

การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณภาพและเสียงระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง
Data and Video Signal Link Between Microcomputers Via Fiber Optic Cable



โดย

นาย วิวัฒน์

ลาภไพบุลย์พงศ์

นาย วีระพงษ์

อาภาผล

นาย สน

กำแพงเศรษฐ์

น
๑๙๗๖
๒๕๑๖

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42157
วัน, เดือน, ปี..... 14 พ.ค. 2545

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

ปฏิญานีพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านใดก็ตาม
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณภาพและเสียงระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง
Data and Video Signal Link Between Microcomputers Via Fiber Optic Cable



ปฏิญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

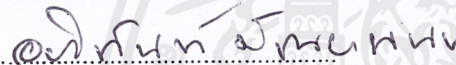
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณภาพและเสียงระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง

Data and Video Signal Link Between Microcomputers Via Fiber Optic Cable

ผู้จัดทำ

1. นายวิวัฒน์ ลากไพบูลย์หงส์ 40010744
2. นายวีระพงษ์ อากาศ 40010752
3. นายสน กำแพงเศรษฐ 40010808

 อธิการบดีที่ปรึกษา
(ศศ. อภินันท์ มัชฌิมานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสื่อสารข้อมูลและสัญญาณภาพและเสียง
ระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์โดยใช้เส้นใยแสง
DATA AND VIDEO SIGNAL LINK BETWEEN
MICROCOMPUTERS VIA FIBER OPTIC CABLE

โดย นาย วิวัฒน์ ลาภไพฑูริย์พงศ์ 40010744

นาย วีระพงษ์ อากาศ 40010752

นาย สน กำแพงเศรษฐ 40010808

อาจารย์ที่ปรึกษา ศศ.อภิรักษ์ มั่นขานนท์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์นี้ เป็นการศึกษาการสื่อสารผ่านเส้นใยแสง สามารถแบ่งโครงการออกเป็นสอง ส่วน ส่วนแรก เป็นการศึกษาการสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสง ซึ่งได้สร้าง ชุดทดลองเป็นชุดรับ-ส่งข้อมูล โดยผ่านทางพอร์ตอนุกรมและส่วนที่สองเป็นการส่งสัญญาณ วีดีโอผ่าน เส้นใยแสง

ABSTRACT

This thesis is a study of communication via optic fiber. This project is divided into 2 part: The first part is data communication between microcomputers, .The second part is video signal sender to display on TV monitor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่1 บทนำ	1
บทที่2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 ความรู้เบื้องต้นทางแสง	2
2.1.1 ฟิสิกส์ของแสง	2
2.1.2 ปรัชญาการณของแสงเบื้องต้น	2
2.1.3 ประวัติความเป็นมาของเส้นใยแก้วนำแสง	5
2.2 เส้นใยแสง	6
2.2.1 โครงสร้างของเส้นใยแสง	6
2.2.2 ชนิดของเส้นใยแก้วนำแสง	6
2.2.3 ระบบการสื่อสารเส้นใยแก้วนำแสง	9
2.2.4 ข้อดีของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	12
2.2.5 ข้อเสียของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	13
2.2.6 การสูญเสียในเส้นใยแสง	13
2.3 ลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแสง	16
2.4 องค์ประกอบสัญญาณภาพ	21
2.4.1 สัญญาณภูมิแนนซ์	21
2.4.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ	22
2.4.3 สัญญาณโครมา	23
2.4.4 สัญญาณเบิสท์	25
2.5 วงจรรวมเฟสลือกูลฟ	25
2.5.1 แนะนำเฟสลือกูลฟ	25
2.5.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของเฟสลือกูลฟ	26
2.5.3 พารามิเตอร์ของระบบ	29
2.5.4 การประยุกต์ใช้งานของเฟสลือกูลฟ	32
2.6 วงจรขับกระแส LED	33
2.7 อุปกรณ์กำเนิดแสงและการมอดูเลท	37
2.7.1 Light Emitting Diode(LED)	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2	ลักษณะการทำงานของอุปกรณ์รับแสง	39
2.7.3	การมอดูเลชัน	45
2.8	Photodetection	47
2.8.1	หลักการการทำงานของ Photodetection	47
2.8.2	อุปกรณ์รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ	48
2.8.3	PIN Photodiode	49
บทที่ 3	การคำนวณและการสร้าง	59
3.1	การสื่อสารระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสงพลาสติก	59
3.1.1	ภาค VOLTAGE CONVERTOR	60
3.1.2	ภาค FSK MODULATOR	61
3.1.3	ภาค DRIVER	62
3.1.4	ภาค AMPLIFIER	63
3.1.5	ภาค FSK DEMODULATOR	64
3.1.6	ภาค FILTER	64
3.1.7	ภาค VOLTAGE COMPARATOR	65
3.2	การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง	65
3.2.1	ภาค VIDEO AMP	67
3.2.2	ภาค FM MODULATOR	68
3.2.3	ภาค MULTIPLEX	69
3.2.4	ภาค DRIVER	70
3.2.5	ภาค AMPLIFIER	71
3.2.6	ภาค DEMULTIPLEX	71
3.2.7	ภาค FILTER	72
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	77
4.1	ผลของการทดลองในส่วนการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสง	77
4.2	ผลของการทดลองในส่วนการส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง	79
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุปผล	85
	หนังสืออ้างอิง	
	ภาคผนวก	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
บทที่1 บทนำ	
รูปที่1.1 ผังแสดงระบบการสื่อสารใยแก้วนำแสง	1
บทที่2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
รูปที่ 2.1 แสดงการตกกระทบของแสง	2
รูปที่ 2.2 แสดงการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสง โดยอาศัยหลักการสะท้อนกลับหมด	4
รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์และความยาวโคฮีเรนซ์	5
รูปที่ 2.4 แสดงส่วนประกอบของเส้นใยแก้วนำแสง	6
รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของแสงที่เดินทางภายในเส้นใยแก้วนำแสง	7
รูปที่ 2.6 แสดงภาคตัดขวางภายในเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว	7
รูปที่ 2.7 แสดงภาคตัดขวางภายในเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด	8
รูปที่ 2.8 แสดงชนิดของเส้นใยแก้วนำแสงตามลักษณะดัชนีหักเหของแกน	8
รูปที่ 2.9 แสดงการผสมสัญญาณและการส่ง	9
รูปที่ 2.10 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งระยะทาง	10
รูปที่ 2.11 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่	11
รูปที่ 2.12 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งเวลา	11
รูปที่ 2.13 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความยาวคลื่น	11
รูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียของแสงจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำให้ตัวแก้ว	14
รูปที่ 2.15 แสดง Scattering ของแสงในบรรยากาศ	15
รูปที่ 2.16 แสดงสาเหตุต่างๆของการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง	16
รูปที่ 2.17 มุมรับแสงของเส้นใยแสง	17
รูปที่ 2.18 ผลของขนาดของคอร์ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง	18
รูปที่ 2.19 การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง	19
รูปที่ 2.20 มุมสะท้อนกลับของแสงที่ทำให้เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี	20
รูปที่ 2.21 Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง	21
รูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณมอดูเลชันกับสัญญาณภาพสีรวม	22
รูปที่ 2.23 แสดงรูปร่างของสัญญาณเชิงคี่ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์	22
รูปที่ 2.24 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม	24
รูปที่ 2.25 ลักษณะการสร้างสัญญาณ โครมา	24
รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูป	26
รูปที่ 2.27 แสดงถึงการไม่เชิงโคโรนาของเออร์บีทไนต์ ในช่วงของขบวนการแคปเจอร์	28
รูปที่ 2.28 โมเดลเชิงเส้น PLL ในลักษณะของระบบป้อนกลับ	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 2.29 รุทโลกัศของ PLL สำหรับฟิวเตอร์ lag($\tau_1 = R_1 C_1$) $\tau = R_2 C_1$	30
รูปที่ 2.30 รุทโลกัศของ PLL สำหรับฟิวเตอร์แบบ lead($\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_1$)	31
รูปที่ 2.31 แสดงถึง transfer characteristics ของความถี่กับโวลต์เดจของ PLL	32
รูปที่ 2.32 V-I Characteristic	33
รูปที่ 2.33 LED Drive ด้วย Resister	34
รูปที่ 2.34 LED Drive ด้วย Transistor	36
รูปที่ 2.35 แสดงลักษณะของ LED และระดับของพลังงาน	37
รูปที่ 2.36 ตารางแสดงชนิดสารกึ่งตัวนำ	38
รูปที่ 2.37 แสดงชั้นต่างๆของอุปกรณ์กำเนิดแสง	39
รูปที่ 2.38 แสดงส่วนที่ปล่อยแสงของ LED	39
รูปที่ 2.39 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและกำลังของ LED	40
รูปที่ 2.40 แสดงการเปลี่ยนแปลงกำลัง ac กับความถี่เชิงมุม	41
รูปที่ 2.41 แสดงค่า rise time ของอุปกรณ์กำเนิดแสง	42
รูปที่ 2.42 แสดง beam ที่แผ่ออกมาจากผิวด้านหน้าของ LED	42
รูปที่ 2.43 แสดงการแผ่รังสีที่ไม่สมมาตรของ LED	43
รูปที่ 2.44 แสดงส่วนหัวของ LED	43
รูปที่ 2.45 แหล่งกำเนิดไปยัง Fiber (a) โดยไม่มีเลนส์ (b)	44
รูปที่ 2.46 แสดง Microlensed LED	44
รูปที่ 2.47 แสดงวงจรรอานาล็อกมอดูเลชัน	45
รูปที่ 2.48 (a) แสดงกระแสที่ขับ LED (b) แสดงผลของกำลังแสง	46
รูปที่ 2.49 แสดงลักษณะของ rise time	48
รูปที่ 2.50 (a) เมื่อป้อน reverse bias (b) แสดงลักษณะของ pn junction (c) แสดงระดับพลังงาน	48
รูปที่ 2.51 แสดงลักษณะของ PIN Photodiode	49
รูปที่ 2.52 ตารางแสดงคุณสมบัติของสารที่ใช้ในการสร้าง	50
รูปที่ 2.53 แสดง Spectrum response curve	51
รูปที่ 2.54 แสดงกราฟของ Current-Voltage ของซิลิกอนโฟโตไดโอด	51
รูปที่ 2.55 (a) วงจรการใช้งานอย่างง่าย (b) แสดงกราฟวิเคราะห์ห้วงจตามรูป(a)	52
รูปที่ 2.56 ตารางแสดงค่าที่คำนวณจาก transfer คุณสมบัติของ PIN Photodiode	53
รูปที่ 2.57 transfer function ของวงจร PIN Photodiode เมื่อ $R_L = 1M\Omega$	53
รูปที่ 2.58 ตารางแสดงหลักการ ในการเลือกใช้ค่าความต้านทานของโหลด	56
รูปที่ 2.59 แสดงหลักการของ Current-to-Voltage converter โดย A คือ ออปแอมป์	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 2.60 แสดง Vertical load line	57
บทที่3 การคำนวณและการสร้าง	
รูปที่ 3.1.1 แสดงการเชื่อมต่อแบบ Null Modem และลักษณะขาของ DB 9	59
รูปที่ 3.1.2 บล็อกโคอะแกรมการทำงานของวงจรภาคส่งและภาครับ	60
รูปที่ 3.1.3 ลักษณะภายในและการต่อใช้งานของ IC MAX 232	60
รูปที่ 3.1.4 สัญญาณ FSK	61
รูปที่ 3.1.5 แสดงวงจร FSK MODULATOR	62
รูปที่ 3.1.6 วงจร DRIVER	63
รูปที่ 3.1.7 แสดงวงจร AMPLIFIER	63
รูปที่ 3.1.8 แสดงวงจร DEMODULATOR	64
รูปที่ 3.1.9 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 3 KHz	65
รูปที่ 3.1.10แสดงวงจร VOLTAGE COMPARATOR	65
รูปที่ 3.2.1 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง	66
รูปที่ 3.2.2 แสดงบล็อกโคอะแกรมทางด้านส่ง	66
รูปที่ 3.2.3 แสดงบล็อกโคอะแกรมทางด้านรับ	67
รูปที่ 3.2.4 แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านส่ง	68
รูปที่ 3.2.5 แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านรับ	68
รูปที่ 3.2.6 แสดงวงจร FM MODULATOR	69
รูปที่ 3.2.7 แสดงวงจร MULTIPLEX	69
รูปที่ 3.2.8 แสดงวงจร DRIVER ของภาควิดีโอ	70
รูปที่ 3.2.9 แสดงวงจร AMPLIFIER	71
รูปที่ 3.2.10 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 0-5MHz	71
รูปที่ 3.2.11แสดงวงจร LOW PASS FILTER 10KHz	72
บทที่4 การทดลองและผลการทดลอง	
รูปที่ 4.1.1 เอาท์พุทที่ออกจาก MAX 232 เทียบกับสัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยม	77
รูปที่ 4.1.2 สัญญาณ FSK เปรียบเทียบความถี่กับสัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยม	78
รูปที่ 4.1.3 สัญญาณ demod FSK ที่ออกจากขา 74HC4046 ทางด้านรับของชุดรับส่งข้อมูล	78
รูปที่ 4.1.4 สัญญาณที่วัดได้จากขา collector ของ 2N3904 ทางภาคส่งของชุดรับส่งข้อมูล	79
รูปที่ 4.2.1 การทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง	80
รูปที่ 4.2.2 สัญญาณภาค VIDEO AMP เมื่อป้อนสัญญาณ sine	80
รูปที่ 4.2.3 สัญญาณภาพที่ออกมาจากเครื่องเล่น VCD โดยตรง	81
รูปที่ 4.2.4 สัญญาณเอาท์พุทของเสียงขณะที่ไม่มีการมอดูเลทโดย 74HC4046	81
รูปที่ 4.2.5 สัญญาณเอาท์พุทของเสียงเมื่อทำการมอดูเลทโดย 741	82

รูปที่ 4.2.6 สัญญาณเสียงที่ออกจากเครื่องเล่น VCD โดยตรง	82
รูปที่ 4.2.7 สัญญาณเสียงที่ออกจาก BPF ภาครับ(DEMULTIPLEX)	83
รูปที่ 4.2.8 การ SUMMING สัญญาณ SIN 7MHz กับสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม 1 MHz	83
รูปที่ 4.2.9 แสดงการ SUMMING ของสัญญาณภาพและเสียง	84
รูปที่ 4.2.10 สัญญาณเสียงที่ออกจากเครื่องเล่น VCD เปรียบเทียบกับสัญญาณเสียงทางด้านรับของ ชุดรับส่งภาพและเสียง	84
รูปที่ 4.2.11 สัญญาณภาพที่ออกจากวงจรขยายสัญญาณภาพทางด้านภาคส่ง	85
รูปที่ 4.2.12 สัญญาณที่ออกจาก band pass filter 6.5 MHz ทางด้านภาครับ	85
รูปที่ 4.2.13 สัญญาณที่ออกจาก low pass filter ทางด้านภาครับ	86
รูปที่ 4.2.14 แสดงเครื่องรับส่ง สัญญาณข้อมูลและสัญญาณภาพและเสียง	86

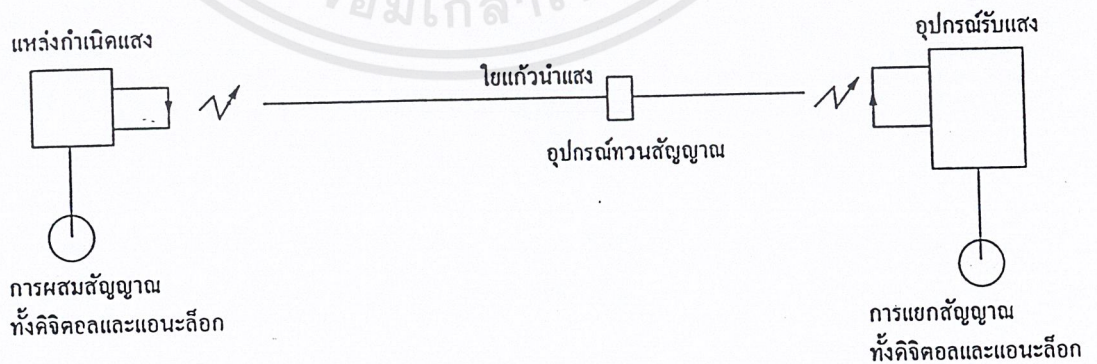


บทที่ 1

บทนำ

แนวความคิดในการสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงเกิดขึ้นเมื่อนักวิทยาศาสตร์พยายามที่จะค้นคว้าเกี่ยวกับการส่งผ่านแสงในชั้นบรรยากาศมาก่อนแต่ไม่ค่อยประสบความสำเร็จมากนัก เนื่องจากแสงจะถูกลดกำลัง หรือลดทอนในชั้นบรรยากาศมาก การส่งแสงผ่านชั้นบรรยากาศจึงถูกจำกัดเฉพาะการสื่อสารในระยะสั้นๆ ต่อมาจึงหันความสนใจมาวิจัยการสื่อสารโดยใช้ใยแก้วนำแสง แต่ในระยะแรกเกิดปัญหาเนื่องจากการสูญเสียมากถึงประมาณ 1000 เดซิเบล/กิโลเมตร ซึ่งไม่สามารถนำมาใช้กับการสื่อสาร ต่อมานักวิทยาศาสตร์ได้ทำการวิจัยและพัฒนาจนอัตราการสูญเสียของใยแก้วนำแสงเหลือ 0.2 เดซิเบล/กิโลเมตร ตัวอย่างเช่นแสงที่เดินทางในเส้นใยแก้วนำแสงที่ยาว 15 กิโลเมตรปริมาณแสงจึงจะลดลงเหลือครึ่งหนึ่ง ดังนั้นจึงสามารถนำแสงไปได้ไกลมาก จากการนำแสงเลเซอร์และใยแก้วนำแสง ใ้ร่วมกันจึงทำให้เกิดการส่งข่าวสารยุคใหม่ขึ้นเรียกว่า การสื่อสารใยแก้วนำแสง

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบการสื่อสารด้วยใยแก้วนำแสง แสดงดังรูปที่ 1.1 ซึ่งจะประกอบด้วยอุปกรณ์ที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสง (Electrical Optical Converter, E/O) ที่ทำงานโดยรับสัญญาณไฟฟ้ามาจากอุปกรณ์แหล่งกำเนิดแสง หรือ เลเซอร์ และส่งเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสง โดยความแรงของสัญญาณไฟฟ้าที่ได้รับจากอุปกรณ์รับสัญญาณปลายทางจะถูกเปลี่ยนเป็นความเข้มแสงหรือระดับสัญญาณ “1” และ “0” ด้วยวิธีหลังนี้สัญญาณไฟฟ้าจะเปลี่ยนเป็นแสงที่สว่างและมีด หรือเปิดปิดสัญญาณที่เดินทางในใยแก้วนำแสงนั้นกำลังจะอ่อนลงเมื่อเดินทางในระยะทางที่เพิ่มขึ้นพร้อมทั้งรูปที่คลื่นที่ขยายกว้างออกด้วย ดังนั้น เมื่อถึงอุปกรณ์เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า (O/E) ทางด้านรับสัญญาณแล้ว ก่อนที่แสงจะส่งไปก็จะถูกทวนสัญญาณและส่งออกไปยังปลายทาง



รูปที่ 1.1 แสดงระบบการสื่อสารใยแก้วนำแสง

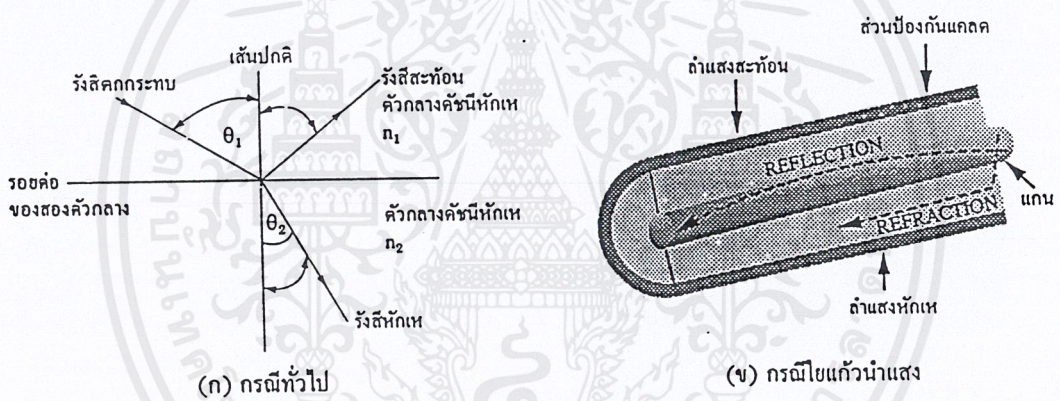
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ความรู้เบื้องต้นทางแสง

2.1.1 ฟิสิกส์ของแสง

แสงเป็นคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าที่เดินทางด้วยความเร็วประมาณ 3×10^8 เมตร/วินาทีในสุญญากาศ ซึ่งความเร็วของแสงในสุญญากาศสำหรับทุกๆ ความยาวคลื่นหรือความถี่นั้นมีค่าเท่ากัน อย่างไรก็ตามความเร็วของแสงมีค่าเปลี่ยนไปเมื่อแสงเคลื่อนที่ผ่านจากตัวกลางหนึ่งไปยังอีกตัวกลางหนึ่งที่มีความหนาแน่นไม่เท่าเดิม จึงเป็นสาเหตุที่ทำให้แสงเกิดการหักเห คุณสมบัติการหักเหของแสงนี้เองทำให้แสงมีพฤติกรรมต่างๆ ขณะเคลื่อนที่ผ่านตัวกลาง การเคลื่อนที่ของแสงในใยแก้วนำแสงก็อาศัยหลักการฟิสิกส์นี้เช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.1 เมื่อกำหนดให้ θ_1 และ θ_2 คือ มุมตกกระทบและมุมหักเหที่ลำแสงกระทำกับเส้นปกติ



