



ปีการศึกษา 2532

การสื่อสารแบบดิจิทัลและอนาล็อกผ่านเส้นใยแสง  
( DIGITAL AND ANALOG OPTICAL FIBER LINK )

โดย

นายวรพงษ์ สันติเดช 29.1203

นายสมชาย อังคนาวีเศษกุล 29.1259

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผ.ศ. อภินันท์ มัญญานนท์

ปริญญาโทปีการศึกษา 2532

ภาควิชา โทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง  
เรื่อง การสื่อสารแบบดิจิทัลและอนาล็อกผ่านเส้นใยแสง

( DIGITAL AND ANALOG OPTICAL FIBER LINK )

ผู้จัดทำ

1. นายวรพงษ์ สันติเดช

29. 1203

2. นายสมชาย อังคนาวีเศษกุล

29. 1259

อภินันท์ มัชฌิมานนท์

อาจารย์ที่ปรึกษา

( ผ.ศ. อภินันท์ มัชฌิมานนท์ )

การสื่อสารแบบดิจิทัลและอนาล็อกผ่านเส้นใยแสง  
( DIGITAL AND ANALOG OPTICAL FIBER LINK )

วรพงษ์ สันติเดช 29.1203  
สมชาย อังคนาวีเศษกุล 29.1259  
อาจารย์ที่ปรึกษา  
ผศ. อภินันท์ มั่นยานนท์

บทคัดย่อ

ในปฏิญานีพนธ์ฉบับนี้ เป็นการออกแบบระบบการสื่อสารข้อมูลผ่านเส้นใยแสง ซึ่งสามารถรับสัญญาณดิจิทัล และอนาล็อกผ่านเส้นใยแสง ประกอบด้วยสายเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง (E/O) อาศัยการมอดูเลทแบบอินเทนซิติมีออดูเลชัน (INTENSITY MODULATION) โดยมีอุปกรณ์กำเนิดแสงแบบโรซ์อีมีตติ้งไดโอด ( LIGHT EMITTING DIODE LED ) เป็นตัวขับกำลังแสง (OPTICAL FIBER) ตามลักษณะสัญญาณที่ต้องการมอดูเลทผ่านเส้นใยแสง ทางตัวรับจะมีอุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า (O/E) โดยอาศัยอุปกรณ์รับแสงแบบพินโฟโตไดโอด (P.I.N PHOTO DIODE) ทำงานในโหมดของโฟโตคอนดักทีฟเปลี่ยนระดับกำลังงานแสงที่ตัวรับให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ผ่านเข้าสู่วงจรขยายเพื่อทำการขยายสัญญาณให้ได้ระดับโวลเตจที่ต้องการ

## DIGITAL AND ANALOG OPTICAL FIBER LINK

Vorapong Santidej 291203  
Somchai Angkanavisetkul 291259  
Assistant Professor Apinant Manyanon  
1989

### Abstract

This is design for application with optical fiber. The application uses both analog and digital communication. The light emitting diode (LED) and driving circuit which drive current to optical signal by intensity modulation. It is sent through the optical fiber to receiver which the pin photodiode changes to electrical signal and also it is amplified to the original which can use in many applications.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 เส้นใยแสง	2
บทที่ 3 อุปกรณ์กำเนิดแสงและการมอดูเลต	14
บทที่ 4 อุปกรณ์รับแสง	27
บทที่ 5 การคำนวณและการสร้างวงจรภาคส่งและรับ	36
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	49
บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์	55
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

## บทที่ 1

### บทนำ

ความต้องการในการแลกเปลี่ยนข่าวสารและข้อมูล ในปัจจุบันเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ทำให้ระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแสง (OPTICAL FIBER COMMUNICATION SYSTEM) ซึ่งสามารถส่งข่าวสารและข้อมูลได้จำนวนมากในเวลาเดียวกันและมีข้อดีอื่น ๆ อีกมากเมื่อเทียบกับระบบการสื่อสารด้วยเคเบิล (METALLIC CABLE) ทวีความสำคัญยิ่งขึ้น คาดว่าในศตวรรษที่ 20 จะเป็นยุคของระบบสื่อสารเส้นใยแสง สำหรับประเทศไทยก็มีหน่วยงานที่รับผิดชอบในด้านการบริการสื่อสารเริ่มนำระบบการสื่อสารเส้นใยแสงมาใช้ในบางส่วน และมีโครงการที่จะใช้เพิ่มขึ้นในอนาคตอันใกล้

การทำปฏิญานินท์เรื่องระบบการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแสง เพื่อศึกษาออกแบบอุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นสัญญาณแสง (E/O) และอุปกรณ์เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า (O/E) อาศัยวงจรขั้วกระแส ซึ่งจะขั้วกระแสตามการเปลี่ยนระดับโวลเตจของสัญญาณไฟฟ้า เมื่อใช้ขั้ว LED ให้ปล่อยพลังงานแสงที่มีความเข้มแสง (OPTICAL POWER) ซึ่งสัมพันธ์กับระดับโวลเตจของสัญญาณไฟฟ้า ออกแบบโดยใช้ LED เบอร์ FFC-R-1013 ใช้งานย่านกระแส 30-60 ms เพราะเป็นช่วงที่มีกำลังแสง (OPTICAL POWER) และกระแสขั้ว LED ( $I_f$ ) มีความสัมพันธ์เชิงเส้นที่สุดจึงสามารถลดผลจากการไม่เป็นเชิงเส้นของการมอดูเลท ทางด้านรับใช้อุปกรณ์รับแสงแบบพิน-โฟโตไดโอด (PIN PHOTO DIODE) ทำงานในโหมดของโฟโตคอนดักทีฟ โดยขั้วโวลเตจไบอัสย้อนกลับให้วงจร จากการคำนวณกำลังทางแสงต่ำสุดที่ทางด้านรับสามารถรับได้ คือ 23  $\mu$ W ดังนั้นจึงออกแบบให้ทางด้านรับสามารถขยายสัญญาณที่ระดับโวลเตจต่ำคือประมาณ 5 mV ผ่านวงจรขยาย 2 ส่วน วงจรขยายภาคแรกจะไม่ต้องการ GAIN สูงมาก เพราะต้องการคำนึงถึงระดับ S/N ( SIGNAL TO NOISE RATIO ) วงจรขยายภาคแรกจึงควรมีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงมาก เช่นวงจรขยายแบบทรานอิมพีแดนซ์ ส่วนวงจรขยายส่วนหลังจะเป็นส่วนที่ขยายสัญญาณให้ได้ระดับ

## บทที่ 2

### เส้นใยนำแสง

#### 2.1 โครงสร้างของเส้นใยนำแสง

ใยนำแสงประกอบด้วยแกนกลาง (core) แล้วล้อมรอบด้วยชั้นของวัสดุที่เรียกว่าแคลคดิ่ง (cladding) และแคลคดิ่งนี้จะถูกหุ้มไว้ด้วย แจคเค็ท (jacket) อีกชั้นหนึ่งแกนของใยนำแสงจะคอยส่งผ่านคลื่นแสง โดยมีแคคดิ่งจะเป็นตัวบ่งกัน เก็บคลื่นแสงไว้ให้อยู่ภายในแกนและช่วยให้แกนมีความแข็งแรงมากขึ้น ส่วนแจคเค็ทจะคอยป้องกันความชื้นรอยขีดขูด รอยสึก ที่อาจเกิดกับใยนำแสงได้



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของใยนำแสง

แกนและแคลคดิ่งทำจากวัสดุจำพวกแก้วหรือพลาสติก แบ่งออกเป็น 3 ชนิดคือ

1. แกนและแคลคดิ่งเป็นพลาสติก
2. แกนและแคลคดิ่งเป็นแก้ว
3. แกนเป็นแก้ว แคลคดิ่งเป็นพลาสติก

ในกรณีที่เป็นพลาสติก แกนจะเป็นพวกลินีสเตอริน (Polystyrene) หรือ โพลีเมทาออล เมททาคริลเลท (Polymethyl metagrylate) ส่วนแกนและแคลคดิ่งโดยทั่วไปเป็นพวกซิลิคอน (Silicone) หรือ เทฟลอน (Teflon)

ถ้าเป็นแก้วจะต้องมีความบริสุทธิ์มาก อย่างไรก็ตามเราอาจเจือปนโบรอนเยอรมันเนียม หรือ ฟอสฟอรัสได้เล็กน้อย ซึ่งสารพวกนี้จะทำให้ดัชนีการหักเหของแสงเปลี่ยนแปลงไป

โบรอนออกไซด์เมื่อนำมาเจือปนกับซิลิกาจะเกิดเป็นแก้วโบโรซิลิเกต (Borosilicate glass) ซึ่งเป็นแคลคดิ่งของใยนำแสงเพื่อทำให้ใยนำแสงมีประสิทธิภาพดีขึ้นกว่าเดิม นักวิทยาศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา 2 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

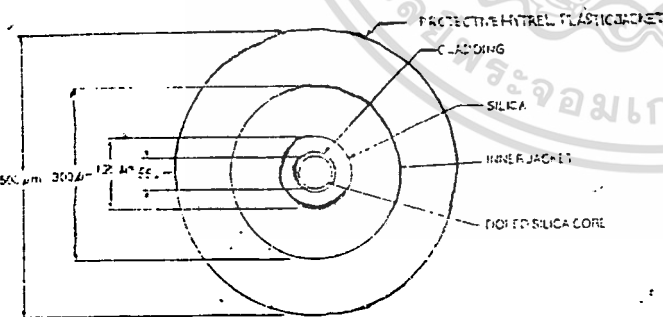
ของห้องทดลองเบล (Belllab) ได้ทำการทดลองกับสังกะสีคลอไรด์ (Zinc chloride) ซึ่งมีใช้ซิลิกา ปรากฏว่ามีประสิทธิภาพดีกว่าใยนำแสงแบบซิลิกาถึง 1,000 เท่า

ในการเปรียบเทียบระหว่างใยนำแสงแบบแก้ว กับ แบบพลาสติก แบบพลาสติกมีความยืดหยุ่นราคาถูกลงง่ายในการติดตั้งและการติดต่อกิ่งทั้งสามารถทนความเค้น (stress) ได้มากกว่าแบบแก้ว และมีน้ำหนักเพียง 40% ของใยนำแสงแบบแก้ว แต่อย่างไรก็ตามแบบพลาสติกไม่สามารถส่งแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพ เนื่องจากการสูญเสียในสายสูง ซึ่งจะใช้กับระยะทางสั้นๆ เท่านั้น เช่น ภายในอาคาร เป็นต้น ใยนำแสงที่มีแกนเป็นแก้วได้นำมาใช้กันอย่างกว้างขวางมากกว่าแบบพลาสติก

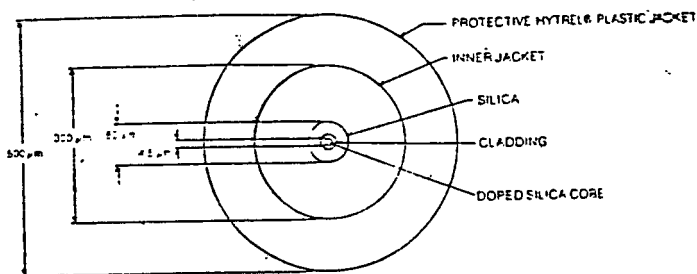
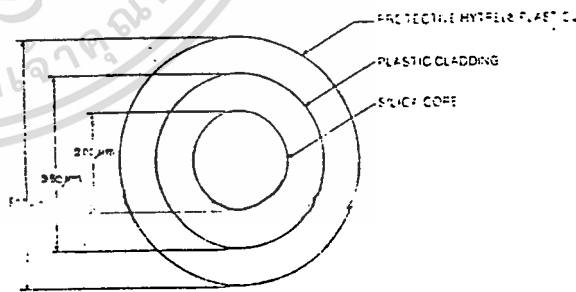
## 2.2 ขนาดของเส้นใยนำแสง

เส้นใยนำแสงโดยทั่วไปแล้วผลิตมาในความยาว 1 กิโลเมตร (3,280 ฟุต) โดยปราศจากรอยต่อ (Splice) บางครั้งเมื่อใช้กับงานที่พิเศษอาจต้องทำให้ยาวถึง 10,000 ฟุต เส้นใยนำแสงมีขนาดเล็กมากเมื่อเทียบกับเส้นผม เส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกจะมีขนาดตั้งแต่ 0.1-0.15 มม. เมื่อเทียบกับสายทองแดง ซึ่งโดยทั่วไปเส้นผ่านศูนย์กลางภายนอกที่เล็กที่สุดจะมีขนาด 0.32-1.2 มม. แกนของวใยนำแสงมีขนาดตั้งแต่ 5 ถึง 600 ไมโครเมตรขณะที่แคลคดิ่งมีขนาดตั้งแต่ 125-750 ไมโครเมตร แคลคดิ่งตต้องมีความหนาอย่างน้อยประมาณ 1 หรือ 2 เท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ส่งผ่านเข้าไปในแกนเพื่อป้องกันให้แสงอยู่ภายในแกนเท่านั้น ส่วนแฉกเค้ที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางเป็นเส้นผ่านศูนย์กลางทั้งหมดของสายใยนำแสง ซึ่งขนาดของใยนำแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูป 2.2

DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



SINGLE MODE STEP INDEX OPTICAL FIBER  
DIMENSIONS SHOWN ARE NOMINAL VALUES



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะ-core plastic clad silica optical fiber เท่านั้นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.3 ประโยชน์ของการสื่อสารโดยใช้เส้นใยแสง

ประโยชน์ในการใช้เส้นใยแสงแทนเคเบิลหรือโคแอกเซียล (cable or coaxial) ด้านการทำงานและความคุ้มค่าในการลงทุน มีดังนี้

1. ให้แบนวิดท์ที่กว้างกว่า (Greater bandwidth) การใช้พาหะที่มีความถี่สูงขึ้น ในระบบสื่อสารทำให้อแบนวิดท์ (bandwidth) ของสัญญาณที่กว้างมากขึ้นด้วย เพราะออปติกไฟเบอร์ (optical fiber) ขึ้นกับพาหะที่มีความถี่อยู่ในช่วง  $10^{13}$ - $10^{14}$  Hz เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่วิทยุซึ่งมีความถี่  $10^6$ - $10^8$  Hz แล้ว จะเห็นว่าแบนวิดท์ของสัญญาณกว้างขึ้นถึง  $10^6$  เท่า

2. ขนาดเล็กและน้ำหนักเบา (Small size and weight) ไฟเบอร์ (fiber) เพียงเส้นเดียวสามารถแทนคู่สายทองแดงขนาดใหญ่ แต่สะดวก เช่น สายเคเบิลทางโทรศัทพ์ที่มี 1,000 คู่สายมีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 7-10 เซนติเมตรสามารถใช้ไฟเบอร์เพียงเส้นเดียวที่มีเส้นผ่าศูนย์กลาง 1.5 เซนติเมตรแทนได้ ในการส่งจำนวนสัญญาณที่เท่ากัน

3. สูญเปลืองต่ำ (Low attenuation) ขนาดความยาวของแสงที่เท่ากัน Optic Fiber มีค่าการสูญเสียเนื่องจาก Attenuate น้อยกว่า สายคู่ (Twisted wire) หรือ โคแอกเซียลเคเบิล (coaxial cable) ถึงแม้ว่าการสูญเสียของสาย Optical Fiber จะไม่เหมือนกับสายที่ใช้กัน ซึ่งไม่ขึ้นกับความถี่ของสัญญาณ

4. ไม่ถูกรบกวนโดย EMI (Freedom from EMI) เนื่องจากสายออปติกคอลลไฟเบอร์ไม่ได้สร้างจากเส้นลวดเหมือนสายเคเบิล แต่สร้างจากแก้ว (Glass) หรือซิลิคอน (Silicon) ดังนั้นจึงไม่แผ่หรือรบกวนโดยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electro-magnetic interference; EMI) และไม่ตั้งใช้เทคนิคหรือวิธีการชิลด์ (Shield) ที่มีราคาแพงหรือยุ่งยากเพื่อป้องกันการรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า

5. คงทนไม่ถูกรบกวนโดยสภาพดินฟ้าอากาศ (Ruggedness) แก้วหรือซิลิคอนมีความแข็งแรงกว่าโลหะถึง 20 เท่า และซิลิคอนหรือแก้วก็เป็นธาตุเฉื่อย ดังนั้นสภาพแวดล้อมจึงมีผลน้อยกว่าแบบสายที่ทำด้วยโลหะ (wire)

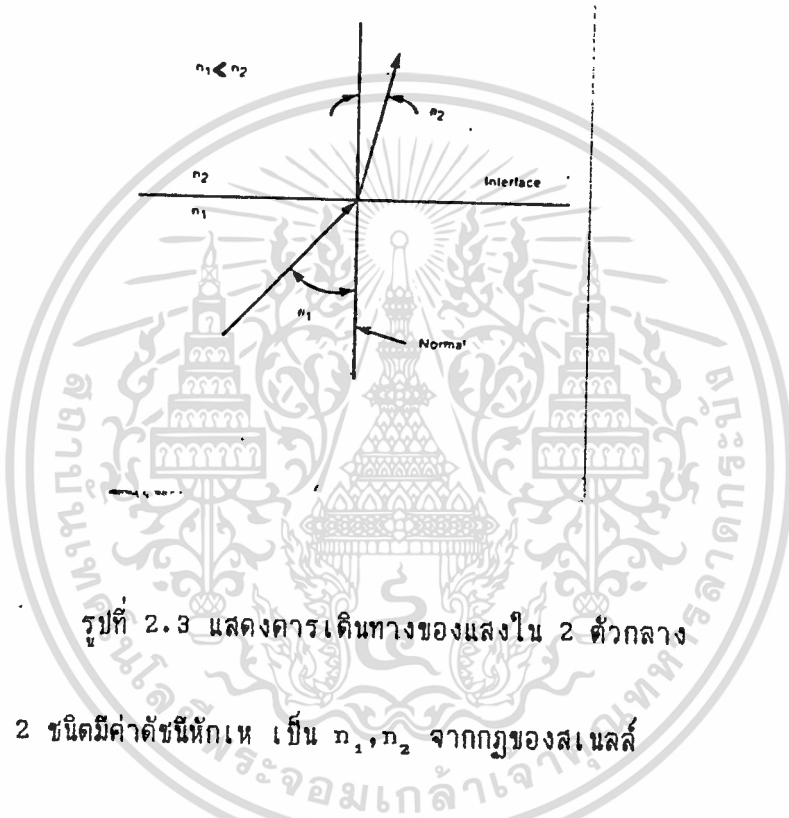
6. มีความปลอดภัย (Safety) ในระบบสายโลหะจำเป็นต้องป้องกันอันตรายให้กับอุปกรณ์หรือมนุษย์จากการช็อต ระหว่างสายหรือระหว่างสายกับกราวด์ (Ground) ซึ่งเมื่อใช้สายออปติกไฟเบอร์ แล้ว จะไม่มีปัญหาเกี่ยวกับสิ่งเหล่านี้

7. ราคาถูกกว่า (Low Cost) ราคาของสายออปติกคอลลไฟเบอร์ ในปัจจุบันมีราคาต่ำลงเรื่อยๆ ในขณะที่ราคาของสายโลหะมีราคาเพิ่มขึ้น ในทางปฏิบัติทุกวันนี้ ราคาของการออกแบบระบบที่ใช้สาย ออปติกไฟเบอร์ มีราคาต่ำกว่าระบบแบบใช้โลหะ

## 2.4 คุณสมบัติที่สำคัญเส้นใยนำแสง

การทำงานของ เส้นใยแสง ทางสนามแม่เหล็กไฟฟ้าสามารถได้สมการของแมกเวลล์วิเคราะห์ได้ แต่ยุ่งยากซับซ้อน สำหรับผู้ใช้โดยทั่วไป ไปแล้วสามารถวิเคราะห์โดยใช้ทางเดินของแสงทางด้านเรขาคณิตแทน

จากการวิเคราะห์ทางเดินของแสงทางเรขาคณิต ดังรูป 2.3 โดยใช้กฎของสเนลล์ (Snell Law)



รูปที่ 2.3 แสดงการเดินทางของแสงใน 2 ตัวกลาง

ตัวกลาง 2 ชนิดมีค่าดัชนีหักเห เป็น  $n_1, n_2$  จากกฎของสเนลล์

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2 \quad \text{----- (2.1)}$$

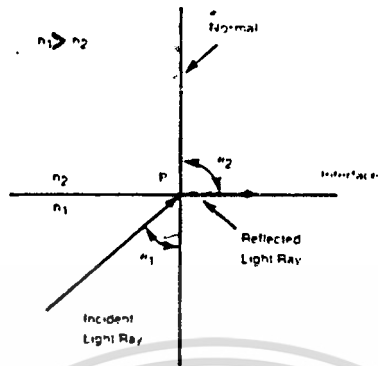
มุมสะท้อน

$$\sin \theta_2 = n_1/n_2 \sin \theta_1 \quad \text{----- (2.2)}$$

ถ้าตัวกลางที่ 1 เป็นอากาศ มีค่าดัชนีหักเห = 1  $n_2$  มีค่ามากกว่า 1 ดังนั้น  $n_2$  มีค่ามากกว่า  $\theta_1$  ในการผ่านจากตัวกลาง 1 ไปยังตัวกลาง 2

ถ้าตัวกลางที่ 1 ไม่ใช่อากาศ แต่ยังมีค่าดัชนีหักเหต่ำกว่าตัวกลาง 2 ( $n_1 < n_2$ ) ปรากฏการณ์ก็ยังเป็นลักษณะเดิม

แต่ถ้า  $n_2 > n_1$  รูปที่ 2.4 จะพบว่า  $\theta_2 > \theta_1$  หรือทิศทางการเดินทางของแสงจะมีค่าต่างๆ หนึ่งในจะทำให้แสงสะท้อนออกหมดไม่สามารถเข้าไปในตัวกลาง 2 ได้



รูปที่ 2.4 การเดินทางของแสงที่นำมาใช้เป็น เส้นใยนำแสง

กรณีเกิดการสะท้อนกลับหมด  $\theta_2 = 90^\circ$  ( $n_1 > n_2$ ) จากกฎของ สเนลล์

$$\sin \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 \quad \text{----- (2.3)}$$

$$\sin \theta_1 = \frac{n_2}{n_1} = \sin \theta_c \quad \text{----- (2.4)}$$

มุม  $\theta_c$  เรียกว่า มุมวิกฤต (critical angle) เป็นมุมที่ทำให้เกิดการสะท้อนกลับหมด แสงไม่สามารถเดินทางไปยังตัวกลางที่ 2

คุณลักษณะของการสะท้อนของแสงที่ตกกระทบที่ทำมุมมากกว่ามุมวิกฤตนี้เอง ที่ใช้หลักการสำคัญที่ใช้ใน เส้นใยนำแสง

จากรูป 2.4 จุด P เราวิเคราะห์ที่ตามกฎของสเนลล์ จะหาค่าของ  $\theta_c$  ได้

$$\theta_c = \theta_{c1} = \sin^{-1} n_2/n_1 \quad \text{----- (2.5)}$$

แต่มุม  $\theta_c$  เป็นประกอบมุมฉากกับ  $\theta_1$

$$\theta_{2(\max)} = \sin^{-1} \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}/n_1 \quad \text{----- (2.6)}$$

จากกฎของสเนลล์ ที่แสงตกกระทบผิวของท่อนำคลื่นที่ทางเข้า (โดยอากาศมี  $n = 1$ ) สมการจะได้

$$\sin \theta_{1(\max)} = n_1 \sin \theta_{2(\max)} \quad \text{----- (2.7)}$$

สมการได้ 
$$\sin \theta_{1(\max)} = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)}$$

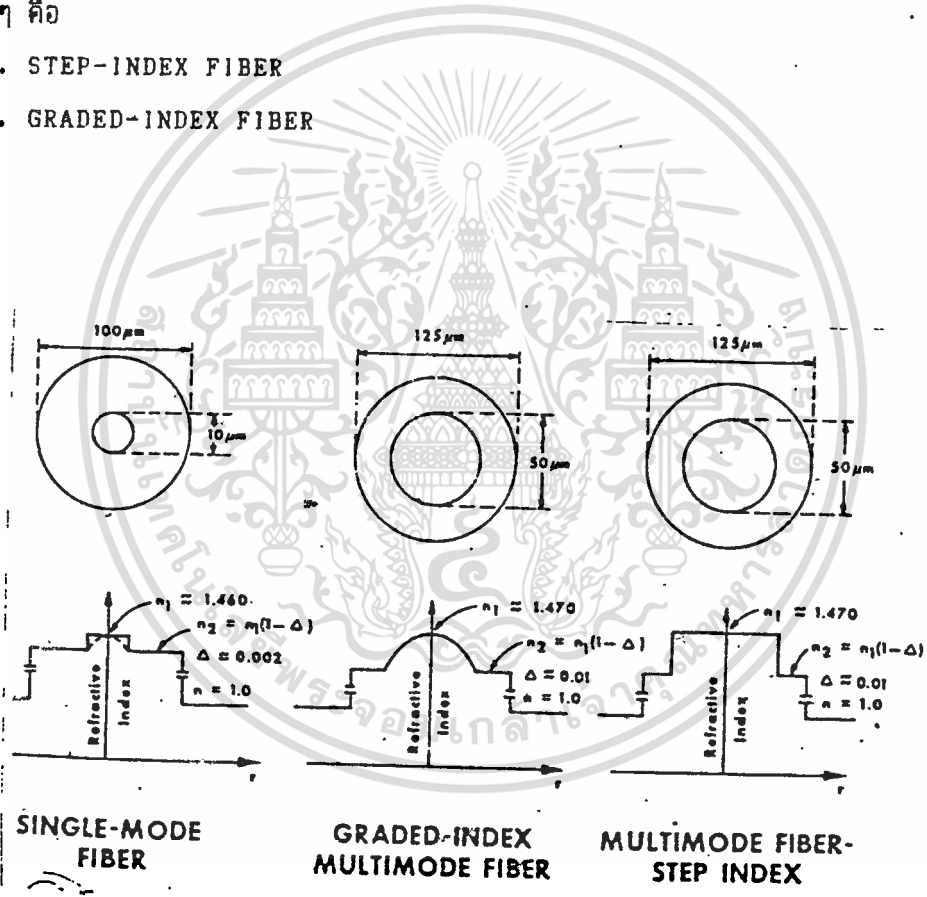
$\theta_{1(\max)}$  แทนมุมที่เป็นไปได้มากที่สุดของแสงที่ตกกระทบที่จะทำให้เกิดการสะท้อนภายใน  
 ท่อนำคลื่นที่จะสามารถส่งผ่านแสงไปได้ แสงที่เข้าไปในใยแก้วโดยทำมุม  $\theta_1 > \theta_{1(\max)}$  จะ  
 ไม่เกิดการสะท้อนที่จุด P เลยไปหมด ค่าของ  $\theta_{1(\max)}$  เป็นพารามิเตอร์ (Parameter)  
 สำคัญอย่างหนึ่งของ เส้นใยนำแสง ซึ่งจะกำหนดค่ามุม Half-angle ของโคน (cone) จะที่  
 ยอมให้แสงผ่านไปตามท่อนำแสงได้ เรียกว่า Numerical aperture; NA

$$N.A. = \sin \theta_{1(\max)} = \sqrt{(n_1^2 - n_2^2)} \quad (2.8)$$

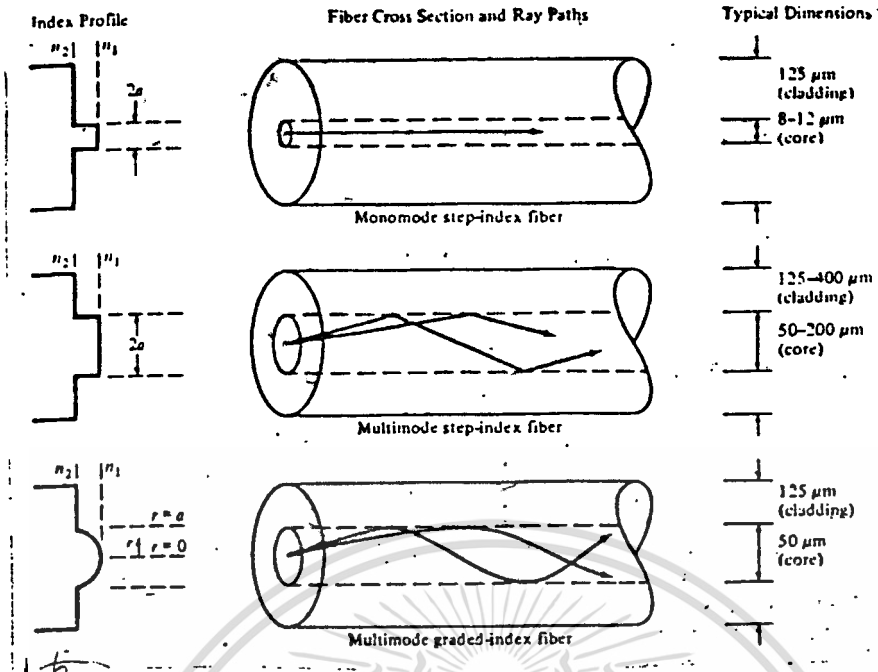
2.5 ชนิดของเส้นใยนำแสง

การเปลี่ยนแปลงของส่วนประกอบของสารใน core ทำให้แบ่งเส้นใยนำแสงออกเป็น 2  
 ชนิดใหญ่ๆ คือ

1. STEP-INDEX FIBER
2. GRADED-INDEX FIBER



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของเส้นใยนำแสงชนิดต่างๆ



รูปที่ 2.6 แสดงทิศทางการเดินทางของแสงในเส้นใยนำแสงแต่ละชนิด

กรณีแรกค่าดัชนีหักเหของแสงของ core จะมีค่าเท่ากันตลอด และเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด ที่บริเวณ cladding ซึ่งเรียกเส้นใยนำแสงนี้ว่า step-index fiber ในกรณีที่ 2 ค่าดัชนีหักเหของแสงจะแปรตามรัศมีของ core ซึ่งเราเรียก graded-index fiber ทั้งสองแบบสามารถแบ่งเป็น single mode และ multimode

