,  $g_m$  can be changed to alter the phase comparator's

conversion gain,  $K_d$ . The nominal current injected into this node by the internal current source is 0.75mA for 5V operation. If the current is externally removed by gating, the phase comparator can be disabled and the VCO will operate at its free-running frequency.

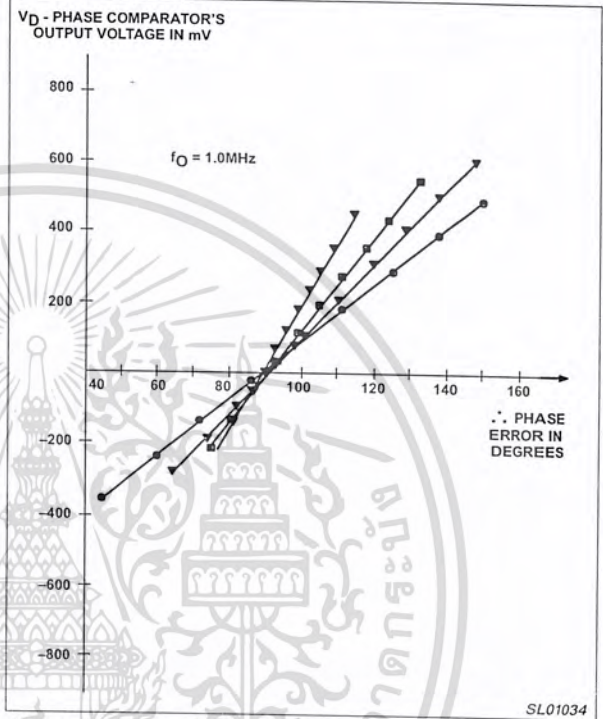


Figure 5. Variation of the Phase Comparator's Output Voltage vs Phase Error and Bias Current

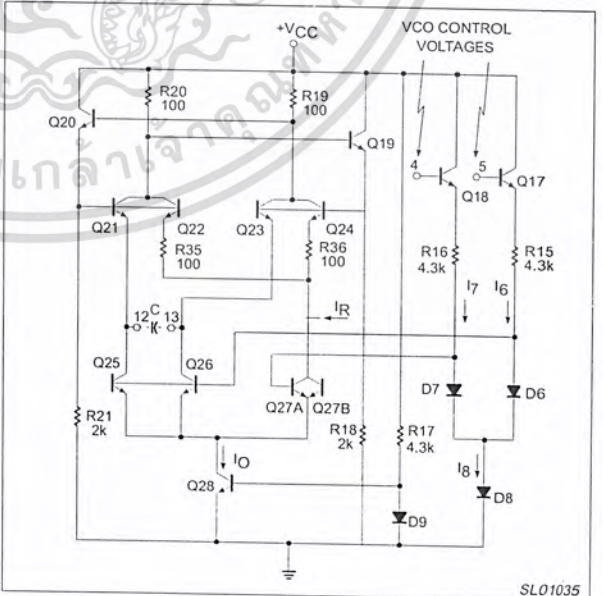


Figure 6. VCO Section of NE564

## Circuit description of the NE564

AN179

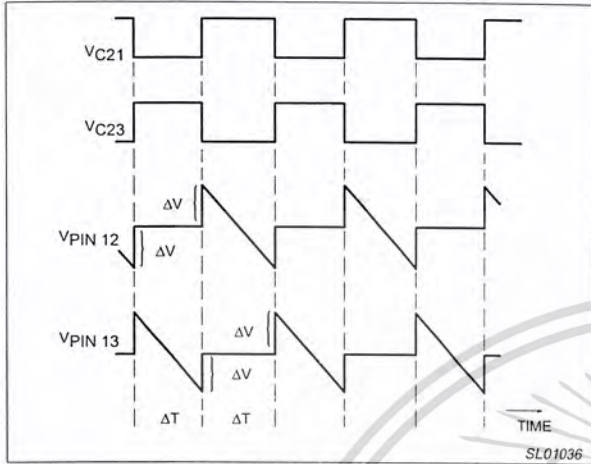


Figure 7. VCO Waveshapes

The variation of  $K_d$  with bias current at Pin 2 is shown in the experimental results of Figure 5. Note that the inherent 90° phase error in the loop produces an approximate zero-phase comparator output voltage. For any particular bias current, the slope of the line is the  $K_d$  conversion gain for the phase comparator. Numerically the data of Figure 5 can be expressed as:

$$K_d \cong 0.66 \left( \frac{\text{volts}}{\text{rad}} \right) + 9.2 \times 10^{-4} \left( \frac{\text{volts}}{\text{rad} \times \mu\text{A}} \right) \times I_{\text{BIAS}} (\mu\text{A}) \quad (1)$$

Equation 1 is valid for bias current less than 800  $\mu\text{A}$  where saturation occurs within the phase comparator.

The current level established in  $Q_{15}$  of Figure 3 determines all other quiescent currents in the phase comparator ( $Q_9$  through  $Q_{14}$ ). Currents through  $R_{12}$  and  $R_{13}$  set the common-mode output voltage from the phase comparator (Pins 4 and 5). Since this common-mode voltage is applied to the VCO to establish its quiescent currents, the VCO conversion gain ( $K_O$ ) also depends upon the bias current at Pin 2.

## VCO

The VCO is of the basic emitter-coupled astable type with several modifications included to achieve the high frequency, TTL compatible operation while maintaining low frequency drift with temperature changes. The basic oscillator in Figure 6 consists of  $Q_{19}$ ,  $Q_{20}$ ,  $Q_{21}$  and  $Q_{23}$  with current sinks of  $Q_{25}$  and  $Q_{26}$ . The master current sink of  $Q_{28}$  keeps the total current constant by altering the ratio of currents in  $Q_{25}$  -  $Q_{26}$  and the dummy current sink of  $Q_{27}$ .

The input drive voltage for the VCO is made up of common-mode and difference-mode components from the phase comparator. After buffering the level shifting through  $Q_{17}$  -  $Q_{18}$  and  $R_{15}$  -  $R_{16}$ , the VCO control voltage is applied differentially to the base of  $Q_{27}$  and to the common bases of  $Q_{25}$  and  $Q_{26}$ .

The VCO control voltages from the phase comparator are the Pin 4 and Pin 5 voltages or

$$V_4 = V_{C9} = V_{B18} = V_{CM} + 1/2V_{DM} \quad (2)$$

$$V_5 = V_{C12} = V_{B17} = V_{CM} + 1/2V_{DM} \quad (3)$$

where  $V_{CM}$  and  $V_{DM}$  are the respective common-mode and difference-mode voltages.

Emitter-followers  $Q_{17}$  and  $Q_{18}$  convert these control voltages into control currents through  $D_6$  and  $D_7$  of the form

$$I_6 = \left( \frac{1}{R_{15}} \right) [V_{CM} - 1/2V_{DM} - 3V_{BE}] \quad (4)$$

$$I_7 = \left( \frac{1}{R_{16}} \right) [V_{CM} - 1/2V_{DM} - 3V_{BE}] \quad (5)$$

These individual currents are summed in  $D_8$  and become with  $R_{15} = R_{16} = R$ .

$$I_8 = I = I_6 + I_7 = 2/R (V_{CM} - 3V_{BE}) \quad (6)$$

Writing  $I_6$  and  $I_7$  as functions of the total  $I$  current gives

$$I_6 = \left( \frac{1}{2} \right) \left( 1 - \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (7)$$

$$I_7 = \left( \frac{1}{2} \right) \left( 1 + \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (8)$$

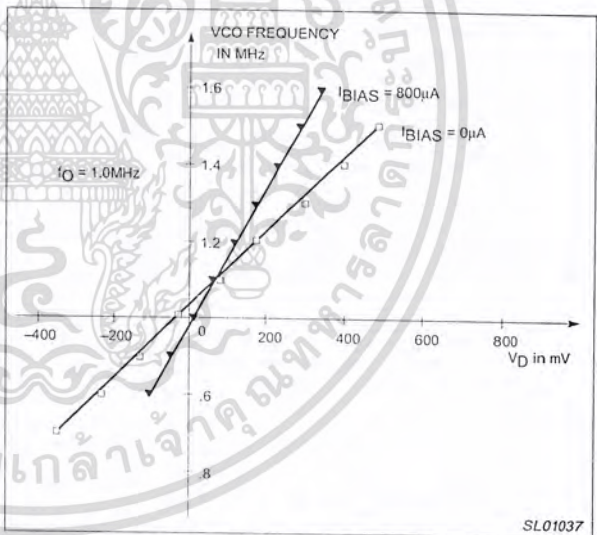


Figure 8. VCO Output as a Function of Input Voltage and Bias Current

Now consider variations in  $I_6$  and  $I_7$  while  $I$  remains constant

$$I_6 = (1 - x) I = \left( \frac{1}{2} \right) \left( 1 - \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (9)$$

$$I_7 = x I = \left( \frac{1}{2} \right) \left( 1 + \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (10)$$

where  $0 \leq x \leq 1$ . Thus  $x$  is defined to be

$$x = \left( \frac{1}{2} \right) \left( 1 + \frac{V_{DM}}{RI} \right) \quad (11)$$

## Circuit description of the NE564

AN179

Currents  $I_6$  and  $I_7$  establish proportional currents in  $Q_{25}$ ,  $Q_{26}$  and  $Q_{27}$  in a manner similar to the analysis above since the current in  $Q_{28}$  is a constant, or

$$I_O = I_{C28} = I_{E25} + I_{E26} + I_{E27A} + I_{E27B}$$

It can be shown that the  $D_7 - D_8$  diode pair will cause identical differential currents to be reflected in both the  $Q_{25} - Q_{26}$  and the  $Q_{27A} - Q_{27B}$  differential amplifier pairs. Consequently, the constant-current of  $I_O$ , jointly shared by the differential amplifier pairs, will divide in each pair with the same  $x$  factor imbalance as in Equation 11.

$$I_{E25} + I_{E26} = x I_O \quad (12)$$

$$I_{E25} = I_{E26} = \left(\frac{x}{2}\right) I_O \quad (13)$$

$$I_{E27A} + I_{E27B} = (1-x) I_O \quad (14)$$

$$I_{E27A} = I_{E27B} = \left(\frac{1-x}{2}\right) I_O \quad (15)$$

Now consider placing a capacitor between the collectors of  $Q_{25}$  and  $Q_{26}$  (Pins 12 and 13). Oscillation will occur with the capacitor alternately being charged by  $Q_{21}$  and  $Q_{23}$  and constantly discharged by  $Q_{25}$  and  $Q_{26}$ . When the  $Q_{21}$  and  $Q_{22}$  pair conducts,  $Q_{23}$  and  $Q_{24}$  will be off, causing a negative ramp voltage to appear at Pin 13 and a constant voltage at Pin 12 as shown in Figure 7. During the next half-cycle, the transistor roles and voltages are reversed. Capacitor discharge is via  $Q_{25}$  and  $Q_{26}$ , which act as constant-current sinks with current amplitudes as in Equation 13.

During each half-cycle, the capacitor voltage changes linearity by  $2\Delta V$  volts in  $\Delta T$  seconds, where

$$\Delta V = 2R_{20} I_O \left(\frac{x}{2} + \frac{1-x}{2}\right) = R_{20} I_O \quad (16)$$

and

$$\Delta T = \frac{C2\Delta V}{I_{E25}} \quad (17)$$

Combining these two equations with Equation 13 gives a half period of

$$\Delta T = \frac{4C R_{20}}{x} \quad (18)$$

Utilizing Equation 11 with the  $\Delta T$  expression gives the desired VCO frequency expression of

$$f_O = f_O' \left(\frac{1}{R_{16}}\right) \left[ \frac{V_{DM}}{2(V_{CM} - 3V_{BE})} \right] \quad (19)$$

where  $f_O'$  is the VCO's free-running frequency given by

$$f_O' = \frac{1}{22 R_{20} C} \quad (20)$$

Equation 19 shows that the oscillator frequency is a linear function of the differential voltage from the phase

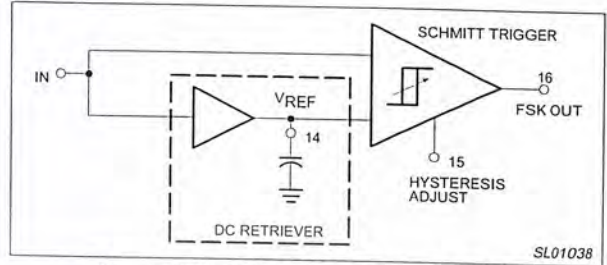


Figure 9. Post Detection Processor for FSK

comparator. Resistors  $R_{35}$  and  $R_{36}$  function to insure that an initial current imbalance exists between the  $Q_{25} - Q_{26}$  transistor pair and the dummy  $Q_{27}$ . This imbalance insures that the oscillator is self-starting when power is first applied to the circuit.

The VCO conversion gain is determined as

$$K_O = \frac{\partial f_O}{\partial V_{DM}} = \frac{f_O'}{R_{16}} \text{ Hz/V} \quad (21)$$

which is valid as long as the transistor's  $V_{BE}$  changes are small with respect to the common-mode voltage. Both  $f_O$  and  $K_O$  are inversely proportional to  $R_{16}$ , which has a strong positive temperature coefficient. An internal current  $I_R$  having an equal and opposite negative temperature coefficient is inserted into the VCO as shown in Figure 6.

Experimental determination of  $K_O$  can be found from the data of Figure 8 where  $K_O$  is the slope of either line. Numerically these results are for  $I_{BIAS} = 0$ .

$$K_O = 0.95 \frac{\text{MHz}}{\text{V}} = 5.9 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{volt/sec}} \quad (22)$$

and for  $I_{BIAS} = 800\mu\text{A}$

$$K_O = 1.7 \frac{\text{MHz}}{\text{V}} = 10.45 \times 10^6 \frac{\text{rad}}{\text{volt/sec}} \quad (23)$$

It must be noted that the specific values obtained for  $K_O$  in the manner above are valid only for the 1.0MHz free-running frequency where the data was taken. However, good estimates for  $K_O$  at other free-running frequencies can be obtained by linearly scaling  $K_O$  to the desired  $f_O'$ . Thus, it is sometimes convenient to define a normalized  $K_O$  as

$$K_{O(\text{norm})} = \frac{K_O}{f_O'} = 5.9 \frac{\text{rad}}{\text{V}} (I_{BIAS} = 0) \\ = 10.45 \frac{\text{rad}}{\text{V}} (I_{BIAS} = 800\mu\text{A}) \quad (24)$$

The  $K_O$  estimate for any bias then can be obtained by multiplying the normalized conversion gain by the desired free-running frequency, or

$$K_O (\text{any } f_O') = K_{O(\text{norm})} f_O' \quad (25)$$

The additional VCO circuitry of  $Q_{29}$  through  $Q_{36}$  functions to produce the TTL and ECL compatible outputs at Pins 9 and 11.

# Circuit description of the NE564

## AN179

### Amplifier

The difference-mode voltage from the phase comparator is extracted and amplified by the amplifier in Figure 1. The single-ended output from this amplifier serves as input signals for both the Schmitt Trigger and a second differential amplifier. Low-pass filtering with a large capacitance at Pin 14 produces a stable DC reference level as the second input to the Schmitt Trigger. When the PLL is locked, the voltage at Pin 14 is directly proportional to the difference between the input frequency and  $f_0'$ . thus Pin 14 provides the demodulated output for an FM input signal.

### Schmitt Trigger

In FSK applications, the Pin 14 voltage will assume two different voltage levels corresponding to the mark and space input frequencies. A voltage comparator could be used to sense and convert these two voltage levels to logic compatible levels. However, at high data rates,  $V_{DM}$  will contain a considerable amount of carrier signal which can be removed by extensive filtering. Normally this complex filtering requires quite a few components, most all of which are external to the monolithic PLL. Also, since the control voltage for the comparator depends upon  $K_0$  and the deviations of the mark and space frequencies from  $f_0'$ , the filtering has to be optimized for each different system utilized. However, the necessary DC reference level for the comparator is present in the PLL, but buried in carrier-frequency feedthrough which appears as

noise in the system. A Schmitt Trigger with variable hysteresis can be used successfully to decode the FSK data without the need for extensive filtering.

Consider the system shown in Figure 9 where the input signal is the single-ended output derived from the amplifier section of the NE564. The DC retriever functions to establish a DC reference voltage for the Schmitt Trigger. The upper and lower trigger points are adjustable externally around the reference voltage giving the variable hysteresis. For very low data rates, carrier feedthrough will be negligible and the ideal situation depicted in Figure 10 results. Increased data rate produces the carrier feedthrough shown in Figure 10b, where false FSK outputs result because the feedthrough amplitude exceeds the hysteresis voltage. Having the capability to increase the hysteresis, as in Figure 10c, produces the desired FSK output in the presence of carrier feedthrough.

Another important factor to be considered is the temperature drift of the  $f_0'$  in the VCO. Small changes in  $f_0'$  will change the DC level of the input voltage to the Schmitt trigger. this DC voltage shift would produce errors in the FSK output in narrowband systems where the mark and space deviations in  $f_{IN}$  are less than the  $f_0'$  change with temperature. However, this effect can be eliminated if the DC or average value of the amplifier signal is retrieved and used as the reference voltage for the Schmitt trigger. In this manner, variations in the  $f_0'$  with temperature do not affect the FSK output.