รูป 2.1 แสดงการตกกระทบของแสง

2.1.2 ปรากฏการณ์ของแสงเบื้องต้น

ดัชนีการหักเหของแสง

การหักเหของแสงเกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงความเร็วของแสงในตัวกลางซึ่งจะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของความเร็วแสงในสุญญากาศกับความเร็วของแสงในตัวกลางที่แสงผ่าน ค่าของอัตราส่วนความเร็วนี้เรียกว่าดัชนีหักเห (n) ซึ่งแทนด้วยความสัมพันธ์

$$n = c/v$$

เมื่อ c และ v คือ ความเร็วของแสงในสุญญากาศ และในตัวกลางใดๆ ตามลำดับ ดัชนีหักเหของแสงนั้นขึ้นกับความถี่ของแสงด้วย ทั้งนี้เพราะความเร็วของแสงมีความสัมพันธ์กับความถี่และความยาวคลื่นคือ $\lambda = c/v$ เมื่อ v และ λ คือความถี่และความยาวคลื่นของแสง ข้อมูลดังแสดงในตารางที่ 2.1 ข้างล่างเป็นตัวอย่างเป็นค่าดัชนีหักเหของแสงในตัวกลางชนิดต่างๆ

ตัวกลาง	ค่าดัชนีหักเห
สุญญากาศ (Vaccum)	1.00
อากาศ (Air)	1.0003
น้ำ (Water)	1.33
เอทิล แอลกอฮอล์ (Ethyl Alcohol)	1.36
ควอartz (Fused Quartz)	1.46
แก้ว (Glass Fiber)	1.50-1.90
เพชร (Diamond)	2.00-2.42
ซิลิคอน (Silicon)	3.40
แกเลียม อาร์เซไนด์ (Gallium-Arsenide)	3.6

ตารางที่ 2.1 ค่าดัชนีหักเหของแสงในตัวกลางต่างๆ

กลั้มการสะท้อน

เมื่อแสงเดินทางผ่านตัวกลางสองชนิดที่มีดัชนีหักเหต่างกันจะทำให้มีการหักเหของแสงเป็นไปตามกฎของสเนลล์(Snell's Law)

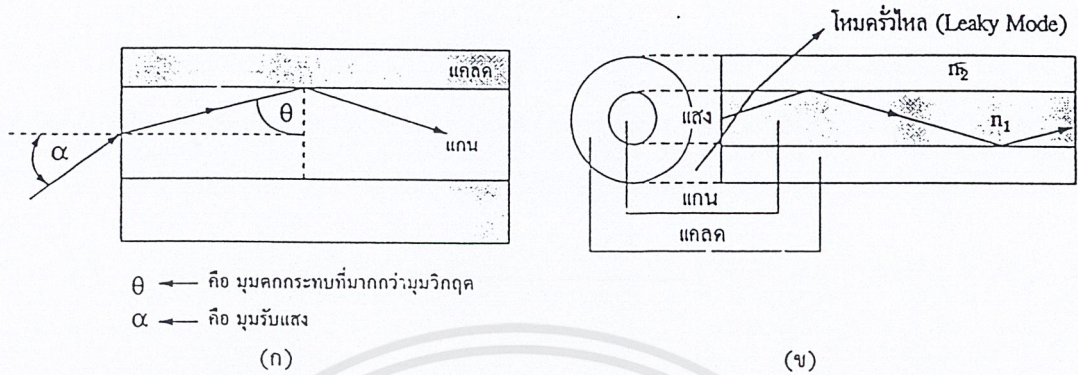
$$\frac{\sin \theta_1}{\sin \theta_2} = \frac{n_2}{n_1}$$

ในที่นี้ θ_1 และ θ_2 คือมุมตกกระทบและมุมหักเหที่ลำแสงกระทำกับเส้นปกติ(Normal Line)บนพื้นผิวรอยต่อของตัวกลางทั้งสองนั้น ส่วน n_1 และ n_2 คือครรชนีหักเหของแสงตัวกลางที่ 1 และตัวกลางที่ 2 ดังแสดงในรูปที่ 2.1

พิจารณากรณีที่แสงเดินทางจากตัวกลางที่มีครรชนีหักเหมากไปยังตัวกลางที่มีครรชนีหักเหน้อย กล่าวคือเมื่อมุมตกกระทบ θ_1 มีค่ามากขึ้นก็จะทำให้มุมหักเห θ_2 มีค่าเข้าใกล้ 90° เรียกมุมตกกระทบที่ทำให้มุมหักเหเท่ากับ 90° นี้ว่ามุมวิกฤต(Critical Angle)ดังสมการ 2.3 และหากเพิ่มมุมตกกระทบอีกจน $(\theta > \theta_c)$ ก็จะไม่ทำให้แสงสามารถที่จะเดินทางเข้าไปในตัวกลางที่สองได้เลย นั่นคือเกิดการสะท้อนกลับหมดภายในนั่นเอง

$$\theta_c = \sin^{-1} \frac{n_{\text{clad}}}{n_{\text{core}}}$$

เมื่อ n_{core} และ n_{clad} คือค่าครรชนีหักเหของแกน(Core)และส่วนห่อหุ้มหรือเคลต(Cladding)ของใยแก้วนำแสงตามลำดับ



รูปที่ 2.2 แสดงการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสงโดยอาศัยหลักการการสะท้อนกลับหมด

ในการนำแสงเข้าสู่เส้นใยแก้วนำแสงดังรูปที่ 2.2 ทำได้โดยทำให้ดัชนีหักเหของแกนมีค่ามากกว่าดัชนีหักเหของเคลดซึ่งหุ้มส่วนของแกนไว้ โดยอาศัยหลักการสะท้อนกลับหมดภายในของแสงดังกล่าวข้างต้นก็สามารถที่จะทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปในแกนเดินทางไปมาภายในแกนอยู่ได้

การแทรกสอดและการเลี้ยวเบน

การแทรกสอด(Interference)เกิดขึ้นเมื่อคลื่นสองขบวนหรือมากกว่าเคลื่อนที่มาซ้อนกันที่ตำแหน่งเดียวกัน ผลที่ได้จากการแทรกสอดนี้สามารถอธิบายในเทอมของแอมพลิจูดของคลื่นได้ โทมัส ยัง (Thomas Young) ได้ทำการทดลองการเกิดการแทรกสอดของแสงโดยใช้ช่องเล็กยาว(Slit) คู่ กล่าวคือเมื่อแสงจากแหล่งกำเนิดแสงความยาวคลื่นเดียวเคลื่อนที่ผ่านช่องเล็กคู่ดังกล่าวก็จะปรากฏริ้วสว่างสลับกับริ้วมืดบนฉากที่สัมพันธ์กับการเปลี่ยนเฟสและแอมพลิจูดของคลื่น โดยที่ริ้วสว่างนั้นความเข้มของแสงจะมีแอมพลิจูดที่มากที่สุด หรือเกิดการแทรกสอดแบบเสริมกัน (Constructive Interference) ส่วนริ้วมืดความเข้มของแสงจะมีแอมพลิจูดเป็นศูนย์ หรือเกิดการแทรกสอดแบบหักล้างกัน(Destructive Interference)

ความยาวโคฮีเรนซ์

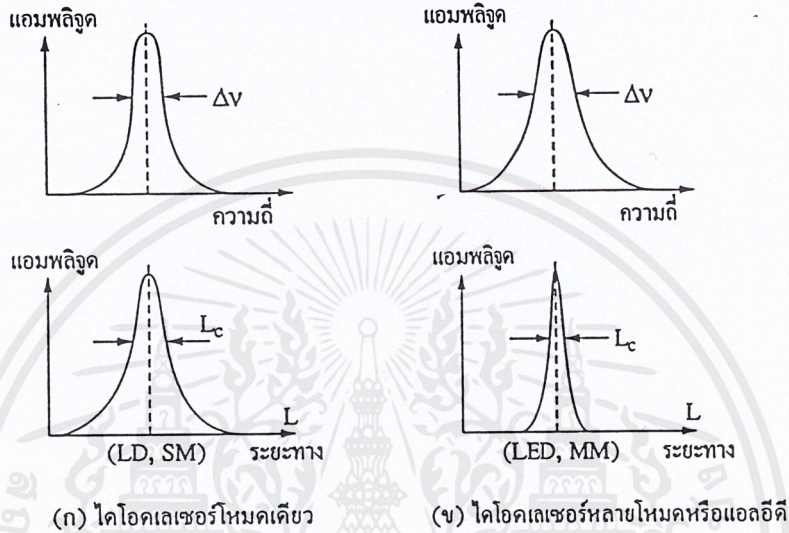
ความยาวโคฮีเรนซ์(Coherence Length)เป็นพารามิเตอร์ที่แสดงถึงคุณสมบัติของแหล่งกำเนิดแสง โดยความยาวโคฮีเรนซ์นั้นจะแปรผกผันกับแบนด์วิธของแหล่งกำเนิดแสง ดังตัวอย่างเช่น ไดโอดเลเซอร์ชนิดหลายโหมด จะมีแบนด์วิธที่กว้างกว่าชนิดโหมดเดียวแต่จะมีความยาวโคฮีเรนซ์สั้นกว่า รูปที่ 2.3 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างไดโอดเลเซอร์(Laser Diode,LD)และ แอล อี ดี(Light Emitting Diode,LED) ไดโอดเลเซอร์ชนิดโหมดเดียว(Single Mode,SM) และชนิดหลายโหมด (Multimode ,MM)

พิจารณาค่าความสัมพันธ์ระหว่างความยาวโคฮีเรนซ์ และแบนด์วิธของแหล่งกำเนิดแสงซึ่งเป็นสมการดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_c = \frac{c}{\Delta v} = \frac{\lambda^2}{\Delta \lambda}$$

เมื่อ L_c คือความยาวโคฮีเรนซ์ Δv คือแบนด์วิดท์ λ คือความยาวคลื่น และ $\Delta \lambda$ คือไลน์วิดท์ (Line Width) ของแหล่งกำเนิดแสง ส่วน c คือความเร็วของแสงในสุญญากาศ



รูปที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ของแบนด์วิดท์และความยาวโคฮีเรนซ์

2.1.3 ประวัติความเป็นมาของเส้นใยแก้วนำแสง

การใช้แสงเป็นสื่อในการนำสัญญาณแล้วส่งไปในตัวกลางต่าง ๆ นั้น ได้เริ่มขึ้นจากที่นักวิทยาศาสตร์ชาวอังกฤษชื่อ จอห์น ทินดัล (John Tyndall) ได้พบว่าแสงได้ส่งไปตามลำน้ำได้ตั้งแต่ปี พ.ศ. 2413 จากจุดเริ่มต้นนี้ก็ได้มีความพยายามกันเป็นเวลานานที่จะทำให้ปรากฏการณ์นี้มีประโยชน์ในทางปฏิบัติจนกระทั่งในปี พ.ศ. 2503 ก้าวสำคัญของการเปลี่ยนแปลงก็มาถึงเมื่อมีการทดลองใช้เลเซอร์เป็นครั้งแรก ต่อมาในปี พ.ศ. 2509 ก็มีนักวิทยาศาสตร์สองคนชาวสหราชอาณาจักร ชื่อ ฮอคแคม (G.A. Hockham) และ เกา (G.A. Hockham) ได้ทำการศึกษาวิจัยว่าตัวกลางที่ทำด้วยใยแก้วนำแสงสามารถส่งผ่านแสงได้ 1% ของแสงอินพุต ด้วยระยะทาง 1 กิโลเมตร และตัวกลางนี้จะเป็คู่แข่งสำคัญกับสายทองแดงหรือสายหุ้มฉนวน (Coaxial Cable) จากนั้นด้วยความก้าวหน้าทางวัสดุศาสตร์เรื่อยมา จนถึงปัจจุบันทำให้สามารถมีใยแก้วนำแสงที่มีการส่งผ่านแสงได้อย่างมีประสิทธิภาพ หรือมีการสูญเสียต่ำได้ ใยแก้วนำแสงบางชนิดซึ่งอาจมีการสูญเสียต่ำมากคือมีการสูญเสียเพียง 0.1 เดซิเบลต่อกิโลเมตร (dB/km) เท่านั้น

ค่าการลดทอนของแสงภายในเส้นใยแก้วนำแสง

เมื่อทำการส่งสัญญาณผ่านสายส่งออกไปก็ย่อมเกิดการลดทอน (Attenuation) ของสัญญาณ

ขึ้นเป็นธรรมดา การคิดค่าการลดทอนของแสงภายในใยแก้วนำแสงจะบอกเป็นอัตราส่วนของกำลังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณในหน่วยเดซิเบล (dB) หรือในหน่วยdBm (dBm เป็นการเปรียบเทียบกำลังของสัญญาณกับระดับกำลังของสัญญาณอ้างอิง เมื่อกำลังอินพุต $P_i = 1 \text{ mW}$) โดยพิจารณาจากสมการ

$$L_{dB} = -10 \log \frac{P_o}{P_i}$$

เมื่อ P_o คือกำลังแสงเอาต์พุต

P_i คือกำลังของแสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงค่าการลดทอนของแสง

ดังนั้น กำลังการสูญเสียค่าที่สุดของเส้นใยแก้วนำแสงขึ้นอยู่กับความยาวของเส้นใยแก้วนำแสงและค่าความยาวของคลื่นแสงที่ใช้

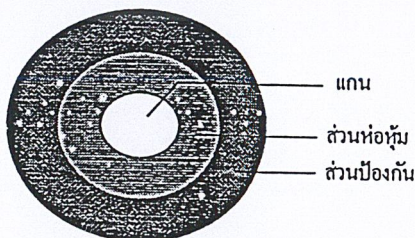
2.2 เส้นใยแสง

2.2.1 โครงสร้างของเส้นใยแสง

ส่วนประกอบของใยแก้วนำแสงประกอบด้วยส่วนสำคัญ คือส่วนที่เป็นแกนอยู่ตรงกลางหรือชั้นในแล้วหุ้มด้วยส่วนที่เป็นเคลด แล้วถูกหุ้มด้วยส่วนป้องกัน (Coating) โดยที่แต่ละส่วนนั้นทำด้วยวัสดุที่มีค่าดัชนีหักเหของแสงที่มีค่าแตกต่างกัน ทั้งนี้ก็ต้องคำนึงถึงหลักการหักเหและสะท้อนกลับหมดของแสงดังที่ได้กล่าวไปแล้ว

แกน : เป็นส่วนตรงกลางของเส้นใยแก้วนำแสง และเป็นส่วนนำแสง โดยที่ดัชนีหักเหของแสงส่วนนี้ต้องมากกว่าส่วนเคลดแล้วลำแสงที่ผ่านไปแกนจะถูกขังหรือเคลื่อนที่ไปตามเส้นใยแก้วนำแสงด้วยขบวนการสะท้อนกลับหมดภายใน (ดูรูปที่ 2.4)

ส่วนป้องกัน : เป็นชั้นที่ต่อจากเคลดเป็นที่กันแสงจากภายนอกเข้าเส้นใยแก้วนำแสง และกันแสงจากเส้นใยแก้วนำแสงออกข้างนอก และยังใช้ประโยชน์เมื่อมีการเชื่อมต่อเส้นใยแก้วนำแสง โครงสร้างอาจจะประกอบไปด้วยชั้นของพลาสติกหลายชั้น นอกจากนั้นส่วนป้องกันยังทำหน้าที่เป็นตัวป้องกันการกระทำจากแรงภายนอกอีกด้วย ตัวอย่างของค่าดัชนีหักเหเช่น แกนมีค่าดัชนีหักเหประมาณ 1.48 ส่วนของเคลดและส่วนป้องกันซึ่งทำหน้าที่ป้องกันแสงจากแกนออกภายนอก และป้องกันแสงภายนอกครบถ้วนจะมีค่าดัชนีหักเหเป็น 1.46 และ 1.52 ตามลำดับ



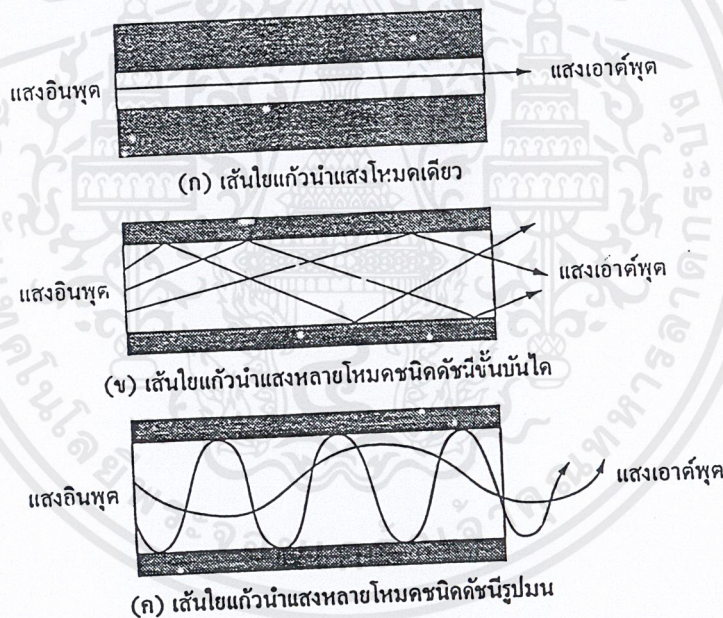
รูปที่ 2.4 แสดงส่วนประกอบของเส้นใยแก้วนำแสง

2.2.2 ชนิดของใยแก้วนำแสง

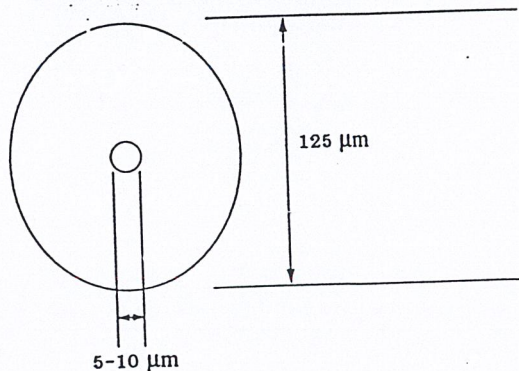
ภายในเส้นใยแก้วนำแสงนั้นจำนวนลำแสงที่เดินทางหรือเกิดขึ้นจะเป็นตัวบอกโหมดของแสงที่เดินทางภายในเส้นใยแก้วนำแสงนั้น กล่าวคือถ้ามีแนวลำแสงอยู่แนวเดียวเรียกว่าเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว (Single Mode Fiber) แต่ถ้าภายในเส้นใยแก้วนำแสงนั้นมีแนวลำแสงอยู่เป็นจำนวนมาก เรียกว่าเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด (Multimode Fiber) จากรูปที่ 2.5 นอกจากการแบ่งชนิดใยแก้วนำแสงตามลักษณะของโหมดแล้วก็ยังมียังมีวิธีอื่นที่แบ่งโดยดูจากวัสดุที่ทำเช่น เส้นใยที่ทำจากแก้ว พลาสติก หรือโพลิเมอร์ และยังแบ่งได้ตามลักษณะรูปร่าง ลักษณะของดัชนีหักเห เช่น ใยแก้วชนิดดัชนีชั้นบันได (Step Index) หรือดัชนีรูปมน (Graded Index) เป็นต้น

เส้นใยแก้วนำแสงชนิดโหมดเดียว

เส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียวมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนและเคลดประมาณ 5-10 และ 125 ไมครอน ตามลำดับ ซึ่งส่วนของแกนมีขนาดเล็กกว่าเส้นใยแก้วนำแสงชนิดหลายโหมดมาก และให้แสงออกมาเพียงโหมดเดียว ลักษณะหน้าตัดของเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดี่ยวดังแสดงดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของแสงที่เดินทางภายในเส้นใยแก้วนำแสง



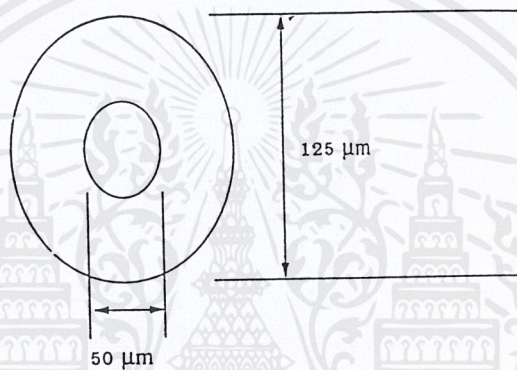
รูปที่ 2.6 แสดงภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วนำแสงโหมดเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปจะเห็นว่าขนาดของแกนที่ใช้ส่งสัญญาณนั้นเล็กมากซึ่งทำให้การนำแสงเข้าสู่เส้นใยแก้วยากกว่าใยแก้วนำแสงหลายโหมด เนื่องจากข้อดีของเส้นใยแก้วนำแสงชนิดโหมดเดียวคือการแตกกระจายของสัญญาณเกิดขึ้นน้อยกว่าใยแก้วนำแสงชนิดหลายโหมดทำให้มีแบนด์วิดท์ที่ใช้ประโยชน์ได้กว้างกว่า

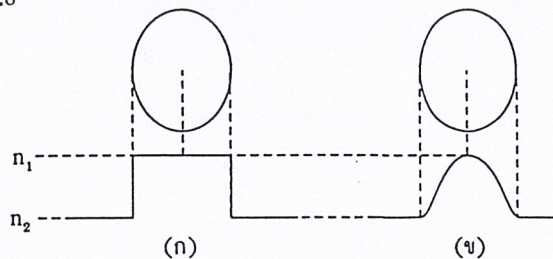
เส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด

โครงสร้างภายในของเส้นใยแก้วนำแสง ซึ่งประกอบด้วยแกนและเคลดคังได้กล่าวมาแล้วข้างต้นสำหรับเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดส่วนใหญ่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนและเคลดคังโดยประมาณ 50 ไมครอน และ 125 ไมครอน ตามลำดับซึ่งมีลักษณะหน้าตัดดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมด

เนื่องจากขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของแกนของเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมคนั้นมีขนาดใหญ่ดังนั้นแสงที่ตกกระทบที่ปลายอินพุทของเส้นใยแก้วนำแสงมีมุมตกกระทบแตกต่างกันหลายค่า จากหลักการสะท้อนกลับหมดของแสงที่เกิดขึ้นภายในส่วนของแกนทำให้มีแนวลำแสงเกิดขึ้นหลายโหมดและแสงแต่ละโหมดเดินทางโดยใช้เวลาที่แตกต่างกันอันเป็นสาเหตุให้เกิดการแตกกระจายของโหมดแสง (Mode Dispersion) หรือของสัญญาณที่รับได้เนื่องจากความแตกต่างของเวลา จึงได้มีการพัฒนาที่จะลดการแตกกระจายของสัญญาณซึ่งเกิดขึ้นจากเส้นใยแก้วนำแสงหลายโหมดด้วยการปรับปรุงลักษณะดัชนีการหักเหของแกนดังรูปที่ 2.8



