

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยนำแสง

**ANALOG AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER**

โดย

นาย สุภชาติ พุทธิรักษาวงศ์ รหัส 36014507

นาย สุรัชย์ ฉัตรไพศาล รหัส 36014511

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. อภินันท์ มัณยานนท์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2539

เลขหมู่.....

เลขทะเบียน..... 27886

วัน, เดือน, ปี 26... 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2539

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยนำแสง

ANALOG TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER CABLE

ผู้จัดทำ

1. นาย สุภาสิต พุทธิรักษาวงศ์ 36014507
2. นาย สุรัชย์ ชัตรไพศาล 36014511



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยนำแสง  
ANALOG AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA OPTICAL FIBER CABLE

โดย นาย สุภาวิช พุทธิรักษาวงศ์ รหัส 36014507

นาย สุรัชย์ ฉัตรไพศาล รหัส 36014511

อาจารย์ที่ปรึกษา : ผศ. อภินันท์ มั่นยานนท์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบระบบการส่งสัญญาณอนาล็อก ที่เป็นสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยนำแสง โดยใช้แหล่งกำเนิดแสง( LED ) ที่ผลิตความยาวคลื่นแสง 620 นาโนเมตรและอุปกรณ์ที่รับสัญญาณแสง( PD ) ที่เข้าคู่กับตัวส่งโดยที่ตัวส่งและตัวรับเป็นแบบ โมดูล (module)โดยใช้เส้นใยแสงเป็นแบบ ซิงเกิลโหมด ( single - mode optic fiber ) ส่งสัญญาณเสียง 3 ช่องสัญญาณ โดยที่ 1 ช่องสัญญาณส่งเบสแบนด์ ( base band ) และอีก 2 ช่องสัญญาณ ส่งแบบ บรอดแบนด์ ( broad band )โดยใช้วงจรมอดูเลเตอร์ ( Modulator ) หลังจากนั้นรวมสัญญาณทั้ง 3 ช่องสัญญาณโดยวงจร มัลติเพล็กซ์เซอร์ ( Multiplexer ) แล้วสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกส่งไปแปลงเป็นสัญญาณแสงที่ตัว LEDและถูกส่งเข้าเส้นใยแสง

ABSTRACT

This report presents a design of audio signal the transmission via the optical fiber by using of LED ( light source ) and photo diode (PD) light detector which have 620nm wavelength. The LED and PD are matched each other and all of them are in module package. The optical fiber is single - mode fiber. The 3- audio signal channals are transmitted, the first channal is transmitted in baseband frequency and the second channal is transmitted in broad band frequency by the modulator . After that the third channal is multiplexed at the multiplexer and this electrical signal will be converted to be light signal by LED and is transmitted through the optical fiber cable.

## สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	3
2.1	การมอดูเลตทางขนาด	3
2.1.1	รูปร่างของสัญญาณเอเอ็ม	3
2.1.2	การวิเคราะห์เฟรควเอนซีของสัญญาณเอเอ็ม	5
2.1.3	การมอดูเลตแบบ DSBSC	6
2.1.4	มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองและแบบบาลานซ์	8
2.1.5	การดีมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาด	11
2.1.5.1	การแปลงความถี่ของสัญญาณ	11
2.2	เส้นใยแสง	14
2.2.1	ลักษณะของเส้นใยแสง	14
2.2.2	ลักษณะการเดินทางของเส้นใยแสง	14
2.2.3	การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง	15
2.2.4	การสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสง	16
2.2.5	พารามิเตอร์ของเส้นใยแสง	18
2.3	อุปกรณ์กำเนิดแสง	20
2.4	อุปกรณ์รับแสง	24
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	27
3.1	อุปกรณ์ทางด้านภาคส่ง	27
3.1.1	เอเอ็มมอดูเลเตอร์	27
3.1.2	วงจรถะสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ( 555 )	28
3.1.3	วงจรถะเรตเตอร์	30
3.1.4	วงจรถะรองความถี่ผ่านทางด้านส่ง	31
3.1.5	วงจรถะขยายผลรวม	32
3.1.6	วงจรถะไดรฟ์เวอร์	32
3.2	อุปกรณ์ทางด้านภาครับ	33
3.2.1	วงจรถะดีเทคเตอร์	33
3.2.2	วงจรถะแอมป์ลิไฟเออร์	33
3.2.3	วงจรถะรองความถี่ผ่านทางด้านรับ	34
3.2.4	วงจรถะดีมอดูเลเตอร์	36
3.2.4.1	วงจรถะไดโอดเทียตรง	36
3.2.4.2	วงจรถะขยายสัญญาณเสียง	37
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	39
บทที่ 5	สรุปผลและวิจารณ์	54
	ภาคผนวก	

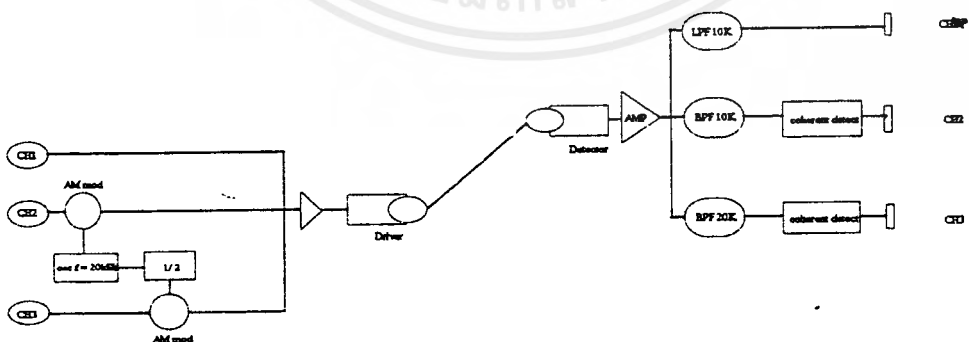
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1 บทนำ

เทคโนโลยีของระบบการสื่อสารโทรคมนาคมในปัจจุบันนี้มีความก้าวหน้าขึ้นอย่างมากในทุกๆ ด้านไม่ว่าจะเป็น การสื่อสารในระบบไมโครเวฟ การสื่อสารผ่านดาวเทียม การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงและอื่นๆ แต่ข้อแตกต่างของระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง กับระบบการสื่อสารอื่นๆ นั้นก็คือ การที่สามารถใช้ความถี่ซึ่งเป็นทรัพยากรที่มีอยู่อย่างจำกัด ได้อย่างเต็มที่ เนื่องจากระบบของเส้นใยนำแสงจะไม่เกี่ยวข้องกับระบบอื่นๆ โดยที่ระบบเส้นใยนำแสงจะส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสงของระบบเอง และคุณภาพของสัญญาณที่ส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงก็มีคุณภาพดีกว่าการส่งสัญญาณผ่านสายที่เป็นสายโลหะหรือสายที่เป็นสายโคแอกเชียล โดยที่ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแสงนั้นยังได้มีข้อดีอื่นๆ อีกมากมาย เช่น ระบบเส้นใยแสงมีแบนด์วิดท์สูงมาก การลดทอนของเส้นใยนำแสงมีค่าน้อย ทำให้ลดการใช้สถานีทวนสัญญาณลงได้ เส้นใยแสงมีขนาดเล็กน้ำหนักเบา ทำให้การติดตั้งทำให้การติดตั้ง การซ่อมแซม การบำรุงรักษาสามารถทำได้สะดวก เส้นใยแสงไม่เกิดการรบกวนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า และอื่นๆ

จากประโยชน์ของระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงดังที่ได้กล่าวมานี้ทำให้ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสงถูกนำมาใช้ในการสื่อสารด้านต่างๆ เช่น การบริการ ISDN , การบริการ โทรศัพท์ทางไกลภายในประเทศและระหว่างประเทศ , บริการการประชุมทางไกลด้วยภาพ , การส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบเคเบิลทีวี และอื่นๆ อีกมากมาย

สำหรับโครงการนี้ได้ทำการศึกษาทดลองส่งสัญญาณเสียงพูด 3 ช่องผ่านเส้นใยแสงแบบอนาล็อก ซึ่งมีโครงสร้างของระบบ โดยแบ่งออกเป็นส่วนของทางภาคส่ง และส่วนของทางภาครับดังรูป



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการส่ง และรับสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางด้านส่งสำหรับสัญญาณ ch1 , ch2 , ch3 นั้นจะเป็นสัญญาณเสียงพูด ซึ่งแต่ละช่องสัญญาณจะมีความถี่อยู่ในช่วงประมาณ 0 - 3.4 kHz ในการทดลองโครงงานนี้ ch1 , ch2 จะทำการมอดูเลชันย้ายความถี่เสียงไปอยู่ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น โดยมอดูเลชันไปคนละความถี่ ส่วน ch3 นั้น จะทำการส่งในลักษณะสัญญาณเบสแบนด์ สัญญาณทั้งสามช่องสัญญาณนั้น จะถูกทำการมัลติเพล็กซ์เข้าด้วยกันโดยใช้วงจร summing amp ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณไปด้วย หลังจากนั้นสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณแสง ที่วงจร Driver โดยตัว LED และสัญญาณแสงจะถูกส่งผ่านเส้นใยนำแสง

ทางด้านรับสัญญาณแสงที่เดินทางผ่านเส้นใยนำแสงมาจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่วงจร Detector โดยตัว PD สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกขยายที่วงจร Pre - Amplifier

สัญญาณ ch3 จะได้จากการที่ผ่านสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ทำการขยายแล้ว ผ่าน วงจรกรองความถี่ต่ำเนื่องจากสัญญาณที่ส่งมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์

สัญญาณ ch1 และ ch2 จะได้จากการที่ผ่านสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ขยายแล้ว ผ่านวงจร Demodulation ของแต่ละช่องสัญญาณเสียง ซึ่งจะทำการแปลงสัญญาณที่มีความถี่สูงให้กลับเป็นสัญญาณเบสแบนด์และกรองเอาเฉพาะสัญญาณที่มีความถี่ต่ำ ก็จะได้ สัญญาณ ch1 และสัญญาณ ch2

## บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

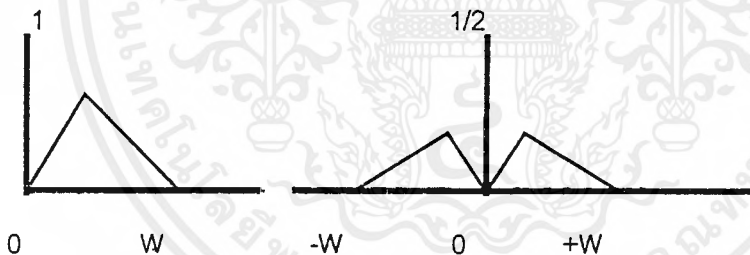
### 2.1 การมอดูเลตทางขนาด ( Amplitude Modulation )

การมอดูเลตทางขนาดหมายถึง การนำสัญญาณเบสแบนด์ที่ต้องการส่งผสมเข้าไปกับสัญญาณคลื่นพาห์ โดยการที่ทำให้ขนาดของคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไปตามขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ ซึ่งการมอดูเลตทางขนาดสามารถทำได้หลายวิธี ได้แก่ DBS ( double sideband ), SSB ( single sideband ) แต่ในการใช้งานของเราจะใช้ระบบ ( suppressed carrier ) แบบ DBS โดยในที่นี้จะกล่าวถึงคุณสมบัติในเชิงความถี่ของแบนด์วิดท์ที่ต้องการ กำลังส่งที่ต้องการรวมทั้งวิธีการสร้างและดีเทคสัญญาณ AM

การมอดูเลตแบบเอเอ็ม ( Amplitude modulation; AM )

#### 2.1.1 รูปร่างของสัญญาณ AM

โดยทั่วไปสัญญาณอนาล็อกเบสแบนด์ที่ทำการส่งนั้น จะมีความถี่ค่าสูงสุดที่มีค่าจำกัด เช่น ในการทดลองเราจะทำการส่งสัญญาณเสียงพูดของคนเราที่มีความถี่สูงสุด ประมาณ 3.4 KHz ดังนั้นกำหนดให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณเป็น  $W$  Hz เมื่อเราเขียนสเปกตรัมของสัญญาณนั้นแบบแสดงความถี่ด้านบวกด้านเดียว และแสดงความถี่ทั้งสองด้านดังแสดงไว้ดังรูป ( ก ) และ ( ข ) ตามลำดับ



( ก ) แสดงความถี่ด้านเดียว

( ข ) แสดงความถี่สองด้าน

รูปที่ 2.1 ตัวอย่างสเปกตรัมของสัญญาณอนาล็อกที่มีความถี่สูงสุดต่ำกว่า  $W$

ในกรณีแสดงความถี่สองด้านนั้น สเปกตรัมทางด้านบวกและด้านลบจะสมมาตรกัน และมีขนาดเป็น  $1/2$  ของสเปกตรัมที่แสดงความถี่บวกด้านเดียว การมอดูเลตแบบ AM โดยทั่วไปจะเป็นการสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเหมือนกับเบสแบนด์ กล่าวคือเหมือนกับนำสัญญาณเบสแบนด์ไปขึ้นอยู่บนสัญญาณคลื่นพาห์ ทำให้ยอดคลื่นของคลื่นพาห์หรือเ็นเวลโลป ( envelope ) เปลี่ยนไปตามสัญญาณเบสแบนด์นั้น ในสภาพดังกล่าวนี้เราสามารถดีเทคสัญญาณกลับมาได้โดยใช่วงจรดีเทคเตอร์แบบง่าย ๆ ซึ่งการดีเทคยอดคลื่นของคลื่นของคลื่นพาห์นี้ เราเรียกว่าเ็นเวลโลปดีเทคชัน ( envelope detection ) ซึ่งเป็นวิธีการดีเทคสัญญาณ AM วิธีหนึ่ง

สัญญาณ AM เมื่อเขียนเป็นฟังก์ชันของเวลาจะเป็นดังนี้

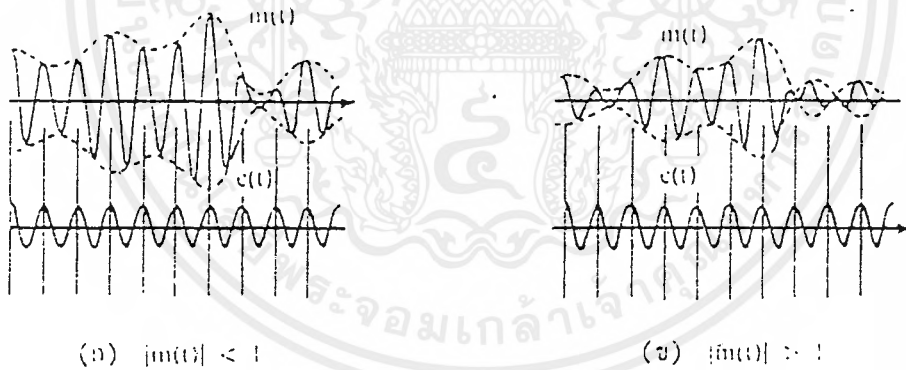
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_c(t) = \{A_c + v(t)\} \cos \omega_c t \quad (2.1)$$

โดย  $A_c \cos \omega_c t$  เป็นสัญญาณคลื่นพาร์ และ  $V(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์การแสดงค่าสัญญาณตามสมการ 2.1) นี้ถึงแม้จะเข้าใจง่ายเพราะแสดงอย่างตรงไปตรงมา แต่จะไม่ให้ความสะดวกในการวิเคราะห์สัญญาณและวิเคราะห์ระบบ ดังนั้นโดยทั่วไปเราจะแสดงสัญญาณเดียวกันนี้ในรูปต่อไปนี้

$$v(t) = A_c \{1 + m(t)\} \cos \omega_c t \quad (2.2)$$

โดยที่  $m(t)$  เป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกมอดูเลตโดยคลื่นพาหะไว้ด้วยค่า  $A_c$  และ  $m(t)$  จะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ (modulation index) ซึ่งจะเป็นตัวบ่งชี้ว่าสัญญาณคลื่นพาร์ถูกทำให้มีการเปลี่ยนระดับไปอย่างไร อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นคำว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์นั้นมักจะหมายถึงค่า  $m(t)$  ที่มีขนาดสูงสุด และสัญญาณ AM ที่สามารถดีเทคด้วยวิธีเอนเวลโลปดีเทคชันจะต้องมี  $|m(t)| < 1$  เสมอ ถ้า  $m(t)$  มีค่าสูงกว่า 1 ก็จะทำให้เกิดการกลับเฟสตรงที่  $m(t) = -1$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2 (ข) ซึ่งวงจรดีเทคเอนเวลโลปจะไม่สามารถตรวจจับการเปลี่ยนแปลงเฟสได้ จึงดีเทคได้เอนเวลโลปด้านบวกอยู่เสมอ ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์เดิมกลับมา



รูปที่ 2.2 สัญญาณ AM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์ต่ำกว่าและสูงกว่า 1

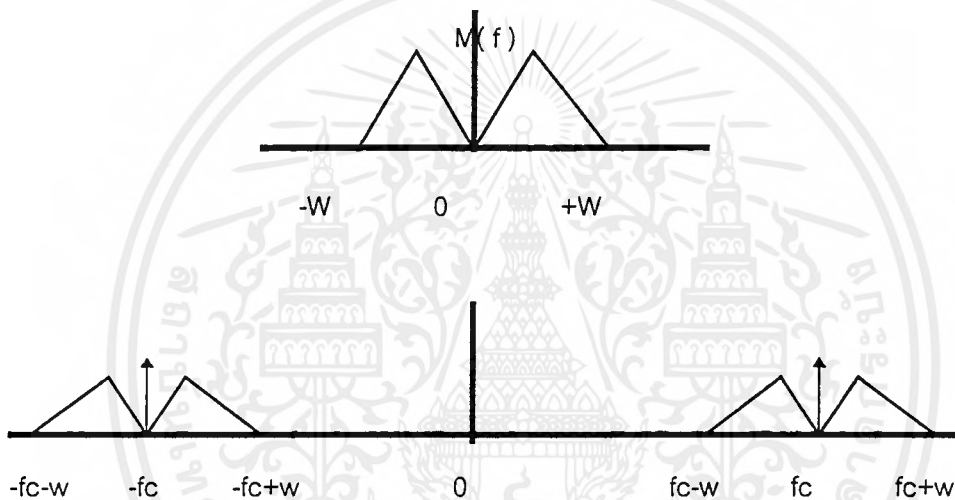
หนึ่งในกรณีคลื่นไซน์ จะมีการนิยามเปอร์เซ็นต์ของมอดูเลชันในรูปต่อไปนี้

$$m_a = \frac{(V_{\max} - V_{\min}) / 2}{(V_{\max} + V_{\min}) / 2} \times 100\% \quad (2.3)$$

### 2.1.2 การวิเคราะห์สเปกตรัมของสัญญาณ AM

สัญญาณ AM ที่มีรูปร่างตามสมการ 2.1) หรือสมการ 2.2) นี้ถ้าพิจารณาดูให้ดี ประกอบด้วย 2 เทอมด้วยกันคือ เทอมที่หนึ่งเป็นสัญญาณคลื่นพหูล้วนๆ ที่ไม่ได้เปลี่ยนแปลงอะไร กับ เทอมที่สองซึ่งเป็นผลคูณของสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพหุ เมื่อเป็นเช่นนี้เราจะสามารถทำฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ  $m(t)$  เป็น  $M(f)$  เราจะได้ฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของสมการ 2.2) ออกมาในรูปแบบต่อไปนี้

$$V_c = \frac{A_c}{2} \{ \delta(f + f_c) + \delta(f - f_c) \} + \frac{A_c}{2} \{ M(f + f_c) + M(f - f_c) \} \quad 2.4)$$



รูปที่ 2.3 สเปกตรัมของสัญญาณ AM

เมื่อนำสมการ 2.4) นี้ไปเขียนรูปของสเปกตรัมจะได้ผลตามแสดงในรูปที่ 2.3 สิ่งที่น่าสนใจก็คือสเปกตรัมของสัญญาณ AM ที่ได้นี้จะมีสเปกตรัมของสัญญาณเบสแบนด์ โอบสเปกตรัมคลื่นพหุอย่างสมมาตรซ้ายขวา และเนื่องจากในกรณีทั่วไป ความถี่คลื่นพหุจะสูงกว่าแบนวิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์มากคือ  $f_c \gg W$  เพราะฉะนั้นแบนวิดท์ของสัญญาณ AM ก็จะกลายเป็น  $2W$  ในขณะที่สัญญาณเบสแบนด์เดิมมีแบนวิดท์เป็น  $W$  ลักษณะนี้อาจจะกล่าวได้ว่าเป็นการใช้แบนวิดท์มากเกินไปเพราะข่าวสารจากสัญญาณเบสแบนด์นั้นมียู่แล้วอย่างครบถ้วนในไซด์แบนด์ด้านบนหรือไซด์แบนด์ด้านล่างเพียงด้านเดียวเพราะฉะนั้นสัญญาณ AM เป็นสัญญาณที่มีประสิทธิภาพในการใช้แบนวิดท์ต่ำ

จากสมการ 2.2) เราจะสามารถหาค่ากำลังเฉลี่ยของสัญญาณ AM ได้ดังนี้

$$P_{AM} \triangleq \langle V_c^2(t) \rangle$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{A_c^2}{2} \langle 1 + 2m(t) + m^2(t) \rangle + \frac{A_c^2}{2} \langle [1 + m(t)]^2 \cos 2\omega_c t \rangle \\
 &= \frac{A_c^2}{2} [1 + 2 \langle m(t) \rangle + \langle m^2(t) \rangle] \quad 2.5)
 \end{aligned}$$

เพราะว่า  $\langle \cos 2\omega_c t \rangle = 0$  และ  $m(t)$  เป็นสัญญาณแรนดัมที่มี  $W \ll f_c$  และถ้าเราให้สัญญาณเบสแบนด์ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรงอยู่ซึ่งจะเป็นจริงในกรณีของสัญญาณอডিโอและสัญญาณอื่นๆ อีกหลายแบบจะได้  $\langle m(t) \rangle = 0$  สมการ 2.5) จะเขียนได้เป็น

$$P_{AM} = \frac{A_c^2}{2} + \frac{A_c^2}{2} \langle m^2(t) \rangle \quad 2.6)$$

เทอมที่หนึ่งในสมการ 2.6) นี้จะเห็นได้ชัดว่าเป็นกำลังของคลื่นพาห้ ส่วนเทอมที่สองนั้นเป็นกำลังส่วนที่เหลือคือกำลังของไซด์แบนด์ด้านบนและไซด์แบนด์ด้านล่างร่วมกัน และเนื่องจากไซด์แบนด์ด้านบนและด้านล่าง ก็จะมีขนาดเท่ากันด้วยดังนั้น ถ้าเราให้  $P_c$  และ  $P_{sb}$  แสดงกำลังของคลื่นพาห้ และกำลังของสัญญาณที่อยู่ในไซด์แบนด์ด้านเดียว สมการ 2.6) จะเขียนได้ดังนี้

$$P_{AM} = P_c + 2P_{sb} \quad 2.7)$$

โดยที่

$$P_{sb} = \frac{A_c^2}{4} \langle m^2(t) \rangle = \frac{P_c}{2} \langle m^2(t) \rangle \quad 2.8)$$

และเนื่องจาก  $|m(t)| \leq 1$  เสมอ ดังนั้น  $\langle m^2(t) \rangle \leq 1$  เสมอด้วย และจะส่งผลให้  $P_{sb} < P_c / 2$  เสมอเมื่อแทนเงื่อนไขดังกล่าวนี้ลงในสมการ 2.7) จะได้ผลดังนี้

$$\begin{aligned}
 P_{AM} &= P_{AM} - 2P_{sb} \geq P_{AM} - P_c \\
 P_c &\geq \frac{1}{2} P_{AM} \\
 P_{sb} &\leq \frac{1}{4} P_{AM}
 \end{aligned} \quad 2.9)$$

ผลที่ได้นี้จะสรุปได้ว่า กำลังเฉลี่ยกว่าครึ่งหนึ่งของสัญญาณ AM จะเป็นกำลังของคลื่นพาห้ซึ่งไม่มีข่าวสารอยู่และกำลังของสัญญาณที่มีข่าวสารอยู่มีไม่ถึง 1/4 ของกำลังเฉลี่ย การใช้กำลังส่งในลักษณะที่กล่าวมานี้ก็จัดได้ว่าไม่มีประสิทธิภาพเช่นเดียวกัน

### 2.1.3 การมอดูเลตแบบ DSBSC

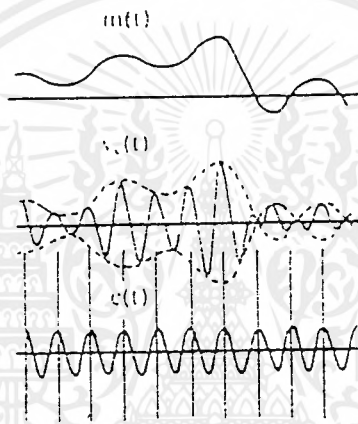
การมอดูเลตแบบ DBS (Double-sideband suppress carrier modulation) ตาม

ความหมายก็คือการมอดูเลตที่ให้สัญญาณที่มอดูเลตเรียบร้อยแล้วมีไซด์แบนด์ทั้งสองด้าน และสกัดเอาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นพาห์ออกไป วัตถุประสงค์หลักของการมอดูเลตแบบนี้ก็คือต้องการลดกำลังส่งในส่วนที่เป็น สัญญาณคลื่นพาห์ออกจากสัญญาณ AM ที่กล่าวมาแล้วเพื่อประสิทธิภาพด้านกำลังส่ง เมื่อทำการ สกัดสัญญาณคลื่นพาห์ออก สัญญาณ DSB ที่ได้จะเขียนได้ดังนี้

$$V_o(t) = A_c m(t) \cos \omega_c t \quad (2.10)$$

ตามลักษณะของสมการ 2.9)  $V_c(t)$  จะมีค่ากลับเฟสทันทีตรงตำแหน่งที่  $m(t)$  ดังนั้นค่ายอดคลื่นของสัญญาณหรือเอ็นเวลโลปที่ได้ก็จะเป็น  $|m(t)|$  แทนที่จะเป็น  $m(t)$  ในสภาพเช่น นี้เอ็นเวลโลปตีเทคชันก็จะใช้ไม่ได้ผล รูปที่ 2.4 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ DSB นี้

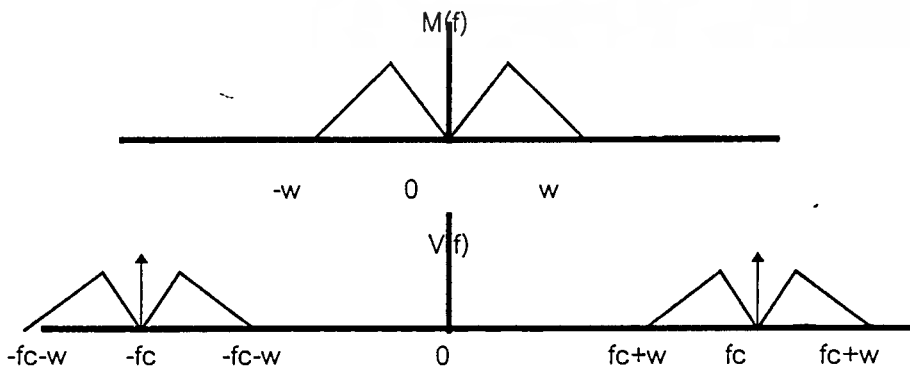


รูปที่ 2.4 ตัวอย่างของสัญญาณ DSB

เมื่อทำการหาสเปกตรัมของสัญญาณ DSB ตามสมการ (1) นี้ก็จะได้ผลดังนี้

$$v_c(f) = \frac{A}{2} [M(f + f_c) + M(f - f_c)] \quad (2.11)$$

ซึ่งรูปร่างของสเปกตรัมก็จะเหมือนกับของสัญญาณ AM ยกเว้นว่าไม่มีสเปกตรัมของสัญญาณคลื่นพาห์ อยู่เท่านั้น เพราะฉะนั้นนำไปเขียนเป็นรูปของสเปกตรัมก็จะได้ดังที่แสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 สเปกตรัมของสัญญาณ DSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทำการพิจารณากำลังส่งของสัญญาณ DSB นี้ เนื่องจากไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห่ออกไปด้วย ดังนั้นกำลังส่งก็จะเหลือเพียงกำลังที่ในไซด์แบนด์ทั้งสองข้างดังนี้

$$P_{DSB} = 2P_{SB} = \frac{A_c^2}{2} \langle m^2(t) \rangle \quad (2.12)$$

กำลังส่งที่ต้องใช้ในกรณีนี้เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ 2.9) เราจะพบว่ากรณีที่ไม่ต้องส่งสัญญาณคลื่นพาห่ออกไปด้วยทำให้ประหยัดกำลังส่งไปได้อย่างน้อยก็ครึ่งหนึ่งของกำลังที่ใช้ส่งใน AM การพิจารณาเรื่องกำลังส่งนี้ในทางปฏิบัติยังคำนึงถึงเงื่อนไขที่สำคัญอีกประการหนึ่ง คือ ค่ากำลังสูงสุดที่เครื่องส่งจะทำงานได้ปกติ ค่ากำลังส่งสูงสุดนี้จะถูกกำหนดโดยคุณสมบัติของเครื่องขยายกำลังที่ใช้อยู่เพราะเครื่องขยายกำลังจะเกิดการอิ่มตัว (saturation) และทำให้สัญญาณขาออกผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณขาเข้า เมื่อเราใส่สัญญาณขาเข้าที่มีค่าสูงเกินไป ถ้าให้กำลังสูงสุดดังกล่าวนี้  $A_{MAX}^2 / 2$  แล้วทำการเปรียบเทียบกำลังที่จะใส่เข้าไปในไซด์แบนด์ของสัญญาณ DBS และสัญญาณ AM ได้ ก็จะเป็นการเปรียบเทียบกำลังส่วนของไซด์แบนด์ของสัญญาณทั้งสองภายใต้เงื่อนไขกำลังสูงสุดได้ ก่อนอื่นจะพิจารณากกรณีของสัญญาณ DBS จากสมการ (3) เนื่องจาก

$\langle m_2(t) \rangle < 1$  เพราะฉะนั้นจะสามารถให้  $A_c = A_{MAX}$  ได้ ซึ่งทำให้  $P_{SB}$  ในกรณีนี้เท่ากับ  $A_{2MAX} / 4$  สำหรับกรณีของสัญญาณ AM จากสมการ 2.13) พบว่าค่า  $A_c$  สูงสุดที่เป็นไปได้จะเท่ากับ  $A_{MAX} / 2$  ซึ่งจากสมการ 2.8) จะพบว่า  $P_{SB} = \frac{A_{MAX}^2}{16}$  โดยสรุปแล้วจะได้

$$\text{กรณีของ DSB} \quad P_{SB} = \frac{A_{MAX}^2}{4}$$

$$\text{กรณีของ AM} \quad P_{SB} = \frac{A_{MAX}^2}{16} \quad (2.13)$$

ซึ่งก็หมายความว่าถ้ากำหนดกำลังส่งสูงสุดให้ ก็จะสามารถใส่กำลังให้กับสัญญาณไซด์แบนด์ของสัญญาณ DBS ได้สูงกว่าสัญญาณ AM ถึง 4 เท่าตัว นั่นคือเป็นการใช้กำลังที่ประสิทธิภาพกว่าของสัญญาณ AM ถึง 4 เท่าตัว แต่มีข้อเสียเปรียบที่ไม่สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับมาได้โดยการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

#### 2.1.4 มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองและมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์

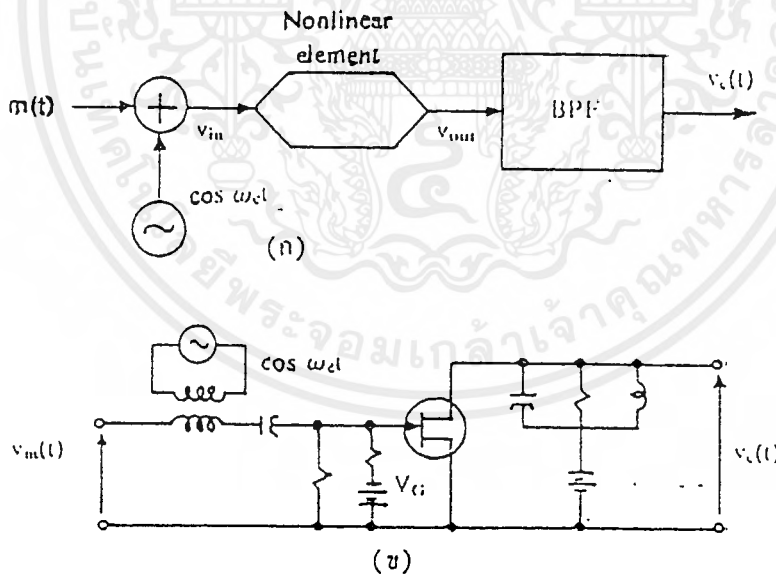
มอดูเลเตอร์แบบกฎกำลังสองเป็นมอดูเลเตอร์ที่ใช้ประโยชน์จากความไม่เป็นเชิงเส้นของชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือไดโอด เป็นต้น รูปที่ 2.6) แสดงบล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างวงจรที่ใช้ทรานซิสเตอร์ในการสร้างสัญญาณ AM โดยมีวงจร LC เป็นวงจรฟิลเตอร์ที่จะกรองเอาเฉพาะความถี่ที่ต้องการออกมา ตามกฎกำลังสองนั้นเราจะสมมุติว่า ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรทำให้สัญญาณขาออกสามารถเขียนอยู่ในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปของสัญญาณขาเข้าในรูปต่อไปนี้

$$V_0 = a_1 V_i + a_2 V_i^2 \tag{2.14}$$

กล่าวคือ สัญญาณขาออกจะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าพร้อมๆ กับเทอมที่แปรตามสัญญาณขาเข้า ดังนั้นถ้าสัญญาณขาเข้าเป็น  $V_m(t) + \cos \omega_c t$  ก็จะเขียนสัญญาณขาเข้าได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_0(t) = a_1 v_m(t) + a_2 v_m^2(t) + a_2 \cos^2 \omega_c t + \left\{1 + \frac{2a_2}{a_1} v_m(t)\right\} \cos \omega_c t \tag{2.15}$$

จะเห็นว่าเทอมสุดท้ายเป็นเทอมที่เป็นสัญญาณ AM ที่ต้องการ เพราะฉะนั้นถ้าสามารถกรองเอาเทอมอื่นออกได้หมดก็จะได้สัญญาณ AM เหลือออกมาเท่านั้น การพิจารณาว่าจะสามารถกรองเทอมอื่นออกได้หรือไม่นั้นจะสามารถทำได้โดยพิจารณาที่สเปกตรัมของแต่ละเทอมว่ามาซ้อนทับสเปกตรัมของสัญญาณ AM หรือไม่ ถ้าไม่มาซ้อนกันและห่างกันพอสมควรก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมและตัวอย่างของวงจรมอดูเลตสัญญาณ AM

ถ้าพิจารณาสัญญาณขาออกในสมการ 2.15) จะเห็นได้ว่าสเปกตรัมของสัญญาณเทอมอื่น ๆ นั้นชัดเจนอยู่แล้ว ยกเว้นเทอมที่สองคือ  $a_2 v_m(t)$  การหาฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของเทอมนี้จะทำได้โดยการอาศัยหลักการหาฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของคอนโวลูชันของสัญญาณ ถ้า  $h(t) \leftrightarrow H(f)X(f)$  และ  $x(t) \leftrightarrow X(f)$  จะได้