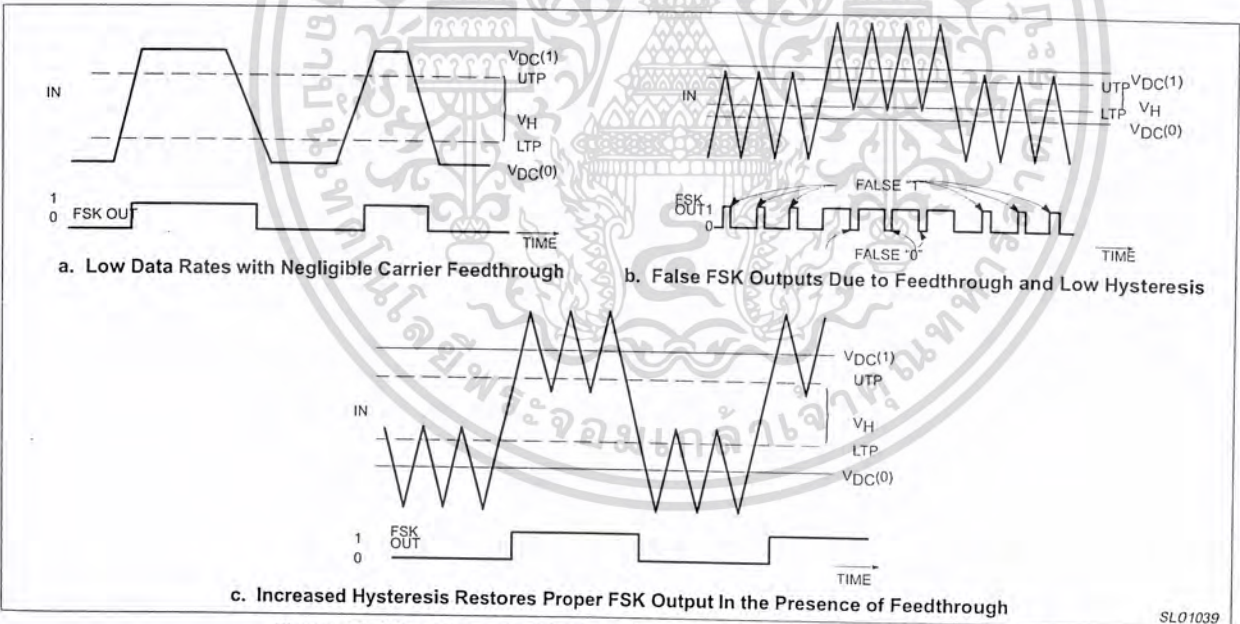


Figure 10. Waveshapes for FSK Decoding in the Post Detection Processor

SL01039

### 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.

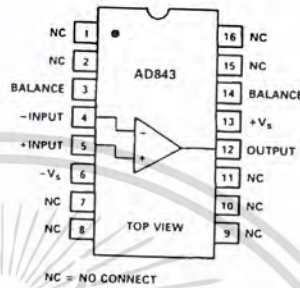
Unlike many high frequency amplifiers, the AD843 requires no external compensation and it remains stable over its full operating temperature range. It is available in five performance grades: the AD843J and AD843K are rated over the commercial temperature range of 0°C to +70°C. The AD843A and AD843B 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

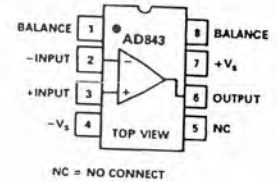
Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise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

### CONNECTION DIAGRAMS

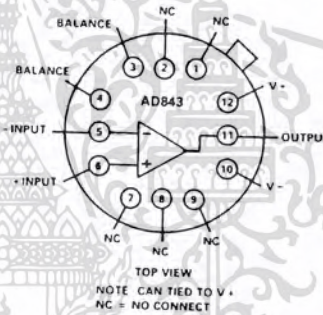
#### 16-Pin SOIC (R-16) Package



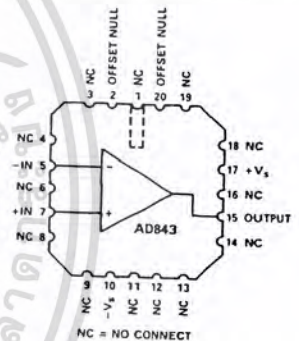
#### Plastic (N-8) and Cerdip (Q-8) Package



#### 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 ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# AD843—SPECIFICATIONS (@ T<sub>A</sub> = +25°C and ±15 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 <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>	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			μV/°C
INPUT BIAS CURRENT	Initial (T <sub>J</sub> = +25°C)	50			40			50			pA
	Warmed-Up <sup>2</sup>	0.8	2.5		0.6	1.0		0.8	2.5		nA
	T <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>		60/160			23/65			2600		nA
INPUT OFFSET CURRENT	Initial (T <sub>J</sub> = +25°C)	30			20			30			pA
	Warmed-Up <sup>2</sup>	0.25	1.0		0.2	0.4		0.25	1.0		nA
	T <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>		23/64			9/26			1025		nA
INPUT CHARACTERISTICS											
Input Resistance		10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>			10 <sup>10</sup>			Ω
Input Capacitance		6			6			6			pF
INPUT VOLTAGE RANGE											
Common Mode		±10	+12, -13		±10	+12, -13		±10	+12, -13		V
COMMON-MODE REJECTION	V <sub>CM</sub> = ±10 V	60	72		70	76		60	72		dB
	T <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>	60	72		68	76		60	72		dB
INPUT VOLTAGE NOISE	f = 10 kHz		19		19			19			nV/√Hz
Wideband Noise	10 Hz to 10 MHz		60		60			60			μV rms
OPEN LOOP GAIN	V <sub>O</sub> = ±10 V										
	R <sub>LOAD</sub> ≥ 500 Ω	15	25		20	30		15	30		V/mV
	T <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>	10	20		10	25		10	25		V/mV
OUTPUT CHARACTERISTICS											
Voltage	R <sub>LOAD</sub> ≥ 500 Ω	±10	+11.5, -12.6		±10	+11.5, -12.6		±10	+11.5, -12.6		V
Current	V <sub>OUT</sub> = ±10 V	50			50			50			mA
Output Resistance	Open Loop	12			12			12			Ω
FREQUENCY RESPONSE											
Unity Gain Bandwidth	V <sub>OUT</sub> = 90 mV p-p		34		34			34			MHz
Full Power Bandwidth <sup>3</sup>	V <sub>O</sub> = 20 V p-p										
	R <sub>I</sub> ≥ 500 Ω	2.5	3.9		2.5	3.9		2.5	3.9		MHz
Rise Time	A <sub>VCL</sub> = -1		10		10			10			ns
Overshoot	A <sub>VCL</sub> = -1		15		15			15			%
Slew Rate	A <sub>VCL</sub> = -1	160	250		160	250		160	250		V/μs
Settling Time	10 V Step										
	A <sub>VCL</sub> = -1		95		95			95			ns
	to 0.1%		135		135			135			ns
	to 0.01%		200		200			200			ns
Overdrive Recovery	-Overdrive		700		700			700			ns
	+Overdrive		700		700			700			ns
Differential Gain	f = 4.4 MHz		0.025		0.025			0.025			ns
Differential Phase	f = 4.4 MHz		0.025		0.025			0.025			Degree
POWER SUPPLY											
Rated Performance			±15		±15			±15			V
Operating Range		±4.5		±18	±4.5		±18	±4.5		±18	V
Quiescent Current			12	13		12	13		12	13	mA
	T <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>		12.3	14		12.3	14		12.5	16	mA
Rejection Ratio	±5 V to ±18 V	65	76		70	80		65	76		dB
Rejection Ratio	T <sub>MIN</sub> -T <sub>MAX</sub>	62	76		68	80		62	76		dB
TEMPERATURE RANGE											
Operating, Rated Performance											
Commercial (0°C to +70°C)		AD843J			AD843K						
Industrial (-40°C to +85°C)		AD843A			AD843B						
Military (-55°C to +125°C) <sup>4</sup>								AD843S			
PACKAGE OPTIONS											
Plastic (N-8)		AD843JN			AD843KN						
Cerdip (Q-8)		AD843AQ			AD843BQ			AD843SQ, AD843SQ/883B			
Metal Can (H-12A)					AD843BH			AD843SH, AD843SH/883B			
LCC (E-20A)								AD843SE/883B			
SOIC (R-16)		AD843JR-16									
SOIC (R-16)		AD843JR-16-REEL									
Tape & Reel		AD843JR-16-REEL7									
Chips		AD843JCHIPS						AD843SCHIPS			

NOTES  
<sup>1</sup>Standard Military Drawings Available: 5962-9098001M2A (SE/883B), 5962-9098001MXA (SH/883B), 5962-9098001MPA (SQ/883B).  
<sup>2</sup>Specifications are guaranteed after 5 minutes at  $T_A = +25^\circ\text{C}$ .  
<sup>3</sup>Full power bandwidth = Slew Rate/2  $\pi\text{V}$  peak.  
<sup>4</sup>All "S" grade  $T_{\text{MIN}}-T_{\text{MAX}}$  specifications are tested with automatic test equipment at  $T_A = -55^\circ\text{C}$  and  $T_A = +125^\circ\text{C}$ .  
 Specifications subject to change without notice.  
 Specifications in **boldface** are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed although only those shown in **boldface** are tested on all production units.

**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup>**

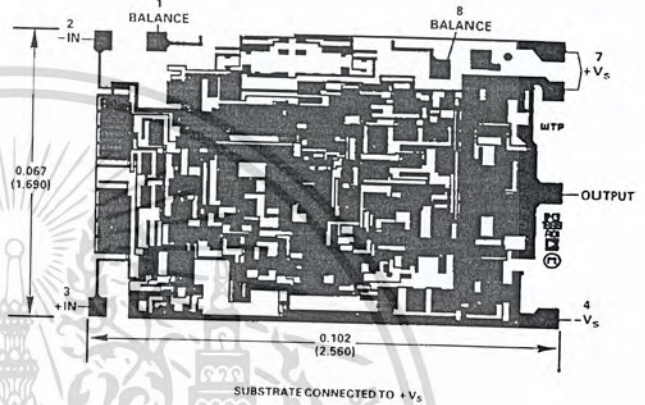
Supply Voltage	$\pm 18\text{ V}$
Internal Power Dissipation <sup>2</sup>	
Plastic Package	1.50 Watts
Cerdip Package	1.35 Watts
12-Pin Header Package	1.80 Watts
16-Pin SOIC Package	1.50 Watts
20-Pin LCC Package	1.00 Watt
Input Voltage	$\pm V_S$
Output Short Circuit Duration	Indefinite
Differential Input Voltage	$+V_S$ and $-V_S$
Storage Temperature Range (N, R)	$-65^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range (Q, H, E)	$-65^\circ\text{C}$ to $+150^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	
AD843J/R	$0^\circ\text{C}$ to $+70^\circ\text{C}$
AD843A/B	$-40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$
AD843S	$-55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$
Lead Temperature Range (Soldering 60 sec)	$+300^\circ\text{C}$
ESD Rating	500 V

NOTES  
<sup>1</sup>Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

- <sup>2</sup>8-Pin Plastic Package:  $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/Watt}$
- 8-Pin Cerdip Package:  $\theta_{JA} = 110^\circ\text{C/Watt}$
- 12-Pin Header Package:  $\theta_{JA} = 80^\circ\text{C/Watt}$
- 16-Pin SOIC Package:  $\theta_{JA} = 100^\circ\text{C/Watt}$
- 20-Pin LCC Package:  $\theta_{JA} = 150^\circ\text{C/Watt}$

**METALIZATION PHOTOGRAPH**

Contact factory for latest dimensions.  
 Dimensions shown in inches and (mm).



# AD843—Typical Characteristics

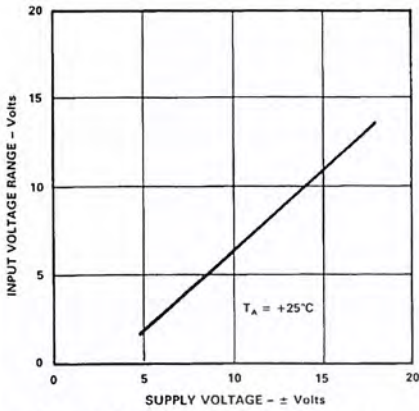


Figure 1. Input Voltage Range vs. Supply Voltage

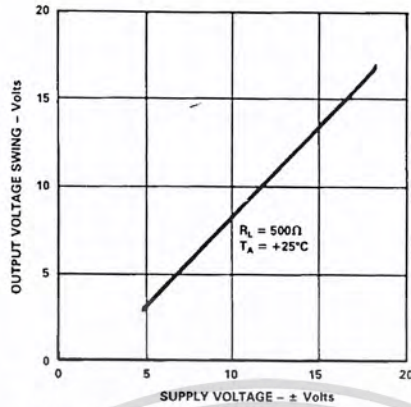


Figure 2. Output Voltage Swing vs. Supply Voltage

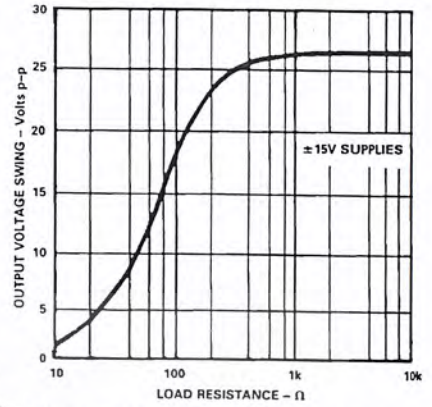


Figure 3. Output Voltage Swing vs. Load Resistance

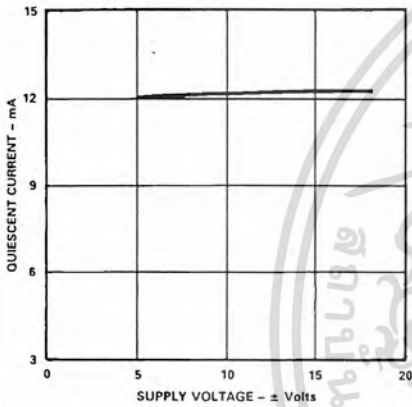


Figure 4. Quiescent Current vs. Supply Voltage

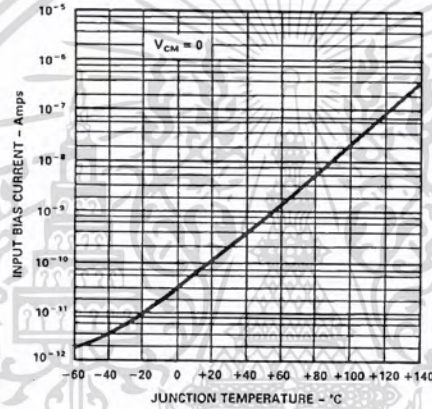


Figure 5. Input Bias Current vs. Junction Temperature

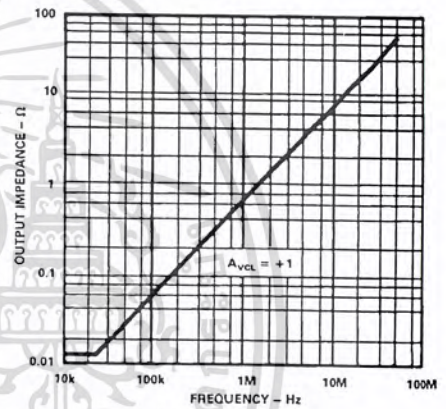


Figure 6. Output Impedance vs. Frequency

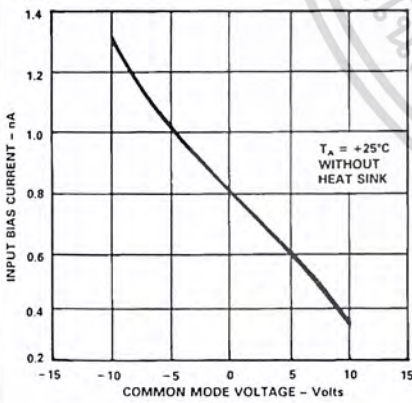


Figure 7. Input Bias Current vs. Common Mode Voltage

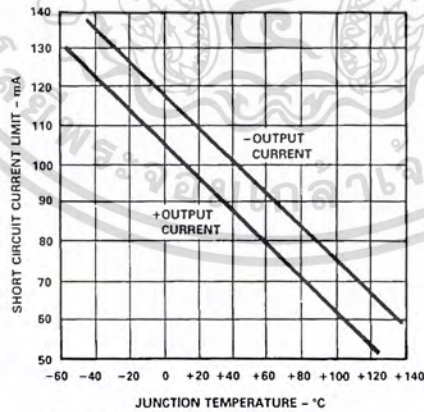


Figure 8. Short Circuit Current Limit vs. Junction Temperature ( $T_j$ )

