

การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณวีดิโอระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง

DATA AND VIDEO SIGNAL LINK BETWEEN
MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLE



โดย
นายประชา กนิษฐานนท์
นายเฉลิมศักดิ์ รุ่งศักดิ์สวัสดิ์
นายวรชาติ จำรูญนุรักษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

๑๒๗๖๓

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 32596
วัน, เดือน, ปี..... 18 พ.ค. 2542

ขอสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
แม้ว่ากรรมสิทธิ์ทางลิขสิทธิ์จะสงวนไว้ก็ตาม ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรณีนำไปใช้

การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณวีดิโอระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง
DATA AND VIDEO SIGNAL LINK BETWEEN
MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLE



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณวีดิโอระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง

DATA AND VIDEO SIGNAL LINK BETWEEN MICROCOMPUTER VIA FIBER OPTIC

ผู้จัดทำ

1. นายประชา กนิษฐานนท์ 39013016

2. นายเฉลิมศักดิ์ รุ่งภักดิ์สวัสดิ์ 39013046

3. นายวรชาติ จำรูญนุรักษ์ 39013056

อ.วิวัฒน์ วัฒนานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.อภิรักษ์ มัลลยานนท์)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณวีดิโอระหว่างไมโคร-คอมพิวเตอร์
โดยใช้เส้นใยแสง

**DATA AND VIDEO SIGNAL LINK BETWEEN
MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLE**

โดย	นาย ประชา	กนิษฐานนท์	39013016
	นาย เฉลิมศักดิ์	รุ่งภักดีสวัสดิ์	39013046
	นาย วรชาติ	จำรูญนุรักษ์	39013056

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.อภิรักษ์ มัณยานนท์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นการศึกษาการสื่อสารทางแสงผ่านเส้นใยแสง สามารถแบ่งส่วนของโครงการออกเป็นสองส่วน ส่วนแรก เป็นการศึกษาการสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสง ซึ่งได้สร้างชุดทดลองเป็นชุดรับ-ส่งข้อมูลแบบสื่อสารสองทาง 2 ชุด โดยจะทำการสื่อสารผ่านทางพอร์ตอนุกรมและส่วนที่สองเป็นการส่งสัญญาณวีดิโอผ่านเส้นใยแสงเพื่อให้เห็นผลออกไมโครคอมพิวเตอร์

ABSTRACT

This thesis is a study of communication via optical fiber. This project is divided into 2 parts: The first part is data communication between microcomputers, this experimental set is half duplex communication. The second part is video signal sender to display on microcomputer.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	2
2.1	เส้นใยแสง	2
2.1.1	โครงสร้างของเส้นใยแสง	2
2.1.2	ข้อดีของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	2
2.1.3	ข้อเสียของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	3
2.2	ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	4
2.3	อุปกรณ์เชื่อมต่อใยการส่งผ่านเส้นใยแสง	9
2.4	อุปกรณ์เปล่งแสง LED (Light Emitting Diode)	12
2.5	อุปกรณ์รับแสง (Photodiode)	13
2.6	องค์ประกอบสัญญาณภาพ	14
2.6.1	สัญญาณลูมิแนนซ์ (Luminance Signal)	14
2.6.2	สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ	15
2.6.3	สัญญาณโครมา (Chroma Signal)	16
2.6.4	สัญญาณเบิสต์ (Burst Signal)	18
2.7	วงจรรวมเฟสล็อกกลุฟ	18
2.7.1	แนะนำเฟสล็อกกลุฟ	18
2.7.2	หลักการทํางานเบื้องต้นของเฟสล็อกกลุฟ	19
2.7.3	พารามิเตอร์ของระบบ	22
2.7.4	การประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกกลุฟ	26
2.8	อุปกรณ์กำเนิดแสงและการมอดูเลท	27
2.8.1	Light Emitting Diode (LED)	27
2.8.2	ลักษณะการทํางานของอุปกรณ์รับแสง	30
2.8.3	การมอดูเลชัน	34
2.9	Photodetection	37
2.9.1	หลักการทํางานของ Photodetection	37
2.9.2	อุปกรณ์รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Photodiode)	38
2.9.3	PIN Photodiode	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด
 บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

3.1 การสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสงพลาสติก	47
3.1.1 ภาค VOLTAGE CONVERTOR	48
3.1.2 ภาค FSK MODULATOR	49
3.1.3 ภาค DRIVER	50
3.1.4 ภาค AMPLIFIER	51
3.1.5 ภาค FSK DEMODULATOR	52
3.1.6 ภาค FILTER	52
3.1.7 ภาค VOLTAGE COMPARATOR	53
3.2 การส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง	53
3.2.1 ภาค VIDEO AMP	55
3.2.2 ภาค FM MODULATOR	56
3.2.3 ภาค MULTIPLEX	56
3.2.4 ภาค DRIVER	57
3.2.5 ภาค AMPLIFIER	57
3.2.6 ภาค DEMULTIPLEX	58
3.2.7 ภาค FILTER	58
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	64
4.1 ผลการทดลองในส่วนของการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสง	64
4.2 ผลการทดลองในส่วนของการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง	68
4.3 ผลการทดลองวัดสเปคตรัมของแหล่งกำเนิดแสง	74
4.4 การทดลองวัดกำลังงานสูญเสียของเส้นใยแสง	75
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป	77
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ

รูปที่ 2.1 มุมรับแสงของเส้นใยแสง	4
รูปที่ 2.2 ผลของขนาดของคอร์ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง	5
รูปที่ 2.3 การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง	6
รูปที่ 2.4 มุมสะท้อนกลับของแสงที่ทำให้เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี	7
รูปที่ 2.5 Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง	8
รูปที่ 2.6 อุปกรณ์หลักของการเชื่อมโยงส่งผ่านเส้นใยแสง	10
รูปที่ 2.7 การลดทอนของเส้นใยแสงขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น	11
รูปที่ 2.8 แสดง LED ที่ปล่อยแสงจากด้านหน้าและด้านหลัง	12
รูปที่ 2.9 แสดง PIN โฟโอดีไดโอด	14
รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณลุมิแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม	15
รูปที่ 2.11 แสดงรูปร่างของสัญญาณเชิงคี่ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์	15
รูปที่ 2.12 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	17
รูปที่ 2.13 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา	17
รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคัลคูล	19
รูปที่ 2.15 แสดงถึงการไม่เชิงโครโมไนซ์ของเออร์เรอร์บีบีในตในช่วงของขบวนการแคปเจอร์	21
รูปที่ 2.16 โมเดลเชิงเส้น PLL ในลักษณะของระบบป้อนกลับ	23
รูปที่ 2.17 รุกโลกัสของ PLL สำหรับฟิลเตอร์ lag ($\tau_1 = R_1 C_1$)	23
รูปที่ 2.18 รุกโลกัสของ PLL สำหรับฟิลเตอร์แบบ laglead ($\tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_2$)	24
รูปที่ 2.19 แสดงถึง transfer characteristics ของความถี่กับ โวลต์เตจของ PLL	25
รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของ LED และระดับพลังงาน	27
รูปที่ 2.21 ตารางแสดงชนิดของสารกึ่งตัวนำ	28
รูปที่ 2.22 แสดงชั้นต่างๆของอุปกรณ์กำเนิดแสง	29
รูปที่ 2.23 แสดงส่วนที่ปลดปล่อยแสงของ LED	29
รูปที่ 2.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับกระแสของ LED	30
รูปที่ 2.25 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลัง ac กับความถี่เชิงมุม	31
รูปที่ 2.26 แสดงค่า rise time ของอุปกรณ์กำเนิดแสง	31

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 2.27 แสดง Beam ที่แผ่ออกมาจากผิวหน้าของ LED	32
รูปที่ 2.28 แสดงการแผ่รังสีที่ไม่สมมาตรของ LED	32
รูปที่ 2.29 แสดงส่วนหัวของ LED	33
รูปที่ 2.30 แหล่งกำเนิดไปยัง Fiber	33
รูปที่ 2.31 แสดง Microlensed LED	34
รูปที่ 2.32 แสดงวงจรมอดูเลชัน	35
รูปที่ 2.33 (a) แสดงกระแสที่ขับ LED (b) แสดงผลของกำลังแสง	36
รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะของ rise time	37
รูปที่ 2.35 ตัวอย่างของ pn photodiode อย่างง่าย	38
รูปที่ 2.36 แสดงลักษณะของ PIN photodiode	39
รูปที่ 2.37 ตารางแสดงคุณสมบัติของสารที่ใช้ในการสร้าง	40
รูปที่ 2.38 แสดง Spectrum response curve	40
รูปที่ 2.39 แสดงกราฟของ Current - Voltage ของซีลีคอน โฟโตไดโอด	41
รูปที่ 2.40 ตัวอย่างง่ายๆของวงจรทางด้านรับที่ใช้ PIN diode	42
รูปที่ 2.41 ตารางแสดงค่าที่คำนวณจากการtransferคุณสมบัติของ PIN photodiode	42
รูปที่ 2.42 Transfer function ของวงจร PIN photodiode เมื่อ $R_L = 1M\Omega$	43
รูปที่ 2.43 ตารางแสดงหลักการในการเลือกใช้ค่าความต้านทานของโหลด	45
รูปที่ 2.44 แสดงหลักการของ Current-to-Voltage converter โดย A คือออปแอมป์	45
รูปที่ 2.45 แสดง vertical load line	46

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

รูปที่ 3.1.1 แสดงการเชื่อมต่อแบบ NULL MODEM และลักษณะขาของ DB9	47
รูปที่ 3.1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรภาคส่งและภาครับ	48
รูปที่ 3.1.3 ลักษณะภายในและการต่อใช้งานของ IC MAX232	48
รูปที่ 3.1.4 สัญญาณ FREQUENCY SHIFT KEYING(FSK)	49
รูปที่ 3.1.5 แสดงวงจร FSK MODULATOR	50
รูปที่ 3.1.6 วงจร DRIVER	51
รูปที่ 3.1.7 แสดงวงจร AMPLIFIER	51

รูปที่ 3.1.8 แสดงวงจร DEMODULATOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 3.1.9 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 30MHZ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ขอสงวนสิทธิ์ในสิ่งที่ปรากฏในเอกสารนี้ และสงวนสิทธิ์ในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.1.10 แสดงวงจร VOLTAGE COMPARATOR	53
รูปที่ 3.2.1 แสดงสเปคตรัมของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง	54
รูปที่ 3.2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง	54
รูปที่ 3.2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ	54
รูปที่ 3.2.4 แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านส่ง	55
รูปที่ 3.2.5 แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านรับ	55
รูปที่ 3.2.6 แสดงวงจร FM MODULATOR	56
รูปที่ 3.2.7 แสดงวงจร MULTIPLEX	56
รูปที่ 3.2.8 แสดงวงจร DRIVER ของภาควีดีโอ	57
รูปที่ 3.2.9 แสดงวงจร AMPLIFIER	58
รูปที่ 3.2.10 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 0-5 MHz	58
รูปที่ 3.2.11 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 10 KHz	59
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมทางภาคส่งของชุดรับส่งข้อมูล	60
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมทางภาครับของชุดรับส่งข้อมูล	61
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรรวมทางภาคส่งของชุดรับส่งสัญญาณภาพและเสียง	62
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรรวมทางภาครับของชุดรับส่งสัญญาณภาพและเสียง	63

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

รูปที่ 4.1.1 เอาท์พุทภาคส่งที่ขา4ของ IC 74HC4046 เมื่อยังไม่ป้อนอินพุท	64
รูปที่ 4.1.2 สัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของ 2N3904	65
รูปที่ 4.1.3 การมอดูเลตแบบ FSK ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ 2N3904	65
รูปที่ 4.1.4 สัญญาณที่รับได้ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ BC548	66
รูปที่ 4.1.5 เอาท์พุทภาคคอมพาราเตอร์ที่ขา6ของ IC 741	66
รูปที่ 4.1.6 เอาท์พุทที่ออกจาก NOT GATE ทางภาครับ	67
รูปที่ 4.1.7 แสดงการต่อชุดรับส่งข้อมูลเข้ากับคอมพิวเตอร์	67
รูปที่ 4.2.1 การทดลองส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสง	68
รูปที่ 4.2.2 สัญญาณภาพอินพุท	68
รูปที่ 4.2.3 การมอดูเลตแบบ FM ของภาค AUDIO	69

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 4.2.4 สัญญาณภาพที่ได้ทางเอาท์พุท 69

รูปที่ 4.2.5 สัญญาณเสียงที่ได้ทางเอาท์พุท 70

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 4.2.6 ภาพแสดงการต่อชุดทดลองการส่งสัญญาณภาพและเสียง	70
รูปที่ 4.2.7 ภาพแถบบาร์สีเมื่อต่อตรงแสดงผลออกทางโทรทัศน์	71
รูปที่ 4.2.8 ภาพแถบบาร์สีเมื่อต่อผ่านเส้นใยแก้วนำใยแสดงผลออกทางโทรทัศน์	71
รูปที่ 4.2.9 ภาพจากวิดีโอเมื่อแสดงผลออกทางโทรทัศน์โดยตรง	72
รูปที่ 4.2.10 ภาพจากวิดีโอแสดงผลออกทางโทรทัศน์เมื่อผ่านเส้นใยแก้วนำแสง	72
รูปที่ 4.2.11 ภาพจากกล้องวิดีโอเมื่อแสดงผลออกทางคอมพิวเตอร์โดยตรง	73
รูปที่ 4.2.12 ภาพจากกล้องวิดีโอแสดงผลออกทางคอมพิวเตอร์เมื่อต่อผ่านเส้นใยแสง	73
รูปที่ 4.3.1 ภาพสเปคตรัมของ LED เบอร์ MFOE 76	74
รูปที่ 4.3.2 ภาพสเปคตรัมของ LED ที่ใช้ส่งสัญญาณภาพและเสียง	74
รูปที่ 4.4.1 ภาพค่ากำลังงานที่วัดได้จากเอาท์พุทของตัวส่งแสงโดยตรง	75
รูปที่ 4.4.2 ภาพค่ากำลังงานที่วัดได้ที่ปลายของเส้นใยแก้วนำแสง	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันความก้าวหน้าในเทคโนโลยีของระบบการสื่อสารโทรคมนาคมได้มีการ พัฒนาไปอย่างรวดเร็วและเข้ามามีบทบาทต่อสังคมในแทบทุกด้านดังนั้นจึงต้องมีระบบการสื่อสารที่ทันสมัยเพื่อที่จะรองรับความต้องการอันนี้ ทั้งนี้เป็นเหตุเนื่องจากความก้าวหน้าของเทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ ควบคู่ไปกับเทคโนโลยีทางด้านสื่อสารโทรคมนาคมไม่ว่าเป็นระบบการสื่อสารดาวเทียม ระบบสื่อสารไมโครเวฟและระบบสื่อสารเส้นใยแสง ซึ่งระบบการสื่อสารเส้นใยแสงนี้กำลังมีบทบาทสำคัญมากยิ่งขึ้น เนื่องมาจากความถี่ซึ่งเป็นทรัพยากรชนิดหนึ่งซึ่งมีจำกัด ทำให้ไม่เพียงพอต่อความต้องการ แต่ระบบการสื่อสารเส้นใยแสงจะหลีกเลี่ยงปัญหานี้ไปได้อย่างสิ้นเชิง

ทั้งนี้ระบบสื่อสารเส้นใยแสงได้ถูกนำมาใช้เป็นข่ายเชื่อมโยงของระบบสื่อสารโทรคมนาคมทั้งระหว่างประเทศเช่นระบบเคเบิลใต้น้ำหรือซบมารีน(submarine) และภายในประเทศ บริการด้านสื่อสารโทรคมนาคม ในรูปแบบต่างๆเช่นบริการโทรศัพท์ทางไกลระหว่างประเทศและภายในประเทศ บริการไอเอสดีเอ็น(ISDN) บริการประชุมทางไกลด้วยภาพ(Video coference) ระบบถ่ายทอดสัญญาณต่างๆ ระบบโทรทัศน์บอกรับสมาชิกหรือเคเบิลทีวีเป็นต้นนอกจากนั้นระบบสื่อสารเส้นใยแสงยังถูกนำมาใช้ในระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์ในรูปแบบต่างๆ อย่างหลากหลายอีกด้วย รวมทั้งเป็นข่ายเชื่อมโยงระหว่างชุมสายโทรศัพท์ในเมืองขนาดใหญ่ ข้อมูลข่าวสารที่ใช้การส่งผ่านระบบสื่อสารเส้นใยแสงจะเป็นทั้งระบบดิจิทัล และอนาล็อก ซึ่งปัจจุบันถึงแม้ว่าจะนิยมใช้ระบบดิจิทัลกันเป็นส่วนมากแต่ในการส่งสัญญาณภาพซึ่งมีแบนด์วิดท์กว้างมากหากจะส่งในระบบดิจิทัลก็จะมีควมยุ่งยากมากในการจัดการแปลงรหัสสัญญาณ และอุปกรณ์ที่ใช้ยังคงมีราคาแพงอยู่มาก ดังนั้นการส่งสัญญาณภาพในระบบอนาล็อกโดยระบบการสื่อสารเส้นใยแสง ยังคงเป็นประเด็นที่น่าสนใจศึกษาอยู่มากเพราะยังคงเป็นระบบที่มีคุณภาพพอสมควร และประหยัดค่าใช้จ่ายได้มากสำหรับระบบการสื่อสารเส้นใยแสงซึ่งเมื่อเปรียบเทียบกับ การสื่อสารด้วยเคเบิลที่เป็น โลหะแล้วมีข้อดีหลายประการเช่นการลดทอนสัญญาณในเส้นใยแก้วนำแสงมีค่าต่ำกว่าในสายเคเบิลที่เป็นโลหะมาก ทำให้ใช้สถานีทวนสัญญาณน้อยกว่าระบบเส้นใยแสงมีแบนด์วิดท์ของสัญญาณสูงมาก และเส้นใยแสงนำแสงมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่าสายเคเบิลมาก ทำให้ระบบการติดตั้ง บำรุงรักษาและซ่อมแซมเส้นใยแสงทำได้สะดวกกว่า การใช้เส้นใยแสงเป็นการตัดปัญหาสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า วัตถุประสงค์ที่ใช้ทำเส้นใยแสงเป็นทรัพยากรที่หาง่ายและราคาถูก นอกจากนั้นระบบการสื่อสารเส้นใยแสงมีความปลอดภัย จากการดักฟังสัญญาณ หรือการจารกรรมข้อมูลได้อย่างดีเยี่ยม สำหรับปริมาณนิพนธ์ฉบับนี้จะทำการศึกษาทดลอง โดยที่สามารถทำการแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนของการรับส่งสัญญาณข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์และส่วนของการรับส่งสัญญาณภาพผ่านระบบสื่อสารเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 เส้นใยแสง

2.1.1 โครงสร้างของเส้นใยแสง

เส้นใยแสงคือเส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแสงประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางเรียกว่า คอร์ และส่วนที่หุ้มคอร์ เรียกว่า แคลด ทั้ง คอร์ และ แคลด เป็น Dielectric ใส 2 ชนิด (Dielectric หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยทำให้ค่าดัชนีการหักเหของแคลดมีค่าน้อยกว่าค่าดัชนีการหักเหประมาณ 0.2-3 % และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง สามารถทำให้แสงสะท้อนเข้าไปในคอร์เดินทางไปได้ นอกจากนี้ เนื่องจากกล่าวกันว่าเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากเท่าเส้นผม นั่น หมายถึง ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางด้านนอกของ Clad ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 มม. ส่วนคอร์ที่แสงเดินทางนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีก คือประมาณหลาย μm ($1 \mu\text{m} = 10^{-3} \text{ mm}$) ซึ่งมีค่าหลายสิบเท่าของความยาวคลื่นแสงที่ใช้งาน ค่าต่าง ๆ เหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่ง และคุณสมบัติทาง เมคานิกส์ที่ต้องการเส้นใยแสงนอกจากมีคุณสมบัติการส่งดีเยี่ยมแล้ว ยังมีลักษณะเด่นอย่างอื่นอีก เช่น ขนาดเล็ก น้ำหนักเบาอีกด้วย

2.1.2 ข้อดีของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ในการส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงมีข้อดีเหนือกว่าระบบอปติคอลเวฟไกด์อื่น ๆ ทั้งหมด และมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. มีการสูญเสียต่ำตลอดย่านความยาวที่ใช้งาน (น้อยกว่า 1 เดซิเบล ต่อ กิโลเมตร) จึงทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Regenerator)
2. มีแบนด์วิธกว้าง [1-10 GHz สำหรับมัลติโหมด (Multi-mode) และ ซิงเกิลโหมด (Single-mode) ตลอดความยาว 1 กิโลเมตรตามลำดับ] ทำให้ระบบสามารถมีความจุช่องสัญญาณสูง
3. มีความยืดหยุ่น
4. ขนาดเล็ก (เส้นใยแก้วมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตร และเส้นผ่านศูนย์กลาง ซึ่งรวมทั้งที่ห่อหุ้มพลาสติกประมาณ 1-2 มิลลิเมตร)
5. น้ำหนักเบา เคเบิลใยแสงมีขนาดเล็ก และเบากว่ามากเมื่อเทียบกับเคเบิลตัวนำทองแดง ดังนั้นการสร้างข่ายสายจึงทำได้สะดวกกว่า นอกจากนี้ ยังสามารถไข่อ้อยสายได้อย่างมีประสิทธิภาพ
6. ไม่มีสิ่งรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากแก้วไม่ใช่ตัวนำไฟฟ้า สนามแม่เหล็กไฟฟ้าจึงไม่มีผลต่อการรบกวน ดังนั้นเคเบิลใยแสงจึงสามารถวางร่วมกับแนวสายส่งไฟฟ้ากำลัง หรือ ระบบรถไฟฟ้าได้โดยไม่จำเป็นต้องมีชิลด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. Crosstalk ต่ำ มีมาตรการป้องกันสูง เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าไม่มีผลกระทบต่อระบบนี้ และระบบนี้ยังไม่สร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวนระบบอื่น ๆ ดังนั้น เส้นใยแสงที่ใช้งานด้วยกันจึงไม่รบกวนซึ่งกันและกัน

8. ส่วนประกอบของแก้วที่ใช้เป็นวัสดุทางธรรมชาติเป็นจำนวนมาก โดยเฉพาะความเข้มข้นของซิลิกาสูงมาก

9. มีความต้านทานต่อปฏิกิริยาเคมีและการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิมาก เส้นใยแสงได้ถูกผลิตขึ้นมาจากสารพวกแก้วซึ่งมีจุดหลอมเหลวสูงมากถึง 1500 องศา ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้งานในบริเวณที่มีความร้อนสูงได้

10. ประหยัด แม้ว่าปัจจุบันราคาของเคเบิลใยแก้วจะสูงกว่าเคเบิลตัวนำทองแดงก็ตาม แต่ในอนาคตมีแนวโน้มจะลดลงเนื่องจากวัสดุหลักที่นำมาผลิตเส้นใยคือ สารจำพวกแก้ว

เนื่องจากเส้นใยแสงมีข้อดีเหล่านี้ จึงมีความพยายามที่จะปรับปรุงคุณสมบัติที่ได้กล่าวไปแล้วอย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะการวิจัยที่จะดำเนินการตามทิศทางต่อไปนี้

1. อะไรคือลักษณะรูปร่างที่ดีที่สุดของดัชนีหักเหของแสง นำเอาปัจจัยทั้งหมดมาพิจารณา
2. อะไรคือการกระทำที่ทำให้การสูญเสียต่ำสุด
3. ความยาวคลื่นเท่าไรที่เหมาะสมที่สุดของการใช้งาน
4. อะไรเป็นส่วนสำคัญที่กำหนดแบนด์วิธ
5. สาเหตุใดที่ทำให้คุณลักษณะของการเดินทางเปลี่ยนไปโดยเมคคานิคอล-ออปเทคัล (Mechanical) เช่นการโค้งงอนั้นหรือ
6. อายุการใช้งานจะเป็นสาเหตุให้คุณลักษณะเปลี่ยนไปหรือ
7. ปัญหาทางเทคนิคของการวาง และการต่อเคเบิลสามารถแก้ไขปรับปรุงได้หรือไม่
8. ต้นทุนที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ลดลง โดยการผลิตเป็นจำนวนมากได้หรือไม่

2.1.3 ข้อเสียของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

1. เปราะบาง เนื่องจากเส้นใยแสงผลิตมาจากแก้ว ดังนั้นจึงมีความเปราะบางมาก ต้องมีความระมัดระวังเป็นพิเศษ ไม่ว่าจะในกระบวนการผลิตและการใช้งาน

2. ต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการติดตั้ง เนื่องมาจากการวางเคเบิล การต่อเชื่อมสาย ตลอดจนการติดตั้งต่าง ๆ จะต้องใช้ความประณีตแลความสะอาดเป็นพิเศษ นอกจากนี้ยังต้องใช้อุปกรณ์เฉพาะอย่างซึ่งยังมีราคาค่อนข้างแพงในปัจจุบัน

3. Bending Loss ไม่สามารถที่จะโค้งงอเคเบิลใยแสงได้มากกว่าที่กำหนดไว้ เนื่องจากจะทำให้แสงสามารถทะลุออกไปได้

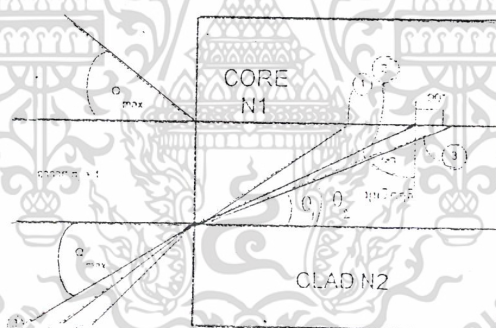
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วสามารถแก้ไขทางเทคนิคได้ และเครื่องมือต่างๆ ก็ได้รับการพัฒนาจนมีประสิทธิภาพสูงมากและราคายังถูกลงอีกด้วย ดังนั้นสรุปแล้วข้อเสียดังกล่าวจึงไม่เป็นอุปสรรคมากนักในทางปฏิบัติ

2.2 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

เนื่องจากแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้นจะกระจายกว้างออก เนื่องจากปรากฏการณ์เบี่ยงเบนของแสง ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากนั้น ต้องใช้เลนส์ทำการรวมแสง แม้ว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ การป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะมีจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิด

ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ คอร์ และ แคลดของเส้นใยแสง ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น N_0 ($N_0 = 1$), N_1 และ N_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับคอร์ และ คอร์กับแคลด ในที่นี้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น θ_{max} จากรูปที่ 2.1 จะเห็นว่า อย่างเช่น ลำแสง 2 นั้น มุมรับแสงตรงรอยต่อของคอร์ กับแคลดนั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤติ ตรงรอยต่อของอากาศกับคอร์ และของคอร์กับแคลด



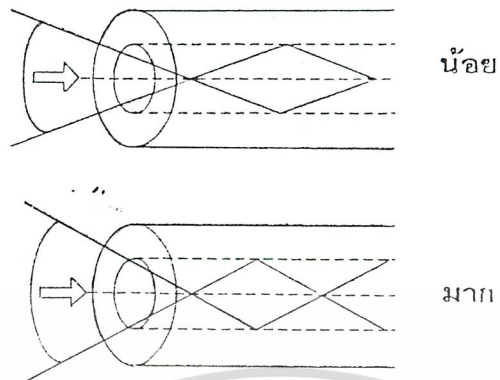
(a) แสงที่ถูกส่งเข้าไปใน CLAD

(b) แสงที่มีค่าเท่ากับมุมวิกฤติ

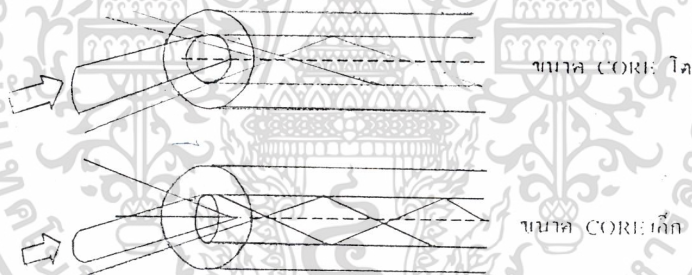
(c) แสงที่สะท้อนกลับบางส่วนและเดินทางไปยังแกน

รูปที่ 2.1 มุมรับแสงของเส้นใยแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



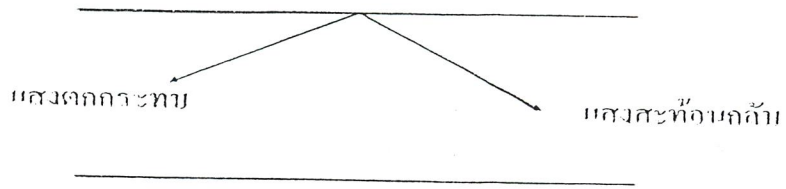
(ก) กรณีขนาดคอร์ดีเท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน



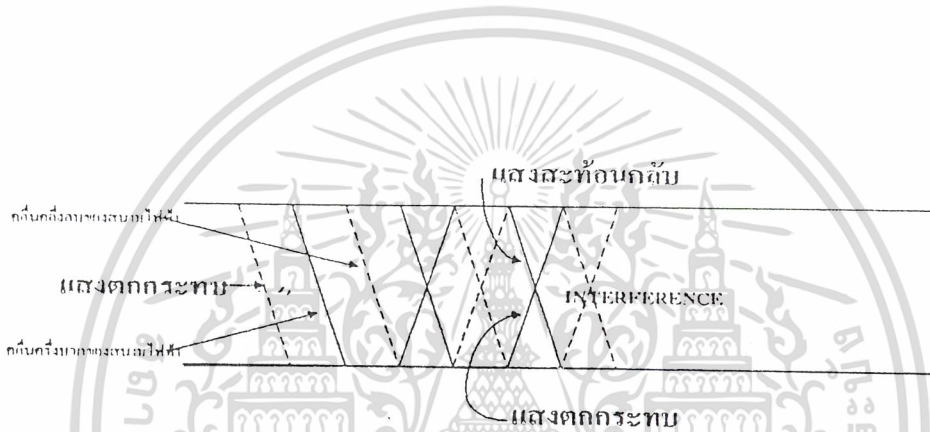
(ข) กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาดคอร์ต่างกัน

รูปที่ 2.2 ผลของขนาดของคอร์ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง

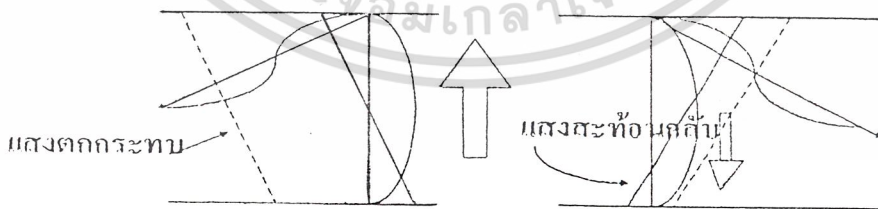
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) การสะท้อนกลับของแสง

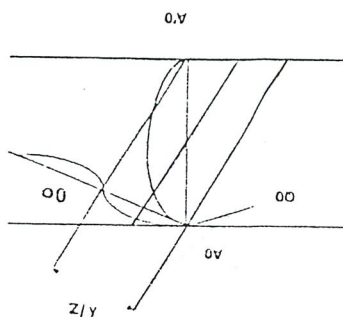


(ข) ระยะเวลาที่แสงตกกระทบกับแสงสะท้อนกลับมีเฟสเหมือน

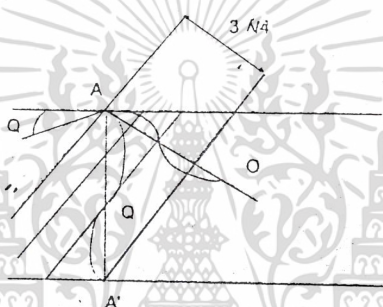


(ค) แสงตกกระทบและแสงสะท้อนกลับเมื่อมองจากแนวเส้นผ่านศูนย์กลาง

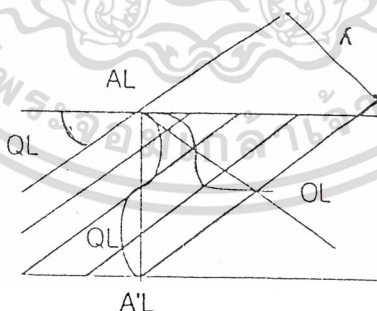
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน **รูปที่ 2.3 การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อช่องตัวกลาง** ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) เมื่อแสงที่มีมุมสะท้อนกลับ θ_0 เคลื่อนที่ไป $\lambda/2$
เฟสของความเข้มสนามไฟฟ้าระหว่าง A_0 ถึง A'_0 จะเปลี่ยนไป 180°



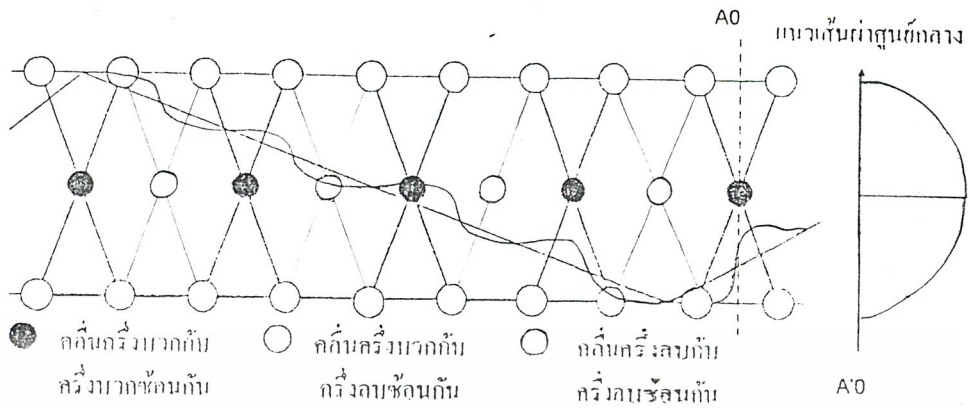
(ข) ไม่มีคลื่นอยู่ในแนวเส้นผ่านศูนย์กลาง



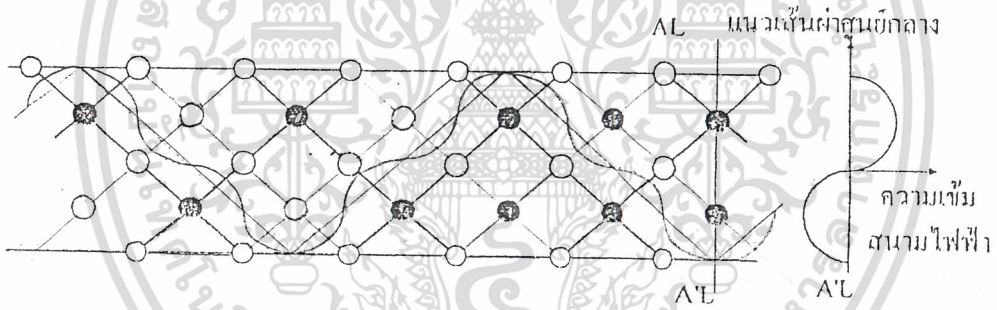
(ค) เฟสของความเข้มสนามไฟฟ้าในแนวเส้นผ่านศูนย์กลางเปลี่ยนแปลง 180°

รูปที่ 2.4 มุมสะท้อนกลับของแสงที่ทำให้เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) PROPAGATION MODE 0-ORDER



(ข) PROPAGATION MODE 1-ORDER

รูปที่ 2.5 Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง

เพื่อให้เงื่อนไขของตัวกลางที่กล่าวมาใน (2) เป็นจริงได้นั้น จำเป็นต้องมีคลื่นที่อยู่กับที่ซึ่งเกิด
 จาก Interference ของแสงตกกระทบกับแสงสะท้อนกลับในทิศทางของรัศมี รูปที่ 2.4 (ค) เป็นรูปที่
 แสดงการเปลี่ยนแปลงทางเฟสของความเข้มของสนามไฟฟ้า ตามการเดินทางของแสงตกกระทบกับ
 แสงสะท้อนกลับ ซึ่งมองในทิศทางรัศมีการซ้อนกันของคลื่นที่มีทิศทางสวนกัน ปรากฏการณ์นี้เหมือนกับ
 ปรากฏการณ์ที่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในเส้นเชือกที่ตรึงปลายทั้งสองเอาไว้ ดังนั้นในระหว่างที่แสงเดินทาง
 เอกสารที่เผยแพร่โดยศูนย์วิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นระยะทาง เป็นจำนวนเท่า ของเลขเต็มหน่วยของครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda/2$) ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) และ (ค) นั้น จะเกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี ในกรณีที่แสงมีมุมสะท้อนกลับมีค่าเป็นจำนวนเท่าของเลขเต็มหน่วยของมุม 180° ของความเข้มสนามไฟฟ้าตามทิศทางของรัศมี ส่วนรูปที่ 2.4 (ข) นั้น เป็นกรณีตรงกันข้าม กล่าวคือแสงที่มุมสะท้อนกลับมีค่า $\theta_0 < \theta$ จะไม่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมีสามารถ สรุปได้ว่า มุมสะท้อนกลับของแสงที่เดินทางไปได้ภายในเส้นใยแสงนั้นมีค่าจำกัดเป็นพิเศษเฉพาะบางค่าเท่านั้น

2.3 อุปกรณ์เชื่อมโยงการส่งผ่านเส้นใยแสง

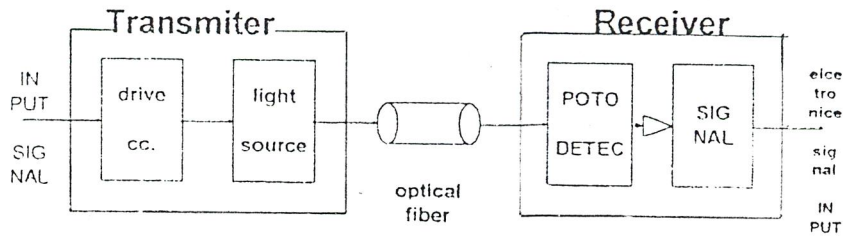
ในการเชื่อมโยงการส่งผ่านเส้นใยแสงส่วนสำคัญต่าง ๆ คือ เครื่องส่งที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดแสง และร่วมกับวงจรกระตุ้น (Drive Circuit) , เคมเบิลใยแสง , และเครื่องรับที่ประกอบด้วยโฟโตดีเทคเตอร์ร่วมกับวงจรขยายสัญญาณ และวงจรที่ทำให้สัญญาณกลับคืนสู่สภาพเดิม

เคเบิลใยแสงเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากอย่างหนึ่งในการเชื่อมต่อเส้นใยแสง นอกจากจะได้มีการป้องกันเส้นใยแสงระหว่างการติดตั้ง และการให้บริการ ภายในเคเบิลอาจจะบรรจุสายทองแดงสำหรับเพาเวอร์ที่จะจ่ายให้กับส่วนทวนสัญญาณ ซึ่งต้องการขยายระยะทางให้ไกลออกไปอีก เคเบิลโดยทั่วไปแล้วประกอบด้วยเส้นใยแสงรูปทรงกระบอกที่มีขนาดเท่าเส้นผมเป็นจำนวนมาก แต่ละเส้นไม่ขึ้นอยู่กับการนำพลังงานของการสื่อสาร

การติดตั้งเคเบิลใยแสงสามารถติดตั้งได้ทั้งในอากาศ ในท่อร้อยสาย ใต้ทะเล หรือฝังดินโดยตรง ทำนองเดียวกันกับเคเบิลทองแดง ความยาวของเคเบิลแต่ละเส้นจะมีความยาวตั้งแต่หลายร้อยเมตรจนถึงหลายกิโลเมตร สำหรับการใช้งานทางไกล ขึ้นอยู่กับการติดตั้งและหรือข้อจำกัดการผลิตความยาวจริง ๆ ของเคเบิลในช่วงหนึ่ง ๆ กำหนดจากการพิจารณาในการใช้งาน เช่น ขนาดของระยะทางและน้ำหนักของเคเบิล ถ้าการวางเคเบิลผ่านท่อร้อยสาย มักจะใช้แขวนในอากาศ หรือฝังดินโดยตรงกันถึงจะได้ความยาวที่สมบูรณ์ตามต้องการ

คุณสมบัติอันดับแรกของเส้นใยแสง คือ การลดทอน ซึ่งขึ้นอยู่กับความยาวคลื่น เทคโนโลยีในคอนดักชัน ๆ นั้น ใช้ความยาวคลื่นแถบ 800-900 นาโนเมตรอย่างเดียว เนื่องจากในแถบความยาวคลื่นนี้ เส้นใยแสงที่ผลิตได้ในเวลานั้น การลดทอนต่ำสุด และแหล่งกำเนิดแสง และโฟโตดีเทคเตอร์ที่ทำงานในย่านความยาวคลื่นนี้จัดหาได้ง่าย โดยการลดความเข้มข้นของประจุของ ไฮดรอกซิล (hydroxyl ions) และประจุของโลหะ (Metallic ions) ที่เจือปนอยู่ในส่วนประกอบของเส้นใยแก้ว ทำให้ผู้ผลิตสามารถผลิตเส้นใยที่มีการสูญเสียต่ำมากในย่านความยาวคลื่น 1100-1600 นาโนเมตร ปกติความกว้างของแบนด์วิธ (Spectrum bandwidth) จะอ้างถึงในย่านลองเวฟเล็งธ์ (Long - wave length) ลักษณะสำคัญเพิ่มขึ้นหลังจากที่ได้พัฒนาที่ความยาว 1300 นาโนเมตร เนื่องจากในย่านนี้ เส้นใยซิลิกาบริสุทธิ์มีความเพี้ยนต่ำมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

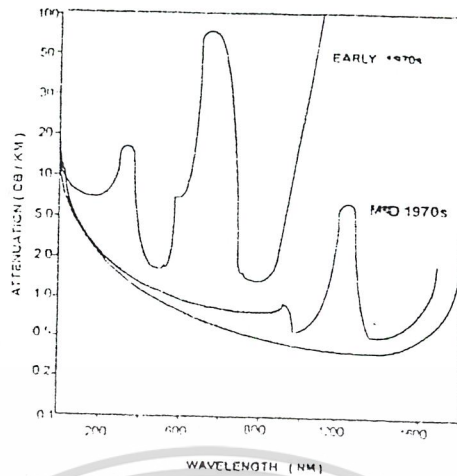


รูปที่ 2.6 อุปกรณ์หลักของการเชื่อมโยงส่งผ่านเส้นใยแสง

ได้มีการเริ่มต้นวิจัยส่วนประกอบของเส้นใยชนิดใหม่ ๆ สำหรับใช้ในย่านความยาวคลื่น 3-5 ไมโครเมตร เริ่มต้นจากจุดสำคัญที่น่าสนใจเกี่ยวกับ โลหะฮาไลด์ที่มีผลึกมากกว่าหลายผลึก เช่น ซิงค์คลอไรด์ (SnCl₂) ซอลเลียมโบรไมด์ (TlBr) และซอลเลียมโบรไมไดโอด (KPS-5) การพยากรณ์เป็นเพียงสมมุติฐานคาดว่า เส้นใยเหล่านี้จะก่อให้เกิดผลต่อการสื่อสารทางไกลอย่างมาก เมื่อเคเบิลได้ติดตั้งไปแล้ว แหล่งกำเนิดแสงที่เป็นส่วนสำคัญที่จะใช้ส่งถ่ายพลังงานของแสงเข้าไปในเส้นใยจะต้องมีขนาดที่เหมาะสมกับคอร์ของเส้นใย

สารกึ่งตัวนำไดโอดเปล่งแสง (LED) และเลเซอร์ไดโอดเหมาะสมที่จะใช้เป็นแหล่งกำเนิดเครื่องส่งเพื่อจุดประสงค์นี้ เนื่องจากเอาต์พุตของแสงสามารถมอดูเลทโดยตรงกับกระแสไฟไบอัสที่แปรค่าได้อย่างรวดเร็ว สัญญาณไฟฟ้าที่ป้อนเข้ากับเครื่องส่งอาจเป็นอะนาล็อก หรือดิจิทัลอย่างหนึ่งอย่างใดก็ได้ ที่เครื่องส่งจะมีวงจรเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเหล่านี้ให้เป็นสัญญาณแสงจากการแปรค่ากระแสไฟที่ไหลผ่านแหล่งกำเนิดแสง เป็น สแคว-ลอร์-ดีไวส์ (Square law device) ซึ่งหมายความว่า การแปรผันเป็นเส้นตรง (linear) ในวงจรขับกระแสจะมีผลตรงกันกับการเปลี่ยนแปลงเป็นเส้นตรงในวงจรออปติคัล เอาต์พุต เพาเวอร์ ในย่านความยาวคลื่น 800 - 900 นาโนเมตร โดยทั่วไปแหล่งกำเนิดแสงเป็นโลหะผสมของ อินเดียม - แคลเซียม - อาเซนไนซ์ - ฟอสฟอรัส (InGaAsP) หลังจากสัญญาณถูกส่งเข้าไปในเส้นใยแก้วแล้ว การลดทอนและความเพี้ยนจะเพิ่มขึ้นตามระยะทางไปตามลำดับ เนื่องจากการกระจาย การดูดซึม และโครงสร้างที่ทำให้แสงกระจายในทางเดินของแสงทางด้านรับ การลดทอนและความเพี้ยนของออปติคัลเพาเวอร์เอาต์พุตจะถูกตรวจจับโดยโฟโตดีเทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 การลดทอนของเส้นใยแสงขึ้นกับความยาวคลื่น