เส้นใยนำแสงแบบ multimode จะมีข้อได้เปรียบกว่าแบบ singlemode หลายอย่าง เช่น ยิ่งมีขนาดของ core กว้างมากขึ้นก็จะทำให้ง่ายในการส่งกำลังของแสงไปยังเส้นใยนำแสง และง่ายต่อการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยนำแสงด้วยกัน ข้อดีอีกอย่างหนึ่งคือ เราสามารถใช้ LED ในการส่งแสงในมัลติโหมด ในขณะที่ ซิงเกิลโหมด จะต้องใช้เลเซอร์ไดโอด (L.D.) เท่านั้น ถึงแม้ว่า LEDs จะมีกำลังส่งน้อยกว่าเลเซอร์ไดโอดก็ตาม แต่ LEDs สามารถทำงานได้ง่ายและถูกกว่า มีอายุการใช้งานมากกว่า และยังต้องการวงจรซับซ้อนน้อยกว่า จึงมักใช้ LED มากกว่า LD

สำหรับข้อเสียของ มัลติโหมด คือทำให้เกิดการกระจายระหว่าง โหมด (intermodal dispersion) ซึ่งหมายถึงเราส่งสัญญาณแสงที่เป็นพัลส์ไปยังเส้นใยแสง กำลังส่งของพัลส์ก็กระจายเป็นหลายๆ โหมดของเส้นใยแสง แต่ละโหมดจะถูกส่งไปด้วยความเร็วที่ต่างกัน ซึ่งแต่ละโหมดที่ได้รับปลายทางก็จะมีเวลาต่างกันด้วย ทำให้พัลส์ที่ได้รับเกิดการแผ่กว้างออกไปตามเวลาที่ใช้ในการเดินทาง ซึ่งผลอันนี้เราเรียกว่า การกระจายระหว่างโหมด เราสามารถถอดผลนี้ได้โดยใช้ GRADED-INDEX

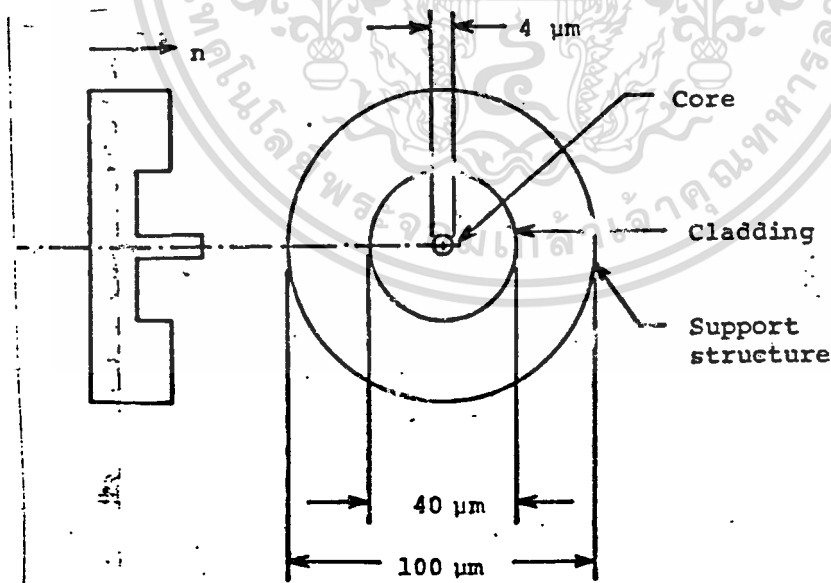


	SINGLE-MODE FIBER	GRADED-INDEX MULTIMODE FIBER	STEP-INDEX MULTIMODE FIBER
SOURCE	REQUIRES LASER	LASER or LED	LASER or LED
BANDWIDTH	VERY VERY LARGE > 3 GHz-km	VERY LARGE 200 MHz to 3 GHz-km	LARGE < 200 MHz-km
SPlicing	VERY DIFFICULT DUE TO SMALL CORE	DIFFICULT BUT DOABLE	DIFFICULT BUT DOABLE
EXAMPLE OF APPLICATION	SUBMARINE CABLE SYSTEM	TELEPHONE TRUNK BETWEEN CENTRAL OFFICES	DATA LINKS
COST	LESS EXPENSIVE	MOST EXPENSIVE	LEAST EXPENSIVE

รูป 2.7 แสดงคุณสมบัติและการนำเส้นใยแสงแต่ละชนิด

เส้นใยนำแสงแบบ Single-mode

เส้นใยแสงชนิดนี้ถูกออกแบบมาเพื่อใช้ในการส่งเพียง โหมด เดียวเท่านั้น



รูป 2.8 แสดงพื้นที่หน้าตัดของ single-mode

ลักษณะเส้นใยนำแสงชนิดนี้คือมีส่วน core ที่เล็กมากประมาณ 4-10 ไมโครเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง  
9

026851

เราจะพิจารณาค่าความแตกต่างระหว่างดัชนีหักเหของแสงของชั้น core และ cladding

ในรูปของค่า NUMERICAL APERTURE-(N.A.)

$$N.A. = \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1 \sqrt{2\Delta}; \quad n_1 = n_2 \quad (2.9)$$

$$\Delta = n_1 - n_2 / n_1 \quad (2.10)$$

$n_1$  : ดัชนีหักเหของแกนกลาง

$n_2$  : ดัชนีหักเหของแคลคดิ่ง

: อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีหักเห 2 ต่อดัชนีหักเหของแกนกลาง

สำหรับการส่งแบบ single-mode รัศมีของ core และค่า N.A. มีผลดังนี้ (สำหรับ

$\Delta \ll 1$ )

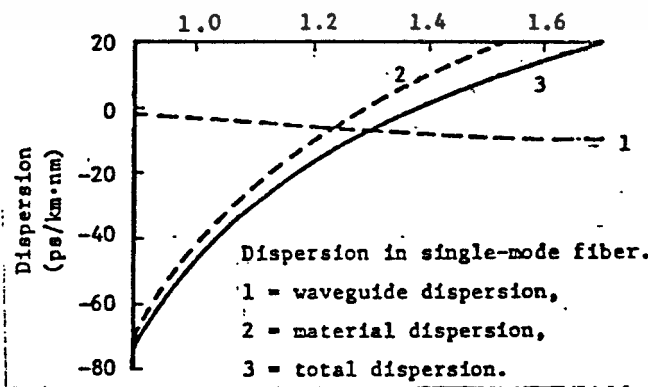
$$V = n_1 \sqrt{2\Delta} ka < 2.4 \quad (1.11)$$

(ค่า K เป็น radial polarization mode ซึ่งเป็นเหตุให้ขนาดของ core เล็ก) single-mode จะทำให้เกิด two polarization mode ถ้าหน้าตัดของเส้นใยแสงนี้ไม่เป็นวงกลมหรือสารไม่เหมือนกัน จะทำให้ two polarization mode ถูกส่งด้วยความเร็วที่แตกต่างกัน ทำให้เกิดการกระจายของสัญญาณซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการ แต่ถ้าเป็นเส้นใยแสงที่มีหน้าตัดเป็นวงกลมที่เป็นวงกลมที่สมมาตรกันและคุณสมบัติของสารเหมือนกันแล้วแสงที่ polarize ก็จะไปในรูป polarize หนึ่ง ก็จะถูกปรับได้ในรูป polarize แบบอื่นๆ ซึ่งข้อนี้เองเป็นปัญหาถ้าตัวรับมีความไวต่อการ polarize ผลนี้เป็นปัญหาสำคัญใน เส้นใยแสงแบบ single-mode เพราะจะเป็นตัวกำหนดช่วงกว้างของแบนวิธ

การกระจายใน single-mode จะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วน คือ

1. waveguide dispersion ปกติจะมีค่าเป็นลบ
2. material dispersion จะมีค่าบวกที่ความยาวคลื่นมากๆ

จากรูป 2.7 จะเห็นว่า จะมีที่ค่าความยาวคลื่นหนึ่งซึ่งมีผลรวมของการกระจายเป็นศูนย์ ดังนั้น เราจำเป็นต้องเลือกใช้ที่ช่วงความยาวคลื่นที่ผลรวมของการกระจายเป็นศูนย์

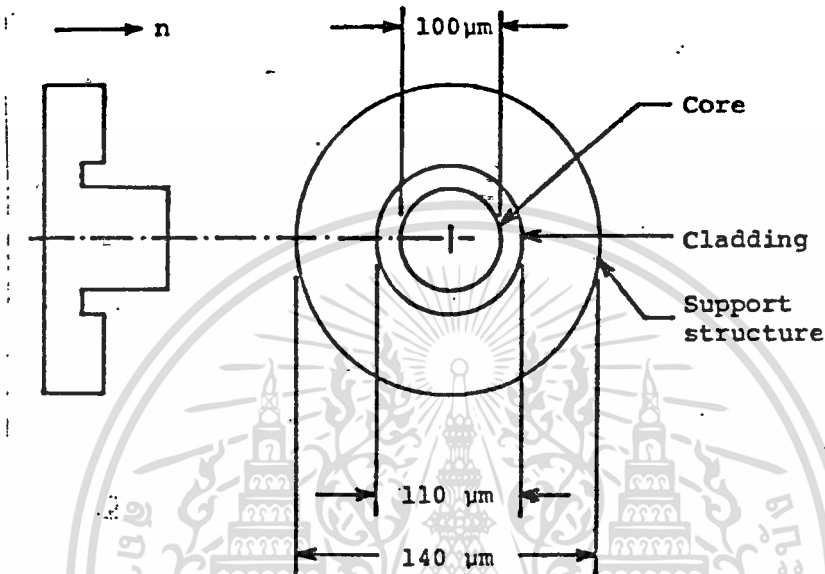


รูป 2.9 แสดงการกระจายใน เส้นใยแสงแบบ single-mode fiber

รูป 2.9 แสดงการกระจายใน เส้นใยแสงแบบ single-mode fiber

Multimode Step Fiber

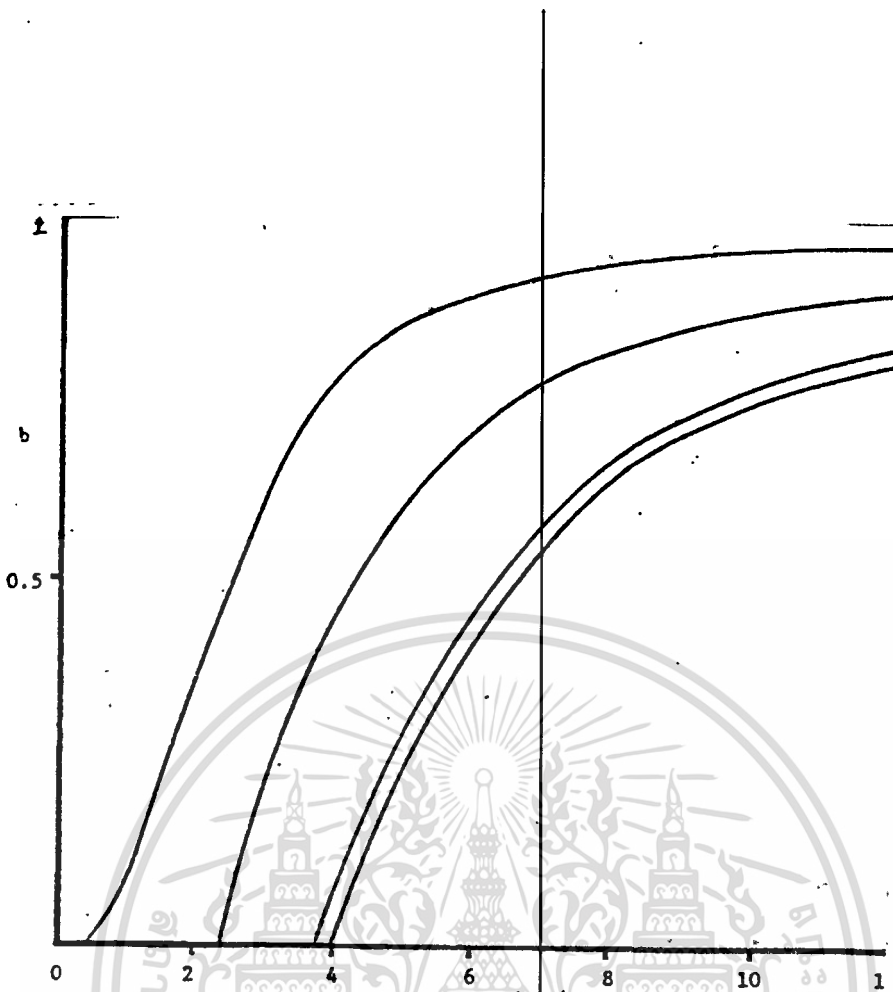
เส้นใยแสงชนิดนี้ไม่เป็นที่ยอมรับ เนื่องจากมีช่วงกว้างของแบนด์วิธไม่กว้างนักในรูป 2.10 แสดงถึงพื้นที่หน้าตัดของเส้นใยแสงชนิดนี้



รูป 2.10 แสดงพื้นที่หน้าตัดของมัลติโหมด สเต็ป อินเด็กซ์ไฟเบอร์

ขนาดของแกนกลางจะมีขนาดใหญ่โดยมีเส้นผ่าศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตรค่าดัชนีของแสงมีค่าเท่ากันตลอดในชั้นของแกนกลาง ส่วนแคสติดิ่ง จะมีขนาดบางดังนั้น จึงจำเป็นต้องมีค่าความแตกต่างของค่าดัชนีของแสงระหว่างแกนกลาง กับ แคสติดิ่ง อย่างมาก เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสีย ซึ่งเกิดจากการโค้งงอของเส้นใยแสง

ข้อดีของเส้นใยแสงชนิดนี้คือมีขนาดของแกนกลางใหญ่และค่า N.A. สูง ทำให้เพิ่มประสิทธิภาพในควรรที่จะรับกำลังแสงเข้าไป จึงเหมาะสำหรับการใช้กับ แอลอีดี ซึ่งมีราคาถูกลงยิ่งไปกว่านั้นปัญหาในการเชื่อมต่อก็จะมีน้อยเนื่องจากขนาดที่ใหญ่ของแกนกลาง อย่างไรก็ตามเนื่องจากมีค่า N.A. มากจึงทำให้เกิดการสูญเสียมากตามไปด้วยโดยทั่วไปจะประมาณ 1-6 dB/km ดังนั้น จึงเหมาะสำหรับการใช้ในระบบที่มีระยะสั้นๆ เช่น การเชื่อมต่อระบบคอมพิวเตอร์



รูป 2.11 แสดง โหมด ใน STEP INDEX FIBER

ในรูป 2.11 แสดงถึง โหมด ใน สเตป อินเด็กซ์ ซึ่งแกนนอนจะเป็นค่า  $v$  โดย

$$v = \frac{2\pi a f \sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{\lambda} = ka n_1 \sqrt{2\Delta} \quad \text{-----(2.12)}$$

แต่ละโหมด จะถูกกำหนดคุณสมบัติโดยค่าคงที่ในการเดินทาง (propagation constant : ) ซึ่งที่โหมด คัทออฟ ค่า  $\beta = 0$

แกนตั้งในรูป 2.11 จะเป็น dimensionless parameter ( $b$ ) ซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่า  $v$  โดย

$$\beta = (b + 1) n_2 k \quad \text{-----(2.13)}$$

จะเห็นว่า ค่า  $\beta$  ก็คือค่าความเร็ว จะมีความแตกต่างกันในแต่ละโหมด ดังนั้นสัญญาณจะเกิดการกระจายทำให้กำหนดการจำกัดของแบนวิท โดยทั่วไปมีค่าตั้งแต่ 20 ถึง 100 Mb/s ระยะทางมากกว่า 1 กิโลเมตร นอกจากนี้ รูป 2.11 ยังแสดงว่าที่ค่า  $v < 2.4$  จะมีการออกเพียงโหมดเดียว

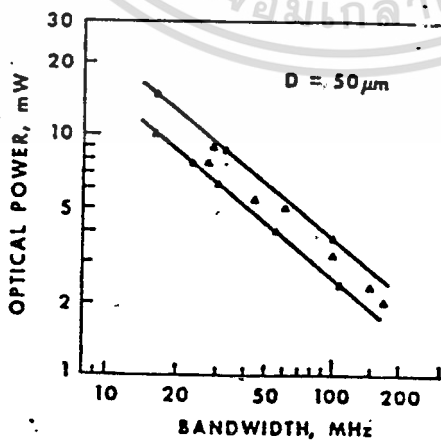
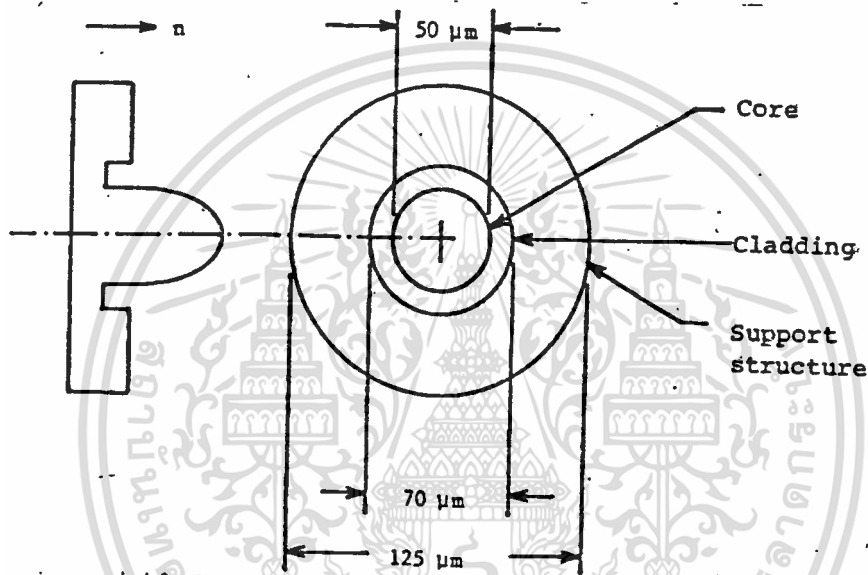
#### GRADED - INDEX FIBER

เส้นใยแสงชนิดนี้มีความสำคัญ และมีการพัฒนาไปอย่างมาก มีค่าดัชนีหักเหของแสงของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนกลางจะเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องกับรัศมี  $a$  (ดังรูป 2.11) รายละเอียดข้อนี้เป็นสิ่งสำคัญในการกำหนดความจุของแบนวิท ในทางทฤษฎีแล้วกราฟเส้นรอบรูปของดัชนีหักเหของแสงจะสามารถแสดงเหมือนกฎของกำลังที่ส่งออกมาได้

เส้นใยแสงชนิดนี้ได้มีการยอมรับเป็นมาตรฐานว่าขนาดของแกนกลาง จะมีค่าประมาณ 50 ไมโครเมตร ค่า N.A. จะเปลี่ยนตามแต่ละประเทศที่ใช้ อาจเป็น 0.18, 0.2 หรือ 2.3 ส่วนชั้น แคลดดิ้ง จะต้องมีความหนาพอสมควร อย่างน้อย 4-5 ไมโครเมตร การเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีหักเหของแสงใน แกนกลางสามารถควบคุมโดยการ โด๊ป (dope) สารเจอร์มาเนียม (germanium), ฟอสฟอรัส (phosphorous)



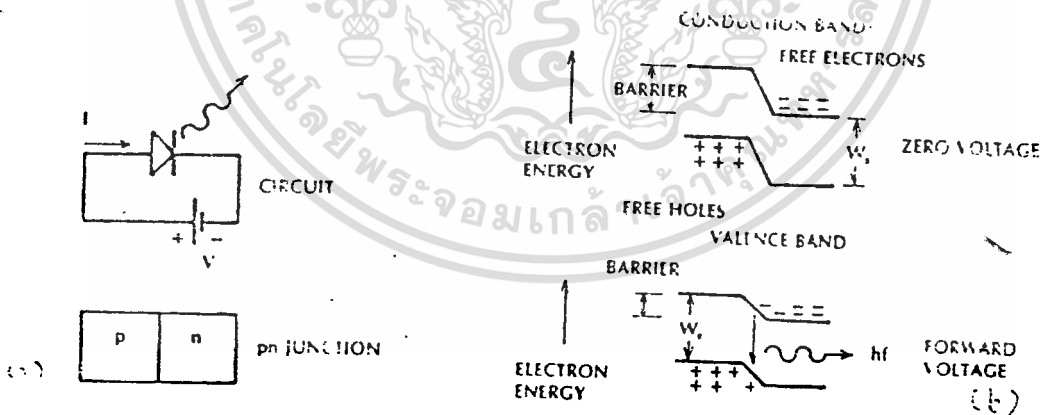
### บทที่ 3

#### อุปกรณ์กำเนิดแสงและการมอดูเลท

ในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง ลำแสงที่กำเนิดจากแหล่งกำเนิดจะเป็นตัวพาข่าวสารไปยังปลายทาง LASER DIODE และ LIGHT EMITTING DIODE จะเป็น อุปกรณ์กำเนิดแสงที่นิยมใช้กันมากที่สุด โดย LIGHT EMITTING DIODE (LED) จะให้ OPTICAL OUTPUT ที่ต่ำกว่า LASER DIODE (LD) และมีความกว้างของสเปกตรัม ณ จุดที่กำลังตกลงครึ่งหนึ่งกว้างกว่าก็ตาม แต่ LD มีราคาแพงกว่ามาก และความต้องการ OPTICAL POWER ไม่จำเป็นต้องสูงมาก จึงเลือกใช้ LED เป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงในโครงการงานชิ้นนี้

#### 3.1. LIGHT EMITTING DIODE ( LED )

LED เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด PN-JUNCTION ซึ่งจะให้แสงออกมาเมื่อทำการ ให้ไบอัสทางตรง ดังรูป 3.1 จากรูป 3.1 (b) แสดง JUNCTION และ ENERGY BAND ของ DIODE BAND ทั้งสองจะถูกแบ่งโดย FORBIDDEN REGION (BAND GAP) ซึ่งมีความกว้าง  $w_g$  ในระดับพลังงานด้านบนเรียกว่า CONDUCTION BAND FREE ELECTRON สามารถเคลื่อนที่ได้ และระดับพลังงานล่างเรียกว่า VALENCE BAND ซึ่ง FREE HOLE สามารถเคลื่อนที่ได้



รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะของ LED และระดับพลังงาน

สารกึ่งตัวนำชนิด n-TYPE จะมีจำนวน FREE ELECTRON อยู่มาก และสารกึ่งตัวนำชนิด P-TYPE จะมี FREE HOLE อยู่มาก เมื่อนำสารทั้ง 2 มาวางเข้าไว้ด้วยกันจะทำให้เกิด ENERGY BARRIER อิเล็กตรอนอิสระในบริเวณ N-JUNCTION จะไม่มีพลังงานเพียงพอที่จะข้าม ENERGY BARRIER ไปยัง P-JUNCTION ได้ ในกรณีของ FREE HOLE ใน P-JUNCTION ก็

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เช่นกัน เมื่อเราไม่มีการป้อนโวลเตจให้กับ DIODE จะไม่มีการเคลื่อนที่ของประจุภายใน PN JUNCTION แต่ถ้าเราป้อนโวลเตจให้กับ DIODE โดยให้ไบอัสทางตรงจะปลด ENERGY BARRIER เน้นพลังงานศักย์ให้กับทางด้าน n และลดระดับพลังงานศักย์ทางด้าน P ดังนั้นอิเล็กตรอนอิสระ และ FREE HOLE จะมีพลังงานเพียงพอในการเคลื่อนที่ผ่าน JUNCTION REGION เมื่ออิเล็กตรอนอิสระรวมกับ FREE HOLE อิเล็กตรอนจะตกลงใน VALENCE BAND และรวมกับ HOLE การรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE จะทำให้มีการปลดปล่อยพลังงานแสงออกมา (OPTIC ENERGY) ซึ่งมีความสัมพันธ์ของ PHOTON ENERGY กับความถี่แสงดังสมการ (3.2)

$$W = hf \tag{3.1}$$

$$= hc/W_g \tag{3.2}$$

สมการ 3.2 นี้ ค่าของ  $W_g$  (ENERGY GAP) มีหน่วยเป็น JOULE ความยาวคลื่น มีหน่วยเป็นเมตร

$$= 1.24/W_g \tag{3.3}$$

สมการ 3.3 นี้  $W_g$  มีหน่วยเป็นอิเล็กตรอน-โวลต์ (eV) และความยาวคลื่น มีหน่วยเป็นไมโครเมตร (  $\mu$ m )

วัสดุและโลหะผสมที่ต่างกัน จะให้ค่าของ BANDGAP ENERGY ที่ต่างกัน ตาราง 3.1 แสดง COMONEMITTER MATERIAL OPERATION WAVE LENGTH และค่าประมาณของ BANDGAP ENERGY จากตาราง 3.1 สาร SILICON จะไม่มีเพราะ HOLE และอิเล็กตรอนไม่สามารถรวมกันได้โดยตรงทำให้จัดเป็นสาร INEFFICIENT EMITTER ตารางที่ 3.1 แสดงชนิดของสารกึ่งตัวนำ

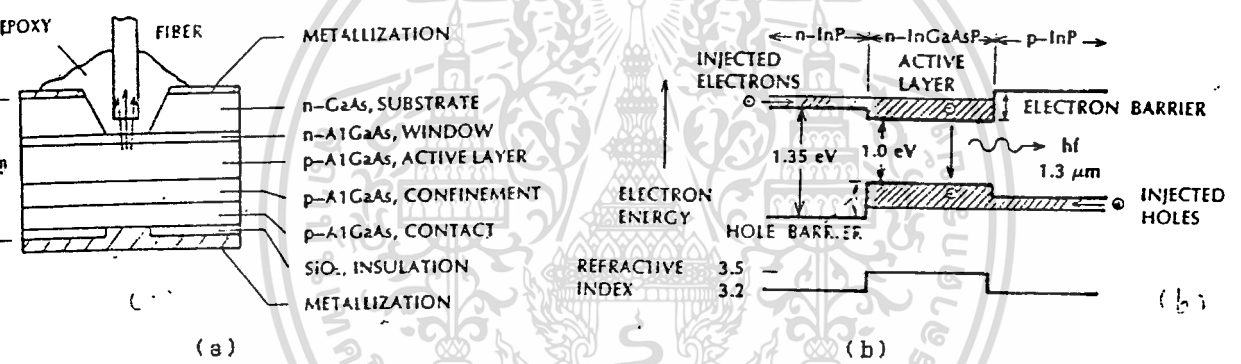
TABLE 6-1. Light-Emitting Semiconductors

Material	Wavelength Range ( $\mu$ m)	Bandgap Energy (eV)
GeAs	0.9	1.4
AlGaAs	0.8-0.9	1.4-1.55
InGaAs	1.0-1.3	0.95-1.24
InGaAsP	0.9-1.7	0.73-1.35

เราสามารถเลือกค่าความยาวคลื่นของสาร AlGaAs, InGaAs และสาร GaAsP โดยการเปลี่ยนสัดส่วนของ CONSITUENT ATOM ซึ่งจะทำให้ BANDGAP ENERGY เปลี่ยนมีผลทำให้ความยาวคลื่นเปลี่ยนด้วยจากที่กล่าวมาเป็นตัวอย่างของ HOMOJUNCTION ซึ่งใช้สารกึ่งตัวนำชนิด PN-JUNCTION ซึ่งแต่เดิยลักษณะ HOMOJUNCTION การปลดปล่อยแสงจะไม่ดี กล่าวคือ พลังงานโฟตรอนจะถูกแผ่รังสีออกที่รอยต่อและมีพื้นที่ในการปลดปล่อยแสงที่กว้างมาก ทำให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสง กับเส้นใยแสงที่มีขนาดเล็กไม่ดี จากเหตุผลเหล่านี้จึงได้ปรับปรุงโดยตรงสร้างรอยต่อ PN-JUNCTION ให้มีพื้นที่สัมผัสกันมากขึ้น เพื่อให้มีการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE มากขึ้น หลังจากที่มีการปลดปล่อยพลังงาน PHOTON ออกมาโดยจำกัด

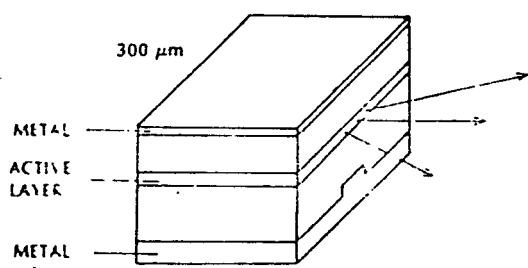
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ได้ปรับปรุงโดยตรงสร้างรอยต่อ PN-JUNCTION ให้มีพื้นที่สัมผัสกันมากขึ้น เพื่อให้มีการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ HOLE มากขึ้น หลังจากที่มีการปลดปล่อยพลังงาน PHOTON ออกมาโดยจำกัดที่แคบลงซึ่งเป็นหลักการของการสร้าง HETEROJUNCTION HETEROJUNCTION เป็นรอยต่อของสารกึ่งตัวนำที่ไม่ใช่ชนิดเดียวกัน วัสดุทั้งสองจะมีความแตกต่างของ BANDGAP ENERGY และมีตรรกะที่ต่างกัน การเปลี่ยนแปลงของ BANDGAP ENERGY จะทำให้เกิด POTENTIAL BARRIER ระหว่าง HOLE กับอิเล็กตรอน ประจวบเหมาะรวมตัวกันขึ้นใหม่ในขอบเขตแคบ ๆ ของ ACTIVE LAYER เพราะบริเวณ ACTIVE LAYER จะมีตรรกะที่ต่ำกว่าวัสดุที่อยู่อีกด้านหนึ่ง มุมวิกฤตทำให้เกิด PHOTON ขวางตัวในบริเวณของ ACTIVE ซึ่งเป็นพื้นที่เล็ก ๆ ที่มีความเข้มของแสงสูง การปลดปล่อยแสงออกมาในบริเวณจำกัดนี้เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการ COUPLING ซึ่งในทางปฏิบัติใช้กับ OPTIC FIBER ขนาดเล็ก ซึ่ง POWER จะถูก COUPLING จากผิวหน้าของระบบของชั้นที่มีการปลดปล่อยแสงหรือจากขอบของชั้นผิวหน้าที่มีการ COUPLING เรียกว่า BURRUS หรือ ETCHED-WELL แสดงในรูป 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงชั้นต่างๆของอุปกรณ์กำเนิดแสง (a) และผิวหน้าของ LED (b)

