

การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง

ANALOG SIGNAL TRANSMISSION VIA PLASTIC FIBER OPTIC



โดย
นายอนุพงศ์ มณีรัตน์โชติ
นายอรุณศรี จรูญภาค

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน...32631...
วัน, เดือน, ปี 18 พ.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง

ANALOG SIGNAL TRANSMISSION VIA PLASTIC FIBER OPTIC

โดย

นายอนุพงศ์ มณีรัตน์โชติ 38014618

นายอรุณศรี จรูญภาค 38014634

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง

ANALOG SIGNAL TRANSMISSION VIA PLASTIC FIBER OPTIC

ผู้จัดทำ

1. นายอนุพงศ์ มณีรัตนโชติ 38014618

2. นายอรุณศรี จรุงภูภาค 38014634

.....*อภินันท์ มั่นชานนท์*.....

อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. อภินันท์ มั่นชานนท์)



การส่งสัญญาณอนาล็อกผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง

ANALOG SIGNAL TRANSMISSION VIA PLASTIC FIBER OPTIC

โคช นายอนุพงศ์ มณีรัตนโชติ 38014618

นายอรุณศรี จรุงภาค 38014634

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. อภินันท์ มัชฌานนท์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการออกแบบระบบการส่งสัญญาณอนาล็อก ที่เป็นสัญญาณเสียง ผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง โดยใช้แหล่งกำเนิดแสง และอุปกรณ์ที่รับสัญญาณแสง ที่เข้าคู่กับตัวส่ง ส่งสัญญาณเสียง 3 ช่องสัญญาณ โดยที่หนึ่งช่องสัญญาณส่งแบบเบสแบนด์ และ อีกสองช่องสัญญาณส่งแบบบรอดแบนด์ โดยใช้วงจรมอดูเลเตอร์ หลังจากนั้นรวมสัญญาณทั้งสามช่องสัญญาณ โดยวงจรมัลติเพล็กซ์ แล้วสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกแปลงเป็นสัญญาณแสงที่ตัว LED แล้วถูกส่งเข้าเส้นใยพลาสติกนำแสง

ABSTRACT

This project presents a design of audio signal transmission via the plastic optical fiber by using a light source and photo diode. The light source and photo diode are matched each other. The 3-audio signal channels are transmitted, the first channel is transmitted in base band frequency, the second and the third channel are transmitted in broad band frequency by the modulator. After that three channels are multiplexed at the multiplexer and this electrical signal will be converted to light signal by LED and then it transmitted through the plastic optical fiber.

3.1.4	การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์	38
3.1.5	วงจรรขยายผลรวม	39
3.1.6	วงจรถ่าย	40
3.2	อุปกรณ์ทางภาควิชา	40
3.2.1	วงจรถ่าย	40
3.2.2	วงจรมอดูเลเตอร์	41
3.2.3	วงจรถ่ายความถี่	41
3.2.4	วงจรถ่ายสัญญาณ	42
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	46
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์	60



บทที่ 1

บทนำ

เทคโนโลยีของระบบการสื่อสารโทรคมนาคมในปัจจุบันนี้มีความก้าวหน้าขึ้นเป็นอย่างมากในทุกๆด้าน ไม่ว่าจะเป็น การสื่อสารในระบบไมโครเวฟ การสื่อสารผ่านดาวเทียม การสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง และอื่นๆ แต่ข้อแตกต่างของระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง กับระบบการสื่อสารอื่นๆก็คือ การที่สามารถใช้ความถี่ ซึ่งเป็นทรัพยากรที่มีอยู่อย่างจำกัดได้อย่างเต็มที่ โดยที่ระบบเส้นใยแก้วนำแสงจะไม่เกี่ยวข้องกับระบบอื่นๆ โดยที่ระบบเส้นใยแก้วนำแสงจะส่งสัญญาณผ่านเส้นใยนำแสงของระบบเอง และคุณภาพของสัญญาณที่ส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ก็มีคุณภาพดีกว่าการส่งสัญญาณผ่านสายที่เป็นสายโลหะ หรือที่เป็นสายโคแอกเชียล โดยที่การสื่อสารผ่านเส้นใยแสงมีข้อดีต่างๆมากมาย เช่น การสูญเสียและการลดทอนต่ำ ทำให้ลดการใช้สถานีทวนสัญญาณลงได้ มีแบนด์วิธที่กว้าง ไม่มีการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า มีน้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ทำให้การติดตั้ง การซ่อมแซม การบำรุงรักษาทำได้ง่ายสะดวก และอื่นๆ

จากประโยชน์ของระบบเส้นใยแก้วนำแสงดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ทำให้ระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ถูกนำมาใช้ในการสื่อสารด้านต่างๆ เช่น การบริการ ISDN การบริการโทรศัพท์ทางไกลภายในประเทศ และระหว่างประเทศ บริการการประชุมทางไกลด้วยภาพ การส่งสัญญาณโทรทัศน์ ระบบเคเบิลทีวี และอื่นๆอีกมากมาย นอกจากนี้ยังมีการพยายามที่จะนำไปใช้ในด้านอื่นนอกเหนือจากการสื่อสาร ได้แก่ อิมเมจไกด์ (Image Guide) การวัด เป็นต้น

สำหรับโครงการนี้ได้ทำการศึกษาทดลองการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง ซึ่งเส้นใยพลาสติกนำแสงนี้ เมื่อเทียบกับเส้นใยแก้วนำแสงแล้ว จะมีข้อเสียเปรียบกว่าก็คือ สัญญาณที่ผ่านออกมาจะมีคุณภาพต่ำกว่า แต่ข้อได้เปรียบก็คือ มีราคาถูกกว่า จากข้อได้เปรียบเสียเปรียบนี้ เราสามารถนำเส้นใยพลาสติกนำแสงมาใช้ในการส่งสัญญาณที่มีระยะทางไม่ไกลมาก เช่น ภายในรถ หรือภายในอาคารที่มีการวางสายไม่เกิน 50 เมตร เป็นต้น ซึ่งสัญญาณที่รับได้นั้นถือว่ามีความพอที่จะยอมรับได้

การศึกษาดังกล่าวในโครงการนี้ จะทำการส่งสัญญาณเชิงพุด 3 ช่อง ผ่านเส้นใยแสงแบบอนาล็อก ในโครงการนี้ได้แบ่งออกเป็นสองทางภาคส่ง และทางภาครับ

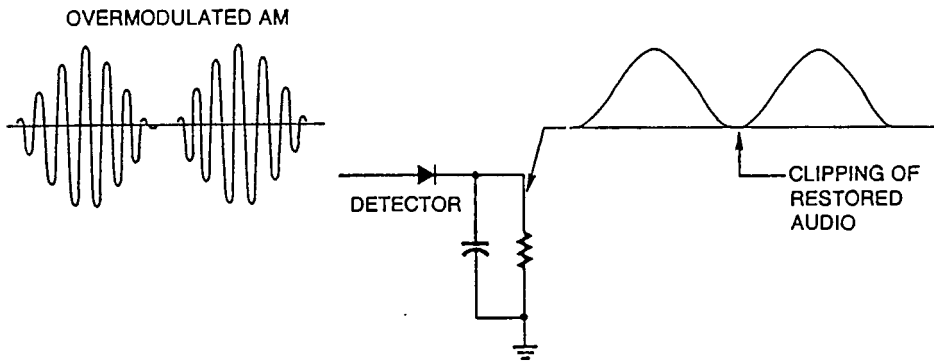
ทางด้านส่ง สำหรับสัญญาณที่ส่งทั้ง 3 ช่องนั้นจะเป็นสัญญาณเชิงพุด ซึ่งจะมีช่องสัญญาณหนึ่งทำการส่งในลักษณะสัญญาณแบบแอมป์ ส่วนอีกสองช่องสัญญาณนั้นจะทำการมอดูเลทด้วยความถี่เสียง ไปอยู่ในช่วงความถี่ที่สูงขึ้น โดยทำการมอดูเลทไปคนละความถี่ สัญญาณทั้งสามช่องสัญญาณนั้น จะถูกทำการมัลติเพล็กซ์เข้าด้วยกัน โดยขยายผลรวม (Summing Amp.) ซึ่งจะทำการขยายสัญญาณไปด้วย หลังจากนั้นสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณแสงที่วงจรไดโอด LED และสัญญาณแสงจะถูกส่งผ่านเส้นใยนำแสง

ทางด้านรับ สัญญาณแสงที่เดินทางผ่านเส้นใยนำแสงมาจะถูกเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่วงจรดิเทกเตอร์ โดยตัว PD สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกขยาย ช่องสัญญาณที่ส่งมาแบบแอมป์เมื่อทำการ

ขยายแล้ว จะมาผ่านวงจรรองความถี่ต่ำ ส่วนอีกสองช่องสัญญาณเมื่อผ่านการขยายแล้ว จะมาผ่านวงจรที่มีอคูเลชั่น ของแต่ละช่องสัญญาณเสียง และทำการกรองเอาสัญญาณที่มีความถี่ต่ำก็จะ ได้สัญญาณอีกสองช่องกลับคืนมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 ความผิดเพี้ยนจากการเกิด โอเวอร์มอดูเลต

การมอดูเลตของคลื่นพาห้ที่มากกว่า 100% นั้นไม่เป็นที่ต้องการ เนื่องจากเป็นสาเหตุทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของการนำสัญญาณเสียงกลับมาใช้ ความผิดเพี้ยนแสดงในรูปที่ 2.2

ผลรวมของการมอดูเลตนั้นสามารถทำการวัดได้ และเกณฑ์ในการวัดนี้เรียกว่า ตัวประกอบการมอดูเลต หรือเรียกว่าดัชนีการมอดูเลต (modulation index) แสดงได้เป็นดังนี้

$$m = \frac{B}{A}$$

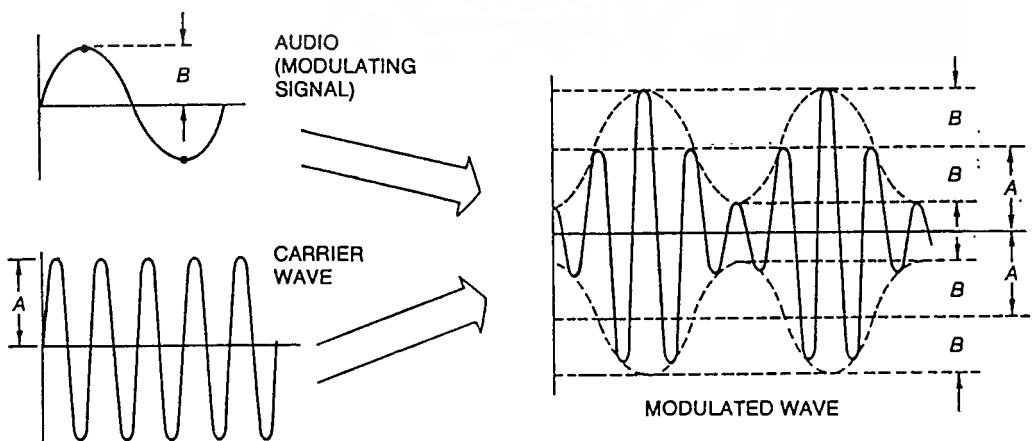
เมื่อ m คือ ดัชนีการมอดูเลต

B คือ ค่าสูงสุดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต

A คือ ค่าสูงสุดของคลื่นพาห้ที่ทำการมอดูเลต

B และ A นั้นอยู่ในหน่วยเดียวกัน แสดงในรูปที่ 2.3 เมื่อดัชนีการมอดูเลตแสดงเป็นเปอร์เซ็นต์ จะเรียกว่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลต

$$M_p = \frac{B}{A} \times 100\%$$



รูปที่ 2.3 แสดงส่วนประกอบของการมอดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดการมอดูเลท (Modulation measurement)

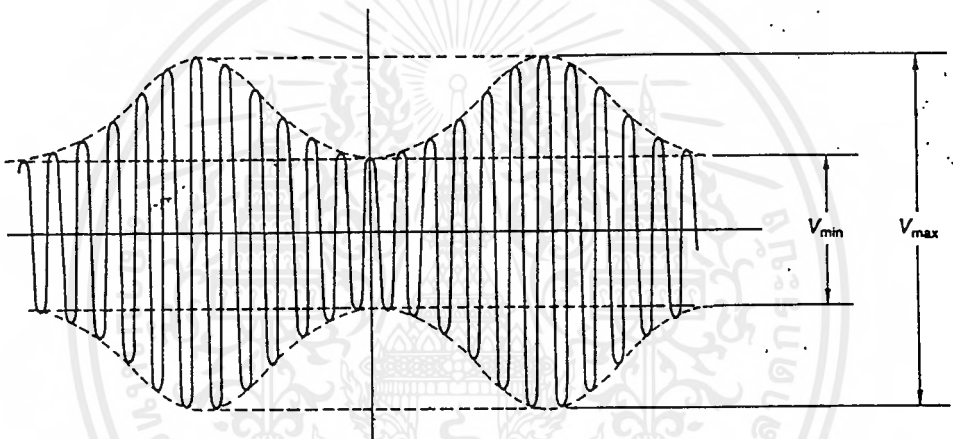
เมื่อต้องการวัดค่าเปอร์เซ็นต์การมอดูเลทจากคลื่น AM ในขณะเวลาหนึ่งสามารถใช้เครื่องมือวัดได้โดยตรง ดังที่เห็นรูปคลื่น AM ในออสซิลโลสโคป ในรูปที่ 2.4 เป็นรูปคลื่นแบบปกติ เปอร์เซ็นต์การมอดูเลทจะหาได้จาก

$$m_p = \frac{V_{\max} - V_{\min}}{V_{\max} + V_{\min}} \times 100\%$$

เมื่อ m_p คือ เปอร์เซ็นต์การมอดูเลท

V_{\max} คือ ค่าสูงสุดของรูปคลื่น AM

V_{\min} คือ ค่าต่ำสุดของรูปคลื่น AM



รูปที่ 2.4 รูปคลื่นของ AM

2.1.2 สเปกตรัมของ AM และ แบนด์วิดท์ (AM Spectrum and Bandwidth)

ไซด์แบนด์ (Sideband)

เนื่องจากความถี่การมอดูเลท (f_m), ความถี่คลื่นพาห้ (f_c) จะเป็นผลให้เกิดคลื่นรูปไซน์ที่แตกต่างกัน 4 แบบ ได้แก่

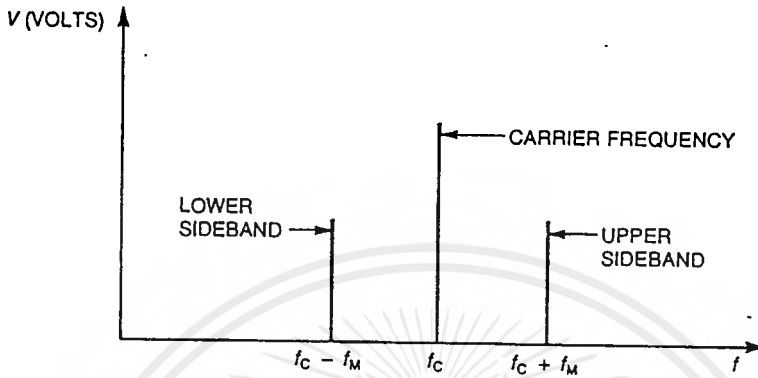
1. ความถี่ที่มอดูเลทในแบบเดิม (f_m)
2. ความถี่ของคลื่นพาห้ในแบบเดิม (f_c)
3. ผลรวมของทั้งสองความถี่ ($f_c + f_m$)
4. ผลต่างของทั้งสองความถี่ ($f_c - f_m$)

ถ้าความถี่ที่นำมามอดูเลทมีค่าน้อยกว่าความถี่คลื่นพาห้มาก สัญญาณที่นำมามอดูเลทที่มีความถี่ค่านั้นจะ ไม่ได้ถูกส่งไปด้วย สุดท้ายแล้วสัญญาณที่รับได้ที่อุปกรณ์รับสัญญาณจะปรากฏคลื่นรูปไซน์ 3

แบบ คือ f_c , $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องวิเคราะห์สเปกตรัมถูกใช้เพื่อสังเกตคลื่น AM ที่ถูกส่งมา ซึ่งเป็นการมอดูเลทคลื่นเสียง รูปไซน์ที่มีความถี่ต่ำ ผลลัพธ์ที่ออกมาดังรูปที่ 2.5 สังเกตได้ว่าความถี่ที่อยู่ตรงกลางคือคลื่นพาห์ และ ด้านข้างอีกสองข้างเป็นความถี่อื่นอีกสองความถี่ จากความสัมพันธ์อันนี้ความถี่ที่อยู่ทั้งสองข้างของคลื่นพาห์เรียกว่า ไซด์แบนด์ ซึ่งไซด์แบนด์ที่มีความถี่สูงกว่าคลื่นพาห์เรียกว่า ไซด์แบนด์ด้านสูง (upper sideband) และ ไซด์แบนด์ข้างที่มีความถี่ต่ำกว่าคลื่นพาห์เรียกว่า ไซด์แบนด์ด้านต่ำ (lower sideband)



รูปที่ 2.5 ความถี่ในแบบ AM

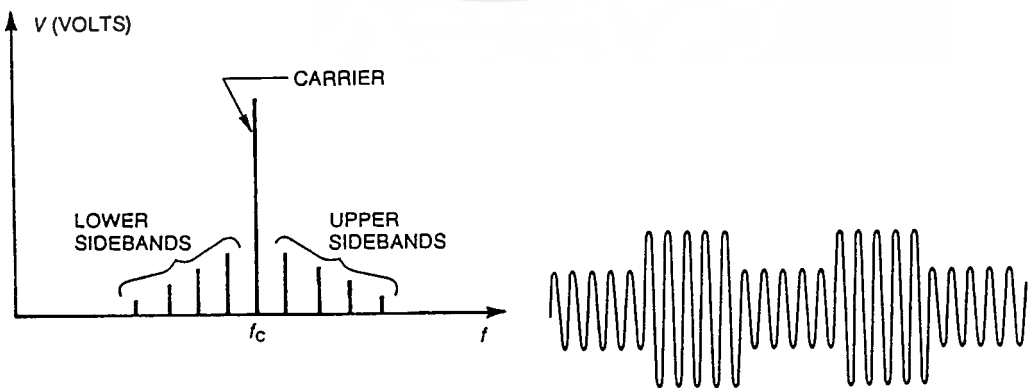
ด้วยเหตุนี้ความถี่ไซด์แบนด์ด้านสูง คือ

$$f_{\text{USB}} = f_c + f_m$$

และ ความถี่ไซด์แบนด์ด้านต่ำ คือ

$$f_{\text{LSB}} = f_c - f_m$$

เมื่อความถี่คลื่นพาห์ถูกมอดูเลท โดยคลื่นที่ไม่เป็นรูปไซน์ อย่างเช่นคลื่นรูปสี่เหลี่ยม ไซด์แบนด์ที่ปรากฏจะมีความถี่ที่ต่างจากหลายความถี่ ดังรูปที่ 2.6 ความถี่สเปกตรัมที่เป็นอย่างนี้ก็เพราะว่าคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่มีมอดูเลทประกอบไปด้วย จำนวนของฮาร์โมนิกที่เป็นอนันต์ ฮาร์โมนิกที่เพิ่มและลบออกจากคลื่นพาห์จะเป็นสาเหตุให้เกิดความถี่ขึ้นหลายความถี่ที่ไซด์แบนด์



รูปที่ 2.6 สเปกตรัมความถี่ของคลื่นรูปสี่เหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบนด์วิท (Bandwidth)

แบนด์วิทเป็นการกำหนดระยะของความถี่จาก ไซค์แบนด์ค่านต่ำ ไปยัง ไซค์แบนด์ค่านสูง แสดงได้ดังนี้

$$BW = f_{USB} - f_{LSB}$$

เมื่อ BW คือ แบนด์วิทในหน่วย Hz

f_{USB} คือ ไซค์แบนด์ค่านสูงในหน่วย Hz

f_{LSB} คือ ไซค์แบนด์ค่านต่ำในหน่วย Hz

มีทฤษฎีอื่นเกี่ยวกับการคำนวณแบนด์วิท สำหรับการส่ง AM โดยเริ่มต้นที่

$$BW = f_{USB} - f_{LSB}$$

โดย

$$f_{USB} = f_c + f_m \text{ และ } f_{LSB} = f_c - f_m$$

นำมาแทนในสมการเดิมจะได้ว่า

$$BW = (f_c + f_m) - (f_c - f_m)$$

$$BW = f_c + f_m - f_c + f_m$$

$$BW = 2f_m$$

สมการนี้แสดงถึงแบนด์วิทของการส่งคลื่น AM ซึ่งมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่ที่นำมามอดูเลท ในสหรัฐอเมริกา แบนด์วิทที่อนุญาตให้ใช้ของสถานีวิทยุ AM ในทางการพาณิชย์คือ 10KHz ซึ่งหมายความว่าความถี่ที่นำมามอดูเลทสูงสุดที่สถานีส่งสามารถใช้ได้คือ 5kHz ($2 \times 5\text{kHz} = 10\text{kHz}$)

2.1.3 พื้นฐานของ AM

กำหนดให้การมอดูเลทแอมพลิจูดเริ่มด้วยคลื่นพาห v_c เป็นคลื่นรูปไซน์ที่มีความถี่ f_c และมีแอมพลิจูด V_c สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_c = V_c \sin 2\pi f_c t$$

เมื่อไม่มีการมอดูเลทใดๆแล้ว คลื่นพาหที่เป็นคลื่นรูปไซน์จะ ไม่มีการบรรจุทุกข้อมูลใดๆ โดยค่าของมันที่เวลาใดๆสามารถคำนวณได้จากค่าที่ทราบ คือ V_c และ f_c

กระบวนการ AM ได้เปลี่ยนแปลงค่าคงที่ V_c กับสัญญาณที่มี ตัวอย่างเช่น เสียงพูด, เสียงดนตรี และข้อมูลทางคอมพิวเตอร์ ผลลัพธ์ก็คือ คลื่นพาหจะอยู่ในรูปคลื่นไซน์ที่แอมพลิจูดไม่อยู่ในลักษณะที่คงที่แบบเดิม โดยที่แอมพลิจูดของคลื่นที่มอดูเลทแล้วจะเปลี่ยนแปลงไปตามส่วนของแอมพลิจูดของสัญญาณข้อมูลที่นำมามอดูเลทด้วย

ผลลัพธ์ของ AM

พิจารณาในกรณีที่สัญญาณนำมามอดูเลทกับคลื่นพาห โดยมีความถี่ f_m และแอมพลิจูด V_m สมการของผลลัพธ์ของสัญญาณ AM คือ

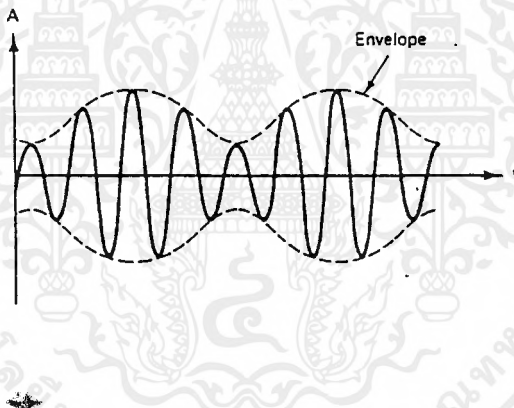
$$v = V_c \sin 2\pi f_c t + \frac{m}{2} V_c \cos 2\pi (f_c - f_m) t - \frac{m}{2} V_c \cos 2\pi (f_c + f_m) t$$

ตัวประกอบ m มีค่าอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 ก็คือดัชนีการมอดูเลต ซึ่งเป็นอัตราส่วนของคลื่นพาห์ที่ยังไม่ทำการมอดูเลต กับสัญญาณที่ทำการมอดูเลตแล้ว V_m / V_c

เป็นที่ทราบกันมาแล้วว่าจุดสำคัญของผลลัพธ์ของกระบวนการ AM คือ สเปกตรัมความถี่ของสัญญาณ AM นั้นไม่ได้อยู่ในรูปคลื่นไซน์อย่างง่าย ที่ความถี่พาห์ f_c และประกอบไปด้วยสองสัญญาณไซด์แบนด์ที่มีความถี่ $f_c + f_m$ และ $f_c - f_m$

จากที่กล่าวถึงไซด์แบนด์ในหัวข้อก่อนหน้านี้แล้วจะยกตัวอย่างจากการกระจายเสียงแบบ AM ก็มีความถี่เท่ากับ 1000Hz และคลื่นพาห์มีความถี่ 1500kHz ผลลัพธ์ก็คือทำให้เกิดไซด์แบนด์ที่มีความถี่ 1500-1kHz และ 1500+1kHz หรือ 1499 และ 1501kHz คลื่นพาห์ที่มีความถี่ 1250kHz จะให้ไซด์แบนด์ที่ 1250-1kHz และ 1250+1kHz ในภายหลังกระบวนการ AM ซึ่งเท่ากับ 1249 และ 1251kHz ถ้าความถี่มีค่าเท่ากับ 2.5kHz จะปรากฏไซด์แบนด์ที่ 1297.5kHz และ 1502.5kHz สำหรับคลื่นพาห์ที่มีความถี่ 1500kHz และที่มีความถี่ 1250kHz จะให้ไซด์แบนด์ที่ 1247.5kHz และ 1252.5kHz

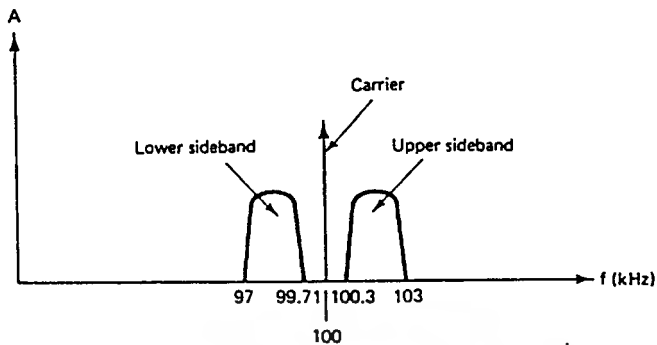
ในขอบเขตของเวลาผลจะปรากฏดังในรูปที่ 2.7 คลื่นพาห์จะปรากฏในรูปของสัญญาณที่นำมามอดูเลต ซึ่งเรียกว่าเอ็นวีโลป (envelope) ของคลื่นพาห์ และเอ็นวีโลปนี้จะมีข้อมูลของสัญญาณที่นำมามอดูเลต



รูปที่ 2.7 แสดงสัญญาณข่าวสารจากเอ็นวีโลปบนคลื่นพาห์

เป็นจริงที่ว่าสัญญาณส่วนใหญ่ที่มอดูเลตคลื่นพาห์จะมีความถี่ไม่คงที่ แต่มันจะเป็นสัญญาณที่อยู่เชิงซิมซ็อน เช่น เสียงพูด, เสียงดนตรี และข้อมูลต่างๆ ผลลัพธ์ของกระบวนการ AM ที่ทำการมอดูเลตสัญญาณเหล่านี้ จะเป็นสเปกตรัมของความถี่ของสัญญาณมอดูเลต ซึ่งกลายเป็นไซด์แบนด์ของคลื่นพาห์ เป็นเช่นเดียวกันกับที่สัญญาณความถี่เดี่ยวเป็น ยกตัวอย่างเช่น สัญญาณเสียงพูดมีสเปกตรัม 300 ถึง 3000Hz มอดูเลตกับคลื่นพาห์ 100kHz ผลลัพธ์ก็เกิดสัญญาณไซด์แบนด์ที่เป็นผลรวม ก็คือจาก 100.3 ถึง 103kHz และไซด์แบนด์ที่เป็นผลต่าง ก็คือจาก 97 ถึง 99.7kHz เช่นในรูปที่ 2.8 ทั้งสองไซด์แบนด์นี้คือ ภาพในกระจก (mirror image) ของกันและกัน ทางด้านต่ำขอบสุดของสัญญาณเสียงพูดจะเลื่อนไปที่ 99.7 และ 100.3kHz ส่วนทางด้านสูงจะปรากฏที่ 97 และ 103kHz

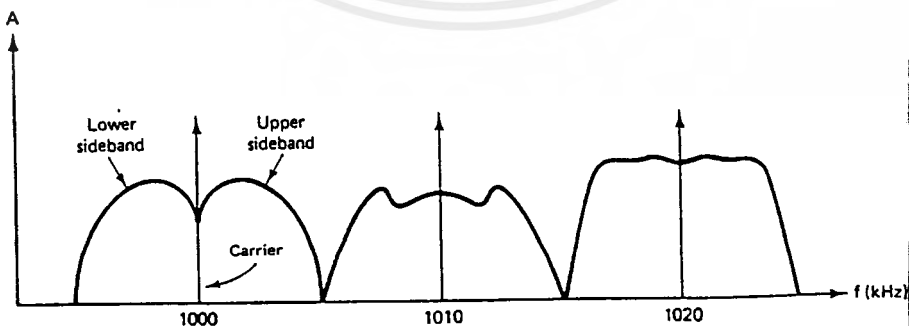
การมอดูเลทแอมพลิจูดบางครั้งก็เรียกว่าเป็นการแปลงความถี่ไปที่ความถี่ของคลื่นพาห้ หมายความว่า สัญญาณข้อมูลอินเดิม ได้ถูกย้ายหรือถูกแปลง กังนั้นจะกลายมาเป็นคู่ไซด์แบนด์ของคลื่นพาห้ โดยขไม่สนใจว่าความถี่คลื่นพาห้จะเป็นอะไร แบนด์วิดท์จะกลายเป็นสองเท่าของสัญญาณเดิม



รูปที่ 2.8 ผลของ AM เมื่อคลื่นพาห้มอดูเลทกับความถี่ 300-3000Hz

ความแตกต่างของคลื่นพาห้ และ AM

ระหว่างทำการมอดูเลท หลายสัญญาณดั้งเดิมที่มีสเปกตรัมเคียวกันสามารถแปลงเป็นความถี่ใหม่ และจะไม่มีการแทรกแซงกันกับแต่ละคลื่นพาห้ มาตรฐานในการกระจายเสียงวิทยุแบบ AM จะเป็นตัวอย่างที่ดีในกรณีนี้ อย่างเช่นในสหรัฐอเมริกา ความถี่คลื่นพาห้ได้ถูกกำหนดโดย FCC (Federal Communication Commission) ให้กับแต่ละสถานี ซึ่งมีช่องว่างทุก 10kHz ในแถบการกระจายเสียงทั้งหมด แต่ละสถานีจะมีสเปกตรัมเสียงพูด และเสียงดนตรีจาก 0 ถึง 5kHz เมื่อไม่มีการมอดูเลทสัญญาณข้อมูลแต่ละสถานีเหล่านั้นอาจจะทำการรบกวนกันและกัน กังนั้นแต่ละสถานีที่ทำการมอดูเลท ทางแอมพลิจูด ได้มีการกำหนดสัญญาณพาห้ขึ้นมาในแต่ละสถานี เป็นผลทำให้เกิดคู่ของไซด์แบนด์ที่แต่ละความถี่คลื่นพาห้ ไซด์แบนด์เหล่านั้นจะไม่ซ้อนทับกัน เพราะว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณมอดูเลทเดิมนั้น ถูกจำกัดที่ความถี่ต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของผลต่างความถี่ระหว่างคลื่นพาห้ที่อยู่ติดกัน



รูปที่ 2.9 สเปกตรัมของกลุ่มคลื่นพาห้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาสถานีที่มีการกำหนดคลื่นพาห้ที่ความถี่ 1000, 1010 และ 1020 kHz แต่ละสถานีจะมีการผลิตสัญญาณที่มีระยะของสเปกตรัมจาก 0 ถึง 5 kHz บนแต่ละข้างของคลื่นพาห้สเปกตรัมสุดท้ายที่ปรากฏจะเป็นดังรูปที่ 2.9 ที่แต่ข้างของคลื่นพาห้จะขยายไปยังขั้วของไซด์แบนด์ โดยไซด์แบนด์ไม่ซ้อนทับกัน ถ้าคลื่นพาห้ที่อยู่ใกล้กันมากกว่านี้ หรือแบนด์วิคท์ของสัญญาณมอดูเลทมีขนาดใหญ่มากกว่านี้ไซด์แบนด์เหล่านั้นจะซ้อนทับกัน และไซด์แบนด์ด้านสูงของสถานีหนึ่งกับไซด์แบนด์ด้านต่ำของอีกสถานีหนึ่งจะมีการรบกวนกัน อย่างไรก็ตามถ้าช่องว่างระหว่างคลื่นพาห้มีค่ามากกว่าสองเท่าของแบนด์วิคท์ของสัญญาณมอดูเลท ก็จะไม่มีการซ้อนทับกัน ถ้าช่องว่างนั้นน้อยกว่าสองเท่าของแบนด์วิคท์ จะปรากฏการซ้อนทับกันขึ้น