ในการทำงานเดียวกันกับแหล่งกำเนิดแสง โฟโตดีเทคเตอร์ก็เป็นสแควร์ ลอว์ ดีไวซ์เหมือนกัน เนื่องจากมันเปลี่ยนพลังงานแสงที่ได้รับเป็นกระแสไฟฟ้าทางเอาท์พุท (Photo-current) สารกึ่งตัวนำ PIN และ APD โฟโตดีเทคเตอร์ทั้งสองตัวนี้ส่วนใหญ่ใช้ในการเชื่อมโยงการสื่อสารทางแสง อุปกรณ์ทั้งสองชนิดนี้ให้ประสิทธิภาพและการตอบสนองต่อความเร็วสูงมากสำหรับการใช้งานปกติ APD โฟโตดีเทคเตอร์จะใช้กับสัญญาณแสงที่มีเพาเวอร์ระดับต่ำเนื่องจากมีความไวสูง และโครงสร้างภายในมีการขยาย ซึ่งเป็นคุณสมบัติประจำตัวของมัน ซิลิคอนโฟโตดีเทคเตอร์ ใช้งานในย่านความยาวคลื่น 800 - 900 นาโนเมตร ออปติคอลลีเทคเตอร์ชนิดต่าง ๆ สามารถนำมาใช้กับความยาวคลื่นที่ยาวกว่าได้ ส่วนประกอบที่ถูกเลือกใช้ในคอนแรกในย่านความยาวคลื่น 1100 - 1600 นาโนเมตรก็คือ โลหะผสม อินเดียม-แกเลียม-อาเซนไนซ์ (InGaAs)

การออกแบบเครื่องรับมีความยุ่งยากมากกว่าของเครื่องส่ง เนื่องจากต้องมีการขยายสัญญาณ และมีการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่จากสัญญาณที่ได้รับจากโฟโตดีเทคเตอร์ที่ระดับสัญญาณต่ำที่มีอยู่ประจำ คุณภาพของเครื่องรับที่ต้องการอันดับแรกก็คือ ค่าออปติคอลลีเทคเตอร์ (Optical power) ค่าสุดท้ายที่จำเป็นต้องใช้ในการคงค่าเออเรอร์พรอบาบิลิตี (Error probability) สำหรับแต่ละ คาตาเรท (Data rate) ที่ต้องการ เราจะเห็นได้ว่าความสามารถของเครื่องรับที่จะบรรลุผลในระดับที่ต้องการนั้นขึ้นอยู่กับชนิดของโฟโตดีเทคเตอร์ สิ่งรบกวนที่เกิดขึ้นในระบบ และคุณสมบัติของภาคขยายในเครื่องรับ

เมื่อสัญญาณแสงเดินทางผ่านไปในเส้นใยในระยะทางพอสมควร สัญญาณจะถูกลดทอน เกิดความเพี้ยนจนถึงองศา (Degree of distortion เป็น %) ที่ต้องการทวนสัญญาณในสายรับ สายส่งเพื่อที่จะทำการขยายสัญญาณที่สร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ สถานีทวนสัญญาณแสงประกอบด้วย เครื่องรับและเครื่องส่ง ติดตั้งแบบหลังชนกัน ภาคเครื่องรับตรวจรับสัญญาณแสง และเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า ซึ่งต้องการขยายสัญญาณ สร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ และส่งสัญญาณ ไฟฟ้าให้กับภาคเครื่องส่ง ภาคเครื่อง

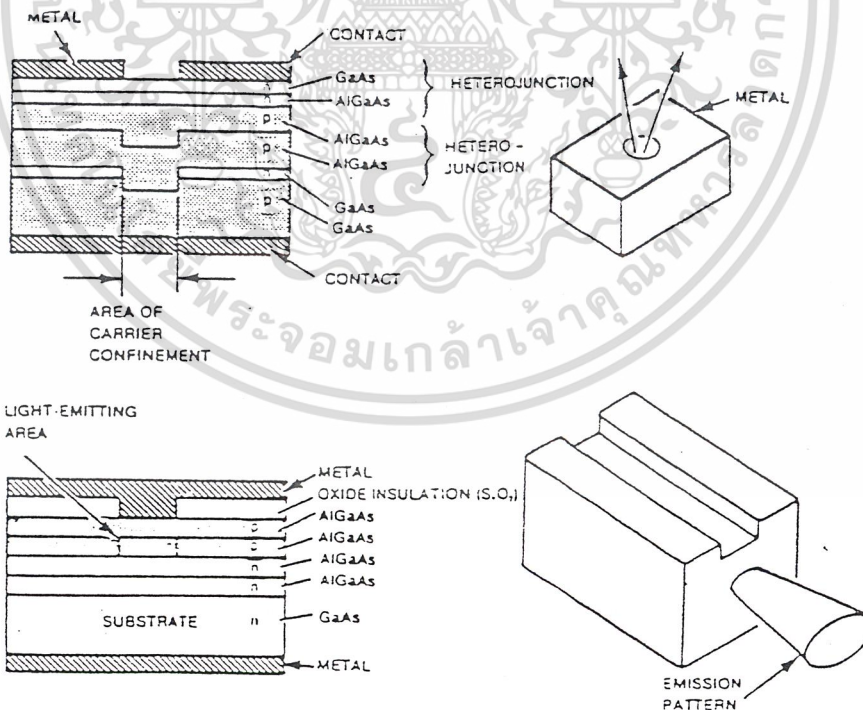
เอกส... การค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่งจะเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากลับเป็นสัญญาณแสงใหม่ และส่งเข้าไปในเส้นใยแสง โดยเงื่อนไขที่จะเป็นตัวใช้กำหนดรายละเอียดว่า เมื่อไรจึงจะต้องการสถานีทวนสัญญาณ ระบบเชื่อมโยงทางแสงได้กล่าวพร้อมกันกับระบบ เวฟเล็งซ์ - คิวซัน - มัลติเพล็กซ์ (Wavelength division multiplexing) และระบบการจัดการเรื่อง ไลน์ - โคคดิง (Line-coding)

2.4 อุปกรณ์เปล่งแสง LED (Light Emitting diode)

LED เป็นอุปกรณ์ PN เซมิคอนดักเตอร์ ที่จะเปล่งแสงเมื่อได้รับแรงดันฟอร์เวิร์ดไบอัส ทำให้อิเล็กตรอนและโฮลเคลื่อนที่ไปด้านตรงข้าม โดยข้ามช่วง Depletion layer อิเล็กตรอนและโฮลจะรวมตัวกัน กำเนิดแสงขึ้นมา ในการที่จะรักษาการรวมตัวกันของพาหะส่วนเกิน จะต้องจ่ายกระแสอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา เมื่อใดที่ไม่มีกระแสไหล การรวมตัวกันของพาหะรอบ ๆ รอยต่อจะสร้าง Depletion layer ขึ้นมาใหม่ LED ก็จะหยุดการเปล่งแสง

LED ที่ใช้ในการสื่อสารเส้นใยแสง จะใช้โครงสร้างแบบ Heterojunction ซึ่งเป็น PN Junction ที่ทำจากอุปกรณ์ที่มีโครงสร้างเหมือนกัน แต่มีระดับพลังงานและดัชนีการหักเหที่แตกต่างกัน ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดพาหะ และเอาที่พุดแสง ความแตกต่างของดัชนีการหักเห จะเป็นตัวจำกัดและกำหนดทิศทางของแสง เป็นผลให้มีการแพร่กระจายของเอาที่พุดที่สูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.8 แสดง LED ที่เปล่งแสงจากด้านหน้าและด้านหลัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LED ที่ใช้ในการสื่อสารเส้นใยนำแสง มี 2 แบบ คือ LED ที่ปล่อยแสงที่พื้นผิวด้านหน้า (Surface-emitting diode) และ LED ที่ปล่อยแสงออกทางด้านข้าง (Edge-emitting diode) ดังแสดงในรูปที่ 2.8

วัสดุที่ใช้ผลิต LED จะเป็นตัวกำหนดความยาวคลื่นของแสงที่ปล่อยออกมา LED ที่มีความยาวคลื่นอยู่ในช่วง 820 ถึง 850 nm ผลิตด้วย แกลเลียม อลูมิเนียม อาร์เซไนด์ (GaAlAs) ส่วนอุปกรณ์ปล่อยแสงที่มีความยาวคลื่นอยู่ในช่วง 1300 nm ทำมาจาก แกลเลียม อินเดียม อาร์เซไนด์ ฟอสเฟต (GaInAsP)

2.5 อุปกรณ์รับแสง (Photodiode)

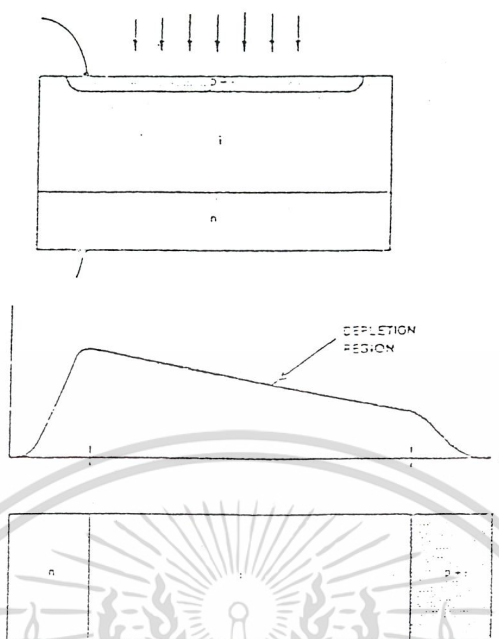
แสงที่ตกกระทบบนไดโอดจะถูกเปลี่ยนเป็นกระแสโดยการที่ โฟตอน ที่รับมานั้นจะไปกระตุ้นอิเล็กตรอนจาก วาเลนซ์แบนด์ ไปยัง คอนดักชันแบนด์ ทำให้เกิดการสร้างคู่อิเล็กตรอน โฮล ขึ้น พหะเหล่านี้จะเคลื่อนตัวผ่านไปและเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสขึ้น

เมื่อ PN โฟโตไดโอด ได้รับริเวิร์สไบอัส จะมรกระแสไหลน้อยมาก สนามไฟฟ้าจะสร้าง Depletion Region ในด้านใดด้านหนึ่งของรอยต่อ PN พหะจะเดินทางออกจากพื้นที่รอยต่อ กล่าวคือ อิเล็กตรอนจะเดินทางผ่านไปยังขั้วลบ และโฮลเดินทางไปยังขั้วบวก เนื่องจาก Depletion Region ไม่มีพหะ จึงมีความต้านทานสูงมาก และแรงดันทั้งหมดจะตกคร่อมที่รอยต่อ

โฟตอนที่ตกกระทบบนไดโอดทำให้เกิดพันธะอิเล็กตรอนที่มีพลังงานมากพอที่จะเคลื่อนที่จาก วาเลนซ์แบนด์ ไปยังคอนดักชันแบนด์ ทำให้เกิดอิเล็กตรอนและ โฮลอิสระขึ้น ถ้ามีการสร้างพหะเกิดขึ้นใน Depletion Region พหะจะแยกตัวออกจากกัน และเคลื่อนตัวออกไปในทันทีไปยังขั้วลบ ไปยังอิเล็กตรอนที่เกิดขึ้นนี้ทำให้เกิดกระแสไหลในวงจรได้ เมื่อพหะเคลื่อนที่ไปถึงขอบของ Depletion Region แรงทางไฟฟ้าจะมีค่าน้อยมาก กระแสจึงหยุดไหล

PIN โฟโตไดโอด มีโครงสร้างตามรูป 2.9 PIN โฟโตไดโอด จะแตกต่างจาก PN โฟโตไดโอดตรงที่ มี Depletion Region ที่กว้างมากกว่า ทำให้ Intrinsic Layer ไม่มีพหะอิสระ ความต้านทานจึงมีค่าสูงมาก โฟตอนที่ถูกดูดกลืนภายใน Depletion Region นี้ จะทำให้เกิดกระแสภายนอกที่มีความเร็วมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดง PIN โฟโตไดโอด

2.6 องค์ประกอบของสัญญาณภาพ

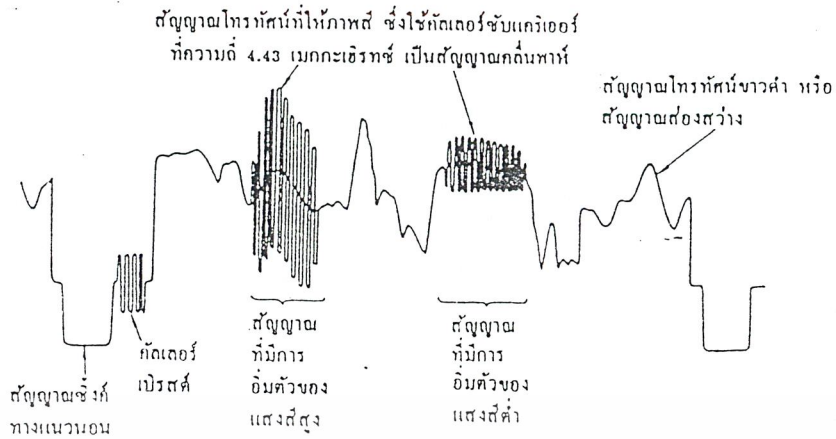
สัญญาณภาพโทรทัศน์มีองค์ประกอบที่เป็นสัญญาณต่าง ๆ มีหน้าที่ต่าง ๆ กันไป ซึ่งที่จะกล่าวถึงในที่นี้ จะอ้างอิงสัญญาณภาพที่เป็นระบบ PAL โดยจะอธิบายไว้เพียงสังเขป

2.6.1 สัญญาณลูมิแนนซ์ (Luminance Signal)

สัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณส่องสว่าง เป็นสัญญาณที่มีระดับแรงดันแปรเปลี่ยนไปตามความสว่างของภาพ โดยจะมีแบนด์วิธ 5 MHz สำหรับมาตรฐาน CCIR (4 MHz สำหรับ FCC) ในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีนั้น จำเป็นต้องส่งสัญญาณความสว่างนี้อยู่ เพื่อให้เครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำสามารถรับและสร้างภาพขาวดำให้เกิดขึ้นหน้าจอได้ และส่งไปเข้าเครื่องรับโทรทัศน์สี เพื่อให้ไปหักล้างกับสัญญาณความต่างสี R-Y, B-Y และ G-Y ก็จะเหลือเฉพาะสัญญาณแม่สี คือ R, B และ G ตามลำดับ ลักษณะของสัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณภาพสีรวมแสดงดังรูปที่

2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงสัญญาณลুমิเนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม

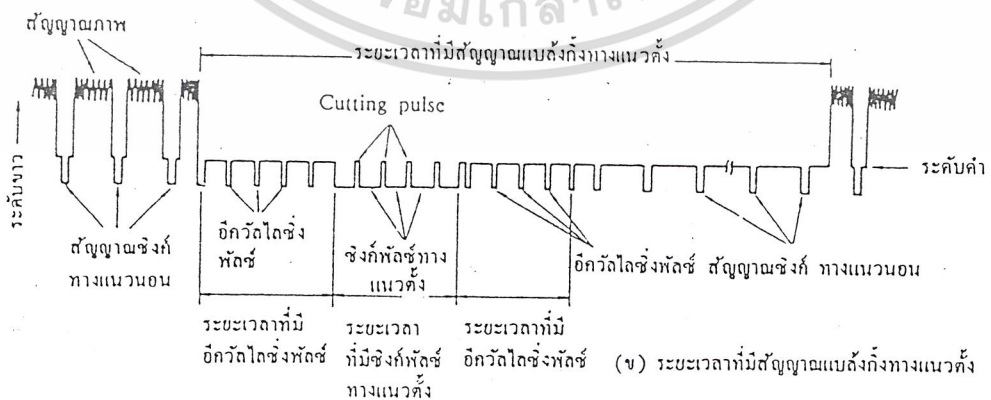
2.6.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ

ประกอบด้วยสัญญาณต่าง ๆ ดังนี้

1) สัญญาณซิงโครไนซ์ (Synchronize Signal) เป็นสัญญาณควบคุมลำอิเล็กตรอน เพื่อให้การสแกนทั้งทางด้านส่งและทางรับสัญญาณภาพเป็นไปอย่างถูกต้องทั้งแนวตั้งและแนวนอน แยกออกเป็น

- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronize) มีความถี่ 15,625 Hz ในระบบ CCIR (15,725 Hz ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้ จะทำให้ภาพที่ปรากฏทางจอโทรทัศน์สั่นได้

- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง (Vertical Synchronize) มีความถี่ 50 Hz ในระบบ CCIR (60 Hz ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้ จะทำให้ภาพเลื่อน



รูปที่ 2.11 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากสถาบันฯ หากมีข้อผิดพลาดประการใดขออภัยเป็นอย่างสูง

2) สัญญาณแบลนกกิ่ง (Blanking Signal) เมื่อลำโวลิตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวนอน จะเกิดการสะบัดกลับตามแนวนอน เรียกว่า การ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นชั้นที่ไม่ใช้ส่วนประกอบของภาพ ดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งจะต้องส่งสัญญาณแบลนกกิ่งนี้ออกมาพร้อมสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลำโวลิตรอนให้ทางจอภาพรู้ว่าตรงช่วงไหนไม่ต้องทำการยิงโวลิตรอน ก็จะค้ทออฟการทำงานของป็นโวลิตรอนช่วงเวลานั้น เพราะฉะนั้นก็จะไม่เกิดเส้นภาพในขณะนั้น Retrace แล้วในระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับตามแนวนอนจะเท่ากับ 12 μsec ส่วนเวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับทางแนวตั้งจะใช้เวลา 1600 μsec

3) สัญญาณอิกวอลไลซิ่ง (Equalizing Signal) เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณ ซิงโครไนซ์ในเซชันทางแนวตั้ง เพื่อให้คงรูปได้ถูกต้อง และยังช่วยการสแกนแบบสลับเส้นให้เป็นไปอย่างถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นสแกนเลขคี่ เลขคู่ได้อย่างถูกต้อง ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย

2.6.3 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)

เพื่อให้ได้ภาพที่ปรากฏทางเครื่องรับโทรทัศน์สีมีสีเหมือนกับทางสถานีส่ง จึงต้องส่งรายละเอียด และความเข้มของสัญญาณสีออกอากาศ โดยปกติสัญญาณสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์ จะประกอบด้วยแม่สีทางแสง คือ แดง เขียว และน้ำเงิน แต่ถ้าจะส่งสัญญาณสีทั้ง 3 ออกไปในระบบการส่งสัญญาณโดยตรงนั้น จะต้องใช้คลื่นพาห์ในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกัน ซึ่งจะทำให้แบนด์วิธของสัญญาณรวมกว้างเกินไป

ดังนั้น จึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้น คือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราส่วนการผสมดังนี้

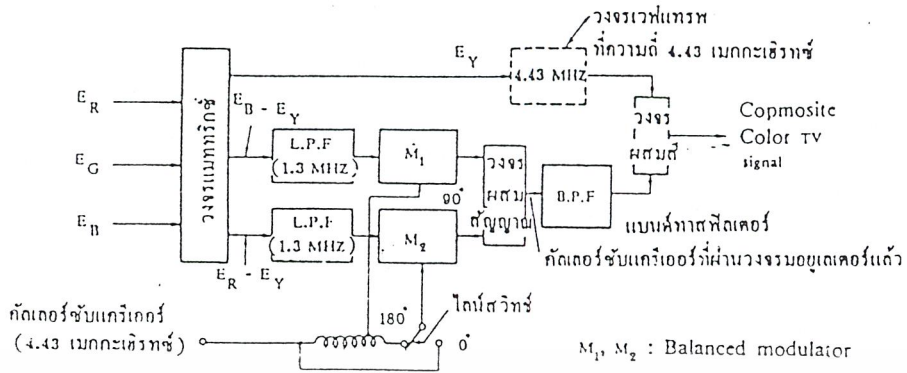
$$R-Y = 0.70R - 0.59G - 0.11B$$

$$B-Y = 0.89B - 0.59G - 0.3R$$

ส่วนสัญญาณสีเขียวเราจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรง แต่จะฝากรวมไปกับสัญญาณความต่างสีทั้งสอง โดยอยู่ในรูปของสัญญาณ Y เนื่องจากมีแม่สีทั้งสามประกอบกันอยู่ด้วยอัตราส่วน

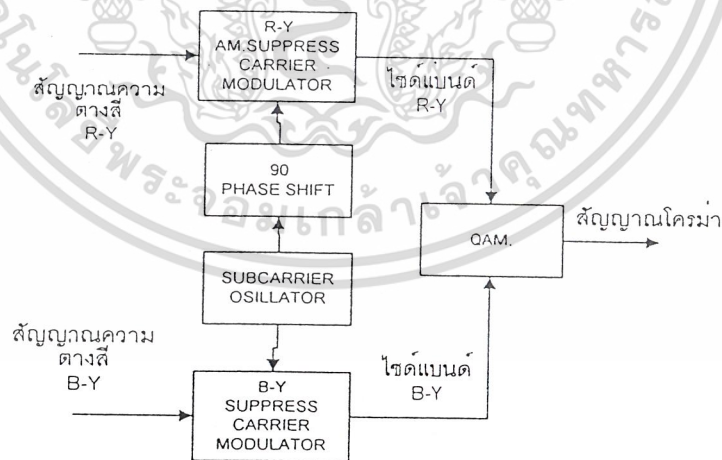
$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

จะเห็นว่าอัตราส่วนที่เป็นสีเขียวจะมีมากที่สุด จะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่า ถ้าต้องส่งสีเขียวออกไป ดังนั้นการส่งสีแดงกับสีน้ำเงินมาสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่า ส่วนสัญญาณสีเขียวจะสร้างขึ้นได้ทางเครื่องรับโทรทัศน์สี รูปที่ 2.12 จะแสดงให้เห็นวิธีการสร้างสัญญาณภาพสีรวม



รูปที่ 2.12 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้การส่งสัญญาณความเข้มสีที่ได้ไปนออกไปกับสัญญาณความสว่างที่มีอยู่แล้ว โดยให้มอดูเลตแบบ DSBSC ด้วยซับแคเรียร์ 4.43 MHz เพียงความถี่เดียว แต่สัญญาณความต่างสีมีอยู่ถึง 2 สัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณความต่างสีทั้งสองสามารถส่งออกไปกับซับแคเรียร์ความถี่เดียวกันได้จึงใช้วิธีการผสมสัญญาณแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยการทำให้ Shift Phase ของซับแคเรียร์ไป 90° แล้วใช้มอดูเลตกับสัญญาณ R-Y ส่วนของ B-Y ก็มอดูเลตกับซับแคเรียร์เฟสปกติ ดังนั้นสัญญาณ R-Y จะนำสัญญาณ B-Y อยู่ 90° สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า “สัญญาณโครมา”



รูปที่ 2.13 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา

แนวคิดในการเลือกใช้ซับแคเรียร์ 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณภาพของระบบ PAL นั้นมีเอกสแบนด์วีรด์ประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นสัญญาณสี (สัญญาณโครมา) เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่ เนื่องจากว่าสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรายคาบที่มีฮาร์โมนิคต่าง ๆ ตลอดย่าน 5 MHz แต่ว่าความแรงของกลุ่มฮาร์โมนิคจะลดลงที่ปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพ ดังนั้นเพื่อจะลดการรบกวนระหว่างสัญญาณภาพ และสัญญาณสีให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด จึงต้องเลือกความถี่ของซับแคเรียร์ (Subcarrier) ของสัญญาณสีที่บริเวณปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนี้เอง โดยต้องมีแบนด์วิธของสัญญาณสีรวมแล้วต้องไม่ทำให้เลยความถี่ 5 MHz จึงเลือกใช้ความถี่ 4.43 MHz ในระบบ PAL เรียกวิธีการคั้งกล่าวนี้อันว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกกลงไปมีแบนด์วิธประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้ในการมอดูเลตสัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulator หรือ Ring Modulator

2.6.4 สัญญาณเบิสท์ (Burst Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการสร้างความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า ซับแคเรียร์ ออสซิลเลเตอร์ (Subcarrier Oscillator Circuit) วงจรนี้จะต้องสร้างซับแคเรียร์ให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ที่สร้างขึ้นทางเครื่องส่ง การดีเทคต์สัญญาณความต่างสีที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี “ซิงโครนัสดีเทคชัน” (Synchronous Detection) สัญญาณเบิสท์จะเป็นตัวควบคุมให้ซับแคเรียร์ ออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับ สร้างซับแคเรียร์ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ทางด้านส่ง

2.7 วงจรรวมเฟสล็อกคูลัพ

2.7.1 แนะนำเฟสล็อกคูลัพ

เฟสล็อกคูลัพ (PLL) โดยแท้จริงแล้วมีพื้นฐานเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์เซอร์โวลูฟ ประกอบด้วยตัวเปรียบเทียบเฟส โวล์ทาสฟิเดเตอร์ และ โวลต์เจ็จคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (VCO) เฟสล็อกคูลัพจะควบคุมให้ VCO สร้างความถี่ขึ้นสอดคล้อง (synchronize) กับสัญญาณเข้า แนวความคิดนี้มีมาก่อนปี 1930 และได้นำมาใช้อย่างกว้างขวางทั้งในเครื่องมือและอุปกรณ์สื่อสารทางอากาศ อย่างไรก็ตามเนื่องจากมันมีราคาแพง และการออกแบบระบบโดยใช้ชิ้นส่วนแยกประกอบ การนำไปใช้งานจึงถูกจำกัด เฉพาะเมื่อเราต้องการความแม่นยำในการทำงานสูง ปราศจากนอยส์รบกวน และมีแบนด์วิธแคบมาก ๆ เท่านั้น โดยการพัฒนาทางด้านวงจรรวม (ไอซี) และเทคโนโลยีทางการผลิต (process) สถานการณ์เหล่านี้จึงได้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว ปัจจุบันนี้เฟสล็อกคูลัพจะปรากฏออกมาในรูปแบบของวงจรรวม (ไอซี) ที่มีลักษณะเดียวกับวงจรรวมออปแอมป์ (OP AMP) ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ได้มาก ในบทความนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่ออธิบายถึงหลักการพื้นฐาน การทำงาน และการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรวมเฟสล็อกคูลัพ (PLL) และการนำ PLL ไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางทั้งในการประมวลสัญญาณแบบอนาลอกและดิจิทัล

ในการออกแบบวงจรเลือกความถี่ด้วยวงจรรวม (frequency selective integrated circuit) สิ่งที่เป็นปัญหาสำคัญ คือ การทำตัวอินตักเตอร์ การแก้ปัญหานี้โดยการใช้แคคทิฟ RC ฟิเดเตอร์ ซึ่งเราใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุต่อที่ส่วนป้อนกลับของภาคขยาย เพื่อทำให้เกิดการตอบสนองต่อการเลือกความถี่ เทคนิคในการออกแบบจำนวนมากใช้พัฒนาแอสคิฟ RC ฟิเตอร์ ฟิเตอร์ในวงจรรวมที่แอสคิฟ

RC ฟิเตอร์มีข้อจำกัดอยู่ 3 ข้อ คือ

1. ช่วงความถี่ (frequency range) โดยมากฟิเตอร์แบบนี้จะใช้กับความถี่ต่ำกว่า 100 KHz จึงจะทำให้มีเสถียรภาพ

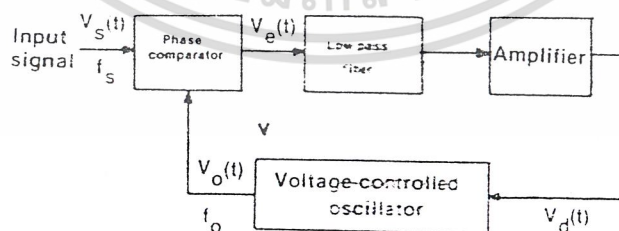
2. ความไว (sensitivity) ความถี่ปานกลางมีผลอย่างมากต่อความไวของ แอสคิฟ gain และค่าของส่วนประกอบทางป้อนกลับ

3. ราคา (cost) ในแง่ของราคาและความยุ่งยากแล้ว การใช้ RC แอสคิฟฟิเตอร์ไม่เหมาะสม เพราะจะต้องใช้ RC ถึง 4 ตัวในการสร้างคอมเพล็กซ์โพล 2 คู่ อีกทั้ง RC ดังกล่าวไม่สามารถสร้างอยู่ในตัวไอซีได้ ต้องนำมาประกอบเพิ่มภายนอก ทำให้ราคาแลความซับซ้อนมากขึ้น

เมื่อเวลาสามารถแก้ปัญหาทั้งสามข้อนี้ การสร้างวงจรรวมเฟสล็อกคูลูฟก็จะมีราคาถูก และทำเป็นวงจรมอนอลิติก แพ็กเล็ก ให้มีความสมบูรณ์อยู่ในตัวเอง เหมือนกับวงจรรวมออป แอมป์ แต่ทว่าการทำงานพื้นฐานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูฟไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปเลย ซึ่งคุณสมบัติและการทำงานของ PLL จะได้อธิบายต่อไป ในปัจจุบันนี้ PLL หาได้ง่ายในลักษณะของวงจรรวม (ไอซี) ที่มีราคาถูก จึงเป็นการประหยัดที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ

2.7.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูฟ

เฟสล็อกคูลูฟ คือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับ ประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์ โลว์พาสฟิเตอร์ เออร์เรอร์แอมพลิไฟเออร์ ซึ่งอยู่ทางที่สัญญาณเดินไปหน้า และโวลต์เดจคอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (VCO) อยู่ในทางป้อนกลับ แผนภาพของระบบเฟสล็อกคูลูฟอย่างง่าย ๆ แสดงได้ดังในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ระบบโดยทางคณิตศาสตร์จะไม่ขอกว่าในที่นี้ อย่างไรก็ตามหลักการทํางานเบื้องต้นของเฟสล็อกคัลคูล สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบ แรงดันควบคุม (control voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทํางานโดยการตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 ซึ่งเรียกว่า free-running frequency ถ้าสัญญาณเข้าไปในระบบ เฟสคอมพาราเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟส และความถี่ของสัญญาณอินพุทกับ VCO และผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ ซึ่งสัมพันธ์กับความแตกต่างของเฟส และความถี่ระหว่างสัญญาณทั้งสอง แรงดันคลาดเคลื่อนนี้จะถูกกรองและขยายส่งไปควบคุม VCO ในการนี้แรงดันควบคุม $V_c(t)$ จะไปบังคับความถี่ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างกันระหว่าง f_0 และสัญญาณที่เข้า ถ้าความถี่ของสัญญาณที่เข้าใกล้เคียงกับ f_0 จากการป้อนกลับของ PLL ทำให้ PLL ซิงโครไนซ์ หรือ ล็อกกับสัญญาณที่เข้ามาขณะที่ทำการล็อกนั้น ความถี่ VCO จะเท่ากับสัญญาณอินพุท แต่เฟสยังต่างกันอยู่ ความแตกต่างของเฟส ϕ มีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อนที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่า ฟรีรันนิ่ง ให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา f_i ดังนั้น PLL จะยังคงรักษาสภาพการล็อก การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้ PLL สามารถติดตามความถี่ที่เปลี่ยนไปของสัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพ ล็อก เช่นเดิม ช่วงของความถี่ซึ่ง PLL สามารถติดตามการล็อกกับสัญญาณที่เข้ามา เรียกว่า “lock range” ของระบบ ค่าของมันจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน โดยจะไม่ขึ้นอยู่กับ แบนด์เอด ของฟิลเตอร์ ช่วงความถี่นี้จะมากกว่าช่วงความถี่ที่ PLL สามารถทำการล็อกอย่างแท้จริงกับสัญญาณอินพุท ช่วงความถี่หลังนี้เรียกว่า “capture range” ของระบบ ช่วงการแคปเจอร์จะขึ้นอยู่กับ แบนด์เอดของฟิลเตอร์ และอัตราขยายลูปบิค (K_L) ของระบบทั้งหมด โดยมีผลเกี่ยวข้องกับการล็อกเฟสของวงจร PLL และยังช่วยเพิ่มความปลอดภัยเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนทางด้านสัญญาณนอกแบนด์ที่จะมารบกวนได้เป็นอย่างดี

ขบวนการแคปเจอร์ เป็นขบวนการที่ยู่ยากมาก และไม่สามารถที่จะวิเคราะห์โดยคณิตศาสตร์อย่างง่าย แต่อย่างไรก็ตาม การอธิบายเกี่ยวกับ แคปเจอร์ อาจกล่าวได้ดังต่อไปนี้ คือ ความถี่คือเฟสที่เปลี่ยนไปตามเวลาความถี่ และความคลาดเคลื่อนทางเฟสในลูป สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$2\pi\Delta f = d\phi/dt$$

เมื่อ Δf เป็นความถี่ระหว่างสัญญาณอินพุทและความถี่ VCO

ถ้าเส้นทางที่ป้อนกลับของ PLL ถูกเปิดออก คือ ระหว่างโลว์พาสฟิลเตอร์ และอินพุทควบคุม VCO ดังนั้นจากความถี่ที่ตั้งไว้ของ f_0 และ f_s จะทำให้สัญญาณที่ออกจากเฟสคอมพาราเตอร์จะเป็น sinusoidal beat note ที่ความถี่คงที่ Δf ถ้า f_s และ f_0 มีความถี่ที่ใกล้เคียงกับบิทไนต์ จะไปปรากฏที่ทางออกจากฟิลเตอร์ โดยไม่ถูกลดขนาดลง คราวนี้สมมติว่าทางป้อนกลับถูกปิดลงโดยการต่อโลว์พาสฟิลเตอร์ ไปยังขั้วควบคุม VCO ดังนั้นความถี่ VCO จะถูก โมดูลेटกับบิทไนต์ Δf จะกลายเป็นฟังก์ชันของเวลา ถ้าระหว่างขบวนการโมดูละชัน ความถี่ VCO เคลื่อนเข้าใกล้ f_s (นั่นคือการลด Δf) ดังนั้น $d\phi/dt$ ลดลง และสัญญาณที่ออกจาก phase comparator จะเปลี่ยนไปอย่างช้าๆ เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

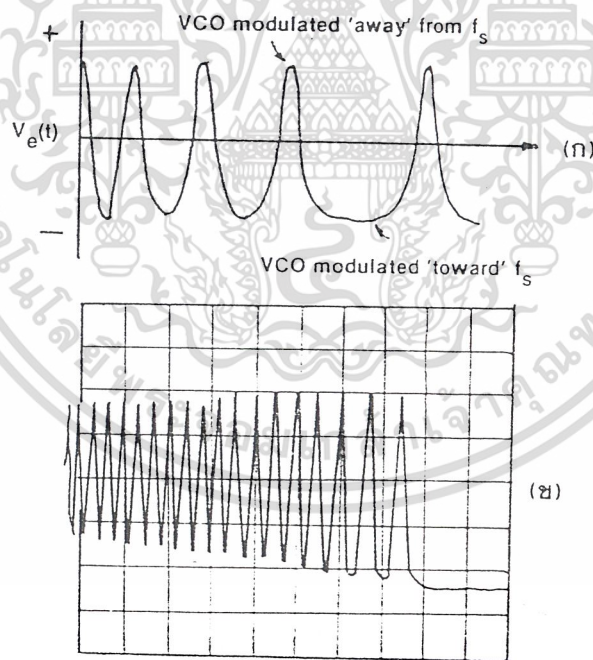
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันของเวลา ในทำนองเดียวกัน ถ้า VCO ถูกโมดูเลทให้ออกจาก f_s ซึ่ง $d\phi_o/dt$ จะเพิ่มขึ้น และแรงดันคลาดเคลื่อนจะเปลี่ยนไปอย่างรวดเร็วเป็นฟังก์ชันของเวลา

ดังนั้นภายใต้เงื่อนไข ถูกคลื่นบิทไนด์จะไม่อยู่ในลักษณะถูกคลื่นซายน์ มันจะมองดูเป็นอนุกรมของคาบเวลา “cusps” ดังแสดงในรูปที่ 2.15 (ก) เนื่องจากความไม่เท่ากันของถูกคลื่นบิทไนด์ และมีสัญญาณกระแสตรงเป็นส่วนประกอบค่าเฉลี่ย (average value) ของมันจะไปควบคุมให้ VCO เพิ่มค่า f_o เพื่อที่จะลด Δf ในช่วงนี้ ความถี่บิทไนด์จะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์ ความถี่ VCO เพิ่มจาก f_o และทำให้เกิดการลื่นไถล เทื่อระบบอยู่ในช่วงลื่นไถล Δf จะเท่ากับศูนย์ และจะเหลือเพียงดีซีเออร์เรอร์โวลท์เต็จคงที่

รูปที่ 2.15 (ข) เป็นการแสดง ออสซิลโลแกรม ของลูปเฟออร์เรอร์โวลท์เต็จ $V_e(t)$ ในขณะที่ระบบ PLL กำลังทำงาน ระหว่างขบวนการ capture สิ่งที่น่าสังเกต คือ ขณะที่ทำการลื่นไถล Δf จะลดลง การลดขนาดของโลว์พาสฟิลเตอร์จะน้อย และขนาดของบิทไนด์จะเพิ่มขึ้น

เวลาที่ PLL ใช้ในการลื่นไถล เรียกว่า “pull in time” พูลอินไทม์ จะขึ้นกับความถี่เริ่มแรก และความแตกต่างของเฟสระหว่างสองสัญญาณ รวมทั้งอัตราขยายทั้งหมด (overall loop gain) และช่วงกว้างของ โลว์พาสฟิลเตอร์ พูลอินไทม์ อาจจะสั้นกว่าคาบเวลาของบิทไนด์ และลูปสามารถลื่นไถลโดยปราศจาก เออร์เรอร์ทรานเซียนท์



รูปที่ 2.15 แสดงถึงการไม่ซิงโครไนซ์ของเออร์เรอร์บิทไนด์ในช่วงของขบวนการแคปเจอร์
(ก) ลักษณะถูกคลื่นของบิทไนด์
(ข) ออสซิลโลแกรมของแคปเจอร์ทรานเซียนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของลูฟ ไลว์พาสฟิลเตอร์ มีหน้าที่ 2 อย่าง คือ

1. การลดค่าคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูงที่ออกจากเฟสคอมพาราเตอร์ โดยการใช้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวน

2. มันทำหน้าที่เหมือนกับ short-term memory สำหรับ PLL และจะแคปเจอร์กับสัญญาณใหม่อีกทีเมื่อระบบหลุดออกจากการล็อก เนื่องจากสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์

เนื่องจาก ไลว์พาสฟิลเตอร์ ลดค่าแรงดันคลาดเคลื่อนของความถี่สูงระหว่างลูฟ มันเป็นตัวควบคุมการแคปเจอร์โดยตรง และคุณสมบัติผลตอบสนองชั่วขณะของ PLL

การลดช่วงกว้างของฟิลเตอร์จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบ คือ

1. ขบวนการแคปเจอร์จะช้าลงและฟูลอินโทม์จะเพิ่มขึ้น
2. ช่วงแคปเจอร์จะลดลง
3. คุณสมบัติทาง Interference-rejection ของ PLL จะดีขึ้น เพราะว่าแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดไป
4. ผลตอบสนองชั่วขณะของ PLL ต่อการเปลี่ยนแปลงที่ของสัญญาณเข้าในช่วงความถี่ แคปเจอร์จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแดมป์ (underdamped)

สำหรับผลอันสุดท้ายถูกนำมาใช้ในทางปฏิบัติ ด้วยการจำกัดความกว้างของไลว์พาสลูฟฟิลเตอร์ และคุณสมบัติเกี่ยวกับ roll-off เนื่องจากเสถียรภาพซึ่งจะได้อธิบายต่อไป

2.7.3 พารามิเตอร์ของระบบ

เมื่อ PLL อยู่ในช่วงนอนลิเนียร์แคปเจอร์ ทรานเซียนท์จะปรากฏไม่นาน ดังนั้นภายใต้เงื่อนไขที่ล็อก เราถือว่า PLL เป็นระบบควบคุมเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.16 และสามารถวิเคราะห์โดยใช้เทคนิค laplace transform ในกรณีนี้ เพื่อความสะดวกจะใช้เฟสที่คลาดเคลื่อนในลูฟ (ϕ s - ϕ_0) เป็นตัวแปรของระบบ ดังนั้นอัตราขยายแต่ละเทอมที่สอดคล้องกับบล็อกสามารถกำหนดได้ดังนี้คือ

K_d = อัตราขยายเฟสดีเทคเตอร์ (V / rad)

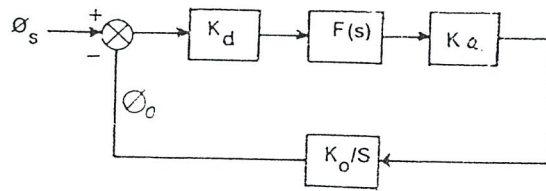
$F(S)$ = คุณสมบัติการทรานสเฟอร์ของ LPE

K_s = อัตราขยายแรงดันของภาคขยาย

K_0 = อัตราขยาย VCO (rad / v.s)

ข้อสังเกต เนื่องจาก VCO เปลี่ยนแรงดันให้เป็นความถี่ และเฟสเป็นการอินเทเกรตของความถี่ VCO จะเป็นตัวอินเทเกรเตอร์ในส่วนของการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.16 โมเดลเชิงเส้น PLL. ในลักษณะของระบบป้อนกลับ

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันแบบ ลูปเปิด สำหรับ PLL สามารถเขียนได้เป็น

$$T(S) = K_T F(S) / S$$

เมื่อ K_T เป็นอัตราขยายทั้งหมดของลูป (Total loop gain)

นั่นคือ $K_T = K_v K_s K_o$ การวิเคราะห์โดยเทคนิคของการป้อนกลับแบบเชิงเส้น

ลักษณะของทรานสเฟอร์แบบลูปปิด $H(S)$ สามารถที่จะเขียนสัมพันธ์กับ ลูปเปิด ได้คือ

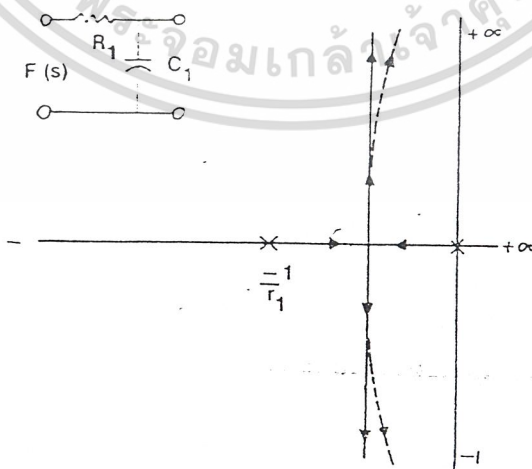
$$H(S) = T(S) / (1 + T(S))$$

และรากของ characteristic system polynomial สามารถหาได้โดยใช้เทคนิคของ รุท - โลกัส

รูปที่ 2.17 แสดงรุทโลกัสของ PLL เป็นฟังก์ชันของอัตราขยายทั้งหมด K_T สำหรับ โพลเดี่ยวของโลว์พาสฟิลเตอร์ $F(S)$ ซึ่งมีลักษณะเป็น

$$F(S) = 1 / (1 + \tau_1 S)$$

เมื่อ $\tau_1 = R_1 C_1$ จากรูปโพลของลูปเปิด อยู่ที่จุด origin เนื่องมาจาก อินเตเกรคของ VCO



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 2.17 รุทโลกัสของ PLL สำหรับฟิลเตอร์ $\text{lag}(\tau_1 = R_1 C_1)$ ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติของรูทโกล์ส ทำให้เราสามารถตั้งข้อสังเกตได้ดังนี้

1. เมื่ออัตราขยาย K_1 เพิ่มขึ้นด้วยการเลือก imaginary part ของโพลของลูฟปิดเพิ่มขึ้น ดังนั้นความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ของลูฟเพิ่มขึ้น และลูฟจะยิ่งให้ผลตอบสนองเป็น underdamped มากขึ้น

2. ถ้า filter time constant เพิ่มขึ้น real part ของลูฟปิดจะยิ่งน้อยลง loop damping จะลดลง ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับระบบป้อนกลับใดๆ การเลื่อนโพลระหว่าง PLL สามารถทำให้ รูทโกล์ส ไชเบนไปทางขวาของ half plane ดังแสดงเป็นเส้นประในรูปที่ 4 การเกิดเช่นนี้เหมือนกับว่า loop gain หรือ filter time constant มีค่ามากเกินไปทำให้ ลูฟ เกิดการออสซิลเลท

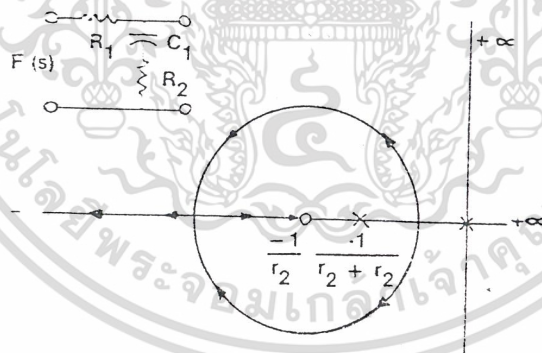
ปัญหาเกี่ยวกับเสถียรภาพสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ฟิลเตอร์แบบ lag lead ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.18 ฟิลเตอร์ชนิดนี้มีทรานสเฟอร์ฟังก์ชันดังนี้

$$F(S) = [1 + \tau_2 S] / [1 + (\tau_1 + \tau_2)S]$$

โดยที่ $\tau_2 = R_2 C_1$

$$\tau_1 = R_1 C_1$$

โดยการเลือก R_2 ให้รูทโกล์สของฟิลเตอร์ชนิดนี้อยู่ทางครึ่งซ้ายของระบบ เพื่อความแน่ใจในเรื่องเสถียรภาพ อย่างไรก็ตาม มันยังสามารถทำให้ระบบมีแถบความถี่ของสัญญาณรบกวนกว้างขึ้น และยังทำให้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนลดลง เนื่องจากการลดทอนขนาดของความถี่สูงในลูฟ จะลดน้อยลง



รูปที่ 2.18 รูทโกล์สของ PLL สำหรับฟิลเตอร์แบบ laglead ($\tau_1 = R_1 C_1, \tau_2 = R_2 C_1$)