(ก) ลักษณะดัชนีหักเหของแกนเมื่อมีลักษณะเป็นขั้นบันได

(ข) การกระจายของสัญญาณเมื่อดัชนีหักเหภายในแกนมีค่าค่อย ๆ เปลี่ยนแปลง

รูปที่ 2.8 แสดงชนิดของเส้นใยแก้วนำแสงตามลักษณะของดัชนีหักเหของแกน

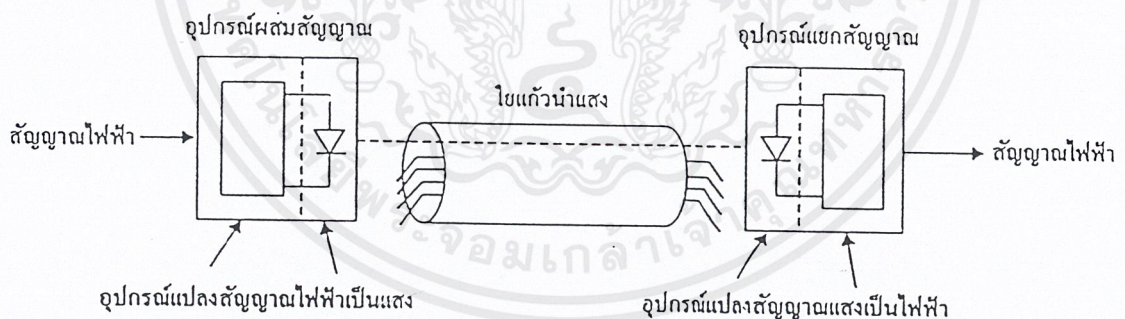
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.3 ระบบสื่อสารเส้นใยแก้วนำแสง

ระบบอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าเป็นแสงนั้นทำได้โดยใช้อุปกรณ์ทางแสง ได้แก่ แหล่งกำเนิดแสง (Light Source) ซึ่งปกติใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิด ไดโอดเปล่งแสง(LED) หรือ ไดโอดเลเซอร์(LD) ส่วนอุปกรณ์ที่เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้านั้นทำได้โดยใช้ไดโอดแสง (Photodiode) หรือ ทรานซิสเตอร์แสง(Photo Transistor) นอกจากกรณีที่ระยะทางของสายส่งยาวมากอาจต้องมีการติดตั้ง อุปกรณ์ทวนสัญญาณ(Repeater)ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วเปลี่ยนกลับเป็นสัญญาณแสงอีกครั้งและส่งกลับไปในเส้นใยแก้วนำแสง

การผสมและการแยกสัญญาณ

การผสมสัญญาณ (Modulation) ของการสื่อสารนั้น หมายถึงการทำให้ความถี่ของการสั่นในการส่งเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณข่าวสาร สำหรับการสื่อสารใยแก้วนำแสงนั้นความถี่ (หรือความยาวคลื่น) ของแสงที่ปล่อยออกมาจากอุปกรณ์กำเนิดแสงมีค่าไม่คงที่ ดังนั้นความหมายของการผสมสัญญาณจึงแตกต่างกับการสื่อสารทางไฟฟ้า ถ้าหากสามารถทำให้แสงเป็นแสงอาพันธ์ (Coherence Light) ที่สมบูรณ์นั้นคือมีความถี่คงที่ และสามารถเปลี่ยนความถี่แสงให้อยู่ในช่วงความถี่ไมโครเวฟได้ก็จะทำให้การสื่อสารใยแก้วนำแสงมีการผสมคลื่นชนิดต่างๆ เหมือนกับการสื่อสารทางไฟฟ้า ดังนั้นจึงกล่าวได้ว่าการผสมคลื่นแสงนั้นเป็นเพียงการผสมความเข้มแสง (Intensity Modulation) เท่านั้น(ดูรูปที่ 2.9 ประกอบ)



รูปที่ 2.9 แสดงการผสมสัญญาณและการส่ง

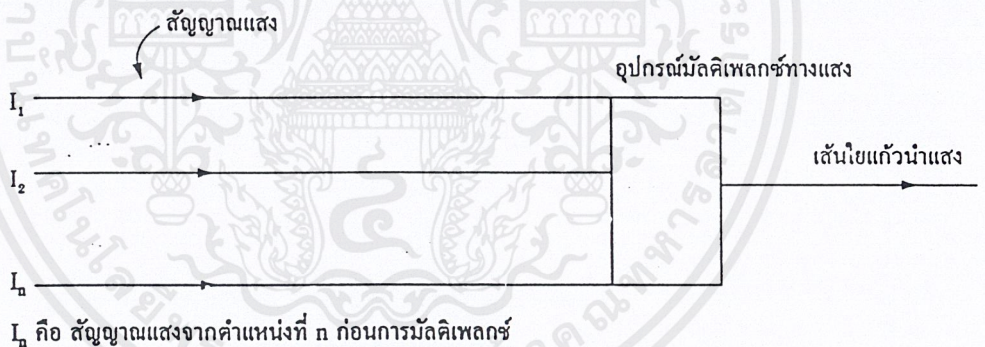
ปกติสัญญาณแสงทางด้านรับของระบบสื่อสารนั้นสัญญาณจะอ่อนกำลังลง และบางครั้งอาจเกิดความผิดพลาดเนื่องจากการส่งผ่านไปใยแก้วนำแสง เมื่ออุปกรณ์รับแสงทำการแปลงสัญญาณแสงให้ได้สัญญาณไฟฟ้าที่ออกมาเป็นรูปร่างของสัญญาณเดิมที่เป็นสัญญาณพื้นฐาน (Baseband) และเป็นไปตามรูปร่างของกรอบคลื่น (Envelope) ของสัญญาณที่เกิดจากการรวมกับคลื่นพาห้ทางแสง สัญญาณนี้จะผ่านขั้นตอนทางไฟฟ้าเพื่อทำการขยายสัญญาณ และได้สัญญาณที่เครื่องรับปลายทางเหมือนกับต้นกำเนิดข่าวสารทุกประการ ในอนาคตถ้าสามารถทำให้แสงที่เป็นแสงอาพันธ์อย่างสมบูรณ์ก็จะใช้วิธีการผสมคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลมคตินที่ทำความถี่ของต้นกำเนิดแสงเปลี่ยนแปลงตามสัญญาณนั้น คือใช้วิธีผสมคตินที่มีประสิทธิภาพดีได้และทำนองเดียวกันกับทางด้านรับแสงก็สามารถใช้การแยกสัญญาณที่เรียกว่าเทคนิคทางด้านความถี่(Heterodyne Detection) เป็นส่วนการรับสัญญาณปลายทาง

การส่งสัญญาณแบบดิจิตอลและอนาล็อก

การส่งสัญญาณโดยทั่วไปนั้นมีสองแบบคือ การส่งสัญญาณแบบดิจิตอล (Digital)และอนาล็อก(Analog) การสื่อสารด้วยแสงนั้นมีการส่งสัญญาณอยู่สองชนิดนี้เช่นกัน ซึ่งขึ้นอยู่กับสัญญาณไฟฟ้าที่มาผสมกับแสงว่าจะเป็สัญญาณดิจิตอลหรือสัญญาณอนาล็อกเท่านั้น การส่งสัญญาณแบบดิจิตอลโดยทั่วๆไปแล้วจะนำมาเปลี่ยนเป็นรหัส (Code) ที่เหมาะแก่การส่งก่อนแล้วจึงส่งออกไปเช่นเดียวกับการส่งสัญญาณแบบอนาล็อก นั่นคือก่อนที่จะทำการเปลี่ยนแปลงสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณแสงนั้น จะทำการผสมสัญญาณขึ้นแรกกับแหล่งกำเนิดแสงก่อน ทั้งนี้ก็เพราะว่าแสงเอาท์พุทของอุปกรณ์กำเนิดแสงนั้นไม่เป็นสัดส่วนกับระดับสัญญาณไฟฟ้าอินพุทเสมอไป ซึ่งทำให้เกิดความยุ่งยากในการรักษาคุณสมบัติของการส่งเพื่อแก้ไข้ปัญหาดังกล่าวจึงต้องทำการผสมสัญญาณเบื้องต้นก่อน การเลือกระบบการส่งสัญญาณทั้ง 2 ชนิดนี้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ของการใช้งาน การเลือกระบบการส่งแบบอนาล็อกมักใช้กับการส่งสัญญาณภาพในข่ายสาย (Networks) หรือเคเบิลทีวี แต่ในอนาคตระบบการส่งแบบดิจิตอลที่มีคุณสมบัติดีกว่าจะเข้ามามีบทบาทสัญญาณในทุกๆด้าน



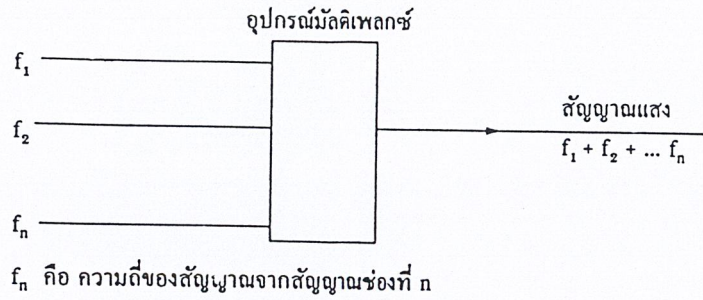
รูปที่2.10 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งระยะทาง

การทำมัลติเพล็กซ์

การสื่อสารนั้นถ้าสามารถส่งข่าวสารได้มากเท่าใดก็จะเป็นการประหยัด การสื่อสารใยแก้วนำแสงก็เช่นเดียวกันต้องมีการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) เหมือนกับการสื่อสารใช้สายที่เป็นโลหะเช่นกัน การมัลติเพล็กซ์ทางแสงแบ่งได้ 4 ประเภทคือ

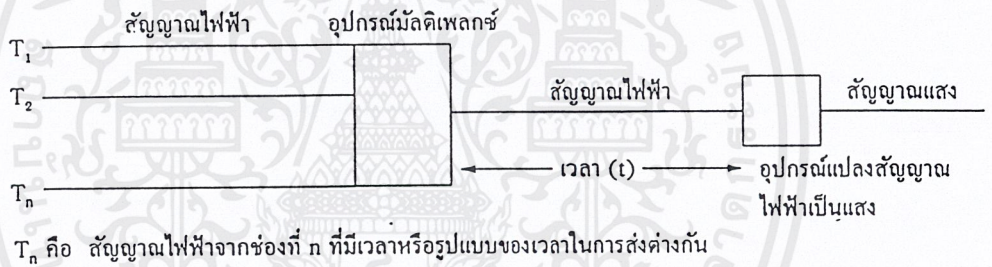
1 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งระยะทาง (Space Division Multiplexing) หมายถึงในสายเคเบิลหนึ่งเส้นมีเส้นใยแก้วนำแสงอยู่เป็นจำนวนมากซึ่งเป็นวิธีที่ทำให้ส่งสัญญาณได้เป็นจำนวนมากต่อสายเคเบิลหนึ่งเส้น(ดูรูปที่2.10)

2 การมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งความถี่ (Frequency Division Multiplexing) เป็นระบบที่ใช้กับการสื่อสารใยแก้วนำแสงที่มีการส่งสัญญาณจำนวนมาก โดยก่อนไปนั้นจะถูกทำการมัลติเพล็กซ์ในขั้นตอนการแปลงสัญญาณแสงเป็นไฟฟ้าก่อนการส่งสัญญาณ (ดูรูปที่2.11)



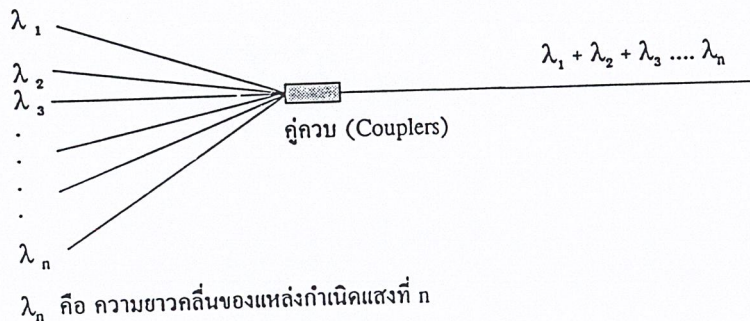
รูปที่ 2.11 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่

3 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งเวลา (Time Division Multiplexing) มีหลักการเช่นเดียวกับ การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความถี่ซึ่งเป็นวิธีการที่ใช้สำหรับการส่งสัญญาณแบบดิจิทัล (ดูรูปที่ 2.12)



รูปที่ 2.12 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งเวลา

4 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความยาวคลื่น (Wavelength Division Multiplexing) เป็นวิธีการส่งสัญญาณแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันจำนวนมากในใยแก้วนำแสงหนึ่งเส้น ข้อดีคือสัญญาณไฟฟ้าที่ส่งไปกับความยาวคลื่นแต่ละความยาวคลื่นไม่ว่าจะเป็นแบบอนาล็อกหรือดิจิทัลสามารถเปลี่ยนแปลงได้ง่าย (ดูรูปที่ 2.13)



รูปที่ 2.13 การมัลติเพลกซ์แบบแบ่งความยาวคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 ข้อดีของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ในการส่งสัญญาณแสงผ่านเส้นใยแสงมีข้อดีเหนือกว่าระบบออปติคอลเวฟไกด์อื่น ๆ ทั้งหมด และมีคุณสมบัติต่อไปนี้

1. มีการสูญเสียต่ำตลอดย่านความยาวที่ใช้งาน (น้อยกว่า 1 เดซิเบล ต่อกิโลเมตร) จึงทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ทวนสัญญาณ (Regenerator)
2. มีแบนด์วิธกว้าง (1 - 10 GHz สำหรับมัลติโหมด (Multi-mode) และซิงเกิลโหมด (Single-mode) ตลอดความยาว 1 กิโลเมตร ตามลำดับ) ทำให้ระบบสามารถมีความจุช่องสัญญาณสูงขึ้น
3. มีความยืดหยุ่น
4. ขนาดเล็ก (เส้นใยแก้วมีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 100 ไมโครเมตร และเส้นผ่านศูนย์กลางซึ่งรวมทั้งที่ห่อหุ้มพลาสติกประมาณ 1 - 2 มิลลิเมตร)
5. น้ำหนักเบา เคเบิลใยแสงมีขนาดเล็ก และเบาอย่างมากเมื่อเทียบกับเคเบิลตัวนำทองแดง ดังนั้นการสร้างข่ายสายจึงทำได้สะดวกกว่า นอกจากนี้ ยังสามารถใช้ท่อร้อยได้อย่างมีประสิทธิภาพ
6. ไม่มีสิ่งรบกวนจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า เนื่องจากแก้วไม่ใช่ตัวนำไฟฟ้า สนามแม่เหล็กไฟฟ้า จึงไม่มีผลต่อการรบกวน ดังนั้นเคเบิลใยแสงจึงสามารถวางร่วมกับแนวสายส่งไฟฟ้ากำลัง หรือระบบรถไฟฟ้าได้โดยไม่ต้องมีชิลด์
7. Crosstalk ต่ำ มีมาตรการป้องกันสูง เนื่องจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้าไม่มีผลกระทบต่อระบบนี้ และระบบนี้ยังไม่สร้างสนามแม่เหล็กไฟฟ้ารบกวนระบบอื่น ๆ ดังนั้น เส้นใยแสงที่ใช้งานด้วยกันจึงไม่รบกวนซึ่งกันและกัน
8. ส่วนประกอบของแก้วที่ใช้เป็นวัสดุทางธรรมชาติเป็นจำนวนมาก โดยเฉพาะความเข้มข้นของซิลิกาที่มีสูงมาก
9. มีความต้านทานต่อปฏิกิริยาเคมีและการเปลี่ยนแปลงทางอุณหภูมิมาก เส้นใยแสงได้ถูกผลิตขึ้นมาจากสารพวกแก้วซึ่งมีจุดหลอมเหลวสูงมากถึง 1500 องศา ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้งานในบริเวณที่มีความร้อนสูงได้
10. ประหยัด แม้ว่าปัจจุบันราคาของเคเบิลใยแก้วจะสูงกว่าเคเบิลตัวนำทองแดงก็ตาม แต่ในอนาคตมีแนวโน้มจะลดลงเนื่องจากวัสดุหลักที่นำมาผลิตเส้นใยคือ สารจำพวกแก้ว

เนื่องจากเส้นใยมีข้อดีเหล่านี้ จึงมีความพยายามที่จะปรับปรุงคุณสมบัติที่ได้กล่าวไปแล้วอย่างต่อเนื่อง โดยเฉพาะการวิจัยที่จะดำเนินการตามทิศทางต่อไปนี้

1. อะไรคือลักษณะรูปที่ร่างที่ดีที่สุดของดัชนีหักเหของแสง นำเอาปัจจัยทั้งหมดมาพิจารณา
2. อะไรคือการกระทำที่เหมาะสมที่สุดของการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ความยาวคลื่นเท่าไรที่เหมาะสมที่สุดของการใช้งาน
4. อะไรเป็นส่วนสำคัญที่กำหนดแบนด์วิธด์
5. สาเหตุใดที่ทำให้คุณลักษณะของการเดินทางเปลี่ยนไป โดยเมคานิคอล- เอฟเฟกต์ (Mechanical) เช่นการโค้งงอนั้นหรือ
6. อายุการใช้งานจะเป็นสาเหตุให้คุณลักษณะเปลี่ยนไปหรือ
7. ปัญหาทางเทคนิคของการวางและการต่อเคเบิลสามารถแก้ไขปรับปรุงได้หรือไม่
8. ต้นทุนที่เพิ่มขึ้นจะทำให้ลดลง โดยการผลิตเป็นจำนวนมากได้หรือไม่

2.2.5 ข้อเสียของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

1. เปราะบาง เนื่องจากเส้นใยแสงผลิตมาจากแก้ว ดังนั้นจึงมีความเปราะบางมาก ต้องมีความระมัดระวังเป็นพิเศษ ไม่ว่าจะในกระบวนการผลิตและการใช้งาน
 2. ต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการติดตั้ง เนื่องมาจากการวางเคเบิล การต่อเชื่อมสาย ตลอดจนการติดตั้งต่าง ๆ จะต้องใช้ความประณีตและความสะอาดเป็นพิเศษ นอกจากนี้ยังต้องใช้อุปกรณ์เฉพาะอย่าง ซึ่งยังมีราคาค่อนข้างแพงในปัจจุบัน
 3. Bending Loss ไม่สามารถที่จะโค้งงอเคเบิลใยแสงได้มากกว่าที่กำหนดไว้ เนื่องจากจะทำให้แสงสามารถทะลุออกไปได้
- ข้อเสียต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้ว สามารถแก้ไขทางเทคนิคได้ และเครื่องมือต่าง ๆ ก็ได้รับการพัฒนามีประสิทธิภาพสูงมาก และราคายังถูกลงอีกด้วย ดังนั้นสรุปแล้วข้อเสียดังกล่าว จึงไม่เป็นอุปสรรคมาก

2.2.6 การสูญเสียในเส้นใยแสง

(1) การสูญเสียที่เกิดจากการดูดแสง (Absorption Loss)

คือ สารที่ใช้ผลิตเส้นใยแสงนั้นจะเป็นตัวดูดแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง แล้วเปลี่ยนเป็นการสูญเสียความร้อนโดยทั่วไป แล้วจะมีการดูดแสงเนื่องมาจากแก้วเอง (สารที่ใช้ผลิตเส้นใยแสง) และเนื่องมาจากสารอื่นที่เจือปนอยู่ในแก้ว (Impurity)

สำหรับการสูญเสียเนื่องมาจากการดูดแสงของแก้วนั้น มันจะดูดแสง Ultraviolet กับแสง Infrared การดูดแสง Ultraviolet นั้น จะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ $0.1 \mu\text{m}$ และการดูดแสง Infrared จะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ $10 \mu\text{m}$ ส่วนที่ความยาวคลื่นอื่นๆนั้น การสูญเสียจากการดูดแสงจะลดลงอย่างมาก ดังแสดงในรูป 2.14 จะเห็นว่าจากความยาวคลื่นประมาณ $1.0 \mu\text{m}$ ไปจนถึงประมาณ $1.6 \mu\text{m}$ การสูญเสียจะตกลงเป็นเสมือนหุบเขา

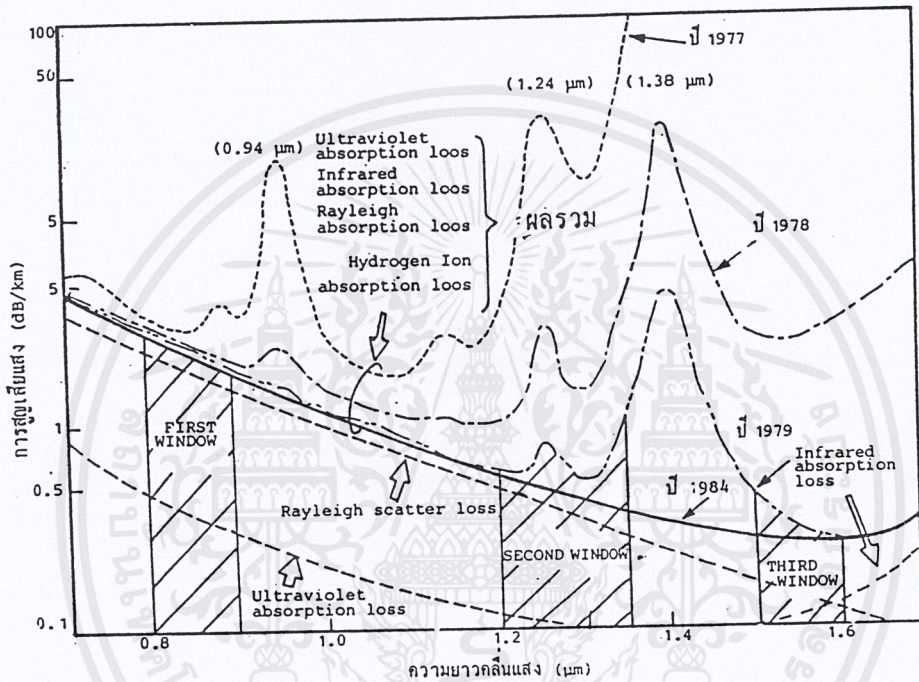
การสูญเสียจากการดูดแสงอันเนื่องมาจากสารแปลกปลอม (Impurity) ปนอยู่นั้น ในตอนแรกทีพัฒนาเส้นใยแสงใหม่ๆ นั้นปรากฏว่าส่วนใหญ่เป็น ION ของโลหะต่างๆ เช่น ION ของเหล็ก ION ของทองแดงและอื่นๆ แต่ต่อมาเทคนิคในการทำให้การสูญเสียแสงต่ำลงได้พัฒนาไปมากสามารถกำจัด ION ของโลหะต่างๆออกไปได้ ในปัจจุบันส่วนใหญ่จะเป็น Hydroxy ION (OH^-)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(2)การสูญเสียแสงที่เกิดจากการกระจัดกระจายแสงแบบเรย์ลี (Rayleigh Scattering