2.1.4 คณิตการมอดูเลท และกำลังงาน

คณิตการมอดูเลทเป็นเครื่องมือวัดของคลื่นพาห้ที่ทำการมอดูเลทแล้วโดยสัญญาณข้อมูล เป็นการเปรียบเทียบขนาดของสัญญาณสองสัญญาณ คลื่นพาห้ที่ทำการมอดูเลทอาจมีขนาดมากหรือน้อยขนาดเหล่านั้นสามารถทำการวัดได้ในรูปของกระแส หรือโวลเตจของสัญญาณ แต่กรณีที่มีการนำมาพิจารณามากที่สุด ก็กำลังของสัญญาณ กำลังเป็นสัดส่วนของกำลังสองของโวลเตจ (V^2) หรือกระแส (I^2) สาเหตุที่นำกำลังมาทำการวัด ก็กำลังนั้นสามารถนำมาวิเคราะห์ในขอบเขตที่จำกัด ในระบบการสื่อสารใดๆก็ตาม ในทุกๆเครื่องส่งไม่ว่าจะเป็น สถานีวิทยุ, วอล์กกี-ทอล์กกี (walkie-talkie), โทรศัพท์ระบบเซลลูลาร์ หรือวงจรภายในคอมพิวเตอร์ที่ทำการส่งข้อมูลติดต่อไปยังส่วนอื่นๆของคอมพิวเตอร์นั้นจำกัดอยู่ในรูปของกำลัง มีการจำกัดขนาดของแบตเตอรี่, ผลรวมของไฟฟ้าที่สามารถนำไปใช้ได้ หรือขนาดทางกายภาพของส่วนประกอบในการส่งสัญญาณ (กำลังมากกว่าย่อมหมายถึงอุปกรณ์ที่ใหญ่กว่า) ทางด้านอุปกรณ์รับสัญญาณกำลังก็เกี่ยวข้อง วงจรทางด้านรับจะมีการกรองเอาข้อมูลข่าวสารเดิมจากกำลังของสัญญาณที่รับมาได้ ถ้ากำลังที่รับได้มีมากก็จะเป็นการง่ายที่จะนำข้อมูลข่าวสารที่ต้องการกลับมาใช้ โดยเฉพาะถ้ามีสัญญาณรบกวนมากกับสัญญาณที่ต้องการ

สมการของการมอดูเลทแอมปลิจูด และนิยามของคณิตการมอดูเลทสามารถนำมารวมกัน เพื่อแสดงผลรวมของกำลังในคลื่นพาห้ และสัญญาณทั้งหมด

$$\text{กำลังทั้งหมด } P_t = \text{กำลังคลื่นพาห้ } P_c \left(1 + \frac{m^2}{2}\right)$$

$$m = \sqrt{\frac{2(P_t - P_c)}{P_c}}$$

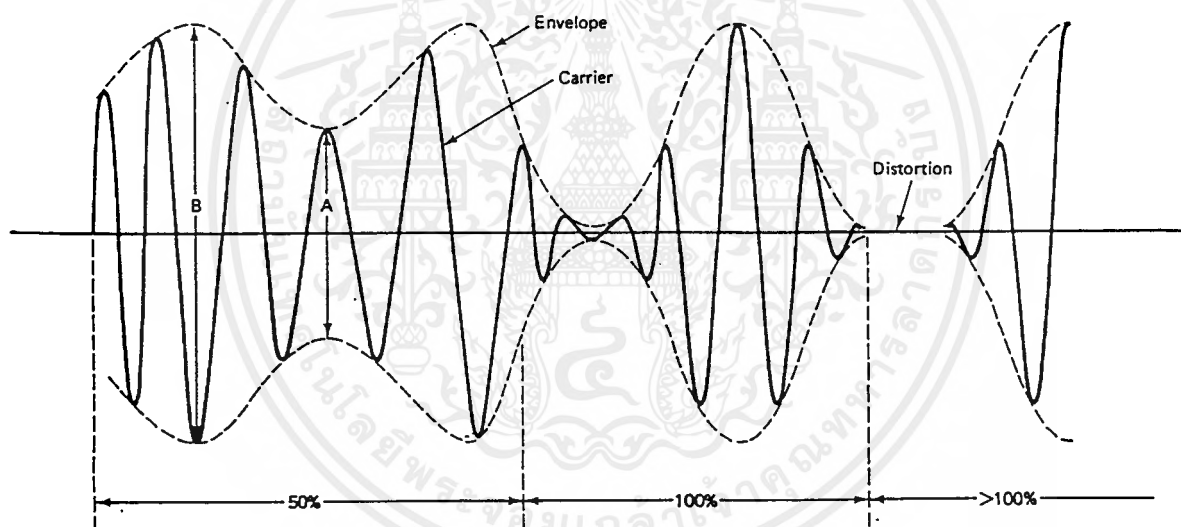
สมการนี้มีความสำคัญอย่างมาก เพราะว่าเกี่ยวข้องกับกำลังทั้งหมดกับกำลังคลื่นพาห้ที่ไม่มีประโยชน์ ซึ่งเป็นคลื่นพาห้ที่ไม่มีข้อมูลข่าวสารร่วมอยู่ด้วยโดยมีข่าวสารที่ไซด์แบนด์เท่านั้น คลื่นพาห้เป็นส่วนที่ทำให้มีการพาข้อมูลข่าวสาร และยอมให้ส่งและรับกลับมาอย่างสะดวก แต่กำลังของคลื่นพาห้ที่อย่างเดีวเป็นกำลังที่ไม่ทำให้เกิดประโยชน์ ถ้าคณิตการมอดูเลทมีค่าคือเข้าใกล้ 0% กำลังรวมส่วนใหญ่ในสัญญาณจะเป็นกำลังของคลื่นพาห้ และส่วนน้อยมากเป็นของไซด์แบนด์ ถ้าคลื่นพาห้ได้ทำการมอดูเลทอย่างสมบูรณ์ ($m=100\%$) กำลังรวมจะเป็น 1.5 เท่าของกำลังคลื่นพาห้

$$\frac{P_t}{P_c} = \frac{1+m^2}{2} = \frac{1+1}{2} = 1.5$$

เมื่อเป็นเช่นนี้หมายความว่า ถ้า 1.5 W เป็นกำลังในการส่งทั้งหมด การแบ่งกำลังระหว่างกำลังคลื่นพาห์ และกำลังไซด์แบนด์จะเป็น ของคลื่นพาห์ 1W และกำลังที่ไซด์แบนด์ 0.5W (กำลังรวมทั้งหมดยังจะเป็น 1.5W)

2.1.5 การโอเวอร์มอดูเลต (Overmodulation)

ค่าที่มากที่สุดของดัชนีการมอดูเลตคือ 100% แต่มันสามารถเป็นไปได้ที่ดัชนีการมอดูเลตจะมีค่ามากกว่านั้น กรณีนี้จะเกิดขึ้นเมื่อขนาดของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีขนาดใหญ่เกินไปเมื่อเปรียบเทียบกับกำลังของคลื่นพาห์ และคลื่นพาห์ที่ทำการมอดูเลตแล้วมีค่ามากกว่าสองเท่าของค่าที่ยังไม่ได้ทำการมอดูเลต อย่างในรูปที่ 2.10 ค่าของ A เป็น 0 ตรงที่มีการมอดูเลต 100% A อยู่ที่ 0 เมื่อเกิดการโอเวอร์มอดูเลต และเอ็นวีโบลจะไม่ใช่เส้นรูปร่างไปตามสัญญาณข่าวสาร นั่นคือคลื่นพาห์ที่ทำการมอดูเลตจะทำการคัทออฟ (cut off) ระหว่างเกิดการ โอเวอร์มอดูเลต



รูปที่ 2.10 การมอดูเลตคลื่นพาห์แบบต่างๆ

ผลของการเกิด โอเวอร์มอดูเลต จะทำให้มีความผิดเพี้ยนของเอ็นวีโบลการมอดูเลต ในขอบเขตของเวลา ความผิดเพี้ยนนี้หมายถึง ข่าวสารดั้งเดิมที่มากับสัญญาณไม่สามารถนำกลับมาให้ถูกต้องดั้งเดิมและ สูญเสียบางส่วนไป ในขอบเขตของความถี่ การเกิด โอเวอร์มอดูเลต ทำให้เกิดความถี่ใหม่ที่อยู่ข้างผลรวมและผลต่างความถี่ที่ถูกต้องของ AM แบบปกติ ความถี่ใหม่นี้อยู่นอกเหนือจากสเปกตรัมของ AM แบบปกติ และเรียกกันว่า สเปกตรัม (splatter) เอ็นวีโบลของการมอดูเลตในขณะนี้ประกอบไปด้วย เอ็นวีโบลในขั้นสูงกว่าของความถี่ที่นำมามอดูเลตอันเดิม ด้วยเหตุที่เอ็นวีโบลได้ถูกตัดที่ 0 และเริ่มที่จะคล้ายกับคลื่นรูปสี่เหลี่ยมมากกว่าคลื่นที่นำมามอดูเลตอันเดิม ฮาร์โมนิกเหล่านั้นแยกออกมาอย่างกว้างขวางจากความถี่คลื่นพาห์และทำให้เกิดการแทรกซ้อนกันกับความถี่ที่อยู่ใกล้กันการเกิด โอเวอร์มอดูเลต

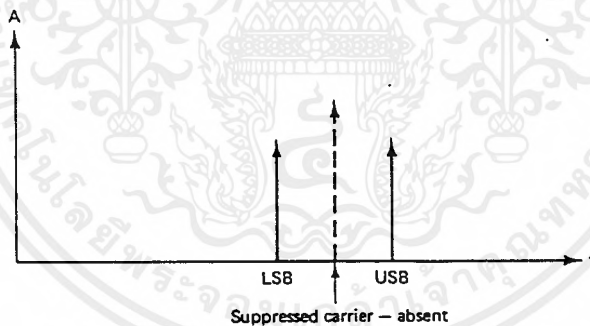
นั้นไม่เป็นที่ต้องการ และหลายระบบได้มีวงจรพิเศษที่ทำการจำกัดการมอดูเลท ทำให้ไม่สามารถที่จะมอดูเลทเกิน 100%

2.1.6 การกำจัดคลื่นพาห้และไซด์แบนด์เดี่ยว (Suppressed Carriers and Single Sideband)

สัญญาณการมอดูเลทแอมพลิจูดได้มีการกล่าวว่าจะข้ต่อการผลิต แต่ก็ยังคงมีอุปสรรคในทางปฏิบัติในการนำมาใช้งานในระบบการสื่อสารจริงๆหลายระบบ แบนด์วิทท์ของ AM นั้นเป็นสองเท่าของสัญญาณที่นำมามอดูเลท (ไซด์แบนด์เหมือนกันสองอัน) และกำลังที่ใช้ในการส่งสัญญาณส่วนใหญ่อยู่ในคลื่นพาห้ ไม่ใช่ในข้อมูลข่าวสารที่ไซด์แบนด์ ปัญหาเหล่านั้นที่เกิดขึ้นใน AM ,ความผันผวนใน AM นั้นได้รับการพัฒนาขึ้นมา รูปแบบอื่นของ AM ได้ถูกนำมาใช้งาน เมื่อแบนด์วิทท์สามารถทำให้ประหยัดได้ หรือกำลังงานถูกใช้ให้เกิดประโยชน์มากขึ้น และวงจรในการส่งและรับสัญญาณได้ซับซ้อนมากขึ้น

การกำจัดคลื่นพาห้ (Suppressed carriers)

ถ้าคลื่นพาห้สามารถย้ายออกไปหรือทำให้น้อยลง สัญญาณที่ทำการส่งจะประกอบไปด้วย ข้อมูลข่าวสารที่ไซด์แบนด์ทั้งสองข้าง และกำลังในการส่งทั้งหมด เมื่อคลื่นพาห้ถูกลดทอนลงเรียกว่า การมอดูเลทแบบ ไซด์แบนด์คู่แบบกำจัดคลื่นพาห้ (double-sideband suppressed-carriers : DSB-SC) ซึ่งจะมีกำลังคลื่นพาห้หายไป 2 ใน 3 เหลือไว้แค่เพียงกำลังที่อยู่ในไซด์แบนด์ สัญญาณ DSB-SC ในขอบเขตของความถี่แสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 DSB-AM ในขอบเขตทางความถี่

ตัวอย่างแสดงถึงการเพิ่มของกำลังของสัญญาณข่าวสาร สำหรับกำลังที่นำมาใช้งานทั้งหมด 100W เปรียบเทียบกับกำลังในไซด์แบนด์ เมื่อการมอดูเลทนี้เป็นแบบมาตรฐานใน AM ที่มีดัชนีการมอดูเลทเป็น 100%กับการกำจัดคลื่นพาห้แบบที่ 90%ของคลื่นพาห้ถูกจำกัด ซึ่งจะว่าในกรณีที่มีการกำจัดคลื่นพาห้แล้วกำลังที่ไซด์แบนด์จะเพิ่มเป็นเท่า

สำหรับ AM แบบปกติกำหนดให้เป็นแบบ 100% 1 ใน 3 ของกำลังจะมีในไซด์แบนด์ (ในกรณีนี้ $100/3 = 33.3W$) และในคลื่นพาห้มีอยู่ 2 ใน 3 ($66.7W$) ในกรณีของ DSB-SC 90% ของกำลังคลื่นพาห้เท่ากับ $90\% \times 66.7 = 60.0W$ จะถูกย้ายออกไปและจะ ไปให้แก่ไซด์แบนด์ ทำให้กำลังไซด์แบนด์อันใหม่ก็

กำลัง ไซค์แบนด์ก่อนหน้านี้ + 90% ของคลื่นพาทก่อนหน้านี้ = $33.3 + 60 = 93.3W$

อัตราส่วนของกำลังงานที่ ไซค์แบนด์ใหม่นี้กับกำลังงานที่ ไซค์แบนด์เก่ามีค่าเท่ากับ $93.3 / 33.3$ เท่ากับ 2.8 หรือประมาณ 4.5dB ซึ่งแสดงว่าเพิ่มขึ้น ถ้าใน AM แบบปกติกำลังในการส่งเกิดที่ ไซค์แบนด์เท่ากับ 33% ในกรณีของ DSB-SC จะเกิดกำลังที่ ไซค์แบนด์มากกว่า 93%

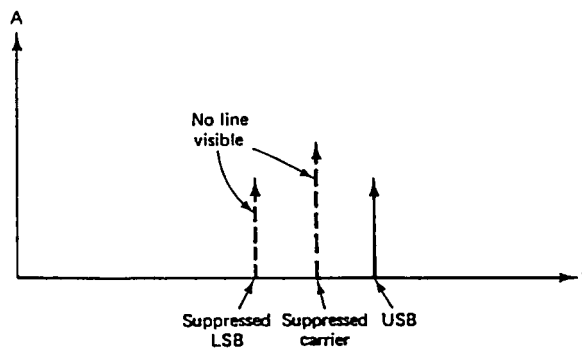
ไซค์แบนด์เดี่ยว (Single Sideband)

ขณะที่ DSB-SC สามารถปรับปรุงกำลังที่ใช้ในการส่ง และสัญญาณข้อมูลข่าวสารที่ส่งและรับได้อย่างดี แบนด์วิคท์ของสัญญาณเป็นสองเท่าของสัญญาณที่นำมามอดูเลทอนคิม อย่างไรก็ตาม ไซค์แบนด์ทั้งสองข้างนั้นก็จะมีมากเกินไป ดังนั้นจึงเกิดกำลังในการส่งที่ไม่ทำให้เกิดประโยชน์ที่จะแบ่งให้ ไซค์แบนด์ทั้งสองนั้น ปัญหาที่กล่าวมานั้นสามารถแก้ไขโดยทำการกำจัดคลื่นพาท และ ไซค์แบนด์ข้างหนึ่ง ซึ่งวิธีนี้เรียกว่า ไซค์แบนด์เดี่ยวแบบกำจัดคลื่นพาท หรือเรียกง่าย ๆ ว่า ไซค์แบนด์เดี่ยว (Single Sideband : SSB) SSB นั้นจะมีประสิทธิภาพมากที่สุดในการทำ AM นั่นคือกำลังที่ใช้ในการส่งทั้งหมดใช้สำหรับการส่งข่าวสารใน ไซค์แบนด์ข้างเดียว

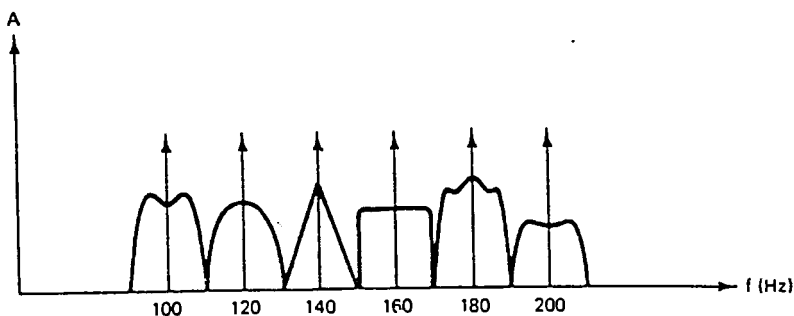
กำลังของ SSB (SSB Power)

เป็นที่ทราบว่าการกำลังของ AM เป็นอัตราส่วนกำลังของสัญญาณคลื่นพาท เครื่องส่งกำลัง 1000W จะมีกำลังของคลื่นพาท 1000W และดัชนีการมอดูเลทไม่ได้ใช้บอกถึงระดับของกำลัง SSB ไม่มีคลื่นพาทที่ใช้เป็นตัววัดความแรงของสัญญาณ นั่นคือกำลังถูกกำหนดโดยกำลังเอนVELOPE สูงสุด (Peak envelope power : PEP) ซึ่งถูกกำหนดเป็นค่ากำลัง rms ที่จุดสูงสุดของรูปคลื่น (สำหรับ SSB ค่ากำลัง rms ก็คือกำลังสูงสุดที่ ไซค์แบนด์)

ในขอบเขตของเวลา สัญญาณ SSB จะไม่ปรากฏออกมาในรูปของสัญญาณมอดูเลท และ แบนด์วิคท์ แต่จะแสดงออกมาในขอบเขตของความถี่ (แสดงในรูปที่ 2.12) สเปกตรัมของความถี่แสดง ไซค์แบนด์ด้านสูงเพียงอย่างเดียวของ AM ซึ่งแต่เดิมนั้นมีทั้งคลื่นพาทและ ไซค์แบนด์ด้านสูง แบนด์วิคท์ นั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของ AM แบบเดิม และกำลังทั้งหมดอยู่ในข้อมูลข่าวสารใน ไซค์แบนด์ หรืออาจเป็นไปได้ที่ ไซค์แบนด์ด้านสูงถูกกำจัดออกไป และใช้งานใน ไซค์แบนด์ด้านต่ำแทน ในเครื่องส่งสัญญาณ SSB ส่วนใหญ่ยอมให้ผู้ใช้งานเลือกได้ว่าจะใช้ ไซค์แบนด์ด้านสูงหรือด้านต่ำในการกระจายเสียงออกไป

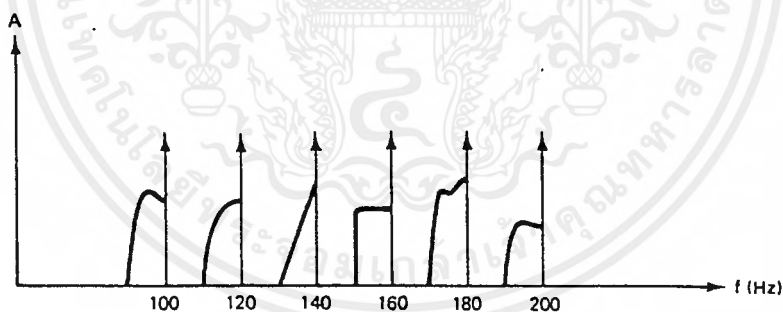


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.12 SSB ในขอบเขตทางความถี่
อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 การใช้สเปกตรัมเต็มแถบความถี่ของ DSB

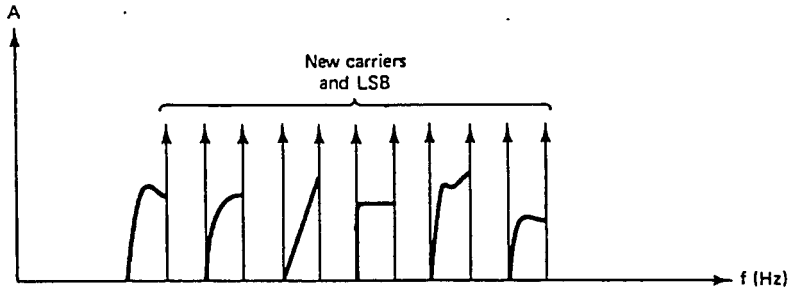
สมมติว่าคลื่นพหุนั้นเรียงต่อกันไปทุก 20kHz จาก 100 ถึง 200kHz และสัญญาณที่นำมามอดูเลทมีแบนด์วิธ 10kHz สเปกตรัมความถี่ภายหลังกระบวนการ AM ประกอบไปด้วยคลื่นพหุที่ 100, 120, 140, ..., 200kHz ซึ่งจะมีไซด์แบนด์ด้านสูงและไซด์แบนด์ด้านต่ำ 10kHz ในแต่ละคลื่นพหุ (ในรูปที่ 2.13) ซึ่งสเปกตรัมนี้ได้ถูกใช้ไปเต็มที่ ถ้า SSB ถูกใช้ในไซด์แบนด์ด้านต่ำเพียงอย่างเดียว แสดงได้ในรูป 2.14 จะมีสเปกตรัมเพียงข้างเดียว สเปกตรัมอันใหม่นี้สามารถถูกใช้ได้สองทาง ทางหนึ่งคือยอมให้แต่ละสัญญาณที่นำมามอดูเลทใช้งานเป็นสองเท่าของแบนด์วิธอันเดิม ในกรณีนี้คือ 20kHz นั่นคือ ข่าวสารทั้งหมดที่ส่งได้ถูกแบ่งเป็นส่วนตามแบนด์วิธ หมายความว่าผู้ใช้งานแต่ละคนสามารถส่งข้อมูลข่าวสารเป็นสองเท่าในเวลาเดียวกัน



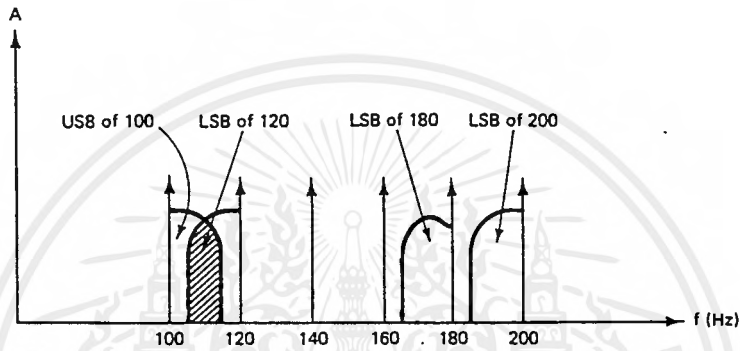
รูปที่ 2.14 สเปกตรัมSSB ซึ่งใช้ไซด์แบนด์ด้านต่ำ

อีกทางหนึ่ง ก็เป็นการกำหนดคลื่นพหุขึ้นมาใหม่ระหว่างอันเดิม และใช้สร้างไซด์แบนด์ด้านต่ำขึ้นมาใหม่ การมอดูเลทแบบSSB ใช้การมอดูเลทสัญญาณที่มีแบนด์วิธอันเดียวกับสัญญาณเดิม (รูปที่ 2.15) ผลที่เกิดขึ้นคือ จะทำให้มีผู้ใช้งานมากขึ้น (เครื่องส่งสัญญาณ)ยินยอมให้ใช้สเปกตรัมเดียวกัน ทั้งผู้ใช้งานเก่าและใหม่ได้ยอมรับที่จะใช้ไซด์แบนด์ด้านเดียวกัน (ด้านสูงหรือด้านต่ำ) ถ้าการส่งข้อมูลที่คลื่นพหุอันหนึ่ง (ในตัวอย่างคือ 100kHz) ใช้งานไซด์แบนด์ด้านสูงและมีผู้ใช้งานที่คลื่นพหุถัดไปที่ 120kHz มาใช้งานที่ไซด์แบนด์ด้านต่ำ จะทำให้ไซด์แบนด์ทั้งสองไซด์แบนด์นั้นเกิดการรบกวนกัน (แสดงในรูปที่ 2.16)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 สเปกตรัมความถี่อันเดียวกับรูปที่ 2.14 ที่มีคลื่นพาห่อันใหม่



รูปที่ 2.16 การรบกวนกันเนื่องจากใช้ไซค์แบนด์คนละข้าง

2.1.7 สมการของการมอดูเลตแบบไซค์แบนด์คู่ (DSB-AM equations)

การมอดูเลตแบบ AM นี้แอมพลิจูดของคลื่นพาห่จะเปลี่ยนแปลงไปตามแอมพลิจูดของคลื่นที่นำมามอดูเลตด้วย กำหนดให้ $A = K + v_m(t)$ เมื่อ K เป็นแอมพลิจูดของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มอดูเลต และ $v_m(t) = a \cos(2\pi f_m t)$ เป็นสัญญาณที่นำมามอดูเลต คลื่นพาห่ที่มีมอดูเลตแล้ว และ $\phi=0$ จะได้เป็น

$$v_c(t) = [K + a \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t)$$

$$\text{หรือ} \quad v_c(t) = K [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) \quad (2.1)$$

m เป็นดัชนีการมอดูเลต และแสดงได้ว่า

$$m = \frac{\text{แอมพลิจูดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต}}{\text{แอมพลิจูดของคลื่นพาห่ที่ยังไม่มอดูเลต}} = \frac{a}{K}$$

สำหรับเอ็นวีโวลท์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยนจะได้ว่า $m \leq 1$ ถ้าในสถานะนี้ไม่ได้รับการรักษาเอาไว้เอ็นวีโวลท์ก็จะมีค่าผิดเพี้ยน และเฟสของคลื่นพาห่จะกลับเป็นคังรูปที่ 2.17

สมการที่ 2.1 สามารถนำมาขยายออกได้เป็น

$$v_c(t) = K \left[\cos(2\pi f_c t) + \frac{m}{2} \cos\{2\pi(f_c - f_m)t\} + \frac{m}{2} \cos\{2\pi(f_c + f_m)t\} \right] \quad (2.2)$$

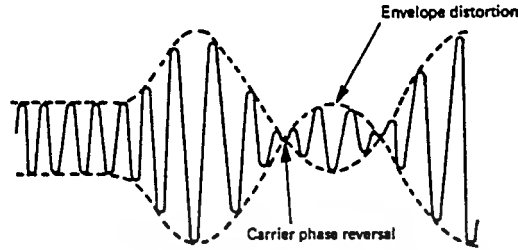
สเปกตรัมแอมพลิจูดของคลื่นพาห่หลังการมอดูเลต ประกอบไปด้วยสามส่วน นั่นคือความถี่คลื่นพาห่ f_c และ ไซค์แบนด์ด้านสูงและด้านต่ำ $(f_c + f_m)$ และ $(f_c - f_m)$ ถ้า $v_m(t)$ มีหลายสัญญาณ จะได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_m(t) = a_1 \cos(2\pi f_1 t) + a_2 \cos(2\pi f_2 t) + a_3 \cos(2\pi f_3 t) \tag{2.3}$$

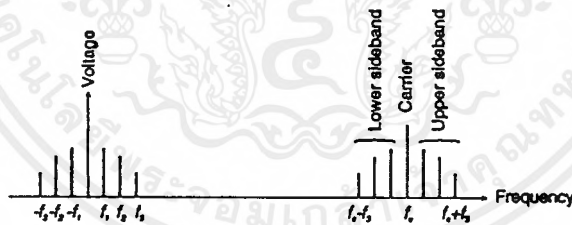
สัญญาณพหุคูณที่มอดูเลตแล้วจะกลายเป็น

$$v_c(t) = K [1 + m_1 \cos(2\pi f_1 t) + m_2 \cos(2\pi f_2 t) + m_3 \cos(2\pi f_3 t)] \tag{2.4}$$



รูปที่ 2.17 ผลของการเกิด โอเวอร์มอดูเลต

ดัชนีการมอดูเลตคือ $m = m_1 + m_2 + m_3$ โดยเอ็นวีโวลเป็นันไม่เกิดความผิดเพี้ยน ($m \leq 1$) สเปกตรัมแอมพลิจูดของ $v_c(t)$ ขณะนี้ประกอบไปด้วย แถบความถี่, ไซด์แบนด์, กลิ่นพาท้ทั้งค่านบนและค่านล่าง ถ้าสัญญาณที่นำมามอดูเลตอยู่ในเทอมของสเปกตรัมที่มีแอมพลิจูดสองข้าง จะเป็นการดำเนินการมอดูเลตทางแอมพลิจูด (AM) แบบเต็มที ทำให้เกิดสเปกตรัมของ $v_m(t)$ มีศูนย์กลางความถี่อยู่ที่ $\pm f_c$ กระบวนการนี้แสดงดังรูป 2.18



รูปที่ 2.18 สเปกตรัมแอมพลิจูดของ DSB-AM

2.1.8 สมการไซด์แบนด์คู่แบบก้าจัดคลื่นพาท้ (DSB-SC equation)

กำลังงานทั้งหมดทีใช้ส่งสัญญาณ DSB-SC นี้เป็นผลรวมกำลังของกลิ่นพาท้กับกำลังของไซด์แบนด์ กำลังงานในสัญญาณรูปไซน์มีการแบ่งกันเป็นแอมพลิจูดกกำลังสอง ถ้าสัญญาณที่นำมามอดูเลตเป็นสัญญาณเดี่ยว กำลังในการส่งแบ่งออกได้เป็น

$$K^2 + \frac{(Km)^2}{2} + \frac{(Km)^2}{2} \quad \text{Watt}$$

กำลังทีใช้งานจะเห็นได้ว่าเป็นกำลังของไซด์แบนด์ และกำลังของกลิ่นพาท้ทีไม่มีข้อมูลข่าวสาร อัตรา

ส่วนของกำลังทีใช้งานต่อกำลังรวมทั้งหมดจะเป็น

$$\frac{m^2}{2} : \frac{(1+m^2)}{2}$$

สำหรับการมอดูเลตสูงตุง(m=1) อัตราส่วนที่มีค่ามากที่สุดเท่ากับ 1/3 ถ้าคลื่นพาห์สามารถถูกกำจัดออกไป หรืออย่างน้อยที่สุดทำให้แอมพลิจูดลดลง ในทางปฏิบัติแล้วกำลังที่ใช้ในการส่งทั้งหมดจะเป็นกำลังที่ใช้งานได้ ซึ่งเป็นเรื่องที่สำคัญมากเมื่อสัญญาณที่ได้รับเกิดความผิดเพี้ยนเนื่องจากสัญญาณรบกวน เป็นผลทำให้เกิดค่า SNR ที่ให้ประสิทธิภาพมากกว่าเมื่อการส่งมีกำลังของคลื่นพาห์อยู่อย่างมาก

สเปกตรัมแอมพลิจูดของ DSB-SC สามารถหาได้จากคลื่นพาห์ที่มีสมการ $A \cos(2\pi f_c t)$ และสัญญาณที่มอดูเลตเป็น $a \cos(2\pi f_m t)$ สัญญาณหลังจากการมอดูเลตเป็นการคูณทั้งสองส่วนเข้าด้วยกัน จะได้เป็น

$$v_c(t) = A \cos(2\pi f_c t) a \cos(2\pi f_m t)$$

หรือได้ว่า

$$v_c(t) = \frac{aA}{2} \cos[2\pi(f_c - f_m)t] + \frac{aA}{2} \cos[2\pi(f_c + f_m)t] \quad (2.5)$$

2.1.9 สมการของการมอดูเลตไซด์แบนด์เดียว (SSB equation)

เหตุผลในการกำจัดคลื่นพาห์ออกไปก็เพราะว่ามันไม่ได้บรรจุข้อมูลอยู่ด้วย จะสังเกตได้ว่าสัญญาณข้อมูลที่ตั้งในไซด์แบนด์ด้านต่ำ จะเหมือนกันกับที่ตั้งในไซด์แบนด์ด้านสูง ถ้าเกิดมีข้างใดข้างหนึ่งถูกกำจัดออกไปมันก็ยังส่งข้อมูลอันเดิมอยู่ แต่แบนด์วิทท์จะเหลือเพียงครึ่งเดียว สัญญาณSSB จะตั้งในไซด์แบนด์ด้านใดด้านหนึ่ง

$$v_c(t) = \frac{aA}{2} \cos[2\pi(f_c + f_m)t] \quad (2.6)$$

จากสมการที่ 2.6 จะเห็นว่าเป็นการส่งสัญญาณไซน์ในข้างเดียว เมื่อสัญญาณที่นำมามอดูเลตเป็นแบบมัลติโทน (multitone) สัญญาณSSB-AM จะมีแบนด์วิทท์ครึ่งหนึ่งของสัญญาณDSB-AM สัญญาณข้อมูลหลายสัญญาณที่ไม่เกี่ยวข้องกันสามารถส่งในช่องสัญญาณที่มีการกำหนดแบนด์วิทท์เมื่อสัญญาณ SSBนั้นทำการมัลติเพล็กซ์ทางความถี่