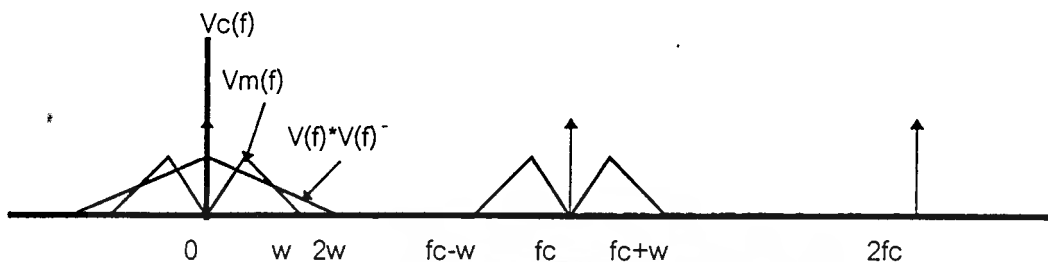
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$h(t) * x(t) \leftrightarrow H(f)X(f) \tag{2.16}$$

$$h(t)x(t) \leftrightarrow H(f) * X(f)$$

เพราะฉะนั้นฟูเรียร์ทรานสฟอร์มของ  $a_2 v_m(t)$  ก็เขียนได้เป็น

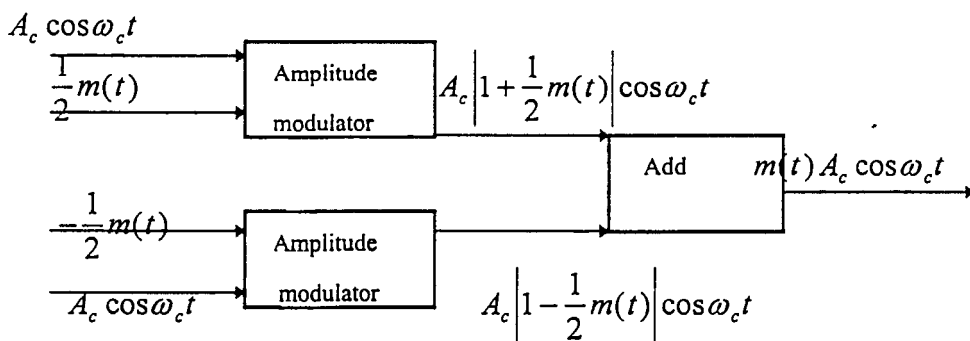
$$a_2 v_m^2(t) \leftrightarrow a_2 V(f) * V(f) \tag{2.17}$$



รูปที่ 2.7 สเปกตรัมของสัญญาณขาออกตามสมการ 2.15

ซึ่งหมายความว่าถ้าสัญญาณ  $v_m(t)$  มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  สัญญาณ  $v_m^2(t)$  ก็แบนด์วิดท์กว้างได้เป็น  $2W$  รูปที่ 2.7 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณขาออกทั้งหมดในสมการ 2.15) ตามรูปจะเห็นได้ว่าถ้าสัญญาณเบสแบนด์มีแบนด์วิดท์เป็น  $W$  ความถี่ของคลื่นพาห้คือ  $f_c$  จะต้องสูงกว่า  $3W$  เป็นอย่างน้อยเมื่อใช้  $f_c$  สูงเพียงพอก็จะสามารถกรองเอาเฉพาะสัญญาณ AM ออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ที่มีแบนด์วิดท์เป็น  $2W$  และมีความถี่ศูนย์กลางที่  $f_c$

จากสมการ 2.15) และรูปสเปกตรัมในรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าถ้า  $a_1 = 0$  สัญญาณขาออก  $V_0(t)$  ก็จะมีเทอมที่แปรตามกำลังสองของสัญญาณขาเข้าเท่านั้น ซึ่งจะทำให้ไม่มีสเปกตรัมของ  $f_c$  เกิดขึ้นสัญญาณที่ขาออกที่ได้ก็จะกลายเป็นสัญญาณ DSB ไป อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัตินั้นจะหาวงจรที่การตอบสนองความถี่ที่ต้องการนี้ลำบากมาก ดังนั้นโดยทั่วไปจึงใช้วงจรมอดูเลเตอร์แบบ AM ที่เหมือนกัน 2 ชุด มาตรฐานสัญญาณ AM ที่มีรูปร่างเป็น  $A_c [1 + 1/2 m(t)] \cos \omega_c t$  และ  $A_c [1 - 1/2 m(t)] \cos \omega_c t$  ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.8 แล้วนำสัญญาณทั้งสองนี้มาลบออกจากกันซึ่งผลที่ได้นี้จะเป็สัญญาณ DSB ลักษณะของมอดูเลเตอร์ที่ทำงานดังที่กล่าวมานี้เรียกว่ามอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์(balanced modulator)



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของมอดูเลเตอร์แบบบาลานซ์ที่ใช้สร้าง DSB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนั้นสัญญาณ AM ยังสามารถสร้างได้จากมอดูเลเตอร์แบบสวิตชิง (switching modulator) ซึ่งนิยมใช้ในกรณีกำลังส่งสูงๆ ซึ่งจะไม่ขอกกล่าวถึงรายละเอียดในที่นี้

### 2.1.5 การติมอดูเลตสัญญาณที่มีการมอดูเลตทางขนาด

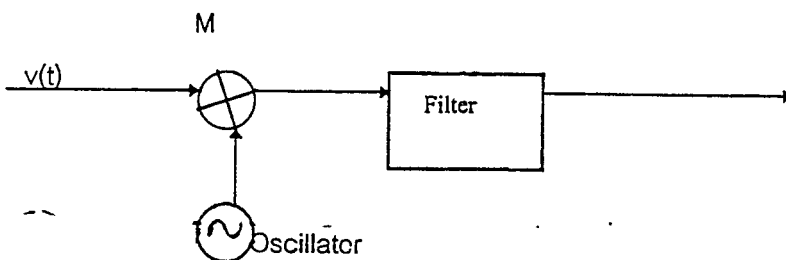
สัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตเชิงขนาดนั้นจะเป็นสัญญาณเบสแบนด์ที่ถูกเลื่อนความถี่ให้สูงขึ้นดังที่กล่าวมา ดังนั้นการติมอดูเลตสัญญาณ ก็จะเป็นกระบวนการในการเลื่อนความถี่นั้น ให้กลับมาอยู่ที่ความถี่เบสแบนด์อย่างเดิม ซึ่งอาจจะทำได้หลายวิธี เช่นทำการตีเทคเป็นความถี่เบสแบนด์เลย หรือทำการแปลงความถี่ต่ำลงขั้นหนึ่งก่อนแล้วค่อยขยาย แล้วตีเทคสัญญาณเบสแบนด์ต่อไป การแปลงความถี่จึงจัดว่าเป็นกระบวนการพื้นฐานในการติมอดูเลตสัญญาณ ดังนั้นจะขอกกล่าวถึงการแปลงความถี่ก่อน แล้วจึงต่อด้วยการตีจิงต่อด้วยการติมอดูเลตแบบเอ็นเวลโลปตีเทคชัน และชิงโครนัสชัย์ต่อไป

#### 2.1.5.1 การแปลงความถี่ของสัญญาณ

ดังได้กล่าวมาแล้วว่าในการสร้างสัญญาณ AM หรือสัญญาณ DBS นั้น เราอาจทำได้โดยการใช้วงจรคูณ เพราะวงจคูณสัญญาณเบสแบนด์กับสัญญาณคลื่นพาห้ทำให้เกิดการเลื่อนความถี่สูงขึ้นได้ ในทำนองเดียวกันถ้าเรามีสัญญาณ AM หรือสัญญาณแบบอื่นเข้ามา เราก็สามารถใช้วงจรคูณในการเลื่อนสัญญาณนั้นไปอยู่ที่ความถี่ใหม่ได้ รูปที่ 2.9 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่กล่าวถึงนี้ ถ้าให้สัญญาณขาเข้าเป็นสัญญาณ AM ที่เขียนได้เป็น  $v(t) = [1 + v_m(t)] \cos \omega_c t$  เมื่อเราคูณสัญญาณจากออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่เป็น  $\omega_0$  และมีขนาดเป็น  $A_0$  เราก็จะได้สัญญาณผลคูณที่เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\begin{aligned} v(t) \cos \omega_0 t &= A_0 A_c \{1 + v_m(t)\} \cos \omega_c t \cos \omega_0 t \\ &= A_0 \frac{A_c}{2} [1 + v_m(t)] \cos(\omega_c + \omega_0)t + A_0 \frac{A_c}{2} [1 + v_m(t)] \cos(\omega_c - \omega_0)t \end{aligned}$$

2.18 )



รูปที่ 2.9 ระบบแปลงความถี่ของสัญญาณที่ใช้วงจรคูณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปร่างของสัญญาณ ก็ยังคงเป็นสัญญาณ AM อยู่ แต่ขนาดจะขึ้นอยู่ กับ  $A_0$  และ ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห้จะถูกแปลงไปอยู่ที่  $\omega_c + \omega_0$  และ  $\omega_c - \omega_0$  ถ้า  $\omega_0$  สูงกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณเบสแบนด์เราก็จะใช้ฟิลเตอร์กรองเอาเฉพาะความถี่ด้านสูงหรือความถี่ ด้านต่ำด้านใดด้านหนึ่งออกมาได้ ถ้าฟิลเตอร์เอาสัญญาณด้านความถี่สูงออกมาก็จะเป็นการแปลง ความถี่ให้สูงขึ้น และเรียกกวางจรที่แปลงความถี่นี้ว่าอัพคอนเวอร์เตอร์ (up-converter) ในทำนองเดียวกันถ้ากรองเอาสัญญาณด้านความถี่ต่ำลงออกมา เราก็เรียกกวางจรนั้นว่าดาวน์คอนเวอร์เตอร์ (down-converter) ในกรณีของเครื่องรับทั่วไปนั้นเรามักใช้วงจรดาวน์คอนเวอร์เตอร์มากกว่าอัพคอนเวอร์เตอร์ เพราะการจัดการกับความถี่ที่ต่ำลงมักจะง่ายกว่าความถี่ที่สูงขึ้น กระบวนการที่เราแปลงความถี่นี้เรียก กันทั่วไปว่า มิกซิง (mixing) หรือการทำเฮเทอโรไดน์ (heterodyning) เครื่องรับที่ใช้อยู่ในปัจจุบันส่วนใหญ่จะใช้วิธีการที่กล่าวนี้

การแปลงความถี่ที่กล่าวมานี้ นอกจากใช้ประโยชน์ในการดีมอดูเลตสัญญาณสื่อสาร แล้ว ยังสามารถใช้ประโยชน์ทางด้านอื่นอีกมากมาย เช่น ใช้ในเครื่องวิเคราะห์ความถี่ ใช้ในการ สแกนเบิลสัญญาณเสียง ใช้ในการสร้างออสซิลเลเตอร์ เป็นต้น

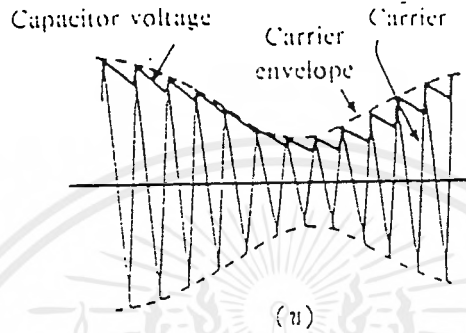
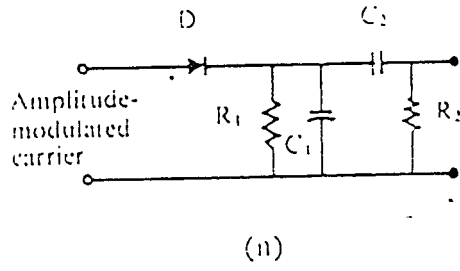
### 2.3.6.2 เอ็นเวลโลปดิเทคชัน

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าเอ็นเวลโลปดิเทคชันหมายถึงการกรองเอ็นเวลโลปของสัญญาณ AM ออกมาเป็นวิธีการที่ง่ายและสะดวกในการสร้างวงจรมาก ตัวอย่างวงจรง่าย ๆ ที่สามารถทำหน้าที่นี้ คือ วงจรที่แสดงในรูปที่ 2.10 ไดโอดในวงจรกรองสัญญาณด้านบวกให้ผ่านไปได้ ในขณะที่  $R_1C_1$  ซึ่งทำหน้าที่เป็นฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำจะกรองเอาส่วนที่เป็นเอ็นเวลโลปออกมา การที่วงจร  $R_1C_1$  จะทำงานได้ดีนั้น ไทม์คอนสแตนท์ (time constant) ของวงจรหรือ  $R_1C_1$  นั้นเมื่อเทียบกับคาบเวลาของ สัญญาณคลื่นพาห้จะต้องยาวกว่ามากๆ ในขณะที่เดียวกันเมื่อเทียบกับสัญญาณเบสแบนด์ก็จะต้องสั้น กว่ามากๆหรือมีการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่า ถ้าเขียนในรูปความถี่ก็จะมีเงื่อนไขออกมาดังนี้

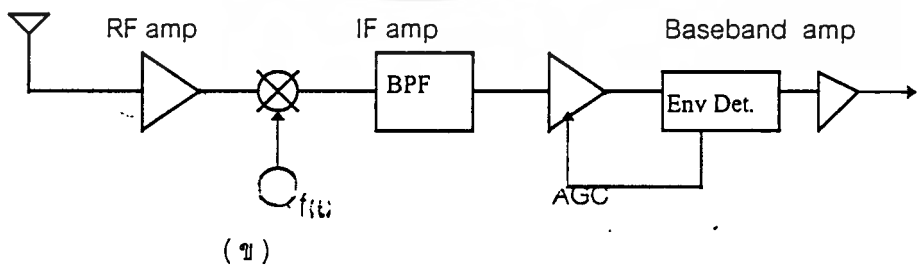
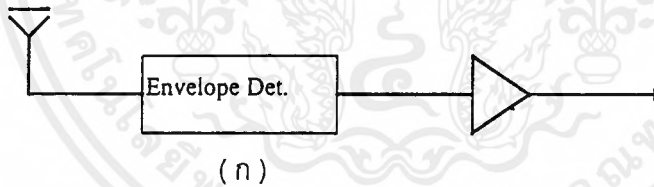
$$W \leq \frac{1}{R_1C_1} \leq f_c \quad (2.19)$$

สำหรับ  $R_2C_2$  นั้นจะทำหน้าที่สกัดส่วนประกอบกระแสตรงออก และมักจะสลัดความถี่ต่ำๆ ออกด้วย ซึ่งอาจจะไม่เหมาะที่จะนำไปใช้งานที่ส่วนประกอบความถี่ต่ำมีความหมายมาก

ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างวงจรเอนVELOปดีเทคชัน



รูปที่ 2.11 การรับของสัญญาณ AM (ก) แบบเอนVELOปดีเทคชัน (ข) แบบซูเปอร์เฮเตอร์โรไดน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในเครื่องรับของสัญญาณ AM นั้น เราอาจจะนำคลื่นที่ได้จากสายอากาศมาทำเป็นเวลโลปดีเท็คชันโดยตรง แต่โดยทั่วไปสัญญาณที่รับได้มักจะมีกำลังต่ำ จึงต้องทำการขยายสัญญาณที่รับมาได้ขึ้นหนึ่งก่อนแล้วจึงนำไปตีเทคต่อไป

## 2.2 เส้นใยแสง ( Optic Fiber )

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเส้นใยแสงได้แก่ลักษณะ โครงสร้างของเส้นใยแสง การเดินทางของเส้นใยแสง รวมทั้งการลดทอนแสงของเส้นใยแสงและพารามิเตอร์ต่างๆของเส้นใยแสงซึ่งจะกล่าวในรายละเอียดต่อไป

### 2.2.1 ลักษณะของเส้นใยแสง

เส้นใยแสงเป็นเส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวกลางนำแสง โดยมีโครงสร้างประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่าคอร์ ( core ) และส่วนที่ห่อหุ้มคอร์อยู่เรียกว่าแครต ( clad ) ทั้งคอร์และแครตเป็นสารไดอิเล็กทริก ( dielectric ) ใส 2 ชนิดโดยการทำให้อัตราหักเหของคอร์มีค่ามากกว่าอัตราหักเหของแครตประมาณ 0.2 - 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง ทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปในคอร์เดินทางไปได้ นอกจากนั้นเนื่องจากว่าเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากขนาดเท่าเส้นผมนั่นหมายถึง ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางด้านนอกของแครต ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มิลลิเมตร ส่วนคอร์ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลายไมโครเมตรจนถึงหลายสิบลไมโครเมตร ซึ่งมีค่าความยาวที่มากกว่าของความยาวของแสงที่ใช้งานหลายเท่า เส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งสัญญาณอย่างดีเยี่ยมแล้วยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่นอีก เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบาอีกด้วย

### 2.2.2 ลักษณะการเดินทางของเส้นใยแสงภายในเส้นใยแสง

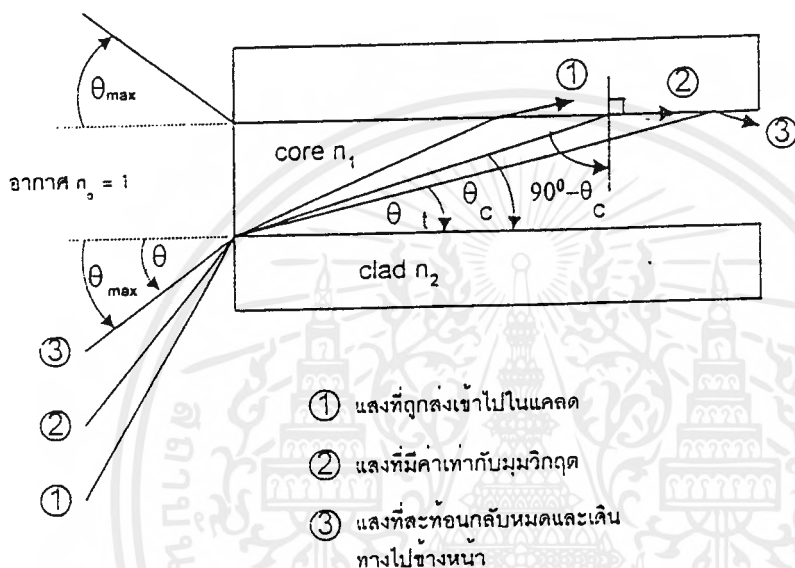
ปัญหาอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ทำอย่างไรจึงสามารถป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากได้ และเมื่อป้อนแสงเข้าไปแล้ว แสงนั้นจะเดินทางอย่างไรในคอร์ ซึ่งเราจะกล่าวถึงปัญหาพื้นฐานเหล่านี้

#### 1) การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง ( optical coupling )

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสงตามที่ได้กล่าวมาแล้วในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากนั้น ต้องใช้เลนส์ทำการรวมแสง แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้ทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ รูปที่ 2.1 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสงจากรูปที่จะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ คอร์ของเส้นใยแสง และแครตของเส้นใยแสงถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น  $n_0$  ( $n_0 = 1$ ),  $n_1$  และ  $n_2$  ตามลำดับ จะเกิดการหักเห, การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับคอร์และของคอร์กับแครต ในที่นี้มุมรับแสงของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น  $\theta_{MAX}$  จากรูปที่ 2.1 จะเห็นอย่างเช่นลำแสง 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของคอร์กับแคลดนั้น มีค่าเป็นมุมวิกฤติ (critical angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับคอร์ และของคอร์กับแคลด นั้นจากกฎของสเนล จะได้ว่า

$$\begin{aligned} \sin \theta_{MAX} &= n_1 \sin \theta \\ \sin(90^\circ - \theta_c) &= \cos \theta_c = n_2 / n_1 \end{aligned} \quad (2.20), (2.21)$$



รูปที่ 2.12 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

ดังนั้นกรณีที่มีมุมรับแสง  $\theta_c$  มีค่าสูงสุดได้นั้น  $n_1 = n_2$  จากสมการ (2.20) และ (2.21) จะได้ว่า

$$\sin \theta_{MAX} = \sqrt{\frac{n_1^2 - n_2^2}{n_1^2}} \quad (2.22)$$

เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง (NA) สำหรับ  $\sin \theta_{MAX}$  นี้ตามศัพท์เทคนิคของวิชาแสงเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า NA หมายถึงขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และใช้เป็นตัวเลขแสดงเงื่อนไขการบ่อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนั้นยังถือเป็นองค์ประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงด้วย

### 2.2.3 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

1) การแบ่งชนิดเส้นใยแสงตามชนิดของสารไดอิเล็กตริกที่ใช้ โดยสามารถแบ่งได้ 3 ประเภท ได้แก่

--- เส้นใยแสงแบบแก้วซิลิกา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

--- เส้นใยแสงแบบมัลติคอมโพเนนท์กลาส

--- เส้นใยแสงแบบพลาสติก

สำหรับเคเบิลเส้นใยแสงที่ใช้ในข่ายการสื่อสารโทรคมนาคม นั้นนิยมใช้แบบแก้วซิลิกา เพราะมีข้อดีคือการสูญเสีย ( Loss ) ต่ำ และคุณสมบัติการส่งคงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลง

แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติด้อยลงมา ใช้งานง่าย เช่น ต่อง่าย เป็นต้น และใช้กับการสื่อสารระยะทางใกล้ใช้กับการเดินสายภายในรถยนต์ และอื่นๆ ในกรณีนี้นิยมใช้เส้นใยแสงที่เป็นแบบพลาสติก

2) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation Mode

--- เส้นใยแสงแบบซิงเกิลโหมด ( Single Mode Optic Fiber )

เป็นเส้นใยแสงที่มีทางเดินของแสงภายในเส้นใยเพียงเส้นทางเดินเดียว

--- เส้นใยแสงแบบมัลติโหมด ( Multi Mode Optic Fiber )

เป็นเส้นใยแสงที่มีทางเดินของแสงภายในเส้นใยแสงหลายเส้นทางเดินของแสง

3) การแบ่งเส้นใยแสงตามลักษณะของค่าดัชนีการหักเหของคอร์ของเส้นใยแสง

--- Step-Index หมายถึง เส้นใยแสงที่มีค่าดัชนีหักเหของแสงคงที่ตลอดเนื้อสารทั้งในส่วนที่เป็นคอร์ และแคลดดิ้ง โดยทั่วไปค่าดัชนีหักเหที่คอร์จะมีมากกว่าแคลดดิ้ง ลักษณะเส้นทางเดินของแสงในไฟเบอร์นี้จะเป็นเส้นตรง สะท้อนไปมาระหว่างรอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้งขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยแก้วนำแสงส่วนใหญ่มีค่าเท่ากับ 125 ไมครอนโดยขนาดของคอร์จะขึ้นอยู่กับวิธีการออกแบบว่าจะส่งในโหมดรวม ( Multi Mode ) คือ แสงสามารถเดินทางในเส้นใยแสงได้หลายทาง ขึ้นอยู่กับมุมหรือองศาที่แสงตกกระทบเข้า หรือส่งในโหมดเดี่ยว ( Single Mode ) คือ แสงมีทางเดินเพียงแนวทางเดินเดียว

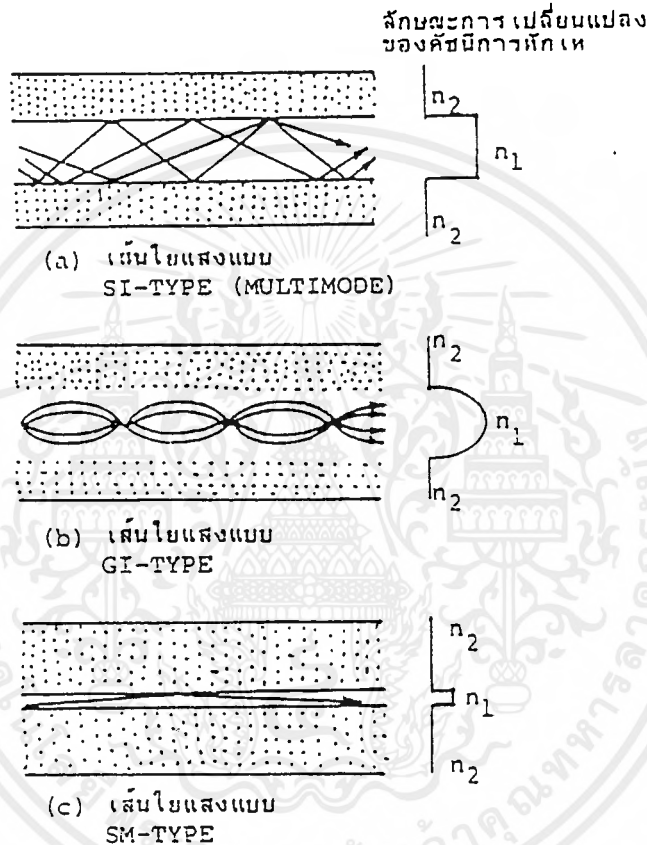
--- Graded-Index หมายถึง เส้นใยแก้วนำแสงที่มีค่าดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงไปตามแนวรัศมี โดยที่ตำแหน่งศูนย์กลางของเส้นใยจะมีค่าดัชนีการหักเหสูงสุดจากนั้นจะลดลงไปตามระยะห่างจากแนวศูนย์กลางจนมีค่าดัชนีหักเหของคอร์ และแคลดดิ้งเท่ากัน การเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีหักเหขึ้นอยู่กับสมการคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการออกแบบ โดยอาจจะเป็นฟังก์ชันของพาราโบลาหรือครึ่งวงกลม แสงที่เดินทางในไฟเบอร์ชนิดนี้จะไม่เป็นเส้นตรง แต่จะมีแนวโค้งไปเรื่อยๆตามขนาดของไฟเบอร์ชนิดนี้มีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 125 ไมครอน

#### 2.2.4 การสูญเสียสัญญาณในเส้นใยแสง

เมื่อมีการป้อนข้อมูลสัญญาณแสงให้กับเส้นใยแสง ในช่วงระยะทางหนึ่ง สัญญาณเอาท์พุทที่ได้ย่อมมีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยนไปบ้าง เช่นเดียวกับการส่งข้อมูลด้วยสายเคเบิล ลักษณะการสูญเสียในเส้นใยแก้วนำแสงมีสาเหตุดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(1) การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนแสงของวัสดุตัวกลาง (Absorbion Loss) เป็นผลมาจากการดูดซับพลังงานภายในเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแก้วนำแสงในขณะที่แสงเดินทาง และชนกับโมเลกุลของ มัน หากการดูดซับพลังงานในเนื้อสารมีมาก จะก่อให้เกิดการสูญเสียสัญญาณมากขึ้นด้วย ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ โครงสร้างทางโมเลกุล และ ความบริสุทธิ์ของเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแสง



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะการเดินทางของเส้นใยแสงในคอร์ของเส้นใยแสงแบบต่างๆ

(2) การสูญเสียที่เกิดจากการกระเจิงของแสง (Scattering Loss) เมื่อแสงเดินทางในเส้นใยแสง จะเกิดการกระเจิงของแสงอันเนื่องมาจากการชนกันของโมเลกุลของเนื้อสารจะทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณไป โดยอัตราการสูญเสียนี้ขึ้นอยู่กับโครงสร้างที่ไม่สมบูรณ์ของเนื้อสาร อีกทั้งขึ้นกับความยาวคลื่นของแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงด้วย

(3) การสูญเสียจากโค้งงอเส้นใยแสง เป็นการสูญเสียอันเนื่องมาจากการจัดวางของสายเส้นใยแสงที่ทำหน้าที่เป็นท่อนำสัญญาณในลักษณะที่ไม่เป็นเส้นตรงทำให้มุมของการตกกระทบที่ผนังระหว่างคอร์กับแคลดดิ้งเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นสัญญาณเอาต์พุตในระบบสื่อสารชนิดโหมดรวม จึงเกิดการผิดเพี้ยนได้ง่าย โดยมีขนาดความกว้างของสัญญาณมากขึ้นกว่าเดิม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(4) การสูญเสียแสงอันเนื่องมาจากโครงสร้างของเส้นใยแสงไม่สมบูรณ์ เกิดจากรอยต่อของคอร์กับแคลดดิ้งไม่ได้เป็นผิวของทรงกระบอกที่แบนราบเหมือนอย่างทฤษฎีแต่ความีรอยตะปุ่มตะป่ำขนาดเล็กมาก ๆ อยู่เมื่อผิดที่ไม่เรียบสม่ำเสมออย่างนี้จะทำให้ Propagation Mode เปลี่ยนเป็น Radiation Mode ( เป็นโหมดที่ส่วนหนึ่งของพลังงานที่ส่งไปหลุดออกนอก คอร์ ) ดังนั้นการสูญเสียของแสงจะเพิ่มมากขึ้นการสูญเสียนี้เรียกว่าการสูญเสียเนื่องมาจากความไม่สมบูรณ์ของโครงสร้าง

(5) Microbending Loss เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นภายหลังการผลิตเส้นใยแสงอันเนื่องมาจากมีแรงกดไม่สม่ำเสมอมากกระทำทางด้านข้างของเส้นใยแสงทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไปขนาด 2 - 3 ไมครอน นั่นคือปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อเพิ่มแรงดึงให้แก่เส้นใยแสงขณะทำการม้วนเส้นใยแสงเข้ากับหลอดม้วน ( Bobbin ) หรือทำการหุ้มพลาสติกเข้ากับเส้นใยแสงอย่างไม่เหมาะสม

(6) Connection Loss เกิดจากการต่อเส้นใยแสงนั้นจะปรับคอร์ทั้งสองของเส้นใยแสงให้ยื่นเข้าหากันอย่างถูกต้องแน่นอน และจะต้องเชื่อมต่อกันอย่างสม่ำเสมอจริงๆ แต่ถ้าหากไม่สม่ำเสมอแล้ว ส่วนหนึ่งของแสงที่ออกมาจากคอร์ ด้านหนึ่งนั้นก็จะไม่สามารถเข้าไปในคอร์ อีกด้านหนึ่งแต่จะรั่วเข้าไปในแคลดดิ้งกลายเป็นการสูญเสียแสงสาเหตุของการสูญเสียที่มีอัตราส่วนผลต่างค่าดัชนีการหักเหต่างกัน

การคิดค่ากำลังสูญเสีย ( L ) ในเส้นใยแก้วนำแสงมักกระทำในเทอมของเดซิเบล ( dB ) โดยการคำนวณจากสูตร

$$L(\text{dB}) = 10 \text{Log}(P_{out} / P_{in}) \quad 2.23$$

เมื่อ  $P_{out}$  คือค่าพลังงานเอาต์พุตและ  $P_{in}$  คือ ค่าพลังงานอินพุตที่ป้อนให้กับเส้นใยแก้วนำแสง

### 2.2.5 พารามิเตอร์ของเส้นใยแสง

ค่าพารามิเตอร์ของเส้นใยแสงที่สำคัญสามารถแบ่งออกเป็น 2 ประเภทคือ

#### ( 1 ) ค่าพารามิเตอร์ทางแสง

--- ค่าดัชนีการหักเหจำเพาะ (  $\Delta$  )

พารามิเตอร์ ที่แสดงขนาดความแตกต่างของดัชนีการหักเหของคอร์กับแคลดดิ้งสำหรับเส้นใยแสงแบบ SI - TYPE และแบบ GI - TYPE นั้นกำหนดค่าผลต่างดัชนีการหักเหจำเพาะดังสมการ

$$\Delta = \frac{n_1 - n_2}{n_1} \quad 2.24$$

$n_1$  ค่าดัชนีการหักเหของ คอร์ หรือเป็นค่าสูงสุดของดัชนีการหักเหภายใน คอร์

$n_2$  ค่าดัชนีการหักเหของ แคลดดิ้ง

ค่าผลต่างดัชนีการหักเหจำเพาะนี้ ถ้าหากมีค่ามากจะทำให้มุมวิกฤตมีค่าน้อยทำให้ง่ายต่อการป้อนแสงเข้าไปใน คอร์ .