Loss)

การสูญเสียแบบนี้เป็นปรากฏการณ์ที่ปรากฏขึ้นเมื่อแสงไปกระทบวัตถุที่มีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่นแล้วทำให้แสงนั้นกระจัดกระจายไปในทิศทางต่างๆ ตัวอย่างของปรากฏการณ์นี้แสดงดังแสงตอนตะวันตกดินนั้นเกิดจากการแตกกระจายของแสง



รูปที่ 2.14 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียแสงจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว

สำหรับการผลิตเส้นใยแสงทำได้โดยการให้ความร้อนประมาณ 2000°C แก่แท่งแก้วที่เรียกว่า Preform จากนั้นจึงทำการดึงแท่งแก้วให้เป็นเส้นใยแสงขนาดเล็ก และในตอนนี้ต้องทำให้เส้นใยแสงมีอุณหภูมิลดลงจาก 2000°C เป็นอุณหภูมิห้องประมาณ 20°C อย่างรวดเร็ว โดยการทำเช่นนี้จะทำให้ความไม่สม่ำเสมอของความหนาแน่นที่เกิดขึ้นตอนในความร้อน 2000°C (หรือนั่นคือความไม่สม่ำเสมอของค่าดัชนีการหักเห) ตกค้างอยู่อย่างนั้นในเส้นใยแสงและเป็นสาเหตุทำให้เกิด Rayleigh Scattering ขึ้นในเส้นใยแสง จัดเป็นสาเหตุที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในขั้นตอนการผลิตถือเป็นการสูญเสียของแสงที่มีประจำในตัวของเส้นใยแสง



รูปที่ 2.15 แสดง Scattering ของแสงในบรรยากาศ

(3) การสูญเสียเนื่องจากการกระจัดกระจายแสง อันเนื่องมาจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแสง (Ununiformity Loss)

กล่าวคือ ตรงรอยต่อของ core กับ clad นั้นจะไม่สม่ำเสมอตลอด กล่าวคือมีลักษณะคล้ายถนนขรุขระ เมื่อมีรอยต่อไม่เรียบสม่ำเสมอเช่นนี้จะทำให้เกิดการกระจัดกระจายของแสง ทำให้แสงบางส่วนไม่สามารถเดินทางไปใน core ได้ จะกระจายออกไปข้างนอก ดังนั้นรอยต่อที่ไม่เรียบสม่ำเสมอจะทำให้แสงที่เดินทางเกิดกระจัดกระจายสะท้อนกลับอย่างสะเปะสะปะทำให้เกิดการสูญเสียแสงเพิ่มขึ้น

(4) การสูญเสียจากการกระจายแสงอันเนื่องมาจากการงอโค้งของเส้นใยแสง (Bending Loss)

เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่อเส้นใยแสงถูกทำให้งอโค้งไป สำหรับการงอโค้งที่มีมุมงอโค้งมากกว่ามุมวิกฤต แสงนั้นจะกระจายออกไปนอก core ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น

(5) การสูญเสียที่เกิดจากการโค้งงอแบบ Micro Bending

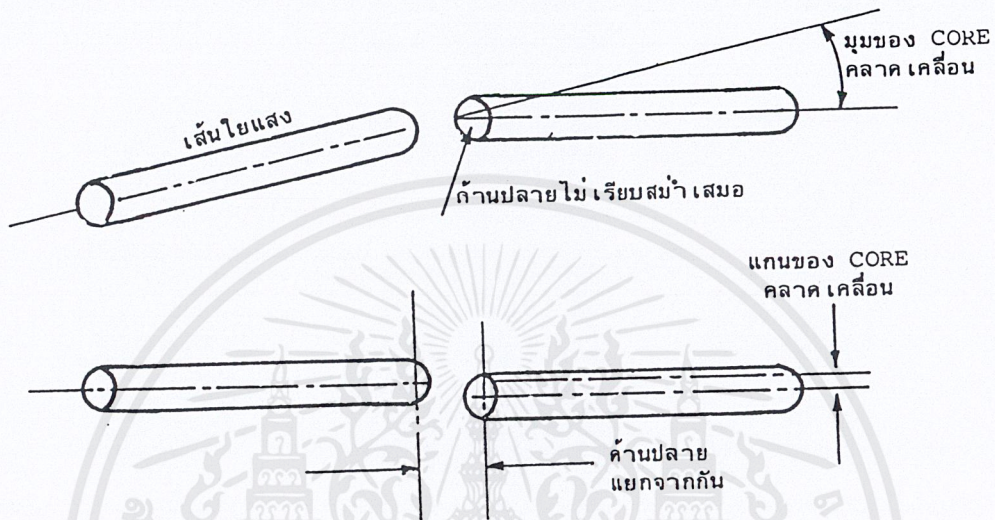
เป็นการสูญเสียเนื่องจากการที่มีแรงกดที่ไม่สม่ำเสมอมากระทำต่อด้านข้างของเส้นใยแสง ทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไปเล็กน้อย เป็นเหตุให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุนี้การออกแบบโครงสร้างเส้นใยแสงจะต้องทำการป้องกันแรงกดจากทางด้านข้าง เช่น ทำชั้น (Layer) ป้องกันการกระแทกหุ้มเส้นใยแสง เป็นต้น

(6) การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง (Connection Loss)

กรณีที่ทำกรต่อเส้นใยแสง 2 เส้นเข้าด้วยกันนั้นอันดับแรกจำเป็นต้องทำการปรับ core ทั้งสองที่แสงเดินทางผ่านให้ตรงกันพอดี หาก core ทั้งสองต่อกันไม่สนิทสมบูรณ์นั้น แสงที่ออกจาก core ด้านหนึ่งบางส่วนของมันจะไม่เข้าไปใน core อีกด้านหนึ่งแต่จะกระจายออกไปข้างนอกทำให้เกิดการสูญเสีย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสียด้านการสูญเสียอย่างนี้แสดงในรูป 2.16 สำหรับการสูญเสียส่วนใหญ่จะมาจากคลาดเคลื่อนของแกน core หนึ่งตรงส่วนที่ทำมาก่อน กรณีสที่มีช่องว่าง (Gap) เพียงเล็กน้อยจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการสะท้อนกลับ หากช่องว่างโตมากขึ้นกว่านี้จะเกิดการสะท้อนกลับที่เรียกว่า Fresnel Reflection



รูปที่ 2.16 แสดงสาเหตุต่างๆ ของการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง
(7) การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแสง กับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง (Coupling Loss)

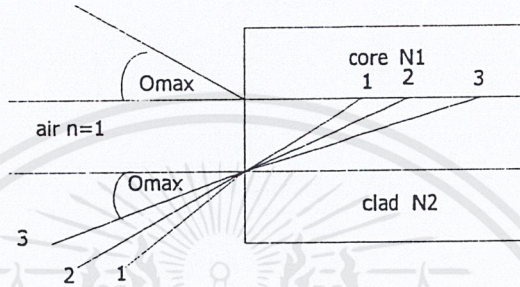
มีเงื่อนไขในการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสงนั้นคือค่า NA (Numerical Aperture) กรณีที่ใช้อุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงได้แก่ Laser Diode (LD) หรือ Light Emitting Diode (LED) จะมีความแตกต่างกันทางความกว้างของลำแสงที่ปล่อยออกมาจากต้นกำเนิดแสง แม้จะใช้เลนส์รวมแสงแล้วก็ตาม LD จะมีการสูญเสียเนื่องจากการเชื่อมต่อน้อยกว่า นอกจากนั้นโครงสร้างของเส้นใยแสงที่จะถูกป้อนแสงเข้าไบนั้น ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของ core ของเส้นใยแสงแบบ SM และแบบ GI จะมีขนาดต่างกันทำให้ขนาดการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงมีค่าต่างกัน ไปด้วย

2.3 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

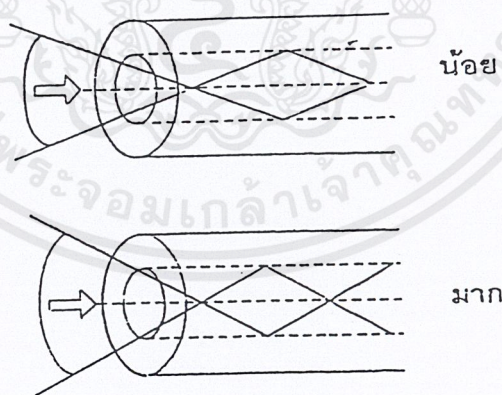
เนื่องจากแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้นจะกระจายกว้างออก เนื่องจากปรากฏการณ์เบี่ยงเบนของแสง ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในคอร์ที่มีขนาดเล็กมากนั้น ต้องใช้เลนส์ทำการรวมแสง แต่ว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่จะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ การป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะมีจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างกัน 3 ชนิดตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ คอร์ และแคลคของเส้นใย ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิดเป็น n_0 (n_0-1), n_1 และ n_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับคอร์ และคอร์กับแคลด ในที่นี้มุมรับแสงของเส้นใยที่มีค่ามากที่สุดเป็น θ_{max} จากรูปที่ 2.17 จะเห็นว่า อย่างเช่น ถ้าแสง 2 นั้น มุมรับแสงตรงรอยต่อของคอร์กับแคลดนั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤต ตรงรอยต่อของอากาศกับคอร์ และของคอร์กับแคลด

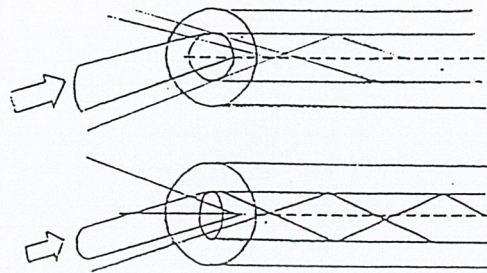


รูป 2.17 มุมรับแสงของเส้นใยแสง



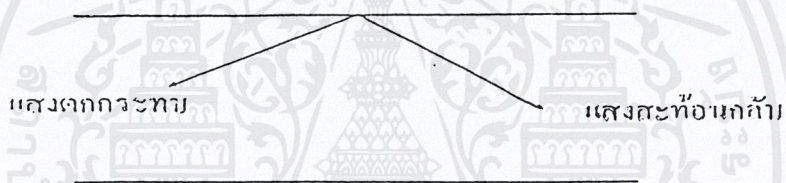
(ก) กรณีขนาดคอร์โตเท่ากันแต่ค่า NA ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

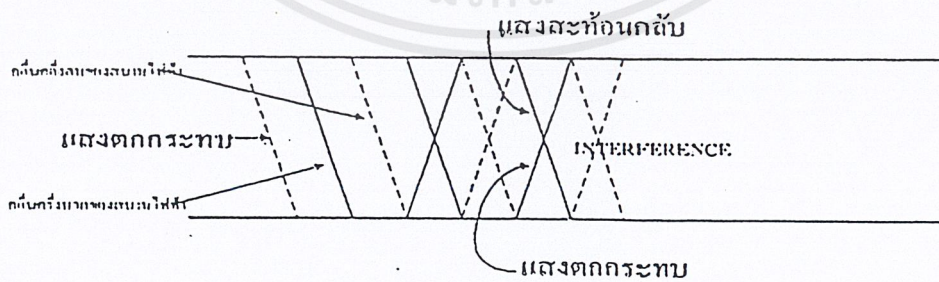


(ข) ภาวณค่าNAเท่ากันแต่ขนาดคอร์ต่างกัน

รูปที่2.18 ผลของขนาดของคอร์ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง

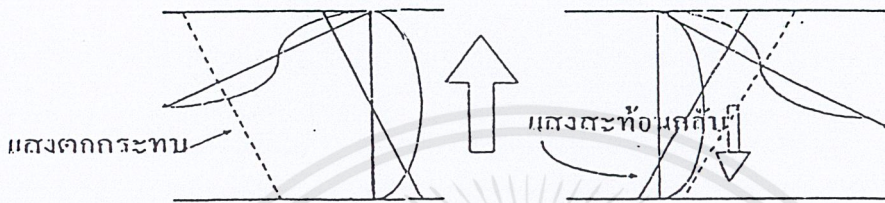


(ก) การสะท้อนกลับของแสง

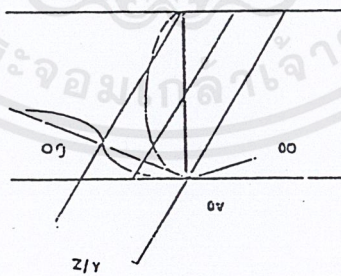


(ข) ระยะเวลาที่แสงตกกระทบกับแสงสะท้อนกลับมีเฟสเหมือน

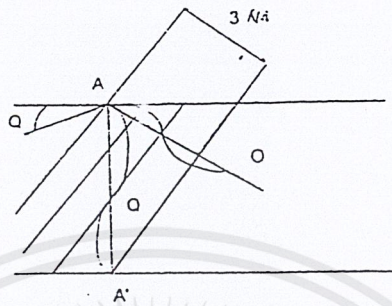
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



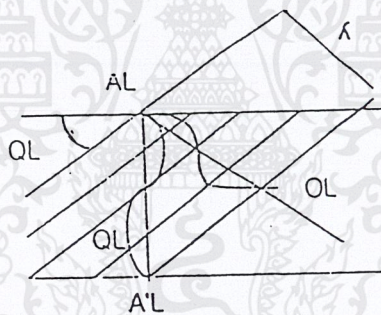
(ค) แสงตกกระทบบและแสงสะท้อนกลับเมื่อมองจากแนวเส้นผ่านศูนย์กลาง
รูปที่ 2.19 การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของตัวกลาง



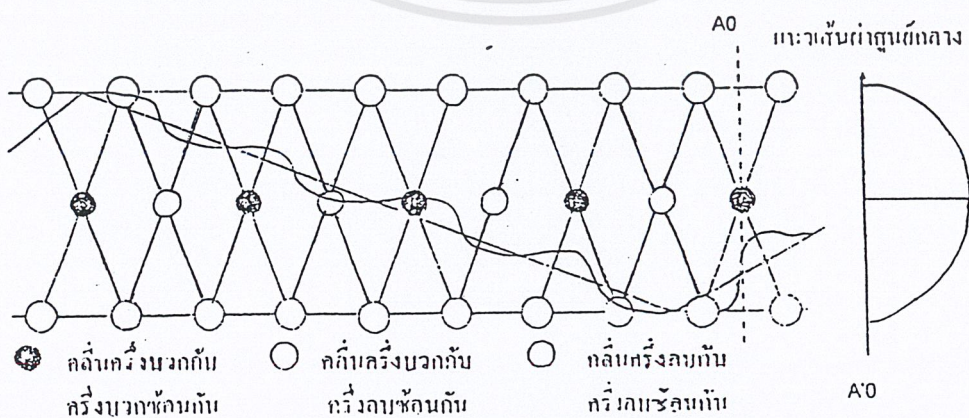
(ก) เมื่อแสงที่มีมุมสะท้อนกลับ θ_0 เคลื่อนที่ไป $\lambda/2$
เฟสของความเข้มสนามไฟฟ้าระหว่าง A_0 ถึง A' จะเปลี่ยนไป 180°



(ข) ไม่มีคลื่นอยู่ในแนวเส้นผ่านศูนย์กลาง

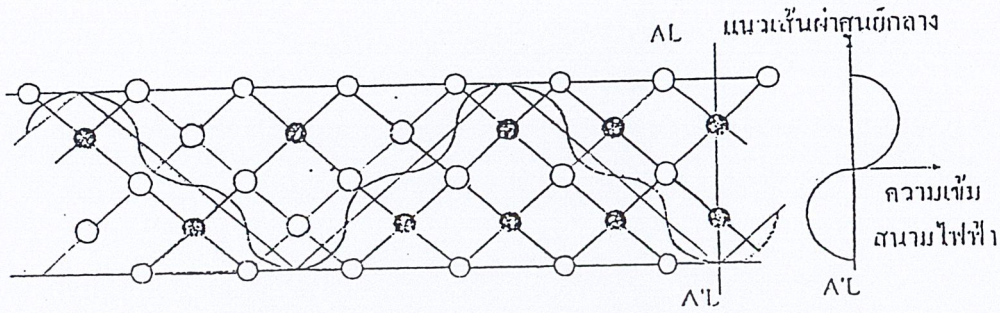


(ค) เฟสของความเข้มของสนามไฟฟ้าในแนวเส้นผ่านศูนย์กลางเปลี่ยนแปลง 180°
รูปที่ 2.20 มุมสะท้อนกลับของแสงที่ทำให้เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี



(ก) PROPAGATION MODE 0-ORDER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) PROPAGATION MODE 1-ORDER

รูป 2.21 Propagation Mode ภายในเส้นใยแสง

เพื่อให้เงื่อนไขของตัวกลางที่กล่าวมาใน (2) เป็นจริงได้นั้น จำเป็นต้องมีคลื่นที่อยู่กับที่ซึ่งเกิดจาก Interference ของแสงตกกระทบกับแสงสะท้อนกลับในทิศทางของรัศมี รูปที่ 2.20 (ค) เป็นรูปที่แสดง การเปลี่ยนแปลงทางเฟสของความเข้มของสนามไฟฟ้า ตามการเดินทางของแสงตกกระทบกับแสง สะท้อนกลับ ซึ่งมองในทิศทางรัศมีการซ้อนกันของคลื่นที่มีทิศทางสวนกัน ปรากฏการณ์นี้เหมือนกับ ปรากฏการณ์ที่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในเส้นเชือกที่ตรึงปลายทั้งสองเอาไว้ ดังนั้นในระหว่างที่แสงเดินทางเป็น ระยะทาง เป็นจำนวนเท่า ของเลขเต็มหน่วยของครึ่งความยาวคลื่น ($\lambda/2$) ดังแสดงในรูปที่ 2.20 (ก) และ (ค) นั้น จะเกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี ในกรณีที่แสงมีมุมสะท้อนกลับมีค่าเป็นจำนวนเท่าของ เลขเต็มหน่วยของมุม 180° ของความเข้มสนามไฟฟ้าตามทิศทางของรัศมี ส่วนรูปที่ 2.20 (ข) นั้นเป็น กรณีตรงกันข้าม กล่าวคือแสงที่มีมุมสะท้อนกลับมีค่า $\theta_0 < \theta$ จะไม่เกิดคลื่นอยู่กับที่ในทิศทางของรัศมี สามารถสรุปได้ว่า มุมสะท้อนกลับของแสงที่เดินทางไปได้ภายในเส้นใยแสงนั้นมีค่าจำกัด เป็นพิเศษ เฉพาะบางค่าเท่านั้น

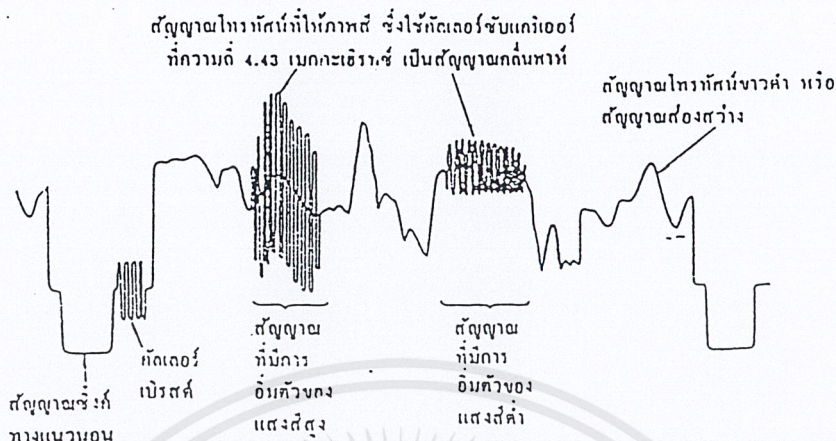
2.4 องค์ประกอบสัญญาณภาพ

สัญญาณภาพโทรทัศน์ที่มีองค์ประกอบเป็นสัญญาณต่าง ๆ มีหน้าที่ต่าง ๆ กันไป ซึ่งที่จะกล่าวในที่นี้ จะอ้างอิงถึงระบบ PAL โดยจะอ้างอิงไว้เพียงสังเขป

2.4.1 สัญญาณลูมิแนนซ์ (Luminance Signal)

สัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณส่องสว่าง เป็นสัญญาณที่มีแรงดันแปรเปลี่ยนไปตามความ สว่างของภาพ โดยจะมีแบนด์วิธ 5 MHz สำหรับมาตรฐาน CCIR (4MHz สำหรับ FCC) ในการส่ง สัญญาณโทรทัศน์สีนั้น จำเป็นต้องส่งสัญญาณความสว่างนี้อยู่ เพื่อให้ได้โทรทัศน์ขาวดำสามารถรับ และสร้างภาพขาวดำให้เกิดขึ้นหน้าจอได้ และส่งไปเข้าเครื่องรับโทรทัศน์สี เพื่อให้ไปหักล้างกับสัญญาณ ความต่างสี R-Y, B-Y และ G-Y ก็จะเหลือเฉพาะสัญญาณแม่สี คือ R, B และ G ตามลำดับ ลักษณะของ สัญญาณลูมิแนนซ์ หรือสัญญาณส่องสว่างกับสัญญาณภาพสีรวมดังแสดงดังรูปที่ 2.22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.22 แสดงสัญญาณลูมิแนนซ์กับสัญญาณภาพสีรวม