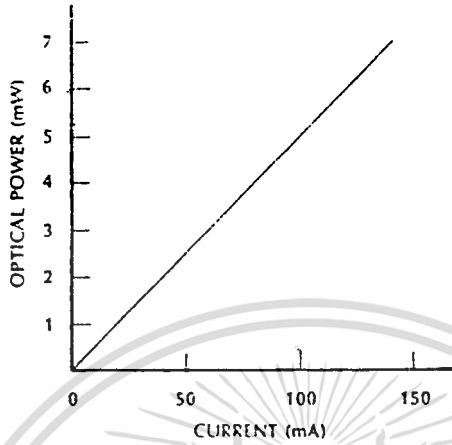
AlGaAs DIODE เป็นตัวอย่าง LIGHT SOURCE โดยทั่วไปจะปลดปล่อยแสงที่มีความยาวคลื่น  $0.82 \mu\text{m}$  ซึ่ง GLASS FIBER มีการลดทอนต่ำ จากรูป 3.2 (a)  $\text{SiO}_2$  ทำหน้าที่เป็น INSULATING และมีโลหะกันไว้ที่ด้านล่างของ DIODE โครงสร้างนี้จะจำกัดประจุที่ถูกฉีดเข้าไปในส่วนกลางของ DIODE FIBER ขนาด  $50 \mu\text{m}$  ซึ่งจะมีประสิทธิภาพของการ COUPLING สัมพันธ์กับลักษณะดังกล่าว เพราะว่า เป็นพื้นที่ที่ปลดปล่อยแสงออกมาจำกัด แสงที่ปลดปล่อยออกมาส่วนใหญ่จะหยุดอยู่ที่แกนกลาง โดยที่ก้างจะไม่ถูกเก็บสะสมไว้ทั้งหมดเพราะมีข้อจำกัดของ NUMERICAL APERTURE รูป 3.3



รูปที่ 3.3 แสดงส่วนที่ปลดปล่อยแสงของ LED

### 3.2 ลักษณะการทำงานของอุปกรณ์รับแสง

กำลังแสงของ LED จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ขับ LED ลักษณะของ POWER\_CURRENT CURVE แสดงในรูป 2.4



รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับกระแสของ LED

กระแส (i) ที่ถูกฉีดด้วยประจุนั้นจะอยู่ในรูปของประจุต่อวินาที จำนวนประจุต่อวินาที  $N = i/e$ , เมื่อ e คือ ขนาดของประจุของแต่ละอิเล็กตรอน ถ้า  $\eta$  คือ เศษของประจุเหล่านี้ซึ่งจะเกิดการรวมตัวใหม่และสร้างโฟตอนขึ้น แล้วกำลังแสงกำลังแสงจะเป็นดังสมการ 3.4

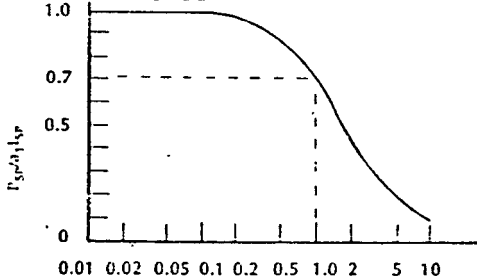
$$P = \eta N W_p = W_p i / e \quad (3.4)$$

การนิยามความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างกำลังแสงและกระแสจะได้ GAP ENERGY เป็น JOULE ถ้าเป็นหน่วย ELECTRON VOLT จะเป็นสมการ 3.5

$$P = \eta_i W_p \quad (3.5)$$

จากรูปที่ 3.5 ที่ความถี่ต่ำๆ  $P_{sp} = a_1 I_{sp}$  โดยที่  $a_1 = \Delta p / \Delta i$  (ความชันของ CURVE) ที่ความถี่สูง ๆ รอยต่อและ CAPACITANCE จะเปรียบเสมือนหลอดจรรยาจรอย่างรวดเร็วซึ่งจะแปรเปลี่ยนตามกระแส อย่างไรก็ตามข้อจำกัดหลักของความถี่สูง ๆ คือ CARRIER LIFE TIME (ค่าเฉลี่ยของเวลาที่ประจุถูกฉีดเข้าไปจนถึงรวมตัวกันใหม่) กระแสต้องเปลี่ยนอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับ การตอบสนองของ CARRIER LIFE TIME ของ LED ต่อสัญญาณไฟฟ้าจะเป็นความถี่เชิงมุม  $\omega$  ดังสมการ 3.6

$$P_{sp} = a_1 I_{sp} / \sqrt{1 + \omega^2 T^2} \quad (3.6)$$



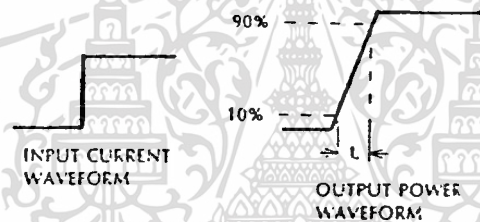
รูปที่ 3.5 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลัง ac กับความถี่เชิงมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 17  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณารูป 3.5 ที่ความถี่  $\omega = 1/T$  กำลังแสงจะลดลงที่ 0.707 ทางด้านรับ กระแสที่ถูกสร้างขึ้นจาก DETECTOR จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ กำลังแสง ดังนั้นเมื่อ กำลังแสงลดลงที่ 0.707 จะทำให้กระแสตกลงด้วย และกำลังไฟฟ้าของเครื่องรับ (เป็นสัดส่วนกับกำลังสองของแสง) จะลดลง  $0.707^2 = 0.5$  (คือ ที่ 3 dB DOWN) ด้วยเหตุผลนี้จึงเรียกว่า 3-dB MODULATION BANDWIDTH ของ LED หรือ 3-dB ของ ELECTRICAL BANDWIDTH ในหน่วยเฮิรตซ์ 3-dB BANDWIDTH จะเป็นดังสมการ 3.7

$$f_{3dB} = 1/2\pi T \quad \text{----- (3.7)}$$

สำหรับ MODULATION BANDWIDTH ช่วงตั้งแต่ 300 MHz จะทำให้ผิวหน้าของชั้นปลดปล่อยแสงออกมาได้ แต่ส่วนใหญ่แล้ว BANDWIDTH ของ LED จะน้อย ปกติใช้ช่วงตั้งแต่ 1-100 MHz ค่า RISE TIME ของแหล่งกำเนิดเป็นเวลาที่ OUT PUT POWER เปลี่ยนจาก 10%-90% ของค่าสุดท้าย เมื่ออินพุตเป็นกระแสแสดงในรูป 3.6



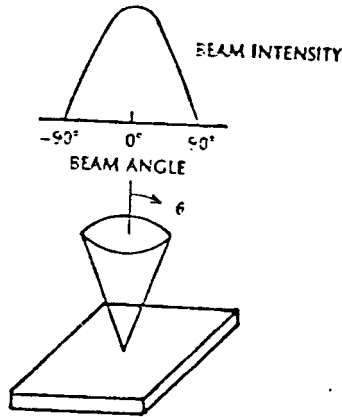
รูปที่ 3.6 แสดงค่า RISE TIME ของอุปกรณ์กำเนิดแสง

จากรูปที่ 3.6 กระแสอินพุตทำให้กำลังแสงเพิ่มจาก 0 ไปจนถึงค่าสุดท้าย ซึ่งเป็นค่าคงที่-เอาท์พุทในรูปที่ 3.6 เป็นกระแสที่ถูกสร้างจาก DETECTOR เพื่อให้วัดกำลัง เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง RISE TIME กับ 3-dB ELECTRICAL BANDWIDTH ได้จากสมการ 3.8

$$f_{3dB} = 0.35/t_r \quad \text{----- (3.8)}$$

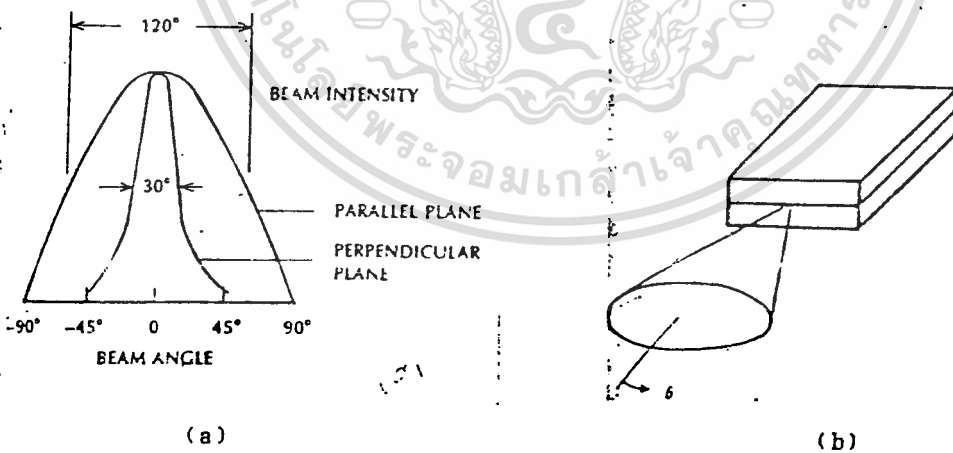
โดยทั่วไป RISE TIME ของ LED อยู่ในช่วงจาก 2-3 ns สำหรับ OPTIC SPECTRUM ของแหล่งกำเนิดจะมีผลโดยตรงกับวัสดุ และ WAVEGUIDE DISPERSION PULSE ที่กระจายออกไปก็เนื่องจากการเพิ่มความกว้าง SPECTRUM ของ SOURCE สำหรับ LED ที่ทำงานในช่วง 0.8-0.9  $\mu m$  โดยทั่วไปจะมีความกว้างของ SPECTRUM และการปลดปล่อยแสงของ LED ยาวกว่าความยาวคลื่นในช่วง 50-100 nm การเพิ่มความกว้างของ SPECTRUM ที่ยาวกว่าความยาวคลื่นนี้จะลดเซกชันที่ลดไปเนื่องจากการขยายกว้างออก

ประสิทธิภาพการ COUPLING จะขึ้นกับ RADIATION PATTERN ของ EMITTER ผิวหน้าของ EMITTER จะแผ่กระจายแสงที่เรียกว่า LAMBERTIAN PATTERN แสดงดังรูป 3.7



รูปที่ 3.7 แสดง BEAM ที่แผ่ออกมาจากผิวหน้าของ LED

จากรูป 3.7 กำลังจะลดลงตาม  $\cos\theta$  โดยที่  $\theta$  คือมุมระหว่าง VIEWING DIRECTION กับระนาบ ปกติผิวหน้าที่ปลดปล่อยแสงจะสว่างขึ้นแต่บริเวณที่เป็นเงาของมันจะลดลงตาม  $\cos\theta$  เมื่อมุม  $\theta$  เปลี่ยนไป จึงเป็นสาเหตุให้เกิด LAMBERTIAN POWER DISTRIBUTION กำลังจะตกลง 50% ของ PEAK ของมันเมื่อ  $\theta = 60^\circ$  ผลรวมของ HALF POWER BEAMWIDTH จะเท่ากับ  $120^\circ$  สำหรับ LAMBERTIAN EMITTER ลำแสงจะเข้าไปใน FIBER แต่ด้านนอกจะไม่ถูก COUPLING เพราะมุมที่ยอมให้เกิด COUPLING สำหรับ FIBER จะมี  $NA = 0.24$  ประมาณ  $14^\circ$  (มุมของรูปกรวย  $-20^\circ$ ) ดังนั้นปริมาณของกำลังจำนวนมากจะถูกสร้างจากผิวหน้าของ EMITTER และจะถูก REJECT ไป



(a)

(b)

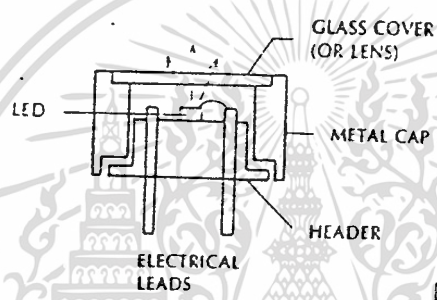
รูปที่ 3.8 แสดงการแผ่รังสีที่ไม่สมมาตรของ LED

จากรูปที่ 3.8 BEAM จะเป็น LAMBERTIAN ในระนาบที่ขนานกับรอยต่อแต่จะแยกออกไปอย่างช้า ๆ ในระนาบตั้งฉากกับรอยต่อ ในระนาบนี้ MODE ใน SLAB WAVE GUIDE ที่เกิดจากครรชนหักเหซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเมื่อเทียบกับแนวตั้งฉาก) ซึ่ง BEAM ที่แยกออกไปนี้จะมีขอบเขตจำกัด ส่วนในแนวระดับจะไม่ มี BEAM ที่จำกัดขอบเขต และการแผ่กระจายที่เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ 19 เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

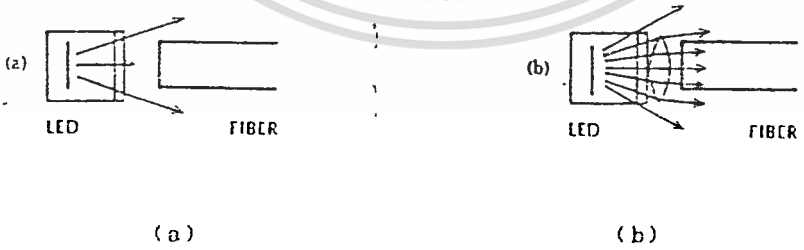
LAMBERTIAN เพื่อให้เกิด OUTPUT POWER สูงสุดจะใช้ REFLECTOR ติดไว้ที่ปลายของ DIODE ซึ่งตรงข้ามกับ EMITTING EDGE เอาที่นั่นจะเพิ่มขึ้นถ้า EMITTING EDGE ผ่าน การสะท้อนกลับเพื่อลดการสะท้อนกลับระหว่างสารถึงตัวนำกับอากาศ EDGE EMITTER จะมีความเร็วตั้งแต่ 500 Mbps ขึ้นไป ซึ่งพัฒนามาจากการใช้ SINGLE MODE FIBER

LED จะมีความเชื่อถือได้สูง ถ้าทำงานในช่วงกำลังแรงต้น กระแสและอุณหภูมิ ที่จำกัดไว้ อายุการใช้งานคือเวลาที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของค่าเริ่มต้น อายุการใช้งาน LED ปกติ 100,000 ชั่วโมงที่อุณหภูมิระหว่าง  $-65$  ถึง  $125^{\circ}\text{C}$  ถึงแม้ว่า OUTPUT POWER จะลดลงเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อสูงขึ้นคือลดลง  $0.012\text{dB}/^{\circ}\text{C}^4$  มากกว่า  $190^{\circ}\text{C}$  ระหว่าง  $-65^{\circ}\text{C}$ - $125^{\circ}\text{C}$  อุณหภูมิในช่วงนี้ทำให้กำลังเปลี่ยนไป 95% OUTPUT POWER สามารถที่จะอยู่ในระดับคงที่ได้เมื่อเพิ่ม DRIVE CURRENT ตามอุณหภูมิที่สูงขึ้น



รูปที่ 3.9 แสดงส่วนหัวของ LED

จากรูป 3.9 เป็น LED ที่ติดบน HEADER เช่น TO-18 ดังรูป 3.9 HEADER จะถูกปิดไว้ด้วย METAL GAP ซึ่งมีแก้วใส ๆ ที่ด้านบนโดยมีไว้ให้แสงผ่าน

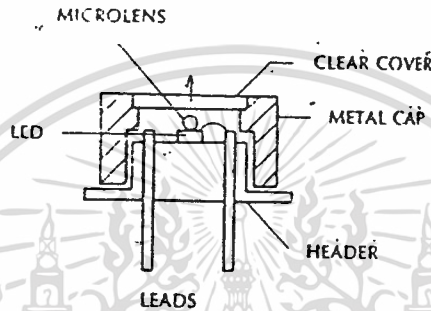


รูปที่ 3.10 แหล่งกำเนิดไปยังไฟเบอร์ (a) โดยไม่มีเลนส์ (b) เลนส์

รูป 3.10 แสดง BEAM ที่แผ่กระจายออกไปจะขยายออกไปอย่างรวดเร็ว รวมถึง LOSS จากลำแสงที่เกิดจากมุม ACCEPTANCE ANGLE ลำแสงบางลำจะไม่ได้เข้าไปใน FIBER อย่างสมบูรณ์ เลนส์ภายนอกจะช่วยลดมุมของลำแสงแต่เลนส์จะไม่ช่วยลดเส้นผ่าศูนย์กลาง

กลางของ BEAM ทำให้บางส่วนของแสงจะหายไปประสิทธิภาพจะดีขึ้นถ้าแก้วใสๆ ในรูป 3.9 เคลื่อนได้ และ FIBER ต้องต่อโดยตรงหรืออยู่ด้านบน EMITTING DIODE แสงส่วนใหญ่จะถูกสกัดด้วย FIBER CORE

DIODE ที่มีความยาวคลื่นสั้นที่พร้อมที่จะต่อกับ FIBER เรียกว่า PIGTAILED CONSTRUCTION PIGTAILS ปกติจะอยู่ติดกับ EMITTER และยังสามารรถถูก SPLICE กับ FIBER ได้

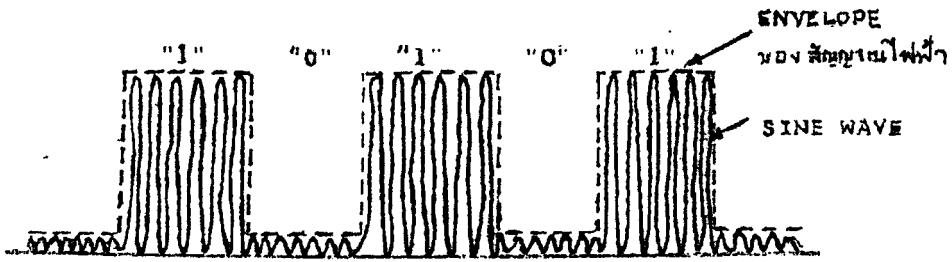


รูป 3.11 แสดง MICROLENSED LED

รูป 3.11 แสดงอุปกรณ์ที่มีเลนส์เล็กมาก (MICRO LENS) ติดอยู่กับ EMITTER โครงสร้างของ MICROLENS จะมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางของ CORE เล็กประมาณ 50  $\mu$ m และ NA ตั้งแต่ 0.1 ขึ้นไป

### 3.3 การมอดูเลชัน ( MODULATION )

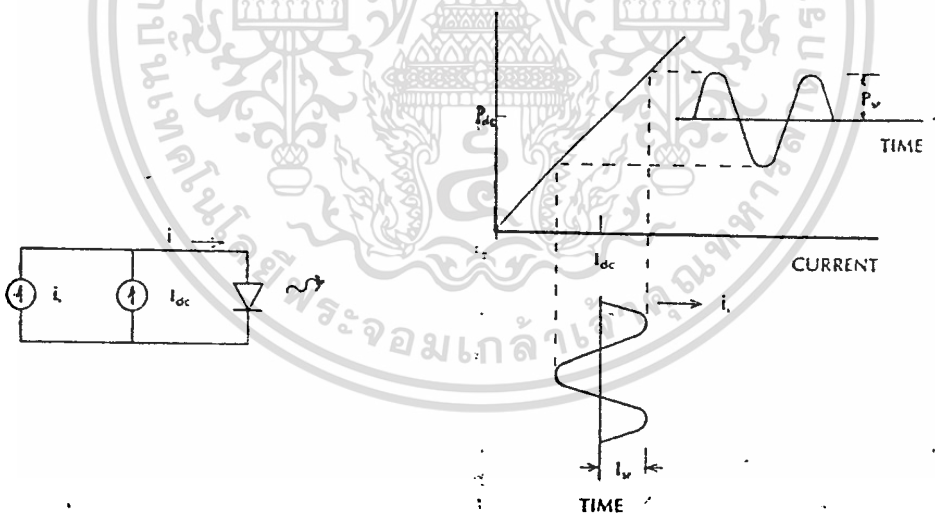
ในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่งปนอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห้ (CARRIER WAVE) สำหรับ FREQUENCY MODULATION, PHASE MOD ของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่ง MULTIPLEX ในระบบการส่งสัญญาณ ANALOG ของ CARRIER TRANSMISSION MICROWAVE TRANSMISSION ที่ใช้อยู่ทั่วไป จะใช้การผสมที่เรียกว่า INTENSITY MODULATION ซึ่งทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณ DIGITAL OUTPUT WAVEFORM ที่ได้จะเป็นดังแสดงในรูป 3.12 กล่าวคือแสงจะเกิดการกระพริบสว่าง ตามตามสัญญาณไฟฟ้าที่เป็น 1 และ 0 ตามลำดับ ตามความเป็นจริงแล้วความยาวคลื่นของสัญญาณจะมีค่าสั้นกว่า ความยาวคลื่นของสัญญาณแสงมาก ดังนั้นใน ENVELOPE 1 ของสัญญาณไฟฟ้าจะมีแสงที่มีความยาวคลื่นหลายค่าอยู่ข้างใน ดังแสดงในรูป 3.12



รูป 3.12 แล่ง INTENSITY MODULATION

### 3.3.1 ANALOG MODULATION

OPTIC POWER ที่เกิดจาก LIGHT EMITTING DIODE LED จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับกระแส FORWARD BIAS ที่ไหลผ่านวงจรตั้งที่กล่าวมาแล้ว ฉะนั้นในวงจร ANALOG MODULATION จะอาศัยกระแสจากสัญญาณที่ต้องการเปลี่ยนเป็นแสงเป็น FORWARD DRIVING CURRENT ซึ่งปริมาณ OPTIC POWER OUTPUT จะแปรเปลี่ยนตาม FORWARD DRIVING CURRENT ของสัญญาณที่ป้อนเข้าไป ดังรูป 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรอนุาล็อกมอดูเลชัน

จากรูป 3.13 จะพบว่าโครงสร้างของวงจร ANALOG MODULATION จะต้องมี DC BIAS เพื่อให้ LED FORWARD BIAS ตลอดเวลา ถ้าให้ DC BIAS เมื่อมีสัญญาณที่เป็น PEAK ลงเข้ามาสัญญาณจะถูกลบ เพราะสัญญาณที่่วงนี้จะไป REVERS BIAS LED ทำให้ LED OFF ผลรวมของ DIODE CURRENT แสดงในสมการ (3.9)

$$I = I_{dc} + I_{ac} \sin \omega t \quad (3.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ **22** ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลรวมของกำลังทางทางไฟฟ้า ซึ่งมีส่วนสัมพันธ์โดยตรงกับกำลังแสง OPTIC POWER แสดงในสมการ (3.10)

$$P = P_{dc} + P_{ac} \sin \omega t \quad (3.10)$$

โดย  $P_{dc}$  คือ DC CURRENT,  $I_{ac}$  คือ SIGNAL CURRENT,  $P_{dc}$  คือ AVERAGE POWER และ  $P_{ac}$  คือ PEAK ที่เกิดจากการมอดูเลตซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ OPTICAL POWER

จากสมการ (3.9) และ (3.10) เทอมที่ 2 แทน INFORMATION SIGNAL โดยจะนิยามค่าของ MODULATION FACTOR ( $m'$ ) เป็นอัตราส่วนระหว่าง PEAK CURRENT ต่อกระแสเฉลี่ย ตามสมการ (3.11)

$$m' = i \quad (3.11)$$



รูปที่ 3.14 (a) แสดงกระแสที่ขั้ว LED (b) แสดงผลของกำลังแสง

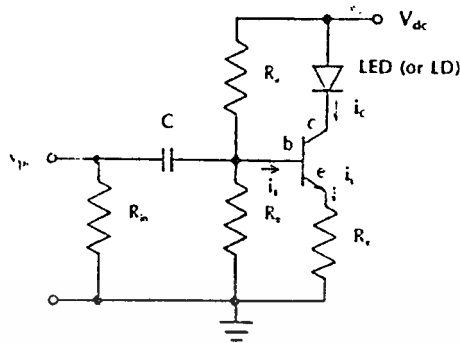
จากรูป 3.14 เพราะผลรวมของ PEAK และกระแสค่าสุดคือ  $I_{dc} - I_{ac}$  และ  $I_{dc} + I_{ac}$  เป็นค่ากระแสสูงสุด  $I_{ac}$  สามารถที่จะมีค่าสูงสุดได้ถ้า DC BIAS เป็นครึ่งหนึ่งของกระแสสูงสุดที่ไดโอดมีได้ ถ้า  $I_{ac} + I_{dc}$  PEAK CURRENT คือ  $2I_{dc}$  โดยที่  $I_{ac} = 0$  ดังนั้น  $m' = 1$

กำหนดให้ OPTICAL MODULATION EACTOR  $m = P_{ac} / P_{dc}$

หรือ OPTICAL POWER  $P = P_{dc} (1 + m \cos \omega t)$

ดังนั้น  $m = m' / \sqrt{1 + \omega^2 T^2} \quad (3.12)$

จะเห็นว่า OPTIC MODULATION FACTOR จะลดลงเมื่อ MODULATION FREQUENCY เพิ่มขึ้น และถ้า  $\omega T = 1$  (ที่ MODULATION BANDWIDTH BELOW AERO 3-dB) ดังนั้น  $m = m'$



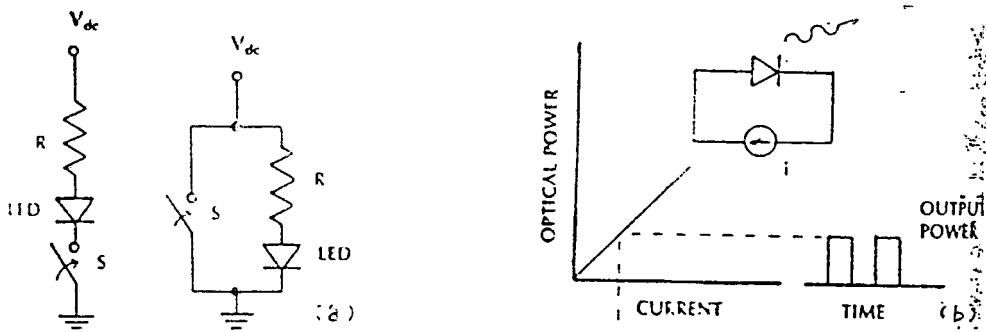
รูปที่ 3.15 แสดงตัวอย่างวงจร อนุาล็อกมอทุเลขชั้น

จากรูป 3.15 Ic คือกระแสขับ LED มี  $R_b$ ,  $R_c$  ที่ขา BASE และมีกระแส  $I_b$  ซึ่งจะเป็นกระแส BIAS เพื่อให้ TRANSISTOR ON ทำให้  $I_c$  ไหลซึ่ง COLLECTOR CURRENT  $I_c = \beta I_b$  โดยถือค่า TRANSISTOR'S CURRENT AMPLIFICATION FACTOR  $\beta$  คือกระแสที่ไหลผ่าน LED ซึ่งก็คือ  $I_{LED}$  ในสมการเมื่อไม่มีสัญญาณ INPUT เข้ามาจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ Q POINT จะแสดงในรูป ซึ่งลักษณะการทำงานตามรูป จะเป็นวงจร CLASS A AMPLIFICATION ซึ่งจะทำให้ Q POINT ของวงจรตี  $I_c = 0$  หรือ จุด COLLECTOR CUT OFF จะเกิดขึ้นเมื่อ  $I_b$  (BIAS CURRENT) เป็นศูนย์

เมื่อมีสัญญาณเข้ามา ( $V_{in}$ ) จะทำให้เกิดกระแสที่แปรเปลี่ยนตามเวลาที่ขา BASE รวมกับกระแส  $I_b$  ซึ่งเป็น DC BIAS ทำให้กระแสถูกขยายออกที่ขา COLLECTOR จุดทำงานในกรณีนี้จะถูกเลือกเพื่อไม่ให้กระแสรวมที่ขาของทรานซิสเตอร์เป็นศูนย์ ระหว่างช่วงที่สัญญาณ PEAK ลบเข้ามา ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ CUT OFF และจะไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์ SATURATE ในช่วงที่สัญญาณ PEAK บวกเข้ามา ค่าของความต้านทาน  $R_c$  จะช่วยให้เสถียรภาพของจุดทำงานดีขึ้น

### 3.3.2 DIGITAL MDULATION

ตัวขับ DIGITAL LED ไม่จำเป็นต้องใช้กระแส dc BIAS แต่จะให้ LED ทำงาน ON หรือ OFF ที่สถานะ OFF LED เป็น LOW ซึ่งกระแสที่ DRIVE จะขึ้นกับขนาดของสัญญาณ INPUT และ OUTPUT POWER จะเหมือนกันทุก ๆ PULSE ถึงแม้ว่าสัญญาณ INPUT จะเปลี่ยนแปลงไปก็ตาม ดังแสดงในรูป 3.16 (b)