— มุมรับแสง

ในการที่แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงนั้นมุมตกกระทบของแสงที่ปลายทางด้านป้อนแสงเข้านั้นจะต้องมีค่าน้อยกว่า  $\theta_{MAX}$  ดังแสดงในรูป  
แสงที่ตกกระทบด้วยมุมที่มีค่ามากกว่า  $\theta_{MAX}$  นี้จะไม่เกิดการสะท้อนกลับหมดที่รอยต่อของ คอร์กับ แคลดดิ้งแต่จะมีส่วนหนึ่งหักเหเข้าไปในแคลดดิ้งและรั่วออกไป ทำให้ไม่สามารถเดินทางไปได้ การที่แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงนั้นจำเป็นต้องมีมุมตกกระทบอยู่ในช่วงมุมรับแสง  $2\theta_{MAX}$  ดังแสดงในรูปนอกจากนั้นมุมปล่อยแสงในตอนที่แสงออกจากเส้นใยแสงก็เช่นกันจะมีมุมอยู่ในช่วงของมุมรับแสงดังนี้

— Numerical Aperture (NA)

เป็นการแสดงอย่างหนึ่งของประสิทธิภาพของเลนส์ ทำให้เราทราบว่าเมื่อมีลำแสงขนานผ่านเลนซ์แสงที่ผ่านเลนซ์นั้นจะถูกรวมเป็นจุดเดียวที่จุดโฟกัส ในกรณีนี้ ถ้ากำหนดให้มุมจากจุดโฟกัสไปยังขอบเลนส์มีค่าเป็น  $\theta$  ค่าผ่านส่วนที่เป็น  $\sin \theta$  นี้ เรียกว่า NA

$$\text{ดังนั้น } NA = \sin \theta$$

สำหรับเส้นใยแสงส่วนที่เป็น  $\theta_{MAX}$  ซึ่งเป็นครึ่งหนึ่งของมุมรับแสงเรียกว่า NA

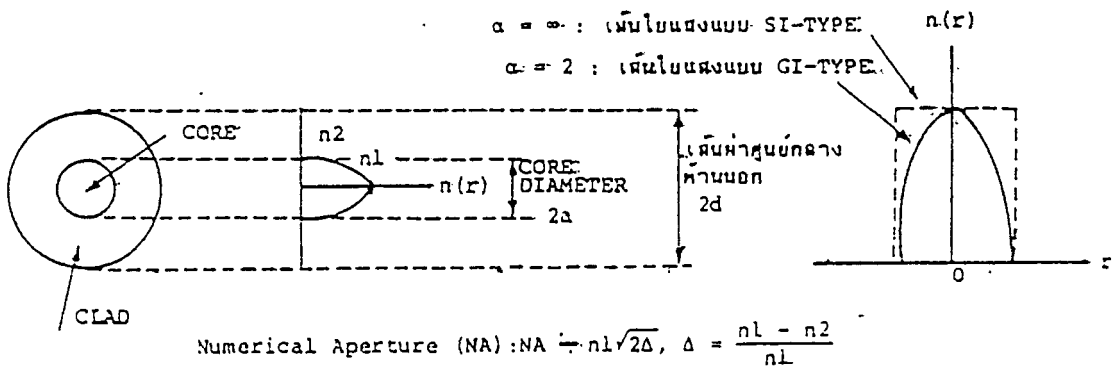
$$\text{ดังนั้น } NA = \sin \theta_{MAX}$$

จากรูปจะเห็นได้ว่าการที่จะทำให้แสงเข้าไปในเส้นใยแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพดีนั้นจะต้องใช้เลนส์ ที่มี NA เท่ากันกับของเส้นใยแสงที่ทำการรวมแสง

(2) พารามิเตอร์ทางโครงสร้างหน้าตัดที่ถูกต้องสมบูรณ์ของเส้นใยแสง เส้นรอบรูปของ คอร์ และ แคลดดิ้ง จะมีจุดศูนย์กลางรวมกัน ในกรณีนี้จะสามารถกำหนดโครงสร้างหน้าตัดของเส้นใยแสงได้โดย เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ และ เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิ้งเส้นใยแสงที่ผลิตได้จริงนั้นจะมีรูปร่างผิดเพี้ยนไปบ้าง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องให้คำจำกัดความ พารามิเตอร์ อื่นๆ นอกเหนือจาก เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ และ เส้นผ่านศูนย์กลางของแคลดดิ้ง พารามิเตอร์ที่แสดงโครงสร้างเหล่านี้เป็นสิ่งที่จำเป็นอย่างยิ่งในกรณีทำการประมาณหรือประเมินค่าสูญเสียในการเชื่อมต่อของเส้นใยแสง

— เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์

แสดงขนาดความโตของ คอร์ ที่แสงส่วนใหญ่ถูกกักอยู่ใน คอร์เมื่อทำให้แสงเดินทางไปในเส้นใยแสงสำหรับเส้นใยแสงที่ดีนั้น คอร์ จะเป็นลักษณะ ท่อทรงกระบอกตัน เส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ จะแสดงด้วยเส้นผ่าศูนย์กลางของวงกลมของหน้าตัดของท่อทรงกระบอกนี้ แต่สำหรับเส้นใยแสงในทางปฏิบัตินั้นจะมีความยุ่งยากในการให้คำจำกัดความของเส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ โดยทั่วไปแล้วจะแสดงด้วยค่าเฉลี่ยของเส้นผ่าศูนย์กลางต่ำสุดและสูงสุดของวงกลม



รูปที่ 2.14 แสดงพารามิเตอร์ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงแบบมัลติโหมด

--- เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิ้ง

เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิ้ง แสดงขนาดความโตของเส้นใยแสง ในกรณีที่ทำการศึกษา การสูญเสียของแสง ที่เกิดจากการบิดงอของเส้นใยแสงนั้น เส้นผ่าศูนย์กลางของแคลดดิ้ง จะเป็น พารามิเตอร์ ที่สำคัญเช่นเดียวกับเส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ และค่าดัชนีการหักเหจากนั้นก็ยังมี ความสำคัญต่อกรณีที่ทำการศึกษาประเมินค่าความแข็งแรงทางเมคานิกส์ และ คุณสมบัติการเชื่อมต่อของ เส้นใยแสง

--- เปอร์เซ็นต์การบิดเพี้ยนจากวงกลมของ คอร์ และ แคลดดิ้ง

พารามิเตอร์ ที่ใช้แสดงการบิดเพี้ยนจากความเป็นวงกลมของ คอร์และแคลดดิ้ง ก็คือ เปอร์เซ็นต์การบิดเพี้ยนจากวงกลมของ คอร์และแคลดดิ้ง พารามิเตอร์ ทั้งสองนี้กำหนดจากผลต่างของ เส้นผ่าศูนย์กลางสูงสุดกับเส้นผ่าศูนย์กลางต่ำสุด หาค่าด้วยค่าเส้นผ่าศูนย์กลางมาตรฐานแล้วคูณด้วย 100 พารามิเตอร์ ทั้งสองนี้เป็นสิ่งสำคัญในการประเมินค่าการสูญเสียจากการเชื่อมต่อ

--- เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลางร่วม

ในทางปฏิบัติที่จุดศูนย์กลางของคอร์และของแคลดดิ้ง ของเส้นใยแสงจะไม่อยู่ที่จุดเดียวกัน เปอร์เซ็นต์ความคลาดเคลื่อนของจุดศูนย์กลาง กำหนดจากระยะห่างระหว่างจุดศูนย์กลางของคอร์ กับ แคลดดิ้ง หาค่าด้วยค่ามาตรฐานของเส้นผ่าศูนย์กลางของคอร์ แล้วคูณด้วย 100 พารามิเตอร์นี้เป็นสิ่ง สำคัญในการประเมินค่าการสูญเสียของการเชื่อมต่อเส้นใยแสง

### 2.3 อุปกรณ์กำเนิดแสง

--- LD ( Laser Diode )

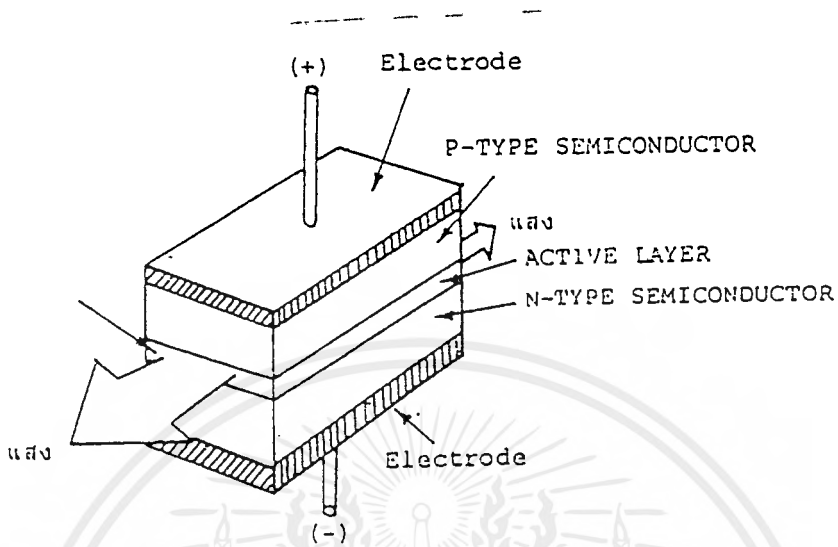
--- LED ( Light Emitting Diode )

#### โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด

โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์ไดโอดจะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ในการทำให้เกิดเลเซอร์ออสซิลเลชัน ( laser oscillation ) นั่นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็นรีโซเนเตอร์ ( resonator )

ซึ่งเรียกว่าแอกทีฟเลเยอร์ ( active layer ) ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิด P และ N

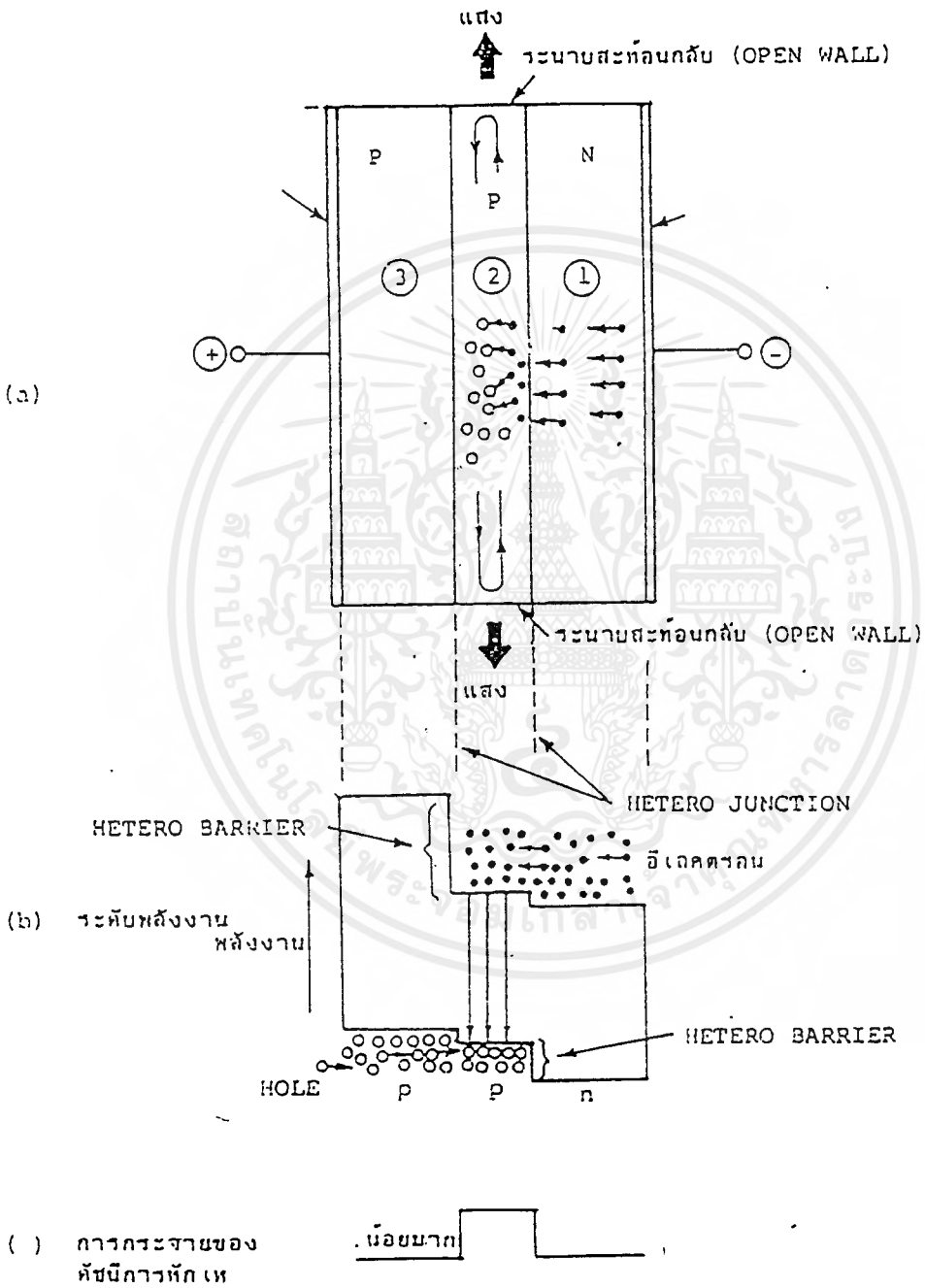
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงโครงสร้างทั่วไปของเลเซอร์ไดโอด

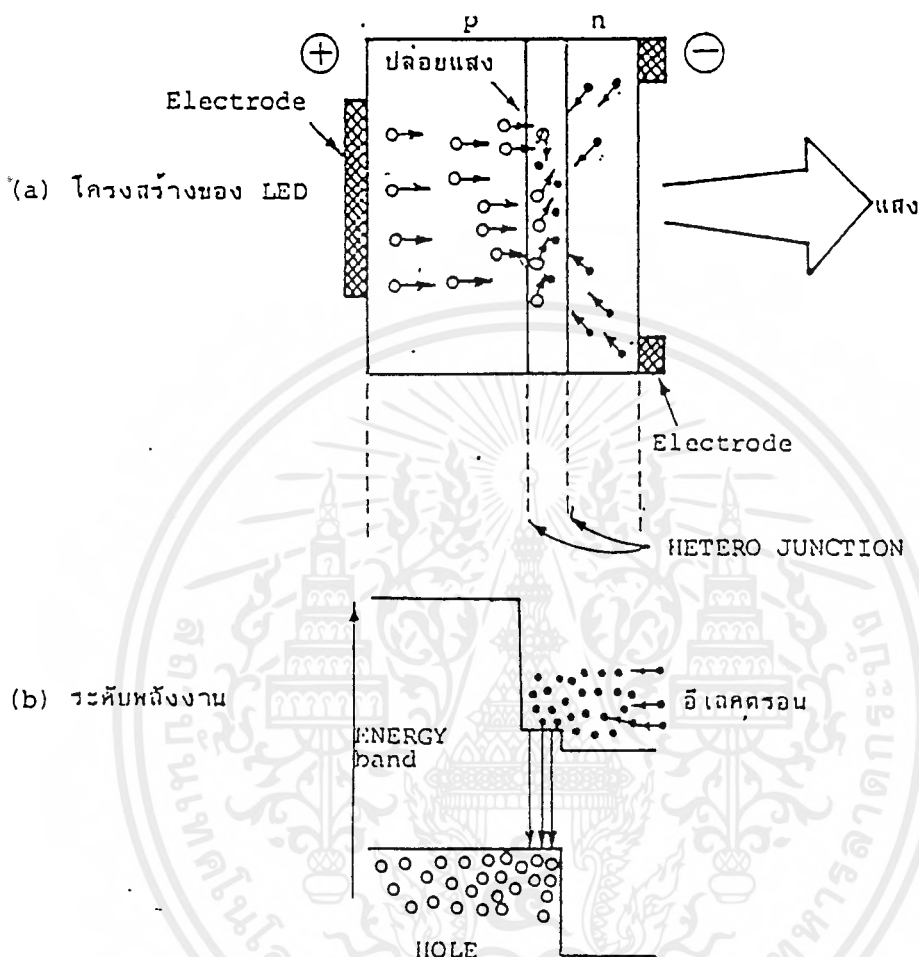
จากรูปที่ 2.15 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้วบวก (+) ไปยังขั้วลบ (-) ทำให้การฉีดกระแส (current injection) จะเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับอิทธิพลการเกิดออสซิลเลชันของเลเซอร์ไดโอดนั้นอธิบายโดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ P-type, N-type และแอกทีฟ นี่สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำอย่างนี้เรียกว่า double hetero-junction ซึ่งหมายถึง จักรชั้น ของเลเซอร์ของสารกึ่งตัวนำประกอบต่างกันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้างระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของเลเซอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 2.16

ในการทำให้เกิดแสงเลเซอร์นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของเลเซอร์ไดโอดของสารกึ่งตัวนำ P-type และคอนดักชันแบนด์ของแอกทีฟ มีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของคอนดักชันแบนด์กับวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ P-type มีค่ามากอีกด้วย นอกจากนี้ยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ N-type มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของแอกทีฟเลเซอร์ ด้วย จากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังแสดงในรูปที่ 2.16 (b) เมื่อทำให้มีกระแสไหลในสารกึ่งตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางไหลจาก P-type ไปหา N-type จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ใน N-type เคลื่อนที่ไปยัง P-type และ โฮลส่วนเกินที่มีอยู่ใน P-type เคลื่อนที่ไปยัง N-type ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลอยู่ในแอกทีฟเลเซอร์ เป็นผลให้เกิดสภาพ inversion distribution ได้อย่างดี ทำให้มีผลการขยายความเข้มของการปล่อยแสง



รูปที่ 2.16 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานและการเปลี่ยนแปลงดัชนีการหักเหของ LD เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## — โครงสร้างของ LED



รูปที่ 2.17 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED

โครงสร้างของ LED เหมือนกับของเลเซอร์ไดโอดคือเป็น double hetero-junction อิเล็กตรอนที่ไหลผ่าน P - N junction จะไปรวมกับโฮลภายในแอกทีฟเลเยอร์ เช่นเดียวกับกับกรณีของ เลเซอร์ไดโอด ดังในรูปที่ 2.17 (a) และเกิดการเปลือยแสงขึ้นภายในแอกทีฟเลเยอร์เนื่องจากถูกกักกัน ด้วยกำแพงของพลังงาน hetero-junction แต่สำหรับกรณีของ LED นั้นโครงสร้างของมันไม่มีการขยาย ของแสงเหมือนอย่างเลเซอร์ไดโอด ( ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่เปลือยออกมาตรงส่วนของด้านข้าง นั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไปจึงให้แสงเปลือยออกมาข้างนอกจากด้านที่ต่อกับขั้ว ไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.17(a) ตัวอย่างโครงสร้างของ LED แบบที่แสงเปลือยออกมาทางด้านหน้า ( face emission type LED ) เพื่อเป็นการทำให้แสงเปลือยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้นขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ เปลือยแสงออกมาต้องมีรูปร่างเป็นวงแหวน นอกจากนี้ในปัจจุบันได้มีการผลิต LED อีกแบบหนึ่งขึ้น มา โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของ แอกทีฟเลเยอร์มีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยาการนำแสงขึ้นใน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอดที่ฟิเลเยอร์และให้แสงปล่อยออกมาจากทางด้านข้างของแอดที่ฟิเลเยอร์เหมือนกันกับเลเซอร์ไดโอด LED แบบนี้เรียกว่า LED แบบปล่อยแสงออกทางด้านข้าง (side emission type LED) และ เมื่อเปรียบเทียบกับแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้าแล้วปรากฏว่า โดยการให้กระแสเท่ากัน จะได้แสงออกมาที่มีกำลังน้อยกว่าแบบปล่อยแสงออกทางด้านหน้า แต่เนื่องจากบริเวณการปล่อยแสงมีขนาดแคบมากกว่าจึงมีข้อดีที่ว่ามีประสิทธิภาพการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงสูงกว่า

## 2.4 อุปกรณ์รับแสง

### โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆได้ 2 พวก ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ โฟโตไดโอด (photo diode; PD) กับอะวาลานซ์โฟโตไดโอด (avalanche photo diode; APD) พวกโฟโตไดโอดนั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก APD เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

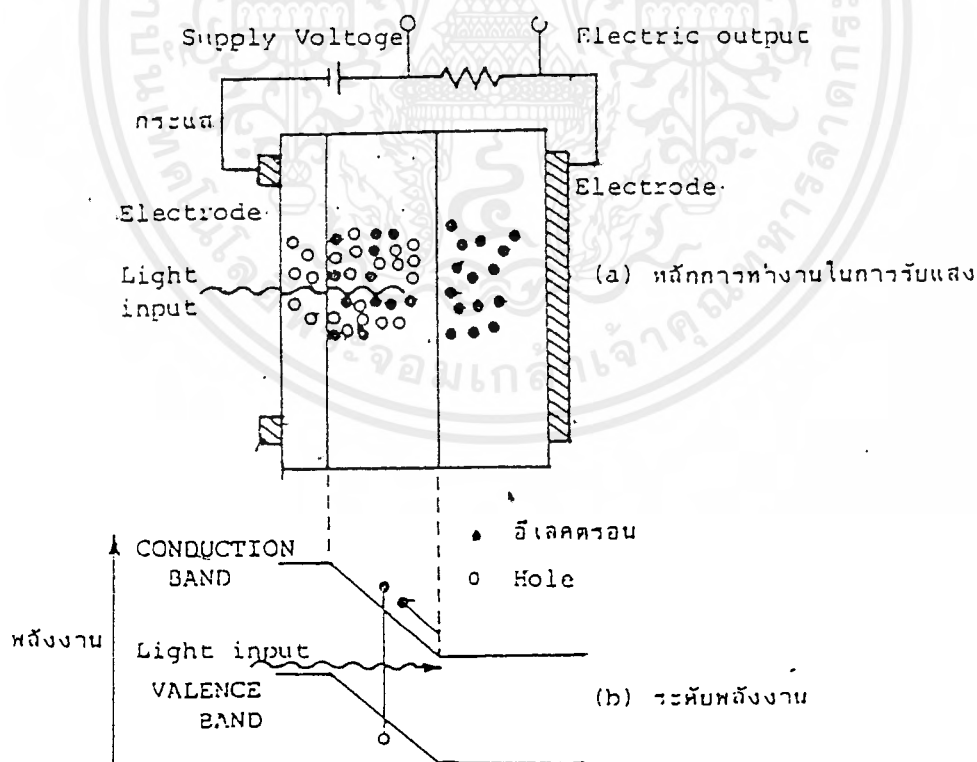
ตัวอย่างของโฟโตไดโอด คือ PIN - PD ดังแสดงในรูปที่ 2.18 PIN หมายถึงว่าในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P - type และ N - type มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่าอินทรินสิค (intrinsic : I) คั่นอยู่ ซึ่งกระแสดริฟท์ (drift current) นั้นเกิดขึ้นในดีพลีชันโซน (depletion zone) และ ผลของสนามไฟฟ้าทำให้เกิดการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสดิฟฟิวชัน (diffusion current) ที่เกิดขึ้นภายนอกดีพลีชันโซน นั้นมีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของดีพลีชันโซน ยิ่งกว้างมากเท่าใดประสิทธิภาพควอนตัม (quantum efficiency) และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของดีพลีชันโซน นี้ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮลของ P - type และ N - type ยิ่งต่ำยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบอินทรินสิค ที่คั่นกลางระหว่าง P - type กับ N - type จึงมีหน้าที่เพื่อทำให้ความกว้างของดีพลีชันโซน กว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจากโฟโตไดโอดที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้นโดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จึงใช้พินโฟโตไดโอด

ส่วน APD นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยาย avalanche ของอิเล็กตรอนและโฮล ในสารกึ่งตัวนำ เมื่อเปรียบเทียบกับโฟโตไดโอด แล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD แสดงดังรูปที่ 2.19 สำหรับโครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ PN - junction จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P type ที่มีความหนาแน่นของโฮลสูงต่ำอยู่ โดยการทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้ๆรอยต่อที่มี P - layer เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อิเล็กตรอนที่ดูดแสงที่มาจากด้าน p+ และถูกกระตุ้นจากวาเลนซ์แบนด์ไปยังคอนดักชันแบนด์ ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน p - layer นั้นมันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าวาเลนซ์แบนด์และทำให้เกิดอิเล็กตรอนกับโฮลใหม่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่อง จำนวนของอิเล็กตรอนกับโฮลจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาายเป็นผลให้เกิดการขยายตัวที่เรียกว่า avalanche multiplication จากผลที่เกิดขึ้นนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง

### — การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสง

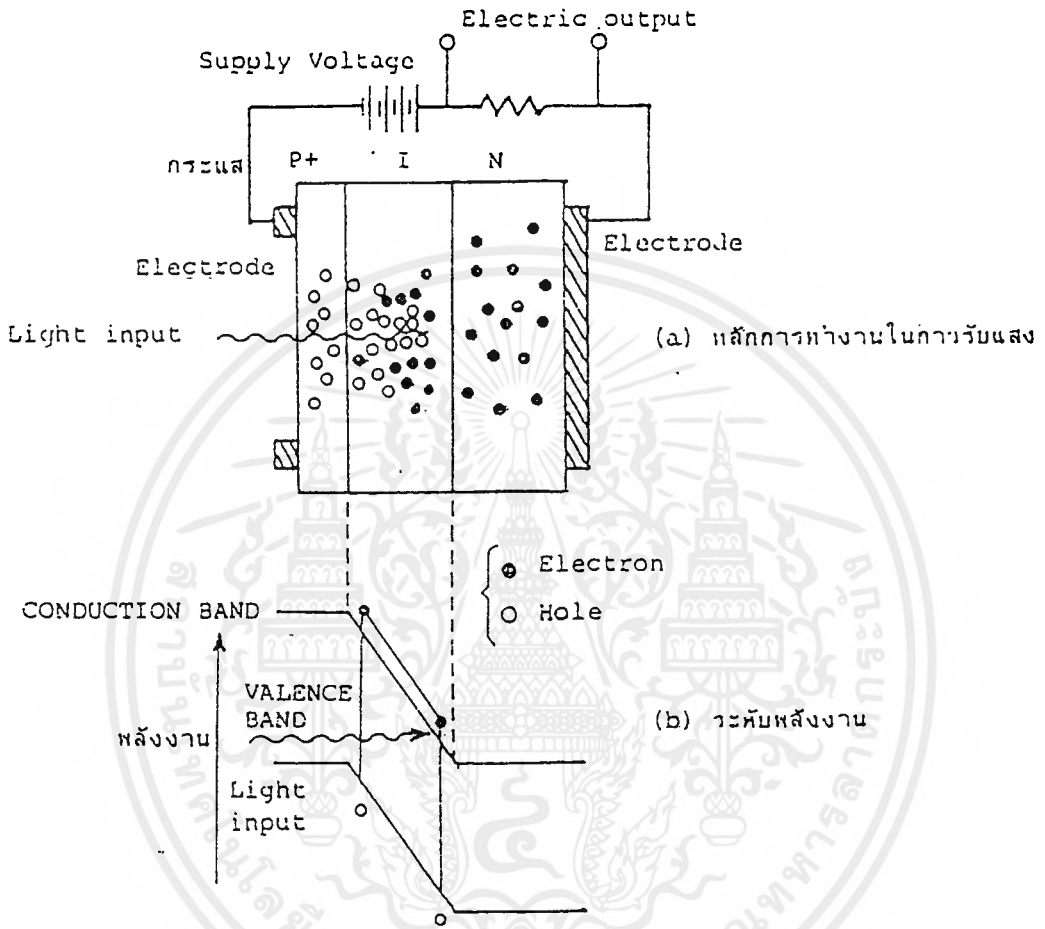
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสงที่กล่าวมาแล้วนั่นคือการเชื่อมต่อกับเส้นใยแสงเป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง แสงที่เดินทางมาในเส้นใยแสง ในกรณีที่ถูกปล่อยออกไปในอากาศจากปลายของเส้นใยแสงนั้นมันจะถูกปล่อยออกไปจากปลายเส้นใยแสงในลักษณะที่มีความกว้างใกล้เคียงกับค่า NA ของเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะทำการเชื่อมต่ออุปกรณ์รับแสงเข้ากับเส้นใยแสง จะต้องทำให้อุปกรณ์รับแสงอยู่ใกล้กับปลายของเส้นใยแสงให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ หรือไม่อย่างนั้นก็ทำให้อุปกรณ์รับแสงมีพื้นที่รับแสงโอบมาก เส้นผ่าศูนย์กลางรับแสงที่ทำงานด้วยความเร็วสูงนั้น โดยทั่วไปต้องมีเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตร ดังนั้นจึงต้องมีวิธีการรวมแสงให้แก่ด้านรับโดยใช้ rod lens (เลนส์ที่มีลักษณะเป็นแท่งกลมยาว) ไปวางไว้ข้างหน้าอุปกรณ์รับแสง เพื่อทำหน้าที่รวมแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยแสงให้แก่ด้านรับแสง ของอุปกรณ์รับแสง rod lens และอุปกรณ์รับแสงที่ประกอบเป็นชิ้นเดียวกันนี้เรียกว่า โมดูลอุปกรณ์รับแสง (module)



รูปที่ 2.18 แสดงหลักการการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของพินโฟโตไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.19 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

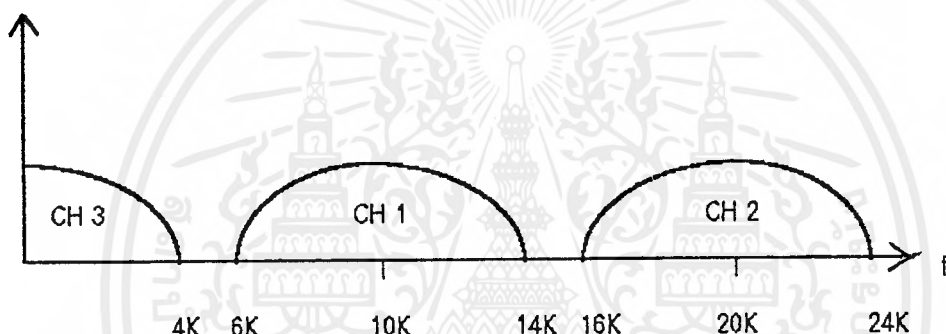
### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้าง

ในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง แบบอนาล็อก ซึ่งประกอบ ด้วยวงจรทางภาคส่ง และ ภาครับ โดยในโครงการนี้ จะ เป็นการส่งสัญญาณเสียง จำนวน 3 ช่องสัญญาณ ซึ่งอาจจะมาจาก ไมโครโฟน หรืออุปกรณ์ กำเนิดเสียง ต่าง ๆ

ในช่องสัญญาณเสียง ช่องแรก จะทำการส่งแบบเบสแบนด์ สัญญาณเสียงช่องที่ 2 และช่องที่ 3 จะทำการส่งแบบ บรอดแบนด์ โดยสัญญาณช่องที่ 2 จะถูก มอดดูเลชั่น แบบ แอมพลิจูดมอด (Amplitude modulation) ซึ่งเป็นการมอดดูทาง แอมพลิจูด ที่ความถี่ 10 kHz และช่องสัญญาณที่ 3 ก็จะถูกมอดดูแบบ เอ-เอ็ม เช่นเดียวกันกับ ช่องที่ 2 โดยมีมอดดูที่ ความถี่ 20 kHz

ทั้ง สามช่องสัญญาณ จะถูกส่งไป ถ้าดูจาก สเปกตรัม บนแกนความถี่ แล้วจะได้ดังรูปที่ 3.1



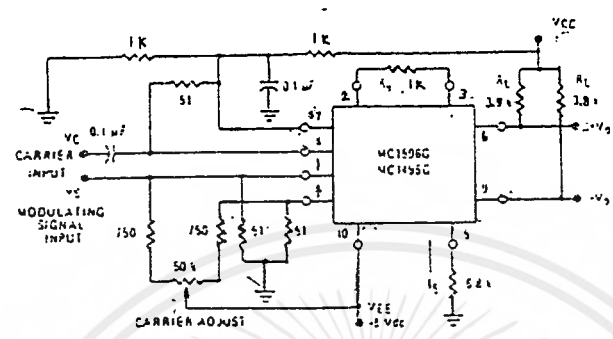
รูปที่ 3.1 แสดง สเปกตรัม บนแกนความถี่ ของ สัญญาณทั้ง 3 ช่อง

#### 3.1 อุปกรณ์ทางด้านภาคส่ง จะประกอบด้วย

- เอ - เอ็ม มอดดูเลเตอร์
- อุปกรณ์ กำเนิดสัญญาณ สีเหลี่ยม 20 kHz
- อุปกรณ์ หาคความถี่ 1/2 ความถี่
- อุปกรณ์กรองสัญญาณแบนด์วิดท์ต่ำที่ความถี่ 10 kHz และ 20 kHz
- อุปกรณ์ขยายผลรวม- ( Summing Amplifier )
- วงจรไดรฟ์เวอร์

##### 3.1.1 เอ - เอ็ม มอดดูเลเตอร์

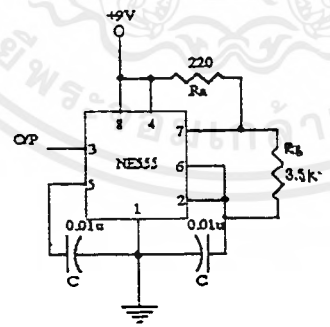
วงจรเอ - เอ็ม มอดดูนี้ จะใช้ ไอซี เบอร์ MC1496 ซึ่งการ ต่อ ของวงจร เอ - เอ็ม มอดดู โดยใช้ ไอซี MC1496 นี้ จะต่อตามรูปแบบใน ตารางที่ 3.1 ในภาคผนวก ซึ่งสัญญาณเสียง จะถูกป้อนเข้าที่ขา 1 ของไอซี สัญญาณเอ๊าท์พุท จะได้ที่ขา 6 ของไอซี ซึ่งจะเป็น สัญญาณ แบบ ดับเบิลไซด์แบน วิท แครี่เรียร์ ตามที่ได้แสดงทฤษฎี และหลักการ ในการมอดดูเลชั่น ไว้ในบทที่ 2 ส่วนสัญญาณแครี่เรียร์ จะถูกป้อนเข้าที่ขา 10 ของไอซี MC1496 ดังรูป 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงวงจร เอมเอ็ม มือคคูณเลเตอร์

3.1.2 วงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ ( ไอซี 555 )

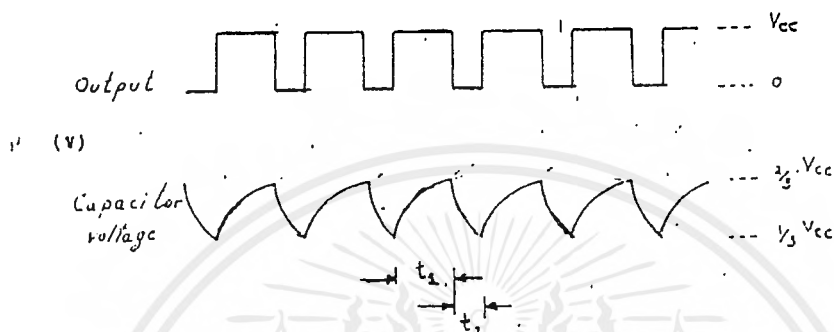
หลักการทำงานของวงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ หรือ วงจรคล็อกสี่เหลี่ยม ซึ่งประกอบขึ้นมาจากโทมเมอร์เบอร์ 555 ดังแสดงในรูป 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรอะอสเตเบิลมัลติไวเบรเตอร์ผลิตสัญญาณสี่เหลี่ยมความถี่ 20 kHz จากไอซี 555 การทำงานของวงจร

จากรูปที่ 3.3 ความต้านทาน Ra และ Rb ทำหน้าที่เป็นโทมมิ่งรีซิสเตอร์ เมื่อวงจรได้รับแรงดันไบอัสจากแหล่งจ่ายกำลัง ตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่เป็นโทมมิ่งคาปาซิเตอร์จะสะสมประจุผ่านตัวความต้านทาน Ra และ Rb จนกระทั่งเมื่อแรงดันตกคร่อมมีค่า 2/3 Vcc จะทำให้วงจรอัปเปอร์คอมพาริเอเตอร์นี้เป็นเอกซอร์ที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ราคาเตอร์กระตุ้นวงจรฟลิปฟล็อปซึ่งอยู่ภายในตัวไอซี และมีผลให้ตัวเก็บประจุ C คายประจุผ่าน Rb แรงดันที่คร่อมตัว C ก็จะลดลงและเมื่อมีค่าเหลือเป็น  $1/3 V_{cc}$  แล้ว วงจร ไลวเวอร์คอมพาราเตอร์ในไอซีก็ จะถูกกระตุ้นและเริ่มทำงานของวงจรใหม่อีกครั้ง ดังรูป 3.4



รูปที่ 3.4 เปรียบเทียบแรงดันที่เอาต์พุตกับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C

ตัวเก็บประจุ C จะทำการประจุและคายประจุสลับกันไปอย่างสม่ำเสมอ ทำให้แรงดันคร่อมตัว C มีค่าระหว่าง  $2/3 V_{cc}$  และ  $1/3 V_{cc}$  ตามลำดับ ศักดาที่เอาต์พุตของวงจรจะมีค่า High ในขณะที่ตัว C ทำการเก็บประจุ ซึ่งถ้าให้  $t_1$  คือ ช่วงเวลาที่เอาต์พุตมีศักดาสูง ดังนั้น

$$t_1 = (R_a + R_b) C \log_e \left\{ \frac{(V_{cc} - 2/3 V_{cc})}{(V_{cc} - 1/3 V_{cc})} \right\} \quad (3.1)$$

$$\text{หรือ } t_1 = 0.6936 (R_a + R_b) C \text{ วินาที} \quad (3.2)$$

และศักดาที่เอาต์พุตจะมีค่าต่ำในขณะที่ตัว C ทำการคายประจุ ซึ่งถ้าให้  $t_2$  เป็นช่วงเวลา ที่เอาต์พุตมีศักดาต่ำ ดังนั้น

$$t_2 = 0.693 R_b * C \quad (3.3)$$

ช่วงเวลารวมสำหรับการสะสมและคายประจุก็คือ

$$T = t_1 + t_2 = 0.693 (R_a + 2 R_b) C \text{ วินาที} \quad (3.4)$$

ซึ่งค่า T ก็คือ ช่วงเวลาความกว้างของพัลส์ 1 ลูกคลื่น ดังนั้นความถี่ของพัลส์ เท่ากับ

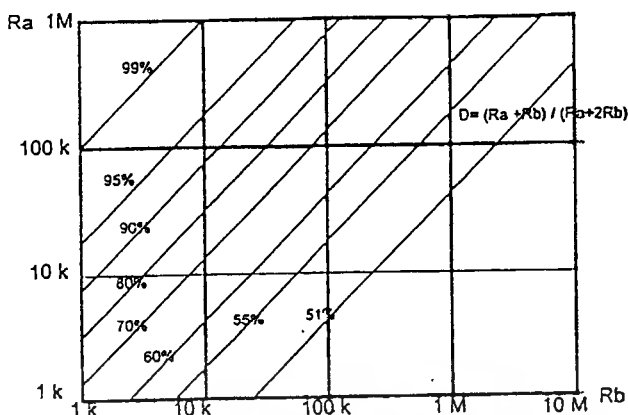
$$f = 1/T = 1.443 / (R_a + 2 R_b) C \text{ Hz.} \quad (3.5)$$