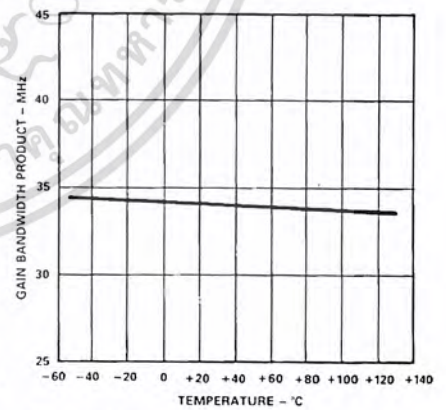


Figure 9. Gain Bandwidth Product vs. Temperature

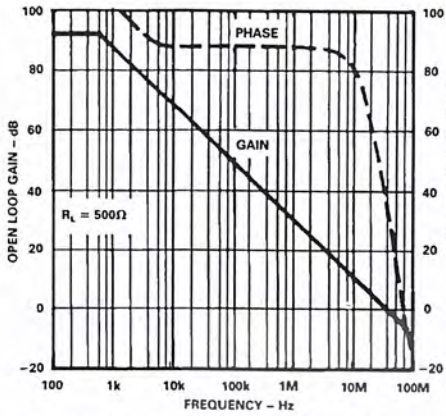


Figure 10. Open Loop Gain and Phase Margin vs. Frequency

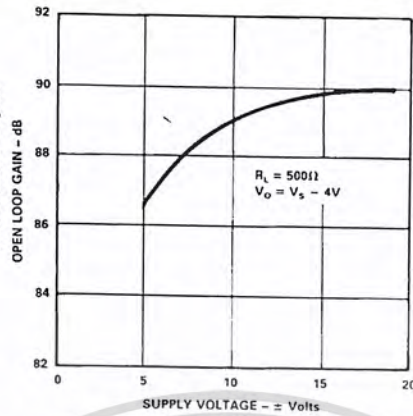


Figure 11. Open Loop Gain vs. Supply Voltage

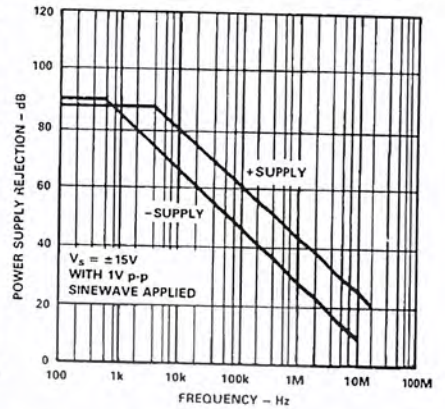


Figure 12. Power Supply Rejection vs. Frequency

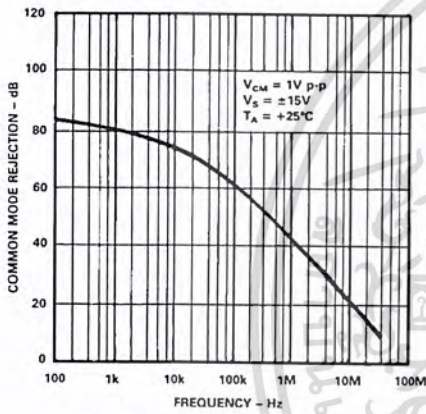


Figure 13. Common Mode Rejection vs. Frequency

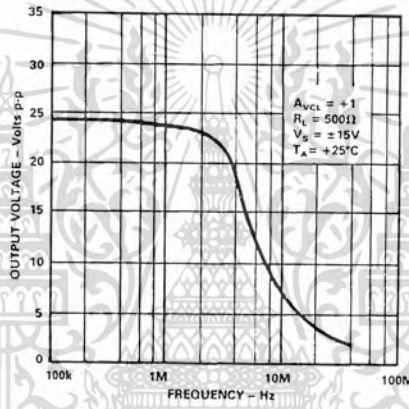


Figure 14. Large Signal Frequency Response

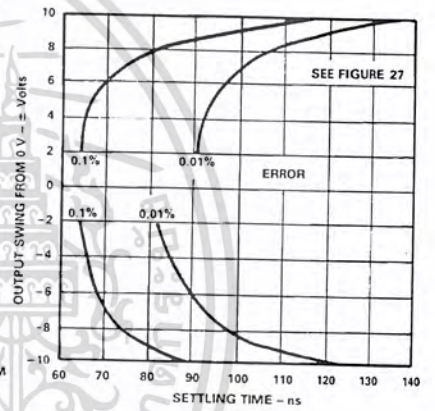


Figure 15. Output Swing and Error vs. Settling Time

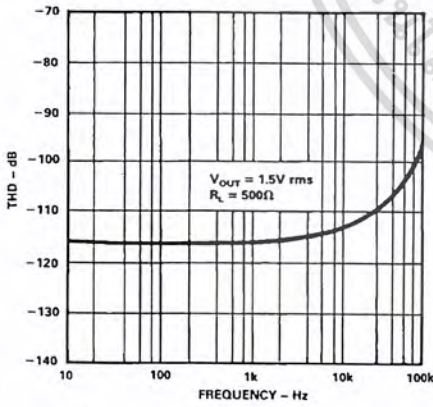


Figure 16. Harmonic Distortion vs. Frequency

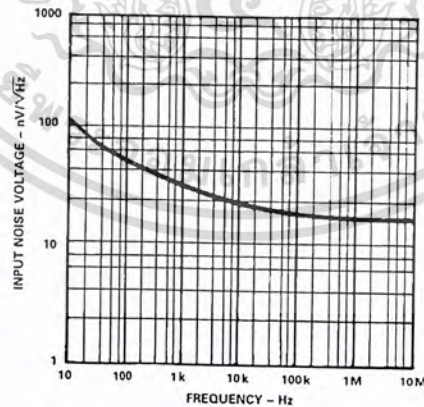


Figure 17. Input Noise Voltage Spectral Density

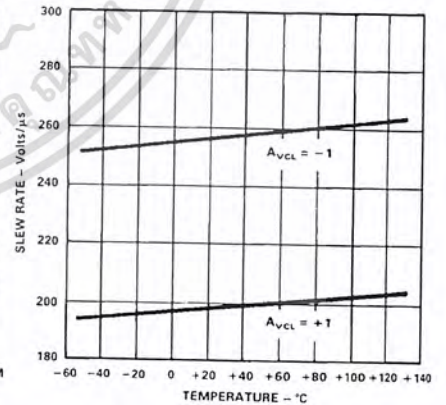


Figure 18. Slew Rate vs. Temperature

# AD843—Typical Characteristics

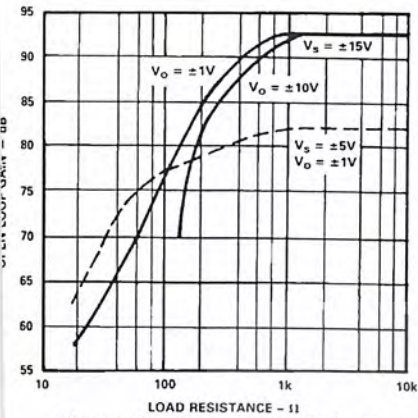


Figure 19. Open Loop Gain vs. Resistive Load

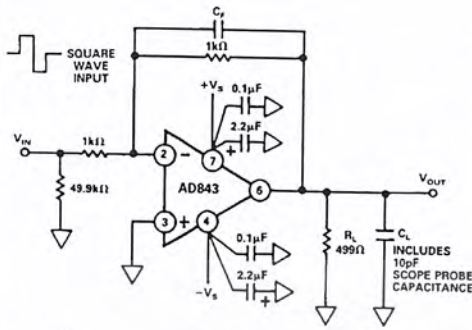


Figure 20a. Inverting Amplifier Connection

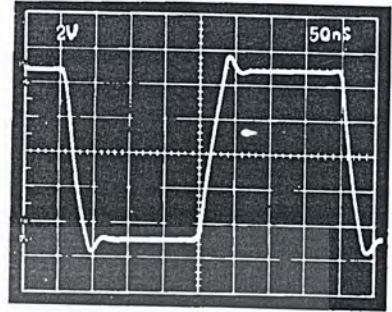


Figure 20b. Inverter Large Signal Pulse Response.  $C_F = 0$ ,  $C_L = 10$  pF

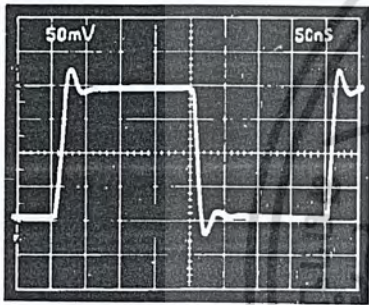


Figure 20c. Inverter Small Signal Pulse Response.  $C_F = 0$ ,  $C_L = 10$  pF

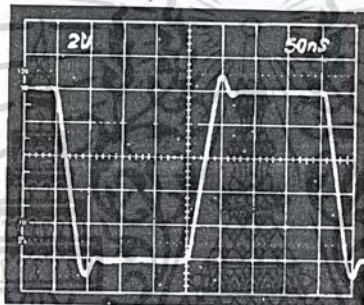


Figure 20d. Inverter Large Signal Pulse Response.  $C_F = 5$  pF,  $C_L = 110$  pF

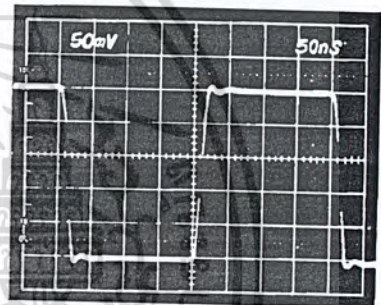


Figure 20e. Inverter Small Signal Pulse Response.  $C_F = 5$  pF,  $C_L = 110$  pF

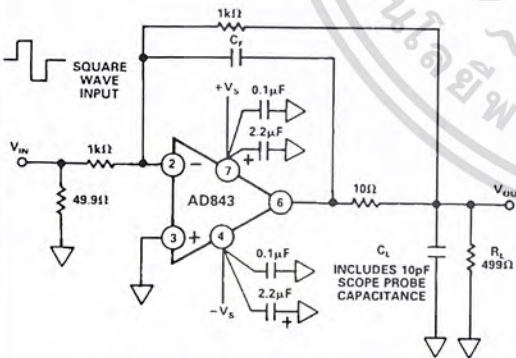


Figure 21a. Unity Gain Inverter Circuit for Driving Capacitive Loads

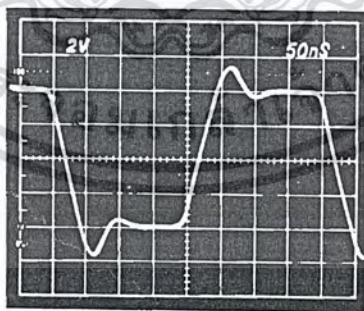


Figure 21b. Inverter Cap Load Large Signal Pulse Response.  $C_F = 15$  pF,  $C_L = 410$  pF

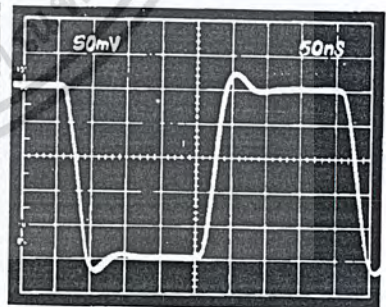


Figure 21c. Inverter Cap Load Small Signal Pulse Response.  $C_F = 15$  pF,  $C_L = 410$  pF

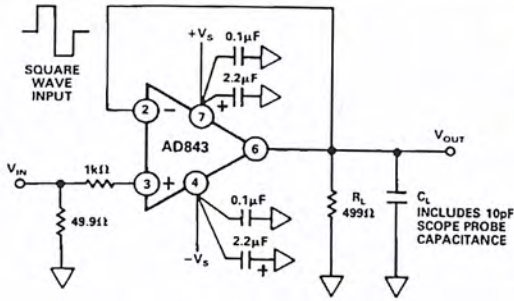


Figure 22a. Unity Gain Buffer Amplifier

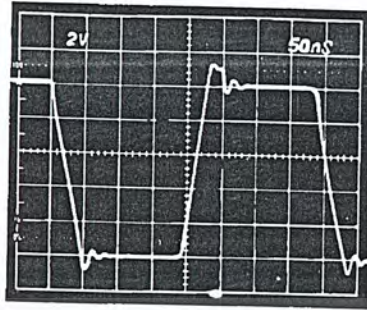


Figure 22b. Buffer Large Signal Pulse Response.  $C_L = 10\text{ pF}$

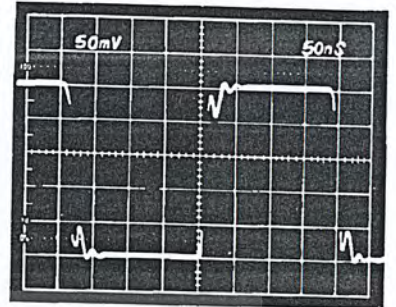


Figure 22c. Buffer Small Signal Pulse Response.  $C_L = 10\text{ pF}$

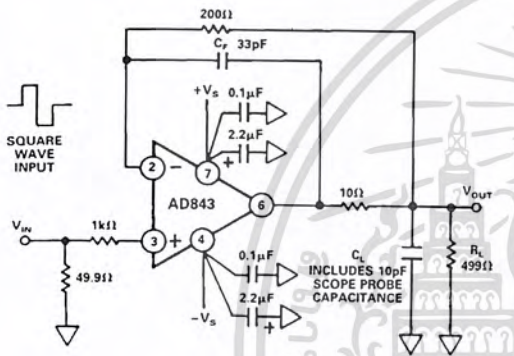


Figure 23a. Unity Gain Buffer Circuit for Driving Capacitive Loads

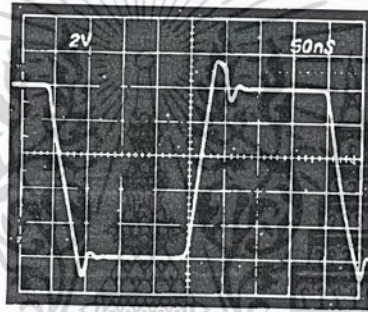


Figure 23b. Buffer Cap Load Large Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 10\text{ pF}$

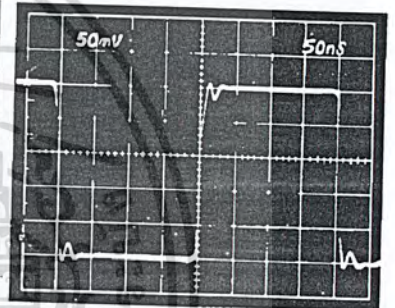


Figure 23c. Buffer Cap Load Small Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 10\text{ pF}$

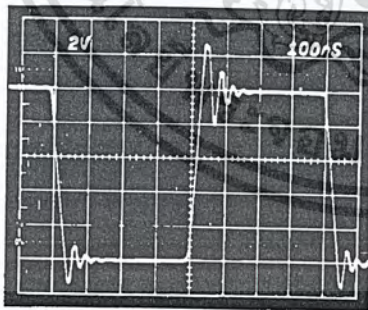


Figure 23d. Buffer Cap Load Large Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 110\text{ pF}$

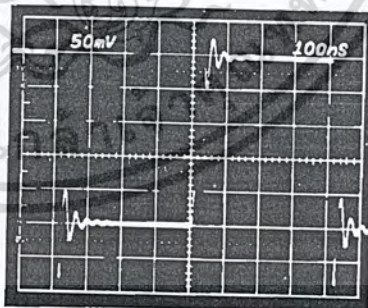


Figure 23e. Buffer Cap Load Small Signal Pulse Response.  $C_f = 33\text{ pF}$ ,  $C_L = 110\text{ pF}$

# AD843

## GROUNDING AND BYPASSING

Like most high bandwidth amplifiers, the AD843 is sensitive to capacitive loading. Although it will drive capacitive loads up to 20 pF without degradation of its rated performance, both an increased capacitive load drive capability and a "cleaner" (nonringing) pulse response can be obtained from the AD843 by using the circuits illustrated in Figures 20 to 23. The addition of a 5 pF feedback capacitor to the unity gain inverter connection (Figure 20a) substantially reduces the circuit's overshoot, even when it is driving a 110 pF load. This can be seen by comparing the waveforms of Figures 20b through 20e. To drive capacitive loads greater than 100 pF, the load should be decoupled from the amplifier's output by a 10  $\Omega$  resistor and the feedback capacitor,  $C_F$ , should be connected directly between the amplifier's output and its inverting input (Figure 21a). When using a 15 pF feedback capacitor, this circuit can drive 400 pF with less than 20% overshoot, as illustrated in Figures 21b and 21c. Increasing capacitor  $C_F$  to 47 pF also increases the capacitance drive capability to 1000 pF, at the expense of a 10:1 reduction in bandwidth compared with the simple unity gain inverter circuit of Figure 20a.

Unity gain voltage followers (buffers) are more sensitive to capacitive loads than are inverting amplifiers because there is no attenuation of the feedback signal. The AD843 can drive 10 pF to 20 pF when connected in the basic unity gain buffer circuit of Figure 22a.

The 1 k $\Omega$  resistor in series with the AD843's noninverting input serves two functions: first, together with the amplifier's input capacitance, it forms a low-pass filter which slows down the actual signal seen by the AD843. This helps reduce ringing on the amplifier's output voltage. The resistor's second function is to limit the current into the amplifier when the differential input voltage exceeds the total supply voltage.

The AD843 will deliver a much "cleaner" pulse response when connected in the somewhat more elaborate follower circuit of Figure 23a. Note the reduced overshoot in Figure 23b and 23c as compared to Figures 22b and 22c.

For maximum bandwidth, in most applications, input and feedback resistors used with the AD843 should have resistance values equal to or less than 1.5 k $\Omega$ . Even with these low resistance values, the resultant RC time constant formed between them and stray circuit capacitances is large enough to cause peaking in the amplifier's response. Adding a small capacitor,  $C_F$ , as shown in Figures 20a to 23a will reduce this peaking and flatten the overall frequency response.  $C_F$  will normally be less than 10 pF in value.

The AD843 can drive resistive loads over the range of 500  $\Omega$  to  $\infty$  with no change in dynamic response. While a 499  $\Omega$  load was used in the circuits of Figures 20-23, the performance of these circuits will be essentially the same even if this load is removed or changed to some other value, such as 2 k $\Omega$ .

To obtain the "cleanest" possible transient response when driving heavy capacitive loads, be sure to connect bypass capacitors directly between the power supply pins of the AD843 and ground as outlined in "grounding and bypassing."

## GROUNDING AND BYPASSING

In designing practical circuits using the AD843, the user must keep in mind that some special precautions are needed when dealing with high frequency signals. Circuits must be wired using short interconnect leads. Ground planes should be used whenever possible to provide both a low resistance, low inductance circuit path and to minimize the effects of high frequency coupling. IC sockets should be avoided, since their increased interlead capacitance can degrade the bandwidth of the device.

Power supply leads should be bypassed to ground as close as possible to the pins of the amplifier. Again, the component leads should be kept very short. As shown in Figure 24, a parallel combination of a 2.2  $\mu$ F tantalum and a 0.1  $\mu$ F ceramic capacitor is recommended.

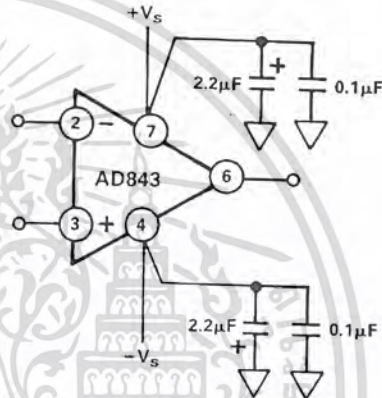
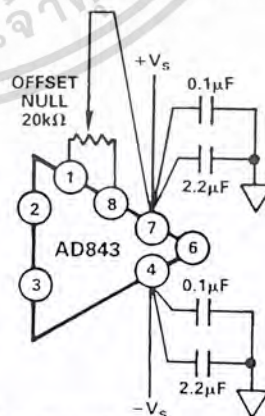


Figure 24. Recommended Power Supply Bypassing for the AD843 (DIP Pinout)

## USING A HEAT SINK

The AD843 consumes less quiescent power than most precision high speed amplifiers and is specified to operate without using a heat sink. However, when driving low impedance loads, the current applied to the load can be 4 to 5 times greater than the quiescent current. This will produce a noticeable temperature rise, which will increase input bias currents. The use of a small heat sink, such as the Mouser Electronics #33HS008 is recommended.



Offset Null Configuration (DIP Pinout)



# AD843

equal. Alternatively, an autocalibration circuit using two D/A converters can be employed. This can also be used to calibrate out the effects of offset voltage drift over temperature.

The switch choice, for U1s, is critical in this type of design. The DG542 utilizes "T" switching techniques on each channel for exceptionally low crosstalk and for high isolation. The part fur-

ther improves these specifications by using ground pins between the signal pins. With an input frequency of 5 MHz, crosstalk and isolation are -85 dB and -75 dB, respectively. A limitation of this switch is that it operates from a maximum -5 V negative supply, making bipolar operation more difficult. It is recommended that amplifiers A1, A2 and A3 operate from the same -5 V supply to minimize any potential latch-up problems.