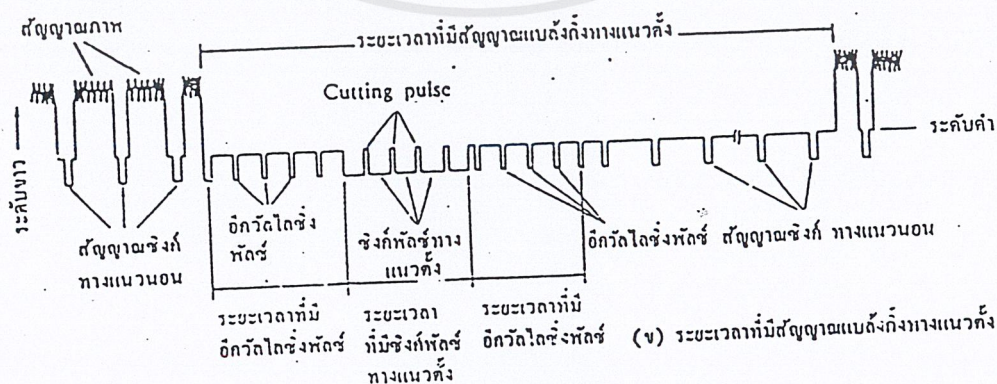
2.4.2 สัญญาณควบคุมตำแหน่งภาพ

ประกอบด้วยสัญญาณต่างๆ ดังนี้

1) สัญญาณซิงโครไนซ์ (Synchronize Signal) เป็นสัญญาณควบคุมลำอิเล็กตรอน เพื่อให้สแกนทั้งทางด้านส่งและทางด้านรับสัญญาณภาพเป็นไปอย่างถูกต้องทั้งแนวตั้งและแนวนอนแยกออกเป็น

- สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอน (Horizontal Synchronize) มีความถี่ 15625 Hz ในระบบ CCIR (15,625 Hz ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้ จะทำให้ภาพที่ปรากฏทางจอโทรทัศน์สั่นได้

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



รูปที่ 2.23 แสดงรูปร่างของสัญญาณซิงค์ที่อยู่ในสัญญาณภาพโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) สัญญาณแบลนกกิ่ง (Blanking Signal) เมื่อลำอิเล็กตรอนทำการสแกนภาพจนครบ 1 เส้นตามแนวนอน จะเกิดการสะบัดกลับตามแนวนอน เรียกว่าการ Retrace ซึ่งจะทำให้เกิดเป็นเส้นขึ้นที่ไม่ใช่ส่วนประกอบของภาพ ดังนั้นจึงต้องมีการลบทิ้ง โดยเครื่องส่งจะต้องทำการส่งสัญญาณแบลนกกิ่งนี้ออกมาพร้อมสัญญาณภาพ เพื่อเป็นการบังคับให้ลำอิเล็กตรอนให้ทางจอภาพรู้ว่าตรงช่วงไหนไม่ต้องทำการยิงอิเล็กตรอน ก็จะคัทออฟการทำงานของปืนยิงอิเล็กตรอนช่วงเวลานั้น เพราะฉะนั้นก็จะไม่เกิดเส้นภาพในขณะนั้น Retrace แล้วในระบบ CCIR เวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับตามแนวนอนจะเท่ากับ $12\mu\text{sec}$ ส่วนเวลาที่ใช้ในการสะบัดกลับทางแนวตั้งจะใช้เวลา $1600\mu\text{sec}$

3) สัญญาณอิกวอลไลซิง (Equalizing Signal) เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครไนซ์ชั้นทางแนวตั้ง เพื่อให้คงรูปได้ถูกต้อง และยังช่วยสแกนแบบสลับเส้นให้เป็นไปอย่างถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นสแกนเลขคู่ เลขคู่ได้อย่างถูกต้อง ทั้งยังส่งผลทางอ้อมให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดหายไปในช่วงการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย

2.4.3 สัญญาณโครมา (Chroma Signal)

เพื่อให้ได้ภาพที่ปรากฏทางเครื่องรับโทรทัศน์สีมีสีเหมือนกับทางสถานีส่ง จึงต้องส่งรายละเอียด และความเข้มของสัญญาณสีออกอากาศ โดยปกติสัญญาณสีที่ได้จากหลอดภาพโทรทัศน์จะประกอบไปด้วยแม่สีทางแสงคือ แดง เขียว และน้ำเงิน แต่ถ้าจะส่งสัญญาณสีทั้ง 3 ออกไปในระบบการส่งสัญญาณโดยตรงนั้น จะต้องใช้คลื่นพาห์ในการส่งถึง 3 ความถี่ด้วยกัน ซึ่งจะทำให้แบนด์วิธของสัญญาณรวมกว้างเกินไป

ดังนั้นจึงต้องใช้สัญญาณก่อรูปความต่างสี ซึ่งทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแม่สีทั้งสามให้เหลือเพียงสัญญาณความต่างสีสองสัญญาณเท่านั้น คือ สัญญาณความต่างสี R-Y และ B-Y โดยมีอัตราการผลิตดังนี้

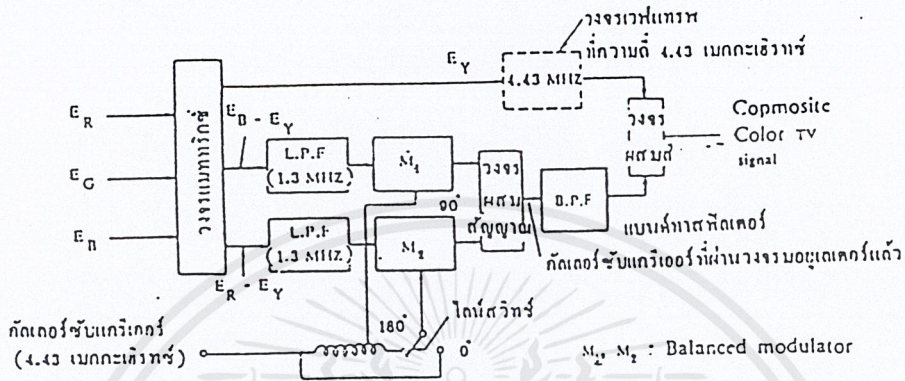
$$R-Y = 0.70R - 0.59G - 0.11B$$

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

ส่วนสัญญาณสีเขียวเราจะไม่ส่งออกอากาศโดยตรง แต่จะฝากไปกับสัญญาณความต่างสีทั้งสอง โดยอาจอยู่ในรูปสัญญาณ Y เนื่องจากมีแม่สีทั้งสามประกอบกันอยู่ด้วยหลายอัตราส่วน

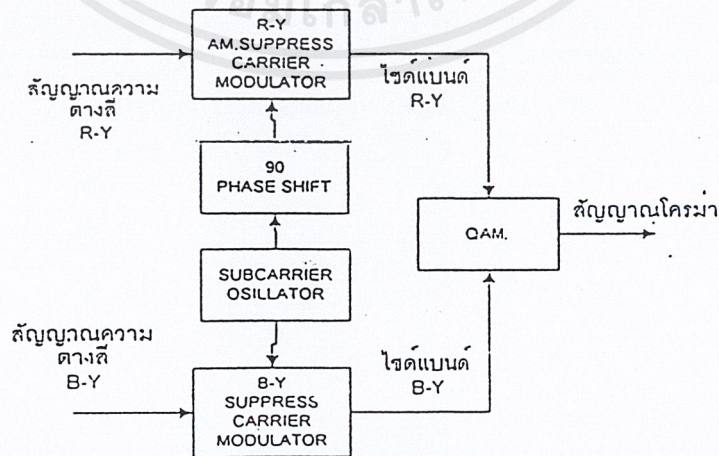
$$Y = 0.30R + 0.59G + 0.11B$$

จะเห็นว่าอัตราส่วนที่เป็นสีเขียวจะมีมากที่สุด จะเป็นการสิ้นเปลืองพลังงานมากกว่า ถ้าต้องส่งสีเขียวออกไป ดังนั้นการส่งสีแดงและน้ำเงินมาสร้างสัญญาณความต่างสีจะเหมาะสมกว่า ส่วนสัญญาณสีเขียวจะสร้างขึ้นได้ทางเครื่องรับโทรทัศน์สี รูปที่ 2.24 จะแสดงให้เห็นวิธีการสร้างสัญญาณภาพสีรวม



รูปที่ 2.24 การสร้างสัญญาณภาพสีรวม

ข้อกำหนดในการส่งสัญญาณโทรทัศน์สีมาตรฐาน PAL ได้กำหนดให้การส่งสัญญาณความถี่ที่ได้นั้นออกไปกับสัญญาณความถี่ที่มียู่แล้ว โดยให้มอดูเลตแบบ DSBSC ด้วยซับแคเรียร์ 4.43 MHz เพียงความถี่เดียว แต่สัญญาณความถี่มีอยู่ถึง 2 สัญญาณ ดังนั้นเพื่อให้สัญญาณความถี่ทั้งสองสามารถส่งออกไปกับซับแคเรียร์ความถี่เดียวกันได้จึงใช้วิธีการผสมสัญญาณแบบ QAM (Quadrature Amplitude Modulation) โดยการทำให้ Shift Phase ของซับแคเรียร์ไป 90° แล้วให้มอดูเลตกับสัญญาณ R-Y ส่วนของ B-Y ก็มอดูเลตกับซับแคเรียร์เฟสปกติ ดังนั้นสัญญาณ R-Y จะนำสัญญาณ B-Y อยู่ 90° สัญญาณที่ได้จากการผสมแบบ QAM นี้เองเรียกว่า "สัญญาณโครมา"



รูปที่ 2.25 ลักษณะการสร้างสัญญาณโครมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดในการเลือกใช้ซับแคเรียร์ 4.43 MHz ก็คือว่า สัญญาณภาพของระบบ PAL นั้นมีแบนด์วิธประมาณ 5 MHz ซึ่งเป็นสัญญาณภาพอยู่เต็มหมดแล้ว จะทำอย่างไรจึงจะสอดแทรกส่วนที่เป็นสัญญาณสี (สัญญาณโครมา) เข้าไปโดยไม่รบกวนสัญญาณภาพที่มีอยู่ เนื่องจากว่าสัญญาณภาพเป็นสัญญาณรายคาบที่มีฮาร์โมนิคต่างๆตลอดย่าน 5MHz แต่ว่าความแรงของกลุ่มฮาร์โมนิคจะลดลงที่ปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพ ดังนั้นเพื่อจะลดการรบกวนของสัญญาณภาพ และสัญญาณสีให้เกิดขึ้นน้อยที่สุด จึงต้องเลือกความถี่ของซับแคเรียร์ (Subcarrier) ของสัญญาณสีที่บริเวณปลายด้านความถี่สูงของสัญญาณภาพนี้เอง โดยต้องมีแบนด์วิธของสัญญาณสีรวมแล้วต้องไม่ทำให้เลขความถี่ 5MHz จึงเลือกใช้ความถี่ 4.43MHz ในระบบ PAL เรียกวิธีการดังกล่าวนี้ว่า Frequency Interleaving สัญญาณที่แทรกลงไปมีแบนด์วิธประมาณ 1 MHz สำหรับวงจรที่ใช้มอดูเลตสัญญาณความถี่ R-Y และ B-Y ซึ่งเป็นแบบ DSB-SC อาจเลือกใช้วงจร Balance Modulator หรือ Ring Modulator

2.4.4 สัญญาณเบิสต์ (Burst Signal)

เป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการสร้างความถี่ของวงจรทางเครื่องรับที่เรียกว่า ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ (Subcarrier Oscillator Circuit) วงจรนี้จะต้องสร้างซับแคเรียร์ให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ที่สร้างขึ้นจากเครื่องส่ง การดีเทคต์สัญญาณความถี่ที่เป็นแบบ DSB-SC นั้นจะใช้วิธี “ซิงโครนัสดีเทคชัน” (Synchronous Detection) สัญญาณเบิสต์จะเป็นตัวควบคุมให้ซับแคเรียร์ออสซิลเลเตอร์ของเครื่องรับ สร้างซับแคเรียร์ออกมาให้มีความถี่และเฟสตรงกับซับแคเรียร์ทางด้านส่ง

2.5 วงจรรวมเฟสล็อกคูล

2.5.1 แนะนำเฟสล็อกคูล

เฟสล็อกคูล (PLL) โดยแท้จริงแล้วมีพื้นฐานเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ไวรูปประกอบด้วยตัวเปรียบเทียบเฟส โวลต์พาตฟิลเตอร์ และโวลท์เทจคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (VCO) เฟสล็อกคูลจะควบคุมให้ VCO สร้างความถี่ขึ้นสอดคล้อง (synchronize) กับสัญญาณเข้า แนวความคิดนี้มีมาก่อน ปี 1930 และได้นำมาใช้อย่างกว้างขวางทั้งในเครื่องมืออุปกรณ์สื่อสารทางอากาศ อย่างไรก็ตามเนื่องจากมันมีราคาแพง และการออกแบบระบบโดยใช้ชิ้นส่วนแยกประกอบ การนำไปใช้งานจึงถูกจำกัด เฉพาะเมื่อเราต้องการความแม่นยำในการทำงานสูง ปราศจากนอยส์รบกวน และมีแบนด์วิธแคบมาก ๆ เท่านั้น โดยการพัฒนาทางด้านวงจรรวม (ไอซี) และเทคโนโลยีทางด้านการผลิต (process) สถานการณ์เหล่านี้จึงได้มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างรวดเร็ว ปัจจุบันนี้เฟสล็อกคูลจะปรากฏออกมาในรูปของวงจรรวม (ไอซี) ที่มีลักษณะเดียวกับวงจรรวมออปแอมป์ (op amp) ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ได้มาก ในบทความนี้มีจุดมุ่งหมายเพื่ออธิบายถึงหลักการพื้นฐาน การทำงานและการออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรรวมเฟสล็อกคูล (PLL) และการนำ PLL ไปประยุกต์ใช้งานได้อย่างกว้างขวางทั้งในการประมวลสัญญาณแบบอนาลอกและดิจิทัล

ในการออกแบบวงจรเลือกความถี่ด้วยวงจรรวม (frequency selective integrated circuit) ที่ซึ่งเป็นปัญหาสำคัญ คือ การทำตัวอินคัลเตอร์ การแก้ปัญหานี้ได้โดยการใช้แอสทิฟ RC ฟิลเตอร์ ซึ่งเราใช้ตัวความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ส่วนป้อนกลับของภาคขยาย เพื่อทำให้เกิดการตอบสนองต่อการเอกซาร์นี้เป็นเอกซาร์ที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

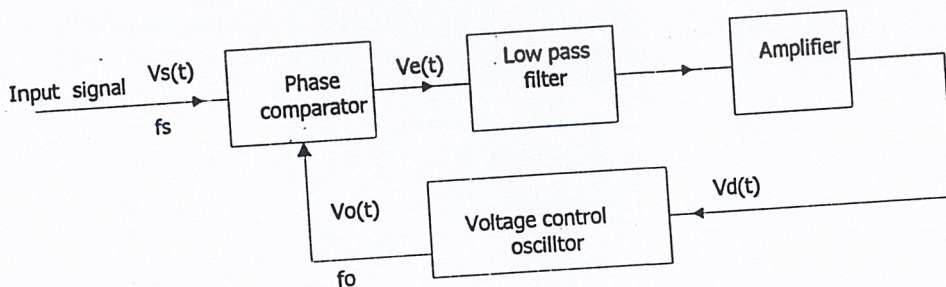
เลือกความถี่ เทคนิคในการออกแบบจำนวนมากใช้พัฒนาแอกทีฟ RC ฟิเตอร์ ฟิเตอร์ในวงจรรวมที่แอกทีฟ

RC ฟิเตอร์มีข้อจำกัดอยู่ 3 ข้อ คือ

1. ช่วงความถี่ (frequency range) โดยมากฟิเตอร์แบบนี้จะใช้กับความถี่ต่ำกว่า 100 KHz จึงจะทำให้มีเสถียรภาพ
 2. ความไว (sensitivity) ความถี่ปานกลางมีผลอย่างมากต่อความไวของ แอกทีฟ gain และค่าของส่วนประกอบทางป้อนกลับ
 3. ราคา (cost) ในแง่ของราคาและความยุ่งยากแล้ว การใช้ RC แอกทีฟฟิเตอร์ไม่เหมาะสม เพราะจะต้องใช้ RC ถึง 4 ตัวในการสร้างคอมแพ็คโพล 2 คู่ อีกทั้ง RC ดังกล่าวไม่สามารถสร้างอยู่ในตัวไอซีได้ ต้องนำมาประกอบเพิ่มภายนอก ทำให้ราคาและความซับซ้อนมากขึ้น
- เมื่อเวลาสามารถแก้ปัญหาทั้งสามข้อนี้ การสร้างวงจรรวมเฟสล็อกคูลูทก็จะมีราคาถูก และทำเป็นวงจรมอนอลิติก แพ็คเคจ ให้มีความสมบูรณ์อยู่ในตัวเอง เหมือนกับวงจรรวมออฟแอมป์ แต่ทว่าการทำงานพื้นฐานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูทไม่ได้เปลี่ยนแปลงไปเลย ซึ่งคุณสมบัติและการทำงานของ PLL จะได้อธิบายต่อไป ในปัจจุบันนี้ PLL หาได้ง่ายในลักษณะของวงจรรวม (ไอซี) ที่มีราคาถูก จึงเป็นการประหยัดที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ

2.5.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของเฟสล็อกคูลูท

เฟสล็อกคูลูท คือ ระบบที่มีการป้อนความถี่กลับ ประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์ โลว์พาสฟิเตอร์ เออร์เรอร์แอมพลิไฟเออร์ ซึ่งอยู่ทางที่สัญญาณเดินไปหน้า และโวลท์เตจคอนโทรลลอซซิลเลเตอร์ (VCO) อยู่ในทางป้อนกลับ แผนภาพของระบบเฟสล็อกคูลูทอย่างง่าย ๆ แสดงได้ดังในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 บล็อกไดอะแกรมของเฟสล็อกคูลูท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์ระบบโดยทางคณิตศาสตร์จะไม่บอกได้ว่าในทันที อย่างไรก็ตามหลักการทำงานเบื้องต้นของเฟสล็อกคิรคูล สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

ขณะที่ยังไม่มีสัญญาณเข้าไปในระบบแรงดันควบคุม (control voltage) $V_c(t)$ จะเท่ากับศูนย์ VCO จะทำงานโดยการตั้งความถี่ไว้ที่ f_0 ซึ่งเรียกว่า free-running frequency ถ้าสัญญาณเข้าไปในระบบ เฟสคอมพาราเตอร์จะทำการเปรียบเทียบเฟส และความถี่ของสัญญาณอินพุตกับ VCO และผลิตแรงดันคลาดเคลื่อน $V_e(t)$ จะไปบังคับความถี่ VCO ให้เปลี่ยนไปในทิศทางที่จะลดความถี่ที่แตกต่างกันระหว่าง f_0 และสัญญาณที่เข้า ถ้าความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาใกล้เคียงกับ f_0 จากการป้อนกลับของ PLL ทำให้ PLL จึงโครโนซ์ หรือ ล็อกกับสัญญาณที่เข้ามาขณะที่ทำการล็อกนั้น ความถี่ VCO จะเท่ากับสัญญาณอินพุต แต่เฟสยังต่างกันอยู่ ความแตกต่างของเฟส ϕ_0 มีความจำเป็นต่อการผลิตแรงดันคลาดเคลื่อนที่จะไปคอยปรับความถี่ VCO จากค่า ฟรีรันนิ่ง ให้เท่ากับความถี่ที่เข้ามา f_s ดังนั้น PLL จะยังคงรักษาสภาพการณ์ ล็อก การที่ระบบสามารถที่จะปรับตัวได้เองทำให้ PLL สามารถติดตามความถี่ที่เปลี่ยนไปของสัญญาณที่เข้าไปให้อยู่ในสภาพ ล็อก เช่น เดิม ช่วงของความถี่

PLL สามารถติดตามการล็อกกับสัญญาณที่เข้ามา เรียกว่า “lock range” ของระบบ ค่าของมันจะขึ้นอยู่กับแรงดันคลาดเคลื่อน โดยจะไม่ขึ้นอยู่กับ แบนด์เอค ของฟิลเตอร์ ช่วงความถี่หลังเรียกว่า “capture range” ของระบบ ช่วงการแคปเจอร์จะขึ้นอยู่กับ แบนด์เอคของฟิลเตอร์ และอัตราขยายลูฟปิด (K_v) ของระบบทั้งหมด โดยมีผลเกี่ยวกับการเลือกเฟ้นของวงจร PLL และยังช่วยเพิ่มความปลอดภัยเกี่ยวกับสัญญาณรบกวน ทางด้านสัญญาณนอกแบนด์ที่จะมารบกวนได้เป็นอย่างดี

ขบวนการแคปเจอร์ เป็นขบวนการที่ยุ่งยากมาก และไม่สามารถที่จะวิเคราะห์โดยคณิตศาสตร์อย่างง่าย แต่อย่างไรก็ตาม การอธิบายเกี่ยวกับ แคปเจอร์ อาจกล่าวได้ดังต่อไปนี้ คือ ความถี่คือเฟสที่เปลี่ยนไปตามเวลาความถี่ และความคลาดเคลื่อนทางเฟสในลูฟ สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$2\pi\Delta f = d\phi_0/dt$$

เมื่อ Δf เป็นความถี่ระหว่างสัญญาณอินพุตและความถี่ VCO

ถ้าเส้นทางที่ป้อนกลับของ PLL ถูกเปิดออก คือ ระหว่างโลว์พาสฟิลเตอร์ และอินพุตควบคุม VCO ดังนั้นจากความถี่ที่ตั้งไว้ของ f_0 และ f_s จะทำให้สัญญาณที่ออกจากเฟสคอมพาราเตอร์จะเป็น sinusoidal beat note ที่ความถี่คือ Δf ถ้า f_s และ f_0 มีความถี่ที่ใกล้เคียงกับบีทโน้ต Δf จะกลายเป็นฟังก์ชันของเวลา ถ้าระหว่างขบวนการ มอดูเลชัน ความถี่ VCO เคลื่อนเข้าใกล้ f_s (นั่นคือการลด Δf) ดังนั้น $d\phi_0/dt$ ลดลงและสัญญาณที่ออกจาก phase comparator จะเปลี่ยนไปอย่างช้า ๆ เป็นฟังก์ชันของเวลา ในทำนองเดียวกัน ถ้า VCO ถูกมอดูเลทให้ออกจาก f_s ซึ่ง $d\phi_0/dt$ จะเพิ่มขึ้นและแรงดันคลาดเคลื่อนจะเปลี่ยนไปอย่างรวดเร็วเป็นฟังก์ชันของเวลา