และถ้าค่า ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) ถูกนิยามว่า คือ อัตราส่วนของช่วงเวลา ที่เอาต์พุตศักย์สูง กับช่วงเวลาของพัลส์ 1 ลูกคลื่น เขียนแทนด้วย D แล้ว

$$\text{duty cycle } D = t_1 / T = (R_a + R_b) / (R_a + 2R_b) \quad (3.6)$$

ซึ่งจะเห็นว่า ค่าความต้านทาน  $R_a$  และ  $R_b$  จะเป็นตัวกำหนดค่า duty cycle จะเขียนเป็น กราฟ ได้ดังรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 กราฟแสดงค่า duty cycle ของพัลส์ ในวงจระะสเตเบิล ซึ่งขึ้นกับค่า Ra และ Rb  
 ซึ่งในโครงการนี้ ต้องการที่จะให้ค่า duty cycle มีค่าเป็น 50 % จึงต้องอาศัยกราฟ 3.5 นี้ช่วย  
 ในการคำนวณและออกแบบวงจรด้วย ดังนี้

จาก สมการที่ 3.5 จะได้  $f = 20 \text{ kHz} = 1.443 / (Ra + 2Rb) C$

$$(Ra + 2Rb) = 1.443 / 20 \cdot 10^3 \cdot 0.01 \text{ uF}$$

ดังนั้น  $7215 - Ra = 2Rb$

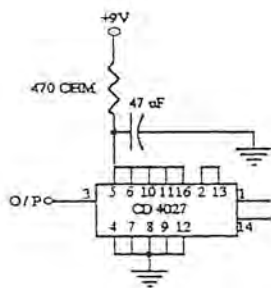
เลือก  $Ra = 215 \Omega$

ดังนั้น  $Rb = (7215 - 215) / 2 = 3.5 \text{ k}\Omega$

### 3.13 วงจรหารสอง ( ความถี่ )

วงจรรหารสองนี้ ใช้ไอซี CMOS เบอร์ 4027 ซึ่งเป็น DUAL J-K FLIP FLOP ที่ขา 1 ของ  
 ไอซีเบอร์นี้ เป็น ขา Q2 จะได้เอาท์พุทที่มีความถี่เป็นครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณอินพุทซึ่งป้อนเข้าที่ขา  
 3 ส่วนขาที่ 15 เป็นขา Q1 จะมีเอาท์พุทที่เป็นสแควร์เวฟที่มีความถี่เป็น 1/4 ของความถี่ของสัญญาณ  
 อินพุท โดยวงจรจะเป็น ดังรูปที่ 3.6

แต่ในโครงการนี้ ต้องการสัญญาณไซน์ ความถี่ 10 kHz เพื่อใช้เป็นแครี่เรียร์ สำหรับ  
 สัญญาณช่องที่ 2 ดังนั้น เราจึงต้องนำสัญญาณสแควร์เวฟ 10 kHz ที่ได้นี้มาทำการกรองโดยใช้แบนด์  
 พาสฟิลเตอร์ความถี่ 10 kHz ที่มีคุณสมบัติแบนด์วิธแคบมาก ๆ เท่าที่จะทำได้เพื่อเลือกกรองเอา  
 เฉพาะ Harmonic ที่ 10 kHz เท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติแล้วแบนด์พาสฟิลเตอร์ที่ออกแบบไม่มี  
 คุณสมบัติตามอุดมคติจึงทำให้ฮาร์โมนิกที่เป็นคลื่นไซน์หลังจากผ่านแบนด์พาสฟิลเตอร์แล้วยังมีฮาร์โมนิ  
 กข้างเคียงอื่น ๆ เข้ามาปนบ้าง



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรหารความถี่ 1/2 โดย ไอซี 4027

### 3.14 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์ 10k ทางด้านส่ง

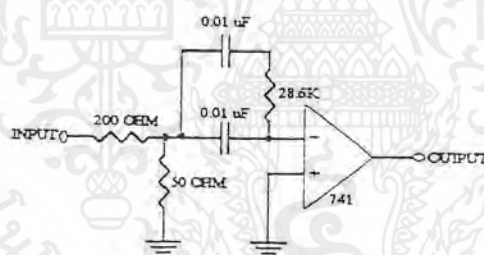
แบนด์วิธทางด้านส่งของฟิลเตอร์ตัวนี้จะมีค่าแคบ เนื่องจากต้องการกรองเอาแค่เพียงความถี่เดียว หรือฮาร์โมนิกที่ ความถี่ 10k เท่านั้น โดยจะมีค่า C เท่ากับ 0.01

ไมโครฟารัด R1, R2, R3 เท่ากับ 200 Ω, 50 Ω, 28.6 kΩ ดังรูปที่ 3.7 โดยค่า

พารามิเตอร์ต่าง ๆ คำนวณจาก สมการ ดังนี้  $BW = \omega_0 / Q = 2 / R_3 C$

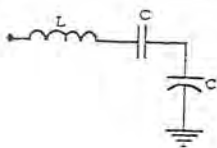
และ

$$\omega_0^2 = (1 / R_3 C^2) * (1 / R_2 + 1 / R_1)$$



รูปที่ 3.7 แสดง วงจรกรองความถี่ BPF ความถี่ 10 kHz

วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ 20 k ทางด้านส่ง



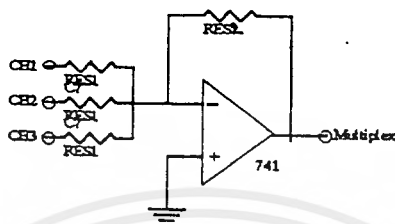
รูปที่ 3.8 แสดง วงจรกรองความถี่ BPF ความถี่ 20 kHz

เนื่องจากในโครงงานนี้ การออกแบบวงจรกรองความถี่แบบแอ็กทีฟ ไม่สามารถทำงานได้ แต่วงจรพาสซีฟในรูปที่ 3.8 นั้นสามารถทำงานได้ดี ซึ่งได้ผลเป็นที่พอใจ ดังแสดงในบทที่ 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.5 วงจรขยายผลรวม ( Summing Amplifier )

วงจร ขยายผลรวมนี้ จะใช้ในการ รวมสัญญาณ ทั้งสามของสัญญาณไว้ด้วยกัน เพื่อที่จะส่งต่อไปยัง วงจรไดรฟ์ ต่อไป ซึ่งวงจร ขยายผลรวมนี้ จะมี เกนขยาย ประมาณ 10 เท่า โดยใช้ออปแอมป์ แบบ นอน อินเวอร์ทติ้ง ซึ่งจะได้วงจร ดังรูป 3.9



รูปที่ 3.9 แสดง วงจร ขยายผลรวม ( summing amplifier )

### 3.1.6 วงจรไดรฟ์เวอร์

วงจรไดรฟ์จะเป็นวงจรที่ใช้ขับกระแส เพื่อไบอัสแก่ อุปกรณ์เปล่งแสง ( LED ) เพื่อให้ อุปกรณ์เปล่งแสง มีการเปล่งแสงได้กำลังสูงสุด ซึ่งในการทดลอง นี้ได้มีการออกแบบวงจรไดรฟ์ ดังนี้

วงจรไดรฟ์ ด้วยรีซิสเตอร์

วงจรไดรฟ์ด้วยรีซิสเตอร์ แสดงดังรูปที่ 3.9 ซึ่งจะประกอบด้วย อุปกรณ์ไม่กี่ตัว โดยมี รีซิสเตอร์ เพียงตัวเดียว กับการป้อนไฟเลี้ยง โดยมีหลักการคำนวณ ดังนี้

$I_F$  : คือกระแสฟอว์เวิร์ดของ LED

$V_F$  : คือโวลเตจตกคร่อมฟอว์เวิร์ด ของ LED

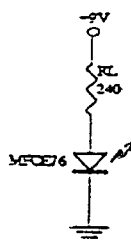
$$\text{จะได้} \quad I_F = (V_{CC} - V_F) / R \quad (3.7)$$

จาก สเปค ของ LED เบอร์ MFOE76  $I_F = 60\text{mA (Max)}$

$$V_F = 2\text{V (Max)}$$

กำหนด  $I_F$  ที่ใช้ในวงจรไดรฟ์เวอร์ เป็น 30 mA.

จากสมการ 3.4 จะได้  $R = (9 - 1.8) / 30\text{m} = 240 \Omega$



รูปที่ 3.10 แสดง วงจรไดรฟ์ด้วยรีซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 อุปกรณ์ ทางด้านรับ ประกอบด้วย อุปกรณ์ ดังนี้

- วงจร ดีเทคเตอร์
- วงจร ปริแอมพลิไฟเออร์
- วงจร แอมพลิไฟเออร์
- วงจร กรองความถี่ ผ่าน
- วงจร ดีเท็ก สัญญาณเสียง

#### 3.2.1 วงจร ดีเทคเตอร์

PD มีค่าคาปาซิแตนซ์ 5 พิโคฟารัด มีค่าเรสสponse ดิสทริบิวต์ ( Responsivity ) 125 ไมโครแอมป์ ต่อ ไมโครวัตต์ ค่า RL ที่มากที่สุด โดยกำหนดความถี่คัทออฟ 27 kHz หาได้จากสมการทางออปติคไฟเบอร์ได้ดังนี้

$$RL = ( 2q C f_{3-dB} )^{-1} \quad (3.8)$$

$$= ( 2q ( 5 * 10^{-12} ) ( 27 * 10^3 ) )^{-1} = 117.8 * 10^3$$



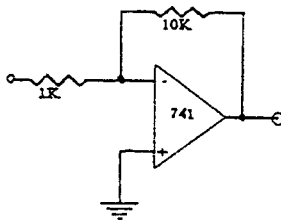
รูปที่ 3.11 แสดง วงจร ดีเทคเตอร์

#### 3.2.2 วงจรแอมพลิไฟเออร์

หลังจากได้สัญญาณที่ผ่านเส้นใยแสงมาเข้าที่วงจรดีเทคเตอร์แล้ว สัญญาณที่ได้จะต้องถูกนำมาขยาย เพื่อให้มีขนาดที่สูงขึ้นตามต้องการ วงจรขยายนี้ เป็นแบบ อินเวอร์ทติ้งแอมป์ โดยใช้ ไอซีเบอร์ UA 741 โดยได้วงจรงดังรูป 3.12

สามารถ คำนวณค่า เกน ได้จาก

$$\text{Gain } A = 1 + R_2 / R_1 \quad (3.9)$$



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรแอมพลิไฟเออร์แบบอินเวอร์ทติ้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4 วงจรกรองความถี่ผ่าน

#### - แบนด์พาสฟิลเตอร์ 10 kHz ทางด้านรับ

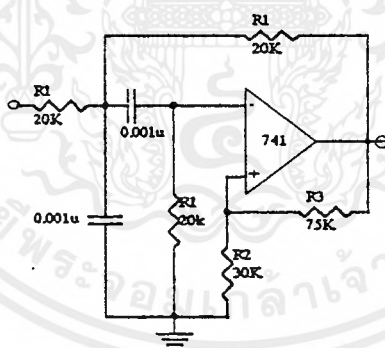
BPF 10 k ตัวนี้ ใช้ในการกรองสัญญาณมอดูเลชัน ที่มีความถี่คลื่นพาหะประมาณ 10 kHz ออกจากสัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่รวมเอาสัญญาณทั้ง 3 ช่อง ที่รับเข้ามา โดย BPF ตัวนี้ จะมีแบนด์วิธที่กว้างกว่าทางด้านส่ง โดยมีแบนด์วิธประมาณ 7 kHz ซึ่งต้องครอบคลุมถึงสัญญาณอัมเปอร์และโลเวอร์ไซด์แบนด์ให้ได้ทั้งหมด อีกทั้งยังจะต้องไม่รับเอาสัญญาณจากช่องอื่นให้เข้ามาจนกว่าด้วย

โดยในโครงงานนี้ ได้ออกแบบให้แต่ละช่องมีการด์แบนด์ ( Guard Band ) เมื่อไว้ด้วยประมาณ 3 kHz ซึ่งน่าจะมากพอสำหรับการไม่ให้เกิดการรบกวนกันของช่องต่าง ๆ การออกแบบได้ออกแบบวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์แบบ second order VCVS แบนด์พาสฟิลเตอร์ ซึ่งได้ทำการออกแบบตามหนังสือ Manual Active Filter Design ดังนี้

ทำการเลือกค่า K จากตาราง 4.11 C โดยเลือกค่า C มีค่า เท่ากับ 0.001 ไมโครฟารัด ได้ค่า K มีค่า เท่ากับ 9

จากตาราง 4.13 จะได้ค่า  $Q = 3$  ,  $BW = 0.33 F_o$  ,  $gain = 7.5$

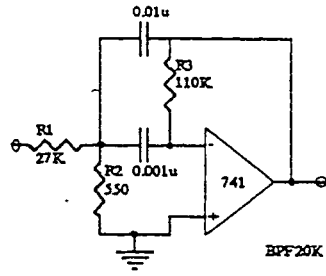
จะได้ค่า  $R_1, R_2, R_3$  ดังนี้  $20\text{ k}\Omega$   $30\text{ k}\Omega$   $75\text{ k}\Omega$



รูปที่ 3.13 วงจรกรองความถี่ BPF ความถี่ 10kHz ทางด้านรับ

#### - แบนด์พาสฟิลเตอร์ 20 kHz

ใช้การออกแบบ แบบมัลติเพิลทิแคแบนด์พาสฟิลเตอร์ ( $Q \leq 10$ ) โดยเลือกตารางที่ 4.20 ซึ่งมีค่า  $Q$  เท่ากับ 7 แบนด์วิธ เท่ากับ  $0.143F_o$  และค่า gain เท่ากับ 2 ซึ่งจะได้แบนด์วิธของฟิลเตอร์เท่ากับ 3.146 kHz โดยกำหนดค่า C เท่ากับ 0.001 ไมโครฟารัด จะได้ค่า K เท่ากับ 4.8 จากนั้นจะหาค่า  $R_1, R_2, R_3$  ได้ดังนี้  $27\text{ k}\Omega$ ,  $550\text{ }\Omega$ ,  $110\text{ k}\Omega$



รูปที่ 3.14 วงจรกรองความถี่ BPF ความถี่ 20kHz ทางด้านรับ

วงจกรองความถี่ ต่ำผ่าน (LPF)  $f_c = 3.4\text{kHz}$

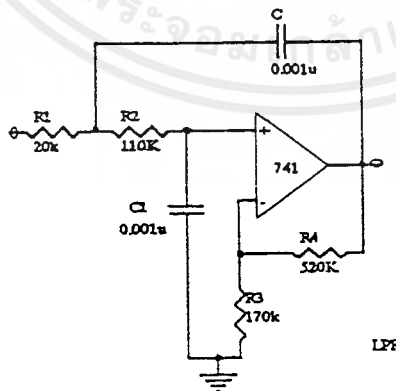
หลังจาก ที่ สัญญาณมีขนาดที่ต้องการ โดยผ่าน วงจรขยายแล้ว ต่อจากขั้นตอนนี้ จะเป็นการทำการ แยก สัญญาณเสียงช่องต่าง ๆ โดยช่องสัญญาณเสียง ช่องที่ 1 จะได้จากการผ่าน สัญญาณหลังการขยาย เข้าไปใน วงจกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีความถี่ คัทออฟ เท่ากับ 3.4 kHz การคำนวณและ ออกแบบ วงจกรองความถี่ต่ำผ่าน ทำได้ดังนี้

- เลือกวงจรแบบ Chebyshev โดยใช้ตารางการออกแบบฟิลเตอร์ ในภาคผนวก
- ความถี่คัทออฟ  $f_c$  เท่ากับ 3.4 kHz
- เลือกค่า  $C$  เท่ากับ  $0.001 \mu\text{F}$  จะได้ค่า  $K = 2.9$
- เลือกค่า เกน  $G = 4$  ,  $C_1 = C$

จะได้ค่า  $R_1 = 20 \text{ k}\Omega$  ,  $R_2 = 110 \text{ k}\Omega$

$R_3 = 170 \text{ k}\Omega$  ,  $R_4 = 520 \text{ k}\Omega$

ก็จะได้วงจร LOW PASS FILTER 2<sup>nd</sup> chebyshev ดังรูป 3.15



รูปที่ 3.15 แสดง วงจร กรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4 วงจร ดีมอดูเลเตอร์ ( Demodulator )

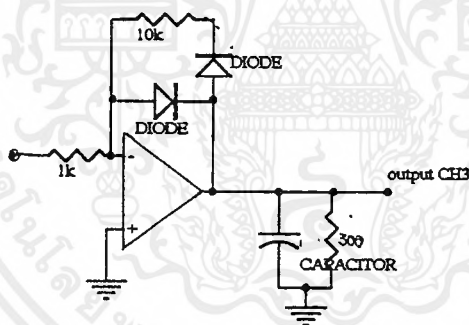
จากในหัวข้อ 3.2.3 นั้น หลังจากนำเอาสัญญาณผ่าน วงจร LPF แล้ว จะได้ สัญญาณเสียง ช่องที่ 1 แยกออกไป สำหรับสัญญาณช่องที่ 2 และ 3 นั้นส่งแบบ บรอดแบนด์ จึงต้องทำการ ดีมอดูเลท ให้ได้ สัญญาณเสียงโดย หลักการ ได้กล่าวมาแล้ว ข้างต้น

วงจรดีมอดูเลท จะใช้ การตีเท็กแบบ เอ็นเวโลป ดีเท็กชัน

การทำงานต่าง ๆ รวมทั้ง อุปกรณ์ที่สำคัญ ได้แสดง ไว้ใน รูป บล็อกไดอะแกรม ซึ่ง จะ แสดงถึง ลำดับขั้นตอนต่าง ๆ ในการส่ง และรับ สัญญาณเสียง ผ่าน เส้นใยแก้วนำแสง

#### 3.2.4.1 วงจรไดโอดเที่ยงตรง

ในรูปที่ 3.16 เราได้ใช้ไดโอดต่อเป็นวงจรมอนกกลับของออปแอมป์ ผลที่ได้ก็คือ วงจรที่เป็น เสมียนไดโอดอุดมคติและเราได้ตั้งชื่อว่า ไดโอดเที่ยงตรง ( PRECISION DIODE ) เราจะกล่าวถึง ตัวอย่างที่ใช้งานในโครงการนี้ โดยมีเกนขยาย 10 เท่า โดยให้  $R_f$  เท่ากับ  $10\text{ k}\Omega$  และให้  $R_i$  เท่ากับ  $1\text{ k}\Omega$  ดังรูป



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรไดโอดเที่ยงตรงที่ใช้ในส่วนดีเท็คเสียง,

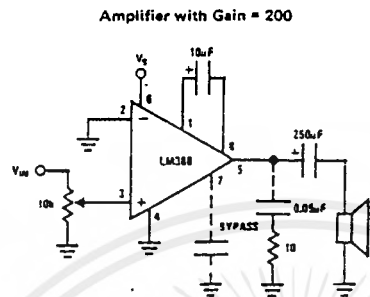
จากรูปที่ 3.16 แสดงวงจรที่ใช้เป็นไดโอดเที่ยงตรง ที่มีลักษณะดังแสดงในรูป 3.16 ข เมื่อเทียบกับวงจรไดโอดธรรมดาจะเห็นว่า เราได้ตัดปัญหาเรื่องแรงดันเริ่มนำกระแสออกไป

เมื่อ  $V_i$  น้อยกว่า  $0\text{ V}_a$  จะเป็นบวก ไดโอด  $D_1$  จะนำกระแสและแรงดัน  $V_a$  จะใหญ่กว่า  $V_o$  อยู่ประมาณ  $0.7$  โวลต์ ความต้านทาน  $R_f$  จะอยู่ในวงจรมอนกกลับและเราจะได้อัตราขยาย  $V_o / V_i$  เท่ากับ  $-R_f / R_i$  วงจรสมมูลจะเป็นดังแสดงในรูป 3.16 ค

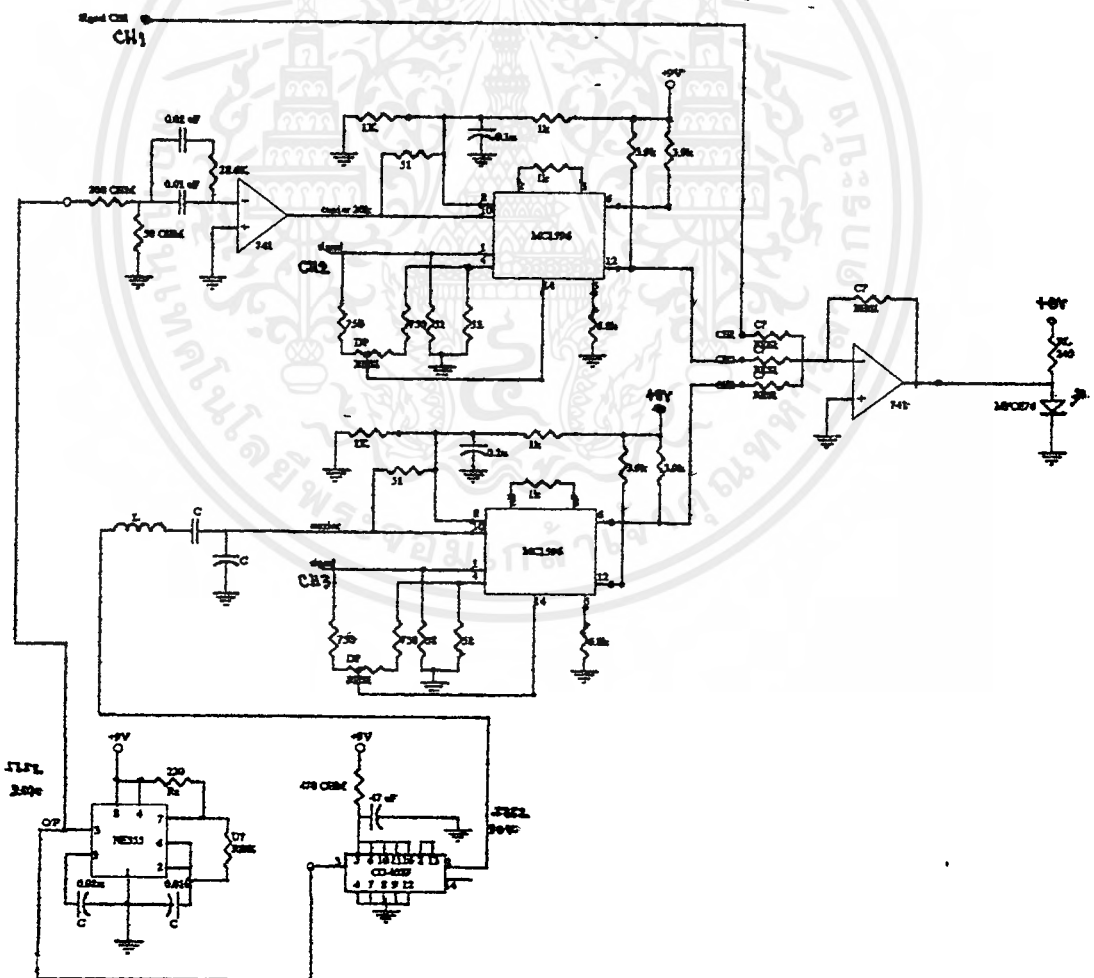
เมื่อ  $V_i$  มากกว่า  $0\text{ V}_a$  จะเป็น ลบ ทำให้ไดโอด  $D_2$  นำกระแส ส่วนไดโอด  $D_1$  จะหยุดนำกระแส การที่เราใส่ไดโอด  $D_2$  ไว้ก็เพราะไม่ต้องการให้ออปแอมป์ทำงาน โดยมีวงรอบเปิดในกรณีที่  $V_i$  มากกว่า  $0$  เพราะอาจเกิดการแกว่งและถูกรบกวนได้ง่าย เมื่อต่อ  $D_2$  ไว้ แรงดัน  $V_a$  จะเท่ากับประมาณ  $-0.7$  โวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันคงตัวคร่อม  $D_2$  ส่วน  $V_o$  จะมีค่าเท่ากับ  $0$  วงจรสมมูลจะเป็นดังแสดงในรูป 3.16 ง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4.2 วงจรขยายสัญญาณเสียง AUDIO - AMPS

วงจรมีเลือกใช้อิซีเมออร์ LM 386 ซึ่งเป็น LOW VOLTAGE AUDIO POWER AMPLIFIER ซึ่งได้ต่อตามวงจรดังรูปที่ 317 (จาก DATA SHEET) โดยมีรีซิสเตอร์ปรับค่าได้  $10\text{ k}\Omega$  สำหรับปรับค่าเกนที่พหุเพื่อขับออกลำโพง โดยโครงงานนี้ใช้ลำโพง 8 โอห์ม  $1/4$  วัตต์ ดังรูป

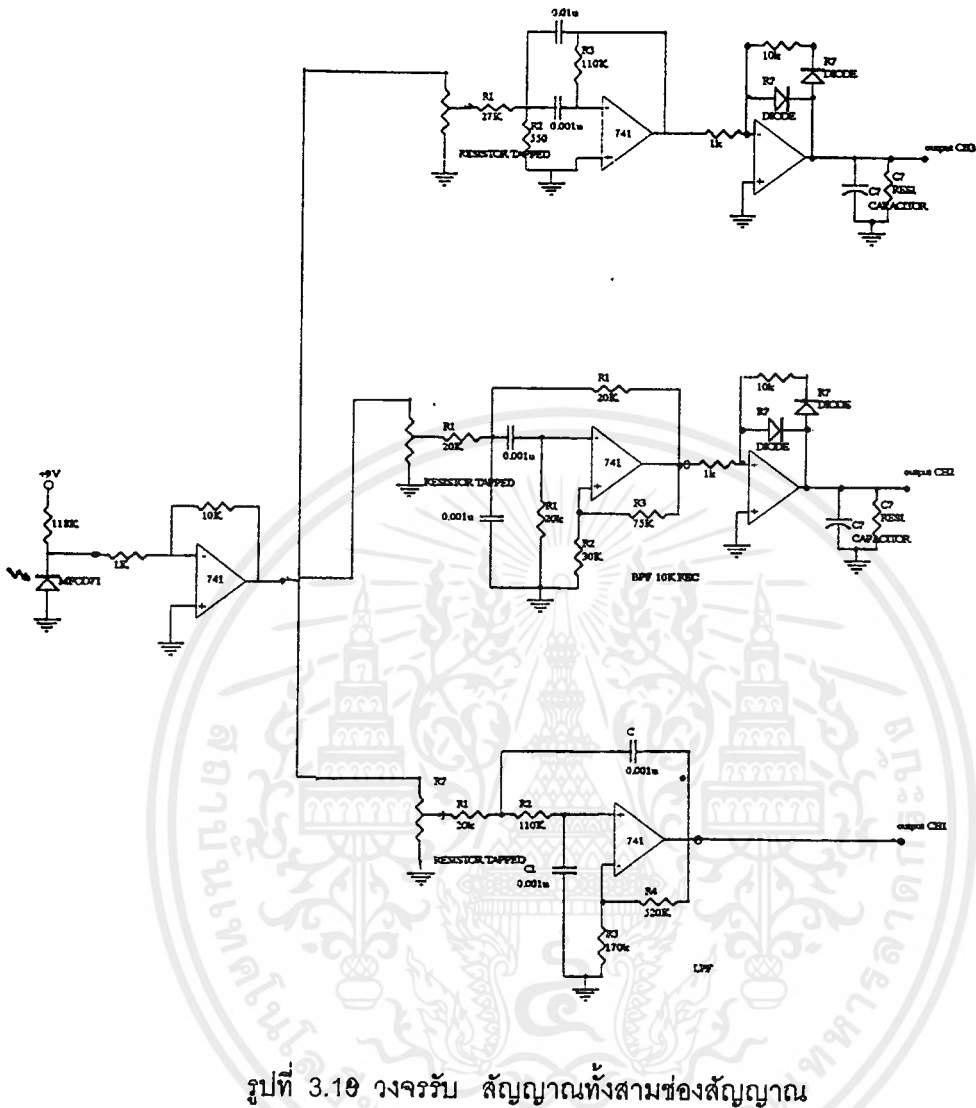


รูปที่ 3.17 วงจรขยายสัญญาณเสียง ขับลำโพง



รูปที่ 3.18 วงจรส่ง - สัญญาณทั้งสามช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

การทดลอง การส่งสัญญาณอนาล็อก 3 ช่องผ่านเส้นใยแสง

วัตถุประสงค์ เพื่อต้องการสร้างเครื่องส่ง สัญญาณเสียง จำนวน 3 ช่อง ผ่านเส้นใยแสง แล้วสามารถ  
ดีเท็กสัญญาณเสียงทั้ง 3 ช่องนั้นกลับคืนมา

#### ขั้นตอนการทดลอง

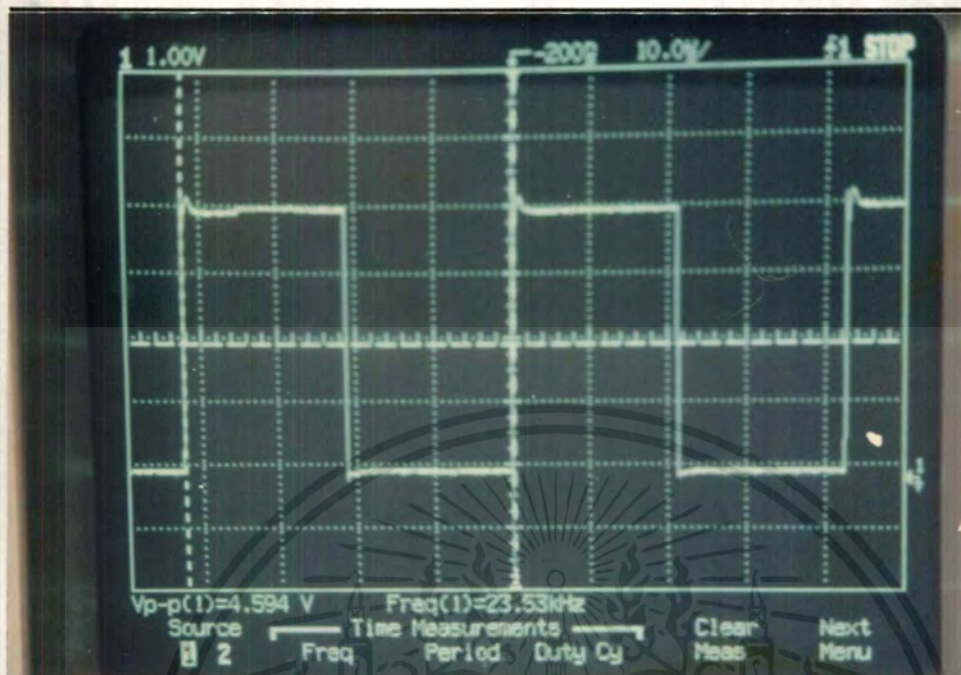
1. ทำการต่อวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้ ดังในรูปบทที่ 3 ทีละวงจร
2. ทำการวัดผลการทำงานได้จริง ของแต่ละวงจร
3. ต่อกันเข้าด้วยกัน ดังรูปวงจรรวม 3.18 และรูป 3.19
4. ทำการวัดผลการทำงานใหม่ โดยทำการปรับแต่งสัญญาณ ของแต่ละวงจรให้เหมาะสม

จากการทำตามขั้นตอนการทดลองข้างต้น ทำการวัดผลการทดลอง ได้ผลตามแสดงในรูปได้ดังนี้ ซึ่ง  
เป็นรูปของสัญญาณ ณ จุดต่าง ๆ ของแต่ละวงจรโดยใช้ ส่งสัญญาณเสียงในช่องที่ 1 และใช้ สัญญาณไซน์ที่  
ความถี่ 1kHz และ 2kHz แทนสัญญาณเสียง เพื่อให้ง่ายแก่การวัดผลและปรับค่า

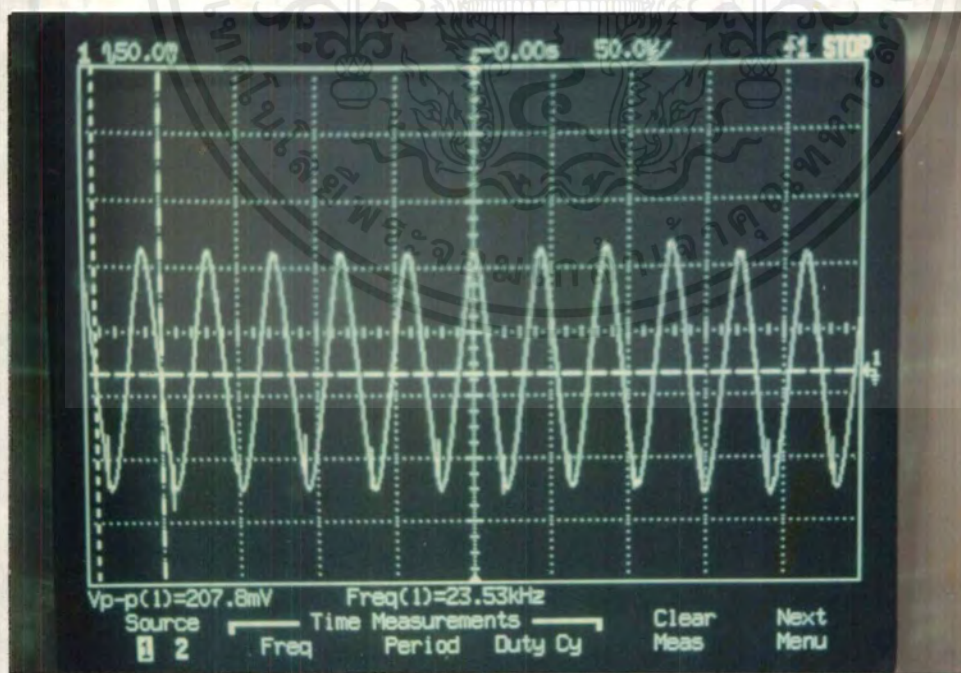
เมื่อได้สัญญาณแต่ละจุดเป็นที่พอใจแล้ว จึงทำการใช้สัญญาณเสียงในการส่งจริง โดยใช้ลำโพงเป็น  
ตัวดูผล ว่ามีคุณภาพดีเพียงใด และมีการรบกวนกันหรือไม่

ในส่วนในเรื่องการส่งแสงจำเป็นที่จะต้องคำนึงถึงค่า เพาเวอร์ที่ด้านรับ รับได้ด้วย เพื่อให้มีค่าไม่ต่ำ  
กว่าค่าต่ำสุดของสเป็คของตัว โฟโตดีเท็กเตอร์ ซึ่งในการทดลองได้ทำการวัดเพาเวอร์ที่ปลายสายของสาย  
ออปติก ไฟเบอร์ยาว 8 เมตร โดยวัดโดยเครื่อง ออปติคัล เพาเวอร์มิเตอร์ ได้ค่าเพาเวอร์ที่ปลายสาย  
- 11.52 dBm แต่เนื่องจากในดาต้าชีตของโฟโตดีเท็กเตอร์เบอร์ที่ใช้ยูนีคือ MFOD71 ไม่ได้แสดงค่าเพา  
เวอร์ที่สามารถรับได้ไว้ แต่อย่างไรก็ตาม ทำการทดลองวัดดูสัญญาณที่รับได้ปรากฏว่ารับสัญญาณได้จากนั้น  
จึงทำการขยายสัญญาณต่อไป