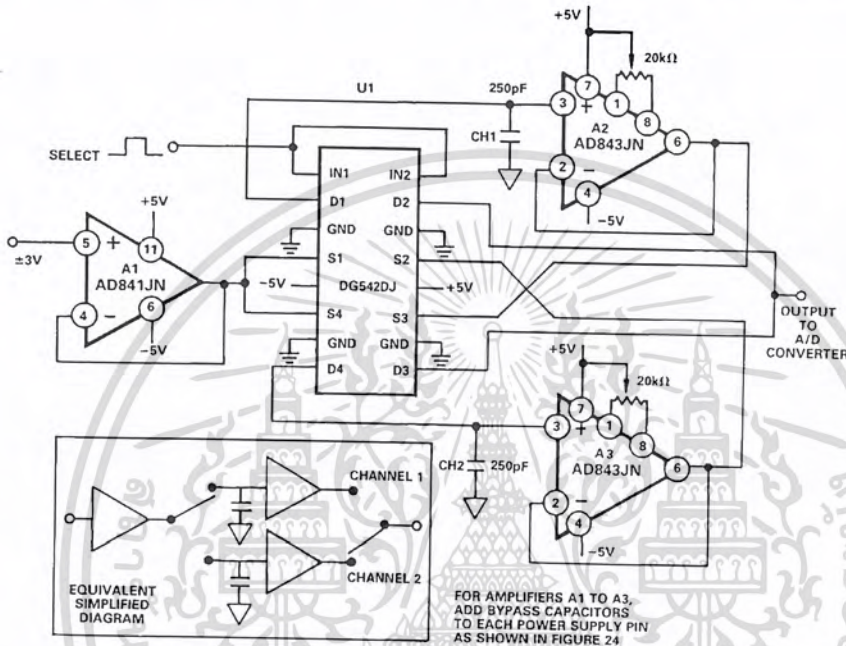


Figure 26. A Ping-Pong Sample-and-Hold Amplifier

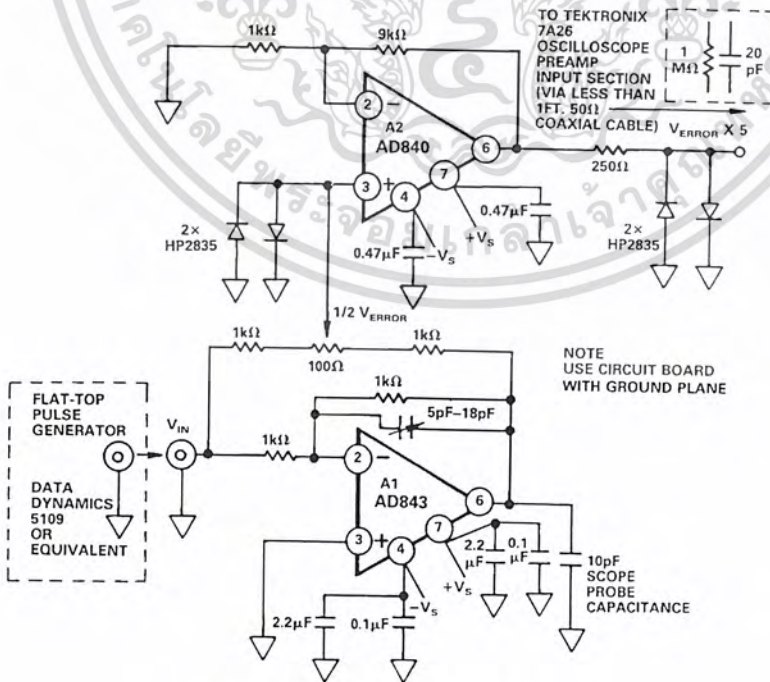


Figure 27. Settling Time Test Circuit

**MEASURING AD843 SETTLING TIME**

Figure 28 shows the dynamic response of the AD843 while operating in the settling time test circuit of Figure 27. The input of the settling time fixture is driven by a flat-top pulse generator. The error signal output from A1, the AD843 under test, is amplified by op amp A2 and then clamped by two high speed Schottky diodes.

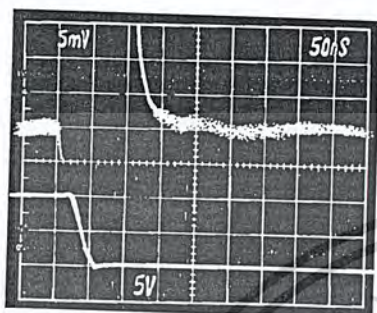


Figure 28. Settling Characteristics: +10 V to 0 V Step. Upper Trace: Amplified Error Voltage (0.01%/Div) Lower Trace: Output of AD843 Under Test (5 V/Div)

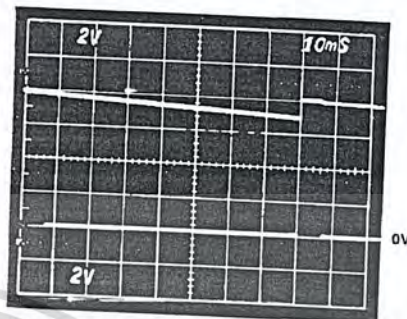
The error signal is clamped to prevent it from greatly overloading the oscilloscope preamp. A Tektronix oscilloscope preamp type 7A26 was chosen because it will recover from the approximately 0.4 volt overload, quickly enough to allow accurate measurement of the AD843's 135 ns settling time. Amplifier A2 is a very high speed op amp; it provides a voltage gain of 10, providing a total gain of 5 from the error signal to the oscilloscope input.

**A FAST PEAK DETECTOR CIRCUIT**

The peak detector circuit of Figure 29, can accurately capture the amplitude of input pulses as narrow as 200 ns and can hold their value with a droop rate of less than 20  $\mu$ V/s. This circuit will capture the peak value of positive polarity waveforms; to detect negative peaks, simply reverse the polarity of the two diodes.

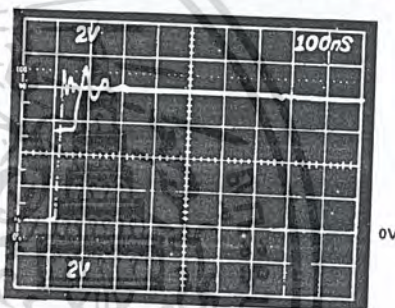
The high bandwidth and 200 V/s slew rate of amplifier A2, an AD843, allows the detector's output to "keep up" with its input thus minimizing overshoot. The low (<1 nA) input current of the AD843 ensures that the droop rate is limited only by the reverse leakage of diode D2, which is typically <10 nA for the type shown. The low droop rate is apparent in Figure 30. The

detector's output (top trace) loses slightly over a volt of the 8 volt peak input value (bottom trace) in 75 ms, or a rate of approximately 16  $\mu$ V/s.



TOP TRACE: PEAK DETECTOR OUTPUT  
BOTTOM TRACE: INPUT, 8V PEAK @ 125Hz

Figure 30. Peak Detector Response to 125 Hz Pulse Train



TOP TRACE: PEAK DETECTOR OUTPUT, 8V  
BOTTOM TRACE: INPUT VOLTAGE, 8V PEAK, 650ns PULSE WIDTH

Figure 31. Peak Capture Time

Amplifier A1, an AD847, can drive 680 pF hold capacitor,  $C_p$ , fast enough to "catch-up" with the next peak in 100 ns and still settle to the new value in 250 ns, as illustrated in Figure 31. Reducing the value of capacitor  $C_p$  to 100 pF will maximize the speed of this circuit at the expense of increased overshoot and droop. Since the AD847 can drive an arbitrarily large value of capacitance,  $C_p$  can be increased to reduce droop, at the expense of response time.

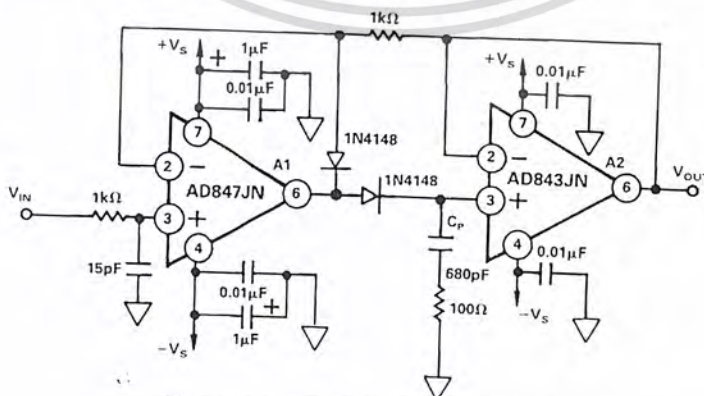
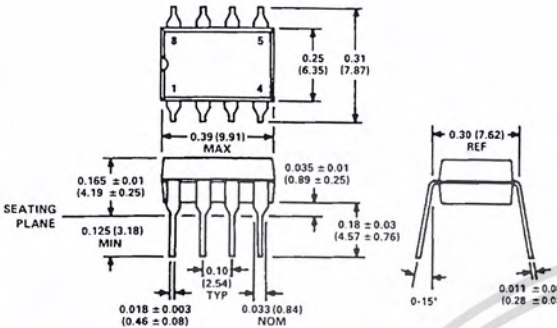


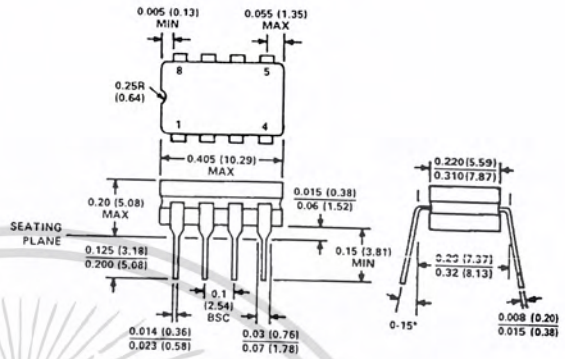
Figure 29. A Fast Peak Detector Circuit

**OUTLINE DIMENSIONS**  
Dimensions shown in inches and (mm).

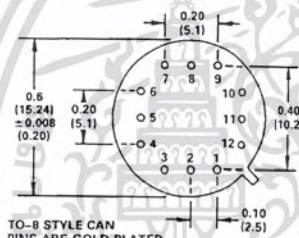
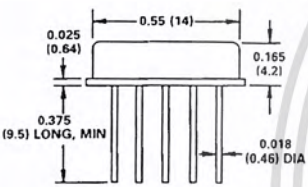
**Mini-DIP Package (N-8)**



**Cerdip Package (Q-8)**



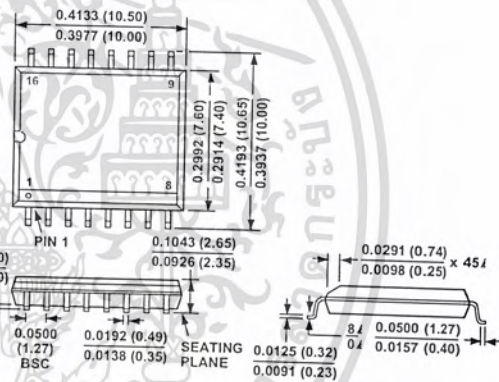
**TO-8 Package (H-12A)**



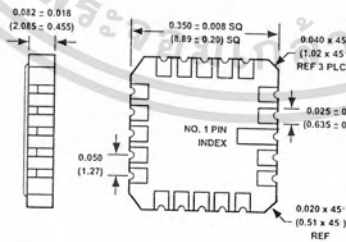
TO-8 STYLE CAN  
PINS ARE GOLD PLATED

**BOTTOM VIEW**

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



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



# Low Cost, Miniature Fiber Optic Components with ST®, SMA, SC and FC Ports

## Technical Data

### HFBR-0400 Series

#### Features

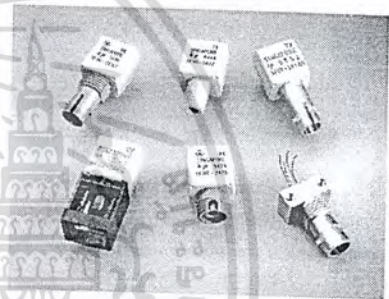
- Meets IEEE 802.3 Ethernet and 802.5 Token Ring Standards
- Low Cost Transmitters and Receivers
- Choice of ST®, SMA, SC or FC Ports
- 820 nm Wavelength Technology
- Signal Rates up to 175 Megabaud
- Link Distances up to 4 km
- Specified with 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$ , 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 with the SMA and ST Threaded Port Styles

#### Applications

- 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

#### 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 4 kilometers. With the HFBR-24X6, the 125 MHz analog receiver, data rates of up to 175 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  $\mu\text{m}$ .

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

ST® is a registered trademark of AT&T.

HCS® is a registered trademark of the SpecTran Corporation.

## HFBR-0400 Series Part Number Guide

HFBR X4XXaa

1 = Transmitter

2 = Receiver

4 = 820 nm Transmitter and Receiver Products

0 = SMA, Housed

1 = ST, Housed

2 = FC, Housed

E = SC, Housed

3 = SMA Port, 90 deg. Bent Leads

4 = ST Port, 90 deg. Bent Leads

5 = SMA Port, Straight Leads

6 = ST Port, Straight Leads

Option T (Threaded Port Option)

Option C (Conductive Port Receiver Option)

Option M (Metal Port Option)

Option K (Kinked Lead Option)

TA = Square pinout/straight lead

TB = Square pinout/bent leads

HA = Diamond pinout/straight leads

HB = Diamond pinout/bent leads

2 = Tx, Standard Power

4 = Tx, High Power

2 = Rx, 5 MBd, TTL Output

6 = Rx, 125 MHz, Analog Output

## LINK SELECTION GUIDE

Data Rate (MBd)	Distance (m)	Transmitter	Receiver	Fiber Size (µm)	Evaluation Kit
5	1500	HFBR-14X2	HFBR-24X2	200 HCS	N/A
5	2000	HFBR-14X4	HFBR-24X2	62.5/125	HFBR-04X0
20	2700	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0414, HFBR-0463
32	2200	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0414
55	1400	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0414
125	700	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0416
155	600	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0416
175	500	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0416

For additional information on specific links see the following individual link descriptions. Distances measured over temperature range from 0 to 70°C.

## Applications Support Guide

This section gives the designer information necessary to use the HFBR-0400 series components to

make a functional fiber-optic transceiver. HP offers a wide selection of evaluation kits for hands-on experience with fiber-optic products as well as a wide

range of application notes complete with circuit diagrams and board layouts. Furthermore, HP's application support group is always ready to assist with any design consideration.

## Application Literature

Title	Description
HFBR-0400 Series Reliability Data	Transmitter & Receiver Reliability Data
Application Bulletin 73	Low Cost Fiber Optic Transmitter & Receiver Interface Circuits
Application Bulletin 78	Low Cost Fiber Optic Links for Digital Applications up to 155 MBd
Application Note 1038	Complete Fiber Solutions for IEEE 802.3 FOIRL, 10Base-FB and 10 Base-FL
Application Note 1065	Complete Solutions for IEEE 802.5J Fiber-Optic Token Ring
Application Note 1073	HFBR-0319 Test Fixture for 1X9 Fiber Optic Transceivers
Application Note 1086	Optical Fiber Interconnections in Telecommunication Products

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## HFBR-0400 Series Evaluation Kits

### HFBR-0410 ST Evaluation Kit

Contains the following :

- One HFBR-1412 transmitter
- One HFBR-2412 five megabaud TTL receiver
- Three meters of ST connected 62.5/125 ( $\mu\text{m}$  fiber optic cable with low cost plastic ferrules.
- Related literature

### HFBR-0414 ST Evaluation Kit

Includes additional components to interface to the transmitter and receiver as well as the PCB to reduce design time.

Contains the following:

- One HFBR-1414T transmitter
- One HFBR-2416T receiver
- Three meters of ST connected 62.5/125  $\mu\text{m}$  fiber optic cable
- Printed circuit board
- ML-4622 CP Data Quantizer
- 74ACT1000N LED Driver
- LT1016CN8 Comparator
- 4.7  $\mu\text{H}$  Inductor
- Related literature

### HFBR-0400 SMA Evaluation Kit

Contains the following :

- One HFBR-1402 transmitter
- One HFBR-2402 five megabaud TTL receiver
- Two meters of SMA connected 1000  $\mu\text{m}$  plastic optical fiber
- Related literature

### HFBR-0416 Evaluation Kit

Contains the following:

- One fully assembled 1x9 transceiver board for 155 MBd evaluation including:
  - HFBR-1414 transmitter
  - HFBR-2416 receiver
  - circuitry
- Related literature

### HFBR-0463 Ethernet MAU Evaluation Kit

Contains the following:

- One fully assembled Media Attachment Unit (MAU) board which includes:
  - HFBR-1414 transmitter
  - HFBR-2416 receiver
  - HFBR-4663 IC
- Related literature

Note: Cable not included. Order HFBR-BXS010 separately (2 pieces)

### Package and Handling Information

#### Package Information

All HFBR-0400 Series transmitters and receivers are housed in a low-cost, dual-inline package that is made of high strength, heat resistant, chemically resistant, and UL 94V-O flame retardant ULTEM<sup>®</sup> (plastic) (UL File #E121562). The transmitters are easily identified by the light grey color connector port. The receivers are easily identified by the dark grey color connector port. (Black color for conductive port.) The package is designed for auto-insertion and wave soldering so it is ideal for

high volume production applications.

### Handling and Design Information

Each part comes with a protective port cap or plug covering the optics. These caps/plugs will vary by port style. When soldering, it is advisable to leave the protective cap on the unit to keep the optics clean. Good system performance requires clean port optics and cable ferrules to avoid obstructing the optical path. Clean compressed air often is sufficient to remove particles of dirt; methanol on a cotton swab also works well.

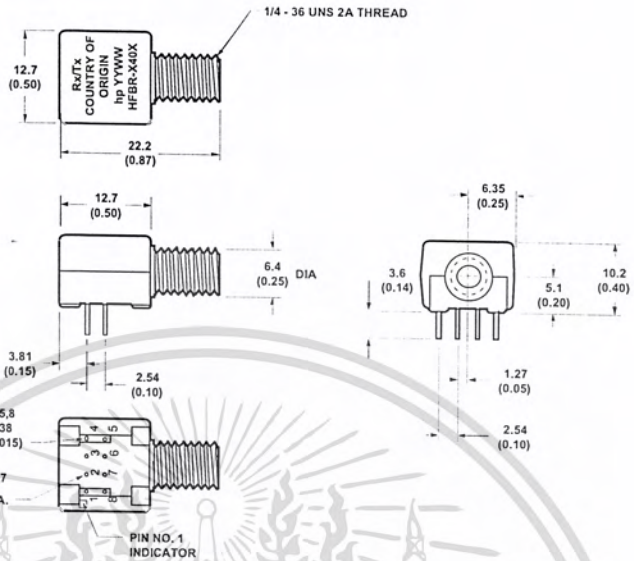
### Recommended Chemicals for Cleaning/Degreasing HFBR-0400 Products

Alcohols: methyl, isopropyl, isobutyl. Aliphatics: hexane, heptane, Other: soap solution, naphtha.