สำหรับความหมายของค่าตั้ง basic gain ของระบบ ช่วงการถี่ของ PLL ΔW_L สามารถแสดงให้เห็นว่ามีค่าเท่ากับอัตราขยายกระแสตรงของลูฟ (dc loop gain)

$$\Delta W_L = 2 \pi \Delta f_L = K_T$$

เนื่องจากช่วงการแคปเจอร์ WL มีผลในช่วงทรานเซียนท์ ซึ่งเป็นไปตามการวิเคราะห์ของ

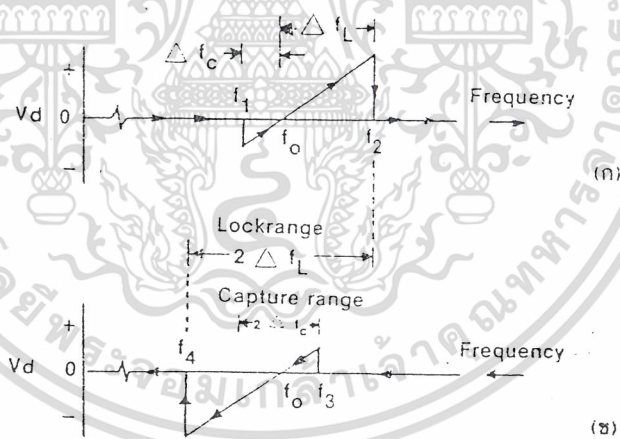
Moschytz เราสามารถเขียนค่า capture range ได้โดยประมาณ

เอกสารนี้เป็น $\Delta W_C \approx 2 \Delta f_C = K_T / |F(j \Delta W_C)|$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$F(j\Delta W_c)$ เป็นการตอบสนองต่อขนาดของโลว์พาสฟิลเตอร์ $w = \Delta W_c$ สิ่งที่น่าสังเกต คือ $F(j\Delta W_c)$ และ capture range ถึ้นกว่า lock range เสมอ ถ้าเราใช้แบบ lag อย่างง่ายที่แสดงในรูปที่ 4 สมการ capture range สามารถเขียนได้เป็น $\Delta W_c = \Delta W_L / \tau_1 = K_1 / \tau_1$

ดังนั้นช่วงการแคปเจอร์ลดลงเมื่อ โลว์พาสฟิลเตอร์ ไท้มคอนสแตนท์ลดลง แต่จะไม่มีผลสำหรับ lock range อัตราขยายลูปจะมีผลกับ lock range

รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะการเปลี่ยนจากความถี่ไปเป็นแรงดัน frequency to voltage transfer characteristic) ของระบบ PLL โดยการสมมติให้สัญญาณเข้าเป็น sine wave ที่เปลี่ยนความถี่ไปอย่างช้า ๆ ขนาดตามแนวตั้งเป็นแรงดันคลาดเคลื่อน รูปที่ 2.19 (ก) ความถี่ของสัญญาณเข้าค่อย ๆ เพิ่มขึ้น ลูปจะไม่มีการตอบสนองต่อสัญญาณเข้า จนกระทั่งความถี่ของสัญญาณเข้าถึง f_1 ซึ่งเป็นความถี่ต่ำสุดของ capture range ดังนั้น ลูปจะลือกกับสัญญาณที่เข้าทันทีทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อน V_d มีค่าเป็นลบ และ V_d จะเปลี่ยนไปตามความถี่ด้วยลักษณะของสโโลป เนื่องจากอัตราขยาย VCO $(1/K_0)V_d$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อ $f_s = f_0$ ลูปจะติดตามสัญญาณเข้าจนกระทั่งถึงความถี่ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของ lock range PLL จะไม่มีการลือก และแรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นศูนย์ ถ้าให้สัญญาณเข้ามีความถี่ค่อย ๆ ลดกลับไปจะทำให้เกิดเป็นวัฏจักรขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.19 (ข) สัญญาณจะเริ่มกลับเข้าสู่ลูปจอร์ของลูปที่ความถี่ f_3 และการติดตามของลูปจะหมดไปเมื่อถึง f_4 ความถี่ $f_3 - f_1$ เรียกว่า total lock range นั่นคือ $f_3 - f_1 = 2\Delta f_c$ และ $f_3 - f_1 = 2\Delta f$



รูปที่ 2.19 แสดงถึง transfer characteristics ของความถี่กับโวลต์เตจของ PLL

(ก) กรณีความถี่อินพุตเพิ่มขึ้น (ข) ความถี่อินพุตลดลง

ข้อสังเกต จากการที่แสดง transfer characteristics ในรูปที่ 2.19 ระบบ PLL จะเลือกความถี่ที่เป็นความถี่กึ่งกลางโดยการตั้ง free running frequency ที่ VCO และมันจะตอบสนองเฉพาะความถี่ของสัญญาณที่เข้าช่วงจาก F_0 ไปจนถึงค่าที่น้อยกว่า Δf_c หรือ Δf_L ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่ว่า ลูปเริ่มต้นด้วยการลือกหรือเปล่า ในการใช้งานระบบ PLL โดยมากต้องการ VCO ที่ทำการแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นอย่างแท้จริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.4. การประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูล (PLL)

เฟสล็อกคูลใช้อย่างกว้างขวางใน frequency selective, demodulation, signal conditioning หรือประยุกต์ใช้เป็น frequency synthesizer ตัวอย่างเช่น การประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกคูลแบบ FM demodulation แบ่งการใช้งานได้เป็น 3 อย่าง ดังนี้

- (a) Broadcast FM detection
- (b) AM 3 FM telemetry decoding
- (c) FSK demodulation

การทำงานของระบบ PLL แบบ เอฟเอ็มดีมอดูเลชัน อธิบายได้ดังนี้คือ

ถ้า PLL lock กับสัญญาณ ฟริควเอนซีโมดูเลชัน (FM) VCO จะติดตามความถี่ของสัญญาณที่เข้าทันที แรงดันคลาดเคลื่อนจากฟิลเตอร์ $V_d(t)$ เป็นตัวทำให้ VCO รักษาการถี่กับสัญญาณเข้าให้สอดคล้องกับเอาท์พุทดีโมดูเลชัน ในกรณีนี้ลักษณะการแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ของ VCO จะให้ ดีโมดูเลชัน ออกมามีลักษณะเป็นเชิงเส้น PLL สามารถใช้เป็นตัวดีเท็คสัญญาณ FM ที่มีช่วงความถี่กว้างหรือแคบได้ ในลักษณะเป็นเชิงเส้นมากกว่าจะใช้เป็นอย่างอื่นเป็นตัวดีเท็ค นั่นคือ สำหรับในกรณีของ FM PLL จะมีลักษณะเป็นระบบเครื่องรับแบบ self-contained เพราะมันประกอบด้วย ฟังก์ชัน ของการเลือกความถี่ และการดีโมดูเลชัน

เนื่องจาก PLL อยู่ในสภาวะล็อก ตอนช่วงขบวนการ เอฟเอ็มดีโมดูเลชัน การตอบสนองความถี่อย่างเช่น rise time ของสัญญาณจากการดีโมดูเลชัน สามารถทำนายได้จากการ plot root locus ดังรูปที่ 2.17 หรือ 2.18

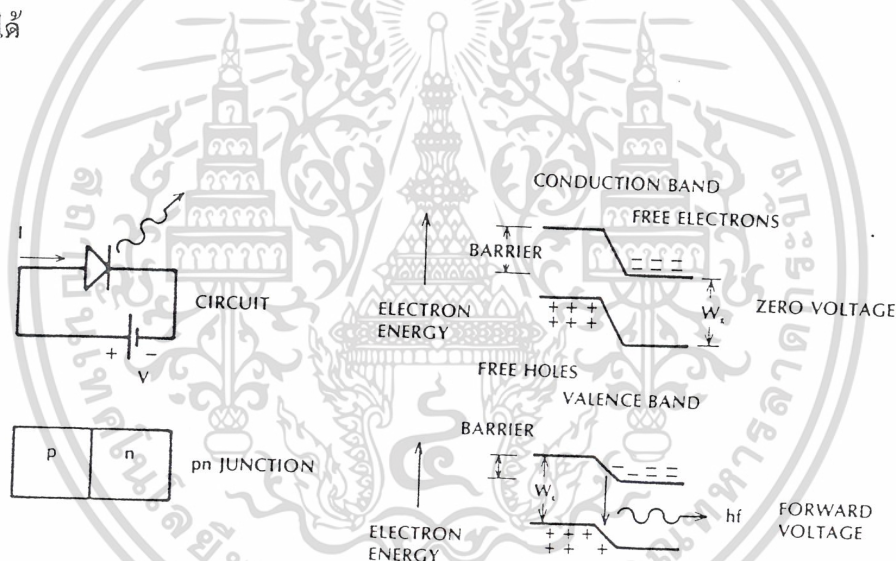
ในกรณีของการส่งข้อมูลโดยใช้ Frequency Shift Keyed (FSK) ขั้วสารที่อยู่ในรูปดิจิทัลจะถูกส่งโดยการสวิตซ์ซึ่ง ความถี่สัญญาณที่เข้าระหว่างอินไดอันหนึ่งในช่วงที่ไม่ต่อเนื่อง 2 ช่วงของความถี่สัญญาณเข้า ซึ่งสอดคล้องกับค่าของทางลอจิก “หนึ่ง” และ “ศูนย์” เมื่อ PLL ล็อกกับสัญญาณเข้าที่เป็น FSK แรงดันคลาดเคลื่อน $V_d(t)$ ซึ่งอยู่ในลักษณะ discrete voltage step จะสอดคล้องกับสัญญาณออกที่เป็น demodulated binary

2.8 อุปกรณ์กำเนิดแสง และการมอดูเลท

ในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง ลำแสงที่กำเนิดจากแหล่งกำเนิดจะเป็นตัวพาข่าวสารไปยังปลายทาง laser diode และ light emitting diode จะเป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงที่นิยมใช้กันมากที่สุด โดย light emitting diode (LED) จะให้ optical output ที่ต่ำกว่า laser diode (LD) และมีความกว้างของสเปกตรัม ณ จุดที่กำลังตกลงครึ่งหนึ่งกว้างกว่าก็ตาม แต่ LD มีราคาแพงกว่ามาก และความต้องการ optical power ไม่จำเป็นต้องสูงมาก จึงเลือกใช้ LED เป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงในโครงการชิ้นนี้

2.8.1 Light Emitting Diode (LED)

LED เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด pn-junction ซึ่งจะให้แสงออกมาเมื่อทำการให้ไบอัสทางตรง ดังรูป 2.20 จากรูป 2.20 (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 2.20 แสดงลักษณะของ LED และระดับพลังงาน

สารกึ่งตัวนำชนิด n-type จะมีจำนวน free electron อยู่มาก และสารกึ่งตัวนำชนิด p-type จะมี free hole อยู่มาก เมื่อนำสารทั้งสองมาวางเข้าไว้ด้วยกันจะทำให้เกิด energy barrier อิเล็กตรอนอิสระในบริเวณ n-junction จะไม่มีพลังงานเพียงพอที่จะข้าม energy barrier ไปยัง p-junction ได้ ในขณะที่ free hole ใน p-junction ก็เช่นกัน เมื่อเราไม่มีการป้อนโวลเตจให้กับ diode จะไม่มีการเคลื่อนที่ของประจุภายใน pn junction แต่ถ้าเราป้อนโวลเตจให้กับ diode โดยให้ไบอัสทางตรงจะไปลด energy barrier เพิ่มพลังงานศักย์ให้กับทางด้าน n และลดระดับพลังงานศักย์ทางด้าน p ดังนั้นอิเล็กตรอนนี้เป็นอิเล็กตรอนที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครอนอิสระ และ free hole จะมีพลังงานเพียงพอในการเคลื่อนที่ผ่าน junction region เพื่ออิเล็กตรอนอิสระร่วมกับ free hole อิเล็กตรอนจะตกลงใน valence band และร่วมกับ hole การรวมกันของอิเล็กตรอนกับ hole จะทำให้มีการปลดปล่อยพลังงานแสงออกมา (optic energy) ซึ่งมีความสัมพันธ์ของ photon energy กับความถี่แสงดังสมการ

$$W = hf$$

$$\lambda = hc / W_g$$

จากสมการนี้ ค่าของ W_g (energy gap) มีหน่วยเป็น joule ความยาวคลื่นมีหน่วยเป็นเมตร

$$\lambda = 1.24 / W_g$$

W_g มีหน่วยเป็นอิเล็กตรอน-โวลต์ (eV) และความยาวคลื่นมีหน่วยเป็นไมโครเมตร (μm)

วัสดุและโลหะผสมที่ต่างกัน จะให้ค่าของ bandgap energy ที่ต่างกัน รูปที่ 2.21 แสดง ตาราง comonemitter material operation wave length และค่าประมาณของ bandgap energy จากตาราง สาร silicon จะไม่มีเพราะ hole และอิเล็กตรอนไม่สามารถรวมกันได้โดยตรง ทำให้จัดเป็นสาร inefficient emitter

Material	Wavelength Range (μm)	Bandgap Energy (eV)
GaAs	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

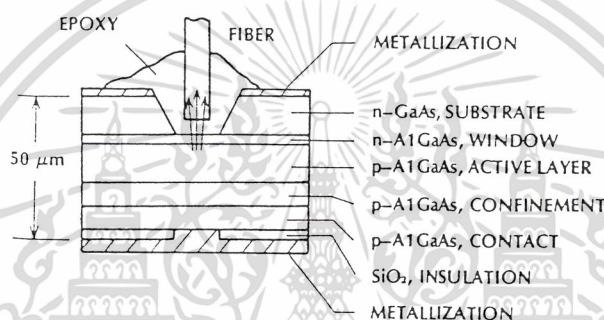
รูปที่ 2.21 ตารางแสดงชนิดของสารกึ่งตัวนำ

เราสามารถเลือกค่าความยาวคลื่นของสาร AlGaAs, InGaAs และสาร GaAsP โดยการเปลี่ยนสัดส่วนของ constituent atom ซึ่งจะทำให้ bandgap energy เปลี่ยน มีผลทำให้ความยาวคลื่นเปลี่ยนด้วย จากที่กล่าวมาเป็นตัวอย่างของ homojunction ซึ่งใช้สารกึ่งตัวนำชนิด pn-junction ชั้นเดียวลักษณะ homojunction การปลดปล่อยแสงจะไม่ดี กล่าวคือ พลังงานโฟตอนจะถูกแผ่รังสีออกที่รอยต่อและมีพื้นที่ในการปลดปล่อยแสงที่กว้างมาก ทำให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสง กับเส้นใยแสงที่มีขนาดเล็กไม่ดี จากเหตุผลเหล่านี้จึงได้ปรับปรุงโดยตรงสร้างรอยต่อ pn-junction ให้มีพื้นที่สัมผัสกันมากขึ้น เพื่อจะให้มี การรวมกันของอิเล็กตรอนกับ hole มากขึ้น หลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

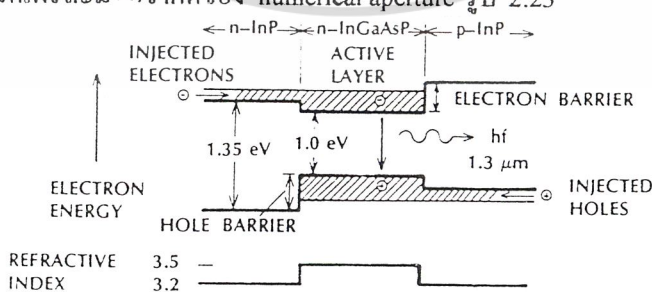
จากที่มีารปลดปล่อยพลังงาน photon ออกมาโดยจำกัดที่ให้แคบลง ซึ่งเป็นหลักการของการสร้าง heterojunction

heterojunction เป็นรอยต่อของสารกึ่งตัวนำที่ไม่ใช่ชนิดเดียวกัน วัสดุทั้งสองจะมีความแตกต่างของ bandgap energy และมีโครงสร้างที่ต่างกัน การเปลี่ยนแปลงของ bandgap energy จะทำให้เกิด potential barrier ระหว่าง hole กับอิเล็กตรอน ประจวบเหมาะรวมตัวกันขึ้นใหม่ในขอบเขตแคบ ๆ ของ active layer เพราะบริเวณ active layer จะมีโครงสร้างที่แตกต่างกว่าวัสดุที่อยู่อีกด้านหนึ่ง มุมวิกฤตทำให้เกิด photon บางตัวในบริเวณของ active ซึ่งเป็นพื้นที่เล็ก ๆ ที่มีความเข้มของแสงสูง การปลดปล่อยแสงออกมาในบริเวณจำกัดนี้เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการ coupling ซึ่งในทางปฏิบัติใช้กับ optic fiber ขนาดเล็ก ซึ่ง power จะถูก coupling จากผิวหน้าของระบบของชั้นที่มีการปลดปล่อยแสงหรือจากขอบของชั้นผิวหน้าที่มีการ coupling เรียกว่า burrus หรือ etched-well แสดงในรูป 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงชั้นต่างๆ ของอุปกรณ์กำเนิดแสง (a) และผิวหน้าของ LED (b)

AlGaAs Diode เป็นตัวอย่าง light source โดยทั่วไปจะปลดปล่อยแสงที่มีความยาวคลื่น 0.82 μm ซึ่ง glass fiber มีการลดทอนต่ำ จากรูป 2.22 (a) SiO_2 ทำหน้าที่เป็น insulating และมีโลหะกันไว้ที่ด้านล่างของ diode โครงสร้างนี้จะจำกัดประจุที่ถูกฉีดเข้าไปในส่วนกลางของ diode fiber ขนาด 50 μm ซึ่งจะมีประสิทธิภาพของการ coupling สัมพันธ์กับลักษณะดังกล่าว เพราะว่าเป็นพื้นที่ที่ปลดปล่อยแสงออกมาจำกัด แสงที่ปลดปล่อยออกมาส่วนใหญ่จะหยุดอยู่ที่แกนกลาง โดยที่ก้างจะไม่ถูกเก็บสะสมไว้ทั้งหมดเพราะมีขีดจำกัดของ numerical aperture รูป 2.23

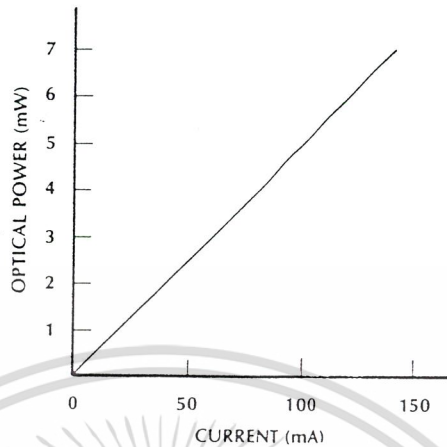


รูปที่ 2.23 แสดงส่วนที่ปลดปล่อยแสงของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2 ลักษณะการทำงานของอุปกรณ์รับแสง

กำลังแสงของ LED จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ขับ LED ลักษณะของ power current curve แสดงในรูป 2.24



รูปที่ 2.24 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับกระแสของ LED

กระแส (i) ที่ถูกฉีดด้วยประจุนั้นจะอยู่ในรูปของประจุต่อวินาที จำนวนประจุต่อวินาที $N = i/e$ เมื่อ e คือ ขนาดของประจุของแต่ละอิเล็กตรอน ถ้า η คือ เศษของประจุเหล่านี้ซึ่งจะเกิดการรวมตัวใหม่และสร้างโฟตอนขึ้น แล้วกำลังแสงจะเป็นดังสมการ

$$P = \eta N w_g = \eta w_g i / e$$

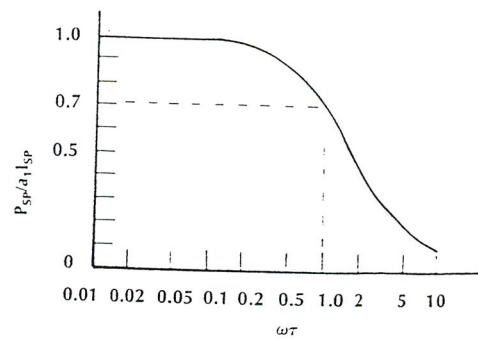
การพิสูจน์ความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างกำลังแสงและกระแสจะได้ Gap Energy เป็น Joule ถ้าเป็นหน่วย Electron Volt จะเป็นสมการ

$$P = \eta i w_g$$

จากรูปที่ 2.25 ที่ความถี่ต่ำๆ $P_{SP} = a_1 I_{SP}$ โดยที่ $a_1 = \Delta P / \Delta i$ (ความชันของ curve) ที่ความถี่สูง ๆ รอยต่อและ capacitance จะเปรียบเสมือนลัดวงจรอย่างรวดเร็วซึ่งจะแปรเปลี่ยนตามกระแส อย่างไรก็ตามข้อจำกัดหลักของความถี่สูง ๆ คือ carrier lifetime (ค่าเฉลี่ยของเวลาที่ประจุถูกฉีดเข้าไปจนถึงรวมตัวกันใหม่) กระแสต้องเปลี่ยนอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับการตอบสนองของ carrier lifetime ของ LED ต่อสัญญาณไฟฟ้าจะเป็นความถี่เชิงมุม ω ดังสมการ

$$P_{SP} = a_1 I_{SP} / \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

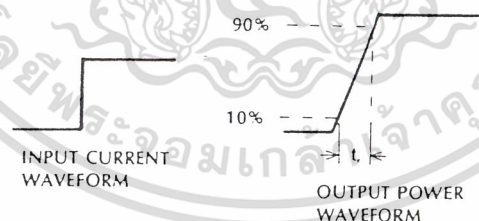


รูปที่ 2.25 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลัง ac กับความถี่เชิงมุม

พิจารณารูป 2.25 ที่ความถี่ $\omega = 1/\tau$ กำลังแสงจะลดลงที่ 0.707 ทางด้านรับ กระแสที่ถูกสร้างขึ้นจาก detector จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกำลังแสง ดังนั้นเมื่อกำลังแสงลดลงที่ 0.707 จะทำให้กระแสลดลงด้วย และกำลังไฟฟ้าของเครื่องรับ (เป็นสัดส่วนกับกำลังแสงของแสง) 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

$$f_{3\text{-dB}} = 1/2\pi\tau$$

สำหรับ modulation bandwidth ช่วงตั้งแต่ 300 MHz จะทำให้ผิวหน้าของชั้นปลดปล่อยแสงออกมาได้ แต่ส่วนใหญ่แล้ว bandwidth ของ LED จะน้อย ปกติใช้ช่วงตั้งแต่ 1 - 100 MHz ค่า rise time ของแหล่งกำเนิดเป็นเวลา ที่ output power เปลี่ยนจาก 10% - 90% ของค่าสุดท้าย เมื่ออินพุตเป็นกระแสแสดงในรูป 2.26



รูปที่ 2.26 แสดงค่า rise time ของอุปกรณ์กำเนิดแสง

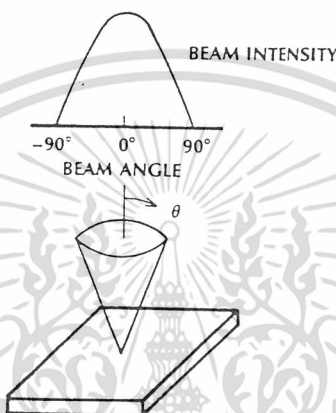
จากรูปที่ 2.26 กระแสอินพุตทำให้กำลังแสงเพิ่มจาก 0 ไปจนถึงค่าสุดท้าย ซึ่งเป็นค่าคงที่ เอาท์พุทในรูปที่ 2.26 เป็นกระแสที่ถูกสร้างขึ้นจาก detector เพื่อใช้วัดกำลัง เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง rise time กับ 3-dB electrical bandwidth ได้จากสมการ

$$f_{3\text{-dB}} = 0.35/t_r$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

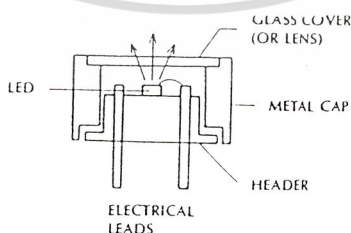
โดยทั่วไป rise time ของ LED อยู่ในช่วงจาก 2 - 3 ns สำหรับ optic spectrum ของแหล่งกำเนิดจะมีผลโดยตรงกับวัสดุ และ waveguide dispersion pulse ที่กระจายออกไปก็เนื่องจากการเพิ่มความกว้าง spectrum ของ source สำหรับ LED ที่ทำงานในช่วง 0.8 - 0.9 μm โดยทั่วไปจะมีความกว้างของ spectrum และการปลดปล่อยแสงของ LED ยาวกว่าความยาวคลื่นในช่วง 50 - 100 nm การเพิ่มความกว้างของ spectrum ที่ยาวกว่าความยาวคลื่นนี้จะชดเชยส่วนที่ลดไปเนื่องจากการขยายกว้างออก

ประสิทธิภาพการ coupling จะขึ้นกับ radiation pattern ของ emitter ผิวหน้าของ emitter จะแผ่กระจายแสงที่เรียกว่า Lambertian pattern แสดงดังรูป 2.27



รูปที่ 2.27 แสดง Beam ที่แผ่ออกมาจากผิวหน้าของ LED

จากรูป 2.27 กำลังจะลดลงตาม $\cos\theta$ โดยที่ θ คือมุมระหว่าง viewing direction กับ ระนาบ ปกติผิวหน้าที่ปลดปล่อยแสงจะสว่างขึ้น แต่บริเวณที่เป็นเงาของมันจะลดลงตาม $\cos\theta$ เมื่อ มุม θ เปลี่ยนไป จึงเป็นสาเหตุให้เกิด Lambertian power distribution กำลังจะตกลง 50% ของ peak ของมันเมื่อ $\theta = 60^\circ$ ผลรวมของ half power beamwidth จะเท่ากับ 120° สำหรับ Lambertian emitter ลำแสงจะเข้าไปใน fiber แต่ด้านนอกจะไม่ถูก coupling เพราะมุมที่ยอมให้เกิด coupling สำหรับ fiber จะมี $NA = 0.24$ ประมาณ 14° (มุมของรูปกรวย -20°) ดังนั้นปริมาณของกำลัง จำนวนมากจะถูกสร้างจากผิวหน้าของ emitter และจะถูก reject ไป

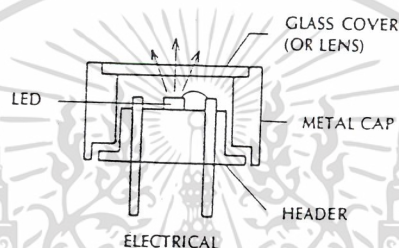


รูปที่ 2.28 แสดงการแผ่รังสีที่ไม่สมมาตรของ LED

จากรูปที่ 2.28 beam จะเป็น Lambertian ในระนาบที่ขนานกับรอยต่อ แต่จะแยกออกไปอย่างช้า ๆ ในระนาบตั้งฉากกับรอยต่อ ในระนาบนี้ mode ใน slab wave guide ที่เกิดจากครชนิกหักเอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

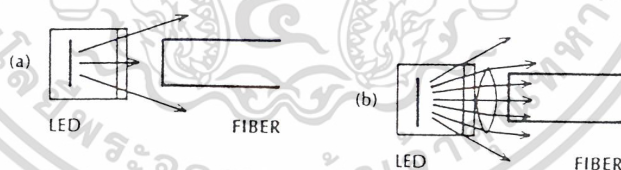
เหซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเมื่อเทียบกับแนวตั้งฉาก ซึ่ง beam ที่แยกออกไปนี้จะมีขอบเขตจำกัด ส่วนในแนวระดับจะไม่มี beam ที่จำกัดขอบเขต และการแผ่กระจายที่เป็น Lambertian เพื่อให้เกิด output power สูงสุดจะใช้ reflector ติดไว้ที่ปลายของ diode ซึ่งตรงข้ามกับ emitting edge เอาที่ทุกจะเพิ่มขึ้นถ้า emitting edge ด้านการสะท้อนกลับเพื่อลดการสะท้อนกลับระหว่างสารกึ่งตัวนำกับอากาศ edge emitter จะมีความเร็วตั้งแต่ 500 Mbps ขึ้นไป ซึ่งพัฒนามาจากการใช้ single mode fiber

LED จะมีความเชื่อถือได้สูง ถ้าทำงานในช่วงกำลังแรงดันกระแสและอุณหภูมิที่จำกัดไว้ อายุการใช้งานคือเวลาที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของค่าเริ่มต้น อายุการใช้งาน LED ปกติ 100,000 ชั่วโมงที่อุณหภูมิระหว่าง -65° ถึง 125° C ถึงแม้ว่า output power จะลดลงเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อสูงขึ้น คือลดลง $0.012\text{dB}/^{\circ}\text{C}^4$ มากกว่า 190° C ระหว่าง $65^{\circ}\text{C} - 125^{\circ}\text{C}$ อุณหภูมิในช่วงนี้ทำให้กำลังเปลี่ยนไป 95% output power สามารถที่จะอยู่ในระดับคงที่ได้เมื่อเพิ่ม drive current ตามอุณหภูมิที่สูงขึ้น



รูปที่ 2.29 แสดงส่วนหัวของ LED

จากรูป 2.29 เป็น LED ที่ติดบน Header เช่น TO-18 ดังรูป 2.29 header จะถูกปิดไว้ด้วย metal gap ซึ่งมีแก้วใส ๆ ที่ด้านบนโดยมีไว้ให้แสงผ่าน

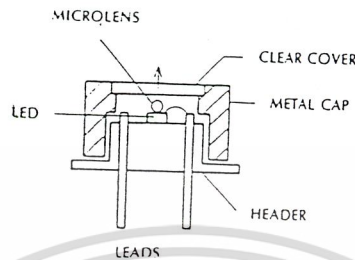


รูปที่ 2.30 แหล่งกำเนิดไปยัง Fiber (a) โดยไม่มีเลนส์ (b)

รูป 2.30 แสดง beam ที่แผ่กระจายออกไป จะขยายออกไปอย่างรวดเร็ว รวมถึง loss จากลำแสงที่เกิดจากมุม acceptance angle ลำแสงบางลำจะไม่ได้เข้าไปใน fiber อย่างสมบูรณ์ เลนส์ภายนอกจะช่วยลดมุมของลำแสง แต่เลนส์จะไม่ช่วยลดเส้นผ่าศูนย์กลางของ beam ทำให้บางส่วนของแสงจะหายไป ประสิทธิภาพจะดีขึ้นถ้าแก้วใส ๆ ในรูป 2.29 เคลือบได้ และ fiber ต้องต่อโดยตรงหรืออยู่ด้านบน emitting diode แสงส่วนใหญ่จะถูกสกัดด้วย fiber core

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

diode ที่มีความยาวคลื่นสั้นที่พร้อมที่จะต่อกับ fiber เรียกว่า pigtailed construction โดยปกติ pigtail จะอยู่ติดกับ emitter และยังสามารถถูก splice กับ fiber ได้



รูป 2.31 แสดง Microlensed LED

รูป 2.31 แสดงอุปกรณ์ที่มีเลนส์เล็กมาก (microlens) ติดอยู่กับ emitter โครงสร้างของ microlens จะมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเส้นผ่าศูนย์กลางของ core เล็กประมาณ $50 \mu\text{m}$ และ NA ตั้งแต่ 0.1 ขึ้นไป

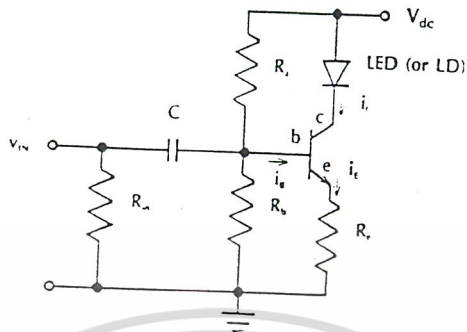
2.8.3 การมอดูเลชัน (Modulation)

ในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่งปนอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห้ (carrier wave) สำหรับ frequency modulation, phase mod ของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่งสัญญาณ analog ของ carrier transmission, microwave transmission ที่ใช้อยู่ทั่วไปจะใช้การผสมที่เรียกว่า intensity modulation ซึ่งทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณ digital output waveform ที่ได้จะเป็นดังแสดงในรูป 2.32 กล่าวคือ แสงจะเกิดการกระพริบสว่าง และดับตามสัญญาณไฟฟ้าที่เป็น 1 และ 0 ตามลำดับ ตามความเป็นจริงแล้วความยาวคลื่นของสัญญาณจะมีค่าสั้นกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณแสงมาก ดังนั้น ใน envelope 1 ของสัญญาณไฟฟ้าจะมีแสงที่มีความยาวหลายค่าอยู่ข้างใน

2.8.3.1 Analog Modulation

Optic power ที่เกิดจาก light emitting diode (LED) จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับกระแส forward bias ที่ไหลผ่านวงจรดังที่กล่าวมาแล้ว ฉะนั้นในวงจร analog modulation จะอาศัยกระแสจากสัญญาณที่ต้องการเปลี่ยนแสงเป็น forward driving current ซึ่งปริมาณ optic power output จะแปรเปลี่ยนตาม forward driving current ของสัญญาณที่ป้อนเข้าไป ดังรูป 2.33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในเชิงวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรอนาล็อกมอดูเลชัน

จากรูป 2.32 จะพบว่าโครงสร้างของวงจร analog modulation จะต้องมี DC bias เพื่อให้ LED forward bias ตลอดเวลา ถ้าให้ DC bias เมื่อมีสัญญาณที่เป็น peak ลบเข้ามา สัญญาณจะถูกขลิบ เพราะสัญญาณช่วงนี้จะไป reverse bias LED ทำให้ LED off ผลรวมของ diode current แสดงในสมการ

$$i = I_{dc} + I_{sp} \sin \omega t$$

ผลรวมของกำลังทางไฟฟ้า ซึ่งมีส่วนสัมพันธ์โดยตรงกับกำลังแสง optic power แสดงในสมการ

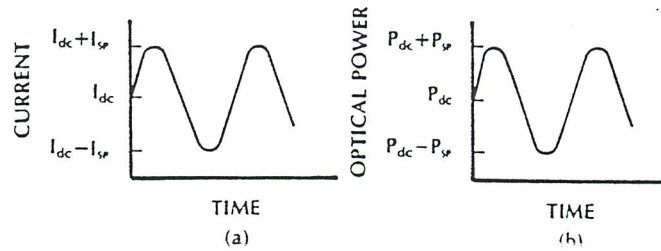
$$P = P_{dc} + P_{sp} \sin \omega t$$

โดย I_{dc} คือ dc bias current, I_{sp} คือ signal current, P_{dc} คือ average power และ P_{sp} คือ peak ที่เกิดจากการมอดูเลตซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของ optical power

จากสมการ เทอมที่ 2 แทน information signal โดยจะนิยามค่าของ modulation factor (mf) เป็นอัตราส่วนระหว่าง peak current ต่อกระแสเฉลี่ย ตามสมการ

$$m' = i$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 (a) แสดงกระแสที่ขับ LED (b) แสดงผลของกำลังแสง

จากรูป 2.33 เพราะผลรวมของ peak และกระแสต่ำสุดคือ $I_{dc} - I_{sp}$ และ $I_{dc} + I_{sp}$ เป็นค่ากระแสสูงสุด I_{sp} สามารถที่จะมีค่าสูงสุดได้ถ้า dc bias เป็นครึ่งหนึ่งของกระแสสูงสุดที่ไดโอดมีได้ ถ้า $I_{dc} + I_{sp}$ peak current คือ $2I_{dc}$ โดยที่ $I_{min} = 0$ ดังนั้น $m' = 1$

กำหนดให้ optical modulation factor $m = P_{sp} / P_{dc}$

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

ดังนั้น $m = m' / \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}$

จะเห็นว่า optic modulation factor จะลดลงเมื่อ modulation frequency เพิ่มขึ้น และถ้า $\omega \tau = 1$ (ที่ modulation bandwidth below zero 3-dB) ดังนั้น $m = m'$

I_c คือกระแสขับ LED มี R_a, R_b ที่ขา base และมีกระแส I_B ซึ่งจะเป็นกระแส bias เพื่อให้ transistor on ทำให้ $I_c = I_B$ โดยที่ค่า transistor's current amplification factor I_c คือกระแสที่ไหลผ่าน LED ซึ่งก็คือ I_{dc} ในสมการเมื่อไม่มีสัญญาณ input เข้ามาจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ Q point ของวงจรดี $I_c = 0$ หรือ จุด collector cut off จะเกิดขึ้นเมื่อ I_B (Bias Current) เป็นศูนย์

เมื่อมีสัญญาณเข้ามา (V_{in}) จะทำให้เกิดกระแสที่แปรเปลี่ยนตามเวลาที่ขา base ร่วมกับกระแส I_B ซึ่งเป็น dc bias ทำให้กระแสถูกขยายออกที่ขา collector จุดทำงานในกรณีนี้จะถูกเลือกเพื่อไม่ให้กระแสรวมที่ขาของทรานซิสเตอร์เป็นศูนย์ ระหว่างช่วงที่สัญญาณ peak ลบเข้ามา ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ cut off และจะไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์ saturate ในช่วงที่สัญญาณ peak บวกเข้ามา ค่าของความต้านทาน R_c จะช่วยให้เสถียรภาพของจุดทำงานดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 Photodetection

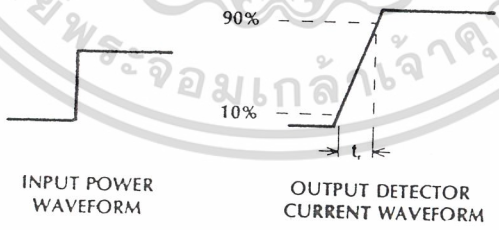
2.9.1 หลักการของ Photodetection

โดยปกติ photodetection แบ่งออกเป็น 2 แบบตามลักษณะทางกล คือ กลุ่ม external photoelectric effect กลุ่มนี้อิเลคตรอนจะถูก freed จากพื้นผิวของโลหะโดยอาศัยพลังงานจาก photon ที่ตกกระทบผิวโลหะอุปกรณ์ vacuum photodiode และ photo multiplier tube อาศัยหลักการของปรากฏการณ์นี้ ส่วนอีกกลุ่มจะเป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ ซึ่งอิเลคตรอนและ hole อิสรจะถูกสร้างขึ้นจากการซึมซับของพลังงาน photo ซึ่งจะเรียกกลุ่มหลังว่า internal photoelectric effect อุปกรณ์พวก pn junction photodiode, PIN photodiode และ avalanche photodiode อาศัยหลักการนี้

คุณสมบัติสำคัญของอุปกรณ์รับแสง คือ responsivity (ρ), spectral response และ rise time โดยค่า responsivity จะเป็นสัดส่วนของกระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับแสงต่อ optic power ทางด้านอินพุท ตามสมการ

$$\rho = i/p$$

หน่วยของค่า responsivity คือ แอมแปร์ / วัตต์ ในอุปกรณ์รับแสงบางชนิดอาจจะวัดค่าเอาต์พุทออกมาในรูปของโวลเตจ ดังนั้นหน่วยของ responsivity จะเป็น โวลต์ / วัตต์ ค่าของ spectral response หมายถึง curve ของค่า responsivity ที่แปรเปลี่ยนตามความยาวคลื่น และด้วยเหตุผลที่ว่าค่าของ responsivity ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตามความยาวคลื่นทำให้อุปกรณ์รับแสงที่ต่างกันอาจต้องใช้งานใน window ที่ต่างกันของ optic spectrum ตามการออกแบบของตัวรับ ค่าที่สำคัญอีกอย่าง คือ rise time (t_r) จะเป็นค่าของช่วงเวลาทีกระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับเปลี่ยนจาก 10% ไปเป็น 90% ของค่าสุดท้าย แสดงดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 แสดงลักษณะของ rise time

ค่าของ 3dB modulation bandwidth ของอุปกรณ์รับแสงจะกำหนดจากสมการ

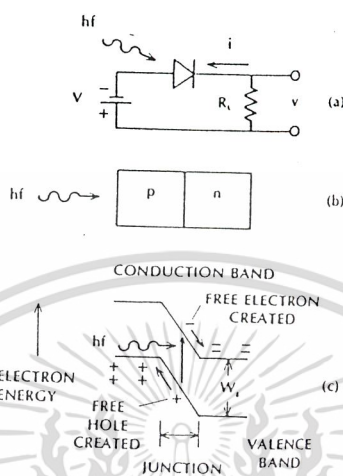
$$f_{3-dB} = 0.35 / t_r$$

ที่ความถี่ค่านี้ ระดับสัญญาณไฟฟ้าที่ตัวรับจะลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อเทียบกับที่ ย่านความถี่ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.2 อุปกรณ์รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Photodiode)

อุปกรณ์ photodiode ที่สร้างจากเซมิคอนดักเตอร์ ให้กำลังค่อนข้างต่ำ และสามารถทำงานที่ โวลเตจไบแอสต่ำ ตัวอย่างของ pn photodiode อย่างง่ายแสดงดังรูป 2.35



รูปที่ 2.35 (a) เมื่อป้อน reverse bias (b) แสดงลักษณะของ pn junction (c) แสดงระดับพลังงาน

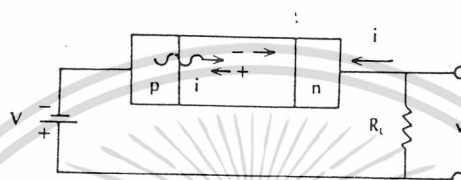
เมื่อให้ reverse bias จะทำให้ energy barrier ระหว่างรอยต่อบริเวณ p และ n เพิ่มขึ้น ทำให้อิเล็กตรอนอิสระทางด้าน n และ hole อิสระทางด้าน p ไม่สามารถข้ามบริเวณ energy barrier จึงไม่มีกระแสไหลบริเวณรอยต่อที่ไม่มีประจุอิสระใด ๆ เลย เรียกบริเวณนี้ว่า depletion region บริเวณความต้านทานสูงเป็นผลให้โวลเตจทั้งหมดที่ตกคร่อม diode จะตกคร่อมบริเวณนี้เกือบหมด

พิจารณารูป 2.35 (c) เมื่อก่อนโฟตอนถูกซึมซับใน junction หลังจากที่ผ่านมาชั้น p การดูดซับพลังงานโฟตอนทำให้อิเล็กตรอนข้าม bandgap จาก valenceband ไปยัง conduction band ทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ และจะทำให้ และจะทำให้ hole ออกจาก valence band ดังนั้นจะมีประจุอิสระที่ถูกสร้างขึ้นจากการดูดกลืน photon ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนตัวลงไปยัง barrier และ hole ก็จะเคลื่อนที่ขึ้นไป barrier ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดกระแสไหลผ่านวงจรรายนอกเหมือนกับการปลดปล่อยแสงของอิเล็กตรอน ซึ่งในกรณีนี้จะเกิดกระแสไหลในหลอด photodiode เมื่อ hole และอิเล็กตรอนรวมตัวกันใหม่ที่บริเวณนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าอ่อน ๆ ซึ่งจะทำให้ประจุต่าง ๆ หยุดเคลื่อนที่ ทำให้กระแสหยุดไหล นอกจากนี้ประจุพาหะจะถูกสร้างขึ้นใกล้ ๆ กับบริเวณ depletion และมันสามารถที่จะแพร่ผ่านบริเวณนี้ไปได้ ดังนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าจำนวนมากที่บริเวณรอยต่อ ทำให้มีกระแสจากภายนอกเกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9.3 PIN Photodiode

PIN photodiode นิยมใช้มากในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง PIN diode มีชั้น intrinsic ที่อยู่ระหว่าง p-n junction กว้าง ดังแสดงในรูป 2.36 ในชั้น intrinsic จะไม่มีประจุอิสระ ดังนั้นจึงมีความต้านทานสูง ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อม diode จะตกคร่อมที่ชั้นนี้เกือบหมด และมีแรงดันเนื่องจากสนามไฟฟ้าสูงมาก ด้วยเหตุที่ชั้น intrinsic มีความกว้างมาก ดังนั้นกลุ่มก้อนโฟตอนจึงมีโอกาสที่จะถูกดูดซับในชั้นนี้ได้มากกว่าในบริเวณ p และ n จึงทำให้ประสิทธิภาพ และ speed relative ของ PIN photodiode ดีขึ้น



รูปที่ 2.36 แสดงลักษณะของ PIN photodiode

ในการสร้างคู่อิเล็กตรอน-โฮล ต้องอาศัยพลังงานที่เพียงพอจากกลุ่มก้อนโฟตอนที่สร้างอิเล็กตรอนให้ข้าม bandgap ได้ พลังงานของโฟตอน (hf) โดย $hf > W_g$ ทำให้เราสามารถหาค่าของ cutoff wavelength ได้ สมการ

$$\lambda = 1.24 / W_g$$

โดยค่า λ มีหน่วย μm และ W_g คือค่าของ bandgap energy ในหน่วยอิเล็กตรอน-โฮล

วัสดุที่ใช้ในการสร้าง (Materials)

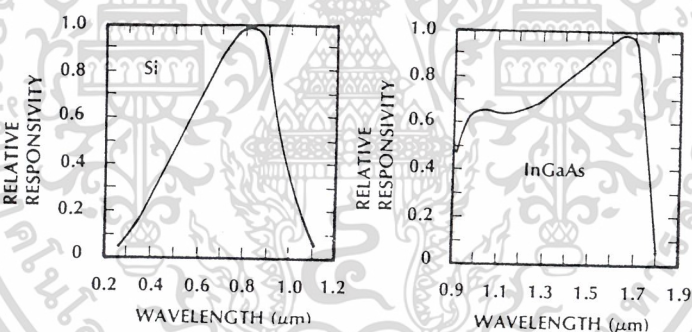
สารซิลิกอนเป็นสารที่นิยมใช้มากที่สุดในการสร้างตัวรับของระบบการสื่อสารด้วยแสง ใน first window สารซิลิกอนมีค่า cutoff wavelength = $1.1 \mu\text{m}$ ทำให้ไม่สามารถใช้งานได้ใน second window ซึ่งมีค่า $\sim 1.3 \mu\text{m}$ Germanium diode และ InGaAs diode เป็นอุปกรณ์ที่มี noise สูงกว่า diode ที่ทำจากซิลิกอน แต่สามารถใช้งานได้ใน second window รูปที่ 2.39 เป็นตารางแสดงย่านการใช้งานของวัสดุที่ใช้ในการสร้าง PIN diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Material	Wavelength Range (μm)	Wavelength of Peak Response (μm)	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

รูปที่ 2.37 ตารางแสดงคุณสมบัติของสารที่ใช้ในการสร้าง

Spectral response ของซิลิกอน และ InGaAs แสดงในรูป 2.38 การตกลงของค่า responsivity ที่ค่าความยาวคลื่นต่ำเกิดจากการเพิ่มขึ้นของการซึมซับโฟตอนในบริเวณรอยต่อ p-n ซิลิกอน และ InGaAs จะมีค่า peak quantum efficiency ประมาณ 0.8