รูปแสดงผลการทดลองแสดงดังต่อไปนี้

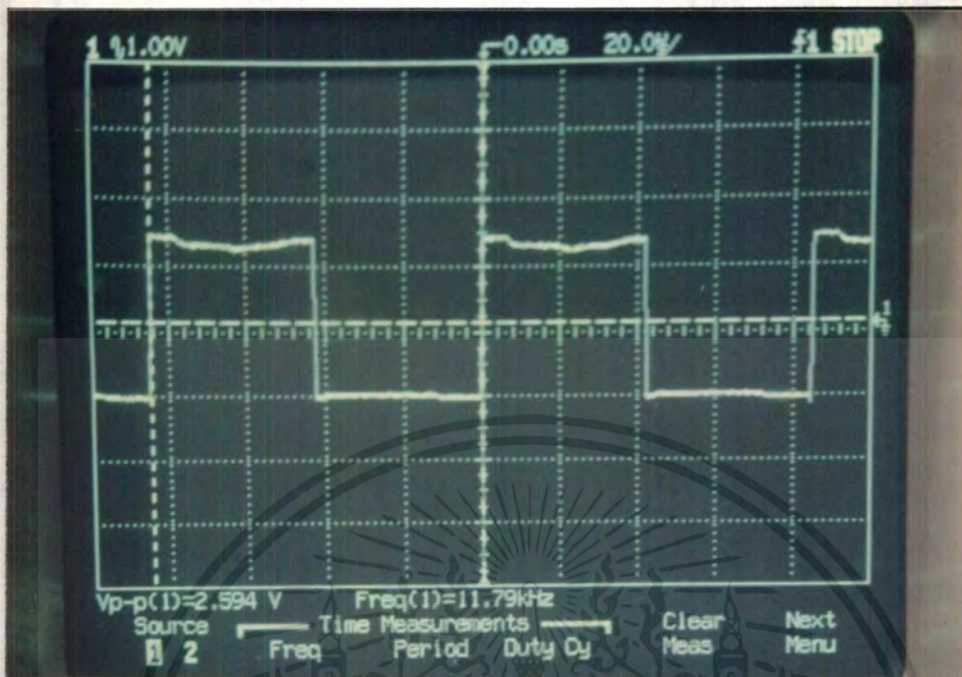


รูปที่ 4.1 แสดง สัญญาณ แสกวเวฟ  $f \approx 20\text{kHz}$  จากขา 3 ไอซี 555

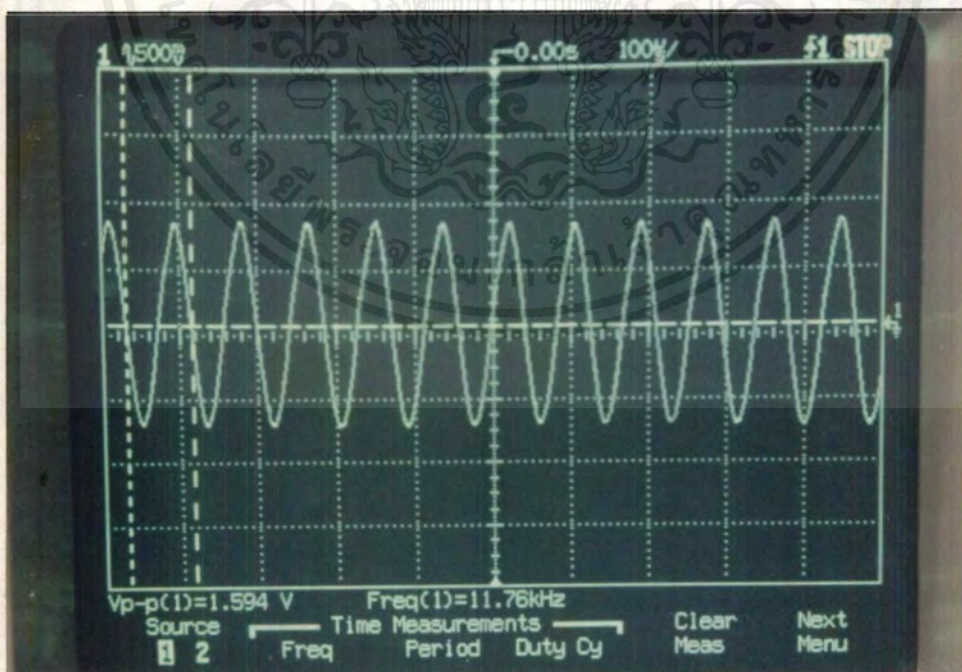


รูปที่ 4.2 แสดง สัญญาณ ไซน์  $f \approx 20\text{kHz}$  ที่กรองได้จากจากขา 3 ไอซี 555 โดย BPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

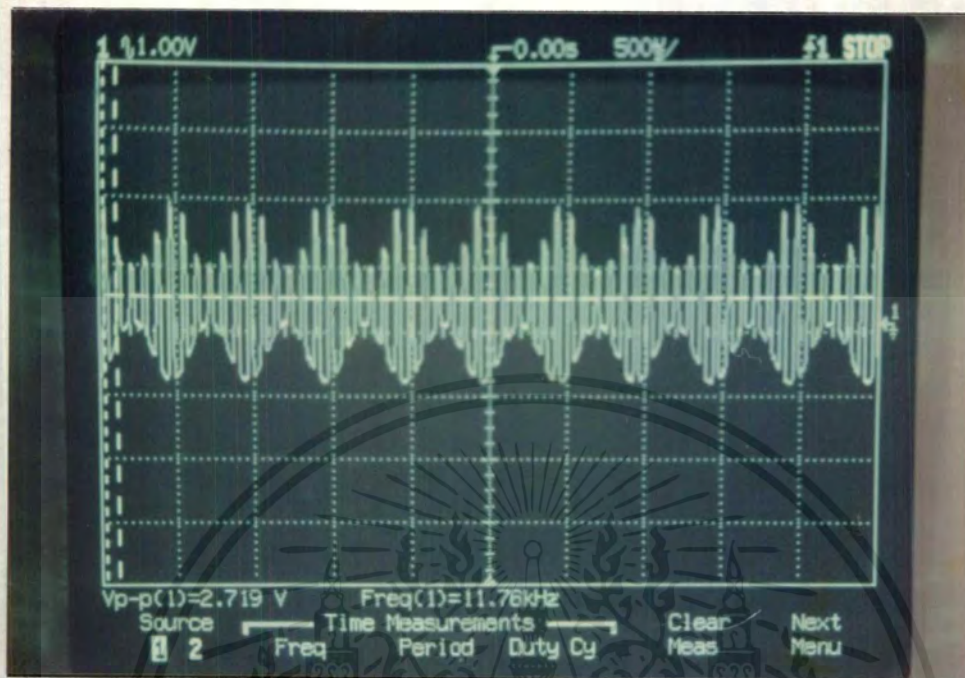


รูปที่ 4.3 แสดง สัญญาณแคววเฟ  $f \approx 10\text{kHz}$  ที่ได้จากวงจร หาร 2 ( IC 4027 ขา 1 )

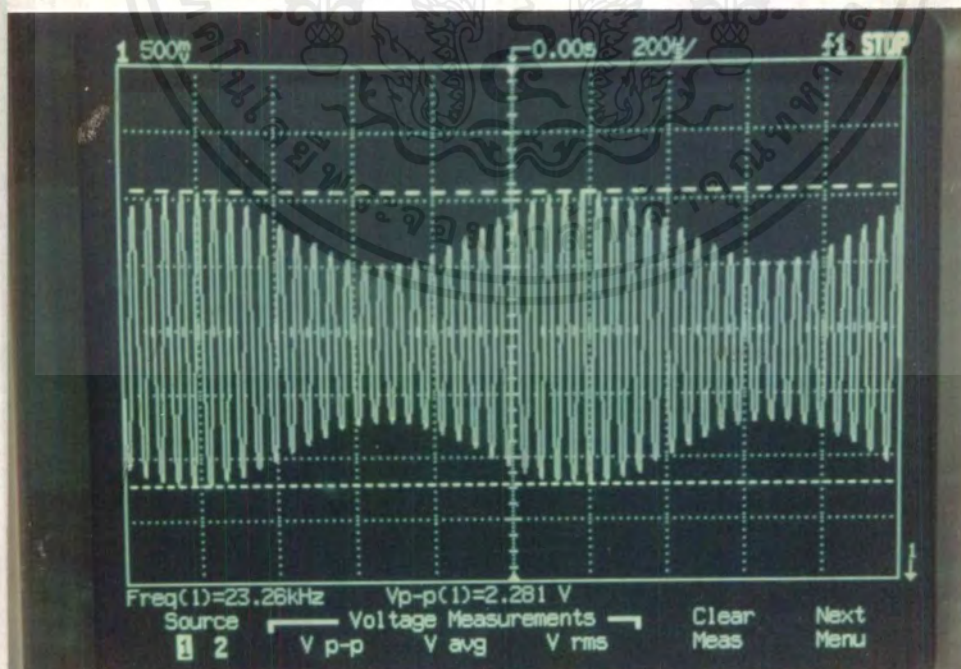


รูปที่ 4.4 แสดง สัญญาณ ไซน์  $f \approx 10\text{kHz}$  ที่กรองได้จากจากขา 1 ไอซี 4027 โดย BPF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

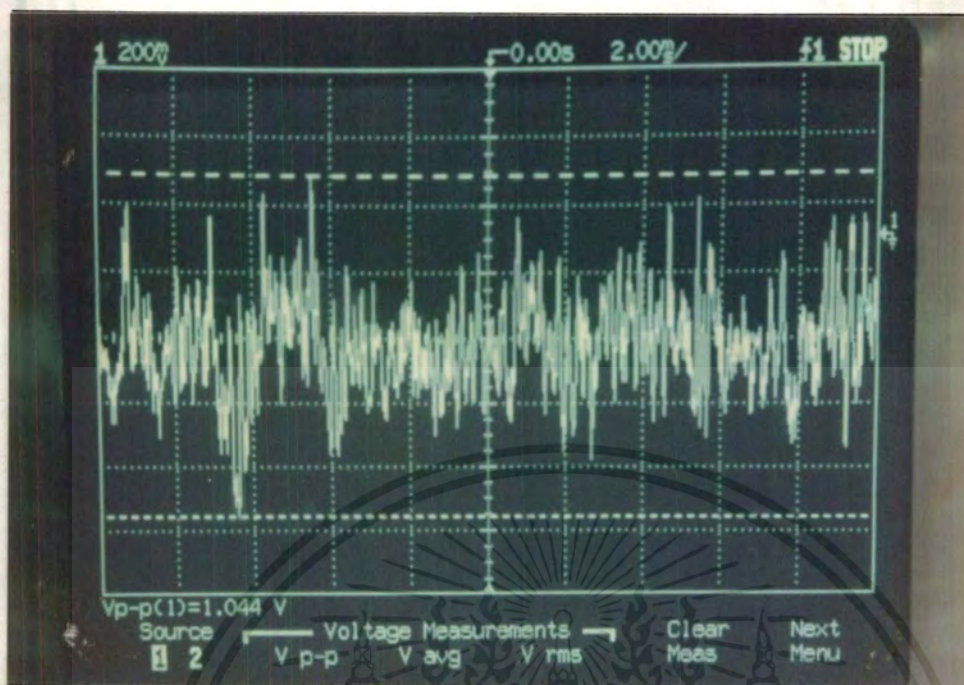


รูปที่ 4.5 แสดง สัญญาณ มอดูเลชั่น สัญญาณ ไซน์ กับ คลื่นพาห์ ในรูปที่ 4.4 (10kHz )

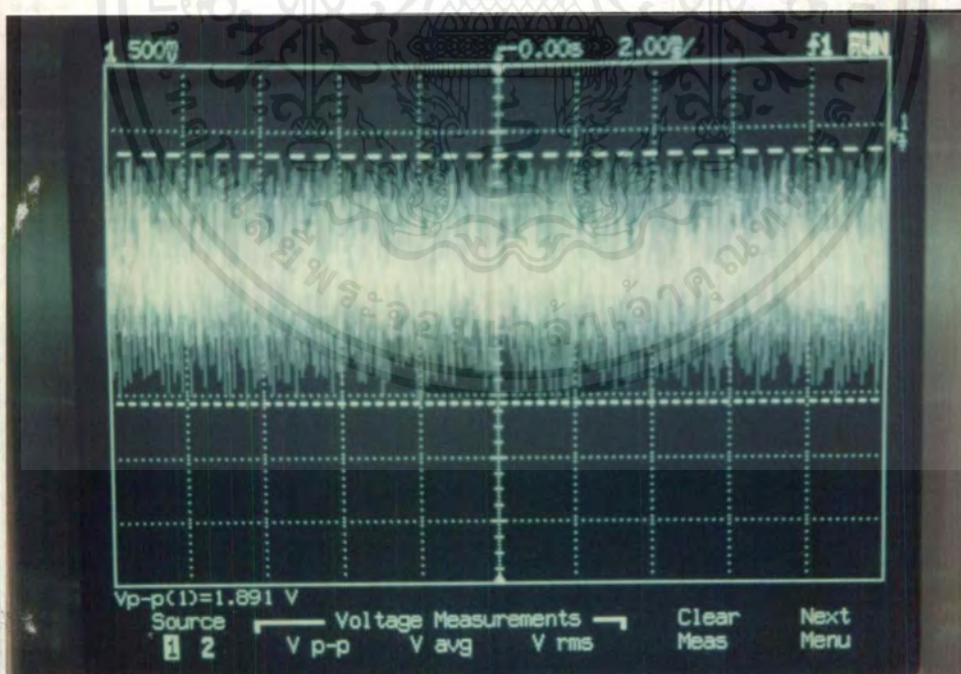


รูปที่ 4.6 แสดง สัญญาณ มอดูเลชั่น สัญญาณ ไซน์ กับ คลื่นพาห์ ในรูปที่ 4.2 (20kHz )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

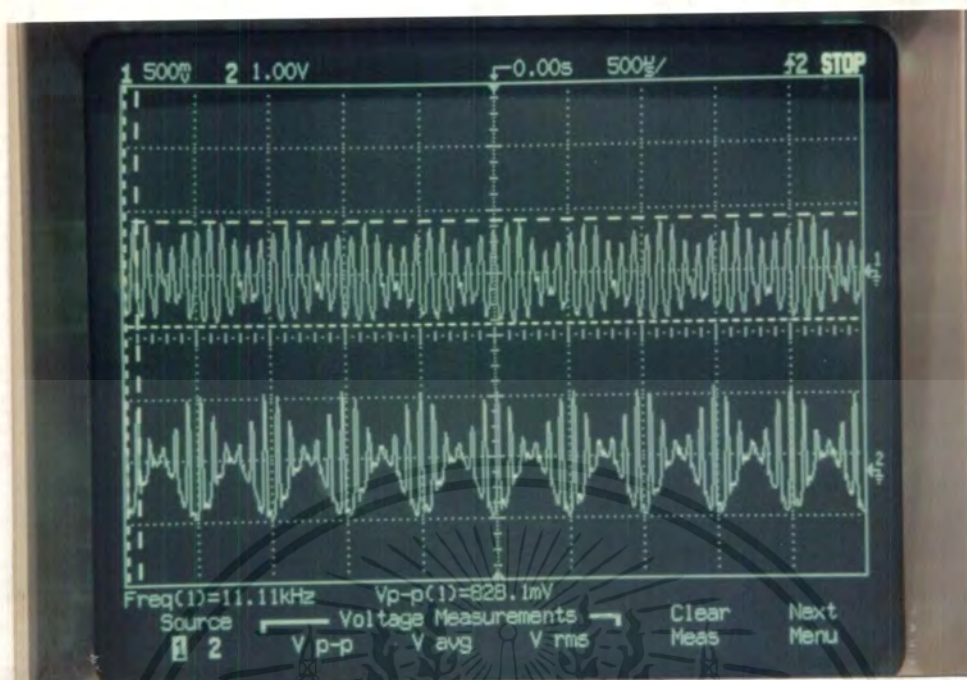


รูปที่ 4.7 แสดง สัญญาณ เลียงที่ส่ง แบบเบสแบนด์

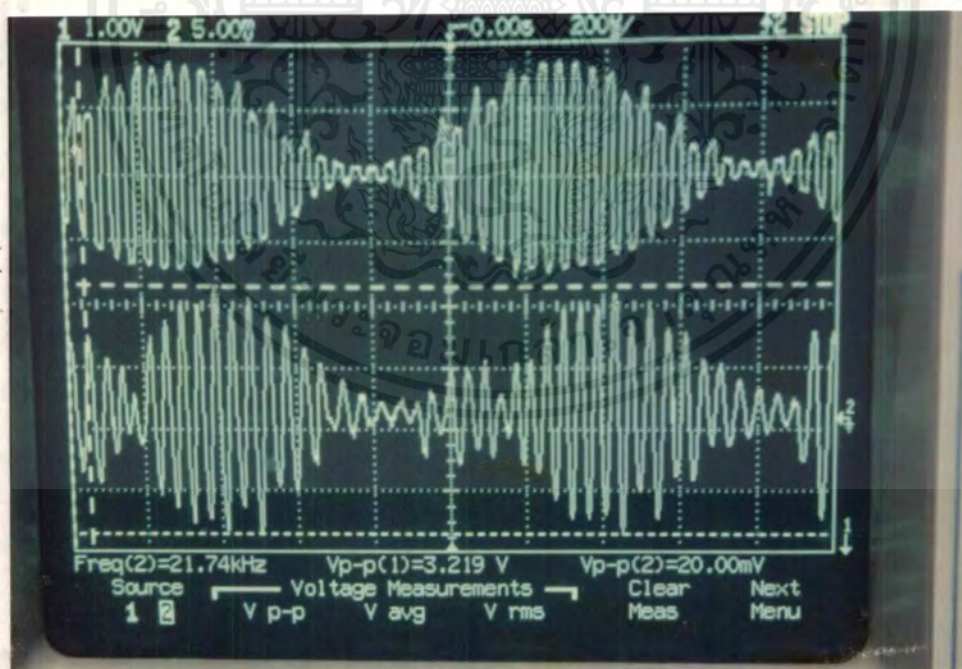


รูปที่ 4.8 แสดง สัญญาณ มัลติเพล็กซ์ ของสัญญาณทั้งสามช่อง โดยวงจร summing amp.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

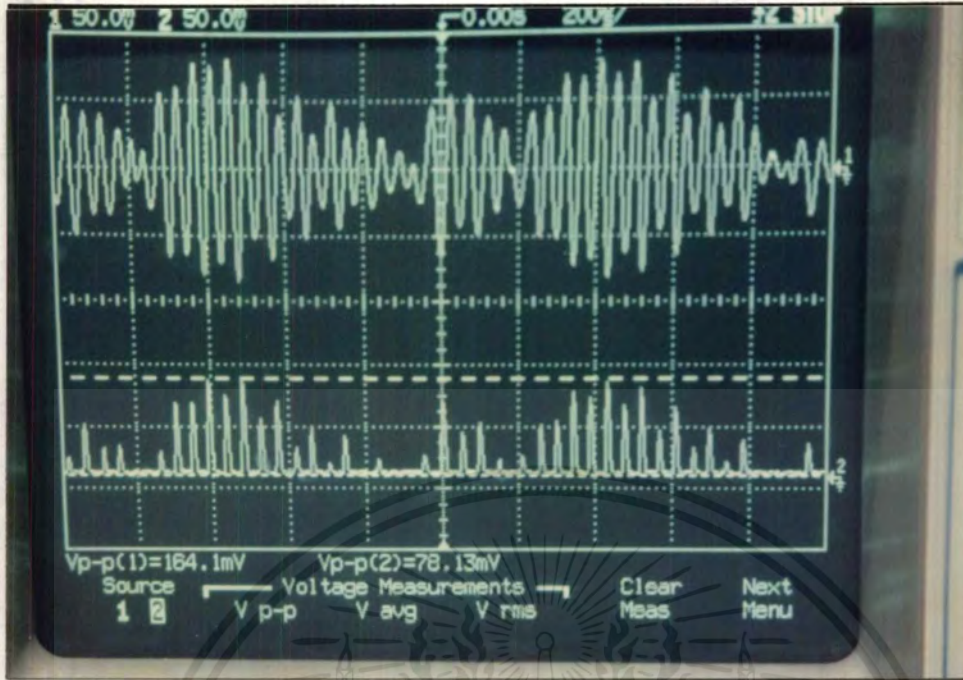


รูปที่ 4.11 แสดง สัญญาณ มอดดูเลชั่น  $f \approx 10\text{kHz}$  ที่กรองโดยBPF ทางด้านรับโดย เทียบกับ ทางด้าน ส่ง (รูปล่าง)

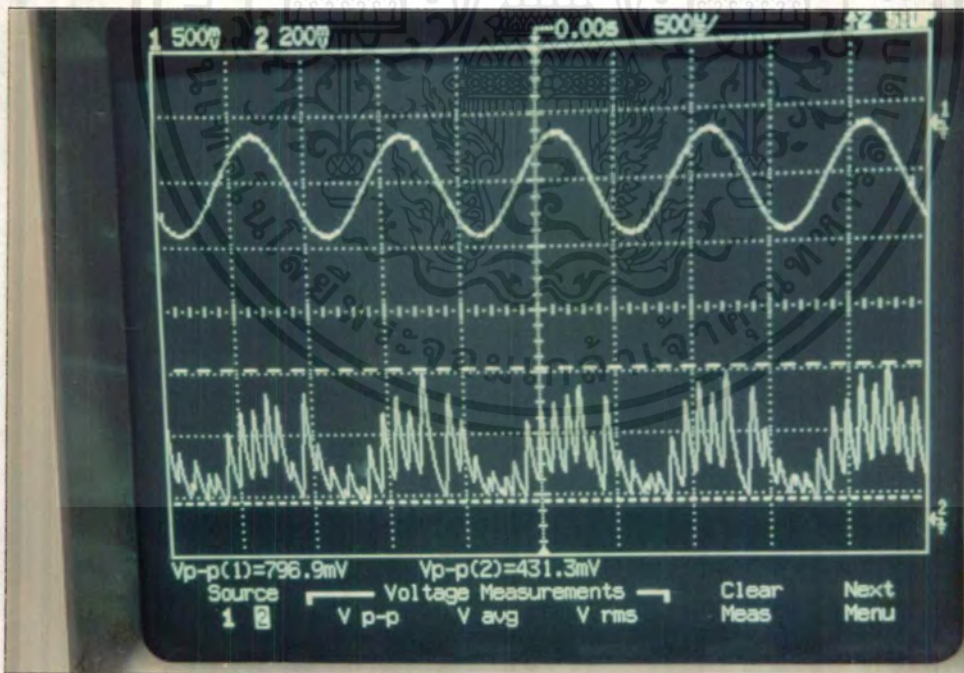


รูปที่ 4.12 แสดง สัญญาณ มอดดูเลชั่น  $f = 20\text{ kHz}$  ที่กรองโดย BPF ทางด้านรับโดยเทียบกับทาง ด้านส่ง (รูปบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

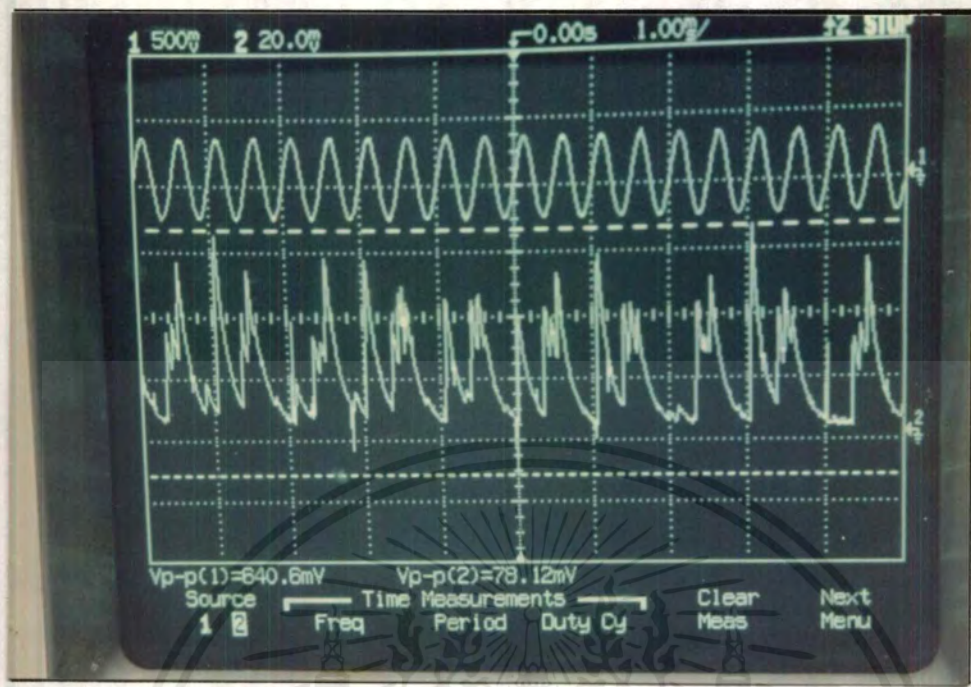


รูปที่ 4.13 แสดง สัญญาณที่ได้จากวงจร ไดโอดเที่ยงตรงเทียบกับสัญญาณมอดดูเลชั่น ที่รับได้

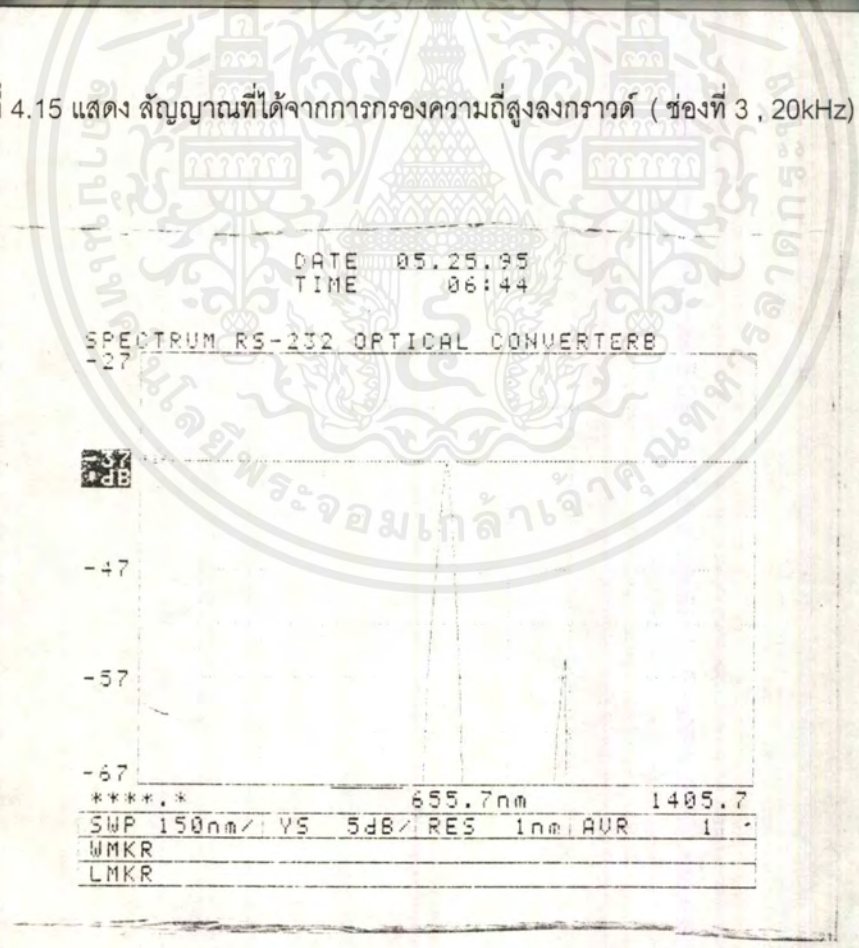


รูปที่ 4.14 แสดง สัญญาณที่ได้จากการกรองความถี่สูงลงกราวด์ ( ช่องที่ 2 , 10kHz)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.15 แสดง สัญญาณที่ได้จากการกรองความถี่สูงลงกรวด (ช่องที่ 3 , 20kHz)



รูปที่ 4.16 แสดง เสปรกตรัม ของแสงที่ส่งโดย LED ที่ทางด้านส่ง ความยาวคลื่นแสง 620 nm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงระดับค่าเอาต์พุตต่าง ๆ ที่ความถี่ต่าง ๆ  
ของแบนพาสฟิลเตอร์  $f_c = 22\text{kHz}$  ทางด้านรับ

ความถี่ ( kHz )	เอาต์พุต ( V )	เอาต์พุต ( 10log V )
26.5	935m	- 0.21
26.0	1	0
25.8	1	0
25.4	890m	- 0.5
25.0	890m	- 0.5
24.6	980m	- 0.087
24.4	1.11	0.45
24.2	1.00	0
24.0	1.07	0.29
23.7	1.5	1.76
23.5	1.7	2.30
23.2	1.9	2.78
23.0	1.9	2.78
22.8	2.0	3.01
22.6	2.19	3.40
22.4	2.35	3.17
22.2	2.5	3.98
22.0	2.60	4.15
21.8	2.56	4.08
21.6	2.53	4.03
21.2	2.50	3.98
21.0	2.33	3.67
20.7	2.37	3.74
20.3	2.26	3.54
20.0	2.12	3.26
19.7	2.18	3.38
19.3	2.16	3.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ ( kHz )	เอาทพุท ( V )	เอาทพุท ( 10log V )
19.0	2.19	3.40
18.7	2.12	3.26
18.3	1.95	2.90
18.0	1.79	2.50

ตารางที่ 4.2 แสดงระดับค่าเอาทพุทต่าง ๆ ที่ความถี่ต่าง ๆ  
ของแบนพาสฟิลเตอร์  $f_c = 11\text{kHz}$  ทางด้านรับ

ความถี่ ( kHz )	เอาทพุท ( mV )	เอาทพุท ( 10log V )
15.0	200	- 6.99
14.8	209	- 6.80
14.5	218	- 6.62
14.2	234	- 6.31
14.0	240	- 6.20
13.8	246	- 6.10
13.5	262	- 5.82
13.2	285	- 5.45
13.0	291	- 5.37
12.8	312	- 5.06
12.5	337	- 4.72
12.2	359	- 4.45
12.0	378	- 4.23
11.8	400	- 3.98
11.5	428	- 3.39
11.2	462	- 3.36
11.0	478	- 3.20
10.8	487	- 3.12
10.5	496	- 3.05
10.2	490	- 3.10
10.0	478	- 3.21
9.8	456	- 3.41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ ( kHz )	เอาต์พุต ( mV )	เอาต์พุต ( 10log V )
9.5	428	- 3.69
9.2	381	- 4.19
9.0	371	- 4.31
8.8	346	- 4.61
8.5	300	- 5.23
8.2	268	- 5.72
8.0	259	- 5.87
7.8	250	- 6.62
7.5	212	- 6.74
7.2	190	- 7.21
7.0	180	- 7.45

ตารางที่ 4.3 แสดงระดับค่าเอาต์พุตต่าง ๆ ที่ความถี่ต่าง ๆ ของโลวพาสฟิลเตอร์  $f_c = 3.4\text{kHz}$  ทางด้านรับ

ความถี่ ( kHz )	เอาต์พุต ( V )	เอาต์พุต ( 10log V )
0.05	7.3	8.63
0.2	7.25	8.6
0.4	7.25	8.6
0.6	7.18	8.56
0.8	7.19	8.56
1.0	7.125	8.53
1.3	7.00	8.45
1.6	6.78	8.31
2.0	6.53	8.15
2.2	6.34	8.02
2.4	6.15	7.88
2.6	5.97	7.76

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ ( kHz )	เอาต์พุต ( V )	เอาต์พุต ( 10log V )
2.8	5.8	7.63
3.0	5.46	7.37
3.2	5.28	7.34
3.4	4.75	7.22
3.6	4.50	6.76
3.8	4.30	6.33
4.0	4.18	6.21
4.2	4.06	6.08
4.4	3.7	5.68
4.6	3.59	5.55
4.8	3.4	5.31
5.0	3.2	5.05
5.4	2.9	4.62
6.0	2.4	3.80

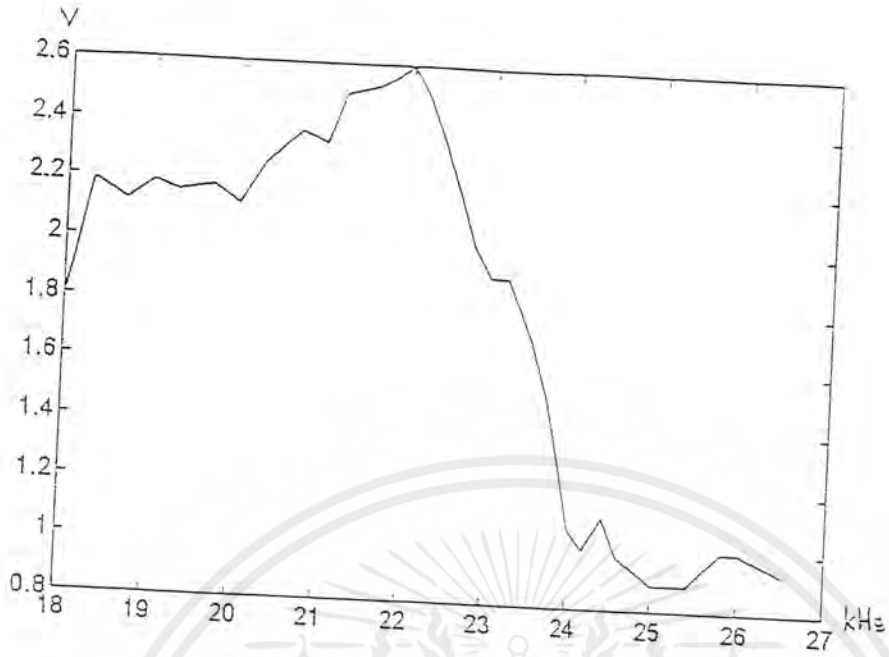
ตารางที่ 4.4 แสดงระดับค่าเอาต์พุตต่าง ๆ ที่ความถี่ต่าง ๆ  
ของแบนพาสฟิลเตอร์  $f_c = 10\text{kHz}$  ทางด้านส่ง

ความถี่ ( kHz )	เอาต์พุต ( V )	เอาต์พุต ( 10log V )
14	0.28	- 4.47
13.5	0.4	- 3.98
13.0	0.56	- 2.52
12.5	3.0	4.77
12.0	3.4	5.31
11.5	3.6	5.56
11.0	3.8	5.80
10.5	4.0	6.02
10.0	3.9	5.91
9.5	3.5	5.44

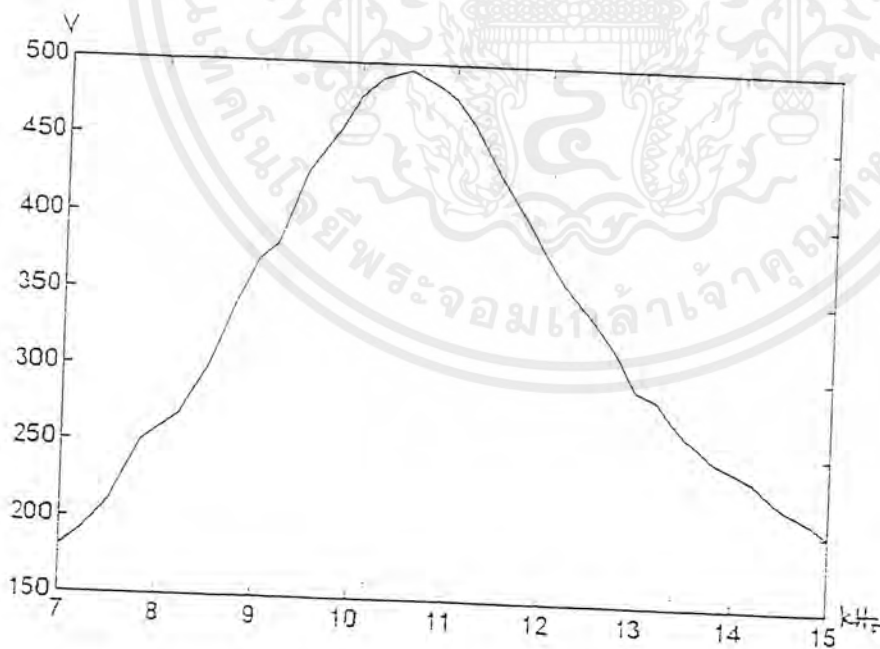
ความถี่ ( kHz )	เอาทพุท ( V )	เอาทพุท ( 10log V )
9.0	2.4	3.8
8.5	2.3	3.6
8.0	2.0	3.01
7.5	1.7	2.3
7.0	1.6	2.4
6.5	1.0	0.0
6.0	0.8	-0.97