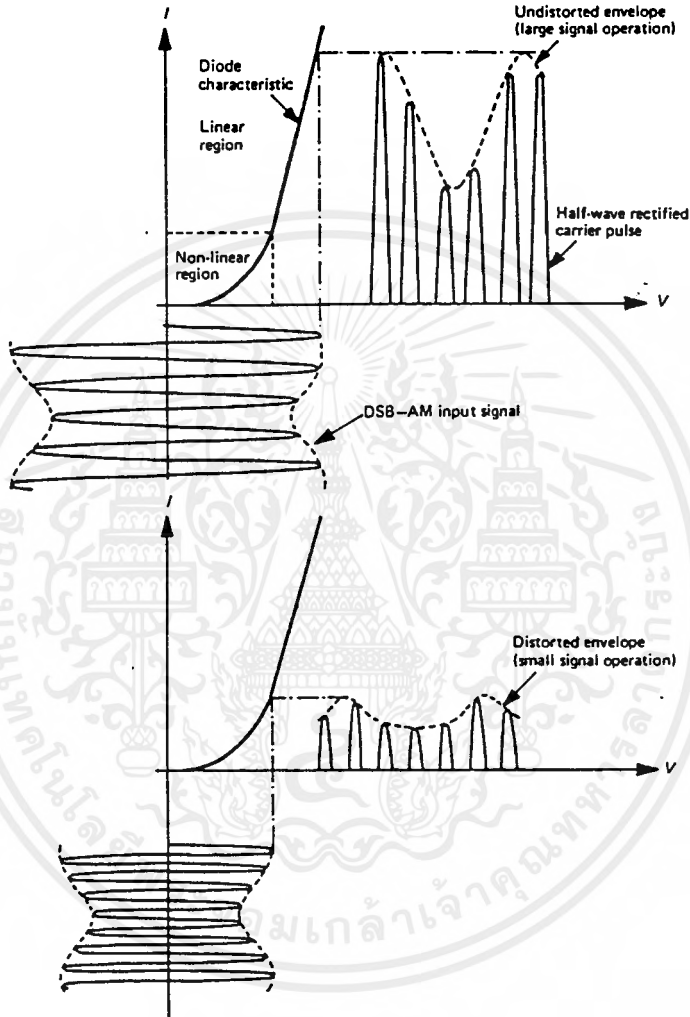
2.1.10 การดีเทคไซด์แบนด์คู่ (DSB-AM detection)

การดีเทค (ดีมอดูเลต) ของDSBสามารถพิจารณาภายใต้สองหัวข้อ ก็คือการดีเทคแบบไม่มีการติดต่อกัน (non-coherent detection) และการดีเทคแบบมีการติดต่อกัน (coherent detection) หรือ synchronous เครื่องรับสัญญาณกระจายเสียงจะเป็นชนิดซูเปอร์ฮีเทอโรไดน์ (superheterodyne) และมีการดีเทคเอ็นวีโลปด้วย การมาถึงของการรวม เฟสล็อกลูป (phase lock loop : PLL) การดีเทคแบบโคฮีเรนต์เป็นสิ่งที่ดึงดูดความสนใจในขณะนี้ ตัวดีเทคเอ็นวีโลปจะทำการสร้างเอ็นวีโลปของคลื่นพาห์ที่มอดูเลตแล้วขึ้นมา ตัวดีเทคนี้จะทำให้กลับมาเป็นคลื่นแบบครึ่งรูป และมีการใช้ซิลิกอนไดโอด ซึ่งให้ความสัมพันธ์ของกระแสและ โวลเตจในรูปที่ 2.19

ไดโอดจะเป็นตัวกลับสัญญาณและมีผลต่อเอ็นวีโลปของสัญญาณ DSBดังแสดงในรูป 2.19 สำหรับคลื่นพาห์ที่มีเอ็นวีโลปกว้าง เอ็นวีโลปจะถูกสร้างขึ้นมาโดยส่วนที่เป็นลักษณะเชิงเส้น (จัดการที่คัทนิจการมอดูเลตน้อยกว่า 100%) และผลที่ออกมาไม่มีความผิดเพี้ยน ซึ่งเรียกว่าการคัทนิจการกับ

สัญญาณขนาดใหญ่ สำหรับแอมพลิจูดของคลื่นพาห้ที่มีขนาดเล็ก เ็นวิโลจะถูกสร้างโดยส่วนที่มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้น และความคิดเพี้ยนของเ็นวิโลก็จะปรากฏให้เห็น เมื่ออินพุทที่จะเข้ามาตีเทกคือ

$$V_m = K [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t)$$



รูปที่ 2.19 สัญญาณขนาดเล็กและขนาดใหญ่ที่ดำเนินการ โคซการ ใช้โค โอคตีเทก

เมื่อดำเนินการที่สัญญาณขนาดใหญ่ เอาร์ทพุทที่ออกมาจะเป็น

$$i = P [1 + m \cos(2\pi f_m t)] V(t) \tag{2.7}$$

เมื่อ $V(t)$ เป็นความถี่คลื่นพาห้ที่มีลักษณะเป็นคลื่นรูปไซน์เพียงกรังรูป ทำการแทน $V(t)$ โดยการท่อนุกรมฟูเรียช เอาร์ทพุทจะเป็น

$$i = P [1 + m \cos(2\pi f_m t)] [C_0 + C_1 \cos(2\pi f_c t) + C_2 \cos(4\pi f_c t) + C_3 \cos(6\pi f_c t) + \dots] \tag{2.8}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือได้เป็น $i = PC_o + PC_o \cos(2\pi f_m t) + \text{ส่วนที่ไม่ต้องการ}$ (2.9)

ส่วนที่ไม่ต้องการสามารถตัดทิ้งออกไปได้

เพื่อให้แน่ใจว่าเอ็นวีโบลยังกอยู่ในพื้นที่ที่เป็นเชิงเส้น คำนีการมอดูเลทจะต้องน้อยกว่า 100% เมื่อการคำนวณการในสัญญาณขนาดเล็กระแสโคโอดจะเป็น

$$i = aV_{in} + bV_{in}^2 + cV_{in}^3 + \dots \quad (2.10)$$

ให้ $V_{in} = K [\cos(2\pi f_c t) + 1/2 m \cos\{2\pi(f_c - f_m)t\} + 1/2 m \cos\{2\pi(f_c + f_m)t\}]$

ยกกำลังสองจะให้กระแสเอาท์พุทเป็น

$$bK^2 \{ \cos(2\pi f_c t) + 1/2 m \cos[2\pi(f_c - f_m)t] + 1/2 m \cos[2\pi(f_c + f_m)t] \}^2$$

หรือ $b \{ K^2 m \cos(2\pi f_m t) + 1/4 K^2 m^2 \cos(4\pi f_m t) \} + \text{ส่วนที่ไม่ต้องการ}$ (2.11)

ในส่วนที่ไม่ต้องการนั้นอยู่นอกแบนด์วิคท์ของสัญญาณที่นำมามอดูเลท ดังนั้นจึงสามารถตัดทิ้งได้

การคิเทกแบบ โคฮีเรนท์เป็นการดำเนินการที่ตรงข้ามกับการมอดูเลท เช่น ความถี่ของไซค์แบนด์ได้ถูกแปลงกลับมาเป็นเบสแบนด์ โดยทฤษฎีสัญญาณ DSB ด้วยความถี่ที่เป็นคลื่นรูปไซน์อันติซกันกับคลื่นพาห์ บล็อก ไดอะแกรมของส่วนคิเทกแบบ โคฮีเรนท์แสดงในรูปที่ 2.20 เอาท์พุทจะออกมาเป็น

$$V_{out} = K [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_c t)$$

เขียนใหม่เป็น

$$V_{out} = K [1 + m \cos(2\pi f_m t)] \cos^2(2\pi f_c t)$$

แต่

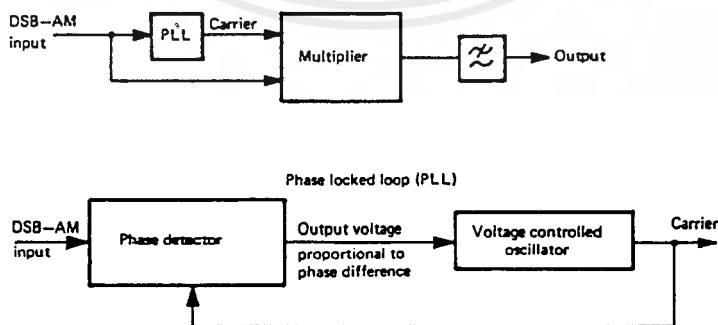
$$\cos^2(2\pi f_c t) = 1/2 [1 + \cos(4\pi f_c t)]$$

ดังนั้นได้ว่า

$$V_{out} = 1/2 K m \cos(2\pi f_m t) + \text{ส่วนที่ไม่ต้องการ} \quad (2.12)$$

ส่วนที่ไม่ต้องการสามารถตัดทิ้งออกไปได้ วิธีการส่วนมากที่จะคักเอาคลื่นพาห์ออกมา ก็การใช้ เฟส ล็อก

คิเทกแบบ โคฮีเรนท์ที่แสดง ในรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 การคิเทกแบบ โคฮีเรนท์ของ DSB-AM

การดำเนินการพื้นฐานของรูปสามารถอธิบายดังนี้ เอาท์พุทที่เข้ามา ก็สัญญาณ DSB และได้

เอกสคลื่นรูปไซน์จาก VCO (Voltage Controlled Oscillator) เอาท์พุทของตัวถูกเป็นสัญญาณที่มีการแบ่งการค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟสต่างกัน ระหว่างสัญญาณของ DSB และเอาต์พุตของ VCO สัญญาณที่มีความผิดพลาดจะนำผ่านตัวกรองต่ำผ่าน (low-pass filter) ไปที่อินพุตของ VCO ผลที่เกิดขึ้นทำให้ ความถี่ที่ออกมาของ VCO เกิดเปลี่ยนแปลงในขนาดเล็กน้อย ซึ่ง PLL นั้นมีความจำเป็นในระบบย้อนกลับ เมื่อถูปลูกล็อกเอาไว้แล้ว ความถี่ที่ออกมาจาก VCO จะเท่ากับความถี่คลื่นพาห์ที่เข้ามา

2.1.11 การตรวจจับแบบคั่นแบบกำจัดคลื่นพาห์ (DSB-SC detection)

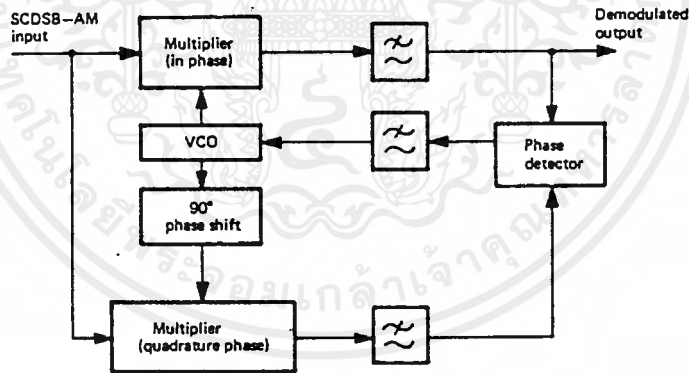
การมอดูเลตแบบนี้ต้องการการตรวจจับแบบโคฮีเรนต์ แต่มันไม่มีคลื่นพาห์ส่งมาด้วย ดังนั้นจึงมีการสร้างมันขึ้นมาใหม่ด้วยโลคัลออสซิลเลเตอร์ วงจรพิเศษมีความสำคัญ และต้องการ เพื่อให้แน่ใจว่าโลคัลออสซิลเลเตอร์นั้นอยู่ในเฟสเดียวกันกับสัญญาณที่เข้ามา ถ้าสัญญาณที่เข้ามา แทนโดย

$$V_{in} = K \cos(2\pi f_c t) \cos(2\pi f_m t)$$

และ เอาต์พุตของโลคัลออสซิลเลเตอร์ คือ $\cos(2\pi f_c t + \phi)$ ดังนั้นเอาต์พุตของการตรวจจับแบบโคฮีเรนต์จะเป็น

$$V_{out} = \frac{1}{2} K \cos(2\pi f_m t) [\cos(4\pi f_c t + \phi) + \cos \phi] \quad (2.13)$$

ภายหลังการกำจัดส่วนที่เป็นศูนย์กลางที่ $2f_c$ จะให้ส่วน $\frac{1}{2} K \cos(2\pi f_m t) \cos \phi$ เมื่อ $\phi=0$ เอาต์พุตจะมีค่ามากที่สุด และจะเป็นส่วนของสัญญาณที่นำมามอดูเลตอินเด็ม เมื่อ $\phi=90^\circ$ เอาต์พุตจะเป็นศูนย์ วงจรในการคั่นมอดูเลตสัญญาณ DSB-SC เป็นดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 กอสมอดูเลต

ถ้าโลคัลออสซิลเลเตอร์มีเฟสเดียวกันกับคลื่นพาห์ที่ช่องความถี่ตรงกัน จะให้เอาต์พุตออกมาถูกต้อง เอาต์พุตของตัวคูณเป็นโวลเตจที่ต้องการ การที่รักษาค่าที่ต้องการของเฟสของ VCO ถ้าเฟสมีความผิดพลาดระหว่างเอาต์พุตของ VCO และคลื่นพาห์ เอาต์พุตของช่องที่ตรงกันก็จะถูกตัดลง และเอาต์พุตของ ควอดราเทอร์เซนเนลจะ ไม่เท่ากับ 0

ตัวคูณในขณะนี้จะผลิตสัญญาณเอาต์พุตเมื่อถูกใช้ให้เป็น VCO จะเป็นสาเหตุให้เกิดความผิดพลาดระหว่าง คลื่นพาห์และเอาต์พุตของ VCO ที่จะกอดูให้ เป็น 0 วงจรจะทำการผลิตสัญญาณใหม่ใน

เฟสที่ถูกต้องออกมาโดยอัตโนมัติ วงจรนี้ได้ถูกพัฒนาสำหรับการสื่อสารข้อมูล และเรียกว่า กอสเทส ลูป (Costas loop)

2.1.12 การตีเทคไซค์แบบคี่เดียว (SSB detection)

สัญญาณ SSB ต้องการการกรตีเทคแบบโคฮีเรนท เช่นเดียวกับกับโลกลอสซิลเลเตอร์ซึ่งก็ยังคง ต้องการเช่นเดียวกัน และคลื่นพาห้ก็ไม่ได้ถูกส่งมาเช่นเดียวกัน กำหนดให้สัญญาณ SSB คือ $K \cos 2\pi(f_c + f_m)t$ และ โลกลอสซิลเลเตอร์มีสัญญาณเป็น $\cos(2\pi f_c t + \phi)$ เอาท์พุทของการกรตีเทคแบบโคฮีเรนทจะเป็น

$$V_{out} = \frac{1}{2} K \cos[2\pi(2f_c + f_m)t + \phi] + \frac{1}{2} K \cos(2\pi f_m t) \quad (2.14)$$

เมื่อส่วนของความถี่ $(2f_c + f_m)$ ได้ถูกกำจัดออกไป ส่วนที่เหลืออยู่เขียนได้เป็น

$$\frac{1}{2} K \cos(2\pi f_m t) \cos\phi + \sin(2\pi f_m t) \sin\phi \quad (2.15)$$

ถ้า $\phi=0$ เอาท์พุทจะเป็น $\frac{1}{2} K \cos(2\pi f_m t)$ และเมื่อ $\phi=90^\circ$ เอาท์พุทจะเป็น $\frac{1}{2} K \sin(2\pi f_m t)$ ซึ่ง จะแตกต่างจากแบบ DSB-SC เมื่อเอาท์พุทมีเฟสเลื่อนไป 90° หรือ $\phi=90^\circ$ สำหรับการได้ขึ้นเสียงของ มนุษย์ การเปรียบเทียบเฟสที่มีความผิดเพี้ยนกับเฟสที่ต่างกันการแยกแยะทำได้ยาก ความต้องการที่จะ ให้เฟสมีการติดต่อกันให้ตรงกันจึงสามารถผ่อนผันได้บ้าง อย่างไรก็ตามยังคงมีความจำเป็นที่จะต้องมีความถี่ที่ตรงกัน ระหว่างคลื่นพาห้และเอาท์พุทของโลกลอสซิลเลเตอร์ ระบบในสมัยใหม่การสื่อสารแบบจุดต่อจุด และการสื่อสารSSB-AMแบบเคลื่อนที่ ใช้คริสตัลลออสซิลเลเตอร์ และการสังเคราะห์ความถี่ จะทำให้ได้ความถี่ที่ตรงตามที่ต้องการ

2.2 เส้นใยแสง (Optical Fiber)

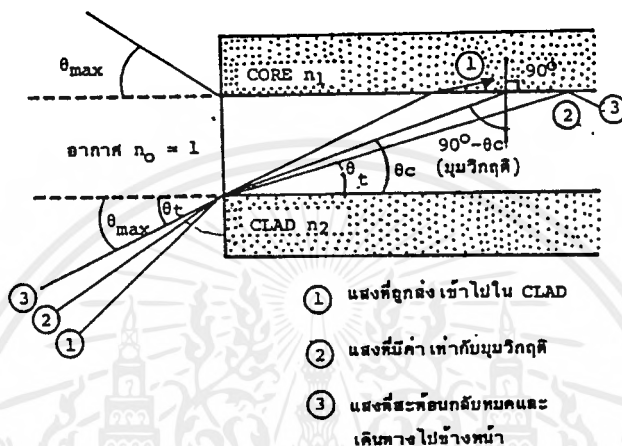
ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเส้นใยแสง ได้แก่ ลักษณะโครงสร้างของเส้นใยแสง การเดินทางของแสงในเส้นใยแสง รวมทั้งการลดทอนของเส้นใยแสง และ พารามิเตอร์ต่างๆ ของเส้นใยแสง

2.2.1 ลักษณะของเส้นใยแสง

เส้นใยแสง คือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแสงประกอบด้วย ส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่า คอร์ (Core) และ ส่วนที่หุ้มคอร์อยู่เรียกว่า แคลด (Clad) ทั้งคอร์ และ แคลดเป็นไดอิเล็กทริก 2 ชนิด (สารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของ แคลด มีค่าน้อยกว่าดัชนีการหักเหของ คอร์ เล็กน้อย ประมาณ 0.2 – 3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง ทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปที่ คอร์ สามารถเดินทางไปได้ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกของ แคลดมีขนาดประมาณ 0.1 mm ส่วน คอร์ ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดที่เล็กลงไปอีก คือ ประมาณหลาย μm ถึงหลายสิบ μm ซึ่งมีค่าหลายสิบเท่าของความยาวคลื่นแสงที่ใช้งาน ค่าต่างๆ เหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่ง และคุณสมบัติทางเมคานิกส์ที่ต้องการ เส้นใยแสงนอกจากจะมีคุณสมบัติในการส่งที่ถี่เยี่ยมแล้ว ยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่นอีก เช่น ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา

2.2.2 การป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง

เนื่องจากแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปใน คอรั ที่มีขนาดเล็กมากนั้นต้องใช้เลนส์ในการรวมแสง แต่แสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนไปในเส้นใยแสงทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ รูปที่ 2.22 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด



รูปที่ 2.22 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้ คือ อากาศ , คอรัของเส้นใยแสง และ เคลดของเส้นใยแสง ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น n_0 ($n_0 = 1$), n_1 และ n_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห , การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับคอรั และ คอรักับเคลด ในที่นี้ให้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น θ_{max} จากรูปที่ 2.22 จะเห็นว่าอย่างเช่นลำแสง 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของ คอรักับเคลด นั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤติ (Critical Angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับคอรั และ ของคอรักับเคลด นั้นจากกฎของ สเนลจะ ได้ว่า

$$\sin \theta_{max} = n_1 \sin \theta_1 \quad (2.16)$$

$$\sin (90^\circ - \theta_c) = \cos \theta_c = n_2 / n_1 \quad (2.17)$$

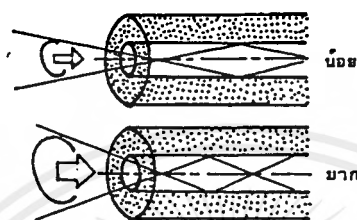
ดังนั้นกรณีที่มีมุมรับแสง θ_{max} มีค่าสูงสุดได้นั้น $n_1 = n_2$ จากสมการที่ 2.16 และ 2.17 ได้ว่า

$$\begin{aligned} \sin \theta_c &= \sqrt{(n_1^2 - n_2^2) / n_1^2} \\ &= n_1 \sqrt{2 \Delta} \end{aligned}$$

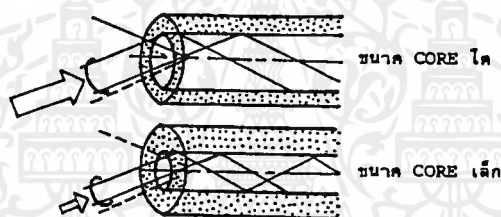
$$\text{ในที่นี้} \quad \Delta = (n_1 - n_2) / n_1 \quad (2.18)$$

เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง

สำหรับ $\sin \theta_{\max}$ นี้ตามศัพท์เทคนิคเรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า NA หมายถึงขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่าน และ ใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนั้น ยังถือเป็นตัวประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงด้วย ยกตัวอย่างเช่น สมมติว่าเส้นใยแสงมี $n_1 = 1.475$ และ $n_2 = 1.46$ (ค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง = 1%) ในกรณีนี้ค่า $NA = 0.21$ รูปที่ 2.23 แสดงความหมายของ NA และขนาดของคอร์ ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง



(a) กรณีขนาด CORE เท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน



(b) กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาด CORE ต่างกัน

รูปที่ 2.23 ผลของ NA และขนาดของคอร์ที่มีต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

จากรูปจะเห็นว่า ถ้าขนาดของ คอร์ และ NA มีค่าคงที่แล้วจะกำหนดปริมาณของแสงที่ป้อนเข้าไปในคอร์ได้ทันที เส้นใยแสงที่มีคอร์ขนาดใหญ่และมีค่า NA มากจะมีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงสูงมาก

2.2.3 ความแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

(1) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามชนิดของสารไดอิเล็กทริกที่ใช้ สามารถแบ่งออกเป็น 3 ชนิด คือ

- (1.1) เส้นใยแสงแบบแก้วซิลิกา (Silica glass optic fiber) ซึ่งใช้ไดอิเล็กทริกที่เป็น แก้วซิลิกา
- (1.2) เส้นใยแสงแบบมัลติคอมโพเนนท์กลาส (Multi component glass optic fiber) ซึ่งใช้ไดอิเล็กทริกที่เป็นแก้วหลายชนิดปนกัน

(1.3) เส้นใยแสงแบบพลาสติก (Plastic optic fiber) ซึ่งใช้โคอีเล็กทริกที่เป็นพลาสติก

สำหรับ (1.1) นั้นนอกจากจะใช้ซิลิกา (SiO_2) ที่บริสุทธิ์เป็นส่วนใหญ่แล้ว ยังใช้สารอื่นเติมลงไปเพื่อทำให้ค่าดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงตามต้องการ สารอื่นที่เติมลงไปนี้เรียกว่า Dopant ได้แก่ เจอร์มันเนียม (Ge), โบรอน (B), ฟลูออรีน (F) เป็นต้น

สำหรับ (1.2) นั้นส่วนมากจะใช้ โซดาแคลเซียม , แก้ว , แก้วที่มีโบรอน และ ซิลิกอนผสม และอื่นๆ เป็นสารหลัก ส่วน Dopant ได้แก่ โซเดียม (Na), แคลเซียม (Ca)

สำหรับ (1.3) นั้นใช้สารพวก ซิลิกอนเรซิน , แอครีลเรซิน เช่น โพลีเมทาครีล เมทิล แอซิก (Polymetacryl Kethyl Acid : PMMA)

สำหรับเคเบิลเส้นใยแสงที่ใช้ในข่ายการสื่อสาร โทรคมนาคมนั้นนิยมใช้แก้วซิลิกา เพราะมีข้อดีคือ การสูญเสีย (loss) ต่ำ และคุณสมบัติการส่งกึ่งที่ไม่เปลี่ยนแปลง แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติที่ยืดหยุ่น ใช้งานง่าย เช่น ต่อง่าย เป็นต้น และใช้สำหรับการสื่อสารระยะทางใกล้ ใช้กับการเดินสายในรถยนต์ และอื่นๆ ในกรณีนี้นิยมใช้เส้นใยแสงที่เป็นพลาสติก

(2) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation mode

(2.1) เส้นใยแสงแบบซิงเกิล โหมด (Single mode optic fiber) เป็นเส้นใยแสงที่มีทางเดินของแสงภายในเส้นใยแสงเพียงเส้นทางเดียว

(2.2) เส้นใยแสงแบบมัลติ โหมด (Multi mode optic fiber) เป็นเส้นใยแสงที่มีทางเดินของแสงภายในเส้นใยแสงหลายเส้นทางเดินของแสง

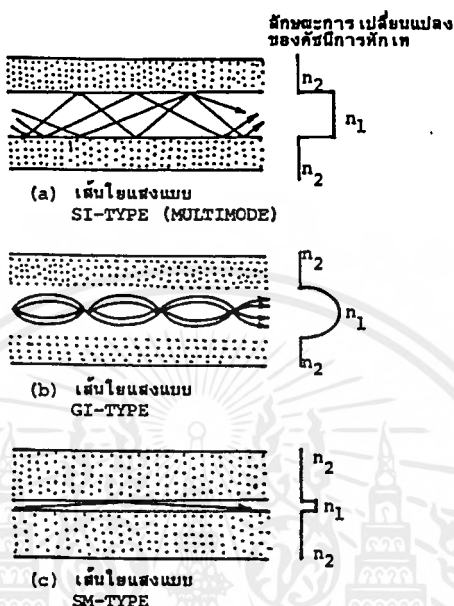
(3) การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะของครรรชนีการหักเห สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเห คือ

(3.1) Step Index fiber optic (SI - fiber) คือ เส้นใยแสงที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงคงที่ตลอดเนื้อสาร ทั้งในส่วนที่เป็น คออร์ และ แคลค โดยทั่วไปค่าดัชนีการหักเหที่คออร์ จะมีมากกว่าแคลค ลักษณะเส้นทางเดินของแสงในเส้นใยแสงนี้จะเป็นเส้นตรง สะท้อนไปมาระหว่างรอยต่อของ คออร์กับแคลค ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยแสงส่วนใหญ่มีค่าเท่ากับ 125 ไมครอน ขนาดของคออร์จะขึ้นอยู่กับกรอกแบบว่าจะส่งในโหมดรวม (multi mode) คือ แสงสามารถเดินทางในเส้นใยแสงได้หลายทาง ขึ้นอยู่กับมุมหรือองศาที่แสงตกกระทบเข้า หรือส่งในโหมดเดี่ยว (single mode) คือ แสงมีแนวทางการเดินเพียงทางเดียว

(3.2) Graded Index optic fiber (GI fiber) คือ เส้นใยแก้วนำแสงที่มีค่าดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงไปตามแนวรัศมี โดยที่ค่าตรงศูนย์กลางของเส้นจะมีค่าดัชนีการหักเหสูงสุด จากนั้นจะลดลงไปตามระยะห่างจากแนวศูนย์กลาง จนมีค่าดัชนีการหักเหของคออร์ และ แคลคเท่ากัน การเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหขึ้นอยู่กับสมการคณิตศาสตร์ที่ใช้ในการออกแบบ โดยอาจจะเป็น

ฟังก์ชันของพาราโบลา หรือครึ่งวงกลม แสงที่เดินทางในเส้นใยแสงชนิดนี้ จะไม่เป็นเส้นตรง แต่จะมีแนวโน้มไปเรื่อยๆตามขนาด เส้นใยแสงชนิดนี้มี เส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 125 ไมครอน

การแบ่งเส้นใยแสงตามค่าดัชนีการหักเหสามารถแสดงได้ ดังในรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 การเดินทางของแสงในคอร์ของเส้นใยแสงแต่ละชนิด

2.2.4 การสูญเสียของสัญญาณในเส้นใยแสง

เมื่อมีการป้อนข้อมูลสัญญาณแสงให้กับเส้นใยแสง ในช่วงระยะทางหนึ่งสัญญาณอาจสูญหายได้ ข้อมมีการสูญเสียหรือผิดเพี้ยนไปบ้าง เช่นเดียวกับการส่งข้อมูลด้วยสายเคเบิล ลักษณะการสูญเสียในเส้นใยแสงมีสาเหตุดังนี้

- (1) การสูญเสียเนื่องจากการดูดกลืนแสงของวัสดุตัวกลาง (Absorption loss) เป็น ผลมาจากการดูดซับพลังงานภายในเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแก้วนำแสงในขณะที่แสงเดินทาง และชนกับ โมเลกุลของมัน หากการดูดซับพลังงานในเนื้อสารมีมากจะก่อให้เกิดการสูญเสียพลังงานมากขึ้นด้วย ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับ โครงสร้างทางโมเลกุล และ ความบริสุทธิ์ของเนื้อสารที่ใช้ทำเส้นใยแสง
- (2) การสูญเสียที่เกิดจากการกระเจิงของแสง (Scattering loss) เมื่อแสงเดินทางในเส้นใยแสง จะเกิดการกระเจิงของแสงอันเนื่องมาจากการชนกันของ โมเลกุลของเนื้อสาร จนทำให้เกิดการสูญเสียสัญญาณไป โดยอัตราการสูญเสียนี้นี้ขึ้นอยู่กับ โครงสร้างที่ไม่สมบูรณ์ของเนื้อสาร อีกทั้งขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นของแสงที่เดินทางไปในเส้นใยแสงด้วย
- (3) การสูญเสียเนื่องจากการ โค้งงอของเส้นใยแสง (Bending loss) เป็นการสูญเสียอันเนื่องมาจากการจัดวางของสายเส้นใยแสงที่ทำหน้าที่เป็นท่อนำสัญญาณในลักษณะที่ไม่เป็น

เส้นตรง ทำให้มุมของการตกกระทบที่ผิวงระหว่าง กอร์กับเคลคเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้น สัญญาณเอาท์พุทในระบบสื่อสารชนิด โหมดร่วมจึงเกิดความผิดเพี้ยนได้ง่าย โดยมีขนาด ความกว้างของสัญญาณมากขึ้นกว่าเดิม

- (4) การสูญเสียของแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของเส้นใยแสงไม่สมมาตร (Ununiformity loss) ฎจากรอยต่อของกอร์กับเคลค ไม่ได้เป็นผิวของทรงกระบอกที่แบนราบเหมือนอย่างทฤษฎี แต่ทว่ามีรอยตะปุ่มตะป่ำขนาดเล็กรวมอยู่ เมื่อผิวที่ไม่เรียบ สม่่าเสมออย่างนี้จะทำให้ Propagation mode เปลี่ยนเป็น Radiation mode (เป็นโหมดที่ ส่วนหนึ่งของพลังงานที่ส่งไปหลุดออกนอกกอร์) ดังนั้นการสูญเสียของแสงจะเพิ่มมากขึ้น
- (5) การสูญเสียที่เกิดจากการ โค้งงอแบบ micro bending (Micro bending loss) เป็นการสูญเสีย ที่เกิดขึ้นภายหลังการผลิตเส้นใยแสงอันเนื่องมาจากมีแรงกด ไม่สม่่าเสมอมากระทำทาง ด้านข้างของเส้นใยแสง ทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไปขนาด 2-3 ไมครอน นั่นคือ ปรากฏการณ์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อเพิ่มแรงดึงให้แก่เส้นใยแสง ขณะทำการม้วนเส้นใยแสงเข้า กับหลอดม้วน (Bobbin) หรือทำการหุ้มพลาสติกเข้ากับเส้นใยแสงอย่างไม่เหมาะสม
- (6) การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง (Connection loss) การต่อเส้นใยแสงนั้นจะปรับ กอร์ทั้งสองของเส้นใยแสงให้ชนเข้าหากันอย่างถูกต้องแน่นอน และจะต้องเชื่อมต่อกัน อย่างสม่่าเสมอจริงๆ แต่ถ้าหากไม่สม่่าเสมออย่างสมมาตรแล้ว ส่วนหนึ่งของแสงที่ออก จากกอร์ แสงจากด้านหนึ่งนั้นจะไม่สามารถเข้าไปในกอร์อีกด้านหนึ่ง แต่จะรั่วเข้าไปใน เคลค กลายเป็นการสูญเสียแสง

การกีดค่ากำลังสูญเสีย (L) ในเส้นใยแก้วนำแสงมักกระทำในเทอมของเดซิเบล (dB) โดยการคำนวณจากสูตร

$$L \text{ (dB)} = 10 \log (P_{out} / P_{in}) \quad (2.19)$$

เมื่อ P_{out} คือ ค่าพลังงานเอาท์พุท และ P_{in} คือ ค่าพลังงานอินพุทที่ป้อนให้แก่เส้นใยแสง