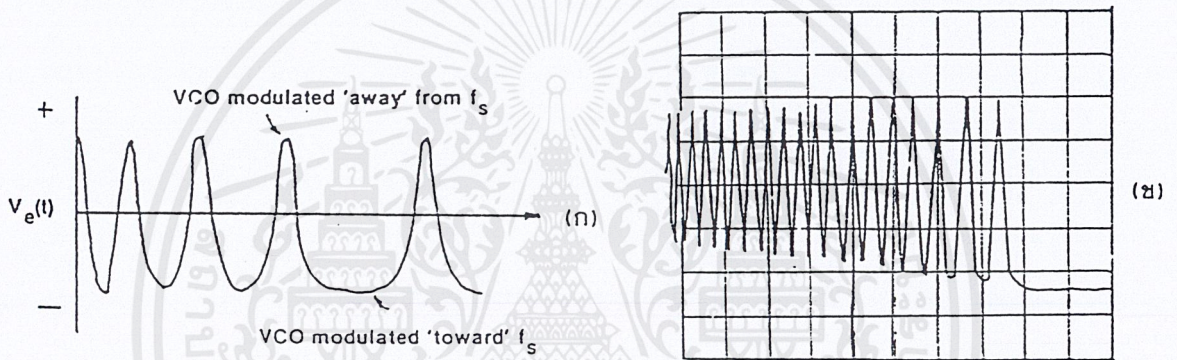
ดังนั้นภายใต้เงื่อนไขนี้ ลูกคลื่นบีทโน้ตจะไม่อยู่ในลักษณะลูกคลื่นไซน์ มันจะมอดูเป็นอนุกรมของคาบเวลา “cusps” ดังแสดงในรูปที่ 2.27 (ก) เนื่องจากความไม่เท่ากันของลูกคลื่นบีทโน้ตและมีสัญญาณกระแสตรงเป็นส่วนประกอบค่าเฉลี่ย (average value) ของมันจะไปควบคุมให้ VCO เพิ่มค่า f_0

เพื่อที่จะลด Δf ในช่วงนี้ ความถี่บีทโน้ตจะลดลงอย่างรวดเร็วจนเป็นศูนย์ ความถี่ VCO เพิ่มจาก f_0 และเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้เกิดการลื่นไถล เมื่อระบบอยู่ในช่วงลื่นไถล Δf จะเท่ากับศูนย์ และจะเหลือเพียงดีซีเออร์เรอร์โวลต์เพียงค่าเดียว

รูปที่ 2.27 (ข) เป็นการแสดง ออสซิลโลแกรม ของลูปเออร์เรอร์โวลต์ $V_e(t)$ ในขณะที่ระบบ PLL กำลังทำงาน ระหว่างขบวนการ capture สิ่งที่น่าสนใจคือ ขณะที่ทำการลื่นไถล Δf จะลดลง การลดขนาดของโลว์พาสฟิลเตอร์จะน้อย และขนาดของบิทโน้ตจะเพิ่มขึ้น

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



รูปที่ 2.27 แสดงถึงการทำงานไม่เชิงโคโรไนซ์ของเออร์เรอร์บิทโน้ตในช่วงของขบวนการแคปเจอร์

- (ก) ลักษณะลูกคลื่นของบิทโน้ต
- (ข) ออสซิลโลแกรมของเออร์เรอร์ทรานเซียนท์

การทำงานของลูป โลว์พาสฟิลเตอร์ มีหน้าที่ 2 อย่าง คือ

1. การลดค่าคลาดเคลื่อนที่เป็นความถี่สูงที่ออกจากเฟสคอมพาราเตอร์ โดยการ ใช้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวน
2. มันทำหน้าที่เหมือนกับ short-term memory สำหรับ PLL และจะแคปเจอร์กับสัญญาณใหม่ อีกทีเมื่อระบบหลุดจากการ เนื่องจากสัญญาณรบกวนในช่วงทรานเซียนท์

เนื่องจาก โลว์พาสฟิลเตอร์ ลดค่าแรงดันคลาดเคลื่อนของความถี่สูงระหว่างลูป มันเป็นตัวควบคุมการแคปเจอร์โดยตรง และคุณสมบัติผลตอบสนองชั่วขณะของ PLL

การลดช่วงกว้างของฟิลเตอร์จะส่งผลไปยังการทำงานของระบบ คือ

1. ขบวนการแคปเจอร์จะช้าลงและพูลอินไทม์จะเพิ่มขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

- 2 ช่วงแคปเจอร์จะลดลง
- 3 คุณสมบัติทาง Interference-rejection ของ PLL จะดีขึ้น เพราะว่าแรงดันคลาดเคลื่อนเนื่องจากความถี่ของสัญญาณรบกวนจะถูกลดไป
- 4 ผลตอบสนองชั่วขณะของ PLL ต่อการเปลี่ยนทันทีของสัญญาณเข้าในช่วงความถี่ แคปเจอร์ จะอยู่ในลักษณะภายใต้การแดมป์ (underdamp)

สำหรับผลอันสุดท้ายถูกนำมาใช้ในทางปฏิบัติ ด้วยการจำกัดความกว้างของโลว์พาสฟิลเตอร์ และคุณสมบัติเกี่ยวกับ roll-off เนื่องจากเสถียรภาพซึ่งจะได้อธิบายต่อไปนี้

2.5.3 พารามิเตอร์ของระบบ

เมื่อ PLL อยู่ในช่วงนอนลิเนียร์แคปเจอร์ ทราจเซชันที่จะปรากฏไม่นาน ดังนั้นภายใต้เงื่อนไขที่ล็อก เราถือว่า PLL เป็นระบบควบคุมเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.28 และสามารถวิเคราะห์โดยใช้เทคนิค Laplace transform ในกรณีนี้เพื่อความสะดวกจะใช้เฟสที่คลาดเคลื่อนในรูป $(\phi_s - \phi_o)$ เป็นตัวแปรของระบบ ดังนั้นอัตราการขยายแต่ละเทอมที่สอดคล้องกับบล็อกสามารถกำหนดได้ดังนี้คือ

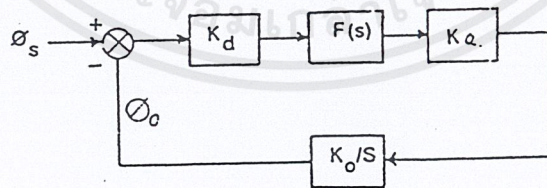
K_d = อัตราขยายเฟสดีเทกเตอร์ (V/rad)

$F(s)$ = คุณสมบัติการทรานสเฟอร์ของ LPE

K_a = อัตราขยายแรงดันของภาคขยาย

K_o = อัตราขยาย VCO (rad/v.s)

ข้อสังเกต เนื่องจาก VCO เปลี่ยนแรงดันให้เป็นความถี่ และเฟสเป็นการอินเทเกรตของความถี่ VCO จะเป็นตัวอินเตเกรเตอร์ในส่วนของการป้อนกลับ



รูปที่ 2.28 โมเดลเชิงเส้น PLL ในลักษณะของระบบป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน ลูปเปิด สำหรับ PLL สามารถเขียนได้เป็น

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

เมื่อ K_T เป็นอัตราขยายทั้งหมดของลูป (Total loop gain)

นั่นคือ $K_T = K_d K_v K_o$ การวิเคราะห์โดยเทคนิคของการป้อนกลับแบบเชิงเส้น

ลักษณะของทรานสเฟอ์แบบลูปเปิด $H(S)$ สามารถที่จะเขียนสัมพันธ์กับ ลูปเปิด ได้คือ

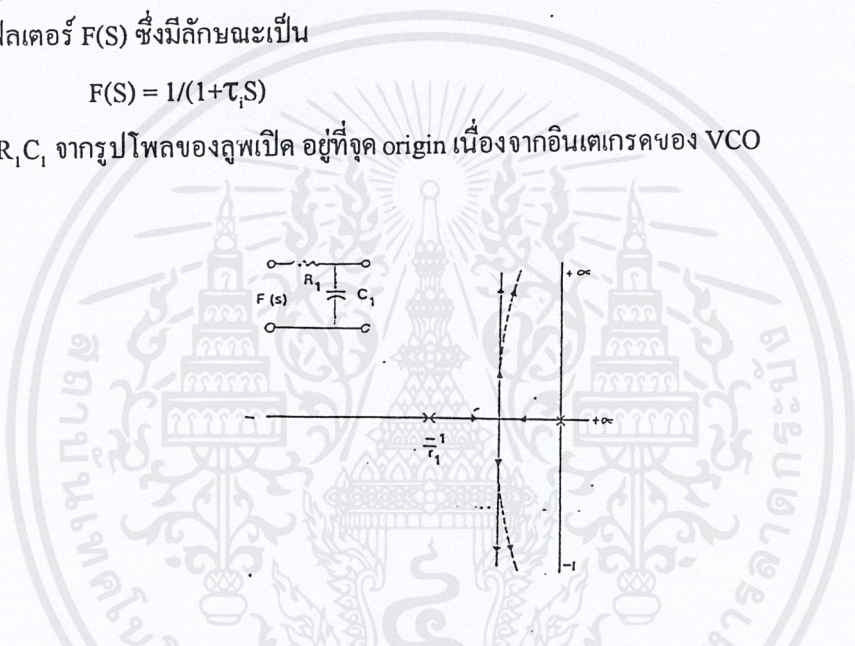
$$H(S) = T(S)/(1+T(S))$$

และรากของ characteristic system polynomial สามารถหาได้โดยใช้เทคนิคของ รุท-โลกัส

รูปที่ 2.29 แสดงรุทโลกัสของ PLL เป็นฟังก์ชันของอัตราขยายทั้งหมด K_T สำหรับ โพลเดี่ยวของ โลว์พาสฟิลเตอร์ $F(S)$ ซึ่งมีลักษณะเป็น

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

เมื่อ $\tau_1 = R_1 C_1$ จากรูปโพลของลูปเปิด อยู่ที่จุด origin เนื่องจากอินเตเกรคของ VCO



รูปที่ 2.29 รุทโลกัสของ PLL สำหรับฟิลเตอร์ lag ($\tau_1 = R_1 C_1$)

จากคุณสมบัติของรุทโลกัส ทำให้เราสามารถตั้งข้อสังเกตได้ดังนี้

1. เมื่ออัตราขยาย K_T เพิ่มขึ้นด้วยการเลือก imaginary part ของโพลของลูปปิดเพิ่มขึ้น คำนึงถึงความถี่ธรรมชาติ (natural frequency) ของลูปเพิ่มขึ้น และลูปจะยิ่งให้ผลตอบสนองเป็น underdamped มากขึ้น
2. ถ้า filter time constant เพิ่มขึ้น real part ของลูปปิดจะยิ่งน้อยลง loop damping จะลดลง ในทางปฏิบัติเกี่ยวกับระบบป้อนกลับใด ๆ การเลื่อนโพลระหว่าง PLL สามารถทำให้ รุทโลไซเบนไปทางขวาของ half plance ดังแสดงเป็นเส้นประในรูปที่ 4 การเกิดเช่นนี้เหมือนกับว่า loop gain หรือ filter time constant มีค่ามากเกินไปทำให้ ลูป เกิดการออสซิลเลต

ปัญหาเกี่ยวกับเสถียรภาพสามารถแก้ไขได้โดยการใช้ฟิลเตอร์แบบ lag lead ซึ่งแสดงดังรูปที่ 2.30 ฟิลเตอร์ชนิดนี้มีทรานสเฟอ์ฟังก์ชันดังนี้

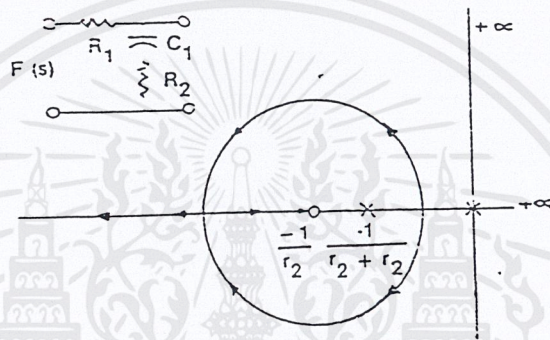
$$F(S) = [1 + \tau_2 s] / [1 + (\tau_1 + \tau_2) S]$$

$$\text{โดยที่ } \tau_2 = R_2 C_1$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\tau_1 = R_1 C_1$$

โดยการเลือก R_2 ให้รูทโลกซ์ของฟิลเตอร์ชนิดนี้อยู่ทางครึ่งซ้ายของระบบ เพื่อความแน่ใจในเรื่องเสถียรภาพ อย่างไรก็ตาม มันยังสามารถทำให้ระบบมีแถบความถี่ของสัญญาณรบกวนกว้างขึ้นและยังทำให้คุณสมบัติการกำจัดสัญญาณรบกวนลดลง เนื่องจากการลดทอนขนาดของความถี่สูงในลูฟจะลดน้อยลง



รูปที่ 2.30 รูทโลกซ์ของ PLL สำหรับฟิลเตอร์แบบ lag lead ($\tau_1 = R_1 C_1$, $\tau_2 = R_2 C_1$)

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

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

เนื่องจากช่วงการแคปเจอร์ W_L มีผลในช่วงทรานเซียนท์ ซึ่งเป็นไปตามการวิเคราะห์ของ Moschytz เราสามารถเขียนค่า capture range ได้โดยประมาณ

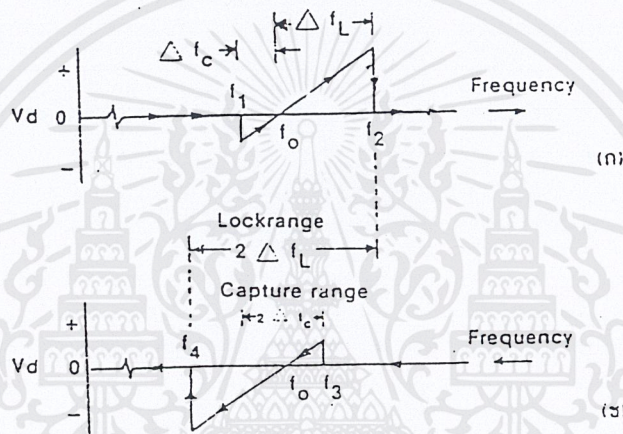
$$\Delta W_C = 2\Delta f_C = K_T |F(j\Delta W_C)|$$

$F(j\Delta W_C)$ เป็นการตอบสนองต่อขนาดของโลว์พาสฟิลเตอร์ $w = \Delta W_C$ สิ่งที่น่าสังเกต คือ $F(j\Delta W_C)$ และ capture range สั้นกว่า lock range เสมอ ถ้าเราใช้แบบ lag อย่างง่ายที่แสดงในรูปที่ 4 สมการ capture range สามารถเขียนได้เป็น $\Delta W_C = \Delta W_L / \tau_L = K_T / \tau_1$

ดังนั้นช่วงการแคปเจอร์ลดลงเมื่อ โลว์พาสฟิลเตอร์ ไท้มคอนสแตนต์ลดลง แต่จะไม่มีผลสำหรับ lock range อัตราขยายลูฟจะมีผลกับ lock range

รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะการเปลี่ยนจากความถี่ไปเป็นแรงดัน frequency to voltage transfer characteristic) ของระบบ PLL โดยการสมมติให้สัญญาณเข้าเป็น sine wave ที่เปลี่ยนความถี่ไปอย่างช้า ๆ ขนาดตามแนวตั้งเป็นแรงดันคลาดเคลื่อน รูปที่ 2.31 (ก) ความถี่ของสัญญาณเข้าค่อย ๆ เพิ่มขึ้นลูฟจะไม่มีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การตอบสนองต่อสัญญาณเข้า จนกระทั่งความถี่ของสัญญาณเข้าถึง f_1 ซึ่งเป็นความถี่ต่ำสุดของ capture range คำนึงถึง ลูฟจะล๊อคกับสัญญาณที่เข้าทันทีทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อน V_d มีค่าเป็นลบ และ V_d จะเปลี่ยนไปตามความถี่ด้วยลักษณะของสโลป เนื่องจากอัตราขยาย $VCO(1/K_D)V_d$ จะมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อ $f_s = f_0$ ลูฟจะติดตามสัญญาณเข้าจนกระทั่งถึงความถี่ซึ่งเป็นความถี่สูงสุดของ lock range PLL จะไม่มีการล็อก และแรงดันคลาดเคลื่อนจะมีค่าเป็นศูนย์ ถ้าให้สัญญาณเข้ามีความถี่ค่อย ๆ ลดกลับไปจะทำให้เกิดเป็นวัฏจักรขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.31 (ข) สัญญาณจะเริ่มกลับเข้าสู่แคปเจอร์ของลูฟที่ความถี่ f_3 และการติดตามของลูฟจะหมดไปเมื่อถึง 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 2.31 แสดงถึง transfer characteristics ของความถี่กับ โวลต์เดจของ PLL
 (ก) กรณีความถี่อินพุตเพิ่มขึ้น (ข) ความถี่อินพุตลดลง

ข้อสังเกต จากการที่แสดง transfer characteristics ในรูปที่ 2.31 ระบบ PLL จะเลือกความถี่ที่เป็นความถี่กึ่งกลางโดยการตั้ง free running frequency ที่ VCO และมันจะตอบสนองเฉพาะความถี่ของสัญญาณที่เข้าช่วงจาก f_0 ไปจนถึงค่าที่น้อยกว่า Δf_c หรือ Δf_L ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขที่ว่า ลูฟเริ่มต้นด้วยการล๊อคหรือเปล่า ในการใช้งานระบบ PLL โดยมากต้องการ VCO ที่ทำการแปลงแรงดันให้เป็นความถี่ที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นอย่างแท้จริง

2.5.3 การประยุกต์ใช้งานของ เฟสล็อกลูฟ (PLL)

เฟสล็อกลูฟใช้อย่างกว้างขวางใน frequency selective, demodulation, signal conditioning หรือประยุกต์ใช้เป็น frequency synthesise ตัวอย่างเช่น การประยุกต์ใช้งานของเฟสล็อกลูฟแบบ FM demodulation แบ่งการใช้งานได้เป็น 3 อย่าง ดังนี้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของระบบ PLL แบบ เอฟเอ็มคิมมอดูเลชัน อธิบายได้ดังนี้คือ

ถ้า PLL lock กับสัญญาณ ฟริควเอนซีโมดูเลชัน (FM) VCO จะติดตามความถี่ของสัญญาณที่เข้าทันที แรงดันคลาดเคลื่อนจากฟิลเตอร์ $V_d(t)$ เป็นตัวทำให้ VCO รักษาการล็อกกับสัญญาณเข้าให้สอดคล้องกับเอาท์พุทคิมมอดูเลท ในกรณีนี้ลักษณะการแปลงแรงกันให้เป็นความถี่ของ VCO จะให้คิมมอดูเลทออกมา มีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากกว่าจะใช้อย่างอื่นเป็นตัวคิเทค นั่นคือ สำหรับในกรณีของ FM PLL จะมีลักษณะเป็นระบบเครื่องรับแบบ self-contained เพราะมันประกอบด้วยฟังก์ชันของการเลือกความถี่ และการคิโมดูเลชัน

เนื่องจาก PLL อยู่ในสภาวะล็อก ตอนช่วงขบวนการ เอฟเอ็มคิโมดูเลชัน การตอบสนองความถี่อย่างเช่น rise time ของสัญญาณจากการคิโมดูเลท สามารถทำนายได้จากการ plot root locus ดังรูปที่ 2.29 หรือ 2.30

ในกรณีของการส่งข้อมูลโดยใช้ Frequency Shift Keyed (FSK) ข่าวดสารที่อยู่ในรูปคิจิตอลจะถูกส่งโดยการสวิตซ์ซึ่ง ความถี่สัญญาณที่เข้าระหว่างอันใดอันหนึ่งในช่วงที่ไม่ต่อเนื่อง 2 ช่วง ของความถี่สัญญาณเข้า ซึ่งสอดคล้องกับค่าของทางลจิก “หนึ่ง” และ “ศูนย์” เมื่อ PLL ล็อกกับสัญญาณเข้าที่เป็น FSK แรงดันคลาดเคลื่อน $V_d(t)$ ซึ่งอยู่ในลักษณะ discrete voltage step จะสอดคล้องกับสัญญาณออกที่เป็น demodulated binary

2.6 LED DRIVE CCT

2.6.1 ใช้ Resister Drive ใช้กับ Analog Signal

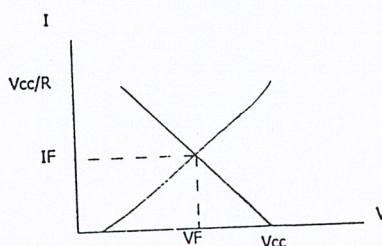
2.6.2 ใช้ Transistor Drive ใช้กับ Analog Signal

2.6.3 ใช้ TTL output Drive ใช้กับ Digital Signal

ในที่นี้เราจะกล่าวถึงแค่ 2.6.1 และ 2.6.2

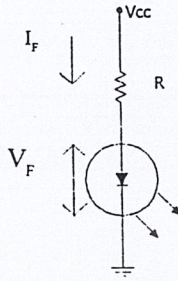
2.6.1 Resister Drive

การ Drive LED จะไม่ใช่ voltage แต่จะใช้กระแส drive เหตุผลเพื่อทำให้ Optical Flux Density คงที่