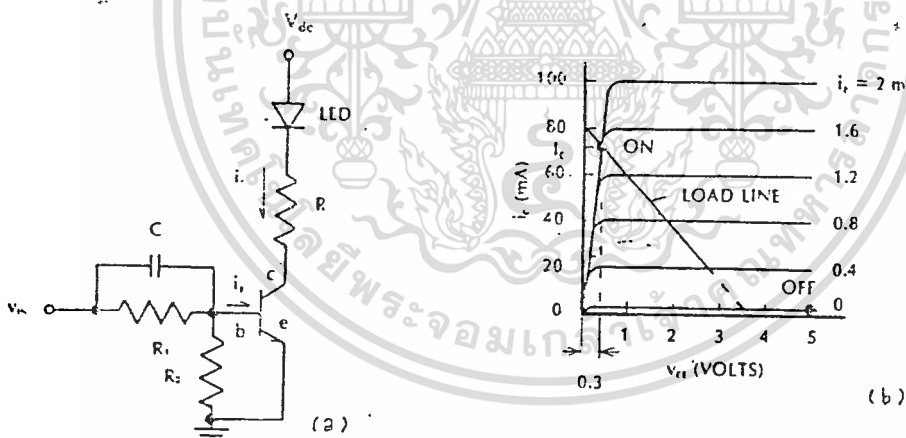


รูป 3.16 (a) แสดง SERIE SWITCH และ PARALLEL SWITCH

(b) วงจรเสมือนของวงจรขับกระแส

ใน CIRCUIT เมื่อ SWITCH ถูก OPEN จะไม่มีกระแส ดังนั้นจะไม่สว่าง เมื่อ SWITCH ถูก CLOSE จะมีกระแส  $(I) = (V_{dc} - V_D/R)$ ;  $V_D$  เป็น FORWARD VOLTAGE ของ DIODE และที่ IDEAL SWITCH R ตัดทิ้งได้แล้ว  $V_D$  ก็ถูกตัดทิ้งไป เมื่อ SWITCH ถูก CLOSE ซึ่งจะไม่มีผลกับขนาดของกระแส ส่วนหน้าทึบของ R คือจะเป็นตัวจำกัด, ป้องกันไม่ให้มีกระแสเกินเพื่อไม่ให้ LED เป็นอันตราย

สำหรับ PARARELL SWITCH ทำงานคล้ายกับ SERIES คือ เมื่อ SWITCH ถูก CLOSE LED จะไม่สว่าง โดยการ BY-PASS ให้กระแสลง GROUND เมื่อ SWITCH ถูก OPEN กระแสทั้งหมดจะผ่านไปถึง LED ก็สว่าง



รูปที่ 3.17 (a) ตัวอย่างวงจรขับ LED โดยใช้ทรานซิสเตอร์

(b) จุดทำงานของวงจร

จากรูป 3.17 (a) และ (b) ผลของสมการ  $I = (V_{dc} - V_D/R)$  TRANSISTOR ไม่เพียงแต่จะเป็น SWITCHING แต่ยังทำหน้าที่เป็น AMPLIFIER กระแส INPUT 1 mA ซึ่งจะควบคุมกระแสที่สูงกว่า ( $I_c \sim 50-100$  mA) โดยที่  $I_c$  จะเป็นตัว DRIVE LED ส่วน  $R_1, R_2$  ในวงจรเป็น IMPEDANCE MATCH ของ SOURCE กับ TRANSISTOR INPUT CAPACITOR เพื่อเพิ่ม SPEED ให้วงจร ถ้าต้อง

การเพิ่มการ MODULATION ในช่วงจรรถีจะทำงานที่ FREQU สูงกว่า 30 MHz

เหตุที่เลือก OPTIC DIGITAL LINK มากกว่า ANALOG เพราะ

1. LED หรือ LD ถูก SWITCH อต่างเร็วซึ่งให้ BANDWIDTH กว้าง FIBER และ PHOTO DETECTOR ก็มี BANDWIDTH กว้าง ดังนั้นระบบ FIBER OPTIC สามารถทำงานที่ DATA RATE ที่เทียบกับความต้องการของ VIDEO และการใช้งานของ BROADBAND ได้

2. สัญญาณ ANALOG FIBER จะถูกลดลงโดยการไม่เป็นเชิงเส้นใน LD หรือ LED ส่วนสัญญาณ DIGITAL จะมีผลน้อยกว่าเพราะเนียงระดับ POWER ที่ใช้และบางส่วนของระดับเหล่านี้เป็น 0 ซึ่งไม่เหมือนกับการส่งแบบ ANALOG รูปคลื่นจะเรียกด้านรับก็จะเอาแต่ PULSE ที่พอจะรับได้ในแต่ละ BIT INTERVAL ซึ่งไม่ใช่รูปร่างของ PULSE

3. ระบบ DIGITAL สามารถใช้ ERROR-CHECKING CODE และ REDUNDANCY INFORMATION TRANSMISSION เพื่อลด ERROR

4. DIGITAL OPTIC LINK สามารถใช้กับระบบ NON OPTIC DIGITAL ได้

5. DIGITAL PULSE สามารถถูกสร้างขึ้นใหม่ที่ REPEATOR รูปร่างของ PULSE ที่เข้ามาจะถูกสร้างขึ้นใหม่และถูกขยายด้วย จึงไม่มีการลดทอนและ DISTORTION ในระยะที่ยาวมากในระบบ ANALOG สัญญาณที่เข้า REPEATOR จะถูกขยายด้วย REPEATOR และรูปคลื่นจะไม่มีรูปร่างเหมือนเดิม

6. ระบบ DIGITAL สร้างคุณภาพของสัญญาณได้ดีกว่า ANALOG

## บทที่ 4

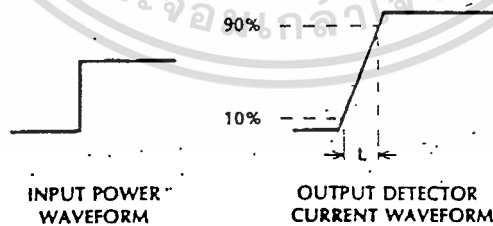
### 4.1 หลักการของ PHOTODETECTION

โดยปกติ PHOTODETECTION แบ่งออกเป็น 2 แบบตามลักษณะทางกลคือ กลุ่ม EXTERNAL PHOTOELECTRIC EFFECT กลุ่มนี้อิเล็กตรอนจะถูก FREED จากพื้นผิวของของโลหะโดยอาศัยพลังงานจาก PHOTON ที่ตกกระทบผิวโลหะอุปกรณ์ VACUMPHOTODIODE และ PHOTOMULTIPLIER TUBE อาศัยหลักการของปรากฏการณ์นี้ ส่วนอีกกลุ่มจะเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ซึ่งอิเล็กตรอนและ HOLE อิสระจะถูกสร้างขึ้นจากการซึมซับของพลังงาน PHOTO ซึ่งจะเรียกกลุ่มหลังว่า INTERNAL PHOTOELECTRIC EFFECT อุปกรณ์พวก PN JUNCTION PHOTODIODE , PIN PHOTODIODE และ AVALANCHE PHOTO DIODE อาศัยหลักการนี้

คุณสมบัติสำคัญของอุปกรณ์รับแสงคือ RESPONSIVITY( $r$ ), SPECTRAL RESPONSE และ RISE TIME โดยค่า RESPONSIVITY จะเป็นสัดส่วนของกระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับแสง ต่อ OPTIC POWER ทางด้านอินพุท ตามสมการ (4.1)

$$r = i/p \quad \text{-----}(4.1)$$

หน่วยของค่า RESPONSIVITY คือ แอมแปร์/วัตต์ ในอุปกรณ์รับแสงบางชนิดอาจจะวัดค่าเอาต์พุทออกมาในรูปของโวลเตจ ดังนั้นหน่วยของ RESPONSIVITY จะเป็นโวล/วัตต์ ค่าของ SPECTRALRESPONSE หมายถึง CURVE ของค่า RESPONSIVITY ที่แปรเปลี่ยนตามความยาวคลื่น และด้วยเหตุผลที่ว่าค่าของ RESPONSIVITY ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตามความยาวคลื่นทำให้อุปกรณ์รับแสงที่ต่างกันอาจต้องใช้งานใน WINDOW ที่ต่างกันของ OPTIC SPECTRUM. ตามการออกแบบของตัวรับ ค่าที่สำคัญอีกอย่างคือ RISE TIME ( $t_r$ ) จะเป็นค่าของช่วงเวลาที่เกิดกระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับ เปลี่ยนจาก 10% ไปเป็น 90% ของค่าสุดท้าย แสดงดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงลักษณะของ RISE TIME

ค่าของ 3dB MODULATION BANDWIDTH ของอุปกรณ์รับแสงจะกำหนดจาก สมการ (4.2)

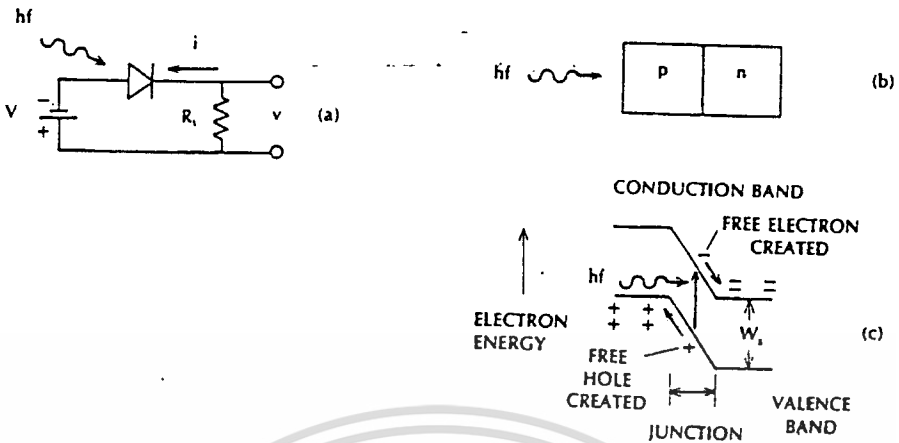
$$f_{3dB} = 0.35/t_r \quad \text{-----}(4.2)$$

ที่ความถี่ค่านี้ ระดับสัญญาณไฟฟ้าที่ตัวรับจะลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อเทียบกับที่ย่านความถี่ต่ำ

### 4.2 อุปกรณ์รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ (SEMICONDUCTOR PHOTODIODE)

อุปกรณ์ PHOTO DIODE ที่สร้างจากเซมิคอนดักเตอร์ ให้กำลังค่อนข้างต่ำ และสามารถเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ทำงานที่โวลเตจไปแอสต้า ตัวอย่างของ pn PHOTODIODE อย่างง่ายแสดงดังรูป 4.2



รูปที่ 4.2 (a) เมื่อป้อน REVERSE BIAS (b) แสดงลักษณะของ pn JUNCTION (c) แสดงระดับพลังงาน

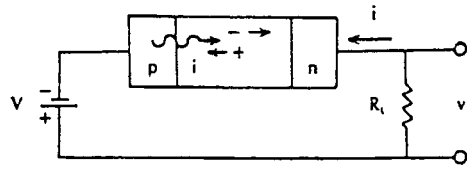
เมื่อให้ REVERSE BIAS จะทำให้ ENERGY BARRIER ระหว่างรอยต่อบริเวณ p และ n เพิ่มขึ้นทำให้อิเล็กตรอนอิสระทางด้าน n และ HOLE อิสระทางด้าน p ไม่สามารถข้ามบริเวณ ENERGY BARRIER จึงไม่มีกระแสไหลบริเวณรอยต่อที่ไม่มีประจุอิสระอิสระใด ๆ เลย เรียกบริเวณนี้ว่า DEPLETION REGION บริเวณความต้านทานสูงเป็นผลให้โวลเตจทั้งหมดที่ตกคร่อม DIODE จะตกคร่อมบริเวณนี้เกือบหมด

พิจารณารูป 4.2(c) เมื่อกลุ่มก้อนโฟตรอนถูกซึมซับใน JUNCTION หลังจากที่ผ่านมาชั้น p การดูดซับพลังงานโฟตรอนทำให้อิเล็กตรอน ข้าม BANDGAP จาก VALENCE BAND ไปยัง CONDUCTION BAND ทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ และจะทำให้ HOLE ออกจาก VALENCE BAND ดังนั้นจะมีประจุอิสระที่ถูกสร้างขึ้นจากการดูดกลืน PHOTON ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนตัวลงไปยัง BARRIER และ HOLE ก็เคลื่อนที่ขึ้นไปก็ BARRIER ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดกระแสไหลผ่านวงจรรายนอกเหมือนกับการปลดปล่อยแสงของอิเล็กตรอนซึ่งในกรณีนี้จะเกิดกระแสไหลในหลอด PHOTODIODE เมื่อ HOLE และอิเล็กตรอนรวมตัวกันใหม่ที่บริเวณนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าอ่อนๆซึ่งจะทำให้ประจุต่างๆหยุดเคลื่อนที่ ทำให้กระแสหยุดไหล นอกจากนี้ประจุพาหะจะถูกสร้างขึ้นใกล้ๆกับบริเวณ DEPLETION และมันสามารถที่จะแพร่ผ่านบริเวณนี้ไปได้ดังนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าจำนวนมากที่บริเวณรอยต่อ ทำให้มีกระแสจากภายนอกเกิดขึ้น

### 4.3 PIN PHOTODIODE

PIN PHOTODIODE นิยมใช้มากในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง PIN DIODE มีชั้น INTRINSIC ที่อยู่ระหว่าง p-n JUNCTION กว้าง ดังแสดงในรูป 4.3 ในชั้น INTRINSIC จะไม่มีประจุอิสระ ดังนั้นจึงมีความต้านทานสูง ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อม DIODE จะตกคร่อมที่ชั้นนี้เกือบหมด และมีแรงดันเนื่องจากสนามไฟฟ้าสูงมาก ด้วยเหตุที่ชั้น INTRINSIC มีความกว้าง

มาก ดังนั้นกลุ่มก้อนโฟตรอนจึงมีโอกาสที่จะถูกดูดซับในชั้นนี้ได้มากกว่าในบริเวณ p และ n จึงทำให้ประสิทธิภาพ และ SPEED RELATIVE ของ PIN PHOTODIODE ดีขึ้น



รูปที่ 4.3 แสดงลักษณะของ PIN PHOTODIODE

ในการสร้างคู่อิเล็กตรอน-โฮล ต้องอาศัยพลังงานที่เพียงพอจากกลุ่มก้อนโฟตรอนที่จะสร้างอิเล็กตรอนให้ข้าม BANDGAP ได้ พลังงานของโฟตรอน ( $hf$ ) โดย  $hf > \phi_g$  ทำให้เราสามารถหาค่าของ CUT OFF WAVELENGTH ได้ สมการ (4.3)

$$= 1.24 / \phi_g \quad \text{----- (4.3)}$$

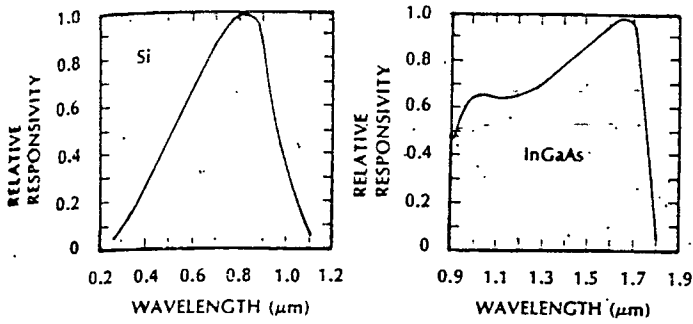
โดยค่า  $\lambda$  มีหน่วย  $\mu\text{m}$  และ  $\phi_g$  คือค่าของ BAND GAP ENERGY ในหน่วยอิเล็กตรอน-โวลต์วัสดุที่ใช้ในการสร้าง (MATERIALS)

สารซิลิกอนเป็นสารที่นิยมใช้มากที่สุดในการสร้างตัวรับของระบบการสื่อสารด้วยแสง ใน FIRST WINDOW สารซิลิกอน มีค่า CUT OFF WAVELENGTH  $\lambda = 1.1 \mu\text{m}$  ทำให้ไม่สามารถใช้งานได้ ใน SECOND WINDOW ซึ่งมีค่า  $\lambda \sim 1.3 \mu\text{m}$ . GERMANIUM DIODE และ InGaAs DIODE เป็นอุปกรณ์ที่มี NOISE สูงกว่า DIODE ที่ทำจากซิลิกอน แต่สามารถใช้งานได้ ใน SECOND WINDOW ตาราง 4.1 เป็นตารางแสดงย่านการใช้งานของวัสดุที่ใช้ในการสร้าง PIN DIODE

ตารางที่ 4.1 แสดงคุณสมบัติของสารที่ใช้ในการสร้าง

Material	Wavelength Range ( $\mu\text{m}$ )	Wavelength of Peak Response ( $\mu\text{m}$ )	Peak Responsivity (A/W)
Silicon	0.3-1.1	0.8	0.5
Germanium	0.5-1.8	1.55	0.7
InGaAs	1.0-1.7	1.7	1.1

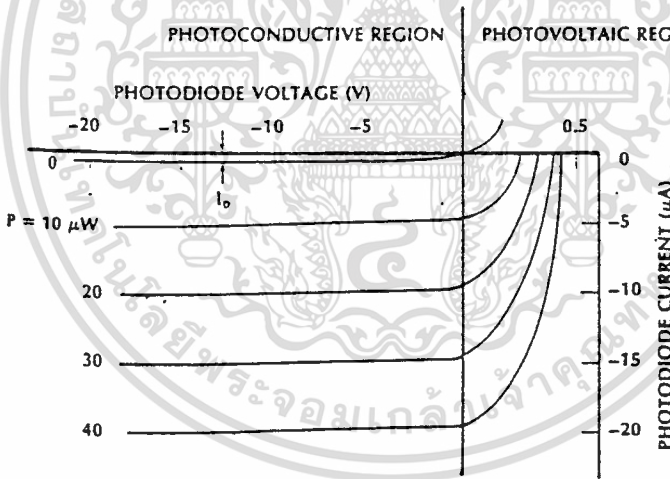
SPECTRAL RESPONSE ของซิลิกอน และ InGaAs แสดงในรูป 4.4 การตกลงของค่า RESPONSIVITY ที่ค่าความยาวคลื่นต่ำเกิดจากการเพิ่มขึ้นของการซึมซับโฟตรอนในบริเวณรอยต่อ p-n ซิลิกอน และ InGaAs จะมีค่า PEAK QUANTUM EFFICIENCY ประมาณ 0.8



รูปที่ 4.4 แสดง SPECTRUM RESPONSE CURVE

CURRENT- VOLTAGE CHARACTERISTIC

เส้นโค้ง CURRENT - VOLTAGE ของ SILICON DIODE จะมีค่า RESPONSIVITY 0.5 A/W ซึ่งหาได้จากรูป 4.5 เพื่อให้ REVERSE BIAS DIODE มันจะทำงานเป็น PHOTO CONDUCTIVE MODE ซึ่งจะให้กระแสเข้าที่ทุกเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ OPTIC POWER จากรูป 4.5 แสดงถึงสภาวะเมื่อมี OPTIC POWER ตกคร่อมทำให้เกิด FORWARD VOLTAGE เรียกการทำงานว่าเป็น PHOTOVOLTAIC MODE ซึ่งเป็นหลักการของอุปกรณ์ SOLAR CELL ซึ่งอุปกรณ์รับแสงในระบบ การสื่อสารเส้นใยแสงใช้หลักการนี้



รูปที่ 4.5 แสดงกราฟของ CURRENT - VOLTAGE ของซิลิกอนโฟโตไดโอด ถึงแม้ว่าจะไม่มี OPTIC POWER ตกกระทบตัว DIODE ก็จะทำให้เกิดค่าของกระแส REVERSE CURRENT ขึ้น เราเรียกค่ากระแสนี้ว่า DARK CURRENT ใช้สัญลักษณ์  $I_0$  แทนค่าของ DARK CURRENT เกิดจากปรากฏการณ์ THERMAL GENERATION ของประจุใน DIODE ซึ่ง DARK CURRENT จะไหลใน DIODE อาจเรียกได้ว่าเป็น REVERSE LEAKAGE CURRENT ค่าของมันจะมากที่สุด เมื่อเกิดโวลเตจที่เป็นค่าลบมากๆ เรียกค่ามากที่สุดนี้ว่า REVERSE SATURATION

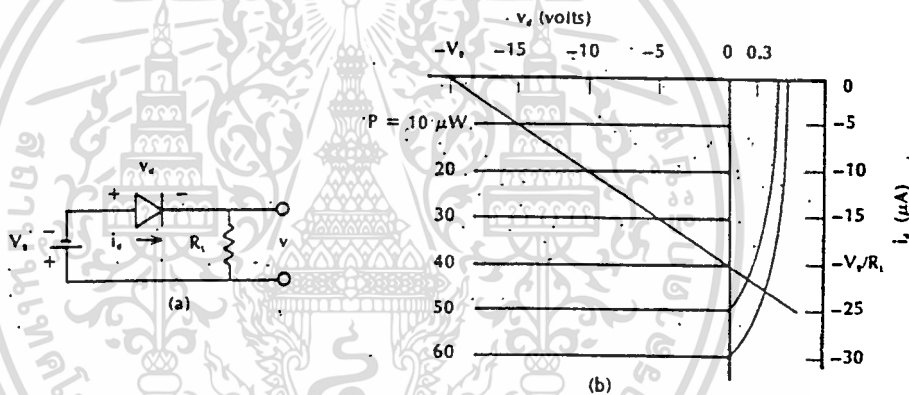
CURRENT ค่าของ DARK CURRENT จะเพิ่มขึ้นทุกๆ  $10^c$  ปกติแล้วค่ากระแส DARK CURRENT จะมีค่าตั้งแต่ไม่กี่นาโนแอมแปร์ จนถึงค่าเป็นร้อย ๆ นาโนแอมแปร์ โดยทั่วไป SILICON DETECTOR จะมีค่า DARK CURRENT ต่ำสุด InGaAs มีค่ามากกว่าและ GERMANIUM DIODE จะมี DARK CURRENT มากที่สุดและ ด้วยเหตุผลนี้ทำให้ SILICON PHOTO DIODE นิยมใช้อย่างกว้างขวาง

ขั้นต่อไปลองพิจารณาตัวอย่างการคำนวณหาค่าของกำลังงานที่ต่ำที่สุดของ PIN DIODE พิจารณา PIN DIODE ที่มีค่า RESPONSIVITY  $0.5 \text{ A/W}$  และ DARK CURRENT  $1 \text{ nA}$  ในการคำนวณเราจะพิจารณาจุดที่ OPTIC POWER เปลี่ยนไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่ให้ค่ากระแสเอาท์พุทเท่ากับ DARK CURRENT พอดี จากสมการ (4.4)

$$P = I_p / r \tag{4.4}$$

ดังนั้นค่าของ OPTIC POWER ที่ต่ำสุดที่สามารถรับได้ คือ  $2 \text{ nW}$

ตัวอย่างอย่างง่ายของวงจรทางด้านรับที่ใช้ PIN DIODE แสดงดังรูป 4.6 a เราให้ DIODE มี CURVE เป็นไปตามทฤษฎีทางอุดมคติ จากกฎของ KIRCHHOFF'S VOLTAGE เมื่อใช้กับรูป 4.6 จะได้สมการ (4.5)



รูปที่ 4.6 (a) วงจรการรับอย่างง่าย (b) แสดงกราฟการวิเคราะห์วงจรตามรูป (a)

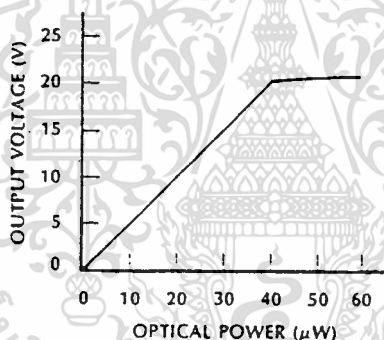
$$V_B + V_d + I_d R_L = 0 \tag{4.5}$$

สังเกตว่าค่าโวลเตจตกคร่อม DIODE ( $V_d$ ) และกระแส ( $I_d$ ) จะมีเครื่องหมายเป็นบวกเสมอในกรณีของทิศทาง FORWARD BIAS เพราะสมการ 1 จะเกิดขึ้นพร้อม ๆ กับคุณสมบัติของเส้นโค้งของ DIODE ตามรูป 4.6 b ซึ่งเราสามารถสร้างจากการใช้ไฟเลี้ยง  $V_B = 20 \text{ V}$  และ  $R_L = 1 \text{ M}$  เป็นโหลด เราสามารถลากเส้นตรงที่เรียกว่า เส้น LOAD LINE ซึ่งมีความชัน  $-1/R_L$  ซึ่งตัดแกนของโวลเตจที่จุด  $-V_B$  (คือค่า  $-20$  โวลต์ ตามตัวอย่าง) และตัดแกนของกระแสที่จุด  $-V_B/R_L$  (คือค่า  $-20 \text{ A}$  ตามตัวอย่าง) จากรูป 4.6 b เราสามารถแปลงให้อยู่ในความสัมพันธ์ระหว่างโวลเตจเอาท์พุทกับอินพุท OPTIC POWER ตามตาราง 4.2

ตารางที่ 4.2 ค่าที่คำนวณจากการ TRANSFER คุณสมบัติของ PIN PHOTODIODE

Optic Power ( $\mu\text{W}$ )	Diode Voltage (V)	Output Voltage (V)
0	-20	0
10	-15	5
20	-10	10
30	-5	15
40	0	20
50	-0.3	20.3
60	-0.4	20.4

เราจะพิจารณาการคำนวณค่าจากตาราง 4.2 ถ้าค่า OPTIC POWER เท่ากับ 10  $\mu\text{W}$  เส้น LOAD LINE ที่จากตัดผ่านเส้นโค้งแสดงคุณลักษณะของ DIODE ที่จุด -15 โวลต์ เพราะว่าค่าของไฟเลี้ยง ( $V_s$ ) คือ 20V และตกคร่อมโหลด  $R_L = 5V$  ค่าอื่น ๆ ในตารางถ้าพิจารณาในลักษณะเดียวกัน การแปลงดังกล่าวสามารถพิจารณาจากรูป 4.7 ซึ่งเมื่อ OPTIC POWER มีค่ามากขึ้น (มากกว่า 40  $\mu\text{W}$  ตามตัวอย่างนี้) DIODE จะทำงานในโหมดของ PHOTOVOLTAIC MODE ทำให้คุณสมบัติในการเปลี่ยนแปลงไม่เป็นเส้นตรง ดังนั้นในการออกแบบระบบที่มีระยะทางเชื่อมต่อสั้น ๆ จึงต้องระวังจุดนี้ คือไม่ให้เกิดจุดอิ่มตัวของทางคำนวณรูป 4.7



รูปที่ 4.7 TRANSFER FUNCTION ของวงจร PIN PHOTODIODE เมื่อ  $R_L = 1M$  RESPONSIVITY = 0.5 A/W ค่าเอาท์พุทโวลต์จากรูป 4.6 a สามารถคำนวณได้จากสมการ (4.6)

$$V = \rho P R_L \quad \text{----- (4.6)}$$

กราฟตามรูป 4.6 b แสดงถึงช่วง DYNAMIC RANGE ที่กว้างของ PHOTODETECTOR เราสามารถใช้งาน DIODE ในช่วง POWER สูง ๆ ได้ และเพิ่มค่าของ DYNAMIC RANGE ของตัวรับโดยการลดค่าความต้านทานโหลด  $R_L$  ตัวอย่างเช่น เราเปลี่ยน  $R_L$  เป็น 10K (ลดลงถึง 100 เท่า) สามารถเพิ่มค่าของกระแสสูงสุดจาก

$$V_B/R_L = 20/10^4 = 2 \text{ mA}$$

ดังนั้นค่าของกระแสสูงสุดมีลักษณะเช่นเดียวกับค่าสูงสุดของอิมพัลส์ POWER คือ

$$P_{\text{max}} = V_B/\rho R_L \quad \text{----- (4.7)}$$

เมื่อค่า  $\rho = 0.5 \text{ A/W}$  เราสามารถหาค่าสูงสุดของอิมพัลส์ POWER ก่อนถึงจุด SATURATE จะมีค่าถึง 4mw ซึ่งเราพบว่า DYNAMIC RANGE ขยายไปถึง 100 เท่าของเดิมค่าของโวลต์ที่สา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
32  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถตอบสนองลดลงถึง 100 เท่า ซึ่งนิยามได้จากสมการ ทำให้อัตราส่วนของอิมพัลส์ OPTIC POWER กับ เอกลักษณ์โวลเตจ เป็นไปตามสัดส่วนของ RL ตามสมการ (4.8)

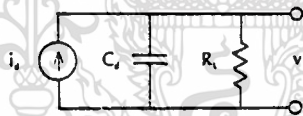
$$V/P = \rho RL \quad \text{-----(4.8)}$$

ดังนั้นความสัมพันธ์ซึ่งเป็นเส้นตรงระหว่างโวลเตจกับOPTIC POWERสามารถนิยามได้จากสมการ(4.8)ซึ่งจะครอบคลุมในช่วงมากกว่า 60 เท่าของ OPTIC POWER สำหรับ PIN DIODE เมื่อไม่มีการจำกัดค่าของความต้านทานโหลด

SPEED OF RESPONSE (ความเร็วในการตอบสนอง)

ค่าความเร็วในการตอบสนองจะถูกจำกัดโดยค่า TRANSIT TIME ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้ไปสำหรับประจุอิสระในการข้าม DEPLETION LAYER ใน PIN DIODE ความกว้างของบริเวณ DEPLETION จะพอสืบความกว้างของชั้น INTRINSIC ความเร็วของประจุอิสระจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของ REVERSE VOLTAGE ดังนั้นที่โวลเตจสูงจะลดค่าของ TRANSIT TIME ดังตัวอย่างเช่น เมื่อความกว้างของ DEPLETION 50  $\mu\text{m}$  และความเร็วประจุ  $5 \times 10^4 \text{ m/s}$  ดังนั้นค่าของ TRANSIT TIME คือ  $50 \times 10^{-6} / 5 \times 10^4 = 1 \text{ ns}$  ค่านี้จะเป็นค่าประมาณของค่า RISE TIME ใน PIN DIODE ค่าของ CAPACITANCE ในตัว DIODE ในรูป 4.8 ค่า  $C_d$  เป็นค่า JUNCTION CAPACITANCE ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากสารกึ่งตัวนำชั้น P และ n (ซึ่งทำตัวเสมือนเป็นอีเลคโตรด) ซึ่งถูกแบ่งแยกออกจากโครงสร้างของ PACKAGING