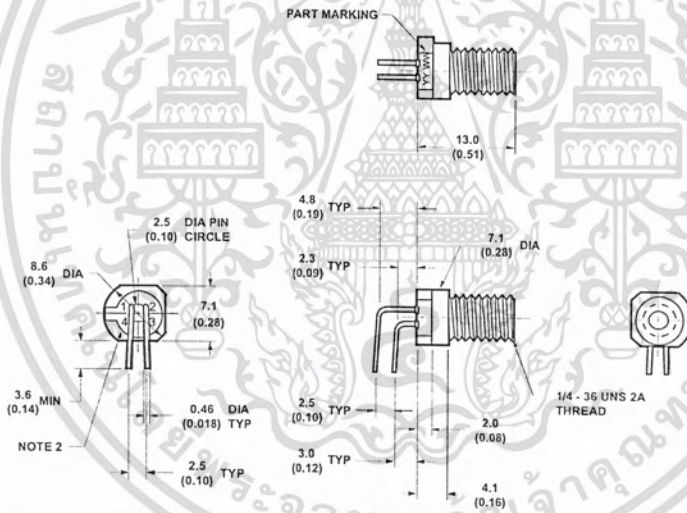
Do not use partially halogenated hydrocarbons such as 1,1,1 trichloroethane, ketones such as MEK, acetone, chloroform, ethyl acetate, methylene dichloride, phenol, methylene chloride, or N-methylpyrrolidone. Also, HP does not recommend the use of cleaners that use halogenated hydrocarbons because of their potential environmental harm.

Ultem<sup>®</sup> is a registered Trademark of the GE corporation.

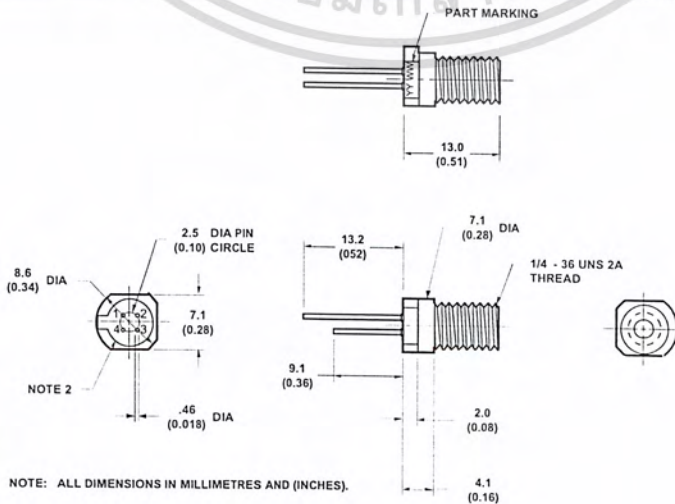
**Mechanical Dimensions  
HFBR-0400 SMA Series  
HFBR-X40X**



**HFBR-X43X**

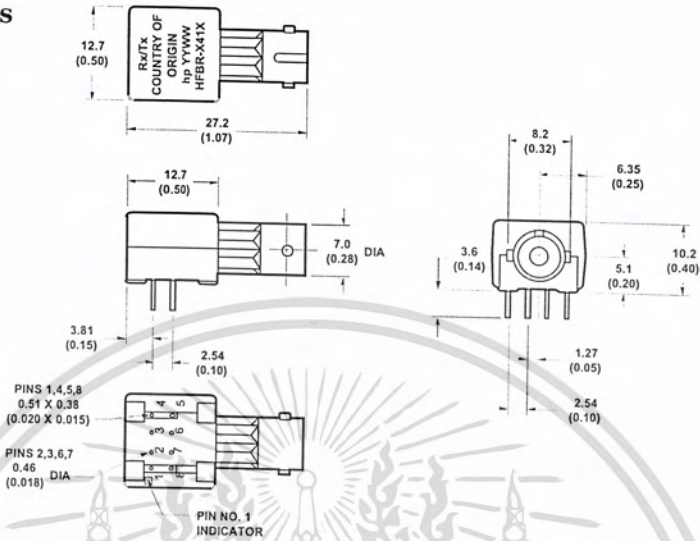


**HFBR-X45X**

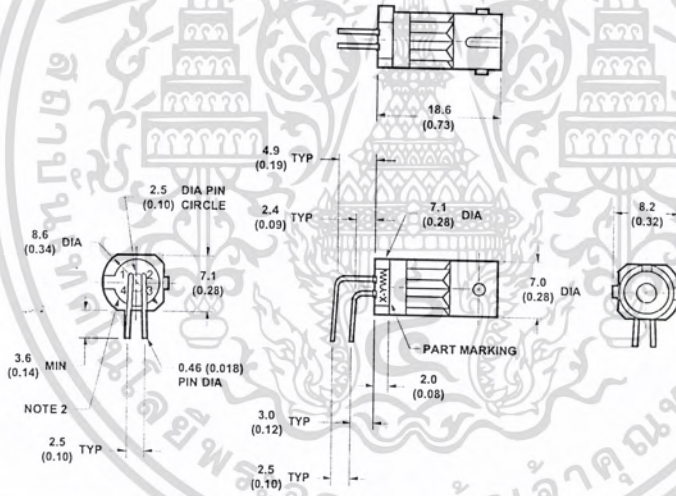


NOTE: ALL DIMENSIONS IN MILLIMETRES AND (INCHES).

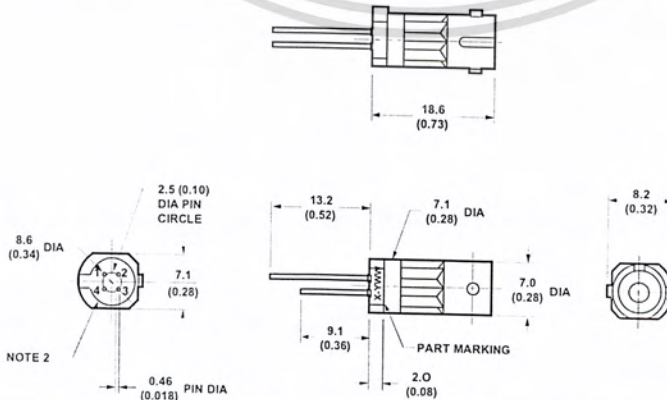
**Mechanical Dimensions**  
**HFBR-0400 ST Series**  
**HFBR-X41X**



**HFBR-X44X**



**HFBR-X46X**

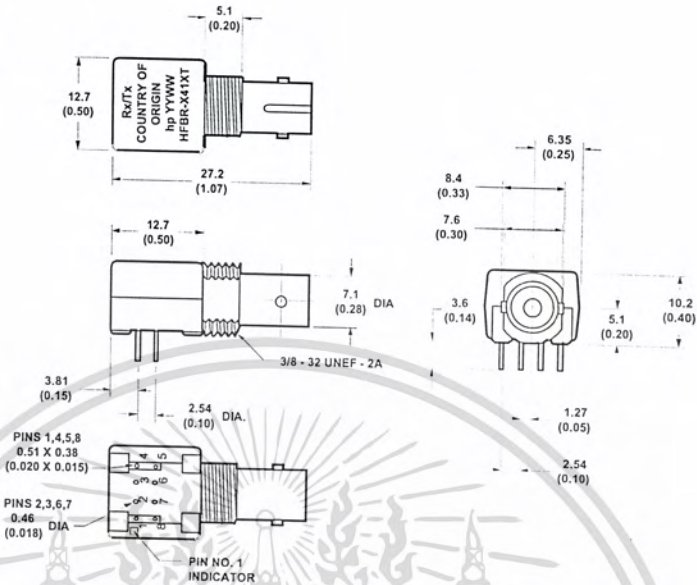


NOTE: ALL DIMENSIONS IN MILLIMETRES AND (INCHES).

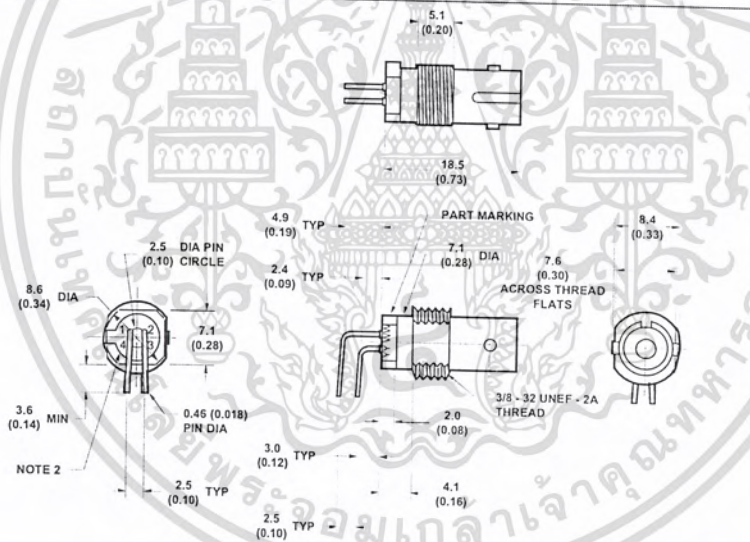
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Mechanical Dimensions  
HFBR-0400T Threaded  
ST Series**

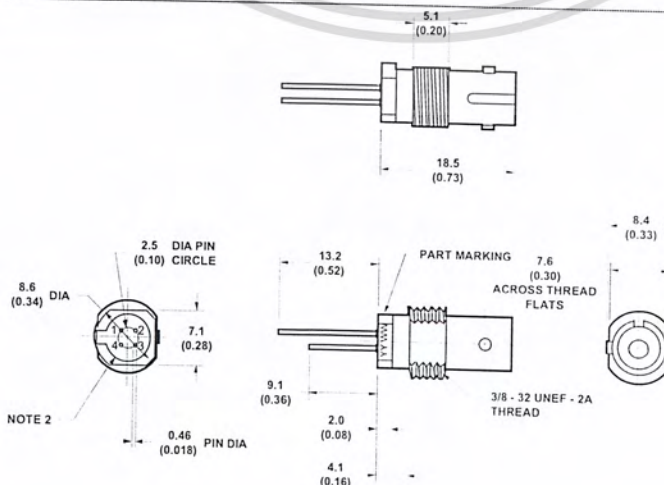
**HFBR-X41XT**



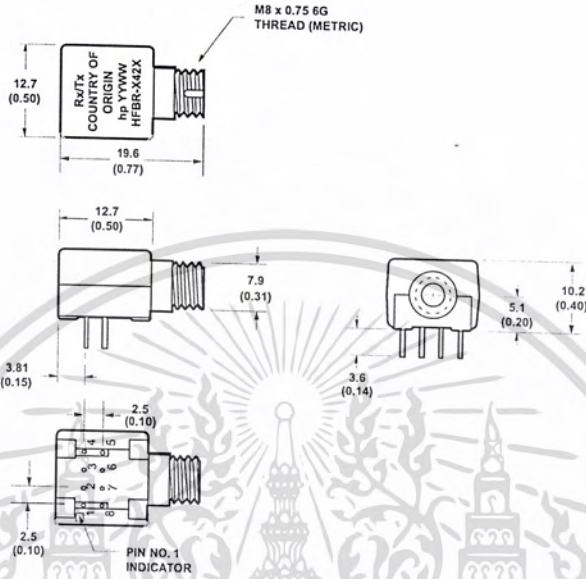
**HFBR-X44XT**



**HFBR-X46XT**

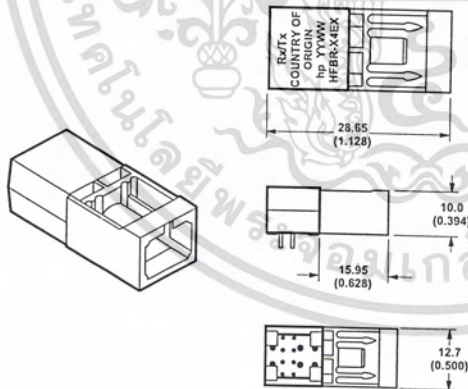


**Mechanical Dimensions  
HFBR-0400 FC Series**



**Mechanical Dimensions  
HFBR-0400 SC Series**

**HFBR-X4EX**



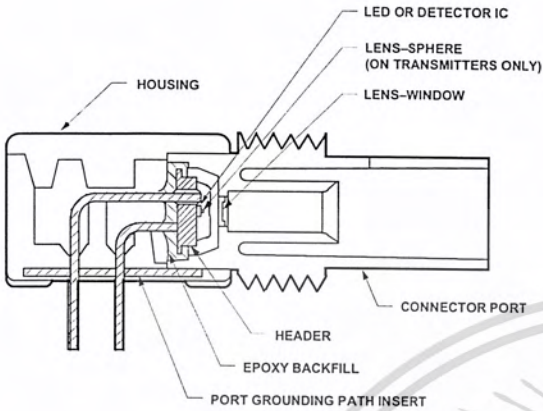
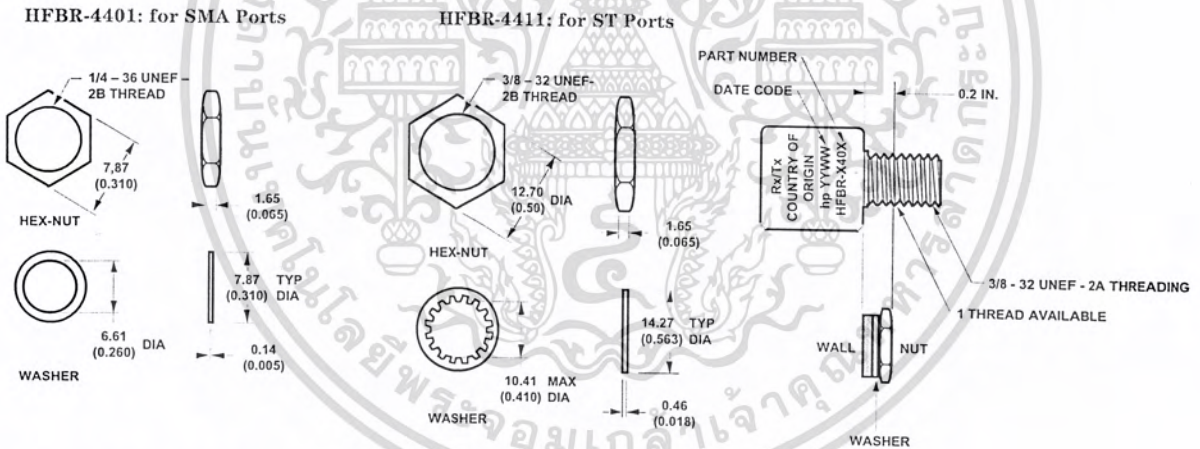


Figure 1. IIFBR-0400 ST Series Cross-Sectional View.

## Panel Mount Hardware



(Each HFBR-4401 and HFBR-4411 kit consists of 100 nuts and 100 washers.)

## Port Cap Hardware

- HFBR-4402: 500 SMA Port Caps
- HFBR-4120: 500 ST Port Plugs (120 psi)
- HFBR-4412: 500 FC Port Caps
- HFBR-4417: 500 SC Port Plugs

## Options

In addition to the various port styles available for the HFBR-0400 series products, there are also several extra options that can be ordered. To order an option, simply place the corresponding option number at the end of the part number. For instance, a metal-port option SMA receiver would be HFBR-2406M. You can add any number of options in series at the end of a part number. Please contact your local sales office for further information or browse HP's fiber optics home page at <http://www.hp.com/go/fiber>

### Option T (Threaded Port Option)

- Allows ST style port components to be panel mounted.
- Compatible with all current makes of ST multimode connectors
- Mechanical dimensions are compliant with MIL-STD-83522/13
- Maximum wall thickness when using nuts and washers from the HFBR-4411 hardware kit is 2.8 mm (0.11 inch)
- Available on all ST ports

### Option C (Conductive Port Receiver Option)

- Designed to withstand electrostatic discharge (ESD) of 25kV to the port
- Significantly reduces effect of electromagnetic interference (EMI) on receiver sensitivity

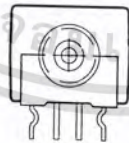
- Allows designer to separate the signal and conductive port grounds
- Recommended for use in noisy environments
- Available on SMA and threaded ST port style receivers only

### Option M (Metal Port Option)

- Nickel plated aluminum connector receptacle
- Designed to withstand electrostatic discharge (ESD) of 15kV to the port
- Significantly reduces effect of electromagnetic interference (EMI) on receiver sensitivity
- Allows designer to separate the signal and metal port grounds
- Recommended for use in very noisy environments
- Available on SMA, FC, ST, and threaded ST ports

### Option K (Kinked Lead Option)

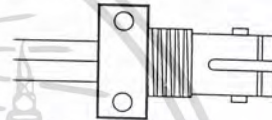
- Grounded outside 4 leads are "kinked"
- Allows components to stay anchored in the PCB during wave solder and aqueous wash processes



### Options TA, TB, HA, HB (Active Device Mount Options)

(These options are unrelated to the threaded port option T.)

- All metal, panel mountable package with a 3 or 4 pin receptacle end
- Available for HFBR-14X4, 24X2 and 24X6 components
- Choose from diamond or square pinout, straight or bent leads ADM Picture

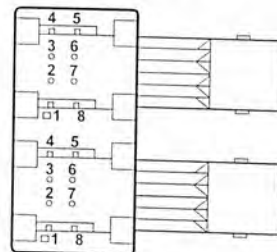


- TA = Square pinout/straight leads
- TB = Square pinout/bent leads
- HA = Diamond pinout/straight leads
- HB = Diamond pinout/bent leads

### Duplex Option

In addition to the standard options, some HFBR-0400 series products come in a duplex configuration with the transmitter on the left and the receiver on the right. This option was designed for ergonomic and efficient manufacturing. The following part numbers are available in the duplex option:

- HFBR-5414 (Duplex ST)
- HFBR-5414T (Duplex Threaded ST)
- HFBR-54E4 (Duplex SC)



# Typical Link Data

## HFBR-0400 Series

### Description

The following technical data is taken from 4 popular links using the HFBR-0400 series: the 5 MBd link, Ethernet 20 MBd link, Token Ring 32 MBd link, and the 155 MBd link. The data given

corresponds to transceiver solutions combining the HFBR-0400 series components and various recommended transceiver design circuits using off-the-shelf electrical components. This data is meant to be regarded as an

example of typical link performance for a given design and does not call out any link limitations. Please refer to the appropriate application note given for each link to obtain more information.