รูปที่ 2.32 V-I Characteristic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.33 LED Drive ด้วย Resister

$$I_F = \frac{V_{cc} - V_F}{R}$$

เช่น เมื่อ $V_{cc} = 5 \text{ V}$, $I_F = 20 \text{ mA}$, และ $V_F = 1.2 \text{ V}$

$$20 \text{ mA} = \frac{5.0\text{V} - 1.2\text{V}}{R}$$

$$R = 190 \Omega$$

ถ้า V_{cc} มีค่า $\pm 0.5\text{V}$ กระแสที่ไหลใน LED จะเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยแค่ไหน

$$I_{\max} = \frac{5.5 - 1.2}{190} = 22.6 \text{ mA}$$

$$I_{\min} = \frac{4.5 - 1.2}{190} = 17.4 \text{ mA}$$

อนึ่งถ้า $V_{cc} = 12\text{V}$, และ $I_F = 20 \text{ mA}$

$$20\text{mA} = \frac{12 - 1.2}{R}$$

$$R = 540 \Omega$$

และในทำนองเดียวกันทำให้ V_{cc} เปลี่ยนแปลง $\pm 0.5 \text{ V}$

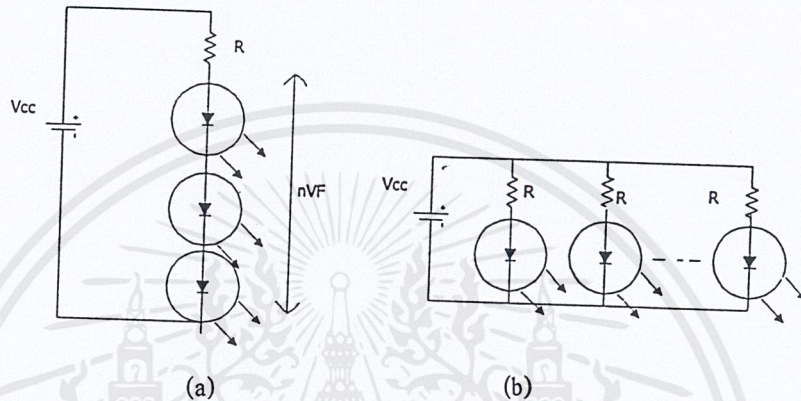
$$I_{\max} = \frac{12.5 - 1.2}{540} = 20.9 \text{ mA}$$

$$I_{\min} = \frac{11.5 - 1.2}{540} = 19.1 \text{ mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

จะเห็นว่า I_F เปลี่ยนแปลงน้อยกว่ากรณี $V_{cc} = 5V$ นั่นคือถ้าให้ V_{cc} มีค่ามาก และ ความต้านทานมีค่ามากจะทำให้กระแสเปลี่ยนแปลงน้อย

การ drive LED หลายอันด้วยการต่ออนุกรมและขนาน



จาก (a) กระแสที่ไหลผ่าน LED แต่ละตัว

$$I_F = \frac{V_{cc} - V_F}{R}$$

จะเห็นว่า V_{cc} จ่ายให้ LED ทุกตัว, ถ้า R และ V_F ของแต่ละอันเปลี่ยนแปลง (ค่าไม่เท่ากัน) จะมีผลทำให้ I_F เปลี่ยนแปลง

กรณีต่อแบบขนานนั้น Load Resistor จะต้องต่อกับ LED แต่ละตัว เมื่อนำ Anode และ Cathode ของ LED จำนวนมากมาต่อกัน จะกลายเป็น voltage drive จากการเปลี่ยนแปลงค่าของ V_F มีผลทำให้ค่ากระแสที่ไหลเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก ควรหลีกเลี่ยง

กรณีต่อแบบอนุกรม จะได้ I_F ดังสมการ

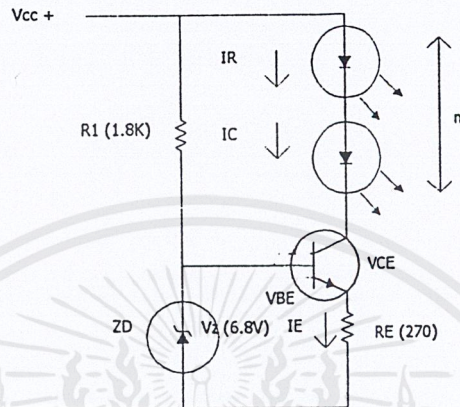
$$I_F = \frac{V_{cc} - n \times V_F}{R}$$

แม้จะมี LED n ตัว และ V_F มีค่าเปลี่ยนแปลงก็ตามแต่จะมีกระแสไหลผ่านคงที่ แต่ทว่าค่าของ V_{cc} นั้นจะต้องมีค่ามากกว่า $n \times V_F$ มากๆ

2.6.2 Drive ด้วย Transistor

เนื่องจาก LED เป็นอุปกรณ์ที่ต้อง drive ด้วยกระแสและ optical flux จะขึ้นอยู่กับกระแสโดยตรง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้แหล่งกำเนิดกระแสที่คงที่มา drive

รูปที่ต่อไปนี้แสดงแหล่งกำเนิดกระแสที่ใช้ Transistor มาขับ LED 1ตัว หรือ หลายตัว



รูปที่ 2.34 แสดงการ DRIVE ด้วย TRANSISTOR

ในกรณีนี้ Base ของ Transistor จะได้รับ Bias ที่คงที่จาก Zener Diode = 6.8V และกระแส I_F ที่ไหลผ่าน LED นั้นจะมีค่าเท่ากับ I_C และมีค่าใกล้เคียงกับ I_E

$$I_F = I_C = I_E$$

แรงดันที่ตกคร่อม R_E นั้นเป็นต่างของของ V_Z กับ V_{BE} ของ Transistor

$$I_E = \frac{V_Z - V_{BE}}{R_E} = \frac{6.8 - 0.7}{270}$$

$$= 22.6 \text{ mA}$$

ในกรณีนี้ถ้า $V_{CE} < V_{BE}$ นั่นคือ ถ้า Transistor อยู่ในช่วงอิ่มตัวและจะไม่ทำงานเป็นวงจร constant current ดังนั้น ถ้าหากให้จำนวน LED ที่สามารถต่อกับ collector ได้มีจำนวน n ตัว

$$V_{CC} \text{ จะต้อง } \geq nV_F + V_{BE} + V_E$$

$$\text{เช่น } V_{CC} = 12V$$

$$n \leq \frac{V_{CC} - V_{BE} - (V_Z - V_{BE})}{V_F}$$

$$= \frac{12V - 6.8V}{1.2V}$$

$$= 4.16$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

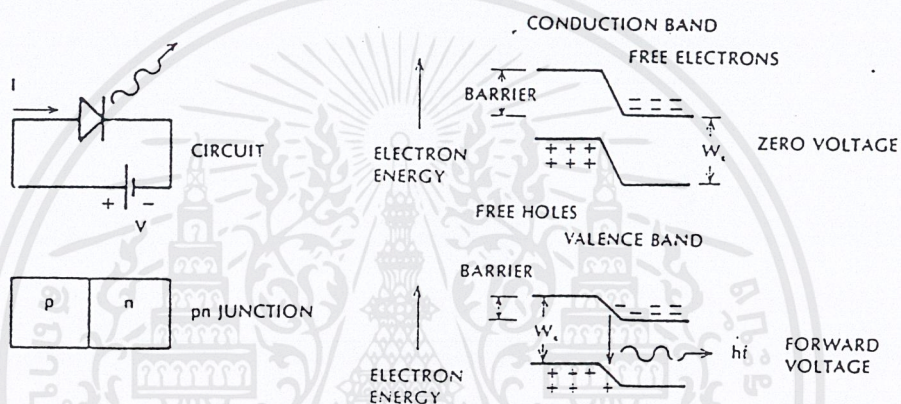
$$n \leq 4$$

ในกรณีนี้จำนวนของ LED ถูกจำกัดให้มีค่าน้อยกว่า 4

2.7 อุปกรณ์กำเนิดแสงและการ มอดูเลต

2.7.1 Light Emitting Diode (LED)

LED เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด pn-junction ซึ่งจะให้แสงออกมาเมื่อทำการให้ไบอัสทางตรง ดังรูปที่ 2.35 จากรูปที่ 2.35(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 2.35 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 ในกรณีของ free hole ใน p-junction ก็เช่นกัน เมื่อเราไม่มีการป้อนโวลเตจให้กับ diode จะไม่มี การเคลื่อนที่ของประจุภายใน pn junction แต่ถ้าเราป้อนโวลเตจให้กับ diode โดยให้ไบอัสทางตรงจะไปลด energy barrier เพิ่มพลังงานศักย์ให้กับทางด้าน n และลดระดับพลังงานศักย์ทางด้าน p ดังนั้นอิเล็กตรอนอิสระและ free hole จะมีพลังงานเพียงพอในการเคลื่อนที่ผ่าน junction region เพื่ออิเล็กตรอนอิสระรวมกับ free hole อิเล็กตรอนจะตกใน valence band และรวมกับ hole การรวมกันของอิเล็กตรอนกับ hole จะทำให้มีการปลดปล่อยพลังงานแสงออกมา (optic energy) ซึ่งมีความสัมพันธ์ของ photon energy กับความถี่แสง ดังสมการ

$$W = hf$$

$$\lambda = hc / W_g$$

จากสมการนี้ ค่าของ W_g (energy gap) มีหน่วยเป็น joule ความยาวคลื่นมีหน่วยเป็นเมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\lambda = 1.24/W_g$$

W_g มีหน่วยเป็นอิเล็กตรอน โวลต์ (eV) และความยาวคลื่นมีหน่วยเป็นไมโครเมตร (μm)

วัสดุและโลหะผสมที่ต่างกัน จะให้ค่า bandgap energy ที่ต่างกัน รูปที่ 2.36 แสดงตาราง comonemitter material operation wave length และค่าประมาณของ bandgap energy จากตาราง silicon จะไม่มีเพราะ hole และอิเล็กตรอน ไม่สามารถรวมกันได้โดยตรง ทำให้จัดเป็นสาร inefficient emitter

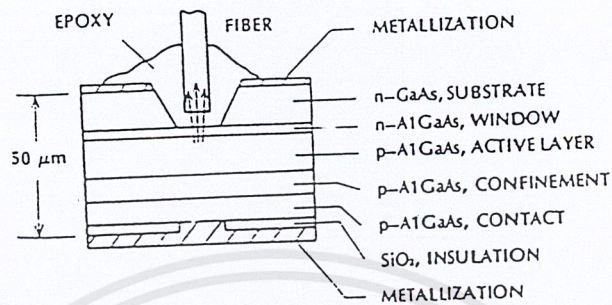
Material	Wavelength Range (μm)	Bandgap Energy (eV)
GaAs	0.9	1.4
AlGaAs	0.8-0.9	1.4-1.55
InGaAs	1.0-1.3	0.95-1.24
InGaAsP	0.9-1.7	0.73-1.35

รูปที่ 2.36 ตารางแสดงชนิดของสารกึ่งตัวนำ

เราสามารถเลือกค่าความยาวคลื่นของสาร AlGaAs, InGaAs และสาร GaAsP โดยการเปลี่ยนสัดส่วนของ constituent atom ซึ่งจะทำให้ bandgap energy เปลี่ยนมีผลทำให้ความยาวคลื่นเปลี่ยนด้วย จากที่กล่าวมาเป็นตัวอย่างของ homojunction ซึ่งใช้สารกึ่งตัวนำชนิด pn-junction ชั้นเดียวลักษณะ hcjunction การปลดปล่อยแสงจะไม่ดี กล่าวคือ พลังงานโฟตอนจะถูกแผ่รังสีออกที่รอยต่อและมีพื้นที่ในการปลดปล่อยแสงที่กว้างมาก ทำให้ประสิทธิภาพของการเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์รับแสง กับเส้นใยแสงที่มีขนาดเล็กไม่ดี จากเหตุผลเหล่านี้จึงได้ปรับปรุงโดยตรงสร้างรอยต่อ pn-junction ให้มีพื้นที่สัมผัสกันมากขึ้น เพื่อจะให้มีการรวมกันของอิเล็กตรอนกับ hole มากขึ้น หลังจากที่มีการปลดปล่อยพลังงาน photon ออกมาโดยจำกัดที่แคบลง ซึ่งเป็นหลักการของการสร้าง heterojunction

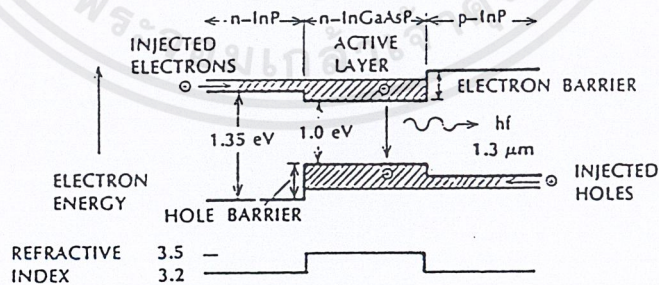
heterojunction เป็นรอยต่อของสารกึ่งตัวนำที่ไม่ใช่ชนิดเดียวกัน วัสดุทั้งสองจะมีความแตกต่างของ bandgap energy และมีครรชนีหักแตกต่างกัน การเปลี่ยนแปลงของ bandgap energy จะทำให้เกิด potential barrier ระหว่าง hole กับอิเล็กตรอน ประจุอิสระรวมตัวกันขึ้นใหม่ในขอบเขตแคบของ active layer เพราะบริเวณ active layer จะมีครรชนีหักสูงกว่าวัสดุที่อยู่อีกด้านหนึ่ง มุมวิกฤตทำให้เกิด photon บางตัวในบริเวณของ active ซึ่งเป็นพื้นที่เล็ก ๆ ที่มีความเข้มของแสงสูง การปลดปล่อยแสงออกมาในบริเวณจำกัดนี้เป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการ coupling ซึ่งในทางปฏิบัติใช้กับ optic fiber ขนาดเล็ก ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

power จะถูก coupling จากผิวหน้าของระบบของชั้นที่มีการปลดปล่อยแสงหรือจากขอบของชั้นผิวหน้าที่มีการ coupling เรียกว่า burrus หรือ etched-well แสดงในรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.37 แสดงชั้นต่างๆของอุปกรณ์กำเนิดแสง

AlGaAs Diode เป็นตัวอย่าง light source โดยทั่วไปจะปลดปล่อยแสงที่มีความยาวคลื่น 0.82 μm ซึ่ง glass fiber มีการลดทอนต่ำ จากรูป 2.37 (a) SiO_2 ทำหน้าที่เป็น insulating และมีโลหะกันไว้ที่ด้านล่างของ diode โครงสร้างนี้จะจำกัดประจุที่ถูกฉีดเข้าไปในส่วนกลางของ diode fiber ขนาด $50\mu\text{m}$ ซึ่งจะมีประสิทธิภาพของการ coupling สัมพันธ์กับลักษณะดังกล่าว เพราะว่าเป็นพื้นที่ที่ปลดปล่อยแสงออกมาจำกัด แสงที่ปลดปล่อยออกมาส่วนใหญ่จะหยุดอยู่ที่แกนกลาง โดยที่ก้างจะไม่ถูกเก็บสะสมไว้ทั้งหมดเพราะมีข้อจำกัดของ numerical aperture รูป 2.38

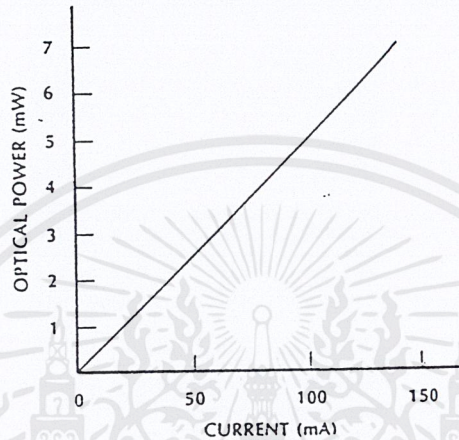


รูปที่ 2.38 แสดงส่วนที่ปล่อยแสงของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 ลักษณะการทำงานของอุปกรณ์รับแสง

กำลังของ LED จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ขับ LED ลักษณะของ power current curve แสดงในรูป 2.39



รูปที่ 2.39 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังกับกระแสของ LED

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

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

การพิสูจน์ความสัมพันธ์เชิงเส้นระหว่างกำลังแสงและกระแสจะได้ Gap Energy เป็น Joule ถ้าเป็นหน่วย Electron Volt จะเป็นสมการ

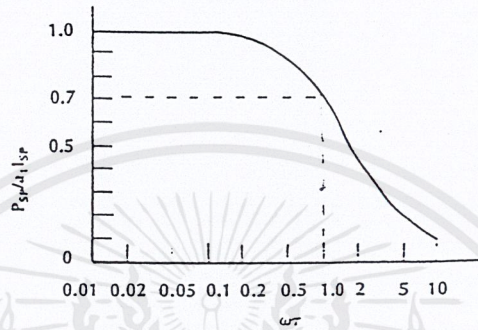
$$P = \eta i W_g$$

จากรูปที่ 2.40 ที่ความถี่ต่ำ ๆ $PSP = atISP$ โดยที่ $at = \Delta P / \Delta i$ (ความชันของ curve) ที่ความถี่สูง ๆ ครอบคลุมและ capacitance จะเปรียบเสมือนลัตวจรอย่างรวดเร็ว ซึ่งจะแปรเปลี่ยนตามกระแส อย่างไรก็ตามข้อจำกัดหลักของความถี่สูง ๆ คือ carrier lifetime (ค่าเฉลี่ยของเวลาที่ประจุถูกฉีดเข้าไปจนถึงรวมตัวกันใหม่) กระแสต้องเปลี่ยนอย่างช้า ๆ เมื่อเทียบกับการตอบสนองของ carrier lifetime ของ LED

ข้อสัญญาไฟฟ้า จะเป็นการเชิงมุม ω ข้อสัญญาไฟฟ้าจะเป็นการเชิงมุม ω ดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

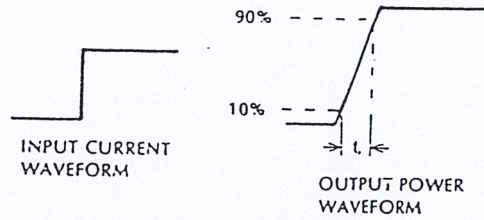


รูปที่ 2.40 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลัง ac กับความถี่เชิงมุม

พิจารณารูปที่ 2.40 ที่ความถี่ $\omega = 1/\tau$ กำลังแสงจะลดลงที่ 0.707 ทางด้านรับ กระแสที่ถูกสร้างขึ้นจาก detector จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกำลังแสง ดังนั้นเมื่อกำลังแสงลดลงที่ 0.707 จะทำให้กระแสลดลงด้วย และกำลังไฟฟ้าของเครื่องรับ (เป็นสัดส่วนกับกำลังของแสง) จะลดลง $0.707^2 = 0.5$ (คือที่ 3 dB Down) ด้วยเหตุผลนี้จึงเรียกว่า 3-dB modulation bandwidth ของ LED หรือ 3-dB ของ electrical bandwidth ในหน่วยเฮิรตซ์ 3-dB bandwidth จะเป็นดังสมการ

$$f_{3-dB} = \frac{1}{2\tau}$$

สำหรับ modulation bandwidth ช่วงตั้งแต่ 300 MHz จะทำให้ผิวหน้าของชั้นปลดปล่อยแสงออกมาได้ แต่ส่วนใหญ่แล้ว bandwidth ของ LED จะน้อย ปกติใช้ช่วงตั้งแต่ 1 – 100 MHz ถ้า rise time ของแหล่งกำเนิดเป็นเวลา t_r output power เปลี่ยนจาก 10 – 90% ของค่าสุดท้าย เมื่ออินพุต เป็นกระแส แสดงในรูปที่ 2.41



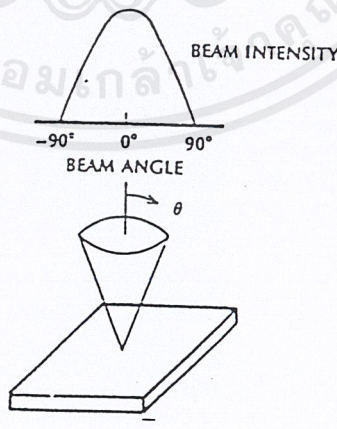
รูปที่ 2.41 แสดงค่า rise time ของอุปกรณ์กำเนิดแสง

จากรูปที่ 2.41 กระแสอินพุททำให้กำลังแสงเพิ่มจาก 0 ไปจนถึงค่าสุดท้าย ซึ่งเป็นค่าคงที่ เอาท์พุทในรูปที่ 2.41 เป็นกระแสที่ถูกสร้างจาก detector เพื่อใช้วัดกำลัง เราสามารถหาความสัมพันธ์ระหว่าง rise time กับ 3-dB electrical bandwidth ได้จากสมการ

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

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 การเพิ่มความกว้างของ spectrum ที่ยาวกว่าความยาวคลื่นนี้จะชดเชยส่วนที่ลดไปเนื่องจากการขยายกว้างออก

ประสิทธิภาพการ coupling จะขึ้นกับ radiation pattern ของ emitter ผิวหน้าของ emitter จะแผ่กระจายแสงที่เรียกว่า Lambertian pattern แสดงในรูปที่ 2.42

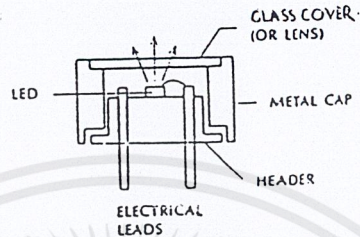


รูปที่ 2.42 แสดง Beam ที่แผ่ออกมาจากผิวด้านหน้าของ LED

จากรูปที่ 2.42 กำลังจะลดตาม $\cos\theta$ โดยที่ θ คือมุมระหว่าง viewing direction กับระนาบ

ปกติผิวหน้าที่ปลดปล่อยแสงจะสว่างขึ้น แต่บริเวณที่เป็นเงาของมันจะลดลงตาม $\cos \theta$ เมื่อมุม θ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

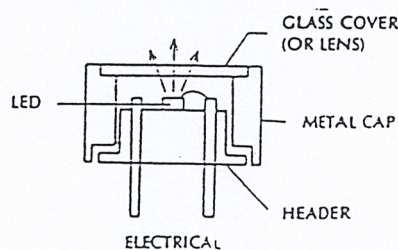
เปลี่ยนไป จึงเป็นสาเหตุให้เกิด Lambertian power distribution กำลังจะตกลง 50% ของ peak ของมัน เมื่อ $\theta = 60^\circ$ ผลรวมของ half power beamwidth จะเท่ากับ 120° สำหรับ Lambertian emitter ถ้าแสงจะเข้าไปใน fiber แต่ด้านนอกจะไม่ถูก coupling เพราะมุมที่ยอมให้เกิด coupling สำหรับ fiber จะมี $NA = 0.24$ ประมาณ 14° (มุมของรูปที่กรวย -20°) ดังนั้นปริมาณของกำลังจำนวนมากจะถูกสร้างจากผิวหน้าของ emitter และจะถูก reject ไป