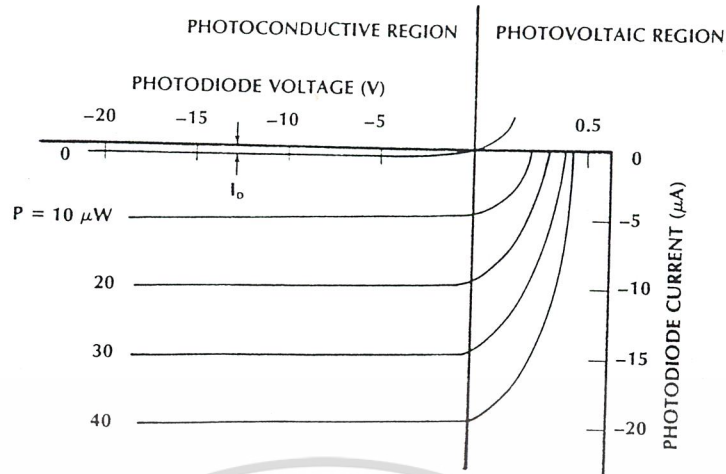


รูปที่ 2.38 แสดง Spectrum response curve

Current - Voltage Characteristic

เส้นโค้ง current - voltage ของ silicon diode จะมีค่า responsivity 0.5 A/W ซึ่งหาได้จาก รูป 2.41 เพื่อให้ reverse biased diode มันจะทำงานเป็น photoconductive mode ซึ่งจะทำให้กระแสเอาท์พุทเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ optic power จากรูป 2.41 แสดงถึงสภาวะเมื่อมี optic power ตกคร่อมทำให้เกิด forward voltage เรียกการทำงานว่าเป็น photovoltaic mode ซึ่งเป็นหลักการของ อุปกรณ์ solar cell ซึ่งอุปกรณ์รับแสงในระบบการสื่อสารเส้นใยแสงใช้หลักการนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.39 แสดงกราฟของ Current - Voltage ของซิลิกอนโฟโตไดโอด

ถึงแม้ว่าจะไม่มี optic power ตกกระทบบตัว diode ก็จะมีค่าของกระแส 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 เมื่อเกิดโวลเตจที่เป็นค่าลบมาก ๆ เรียกค่ามากที่สุดนี้ว่า reverse saturation current ค่าของ dark current จะเพิ่มขึ้นทุก ๆ $10^\circ C$ ปกติแล้วค่ากระแส dark current จะมีค่าตั้งแต่ไม่กี่นาโนแอมแปร์ จนถึงค่าเป็นร้อย ๆ นาโนแอมแปร์ โดยทั่วไป silicon detector จะมีค่า dark current ต่ำสุด InGaAs มีค่ามากกว่า และ germanium diode จะมี dark current มากที่สุด และด้วยเหตุผลนี้ทำให้ silicon photodiode นิยมใช้อย่างกว้างขวาง

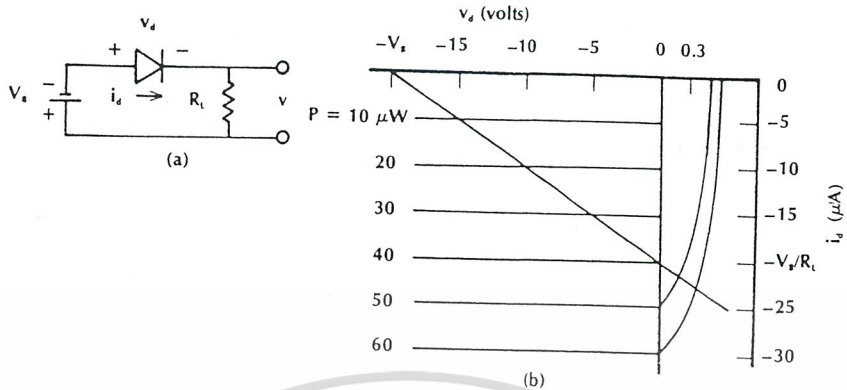
ขั้นต่อไป ลองพิจารณาตัวอย่างการคำนวณหาค่าของกำลังงานที่ต่ำที่สุดของ PIN diode พิจารณา PIN diode ที่มีค่า responsivity $0.5 A/W$ และ dark current $1 nA$ ในการคำนวณเราจะพิจารณาจุดที่ optic power เปลี่ยนไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่ให้ค่ากระแสเอาท์พุทเท่ากับ dark current พอดี จากสมการ

$$P = I_0 / \rho$$

ดังนั้นค่าของ optic power ที่ต่ำสุดที่สามารถรับได้คือ $2 nW$

ตัวอย่างง่าย ๆ ของวงจรทางด้านรับที่ใช้ PIN diode แสดงดังรูป 2.40 a เราให้ diode มี curve เป็นไปตามทฤษฎีทางอุดมคติ จากกฎของ Kirchhoff's Voltage เมื่อใช้กับรูป 2.40 จะได้สมการ $V_B + v_d + i_d R_L = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.40 (a) วงจรการใช้งานอย่างง่าย (b) แสดงกราฟการวิเคราะห์วงจรตามรูป (a)

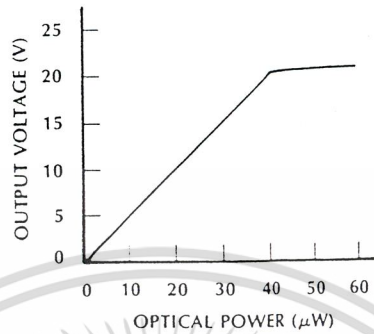
สังเกตว่าโวลเตจตกคร่อม diode (V_d) และกระแส (i_d) จะมีเครื่องหมายเป็นบวกเสมอในกรณีของทิศทาง forward bias เพราะสมการจะเกิดขึ้นพร้อมๆ กับคุณสมบัติของเส้นโค้งของ diode ตามรูป 2.42 b ซึ่งเราสามารถสร้างจากการใช้ไฟเลี้ยง $V_s = 20V$ และ $R_L = 1M$ เป็นโหลด เราสามารถลากเส้นตรงที่เรียกว่า เส้น load line ซึ่งมีความชัน $-1 / R_L$ ซึ่งตัดแกนของโวลเตจที่จุด $-V_B$ (คือค่า -20 โวลต์ ตามตัวอย่าง) และตัดแกนของกระแสที่จุด $-V_B / R_L$ (คือค่า $-20 A$ ตามตัวอย่าง) จากรูป 2.40 b เราสามารถแปลงให้อยู่ในความสัมพันธ์ระหว่าง โวลเตจเอาต์พุตกับอินพุต optic power ตามตารางต่อไปนี้

Optic Power (μW)	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

รูปที่ 2.41 ตารางแสดงค่าที่คำนวณจากการ transfer คุณสมบัติของ PIN photodiode

เราจะพิจารณาการคำนวณค่าจากตาราง ถ้าค่า optic power เท่ากับ $10 \mu w$ เส้น load line ที่ตัดผ่านเส้นโค้งแสดงคุณลักษณะของ diode ที่จุด -15 โวลต์ เพราะค่าของไฟเลี้ยง (V_s) คือ $20V$ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และตกร่วมโหลด $R_L = 5V$ ค่าอื่น ๆ ในตารางถ้าพิจารณาในลักษณะเดียวกัน การแปลงดังกล่าวสามารถพิจารณาจากรูป 2.42 ซึ่งเมื่อ optic power มีค่ามากขึ้น (มากกว่า $40 \mu W$ ตามตัวอย่างนี้) diode จะทำงานในโหมดของ photovoltaic mode ทำให้คุณสมบัติในการเปลี่ยนแปลงไม่เป็นเส้นตรง ดังนั้นในการออกแบบระบบที่มีระยะทางเชื่อมต่อสั้น ๆ จึงต้องระวังจุดนี้ คือไม่ให้เกิดจุดอ้อมตัวของทางด้านรับตามรูป 2.42



รูปที่ 2.42 Transfer function ของวงจร PIN photodiode เมื่อ $R_L = 1M\Omega$

Responsivity = $0.5 A/W$ ค่าเอาต์พุตโวลเตจจากรูป 2.42 a สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V = \rho P R_L$$

กราฟตามรูป 2.42 b แสดงถึงช่วง dynamic range ที่กว้างของ photodetector เราสามารถใช้งาน diode ในช่วง power สูง ๆ ได้ และเพิ่มค่าของ dynamic range ของตัวรับโดยการลดค่าความต้านทานโหลด R_L ตัวอย่างเช่น เราเปลี่ยน R_L เป็น $10k\Omega$ (ลดลงถึง 100 เท่า) สามารถเพิ่มค่าของกระแสสูงสุดจาก

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

ดังนั้นค่าของกระแสสูงสุดมีลักษณะเช่นเดียวกับค่าสูงสุดของอินพุต power คือ

$$P_{\max} = V_B / \rho R_L$$

เมื่อค่า $\rho = 0.5 A/W$ เราสามารถหาค่าสูงสุดของอินพุต power ก่อนถึงจุด saturate จะมีค่าถึง 4 mw ซึ่งเราพบว่า dynamic range ขยายไปถึง 100 เท่าของเดิม ค่าของโวลเตจที่สามารถตอบสนองลดลงถึง 100 เท่า ซึ่งพิจารณาได้จากสมการ ทำให้อัตราส่วนของอินพุต optic power กับเอาต์พุตโวลเตจเป็นไปตามสัดส่วนของ R_L ตามสมการ

$$V/P = \rho R_L$$

ดังนั้นความสัมพันธ์ซึ่งเป็นเส้นตรงระหว่างโวลเตจกับ optic power สามารถพิจารณาได้จากสมการ ซึ่งจะครอบคลุมในช่วงมากกว่า 60 เท่าของ optic power สำหรับ PIN diode เมื่อไม่มีการจำกัดค่าของความต้านทานโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Speed of response (ความเร็วในการตอบสนอง)

ค่าความเร็วในการตอบสนองจะถูกจำกัดโดยค่า transit time ซึ่งเป็นเวลาที่เข้าไปสำหรับประจุอิสระในการข้าม depletion layer ใน PIN diode ความกว้างของบริเวณ depletion จะพอดีกับความกว้างของชั้น intrinsic ความเร็วของประจุอิสระจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของ reverse voltage ดังนั้นที่โวลเตจสูงสุดจะลดค่าของ transit time ดังตัวอย่างเช่น เมื่อความกว้างของ depletion 50 μm 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 2.49 ค่า C_d เป็นค่า junction capacitance ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากสารกึ่งตัวนำชั้น p และ n (ซึ่งทำตัวเสมือนเป็นอิเล็กโทรด) ซึ่งถูกแบ่งแยกออกจากโครงสร้างของ packaging

เมื่อทำการ analysis วงจรนี้โดยใช้ค่า 0 ถึง 63% ของค่า rise time ของ $R_L C_d$ (เป็นส่วนของ time constraint) และค่า 10-90% ของค่า rise time

$$t_r = 2.19 R_L C_d$$

ค่าของ 3-dB bandwidth สามารถหาได้จากวงจรเสมือน หรืออาจจะพิจารณาจากสมการ

$$f_{3\text{-dB}} = 1 / 2\pi R_L C_d$$

โฟโตไดโอดที่ออกแบบมาสำหรับการใช้งานที่ความถี่สูง ๆ จะมีค่าคาปาซิแตนเพียงไม่กี่พิโคฟาร์ดซึ่งในการออกแบบให้มีค่าคาปาซิแตน (C_d) ต่ำ ๆ นั้นทำได้โดยการลดพื้นที่ผิวของไดโอดให้มีขนาดเล็ก แต่จะมีขีดจำกัดคือต้องมีพื้นที่ผิวไม่น้อยกว่าพื้นที่ผิวของ 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 ซึ่งปกติจะมีค่าระหว่าง 0.5-10 ns สำหรับ PIN diode

ตัวอย่างของ PIN photodiode ซึ่งมีค่า $C_d = 5 \text{ pF}$ transit-time-limited rise time 2 ns ให้ลองคำนวณหาค่า 3-dB bandwidth และค่าความต้านทานโหลดที่มากที่สุดที่สามารถใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การคำนวณโดยใช้สมการ

$$f_{3\text{-dB}} = 0.35 / t_r$$

$$\text{แทนค่า } f_{3\text{-dB}} = 0.35 / 2 \times 10^{-5} = 175 \text{ Mhz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RC rise time จากสมการ จะต้องมิต่ำน้อยกว่าหนึ่งในสี่ของค่า transit time คือเป็นไปตาม

$$2.19 R_L C_d < 0.5ns$$

$$R_L < 46$$

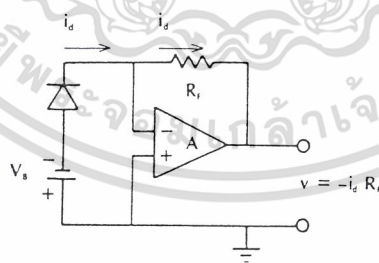
หลักการในการเลือกค่าความต้านทานโหลดสรุปได้ตามตารางต่อไปนี้

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
$i_{NT}^2 = 4kT \Delta f / R_L$	Choose R_L large to reduce the thermal-noise current

รูปที่ 2.43 ตารางแสดงหลักการในการเลือกใช้ค่าความต้านทานของโหลด

Current-to-Voltage Converter

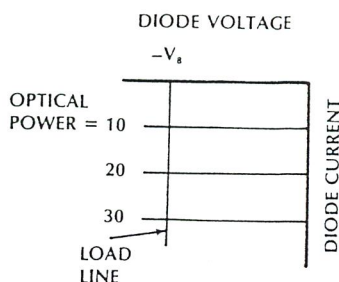
ถ้าสังเกตรูปที่ 2.40 จะพบว่าโวลเตจของ diode (V_d) จะลดลงเมื่อ Optic power มีค่าเพิ่มขึ้น สาเหตุเพราะเมื่อมีกระแสไหลมากขึ้น ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อมความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้น ความสัมพันธ์แบบไม่เชิงเส้นเกิดขึ้นเมื่อ V_d ตกลงจนเกือบเป็นศูนย์ เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยไม่จำเป็นต้องลดค่าของความต้านทานโหลด แต่เราจะใช้หลักการของ Current-to-Voltage ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.51 โดยไดโอดจะถูกต่อเข้ากับออปแอมป์และมีการ feed back ด้วยค่าความต้านทาน RF



รูปที่ 2.44 แสดงหลักการของ Current-to-Voltage converter โดย A คือ ออปแอมป์ คุณสมบัติของวงจรนี้มีดังต่อไปนี้

1. โวลเตจที่ตกคร่อมออปแอมป์มี gain สูงมากมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อทำการได้ loop จะพบว่า $V_d = -V_B$ สามารถกล่าวได้ว่าโวลเตจทั้งหมดที่จ่ายออกมาจากเบสเคอริจะตกคร่อมที่ไดโอดทั้งหมด เหมือนกับว่าไดโอดกำลังทำงานที่เส้น vertical load line ตามรูป 2.45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.45 แสดง vertical load line

2. กระแสที่ไหลเข้าที่อินพุทของออปแอมป์มีค่าประมาณศูนย์ นั่นคือกระแสไดโอด (i_d) ทั้งหมดจะไหลผ่านความต้านทาน R_F ทำให้มีโวลเตจตกคร่อมความต้านทาน $R_F = R_F i_d$ เพราะว่าที่ขั้วลบของออปแอมป์มีศักดาไฟฟ้าเกือบเท่าศักดาไฟฟ้าที่ ground เมื่อทำการได้ loop จะพบว่าโวลเตจที่เอาต์พุทของวงจรจะเป็น $R_F i_d$ ในการออกแบบบาวารให้ค่า R_F มีค่ามาก ๆ (ในการปฏิบัติ ค่าจะมากขึ้นเป็นร้อย ๆ เท่าของ K) ในการออกแบบภาครับให้มันเอาต์พุทโวลเตจสูง ๆ โดยปราศจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของการตอบสนองของ diode แล้ว ค่าของ speed of response ของวงจรจะเป็นตัวกำหนดค่า rise time ของความต้านทาน R_F รวมกับค่าคาปาซิเตอร์ที่ขั้วอินพุทของวงจร feed back

Packaging

โครงสร้างภายนอกที่บรรจุ photodiode จะเหมือนกับ LED หรือ laser diode โดยปกติแล้วค่าของ detector's active area (พื้นที่ผิวการรับแสง) จะต้องมีค่ามากกว่าพื้นที่ผิวของ core ของเส้นใยแสงที่ใช้ โดยปกติ PIN photodiode จะไม่ถูกจำกัดด้วยค่าของ numerical aperture ทำให้สามารถรับแสงที่มีมุมกว้าง ปัญหาของการ coupling สัญญาณระหว่างเส้นใยแสงและตัวรับจึงไม่มีผลมากต่อระบบ โดยทั่วไป photodiode จะมีการ packaging หลายแบบคือ

1. photodiode ที่ถูกบรรจุอยู่ใน case มาตรฐานของทรานซิสเตอร์ทั่วไปที่เป็นโลหะคล้ายกับการบรรจุใน LED คือเลนส์จะติดอยู่กับ metalcap เพื่อทำการรวมแสงที่กระจัดกระจายมาจากเส้นใยแสง เพื่อรวมแสงให้ตกคร่อมบนพื้นที่รับแสง เพื่อให้ประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อดีขึ้น
2. package ที่บรรจุอาจจะมีเส้นใยแสงต่อออกมาภายนอก โดยความยาวของเส้นใยแสงจะไม่มีมาก อาจจะมี connector ให้หรือไม่แล้วแต่ชนิด
3. photodiode อาจจะถูกบรรจุใน package แบบ DIP (dual in-line package) เพื่อความสะดวกในการต่อลงบนแผ่น PCB (print circuit board)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

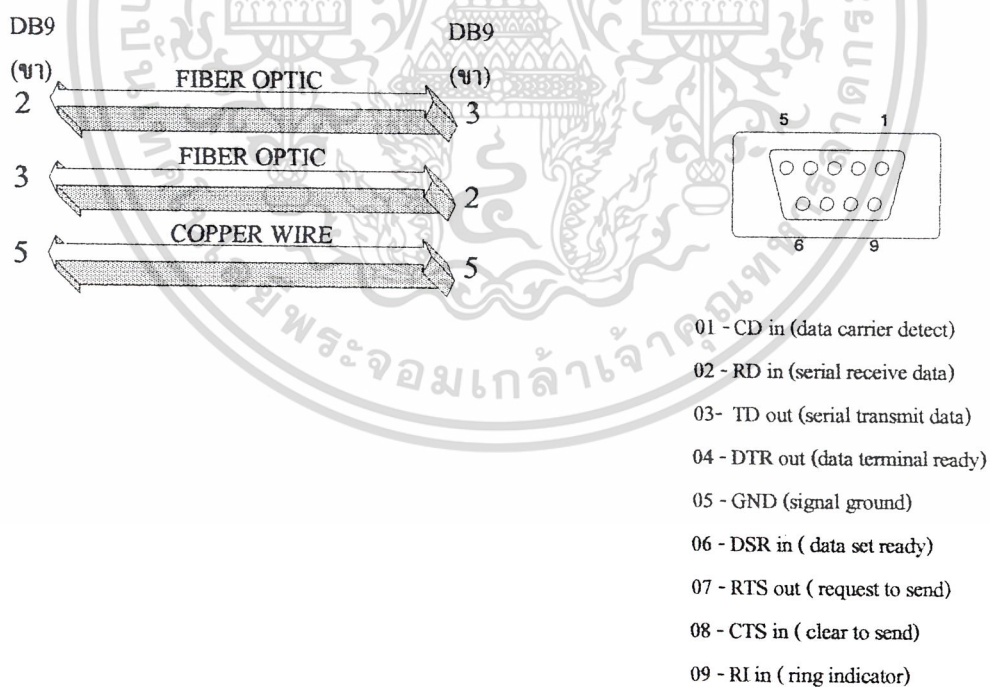
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

โครงการนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นการสื่อสารข้อมูลระหว่าง ไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสงพลาสติก และส่วนที่สองเป็นการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง การคำนวณและการสร้างจะเริ่มอธิบายจากส่วนของการสื่อสารข้อมูลผ่านเส้นใยแสงพลาสติกก่อน

3.1 การสื่อสารข้อมูลระหว่าง ไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสงพลาสติก

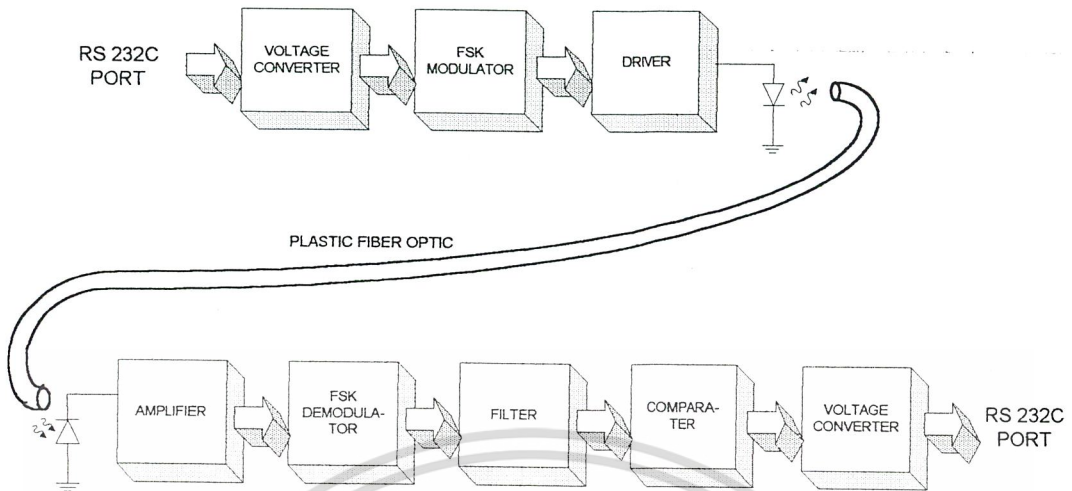
ไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องจะถูกเชื่อมต่อเข้าด้วยกันแบบ NULL MODEM (3 WIRE) แต่แทนที่จะใช้ สายทองแดงเชื่อมต่อจะใช้เส้นใยแสงพลาสติกเชื่อมต่อแทนดังแสดงในรูปที่ 3.1.1 สำหรับการรับส่งสัญญาณในเส้นใยแสงจะใช้การมอดูเลตแบบ FSK คือแปลงสัญญาณอินพุตที่เป็นพัลส์ให้เป็นค่าความถี่ที่แตกต่างกันแล้วแปลงเป็นสัญญาณแสงส่งเข้าไปในเส้นใยแสง การส่งข้อมูลจะเป็นแบบ HALF DUPLEX ซึ่งสามารถส่งและรับได้ทั้ง 2 ฝ่ายแต่ต้องผลัดกัน ฝ่ายหนึ่งส่งอีกฝ่ายหนึ่งรับ ดังนั้นจะสร้างชุดรับส่งเหมือนกัน 2 ชุด แล้วใช้โปรแกรม lablink ในการทดลอง



รูปที่ 3.1.1 แสดงการเชื่อมต่อแบบ NULL MODEM และลักษณะขาของ DB9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านการออกแบบวงจรภาคส่งและภาครับสัญญาณจะมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1.2

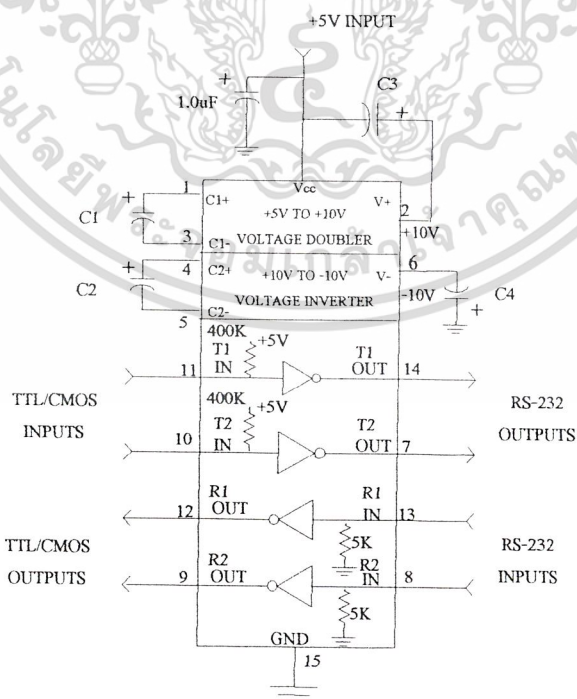


รูปที่ 3.1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรภาคส่งและภาครับ

จากบล็อกไดอะแกรมจะอธิบายการทำงานของส่วนต่างๆ ได้ดังนี้

3.1.1 ภาค VOLTAGE CONVERTER

จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันตามมาตรฐาน RS 232C ให้เป็นระดับแรงดัน TTL (0,+5v) เพื่อให้สามารถต่อใช้งานกับวงจรภายนอกได้ โดยจะใช้ไอซีที่ทำหน้าที่นี้โดยเฉพาะคือ MAX 232 ซึ่งมีลักษณะภายในและการต่อใช้งานและตำแหน่งขา ดังรูปที่ 3.1.3



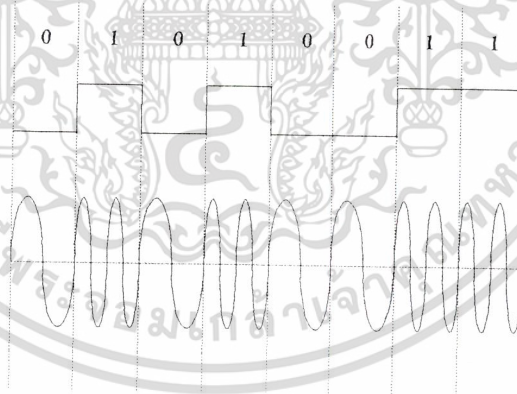
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.1.3 ลักษณะภายในและการต่อใช้งานของ IC MAX232
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAX 232 จะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ Transmitters, Receivers และ Charge pump DC-DC Voltage Converter ส่วนแรก Transmitters จะเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุตที่เป็น TTL หรือ CMOS ไปเป็นแรงดันตามมาตรฐาน RS 232C ซึ่งเอาท์พุทปกติจะเป็น +9V, ส่วนที่สอง Receivers จะเปลี่ยนระดับแรงดันจาก $\pm 5V$ ถึง $\pm 15V$ ของสัญญาณ RS 232C ไปเป็น 5V TTL/CMOS เอาท์พุท สำหรับส่วนที่สามเป็น Charge pump voltage converter ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดัน +5V เป็น $\pm 10V$ ซึ่งการทำงานในส่วนนี้จะอาศัยตัวเก็บประจุ C_1, C_2, C_3, C_4 ในการเพิ่มโวลต์เตจ และฟิลเตอร์โวลต์เตจ โครงการนี้ใช้ C แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ 22 μF

3.1.2 ภาค FSK MODULATOR

สัญญาณ FSK เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของเบสแบนด์พัลส์ โดยทั่วไปมักนิยมใช้FSKชนิด 2 ความถี่เท่านั้น ตามวิธีการส่งสัญญาณเช่นนี้ รหัส 1 จะถูกส่งโดยพัลส์ซึ่งมีความถี่ของคลื่นพาห้ภายในเท่ากับ ω_{c1} และรหัส 0 จะถูกส่งโดยพัลส์ที่มีความถี่ของคลื่นพาห้ภายในเท่ากับ ω_{c0} ข้อมูลดิจิทัลของสัญญาณจะถูกฝากไปกับค่าความถี่คลื่นพาห้ภายในคลื่นพัลส์นี้

สัญญาณFSK นั้นอาจจะมองได้ว่าเป็นสัญญาณASK สองชุดที่เกิดสลับกัน โดยชุดหนึ่งใช้ความถี่ของคลื่นพาห้เท่ากับ ω_{c0} และอีกชุดหนึ่งมีความถี่ ω_{c1} ดังนั้นค่าPSD ของสัญญาณFSK จึงควรเท่ากับผลบวกของสัญญาณASK ที่มีความถี่ของคลื่นพาห้เท่ากับ ω_{c0} และ ω_{c1} เราสามารถที่จะแสดงให้เห็นได้ว่าการเลือก ω_{c0} และ ω_{c1} อย่างเหมาะสมจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่เป็นคิสรีตถูกขจัดออกไป



รูปที่ 3.1.4 สัญญาณ FREQUENCY SHIFT KEYING(FSK)

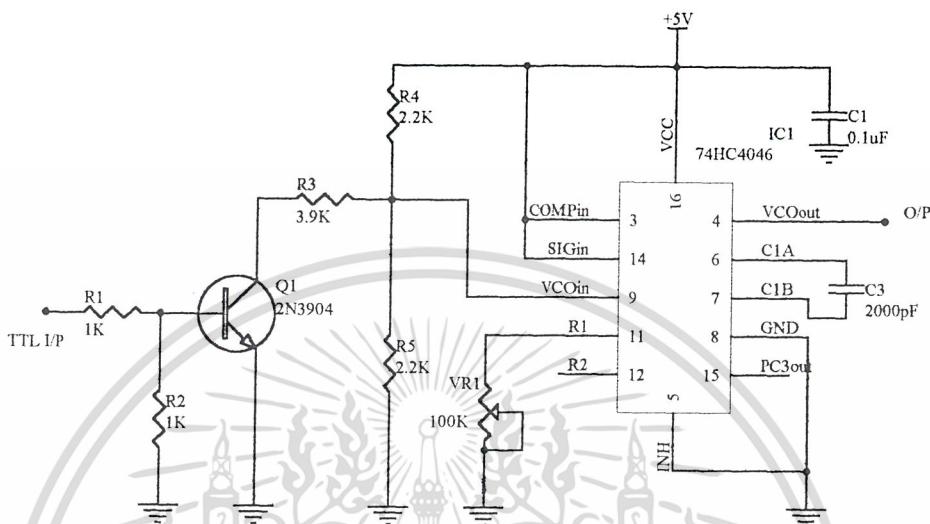
การมอดูเลตแบบ FSK จะเปลี่ยนระดับสัญญาณอินพุตที่เป็นโลจิก (0,1) ให้เป็นความถี่ที่แตกต่างกันซึ่งโครงการนี้จะมอดูเลตแบบ FSK โดยใช้ IC 74HC4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกลูป สามารถกำเนิดความถี่กลาง VCO ได้สูงถึง 13MHz การใช้งานไอซีเบอร์รี่นี้ ต้องทำการหาค่า R_1, R_2 และ C_1 เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_0) และช่วงความถี่ถืออก($2f_0$) ซึ่งมีลำดับขั้นตอนดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารกำหนดความถี่กลาง $f_0 = 700\text{KHz}$ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ใช้กราฟรูปที่ 19 ในตารางหาค่าของ R_1 ได้ค่าประมาณ 10K- 80K และค่าของ C_1 ประมาณ 2000 pF เพื่อความสะดวกจะใช้ R_1 เป็น $VR_1 = 100 K \Omega$ แทน

- ค่า $R_2 = \infty$

จะได้วงจรที่ออกแบบดังรูปที่ 3.1.5



รูปที่ 3.1.5. แสดงวงจร FSK MODULATOR

3.1.3 ภาค DRIVER

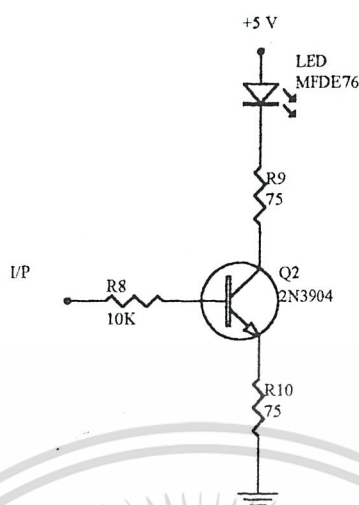
ในภาคนี้เราจะใช้ไดโอดเปล่งแสงทำการแปลงสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นแสงซึ่งในการออกแบบนั้นจะต้องคำนึงถึงคุณสมบัติของไฟฟ้าของไดโอดเปล่งแสงซึ่งจะได้จาก ตารางโดยในวงจรนี้จะใช้ไดโอดเปล่งแสงเบอร์ MFOE76 ซึ่งมีคุณสมบัติของไฟฟ้างดังนี้

คุณสมบัติของ ไดโอดเปล่งแสง (MFOE76)

Forward Current , I_F	60	mA
Reverse Voltage, ($V_R=5V$)	100	uA
Operating Temperature range	-40°C to +100°C	
Optoelectronic Characteristics at	25°C	
V_F at $I_F = 60$ mA	typ 1.8V max 2.2V	
Wavelength	660	nm

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

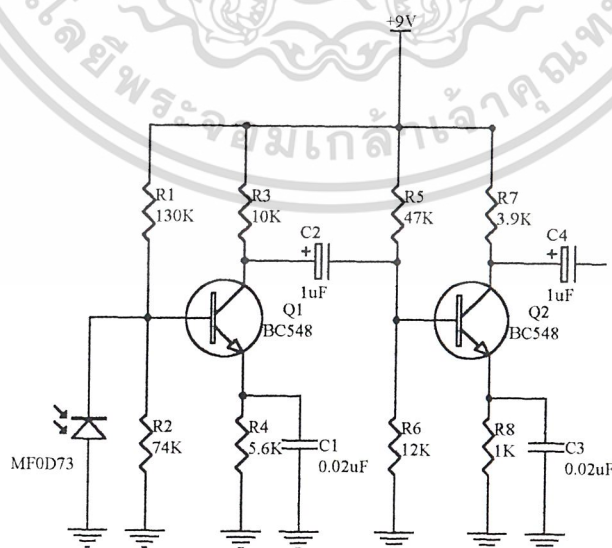
ดังนั้นจะได้วงจรใดที่อย่างง่ายดังรูปซึ่งจากวงจรทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นสวิทช์ปิดเปิดตามพัลส์ที่เข้ามาทางอินพุท



รูปที่ 3.1.6 วงจร DRIVER

3.1.4 ภาค AMPLIFIER

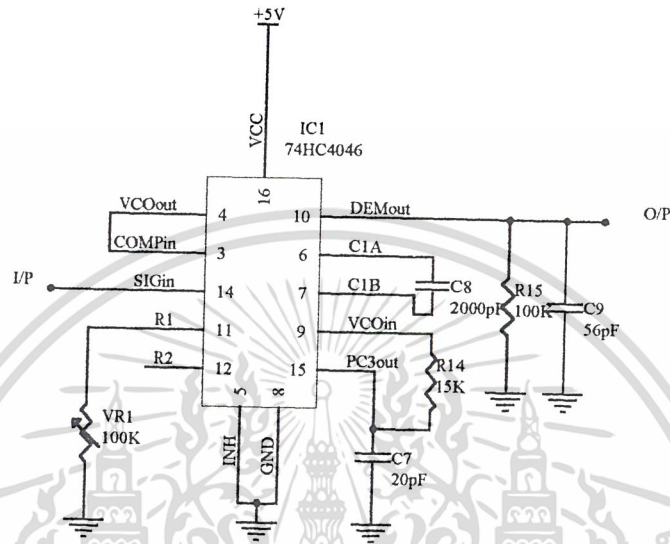
เป็นวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับ ซึ่งมีโฟลด์ไดโอดทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงที่เข้ามาให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ภาคนี้จะใช้โฟลด์ไดโอดเบอร์ MFOE73 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณแสงที่ผ่านเส้นใยแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยที่สัญญาณไฟฟ้าที่ได้จากโฟลด์ไดโอดจะป้อนเข้าสู่ทรานซิสเตอร์เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดแรงขึ้น ซึ่งในที่นี้เราได้ใช้ภาคขยายทรานซิสเตอร์ 2 สเตจด้วยกันดังรูป ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการขยายนี้เราได้ใช้เบอร์ BC548 และหลังจากที่ขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่แล้วก็ทำการป้อนเข้าสู่ SIGIN ของ 74HC4046



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.1.7 แสดงวงจร AMPLIFIER
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5. ภาค FSK DEMODULATOR

จะใช้ IC 74HC4046 ออกแบบเป็นวงจรมอดูเลเตอร์ ก็เช่นเดียวกับภาคส่งที่จะต้องคำนวณหาค่า R_1, R_2 และ C_2 เพื่อกำหนดค่าความถี่กลาง (f_0) และความถี่ช่วงถี่ออค ($2f_0$) R_{15} และ C_9 ที่เอาท์พุทขา 10 ทำหน้าที่เป็น Filter ซึ่งสามารถหาค่าได้จาก $f_c = \frac{1}{2\pi RC} = 30KHz$ ดังนั้นจะได้วงจรมอดูเลเตอร์ ดังรูป 3.1.8



รูปที่ 3.1.8 แสดงวงจร DEMODULATOR

3.1.6. ภาค FILTER

เอาท์พุทที่ออกจาก 74HC4046 หลังจากที่ผ่านมาวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ RC ยังคงมีสัญญาณรบกวนอยู่ซึ่งจำเป็นต้องกำจัดออกโดยให้ผ่านวงจร LPF ซึ่งได้ออกแบบเป็น LPF ชนิด Butterworth ความถี่คัทออฟ 30KHz มี GAIN เท่ากับ 4 โดยได้ทำการออกแบบตามคู่มือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ ตามขั้นตอนดังนี้

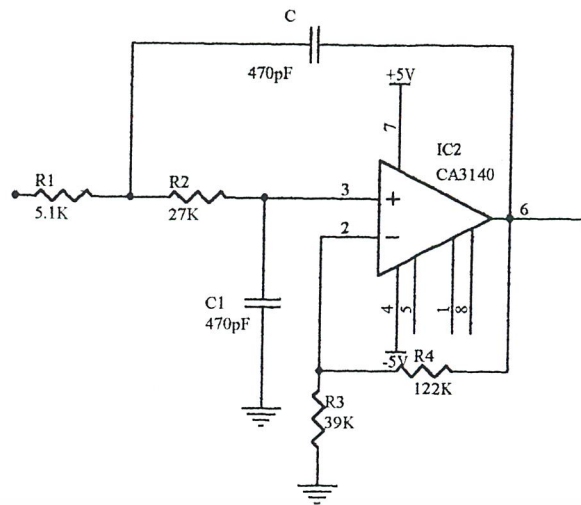
- ความถี่คัทออฟ f_c เท่ากับ 30KHz
- เลือกค่า $C = 470 \text{ pF}$ จะได้ค่า $K = 7$
- เลือกค่าเกน $G = 4, C_1 = C$

จะได้ค่า $R_1 = 5.1K\Omega, R_2 = 27K\Omega$

$R_3 = 39 K\Omega, R_4 = 122 K\Omega$

ดังนั้นจะได้วงจร LPF 2nd Butterworth ดังรูป 3.1.9

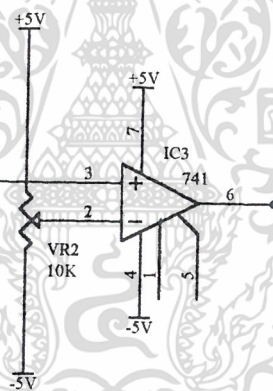
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.1.9 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 30KHz

3.1.7. ภาค VOLTAGE COMPARATOR

ในภาคนี้ใช้เปรียบเทียบแรงดันที่ออกมาจากเอาต์พุตของ Filter โดยจะต่อ ออปแอมป์แบบวงรอบเปิด ไม่มีการป้อนกลับ คิงรูป VR จะเป็นตัวปรับเปลี่ยนแรงดันเปรียบเทียบ V_T ซึ่งการปรับ VR จะมีผลต่อ duty cycle ของเอาต์พุต

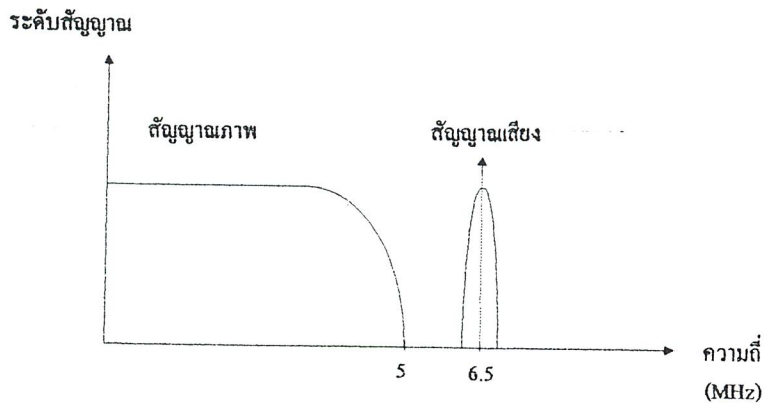


รูปที่ 3.1.10 แสดงวงจร VOLTAGE COMPARATOR

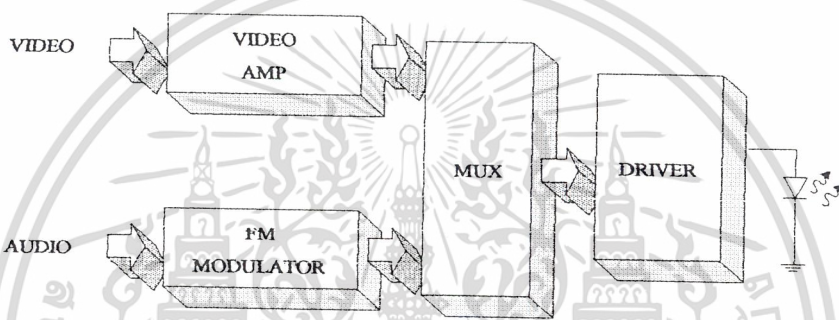
3.2. การส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

โครงการส่วนนี้จะเป็นการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM เพื่อส่งผ่าน ไปบนเส้นใยแก้วนำแสงเส้นเดียวกัน ซึ่งสัญญาณภาพและเสียงนั้นจะส่งเป็นแบบอนาล็อก โดยทำการเลื่อนสเปกตรัมของเสียงขึ้นไปอยู่เหนือภาพที่ความถี่ 6.5MHz เพื่อไม่ให้สัญญาณสองเกิดการรบกวนกัน โดยใช้การมอดูเลตแบบ FM กับสัญญาณเสียง ส่วนสัญญาณภาพจะถูกส่ง ไปตรงๆ ซึ่งหลังจากรวมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้าด้วยกันแล้วจะถูกส่งเข้าไปมอดูเลตเป็นสัญญาณแสงโดย LED ส่งผ่านเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

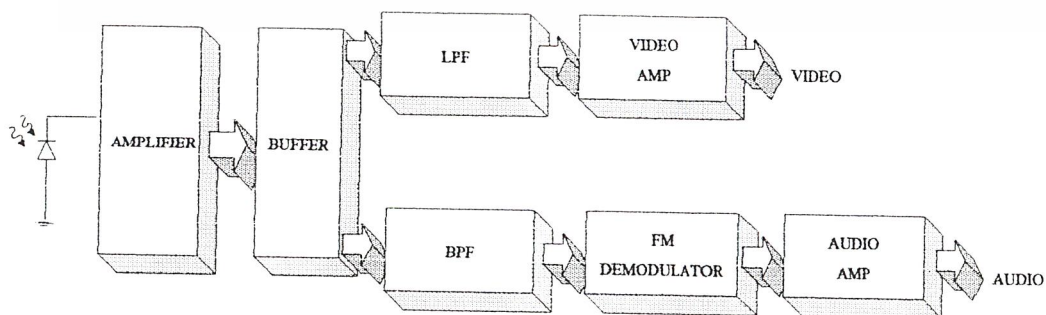


รูปที่ 3.2.1 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง

เมื่อสัญญาณแสงจากทางด้านส่งมาถึงทางด้านรับจะถูกตีแตกโดยโฟโอดีไดโอดีเพื่อแปลงแสงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้งและสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกนำไปตีมีัลติเพล็กซ์แบบ FDM โดยใช้วงจรแบนด์พาสฟิลเตอร์ (BPF) และโลว์พาสฟิลเตอร์(LPF) ซึ่ง BPF นั้นจะกรองส่วนของสัญญาณเสียงออกมา ส่วน LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพ ส่วนสัญญาณเสียงที่ผ่าน BPF แล้วจะถูกนำไปตีมอดูเลทเพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงคืนกลับมาแล้วถูกนำไปขยายเพื่อส่งเข้า AUDIO IN ของเครื่องรับต่อไป ส่วนสัญญาณภาพหลังจากผ่าน LPF แล้วจะถูกนำไปขยายด้วย VIDEO AMP ป้อนเข้าสู่ VIDEO IN ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 3.2.3. แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ

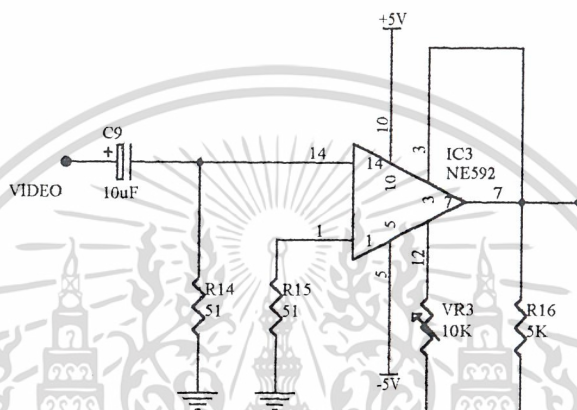
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของของวงจรแต่ละภาคจะอธิบายดังนี้