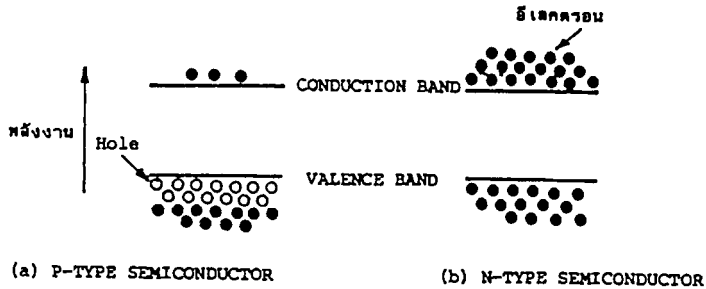
2.3 อุปกรณ์กำเนิดแสง

2.3.1 รอยต่อ P-N (P-N junction)

เกี่ยวกับ โครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสง จากทางด้านการใช้งานเพื่อให้ได้กำลังการปล่อยแสง ที่มีประสิทธิภาพสูงนั้น การนำสารกึ่งตัวนำ P และ N มาเชื่อมต่อกันนั้นเป็นสิ่งสำคัญมาก ดังนั้นเพื่อเป็นการทำให้เข้าใจขั้นตอนการปล่อยแสง อันเนื่องมาจากโครงสร้างของอุปกรณ์ปล่อยแสงที่เป็นสารกึ่งตัว นำนั้น ในที่นี้จะอธิบายถึงคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และ N-type ก่อน

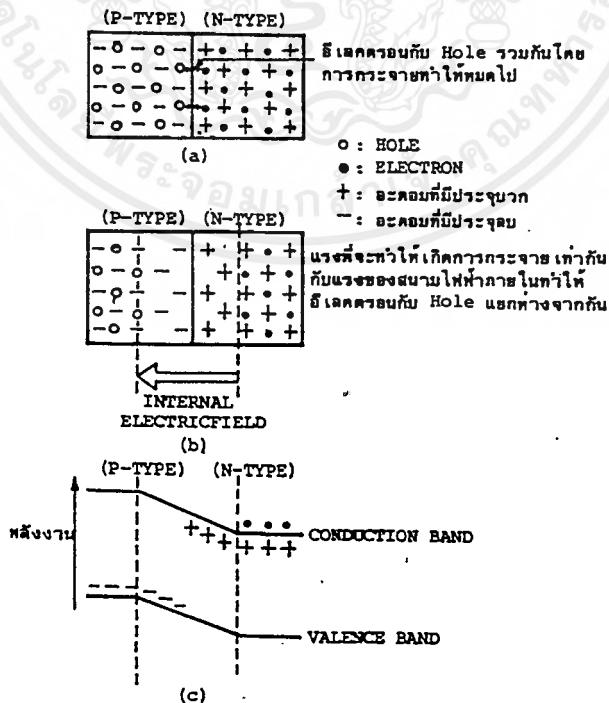
สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นปกติจำนวนของอิเล็กตรอน (หรือจำนวนของโฮล) ที่มีอยู่นั้นจะมีค่าคง ที่ตามชนิดของอะตอม และอิเล็กตรอนส่วนใหญ่จะรวมตัวกันอยู่ในวาเลนซ์แบนด์ (valence band) สาร กึ่งตัวนำที่มีสภาพแบบนี้เรียกว่าสารกึ่งตัวนำจีเนียน (genuine semiconductor) แต่สารที่เรียกว่า P-type

นั้นมีสภาพที่มีจำนวนโฮล (อนุภาคที่มีประจุบวกในตัว) และมีอิเล็กตรอน มีประจุลบในตัว) ดังแสดงในรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 ระดับพลังงานของสารกึ่งตัวนำแบบ P-type และ N-type

สมมติว่านำสารกึ่งตัวนำทั้งสองแบบมาเชื่อมต่อกัน และที่บริเวณที่เชื่อมต่อกันนั้นอิเล็กตรอนที่มีอยู่จำนวนมากใน N-type จะรวมตัวกับโฮล ที่มีจำนวนมากใน P-type ดังรูปที่ 2.26a และจากปริมาณการรวมตัวที่เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ นั้น ทำให้เกิดประจุไฟฟ้าใน P-type (เพราะว่าโฮลลดลง เหลือแต่โฮลที่เคลื่อนที่) ดังรูปที่ 2.26b จากผลอันนี้ทำให้เกิดสภาพ depletion zone ขึ้นตรงบริเวณใกล้รอยเชื่อมต่อ และได้โครงสร้างของระดับพลังงานดังรูป 2.26c เกี่ยวกับโครงสร้างของระดับพลังงานนี้มีความหมายสำคัญอย่างยิ่งในการนำไปพิจารณา โครงสร้างของอุปกรณ์กึ่งตัวนำ

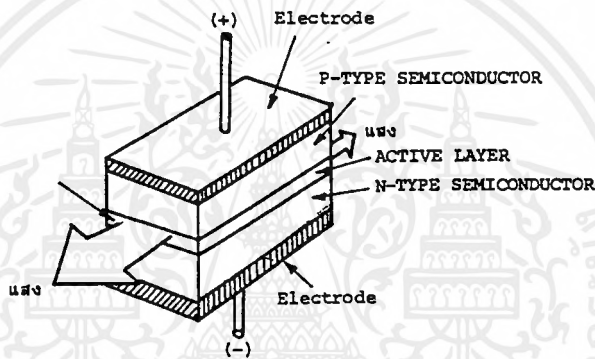


รูปที่ 2.26 สนามไฟฟ้าภายในและ ระดับพลังงานของ P-N junction

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 โครงสร้างของเลเซอร์ไดโอด (Laser Diode : LD)

โดยทั่วไปแล้วเลเซอร์ไดโอดจะโครงสร้างเป็น 3 ชั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.27 ในการทำให้เกิดเลเซอร์ออสซิลเลชัน (laser oscillation) นั้นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเรโซเนเตอร์ (resonator) ซึ่งเรียกว่าแอกทีฟเลเยอร์ (active layer) ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่างสารกึ่งตัวนำชนิด P และ N จากรูปที่ 2.27 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้วบวก (+) ไปยังขั้วลบ (-) ทำให้การฉีดกระแส (current injection) จะเกิดแสงเลเซอร์ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับอิทธิพลการเกิดออสซิลเลชันของเลเซอร์ไดโอดนั้นอธิบายโดยแผนผังบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ P-type, N-type และ แอกทีฟ นี้ สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำนี้เรียกว่า double hetero-junction ซึ่งหมายถึงจังค์ชัน ของเลเยอร์ของสารที่มีส่วนประกอบต่างกัันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้างระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าศักขนิการหักเหของเลเซอร์ไดโอดแสดงดังรูปที่ 2.28

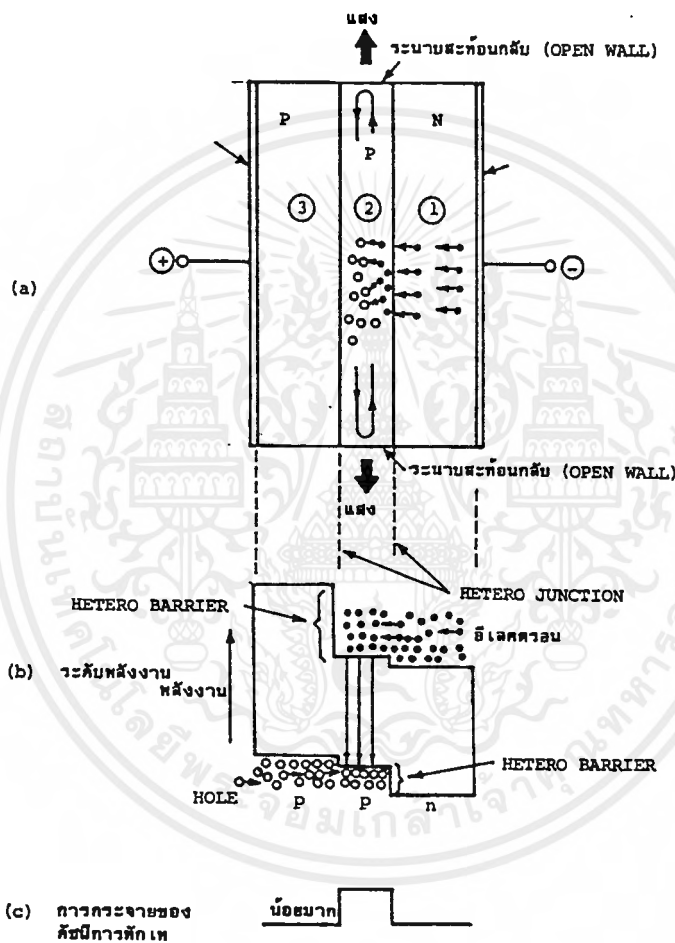


รูปที่ 2.27 โครงสร้างทั่วไปของ LD

ในการทำให้เกิดแสงเลเซอร์นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของเลเซอร์ไดโอดของสารกึ่งตัวนำ P-type และ คอนดักชันแบนด์ของแอกทีฟมีค่ามาก พร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานคอนดักชันแบนด์ กับวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ P-type มีค่ามากอีกด้วย นอกจากนั้นยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของสารกึ่งตัวนำ N-type มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของวาเลนซ์แบนด์ของชั้นแอกทีฟด้วย จากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงาน ดังที่แสดงในรูปที่ 2.28 (b) เมื่อทำให้มีกระแสไหลในสารกึ่งตัวนำที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางไหลจาก P-type ไปหา N-type จะเป็นผลให้อิเล็กตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ใน N-type เคลื่อนที่ไปยัง P-type และ โฮลส่วนเกินที่มีอยู่ใน P-type เคลื่อนที่ไปยัง N-type ผลของการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลอยู่ในชั้นแอกทีฟเป็นผลให้เกิดสภาพ inversion distribution ได้อย่างดี ทำให้มีผลการขยายความเข้มของการปล่อยแสง

โดยการทำให้ศักขนิการหักเหของชั้นแอกทีฟ (active layer) มีมากกว่าชั้นข้างเคียงดังแสดงในรูปที่ 2.28 (c) จะมีสภาพเหมือนกับเส้นใยแสง แสงที่ปล่อยออกมาจะถูกกักอยู่และเดินทางอยู่ในชั้นแอกทีฟ จากผลการกักอิเล็กตรอน และ โฮลเอาไว้ในชั้นแอกทีฟ ทำให้ได้การปล่อยแสงที่มีประสิทธิภาพ

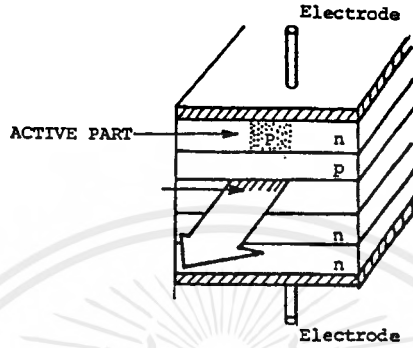
ได้ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าแสงจะออกมาจากระนาบสะท้อนกลับ โดยที่ระนาบสะท้อนกลับนี้ทำจากการใช้สิ่งที่ยกมมาๆ คล้ายกับโคมไฟ โคมไฟไปตัดสารกึ่งตัวนำที่ประกอบกันเป็น LD ให้มีช่องเปิดเรียกว่า โอเพนวอลล์ (open wall) โดยการทำเช่นนี้แสงจะถูกกักอยู่ในชั้นแอคทีฟได้ดี แต่ทว่าเมื่อมันเดินทางมาถึง โอเพนวอลล์ มันจะหลุดออกมาข้างนอกตลอดแนวของโอเพนวอลล์นี้ ทำให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมแสงเข้ากับเส้นใยแสงไม่ดี เพื่อเป็นการทำให้ประสิทธิภาพดีจำเป็นต้องมีการปรับปรุงต่างๆ เพื่อให้มีปฏิริยาการนำคลื่นแสงในทิศทางแนวนอน (horizontal) ตัวอย่างหนึ่งของวิธีการปรับปรุงก็คือ สิ่งที่เราเรียกว่า planar stripe structure ดังแสดงในรูปที่ 2.29



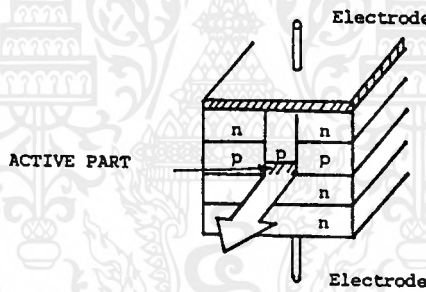
รูปที่ 2.28 โครงสร้าง,ระดับพลังงาน และลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของ LD

เพื่อให้การผลิต LD ทำได้ง่าย (การสร้างผลึก และการสร้างขั้วไฟฟ้า) จะทำให้มีโครงสร้างเป็น 5 ชั้น และทำให้บริเวณที่กระแสไหลมีขนาดแคบ ส่วนชั้นการออกสิลเลทเป็นการใช้หลักการที่ทำให้การออกสิลเลทเกิดขึ้นเฉพาะตรงส่วนที่กระแสไหล นั่นคือตรงส่วนที่มีการกระตุ้น (stimulation) เท่านั้น จากรูปที่ 2.29 จะเห็นว่าชั้นบนสุดที่มีขั้วไฟฟ้า+ คืออยู่ เป็น N-typeเกือบทั้งหมด แต่จะมีเฉพาะส่วนหนึ่งเท่านั้นซึ่งแคบมากเป็น P-type เมื่อทำเช่นนี้จะไม่มีกระแสไหลตรงส่วนเชื่อมต่อของ N-type,P-type,ชั้นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอกทีฟ และ N-type (ทั้งนี้เพราะว่าจากคุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำกระแสจะไม่ใช่มาจาก N-type ไปยัง P-type) แต่ในทางตรงกันข้ามกระแสจะไหลเฉพาะตรงส่วนเชื่อมต่อของ P-type, P-type, ชั้นแอกทีฟ และ N-type นั่นคือส่วน P-type ของชั้นที่ 1 จะทำหน้าที่เป็นทางไหลของกระแสกลายเป็นแถบ(stripe) ส่วนหนึ่งของชั้นแอกทีฟ จึงเรียกว่า planar stripe type โครงสร้างแบบอื่นที่มีคุณสมบัติดีกว่าแบบ planar stripe type และนิยมใช้กันมาก คือแบบ embedding stripe type แสดงดังรูปที่ 2.30



รูปที่ 2.29 โครงสร้างแบบ planar stripe



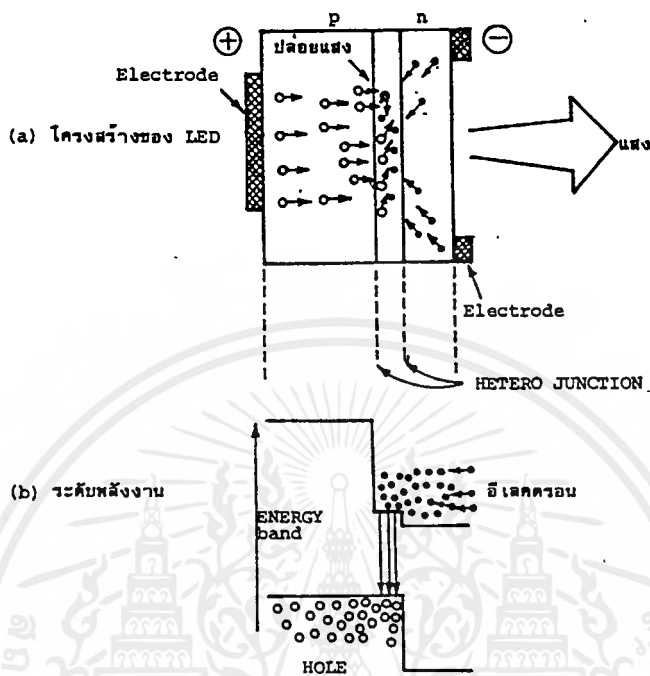
รูปที่ 2.30 โครงสร้างของ embedding stripe type

โครงสร้างนี้มีลักษณะพิเศษตรงที่ทำให้ค่าดัชนีการหักเหของชั้นแอกทีฟมีค่าสูงทั้งส่วนบน, ล่าง, ซ้าย, ขวา นั่นคือ ส่วนบนของชั้นแอกทีฟมี ชั้นของ P-type อยู่ ซึ่งจะเหมือนกับ planar stripe type และกระแสจะไหลเฉพาะในส่วนนี้เท่านั้นจากข้างบนไปข้างล่าง นอกจากจะสามารถทำให้เกิด การออสซิลเลชันเลเซอร์ (laser oscillation) ด้วยกระแสที่มีค่าน้อยแล้ว ยังทำให้ค่าดัชนีการหักเหของชั้นแอกทีฟมีค่าสูงมากขึ้นอีก จึงเป็นผลให้ประสิทธิภาพของการหักเหแสงเพิ่มขึ้น สามารถได้แสงที่ปล่อยออกมาเป็นลำแสงที่คมมาก

2.3.3 โครงสร้างของไดโอดเปล่งแสง (Light Emitting Diode : LED)

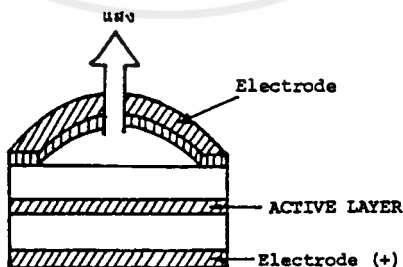
โครงสร้างของ LED เหมือนกับของเลเซอร์ไดโอด คือเป็น double hetero junction อิเล็กตรอนที่ไหลผ่าน P - N junction จะไปรวมกับโฮลในชั้นแอกทีฟ เช่นเดียวกับกรณีของเลเซอร์ไดโอด ดังในรูปที่ 2.31 (a) และเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายในชั้นแอกทีฟเนื่องจากถูกกักกัน ด้วยกำแพงของพลังงาน hetero junction

สำหรับกรณีของ LED นั้น โครงสร้างของมันไม่มีการขยายของแสงเหมือนอย่างเลเซอร์ไดโอด (ไม่มีระนาบสะท้อนแสง) แสงที่ปล่อยออกมาตรงส่วนของด้านข้างนั้นจึงออกมาจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไป จึงให้แสงปล่อยออกมาข้างนอกจากด้านที่ต่อกับขั้วไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.31 (a)



รูปที่ 2.31 โครงสร้างและระดับพลังงานของ LED

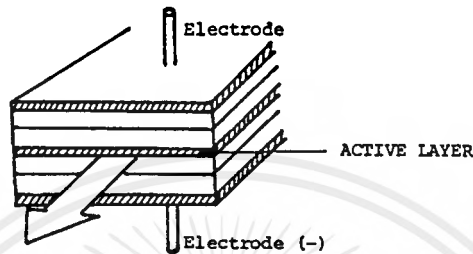
ตัวอย่าง โครงสร้างของ LED แบบที่แสงปล่อยออกมาทางด้านหน้า (face emission type LED) แสดงดังรูปที่ 2.32 จากรูปเห็นได้ว่าเพื่อเป็นการทำให้แสงปล่อยออกมาได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น ขั้วไฟฟ้าทางด้านที่ปล่อยแสงออกมาต้องมีรูปร่างเป็นวงแหวน



รูปที่ 2.32 โครงสร้างของ LED แบบปล่อยแสงทางด้านหน้า

นอกจากนี้ในปัจจุบันได้มีการผลิต LED อีกแบบขึ้นมา โดยการทำให้กัณฑ์หักเหของชั้น แอคทีฟมีค่าสูง และทำให้เกิดปฏิกิริยาการนำแสงขึ้นในชั้นแอคทีฟ และให้แสงปล่อยออกมาจากทาง เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปเผยแพร่บนการค่า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านข้างของชั้นเอกทิฟเหมือนกันกับเลเซอร์ไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 2.33 LED แบบนี้เรียกว่า LED แบบปล่อยแสงออกทางด้านข้าง (side emission type LED) และ เมื่อเปรียบเทียบกับแบบปล่อยแสงออกมาทางด้านหน้าแล้วปรากฏว่า โดยการใช้กระแสเท่ากัน จะให้แสงออกมามีกำลังน้อยกว่าแบบที่ปล่อยออกทางด้านหน้า แต่เนื่องจากบริเวณการปล่อยแสงมีขนาดแคบมากกว่า จึงมีข้อดีที่ว่าประสิทธิภาพการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงสูงกว่า



รูปที่ 2.33 โครงสร้างของ LED แบบปล่อยแสงทางด้านข้าง

2.4 อุปกรณ์รับแสง

2.4.1 การทำงานของการรับแสง

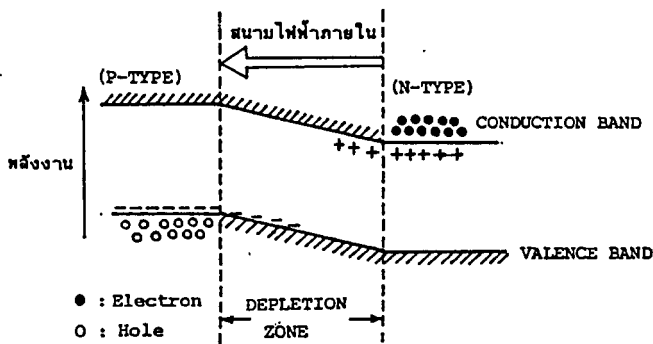
การรับแสงหมายถึง การเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งออกเป็นสองวิธีคือ วิธีที่หนึ่งเป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยตรง วิธีที่สองทำได้โดยการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า วิธีที่หนึ่งเรียกว่า การทำโฟโตอิเล็กทริก (photo electric effect) วิธีที่สองเรียกว่าการทำฮีทเซนซิทีฟ (sensitive heat effect)

วิธีการตรวจแสงโดยใช้ sensitive heat effect นั้นโดยทั่วไปมีการตอบสนองช้ามาก และความไวไม่ดี จึงใช้กับ thermocouple , borometer และอื่นๆ แต่ไม่นำมาใช้ในการสื่อสารด้วยแสง สำหรับการสื่อสารกึ่งตัวนำต่อไปนี้จะกล่าวถึง photo electric effect

หลักการของ photo electric effect ใช้ขบวนการดูดกลืนพลังงานนั้นคือ เมื่อมีแสงมากระทบสารกึ่งตัวนำ อิเล็กตรอนที่อยู่ใน แลววาเลนซ์ (valence band) จะเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่คอนดักชันแบนด์ (conduction band) แต่การเลื่อนขึ้นไปนี้เป็นเพียงแต่อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ไปเท่านั้น และในที่สุดมันจะไปรวมกันใหม่กับโฮลในวาเลนซ์แบนด์อีก ทำให้ไม่ได้รับ photo electric effect ด้วยเหตุนี้ เพื่อที่จะเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้าจะต้องใช้สภาพการแยกกันของอิเล็กตรอนกับโฮล ก่อนที่มันจะรวมกัน

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำ ก็เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสง นั่นคือเพื่อที่จะแยกอิเล็กตรอนกับโฮลนั้น โดยทั่วไปใช้ P-N junction ที่รอยต่อของ P-N นั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าในที่ว่าง (space electric field) ขึ้น แต่มันจะถูกดึงด้วยอิเล็กตรอนของ N-type และโฮลของ P-type ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็น - และ + เป็นผลทำให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอิเล็กตรอนและโฮล ขึ้นตรงรอยต่อนี้เรียกว่า depletion zone ดังแสดงในรูปที่ 2.34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.34 แสดง depletion zone

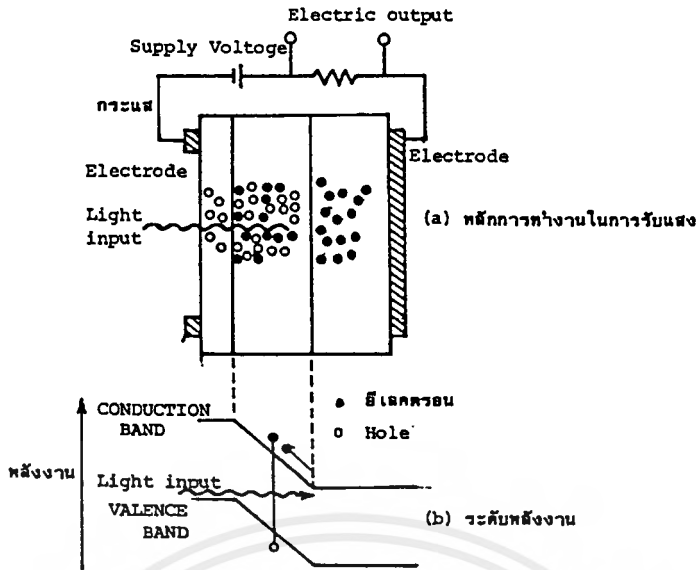
ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านบริเวณ P-type แสงนั้นจะถูกดูด พร้อมกับเคลื่อนที่ไปทางบริเวณ N-type แต่ที่ depletion zone อิเล็กตรอนและโฮลที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูก สนามไฟฟ้าภายในที่วางแยกไปในทิศทางตรงกันข้าม กล่าวคือ อิเล็กตรอนไปทางด้าน N และ โฮลไปทางด้าน P หนึ่งบริเวณที่อยู่ห่างจาก depletion zone นั้น เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้า อิเล็กตรอนและโฮลที่เคลื่อนที่เข้าไปในสนามไฟฟ้าในที่ว่างแล้วนั้น สามารถจะเข้าไปยังบริเวณที่ตรงกันข้าม ได้ผลที่ได้คือ จะเกิดแรงดันไฟฟ้าเป็นสัดส่วนกับปริมาณของอิเล็กตรอนและโฮลที่ถูกแยกขึ้นระหว่างปลายทั้งสองของ P-type และ N-type ถ้าหากนำวงจรภายนอกมาต่อกับปลายทั้งสองนี้ จะทำให้อิเล็กตรอนและโฮลสามารถรวมตัวกันได้โดยผ่านวงจรภายนอก นั่นคือมีกระแสไหลนั่นเอง กระแสที่เกิดที่ depletion zone เรียกว่า กระแสที่พาไป (drift current) ส่วนกระแสที่เกิดตรงบริเวณที่ห่างจาก depletion zone เรียกว่า กระแสที่แพร่ออกไป (diffusion current) และกระแสนี้เป็นหลักการของการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า

2.4.2 โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำนี้แบ่งออกเป็นพวกใหญ่ๆ ได้สองพวกตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอก คือ โฟโตไดโอด (photo diode : PD) กับ อวาลานซ์โฟโตไดโอด (avalanche photo diode : APD) พวกโฟโตไดโอดนั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วน APD เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

ตัวอย่างของโฟโตไดโอดคือ PIN - PD ดังแสดงในรูปที่ 2.35 PIN หมายถึงว่าในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P-type และ N-type มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่าอินทรินสิค (intrinsic : I) กั้นอยู่ ซึ่งกระแสริฟท์ (drift current) นั้นเกิดขึ้นในคิพลิสันโซน (depletion zone) และ ผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้าม กระแสดิฟฟิวชัน (diffusion current) ที่เกิดขึ้นภายนอกคิพลิสันโซนนั้นมีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของคิพลิสันโซนยิ่งกว้างมากเท่าใดประสิทธิภาพควอนตัม (quantum efficiency) และ ความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของคิพลิสันโซนนี้ ถ้าความหนาแน่นของอิเล็กตรอนและโฮลของ P-type และ N-type ยิ่งต่ำยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบอินทรินสิค ที่กั้นกลางระหว่าง P-type และ N-type จึงมีหน้าที่เพื่อทำให้ความกว้างของคิพลิสันโซนกว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจากโฟโตไดโอดที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้นโดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จึงใช้ พินโฟโตไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

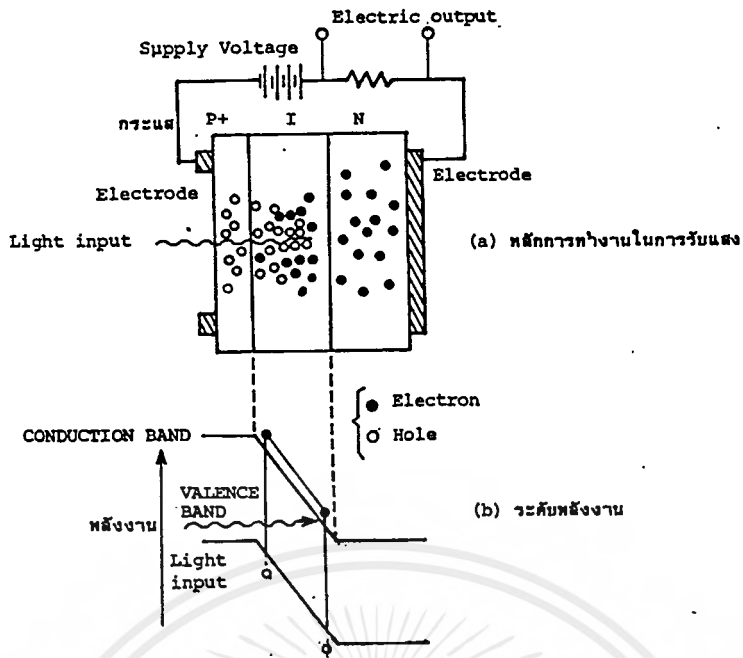


รูปที่ 2.35 หลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN-APD

ส่วน APD นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยายอวาแลนซ์ ของอิเล็กตรอนและโฮลในสารกึ่งตัวนำ เมื่อเปรียบเทียบกับ โฟโต ไดโอดแล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD แสดงดังรูปที่ 2.36 สำหรับ โครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ P-N junction จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P - type ที่มีความหนาแน่นของโฮลสูงค่าอยู่ โดยการทำให้เช่นนี้ทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้เคียงต่อที่มี P - layer เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อิเล็กตรอนที่ถูกแสงที่มากกระทบจากด้าน P+ และถูกกระตุ้นจากวาเลนซ์แบนด์ไปยังคอนดักชันแบนด์ ในจังหวะที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน P - layer นั้นมันจะ ได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าวาเลนซ์แบนด์ และทำให้เกิดอิเล็กตรอนและโฮลใหม่่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่อง จำนวนของอิเล็กตรอนกับโฮลจะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาข เป็นผลให้เกิดการขยายตัวที่เรียกว่า avalanche multiplication จากผลที่เกิดขึ้นนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง

สำหรับอุปกรณ์รับแสงก็เป็นเช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสงที่กล่าวมาแล้วนั่นก็คือ การเชื่อมต่อกับเส้นใยแสง เป็นองค์ประกอบสำคัญอันหนึ่งในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง แสงที่เดินทางมาในเส้นใยแสงในกรณีที่ถูกปล่อยออกไปในอากาศจากปลายของเส้นใยแสงนั้นมันจะถูกปล่อยออกไปจากปลายเส้นใยแสงในลักษณะที่มีความกว้างใกล้เคียงกับค่า NA ของเส้นใยแสง ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะทำการเชื่อมต่ออุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง จะต้องทำให้อุปกรณ์รับแสงอยู่ใกล้กับปลายของเส้นใยแสงให้มากที่สุดเท่าที่จะทำได้ หรือ ไม่อย่างนั้นก็ทำให้อุปกรณ์รับแสงมีพื้นที่รับแสงมาก เส้นผ่านศูนย์กลางรับแสงที่ทำงานด้วยความเร็วสูงนั้น โดยทั่วไปต้องมีเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตร ดังนั้นจึงต้องมีวิธีการรวมแสงให้แก่ด้านรับโดยใช้ rod lens (เลนส์ที่มีลักษณะเป็นแท่งกลมขาว) ไปวางไว้ข้างหน้าอุปกรณ์รับแสง เพื่อทำหน้าที่รวมแสงที่ปล่อยออกมาจากเส้นใยแสงให้แก่ด้านรับแสงของอุปกรณ์รับแสง rod lens และอุปกรณ์รับแสงที่ประกอบเป็นชิ้นเดียวกันนี้เรียกว่า โมดูลอุปกรณ์รับแสง (module)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.36 หลักการทำงานการรับแสง และระดับพลังงานของ APD

บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

ในระบบการสื่อสารเส้นใยแสงแบบอนาล็อก ซึ่งประกอบด้วยวงจรทางภาคส่ง และภาครับ โดยในโครงการนี้ เป็นการส่งสัญญาณเสียง 3 ช่อง ซึ่งอาจมาจากไมโครโฟน หรือเครื่องกำเนิดเสียงต่างๆ