### 5 MBd Link (HFBR-14XX/24X2)

Link Performance -40°C to +85°C unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Reference
Optical Power Budget with 50/125 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>50</sub>	4.2	9.6		dB	HFBR-14X4/24X2 NA = 0.2	Note 1
Optical Power Budget with 62.5/125 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>62.5</sub>	8.0	15		dB	HFBR-14X4/24X2 NA = 0.27	Note 1
Optical Power Budget with 100/140 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>100</sub>	8.0	15		dB	HFBR-14X2/24X2 NA = 0.30	Note 1
Optical Power Budget with 200 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>200</sub>	12	20		dB	HFBR-14X2/24X2 NA = 0.37	Note 1
Date Rate Synchronous		dc		5	MBd		Note 2
Asynchronous		dc		2.5	MBd		Note 3, Fig. 7
Propagation Delay LOW to HIGH	t <sub>PLH</sub>		72		ns	T <sub>A</sub> = 25°C, P <sub>R</sub> = -21 dBm Peak	Figs. 6, 7, 8
Propagation Delay HIGH to LOW	t <sub>PHL</sub>		46		ns		
System Pulse Width Distortion	t <sub>PLH</sub> -t <sub>PHL</sub>		26		ns	Fiber cable length = 1 m	
Bit Error Rate	BER			10 <sup>-9</sup>		Data Rate < 5 Bd P <sub>R</sub> > -24 dBm Peak	

#### Notes:

- OPB at T<sub>A</sub> = -40 to 85°C, V<sub>CC</sub> = 5.0 V dc, I<sub>F ON</sub> = 60 mA. P<sub>R</sub> = -24 dBm peak.
- Synchronous data rate limit is based on these assumptions: a) 50% duty factor modulation, e.g., Manchester I or BiPhase Manchester II; b) continuous data; c) PLL Phase Lock Loop demodulation; d) TTL threshold.
- Asynchronous data rate limit is based on these assumptions: a) NRZ data; b) arbitrary timing-no duty factor restriction; c) TTL threshold.

## 5 MBd Logic Link Design

If resistor  $R_1$  in Figure 2 is  $70.4 \Omega$ , a forward current  $I_F$  of 48 mA is applied to the HFBR-14X4 LED transmitter. With  $I_F = 48$  mA the HFBR-14X4/24X2 logic link is guaranteed to work with  $62.5/125 \mu\text{m}$  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  $R_1 = 115 \Omega$ , the transmitter can be driven with  $I_F = 30$  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  $I_F$  and  $R_1$ .

Maximum distance required = 400 meters. From Figure 3 the drive current should be 15 mA. From the transmitter data  $V_F = 1.5$  V (max.) at  $I_F = 15$  mA as shown in Figure 9.

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

$$R_1 = 233 \Omega$$

The curves in Figures 3, 4, and 5 are constructed assuming no in-line 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  $62.5/125 \mu\text{m}$  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.

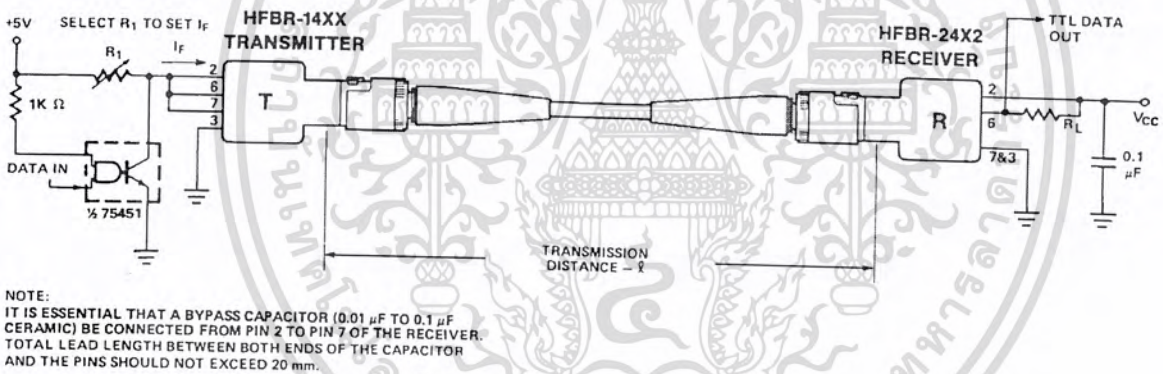


Figure 2. Typical Circuit Configuration.

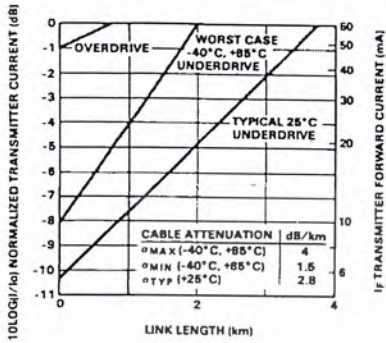


Figure 3. HFBR-1414/HFBR-2412 Link Design Limits with 62.5/125  $\mu\text{m}$  Cable.

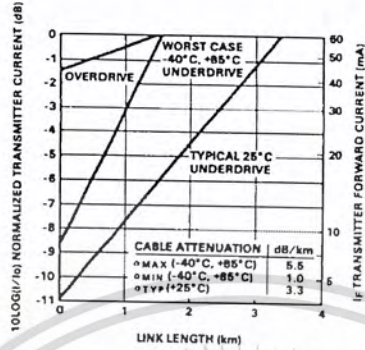


Figure 4. HFBR-14X2/HFBR-24X2 Link Design Limits with 100/140  $\mu\text{m}$  Cable.

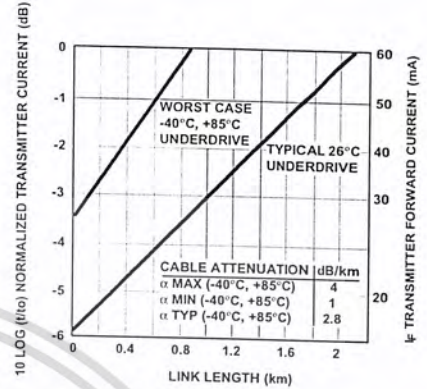


Figure 5. HFBR-14X4/HFBR-24X2 Link Design Limits with 50/125  $\mu\text{m}$  Cable.

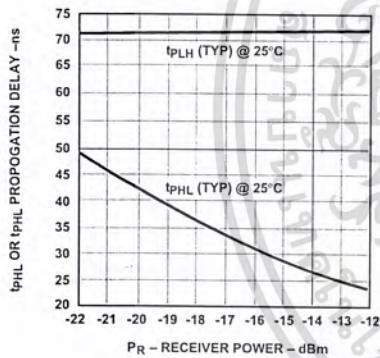


Figure 6. Propagation Delay through System with One Meter of Cable.

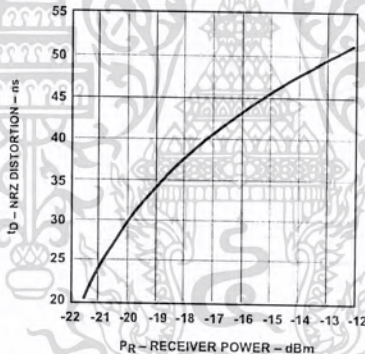


Figure 7. Typical Distortion of Pseudo Random Data at 5 Mb/s.

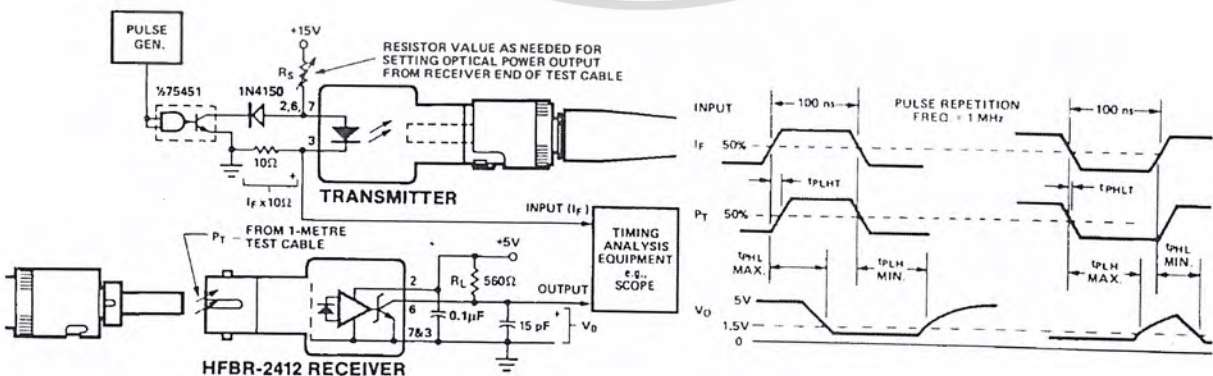


Figure 8. System Propagation Delay Test Circuit and Waveform Timing Definitions.

## Ethernet 20 MBd Link (HFBR-14X4/24X6)

(refer to Application Note 1038 for details)

### Typical Link Performance

Parameter	Symbol	Typ. <sup>[1,2]</sup>	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 <sub>T</sub>	-15.2	dBm average	20 MBd D2D2 Hexadecimal Data Peak I <sub>F,ON</sub> = 60 mA
LED rise time	t <sub>r</sub>	1.30	ns	1 MHz Square Wave Input
LED fall time	t <sub>f</sub>	3.08	ns	
Mean difference	t <sub>r</sub> - t <sub>f</sub>	1.77	ns	
Bit Error Rate	BER	10 <sup>-10</sup>		
Output Eye Opening		36.7	ns	At AUI Receiver Output
Data Format 50% Duty Factor		20	MBd	

#### Notes:

1. Typical data at T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>CC</sub> = 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. <sup>[1,2]</sup>	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 <sub>T ON</sub>	-12.2	dBm peak	Transmitter TTL in I <sub>F ON</sub> = 60 mA, I <sub>F OFF</sub> = 1 mA
Optical Power Logic Level "1"	P <sub>T OFF</sub>	-82.2		
LED Rise Time	t <sub>r</sub>	1.3	nsec	1 MHz Square Wave Input
LED Fall Time	t <sub>f</sub>	3.08	nsec	
Mean Difference	t <sub>r</sub> - t <sub>f</sub>	1.77	nsec	
Bit Error Rate	BER	10 <sup>-10</sup>		
Data Format 50% Duty Factor		32	MBd	

#### Notes:

1. Typical data at T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>CC</sub> = 5.0 V dc.
2. Typical performance of circuits shown in Figure 1 and Figure 3 of AN-1065 (see applications support section)

## 155 MBd Link (HFBR-14X4/24X6)

(refer to Application Bulletin 78 for details)

### Typical Link Performance

Parameter	Symbol	Typ. <sup>[1,2]</sup>	Units	Max.	Units	Conditions	Ref.
Optical Power Budget with 50/125 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>50</sub>	7.9	13.9		dB	NA = 0.2	Note 2
Optical Power Budget with 62.5/125 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>62</sub>	11.7	17.7		dB	NA = 0.27	
Optical Power Budget with 100/140 $\mu\text{m}$ fiber	OPB <sub>100</sub>	11.7	17.7		dB	NA = 0.30	
Optical Power Budget with 200 $\mu\text{m}$ HCSFiber	OPB <sub>200</sub>	16.0	22.0		dB	NA = 0.35	
Data Format 20% to 80% Duty Factor		1		175	MBd		
System Pulse Width Distortion	t <sub>PLH</sub> - t <sub>PHL</sub>		1		ns	PR = -7 dBm Peak 1 meter 62.5/125 $\mu\text{m}$ fiber	
Bit Error Rate	BER		10 <sup>-9</sup>			Data Rate < 100 MBaud PR > -31 dBm Peak	Note 2

#### Notes:

1. Typical data at T<sub>A</sub> = 25°C, V<sub>CC</sub> = 5.0 V dc, PECL serial interface.
2. Typical OPB was determined at a probability of error (BER) of 10<sup>-9</sup>. Lower probabilities of error can be achieved with short fibers that have less optical loss.

## HFBR-14X2/14X4 Low-Cost High-Speed Transmitters

### Description

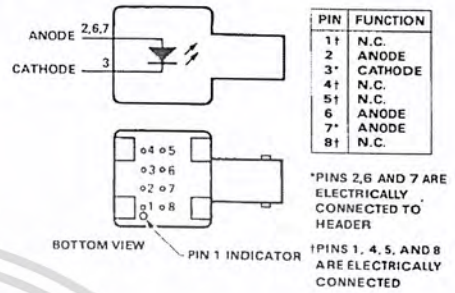
The HFBR-14XX fiber optic transmitter contains an 820 nm AlGaAs emitter capable of efficiently launching optical power into four different optical fiber sizes: 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$ , and 200  $\mu\text{m}$  HCS®. This allows the designer flexibility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

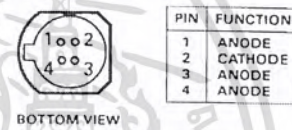
fiber and typically can launch -15.8 dBm optical power at 60 mA into 50/125  $\mu\text{m}$  fiber and -12 dBm into 62.5/125  $\mu\text{m}$  fiber. The HFBR-14X2 standard transmitter typically can launch -12 dBm of optical power at 60 mA into 100/140  $\mu\text{m}$  fiber cable. It is ideal for large 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	$I_{FPK}$	200	mA	Note 1
	dc	$I_{Fdc}$	100	mA	
Reverse Input Voltage	$V_{BR}$		1.8	V	

**Electrical/Optical Specifications** -40°C to +85°C unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Units	Conditions	Reference
Forward Voltage	$V_F$	1.48	1.70	2.09	V	$I_F = 60$ mA dc	Figure 9
			1.84			$I_F = 100$ mA dc	
Forward Voltage Temperature Coefficient	$\Delta V_F/\Delta T$		-0.22		mV/°C	$I_F = 60$ mA dc	Figure 9
			-0.18			$I_F = 100$ mA dc	
Reverse Input Voltage	$V_{BR}$	1.8	3.8		V	$I_F = 100$ $\mu$ A dc	
Peak Emission Wavelength	$\lambda_P$	792	820	865	nm		
Diode Capacitance	$C_T$		55		pF	$V = 0, f = 1$ MHz	
Optical Power Temperature Coefficient	$\Delta P_T/\Delta T$		-0.006		dB/°C	$I = 60$ mA dc	
			-0.010			$I = 100$ mA dc	
Thermal Resistance	$\theta_{JA}$		260		°C/W		Notes 3, 8
14X2 Numerical Aperture	NA		0.49				
14X4 Numerical Aperture	NA		0.31				
14X2 Optical Port Diameter	D		290		$\mu$ m		Note 4
14X4 Optical Port Diameter	D		150		$\mu$ m		Note 4

**HFBR-14X2 Output Power Measured Out of 1 Meter of Cable**

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Unit	Conditions	Reference	
50/125 $\mu$ m Fiber Cable NA = 0.2	$P_{T50}$	-21.8	-18.8	-16.8	dBm peak	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 60$ mA dc	Notes 5, 6, 9
		-22.8		-15.8				
		-20.3	-16.8	-14.4		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 100$ mA dc	
		-21.9		-13.8				
62.5/125 $\mu$ m Fiber Cable NA = 0.275	$P_{T62}$	-19.0	-16.0	-14.0	dBm peak	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 60$ mA dc	
		-20.0		-13.0				
		-17.5	-14.0	-11.6		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 100$ mA dc	
		-19.1		-11.0				
100/140 $\mu$ m Fiber Cable NA = 0.3	$P_{T100}$	-15.0	-12.0	-10.0	dBm peak	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 60$ mA dc	
		16.0		-9.0				
		-13.5	-10.0	-7.6		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 100$ mA dc	
		-15.1		-7.0				
200 $\mu$ m HCS Fiber Cable NA = 0.37	$P_{T200}$	-10.7	-7.1	-4.7	dBm peak	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 60$ mA dc	
		-11.7		-3.7				
		-9.2	-5.2	-2.3		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 100$ mA dc	
		-10.8		-1.7				

**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.

### HFBR-14X4 Output Power Measured out of 1 Meter of Cable

Parameter	Symbol	Min.	Typ. <sup>[2]</sup>	Max.	Unit	Conditions		Reference
						T <sub>A</sub>	I <sub>F</sub>	
50/125 μm Fiber Cable NA = 0.2	PT50	-18.8	-15.8	-13.8	dBm peak	T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 60 mA dc	Notes 5, 6, 9
		-19.8		-12.8				
		-17.3	-13.8	-11.4		T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 100 mA dc	
		-18.9		-10.8				
62.5/125 μm Fiber Cable NA = 0.275	PT62	-15.0	-12.0	-10.0	dBm peak	T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 60 mA dc	
		-16.0		-9.0				
		-13.5	-10.0	-7.6		T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 100 mA dc	
		-15.1		-7.0				
100/140 μm Fiber Cable NA = 0.3	PT100	-9.5	-6.5	-4.5	dBm peak	T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 60 mA dc	
		-10.5		-3.5				
		-8.0	-4.5	-2.1		T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 100 mA dc	
		-9.6		-1.5				
200 μm HCS Fiber Cable NA = 0.37	PT200	-5.2	-3.7	+0.8	dBm peak	T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 60 mA dc	
		-6.2		+1.8				
		-3.7	-1.7	+3.2		T <sub>A</sub> = 25°C	I <sub>F</sub> = 100 mA dc	
		-5.3		+3.8				

### 14X2/14X4 Dynamic Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ. <sup>[2]</sup>	Max.	Units	Conditions	Reference
Rise Time, Fall Time (10% to 90%)	t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>		4.0	6.5	nsec No Pre-bias	I <sub>F</sub> = 60 mA Figure 12	Note 7,
Rise Time, Fall Time (10% to 90%)	t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>		3.0		nsec	I <sub>F</sub> = 10 to 100 mA	Note 7, Figure 11
Pulse Width Distortion	PWD		0.5		nsec		Figure 11

#### Notes:

- For I<sub>FPK</sub> > 100 mA, the time duration should not exceed 2 ns.
- Typical data at T<sub>A</sub> = 25°C.
- Thermal resistance is measured with the transmitter coupled to a connector assembly and mounted on a printed circuit board.
- D is measured at the plane of the fiber face and defines a diameter where the optical power density is within 10 dB of the maximum.
- P<sub>T</sub> is measured with a large area detector at the end of 1-meter of mode stripped cable, with an ST<sup>®</sup> precision ceramic ferrule (MIL-STD-83522/13) for HFBR-1412/1414, and with an SMA 905 precision ceramic ferrule for HFBR-1402/1404.
- When changing μW to dBm, the optical power is referenced to 1 mW (1000 μW). Optical Power P (dBm) = 10 log P (μW)/1000 μW.
- Pre-bias is recommended if signal rate > 10 Mb/s, see recommended drive circuit in Figure 11.
- Pins 2, 6 and 7 are welded to the anode header connection to minimize the thermal resistance from junction to ambient. To further reduce the thermal resistance, the anode trace should be made as large as is consistent with good RF circuit design.
- Fiber NA is measured at the end of 2 meters of mode stripped fiber, using the far-field pattern. NA is defined as the sine of the half angle, determined at 5% of the peak intensity point. When using other manufacturer's fiber cable, results will vary due to differing NA values and specification methods.

All HFBR-14XX LED transmitters are classified as IEC 825-1 Accessible Emission Limit (AEL) Class 1 based upon the current proposed draft scheduled to go in to effect on January 1, 1997. AEL Class 1 LED devices are considered eye safe. Contact your Hewlett-Packard sales representative for more information.