3.2.1. ภาค VIDEO AMP

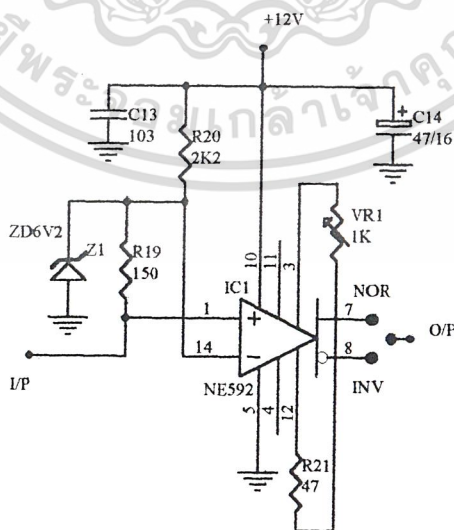
ภาคนี้ใช้ IC เบอร์ NE 592 ซึ่งเป็นวิดีโอแอมป์ที่มีแบนด์วิดท์กว้างถึง 120MHz สามารถปรับเกนการขยายได้จาก R ปรับค่าที่ต่ออยู่ระหว่างขา GAIN SELECT ซึ่งโครงงานนี้ต่ออยู่ระหว่างขา 3 (G_{2B}) และขา 12 (G_{2A}) ซึ่งทำให้วงจรมีแบนด์วิดท์กว้าง 90MHz และเกนการขยายสูงสุด 120 เท่า

สำหรับภาคส่ง ได้ออกแบบให้มีเกนประมาณ 1-5 เท่า เนื่องจากสัญญาณ VIDEO ที่เข้ามามีความแรงอยู่แล้ว จากค่าตัวชี้ที่จะหาค่า R_{ADJ} เพื่อต่อระหว่างขา 3 และ 12 ได้ R ปรับค่าได้ 10 กิโลโอห์ม อนุกรมกับ R 5 กิโลโอห์ม



รูปที่ 3.2.4. แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านส่ง

สำหรับวงจรวิดีโอแอมป์ทางด้านรับ จะเป็นวงจรขยายสัญญาณภาพให้แรงขึ้นก่อนผ่านวงจรบัฟเฟอร์เพื่อป้อนให้กับ VIDEO IN ของเครื่องรับ ซึ่งเกนสามารถปรับได้ประมาณ 10-180 เท่า โดย R ปรับค่า 1 กิโลโอห์ม อนุกรมกับ R 47 โอห์ม ดังรูปที่ 3.2.5

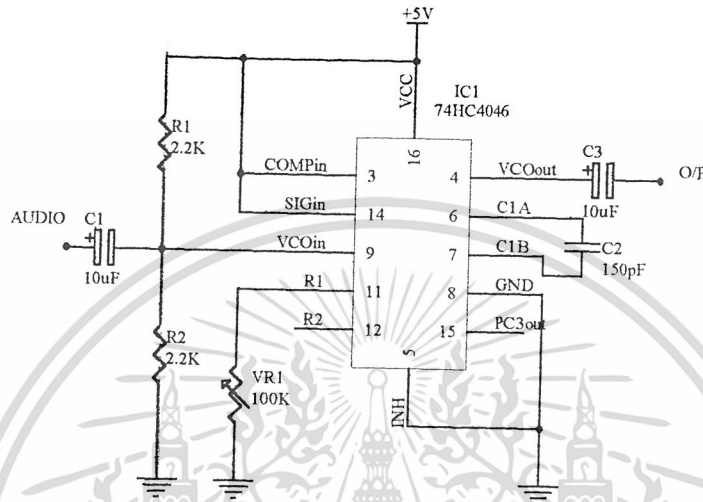


รูปที่ 3.2.5 แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2. ภาค FM MODULATOR

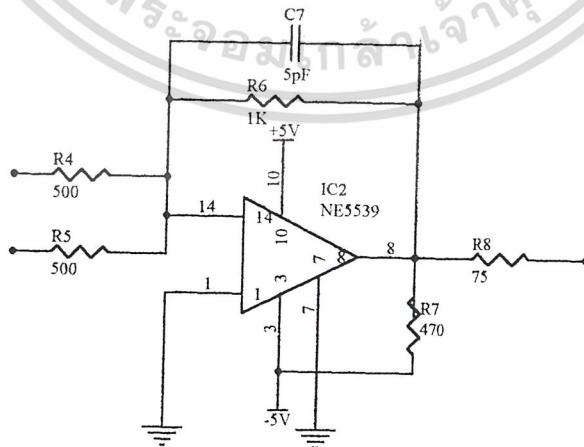
ภาค FM มอดูเลเตอร์ในด้านภาคส่งนี้ใช้ IC เบอร์ 74HC4046 ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดในการนำมาใช้งานไปแล้ว การใช้งานเป็น FM มอดูเลเตอร์ในภาคส่งนี้ จะใช้ความถี่กลางที่ 6.5 MHz การกำหนดค่า R_1 และ C_1 สามารถดูได้จากกราฟรูปที่ 19 ในค่าค่าซีท ดังนั้นจะได้วงจรมอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.2.6 สำหรับวงจร FM คีมอดูเลเตอร์จะไม่กล่าวถึง ขอให้ดูรายละเอียดในวงจรรวม



รูปที่ 3.2.6 แสดงวงจร FM MODULATOR

3.2.3. ภาค MULTIPLEX

จะทำการรวมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้าด้วยกัน เพื่อที่จะส่งต่อไปยัง วงจรใครที่ต่อไป ซึ่งได้ต่อเป็นวงจร SUMMING มีเกณฑ์กับ 2 โดยเลือกใช้ออปแอมป์ความถี่สูง เบอร์ NE 5539 แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าตามสมการ $V_o = -\frac{R_f}{R_i} (V_1 + V_2)$ ดังนั้นจะได้วงจรวงจรดังรูปที่ 3.2.7



รูปที่ 3.2.7 แสดงวงจร MULTIPLEX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4. ภาค DRIVER

วงจรไครฟ์ที่จะเป็นวงจรที่ใช้ขับกระแส เพื่อ ไบอัส LED ก่อนอื่นต้องรู้สเปคของ LED ก่อน เพราะเป็นอุปกรณ์ซึ่งมีราคาค่อนข้างแพง การต่อใช้งานต้องระมัดระวังเป็นพิเศษ

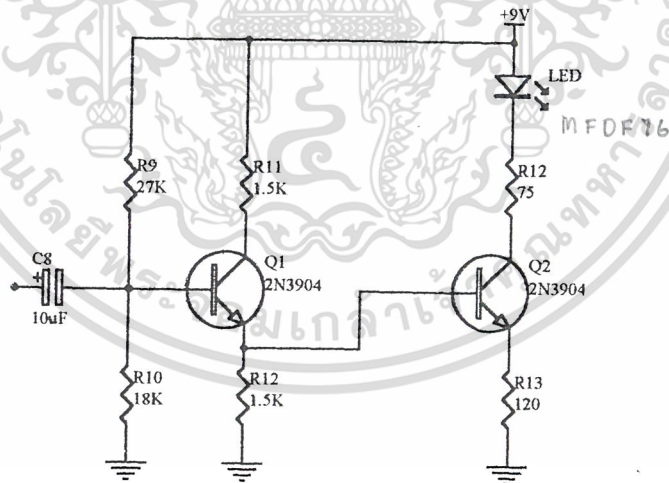
คุณสมบัติของ LED

FORWORD CURRENT I_F	100	mA
REVERSE VOLTAGE V_R (at 10 μ A)	1	V
	min	typ max
V_F , at $I_F = 100$ mA	1.6V	1.8V
($I_F = 100$ mA)		
SPECTRAL BANDWIDTH	50	nm
RESPONSE TIME t_r	4 ns	8 ns

จากสเปคของ LED จะสามารถหาแบนด์วิดท์ของ LED ได้คือ

$$f_{3-dB} = \frac{0.35}{t_r} = \frac{0.35}{8 * 10^{-9}} = 43.75 \text{ MHz}$$

จะเห็นว่าแบนด์วิดท์มีความกว้างพอที่จะสามารถส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงของโครงงานนี้ได้ สำหรับกระแสที่ไบอัส LED จะ ไบอัสเพียง 20 mA ดังนั้นจะได้วงจรไครฟ์ ดังรูปที่ 3.2.8

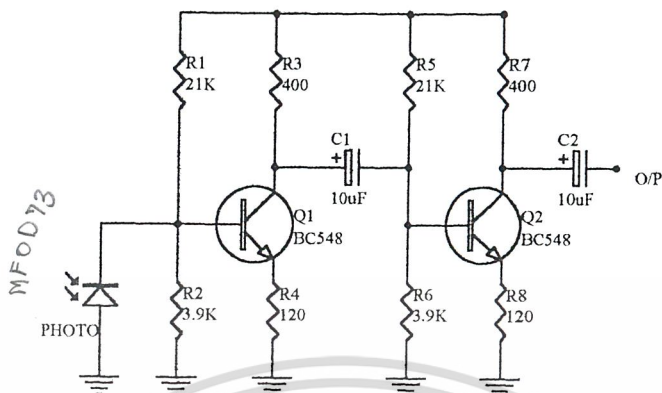


รูปที่ 3.2.8 แสดงวงจร DRIVER ของภาควิดีโอ

3.2.5. ภาค AMPLIFIER

เมื่อด้านส่งๆสัญญาณแสงเข้ามาในเส้นใยแสง ทางด้านรับก็จะรับสัญญาณแสงที่ส่งเข้ามาโดยใช้โฟโต้ไดโอด เมื่อมีแสงเข้ามากระทบโฟโต้ไดโอดก็จะทำให้ค่าความต้านทานภายในของโฟโต้ไดโอดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

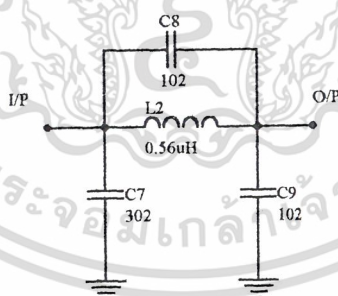
โอดดคลง เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสซึ่งได้ออกแบบให้ไปไบอัสทรานซิสเตอร์ ต่อกัน 3 สเตจ ดังรูป 3.2.9.



รูปที่ 3.2.9 แสดงวงจร AMPLIFIER

3.2.6. ภาค DEMULTIPLEX

ในภาคนี้ใช้วงจร LPF และ BPF เป็นตัวแยกสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงออกจากกัน ซึ่ง LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพออกมาโดยผ่านความถี่ตั้งแต่ 0-5 MHz ก่อนที่จะป้อนเข้าอินพุทของภาควิดีโอแอมป์ ส่วน BPF จะกรองสัญญาณเสียงที่มอดูเลทมาในความถี่ 6.5 MHz แล้วป้อนสู่ภาคดีมอดูเลเตอร์ซึ่งส่วน BPF นี้จะใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 6.5MHz



รูปที่ 3.2.10 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 0-5 MHz

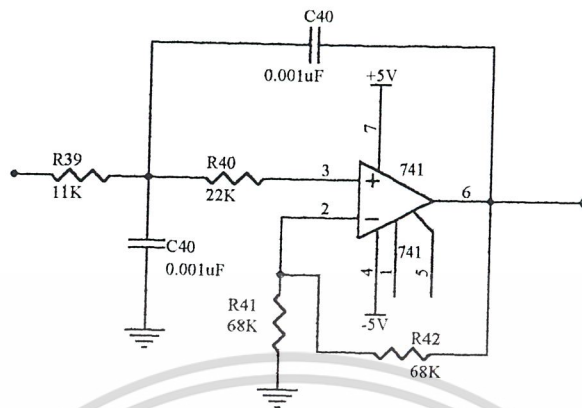
3.2.7. ภาค FILTER

เนื่องจากสัญญาณที่ออกจาก FM DEMODULATOR ยังมีขนาดเล็กและมีฮาร์โมนิกของความถี่อื่นรบกวนอยู่จึงจำเป็นต้องขยายและกรองสัญญาณ ก่อนที่จะป้อนเข้าสู่อินพุทของเครื่องรับต่อไป จึง

ได้ออกแบบวงจร LPF ชนิด BUTTERWORTH มีความถี่คัทออฟที่ 10 KHz และมีเกนเท่ากับ 2 รายละเอียดการค้ำ

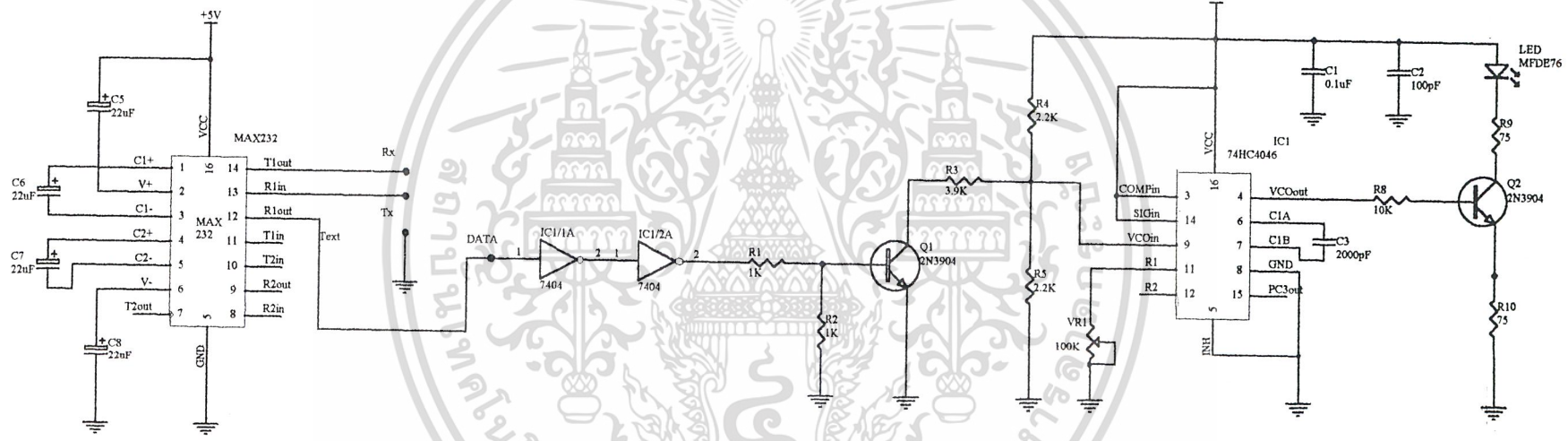
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ละเอียดขั้นตอนการทำงานให้ดูได้จากรหัสคู่มือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ วงจรที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.2.11



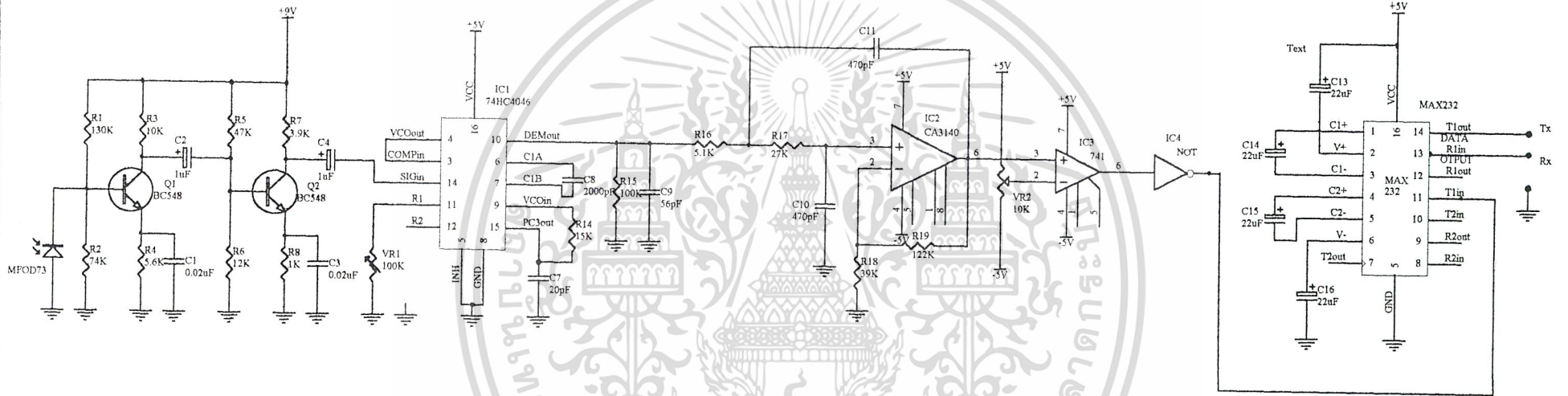
รูปที่ 3.2.11 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 10KHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



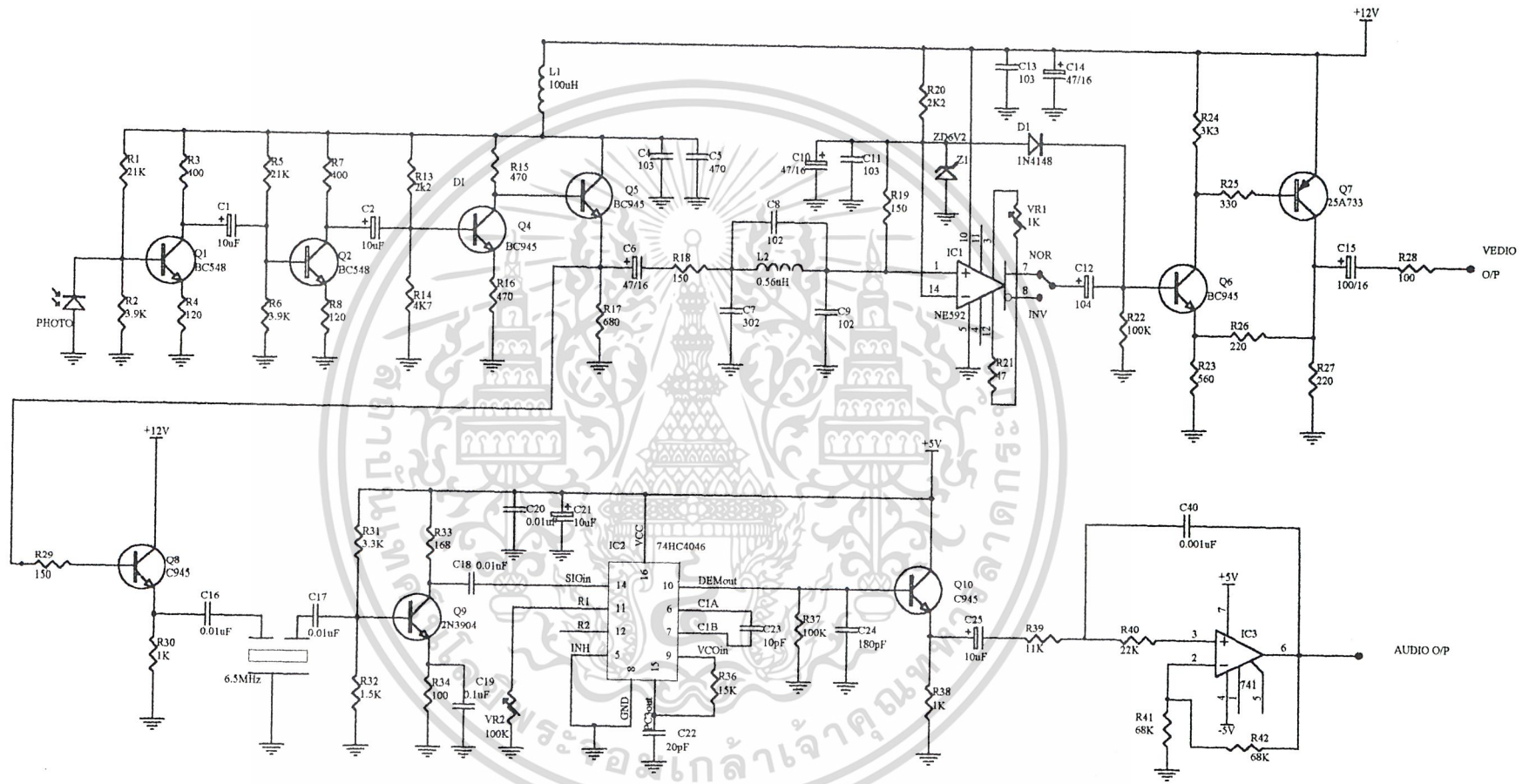
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมทางภาคส่งของชุดรับส่งข้อมูล

Title		
Size	Number	Revision
B		
Date:	1-Apr-1999	Sheet of
File:	C:\PFWSC\LIBRARY\DATA\TRAN\30	Drawn By:



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมทางภาครับของชุดรับส่งข้อมูล

Title		
Size	Number	Revision
Date:	1-Apr-1999	Sheet of
File:	C:\PFWSCH\LIBRARY\RECDATA	SCH Drawn By:



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรรวมทางภาครับของชุดส่งสัญญาณภาพและเสียง

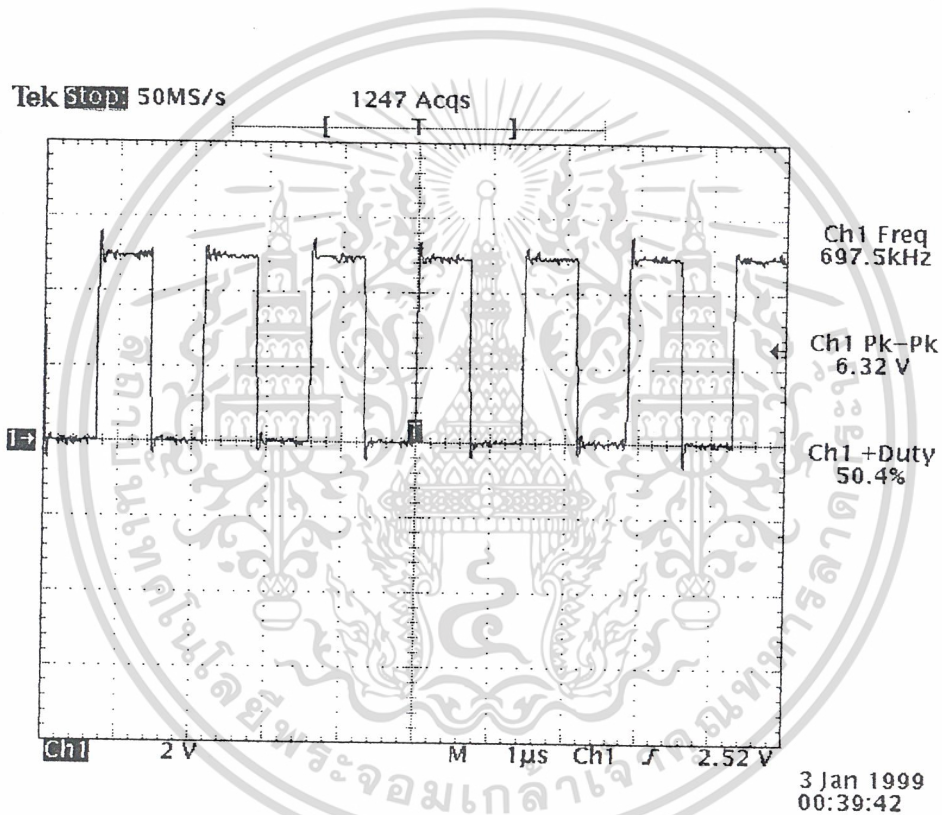
Title		
Size	Number	Revision
B		
Date:	1-Apr-1999	Sheet of
File:	C:\PFW\SCH\KING.SCH	Drawn By:

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

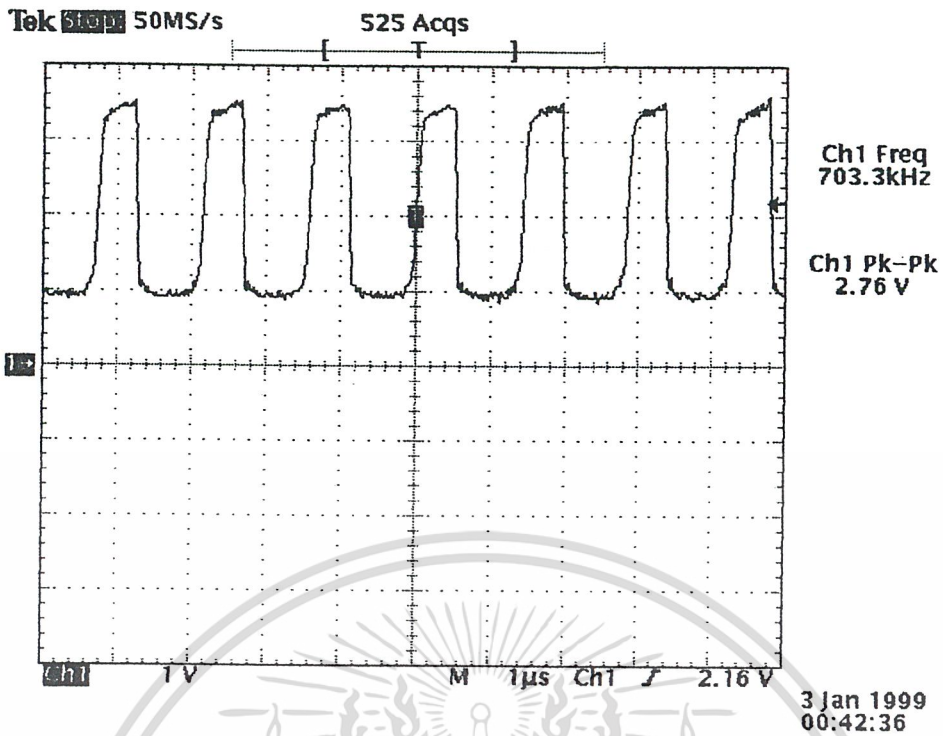
4.1 ผลการทดลองในส่วนของการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสง

หลังจากที่ได้ต่อวงจรตามที่ออกแบบไว้ในบทที่ 3 เรียบร้อยแล้วก็ได้ทำการทดลองวัดผลการทำงานของวงจรแต่ละส่วนว่าถูกต้องหรือไม่ ก่อนที่จะทำการต่อชุดการรับส่งข้อมูลเข้ากับเครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งได้ทำการวัดผลของสัญญาณตามจุดต่างๆตามวงจรรวม สำหรับข้อมูลที่เป็นอินพุทของภาคส่งได้นำมาจากเอาต์พุทของฟังก์ชันเจนเนอเรเตอร์

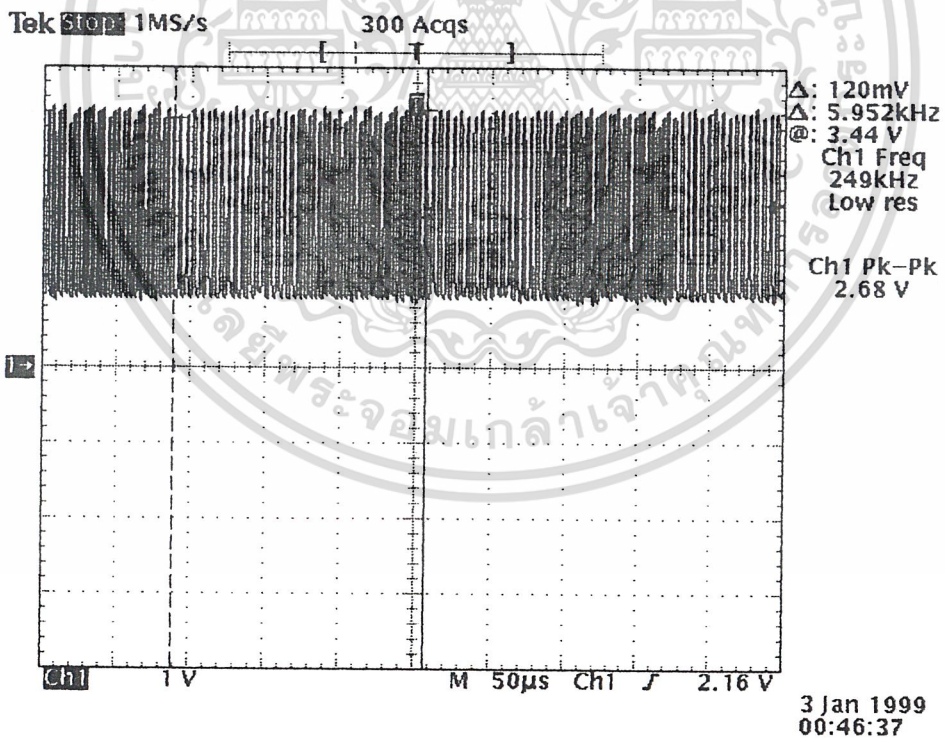


รูปที่ 4.1.1 เอาต์พุทภาคส่งที่ขา4ของ IC 74HC4046 เมื่อยังไม่ป้อนอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

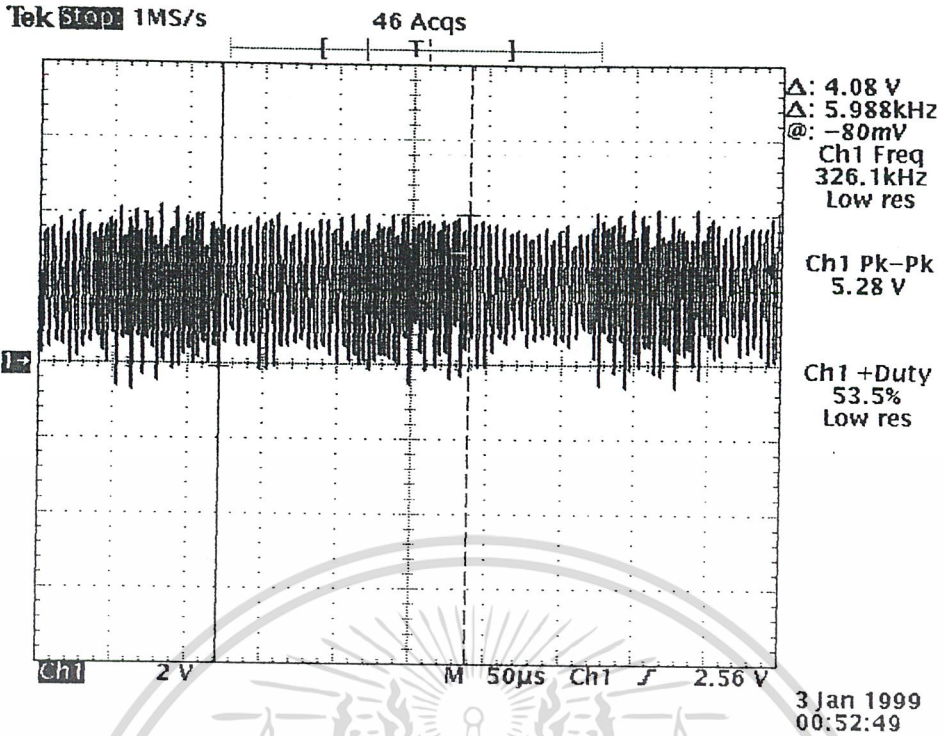


รูปที่ 4.1.2 สัญญาณที่ขาคอลเลคเตอร์ของ 2N3904

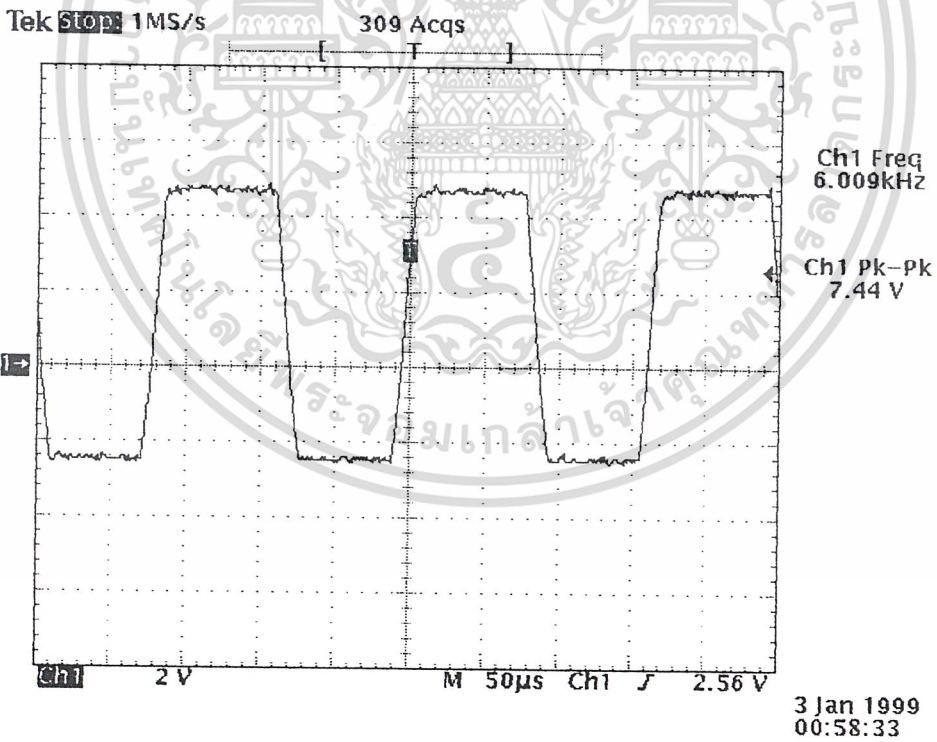


รูปที่ 4.1.3 การมอดูเลตแบบ FSK ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ 2N3904

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

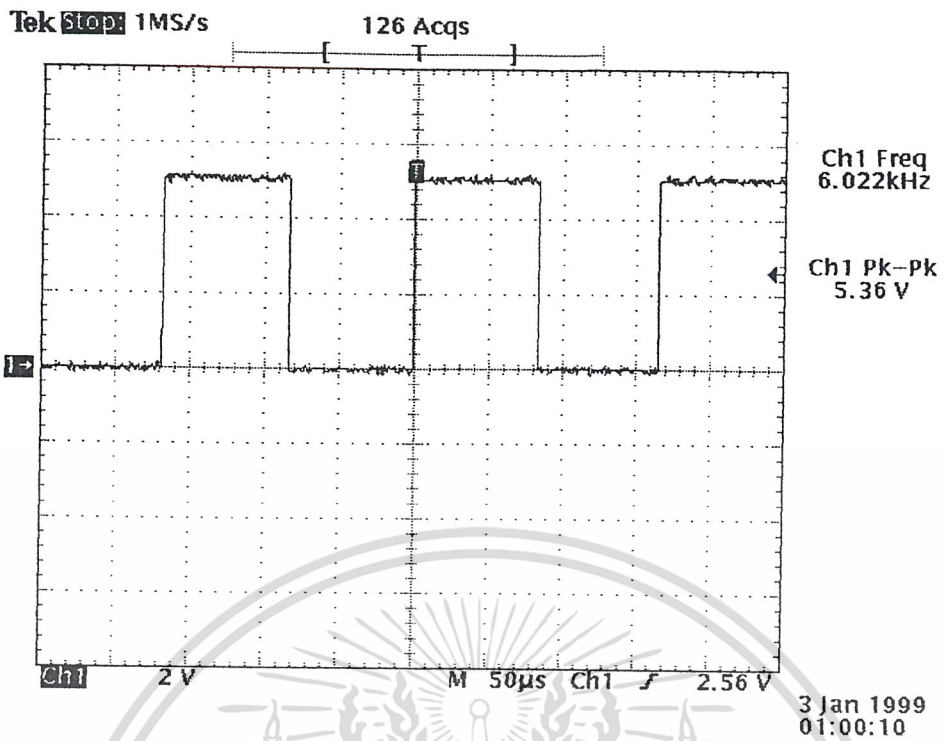


รูปที่ 4.1.4 สัญญาณที่รับได้ที่ขาคอลเลคเตอร์ของ BC548 ทางภาครับ



รูปที่ 4.1.5 เอาท์พุทภาคคอมพาราเตอร์ที่ขา6ของ IC 741

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.1.6 เอาท์พุทที่ออกจาก NOT GATE ทางภาครับ

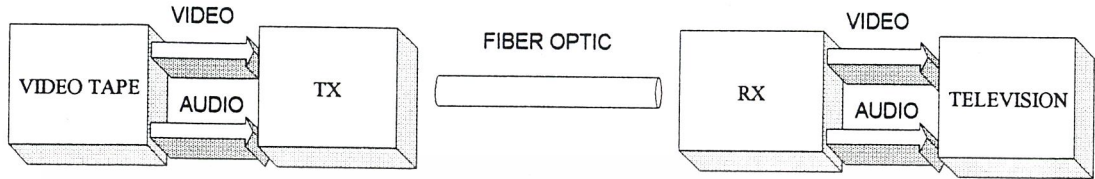


รูปที่ 4.1.7 แสดงการต่อชุดรับส่งข้อมูลเข้ากับคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

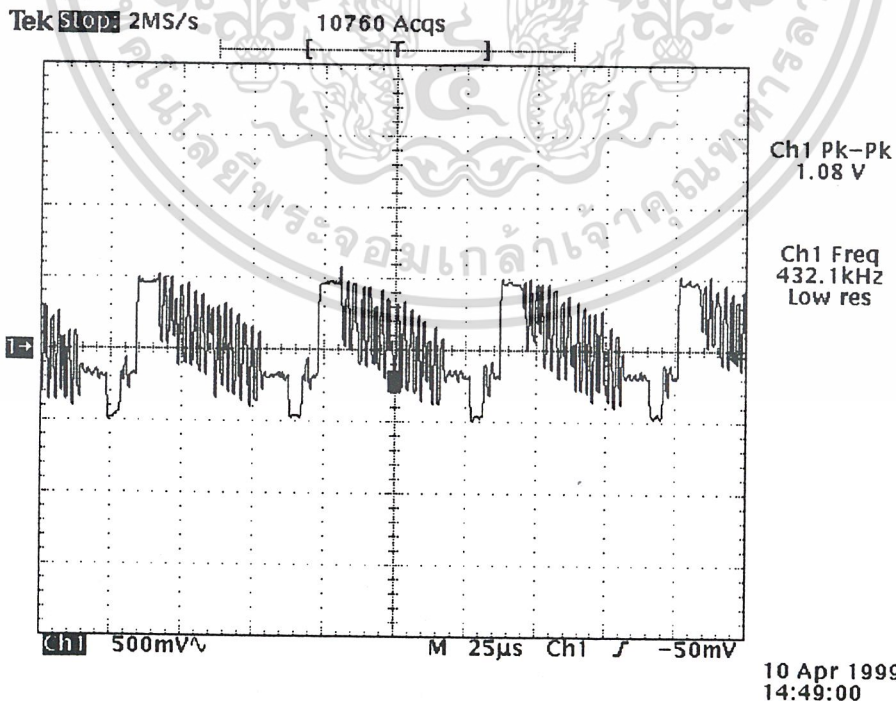
4.2.1 ได้ทำการทดลองโดยใช้สัญญาณอินพุทจากเครื่องเล่นวีดีโอเทปต่อผ่านเครื่องส่งผ่านเส้นใยแสงไปยังเครื่องรับ แล้วนำสัญญาณภาพที่ได้ต่อออกแสดงผลทางโทรทัศน์ตามบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 4.2.1



รูปที่ 4.2.1 การทดลองส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสง

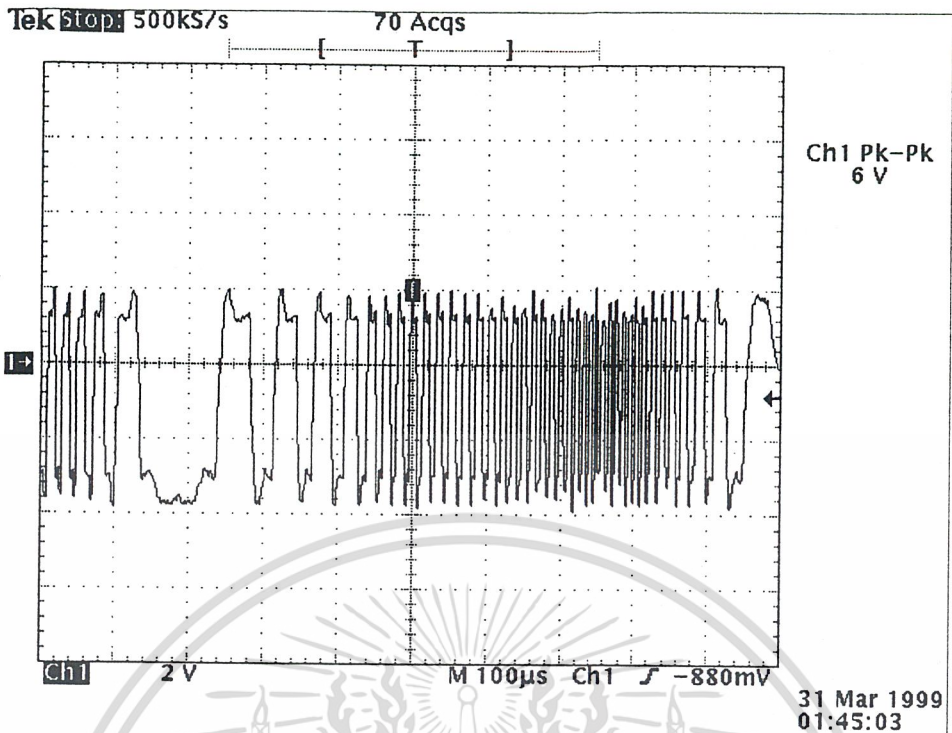
สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงจะออกจากเครื่องเล่นวีดีโอเทปที่จุด VIDEO OUT และ AUDIO OUT ตามลำดับ เราจะนำสัญญาณจากจุดนี้ต่อเข้ากับอินพุทของเครื่องส่งเพื่อให้รวมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้าด้วยกันก่อนจะส่งผ่านเส้นใยแสงไปสู่เครื่องรับ โดยที่เครื่องรับจะทำการแยกเอาสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงออกมาแล้วป้อนเข้า VIDEO IN และ AUDIO IN ของเครื่องรับโทรทัศน์ต่อไป

4.2.2 จะใช้สัญญาณภาพอินพุทจากกล้องวีดีโอและให้แสดงภาพที่ได้ ออกทางคอมพิวเตอร์ สำหรับสัญญาณเสียงไม่ได้ทำการมัลติเพล็กซ์ไปกับสัญญาณภาพเนื่องจากกล้องที่นำมาทดลองไม่มีส่วนของไมค์รับสัญญาณเสียง

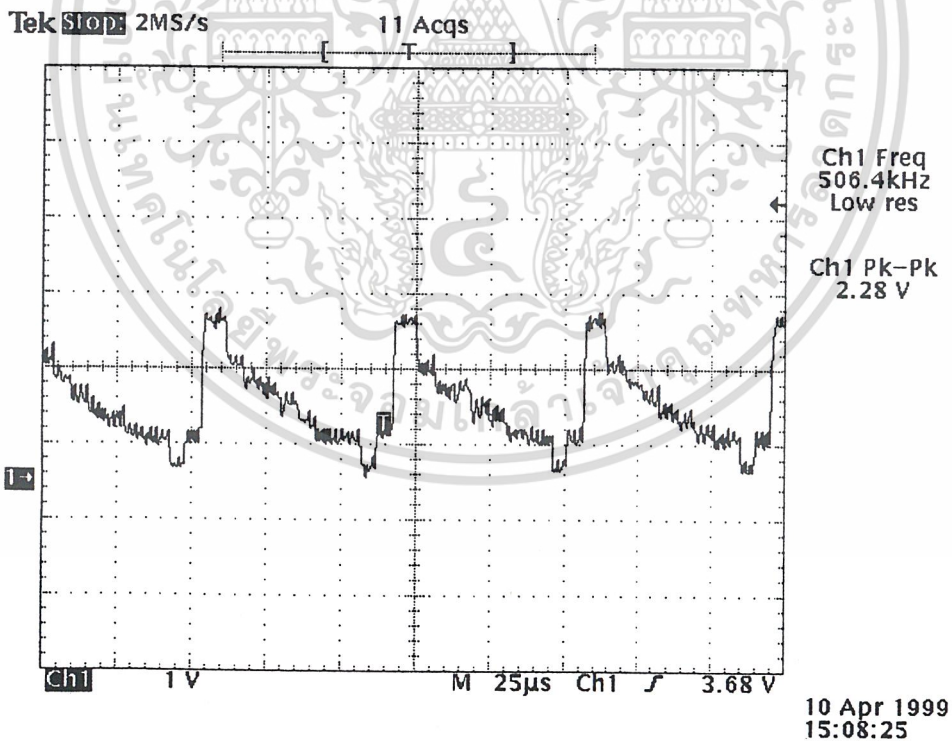


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลทางนโยบายที่จำเป็นต้องใช้เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2.2 สัญญาณภาพแถบบาร์สีทางอินพุทเครื่องส่ง