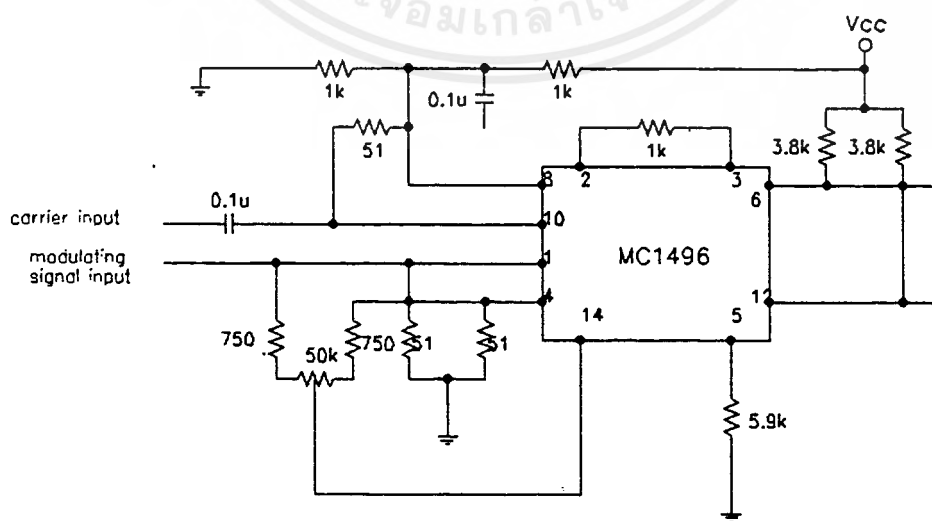
ช่องสัญญาณเสียงช่องแรกจะส่งแบบเบสแบนด์ สัญญาณช่องที่ 2 และช่องที่ 3 จะทำการส่งแบบบรอดแบนด์ โดยสัญญาณช่องที่ 2 จะมอดูเลชันแบบ แอมพลิจูดมอดูเลชัน (Amplitude modulation) ซึ่งเป็นการมอดูเลตทางแอมพลิจูดที่ความถี่ 10 kHz และช่องสัญญาณที่ 3 จะมอดูเลตแบบเดียวกัน แต่ใช้ความถี่ 20 kHz

3.1 อุปกรณ์ทางภาคส่ง ประกอบด้วย

- เอ-เอ็ม มอดูเลเตอร์
- อุปกรณ์กำเนิดสัญญาณสี่เหลี่ยม 20 kHz
- อุปกรณ์หารความถี่ $\frac{1}{2}$ ความถี่
- อุปกรณ์กรองสัญญาณแบนด์วิดท์ต่ำที่ความถี่ 10 kHz และ 20 kHz
- อุปกรณ์ขยายผลรวม (Summing Amplifier)
- วงจรโคไฟเวอร์

3.1.1 AM มอดูเลเตอร์

วงจร เอ-เอ็ม มอดูเลชันนี้ ใช้ไอซีเบอร์ MC1496 ซึ่งการต่อของวงจรเอ-เอ็ม มอดูเลชันโดยใช้อิซี MC1496 นี้จะต่อตามรูปแบบในคาต้าลิก ซึ่งสัญญาณเสียงจะถูกป้อนเข้าที่ขา 1 ของไอซี สัญญาณเอาต์พุตเป็นแบบ คับเบิล ไซค์แบนด์ วิทแคเรียร์ สัญญาณคลื่นพาหะจะป้อนเข้าที่ขา 10 ของไอซี MC1496 ดังรูป 3.1



รูปที่ 3.1 วงจร AM มอดูเลเตอร์

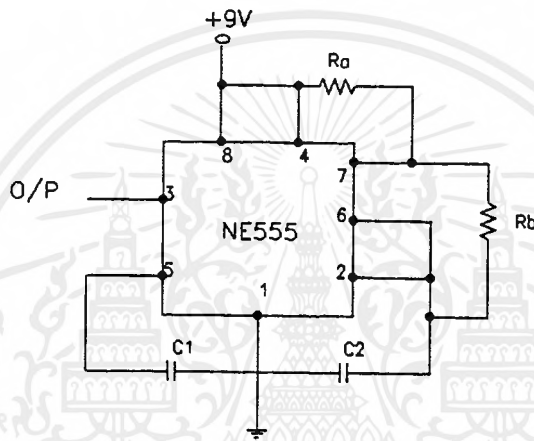
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจรอะตตะเบิลมัลติไวเบรเตอร์ (ไอซี 555)

การทำงานของวงจระอะตตะเบิลมัลติไวเบรเตอร์ หรือ วงจรคล็อกสี่เหลี่ยม ซึ่งประกอบขึ้นจาก ไทม์เมอร์เบอร์ 555 ดังแสดงในรูป 3.2

จากรูปที่ 3.2 ความต้านทาน R_a และ R_b ทำหน้าที่เป็นไทม์มิ่งริจิสเตอร์ เมื่อวงจระได้รับวงจระไบอัสจากแหล่งจ่ายกำลัง ตัวเก็บประจุ C ทำหน้าที่เป็นไทม์มิ่งคาปาซิเตอร์ จะสะสมประจุผ่าน

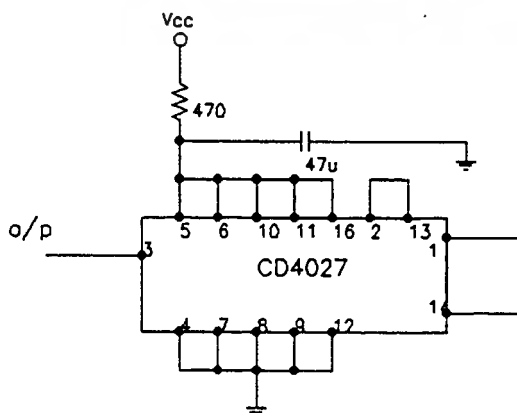
ตัวต้านทาน R_a และ R_b จนกระทั่งเมื่อแรงดันคร่อมคร่อมมีค่า $2/3 V_{cc}$ จะทำให้วงจระอ็อปเปอร์คอมพาราเตอร์กระตุ้นฟลิปฟลอปซึ่งอยู่ภายในตัวไอซี และมีผลให้ตัวเก็บประจุ C คายประจุผ่าน R_b แรงดันที่คร่อมตัว C ก็จะลดลง และเริ่มการทำงานของวงจระใหม่อีกครั้ง



รูปที่ 3.2 วงจระอะตตะเบิลมัลติไวเบรเตอร์

3.1.3 วงจระหารสอง

วงจระหารสองนี้ใช้ไอซี CMOS เบอร์ 4027 ซึ่งเป็น Dual J-K Flip Flop ที่ขา 1 ของไอซีเบอร์นี้ เป็นขา Q_2 จะ ได้เอาท์พุทที่มีความถี่เป็นครึ่งหนึ่งของความถี่สัญญาณอินพุท ซึ่งป้อนเข้าที่ขา 3 โดยวงจระจะเป็นดังรูปที่ 3.3

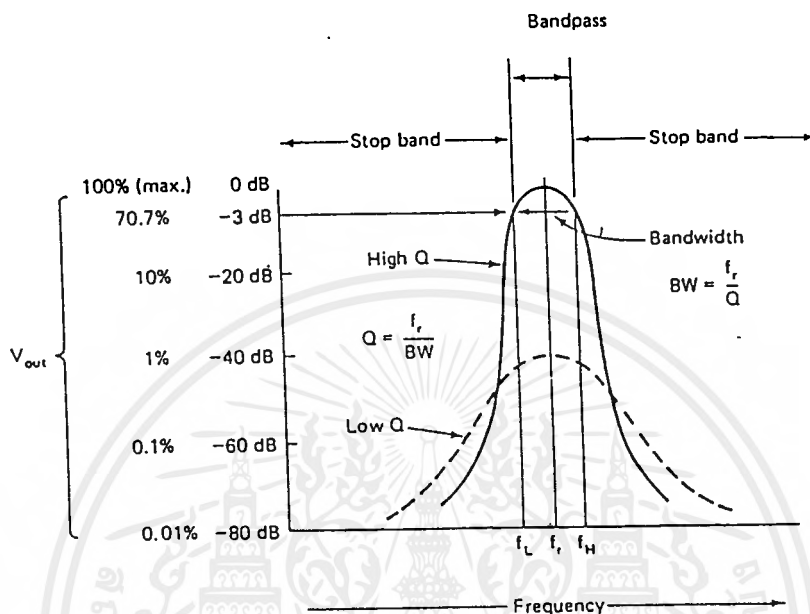


รูปที่ 3.3 วงจระหารความถี่ 1/2 โดยไอซี 4027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.4 การออกแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์

วงจรกรองความถี่เป็นช่วง (Band Pass Filter) เป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณบางความถี่ผ่านได้เท่านั้น รูปที่ 3.4 แสดงคุณสมบัติการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรกรองความถี่เป็นช่วง



รูปที่ 3.4 คุณสมบัติการตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่ผ่าน

จากรูปจะเห็นว่า ณ ความถี่ที่เอาท์พุทมีขนาดสูงสุดเราเรียกว่า ความถี่รีโซแนนท์ (Resonant frequency) และที่ความถี่ซึ่งแรงดันเอาท์พุทลดลงเหลือ 70.7% ทั้งด้านที่ความถี่สูงขึ้น และที่ความถี่ลดลง เรียกว่า ความถี่ f_H และ f_L ตามลำดับ โดยที่ผลต่างของความถี่ทั้งสองนี้ ($f_H - f_L$) จะแสดงแบนด์วิคท์ (BW) ของวงจร ถ้า BW มีขนาดต่ำกว่า 10% ของความถี่รีโซแนนท์ (f_r) จะเรียกววงจรนี้ว่าวงจรฟิลเตอร์ช่วงแคบ แต่จะเรียกว่าเป็นวงจรฟิลเตอร์ช่วงกว้างหากแบนด์วิคท์มีค่าสูงกว่า 10% ของ f_r นอกจากนี้ยังให้นิยามสำหรับค่า Q (Quality factor) ว่าเป็นอัตราส่วนระหว่างความถี่รีโซแนนท์และแบนด์วิคท์ ดังสมการ

$$Q = f_r / BW \quad (3.1)$$

วงจรที่มีค่า Q สูงมากเท่าใด แบนด์วิคท์ก็จะยิ่งแคบเท่านั้น (เข้าใจสั่วงจรในอุดมคติที่ต้องการเลือกความถี่ผ่านวงจรองได้เพียงค่าเดียว) และเอาท์พุทก็จะมีขนาดสูงขึ้นด้วย เส้นปรับในรูปที่ 3.4 แสดงวงจรกรองแบนด์พาสที่มีค่า Q ก่อนข้างต่ำ

วงจรในรูปที่ 3.5 แสดงวงจรกรองความถี่เป็นช่วง ซึ่งใช้การรวมวงจรกรองความถี่สูง และวงจรกรองความถี่ต่ำเข้าด้วยกัน (โดยที่วงจรใดจะมาก่อนกันก็ได้) R_1 และ C_1 คืออุปกรณ์ในการกรองความถี่ต่ำ ส่วน C_2 และ R_2 ใช้กรองความถี่สูง และสามารถหาคความถี่รีโซแนนท์ (f_r) จาก

$$f_r = \frac{1}{(2\pi \sqrt{R_p R_3 C_1 C_2})} \quad (3.2)$$

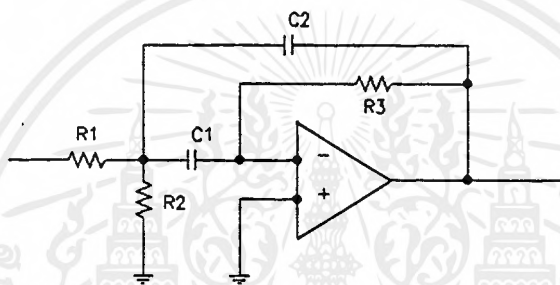
โดยที่

$$R_p = R_1 // R_2$$

$$R_p = \frac{(R_1 R_2)}{(R_1 + R_2)}$$

และหาค่า Q จากสมการ

$$Q = 0.5 \sqrt{(R_3 / R_p)} \quad \text{เมื่อ } C_1 = C_2 \quad (3.3)$$

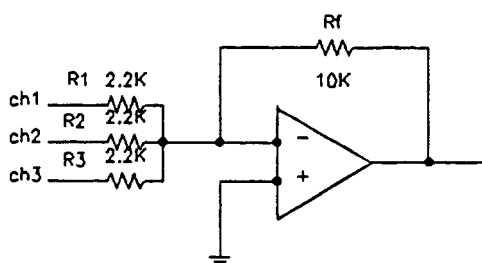


รูปที่ 3.5 วงจรกรองความถี่ผ่าน

3.1.5 วงจรขยายผลรวม (Summing amplifier)

วงจรขยายผลรวมนี้ จะใช้ในการรวมสัญญาณทั้งสามช่องสัญญาณไว้ด้วยกัน เพื่อที่จะส่งต่อไปยังวงจรใดที่ต่อไป วงจรขยายผลรวมแดง ได้ดังรูปที่ 3.6 สามารถหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้จากสมการ

$$V_o = -(R_f V_1 / R_1 + R_f V_2 / R_2 + R_f V_3 / R_3) \quad (3.4)$$



รูปที่ 3.6 วงจรขยายผลรวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.6 วงจรไครฟี่

วงจรไครฟี่เป็นวงจรที่ใช้ขับกระแสเพื่อไบอัสแก่ อุปกรณ์เปล่งแสง (LED) เพื่อให้อุปกรณ์เปล่งแสงมีการเปล่งแสงได้กำลังสูงสุด วงจรไครฟี่แบ่งออกเป็น 2 ชนิดได้แก่ วงจรไครฟี่ด้วยรีซิสเตอร์ และ วงจรไครฟี่ด้วยทรานซิสเตอร์ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรไครฟี่ด้วยรีซิสเตอร์ ซึ่งใช้ในโครงการนี้เท่านั้น



รูปที่ 3.7 วงจรไครฟี่ด้วยรีซิสเตอร์

วงจรไครฟี่ด้วยรีซิสเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.7 ประกอบด้วยรีซิสเตอร์เพียงตัวเดียว กับการป้อนไฟเลี้ยง โดยมีหลักการคำนวณดังนี้

$$I_f = (V_{\infty} - V_f) / R \quad (3.5)$$

I_f คือ กระแสฟอร์เวิร์คของ LED

V_f คือ โวลเตจตกคร่อมฟอร์เวิร์คของ LED

* ค่า I_f และ V_f ดูจากค่าตัวชี้ของ LED

ค่า V_{∞} และค่า R ซึ่งสูงยิ่งก็ เพราะแสงที่ออกมาจะคงที่

3.2 อุปกรณ์ทางภาครับ ประกอบด้วยอุปกรณ์ดังนี้

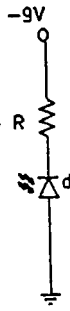
- วงจรดีเท็คเตอร์
- วงจรแอมป์ลิไฟเออร์
- วงจรกรองความถี่
- วงจรคีมอคูเลเตอร์

3.2.1 วงจรดีเท็คเตอร์

โฟโตไดโอดมีค่าการปาดซีเทนซ์ 5 พิโกฟาร์ก มีค่าเรสปอนสิวิตี (Responsivity) 125 ไมโครแอมป์ ต่อไมโครวัตต์ ค่า R_L ที่มากที่สุด โดยกำหนดความถี่ที่ออฟ 27 kHz หาได้จากสมการทางไฟเบอร์ออปติกได้ดังนี้

$$R_L = (2\pi C f_s - dB) - 1 \quad (3.6)$$

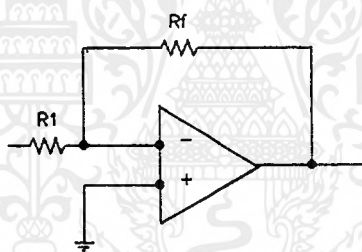
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.8 วงจรดีเทกเตอร์

3.2.2 วงจรแอมพลิไฟเออร์

หลังจากได้สัญญาณที่ผ่านเส้นใยแสงมาเข้าที่วงจรดีเทกเตอร์แล้ว สัญญาณที่ได้จะต้องถูกนำมาขยาย เพื่อให้มีขนาดที่สูงขึ้นตามที่ต้องการ โดยแสดงดังรูปที่ 3.9



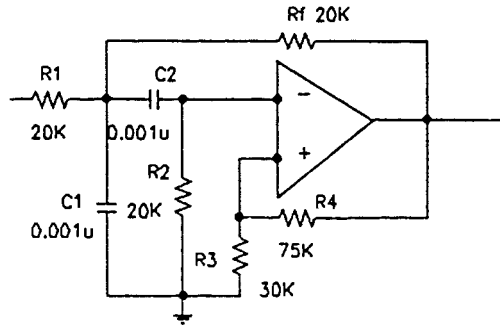
รูปที่ 3.9 วงจรแอมพลิไฟเออร์

3.2.3 วงจรกรองความถี่

(1) แบนด์พาสฟิลเตอร์ 10 kHz ทางด้านรับ

BPF 10 kHz ตัวนี้ใช้ในการกรองสัญญาณเมอดูเลชั่น ที่มีความถี่คลื่นพาห์ประมาณ 10 kHz ออกจากสัญญาณมัลติเพล็กซ์ที่รวมเอาสัญญาณทั้ง 3 ช่องที่รับเข้ามา โดย BPF ตัวนี้จะมีแบนด์วิดท์กว้างกว่าทางด้านส่ง ซึ่งต้องครอบคลุมถึงสัญญาณ ไชค์แบนด์ด้านสูงและต่ำให้ได้ทั้งหมด อีกทั้งต้องไม่รับเอาสัญญาณจากช่องอื่นเข้ามาแทนด้วย

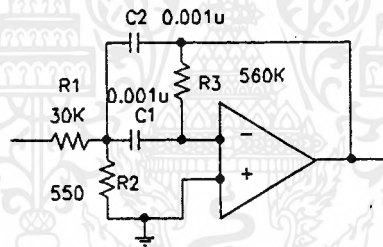
ในโครงงานนี้ออกแบบให้แต่ละช่องมีการคั่นแบนด์ (Guard Band) เพื่อไว้ด้วยประมาณ 3 kHz ซึ่งน่าจะมากพอสำหรับการไม่ให้เกิดการรบกวนกันของช่องต่างๆ ใ้ได้ออกแบบวงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์แบบ Second Order VCVS ได้ออกแบบตามหนังสือ Manual Active Filter Design



รูปที่ 3.10 วงจรกรองความถี่ผ่าน 10kHz ทางด้านรับ

(2) แบนด์พาสฟิลเตอร์ 20 kHz

ใช้การออกแบบมัลติเพิลฟิเคชันแบบแบนด์พาสฟิลเตอร์ ($Q \leq 10$) แสดงรูปวงจรงี้รูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรกรองความถี่ผ่าน 20kHz ทางด้านรับ

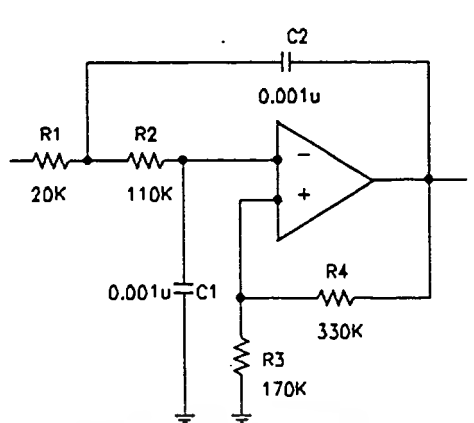
(3) วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) $f_c = 3.4$ kHz

หลังจากที่สัญญาณมีขนาดที่ต้องการโดยผ่านวงจรขยายแล้ว ต่อจากขั้นตอนนี้จะเป็นการทำการแยกสัญญาณเสียงช่องต่างๆ โดยช่องที่ 1 ได้จากการผ่านสัญญาณหลังการขยาย เข้าไปในวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งมีความถี่คัทออฟเท่ากับ 3.4 kHz

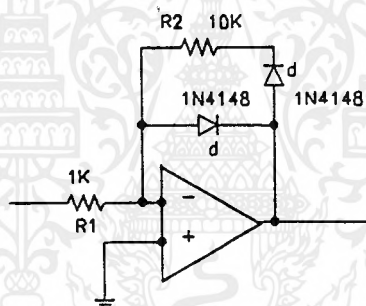
3.2.4 วงจรดีมอดูเลต (Demodulator)

หลังจากสัญญาณเสียงในช่องที่ 1 ผ่าน LPF ออกไปแล้วจะแยกออกไปได้ สำหรับสัญญาณช่องที่ 2 และ 3 นั้นส่งแบบบรอดแบนด์ จึงต้องทำการดีมอดูเลตให้ได้สัญญาณเสียง

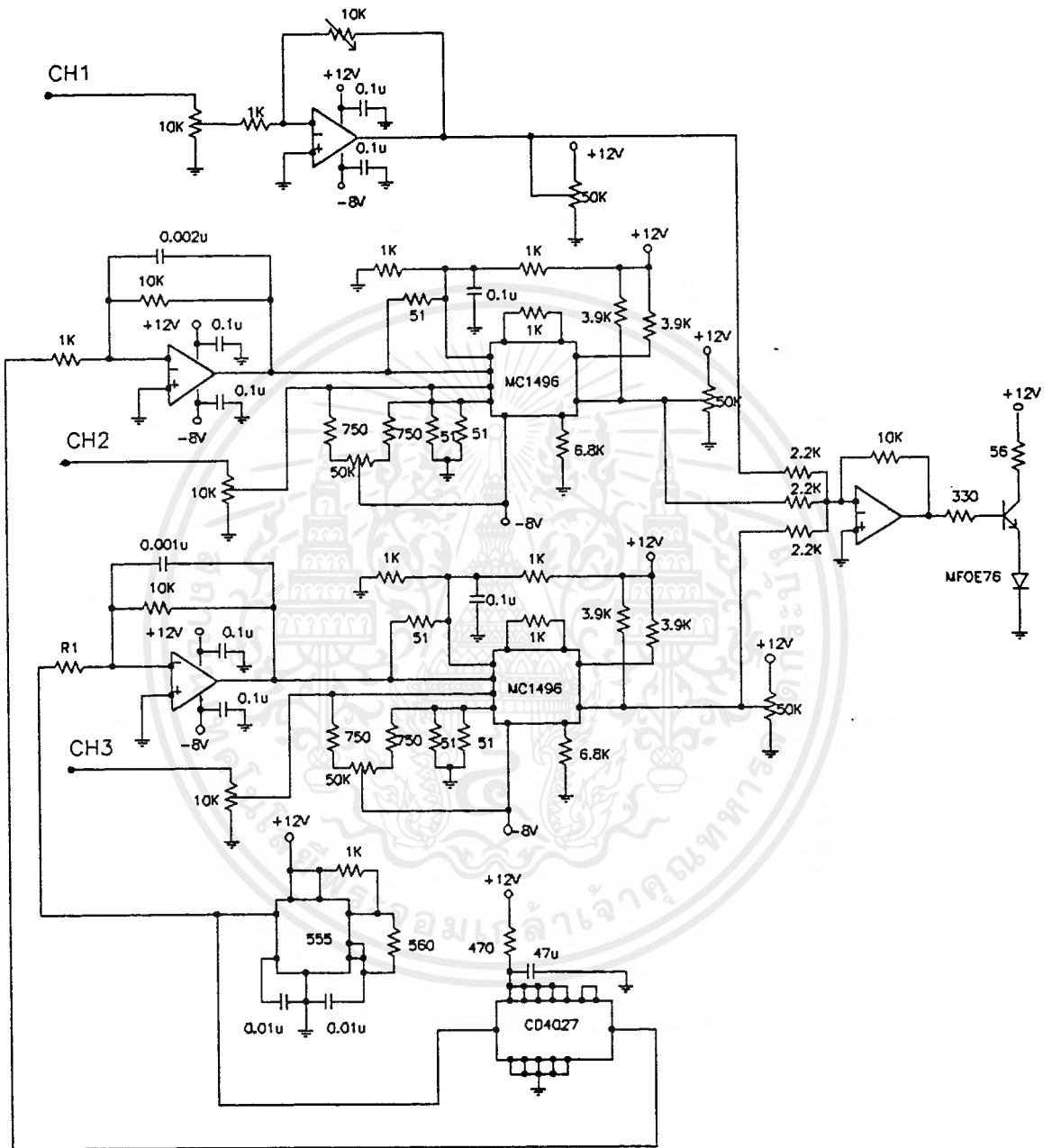
รูปที่ 3.13 เป็นวงจร ไดโอดเทียตรงซึ่งจะตัดปัญหาเรื่องแรงดันเริ่มนำกระแสออกไป



รูปที่ 3.12 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน 3.4kHz



รูปที่ 3.13 วงจร ไดโอดที่เที่ยงตรง



รูปที่ 3.14 วงจรส่งสัญญาณทั้งสามช่องสัญญาณ

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลอง การส่งสัญญาณอนาล็อก 3 ช่อง ผ่านเส้นใยแสง

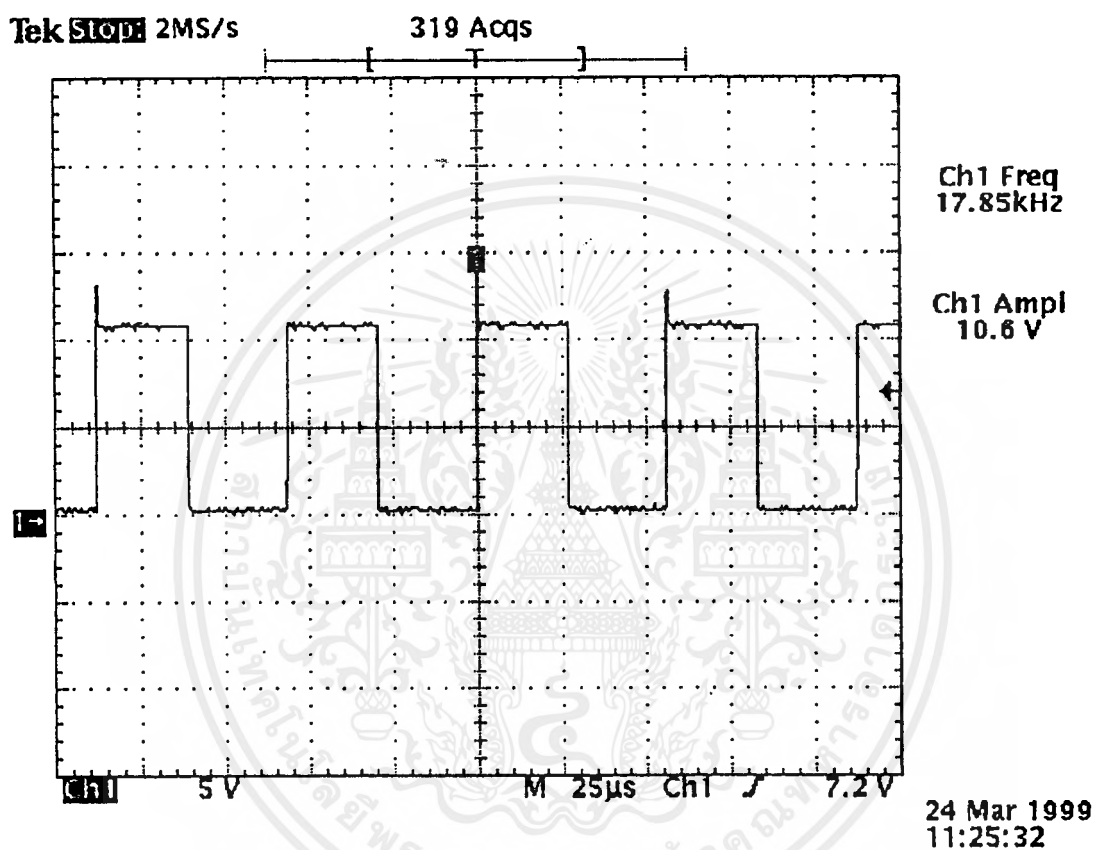
วัตถุประสงค์ เพื่อต้องการสร้างเครื่องส่ง สัญญาณเสียงจำนวน 3 ช่องสัญญาณ ผ่านเส้นใยแสง แล้วสามารถก็เก็สัญญาณเสียงทั้ง 3 ช่องนั้นกลับคืนมา

ขั้นตอนการทดลอง

1. ทำการต่อวงจรตามที่ออกแบบไว้ดังในบทที่ 3 ทีละวงจร
2. ทำการวัดผลการทำงานได้จริง ของแต่ละวงจร
3. ต่อวงจรเข้าด้วยกัน คำนวณวงจรรวมที่ 3.14 และ 3.15

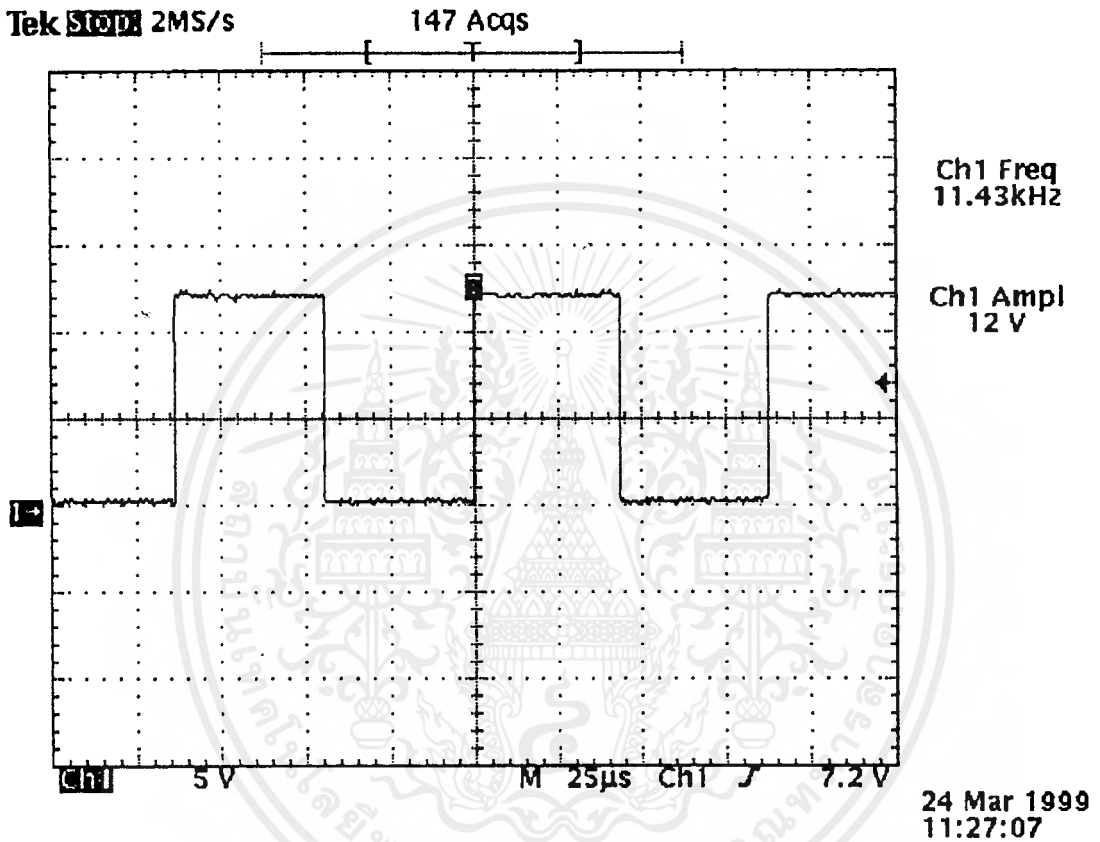
ทำการทดลองตามขั้นตอนข้างต้น ทำการวัดผลการทดลองซึ่งผลจะออกมาตามรูปต่างๆดังที่จะแสดงต่อไป โดยในการทดลองจะใช้สัญญาณไซน์ที่ความถี่ 1 kHz แทนสัญญาณเสียง เพื่อง่ายแก่การวัดผลและปรับค่า ซึ่งรูปผลการทดลองจะแสดงได้ดังนี้

1. ทำการวัดเอาต์พุตของวงจร ออสซิลเลเตอร์แบบมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 555 ซึ่งจะได้สัญญาณออกมาเป็นรูปสี่เหลี่ยม มีความถี่ประมาณ 20kHz



รูปที่ 4.1 สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมจากไอซีเบอร์ 555