**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.

## Recommended Drive Circuits

The circuit used to supply current to the LED transmitter can significantly influence the optical switching characteristics of the LED. The optical rise/fall times and propagation delays can be improved by using the appropriate circuit techniques. The LED drive circuit shown in

Figure 11 uses frequency compensation to reduce the typical rise/fall times of the LED and a small pre-bias voltage to minimize propagation delay differences that cause pulse-width distortion. The circuit will typically produce rise/fall times of 3 ns, and a total jitter including pulse-width distortion of less than 1 ns. This circuit is recommended for applications requiring low edge jitter

or high-speed data transmission at signal rates of up to 155 MBd. Component values for this circuit can be calculated for different LED drive currents using the equations shown below. For additional details about LED drive circuits, the reader is encouraged to read Hewlett-Packard Application Bulletin 78 and Application Note 1038.

$$R_y = \frac{(V_{CC} - V_F) + 3.97 (V_{CC} - V_F - 1.6 \text{ V})}{I_{F\text{ ON}} (\text{A})}$$

$$R_{X1} = \frac{1}{2} \left( \frac{R_y}{3.97} \right)$$

$$R_{EQ2} (\Omega) = R_{X1} - 1$$

$$R_{X2} = R_{X3} = R_{X4} = 3(R_{EQ2})$$

$$C (\text{pF}) = \frac{2000 (\text{ps})}{R_{X1} (\Omega)}$$

Example for  $I_{F\text{ ON}} = 100 \text{ mA}$ :  $V_F$  can be obtained from Figure 9 (= 1.84 V).

$$R_y = \frac{(5 - 1.84) + 3.97 (5 - 1.84 - 1.6)}{0.100}$$

$$R_y = \frac{3.16 + 6.19}{0.100} = 93.5 \Omega$$

$$R_{X1} = \frac{1}{2} \left( \frac{93.5}{3.97} \right) = 11.8 \Omega$$

$$R_{EQ2} = 11.8 - 1 = 10.8 \Omega$$

$$R_{X2} = R_{X3} = R_{X4} = 3(10.8) = 32.4 \Omega$$

$$C = \frac{2000 \text{ ps}}{11.8 \Omega} = 169 \text{ pF}$$

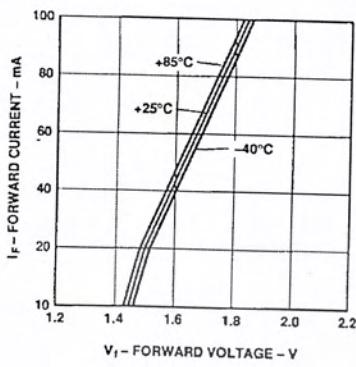


Figure 9. Forward Voltage and Current Characteristics.

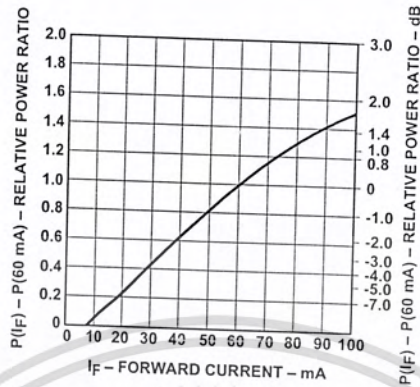


Figure 10. Normalized Transmitter Output vs. Forward Current.

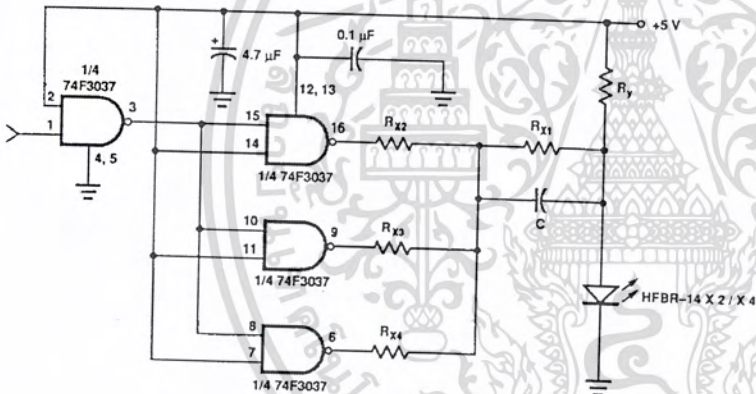


Figure 11. Recommended Drive Circuit.

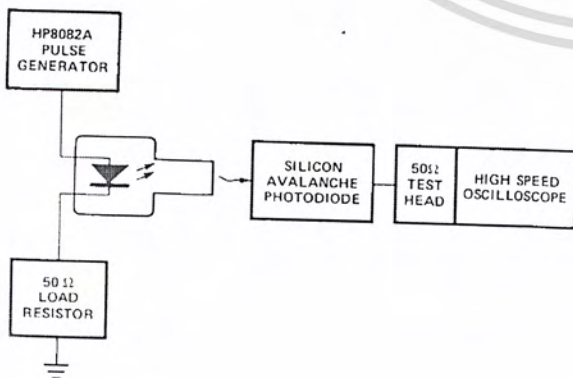


Figure 12. Test Circuit for Measuring  $t_r$ ,  $t_f$ .

## HFBR-24X2 Low-Cost 5 MBd Receiver

### Description

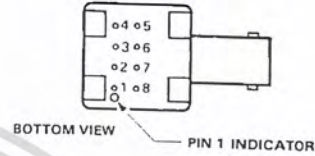
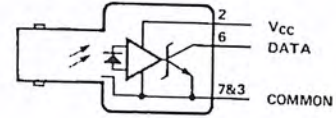
The HFBR-24X2 fiber optic receiver is designed to operate with the Hewlett-Packard HFBR-14XX fiber optic transmitter and 50/125  $\mu\text{m}$ , 62.5/125  $\mu\text{m}$ , 100/140  $\mu\text{m}$ , and 200  $\mu\text{m}$  HCS® fiber optic cable. Consistent coupling into the receiver is assured by the lensed optical system (Figure 1). Response does not vary with fiber size  $\leq 0.100 \mu\text{m}$ .

The HFBR-24X2 receiver incorporates an integrated photo IC containing a photodetector and dc amplifier driving an open-collector Schottky output transistor. The HFBR-24X2 is

designed for direct interfacing to popular logic families. The absence of an internal pull-up resistor allows the open-collector output to be used with logic families such as CMOS requiring voltage excursions much higher than  $V_{CC}$ .

Both the open-collector "Data" output Pin 6 and  $V_{CC}$  Pin 2 are referenced to "Com" Pin 3, 7. The "Data" output allows busing, strobing and wired "OR" circuit configurations. The transmitter is designed to operate from a single +5 V supply. It is essential that a bypass capacitor (0.1  $\mu\text{F}$  ceramic) be connected from Pin 2 ( $V_{CC}$ ) to Pin 3 (circuit common) of the receiver.

### Housed Product



PIN	FUNCTION
1†	N.C.
2	$V_{CC}$ (5 V)
3*	COMMON
4†	N.C.
5†	N.C.
6	DATA
7*	COMMON
8†	N.C.

\*PINS 3 AND 7 ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO HEADER  
†PINS 1, 4, 5, AND 8 ARE ELECTRICALLY CONNECTED

### Unhoused Product



PIN	FUNCTION
1	$V_{CC}$ (5 V)
2	COMMON
3	DATA
4	COMMON

### 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	$^{\circ}\text{C}$	Note 1
	Time		10	sec	
Supply Voltage	$V_{CC}$	-0.5	7.0	V	
Output Current	$I_O$		25	mA	
Output Voltage	$V_O$	-0.5	18.0	V	
Output Collector Power Dissipation	$P_{OAV}$		40	mW	
Fan Out (TTL)	N		5		Note 2

**Electrical/Optical Characteristics** -40°C to + 85°C unless otherwise specified  
 Fiber sizes with core diameter  $\leq 100 \mu\text{m}$  and  $\text{NA} \leq 0.35$ ,  $4.75 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq 5.25 \text{ V}$

Parameter	Symbol	Min.	Typ. <sup>[3]</sup>	Max.	Units	Conditions	Reference
High Level Output Current	$I_{\text{OH}}$		5	250	$\mu\text{A}$	$V_{\text{O}} = 18$ $P_{\text{R}} < -40 \text{ dBm}$	
Low Level Output Voltage	$V_{\text{OL}}$		0.4	0.5	V	$I_{\text{O}} = 8 \text{ mA}$ $P_{\text{R}} > -24 \text{ dBm}$	
High Level Supply Current	$I_{\text{CCH}}$		3.5	6.3	mA	$V_{\text{CC}} = 5.25 \text{ V}$ $P_{\text{R}} < -40 \text{ dBm}$	
Low Level Supply Current	$I_{\text{CCL}}$		6.2	10	mA	$V_{\text{CC}} = 5.25 \text{ V}$ $P_{\text{R}} > -24 \text{ dBm}$	
Equivalent N.A.	NA		0.50				
Optical Port Diameter	D		400		$\mu\text{m}$		Note 4

**Dynamic Characteristics**

-40°C to +85°C unless otherwise specified;  $4.75 \text{ V} \leq V_{\text{CC}} \leq 5.25 \text{ V}$ ;  $\text{BER} \leq 10^{-9}$

Parameter	Symbol	Min.	Typ. <sup>[3]</sup>	Max.	Units	Conditions	Reference
Peak Optical Input Power Logic Level HIGH	$P_{\text{RH}}$			-40	dBm pk	$\lambda_{\text{P}} = 820 \text{ nm}$	Note 5
Peak Optical Input Power Logic Level LOW	$P_{\text{RL}}$	-25.4		-9.2	dBm pk	$T_{\text{A}} = +25^{\circ}\text{C}$ , $I_{\text{OL}} = 8 \text{ mA}$	Note 5
		2.9		120	$\mu\text{W pk}$		
		-24.0		-10.0	dBm pk	$I_{\text{OL}} = 8 \text{ mA}$	
		4.0		100	$\mu\text{W pk}$		
Propagation Delay LOW to HIGH	$t_{\text{PLHR}}$		65		ns	$T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$ , $P_{\text{R}} = -21 \text{ dBm}$ ,	Note 6
Propagation Delay HIGH to LOW	$t_{\text{PHLR}}$		49		ns	Data Rate = 5 MBd	

**Notes:**

- 2.0 mm from where leads enter case.
- 8 mA load ( $5 \times 1.6 \text{ mA}$ ),  $R_{\text{L}} = 560 \Omega$ .
- Typical data at  $T_{\text{A}} = 25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_{\text{CC}} = 5.0 \text{ Vdc}$ .
- D is the effective diameter of the detector image on the plane of the fiber face. The numerical value is the product of the actual detector diameter and the lens magnification.
- Measured at the end of 100/140  $\mu\text{m}$  fiber optic cable with large area detector.
- Propagation delay through the system is the result of several sequentially-occurring phenomena. Consequently it is a combination of data-rate-limiting effects and of transmission-time effects. Because of this, the data-rate limit of the system must be described in terms of time differentials between delays imposed on falling and rising edges.
- As the cable length is increased, the propagation delays increase at 5 ns per meter of length. Data rate, as limited by pulse width distortion, is not affected by increasing cable length if the optical power level at the receiver is maintained.

**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.

## HFBR-24X6 Low-Cost 125 MHz Receiver Description

The HFBR-24X6 fiber optic receiver is designed to operate with the Hewlett-Packard 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<sup>®</sup> 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 tradeoff 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 pre-amplifier

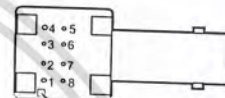
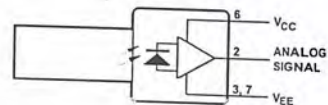
integrated circuit. The HFBR-24X6 receives an optical signal and converts it to an analog voltage. The output is a buffered emitter-follower. Because the signal amplitude from the HFBR-24X6 receiver is much larger than from a simple PIN photodiode, it is less susceptible to EMI, especially at high signaling 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 12. It is essential that a 10 ohm resistor be connected between pin 6 and the power supply, and a 0.1  $\mu\text{F}$  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



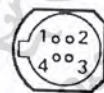
BOTTOM VIEW  
PIN NO. 1 INDICATOR

PIN	FUNCTION
1†	N.C.
2	SIGNAL
3*	VEE
4†	N.C.
5†	N.C.
6	VCC
7*	VEE
8†	N.C.

\* PINS 3 AND 7 ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO THE HEADER.

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

### Unhoused Product



BOTTOM VIEW

PIN	FUNCTION
1	SIGNAL
2*	VEE
3	VCC
4*	VEE

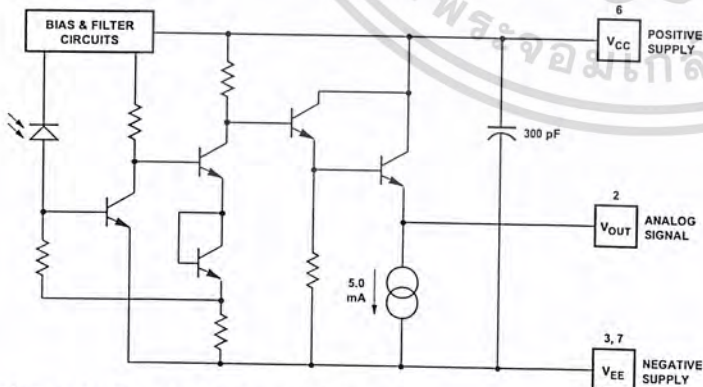


Figure 11. Simplified Schematic Diagram.

**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.

## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Min.	Max.	Units	Reference
Storage Temperature	$T_S$	-55	+85	°C	
Operating Temperature	$T_A$	-40	+85	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp.		+260	°C	Note 1
	Time		10	s	
Supply Voltage	$V_{CC}$	-0.5	6.0	V	
Output Current	$I_O$		25	mA	
Signal Pin Voltage	$V_{SIG}$	-0.5	$V_{CC}$	V	

**Electrical/Optical Characteristics** -40°C to +85°C; 4.75 V ≤ Supply Voltage ≤ 5.25 V,  
 $R_{LOAD} = 511 \Omega$ , Fiber sizes with core diameter ≤ 100 μm, and N.A. ≤ -0.35 unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ. <sup>[2]</sup>	Max.	Units	Conditions	Reference
Responsivity	$R_p$	5.3	7	9.6	mV/μW	$T_A = 25^\circ\text{C}$ @ 820 nm, 50 MHz	Note 3, 4 Figure 16
		4.5		11.5	mV/μW	@ 820 nm, 50 MHz	
RMS Output Noise Voltage	$V_{NO}$	0.40		0.59	mV	Bandwidth Filtered @ 75 MHz $P_R = 0 \mu\text{W}$	Note 5
				0.70	mV	Unfiltered Bandwidth $P_R = 0 \mu\text{W}$	Figure 13
Equivalent Input Optical Noise Power (RMS)	$P_N$	-43.0		-41.4	dBm	Bandwidth Filtered @ 75 MHz	
		0.050		0.065	μW		
Optical Input Power (Overdrive)	$P_R$			-7.6	dBm pk	$T_A = 25^\circ\text{C}$	Figure 14 Note 6
				175	μW pk		
				-8.2	dBm pk		
				150	μW pk		
Output Impedance	$Z_o$		30		Ω	Test Frequency = 50 MHz	
dc Output Voltage	$V_{o\ dc}$	-4.2	-3.1	-2.4	V	$P_R = 0 \mu\text{W}$	
Power Supply Current	$I_{EE}$		9	15	mA	$R_{LOAD} = 510 \Omega$	
Equivalent N.A.	NA		0.35				
Equivalent Diameter	D		324		μm		Note 7

**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.

**Dynamic Characteristics** -40°C to +85°C; 4.75 V ≤ Supply Voltage ≤ 5.25 V; R<sub>LOAD</sub> = 511 Ω, C<sub>LOAD</sub> = 5 pF unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ. <sup>[2]</sup>	Max.	Units	Conditions	Reference
Rise/Fall Time 10% to 90%	t <sub>r</sub> , t <sub>f</sub>		3.3	6.3	ns	P <sub>R</sub> = 100 μW peak	Figure 15
Pulse Width Distortion	PWD		0.4	2.5	ns	P <sub>R</sub> = 150 μW peak	Note 8, Figure 14
Overshoot			2		%	P <sub>R</sub> = 5 μW peak, t <sub>r</sub> = 1.5 ns	Note 9
Bandwidth (Electrical)	BW		125		MHz	-3 dB Electrical	
Bandwidth - Rise Time Product			0.41		Hz • s		Note 10

**Notes:**

- 2.0 mm from where leads enter case.
- Typical specifications are for operation at T<sub>A</sub> = 25°C and V<sub>CC</sub> = +5 V dc.
- For 200 μm HCS fibers, typical responsivity will be 6 mV/μW. Other parameters will change as well.
- Pin #2 should be ac coupled to a load ≥ 510 ohm. Load capacitance must be less than 5 pF.
- Measured with a 3 pole Bessel filter with a 75 MHz, -3 dB bandwidth. Recommended receiver filters for various bandwidths are provided in Application Bulletin 78.
- Overdrive is defined at PWD = 2.5 ns.
- D is the effective diameter of the detector image on the plane of the fiber face. The numerical value is the product of the actual detector diameter and the lens magnification.
- Measured with a 10 ns pulse width, 50% duty cycle, at the 50% amplitude point of the waveform.
- Percent overshoot is defined as:  

$$\left( \frac{V_{PK} - V_{100\%}}{V_{100\%}} \right) \times 100\%$$
- The conversion factor for the rise time to bandwidth is 0.41 since the HFBR-24X6 has a second order bandwidth limiting characteristic.

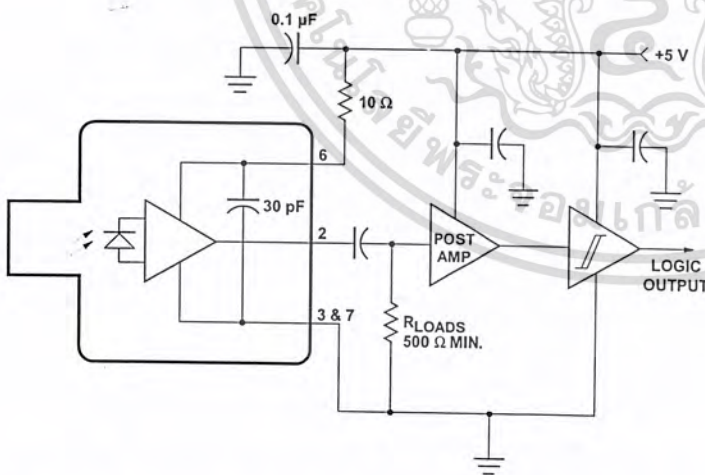


Figure 12. Recommended ac Coupled Receiver Circuit. (See AB 78 and AN 1038 for more information.)