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

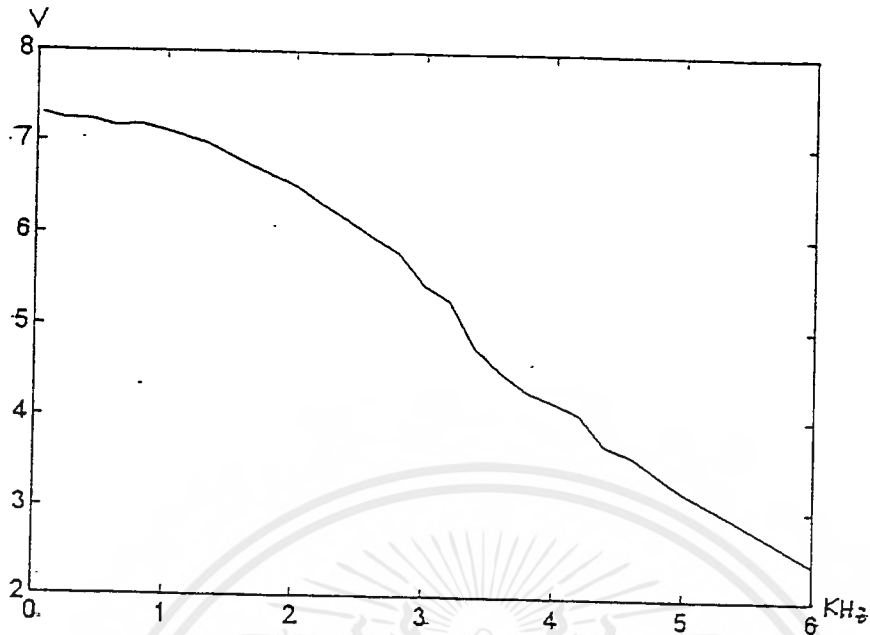


4.17 รูปกราฟแสดงโวลเตจเมื่อความถี่มีค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.1

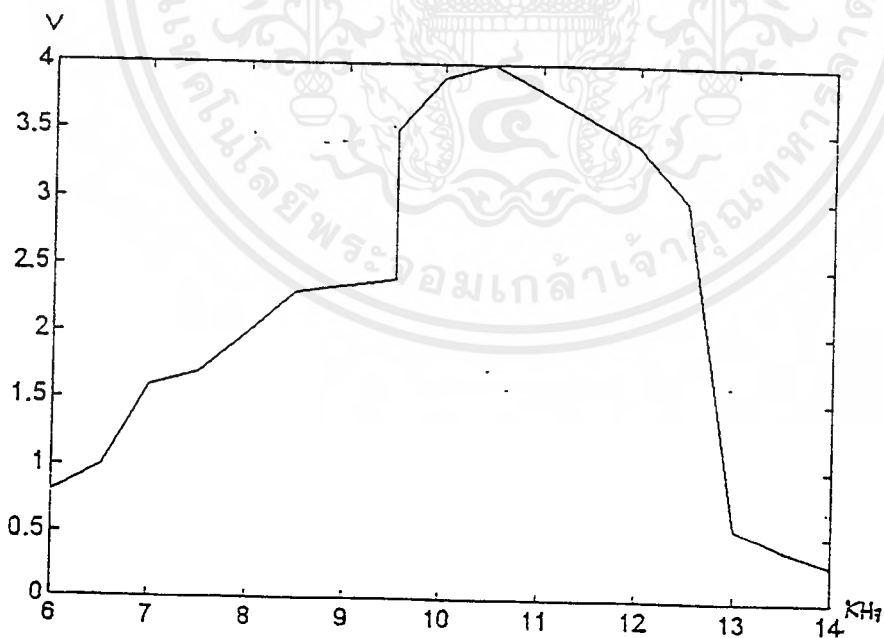


4.18 รูปกราฟแสดงโวลเตจเมื่อความถี่มีค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4.19 รูปกราฟแสดงโวลเตจเมื่อความถี่มีค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.3



4.20 รูปกราฟแสดงโวลเตจเมื่อความถี่มีค่าต่าง ๆ ตามตารางที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5 สรุปผลและวิจารณ์

จากการออกแบบวงจรต่าง ๆ และได้ทดลองทีละส่วน สุดท้ายได้นำเอาวงจรทุก ๆ ส่วนมาต่อกัน ทำให้เกิดปัญหาขึ้นมากมาย ตัวอย่างเช่น สัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากวงจรหนึ่ง มีระดับความแรงหรือ โวลเตจมีค่าสูงหรือต่ำเกินไป ซึ่งไม่อยู่ในช่วงระดับที่อีกวงจรหนึ่ง จะสามารถทำงานได้ จึงต้องมีการลดทอนหรือ ขยายให้สัญญาณที่ได้อยู่ในช่วงที่เหมาะสม รวมทั้งต้องคำนึงถึงค่า ดีซีอ็อกด้วย จึงต้องมี คาปาซิเตอร์ คับปลิง

ผลที่ได้จากการปรับแต่งสัญญาณที่จุดต่าง ๆ จนวงจรสามารถทำงานได้แล้ว ประสิทธิภาพในการทำงานก็ต้องขึ้นอยู่กับ การออกแบบวงจรว่าเหมาะสมแค่ไหน ตัวอย่างเช่น วงจรกรองความถี่ โดยเฉพาะทางด้านรับ วงจรเหล่านี้มีความสำคัญมาก เพราะจะเป็นตัวแยกสัญญาณแต่ละช่องให้กลับคืนมาอย่างมีประสิทธิภาพได้ดีเพียงใด

ในโครงการนี้ได้ใช้ลำโพง ค่า 1/4 วัตต์เป็นเอาต์พุต เพื่อใช้ฟังเสียง และดูว่าคุณภาพเสียงชัดเจนดีเพียงใด ผลที่ได้จากการทดลองพอสรุปได้ว่า สามารถแยกเอาสัญญาณทั้งสามช่องคืนกลับมาได้แต่เสียงที่ฟังได้ยังคงมีสัญญาณเสียงจากช่องอื่น ๆ รับกวนอยู่บ้าง แต่ก็อยู่ในขอบเขตที่พอรับได้

ในการส่งสัญญาณแสง ภายหลังได้ทำการเปลี่ยนตัว แอลอีดี โดยเปลี่ยนความถี่ของแสงเป็นที่ประมาณ 620 นาโนเมตร ซึ่งเป็นช่วงความถี่ย่านแสงสีแดง และได้เปลี่ยนเส้นใยแสงเป็นชนิด พลาสติก ทั้งนี้เนื่องจากการซื้อหาได้ง่าย และราคาถูก

## หนังสืออ้างอิง

1. อภินันท์ มัชฌานนท์, "ทฤษฎีการสื่อสารเส้นใยแสง," สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
2. MODERN ELECTRONIC CIRCUIT REFERENCE MANUAL
3. MANUAL OF ACTIVE FILTER DESIGN
4. OPTO ELECTRONICS HANDBOOK



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ORDERING INFORMATION**

Device	Temperature Range	Package
MC1496L	0°C to +70°C	SO-14
MC1496G		Metal Can
MC1496L		Ceramic DIP
MC1496P		Plastic DIP
MC1596G	-55°C to +125°C	Metal Can
MC1596L		Ceramic DIP

**Specifications and Applications Information**

**BALANCED MODULATOR/ DEMODULATOR**

... designed for use where the output voltage is a product of an input voltage (signal) and a switching function (carrier). Typical applications include suppressed carrier and amplitude modulation, synchronous detection, FM detection, phase detection, and copper applications. See Motorola Application Note AN-531 for additional design information.

- Excellent Carrier Suppression - 65 dB typ @ 0.5 MHz  
- 50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection - 85 dB typ

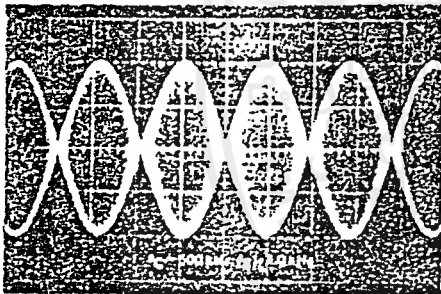


FIGURE 1 - SUPPRESSED-CARRIER OUTPUT WAVEFORM

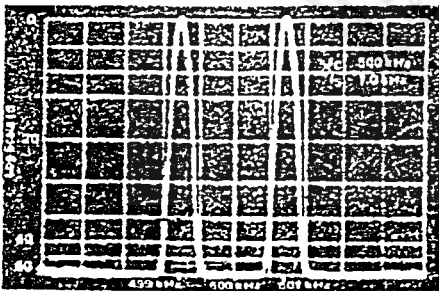


FIGURE 2 - SUPPRESSED-CARRIER SPECTRUM

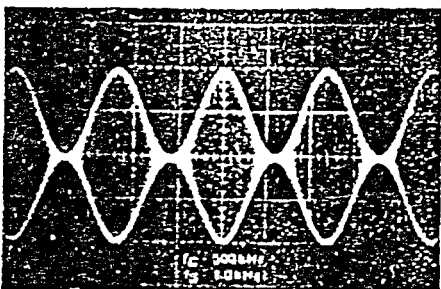


FIGURE 3 - AMPLITUDE-MODULATION OUTPUT WAVEFORM

**MC1496**  
**MC1596**

**BALANCED MODULATOR/DEMODULATOR**  
**SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT**

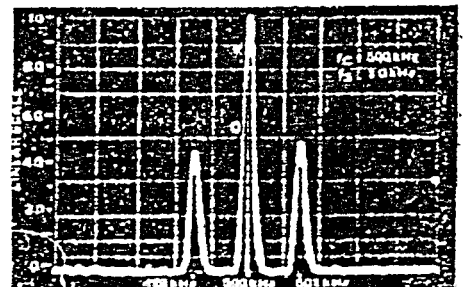
G SUFFIX  
METAL PACKAGE  
CASE 603-04

L SUFFIX  
CERAMIC PACKAGE  
CASE 532-08

D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751A-02  
SO-14

P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 646-06

FIGURE 4 - AMPLITUDE-MODULATION SPECTRUM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

FIGURE 21 — SUPPRESSION OF CARRIER HARMONIC SIDEBANDS versus CARRIER FREQUENCY

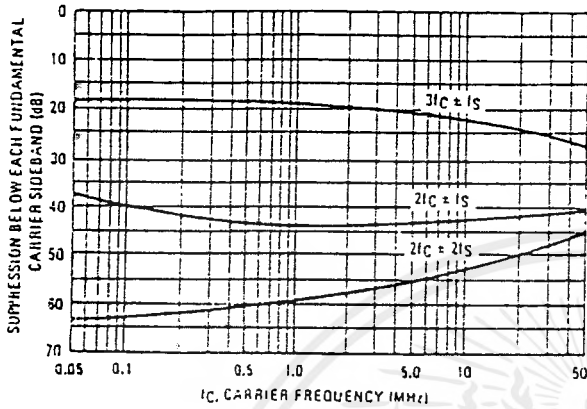
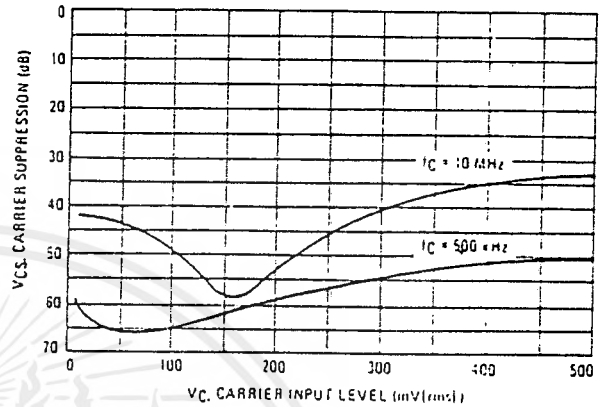


FIGURE 22 — CARRIER SUPPRESSION versus CARRIER INPUT LEVEL



## OPERATIONS INFORMATION

The MC1596/MC1496, a monolithic balanced modulator circuit, is shown in Figure 23.

This circuit consists of an upper quad differential amplifier driven by a standard differential amplifier with dual current sources. The output collectors are cross-coupled so that full-wave balanced multiplication of the two input voltages occurs. That is, the output signal is a constant times the product of the two input signals.

Mathematical analysis of linear ac signal multiplication indicates that the output spectrum will consist of only the sum and difference of the two input frequencies. Thus, the device may be used as a balanced modulator, doubly balanced mixer, product detector, frequency doubler, and other applications requiring these particular output signal characteristics.

The lower differential amplifier has its emitters connected to the package pins so that an external emitter resistance may be used. Also, external load resistors are employed at the device output.

### Signal Levels

The upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. The lower differential amplifier is operated in a linear mode for most applications.

For low-level operation at both input ports, the output signal will contain sum and difference frequency components and have an amplitude which is a function of the product of the input signal amplitudes.

For high-level operation at the carrier input port and linear operation at the modulating signal port, the output signal will contain sum and difference frequency components of the modulating signal frequency and the fundamental and odd harmonics of the carrier frequency. The output amplitude will be a constant times the modulating signal amplitude. Any amplitude variations in the carrier signal will not appear in the output.

FIGURE 23 — CIRCUIT SCHEMATIC

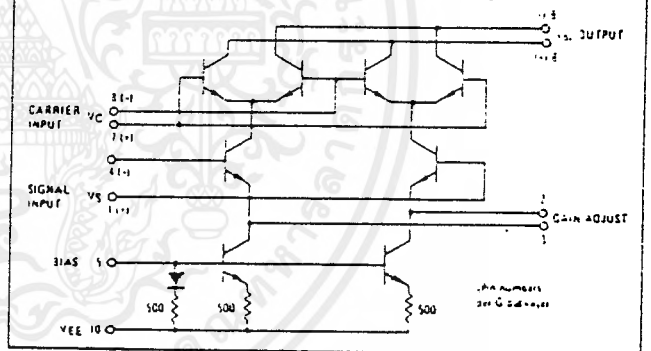
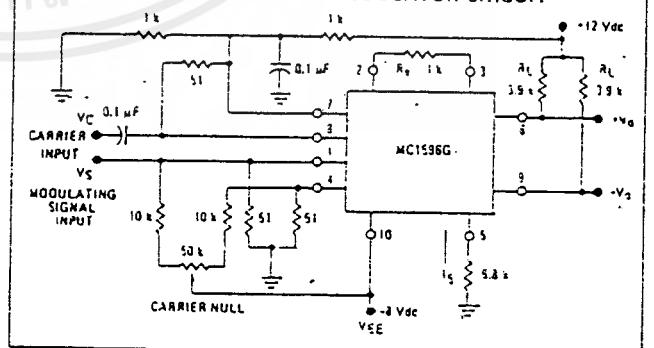


FIGURE 24 — TYPICAL MODULATOR CIRCUIT



NOTE Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

### TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5.  $f_C = 500$  kHz (sine wave),  
 $V_C = 60$  mV(rms),  $I_S = 1$  kHz,  $V_S = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 15 – SIDEBAND AND SIGNAL PORT TRANSMITTANCES versus FREQUENCY

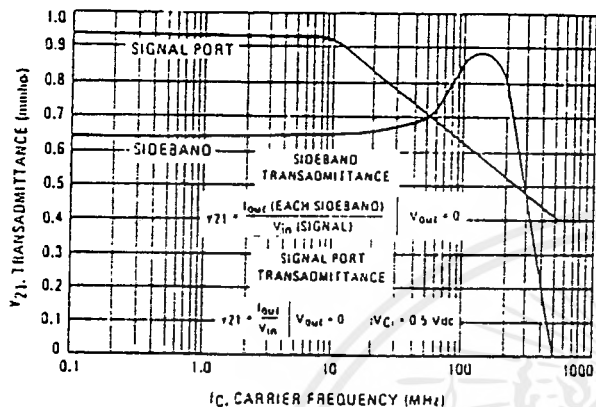


FIGURE 16 – CARRIER SUPPRESSION versus TEMPERATURE

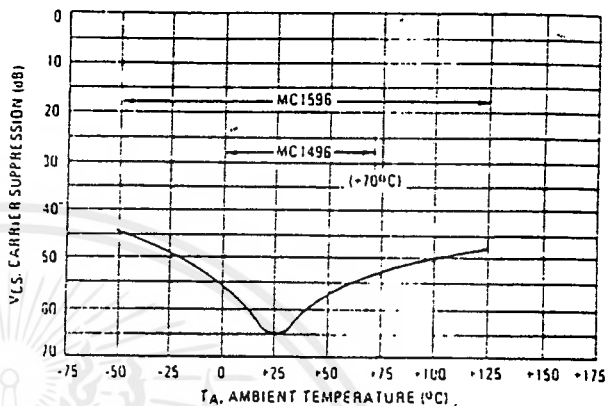


FIGURE 17 – SIGNAL-PORT FREQUENCY RESPONSE

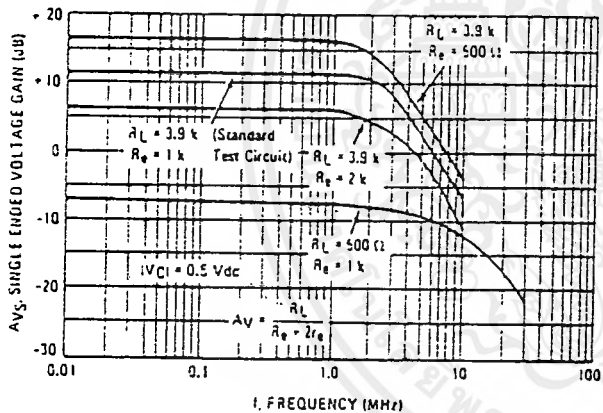


FIGURE 18 – CARRIER SUPPRESSION versus FREQUENCY

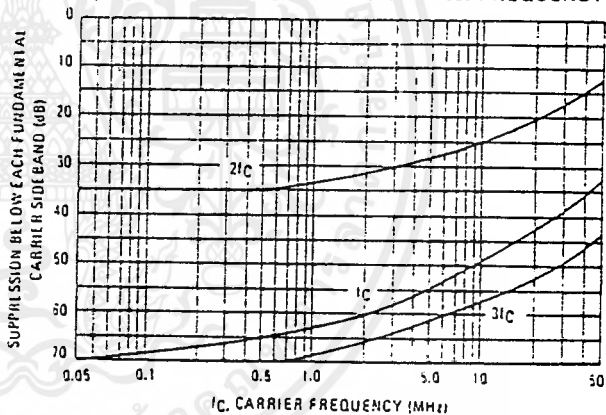


FIGURE 19 – CARRIER FEEDTHROUGH versus FREQUENCY

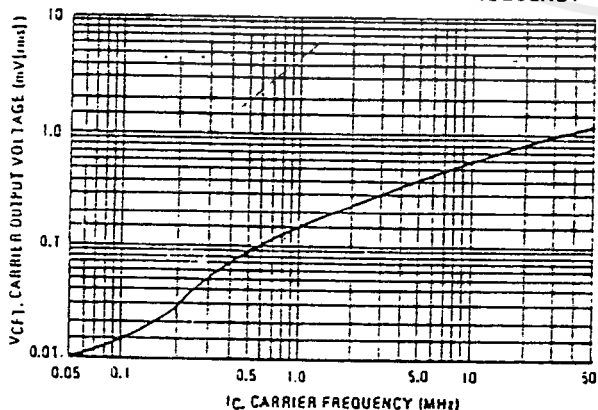
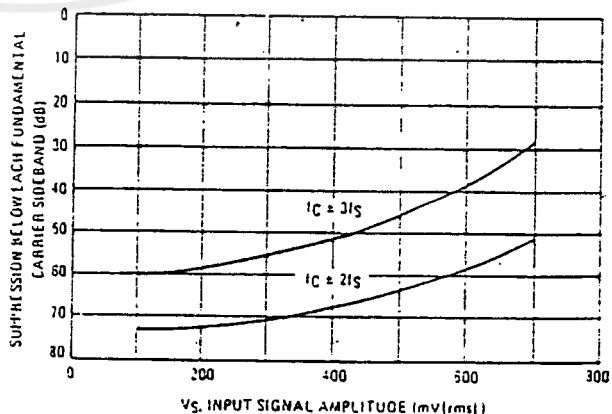


FIGURE 20 – SIDEBAND HARMONIC SUPPRESSION versus INPUT SIGNAL LEVEL



TEST CIRCUITS (continued)

FIGURE 9 - COMMON-MODE GAIN

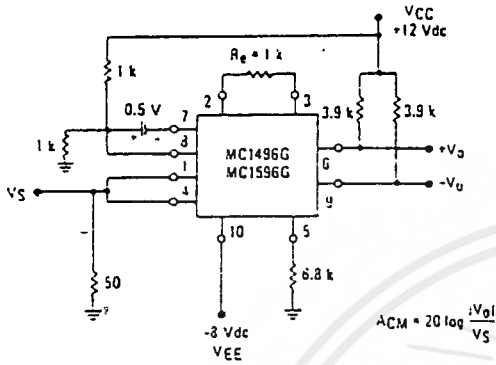
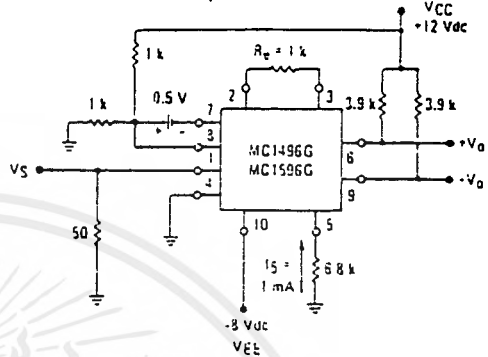


FIGURE 10 - SIGNAL GAIN AND OUTPUT SWING



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5,  $f_c = 500$  kHz (sine wave),  $V_C = 60$  mV(rms),  $f_S = 1$  kHz,  $V_S = 300$  mV(rms),  $T_A = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted.

FIGURE 11 - SIDEBAND OUTPUT versus CARRIER LEVELS

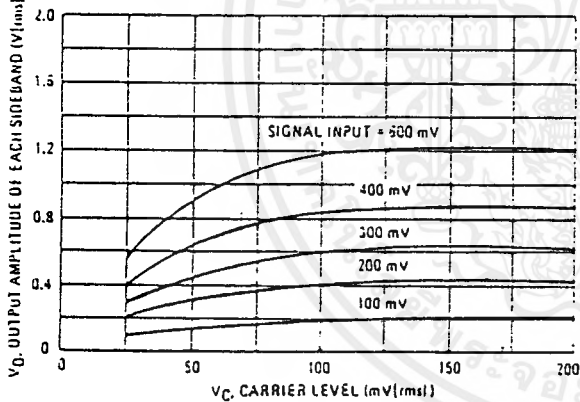


FIGURE 12 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT RESISTANCE versus FREQUENCY

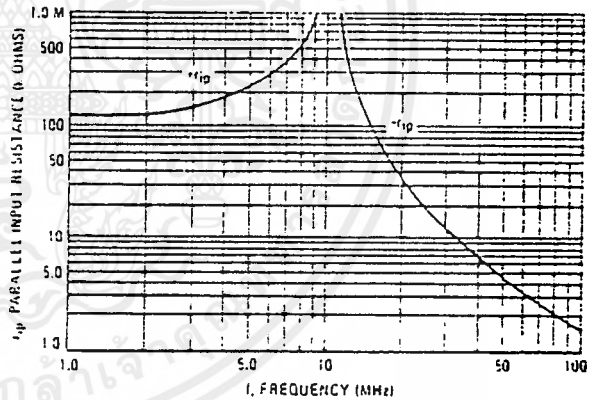


FIGURE 13 - SIGNAL-PORT PARALLEL-EQUIVALENT INPUT CAPACITANCE versus FREQUENCY

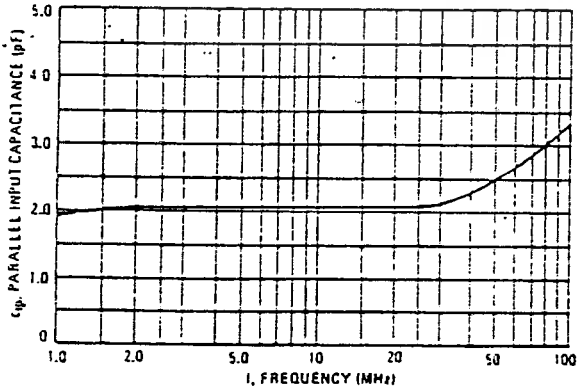
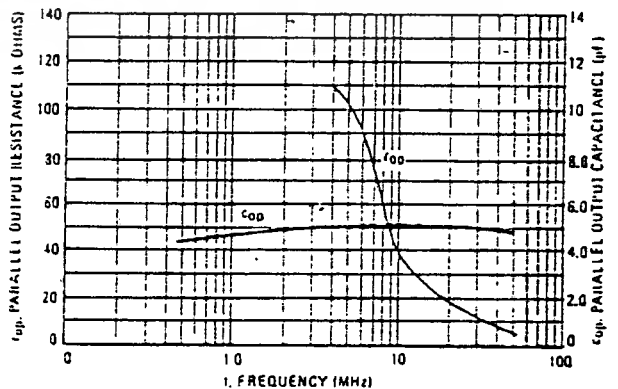


FIGURE 14 - SINGLE-ENDED OUTPUT IMPEDANCE versus FREQUENCY



APPLICATIONS INFORMATION (continued)

Doubly Balanced Mixer

The MC1596/MC1496 may be used as a doubly balanced mixer with either broadband or tuned narrow band input and output networks.

The local oscillator signal is introduced at the carrier input port with a recommended amplitude of 100 mV(rms).

Figure 30 shows a mixer with a broadband input and a tuned output.

Frequency Doubler

The MC1596/MC1496 will operate as a frequency doubler by introducing the same frequency at both input ports.

Figures 31 and 32 show a broadband frequency doubler and a tuned output very high frequency (VHF) doubler, respectively.

Phase Detection and FM Detection

The MC1596/MC1496 will function as a phase detector. High-level input signals are introduced at both inputs. When both inputs are at the same frequency the MC1596/MC1496 will deliver an output which is a function of the phase difference between the two input signals.

An FM detector may be constructed by using the phase detector principle. A tuned circuit is added at one of the inputs to cause the two input signals to vary in phase as a function of frequency. The MC1596/MC1496 will then produce an output which is a function of the input signal frequency.

NOTE Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

TYPICAL APPLICATIONS

FIGURE 26 - BALANCED MODULATOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)

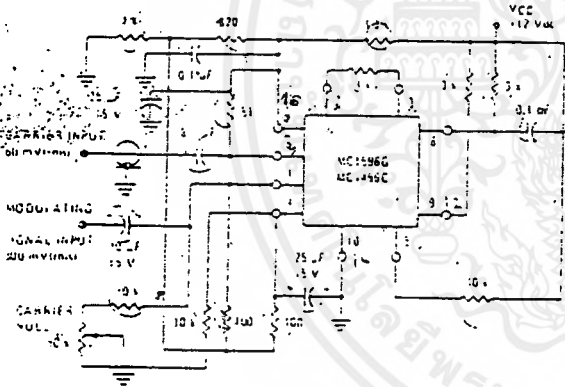


FIGURE 27 - BALANCED MODULATOR-DEMODULATOR

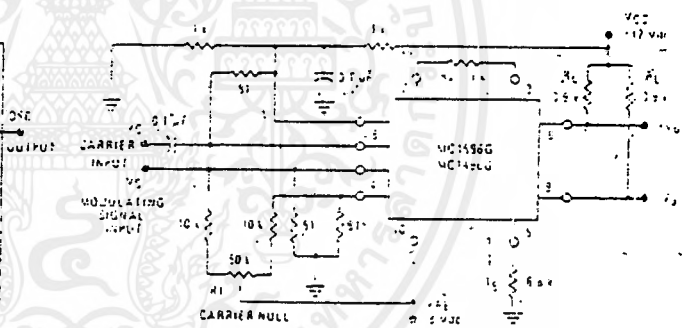


FIGURE 28 - AM MODULATOR CIRCUIT

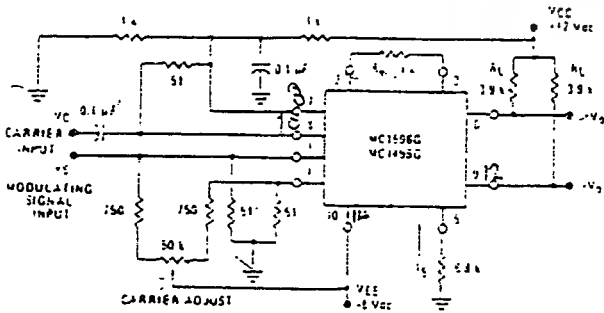
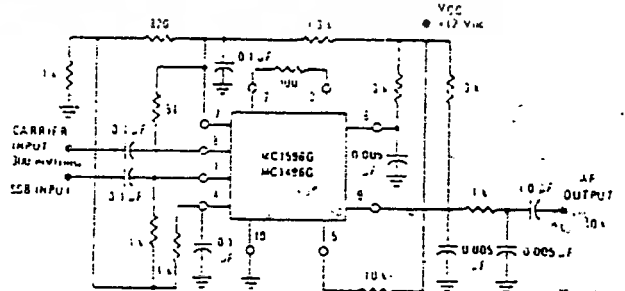


FIGURE 29 - PRODUCT DETECTOR (+12 Vdc SINGLE SUPPLY)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1496, MC1596

### Note 9 – Coupling and Bypass Capacitors $C_1$ and $C_2$

Capacitors  $C_1$  and  $C_2$  (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0 ohms at the carrier frequency.

### Note 10 – Output Signal, $V_o$

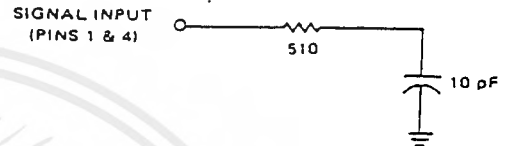
The output signal is taken from pins 6 and 9, either balanced or single-ended. Figure 12 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

### Note 11 – Negative Supply, $V_{EE}$

$V_{EE}$  should be dc only. The insertion of an RF choke in series with  $V_{EE}$  can enhance the stability of the internal current sources.

### Note 12 – Signal Port Stability

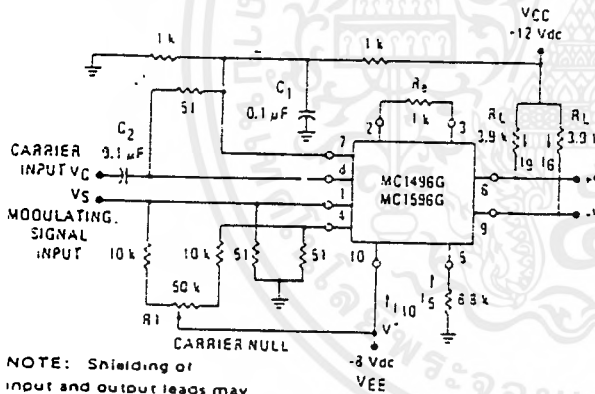
Under certain values of driving source impedance, oscillation may occur. In this event, an RC suppression network should be connected directly to each input using short leads. This will reduce the Q of the source-tuned circuits that cause the oscillation.



An alternate method for low-frequency applications is to insert a 1 k-ohm resistor in series with the inputs, pins 1 and 4. In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

## TEST CIRCUITS

FIGURE 5 – CARRIER REJECTION AND SUPPRESSION



NOTE: Shielding of input and output leads may be needed to properly perform these tests.

FIGURE 6 – INPUT-OUTPUT IMPEDANCE

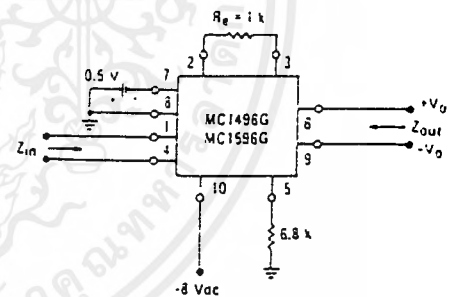


FIGURE 7 – BIAS AND OFFSET CURRENTS

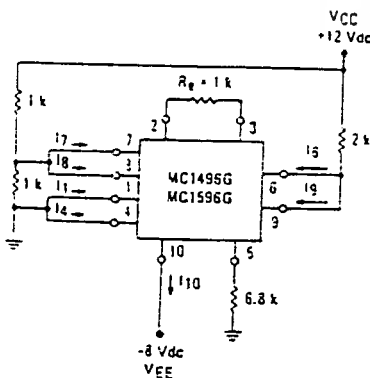
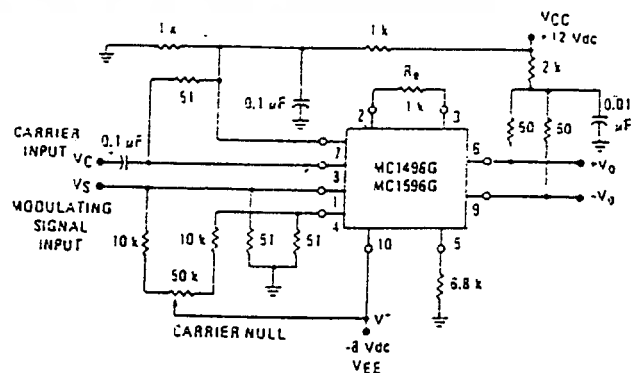


FIGURE 8 – TRANSCONDUCTANCE BANDWIDTH



NOTE: Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

# MC1496, MC1598

## GENERAL OPERATING INFORMATION\*

### Note 1 — Carrier Feedthrough

Carrier feedthrough is defined as the output voltage at carrier frequency with only the carrier applied (signal voltage = 0).

Carrier null is achieved by balancing the currents in the differential amplifier by means of a bias trim potentiometer ( $R_1$  of Figure 5).

### Note 2 — Carrier Suppression

Carrier suppression is defined as the ratio of each sideband output to carrier output for the carrier and signal voltage levels specified.

Carrier suppression is very dependent on carrier input level, as shown in Figure 22. A low value of the carrier does not fully switch the upper switching devices, and results in lower signal gain, hence lower carrier suppression. A higher than optimum carrier level results in unnecessary device and circuit carrier feedthrough, which again degenerates the suppression figure. The MC1596 has been characterized with a 60 mV(rms) sinewave carrier input signal. This level provides optimum carrier suppression at carrier frequencies in the vicinity of 500 kHz, and is generally recommended for balanced modulator applications.

Carrier feedthrough is independent of signal level,  $V_S$ . Thus carrier suppression can be maximized by operating with large signal levels. However, a linear operating mode must be maintained in the signal-input transistor pair — or harmonics of the modulating signal will be generated and appear in the device output as spurious sidebands of the suppressed carrier. This requirement places an upper limit on input-signal amplitude (see Note 3 and Figure 20). Note also that an optimum carrier level is recommended in Figure 22 for good carrier suppression and minimum spurious sideband generation.

At higher frequencies circuit layout is very important in order to minimize carrier feedthrough. Shielding may be necessary in order to prevent capacitive coupling between the carrier input leads and the output leads.

### Note 3 — Signal Gain and Maximum Input Level

Signal gain (single-ended) at low frequencies is defined as the voltage gain,

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_e + 2r_e} \text{ where } r_e = \frac{25 \text{ mV}}{I_S \text{ (mA)}}$$

A constant dc potential is applied to the carrier input terminals to fully switch two of the upper transistors "on" and two transistors "off" ( $V_C = 0.5 \text{ Vdc}$ ). This in effect forms a cascode differential amplifier.

Linear operation requires that the signal input be below a critical value determined by  $R_E$  and the bias current  $I_S$

$$V_S \leq I_S R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10,  $V_S$  corresponds to a maximum value of 1 volt peak.

### Note 4 — Common-Mode Swing

The common-mode swing is the voltage which may be applied to both bases of the signal differential amplifier, without saturating the current sources or without saturating the differential amplifier itself by swinging it into the upper switching devices. This swing is variable depending on the particular circuit and biasing conditions chosen (see Note 6).