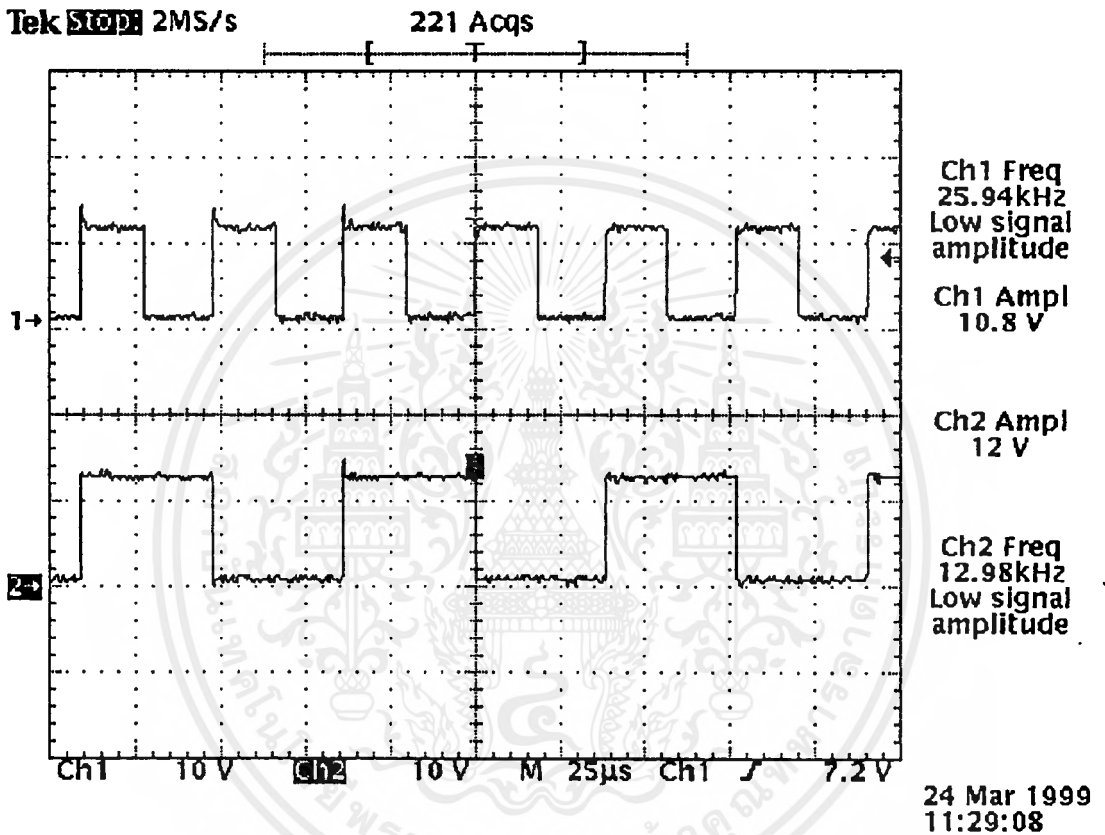
2. เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่ประมาณ 10kHz ซึ่งสัญญาณนี้ได้มาจากการนำสัญญาณที่มีความถี่ 20kHz ที่ได้จาก ไอซี 555 มาผ่านวงจรหาร 1/2 ความถี่ ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ 4027



รูปที่ 4.2 สัญญาณความถี่ 10KHz ที่ได้จากการหารครึ่งของความถี่

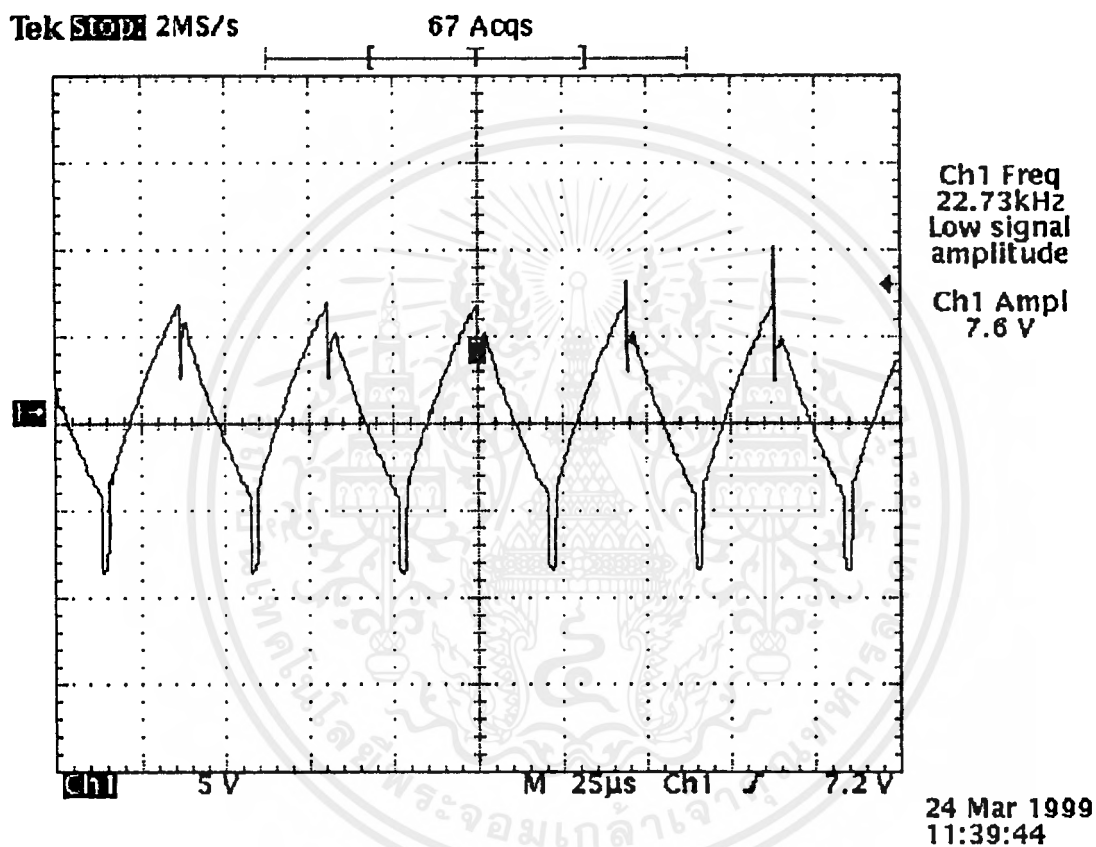
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เป็นการเปรียบเทียบให้เห็นกันอีกครั้ง สำหรับสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมที่มีความถี่แตกต่างกัน โดยรูปบนได้มาจากวงจรอะอสซิลเลเตอร์ และรูปล่างมาจากวงจรหารความถี่



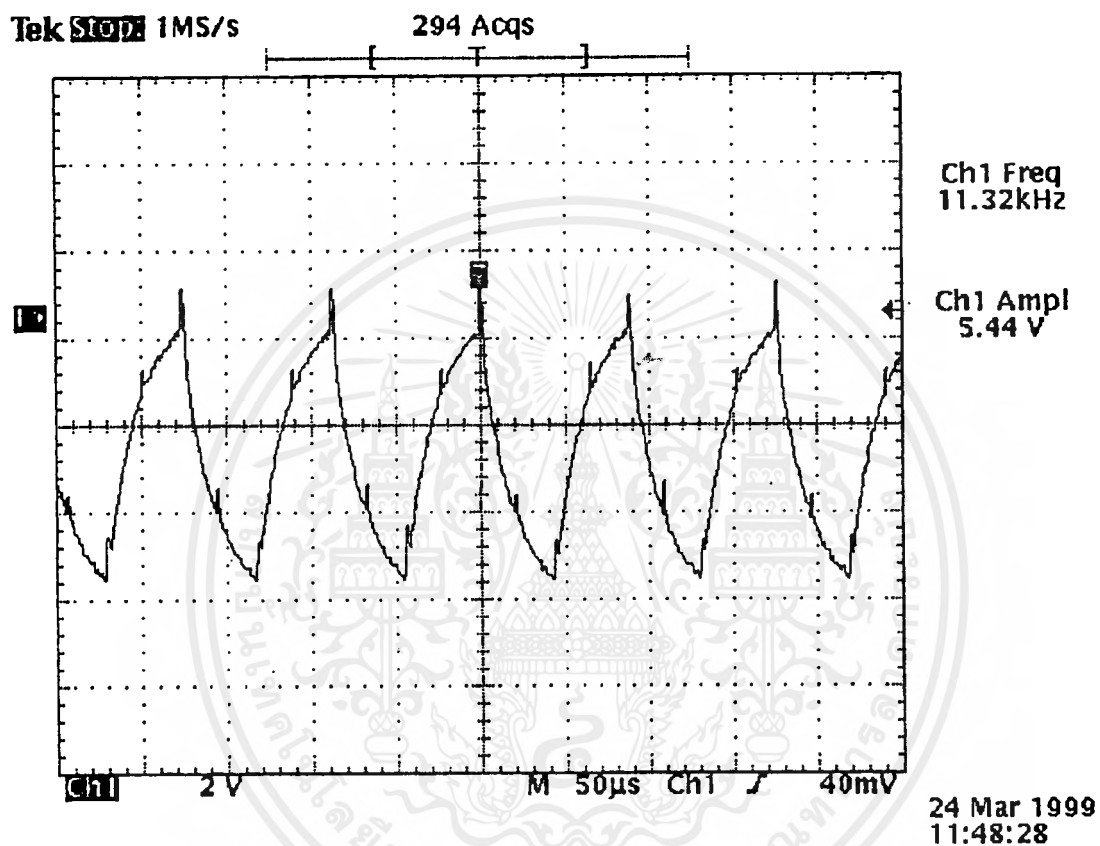
รูปที่ 4.3 การเปรียบเทียบสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

4. เป็นการนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 20kHz มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งต้องการกรองเอาฮาร์โมนิกแรกของสัญญาณสี่เหลี่ยม (ในทางอุดมคติต้องการให้ออกมาเป็นรูปไซน์) ซึ่งจากการทดลองวัดออกมาได้ดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 สัญญาณความถี่ 20kHz ที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

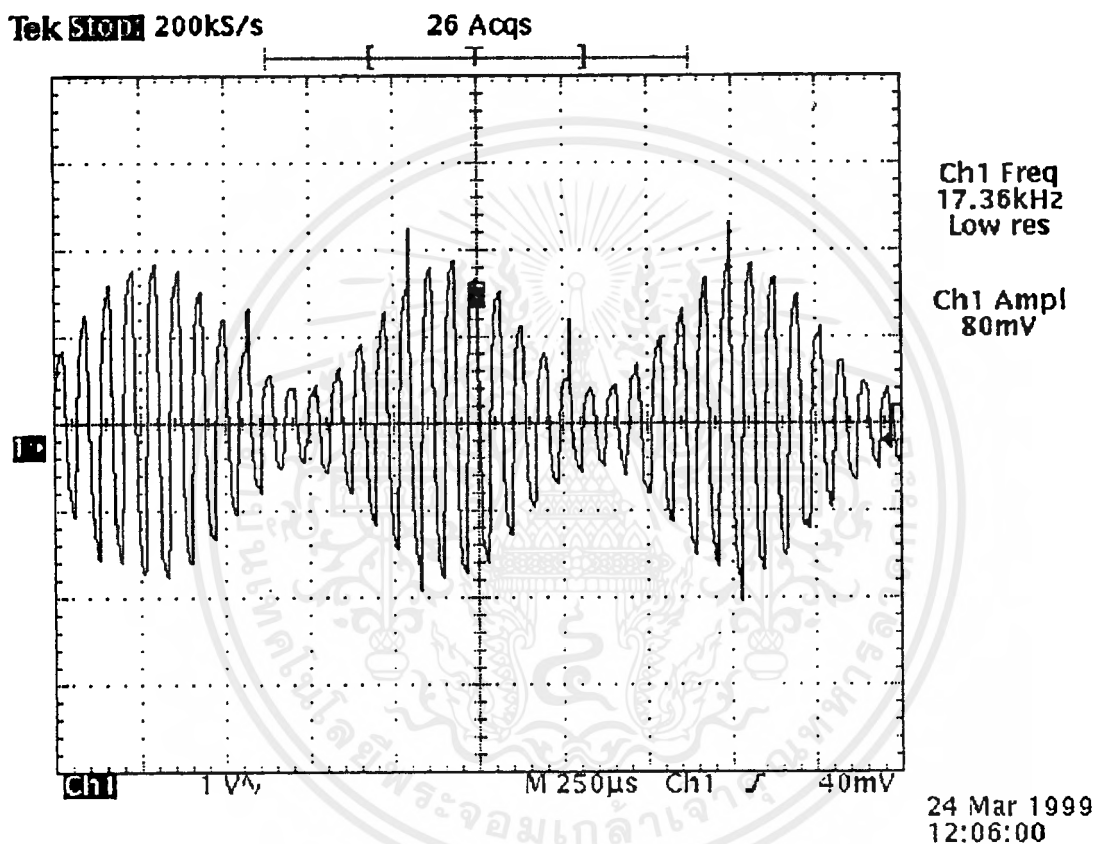
5. เป็นการนำสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 10kHz มาผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านเช่นเดียวกัน ซึ่งจากการทดลอง วัด ได้ออกมาดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4:5 สัญญาณความถี่ 10kHz ที่ได้จากวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

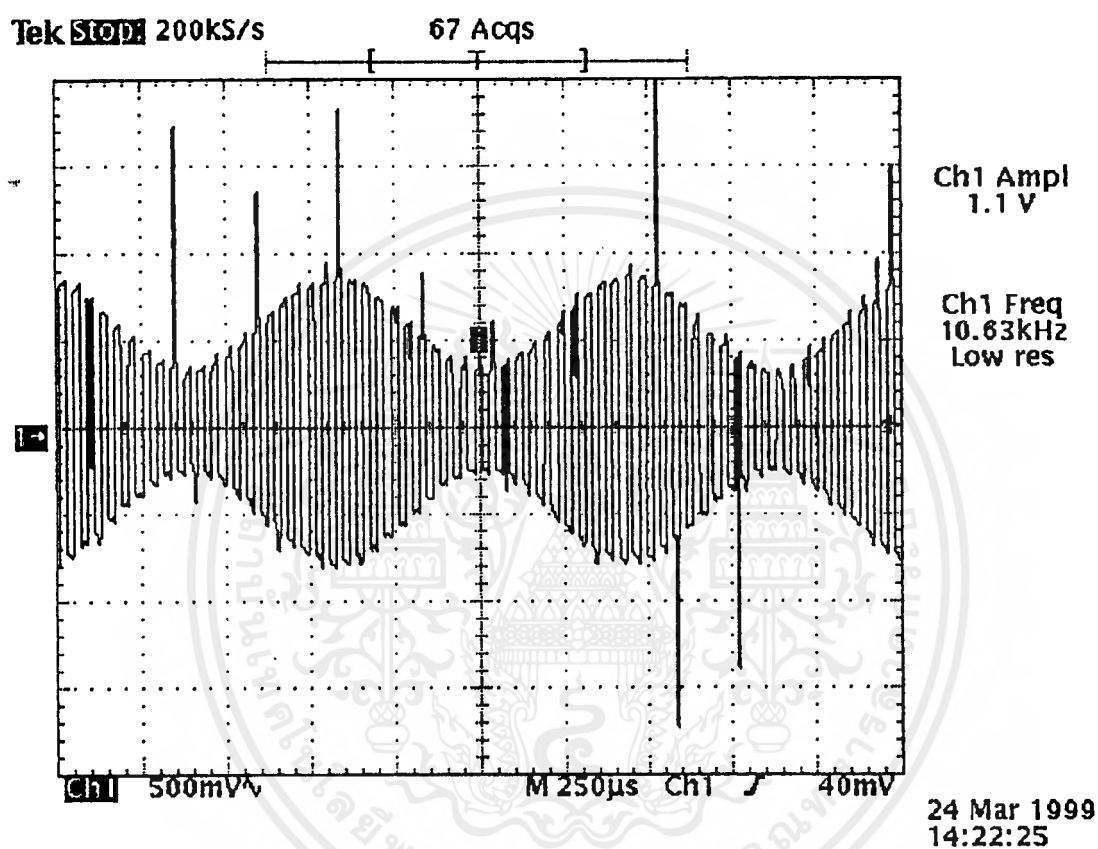
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. เป็นการแสดงสัญญาณเมื่อทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ กับสัญญาณคลื่นพาร์กที่มีความถี่ 20 kHz ซึ่งคลื่นพาร์กนี้ก็คือ สัญญาณที่ผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่เสถียงมาก่อนหน้านี้ สัญญาณที่ออกมาทำการวัด ได้ออกมาดังรูปที่ 4.6



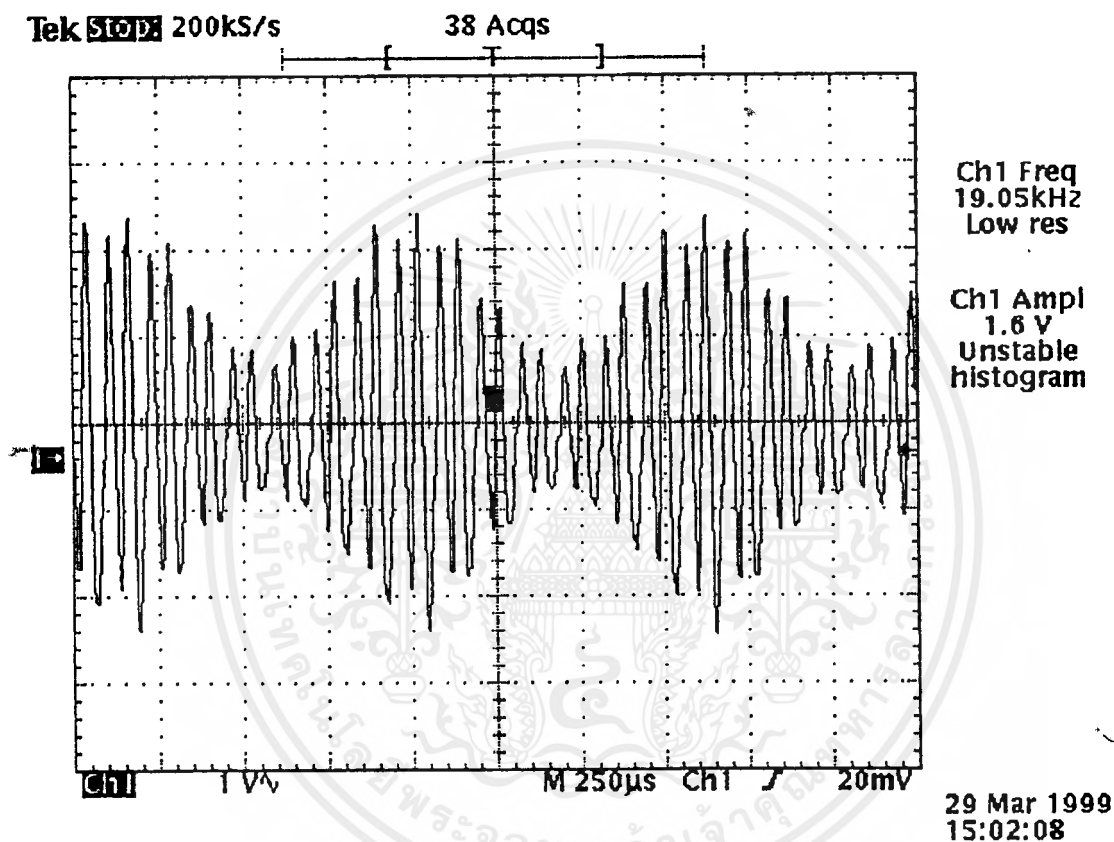
รูปที่ 4.6 การมอดูเลตสัญญาณไซน์ กับคลื่นพาร์กความถี่ 20 kHz

7. เป็นการแสดงสัญญาณที่ทำการมอดูเลตสัญญาณไซน์ กับสัญญาณคลื่นพลาห์ที่มีความถี่ 10kHz ซึ่งได้ทำการวัด และผลการทดลองได้ดังรูปที่ 4.7



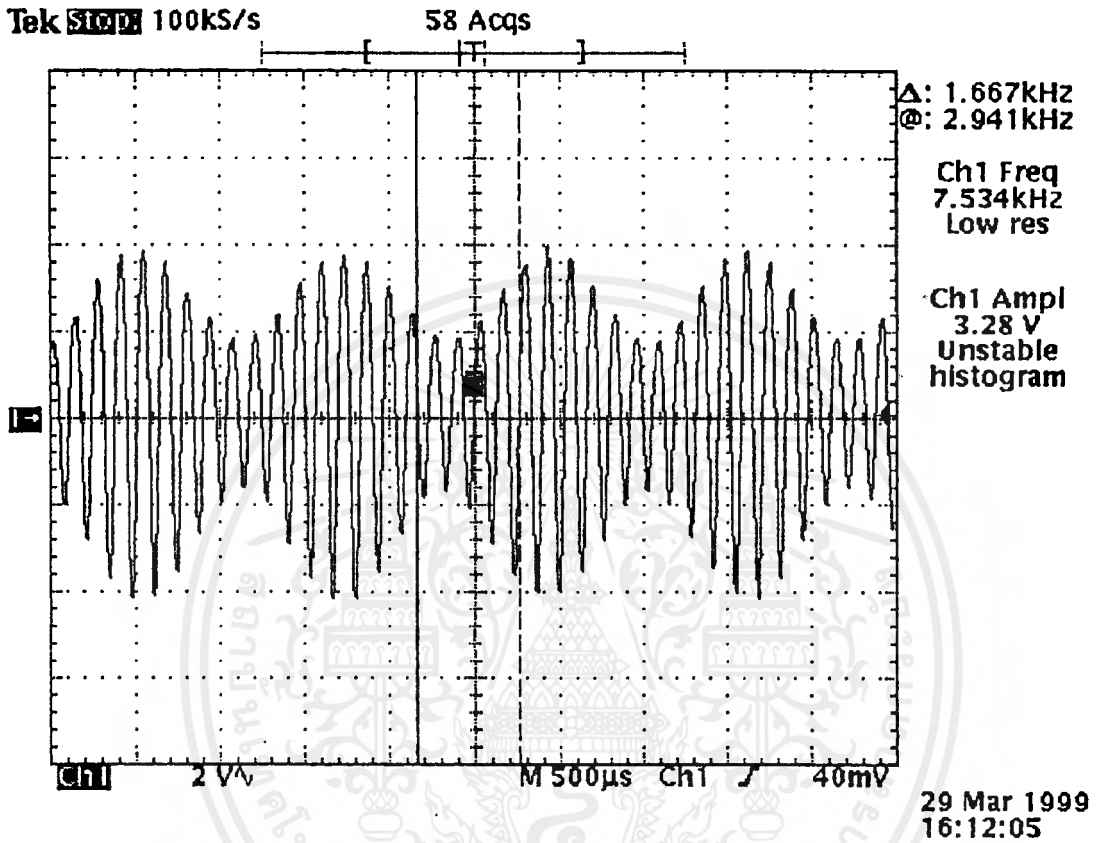
รูปที่ 4.7 การมอดูเลตสัญญาณไซน์ กับคลื่นพลาห์ความถี่ 10kHz

8. สัญญาณทางค่านรับจะรับสัญญาณที่ส่งรวมกันมาตามช่องสัญญาณ และทำการกรองเอาแต่ละความถี่คลื่นพาห์แยกออกเป็นแต่ละช่องสัญญาณ ซึ่งในรูปที่ 4.8 เป็นสัญญาณทางค่านรับที่ผ่านวงจรกรองความถี่ 20kHz ผ่าน



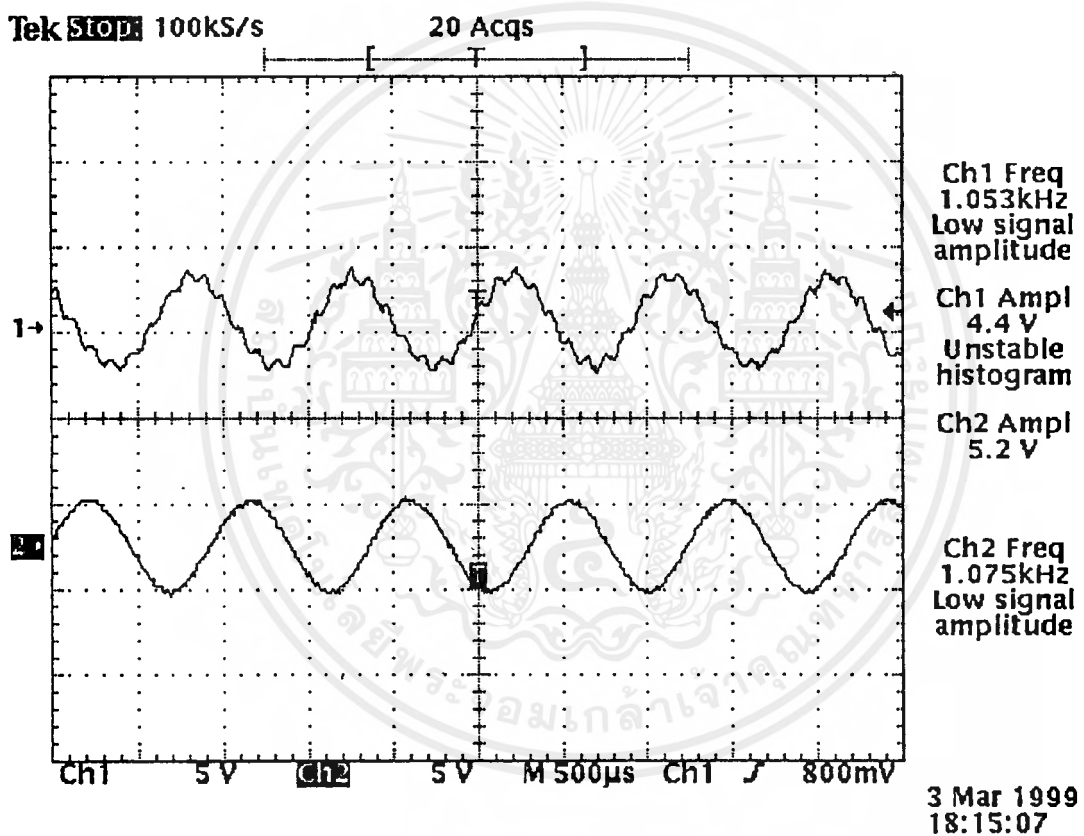
รูปที่ 4.8 สัญญาณทางค่านรับเมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ 20kHz ผ่าน

9. รูปที่ 4.9 เป็นสัญญาณทางด้านรับที่ผ่านวงจรกรองความถี่ 10kHz ผ่าน

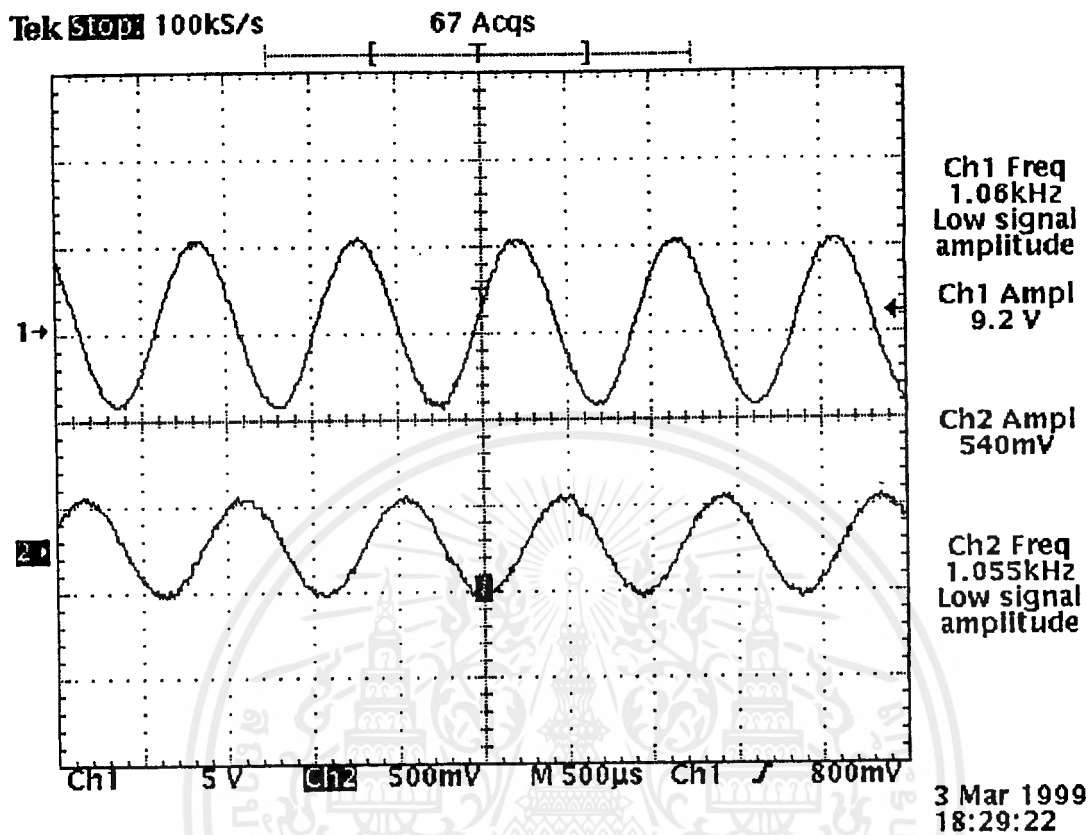


รูปที่ 4.9 สัญญาณทางด้านรับ เมื่อผ่านวงจรกรองความถี่ 10kHz ผ่าน

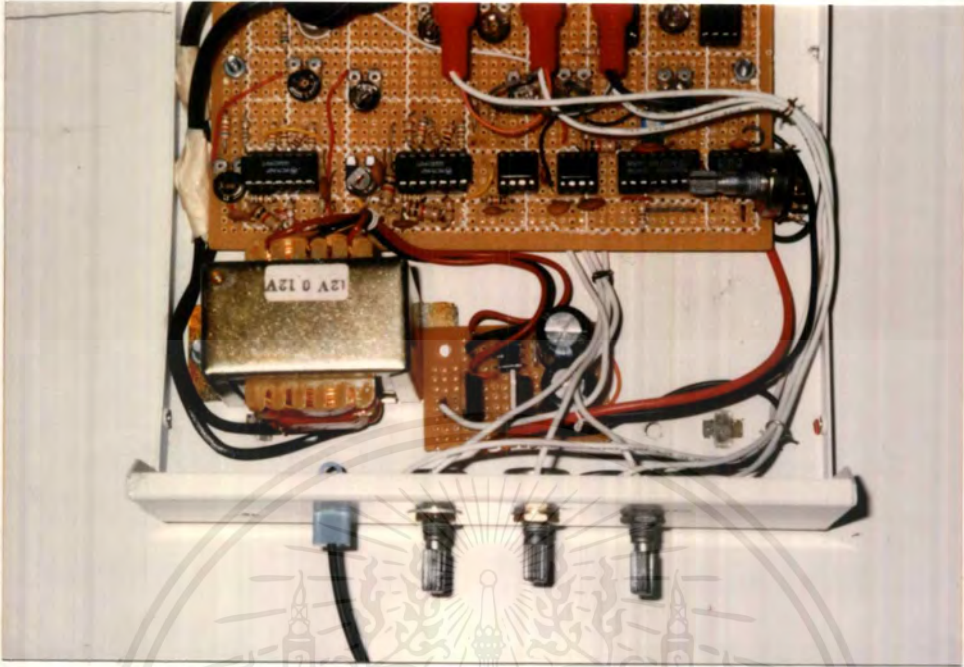
10. ในวงจรทางด้านรับเมื่อรับสัญญาณที่ถูกมอดูเลตส่งมา ในแต่ละช่องสัญญาณจะนำมาผ่าน วงจรไดโอดที่ขงตรง เพื่อทำการกำจัดคลื่นพาห้ในครึ่งซีกที่เป็นลบออกไป คงเหลือไว้เฉพาะครึ่งที่เป็น บวก หลังจากนั้นก็นำไปผ่านวงจรกรองเพื่อกรองเอาความถี่ในช่วงความถี่เสียงออกมา ในรูปที่ 4.10 และ 4.11 แสดงการทำงานของวงจรกรองความถี่เสียง ในการทดลองได้ทำการป้อนสัญญาณไซน์ในย่าน ความถี่เสียงเข้าไป และวัดคว้วางจรกรองทำงานได้ดีเพียงใด



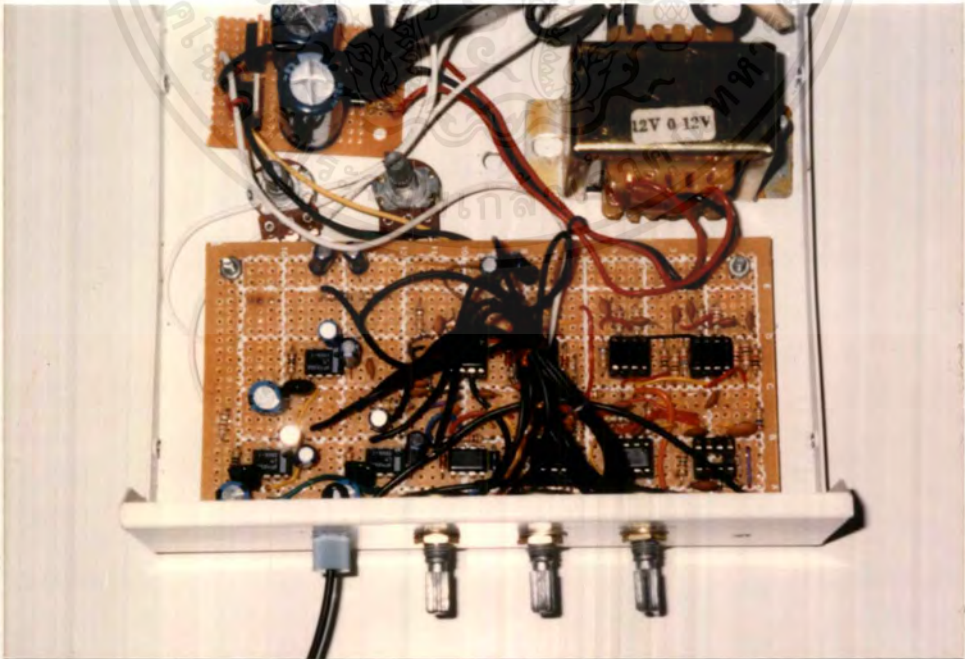
รูปที่ 4.10 สัญญาณที่ได้จากวงจรกรองความถี่เสียงในช่องสัญญาณแบบบรอดแบนด์