**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.

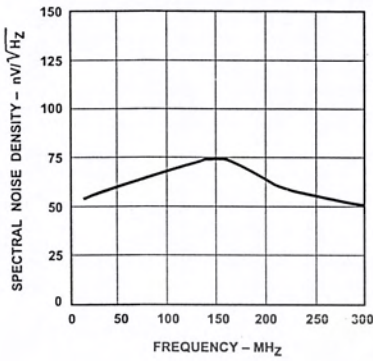


Figure 13. Typical Spectral Noise Distortion vs. Peak Input Power.

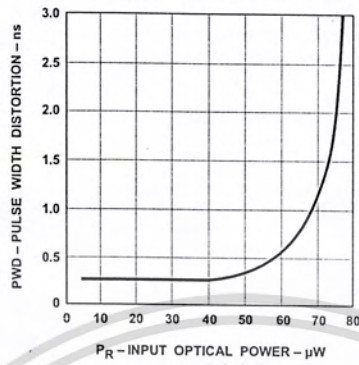


Figure 14. Typical Pulse Width Density vs. Frequency.

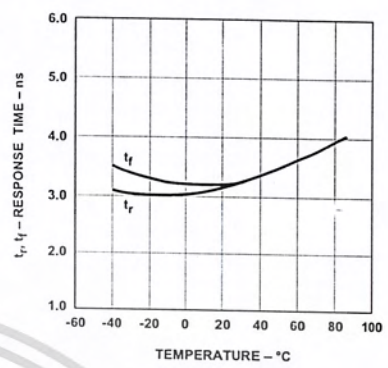


Figure 15. Typical Rise and Fall Times vs. Temperature.

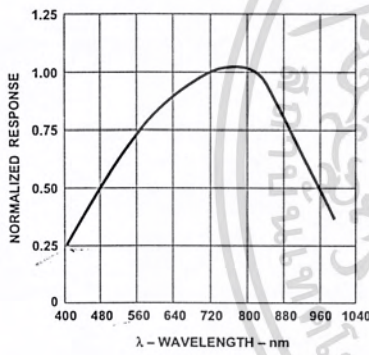


Figure 16. Receiver Spectral Response Normalized to 820 nm.

# Conductive Port Option for Low Cost Miniature Link Components

## Technical Data

### Option C

#### Features

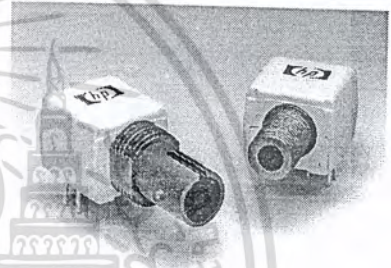
- Significantly Decreases Effect of Electromagnetic Interference (EMI) on Receiver Sensitivity
- Available with Both SMA and Threaded ST Styled Port Receivers
- Allows the Designer to Separate the Signal and Conductive Port Grounds

#### Description

The conductive port option for the Low Cost Miniature Link component family consists of a grounding path from the conductive port to four grounding pins as shown in the package outline drawing. Signal ground is separate from the four grounding pins to give the designer more flexibility. This option is available with all SMA and ST panel mount styled port receivers. Electrical/optical performance of the receivers is not affected by the conductive port. Refer to the HFBR-0400 data sheets for more information.

#### Applications

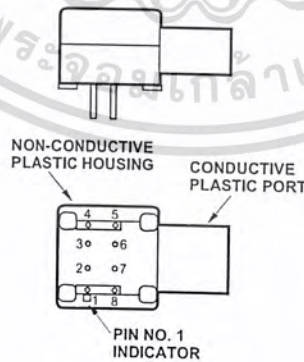
HP recommends that the designer use separate ground paths for the signal ground and the conductive port ground in order to minimize the effects of coupled noise on the receiver circuitry. If the designer notices that extreme noise is present on the system chassis, care should be taken to electrically isolate the conductive port from the chassis.



In the case of ESD, the conductive port option does not alleviate the need for system recovery procedures. A 15 kV ESD event entering through the port will not

cause catastrophic failure for any HFBR-0400 receivers, but may cause soft errors. The conductive port option can reduce the amount of soft errors due to ESD events, but does not guarantee error-free performance.

#### Package Outline



Pin	Function
1	Port Ground Pin
2	Part Dependent
3	Part Dependent
4	Port Ground Pin
5	Port Ground Pin
6	Part Dependent
7	Part Dependent
8	Port Ground Pin

## Reliability Information

Low Cost Miniature Link components with the Conductive Port Option are as reliable as standard HFBR-0400 components. The following tests were performed to verify the mechanical reliability of this option.

## Ordering Information

To order the Conductive Port Option with a particular receiver component, place a "C" after the base part number. For example, to order an HFBR-2406 with this option, order an HFBR-2406C. As another example, to order an HFBR-2416T with this option, order an HFBR-2416TC.

This option is available with the following part numbers:

HFBR-2402	HFBR-2442T
HFBR-2404	HFBR-2444T
HFBR-2406	HFBR-2446T
HFBR-2412T	HFBR-2452
HFBR-2414T	HFBR-2454
HFBR-2416T	HFBR-2456
HFBR-2432	HFBR-2462T
HFBR-2434	HFBR-2464T
HFBR-2436	HFBR-2466T

## Mechanical and Environmental Tests<sup>[1]</sup>

Test	MIL-STD-883/ Other Reference	Test Conditions	Units Tested	Total Failed
Temperature Cycling	1010 Condition B	-55°C to +125°C 15 min. dwell/5 min. transfer 100 cycles	70	0
Thermal Shock	1011 Condition B	-55°C to +125°C 5 min. dwell/10 sec. transfer 500 cycles	45	0
High temp. Storage	1008 Condition B	T <sub>A</sub> = 125°C 1000 hours	50	0
Mechanical Shock	2002 Condition B	1500 g/0.5 ms 5 impacts each axis	40	0
Port <sup>[2]</sup> Strength	T <sub>A</sub> = 25°C	6 Kg-cm no port damage	20	0
Seal Dye Penetrant (Zygo)	1014 Condition D	45 psi, 10 hours No leakage into microelectronic cavity	15	0
Solderability	2003	245°C	10	0
Resistance to Solvents	2015	3 one min. immersion brush after solvent	13	0
Chemical Resistance	-	5 minutes in Acetone, Methanol, Boiling Water	12	0
Temperature- Humidity	-	T <sub>A</sub> = 85°C, RH = 85% Biased, 500 hours	30	0
Lead Integrity	2004 Condition B2	8 oz. wt. to each lead tested for three 90° arcs of the case	16	0
Electrostatic Discharge (ESD)	IEC-801-2	Direct contact discharge to port, 0-15 kV <sup>[3]</sup>	16	0

### Notes:

1. Tests were performed on both SMA and ST products with the conductive port option.
2. The Port Strength test was designed to address the concerns with hand tightening the SMA connector to the fiber optic port. The limit is set to a level beyond most reasonable hand fastening loading.
3. IEC has previously used an air discharge method to measure ESD; results using this method vary with air temperature and humidity. The direct contact discharge method is preferred due to better repeatability and conformance with IEC procedures. ESD immunity measured with the air discharge method is generally higher than with the direct contact discharge method.

# Threaded ST Port Option for Low Cost Miniature Link Components

## Technical Data

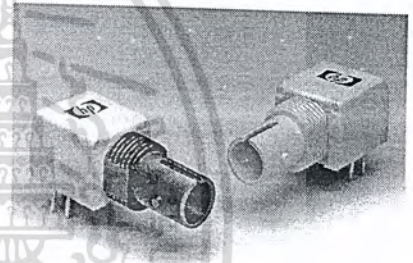
### Option T

#### Features

- **Threading Allows ST Styled Port Components to be Panel Mounted**
- **Compatible with all Current Makes of ST Multinode Connectors**
- **Mechanical Dimensions are Compliant with MIL-STD-83522/13**

#### Panel Mounting

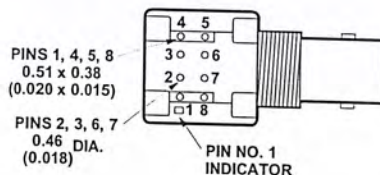
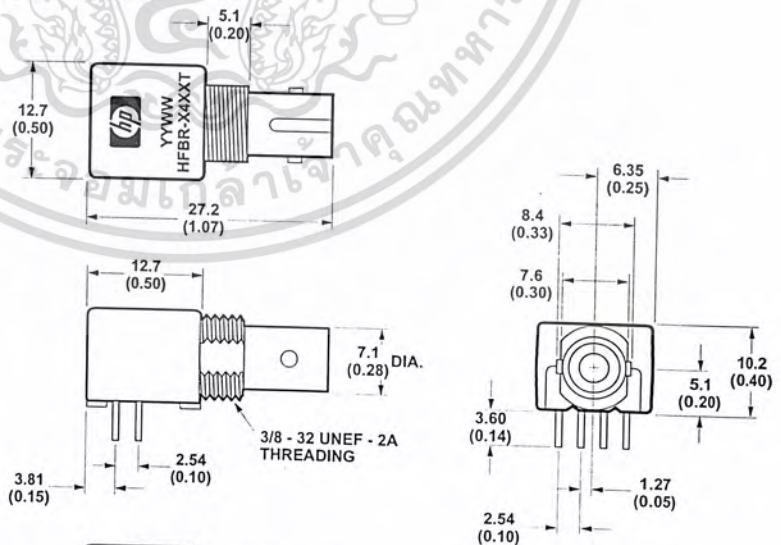
Low Cost Miniature Link components with the Threaded ST Port Option are suitable for panel mounting to chassis walls. The maximum wall thickness possible when using nuts and washers from the HFBR-4411 kit is 0.11 inch (2.8 mm).



#### Description

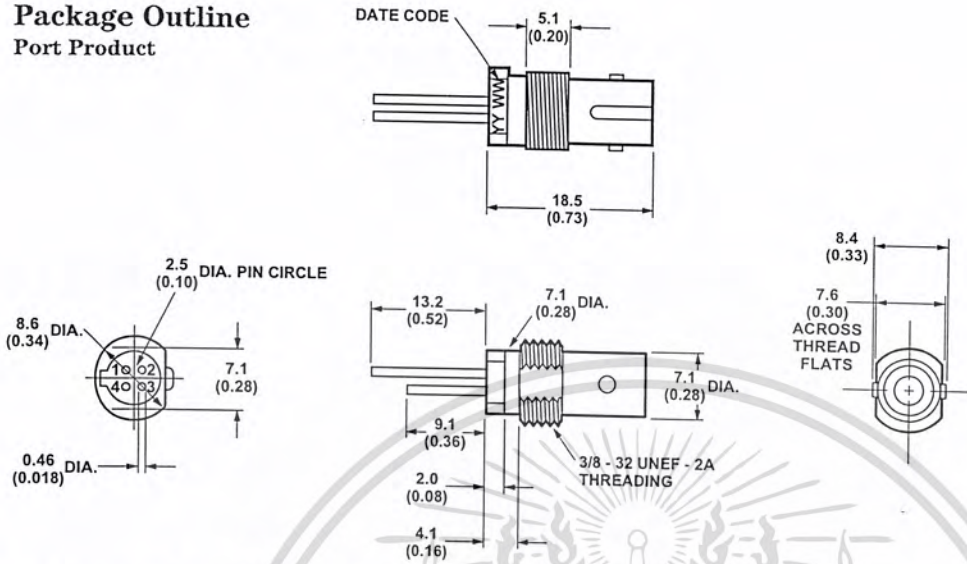
Low Cost Miniature Link components with the Threaded ST Port Option come with 0.2 inch (5.1 mm) of 3/8-32 UNEF-2A threads on the port. This option is available with all HFBR-0400, ST styled port components. Components with this option retain the same superior electrical/optical and mechanical performance as that of the base HFBR-0400 components. Refer to the HFBR-0400 data sheets for more information on electrical/optical performance and the HFBR-0400 Reliability data sheet for more information on mechanical durability.

#### Package Outline Housed Product



5965-9238E (5/97)

**Package Outline**  
Port Product



ALL DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES).

The HFBR-4411 kit consists of 100 nuts and 100 washers with dimensions as shown in Figure 1. These kits are available from HP or any authorized distributor. Any standard size nut and washer will work, provided the total thickness of the wall, nut, and washer does not exceed 0.2 inch (5.1mm).

When preparing the chassis wall for panel mounting, use the

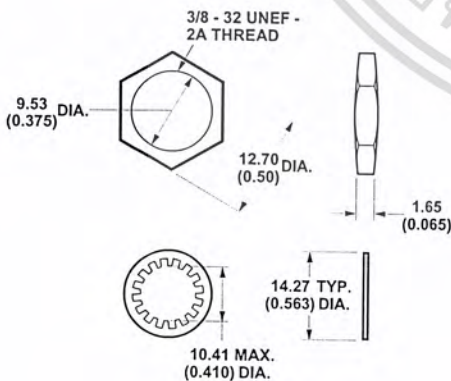
mounting template in Figure 2. When tightening the nut, torque should not exceed 0.8 N-m (8.0 in-lb).

**Ordering Information**

To order the Threaded ST Port Option with a particular component, place a "T" after the base part number. For example, to order an HFBR-2416 with this option, order an HFBR-2416T.

This option is available with the following part numbers:

- HFBR-1412
- HFBR-1414
- HFBR-1442
- HFBR-1444
- HFBR-1462
- HFBR-1464
- HFBR-2412
- HFBR-2414



ALL DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES).

INTERNAL TOOTH LOCK WASHER

Figure 2. Recommended Cut-out for Panel Mounting.

ALL DIMENSIONS IN MILLIMETERS AND (INCHES).

Figure 1. HFBR-4411 Mechanical Dimensions.

## Metal Port Option for HFBR-0400 Series Components

### Technical Data

#### Option M

#### Features

- Nickel Plated Aluminum Connector Receptacle
- Withstands Electro-static Discharge (ESD) of 15 kV to the Port
- Significantly Decreases Effect of Electro-magnetic Interference (EMI) on Receiver Sensitivity
- Allows Separate Signal and Metal Port Grounds
- Available with SMA, ST, Threaded ST, and FC Styled Ports

#### Description

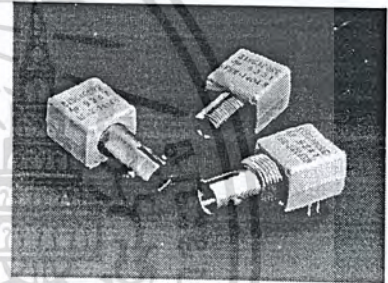
The metal port option for the HFBR-0400 Series gives designers the ability to have a metal connector receptacle with the familiar HFBR-0400 dual in-line package (DIP). The metal port option components have an internal electrical connection between the metal port and the four grounding pins, as shown in the package outline drawing. Signal ground is separate from the four grounding pins to give the flexibility in connecting the port to signal or chassis ground.

This feature aids in maintaining the integrity of the signal ground if the chassis is exposed to electrical noise. In addition, when the metal port is in good electrical contact with a well-grounded chassis, the metal port provides additional EMI shielding from electrically noisy circuits.

#### Applications

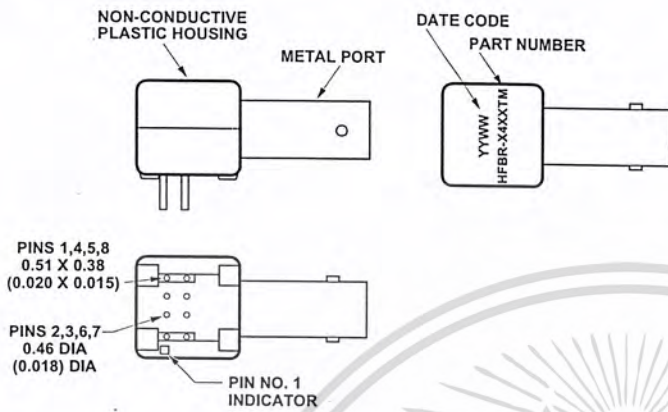
HP recommends that the designer use separate ground paths for the signal ground and the conductive metal port ground in order to minimize the effects of external coupled noise on receiver circuitry. If noise is present on the system chassis, care should be taken to electrically isolate the metal port from the chassis.

In the case of ESD, the metal port option does not alleviate the need for system recovery procedures. A 15 kV ESD event entering through the connector port will not cause catastrophic failure, but the metal port does not guarantee error-free performance during an ESD event.



The Metal Port Option is available with SMA, ST, Threaded ST (panel mount) and FC styled port transmitters and receivers. The electrical/optical specifications, the mechanical dimensions, and the pinouts of the components with metal ports are identical to the standard plastic port products.

## Package Outline



Pin	Function
1	Port Ground Pin
2	Part Dependent
3	Part Dependent
4	Port Ground Pin
5	Port Ground Pin
6	Part Dependent
7	Part Dependent
8	Port Ground Pin

## Ordering Information

This option will be available with the following part numbers:

### Transmitters

HFBR-1402  
 HFBR-1412  
 HFBR-1412T  
 HFBR-1422  
 HFBR-1404  
 HFBR-1414  
 HFBR-1414T  
 HFBR-1424

### Receivers

HFBR-2402  
 HFBR-2412  
 HFBR-2412T  
 HFBR-2422  
 HFBR-2406  
 HFBR-2416  
 HFBR-2416T  
 HFBR-2426

Refer to the HFBR-14XX and HFBR-24XX data sheets for electrical/optical/mechanical specifications for each part. To order the Metal Port Option with a particular transmitter or receiver component, simply add the letter "M" to the end of the standard part number. For example, HFBR-1412T with the metal port option is HFBR-1412TM.

## Reliability Information

Low Cost Miniature Link Components with the Metal Port Option use the same semiconductor devices and manufacturing processes as standard HFBR-0400 components, so reliability data for the HFBR-0400 Series is directly applicable. The tests listed below demonstrate the mechanical reliability of this package.

## Mechanical and Environmental Tests

Test	MIL-STD-883 or Other Reference	Test Conditions	Units Tested	Total Failed
Temperature Cycling	1010 Condition B	-55 to +125°C, 15 minutes dwell, 5 minutes transfer, 170 cycles	40	0
Unbiased Pressure Pot Test		121°C, 100% relative humidity, 2 atmospheres, 48 hours	5	0
Mechanical Shock	2002 Condition B	5 blows each X1, X2, Y1, Y2, Z1, Z2 1500 G, 0.5 msec. pulse	40	0
Vibration Variable Frequency	2007 Condition A	50 G, 20 to 2000 Hz. 4, 4 minute cycles each X, Y, Z	40	0