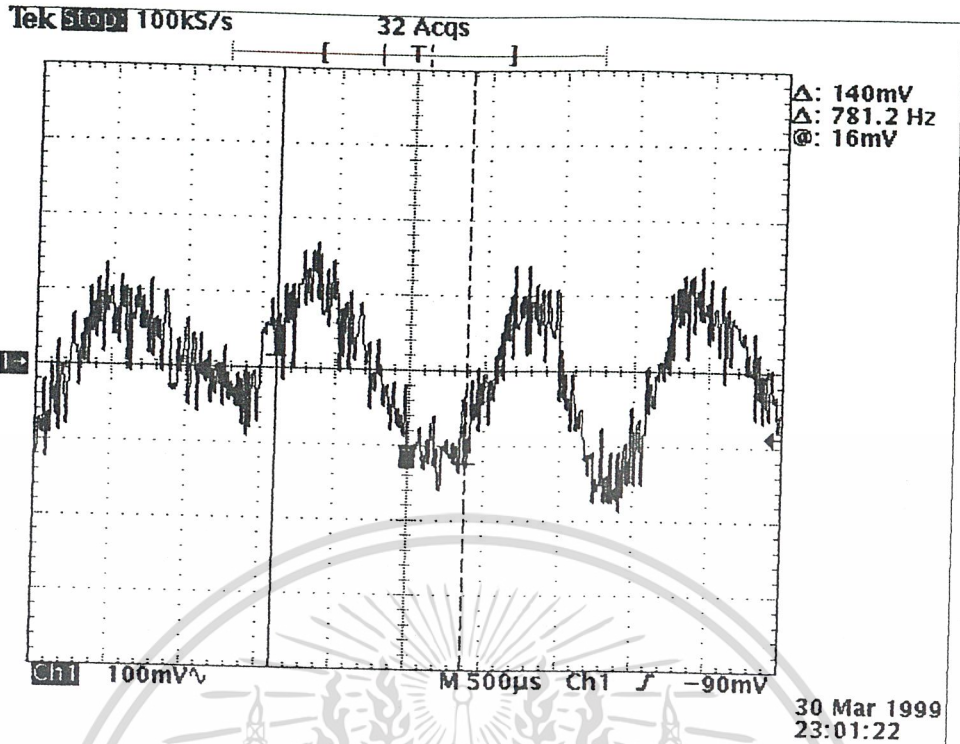


รูปที่ 4.2.3 การมอดูเลตแบบ FM ของภาค AUDIO



รูปที่ 4.2.4 สัญญาณภาพแถบบาร์สีที่ได้ทางเอาต์พุตเครื่องรับ

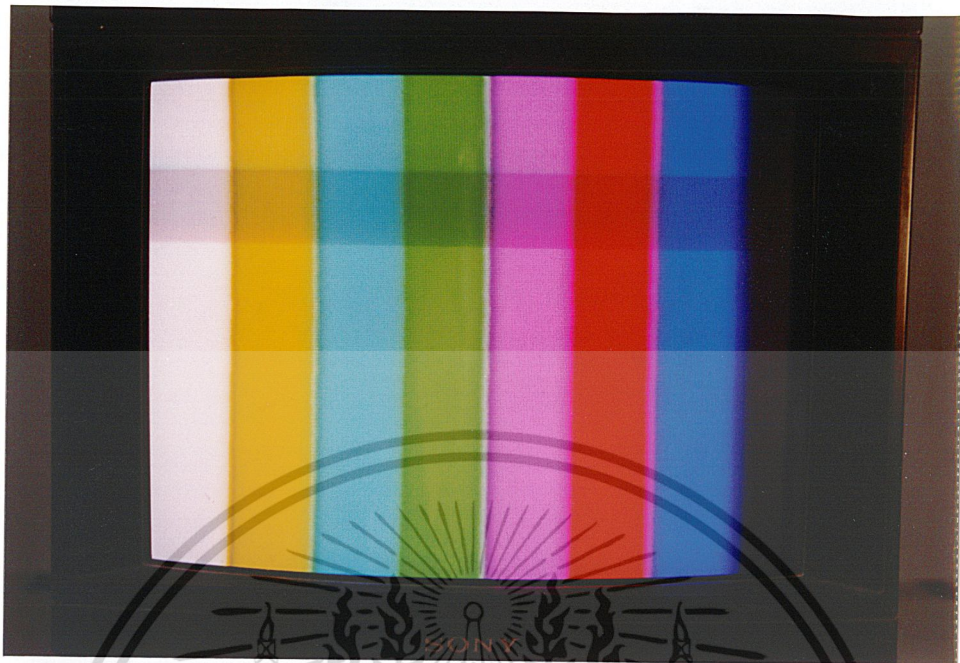
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2.5 สัญญาณเสียงที่ได้ทางเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับอาจารย์งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 4.2.6 ภาพแสดงการต่อชุดทดลองการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยนำแสง
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2.7. ภาพแถบบาร์สีเมื่อต่อตรงแสดงผลออกทางโทรทัศน์



รูปที่ 4.2.8. ภาพแถบบาร์สีเมื่อต่อผ่านเส้นใยแก้วนำแสงแสดงผลออกทางโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นที่พิมพ์เผยแพร่ในหนังสือของกองส่งเสริมวิทยุโทรทัศน์และการกระจายเสียง



รูปที่ 4.2.9 ภาพจากวิดีโอเมื่อแสดงผลออกทางโทรทัศน์โดยตรง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 4.2.10 ภาพจากวิดีโอแสดงผลออกทางโทรทัศน์เมื่อต่อผ่านเส้นใยแก้วนำแสง



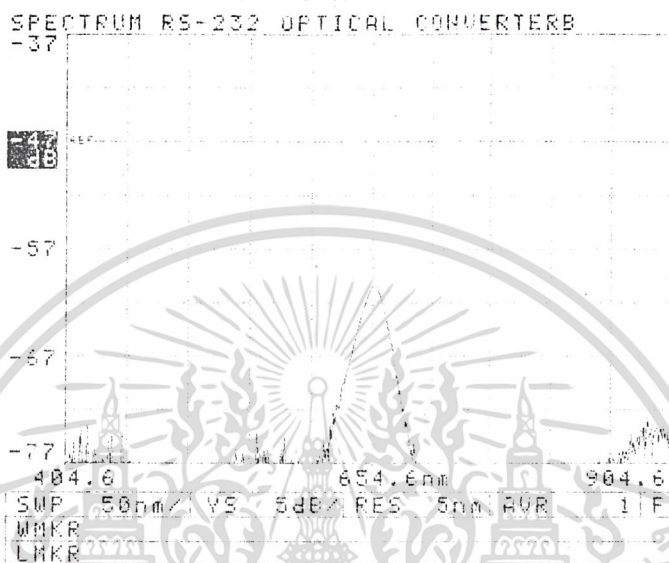
รูปที่ 4.2.11 ภาพจากกล้องวิดีโอเมื่อแสดงผลออกทางคอมพิวเตอร์โดยตรง



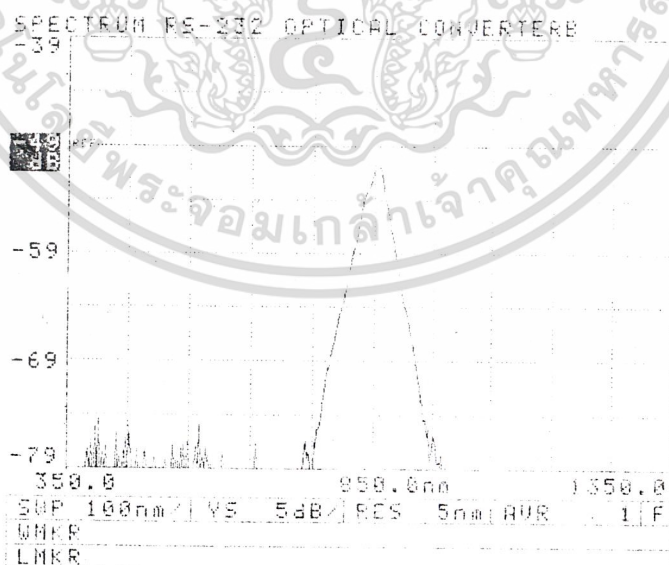
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.2.12 ภาพจากกล้องวิดีโอแสดงผลออกทางคอมพิวเตอร์เมื่อต่อผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

4.3 การทดลองวัดสเปกตรัมของแหล่งกำเนิดแสง

เนื่องจากแหล่งกำเนิดแสงจะมีความยาวคลื่นและความกว้างของสเปกตรัมที่แคบต่างกัน ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้ LED ที่แตกต่างกัน 2 เบอร์ในการทดลองและเพื่อให้เห็นจริงว่าสเปกตรัมสมบัติทางแสงของ LED ที่ระบุในค่าตัวชี้กับที่วัดได้จริงมีค่าที่ตรงกัน การวัดจะใช้เครื่อง OPTICAL SPECTRUM ANALYSER ซึ่งมีอินพุตที่สามารถรับสัญญาณแสงผ่านทางเส้นใยแสงโดยตรง



รูปที่ 4.3.1 สเปกตรัมของ LED เบอร์ MFOE 76

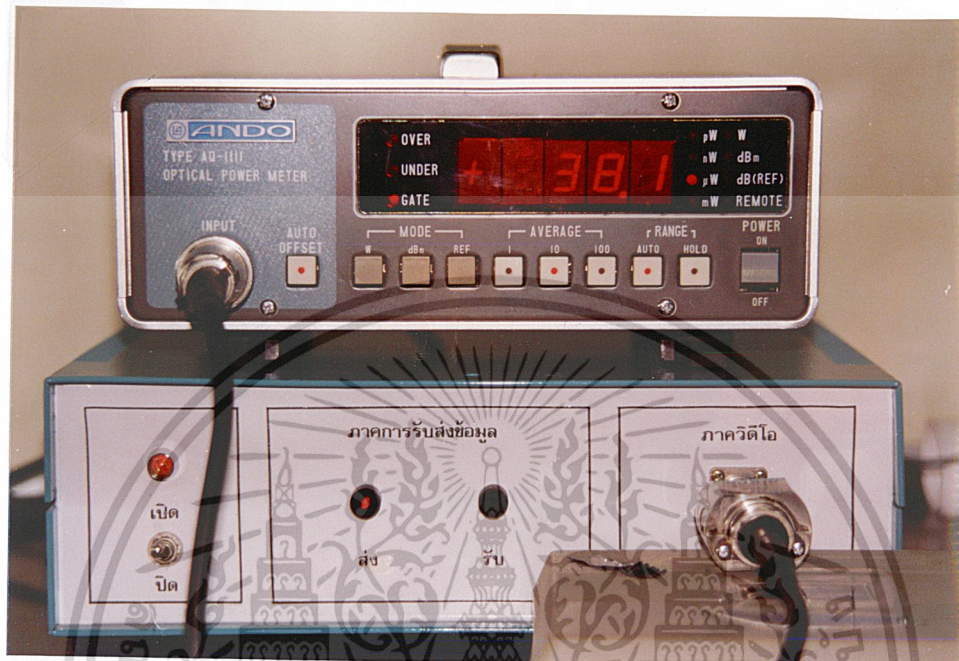


รูปที่ 4.3.2 สเปกตรัมของ LED ที่ใช้ส่งสัญญาณภาพและเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดลองวัดกำลังงานสูญเสียของเส้นใยแสง

ในการส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสงย่อมเกิดการสูญเสียกำลังงานภายในเส้นใยแก้วนำแสง และระหว่างขั้วต่อหัวส่งและหัวรับ การวัดกำลังงานสูญเสียจะใช้ OPTICAL POWER METER วัด



รูปที่ 4.4.1 ค่ากำลังงานที่วัดได้จากเอาต์พุตของตัวส่งแสงโดยตรง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น **รูปที่ 4.4.2 ค่ากำลังงานที่วัดได้ที่ปลายของเส้นใยแก้วนำแสง** ในการทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถหาค่าการสูญเสียภายในเส้นใยแสงและข้อต่อได้จาก

$$LOSS = 10 \text{LOG} \frac{23 \mu W}{38.1 \mu W} = -2.19 \text{dB}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทวิจารณ์และบทสรุป

ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่าโครงการนี้จะประกอบด้วยกัน 2 ส่วน คือส่วนของการรับส่งข้อมูลและ ส่วนของการส่งสัญญาณภาพและเสียง ผลการทดลองในชุดของการรับส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์นั้น สามารถทำการรับส่งข้อมูลได้ ส่วนการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง เมื่อเราได้ทดลอง นำสัญญาณอินพุทจากเครื่องเล่นวีดีโอเทปแล้วให้แสดงภาพออกทางโทรทัศน์สี ผลที่ได้ปรากฏว่า สามารถตีเทกสัญญาณภาพและเสียงออกมาได้ ภาพที่ได้มีความชัดเจนดีใกล้เคียงกับภาพที่ได้เมื่อต่อตรง โดยไม่ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง ส่วนสัญญาณเสียงก็มีความชัดเจนดีเพียงแต่ในบางครั้งช่วงที่สัญญาณเสียง มีความดังก็จะไปรบกวนภาพที่ปรากฏอยู่ให้เป็นเม็ดขาวๆเล็กๆทั่วจอเพียงเล็กน้อยและเมื่อเราทำการ ทดลองโดยนำสัญญาณอินพุทจากกล้องวีดีโอแล้วให้แสดงภาพออกทางคอมพิวเตอร์ ภาพที่ได้ก็มีคุณภาพ ใกล้เคียงเหมือนต่อตรงไม่ผ่านเส้นใยแก้วนำแสง(ดูภาพในหน้าผลการทดลอง)

สำหรับปัญหาและอุปสรรคเมื่อทำโครงการคือ ปัญหาในการจัดหาตัวส่งแสงและตัวรับแสง โครงการนี้ใช้ตัวส่งแสงและตัวรับแสง 2 แบบคือ แบบที่ใช้กับเส้นใยแสงพลาสติก ซึ่งหาซื้อไม่ได้ต้องใช้ เวลานานจึงจะหาได้ สำหรับตัวส่งแสงและตัวรับแสงที่ใช้ส่งสัญญาณภาพและเสียงต้องทำการสั่งซื้อจาก ต่างประเทศและมีราคาแพงมาก การที่ต้องเสียเวลาในส่วนของการจัดหาตัวส่งและตัวรับแสงทั้ง 2 แบบ ทำให้สูญเสียเวลาในการทดลองไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

เนื่องด้วยโครงการนี้สำเร็จลุล่วงได้ดีด้วยการช่วยเหลือจากบุคคลหลาย ๆ ฝ่าย ทางเราคณะผู้จัดทำขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ อภินันท์ มัชฌานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา รวมถึงอาจารย์ทุกๆท่านที่ได้คอยประสิทธิ์ประสาทวิชาให้ และที่ขาดไม่ได้ขอขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่ง บิดา และ มารดา ในทุกๆสิ่งทุกๆอย่างที่ทำให้เรามารถึงจุดนี้ได้ และท้ายสุดขอขอบคุณเพื่อนๆที่คอยให้ข่าวสารและกำลังใจมาโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. Harol B.Killen,Fiber Optic Communication, McGraw-Hill,1988
2. Joseph C.Palais,Fiber optic Communication,Prentice-Hall,1988
3. Kimberil S.Hansen,FIBER OPTIC REFERENCE GUIDE,Focal Press,1996
4. อภินันท์ มัชฌานนท์,การสื่อสารเส้นใยแสง,คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังกรุงเทพมหานคร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fiber Optics — FLCS Family Photo Detector Darlington Output

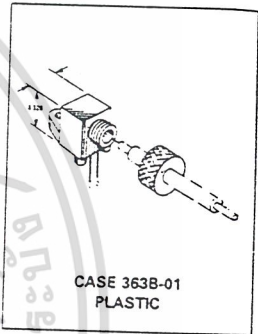
MFOD73

FLCS FAMILY
 FIBER OPTICS
 PHOTO DETECTOR
 DARLINGTON OUTPUT

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

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

- High Sensitivity Photodarlington Output
- Ideally Matched to MFOE76 Emitter for Plastic Fiber Systems
- Annular Passivated Structure for Stability and Reliability
- FLCS Package
 - Includes Connector
 - Simple Fiber Termination and Connection (Figure 4)
 - Easy Board Mounting
 - Molded Lens for Efficient Coupling
 - Mates with 1000 Micron Core Plastic Fiber (Eska SH4001)



5

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

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CE0}	60	Volts
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	150 2	mW mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-40 to +100	°C

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector Dark Current ($V_{CE} = 10\text{ V}$)	I_D	—	—	100*	nA
Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 10\text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	60	—	—	Volts

OPTICAL CHARACTERISTICS

Responsivity ($V_{CC} = 5\text{ V}$, Figure 2)	R	1,000	1,500	—	$\mu\text{A}/\mu\text{W}$
Saturation Voltage ($\lambda = 850\text{ nm}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$) ($P_{in} = 1\ \mu\text{W}$, $I_C = 2\text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.75	1	Volts
Turn-On Time	$R_L = 100\ \Omega$, $P_{in} = 1\ \mu\text{W}$, $\lambda = 850\text{ nm}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$	t_{on}	—	125	μs
Turn-Off Time		t_{off}	—	150	μs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ 5-10 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOD73

TYPICAL COUPLED CHARACTERISTICS

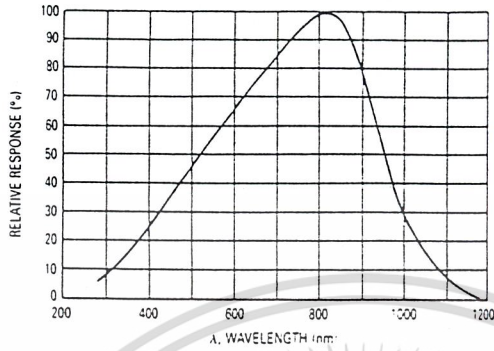


Figure 1. Relative Spectral Response

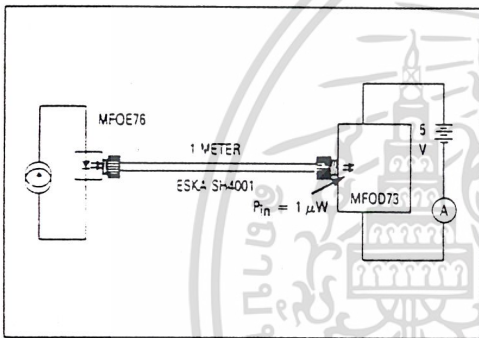


Figure 2. Responsivity Test Configuration

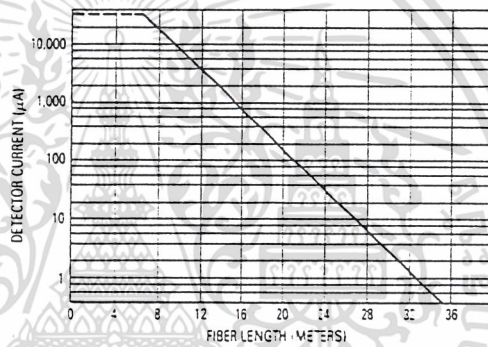


Figure 3. Detector Current versus Fiber Length

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

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

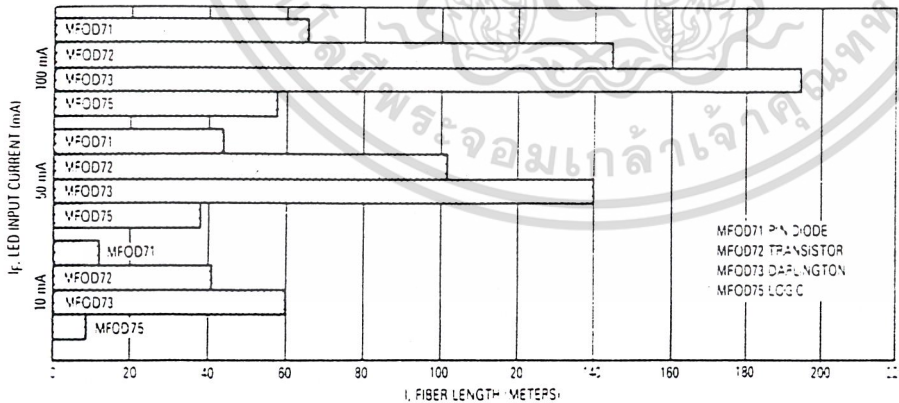


Figure 4. MFOE76 Working Distances

MFOD73

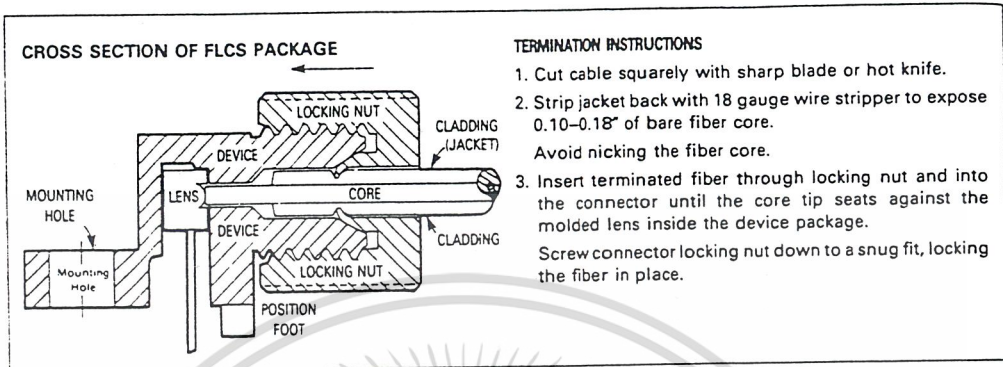


Figure 5. FO Cable Termination and Assembly

INPUT SIGNAL CONDITIONING

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

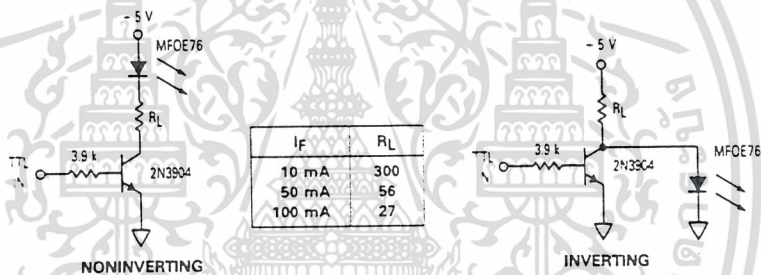


Figure 6. TTL Transmitters

OUTPUT SIGNAL CONDITIONING

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

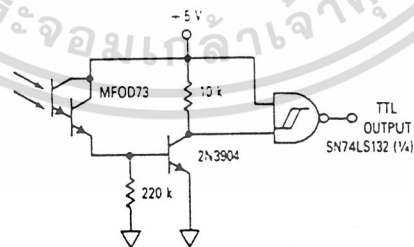
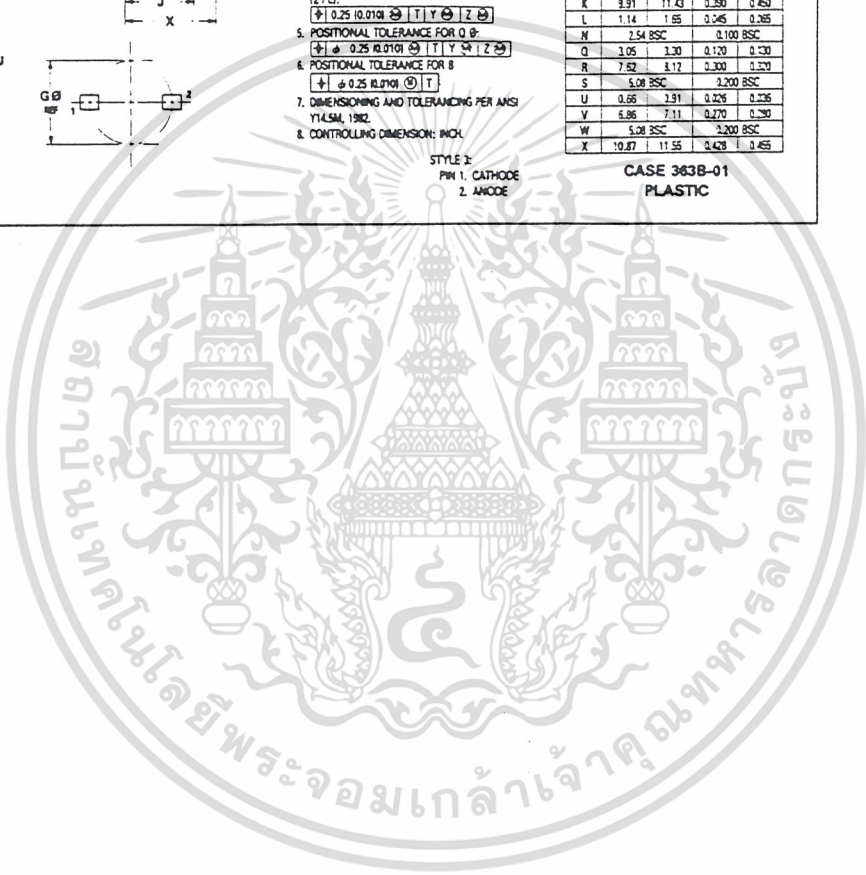
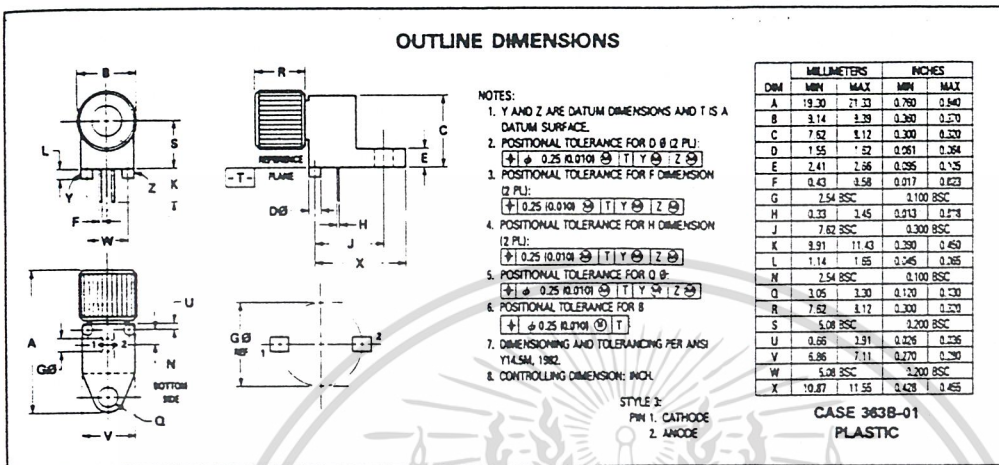


Figure 7. 1 kHz Darlington Receiver

5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOD73



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

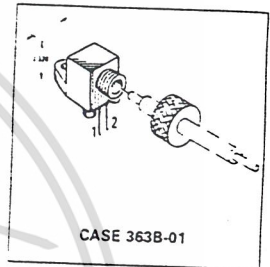
Fiber Optics — FLCS Family Visible Red LED

This device is designed for low cost, medium frequency, fiber optic systems using 1000 micron core plastic fiber. It is compatible with Motorola's wide variety of detector functions from the MFOD70 series. The MFOE76 employs gallium aluminum technology, and comes pre-assembled into the convenient and popular FLCS connector.

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

MFOE76

FLCS FAMILY
FIBER OPTICS
VISIBLE RED
LED
 660 nm



MAXIMUM RATINGS

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

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

5

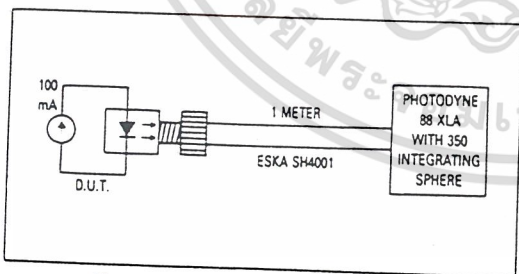


Figure 1. Power Launched Test Setup

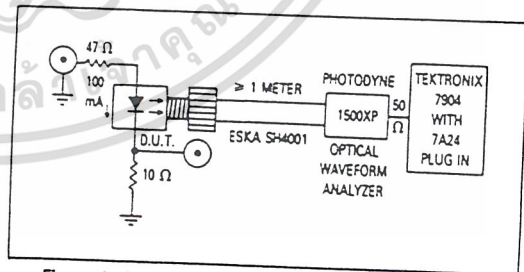


Figure 2. Optical Turn-On and Turn-Off Test Setup

MFOE76

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

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

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

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Peak Wavelength ($I_F = 50\text{ mA}$)	λ_p	—	660	—	nm
Instantaneous Power Launched ($I_F = 100\text{ mA}$, Figure 1)	P_L	200	540	—	μW
Optical Turn-On Time (Figure 2)	t_{on}	—	200	—	ns
Optical Turn-Off Time (Figure 2)	t_{off}	—	150	—	ns
Half-Power Electrical Bandwidth (1)	BWe	—	6	—	MHz

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

TYPICAL CHARACTERISTICS

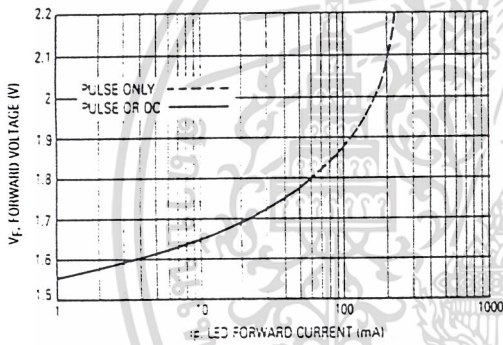


Figure 3. Forward Voltage versus Forward Current

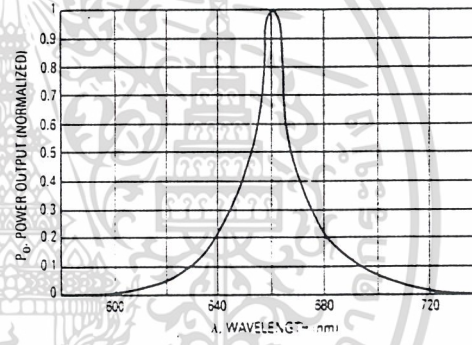


Figure 4. Relative Spectral Output

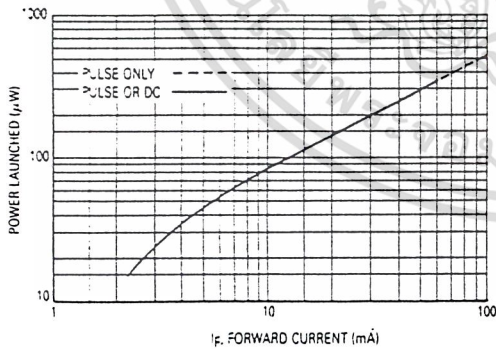


Figure 5. Power Launched versus LED Forward Current

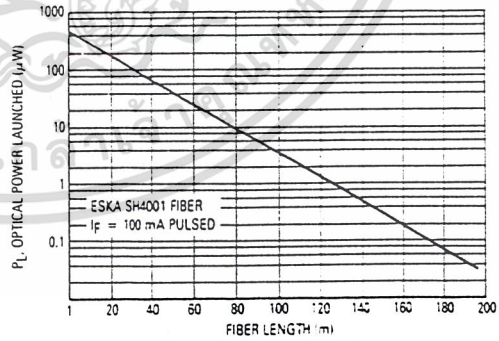


Figure 6. Power Launched versus Fiber Length

MFOE76

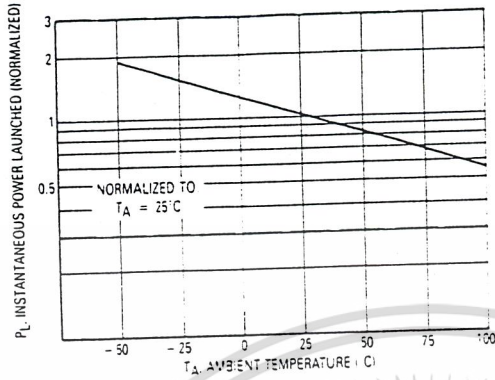


Figure 7. Instantaneous Power Output versus Ambient Temperature

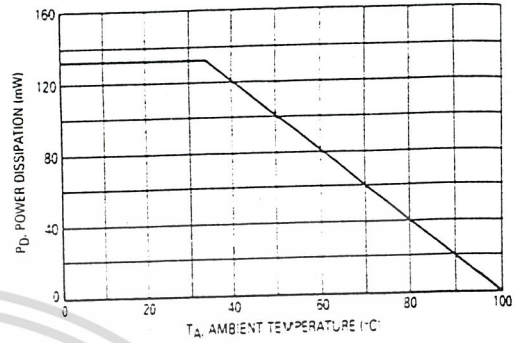


Figure 8. Power Dissipation

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

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

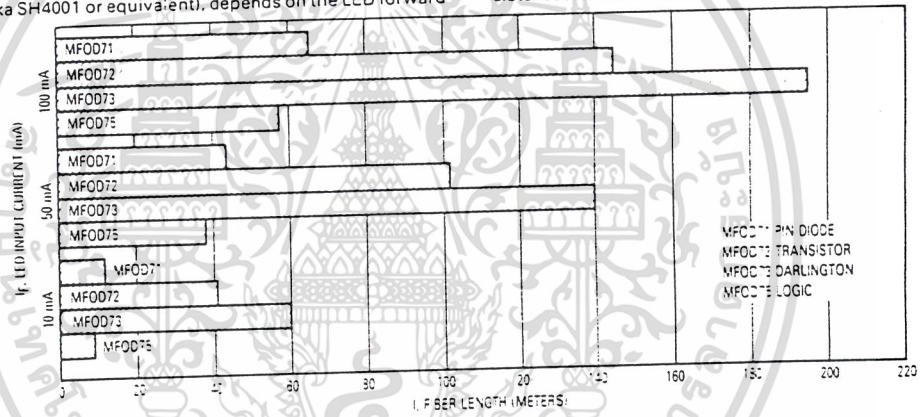


Figure 9. MFOE76 Working Distances

5

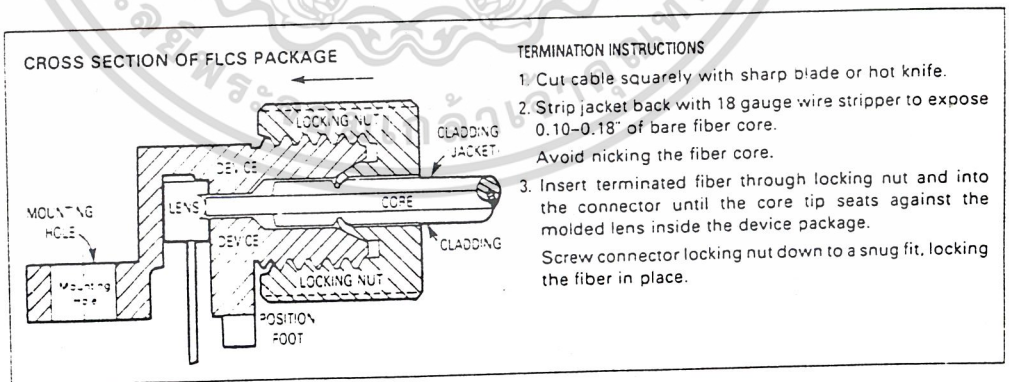
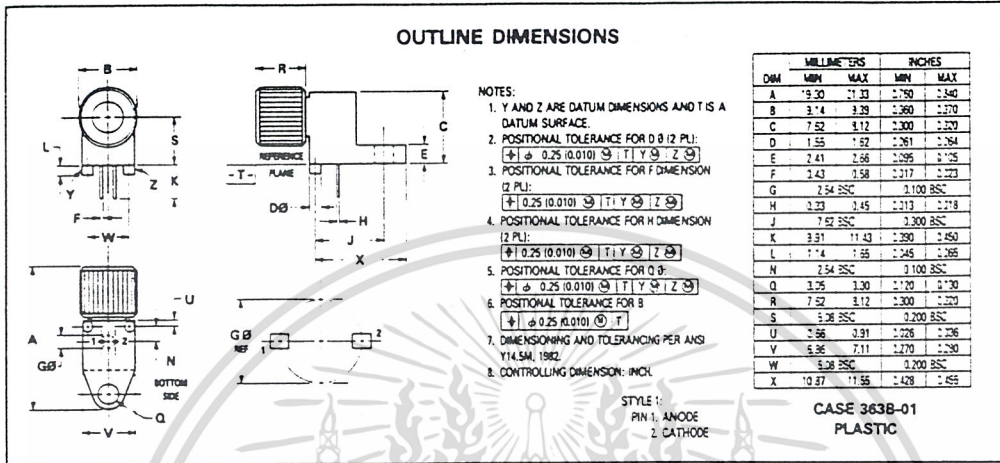


Figure 10. FO Cable Termination and Assembly

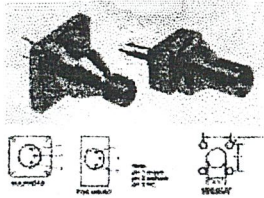
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MFOE76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SMA/ST Emitters/Transmitters



Supplied to K by Honeywell Optoelectronics

A range of GaAlAs surface emitting LEDs, optically aligned in either SMA or ST housings offering PCB or bulkhead mounting options. The devices are designed to provide direct connection to the RS range of terminated fibre optic leads or any other compatible SMA or ST connector. The active device is an HFE4020 and is selected for output power.

Technical Specification

Absolute max. ratings

Forward current, I_F	100 mA
Reverse voltage V_R (at 10 μ A)	1 V
Operating temperature range	-40°C to + 100°C

Optoelectronic characteristics at 25°C.

	<i>min</i>	<i>typ.</i>	<i>max.</i>
V_F at $I_F=100$ mA		1.6 V	1.8 V
Peak emission wavelength ($I_F=100$ mA)		850 nm	
Spectral bandwidth	50 nm		
Response time	t_r	4 ns	8 ns
($I_{pk}=100$ mA, 1 V Pre-bias)	t_f	6 ns	10 ns
Launch power*			
Low power emitter			
(a) 50/125 μ m glass		3 μ W min. (-25 dBm)	
(b) 200 μ P.C.S.		50 μ W min. (-13 dBm)	
High power emitter			
(a) 50/125 μ m glass		10 μ W min. (-20 dBm)	
(b) 200 μ m P.C.S.		160 μ W min. (-8 dBm)	

* Measured at the end of a 10 m length of fibre optic cable.

I = 1

type **stock no.**

low power emitters

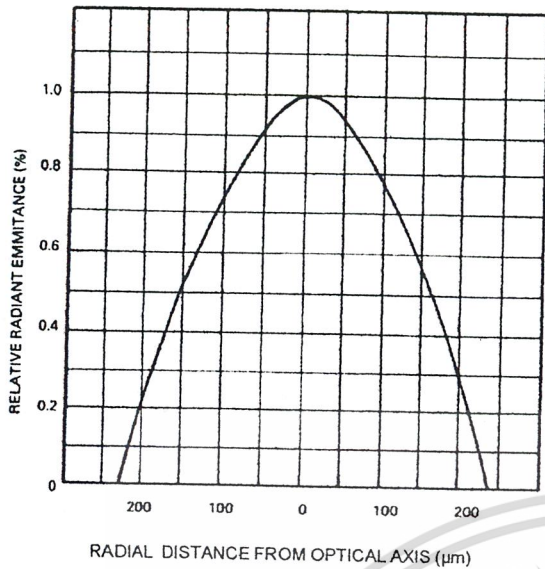
bulkhead SMA	633-290
PCB mount SMA	633-307

high power emitter

bulkhead SMA	633-313
PCB mount SMA	633-329
PCB mount ST	194-414

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 10 Uniformity of optical output

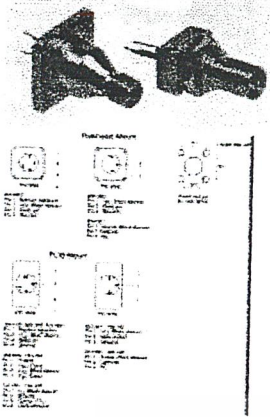
Electro-optical characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$)- Emitters

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Forward voltage, V_F	$I_F = 100\text{mA}$		1.6	1.8	V
Reverse voltage, V_R	$I_R = 10\mu\text{A}$	1.0	5.0		V
Series resistance, R_S			4		Ω
Device capacitance, C	$V_R = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$		70		pF
Peak emission wavelength, λ_p	$I_F = 100\text{mA}$		850		nm
Spectral bandwidth, $\Delta\lambda$			50		nm
Response time, t_r t_f	$I_{\text{peak}} = 100\text{mA}$ Prebias = 1V		4 6	8 10	ns ns
Launch power*					
Low power emitter (RS stock no. 633-290, 633-307)	50/125µm glass 200µm PCS	3µW (-25dBm) 50µW (-13dBm)			
High power emitter (RS stock no. 633-313, 633-329)	50/125µm glass 200µm PCS	10µW (-20dBm) 160µW (-8dBm)			

* Measured at the end of a 10m length of fibre optic cable.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fibre Optic SMA/ST Detectors/Receivers



Supplied to K by Honeywell Optoelectronics

A wide range of analogue and digital receivers designed to match the low and high power emitters.

50MHz PIN Diode

A planar silicon PIN diode optically aligned in SMA/ST housings, either bulkhead or PCB mounting. The device features low junction capacitance fast response and can be used at rates upto 50MHz. The active device is an HFD3022-002.

Technical Specification

Peak spectral response (typ)	850nm
Peak responsivity 850nm (50 μ m)	0.58A/W
Dark current (max)	2nA
Capacitance	2.1pF
Reverse breakdown voltage (typ)	250V
Rise/Fall time (5V)	17ns
(90V)	1ns
Operating temperature	-40°C to +100°C

I = 1

type	stock no.
50MHz PIN Rx	
bulkhead SMA	633-357
PCB mount SMA	633-363
PCB mount ST	194-436

50MHz PIN Diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้าน **Page 1**

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Detectors

PIN Diode (**RS** stock nos. 633-357, 633-363)

Absolute maximum ratings

Reverse voltage (V_R ($I_R = 10\mu A$)) _____ 110V
 Operating temperature range _____ -40°C to + 100°C

Schmitt receiver (**RS** stock nos. 633-335, 633-341)

Absolute maximum ratings

Supply voltage _____ 4.5V to 16V
 Continuous output sink current _____ 18mA
 Operating temperature range _____ -40°C to + 100°C

Figure 11 Spectral response
 (**RS** stock no. 633-357 and 633-363)

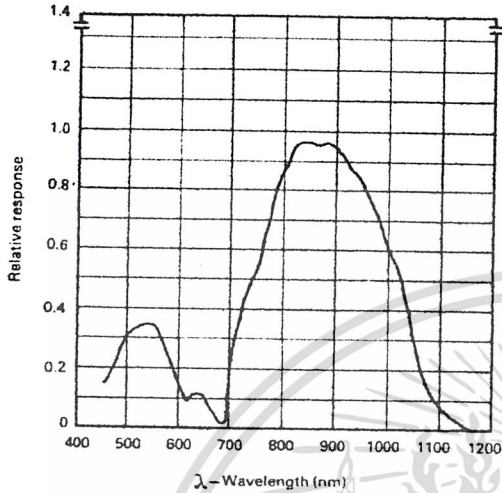
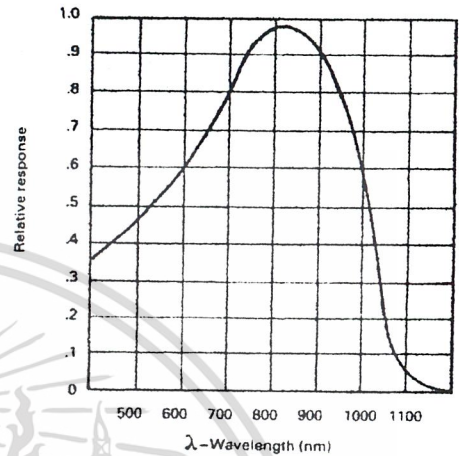


Figure 12 Spectral response
 (**RS** stock nos. 633-335, 633-341)

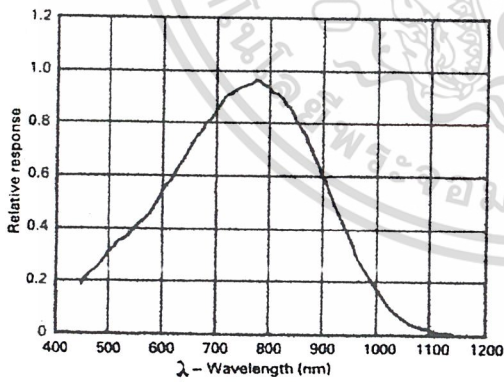


PIN photodiode + preamp analogue receiver 40 MHz
 (**RS** stock nos. 652-982, 652-998)

Absolute maximum ratings

Operating temperature range _____ -40°C to + 100°C
 Supply voltage _____ 4.5V to 5.5V
 Optical signal level _____ 0.8μW to 80μW

Figure 13 Spectral response
 (**RS** stock nos. 652-982, 652-998)



Electro-optical characteristics ($T_A = 25^\circ C$) - PIN diode (**RS** stock no. 633-357, 633-363)

Parameter	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Peak response wavelength, λ_p			850		nm
Spectral sensitivity	$\lambda = 850nm$		0.52		A/W
Dark current, I_D	$V_R = 5V$		0.05	2	nA
Capacitance	$V_R = 5V, f = 1MHz$		2.1		pF
Response time, t_r	$V_R = 5V$		17	30	ns
	$V_R = 15V$		5	10	ns

Fibre Optics

- Connectors
- Cables and Fibre
- Termination Tools
- Cable Assemblies
- Active Devices

Fibre optics can provide solutions to many of the problems normally associated with transmission system design. The most significant advantages being:

- freedom from electro-magnetic interference
- freedom from crosstalk
- complete electrical isolation
- elimination of sparking and fire hazards
- absence of ground loops
- security of transmission
- increased bandwidth and lower transmission losses than in coaxial cables at high frequency
- low weight compared to electrical copper cable

200 μ PCS Terminated Optical Leads



A plastic coated silica (PCS) 200 μ m core diameter, step index, fibre of numerical aperture 0.27. Attenuation (820 nm) 7 dB/km typ., 10 dB/km max. Bandwidth 25 MHz/km. **Note:** the optical leads are designed to operate in the range 800 nm-880 nm. Outside these wavelengths the attenuation increases appreciably and is not specified. The optical fibre is housed, with Kevlar™ strength members, in a polyvinyl chloride (PVC) sheath with an overall diameter of 4.8 mm nominal. Terminated at each end with a 9 mm SMA connector (MIL-S-1863). The links are available in a range of lengths and may be coupled together using the **RS** in-line connector **456-419**. Operating temperature range -15°C to +50°C. Minimum bend radius 50 mm, maximum tensile load 300 N. Connector material: nickel-plated brass.

Maximum in-line attenuation between connectors
2 dB per connector.

Caution : Do not exceed the stated minimum bend radius.

x = 1

length (m)	stock no.
2	368-564
5	368-570
10	368-586
20	368-592
25	368-609
50	368-615
100	368-637

™ Kevlar is the trade mark of DuPont de Nemours.

200 PCS Terminated Optical Leads

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Phase-Locked Loop

High-Performance Silicon-Gate CMOS

The MC574HC4046A is similar in function to the MC14046 Metal gate CMOS device. The device inputs are compatible with standard CMOS outputs; with pullup resistors, they are compatible with LSTTL outputs.