รูปที่ 4.11 สัญญาณที่ได้จากวงจรของความถี่เสียงในช่องสัญญาณแบบเวสเบนด์

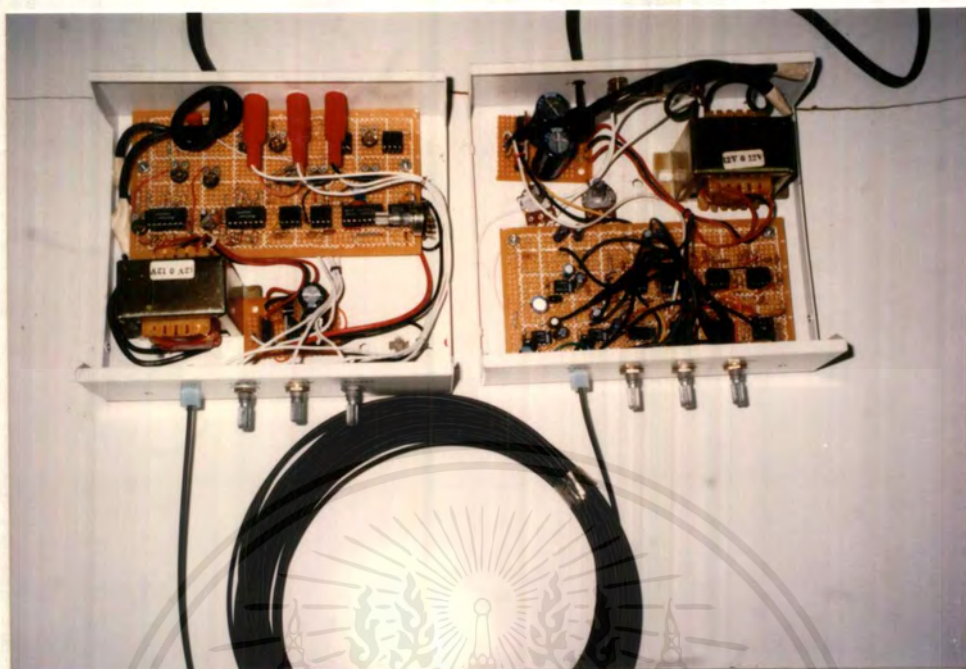


รูปที่ 4.12 แสดงเครื่องส่งสัญญาณ



รูปที่ 4.13 แสดงเครื่องรับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงเครื่องส่งและรับสัญญาณผ่านเส้นใยพลาสติกนำแสง

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

ในการทำโครงงานนี้ได้เป็นการศึกษาการส่งสัญญาณไปตามเส้นใยพลาสติกนำแสง ซึ่งแสงที่ส่งไปตามเส้นใยนั้นเป็นแสงที่ส่งในย่านความถี่ของสีแดง และได้มีการสร้างคลื่นพาห้ที่มีความถี่ 10KHz และ 20KHz ในการส่งแบบบรอดแบนด์ และใช้การมอดูเลททางแอมพลิจูดในการส่งสัญญาณ นอกจากนั้นได้มีการส่งสัญญาณแบบแคสแบนด์ที่ไม่ต้องมีการมอดูเลทอีกหนึ่งช่อง รวมทั้งหมควมีการส่งสัญญาณสามช่อง การสร้างคลื่นพาห้ที่มีความถี่เท่านี้เพื่อให้เพียงพอต่อการส่งสัญญาณเสียงเท่านั้น ดังนั้นจึงไม่สามารถส่งสัญญาณที่มีความถี่สูงๆได้ อย่างเช่นเสียงดนตรี เป็นต้น ในโครงงานนี้ได้มีการสร้างทั้งเครื่องส่ง และเครื่องรับ ซึ่งเครื่องรับสามารถทำการรับและแยกสัญญาณของแต่ละช่องออกจากกัน โดยสัญญาณที่ได้ขึ้นที่ปลายทางมีความผิดเพี้ยนที่ซึ่งพอรับได้

จากการทำโครงงานนี้ได้พบปัญหาที่เกิดขึ้น คืออุปกรณ์บางตัวหาตามท้องตลาดได้ยาก อย่างเช่น อุปกรณ์ที่ใช้ปล่อยแสงในเส้นใยนำแสงโดยเฉพาะ และการปรับแต่งวงจรให้แต่ละส่วนของวงจรต่างๆที่นำมารวมกันก็มีความสำคัญเพราะจะทำให้สัญญาณที่ส่งออกไป และรับเข้ามามีความถูกต้องมากขึ้น สัญญาณเสียงที่แยกกลับมาซึ่งคงมีการรบกวนกันอยู่บ้างแต่อยู่ในขอบเขตที่ยังพอยอมรับได้ และสัญญาณที่วัดในแต่ละส่วนของวงจรอาจดูแล้วไม่เป็นไปตามที่คำนวณ หรือตามความกึกตามอุดมคติ แต่ผลสุดท้ายที่ออกมาโดยรวมแล้วยังพอใช้ได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

Order this document by MC1496/D

MC1496, B

BALANCED MODULATORS/DEMODULATORS

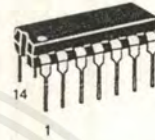
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Balanced Modulators/ Demodulators

These devices were 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 chopper applications. See Motorola Application Note AN531 for additional design information.

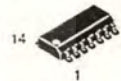
- Excellent Carrier Suppression -65 dB typ @ 0.5 MHz
Excellent Carrier Suppression -50 dB typ @ 10 MHz
- Adjustable Gain and Signal Handling
- Balanced Inputs and Outputs
- High Common Mode Rejection -85 dB typical

This device contains 8 active transistors.

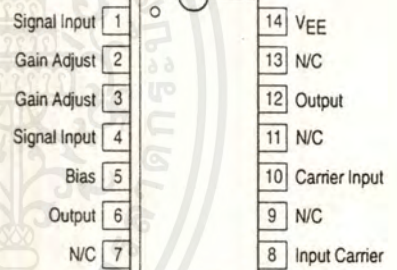


D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751A (SO-14)

P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646



PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC1496D	$T_A = 0^\circ\text{C to } +70^\circ\text{C}$	SO-14
MC1496P		Plastic DIP
MC1496BP	$T_A = -40^\circ\text{C to } +125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

Figure 4. Amplitude-Modulation Spectrum

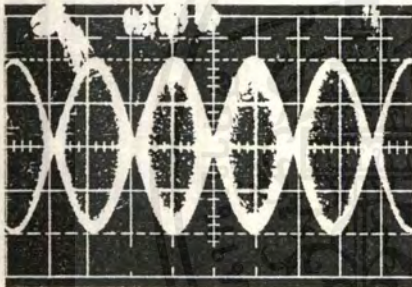
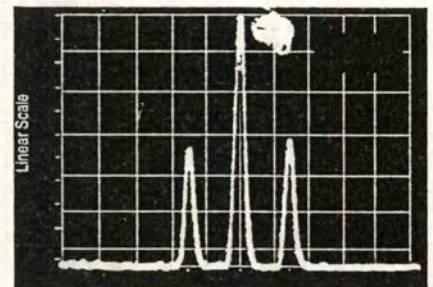


Figure 1. Suppressed Carrier Output Waveform

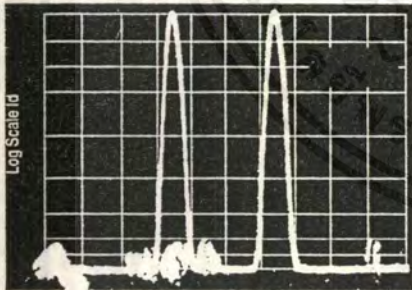


Figure 2. Suppressed Carrier Spectrum

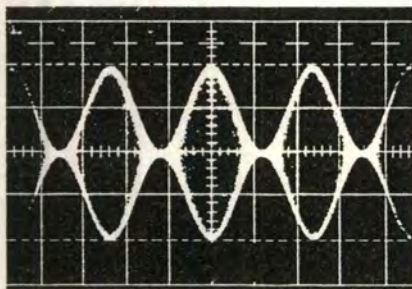


Figure 3. Amplitude Modulation Output Waveform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

MC1496, B

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Applied Voltage (V ₆ - V ₈ , V ₁₀ - V ₇ , V ₁₂ - V ₈ , V ₁₂ - V ₁₀ , V ₈ - V ₄ , V ₈ - V ₇ , V ₁₀ - V ₄ , V ₆ - V ₁₀ , V ₂ - V ₅ , V ₃ - V ₅)	ΔV	30	Vdc
Differential Input Signal	V ₈ - V ₁₀ V ₄ - V ₁	+5.0 ±(5+15R _E)	Vdc
Maximum Bias Current	I ₅	10	mA
Thermal Resistance, Junction-to-Air Plastic Dual In-Line Package	R _{θJA}	100	°C/W
Operating Temperature Range	T _A	0 to +70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

NOTE: ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 12 Vdc, V_{EE} = -8.0 Vdc, I₅ = 1.0 mAdc, R_L = 3.9 kΩ, R_E = 1.0 kΩ, T_A = T_{low} to T_{high}, all input and output characteristics are single-ended, unless otherwise noted.)

Characteristic	Fig.	Note	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Carrier Feedthrough V _C = 60 mVrms sine wave and offset adjusted to zero V _C = 300 mVpp square wave: offset adjusted to zero offset not adjusted	5	1	V _{CFT}	-	40 140	- -	μVrms mVrms
Carrier Expression f _S = 10 kHz, 300 mVrms f _C = 500 kHz, 60 mVrms sine wave f _C = 10 MHz, 60 mVrms sine wave	5	2	V _{CES}	40 -	65 50	- -	dB k
Transmittance Bandwidth (Magnitude) (R _L = 50 Ω) Carrier Input Port, V _C = 60 mVrms sine wave f _S = 1.0 kHz, 300 mVrms sine wave Signal Input Port, V _S = 300 mVrms sine wave V _C = 0.5 Vdc	8	8	BW _{3dB}	-	300 80	- -	MHz
Signal Gain (V _S = 100 mVrms, f = 1.0 kHz; V _C = 0.5 Vdc)	10	3	A _{VS}	2.5	3.5	-	V/V
Single-Ended Input Impedance, Signal Port, f = 5.0 MHz Parallel Input Resistance Parallel Input Capacitance	6	-	r _{ip} c _{ip}	-	200 2.0	-	kΩ pF
Single-Ended Output Impedance, f = 10 MHz Parallel Output Resistance Parallel Output Capacitance	6	-	r _{op} c _{oo}	-	40 5.0	-	kΩ pF
Input Bias Current I _{bS} = $\frac{I_1 + I_4}{2}$; I _{bC} = $\frac{I_8 + I_{10}}{2}$	7	-	I _{bS} I _{bC}	-	12 12	30 30	μA
Input Offset Current I _{ioS} = I ₁ - I ₄ ; I _{ioC} = I ₈ - I ₁₀	7	-	I _{ioS} I _{ioC}	-	0.7 0.7	7.0 7.0	μA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{io}	-	2.0	-	nA/°C
Output Offset Current (I ₆ -I ₉)	7	-	I _{oo}	-	14	80	μA
Average Temperature Coefficient of Output Offset Current (T _A = -55°C to +125°C)	7	-	TC _{ioo}	-	90	-	nA/°C
Common-Mode Input Swing, Signal Port, f _S = 1.0 kHz	9	4	CMV	-	5.0	-	Vpp
Common-Mode Gain, Signal Port, f _S = 1.0 kHz, V _C = 0.5 Vdc	9	-	ACM	-	-85	-	dB
Common-Mode Quiescent Output Voltage (Pin 6 or Pin 9)	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Differential Output Voltage Swing Capability	10	-	V _{out}	-	8.0	-	Vpp
Power Supply Current I ₆ + I ₁₂ Power Supply Current I ₁₄	7	6	I _{CC} I _{EE}	-	2.0 3.0	4.0 5.0	mAdc
DC Power Dissipation	7	5	PD	-	33	-	mW

GENERAL OPERATING INFORMATION

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 (R1 of Figure 5).

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 MC1496 has been characterized with a 60 mVrms 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 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.

Signal Gain and Maximum Input Level

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

$$A_{VS} = \frac{V_O}{V_S} = \frac{R_L}{R_e + 2r_e} \quad \text{where } r_e = \frac{26 \text{ mV}}{I_5(\text{mA})}$$

A constant 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_5 .

$$V_S \leq I_5 R_E \text{ (Volts peak)}$$

Note that in the test circuit of Figure 10, V_S corresponds to a maximum value of 1.0 V peak.

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.

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 $V_{12} = V_6$, $I_5 = I_6 = I_{12}$ and ignoring base current, $P_D = 2 I_5 (V_6 - V_{14}) + I_5 (V_5 - V_{14})$ where subscripts refer to pin numbers.

Design Equations

The following is a partial list of design equations needed to operate the circuit with other supply voltages and input conditions.

A. Operating Current

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

$$I_5 = I_6 = I_{12},$$

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

then:

$$R_5 = \frac{V - -\phi}{I_5} - 500 \Omega \quad \begin{array}{l} \text{where: } R_5 \text{ is the resistor between} \\ \text{Pin 5 and ground} \\ \text{where: } \phi = 0.75 \text{ at } T_A = +25^\circ\text{C} \end{array}$$

The MC1496 has been characterized for the condition $I_5 = 1.0 \text{ mA}$ and is the generally recommended value.

B. Common-Mode Quiescent Output Voltage

$$V_6 = V_{12} = V_+ - I_5 R_L$$

Biasing

The MC1496 requires three dc bias voltage levels which must be set externally. Guidelines for setting up these three levels include maintaining at least 2.0 V collector-base bias on all transistors while not exceeding the voltages given in the absolute maximum rating table;

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_6, V_{12}) - (V_8, V_{10})] \geq 2 \text{ Vdc}$$

$$30 \text{ Vdc} \geq [(V_8, V_{10}) - (V_1, V_4)] \geq 2.7 \text{ Vdc}$$

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

The foregoing conditions are based on the following approximations:

$$V_6 = V_{12}, V_8 = V_{10}, V_1 = V_4$$

Bias currents flowing into Pins 1, 4, 8 and 10 are transistor base currents and can normally be neglected if external bias dividers are designed to carry 1.0 mA or more.

Transadmittance Bandwidth

Carrier transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21C} = \frac{i_o \text{ (each sideband)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_O = 0}$$

Signal transadmittance bandwidth is the 3.0 dB bandwidth of the device forward transadmittance as defined by:

$$\gamma_{21S} = \frac{i_o \text{ (signal)}}{v_s \text{ (signal)}} \Big|_{V_C = 0.5 \text{ Vdc}, V_O = 0}$$

MC1496, B

Coupling and Bypass Capacitors

Capacitors C1 and C2 (Figure 5) should be selected for a reactance of less than 5.0Ω at the carrier frequency.

Output Signal

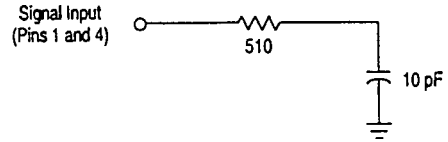
The output signal is taken from Pins 6 and 12 either balanced or single-ended. Figure 11 shows the output levels of each of the two output sidebands resulting from variations in both the carrier and modulating signal inputs with a single-ended output connection.

Negative Supply

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.

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 $1.0 \text{ k}\Omega$ resistor in series with the input (Pins 1, 4). In this case input current drift may cause serious degradation of carrier suppression.

TEST CIRCUITS

Figure 5. Carrier Rejection and Suppression

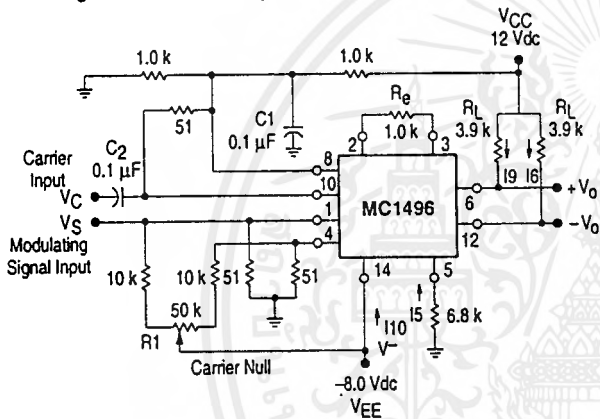
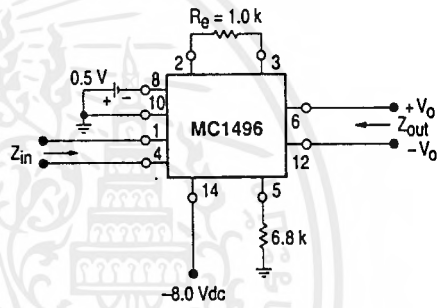


Figure 6. Input-Output Impedance



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

Figure 7. Bias and Offset Currents

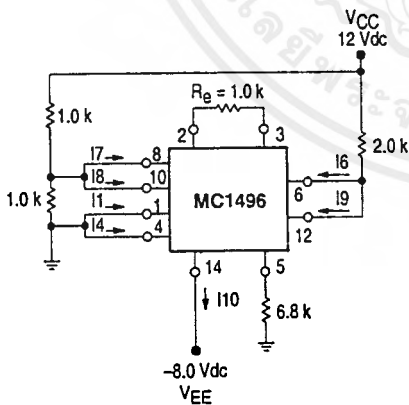
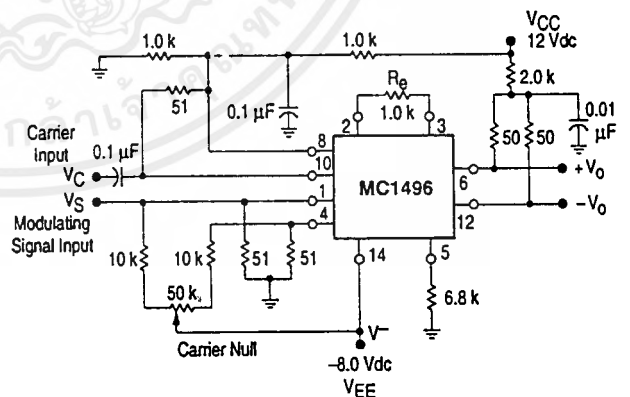


Figure 8. Transconductance Bandwidth



MC1496, B

Figure 9. Common Mode Gain

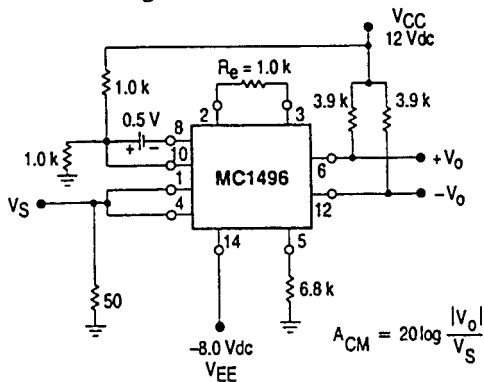
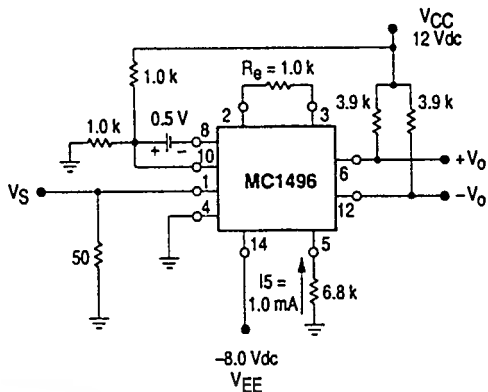


Figure 10. Signal Gain and Output Swing



TYPICAL CHARACTERISTICS

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_c = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 11. Sideband Output versus Carrier Levels

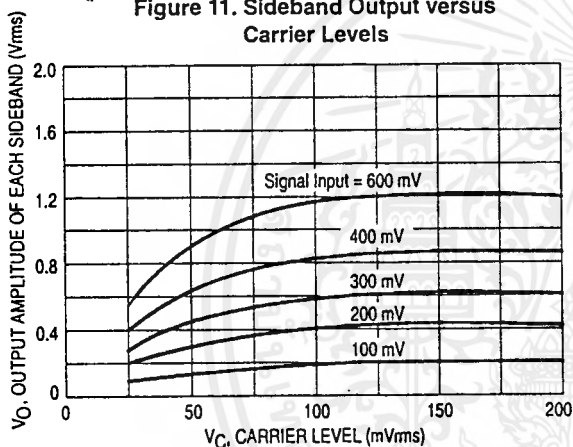


Figure 12. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Resistance versus Frequency

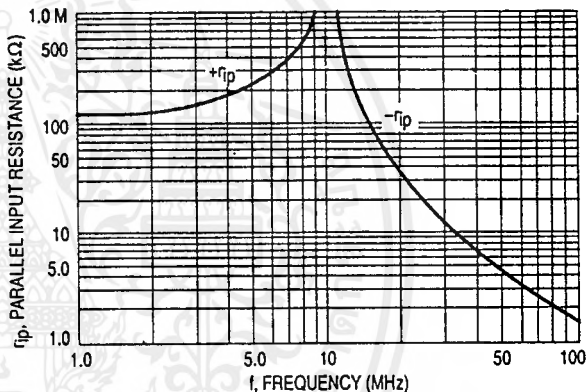


Figure 13. Signal-Port Parallel-Equivalent Input Capacitance versus Frequency

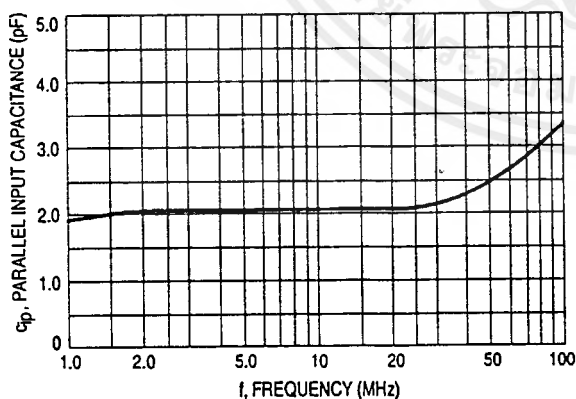
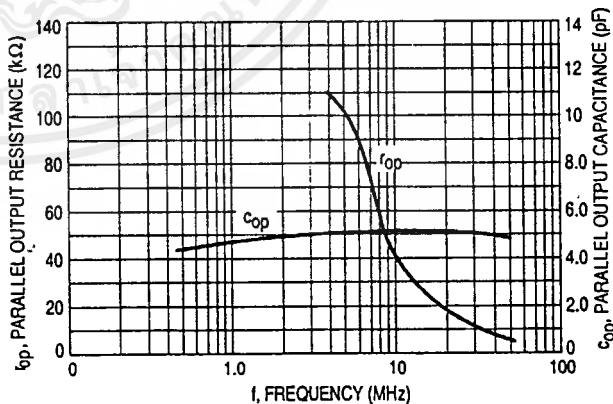


Figure 14. Single-Ended Output Impedance versus Frequency



MC1496, B

TYPICAL CHARACTERISTICS (continued)

Typical characteristics were obtained with circuit shown in Figure 5, $f_C = 500$ kHz (sine wave), $V_C = 60$ mVrms, $f_S = 1.0$ kHz, $V_S = 300$ mVrms, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.

Figure 15. Sideband and Signal Port Transadmittances versus Frequency

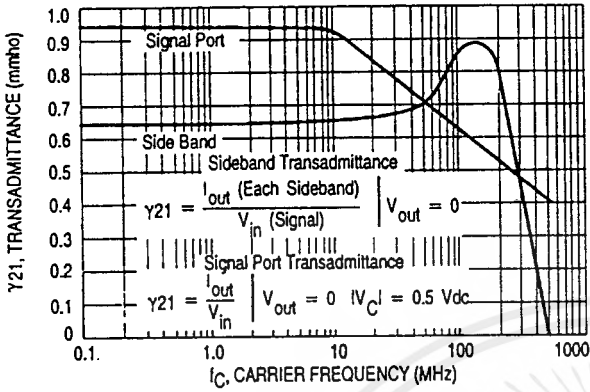


Figure 16. Carrier Suppression versus Temperature

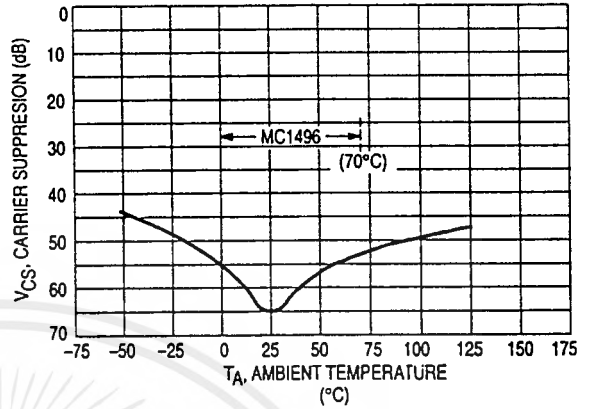


Figure 17. Signal-Port Frequency Response

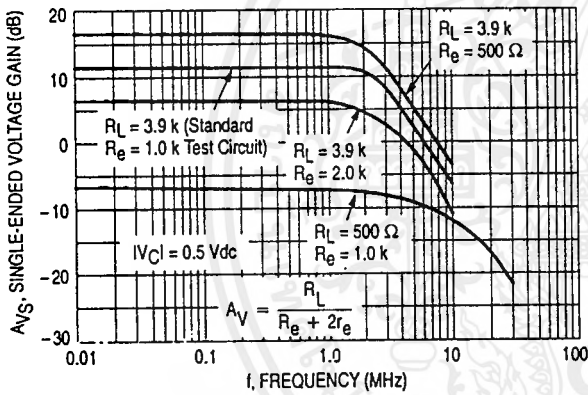


Figure 18. Carrier Suppression versus Frequency

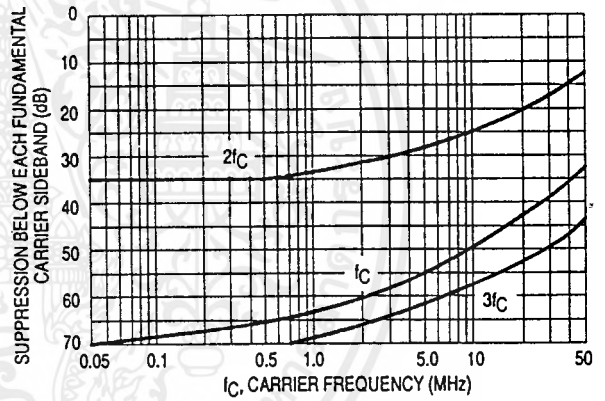


Figure 19. Carrier Feedthrough versus Frequency

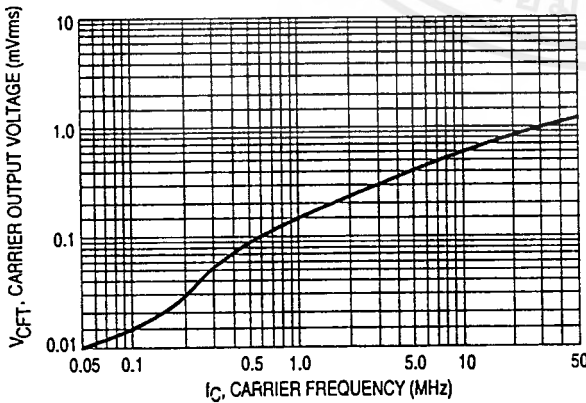


Figure 20. Sideband Harmonic Suppression versus Input Signal Level

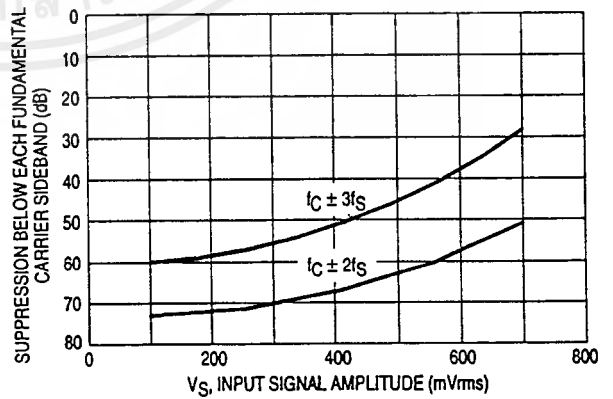


Figure 21. Suppression of Carrier Harmonic Sidebands versus Carrier Frequency

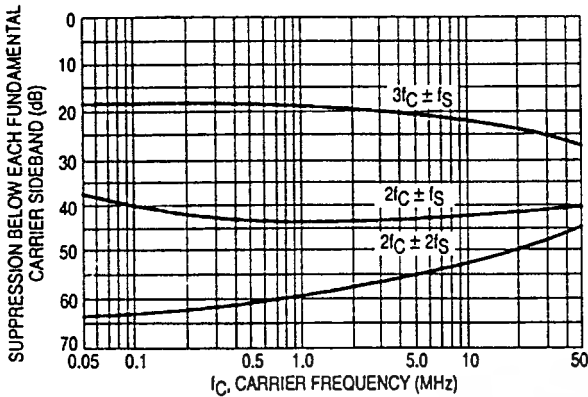
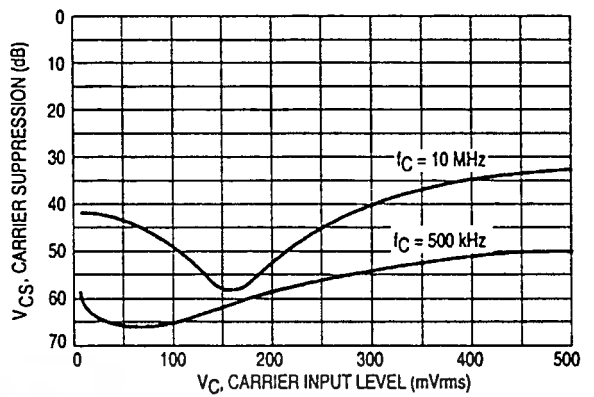


Figure 22. Carrier Suppression versus Carrier Input Level



OPERATIONS INFORMATION

The 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.

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 23. Circuit Schematic

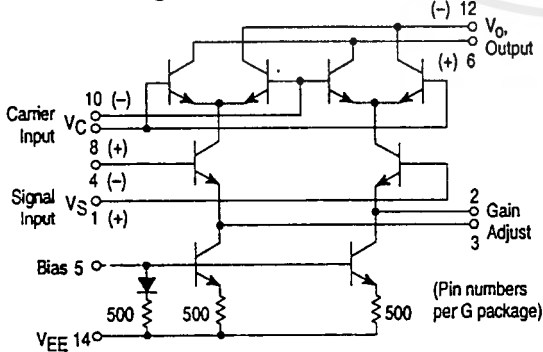


Figure 24. Typical Modulator Circuit

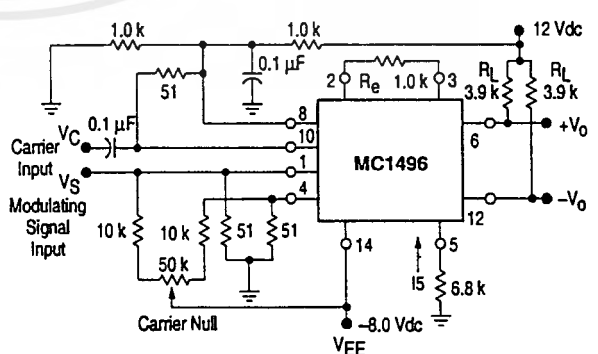


Figure 25. Voltage Gain and Output Frequencies

Carrier Input Signal (V_C)	Approximate Voltage Gain	Output Signal Frequency(s)
Low-level dc	$\frac{R_L V_C}{2(R_E + 2r_e) \left(\frac{KT}{q}\right)}$	f_M
High-level dc	$\frac{R_L}{R_E + 2r_e}$	f_M
Low-level ac	$\frac{R_L V_C(\text{rms})}{2\sqrt{2} \left(\frac{KT}{q}\right) (R_E + 2r_e)}$	$f_C \pm f_M$
High-level ac	$\frac{0.637 R_L}{R_E + 2r_e}$	$f_C \pm f_M, 3f_C \pm f_M, 5f_C \pm f_M, \dots$

- 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;

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

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

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

The gain from the modulating signal input port to the output is the 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 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 Figure 25, along with the frequency components contained in the output signal.

APPLICATIONS INFORMATION

Double sideband suppressed carrier modulation is the basic application of the 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 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 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 9.0 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 μF capacitors on Pins 8 and 10 should be increased to 1.0 μF . Also, the output filter at Pin 12 can be tailored to a specific intermediate frequency and audio amplifier input impedance.

As in all applications of the 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

MC1496, B

amplifier. If the carrier signal is modulated, a 300 mVrms input level is recommended.

Doubly Balanced Mixer

The 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 mVrms.