เมื่อทำการ ANALYSIS วงจรนี้โดยใช้ค่า 0 ถึง 63% ของค่า RISE TIME ของ RLCd (เป็นส่วนของ TIME CONSTANT) และค่า 10 - 90% ของค่า RISE TIME



รูปที่ 4.8 แสดงวงจรเสมือนของ PIN PHOTO DIODE โดยค่า  $C_d$  เป็นค่าคาปาซิแตนของไดโอด  $i_d$  เป็น PHOTO CURRENT

$$t_r = 2.19 RLC_d \quad \text{-----(4.9)}$$

ค่าของ 3-dB BANDWIDTH สามารถหาได้จากวงจรเสมือน หรืออาจจะนิยามได้จากสมการ (4.10)

$$f_{3-dB} = 1/2\pi RLC_d \quad \text{-----(4.10)}$$

โฟโตไดโอดที่ออกแบบมาสำหรับการใช้งานที่ความถี่สูงๆ จะมีค่าคาปาซิแตนเพียงไม่กี่พิโคฟารัดซึ่งในการออกแบบให้มีค่าคาปาซิแตน (cd) ต่ำ ๆ นั้นทำได้โดยการลดพื้นที่ผิวของไดโอดให้มีขนาดเล็ก แต่จะมีขีดจำกัดคือจะต้องมีพื้นที่ผิวไม่น้อยกว่าพื้นที่ผิวของ CORE ในสาย OPTIC เพราะจะทำให้ประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อลดลง อีกปัจจัยหนึ่งที่เป็นตัวกำหนดค่า SPEED OF RESPONSE คือ TRANSIT TIME หรืออาจเป็นค่าของ CIRCUIT RISE TIME โดยค่า

SPEED OF RESPONSE ควรจะมีขนาดใหญ่ ค่า RISE TIME ถูกจำกัดโดยค่า TRANSIT TIME ซึ่งปรกติจะมีค่าระหว่าง 0.5-10 ns สำหรับ PIN PD

ตัวอย่างของ PIN PHOTODIODE ซึ่งมีค่า  $C_d = 5$  PF TRANSIT-TIME -LIMITED RISE TIME 2 NS ให้ลองคำนวณหาค่า 3-dB BANDWIDTH และค่าความต้านทานโหลดที่มากที่สุดที่สามารถใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การคำนวณโดยใช้สมการ (4.2)

$$f_{3-dB} = 0.35/tr \quad \text{-----(4.2)}$$

แทนค่า  $f_{3-dB} = 0.35/2 \times 10^{-9} = 175$  MHZ

RC RISE TIME จากสมการ (4.9) จะต้องมิต่ำกว่าหนึ่งในสี่ของค่า TRANSIT TIME คือเป็นไปตาม

$$2.19 RLC_d < 0.5ns$$

$$RL < 46$$

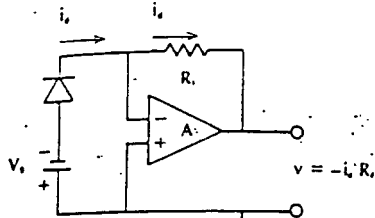
หลักการในการเลือกค่าความต้านทานโหลดสรุปได้ตามตาราง 4.3

ตารางที่ 4.3 แสดงหลักการในการเลือกใช้ค่าความต้านทานของโหลด

Defining Equation	Conclusion
$v = \rho PR_L$	Choose $R_L$ large for high-output voltages
$P_{max} = V_B / (\rho R_L)$	Choose $R_L$ small for large dynamic range
$f_{3-dB} = (2\pi R_L C_d)^{-1}$	Choose $R_L$ small for large bandwidth
$i_{i-T} = 4kT \Delta f / R_L$	Choose $R_L$ large to reduce the thermal-noise current

### CURRENT-TO-VOLTAGE CONVERTOR

ถ้าสังเกตรูปที่ 4.6 จะพบว่าโวลเตจของ DIODE ( $v_d$ ) จะลดลงเมื่อ OPTIC POWER มีค่าเพิ่มขึ้น สาเหตุเพราะเมื่อมีกระแสไหลมากขึ้น ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อมความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้น ความสัมพันธ์แบบไม่เชิงเส้นเกิดขึ้นเมื่อ  $v_d$  ตกลงเป็นจนเกือบเป็นศูนย์ เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยไม่จำเป็นต้องลดค่าของความต้านทานโหลด แต่เราจะใช้หลักการของ CURRENT - TO - VOLTAGE ซึ่งแสดงดังรูปที่ 4.9 โดยไดโอดจะถูกต่อเข้ากับออปแอมป์และมีการ FEED BACK ด้วยค่าความต้านทาน  $R_f$  คุณสมบัติของวงจรนี้มีดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.9 แสดงหลักการของ CURRENT - TO - VOLTAGE CONVERTER

โดย A คือ ออปแอมป์

1. โวลเตจที่ตกคร่อม ออปแอมป์มี GAIN สูงมากมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อทำการใส่ LOOP จะพบว่า  $v_d = v_B$  สามารถกล่าวได้ว่าโวลเตจทั้งหมดที่จ่ายออกมาจากแอมป์จะตกคร่อมที่ ไดโอดทั้งหมด เหมือนกับว่าไดโอดกำลังทำงานที่เส้น VERTICAL LOAD LINE ตามรูป 4.10

2. กระแสที่ไหลเข้าที่อินพุทของออปแอมป์มีค่าประมาณศูนย์ นั่นคือกระแสไดโอด ( $i_d$ ) ทั้งหมดจะไหลผ่านความต้านทาน  $R_f$  ทำให้มีโวลเตจตกคร่อมความต้านทาน  $R_f = R_f i_d$  เพราะที่ขาลบของออปแอมป์มีศักดาไฟฟ้าเกือบเท่าศักดาไฟฟ้าที่ GROUND เมื่อทำการใส่ LOOP ออกจะพบว่าโวลเตจที่เอาท์พุทของวงจรจะเป็น  $R_f i_d$  ในการออกแบบถาวรให้ค่า  $R_f$  มีค่า มากๆ (ในการปฏิบัติค่าจะมากขึ้นเป็นร้อยๆเท่าของ  $K$ ) ในการออกแบบภาครับให้มีเอาท์พุทโวล เตจสูงๆโดยปราศจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของการตอบสนองของ DIODE แล้ว ค่าของ SPEED OF RESPONSE ของวงจรจะเป็นตัวกำหนดค่า RISE TIME ของความต้านทาน RF ร่วมกับค่าคาปาซิเตอร์ที่ขานของวงจร FEED BACK

PACKAGING

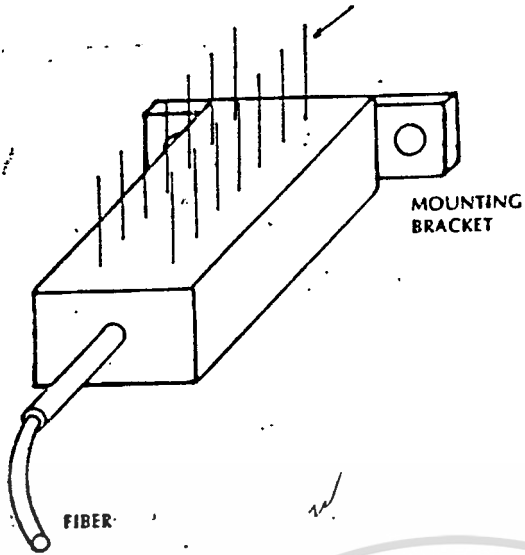
โครงสร้างภายนอกที่บรรจุ PHOTODIODE จะเหมือนกับ LED หรือ LASER DIODE โดยปกติแล้วค่าของ DETECTOR'S ACTIVE AREA (พื้นผิวการรับแสง) จะต้องมีค่ามากกว่าพื้นที่ ผิวของ CORE ของเส้นใยแสงที่ใช้ โดยปกติ PIN PHOTODIODE จะไม่ถูกจำกัดด้วยค่าของ NUMERICAL APERTURE ทำให้สามารถรับแสงที่มีมุมกว้าง ปัญหาของการ COUPLING สัญญาณ ระหว่างเส้นใยแสงและตัวรับจึงไม่มีผลมากต่อระบบ โดยทั่วไป PHOTODIODE จะมีการ PACKAGING หลายแบบคือ

1 PHOTODIODE ที่ถูกบรรจุอยู่ใน case มาตรฐานของทรานซิสเตอร์ทั่วไปที่เป็นโลหะ คล้ายกับการบรรจุใน LED คือเลนส์จะติดอยู่กับ METALCAP เพื่อทำการรวมแสงที่กระจัดกระจาย มาจากเส้นใยแสง เพื่อรวมแสงให้ตกคร่อมบนพื้นที่รับแสง เพื่อให้ประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อดีขึ้น

2 package ที่บรรจุอาจจะมีเส้นใยแสงต่อออกมาภายนอกโดยความยาวของเส้นใยแสงจะ ไม่มาก อาจจะมี CONNECTOR ให้หรือไม่แล้วแต่ชนิด

3 PHOTODIODE อาจจะถูกบรรจุใน PACKAGE แบบ DIP ( DUAL IN-LINE PACKAGE ) เพื่อความสะดวกในการต่อลงบนแผ่น PCB ( PRINT CIRCUIT BOARD ) ตามรูป 4.10

14 ELECTRICAL PIN CONNECTIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ**36**ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบระบบ

5.1 การออกแบบระบบเชื่อมโยงแบบอนาล็อก ( ANALOG OPTICAL FIBER LINK )

ในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง สิ่งแรกที่ต้องคำนึงถึงคือ ค่าการสูญเสียของส่วนต่างๆในระบบ จะต้องไม่มากเกินไป ซึ่งจะทำให้ระดับสัญญาณทางรับไม่เพียงพอที่จะรับได้ ในกรณีของภาคอนาล็อกที่ระดับสัญญาณตั้งกล่าว จะหมายถึงระดับสัญญาณที่จะทำให้เกิดค่า SIGNAL-TO-NOISE RATIO ( S/N ) ที่กำหนดไว้ นอกจากระดับสัญญาณแล้วยังต้องคำนึงค่า แบนวิท ( BANDWIDTH ) ต้องเพียงพอที่จะตอบสนองความถี่สูงสุดในย่านที่ใช้งานด้วย

5.1.1 การออกแบบภาคส่ง

สำหรับโครงการนี้การออกแบบจะออกแบบส่วนต่างๆของระบบให้สามารถตอบสนองความถี่ใช้งานได้สูง จากข้อกำหนดของ LED เบอร์ FFC-R-1013 ซึ่งมีค่า  $f_{-3dB} = 30 \text{ MHz}$  ความยาวคลื่นอยู่ในย่าน 850 nm มีค่าสเปกตรัมวิดท์ 45 nm เส้นใยแสงที่ใช้แบบ GRADED INDEX

พิจารณาวงจรทางภาคส่งของอนาล็อก อาศัยการมอดูเลทแบบอินเทนซิติวี่มอดูเลชัน วงจร DRIVE กระแสต้องสามารถขับกระแสในช่วง 30 - 60 mA เพราะในช่วงนี้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ขับ LED กับกำลังแสงที่ออกจาก LED จะเป็นเชิงเส้น ( LINEAR ) เลือกใช้ วงจรขับกระแสแบบ COMMON COLLECTOR เนื่องจากไม่คำนึงถึงระดับแรงดันทาง OUTPUT เพียงต้องการอัตราการขยายกระแสที่จะมาขับ LED เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 2222A เพราะสามารถตอบสนองความถี่ได้ถึง 400 MHz จ่ายกระแส  $I_c$  ได้สูงถึง 400 mA

ตาราง 5.1 แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ 2N 2222A

PACKAGE	LEADING	$V_{CB\ MAX}$	$V_{CE\ MAX}$	$V_{EB\ MAX}$	$I_{C\ MAX}$	$T_J\ MAX$	$P_{TOT}$	$f_{T\ MIN}$	$C_{OE\ MAX}$	$h_{FE\ MIN}$
TO18	101	75 V	40 V	6 V	800 mA	175 °C	500 mW	300 MHz	8 pF	100

ในการวางไบอัสสำหรับวงจรภาคส่งจะต้องคำนึงถึงเสถียรภาพการทำงานต่ออุณหภูมิ คือ องค์ประกอบภายใน 2 ประการ ของทรานซิสเตอร์ ที่มีผลต่อจุดทำงาน D.C ของมัน เมื่ออุณหภูมิ เปลี่ยน  $V_{BE}$  และ  $\beta$  เปลี่ยนคือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น  $V_{BE}$  จะลดลงที่อัตรา 2.5 mV/°C ผลรวมการเปลี่ยนแปลง  $V_{BE}$  โดยที่อุณหภูมิเปลี่ยนเราเรียกว่า  $V_{BE}$  ดังนั้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น  $V_{BE}$  จะลดลงเป็นเหตุให้กระแสที่ขาอีมิเตอร์เพิ่มขึ้น และทำให้  $V_E$  มากขึ้นด้วย

$$I_c = -\Delta V_{BE} I_C / V_E \quad ( 5.1 )$$

โดยที่  $I_c$  คือ กระแสที่ขาคอลเลคเตอร์เปลี่ยนไป

$I_c$  คือ จุดสงบของกระแสคอลเลคเตอร์

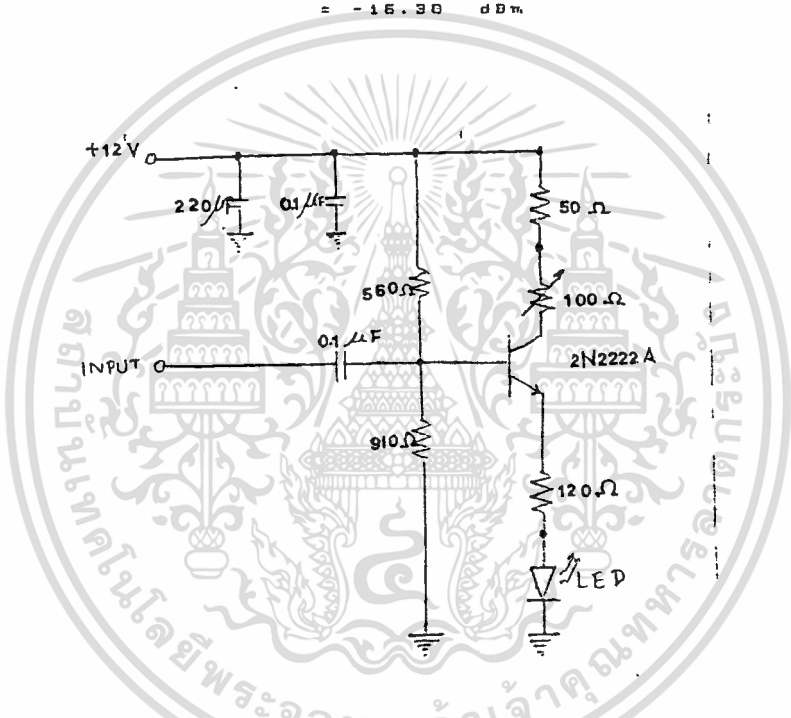
$\Delta V_{BE}$  คือ แรงดันที่ต่อระหว่างขา เบส-อีมิสเจอร์ ที่เปลี่ยนแปลงไป

$V_E$  คือ ที่จุดแรงดันปรกติ

จากสมการที่ (5.1) เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดที่ขั้ว LED สูงเกินไป จึงต้องกำหนดให้  $V_E$  มีค่าสูงๆ การออกแบบภาคส่งเลือก  $I_{E_c} = 40 \text{ mA}$  โวลเตจที่ตกคร่อมไดโอดมีค่าเท่ากับ 1.6 โวลต์ เมื่อออน (ON) ไดโอดตลอดเวลา และ  $V_E = 5$  โวลต์ (เลือกใช้ค่านี้เนื่องจาก การเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิในช่วง  $\pm 50 \text{ }^\circ\text{C}$  และเพื่อไม่ให้กระแสที่ใช้ขับเปลี่ยนแปลงอันเนื่องมาจาก  $V_{BE}$  กำลังแสงที่ส่งออกจาก LED ที่กระแส  $I_c$  40 mA จากกราฟคือ

$$P_o = 23 \text{ } \mu\text{W}$$

$$P_o = 10 \log 23 \times 10^{-6} / 10^{-9} \\ = -15.30 \text{ dBm}$$



รูปที่ 5.1 แสดงวงจรภาคส่งของส่วนอนาล็อก

จากวงจรในรูปที่ 5.1 เป็นวงจรคอมมอนคอลเลคเตอร์จะได้

$$V_o = (\beta + 1) I_b R_E$$

$$V_o / V_{in} = (\beta + 1) R_E / r_x + r_e + (\beta + 1) R_E = 1$$

จะเห็นว่า อัตราการขยายแรงดัน ประมาณเป็น 1 และจากที่กล่าวมาไม่คำนึงถึงระดับแรงดันเอาต์พุตที่ออกมา เพียงต้องการอัตราการขยายกระแสที่จะมาขับ LED เท่านั้น

ดังนั้น

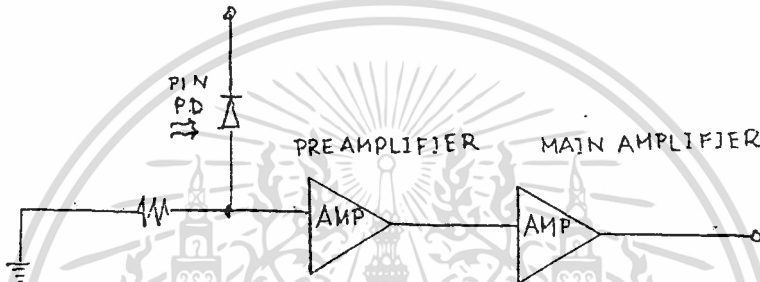
$$A_i = I_o / I_{in}$$

$$= (\beta + 1) I_b / I_{in} = \beta + 1$$

อัตราการขยายกระแสมีค่า  $\beta + 1$  ซึ่งคืออัตราการขยายกระแสของทรานซิสเตอร์นั่นเอง

### 5.1.2 การออกแบบภาครับ

พิจารณาการออกแบบทางภาครับ สิ่งแรกที่จะต้องคำนึงถึงคือระดับพลังงานต่ำสุดที่ภาคนี้สามารถรับได้ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับปัจจัยหลายอย่างเช่น คุณสมบัติของพินโฟโตไดโอด ( PIN PD ) แบนวิทของระบบ ระดับ SIGNAL-TO-NOISE RATIO ของระบบ ในการออกแบบภาครับของระบบอนาล็อกในปริศยานี้ จะทำการคำนวณค่าต่างๆที่ใกล้เคียงกับค่าการปฏิบัติงานจริง ค่าข้างค่าจะเป็นการสมมติ เพราะพินโฟโตไดโอดที่ใช้ในการออกแบบเป็นแก้วที่ไม่มีสเปกการปฏิบัติงาน และเป็นอุปกรณ์เฉพาะที่ทางอาจารย์ที่ปรึกษาจัดหาให้ แต่ไม่สามารถหารายละเอียดได้ วิจารณ์วางจรเสมือนของตัวดีเทคเตอร์ ( DETECTOR ) นั้นแสดงได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 แสดงวงจรรวมทางด้านรับ

ขั้นแรกทำการหาค่าความต้านทานโหลดที่มากที่สุด ( $R_L$ ) ของวงจรทางด้านรับจากสมการ ( 4.10 ) โดยกำหนดขอบเขตของการตอบสนองของวงจรที่ความถี่สูงสุดถึง 30 MHz และค่าพินโฟโตไดโอด คาปาซิแตนซ์ ( $C_p$ ) โดยทั่วไปจะอยู่ในช่วง 1-5 pF แทนค่าในสมการ

$$f_{s-d_b} = 1/2 R_L C_p$$

แทนค่า

$$f_{s-d_b} = 30 \text{ MHz} , C_p = 3 \text{ PF}$$

$$R_L = 1/2 \pi \cdot 30 \times 10^6 \times 1.5 \times 10^{-12}$$

$$= 1.768 \text{ K}$$

ในทางปฏิบัติใช้  $R_L = 1.7 \text{ K}$  เพราะถ้าโหลดมากขึ้นแบนวิทจะลดลง

ลำดับต่อไปจะเป็นการคำนวณระดับพลังงานต่ำสุดที่ทางรับยังสามารถรับได้ ในโครงการนี้ใช้พินโฟโตไดโอดเป็นตัวรับแสง ซึ่งสัญญาณรบกวนเนื่องจากความร้อน ( THERMAL NOISE ) จะเป็นข้อจำกัดของระบบ ในการออกแบบจะทำการสมมติไว้ก่อนแล้ว จะตรวจสอบหลังจากการคำนวณระดับกำลังที่รับมาได้ ด้วยการสมมติโดยใช้สมการที่ ( 5.3 )

$$S/N = 0.5 R_L ( P )^2 / 4KT_u f \quad \text{----- ( 5.3 )}$$

โดยที่  $\rho = \eta_o / hf$  ซึ่งเป็นค่า RESPONSITIVITY ของพินโฟโตไดโอด ถ้าอุณหภูมิปกติเป็น 300 K และวงจรรขยายภาคแรกมีค่า NOISE FIGURE ( N.F. ) 2-

3 dB และ EQUIVALENT TEMPERATURE ( $T_e$ ) หาค่าได้จากสมการที่ ( 5.4 )

$$T_e = N.F.T \quad ( 5.4 )$$

$$= 600 \text{ K}$$

ดังนั้นระดับพลังงานต่ำสุดที่ทางต้านรับสามารถรับได้ คำนวณได้จากสมการ ( 5.3 )

โดยที่  $k$  คือค่าโบลซ์มานส์ คอนสแตนท์ (BOLTZMANN CONSTANT)

$$R = 3.5 \text{ k}$$

$$= 0.5 \text{ A/W จากข้อกำหนดของฟิโนไฟโตไดโอด}$$

$$f = 30 \text{ MHz}$$

$$\text{ดังนั้น } P = 4(1.38 \times 10^{-23})(600)(30 \times 10^6)(10^3) / [(0.5)(1.7 \times 10^3)(0.5)^2]$$

$$P = 2.162 \text{ } \mu\text{W}$$

$$= -26.6 \text{ dBm}$$

ที่ระดับกำลัง 2.162  $\mu\text{W}$  นี้ ฟิโนไฟโตไดโอดจะให้กระแสเฉลี่ย

$$i = \rho P$$

$$= 0.5 \times 2.162 = 1.081 \text{ } \mu\text{A}$$

ซึ่งที่กระแสนี้มากกว่า DARK CURRENT ( $I_d$ ) ของฟิโนไฟโตไดโอดโดยทั่วไปมีค่าประมาณ 1 nA อยู่หลายเท่า ดังนั้น DARK CURRENT จึงไม่มีผลต่อระบบ ขึ้นต่อไปตรวจสอบย่านกระแส 1.081  $\mu\text{A}$  ต้องไม่อยู่ในช่วงการทำงานที่ไม่เชิงเส้น (NONLINEAR OPERATION) ของตัวรับดังแสดงในรูป 4.6 และจะต้องไม่เกินค่ากระแสสูงสุดก่อนที่จะทำให้ระบบเกิดอิ่มตัว (SATURATE) ซึ่งหาได้จากอัตราส่วนของไบอัสโวลเตจ (BIAS VOLTAGE) กับกระแสสูงสุดที่ยอมรับได้ ซึ่งเมื่อเทียบกระแสที่จุดทำงานคือ 1.081  $\mu\text{A}$  แล้ว ภาพอิ่มตัวจะไม่เกิดขึ้น

$$\text{ระดับพลังงานแสงต้านส่ง} = -16.36 \text{ dBm}$$

$$\text{ระดับพลังงานแสงต่ำสุดที่ทางต้านรับสามารถรับได้} = -26.6 \text{ dBm}$$

$$\text{ระบบสามารถมีการสูญเสียได้} = -16.38 - ( -26.6 )$$

$$= 10.22 \text{ dB}$$

พิจารณาคุณสมบัติต่างๆของส่วนประกอบที่ได้ดังต่อไปนี้

1. แหล่งกำเนิดแสง LED จะทำงานที่กำลังเฉลี่ย (แสดงในรูปที่ 5.1) ในย่านการใช้งาน 0.85  $\mu\text{m}$  และมีสเปกตรัมวิธ (SPECTRUM WIDTH) 0.45  $\mu\text{m}$  มีเวลาขาขึ้น (RISE TIME) 1.2 ns

2. เส้นใยแสงที่ใช้เป็นแบบ GRADEX INDEX (GRIN) ค่า AXIAL N.A. = 0.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออปติคแบนด์วิธ (OPTIC BANDWIDTH)  $f_{cut-off} \times L = 500 \text{ MHz} \times \text{km}$  ค่าการสูญเสีย 5 dB/km เส้นผ่าศูนย์กลางกลางของแกนกลาง 50  $\mu\text{m}$

ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในระบบ

การสูญเสียจากการเชื่อมต่อ ( CONNECTION LOSS ) เส้นใยแสง 2 จุด คือทางเข้า รับและส่ง  $= 1 \times 2 = 2 \text{ dB}$

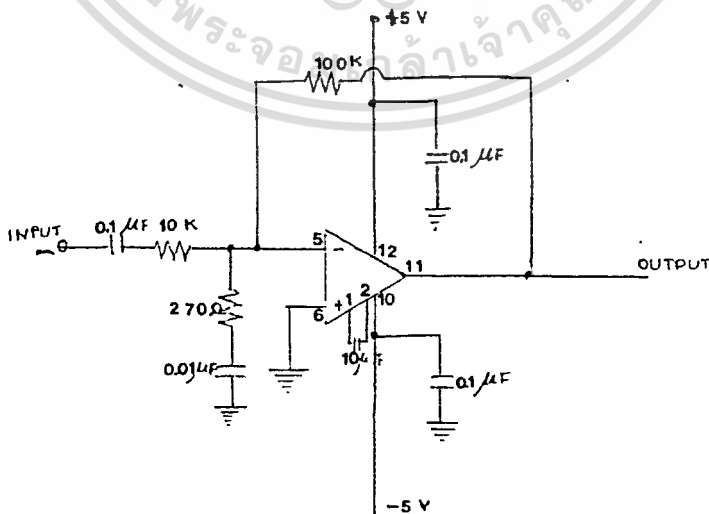
การสูญเสียแสงระหว่างแหล่งกำเนิดกับเส้นใยแสง ( COUPLING LOSS )  $= \text{dB}$

การสูญเสียจากการสะท้อนกลับเมื่อต่อเชื่อม  $= \text{dB}$

ผลรวมการสูญเสีย  $= \text{dB}$

การสูญเสียจากเส้นใยแสงที่ระบบสามารถทำได้  $= \text{dB}$

ขั้นตอนต่อไปทำการสร้างวงจรขยายเพื่อขยายระดับสัญญาณจากพินโอดีโอดีโอด วงจรขยายมีสองส่วนตั้งรูป 5.2 วงจรขยายส่วนแรกควรจะเป็นวงจรที่มีสัญญาณรบกวนต่ำมาก ( S/N-RATIO ) และยังมีค่าอินพุทอิมพีแดนซ์สูงๆ ออกแบบโดยใช้โอปแอมป์ร็อบอร์ LH 0032 CG สามารถตอบสนองความถี่ได้สูงถึง 70 MHz มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงถึง  $10^{12}$  โอห์ม ใช้งานในโหมด NON-COMPENSATED GAIN INVERTOR AMPLIFIER เพราะเป็นโหมดที่มีแบนวิทกว้างที่สุด วงจรขยายส่วนแรกออกแบบให้มีอัตรา การขยายแรงดัน ( VOLTAGE GAIN ) ประมาณ 10 เท่า วางวงจรขยายแบบ INVERTING AMPB อาศัยการป้อนกลับของเอาท์พุทไปยังอินพุท เพื่อให้ได้อัตราขยายตามต้องการ ลักษณะวงจรดังกล่าวแสดงดังรูปที่ 5.3

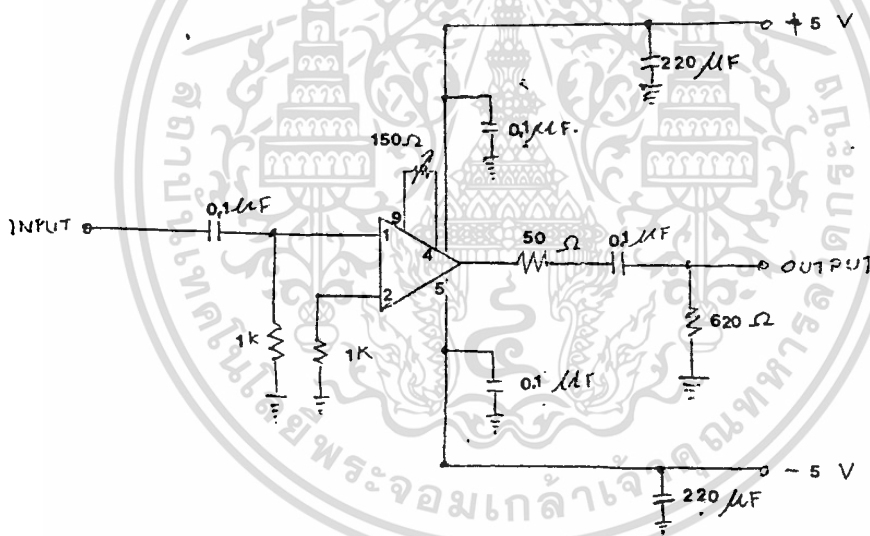


รูปที่ 5.3 แสดงวงจรขยายสเตจแรก

โดยอัตราขยายของวงจร  $A_v = R_f/R_{in} = 100 \text{ k} / 10 \text{ k} = 10$  เท่า