### Note 5 — Power Dissipation

Power dissipation,  $P_D$ , within the integrated circuit package should be calculated as the summation of the voltage-current products at each port, i.e. assuming  $V_6 = V_7$ ,  $I_5 = I_6 = I_9$  and ignoring

base current,  $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{10}) + I_5 (V_5 - V_{10})$  where subscripts refer to pin numbers.

### Note 6 — Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions. See Note 3 for  $R_E$  equation.

#### A. Operating Current

The internal bias currents are set by the conditions at pin 5. Assume:

$$I_5 = I_6 = I_9$$

$$I_B \ll I_C \text{ for all transistors}$$

then:

$$R_5 = \frac{V^- - 0}{I_5} = 500 \Omega \quad \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between pin 5 and ground}$$

$$\phi = 0.75 \text{ V at } T_A = +25^\circ\text{C}$$

The MC1596 has been characterized for the condition  $I_5 = 1.0 \text{ mA}$  and is the generally recommended value.

#### B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_7 = V^+ - I_5 R_L$$

### Note 7 — Biasing

The MC1596 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2 volts collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table:

$$30 \text{ Vdc} \geq \{(V_6, V_7) - (V_7, V_8)\} \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq \{(V_7, V_8) - (V_1, V_4)\} \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq \{(V_1, V_4) - (V_5)\} \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_7, \quad V_7 = V_8, \quad V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into pins 1, 4, 7, and 8 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

### Note 8 — Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$Y_{21C} = \frac{i_O \text{ (each sideband)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3-dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$Y_{21S} = \frac{i_O \text{ (signal)}}{V_S \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

\*Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาท่านน โมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



OPERATIONS INFORMATION (continued)

The linear signal handling capabilities of a differential amplifier are well defined. With no emitter degeneration, the maximum input voltage for linear operation is approximately 25 mV peak. Since the upper differential amplifier has its emitters internally connected, this voltage applies to the carrier input port for all conditions.

Since the lower differential amplifier has provisions for an external emitter resistance, its linear signal handling range may be adjusted by the user. The maximum input voltage for linear operation may be approximated from the following expression:

$$V = (15) (R_E) \text{ volts peak.}$$

This expression may be used to compute the minimum value of  $R_E$  for a given input voltage amplitude.

FIGURE 25 - TABLE 1  
VOLTAGE GAIN AND OUTPUT FREQUENCIES

Carrier Input Signal ( $V_C$ )	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) (\frac{KT}{q})}$	$f_M$
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_M$
Low-level ac	$\frac{R_L V_C (\text{rms})}{2 \sqrt{2} (\frac{KT}{q}) (R_E + 2r_e)}$	$f_C = f_M$
High-level ac	$\frac{0.537 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C = f_M, 3f_C = f_M, 5f_C = f_M.$

The gain from the modulating signal input port to the output is the MC1596/MC1496 gain parameter which is most often of interest to the designer. This gain has significance only when the lower differential amplifier is operated in a linear mode, but this includes most applications of the device.

As previously mentioned, the upper quad differential amplifier may be operated either in a linear or a saturated mode. Approximate gain expressions have been developed for the MC1596/MC1496 for a low-level modulating signal input and the following carrier input conditions:

- 1) Low-level dc
- 2) High-level dc
- 3) Low-level ac
- 4) High-level ac

These gains are summarized in Table 1, along with the frequency components contained in the output signal.

NOTES:

1. Low-level Modulating Signal,  $V_M$ , assumed in all cases.  $V_C$  is Carrier Input Voltage.
2. When the output signal contains multiple frequencies, the gain expression given is for the output amplitude of each of the two desired outputs,  $f_C + f_M$  and  $f_C - f_M$ .
3. All gain expressions are for a single-ended output. For a differential output connection, multiply each expression by two.
4.  $R_L$  = Load resistance.
5.  $R_E$  = Emitter resistance between pins 2 and 3.
6.  $r_e$  = Transistor dynamic emitter resistance, at +25°C:

$$r_e \approx \frac{26 \text{ mV}}{15 (\text{mA})}$$

7.  $K$  = Boltzmann's Constant,  $T$  = temperature in degrees Kelvin,  $q$  = the charge on an electron.

$$\frac{KT}{q} \approx 26 \text{ mV at room temperature}$$

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the MC1596/MC1496. The suggested circuit for this application is shown on the front page of this data sheet.

In some applications, it may be necessary to operate the MC1596/MC1496 with a single dc supply voltage instead of dual supplies. Figure 26 shows a balanced modulator designed for operation with a single +12 Vdc supply. Performance of this circuit is similar to that of the dual supply modulator.

AM Modulator

The circuit shown in Figure 27 may be used as an amplitude modulator with a minor modification.

All that is required to shift from suppressed carrier to AM operation is to adjust the carrier null potentiometer for the proper amount of carrier insertion in the output signal.

However, the suppressed carrier null circuitry as shown in Figure 27 does not have sufficient adjustment range. Therefore, the modulator may be modified for AM operation by changing two resistor values in the null circuit as shown in Figure 28.

Product Detector

The MC1596/MC1496 makes an excellent SSB product detector (see Figure 29).

This product detector has a sensitivity of 3.0 microvolts and a dynamic range of 90 dB when operating at an intermediate frequency of 9 MHz.

The detector is broadband for the entire high frequency range. For operation at very low intermediate frequencies down to 50 kHz the 0.1  $\mu\text{F}$  capacitors on pins 7 and 8 should be increased to 1.0  $\mu\text{F}$ . Also, the output filter at pin 9 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the MC1596/MC1496, the emitter resistance between pins 2 and 3 may be increased or decreased to adjust circuit gain, sensitivity, and dynamic range.

This circuit may also be used as an AM detector by introducing carrier signal at the carrier input and an AM signal at the SSB input.

The carrier signal may be derived from the intermediate frequency signal or generated locally. The carrier signal may be introduced with or without modulation, provided its level is sufficiently high to saturate the upper quad differential amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mV(rms) input level is recommended.

# MC1496, MC1596

MAXIMUM RATINGS\* (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V <sub>6</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>7</sub> , V <sub>9</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>7</sub> - V <sub>1</sub> , V <sub>8</sub> - V <sub>4</sub> , V <sub>6</sub> - V <sub>8</sub> , V <sub>2</sub> - V <sub>5</sub> , V <sub>3</sub> - V <sub>5</sub> )	V <sub>V</sub>	30	Vdc
Differential Input Signal	V <sub>7</sub> - V <sub>8</sub> V <sub>4</sub> - V <sub>1</sub>	±5.0 = (5 + I <sub>S</sub> R <sub>θ</sub> )	Vdc
Maximum Bias Current	I <sub>S</sub>	10	mA
Thermal Resistance, Junction to Air Ceramic Dual In-Line Package Plastic Dual In-Line Package Metal Package	R <sub>θJA</sub>	100 100 160	°C/W
Operating Temperature Range MC1496 MC1596	T <sub>A</sub>	0 to +70 -55 to +125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 to +150	°C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS\* (V<sub>CC</sub> = +12 Vdc, V<sub>EE</sub> = -3.0 Vdc, I<sub>S</sub> = 1.0 mAdc, R<sub>L</sub> = 3.9 kΩ, R<sub>θ</sub> = 1.0 kΩ, T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted) (All input and output characteristics are single-ended unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	MC1596			MC1496			Unit
				Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Carrier Feedthrough V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave and offset adjusted to zero V <sub>C</sub> = 300 mVp-p square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V <sub>CFT</sub>	—	40	—	—	40	—	μV(rms)
				—	140	—	—	140	—	mV(rms)
Carrier Suppression f <sub>S</sub> = 10 kHz, 300 mV(rms) f <sub>C</sub> = 500 kHz, 60 mV(rms) sine wave f <sub>C</sub> = 10 MHz, 60 mV(rms) sine wave	5	2	V <sub>CS</sub>	—	85	—	40	65	—	dB
				—	50	—	—	50	—	k
Transadmittance Bandwidth (Magnitude) (R <sub>L</sub> = 50 ohms) Carrier Input Port, V <sub>C</sub> = 60 mV(rms) sine wave f <sub>S</sub> = 1.0 kHz, 300 mV(rms) sine wave Signal Input Port, V <sub>S</sub> = 300 mV(rms) sine wave  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	8	9	BW <sub>3dB</sub>	—	300	—	—	300	—	MHz
				—	80	—	—	80	—	
Signal Gain V <sub>S</sub> = 100 mV(rms), f = 1.0 kHz;  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	10	3	A <sub>VS</sub>	2.5	3.5	—	2.5	3.5	—	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	—	r <sub>ip</sub> C <sub>io</sub>	—	200	—	—	200	—	kΩ
				—	2.0	—	—	2.0	—	pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	—	r <sub>op</sub> C <sub>oo</sub>	—	40	—	—	40	—	kΩ
				—	5.0	—	—	5.0	—	pF
Input Bias Current I <sub>bS</sub> = $\frac{I_1 + I_4}{2}$ ; I <sub>bC</sub> = $\frac{I_7 + I_8}{2}$	7	—	I <sub>bS</sub> I <sub>bC</sub>	—	12	25	—	12	30	μA
Input Offset Current I <sub>ioS</sub> = I <sub>1</sub> - I <sub>4</sub> ; I <sub>ioC</sub> = I <sub>7</sub> - I <sub>8</sub>	7	—	I <sub>ioS</sub>    I <sub>ioC</sub>	—	0.7	5.0	—	0.7	7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	—	TC <sub>io</sub>	—	2.0	—	—	2.0	—	nA/°C
Output Offset Current (I <sub>6</sub> - I <sub>9</sub> )	7	—	I <sub>ool</sub>	—	14	50	—	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T <sub>A</sub> = -55°C to +125°C)	7	—	TC <sub>ool</sub>	—	90	—	—	90	—	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz	9	4	CMV	—	5.0	—	—	5.0	—	V <sub>p-p</sub>
Common-Mode Gain, Signal Port, f <sub>S</sub> = 1.0 kHz,  V <sub>C</sub>   = 0.5 Vdc	9	—	ACM	—	-85	—	—	-85	—	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	—	V <sub>out</sub>	—	3.0	—	—	8.0	—	V <sub>p-p</sub>
Differential Output Voltage Swing Capability	10	—	V <sub>out</sub>	—	8.0	—	—	8.0	—	V <sub>p-p</sub>
Power Supply Current I <sub>6</sub> + I <sub>9</sub> I <sub>10</sub>	7	6	I <sub>CC</sub> I <sub>EE</sub>	—	2.0	3.0	—	2.0	4.0	mA
				—	3.0	4.0	—	3.0	5.0	
DC Power Dissipation	7	5	P <sub>D</sub>	—	33	—	—	33	—	mW

\* Pin number references pertain to this device when packaged in a metal can. To ascertain the corresponding pin numbers for plastic or ceramic packaged devices refer to the first page of this specification sheet.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4027B



# CMOS DUAL J-K FLIP-FLOP

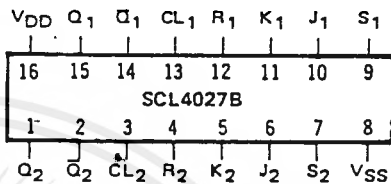
## FEATURES

- ◆ Individual Set and Reset Controls
- ◆ Fully Static Operation
- ◆ Logic Edge-Clocked Design
- ◆ 8MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

## DESCRIPTION

The SCL4027B consists of two identical independent CMOS J-K master-slave Flip-Flops. The SCL4027B is useful in performing control, register, and toggle functions. Logic levels present at the J and K inputs along with internal self-steering control the state of each flip-flop; changes in the flip-flop state are synchronous with the positive-going transition of the Clock pulse. Set and Reset functions are independent of the Clock and are initiated when a high level signal is present at either the Set or Reset input.

## CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:

- C 16-pin Cerdip      F 16-pin Fiat
- D 16-pin Ceramic    H Chip
- E 16-pin Epoxy

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

DC Supply Voltage	$V_{DD} - V_{SS}$	3 to 15	Vdc
Operating Temperature	$T_A$		
C, D, F, H Device		-55 to +125	°C
E Device		-40 to +85	°C

## TRUTH TABLE

• $t_{n-1}$ INPUTS						† $t_n$ OUTPUTS	
CL $\Delta$	J	K	S	R	Q	Q	$\bar{Q}$
1	1	X	0	0	0	1	0
1	X	0	0	0	1	1	0
1	0	X	0	0	0	0	1
1	X	1	0	0	1	0	1
0	X	X	0	0	X	(No Change)	
X	X	X	1	0	X	1	0
X	X	X	0	1	X	0	1
X	X	X	1	1	X	1	1

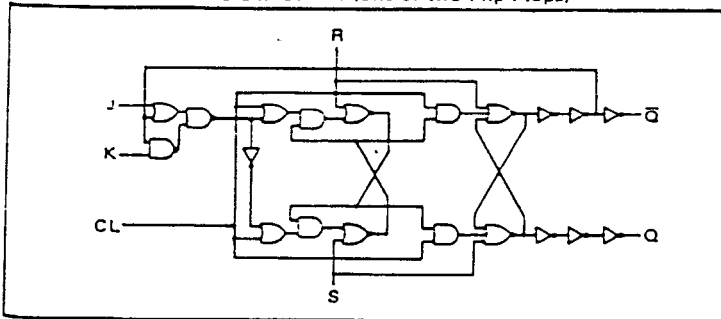
WHERE 1 = HIGH LEVEL  
0 = LOW LEVEL

$\Delta$  - LEVEL CHANGE  
X - DON'T CARE

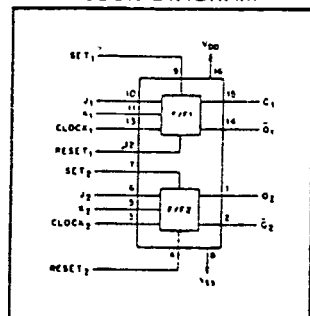
•  $t_{n-1}$  REFERS TO THE INTERVAL PRIOR TO THE POSITIVE CLOCK PULSE TRANSITION

†  $t_n$  REFERS TO THE TIME INTERVAL AFTER THE POSITIVE CLOCK PULSE TRANSITION

## LOGIC DIAGRAM (one of two Flip-Flops)



## BLOCK DIAGRAM



### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

#### STATIC CHARACTERISTICS <sup>1, 2</sup>

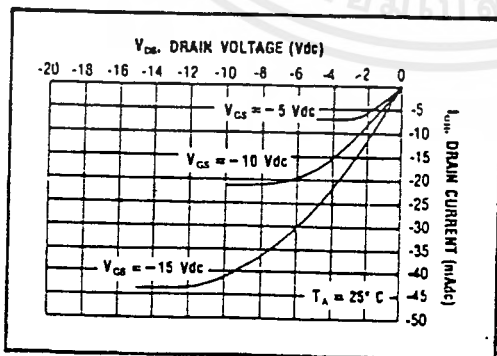
PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>3</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>3</sup>		Units
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.	
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	-	1.0	-	0.005	1.0	-	30	μA <sub>dc</sub>
			-	2.0	-	0.01	2.0	-	60	
			-	4.0	-	0.02	4.0	-	120	

- NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.  
<sup>3</sup> This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

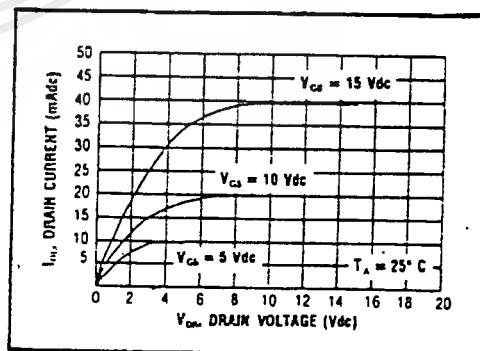
#### DYNAMIC CHARACTERISTICS (C<sub>L</sub> = 50pF, T<sub>A</sub> = 25°C)

PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units	
<b>CLOCKED OPERATION</b>						
PROPAGATION DELAY TIME	t <sub>PLH</sub> , t <sub>PHL</sub>	5	-	175	350	ns
		10	-	80	160	
		15	-	60	120	
OUTPUT TRANSITION TIME	t <sub>FLM</sub> , t <sub>MFL</sub>	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	
MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH	PW <sub>CL</sub>	5	-	165	330	ns
		10	-	60	120	
		15	-	50	100	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	f <sub>CL</sub>	5	1.5	3.0	-	MHz
		10	4.0	8.0	-	
		15	5.0	10	-	
MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME <sup>1</sup>	t <sub>rCL</sub> , t <sub>fCL</sub>	5	15	-	-	μs
		10	5	-	-	
		15	3	-	-	
MINIMUM SETUP TIME	t <sub>setup</sub>	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	
MINIMUM HOLD TIME	t <sub>hold</sub>	5	-	-25	0	ns
		10	-	-10	0	
		15	-	-5	0	
<b>SET AND RESET OPERATION</b>						
PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to Q	t <sub>PLH</sub>	5	-	150	300	ns
		10	-	70	140	
		15	-	55	110	
MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH	PW <sub>S</sub> , PW <sub>R</sub>	5	-	100	200	ns
		10	-	50	100	
		15	-	40	80	
SET AND RESET REMOVAL TIME	t <sub>rem</sub>	5	-	0	25	ns
		10	-	0	10	
		15	-	0	5	

<sup>1</sup> When units are cascaded, the maximum rise and fall times of the clock input should be equal to or less than the transition times of the data outputs driving data inputs, plus the propagation delay of the output driving stage for the output capacitive load.



Typical P-Channel Source Current Characteristics



Typical N-Channel Sink Current Characteristics



## Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (LM386N)	15V	Storage Temperature	-65°C to +150°C
Supply Voltage (LM386N-4)	22V	Operating Temperature	0°C to +70°C
Package Dissipation (Note 1) (LM386N-4)	1.25W	Junction Temperature	+150°C
Package Dissipation (Note 2) (LM386)	660 mW	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	+300°C
Input Voltage	±0.4V		

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

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage ( $V_S$ )					
LM386		4		12	V
LM386N-4		5		18	V
Quiescent Current ( $I_Q$ )	$V_S = 6V, V_{IN} = 0$		4	8	mA
Output Power ( $P_{OUT}$ )					
LM386N-1	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	250	325		mW
LM386N-3	$V_S = 9V, R_L = 8\Omega, THD = 10\%$	500	700		mW
LM386N-4	$V_S = 16V, R_L = 32\Omega, THD = 10\%$	700	1000		mW
Voltage Gain ( $A_V$ )	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz}$ $10\mu\text{F}$ from Pin 1 to 8		26 46		dB dB
Bandwidth (BW)	$V_S = 6V, \text{Pins 1 and 8 Open}$		300		kHz
Total Harmonic Distortion (THD)	$V_S = 6V, R_L = 8\Omega, P_{OUT} = 125\text{ mW}$ $f = 1\text{ kHz, Pins 1 and 8 Open}$		0:2		%
Power Supply Rejection Ratio (PSRR)	$V_S = 6V, f = 1\text{ kHz, } C_{BYPASS} = 10\mu\text{F}$ Pins 1 and 8 Open, Referred to Output		50		dB
Input Resistance ( $R_{IN}$ )			50		k $\Omega$
Output Bias Current ( $I_{BIAS}$ )	$V_S = 6V, \text{Pins 2 and 3 Open}$		250		nA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 100°C/W junction to ambient.

Note 2: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 187°C junction to ambient.

## Application Hints

### GAIN CONTROL

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

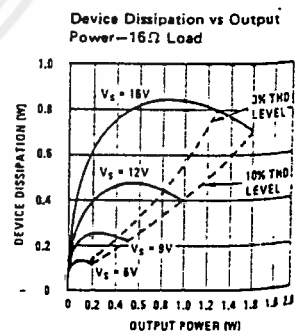
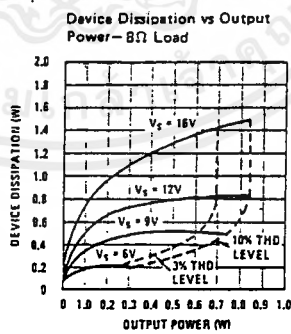
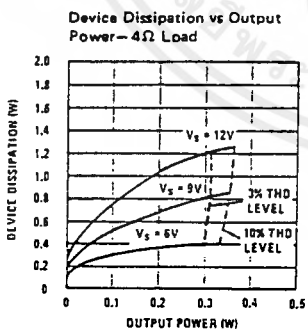
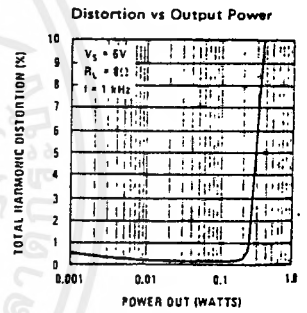
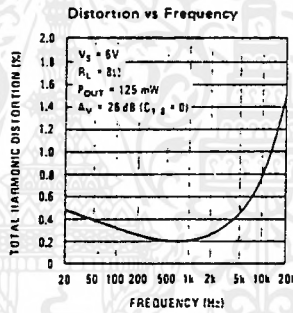
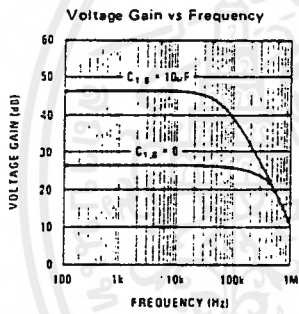
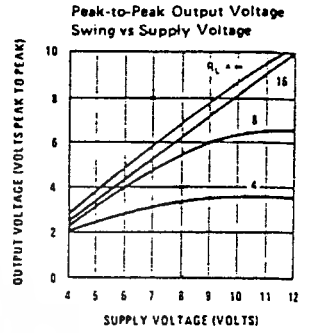
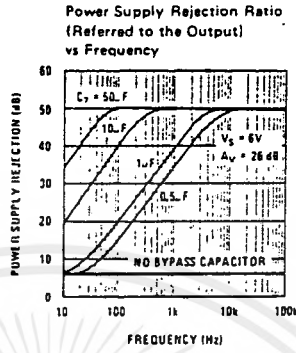
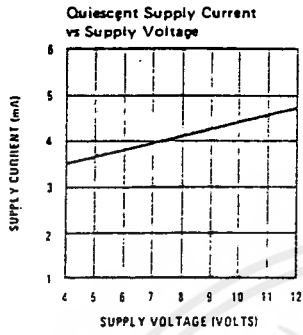
Additional external components can be placed in parallel with the internal feedback resistors to tailor the gain and frequency response for individual applications. For example, we can compensate poor speaker bass response by frequency shaping the feedback path. This is done with a series RC from pin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

### INPUT BIASING

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

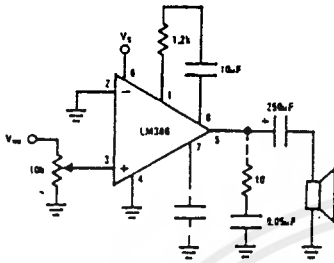
When using the LM386 with higher gains (bypassing the 1.35 k $\Omega$  resistor between pins 1 and 8) it is necessary to bypass the unused input, preventing degradation of gain and possible instabilities. This is done with a 0.1 $\mu\text{F}$  capacitor or a short to ground depending on the dc source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

Typical Performance Characteristics

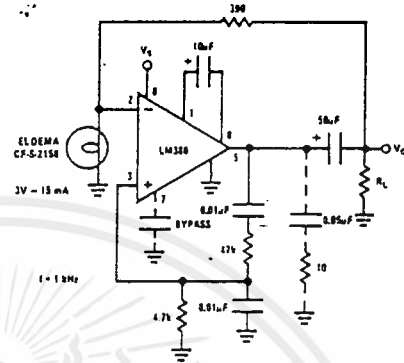


Typical Applications (Continued)

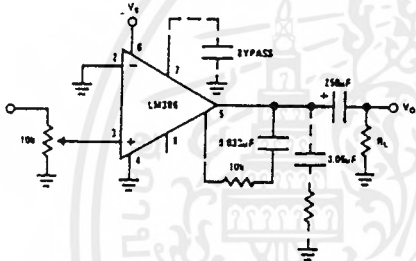
Amplifier with Gain = 50



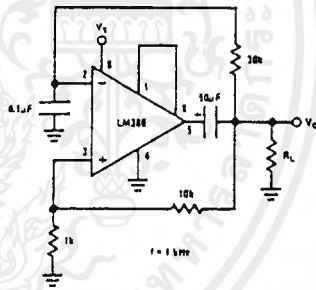
Low Distortion Power Wienbridge Oscillator



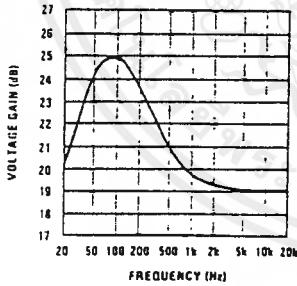
Amplifier with Bass Boost



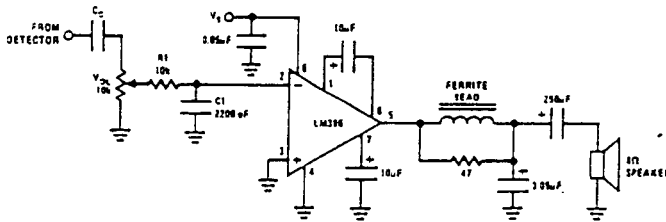
Square Wave Oscillator



Frequency Response with Bass Boost



AM Radio Power Amplifier



- 1: Twist supply lead and supply ground very tightly.
- 2: Twist speaker lead and ground very tightly.
- 3: Ferrite bead is Ferroxcube K5-001-001/3B with 3 turns of wire.

- Note 4: R1C1 band limits in/out signals.
- Note 5: All components must be spaced very close to IC.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

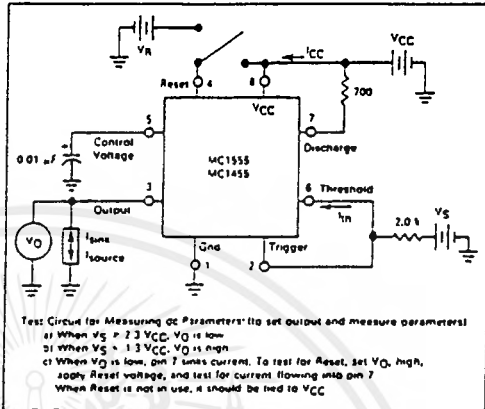


# MC1455, MC1555

## MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = +25°C unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	+18	Vdc
Discharge Current (Pin 7)	I <sub>7</sub>	200	mA
Power Dissipation (Package Limitation)	P <sub>D</sub>	680	mW
		Derate above T <sub>A</sub> = +25°C	4.6 mW/°C
		Plastic Dual In-Line Package	625 mW
		Derate above T <sub>A</sub> = -25°C	5.0 mW/°C
Operating Temperature Range (Ambient)	T <sub>A</sub>	MC1555	-55 to +125
		MC1455B	-40 to +85
		MC1455	0 to +70
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

FIGURE 3 — GENERAL TEST CIRCUIT



## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = -25°C, V<sub>CC</sub> = +5.0 V to -15 V unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	MC1555			MC1455			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	4.5	-	18	4.5	-	16	V
Supply Current V <sub>CC</sub> = 5.0 V, R <sub>L</sub> = ∞ V <sub>CC</sub> = 15 V, R <sub>L</sub> = ∞ Low State, (Note 1)	I <sub>CC</sub>	-	3.0	5.0	-	3.0	6.0	mA
		-	10	12	-	10	15	
Timing Error (Note 2) R = 1.0 kΩ to 100 kΩ Initial Accuracy C = 0.1 μF Drift with Temperature Drift with Supply Voltage		-	0.5	2.0	-	1.0	-	%
		-	30	100	-	50	-	PPM/°C
		-	0.05	0.20	-	0.10	-	%/Volt
		-	-	-	-	-	-	-
Threshold Voltage	V <sub>th</sub>	-	2/3	-	-	2/3	-	xV <sub>CC</sub>
Trigger Voltage V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>T</sub>	4.8	5.0	5.2	-	5.0	-	V
		1.45	1.67	1.9	-	1.67	-	
Trigger Current	I <sub>T</sub>	-	0.5	-	-	0.5	-	μA
Reset Voltage	V <sub>R</sub>	0.4	0.7	1.0	0.4	0.7	1.0	V
Reset Current	I <sub>R</sub>	-	0.1	-	-	0.1	-	mA
Threshold Current (Note 3)	I <sub>th</sub>	-	0.1	0.25	-	0.1	0.25	μA
Discharge Leakage Current (Pin 7)	I <sub>dis</sub>	-	-	100	-	-	100	nA
Control Voltage Level V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>CL</sub>	9.6	10	10.4	9.0	10	11	V
		2.9	3.33	3.8	2.6	3.33	4.0	
Output Voltage Low (V <sub>CC</sub> = 15 V) I <sub>sink</sub> = 10 mA I <sub>sink</sub> = 50 mA I <sub>sink</sub> = 100 mA I <sub>sink</sub> = 200 mA (V <sub>CC</sub> = 5.0 V) I <sub>sink</sub> = 8.0 mA I <sub>sink</sub> = 5.0 mA	V <sub>OL</sub>	-	0.1	0.15	-	0.1	0.25	V
		-	0.4	0.5	-	0.4	0.75	
		-	2.0	2.2	-	2.0	2.5	
		-	2.5	-	-	2.5	-	
		-	0.1	0.25	-	-	-	
Output Voltage High (I <sub>source</sub> = 200 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V (I <sub>source</sub> = 100 mA) V <sub>CC</sub> = 15 V V <sub>CC</sub> = 5.0 V	V <sub>OH</sub>	-	12.5	-	-	12.5	-	V
		13	13.3	-	12.75	13.3	-	
Rise Time of Output	t <sub>OLH</sub>	-	100	-	-	100	-	ns
Fall Time of Output	t <sub>OHL</sub>	-	100	-	-	100	-	ns

NOTES:

- Supply current when output is high is typically 1.0 mA less.
- Tested at V<sub>CC</sub> = 5.0 V and V<sub>CC</sub> = 15 V. Monostable mode
- This will determine the maximum value of R<sub>A</sub> + R<sub>B</sub> for 15 V operation. The maximum total R = 20 megohms.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC1455, MC1555

## TYPICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted.)

FIGURE 4 — TRIGGER PULSE WIDTH

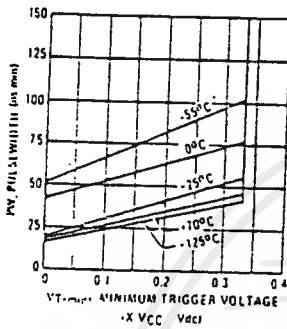


FIGURE 5 — SUPPLY CURRENT

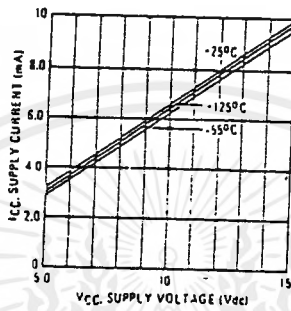


FIGURE 6 — HIGH OUTPUT VOLTAGE

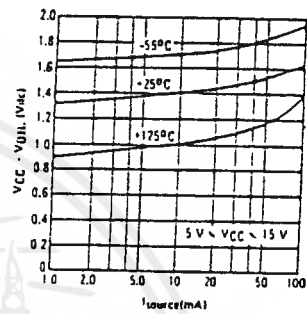


FIGURE 7 — LOW OUTPUT VOLTAGE  
@  $V_{CC} = 5.0$  Vdc

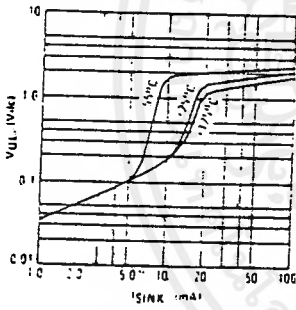


FIGURE 8 — LOW OUTPUT VOLTAGE  
@  $V_{CC} = 1.0$  Vdc

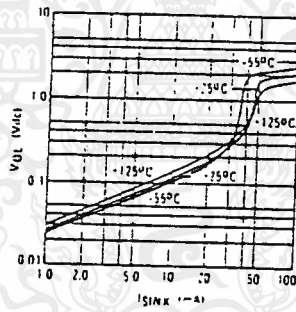


FIGURE 9 — LOW OUTPUT VOLTAGE  
@  $V_{CC} = 15$  Vdc

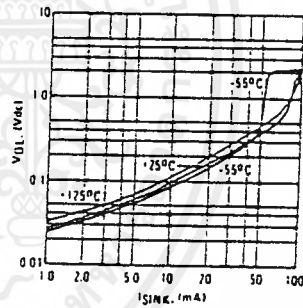


FIGURE 10 — DELAY TIME  
versus SUPPLY VOLTAGE

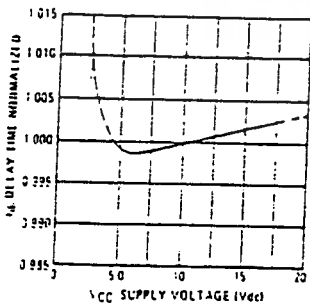


FIGURE 11 — DELAY TIME  
versus TEMPERATURE

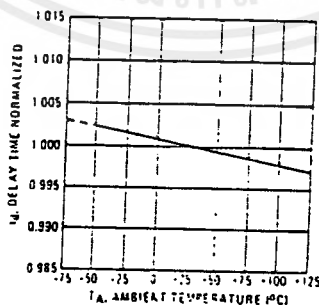
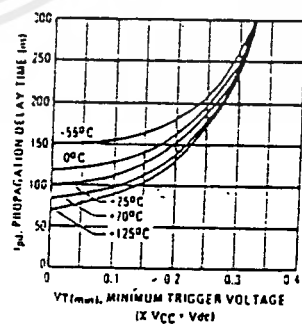
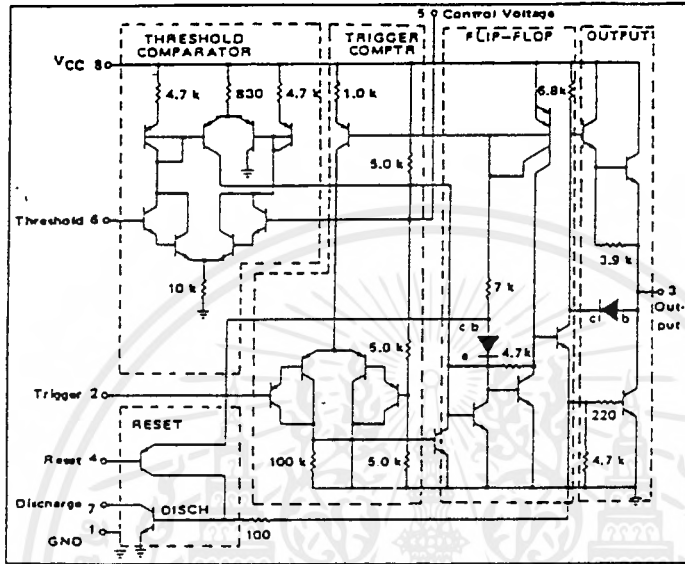


FIGURE 12 — PROPAGATION DELAY  
versus TRIGGER VOLTAGE



# MC1455, MC1555

FIGURE 13 — REPRESENTATIVE CIRCUIT SCHEMATIC

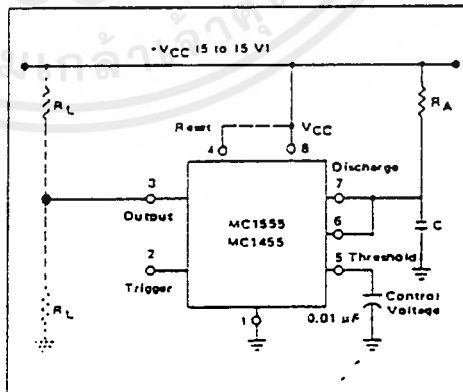


## GENERAL OPERATION

The MC1555 is a monolithic timing circuit which uses as its timing elements an external resistor - capacitor network. It can be used in both the monostable (one-shot) and astable modes with frequency and duty cycle controlled by the capacitor and resistor values. While the timing is dependent upon the external passive components, the monolithic circuit provides the starting circuit, voltage comparison and other functions needed for a complete timing circuit. Internal to the integrated circuit are two comparators, one for the input signal and the other for capacitor voltage; also a flip-flop and digital output are included. The comparator reference voltages are always a fixed ratio of the supply voltage thus providing output timing independent of supply voltage.