The HC4046A phase-locked loop contains three phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO) and unity gain op-amp DEMOUT. The comparators have two common signal inputs, COMP_{IN}, and SIG_{IN}. Input SIG_{IN} and COMP_{IN} can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor to small voltage signals). The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal PC1_{OUT} and maintains 90 degrees phase shift at the center frequency between SIG_{IN} and COMP_{IN} signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading-edge sensing logic) provides digital error signals PC2_{OUT} and PC_{OUT} and maintains a 0 degree phase shift between SIG_{IN} and COMP_{IN} signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{OUT} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{IN} signal and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1 and R2. The unity gain op-amp output DEM_{OUT} with an external resistor is used where the VCO_{IN} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input, when high, disables the VCO and all op-amps to minimize standby power consumption.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

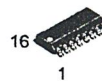
- Output Drive Capability: 10 LSTTL Loads
- Low Power Consumption Characteristic of CMOS Devices
- Operating Speeds Similar to LSTTL
- Wide Operating Voltage Range: 3.0 to 6.0 V
- Low Input Current: 1.0 μ A Maximum (except SIG_{IN} and COMP_{IN})
- In Compliance with the Requirements Defined by JEDEC Standard No. 7A
- Low Quiescent Current: 80 μ A Maximum (VCO disabled)
- High Noise Immunity Characteristic of CMOS Devices
- Diode Protection on all Inputs
- Chip Complexity: 279 FETs or 70 Equivalent Gates

Pin No.	Symbol	Name and Function
1	PC _{OUT}	Phase Comparator Pulse Output
2	PC1 _{OUT}	Phase Comparator 1 Output
3	COMP _{IN}	Comparator Input
4	VCO _{OUT}	VCO Output
5	INH	Inhibit Input
6	C1A	Capacitor C1 Connection A
7	C1B	Capacitor C1 Connection B
8	GND	Ground (0 V) V _{SS}
9	VCO _{IN}	VCO Input
10	DEM _{OUT}	Demodulator Output
11	R1	Resistor R1 Connection
12	R2	Resistor R2 Connection
13	PC2 _{OUT}	Phase Comparator 2 Output
14	SIG _{IN}	Signal Input
15	PC3 _{OUT}	Phase Comparator 3 Output
16	VCC	Positive Supply Voltage

MC74HC4046A



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08

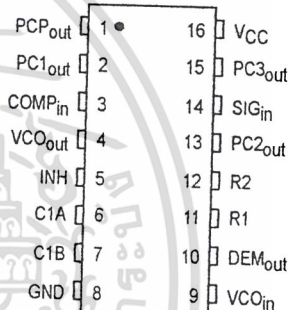


D SUFFIX
SOIC PACKAGE
CASE 751B-05

ORDERING INFORMATION

MC74HCXXXXAN Plastic
MC74HCXXXXAD SOIC

PIN ASSIGNMENT



MAXIMUM RATINGS*

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to + 7.0	V	
V _{in}	DC Input Voltage (Referenced to GND)	- 1.5 to V _{CC} + 1.5	V	
V _{out}	DC Output Voltage (Referenced to GND)	- 0.5 to V _{CC} + 0.5	V	
I _{in}	DC Input Current, per Pin	± 20	mA	
I _{out}	DC Output Current, per Pin	± 25	mA	
I _{CC}	DC Supply Current, V _{CC} and GND Pins	± 50	mA	
P _D	Power Dissipation in Still Air	Plastic DIP†	750	mW
		SOIC Package†	500	
T _{stg}	Storage Temperature	- 65 to + 150	°C	
T _L	Lead Temperature, 1 mm from Case for 10 Seconds Plastic DIP and SOIC Package†	260	°C	

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range GND ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{CC}. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either GND or V_{CC}). Unused outputs must be left open.

* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur. Functional operation should be restricted to the Recommended Operating Conditions.
 †Derating — Plastic DIP: - 10 mW/°C from 65° to 125°C
 SOIC Package: - 7 mW/°C from 65° to 125°C

For high frequency or heavy load considerations, see Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Parameter	Min	Max	Unit	
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND)	3.0	6.0	V	
V _{CC}	DC Supply Voltage (Referenced to GND) NON-VCO	2.0	6.0	V	
V _{in} , V _{out}	DC Input Voltage, Output Voltage (Referenced to GND)	0	V _{CC}	V	
T _A	Operating Temperature, All Package Types	- 55	+ 125	°C	
t _r , t _f	Input Rise and Fall Time (Pin 5)	V _{CC} = 2.0 V	0	1000	ns
		V _{CC} = 4.5 V	0	500	
		V _{CC} = 6.0 V	0	400	

[Phase Comparator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC} Volts	Guaranteed Limit			Unit
				- 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V _{IH}	Minimum High-Level Input Voltage DC Coupled SIG _{IN} , COMP _{IN}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	1.5	1.5	1.5	V
			4.5	3.15	3.15	3.15	
			6.0	4.2	4.2	4.2	
V _{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage DC Coupled SIG _{IN} , COMP _{IN}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.5	0.5	0.5	V
			4.5	1.35	1.35	1.35	
			6.0	1.8	1.8	1.8	
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage PCP _{OUT} , PCn _{OUT}	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	2.0	1.9	1.9	1.9	V
			4.5	4.4	4.4	4.4	
			6.0	5.9	5.9	5.9	
			4.5	3.98	3.84	3.7	
			6.0	5.48	5.34	5.2	

(continued)

[Phase Comparator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS – continued (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	V _{CC} Volts	Guaranteed Limit			Unit
				– 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage Q _a –Q _h PC ₂ OUT, PC _n OUT	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} – 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	2.0	0.1	0.1	0.1	V
			4.5	0.1	0.1	0.1	
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	4.5	0.26	0.33	0.4	
			6.0	0.26	0.33	0.4	
I _{in}	Maximum Input Leakage Current SIG _{IN} , COMP _{IN}	V _{in} = V _{CC} or GND	2.0	± 3.0	± 4.0	± 5.0	μA
			3.0	± 7.0	± 9.0	± 11.0	
			4.5	± 18.0	± 23.0	± 27.0	
			6.0	± 30.0	± 38.0	± 45.0	
I _{OZ}	Maximum Three-State Leakage Current PC ₂ OUT	Output in High-Impedance State V _{in} = V _{IH} or V _{IL} V _{out} = V _{CC} or GND	6.0	± 0.5	± 5.0	± 10	μA
I _{CC}	Maximum Quiescent Supply Current (per Package) (VCO disabled) Pins 3, 5 and 14 at V _{CC} Pin 9 at GND; Input Leakage at Pins 3 and 14 to be excluded	V _{in} = V _{CC} or GND I _{out} = 0 μA	6.0	4.0	40	160	μA

NOTE: Information on typical parametric values can be found in Chapter 2 of the Motorola High-Speed CMOS Data Book (DL129/D).

[Phase Comparator Section]

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, Input t_r = t_f = 6.0 ns)

Symbol	Parameter	V _{CC} Volts	Guaranteed Limit			Unit
			– 55 to 25°C	≤ 85°C	≤ 125°C	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} to PC ₁ OUT (Figure 1)	2.0	175	220	265	ns
		4.5	35	44	53	
		6.0	30	37	45	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} to PC ₂ OUT (Figure 1)	2.0	340	425	510	ns
		4.5	68	85	102	
		6.0	58	72	87	
t _{PLH} , t _{PHL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} to PC ₃ OUT (Figure 1)	2.0	270	340	405	ns
		4.5	54	68	81	
		6.0	46	58	69	
t _{PLZ} , t _{PHZ}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} Output Disable Time to PC ₂ OUT (Figures 2 and 3)	2.0	200	250	300	ns
		4.5	40	50	60	
		6.0	34	43	51	
t _{PZH} , t _{PZL}	Maximum Propagation Delay, SIG _{IN} /COMP _{IN} Output Enable Time to PC ₂ OUT (Figures 2 and 3)	2.0	230	290	345	ns
		4.5	46	58	69	
		6.0	39	49	59	
t _{TLH} , t _{THL}	Maximum Output Transition Time (Figure 1)	2.0	75	95	110	ns
		4.5	15	19	22	
		6.0	13	16	19	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 3-3 ศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์อื่นใด MOTOROLA

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[VCO Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to GND)

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
				- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
V _{IH}	Minimum High-Level Input Voltage INH	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	2.1	2.1	2.1	2.1	2.1	V	
			4.5	3.15	3.15	3.15	3.15			
			6.0	4.2	4.2	4.2	4.2			
V _{IL}	Maximum Low-Level Input Voltage INH	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	0.90	0.9	0.9	0.9	V		
			4.5	1.35	1.35	1.35	1.35			
			6.0	1.8	1.8	1.8	1.8			
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage VCO _{OUT}	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	3.0	1.9	1.9	1.9	1.9	V		
			4.5	4.4	4.4	4.4	4.4			
		6.0	5.9	5.9	5.9	5.9				
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	4.5	3.98	3.84	3.7	V			
6.0	5.48	5.34	5.2							
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage VCO _{OUT}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	0.1	0.1	0.1	0.1	V		
			4.5	0.1	0.1	0.1	0.1			
		6.0	0.1	0.1	0.1	0.1				
		V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 4.0 mA I _{out} ≤ 5.2 mA	4.5	0.26	0.33	0.4	V			
6.0	0.26	0.33	0.4							
I _{in}	Maximum Input Leakage Current INH, VCO _{IN}	V _{in} = V _{CC} or GND	6.0	0.1	1.0	1.0	1.0	μA		
V _{COIN}	Operating Voltage Range at VCO _{IN} over the range specified for R1; For linearity see Fig. 15A, Parallel value of R1 and R2 should be > 2.7 kΩ	INH = V _{IL}	3.0	Min	Max	Min	Max	Min	Max	V
			4.5	0.1	1.0	0.1	1.0	0.1	1.0	
			6.0	0.1	2.5	0.1	2.5	0.1	2.5	
R1	Resistor Range		3.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	kΩ
			4.5	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
			6.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
R2	Resistor Range		3.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	kΩ
			4.5	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
			6.0	3.0	300	3.0	300	3.0	300	
C1	Capacitor Range		3.0	40	No					pF
			4.5	40	Limit					
			6.0	40						

[VCO Section]

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($C_L = 50$ pF, Input $t_r = t_f = 6.0$ ns)

Symbol	Parameter	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
			- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
			Min	Max	Min	Max	Min	Max	
$\Delta f/T$	Frequency Stability with Temperature Changes (Figure 13A, B, C)	3.0 4.5 6.0							%/K
f_0	VCO Center Frequency (Duty Factor = 50%) (Figure 14A, B, C, D)	3.0 4.5 6.0	3 11 13						MHz
$\Delta f/VCO$	VCO Frequency Linearity	3.0 4.5 6.0	See Figures 15A, B, C						%
δVCO	Duty Factor at VCO _{OUT}	3.0 4.5 6.0	Typical 50%						%

[Demodulator Section]

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Test Conditions	VCC Volts	Guaranteed Limit						Unit
				- 55 to 25°C		≤ 85°C		≤ 125°C		
				Min	Max	Min	Max	Min	Max	
RS	Resistor Range	At RS > 300 kΩ the Leakage Current can Influence VDEM _{OUT}	3.0 4.5 6.0	50 50 50	300 300 300					kΩ
V _{OFF}	Offset Voltage VCO _{IN} to VDEM _{OUT}	V _I = VVCO _{IN} = 1/2 VCC; Values taken over RS Range.	3.0 4.5 6.0	See Figure 12						mV
RD	Dynamic Output Resistance at DEM _{OUT}	VDEM _{OUT} = 1/2 VCC	3.0 4.5 6.0	Typical 25 Ω						Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ 3-5 ศึกษาด้านนี้ ไม่นิยามให้ไปเผยแพร่ MOTOROLA

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC74HC4046A

The output of the VCO is a standard high speed CMOS output with an equivalent LS-TTL fan out of 10. The VCO output is approximately a square wave. This output can either directly feed the COMP_{IN} of the phase comparators or feed external prescalars (counters) to enable frequency synthesis.

Phase Comparators

All three phase comparators have two inputs, SIG_{IN} and

COMP_{IN}. The SIG_{IN} and COMP_{IN} have a special DC bias network that enables AC coupling of input signals. If the signals are not AC coupled, standard 54HC/74HC input levels are required. Both input structures are shown in Figure 6. The outputs of these comparators are essentially standard 54HC/74HC outputs (comparator 2 is TRI-STATEABLE). In normal operation V_{CC} and ground voltage levels are fed to the loop filter. This differs from some phase detectors which supply a current to the loop filter and should be considered in the design. (The MC14046 also provides a voltage).

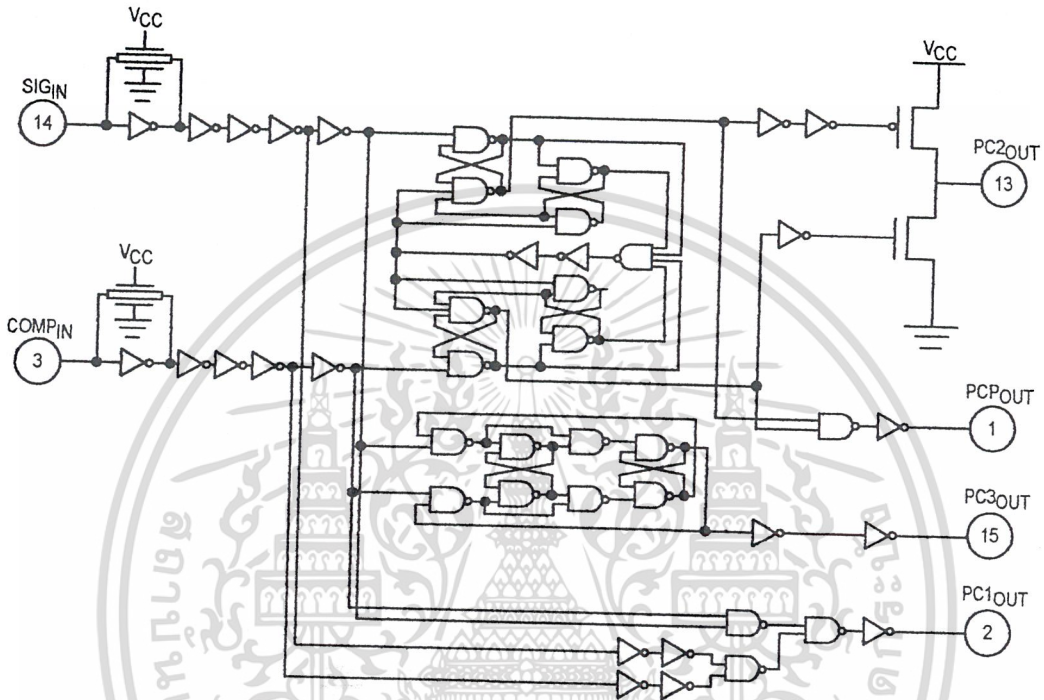


Figure 6. Logic Diagram for Phase Comparators

Phase Comparator 1

This comparator is a simple XOR gate similar to the 54/74HC86. Its operation is similar to an overdriven balanced modulator. To maximize lock range the input frequencies must have a 50% duty cycle. Typical input and output waveforms are shown in Figure 7. The output of the phase detector feeds the loop filter which averages the output voltage. The frequency range upon which the PLL will lock onto if initially out of lock is defined as the capture range. The capture range for phase detector 1 is dependent on the loop filter design. The capture range can be as large as the lock range, which is equal to the VCO frequency range.

To see how the detector operates, refer to Figure 7. When two square wave signals are applied to this comparator, an output waveform (whose duty cycle is dependent on the phase difference between the two signals) results. As the phase difference increases, the output duty cycle increases and the voltage after the loop filter increases. In order to achieve lock when the PLL input frequency increases, the

VCO input voltage must increase and the phase difference between COMP_{IN} and SIG_{IN} will increase. At an input frequency equal to f_{min} , the VCO input is at 0 V. This requires the phase detector output to be grounded; hence, the two input signals must be in phase. When the input frequency is f_{max} , the VCO input must be V_{CC} and the phase detector inputs must be 180 degrees out of phase.

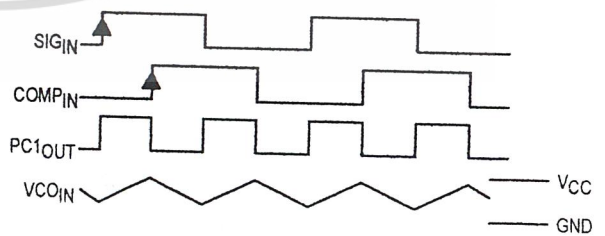


Figure 7. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 1

The XOR is more susceptible to locking onto harmonics of the SIG_{IN} than the digital phase detector 2. For instance, a signal 2 times the VCO frequency results in the same output duty cycle as a signal equal to the VCO frequency. The difference is that the output frequency of the 2f example is twice that of the other example. The loop filter and VCO range should be designed to prevent locking on to harmonics.

Phase Comparator 2

This detector is a digital memory network. It consists of four flip-flops and some gating logic, a three state output and a phase pulse output as shown in Figure 6. This comparator acts only on the positive edges of the input signals and is independent of duty cycle.

Phase comparator 2 operates in such a way as to force the PLL into lock with 0 phase difference between the VCO output and the signal input positive waveform edges. Figure 8 shows some typical loop waveforms. First assume that SIG_{IN} is leading the $COMP_{IN}$. This means that the VCO's frequency must be increased to bring its leading edge into proper phase alignment. Thus the phase detector 2 output is set high. This will cause the loop filter to charge up the VCO input, increasing the VCO frequency. Once the leading edge of the $COMP_{IN}$ is detected, the output goes TRI-STATE holding the VCO input at the loop filter voltage. If the VCO still lags the SIG_{IN} then the phase detector will again charge up the VCO input for the time between the leading edges of both waveforms.

If the VCO leads the SIG_{IN} then when the leading edge of the VCO is seen; the output of the phase comparator goes low. This discharges the loop filter until the leading edge of the SIG_{IN} is detected at which time the output disables itself again. This has the effect of slowing down the VCO to again make the rising edges of both waveforms coincidental.

When the PLL is out of lock, the VCO will be running either slower or faster than the SIG_{IN} . If it is running slower the phase detector will see more SIG_{IN} rising edges and so the output of the phase comparator will be high a majority of the time, raising the VCO's frequency. Conversely, if the VCO is running faster than the SIG_{IN} , the output of the detector will be low most of the time and the VCO's output frequency will be decreased.

As one can see, when the PLL is locked, the output of phase comparator 2 will be disabled except for minor corrections at the leading edge of the waveforms. When PC_2 is TRI-STATE, the PCP output is high. This output can be used to determine when the PLL is in the locked condition.

This detector has several interesting characteristics. Over the entire VCO frequency range there is no phase difference between the $COMP_{IN}$ and the SIG_{IN} . The lock range of the PLL is the same as the capture range. Minimal power was consumed in the loop filter since in lock the detector output is a high impedance. When no SIG_{IN} is present, the detector will see only VCO leading edges, so the comparator output will stay low, forcing the VCO to f_{min} .

Phase comparator 2 is more susceptible to noise, causing the PLL to unlock. If a noise pulse is seen on the SIG_{IN} , the comparator treats it as another positive edge of the SIG_{IN} and will cause the output to go high until the VCO leading edge is seen, potentially for an entire SIG_{IN} period. This would cause the VCO to speed up during that time. When using PC_1 , the output of that phase detector would be disturbed for only the short duration of the noise spike and would cause less upset.

Phase Comparator 3

This is a positive edge-triggered sequential phase detector using an RS flip-flop as shown in Figure 6. When the PLL is using this comparator, the loop is controlled by positive signal transitions and the duty factors of SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ are not important. It has some similar characteristics to the edge sensitive comparator. To see how this detector works, assume input pulses are applied to the SIG_{IN} and $COMP_{IN}$'s as shown in Figure 9. When the SIG_{IN} leads the $COMP_{IN}$, the flop is set. This will charge the loop filter and cause the VCO to speed up, bringing the comparator into phase with the SIG_{IN} . The phase angle between SIG_{IN} and $COMP_{IN}$ varies from 0° to 360° and is 180° at f_0 . The voltage swing for PC_3 is greater than for PC_2 but consequently has more ripple in the signal to the VCO. When no SIG_{IN} is present the VCO will be forced to f_{max} as opposed to f_{min} when PC_2 is used.

The operating characteristics of all three phase comparators should be compared to the requirements of the system design and the appropriate one should be used.

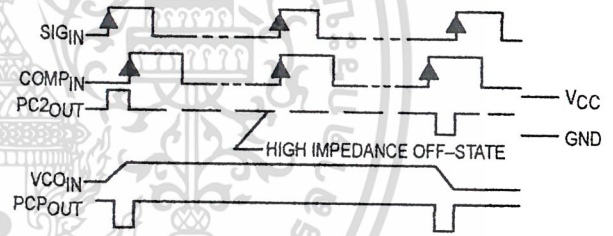


Figure 8. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 2

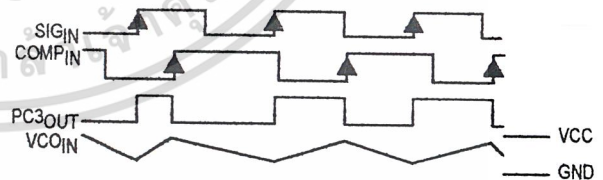


Figure 9. Typical Waveform for PLL Using Phase Comparator 3

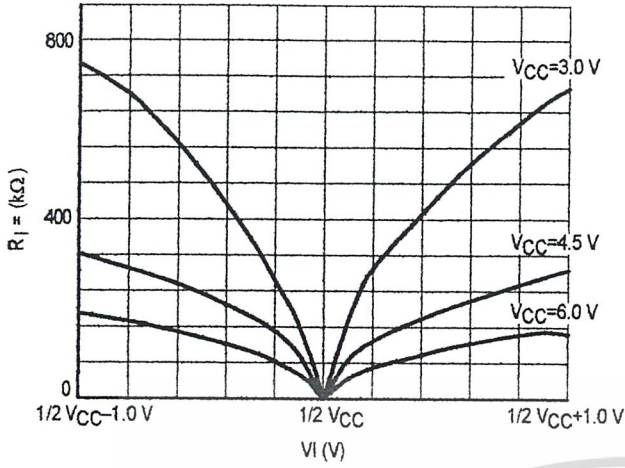


Figure 10. Input Resistance at SIG_{IN}, COMP_{IN} with ΔV_I = 1.0 V at Self-Bias Point

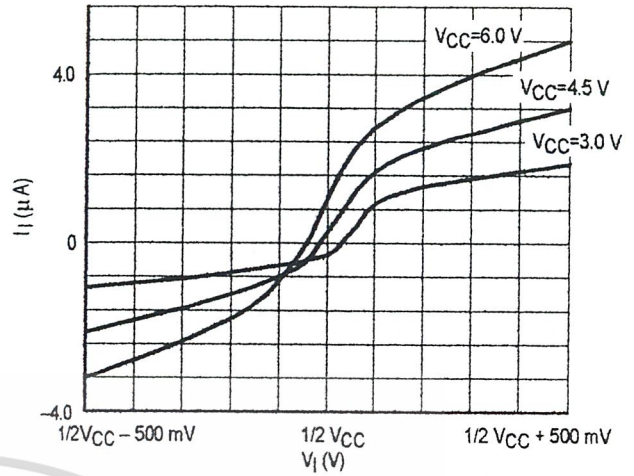


Figure 11. Input Current at SIG_{IN}, COMP_{IN} with ΔV_I = 500 mV at Self-Bias Point

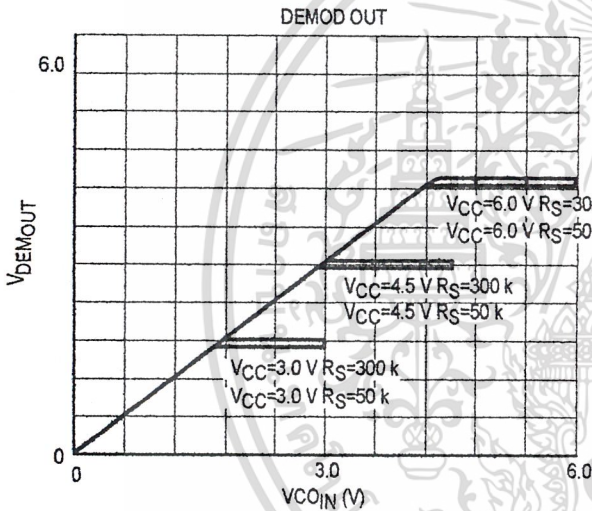


Figure 12. Offset Voltage at Demodulator Output as a Function of VCO_{IN} and R_S

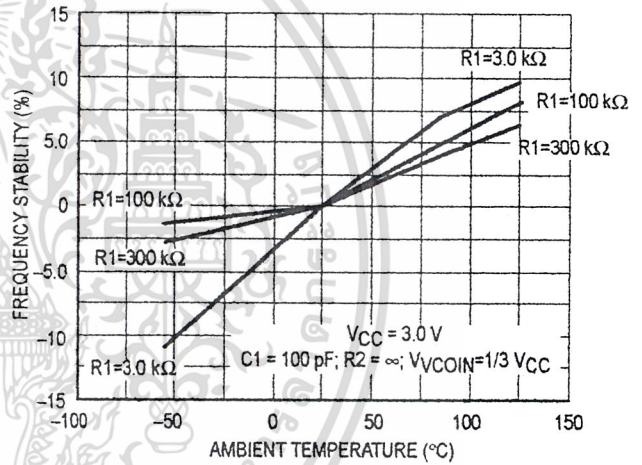


Figure 13A. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 3.0 V

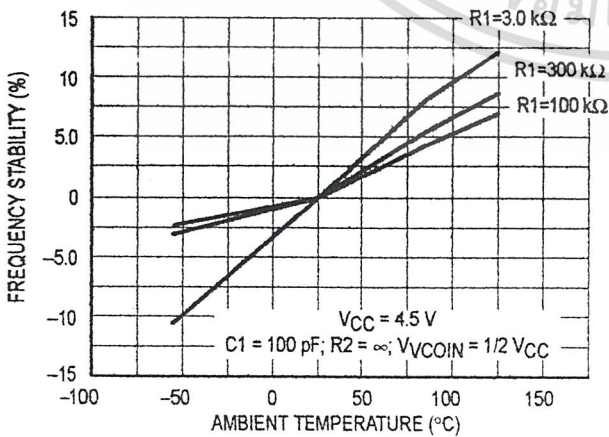


Figure 13B. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 4.5 V

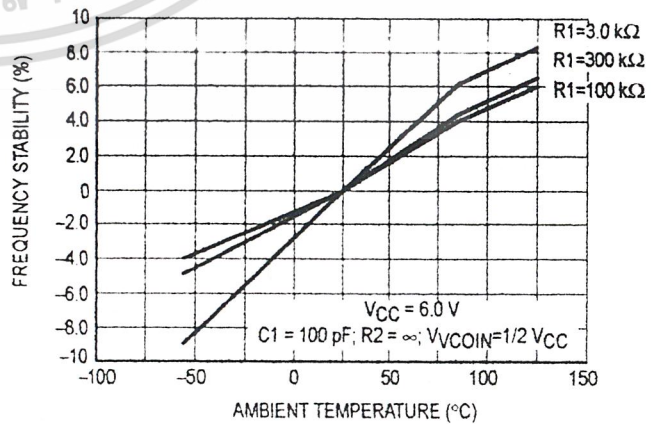


Figure 13C. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 6.0 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัท MOTOROLA ซึ่งใช้เพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

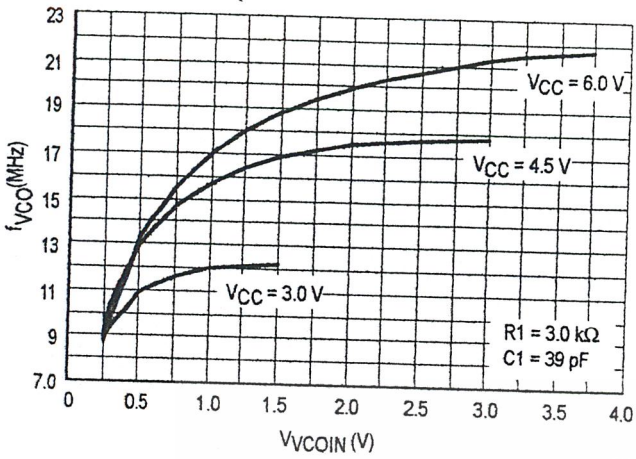


Figure 14A. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

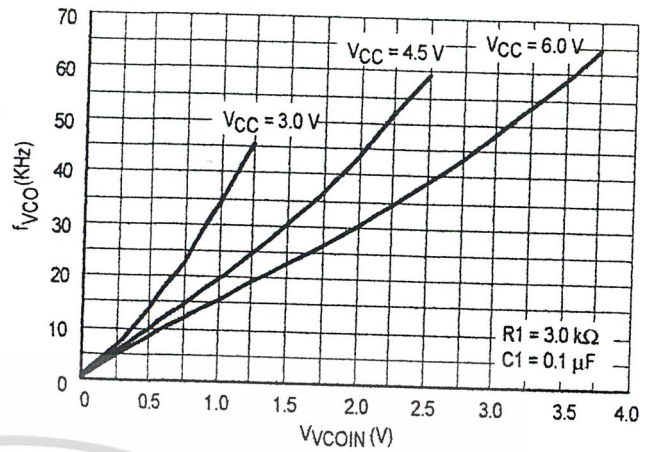


Figure 14B. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

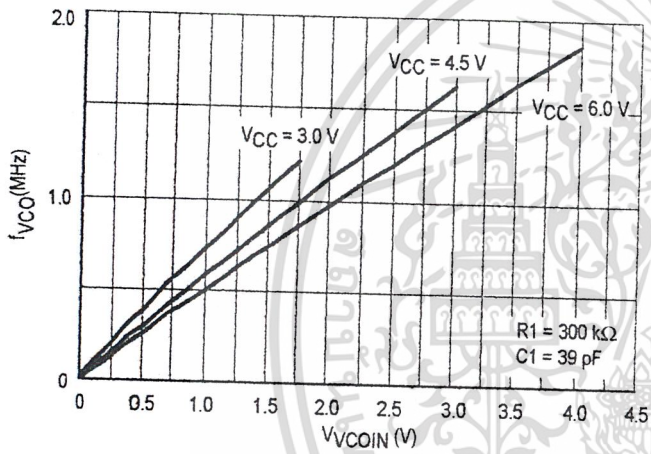


Figure 14C. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

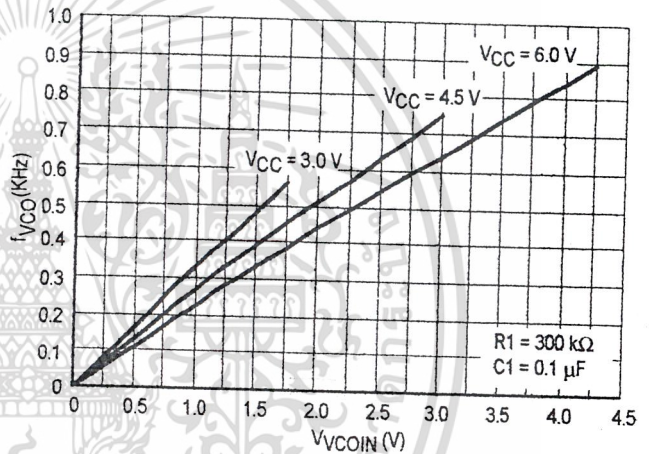


Figure 14D. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

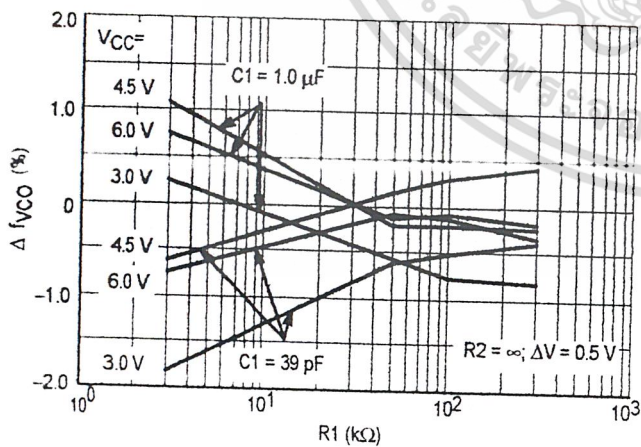
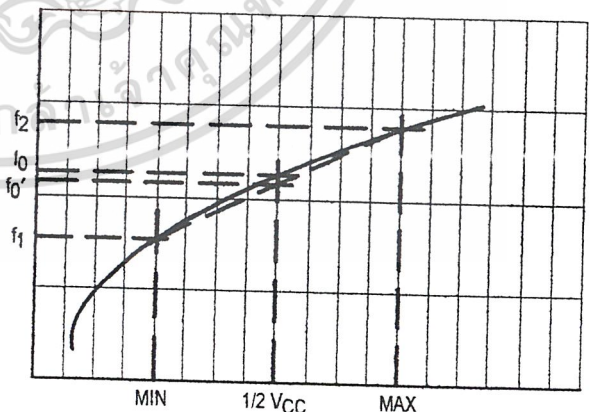


Figure 15A. Frequency Linearity versus R_1 , C_1 and V_{CC}



$\Delta V = 0.5 V$ OVER THE V_{CC} RANGE:
FOR VCO LINEARITY

$$f_0' = (f_1 + f_2) / 2$$

$$\text{LINEARITY} = (f_0' - f_0) / f_0' \times 100\%$$

Figure 15B. Definition of VCO Frequency Linearity

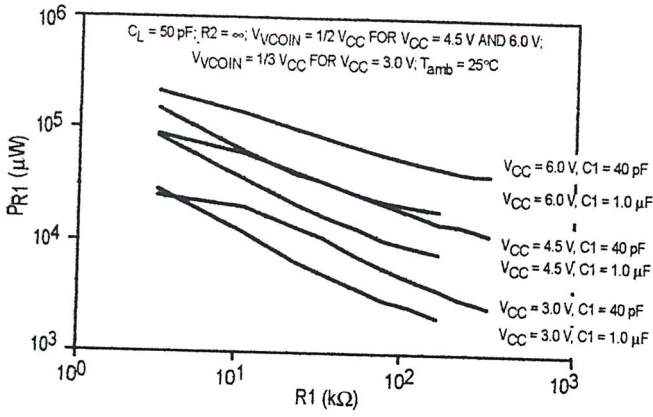


Figure 16. Power Dissipation versus R1

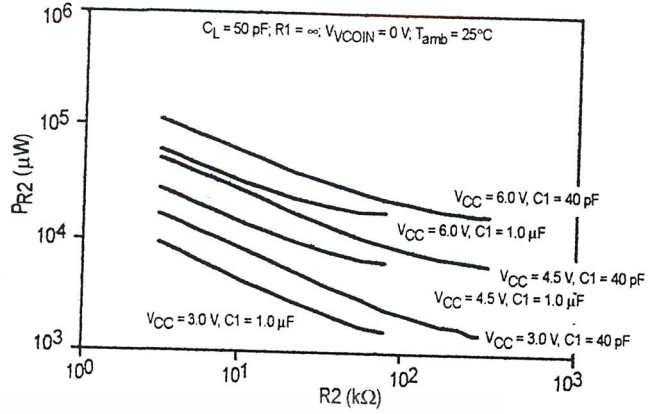


Figure 17. Power Dissipation versus R2

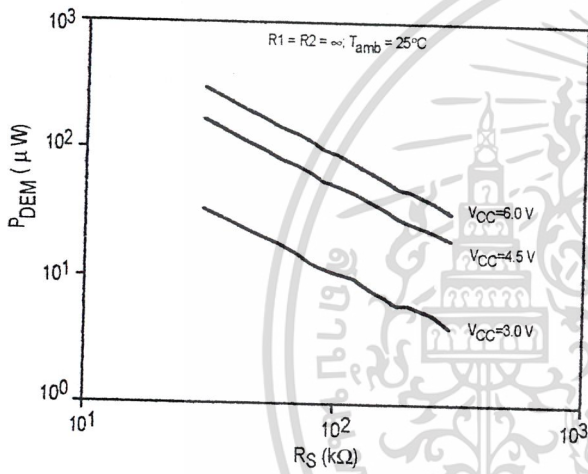


Figure 18. DC Power Dissipation of Demodulator versus RS

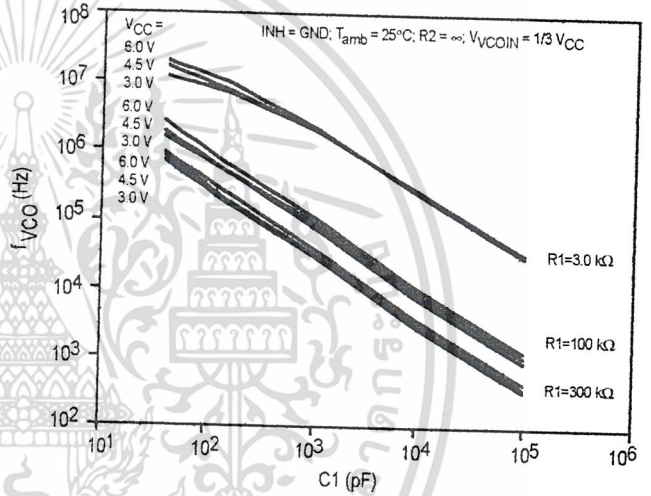


Figure 19. VCO Center Frequency versus C1

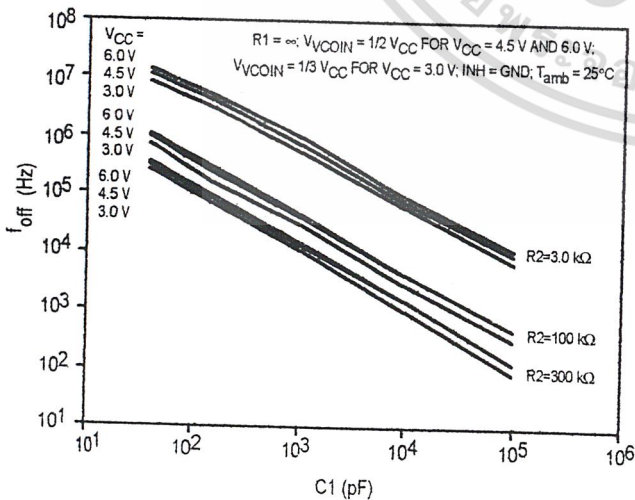


Figure 20. Frequency Offset versus C1

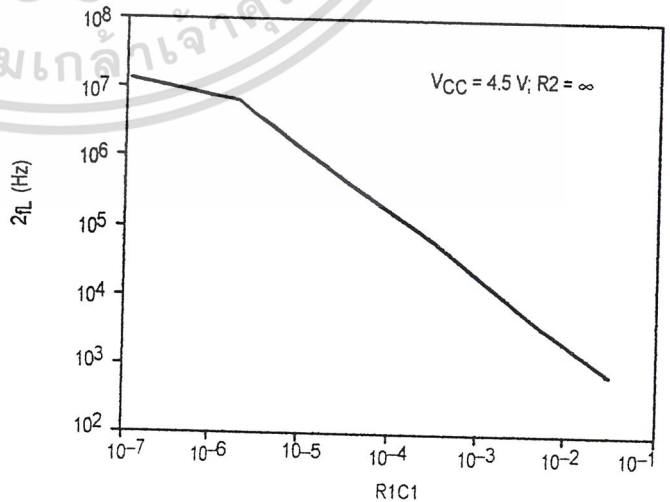


Figure 21. Typical Frequency Lock Range ($2f_L$) versus R_1C_1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าถูกต้องและไม่ควรใช้เพื่อเชิงพาณิชย์
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

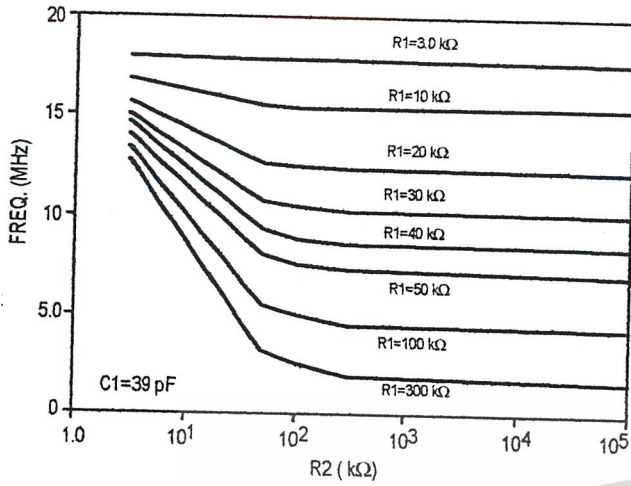


Figure 22. R2 versus f_{max}

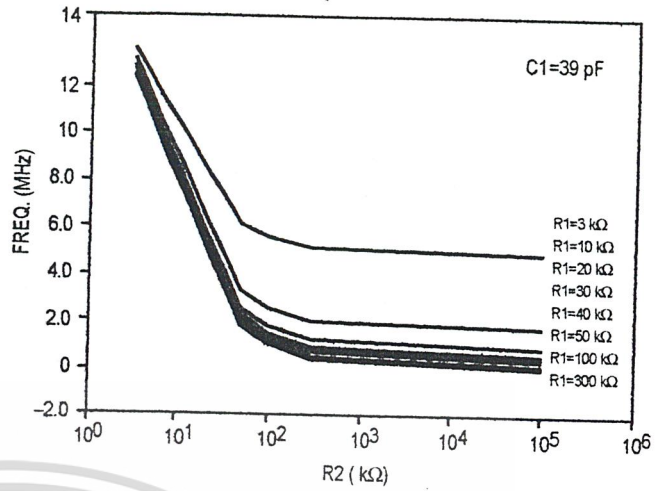


Figure 23. R2 versus f_{min}

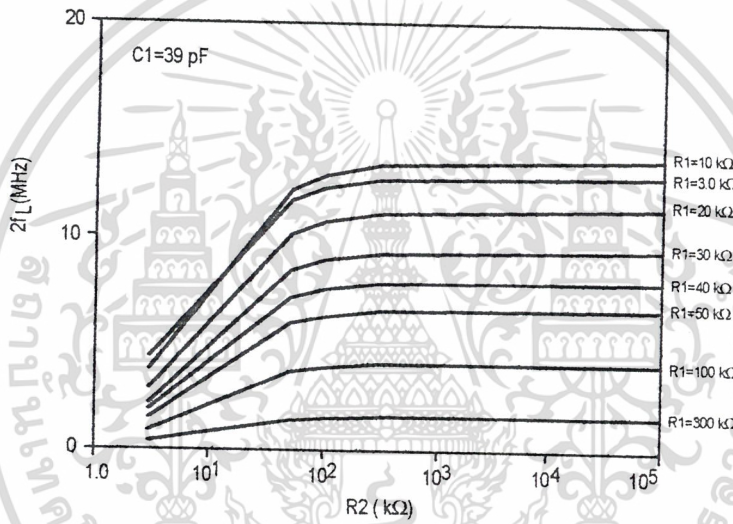


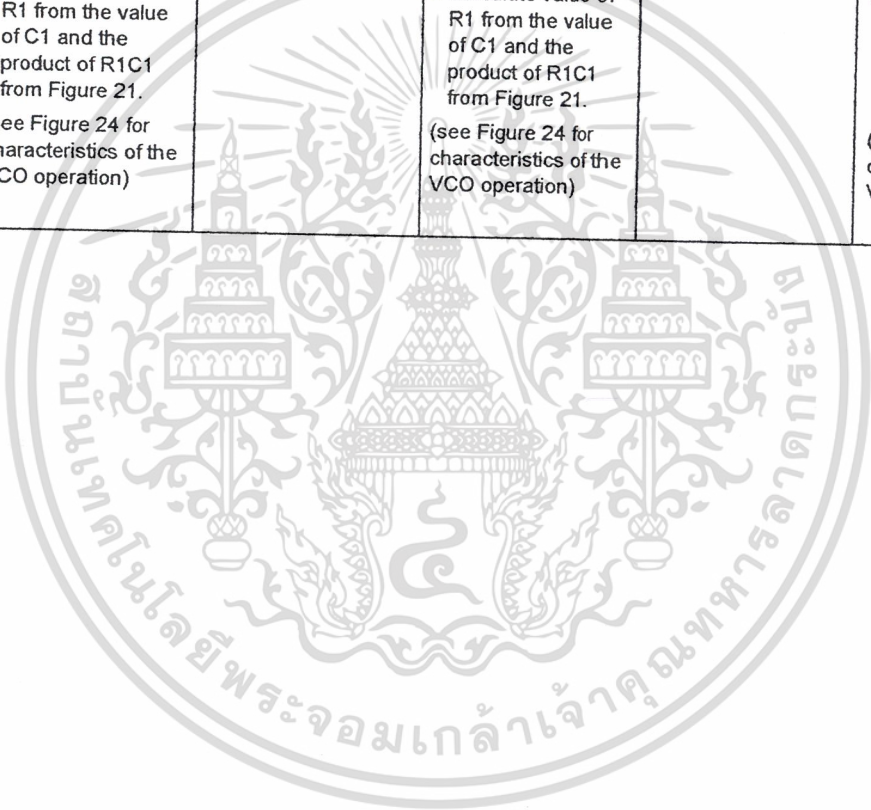
Figure 24. R2 versus Frequency Lock Range ($2f_L$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION INFORMATION

The following information is a guide for approximate values of R1, R2, and C1. Figures 19, 20, and 21 should be used as references as indicated below, also the values of R1, R2, and C1 should not violate the Maximum values indicated in the DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS tables.