วงจรขยายภาคหลัง (MAIN AMPLIFIER) เป็นส่วนที่ต้องการอัตราขยายสูงสูงมาก จากวงจรขยายภาคแรกไม่สามารถทำให้อัตราการขยายสัญญาณสูงเพียงพอตามความต้องการได้ (เพราะสัญญาณจากอินพุตโคไดโอดมีกำลังต่ำมาก) และนอกจากนี้การออกแบบต้องการสัญญาณรบกวนต่ำมาก แต่ในวงจรขยายส่วนหลังนี้ไม่จำเป็นต้องคำนึงถึงระดับของสัญญาณรบกวนมากนัก แต่ต้องการอัตราการขยายสัญญาณมาก (เพราะสัญญาณรบกวนจะถูกตัดทอนให้ลดลงโดยอัตราขยายของวงจรของทั้งสองภาคคู่กัน) เนื่องจากการใช้งานในส่วนภาครับต้องการแบนวิธกว้างประกอบด้วยมีค่าความพหุเพี้ยนต่ำและเสถียรภาพของอัตราขยายสูง จึงใช้ไอซีเบอร์ LM733C ซึ่งมีกระแสเอาท์พุทสูง มีอิมพีแดนซ์ต่ำ สามารถตอบสนองความถี่ในช่วง 120 MHz และยังสามารถเลือกอัตราขยายได้ตั้งแต่ 10, 100 และ 400 โดยไม่ต้องใช้ FREQUENCY COMPENSATION เหมาะที่จะใช้ใช้งานเป็นภาคขยายเชิงเส้นที่มีแบนด์กว้างๆได้

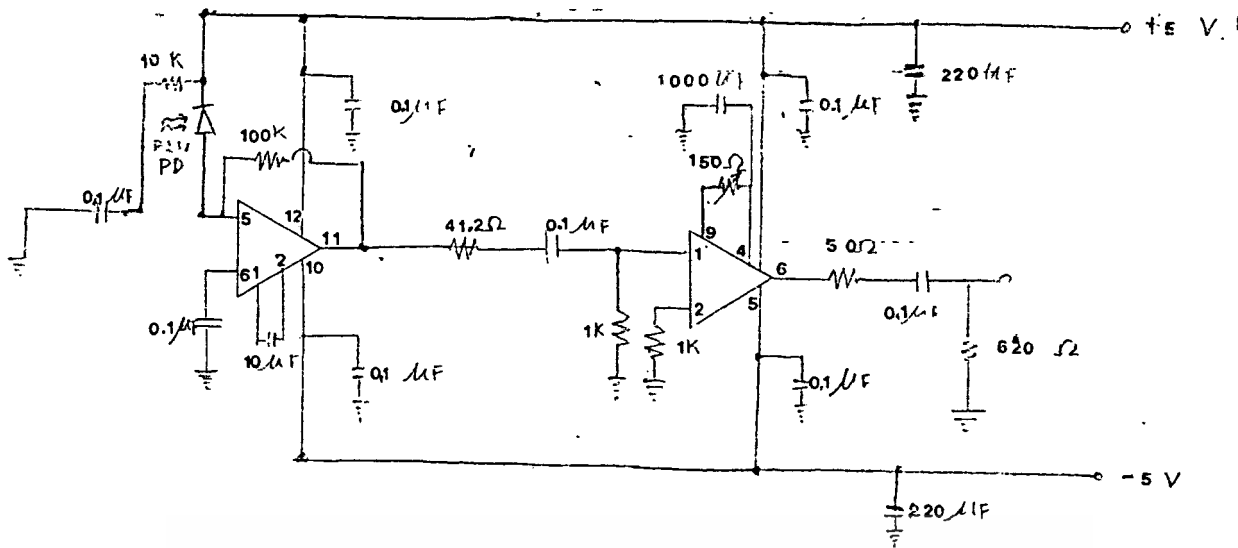
สำหรับวงจรขยายภาคหลังนี้ จะใช้วงจรในลักษณะของ VOLTAGE GAIN ADJUST CIRCUIT ดังแสดงในรูปที่ 5.4



รูปที่ 5.4 แสดงวงจร VOLTAGE GAIN ADJUST CIRCUIT ซึ่งใช้เป็นวงจรขยายภาคหลัง

จากรูป 5.4 ส่วนทำงานที่สำคัญจะอยู่ที่ค่าความต้านทานปรับเลือกค่า ( $R_{adj}$ ) โดยความต้านทานนี้จะใช้ในการเลือกอัตราขยายซึ่งจะเป็นสัดส่วนกลับกันระหว่าง  $R_{adj}$  กับอัตราขยาย สำหรับในวงจรขยายภาคหลังนี้จะเลือกค่าความต้านทานปรับเลือกค่าให้ค่า 120 โอห์ม อัตราการขยายประมาณ 20

รูปที่ 5.5 แสดงวงจรรวมของส่วนขยายสัญญาณอนาล็อก เกนการขยายรวม  $2000$  เท่า สามารถปรับอัตราขยายได้



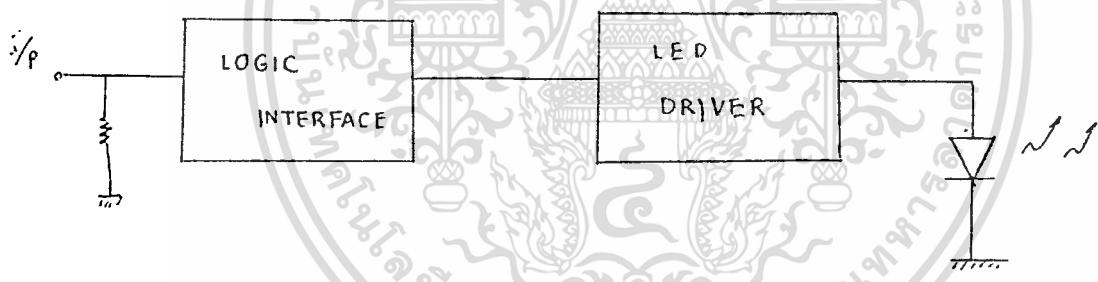
รูปที่ 5.5 แสดงวงจรรวมทางภาครับของภาคอนาล็อก

5.2 การออกแบบระบบเชื่อมต่อโยงแบบดิจิทัล (DIGITAL OPTICAL FIBER LINK)

5.2.1 การออกแบบวงจรทางภาคส่ง

ในวงจรภาคส่ง จะประกอบด้วย ส่วนลอจิกอินเตอร์เฟส (LOGIC INTERFACE)

ส่วนไดรเวอร์ (DIGITAL DRIVER) ดังรูป 5.6

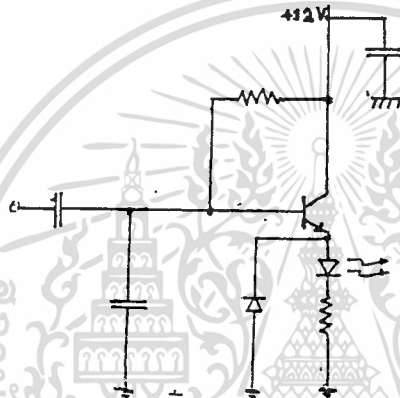


รูปที่ 5.6 แสดงบล็อกโคอะแกรมของวงจรภาคส่ง

ส่วนลอจิกอินเตอร์เฟสใช้แทนเกท โดยเลือกใช้เบอร์ SN 74 S00 ซึ่งเป็น TTL-SCHOTTKY เพราะเป็นโพลกัตที่เหมاسبสำหรับแหล่งจ่ายสัญญาณทั่วไป และสามารถตอบสนองความเร็วได้สูงสุดในตระกูล TTL และมีค่าทางหน่วงสัญญาณน้อยที่สุด (PROPAGATION DELAY) โดยใช้ 4 ตัวมาต่อแบบอินเวอร์เตอร์ (INVERTER) ช่วยปรับรูปร่าง (RISE TIME) และฟอร์ทไทม์ (FALL TIME) ให้ดีขึ้น แล้วนำอีกชุดมาต่อคาสเคด (CASCADE) กัน เพราะ TTL แต่ละส่วนมีเวลาหน่วงต่างกัน ทำให้การตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของระดับลอจิก 1 และ 0 ไม่เท่ากัน บางครั้งความแตกต่างของเวลาอาจเป็นศูนย์ หรืออาจมากกว่า 10 ns ก็ได้ การต่อคาสเคดจะช่วยลดค่าเวลาหน่วง เช่น ถ้าสัญญาณมีการเปลี่ยนระดับจากสูงเป็นต่ำ แบบขาลง (NEGATIVE) เมื่อผ่านเกทชุดแรกจะได้เอาท์พุทออกมาโดยจะกลับจากต่ำเป็นสูง (เพราะ

เป็นนบน (เกท) และมีค่าหน่วงเวลาต่ำหนึ่ง แต่เมื่อผ่านเกทชุดที่ 2 จะได้เอาท์พุทที่เกิดจากการเปลี่ยนระดับจากสูงเป็นต่ำ ทำให้เอาท์พุทสุดท้ายเหมือนกับอินพุท แต่ถ้าเวลาหน่วงลดลง เพราะถ้าค่าหน่วงเวลาสำหรับขาขึ้นเป็นบวก เวลาขาลงก็ต้องเป็นลบ เพื่อให้ได้พัลส์ที่มีความถี่นั้นออกมา

ส่วนที่ 2 จะเป็นส่วนของวงจรขับ LED (LED DRIVER) ลักษณะของการมอดูเลตจะเหมือนกับในภาคอนาล็อก คือใช้ INTENSITY MODULATION อาศัยการเปลี่ยนระดับโวลเตจของสัญญาณอินพุท เพื่อที่จะทำกระแสที่จะจ่ายให้ LED เพื่อให้ได้กำลังทางแสง (OPTICAL POWER) ที่มากหรือน้อยสัมพันธ์กับระดับโวลเตจที่เข้ามา วงจรมอดูเลตจึงอาศัยเพียงแค่การสวิตช์ทรานซิสเตอร์ด้วยกระแส คือเมื่อมีอินพุทเข้ามา จะมีการไบอัสให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่กระแสออกมาค่าหนึ่ง และเมื่อไม่มีอินพุท(หรือระดับโวลเตจเป็นศูนย์) ทรานซิสเตอร์จะไม่ทำงานคือไม่จ่ายกระแส การวางวงจรแบบ SELF BIAS แสดงดังรูป 5.7



รูปที่ 5.7 แสดงวงจรขับ LED แบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์

เลือกใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866 ของโมโตโรล่า เพราะมี

การตอบสนองย่านความถี่สูงถึง 400 MHz สามารถลดการหน่วงเวลาขณะ ออน (ON) และ ออฟ (OFF) วงจรให้น้อยที่สุด วางวงจรแบบอิมิตเตอร์ฟอลโลเวอร์ (EMITTER FOLLOWER) พิจารณาวงจรโดย

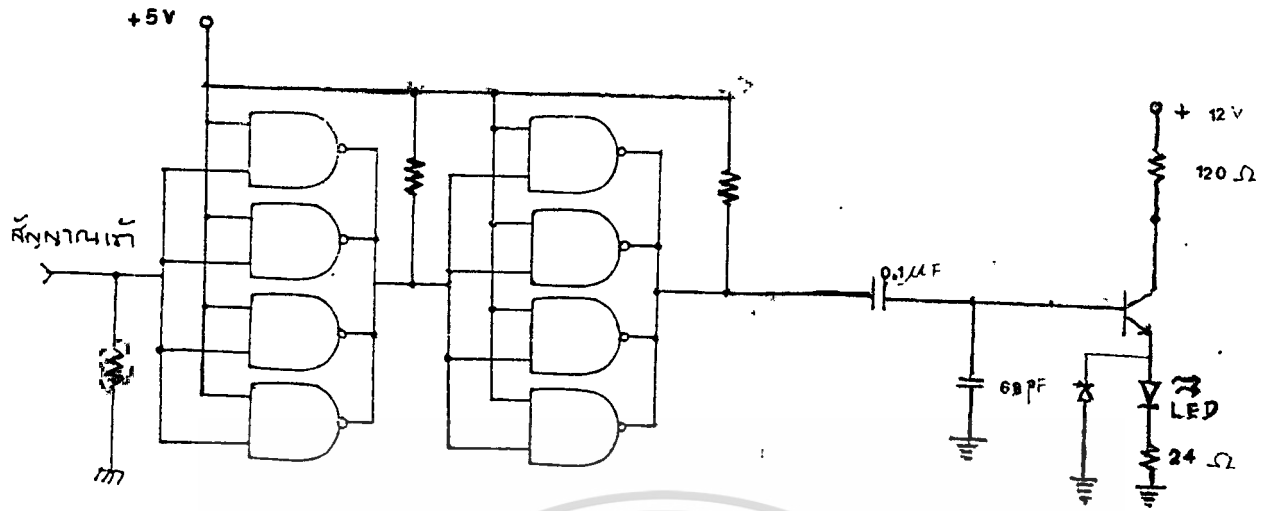
$$V_o = R_1 (\beta_1 + 1) I_b$$

$$V_o / E_1 = (\beta_1 + 1) R_1 / R_1 = (\beta_1 + 1) R_1 / (r_{in} + r + (\beta_1 + 1) R_1)$$

ในที่นี้ให้  $R_1$  มีค่าน้อยมาก ดังนั้น  $r_{in}$  และ  $r$  ภายในทรานซิสเตอร์จะมีผลทำให้โวลเตจเกนของวงจรมีค่าต่ำกว่า 1 เนื่องจากเราจะไม่คำนึงถึงระดับแวลเตจเอาท์พุท แต่ต้องการการขยายกระแสทางด้านเอาท์พุทเพื่อขับ LED

$$A_i = I_o / I_{in} = (\beta_1 + 1) I_b / I_b = \beta_1 + 1$$

ปรับค่า  $R_1$  เพื่อให้ได้กระแสที่จุดทำงานคือ 20-50 mA เพราะเป็นช่วงการทำงานของ LED จะเป็นเชิงเส้น (LINEAR) โดย  $C_1$  เป็นคาปาซิเตอร์บายพาสสัญญาณเพื่อปรับรูปร่างสัญญาณให้ดีขึ้น  $C_2$  ทำการกรองริบเบิล (RIPPLE) ที่มาจากแหล่งจ่ายไฟ จะได้วงจรรวมของภาคส่งดังรูป 5.8



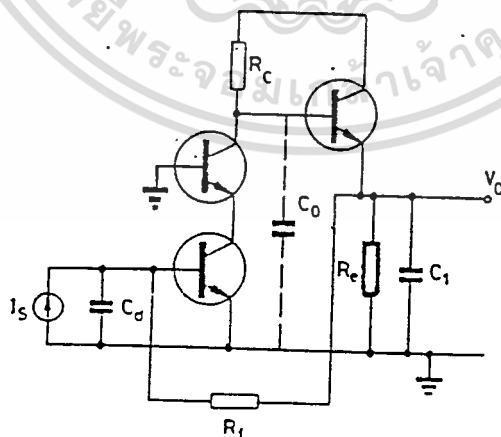
รูปที่ 5.8 แสดงวงจรภาคส่งที่ใช้งานจริง

โดยค่าความต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  สำหรับดึงกระแสจาก TTL ตามที่ต้องการ ค่าความต้านทานทั้งสองมีผลต่อรูปคลื่น ความต้านทาน 50 โอห์ม เพื่อปรับอินพุทอิมพีแดนซ์ของวงจรให้ MATCHING กับ GENERATOR

### 5.2.2 การออกแบบภาครับ

ทางภาครับจะประกอบด้วยวงจรรขยายสองส่วน เพื่อขยายระดับสัญญาณต่ำ ให้มีระดับเอาต์พุตประมาณ 3 โวลต์ เพื่อให้ TTL รับรู้สถานะ 1 และ 0

วงจรรขยายภาคตั้ง จะต้องเป็นวงจรรขยายที่มีสัญญาณรบกวนต่ำมาก คือค่า S/N-RATIO มีค่าสูงมากจากที่คำนวณไว้ควรจะสูงกว่า 30 dB มีอินพุทอิมพีแดนซ์สูงๆ สามารถขยายสัญญาณที่ระดับอินพุทประมาณ 5 mV มีแบนวิทกว้างประมาณ 200 MHz เลือกวงจรรขยายแบบทรานซิสเตอร์



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรรขยายแบบทรานซิสเตอร์อิมพีแดนซ์ที่ไว้

เหตุที่เลือกใช่วงจรรขยายภาคแรกแบบทรานซิสเตอร์อิมพีแดนซ์เพราะมีข้อดีคือ

- 1) มีไดนามิคเรนจ์กว้างมาก (DYNAMIC RANGE) เมื่อเทียบกับวงจรรขยายแบบอื่นๆ

หรือเมื่อเทียบกับวงจรไฮอิมพีแดนซ์

2) ไม้จำเป็นจะต้องมีการปรับแต่งสัญญาณอีก เพราะว่าผลรวมของค่าความต้านทานมีค่า  $R_{in} // R_f$  จะมีค่าอย่างมาก คือค่าคงที่ของเวลา (CIRCUIT-LIMITED RISE TIME,  $t_{rc}$ ) หรือค่าไรซ์ไทม์ของวงจรจะมีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับการคำนวณตั้งกลางก่อนหน้านี้ จึงทำให้เราสามารถให้ความต้านทานไหลตมมากขึ้น เพื่อ SENSITIVITY ของวงจรดีขึ้น

3) ค่าความต้านทานเอาต์พุตของวงจรมีค่าอย่างมากจนทำให้สัญญาณรบกวน (NOISE) ครอสทอล์ค (CROSS TALK) และอิทธิพลสนามแม่เหล็กไม่มีผลต่อวงจร

4) ค่าทรานเปลอร์ คาร์เรเตอร์ริสติกของวงจรขยายนี้เป็นค่าทรานอิมพีแดนซ์จริง ๆ (TRANSIMPEDANCE,  $Z_{in}$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $R_f$  (ความต้านทานที่ใช้ย้อนกลับ) จึงสามารถปรับค่าได้ง่ายตามต้องการ และมีเสถียรภาพ

ในการออกแบบเลือกให้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ MRF 501 เพราะมีค่า  $f_c$  สูงถึง 1.26 Hz ที่ 3 ตัว วางวงจรในลักษณะทรานอิมพีแดนซ์  $Q_1$  จะวางในลักษณะคอมมอนอิมิตเตอร์ (COMMON EMITTER)  $Q_2$  เป็นคอมมอนเบส (COMMON BASE) และเป็นโหลดของ  $Q_1$ ,  $Q_2$  ยังช่วยลดผลจาก MILLER EFFECT และอินเตอร์แอคชัน (INTERACTION) ระหว่างโหลดกับอินพุตจะน้อยมากจนถึงย่าน UHF และมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{cc}$  ต่ำ และ  $Q_3$  เป็นภาคขับเพอร์สัญญาณ เพราะมีเอาต์พุตอิมพีแดนซ์ต่ำมาก ระบบที่ออกแบบจะมีการตอบสนองในย่าน 1 - 200 MHz เป็นรองรับสัญญาณเลเซอร์ที่มีความเร็ว 30 Mbps โดยวงจรขยายส่วนนี้จะมียูเทกประมาณ 10 เท่า ค่าสมเกนโดยสุทธิต่อวงจรซึ่งเป็น POPI FEEDBACK ค่าขนาดได้จาก

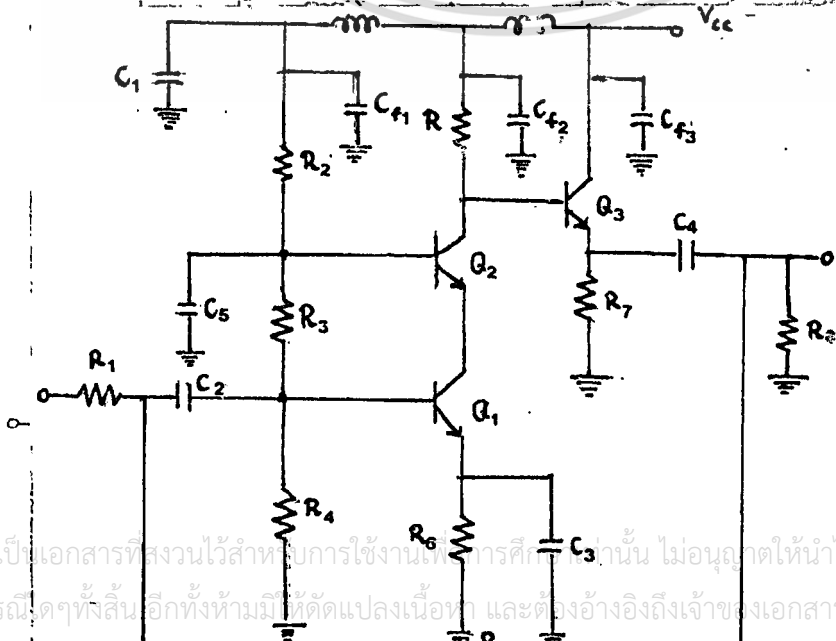
$$GAIN = v_o / v_{in} = R_{mf} / [(R_f + R_{in}) + R_{if}]$$

$$R_{if} = R_{fo} / (1 + R_{mf} F)$$

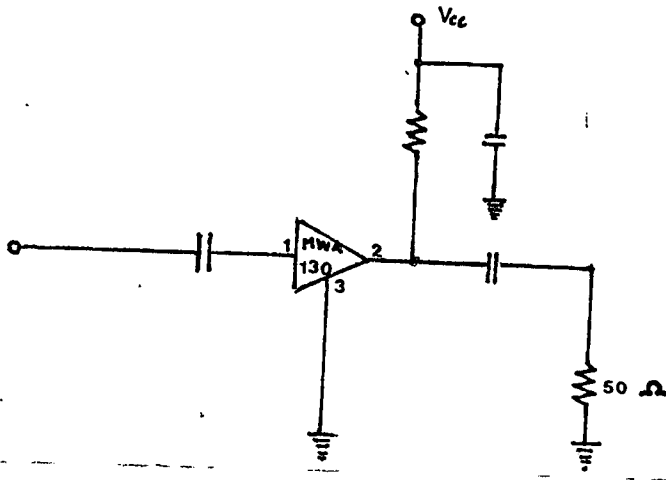
$$= R_f / R_1$$

ผลที่ได้จากการคำนวณและการปรับแต่งวงจร จะได้วงจรที่ใช้งานจริงตามรูป 5.10 โดยปรับค่า  $R_f$ ,  $R_1$  เพื่อให้ได้เกนประมาณ 10 เท่า

รูปที่ 5.10 แสดงวงจรขยายส่วนแรก







รูปที่ 5.12 การใช้งาน MWA 130

1 คัดปลั๊ว (DECOUPLING ELEMENT) เป็นส่วนที่เหมือนกันในการเลือกจุดโวลต์การทำงานที่วงจร จะประกอบด้วย 2 ส่วนย่อย คือ

1.1) คาปาซิเตอร์บายพาส (BYPASS CAPACITOR) ค่ารีแอคทีฟอิมพีแดนซ์ (REACTIVE IMPEDANCE) ควรจะมีค่าต่ำเมื่อเทียบกับอิมพีแดนซ์ของส่วนคัดปลั๊วที่ความถี่การทำงานต่ำๆ เลือกใช้ค่า 0.1 F แบบเซรามิกทนโวลต์ได้ 50 โวลต์

1.2) คัดปลั๊วอิมพีแดนซ์ (DECOUPLING IMPEDANCE) อาจจะเป็นค่าความต้านทานหรือค่าอินดักแตนซ์ เป็นส่วนไขว้สว่กับไฮบริดแอมป์ ควรให้ค่าคัดปลั๊วอิมพีแดนซ์มีค่าสูงๆเมื่อเปรียบเทียบกับอิมพีแดนซ์ของโหลด 50 โอห์ม เพื่อจะลดการสูญเสียของ RF GAIN ค่าเกณฑ์สูญเสียไปเนื่องจากส่วนคัดปลั๊วอิมพีแดนซ์ หาได้จากสมการ

$$\text{เกณฑ์สูญเสีย} = 20 \log Z_p / (Z_p + 25) \text{ dB}$$

โดย  $Z_p$  เป็นค่าคัดปลั๊วอิมพีแดนซ์ในหน่วยโอห์ม ในการออกแบบเลือกใช้  $Z_p$  ค่า 180 โอห์ม ดังนั้น ค่าการสูญเสียเกณฑ์ของวงจรคือ

$$\text{เกณฑ์สูญเสีย} = 20 \log 180 / (180 + 25) = 1.129 \text{ dB}$$

2 ส่วนคัดปลั๊วอินพุทและเอาต์พุท (DC BLOCKING CAPACITOR) เป็นส่วนคัดปลั๊วสัญญาณและป้องกันไฟ DC จากภายนอก ค่าของคัดปลั๊วคาปาซิเตอร์จะมีผลต่อการตอบสนองในย่านความถี่ต่ำของวงจร (LOW FREQUENCY CUT OFF) ค่า  $f_{LFC}$  ที่ 3-dB สัมพันธ์กับคัดปลั๊วคาปาซิแตนซ์ ดังสมการ

$$C_{BLOCK} \text{ (ฟารัด)} = 1 / 100\pi f_{LFC} \text{ (Hz)}$$

เลือกให้คาปาซิเตอร์ 0.1 F เพื่อให้สามารถตอบสนองต่อความถี่ต่ำๆได้ถึง 22.8 kHz

ค่าของคัดปลั๊วรีซิสทีฟอิมพีแดนซ์ (DECOUPLING RESISTIVE IMPEDANCE,  $R_p$ ) จะเป็นส่วนกำหนดโวลต์จอร์ของแหล่งจ่ายกระแส  $V_{cc}$  สัมพันธ์กันตามสมการ

$$V_{cc} = E_p + I_p + V_D$$

เนื่องจากเราไม่จำเป็นต้องให้มีความต้านทานส่วนนี้สูงมากนัก (เพราะมีการขยายมาถึง 2 สเตจ) จึงเลือกออกแบบโดยให้แหล่งจ่ายไฟ  $V_{cc} = 12$  โวลต์ เนื่องจากการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟของ  $I_{DQ}$  และ  $V_{DQ}$  เลือกจุดทำงานที่กระแส  $I_{DQ} = 40 \text{ mA}$  จะได้ค่า  $V_{DQ}$  คือ

$$V_{DQ} = I_{DQ} \cdot R = 180 \times 42 \times 10^{-3}$$

$$= 4.44 \text{ โวลต์}$$

เมื่อพิจารณาวงจรหลัก ทั้งสามสแตจมาต่อคลาสเอตจะได้เกนรวมประมาณ 80 เท่า ในการออกแบบขยายเฟรเอนซ์ ต้องระวังการเกิดครานด์ลูป (OSCILLATION) อันจะทำให้วงจรเกิดการออสซิลเลต รูปที่ 5.13 แสดงวงจรที่ใช้งานจริงในส่วนแอมพลิจูดขยายหลัก



## บทที่ 6

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 6.1 การทดลองวงจรภาคอนาล็อก

1. ทดสอบวงจรภาคส่งของภาคอนาล็อกโดยการป้อนอินพุต 1 V โดยให้ได้กระแส 40 mA ดังแสดงในตารางที่ 6.1

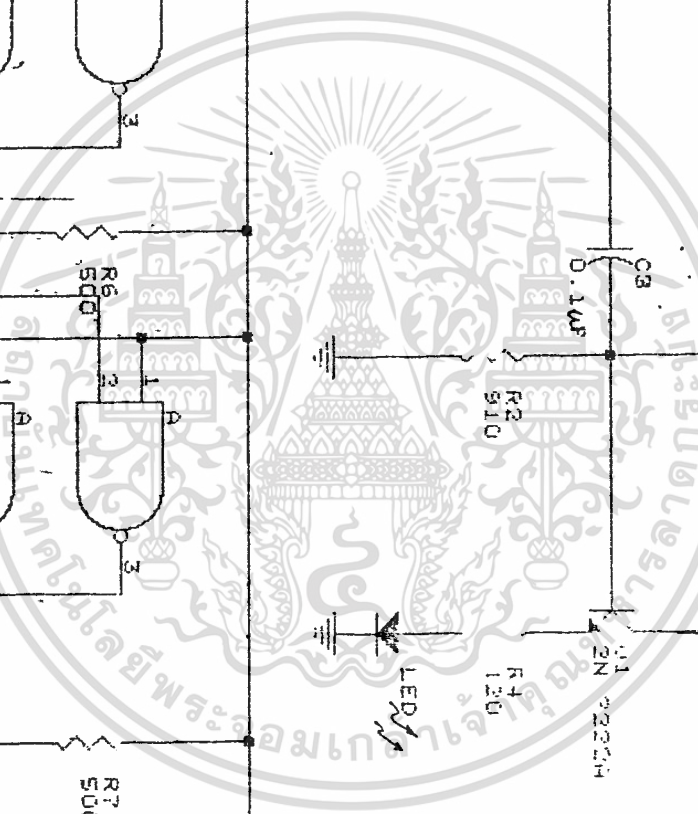
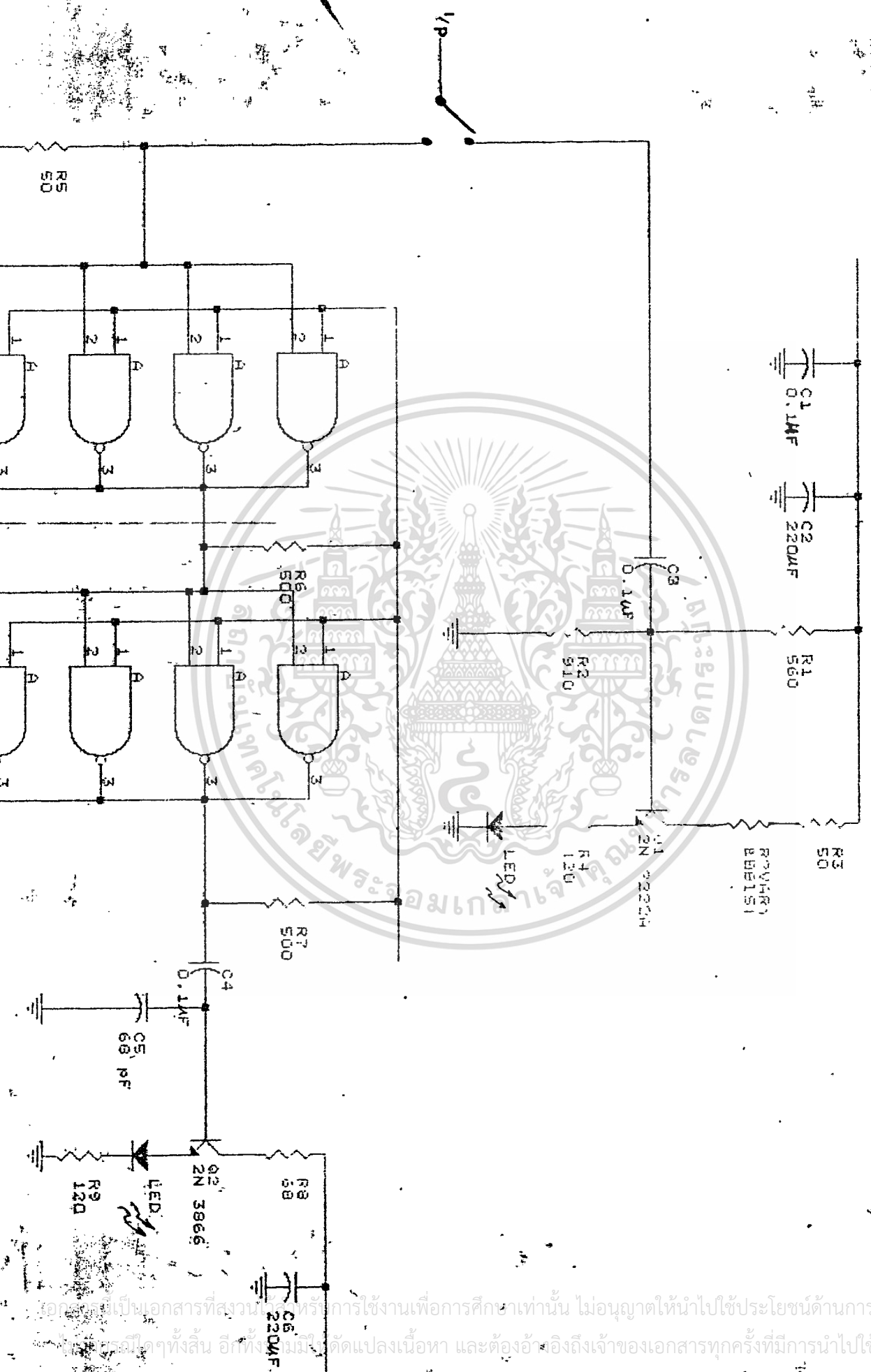
2. ทดสอบวงจรภาครับรวมทั้งสองภาคเข้าด้วยกัน โดยป้อนอินพุต 5 mV แล้ววัดผลดังแสดงในตารางที่ 6.4