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

Frequency Doubler

The 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 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 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 MC1496 will then provide an output which is a function of the input signal frequency.

TYPICAL APPLICATIONS

Figure 26. Balanced Modulator (12 Vdc Single Supply)

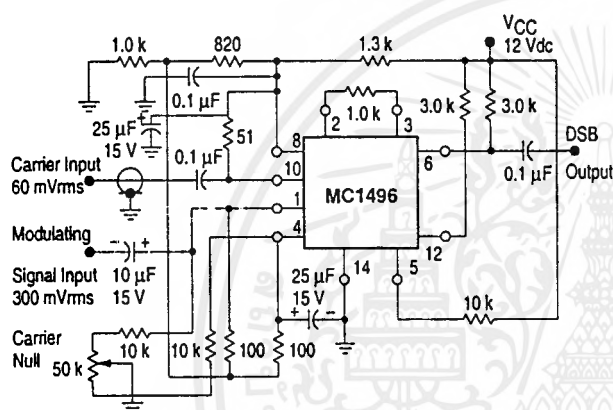


Figure 27. Balanced Modulator-Demodulator

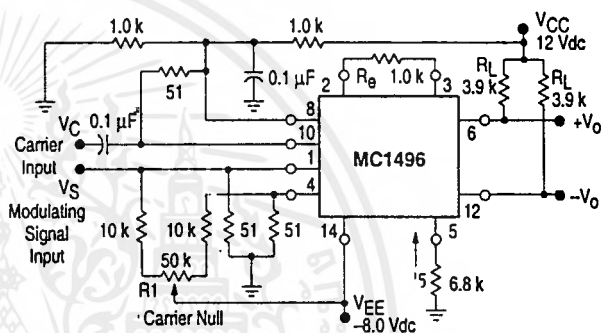


Figure 28. AM Modulator Circuit

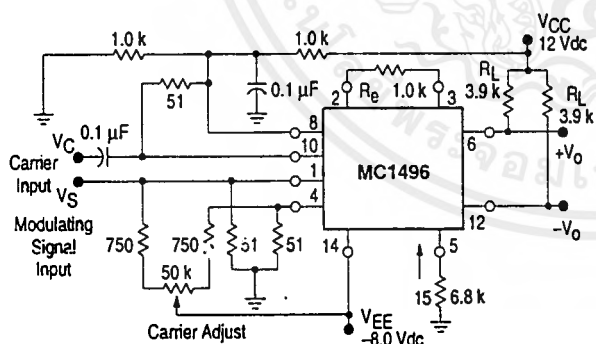
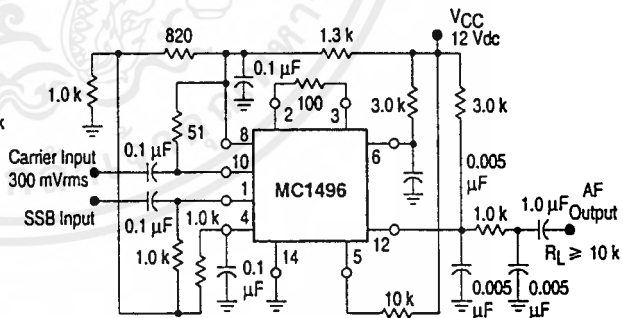
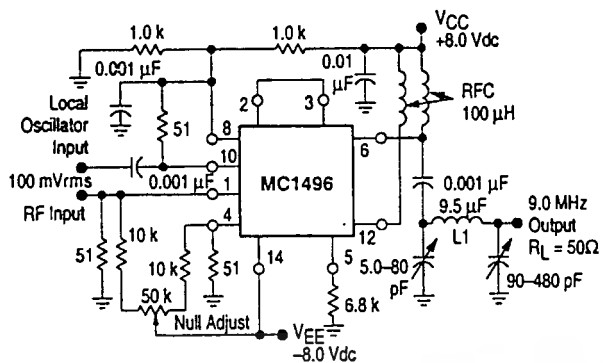


Figure 29. Product Detector (12 Vdc Single Supply)



MC1496, B

Figure 30. Doubly Balanced Mixer (Broadband Inputs, 9.0 MHz Tuned Output)



L1 = 44 Turns AWG No. 28 Enameled Wire, Wound on Micrometals Type 44-6 Toroid Core.

Figure 31. Low-Frequency Doubler

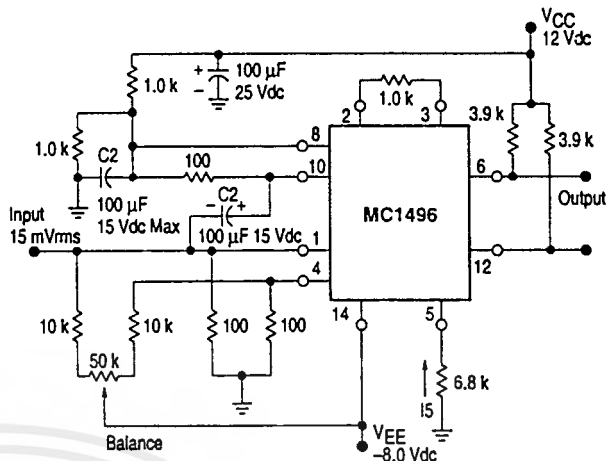
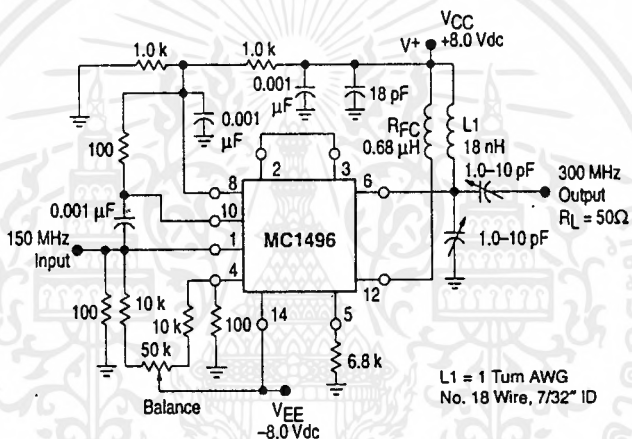


Figure 32. 150 to 300 MHz Doubler



L1 = 1 Turn AWG No. 18 Wire, 7/32" ID



Balanced Modulator Spectrum
DEFINITIONS

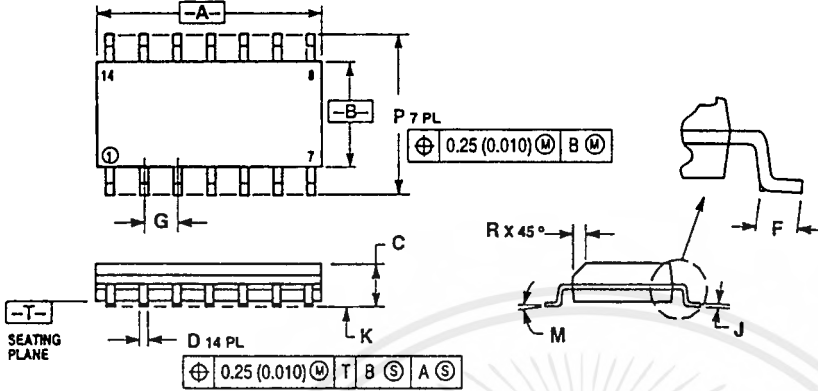
- f_C Carrier Fundamental
- f_S Modulating Signal
- $f_C \pm f_S$ Fundamental Carrier Sidebands
- $f_C \pm n f_S$ Fundamental Carrier Sideband Harmonics
- $n f_C$ Carrier Harmonics
- $n f_C \pm n f_S$ Carrier Harmonic Sidebands

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC1496, B

OUTLINE DIMENSIONS

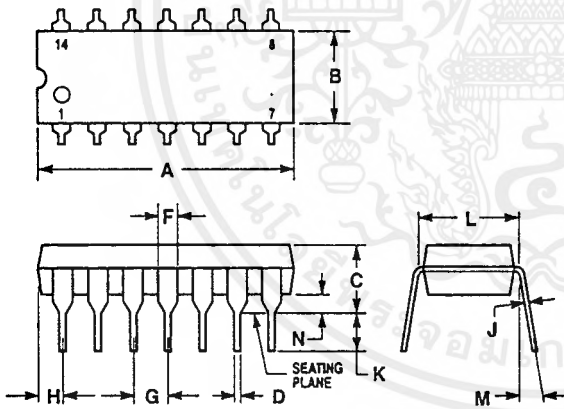
D SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 751A-03 (SO-14) ISSUE F



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.005) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.228	0.244
R	0.25	0.56	0.010	0.019


P SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 646-06 ISSUE L



- NOTES:
1. LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 4. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.56
B	0.240	0.260	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01



Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and  are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com – TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



MOTOROLA

MC1496/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิพนธ์ 

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

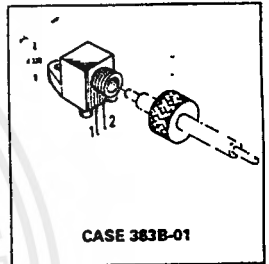
Fiber Optics — FLCS Family Visible Red LED

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 MFOD70 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**



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	V_R	5	Volts
Forward Current — Continuous	I_F	60	mA
Forward Current — Peak Pulse	I_F	1	A
Total Power Dissipation $(T_A = 25^\circ\text{C})$ Derate above 35°C	P_D	132 2	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range	T_A	-40 to +100	°C
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to +100	°C
Lead Soldering Temperature (2)	—	260	°C

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

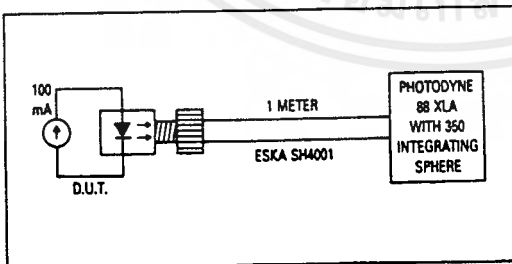


Figure 1. Power Launched Test Setup

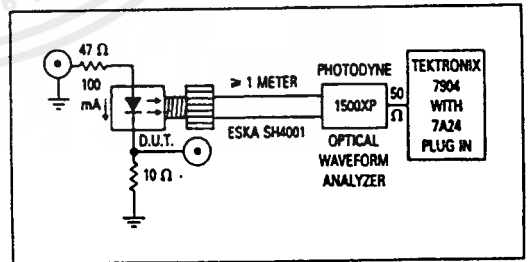


Figure 2. Optical Turn-On and Turn-Off Test Setup

MFOE76

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	μA
Forward Voltage ($I_F = 60\text{ mA}$)	V_F	—	1.8	2.2	V
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV_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 ($I_F = 60\text{ mA}$)	λ_p	—	660	—	nm
Instantaneous Power Launched ($I_F = 100\text{ mA}$, Figure 1)	P_L	200	540	—	μW
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	—	6	—	MHz

(1) $I_F = 100\text{ mA}$ pk-pk, 100% modulation.

TYPICAL CHARACTERISTICS

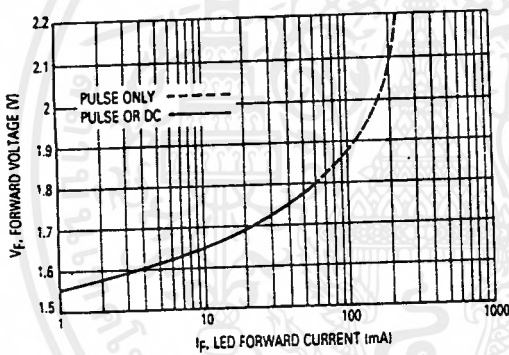


Figure 3. Forward Voltage versus Forward Current

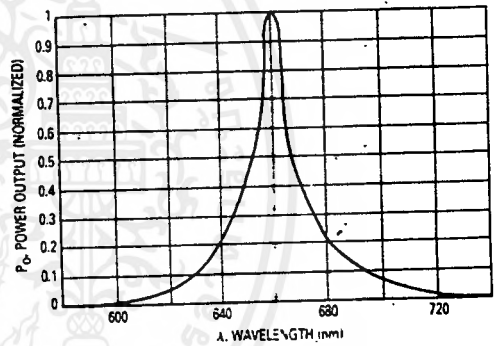


Figure 4. Relative Spectral Output

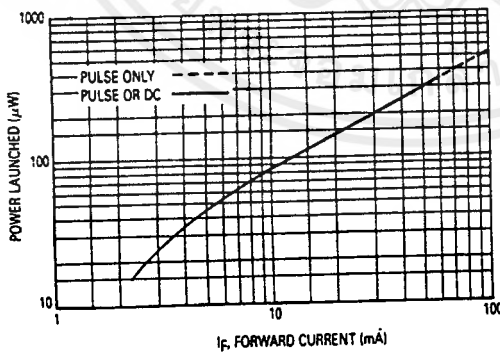


Figure 5. Power Launched versus LED Forward Current

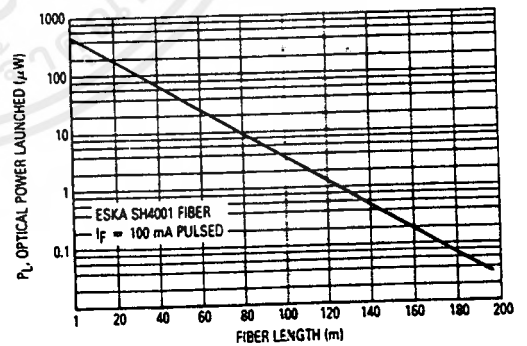


Figure 6. Power Launched versus Fiber Length

76

ONLY
DCS
LED

3-01

Unit
Volts
mA
A
mW
mW/C
°C
°C
°C

EKTRONIX
7804
WITH
7A24
PLUG IN

Setup

MFOE76

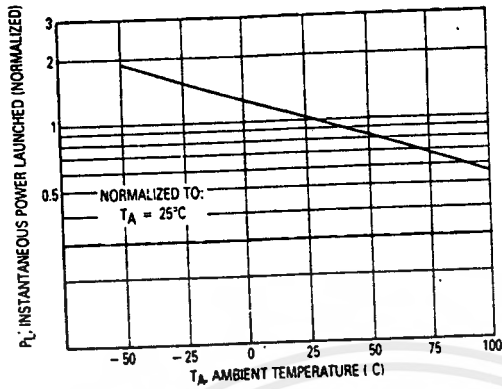


Figure 7. Instantaneous Power Output versus Ambient Temperature

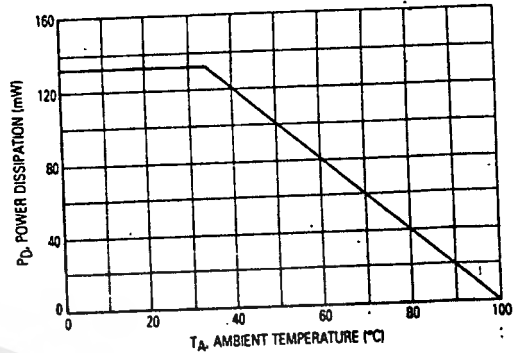


Figure 8. Power Dissipation

The system length achieved with a MFOE76 emitter and various detectors, using 1000 micron core plastic fiber (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.

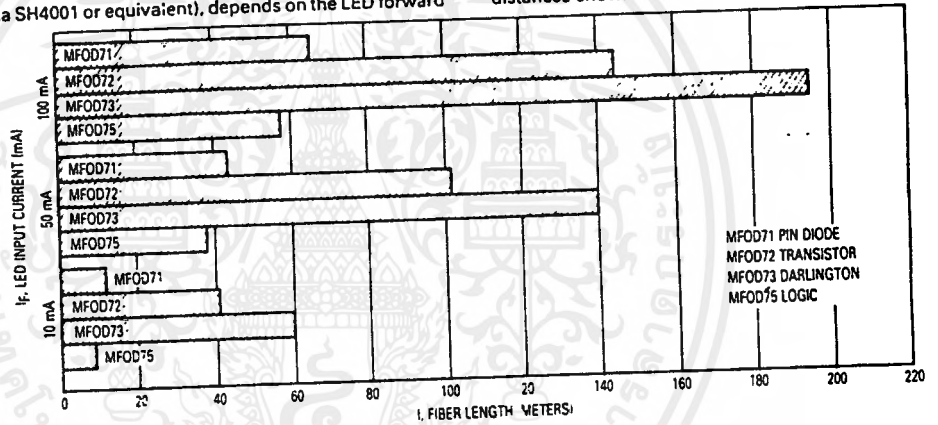


Figure 9. MFOE76 Working Distances

5

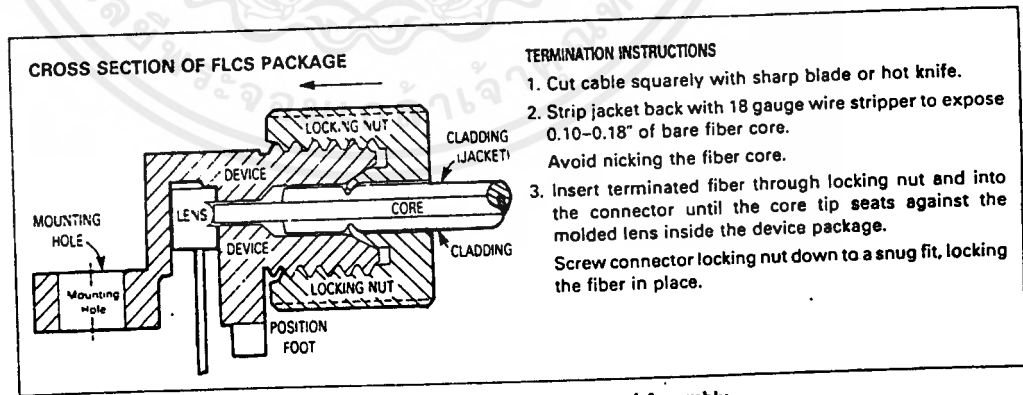
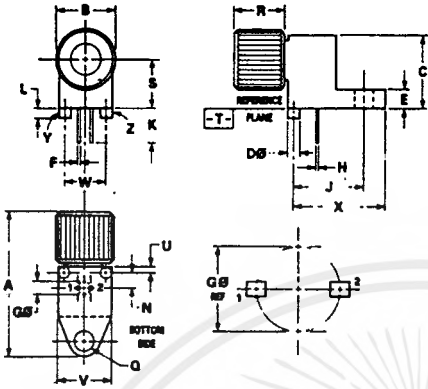


Figure 10. FO Cable Termination and Assembly

MFOE76

OUTLINE DIMENSIONS

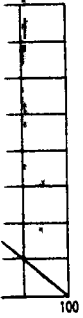


- NOTES:
1. Y AND Z ARE DATUM DIMENSIONS AND T IS A DATUM SURFACE.
 2. POSITIONAL TOLERANCE FOR D @ (Z PL):
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 3. POSITIONAL TOLERANCE FOR F DIMENSION (Z PL):
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 4. POSITIONAL TOLERANCE FOR H DIMENSION (Z PL):
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 5. POSITIONAL TOLERANCE FOR Q @:
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 6. POSITIONAL TOLERANCE FOR B:
 $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T)}$
 7. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 8. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	19.30	21.33	0.759	0.840
B	9.74	9.79	0.383	0.379
C	7.62	8.12	0.300	0.320
D	1.55	1.62	0.061	0.064
E	2.41	2.48	0.095	0.105
F	0.43	0.58	0.017	0.023
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.37	0.45	0.015	0.018
J	7.62 BSC		0.300 BSC	
K	9.37	11.43	0.369	0.450
L	1.24	1.65	0.049	0.065
N	2.54 BSC		0.100 BSC	
Q	3.25	3.30	0.128	0.130
R	7.52	8.12	0.296	0.320
S	5.08 BSC		0.200 BSC	
U	0.86	0.91	0.034	0.036
V	6.98	7.11	0.275	0.280
W	5.30 BSC		0.209 BSC	
X	10.67	11.55	0.420	0.455

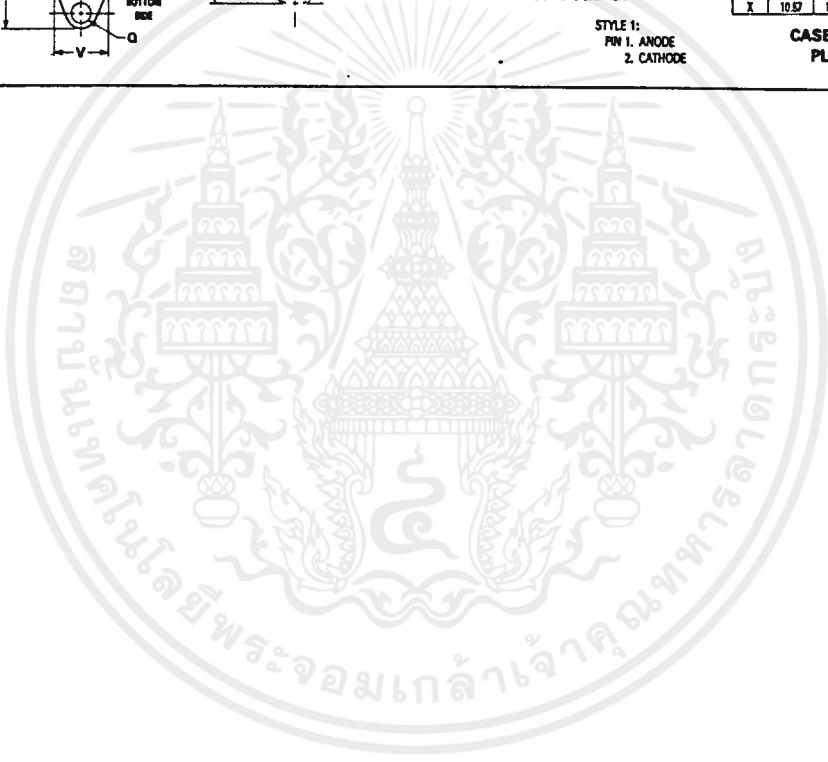
STYLE 1:
 PIN 1. ANODE
 2. CATHODE

CASE 363B-01
 PLASTIC



chosen.
 p to the

e.
 xpose
 d into
 st the
 cking



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fiber Optics — FLCS Family
Photo Detector
Diode Output

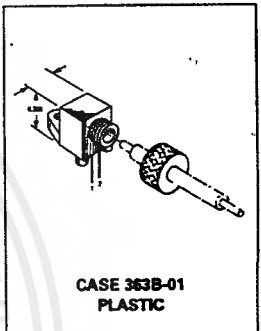
MFOD71

FLCS FAMILY
FIBER OPTICS
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)



5

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Reverse Voltage	MFOD71 V_R	100	Volts
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 2	mW mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-40 to +100	°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 ($I_R = 10\ \mu\text{A}$)	$V_{(BR)R}$	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	—	Ohms
Total Capacitance ($V_R = 20\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$)	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	—	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Response Time ($V_R = 5\text{ V}, R_L = 50\ \Omega$)	$t_{(resp)}$	—	5	—	ns

MFOD71

TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

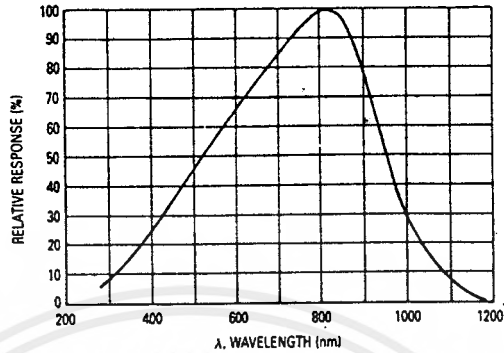


Figure 1. Relative Spectral Response

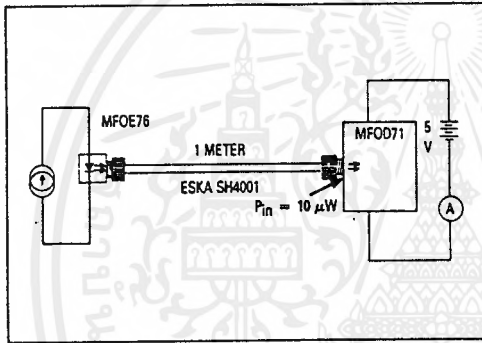


Figure 2. Responsivity Test Configuration

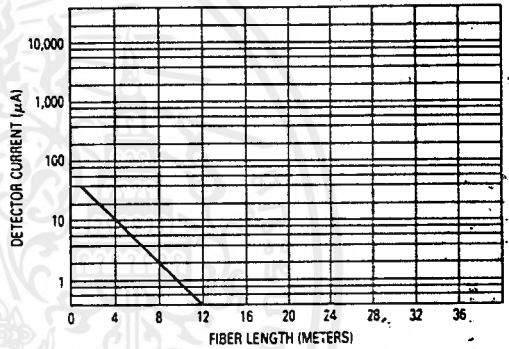


Figure 3. Detector Current versus Fiber Length

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.

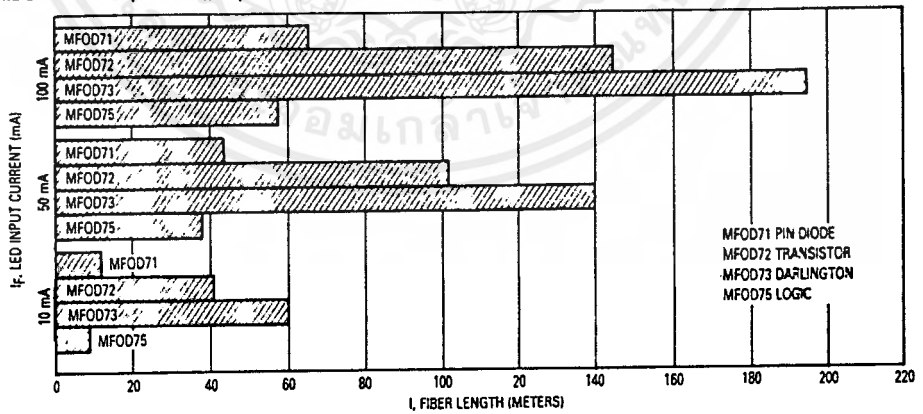


Figure 4. MFOE76 Working Distances

MFOD71

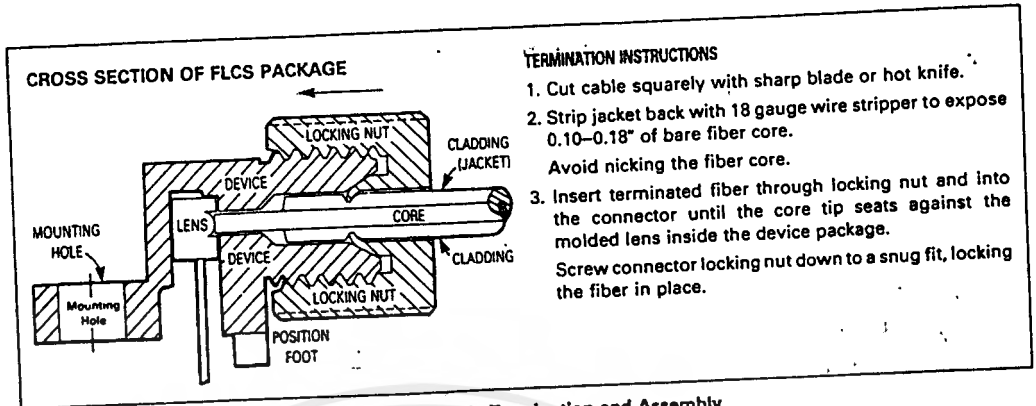


Figure 5. FO Cable Termination and Assembly

INPUT SIGNAL CONDITIONING

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

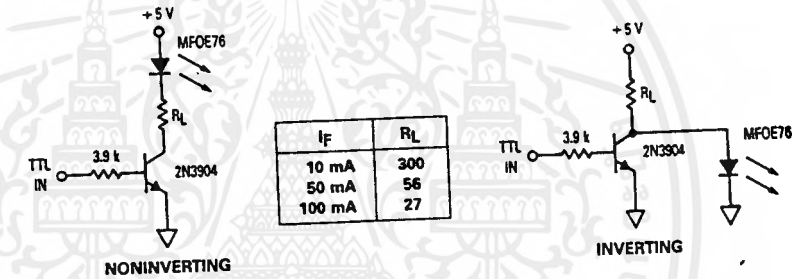


Figure 6. TTL Transmitters

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.

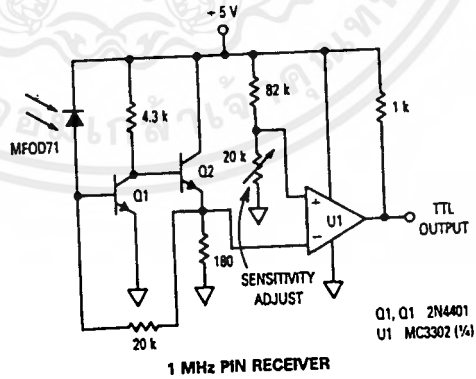
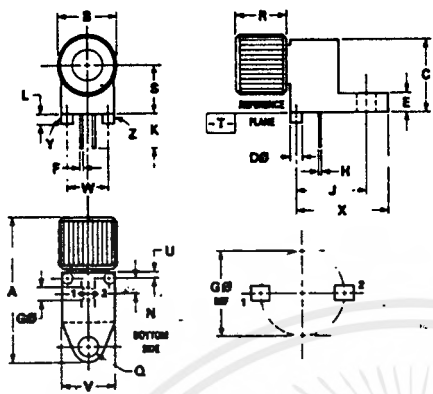


Figure 7. TTL Receiver

MFOD71

OUTLINE DIMENSIONS



- NOTES:
1. Y AND Z ARE DATUM DIMENSIONS AND T IS A DATUM SURFACE.
 2. POSITIONAL TOLERANCE FOR D @ D PL: $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 3. POSITIONAL TOLERANCE FOR F DIMENSION D PL: $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 4. POSITIONAL TOLERANCE FOR H DIMENSION D PL: $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 5. POSITIONAL TOLERANCE FOR O @: $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T) Y (Z)}$
 6. POSITIONAL TOLERANCE FOR B: $\pm 0.25 (0.010) \text{ (T)}$
 7. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1992.
 8. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

STYLE 1:
PIN 1. CATHODE
2. ANODE

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	13.30	17.33	0.709	0.940
B	8.14	8.28	0.300	0.326
C	7.62	8.12	0.300	0.320
D	1.55	1.62	0.061	0.064
E	2.41	2.86	0.095	0.115
F	0.40	0.58	0.017	0.023
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	0.33	0.48	0.013	0.019
J	7.62 BSC		0.300 BSC	
K	9.97	11.43	0.392	0.450
L	1.14	1.68	0.045	0.066
M	2.54 BSC		0.100 BSC	
O	2.05	2.30	0.120	0.130
P	7.62	8.12	0.300	0.320
S	5.08 BSC		0.200 BSC	
U	0.89	0.91	0.035	0.036
V	6.86	7.11	0.270	0.280
W	5.08 BSC		0.200 BSC	
X	18.87	11.58	0.743	0.456

CASE 3638-01
PLASTIC



กิตติกรรมประกาศ

คนแรกที่จะขอกล่าวถึงคือ อาจารย์อภิรักษ์ มัชฌานนท์ ที่เป็นผู้ให้ความรู้และช่วยแก้ปัญหาต่างๆ ที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังกรุณาช่วยเหลือให้โครงการนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีครับ พวกผมขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ที่ให้ความเอ็นดูและให้ความกรุณาแก่พวกผมมากครับ ที่ลืมไม่ได้อีกคนก็คือ คุณเศรษฐกร กามเมือง (พี่อ้อ) ที่ให้ความช่วยเหลือในการทำโครงการนี้มากเหลือเกิน พี่ให้ความรู้และไม่เคยทิ้งพวกผม ช่วยเหลือพวกผมจนวินาทีสุดท้าย จนโครงการนี้สำเร็จและผ่านไปด้วยดี พวกผมซึ่งในบุญคุณพี่มากครับ พวกผมไม่มีวันลืมและจะหาโอกาสตอบแทนบุญคุณพี่แน่นอนครับ นอกจากนี้ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อและ คุณแม่ และคุณพี่ ที่เป็นห่วงเป็นใยในการทำโครงการนี้ และ ขอบคุณเพื่อนๆ และน้องๆ ทั้งในภาค และชุมชน music ที่คอยถามไถ่ ให้กำลังใจ และพร้อมให้ความช่วยเหลือสุดท้ายนี้ขอขอบคุณโชคชะตาที่กลับมาทำให้พวกเราผ่านการทำโครงการนี้ไปได้โดยสวัสดิภาพ

คณะผู้จัดทำ



หนังสืออ้างอิง

1. ศศ. อภินันท์ มัชฌานนท์ , ทฤษฎีการสื่อสารเส้นใยแสง , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2537
2. John L. Hillburn and David E. Johnson , Manual of Active Filter Design , New York:Mc Graw-Hill , 1993
3. Endel Viga , Optoelectronics , New Jersey:Prentice-Hall International , 1995
4. William Schweber , Electronic Communication Systems , New Jersey:Prentice-Hall , 1996
5. J.Dunlop and D.G.Smith , Telecommunications Engineering , Chapman&Hall , 1994