Phase Comparator 1		Phase Comparator 2		Phase Comparator 3	
R ₂ = ∞	R ₂ ≠ ∞	R ₂ = ∞	R ₂ ≠ ∞	R ₂ = ∞	R ₂ ≠ ∞
<ul style="list-style-type: none"> Given f₀ Use f₀ with Figure 19 to determine R1 and C1. (see Figure 23 for characteristics of the VCO operation) 	<ul style="list-style-type: none"> Given f₀ and f_L Calculate f_{min} f_{min} = f₀ - f_L Determine values of C1 and R2 from Figure 20. Determine R1-C1 from Figure 21. Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation) 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_{max} and f₀ Determine the value of R1 and C1 using Figure 19 and use Figure 21 to obtain 2f_L and then use this to calculate f_{min}. 	<ul style="list-style-type: none"> Given f₀ and f_L Calculate f_{min} f_{min} = f₀ - f_L Determine values of C1 and R2 from Figure 20. Determine R1-C1 from Figure 21. Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation) 	<ul style="list-style-type: none"> Given f_{max} and f₀ Determine the value of R1 and C1 using Figure 19 and Figure 21 to obtain 2f_L and then use this to calculate f_{min}. 	<ul style="list-style-type: none"> Given f₀ and f_L Calculate f_{min}: f_{min} = f₀ - f_L Determine values of C1 and R2 from Figure 20. Determine R1-C1 from Figure 21. Calculate value of R1 from the value of C1 and the product of R1C1 from Figure 21. (see Figure 24 for characteristics of the VCO operation)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

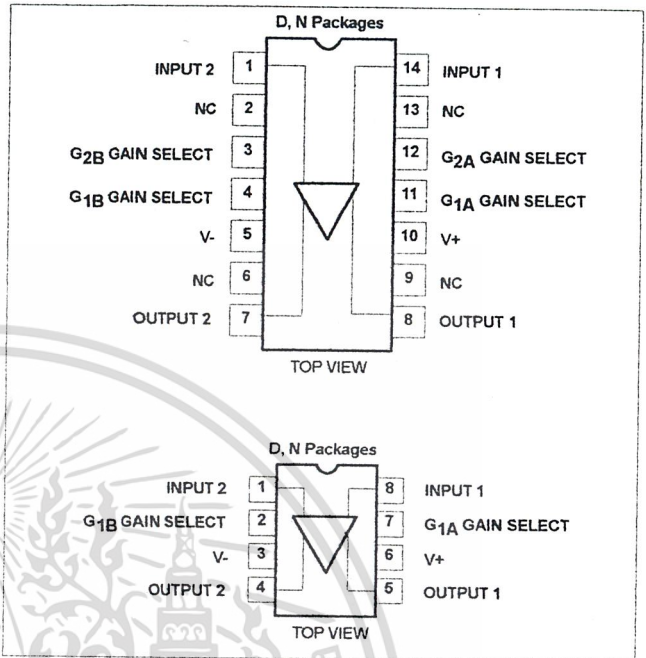
DESCRIPTION

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

FEATURES

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

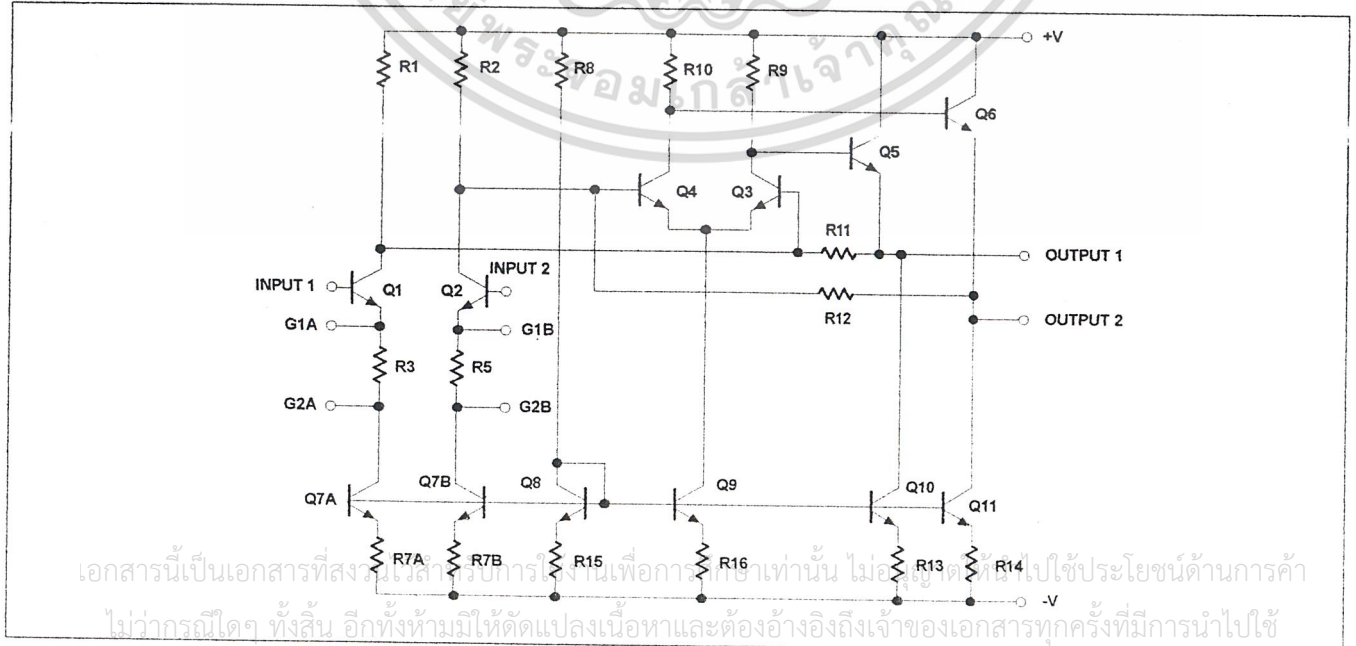
PIN CONFIGURATIONS



APPLICATIONS

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

BLOCK DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการโฆษณาเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่หรือไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE592N14	0405B
14-Pin Small Outline (SO) package	0 to +70°C	NE592D14	0175D
8-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE592N8	0404B
8-Pin Small Outline (SO) package	0 to +70°C	NE592D8	0174C

NOTES:

N8, N14, D8 and D14 package parts also available in "High" gain version by adding "H" before package designation, i.e., NE592HDB

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

$T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNIT
V_{CC}	Supply voltage	± 8	V
V_{IN}	Differential input voltage	± 5	V
V_{CM}	Common-mode input voltage	± 6	V
I_{OUT}	Output current	10	mA
T_A	Operating ambient temperature range	0 to +70	°C
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
$P_{D\ MAX}$	Maximum power dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (still air) ¹		
	D-14 package	0.98	W
	D-8 package	0.79	W
	N-14 package	1.44	W
	N-8 package	1.17	W

NOTES:

- Derate above 25°C at the following rates:
 D-14 package at $7.8\text{mW}/^\circ\text{C}$
 D-8 package at $6.3\text{mW}/^\circ\text{C}$
 N-14 package at $11.5\text{mW}/^\circ\text{C}$
 N-8 package at $9.3\text{mW}/^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	NE592			UNIT
			Min	Typ	Max	
A_{VOL}	Differential voltage gain, standard part	$R_L=2\text{k}\Omega$, $V_{OUT}=3V_{P-P}$				
	Gain 1 ¹		250	400	600	V/V
	Gain 2 ^{2, 4}		80	100	120	V/V
R_{IN}	Input resistance			4.0		$\text{k}\Omega$
	Gain 1 ¹		10	30		$\text{k}\Omega$
	Gain 2 ^{2, 4}					
C_{IN}	Input capacitance ²	Gain 2 ⁴		2.0		pF
I_{OS}	Input offset current			0.4	5.0	μA
I_{BIAS}	Input bias current			9.0	30	μA
V_{NOISE}	Input noise voltage	BW 1kHz to 10MHz		12		μV_{RMS}
V_{IN}	Input voltage range		± 1.0			V
CMRR	Common-mode rejection ratio					
	Gain 2 ⁴	$V_{CM}\pm 1\text{V}$, $f<100\text{kHz}$	60	86		dB
	Gain 2 ⁴	$V_{CM}\pm 1\text{V}$, $f=5\text{MHz}$		60		dB
PSRR	Supply voltage rejection ratio					
	Gain 2 ⁴	$\Delta V_S=\pm 0.5\text{V}$	50	70		dB
V_{OS}	Output offset voltage					
	Gain 1	$R_L=\infty$			1.5	V
	Gain 2 ⁴	$R_L=\infty$			1.5	V
	Gain 3 ³	$R_L=\infty$		0.35	0.75	V
V_{CM}	Output common-mode voltage	$R_L=\infty$	2.4	2.9	3.4	V
V_{OUT}	Output voltage swing differential	$R_L=2\text{k}\Omega$	3.0	4.0		V
R_{OUT}	Output resistance			20		Ω
I_{CC}	Power supply current	$R_L=\infty$		18	24	mA

NOTES:

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

NOTES:

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

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

NOTES:

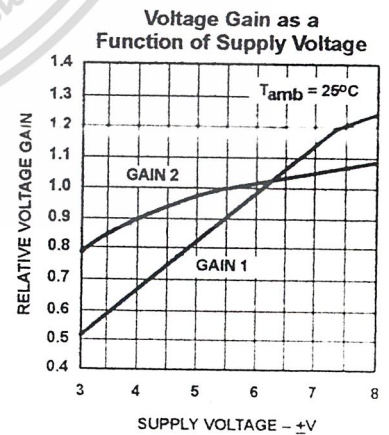
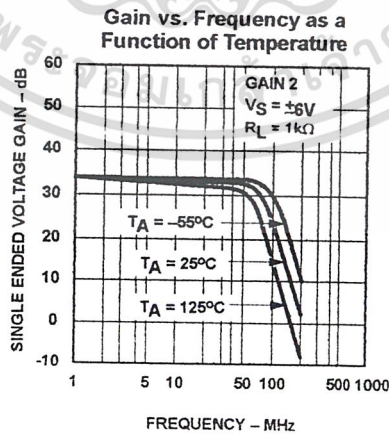
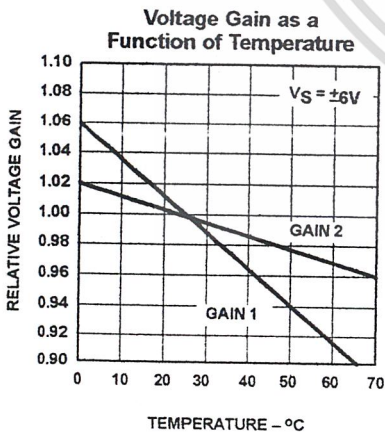
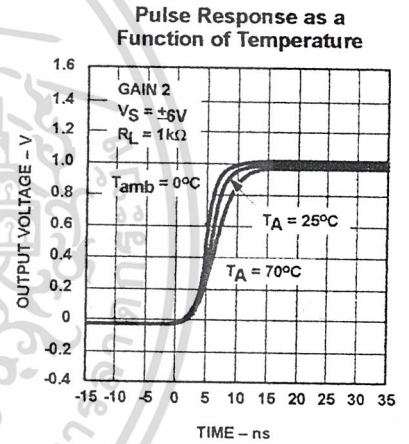
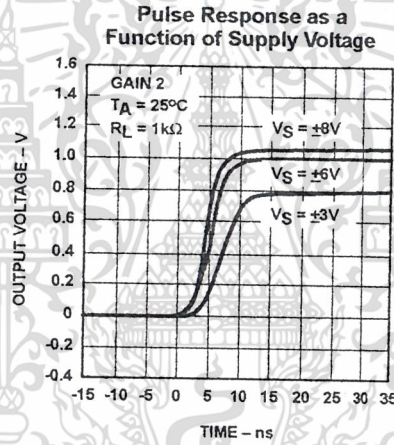
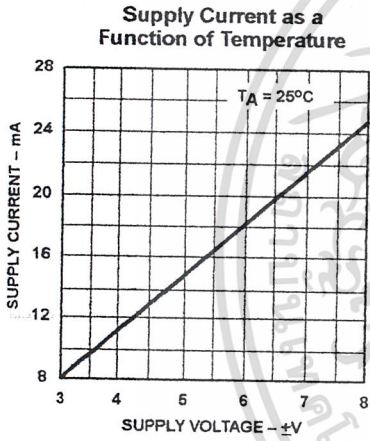
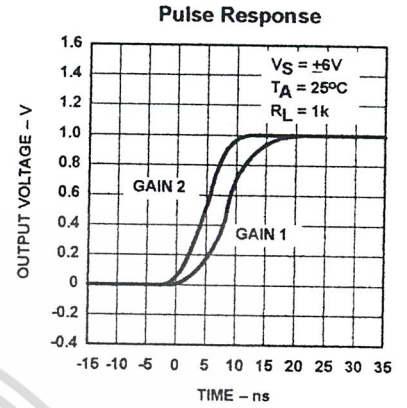
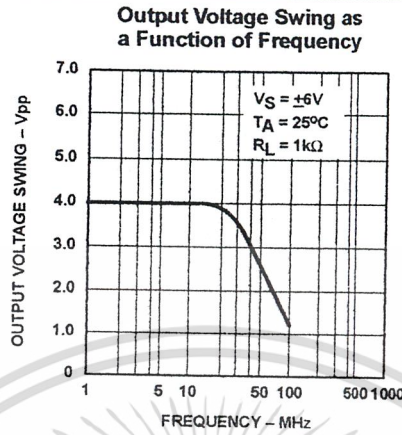
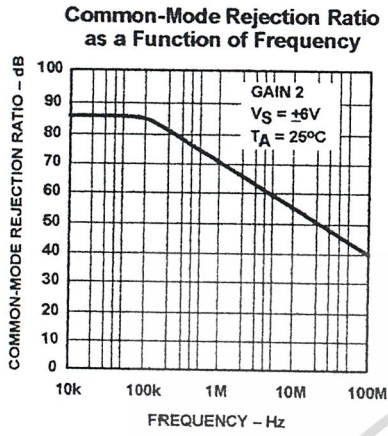
- Gain select Pins G_{1A} and G_{1B} connected together.
- Gain select Pins G_{2A} and G_{2B} connected together.
- All gain select pins open.
- Applies to 14-pin versions only.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



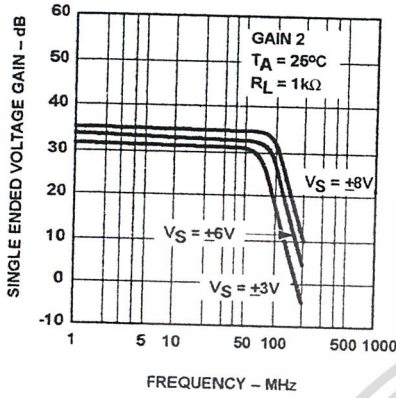
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

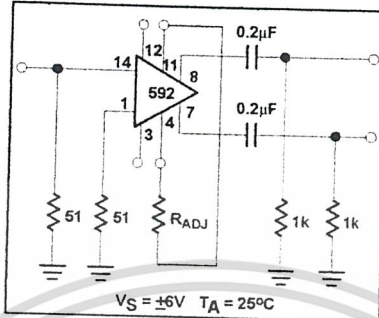
NE592

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Continued)

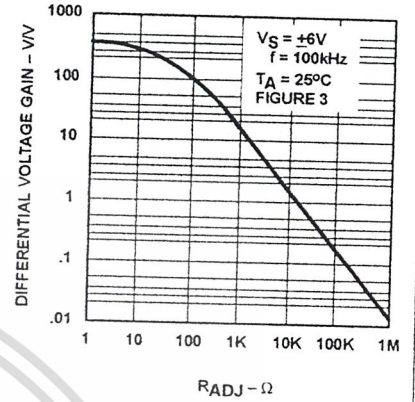
Gain vs. Frequency as a Function of Supply Voltage



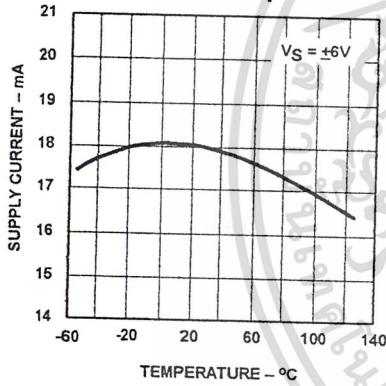
Voltage Gain Adjust Circuit



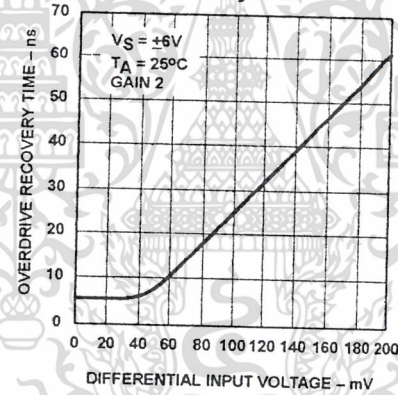
Voltage Gain as a Function of R_{ADJ} (Figure 3)



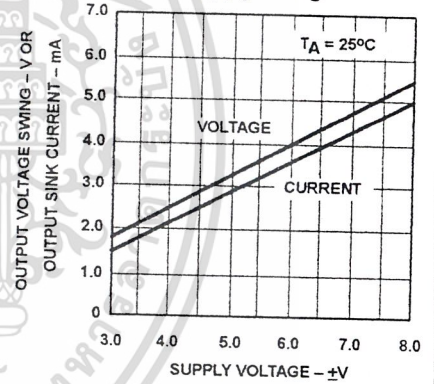
Supply Current as a Function of Temperature



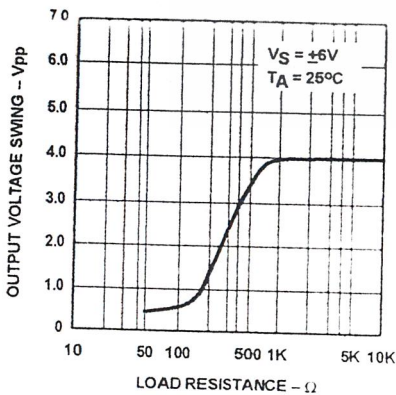
Differential Overdrive Recovery Time



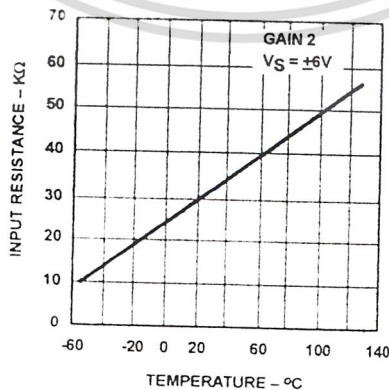
Output Voltage and Current Swing as a Function of Supply Voltage



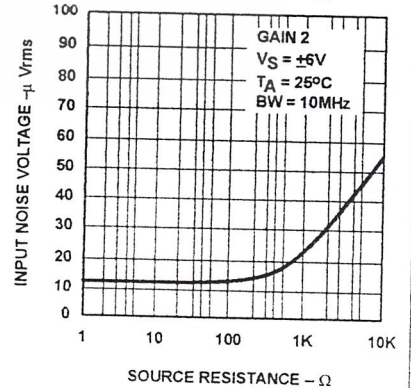
Output Voltage Swing as a Function of Load Resistance



Input Resistance as a Function of Temperature



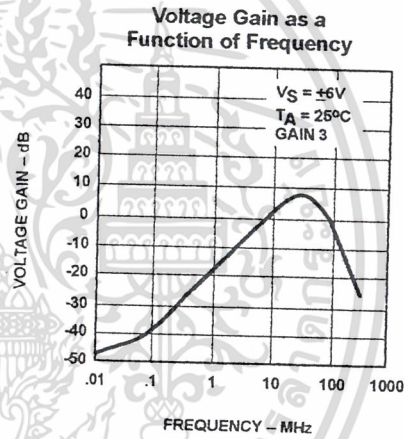
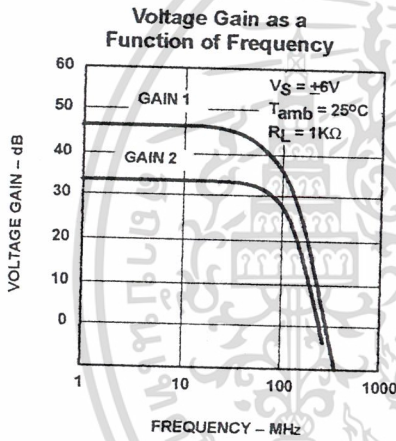
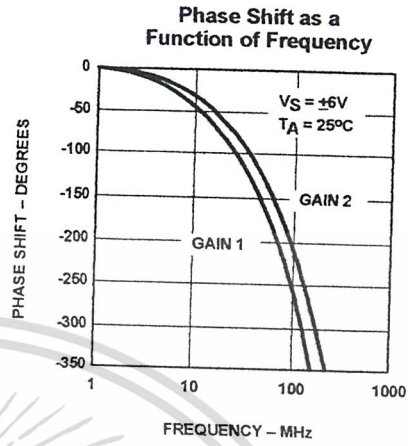
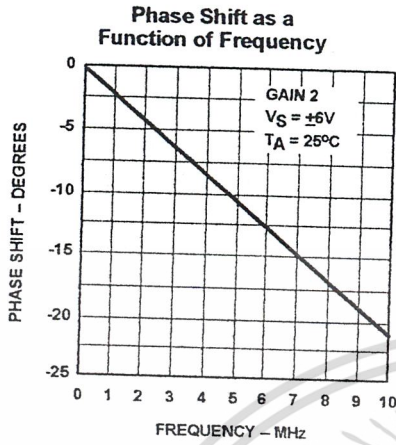
Input Noise Voltage as a Function of Source Resistance



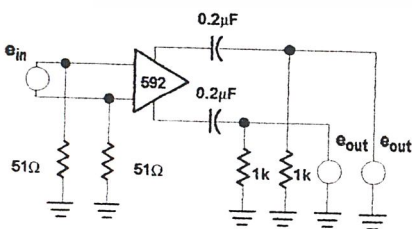
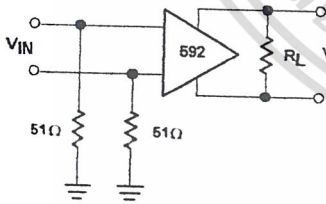
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Video amplifier

NE592



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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

DESCRIPTION

The NE/SE5539 is a very wide bandwidth, high slew rate, monolithic operational amplifier for use in video amplifiers, RF amplifiers, and extremely high slew rate amplifiers.

Emitter-follower inputs provide a true differential input impedance device. Proper external compensation will allow design operation over a wide range of closed-loop gains, both inverting and non-inverting, to meet specific design requirements.

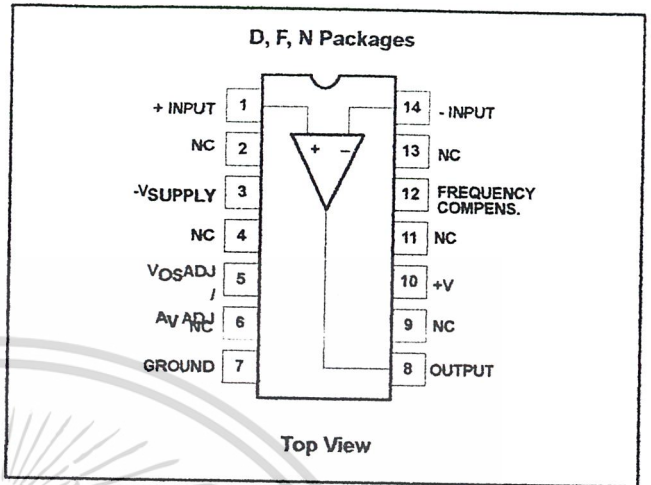
FEATURES

- Bandwidth
 - Unity gain - 350MHz
 - Full power - 48MHz
 - GBW - 1.2GHz at 17dB
- Slew rate: 600V/μs
- A_{VOL} : 52dB typical
- Low noise - 4nV/√Hz typical
- MIL-STD processing available

APPLICATIONS

- High speed datacom
- Video monitors & TV

PIN CONFIGURATION



- Satellite communications
- Image processing
- RF instrumentation & oscillators
- Magnetic storage
- Military communications

ORDERING INFORMATION

DESCRIPTION	TEMPERATURE RANGE	ORDER CODE	DWG #
14-Pin Plastic Dual In-Line Package (DIP)	0 to +70°C	NE5539N	0405B
14-Pin Plastic Small Outline (SO) package	0 to +70°C	NE5539D	0175D
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package	0 to +70°C	NE5539F	0581B
14-Pin Ceramic Dual In-Line Package	-55 to +125°C	SE5539F	0581B

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS¹

SYMBOL	PARAMETER	RATING	UNITS
V_{CC}	Supply voltage	±12	V
P_{DMAX}	Maximum power dissipation, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (still-air) ² F package N package D package	1.17 1.45 0.99	W W W
T_A	Operating temperature range NE SE	0 to 70 -55 to +125	°C °C
T_{STG}	Storage temperature range	-65 to +150	°C
T_J	Max junction temperature	150	°C
T_{SOLD}	Lead soldering temperature (10sec max)	+300	°C

NOTES:

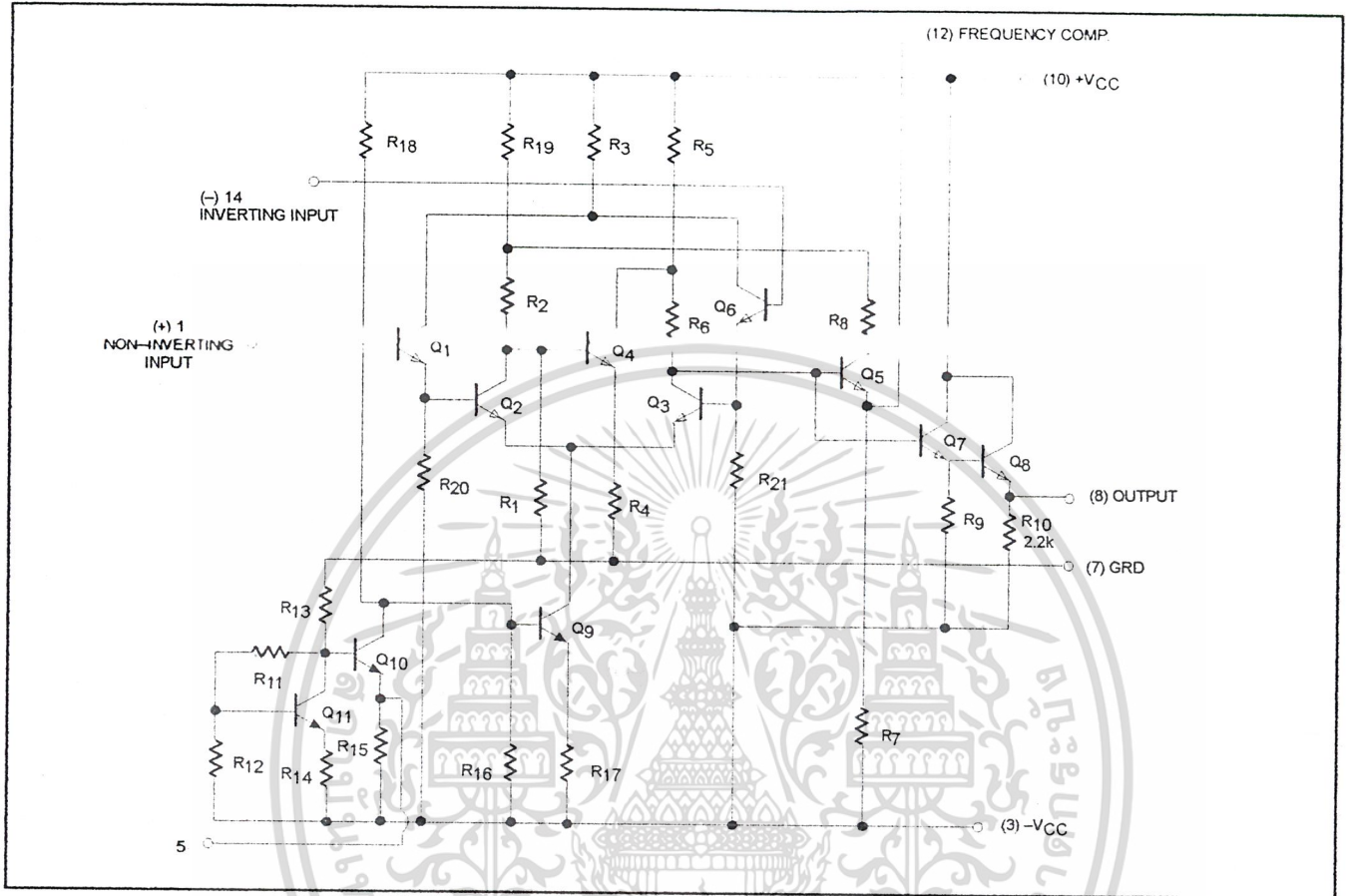
1. Differential input voltage should not exceed 0.25V to prevent excessive input bias current and common-mode voltage 2.5V. These voltage limits may be exceeded if current is limited to less than 10mA.
2. Derate above 25°C, at the following rates:

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัท Philips สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

EQUIVALENT CIRCUIT



DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

$V_{CC} = \pm 8V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{OS}	Input offset voltage	$V_O = 0V, R_S = 100\Omega$	Over temp		2	5			mV
			$T_A = 25^\circ C$		2	3		2.5	
	$\Delta V_{OS}/\Delta T$			5			5	$\mu V/^\circ C$	
I_{OS}	Input offset current		Over temp		0.1	3			μA
			$T_A = 25^\circ C$		0.1	1		2	
	$\Delta I_{OS}/\Delta T$			0.5		0.5		$nA/^\circ C$	
I_B	Input bias current		Over temp		6	25			μA
			$T_A = 25^\circ C$		5	13		5	
	$\Delta I_B/\Delta T$			10			10	$nA/^\circ C$	
CMRR	Common mode rejection ratio	$F = 1kHz, R_S = 100\Omega, V_{CM} \pm 1.7V$		70	80		70	80	dB
			Over temp	70	80				
R_{IN}	Input impedance			100			100	$k\Omega$	
R_{OUT}	Output impedance			10			10	Ω	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

 $V_{CC} = \pm 8V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L = 150\Omega$ to GND and 470Ω to $-V_{CC}$	+Swing -Swing			+2.3 -1.7	+2.7 -2.2		V
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L = 25\Omega$ to GND Over temp	+Swing -Swing	+2.3 -1.5	+3.0 -2.1				V
		$R_L = 25\Omega$ to GND $T_A = 25^\circ C$	+Swing -Swing	+2.5 -2.0	+3.1 -2.7				
I_{CC+}	Positive supply current	$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, Over temp		14	18				mA
		$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, $T_A = 25^\circ C$		14	17		14	18	
I_{CC-}	Negative supply current	$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, Over temp		11	15				mA
		$V_O = 0$, $R_1 = \infty$, $T_A = 25^\circ C$		11	14		11	15	
PSRR	Power supply rejection ratio	$\Delta V_{CC} = \pm 1V$, Over temp		300	1000				$\mu V/V$
		$\Delta V_{CC} = \pm 1V$, $T_A = 25^\circ C$					200	1000	
A_{VOL}	Large signal voltage gain	$V_O = +2.3V$, $-1.7V$, $R_L = 150\Omega$ to GND, 470Ω to $-V_{CC}$				47	52	57	dB
A_{VOL}	Large signal voltage gain	$V_O = +2.3V$, $-1.7V$ $R_L = 2\Omega$ to GND	Over temp $T_A = 25^\circ C$						dB
		$V_O = +2.5V$, $-2.0V$ $R_L = 2\Omega$ to GND	Over temp $T_A = 25^\circ C$	46 48	60 53	58			

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 6V$, $T_A = 25^\circ C$; unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			UNITS	
			MIN	TYP	MAX		
V_{OS}	Input offset voltage		Over temp		2	5	mV
			$T_A = 25^\circ C$		2	3	
I_{OS}	Input offset current		Over temp		0.1	3	μA
			$T_A = 25^\circ C$		0.1	1	
I_B	Input bias current		Over temp		5	20	μA
			$T_A = 25^\circ C$		4	10	
CMRR	Common-mode rejection ratio	$V_{CM} = \pm 1.3V$, $R_S = 100\Omega$		70	85		dB
I_{CC+}	Positive supply current		Over temp		11	14	mA
			$T_A = 25^\circ C$		11	13	
I_{CC-}	Negative supply current		Over temp		8	11	mA
			$T_A = 25^\circ C$, mA		8	10	
PSRR	Power supply rejection ratio	$\Delta V_{CC} = \pm 1V$	Over temp		300	1000	$\mu V/V$
			$T_A = 25^\circ C$				
V_{OUT}	Output voltage swing	$R_L = 150\Omega$ to GND and 390Ω to $-V_{CC}$	Over temp	+Swing	+1.4	+2.0	V
				-Swing	-1.1	-1.7	
			$T_A = 25^\circ C$	+Swing	+1.5	+2.0	
				-Swing	-1.4	-1.8	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

 $V_{CC} = \pm 8V$, $R_L = 150\Omega$ to GND and 470Ω to $-V_{CC}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			NE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
BW	Gain bandwidth product	$A_{CL} = 7$, $V_O = 0.1 V_{P-P}$		1200			1200		MHz
	Small signal bandwidth	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		110			110		MHz
t_s	Settling time	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		15			15		ns
SR	Slew rate	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		600			600		V/ μ s
t_{PD}	Propagation delay	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		7			7		ns
	Full power response	$A_{CL} = 2$, $R_L = 150\Omega^1$		48			48		MHz
	Full power response	$A_V = 7$, $R_L = 150\Omega^1$		20			20		MHz
	Input noise voltage	$R_S = 50\Omega$, 1MHz		4			4		nV/ \sqrt{Hz}
	Input noise current	1MHz		6			6		pA/ \sqrt{Hz}

NOTES:

- External compensation.

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

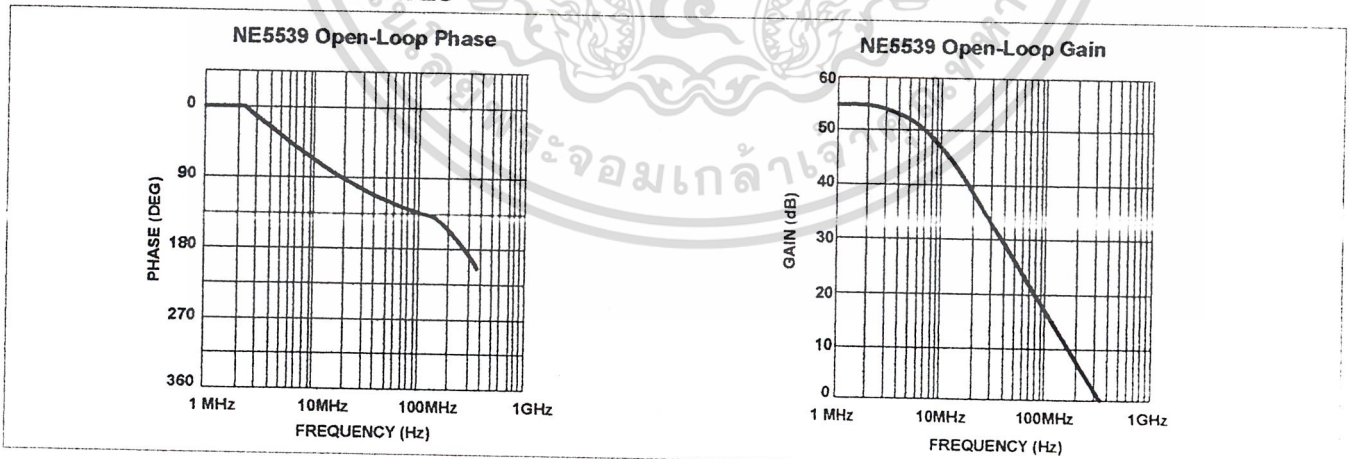
 $V_{CC} = \pm 6V$, $R_L = 150\Omega$ to GND and 390Ω to $-V_{CC}$, unless otherwise specified.

SYMBOL	PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE5539			UNITS
			MIN	TYP	MAX	
BW	Gain bandwidth product	$A_{CL} = 7$		700		MHz
	Small signal bandwidth	$A_{CL} = 2^1$		120		
t_s	Settling time	$A_{CL} = 2^1$		23		ns
SR	Slew rate	$A_{CL} = 2^1$		330		V/ μ s
t_{PD}	Propagation delay	$A_{CL} = 2^1$		4.5		ns
	Full power response	$A_{CL} = 2^1$		20		

NOTES:

- External compensation.

TYPICAL PERFORMANCE CURVES



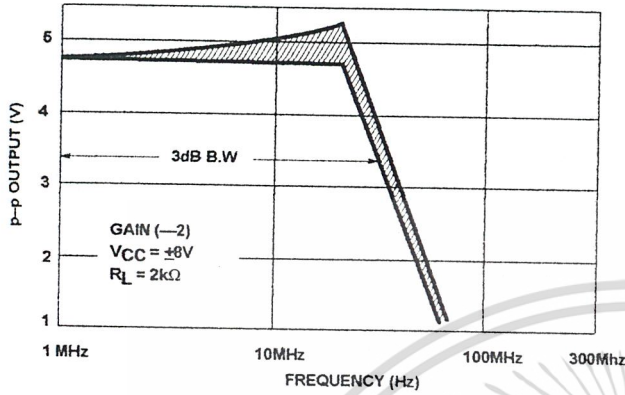
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

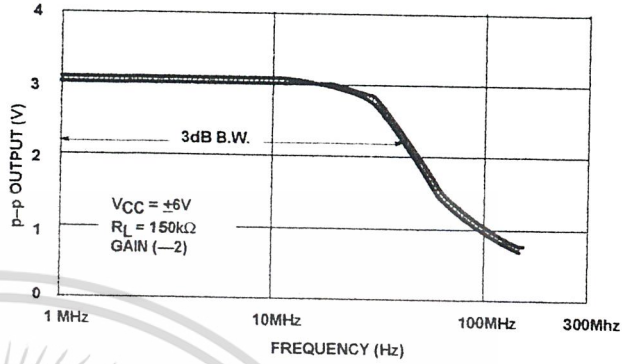
NE/SE5539

TYPICAL PERFORMANCE CURVES (Continued)

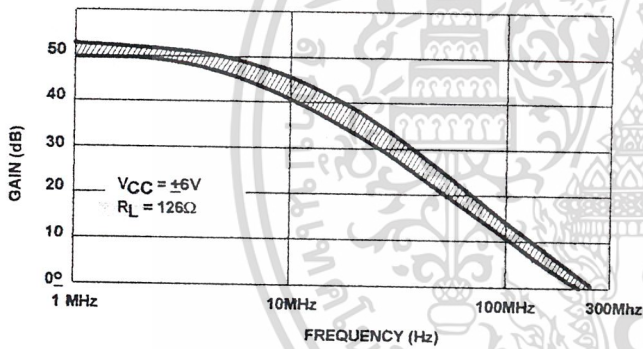
Power Bandwidth (SE)



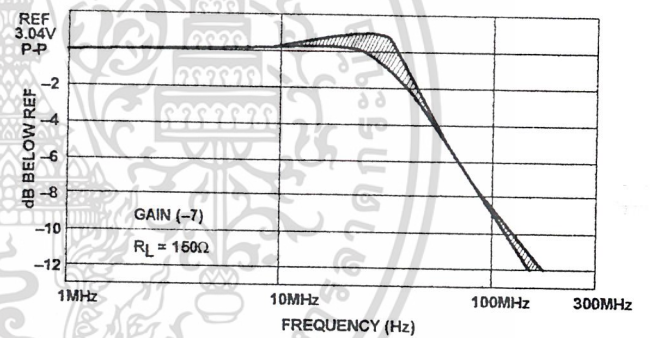
Power Bandwidth (NE)



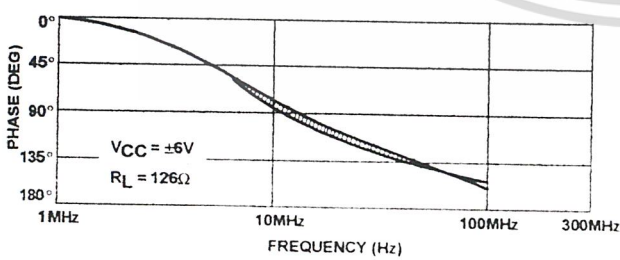
SE5539 Open-Loop Gain vs Frequency



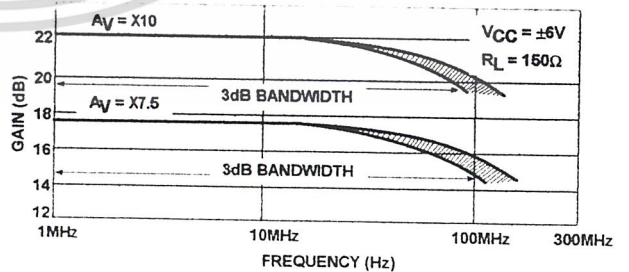
Power Bandwidth




SE5539 Open-Loop Phase vs Frequency



Gain Bandwidth Product vs Frequency



NOTE:
 Indicates typical distribution $-55^{\circ}C \leq T_A \leq 125^{\circ}C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

NE5539 COLOR VIDEO AMPLIFIER

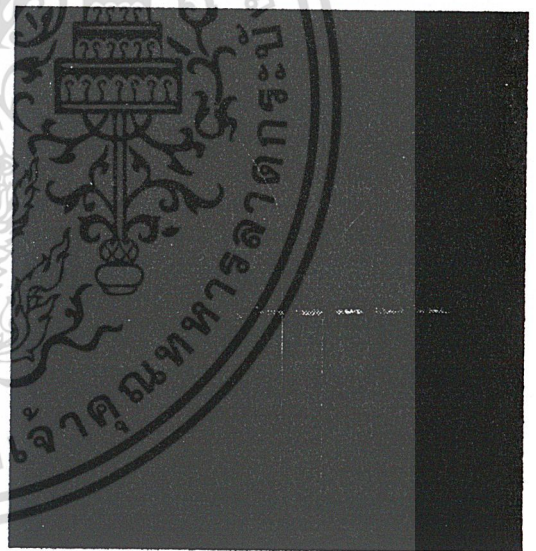
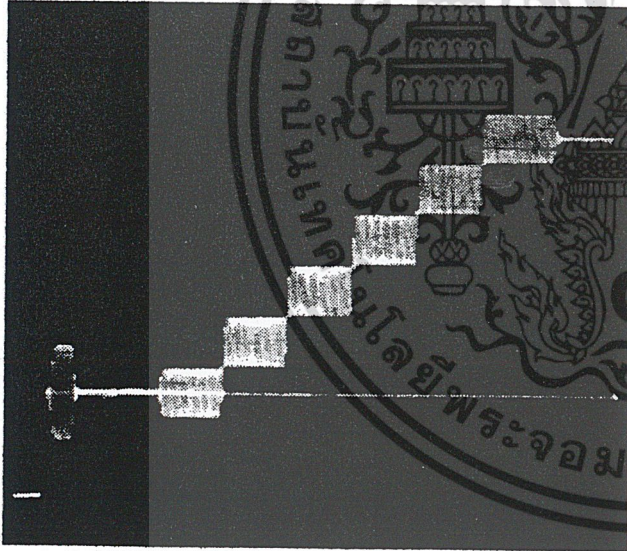
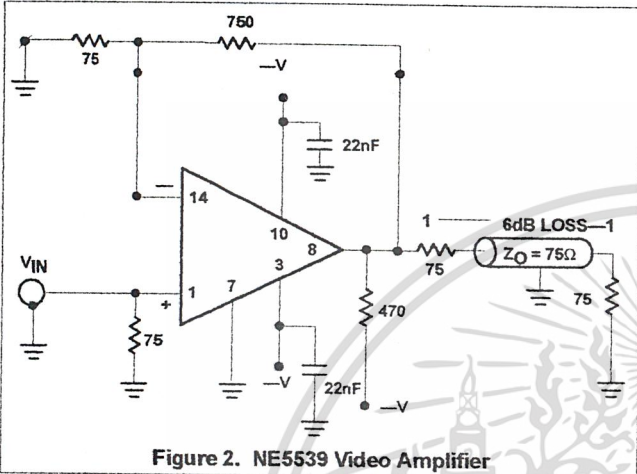
The NE5539 wideband operational amplifier is easily adapted for use as a color video amplifier. A typical circuit is shown in Figure 2 along with vector-scope photographs showing the amplifier differential gain and phase response to a standard five-step modulated staircase linearity signal (Figures 3, 4 and 5). As can be seen in Figure 4, the gain varies less than 0.5% from the bottom to

the top of the staircase. The maximum differential phase shown in Figure 5 is approximately $+0.1^\circ$.

The amplifier circuit was optimized for a 75Ω input and output termination impedance with a gain of approximately 10 (20dB).

NOTE:

1. The input signal was 200mV and the output 2V. V_{CC} was $\pm 8V$.

**NOTE:**

Instruments used for these measurements were Tektronix 146 NTSC test signal generator, 520A NTSC vectorscope, and 1480 waveform monitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High frequency operational amplifier

NE/SE5539

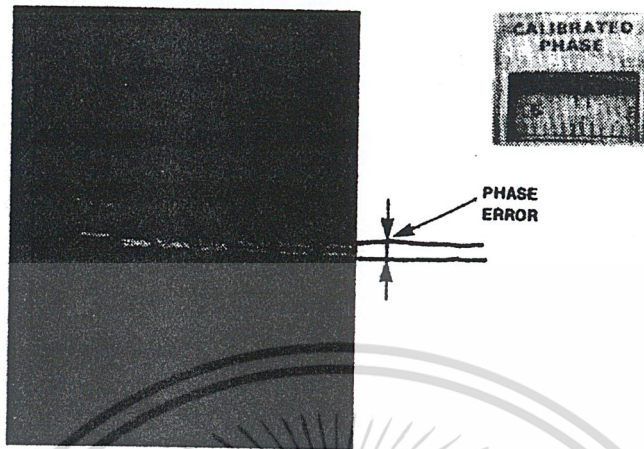


Figure 5. Differential Gain +0.1°

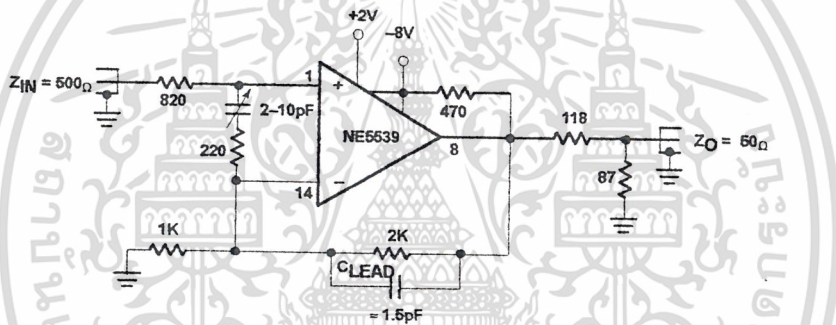


Figure 6. Non-Inverting Follower

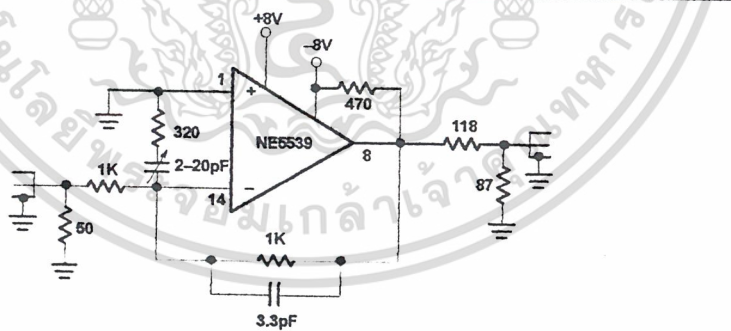


Figure 7. Inverting Follower

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้