#### 6.2 การทดลองวงจรภาคดิจิทัล

1. ทดสอบวงจรภาคส่งของภาคดิจิทัลโดยป้อนอินพุต 5 V โดยให้ได้กระแสที่ขับ LED 40 mA

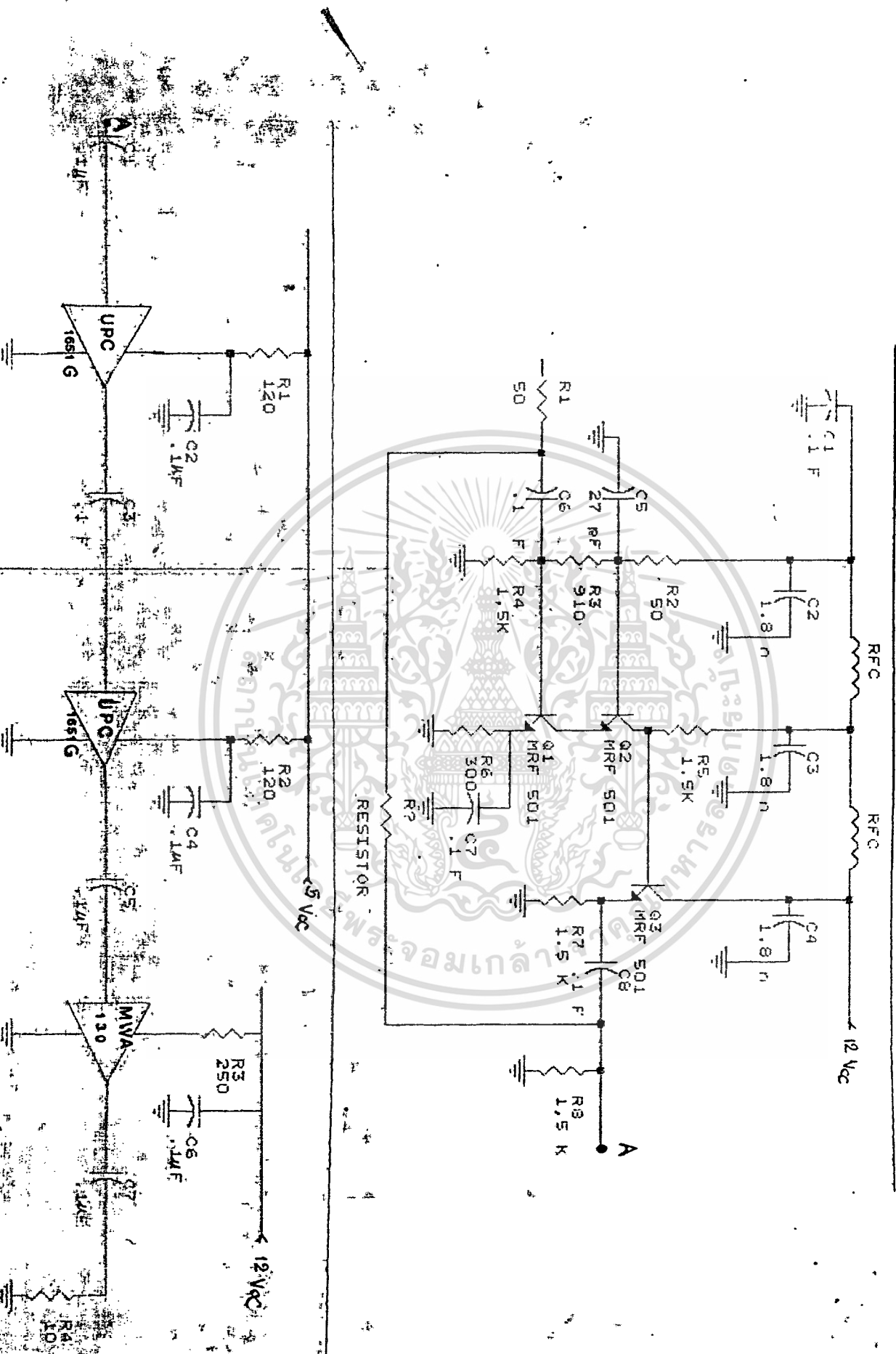
2. ทดสอบวงจรภาครับแต่ละภาค ภาคแรกป้อนอินพุต  $-32$  dBm ดังแสดงในตารางที่ 6.5 และภาคหลังป้อนอินพุต  $-16$  dBm ดังแสดงในตารางที่ 6.6





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 หรือได้ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีใจดีดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.1 แสดงผลการทดลองวงจรภาคส่งของอนาล็อก

ความถี่ (MHz)	$V_{out-p}$ (v)	$V_{dc}$ ที่ LED (v)	$I_{LED}$ (mA)	MODULATION FACTOR
1	0.56	1.5	4.67	0.120
2	0.60	1.5	5.00	0.125
3	0.56	1.5	4.67	0.120
4	0.56	1.5	4.67	0.120
5	0.56	1.5	4.67	0.120
6	0.56	1.5	4.67	0.120
7	0.54	1.5	4.50	0.120
8	0.54	1.5	4.50	0.120
9	0.52	1.5	4.33	0.110
10	0.52	1.5	4.33	0.110
11	0.54	1.5	4.50	0.120
12	0.54	1.5	4.50	0.120
13	0.60	1.5	5.00	0.125
14	0.60	1.5	5.00	0.125
15	0.64	1.5	5.33	0.133
16	0.80	1.5	6.67	0.167
17	0.90	1.5	7.50	0.188
18	0.85	1.5	7.08	0.177
19	0.80	1.5	6.67	0.167
20	0.90	1.5	7.50	0.188
21	0.85	1.5	7.08	0.177
22	0.80	1.5	6.67	0.167
23	0.74	1.5	6.17	0.154
24	0.68	1.5	5.67	0.142
25	0.66	1.5	5.50	0.138
26	0.64	1.5	5.33	0.133
27	0.64	1.5	5.33	0.133
28	0.70	1.5	5.83	0.146
29	0.66	1.5	5.50	0.138
30	0.64	1.5	5.33	0.133

ตารางที่ 6.2 แสดงผลของวงจรมอดูเลเตอร์ของภาครับอนาล็อกโดยที่  $v_{in} = 5 \text{ mV}$

ความถี่ ( MHz )	$v_{out}$ ( mV )
1	50
2	50
3	50
4	50
5	50
6	50
7	50
8	45
9	50
10	40
11	50
12	50
13	50
14	50
15	50
16	50
17	50
18	50
19	60
20	70
21	60
22	70
23	80
24	90
25	90
26	90
27	90
28	80
29	60
30	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.3 แสดงผลของวงจรมายภาคหลังของภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์โดยที่  $v_{in} = -50 \text{ mV}$

ความถี่ ( MHz )	$v_{out}$ ( V )
1	1.10
2	1.20
3	1.36
4	1.40
5	1.40
6	1.50
7	1.50
8	1.40
9	1.35
10	1.30
11	1.20
12	1.10
13	1.10
14	0.95
15	0.90
16	0.80
17	0.75
18	0.75
19	0.65
20	0.60
21	0.65
22	0.60
23	0.60
24	0.55
25	0.55
26	0.44
27	0.42
28	0.44
29	0.48
30	0.50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.4 แสดงผลของวงจรถ่ายเมื่อรวมทั้งสองภาคเข้าด้วยกัน

ความถี่ ( MHz )	$V_{RPP}$ ( v )
1	1.0
2	1.0
3	0.9
4	1.0
5	1.0
6	1.0
7	1.0
8	1.0
9	1.0
10	1.2
11	1.2
12	1.2
13	1.0
14	1.0
15	1.0
16	0.8
17	1.0
18	1.0
19	0.8
20	1.0
21	0.9
22	0.8
23	0.6
24	0.6
25	0.6
26	0.7
27	0.7
28	0.7
29	0.7
30	0.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 6.5 แสดงผลอัตราการขยายของวงจรถ่ายภาคแรกของด้านรับภาคดิจิทัล

INPUT -32 dBm

ความถี่ (MHz)	เอาต์พุต (dBm)	เกน (dB)	ความถี่ (MHz)	เอาต์พุต (dBm)	เกน (dB)
1	-18.5	13.5	135	-23.5	8.5
2	-17.0	15	140	-23.5	8.5
3	-17.5	14.5	145	-24.3	7.7
4	-16.0	16	150	-24.7	7.3
5	-15.5	16.5	155	-25.1	6.9
10	-14.9	17.1	160	-25.3	6.7
15	-14.9	17.1	165	-25.7	6.3
20	-15.1	16.9	170	-25.9	6.1
25	-15.1	16.9	175	-26.2	5.8
30	-15.2	16.8	180	-26.5	5.5
35	-15.5	16.5	185	-26.6	5.4
40	-16.0	16	190	-26.7	5.3
45	-16.7	15.3	195	-27.8	5.0
50	-17.3	14.7	200	-27.7	4.3
55	-18.0	14	205	-28.1	3.9
60	-18.7	13.3	210	-28.5	3.5
65	-19.2	12.8	215	-29.0	3.0
70	-19.7	12.3	220	-29.6	2.4
75	-20.1	11.9	225	-30.1	1.9
80	-20.4	11.6	230	-30.6	1.4
85	-20.6	11.4	235	-30.7	1.3
90	-20.8	11.2	240	-31.3	0.7
95	-21.0	11	245	-31.5	0.5
100	-21.2	10.8	250	-31.8	0.2
105	-21.4	10.6	255	-32.1	-0.1
110	-21.6	10.4	260	-32.5	-0.5
115	-21.9	10.1	270	-33.0	-1.0
120	-22.3	9.7	280	-33.2	-1.2
125	-22.7	9.3	290	-33.4	-1.4
130	-23.2	8.8	300	-34.0	-2.0

ตารางที่ 6.6 แสดงผลอัตราขยายของวงจขยายภาคหลังของด้านรับภาคจีทีคอล

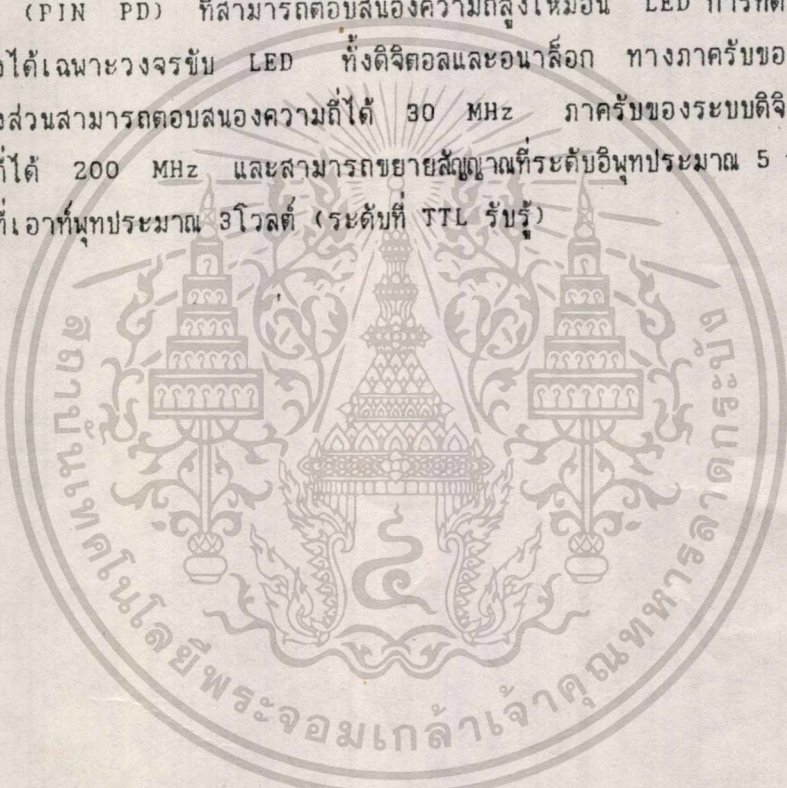
INPUT -16 dBm

ความถี่(MHz)	เอาต์พุต(dBm)	เกน(dB)	ความถี่(MHz)	เอาต์พุต(dBm)	เกน(dB)
1	4.0	20	135	1.5	17.5
2	3.9	19.9	140	1.3	17.3
3	3.8	19.8	145	1.1	17.1
4	3.8	19.8	150	0.8	16.8
5	3.8	19.8	155	0.7	16.7
10	3.7	19.7	160	0.5	16.5
15	3.7	19.7	165	0.2	16.2
20	3.5	19.5	170	-1.0	15
25	3.2	19.2	175	-1.5	14.5
30	3.1	19.1	180	-3.2	12.8
35	3.0	19	185	-4.4	11.6
40	2.9	18.9	190	-4.8	11.2
45	2.9	18.9	195	-4.9	11.1
50	2.8	18.8	200	-5.0	11
55	2.7	18.7	205	-5.2	10.8
60	2.6	18.6	210	-5.6	10.4
65	2.5	18.5	215	-5.8	10.2
70	2.5	18.5	220	-6.0	10
75	2.4	18.4	225	-6.4	9.6
80	2.3	18.3	230	-6.9	9.1
85	2.2	18.2	235	-7.4	8.6
90	2.0	18	240	-8.0	8
95	1.8	17.8	245	-8.3	7.7
100	1.8	17.8	250	-8.8	7.2
105	1.7	17.7	255	-9.0	7
110	1.7	17.7	260	-10	6
115	1.5	17.5	270	-11	5
120	1.5	17.5	280	-11.5	4.5
125	1.4	17.4	290	-13	3
130	1.4	17.4	300	-14	2

## บทที่ 7

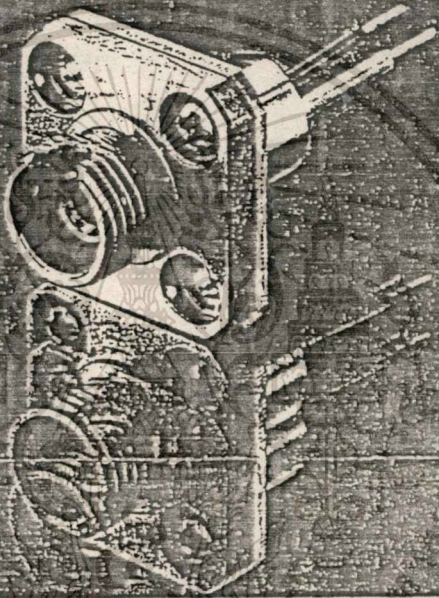
### สรุปและวิจารณ์

การออกแบบระบบซึ่งแยกการออกแบบเป็นสองส่วนคือ ส่วนรับและส่งของภาคอนาล็อก และภาคดิจิทัล การออกแบบภาครับและส่งสัญญาณอนาล็อก ออกแบบวงจรสามารถตอบสนอง ความถี่ได้ถึง 50 MHz ส่วนดิจิทัลสามารถตอบสนองความถี่ได้ประมาณ 200 MHz (เพราะ ต้องคำนึงถึงอาร์โมนิคของสัญญาณดิจิทัล) ดังผลที่แสดงในบทที่ 6 แต่ในการทดลองส่งสัญญาณ ผ่านสายออปติคชนิด GRADED INDEX (GRIN) ไม่สามารถส่งสัญญาณความถี่สูงๆได้ ถึงแม้ว่า LED ที่ใช้จะสามารถตอบสนองความถี่ได้ถึง 30 MHz แต่เนื่องจากทางอาจารย์ที่ปรึกษาไม่สามารถจัดหา อุปกรณ์รับแสง (PIN PD) ที่สามารถตอบสนองความถี่สูงเหมือน LED การทดลองผลการตอบ สอนองความถี่สูงได้เฉพาะวงจรรับ LED ทั้งดิจิทัลและอนาล็อก ทางภาครับของระบบอนาล็อก วงขยายทั้งสองส่วนสามารถตอบสนองความถี่ได้ 30 MHz ภาครับของระบบดิจิทัลวงจรขยาย สามารถความถี่ได้ 200 MHz และสามารถขยายสัญญาณที่ระดับอินพุตประมาณ 5 mV ให้ มีระดับสัญญาณที่เอาต์พุตประมาณ 3 โวลต์ (ระดับที่ TTL รับรู้)



# LEDモジュール

FFC-R-1013



## 特長

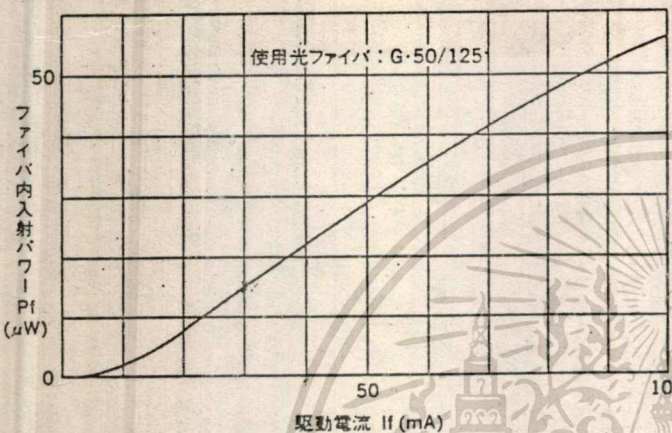
- 高輝度LEDがFFC形レセプタクルにマウントされています。
- 光デジタルおよびアナログリンク等の光源として最適です。
- 信頼性、耐久性に優れています。
- 小形ですから各機器への組込みが容易です。

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

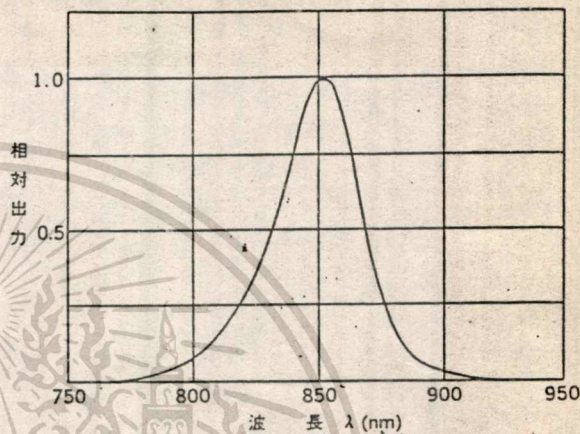
# 光伝送用コンポーネント

## 特性例

### ●電流—光出力特性



### ●発光スペクトラム特性



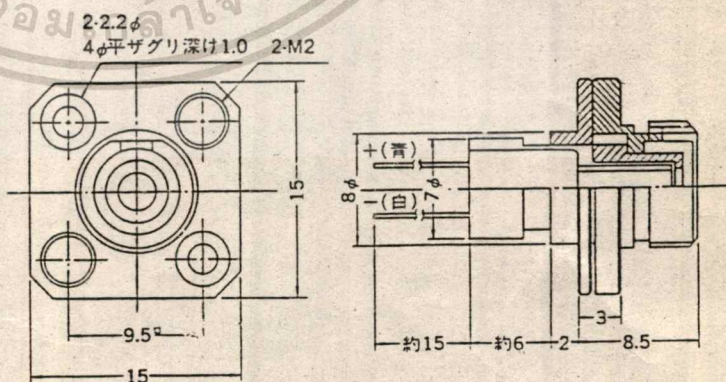
### ●絶対最大定格

項目	仕様	
順方向電流 $I_f$	DC	75mA
	パルス	125mA
逆電圧 $V_f$		3V

## 仕様

### ●動作特性 ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

項目	仕様	
発光ピーク波長 $\lambda$	840~870nm	
スペクトル半値幅 $\Delta\lambda$	45nm	
適合コネクタ	FFC形	
ファイバ入射パワー $P_f$ (G1-50/125, $I_f=40\text{mA}$ )	-17dBm (20μW)	
最高応答周波数 $f_c$ (-3dB)	30MHz	
順方向電圧 $V_f$	1.6V	
リード色別	青	アノード
	白	カソード



●LEDは三菱電機製ME-1013を使用しています。

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

なお仕様は予告なく変更することがあります。

2N3866  
2N3866A



MOTOROLA

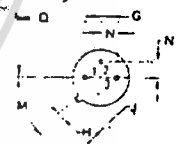
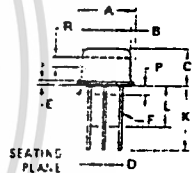
The RF Line

NPN SILICON HIGH FREQUENCY TRANSISTOR

... designed for amplifier and oscillator applications in military and industrial equipment. Suitable for use as output, driver or pre-driver stages in VHF and UHF equipment.

- Specified 400 MHz, 28 Vdc Characteristics —  
Output Power = 1.0 Watt  
Minimum Gain = 10 dB  
Efficiency = 45%
- Large Signal Series Equivalent Impedances
- S-Parameter Characterization

1 J W — 400 MHz  
HIGH FREQUENCY  
TRANSISTOR  
NPN SILICON



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.89	9.40	0.350	0.370
B	6.60	6.51	0.260	0.256
C	6.10	6.60	0.240	0.260
D	0.40	0.33	0.016	0.013
E	0.25	0.16	0.009	0.006
F	0.40	0.41	0.016	0.016
G	4.52	5.25	0.180	0.210
H	0.21	0.22	0.008	0.009
J	0.32	0.27	0.012	0.011
K	12.70	—	0.500	—
L	1.27	—	0.050	—
M	45.40	—	1.800	—
N	—	0.27	—	0.011
O	5.08	—	0.200	—
R	2.54	—	0.100	—

All JEDEC dimensions and notes apply

STYLE 1  
1 PIN 1 EMITTER  
2 BASE  
3 COLLECTOR

CASE 79-02  
TO 39

\*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Units
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CE0</sub>	30	Vdc
Collector-Base Voltage	V <sub>CB0</sub>	55	Vdc
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	3.5	Vdc
Collector Current — Continuous	I <sub>C</sub>	0.4	Adc
Total Device Dissipation @ T <sub>C</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	5.0	Watts
Derate Above 25°C		28.6	mW/°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +200	°C

\*Indicates JEDEC Registered Data

MOTOROLA RF DEVICE DATA

4-204

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## LH0032/LH0032C Ultra Fast FET Operational Amplifier

### General Description

The LH0032/LH0032C is a high slew rate, high input impedance differential operational amplifier suitable for diverse application in fast signal handling. The high allowable differential input voltage, ease of output clamping, and high output drive capability particularly suit it for comparator applications. It may be used in applications normally reserved for video amplifiers allowing the use of operational gain setting and frequency response shaping into the megahertz region.

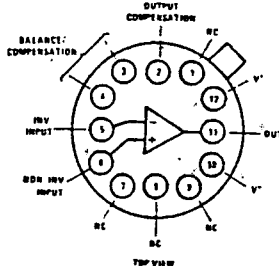
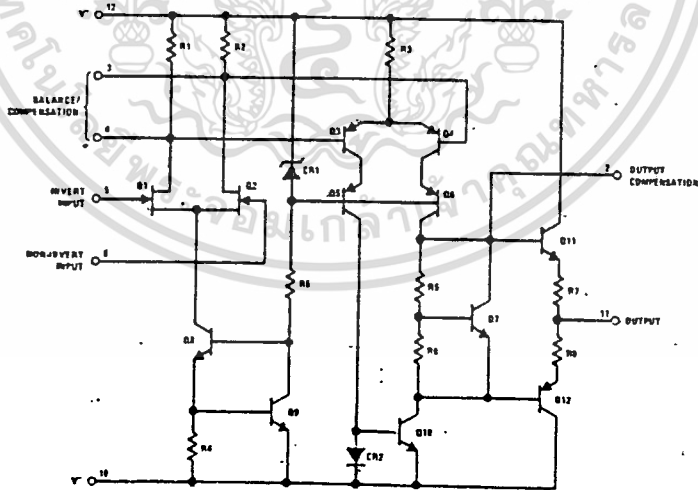
- 5 mV max. input offset voltage
- FET input
- Offset null with single pot
- No compensation for gains above 50
- Peak output current to 100 mA

The LH0032's wide bandwidth, high input impedance and high output capacity make it an ideal choice for applications such as summing amplifiers in high speed D to A's, buffers in data acquisition systems, and sample and hold circuits. Additional applications include high speed Integrators and video amplifiers. The LH0032 is guaranteed over the temperature range  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  and the LH0032C is guaranteed from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+85^{\circ}\text{C}$ .

### Features

- 500 V/ $\mu\text{s}$  slew rate
- 70 MHz bandwidth
- $10^{12}\Omega$  input impedance

### Schematic and Connection Diagrams



Order Number LH0032G or LH0032CG  
See NS Package H12B

### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage, $V_S$	$\pm 18V$
Input Voltage, $V_{IN}$	$\pm V_S$
Differential Input Voltage	$\pm 30V$ or $\pm 2V_S$
Power Dissipation, $P_D$	
$T_A = 25^\circ C$	1.5W, derate 100°C/W to 125°C (Note 1)
$T_C = 25^\circ C$	2.2W, derate 70°C/W to 125°C (Note 1)
Operating Temperature Range, $T_A$	
LH0032G	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
LH0032CG	$-25^\circ C$ to $+85^\circ C$
Operating Junction Temperature, $T_J$	$175^\circ C$
Storage Temperature Range	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
Lead Temperature (soldering, 10 seconds)	$300^\circ C$

### DC Electrical Characteristics $V_S = \pm 15V, T_{MIN} < T_A < T_{MAX}$ unless otherwise noted

Parameter	Test Conditions	LH0032G			LH0032CG			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
$V_{OS}$ Input Offset Voltage	$T_A = T_J = 25^\circ C$ (Note 2)		2	5 10		2	15 20	mV
$\Delta V_{OS}/\Delta T$ Average Offset Voltage Drift			25			25		$\mu V/^\circ C$
$I_{OS}$ Input Offset Current	$V_{IN} = 0$ $T_J = 25^\circ C$ (Note 2) $T_A = 25^\circ C$ (Note 3) $T_J = T_A = T_{MAX}$			25 250 25			50 500 5	pA pA nA
$I_B$ Input Bias Current	$T_J = 25^\circ C$ (Note 2) $T_A = 25^\circ C$ (Note 3) $T_J = T_A = T_{MAX}$			100 1 50			500 5 15	pA nA nA
$V_{INCM}$ Input Voltage Range		$\pm 10$	$\pm 12$		$\pm 10$	$\pm 12$		V
CMRR Common Mode Rejection Ratio	$\Delta V_{IN} = 10V$	50	60		50	60		dB
$A_{VOL}$ Open-Loop Voltage Gain	$V_O = \pm 10V, f = 1kHz, T_J = 25^\circ C, R_L = 1k\Omega$	60	70		60	70		dB
$V_O$ Output Voltage Swing	$R_L = 1k\Omega$	$\pm 10$	$\pm 13.5$		$\pm 10$	$\pm 13$		V
$I_S$ Power Supply Current	$T_J = 25^\circ C, I_O = 0$		18	20		20	22	mA
PSRR Power Supply Rejection Ratio	$\Delta V_S = 10V$	50	60		50	60		dB

### AC Electrical Characteristics $V_S = \pm 15V, R_L = 1k\Omega, T_J = 25^\circ C$

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
$S_R$ Slew Rate	$A_V = +1$	350	500		$V/\mu s$
$t_S$ Settling Time to 1% of Final Value	$A_V = -1, \Delta V_{IN} = 20V$		100		ns
$t_S$ Settling Time to 0.1% of Final Value			300		ns
$t_R$ Small Signal Rise Time	$A_V = +1, \Delta V_{IN} = 1V$		8	20	ns
$t_D$ Small Signal Delay time			10	-25	ns

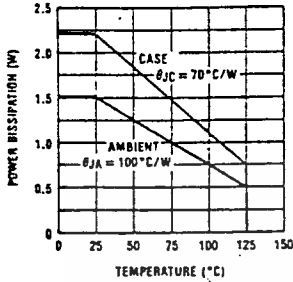
**Note 1:** In order to limit maximum junction temperature to  $+175^\circ C$ , it may be necessary to operate with  $V_S < \pm 15V$  when  $T_A$  or  $T_C$  exceeds specific values depending on the  $P_D$  within the device package. Total  $P_D$  is the sum of quiescent and load-related dissipation. See Applications Notes AN277, "Applications of Wide-Band Buffer Amplifiers" and AN253, "High-Speed Operational-Amplifier Applications" for a discussion of load-related power dissipation.