A reset pin is provided to discharge the capacitor thus interrupting the timing cycle. As long as the reset pin is low, the capacitor discharge transistor is turned "on" and prevents the capacitor from charging. While the reset voltage is applied the digital output will remain the same. The reset pin should be tied to the supply voltage when not in use.

FIGURE 14 — MONOSTABLE CIRCUIT



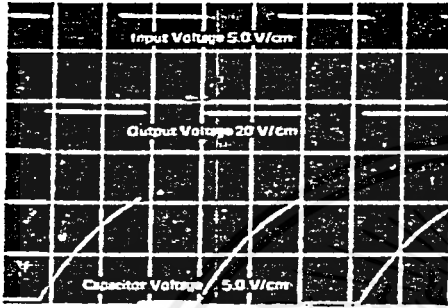
### Monostable Mode

In the monostable mode, a capacitor and a single resistor are used for the timing network. Both the threshold terminal and the discharge transistor terminal are connected together in this mode, refer to circuit Figure 14. When the input voltage to the trigger comparator falls below  $1/3 V_{CC}$  the comparator output triggers the flip-flop so that its output set low. This turns the capacitor discharge transistor "off" and drives the digital output to the high state. This condition allows the capacitor to charge at an exponential rate which is set by the RC time constant. When the capacitor voltage reaches  $2/3 V_{CC}$  the threshold comparator resets the flip-flop. This action discharges the timing capacitor and returns the digital output to the low state. Once the flip-flop has been triggered by an input signal, it cannot be retriggered until the present timing period has been completed. The time that the output is high is given by the equation  $t = 1.1 R_A C$ . Various combinations of R and C and their associated times are shown in Figure 16. The trigger pulse width must be less than the timing period.

# MC1455, MC1555

## GENERAL OPERATION (continued)

FIGURE 15 — MONOSTABLE WAVEFORMS



$t = 50 \mu\text{s/cm}$   
 $(R_A = 10 \text{ k}\Omega, C = 0.01 \mu\text{F}, R_L = 1.0 \text{ k}\Omega, V_{CC} = 15 \text{ V})$

FIGURE 16 — TIME DELAY

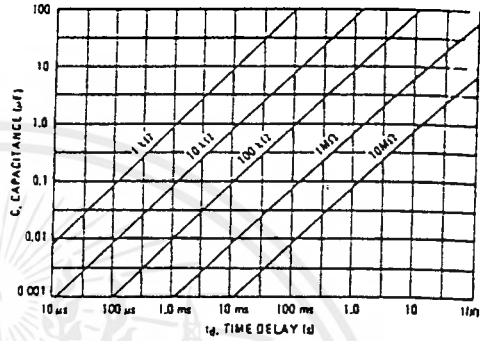
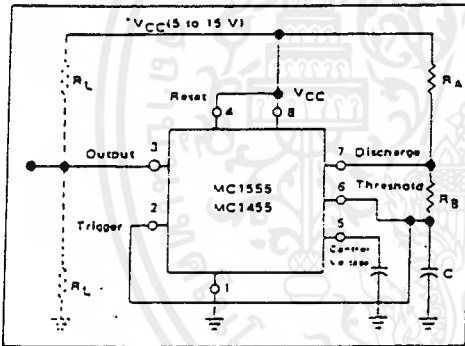


FIGURE 17 — ASTABLE CIRCUIT



### Astable Mode

In the astable mode the timer is connected so that it will retrigger itself and cause the capacitor voltage to oscillate between  $1/3 V_{CC}$  and  $2/3 V_{CC}$ . See Figure 17.

The external capacitor charges to  $2/3 V_{CC}$  through  $R_A$  and  $R_B$  and discharges to  $1/3 V_{CC}$  through  $R_B$ . By varying the ratio of these resistors the duty cycle can be varied. The charge and discharge times are independent of the supply voltage.

The charge time (output high) is given by:  $t_1 = 0.695 (R_A + R_B) C$

The discharge time (output low) by:  $t_2 = 0.695 (R_B) C$

Thus the total period is given by:  $T = t_1 + t_2 = 0.695 (R_A + 2R_B) C$

The frequency of oscillation is then:  $f = \frac{1}{T} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B) C}$

and may be easily found as shown in Figure 19.

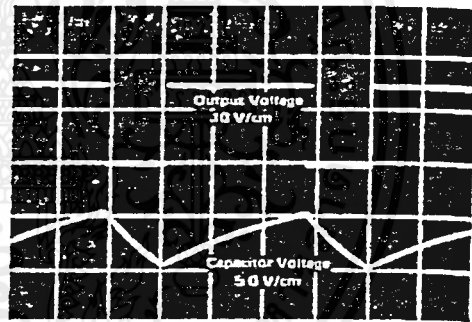
The duty cycle is given by:  $DC = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$

To obtain the maximum duty cycle  $R_A$  must be as small as possible; but it must also be large enough to limit the discharge current (pin 7 current) within the maximum rating of the discharge transistor (200 mA).

The minimum value of  $R_A$  is given by:

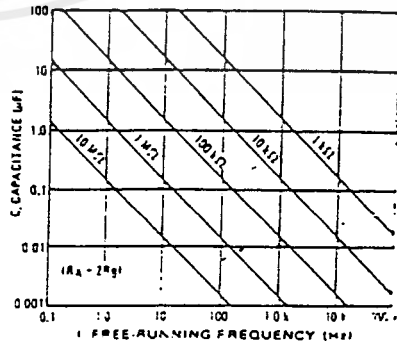
$$R_A > \frac{V_{CC} (V_{dcl})}{I_7 (A)} > \frac{V_{CC} (V_{dcl})}{0.2}$$

FIGURE 18 — ASTABLE WAVEFORMS



$t = 20 \mu\text{s/cm}$   
 $(R_A = 5.1 \text{ k}\Omega, C = 0.01 \mu\text{F}, R_L = 1.0 \text{ k}\Omega, R_B = 3.9 \text{ k}\Omega, V_{CC} = 15 \text{ V})$

FIGURE 19 — FREE-RUNNING FREQUENCY



# MC1455, MC1555

## APPLICATIONS INFORMATION

### Linear Voltage Ramp

In the monostable mode, the resistor can be replaced by a constant current source to provide a linear ramp voltage. The capacitor still charges from 0 to  $2/3 V_{CC}$ . The linear ramp time is given by  $t = \frac{2}{3} \frac{V_{CC}}{I}$

where  $I = \frac{V_{CC} - V_B - V_{BE}}{R_E}$ . If  $V_B$  is much larger than  $V_{BE}$ ,

then  $t$  can be made independent of  $V_{CC}$ .

### Missing Pulse Detector

The timer can be used to produce an output when an input pulse fails to occur within the delay of the timer. To accomplish this, set the time delay to be slightly longer than the time between successive input pulses. The timing cycle is then continuously reset by the input pulse train until a change in frequency or a missing pulse allows completion of the timing cycle, causing a change in the output level.

FIGURE 20 — LINEAR VOLTAGE SWEEP CIRCUIT

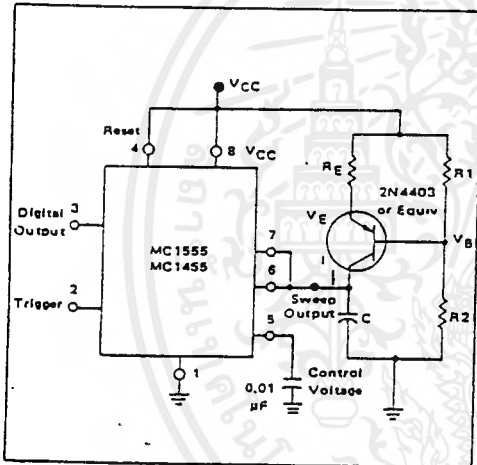


FIGURE 21 — LINEAR VOLTAGE RAMP WAVEFORMS  
( $R_E = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $R_2 = 100 \text{ k}\Omega$ ,  $R_1 = 39 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.01 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )

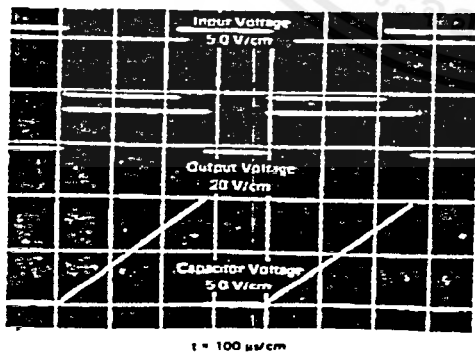


FIGURE 22

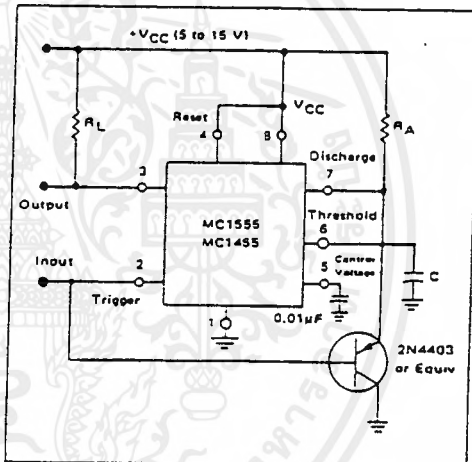
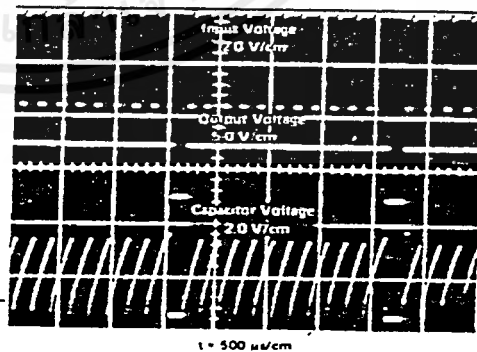


FIGURE 23 — MISSING PULSE DETECTOR WAVEFORMS  
( $R_A = 2.0 \text{ k}\Omega$ ,  $R_L = 1.0 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )



# MC1455, MC1555

## APPLICATIONS INFORMATION (continued)

### Pulse Width Modulation

If the timer is triggered with a continuous pulse train in the monostable mode of operation, the charge time of the capacitor can be varied by changing the control voltage at pin 5. In this manner, the output pulse width can be modulated by applying a modulating signal that controls the threshold voltage.

FIGURE 24

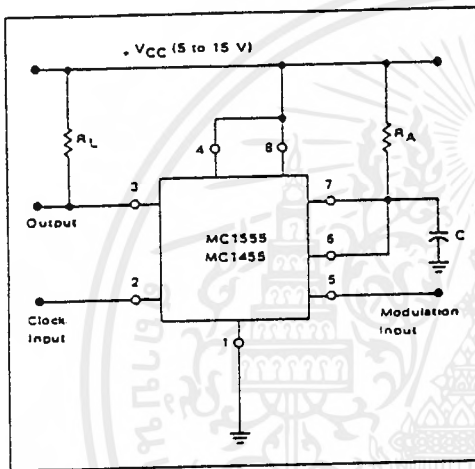
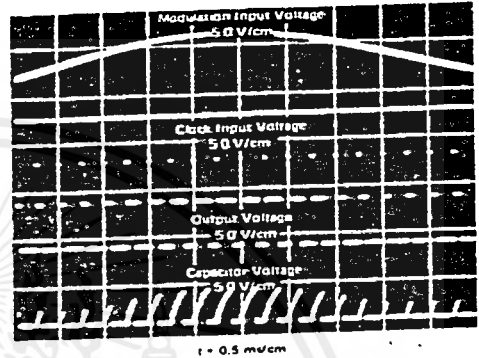


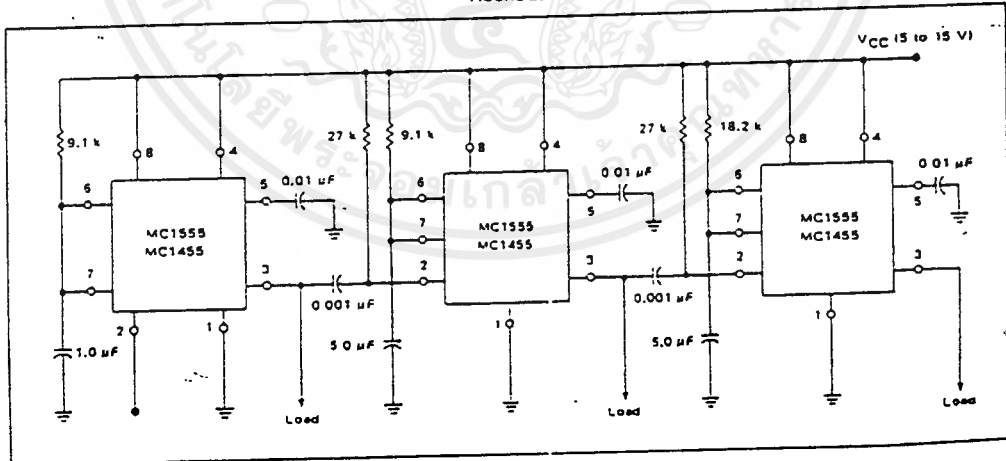
FIGURE 25 — PULSE WIDTH MODULATION WAVEFORMS  
( $R_A = 10 \text{ k}\Omega$ ,  $C = 0.02 \mu\text{F}$ ,  $V_{CC} = 15 \text{ V}$ )



### Test Sequences

Several timers can be connected to drive each other for sequential timing. An example is shown in Figure 26 where the sequence is started by triggering the first timer which runs for 10 ms. The output then switches low momentarily and starts the second timer which runs for 50 ms and so forth.

FIGURE 26



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

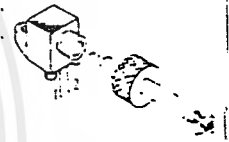
## Fiber Optics — FLCS Family Visible Red LED

This device is designed for low cost, medium frequency, fiber optic systems using 1000 micron core plastic fiber. It is compatible with Motorola's wide variety of detector functions from the MFO070 series. The MFOE76 employs gallium aluminum technology, and comes pre-assembled into the convenient and popular FLCS connector.

- Low Cost
- Very Simple Fiber Termination and Connection. See Figure 9
- Convenient Printed Circuit Mounting
- Integral Molded Lens for Efficient Coupling
- Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber, such as Eska SH4001

MFOE76

FLCS FAMILY  
FIBER OPTICS  
VISIBLE RED  
LED  
660 nm



CASE 3638-01

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	$V_R$	5	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	.50	mA
Forward Current — Peak Pulse	$I_{FP}$	1	A
Total Power Dissipation — $T_A = 25^\circ\text{C}$ (1) Derate above $35^\circ\text{C}$	$P_D$	132 2	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	$T_A$	-40 to +100	°C
Storage Temperature	$T_{\text{stg}}$	-40 to +100	°C
Lead Soldering Temperature (2)	—	250	°C

Notes: 1. Measured with device soldered into a typical printed circuit board.  
2. 5 seconds max, 1/16 inch from case.

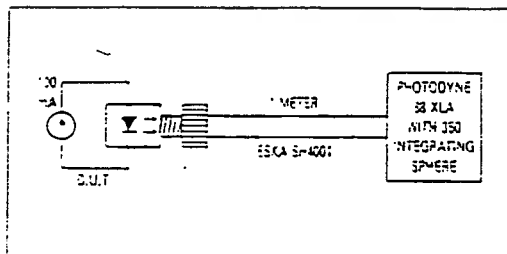


Figure 1. Power Launched Test Setup

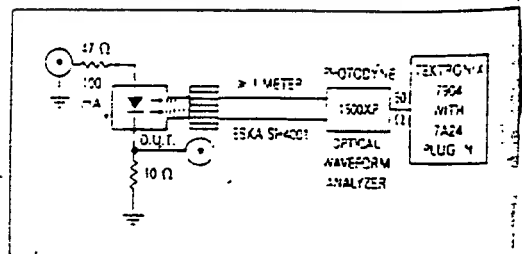


Figure 2. Optical Turn-On and Turn-Off Test Setup

## MFOE76

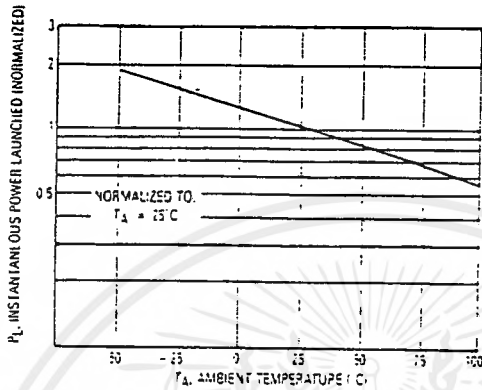


Figure 7. Instantaneous Power Output versus Ambient Temperature

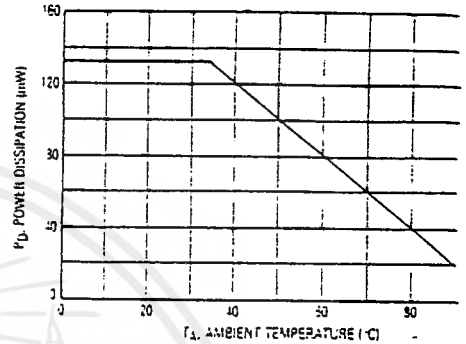


Figure 8. Power Dissipation

The system length achieved with a MFOE76 emitter and various detectors, using 1000 micron core plastic fiber (Eksa SH4001 or equivalent), depends on the LED forward

current ( $I_f$ ) and the responsivity of the detector chip. Each detector will perform with the MFOE76 up to distances shown below.

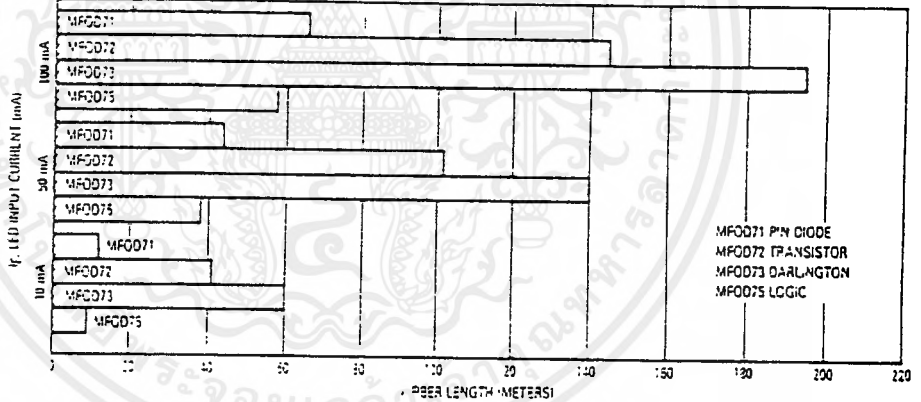


Figure 9. MFOE76 Working Distances

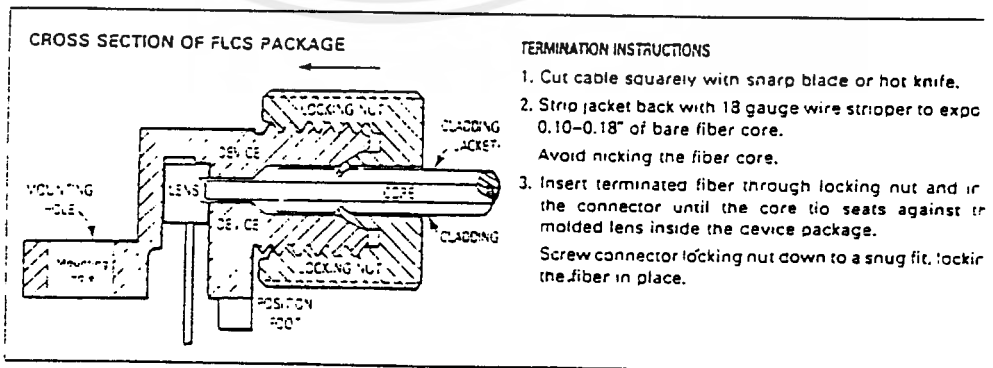


Figure 10. FO Cable Termination and Assembly

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MFOE76

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Reverse Leakage Current ( $V_R = 3\text{ V}$ )	$I_R$	—	100	—	nA
Reverse Leakage Current ( $V_R = 5\text{ V}$ )	$I_R$	—	10	100	$\mu\text{A}$
Forward Voltage ( $I_F = 60\text{ mA}$ )	$V_F$	—	1.8	2.2	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\Delta V_F$	—	-2.2	—	mV/K
Capacitance ( $f = 1\text{ MHz}$ )	C	—	50	—	pF

### OPTICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Wavelength ( $I_F = 60\text{ mA}$ )	$\lambda_D$	—	650	—	nm
Instantaneous Power Launched ( $I_F = 100\text{ mA}$ , Figure 1)	$P_L$	200	540	—	$\mu\text{W}$
Optical Turn-On Time (Figure 2)	$t_{on}$	—	200	—	ns
Optical Turn-Off Time (Figure 2)	$t_{off}$	—	150	—	ns
Half-Power Electrical Bandwidth (1)	BWe	—	5	—	MHz

(1)  $I_F = 100\text{ mA}$  pulse, 100% modulation

### TYPICAL CHARACTERISTICS

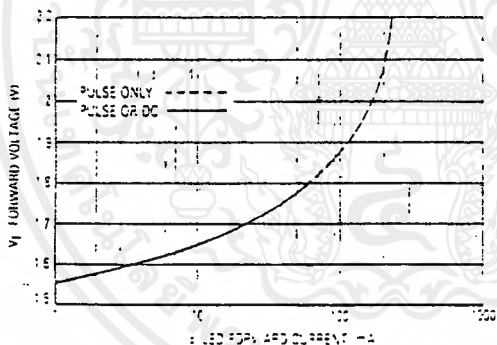


Figure 3. Forward Voltage versus Forward Current

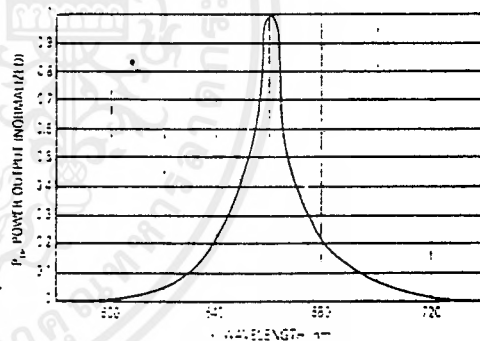


Figure 4. Relative Spectral Output

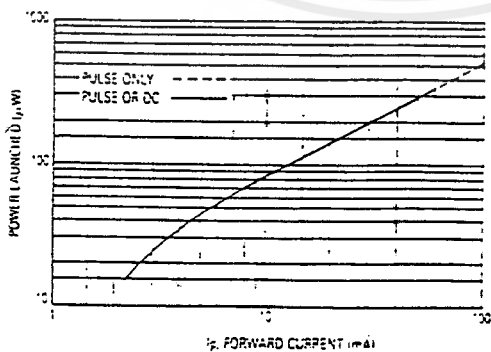


Figure 5. Power Launched versus LED Forward Current

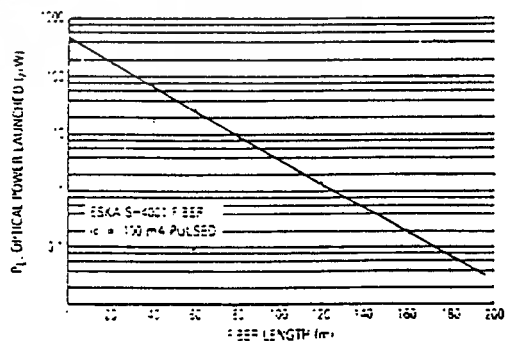
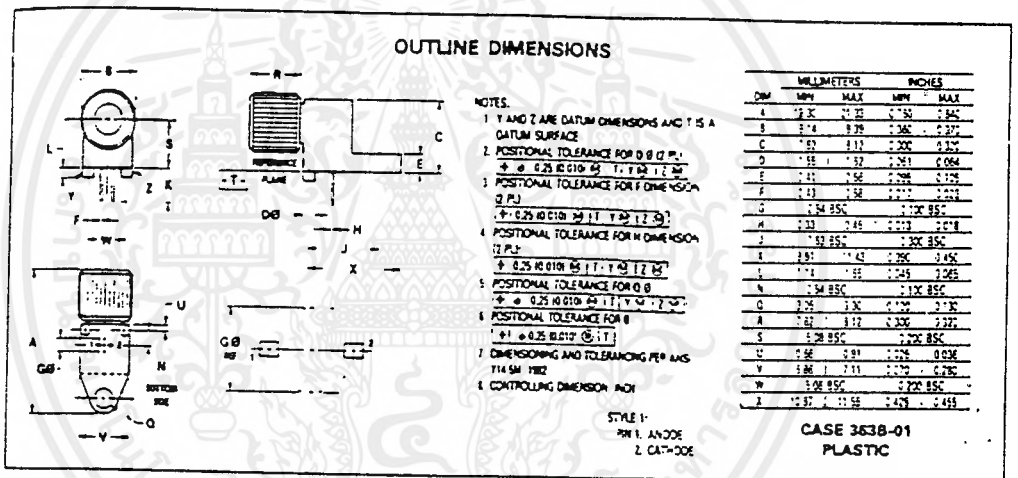


Figure 6. Power Launched versus Fiber Length

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Fiber Optics — FLCS Family Photo Detector Diode Output

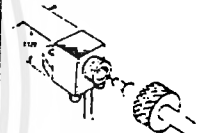
... designed for low cost, short distance Fiber Optic Systems using 1000 micron core plastic fiber.

Typical applications include: high isolation interconnects, disposable medical electronics, consumer products, and microprocessor controlled systems such as coin operated machines, copy machines, electronic games, industrial clothes dryers, etc.

- Fast PIN Photodiode: Response Time < 5 ns
- Ideally Matched to MFOE76 Emitter for Plastic Fiber Systems
- Annular Passivated Structure for Stability and Reliability
- FLCS Package
  - Includes Connector
  - Simple Fiber Termination and Connection (Figure 4)
  - Easy Board Mounting
  - Molded Lens for Efficient Coupling
  - Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber (Eska SH4001)

**MFOD71**

**FLCS FAMILY  
 FIBER OPTICS  
 PHOTO DETECTOR  
 DIODE OUTPUT**



CASE 3638-01  
 PLASTIC

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	MFOD71 $V_R$	100	Volt
Total Power Dissipation (at $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$ )	$P_D$	150 2	mW mW
Operating and Storage Junction Temperature Range	$T_J, T_{stg}$	-40 to +100	$^\circ\text{C}$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Dark Current ( $V_R = 20\text{ V}, R_L = 1\text{ M}\Omega$ ) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = 85^\circ\text{C}$	$I_D$	—	0.06 10	10 —	nA
Reverse Breakdown Voltage ( $I_R = 10\ \mu\text{A}$ )	$V_{BR1R}$	50	100	—	Volts
Forward Voltage ( $I_F = 50\text{ mA}$ )	$V_F$	—	—	1.1	Volts
Series Resistance ( $I_F = 50\text{ mA}$ )	$R_S$	—	8	—	Ohm
Total Capacitance ( $V_Q = 20\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$ )	$C_T$	—	3	—	pF

**OPTICAL CHARACTERISTICS** ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Responsivity ( $V_R = 5\text{ V}$ , Figure 2)	$R$	0.15	0.2	—	$\mu\text{A}/\mu\text{V}$
Response Time ( $V_R = 5\text{ V}, R_L = 50\ \Omega$ )	$t_{(reso)}$	—	5	—	ns

# MFOD71

## TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

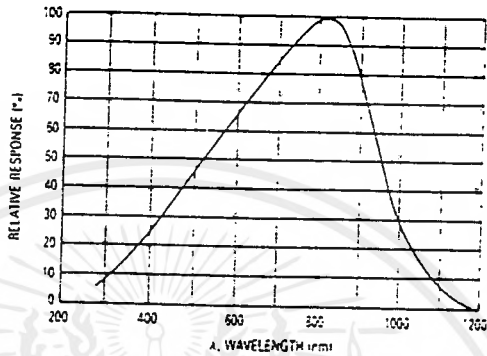


Figure 1. Relative Spectral Response

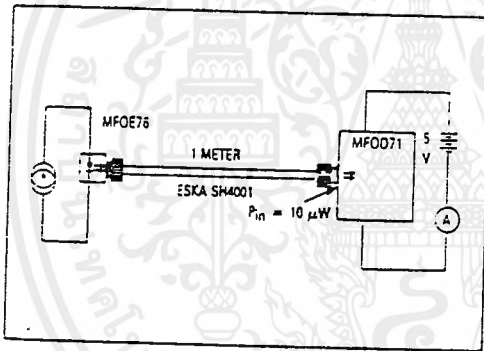


Figure 2. Responsivity Test Configuration

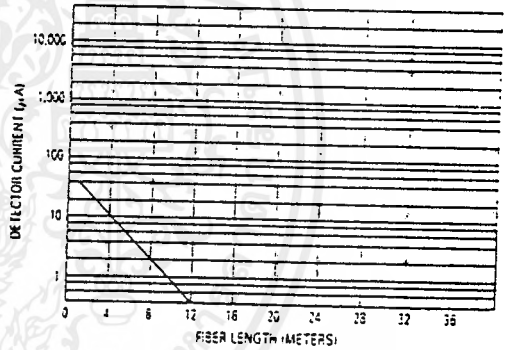


Figure 3. Detector Current versus Fiber Length

The system length achieved with a MFOE76 emitter and various detectors, using 1000 micron core plastic fiber (Eska SH4001 or equivalent), depends on the LED forward

current ( $I_f$ ) and the responsivity of the detector chosen. Each detector will perform with the MFOE76 up to the distances shown below.

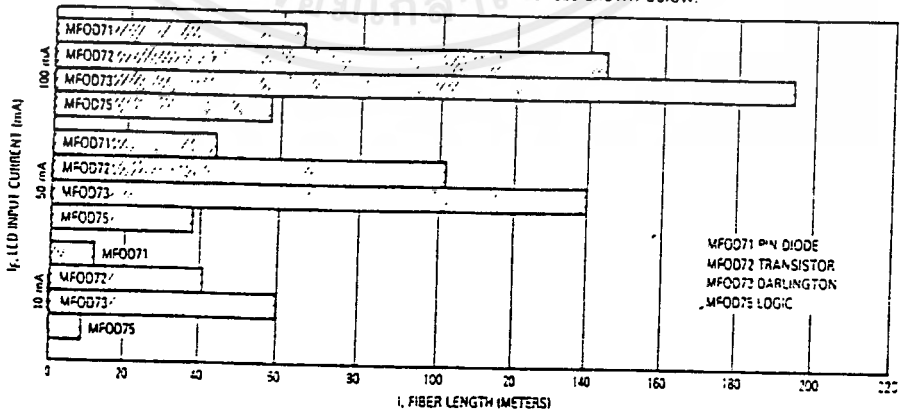


Figure 4. MFOE76 Working Distances

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MFOD71

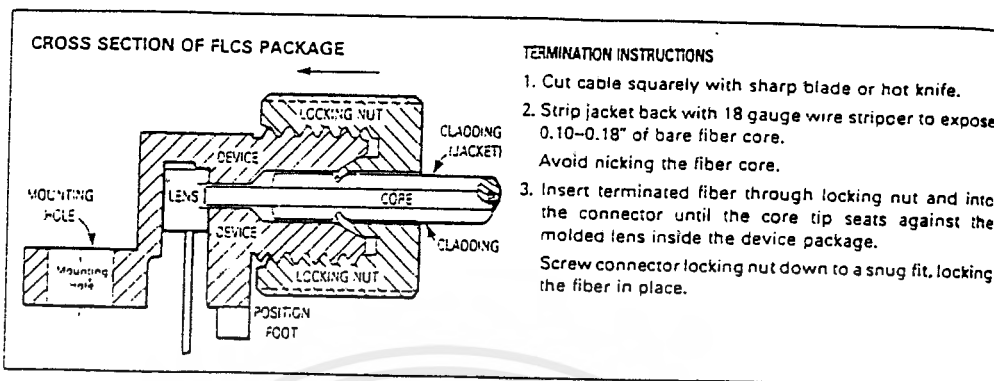


Figure 5. FO Cable Termination and Assembly

## INPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuits are suggested to provide the desired forward current through the emitter.

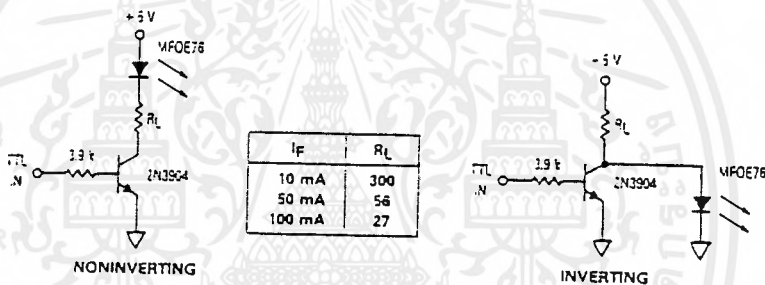


Figure 6. TTL Transmitters

## OUTPUT SIGNAL CONDITIONING

The following circuit is suggested to take the MFOD71 detector output and condition it to drive TTL with an acceptable bit error rate.

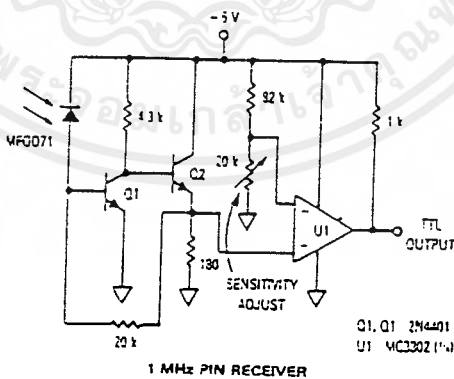
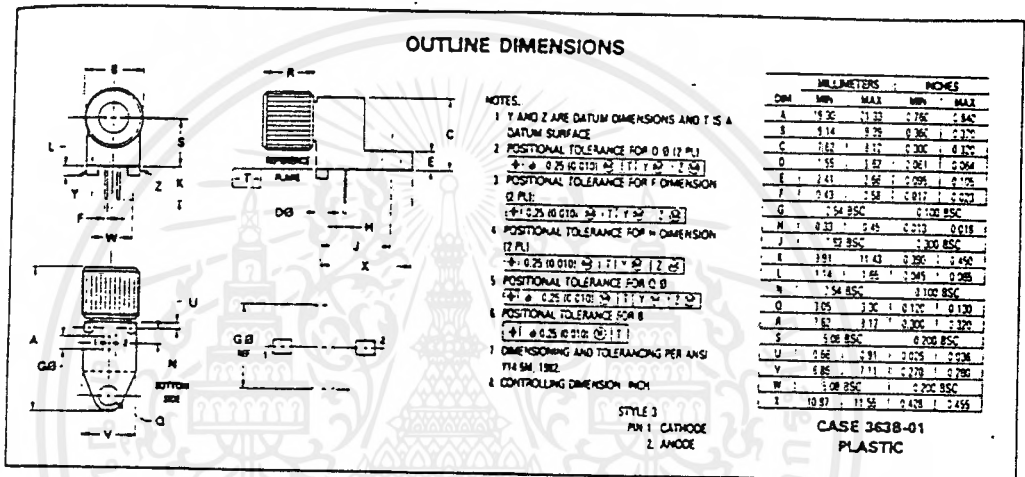


Figure 7. TTL Receiver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MFOD71



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้