**Note 2:** Specification is at  $25^\circ C$  junction temperature due to requirements of high-speed automatic testing. Actual values at operating temperature will exceed the value at  $T_J = 25^\circ C$ . When supply voltages are  $\pm 15V$ , no-load operating junction temperature may rise  $40-60^\circ C$  above ambient and more under load conditions. Accordingly,  $V_{OS}$  may change one to several mV, and  $I_B$  and  $I_{OS}$  will change significantly during warm-up. Refer to  $I_B$  and  $I_{OS}$  vs. temperature graph for expected values.

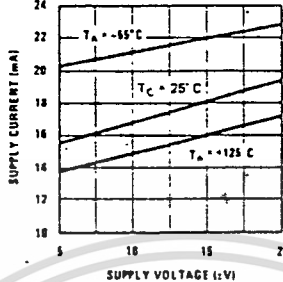
**Note 3:** Measured in still air 7 minutes after application of power.

# Typical Performance Characteristics

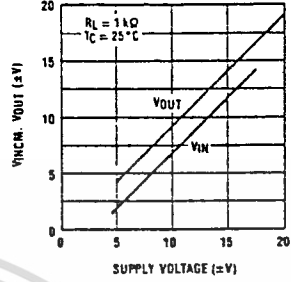
**Maximum Power Dissipation**



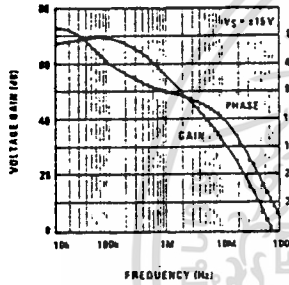
**Supply Current vs. Supply Voltage**



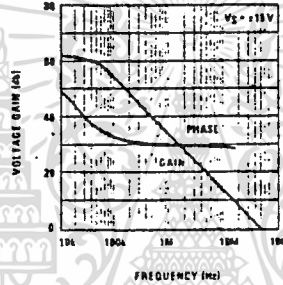
**Input Voltage Range and Output Voltage vs. Supply Voltage**



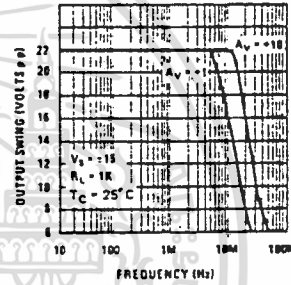
**Bode Plot (Uncompensated)**



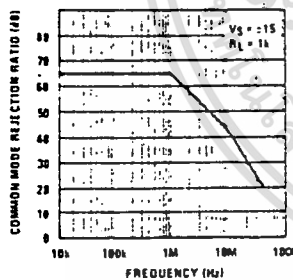
**Bode Plot (Unity Gain Compensation)**



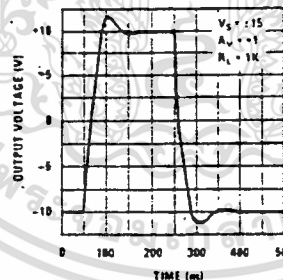
**Large Signal Frequency Response**



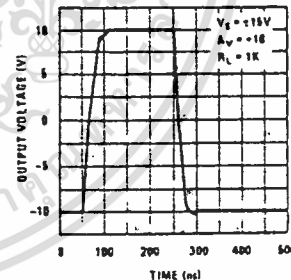
**Common Mode Rejection Ratio vs. Frequency**



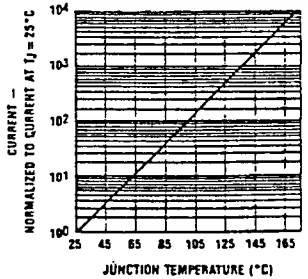
**Large Signal Pulse Response**



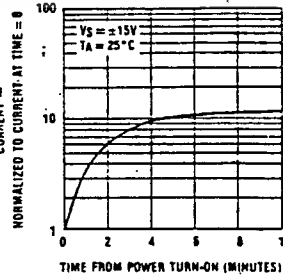
**Large Signal Pulse Response**



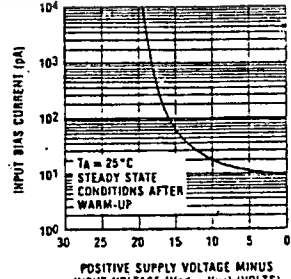
**Normalized Input Bias and Offset Current vs. Junction Temperature**



**Normalized Input Bias Current During Warm-Up**



**Input Bias Current vs. Input Voltage**



LM567C  
LM733C

### LM733/LM733C Differential Video Amp

#### General Description

The LM733/LM733C is a two-stage, differential input, differential output, wide-band video amplifier. The use of internal series-shunt feedback gives wide bandwidth with low phase distortion and high gain stability. Emitter-follower outputs provide a high current drive, low impedance capability. It's 120 MHz bandwidth and selectable gains of 10, 100, and 400, without need for frequency compensation, make it a very useful circuit for memory element drivers, pulse amplifiers, and wide band linear gain stages.

The LM733 is specified for operation over the  $-55^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$  military temperature range. The LM733C is specified for operation over the  $0^{\circ}\text{C}$  to  $+70^{\circ}\text{C}$  temperature range.

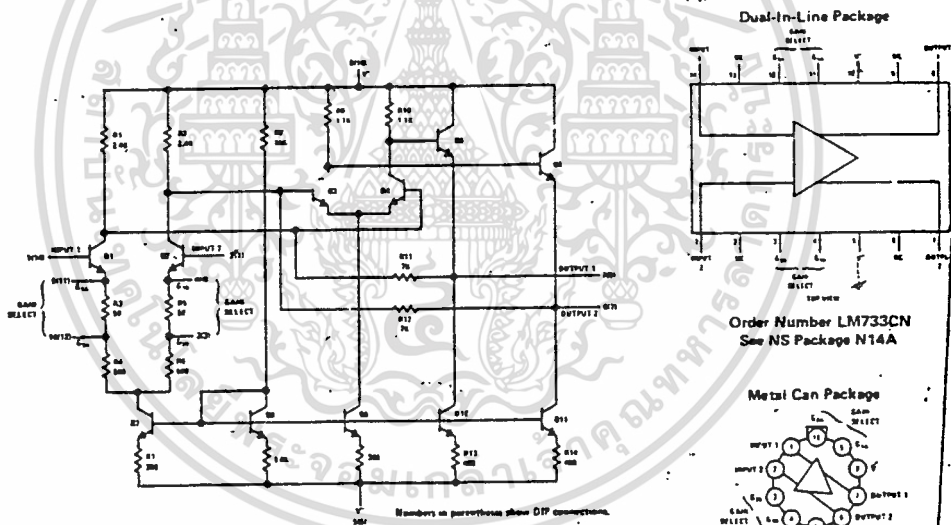
#### Features

- 120 MHz bandwidth
- $100\text{ k}\Omega$  input resistance
- Selectable gains of 10, 100, 400
- No frequency compensation
- High common mode rejection ratio at high frequencies.

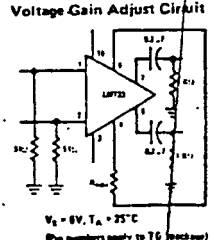
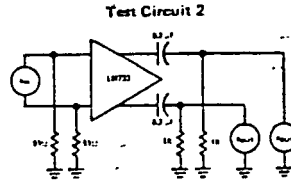
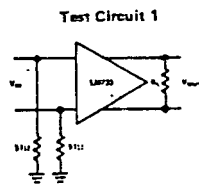
#### Applications

- Magnetic tape systems
- Disk file memories
- Thin and thick film memories
- Woven and plated wire memories.
- Wide band video amplifiers.

#### Schematic and Connection Diagrams



#### Test Circuits



### Absolute Maximum Ratings

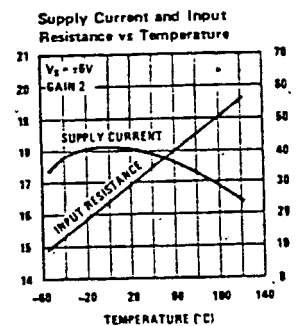
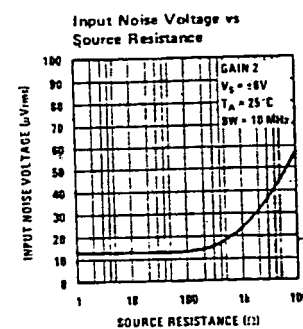
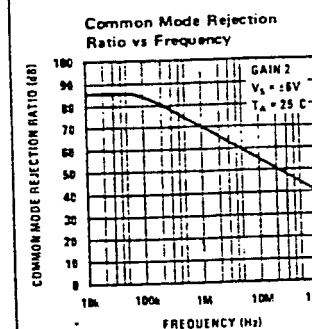
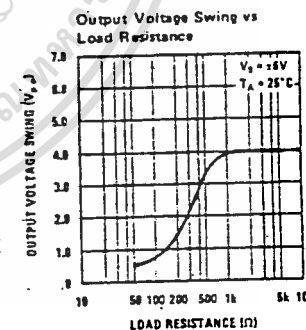
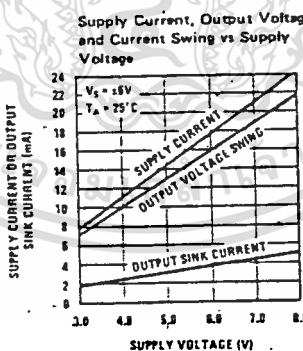
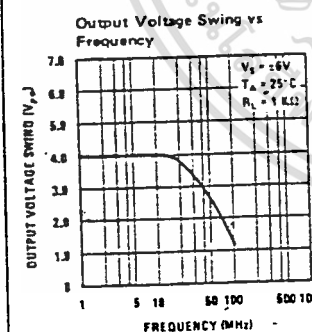
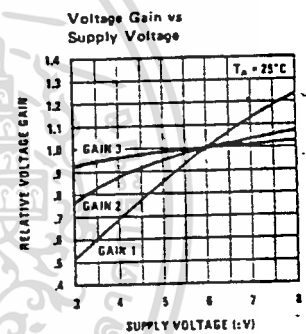
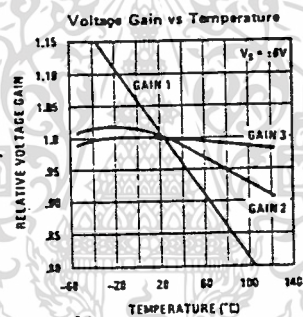
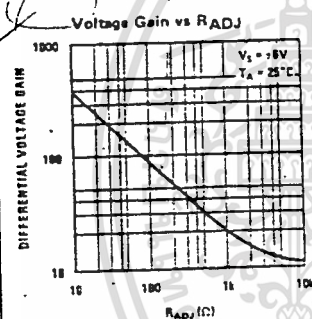
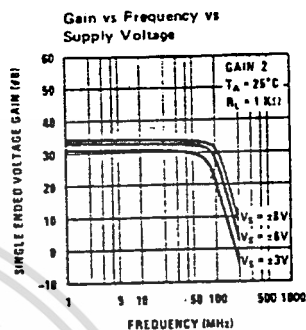
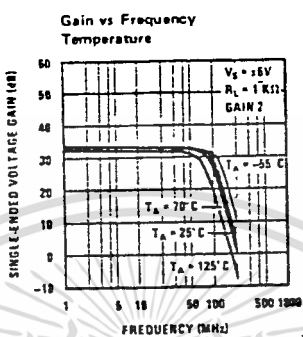
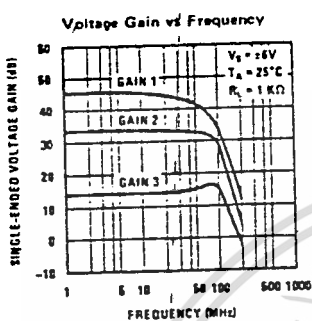
Differential Input Voltage	±5V
Common Mode Input Voltage	±6V
V <sub>CC</sub>	±8V
Output Current	10 mA
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Junction Temperature	+150°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Operating Temperature Range LM733	-55°C to +125°C
LM733C	0°C to +70°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	

### Electrical Characteristics (T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise specified, see test circuits, V<sub>S</sub> = ±6.0V)

CHARACTERISTICS	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	LM733			LM733C			UNITS	
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Differential Voltage Gain			300	400	500	250	400	600		
Gain 1 (Note 2)	1	R <sub>L</sub> = 2 kΩ V <sub>out</sub> = 3 V <sub>pp</sub>	90	100	110	80	100	120		
Gain 2 (Note 3)										
Gain 3 (Note 4)			9.0	10	11	8.0	10	12		
Bandwidth										
Gain 1				40			40		MHz	
Gain 2	2			90			90		MHz	
Gain 3				120			120		MHz	
Rise Time										
Gain 1		V <sub>out</sub> = 1 V <sub>pp</sub>		10.5			10.5		ns	
Gain 2	2			4.5	10		4.5	12	ns	
Gain 3				2.5			2.5		ns	
Propagation Delay										
Gain 1		V <sub>out</sub> = 1 V <sub>pp</sub>		7.5			7.5		ns	
Gain 2	2			6.0	10		6.0	10	ns	
Gain 3				3.6			3.6		ns	
Input Resistance										
Gain 1				4.0			4.0		kΩ	
Gain 2			20	30		10	30		kΩ	
Gain 3				250			250		kΩ	
Input Capacitance		Gain 2		2.0			2.0		pF	
Input Offset Current				0.4	3.0		0.4	5.0	μA	
Input Bias Current				9.0	20		9.0	30	μA	
Input Noise Voltage		BW = 1 kHz to 10 MHz		12			12		μVrms	
Input Voltage Range	1		±1.0			±1.0			V	
Common Mode Rejection Ratio										
Gain 2	1	V <sub>CM</sub> = ±1V f ≤ 100 kHz	60	86		60	86		dB	
Gain 2		V <sub>CM</sub> = ±1V f = 5 MHz		60			60		dB	
Supply Voltage Rejection Ratio										
Gain 2	1	ΔV <sub>S</sub> = ±0.5V	50	70		50	70		dB	
Output Offset Voltage										
Gain 1	1	R <sub>L</sub> = ∞		0.6	1.5		0.6	1.5	V	
Gain 2 and 3				0.35	1.0		0.35	1.5	V	
Output Common Mode Voltage	1	R <sub>L</sub> = ∞		2.4	2.9	3.4	2.4	2.9	3.4	V
Output Voltage Swing	1	R <sub>L</sub> = 2k	3.0	4.0		3.0	4.0		V	
Output Sink Current			2.5	3.6		2.5	3.6		mA	
Output Resistance				20			20		Ω	
Power Supply Current	1	R <sub>L</sub> = ∞		18	24		18	24	mA	



Typical Performance Characteristics (Continued)



# MRF501 (SILICON)

# MRF502

## The RF Line

### NPN SILICON RF SMALL-SIGNAL TRANSISTORS

... designed primarily for use in high-gain, low-noise amplifier, oscillator, and mixer applications. Can also be used in UHF converter applications.

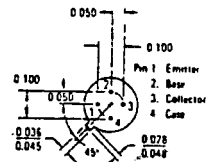
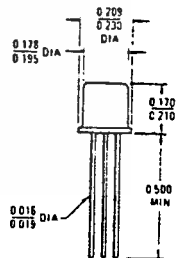
- High Current-Gain – Bandwidth Product –  
 $f_T = 1.2 \text{ GHz (Typ) @ } I_C = 5.0 \text{ mA dc}$
- Low Noise Figure –  
 $NF = 4.0 \text{ dB (Typ) @ } f = 200 \text{ MHz}$

### NPN SILICON RF SMALL-SIGNAL TRANSISTORS



### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MRF501	MRF502	Unit
Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	15		V <sub>dc</sub>
Collector-Base Voltage	V <sub>CB0</sub>	25	35	V <sub>dc</sub>
Emitter-Base Voltage	V <sub>EB0</sub>	3.5		V <sub>dc</sub>
Collector Current	I <sub>C</sub>	50		mA <sub>dc</sub>
Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	200	1.14	mW mW/°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +200		°C



CASE 20(10)  
TO-72 PACKAGE

Active Elements Isolated from Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



汎用高周波広帯域増幅器

特長

- 周波数特性が強めて良好です。: 1 200 MHz TYP.
- @ 3 dB down
- 高電力利得: 19 dB TYP. @ f=500 MHz
- 小形パッケージ
- 低電源電圧動作:  $V_{CC}=5$  V

絶対最大定格 ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

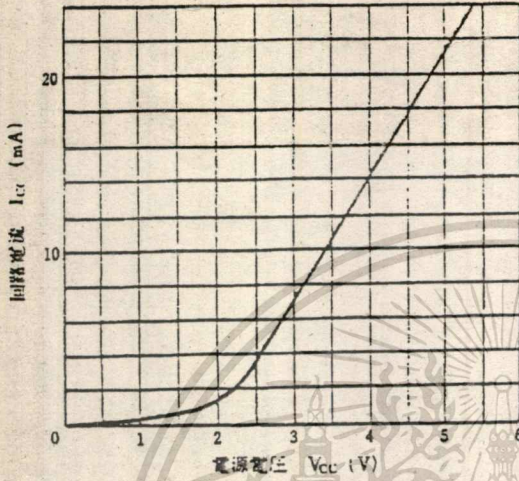
項目	略号	定格	単位
電源電圧	$V_{CC}$	6	V
全損失	$P_T$	250	mW
動作温度範囲	$T_{op}$	-20--75	$^\circ\text{C}$
保存温度範囲	$T_{stg}$	-40--125	$^\circ\text{C}$

電気的特性 ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

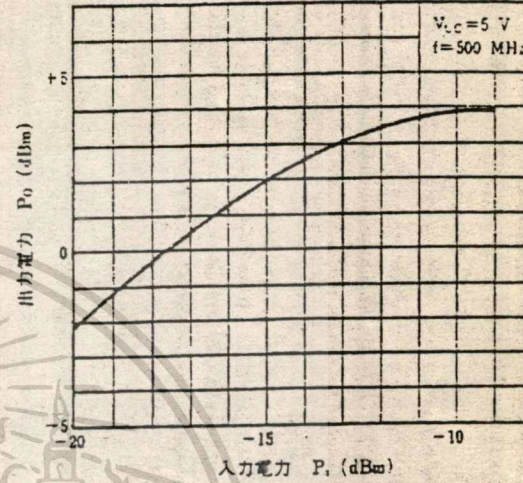
項目	略号	条件	MIN.	TYP.	MAX.	単位
回路電流	$I_{CC}$	$V_{CC}=5$ V, 無信号時	15	20	25	mA
電力利得	$G_p$	$V_{CC}=5$ V, f=500 MHz	16	19	21	dB
雑音指数	NF	$V_{CC}=5$ V, f=500 MHz		5.5	6.5	dB
周波数帯域幅	BW	$V_{CC}=5$ V, 3 dB down	1 000	1 200		MHz
アイソレーション	$I_{50}$	$V_{CC}=5$ V, f=500 MHz	20	24		dB
入力側リターンロス	$S_{11}$	$V_{CC}=5$ V, f=500 MHz	12	15		dB
出力側リターンロス	$S_{22}$	$V_{CC}=5$ V, f=500 MHz	7	10		dB
最大平均出力	$P_o$	$V_{CC}=5$ V, f=500 MHz	3	5		dBm

特性曲線 ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ )

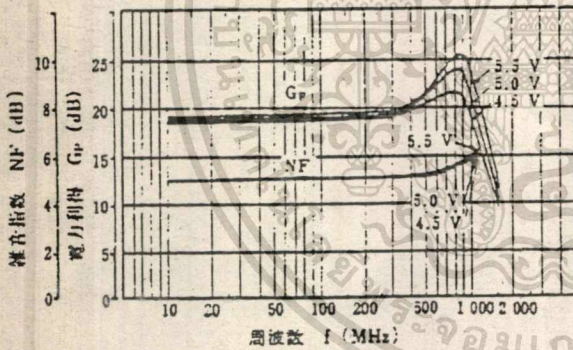
$I_{CC} - V_{CC}$  特性



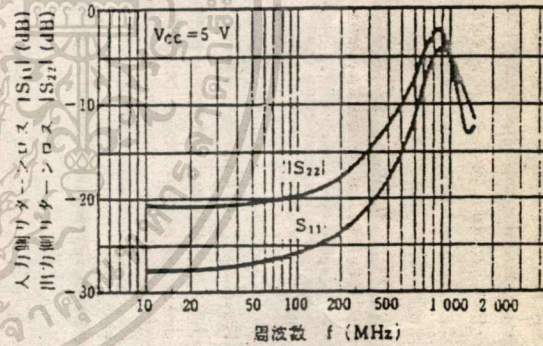
$P_o - P_i$  特性



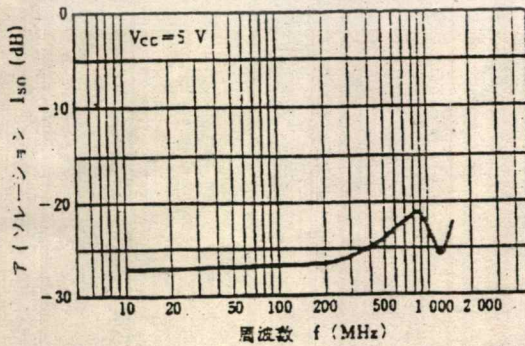
NF &  $G_p - f$  特性



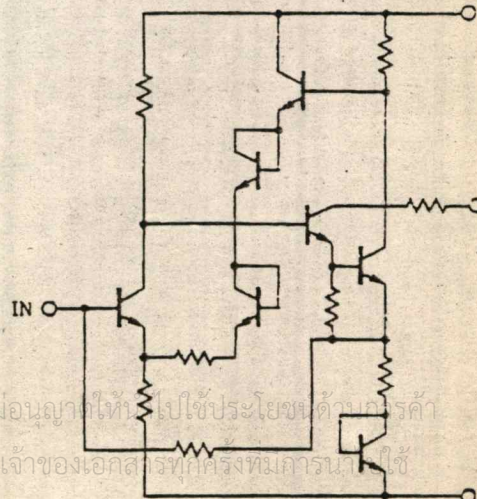
$S_{11}$  &  $S_{22} - f$  特性



$I_{SO} - f$  特性



等価回路



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**MWA110  
MWA120  
MWA130**



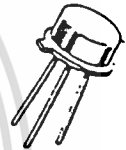
**MOTOROLA**

**WIDEBAND HYBRID AMPLIFIERS**

... single stage amplifiers designed for broadband linear applications up to 400 MHz.

- Low-Cost TO-39 Type Package
- Gain 14 dB Typ
- 50  $\Omega$  Input and Output Impedance
- Fully Cascadable for Any Gain
- Thin Film Construction
- Hermetic Package
- Guaranteed Performance from  $-25^{\circ}\text{C}$  to  $+125^{\circ}\text{C}$

**DC-400 MHz WIDEBAND  
GENERAL-PURPOSE  
HYBRID AMPLIFIERS**

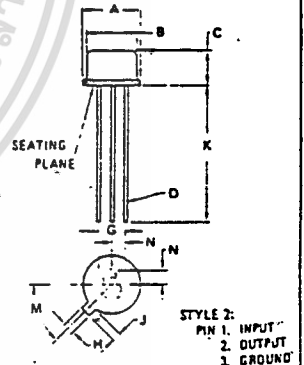


**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value			Unit
		MWA110	MWA120	MWA130	
RF Input Power	$P_{in}$	100			mW
DC Supply Current	$I_D$	25	55	100	mA
Maximum Case Temperature	$T_C$	125			$^{\circ}\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +200			$^{\circ}\text{C}$

**OPERATING CONDITIONS**

Device Voltage	$V_D$	2.9	5.0	5.5	Vdc
Device Current	$I_D$	10	25	60	mAdc
Decoupling Impedance	$Z_D$	1000	1000	330	$\Omega$



DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.57	9.40	0.335	0.370
B	7.75	8.51	0.305	0.335
C	3.81	4.57	0.150	0.180
D	0.41	0.45	0.016	0.019
G	3.08 BSC		0.200 BSC	
H	0.71	0.86	0.028	0.034
J	0.74	1.14	0.029	0.045
K	12.70	-	0.500	-
M	45 $\phi$ BSC		45 $\phi$ BSC	
N	7.54 BSC		0.100 BSC	

NOTE:  
1. LEADS WITHIN 0.36 mm (0.014) DIA OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

CASE 31A-01

**MOTOROLA RF DEVICE DATA**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MWA110, MWA120, MWA130

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_C = -25$  to  $+125^\circ\text{C}$ ,  $50\ \Omega$  system and specified operating conditions)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Frequency Range	BW	0.1	—	400	MHz
Power Gain	$G_p$	13	14	—	dB
Response Flatness	F	—	0	$\pm 1.0$	dB
Input VSWR	MWA110/120 MWA130	—	—	2.5:1 3:1	—
Output VSWR	MWA110/120/130	—	—	2.5:1	—
Output @ 1 dB Gain Compression	MWA110 MWA120 MWA130	—	-2.5 +8.2 +18	—	dBm
Noise Figure	MWA110 MWA120 MWA130	—	4.0 5.5 7.0	—	dB
Reverse Isolation	MWA110 MWA120 MWA130	—	18.8 19.2 16.8	—	dB
Harmonic Output	MWA110 ( $P_{out} = -9$ dBm) MWA120 ( $P_{out} = 0$ dBm) MWA130 ( $P_{out} = +10$ dBm)	$d_{30}$	—	-24 -34 -35	dB

FIGURE 1 – DEVICE VOLTAGE versus DEVICE CURRENT

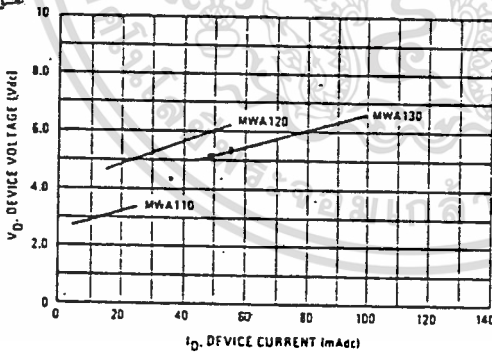


FIGURE 2 – DEVICE CURRENT versus CASE TEMPERATURE

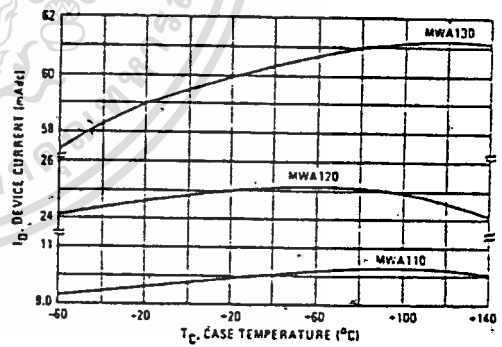


FIGURE 3 – POWER GAIN versus FREQUENCY

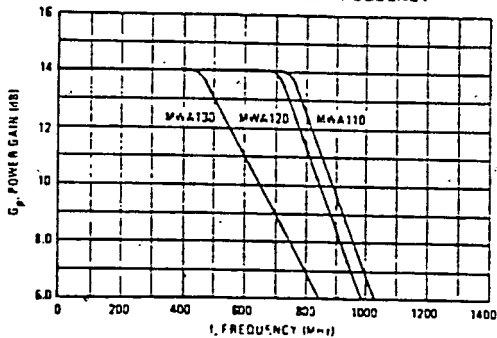
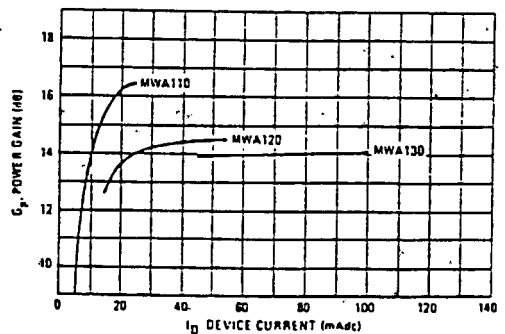


FIGURE 4 – POWER GAIN versus DEVICE CURRENT  
 $f = 400$  MHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1. ผ.ศ. อภินันท์ มีณยานนท์, " การสื่อสารเส้นใยแสง "
2. CHIRS BOWICK, " RF CIRCUIT DESIGN ", HOWARD W. SAM & Co., Inc., 1982.
3. DONALD G. BAKER , " FIBER OPTIC DESIGN AND APPLICATION "
4. JOSEPH C. PAIS , " FIBER OPTIC COMMUNICATION "
5. MOTOROLA RF CIRCUIT DEVICE.
6. NATIONAL SEMICONDUCTOR LINER DATA BOOK.
7. THE 1988 ARRL HANDBOOK FOR THE RADIO AMATEUR , PUBLISHED BY THE AMERICAN RADIO RELAY LEAGUE NEWINGTON , CT 06111 USA.



# กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ อาจารย์อภินันท์ มั่นยานนท์ , อาจารย์ Dr. DANIAL BREEN ,  
อาจารย์ทองต วาณิชศรี และอาจารย์กิตติชัย นาณิชย์ปฐมพงศ์ ที่ได้ให้คำปรึกษาแนะนำ ตลอด  
จนให้ความสะดวกในการใช้เครื่องมือต่างๆ และขอขอบคุณเพื่อนๆทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและ  
ให้กำลังใจ จนทำให้ปริศยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี

वरमन्थ सन्धिसेख

समरथ अङ्कनारिसेखगुल