รูปที่ 2.43 แสดงการแผ่รังสีที่ไม่สมมาตรของ LED

จากรูปที่ 2.43 beam จะเป็น Lambertian ในระนาบที่ขนานกับรอยต่อ แต่จะแยกออกไปอย่างช้า ๆ ในระนาบตั้งฉากกับรอยต่อ ในระนาบนี้ mode ใน slab wave guide ที่เกิดจากครรชนหักเหซึ่งเปลี่ยนแปลงไปเมื่อเทียบกับแนวตั้งฉาก ซึ่ง beam ที่แยกออกไปนี้จะมีขอบเขตจำกัด ส่วนในแนวระดับจะไม่มี beam ที่จำกัดขอบเขต และการแผ่กระจายที่เป็น Lambertian เพื่อให้เกิด output power สูงสุดจะใช้ reflector ติดไว้ที่ปลายของ diode ซึ่งตรงข้ามกับ emitting edge เอาท์พุทจะเพิ่มขึ้นถ้า emitting edge ด้านการสะท้อนกลับเพื่อลดการสะท้อนกลับระหว่างสารกึ่งตัวนำกับอากาศ edge emitting จะมีความเร็วตั้งแต่ 500 Mbps ขึ้นไป ซึ่งพัฒนามาจากการใช้ single mode fiber

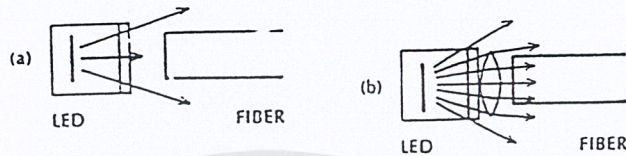
LED จะมีความเชื่อถือได้สูง ถ้าทำงานในช่วงกำลังแรงดันกระแสและอุณหภูมิที่จำกัดไว้ อายุการใช้งานคือเวลาที่กำลังลดลงครึ่งหนึ่งของค่าเริ่มต้น อายุการใช้งาน LED ปกติ 100,000 ชั่วโมงที่อุณหภูมิระหว่าง -65° ถึง 125° C ถึงแม้ว่า output power จะลดลงเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อสูงขึ้น ก็ลดลง $0.012\text{dB}/^\circ\text{C}$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



รูปที่ 2.44 แสดงส่วนหัวของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

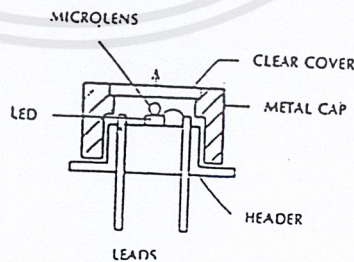
จากรูปที่ 2.44 เป็น LED ที่ติดบน Header เช่น TO-18 ดังรูปที่ 2.44 header จะถูกปิดไว้ด้วย metal gap ซึ่งมี แก้วใส ๆ ที่ด้านบนโดยมีไว้ให้แสงผ่าน



รูปที่ 2.45 แหล่งกำเนิดไปยัง Fiber (a) โดยไม่มีเลนส์ (b)

รูปที่ 2.45 แสดง beam ที่แผ่กระจายออกไป จะขยายออกไปอย่างรวดเร็ว รวมถึง loss จากลำแสงที่เกิดจากมุม acceptance angle ลำแสงบางลำจะไม่ได้เข้าไปใน fiber อย่างสมบูรณ์ เลนส์ภายนอกจะช่วยลดมุมของลำแสง แต่เลนส์จะไม่ช่วยลดเส้นผ่านศูนย์กลางของ beam ทำให้บางส่วนของแสงจะหายไป ประสิทธิภาพจะดีขึ้นถ้าแก้วใส ๆ ในรูปที่ 2.44 เคลือบได้ และ fiber ต้องต่อโดยตรง หรืออยู่ด้านบน emitting diode แสงส่วนใหญ่จะถูกสกัดด้วย fiber core

diode ที่มีความยาวคลื่นสั้นที่พร้อมจะต่อกับ fiber เรียกว่า pigtailed construction โดยปกติ pigtail จะติดอยู่กับ emitter และยังสามารถถูก splice กับ fiber ได้



รูปที่ 2.46 แสดง Microlensed LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

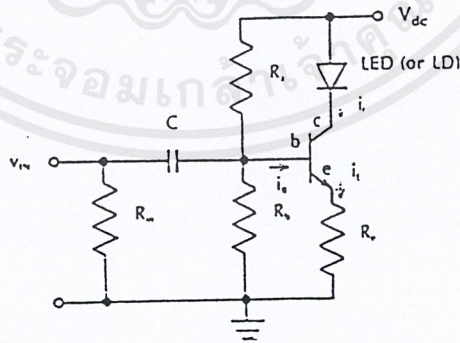
รูปที่ 2.46 แสดงอุปกรณ์ที่มีเลนส์เล็กมาก (microlens) ติดอยู่กับ emitter โครงสร้างของ microlens จะมีประสิทธิภาพสูงเมื่อเส้นผ่านศูนย์กลางของ core เล็กประมาณ $50\mu\text{m}$ และ NA ตั้งแต่ 0.1 ขึ้นไป

2.7.3 การมอดูเลชัน (Modulation)

ในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่งปนอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห้(carrier wave) สำหรับ frequency modulation, phase mod ของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่งสัญญาณ analog ของ carrier transmission , microwave transmission ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปจะใช้การผสมที่เรียกว่า intensity modulation ซึ่งได้ทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง ยกตัวอย่างเช่น ในการส่งสัญญาณ digital output waveform ที่ได้จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.47 กล่าวคือ แสงจะเกิดการกระพริบสว่าง และดับตามสัญญาณไฟฟ้าที่เป็น 1 และ 0 ตามลำดับ ความจริงแล้วความยาวคลื่นของสัญญาณจะมีค่าสั้นกว่าความยาวคลื่นของสัญญาณแสงมาก ดังนั้น ใน envelope 1 ของสัญญาณไฟฟ้าจะมีแสงที่มีความยาวหลายค่าอยู่ข้างใน

Analog Modulation

Option power ที่เกิดจาก light emitting diode (LED) จะมีความสัมพันธ์เชิงเส้นกับกระแส forward bias ที่ไหลผ่านวงจรคั้งที่กล่าวมาแล้ว ฉะนั้นในวงจร analog modulation จะอาศัยกระแสจากสัญญาณที่ต้องการเปลี่ยนแสงเป็น forward driving current ซึ่งปริมาณ optic power output จะแปรเปลี่ยนตาม forward driving current ของสัญญาณที่ป้อนเข้าไป ดังรูปที่ 2.48



รูปที่ 2.47 แสดงวงจรอนาล็อกมอดูเลชัน

จากรูป 2.47 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

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

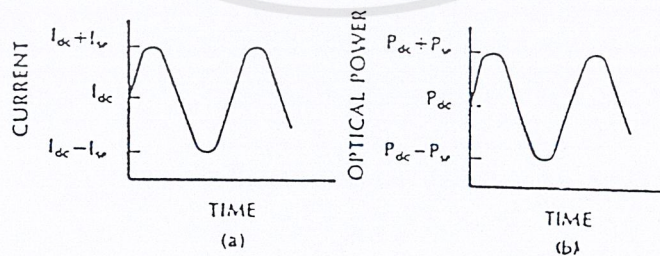
ผลรวมของกำลังทางไฟฟ้า ซึ่งมีส่วนสัมพันธ์โดยตรงกับกำลังแสง optic power แสดงในสมการ

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

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

$$m = I$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนในชื่อหรือเครื่องหมายการค้าของผู้ผลิตหรือผู้จำหน่ายโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 2.48 เพราะผลรวมของ peak และกระแสที่ต่ำสุดคือ $I_{dc} - I_{sp}$ 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 aro 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 $I_C = I_B$ โดยถือค่า transistor's current amplification factor I_C คือกระแสที่ใหญ่ผ่าน LED ซึ่งก็คือ I_{dc} ในสมการเมื่อไม่มีสัญญาณ input เข้ามาจุดทำงานของทรานซิสเตอร์ Q point ของวงจร คือ $I_C = 0$ หรือจุด collector cut off จะเกิดขึ้นเมื่อ I_B (Base Current) เป็นศูนย์

เมื่อมีสัญญาณเข้ามา (V_{in}) จะทำให้เกิดกระแสที่แปรเปลี่ยนตามเวลาที่ขา base รวมกับกระแส I_B ซึ่งเป็น dc base ทำให้กระแสถูกขยายเป็นศูนย์ ระหว่างช่วงที่สัญญาณ peak ลบเข้ามา ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ cut off และจะไม่ทำให้ทรานซิสเตอร์ saturate ในช่วงที่สัญญาณ peak บวกเข้ามา ค่าของความต้านทาน R_c จะทำให้เสถียรภาพของจุดทำงานดีขึ้น

2.8 Photodetection

2.8.1 หลักการทำงานของโฟโตดีเทคชัน

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

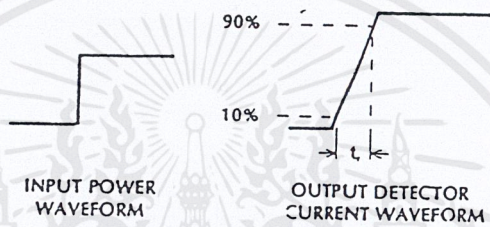
คุณสมบัติสำคัญของอุปกรณ์รับแสง คือ responsivity (ρ) , spectral response และ rise time โดยค่า responsivity และจะเป็นสัดส่วนของกระแสทางด้านเอาต์พุทของตัวรับแสงต่อ optic power ทางด้านอินพุท ตามสมการ

$$\rho = i/p$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน่วยของค่า responsivity คือ แอมแปร์ / วัตต์

ในอุปกรณ์รับแสงบางชนิดอาจจะวัดค่าเอาท์พุทออกมาในรูปที่ของโวลเตจ ดังนั้นหน่วยของ responsivity จะเป็นโวลต์/วัตต์ ค่าของ spectral response หมายถึง curve ของค่า responsivity ที่แปรเปลี่ยนตามความยาวคลื่น และด้วยเหตุผลที่ว่าค่าของ responsivity ที่เปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตามความยาวคลื่นทำให้อุปกรณ์รับแสงที่ต่างกันอาจต้องใช้งานใน window ที่ต่างกันของ optic spectrum ตามการออกแบบของตัวรับ ค่าที่สำคัญอีกอย่าง คือ rise time (t_r) จะเป็นค่าของช่วงเวลาที่กระแสทางด้านเอาท์พุทของตัวรับเปลี่ยนจาก 10% ไปเป็น 90% ของค่าสุดท้าย แสดงดังรูปที่ 2.49



รูปที่ 2.49 แสดงลักษณะของ rise time

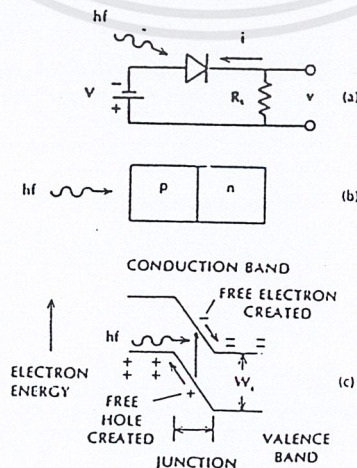
ค่าของ 3dB modulation bandwidth ของอุปกรณ์รับแสงจะกำหนดจากสมการ

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

ที่ความถี่ค่านี้ ระดับสัญญาณ ไฟฟ้าที่ตัวรับจะลดลงครึ่งหนึ่ง เมื่อเทียบกับที่ย่านความถี่ต่ำ

2.8.3 อุปกรณ์ รับแสงชนิดสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor Photodiode)

อุปกรณ์ photodiode ที่สร้างจากเซมิคอนดักเตอร์ ให้กำลังค่อนข้างต่ำ และสามารถทำงานที่โวลเตจไบแอสต่ำ ตัวอย่างของ pn photodiode อย่างง่ายแสดงดังรูปที่ 2.50



รูปที่ 2.50 (a) เมื่อป้อน reverse bias (b) แสดงลักษณะของ pn junction (c) แสดงระดับพลังงาน

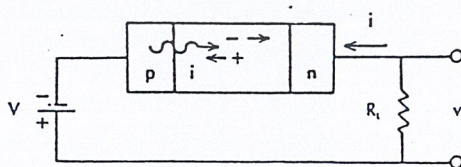
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้.

เมื่อให้ reverse bias จะทำให้ energy barrier ระหว่างรอยต่อบริเวณ p และ n เพิ่มขึ้น ทำให้ อิเล็กตรอนอิสระทางด้าน n และ hole อิสระทางด้าน p ไม่สามารถข้ามบริเวณ energy barrier จึงไม่มี กระแสไหลบริเวณบริเวณรอยต่อที่ไม่มีประจุอิสระใด ๆ เลย เรียกบริเวณนี้ว่า depletion region บริเวณ ความต้านทานสูงเป็นผลให้โวลเตจทั้งหมดที่ตกคร่อม diode จะตกคร่อมบริเวณนี้เกือบหมด

พิจารณารูปที่ 2.50 (c) เมื่อกลุ่มก้อนโฟตอนถูกซึมซับใน junction หลังจากที่ผ่านมาชั้น p การดูดซับพลังงานโฟตอนทำให้อิเล็กตรอนข้าม bandgap จาก valenceband ไปยัง conduction band ทำให้อิเล็กตรอนเคลื่อนที่ได้อย่างอิสระ และจะทำให้ hole ออกจาก valence band ดังนั้น จะมีประจุ อิสระที่ถูกสร้างขึ้นจากการดูดกลืน photon ซึ่งอิเล็กตรอนจะเคลื่อนตัวลงไปยัง barrier และ hole ก็ จะเคลื่อนที่ขึ้นไป barrier ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดกระแสไหลผ่านวงจรรภายนอกเหมือนกับการปลดปล่อยแสง ของอิเล็กตรอน ซึ่งในกรณีนี้จะเกิดกระแสไหลผ่านหลอด photodiode เมื่อ hole และ อิเล็กตรอนรวมตัวกันใหม่ที่ บริเวณนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าอ่อน ๆ ซึ่งจะทำให้ประจุต่างๆ หยดเคลื่อนที่ทำให้กระแสหยุดไหล นอกจากนี้ประจุพาหะจะถูกสร้างขึ้นใกล้ๆ กับบริเวณ depletion และมันสามารถที่จะแพร่ผ่านบริเวณนี้ไปได้ ดังนั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าจำนวนมากที่บริเวณรอยต่อ ทำให้มีกระแสจากภายนอกเกิดขึ้น

2.8.2 PIN Photodiode

PIN photodiode นิยมใช้มาก ในระบบการสื่อสารเส้นใยแสง PIN diode มีชั้น intrinsic ที่อยู่ ระหว่าง p-n junction กว้าง ดังแสดงในรูปที่ 2.51 ในชั้น intrinsic จะไม่มีประจุอิสระ ดังนั้นจึงมีความ ต้านทานสูง ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อม diode จะตกคร่อมที่ชั้นนี้เกือบหมด และมีแรงดันเนื่องจากสนามไฟฟ้าสูงมาก ด้วยเหตุที่ชั้น intrinsic มีความกว้างมาก ดังนั้นกลุ่มก้อนโฟตอนจึงมีโอกาสที่จะถูกดูดซับใน ชั้นนี้ได้มากกว่าในบริเวณ p และ n จึงทำให้ประสิทธิภาพและ speed relative ของ PIN photodiode ดีขึ้น



รูปที่ 2.51 แสดงลักษณะของ PIN photodiode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

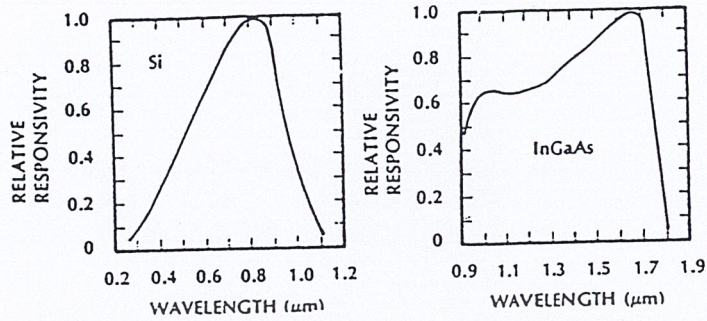
วัสดุที่ใช้ในการสร้าง (Materials)

สารซิลิคอน เป็นสารที่นิยมใช้มากที่สุดในการสร้างตัวรับของระบบการสื่อสารด้วยแสง ใน first window สารซิลิคอนมีค่า cutoff wavelength = $1.1\mu\text{m}$ ทำให้ไม่สามารถใช้งานได้ ใน second window ซึ่งมีค่า $\approx 1.3\mu\text{m}$ Germanium diode และ InGaAs diode เป็นอุปกรณ์ที่มี noise สูงกว่า diode ที่ทำจากซิลิคอน แต่สามารถใช้งานได้ ใน second window รูปที่ 2.54 เป็นตารางแสดงย่านการใช้งานของวัสดุที่ใช้ในการสร้าง PIN diode

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 2.52 ตารางแสดงคุณสมบัติของสารที่ใช้ในการสร้าง

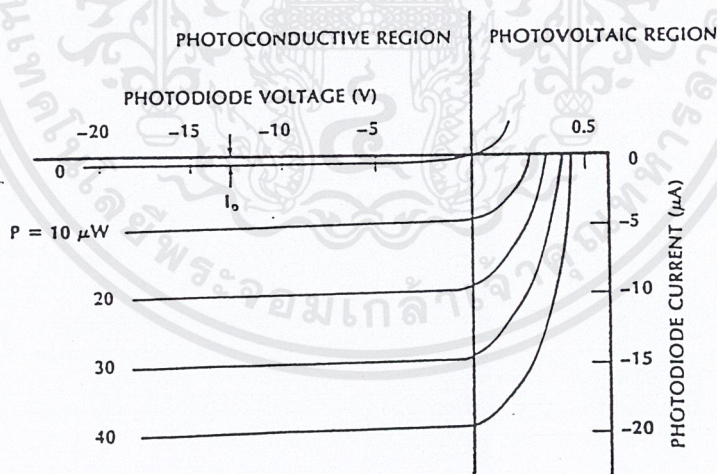
spectral response ของซิลิคอน และ InGaAs แสดงในรูปที่ 2.28 การตกลงของค่า responsivity ที่ค่าความยาวคลื่นต่ำเกิดจากการเพิ่มขึ้นของการซึมซับโฟตอนในบริเวณรอยต่อ p-n ซิลิคอน และ InGaAs จะมีค่า peak quantum efficiency ประมาณ 0.8



รูปที่ 2.53 แสดง Spectrum response curve

Current-Voltage Characteristic

เส้นโค้ง current-voltage ของ silicon diode จะมีค่า responsivity 0.5 A/W ซึ่งหาได้จากรูป 2.56 เพื่อให้ reverse biased diode มันจะทำงานเป็น photoconductive mode ซึ่งจะทำให้กระแสเอาท์พุทเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ optic power จากรูป 2.56 แสดงถึงสภาวะเมื่อมี optic power ตกคร่อมทำให้เกิด forward voltage เรียกการทำงานว่าเป็น photovoltaic mode ซึ่งเป็นหลักการของอุปกรณ์ solar cell ซึ่งมีอุปกรณ์รับแสงในระบบการสื่อสารเส้นใยแสงใช้หลักการนี้



รูปที่ 2.54 แสดงกราฟของ Current-Voltage ของซิลิกอนโฟโตไดโอด

ถึงแม้ว่าจะไม่มี optic power ตกกระทบบตัว diode ก็จะมีค่าของกระแส reverse current ขึ้น เราเรียกค่ากระแสนี้ว่า dark current ใช้สัญลักษณ์ I_p 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°C บัดนี้แล้วค่ากระแส dark current จะมีค่า ตั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ไมก็นาโนแอมแปร์ จนถึงค่าเป็นร้อย ๆ นาโนแอมแปร์ โดยทั่วไป silicon detector จะมีค่า dark current ต่ำสุด InGaAs มีค่ามากกว่า และ germanium diode จะมี dark current มากที่สุด และด้วยเหตุผลนี้ ทำให้ silicon photodiode นิยมใช้อย่างกว้างขวาง

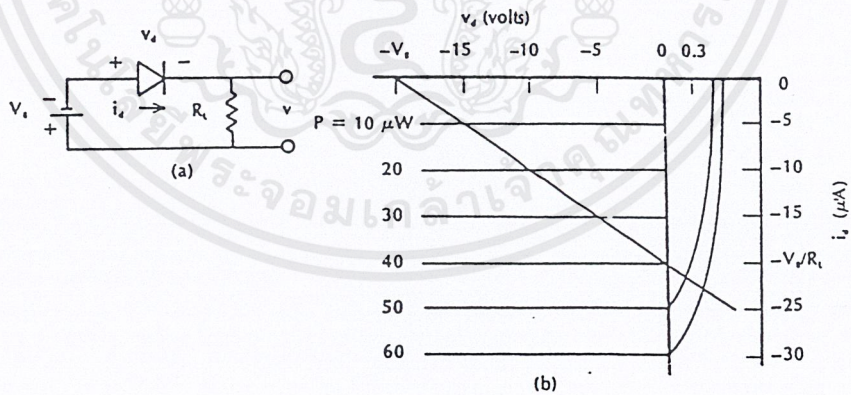
ขั้นต่อไป ลองพิจารณาตัวอย่างการคำนวณหาค่าของกำลังงานที่ต่ำที่สุดของ PIN diode พิจารณา PIN diode ที่มีค่า responsivity 0.5 A/W และ dark current 1 nA ในการคำนวณเราจะพิจารณา จุดที่ optic power เปลี่ยนไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าที่ให้ค่ากระแสเอาต์พุตเท่ากับ dark current พอดี จากสมการ

$$P = I_p / \rho$$

ดังนั้นค่าของ optic power ที่ต่ำที่สุดที่สามารถรับได้คือ 2 nW

ตัวอย่างง่าย ๆ ของวงจรทางค่านรับที่ใช้ PIN diode แสดงดังรูป 2.55a เราให้ diode มี curve เป็นไปตามทฤษฎีทางอุณหพลศาสตร์ จากกฎของ Kirchoff's Voltage เมื่อใช้กับรูป 2.55 จะได้

$$V_B + V_d + i_d R_L = 0$$



รูปที่ 2.55 (a) วงจรการใช้งานอย่างง่าย (b) แสดงกราฟการวิเคราะห์ห้วงจรตามรูป (a)

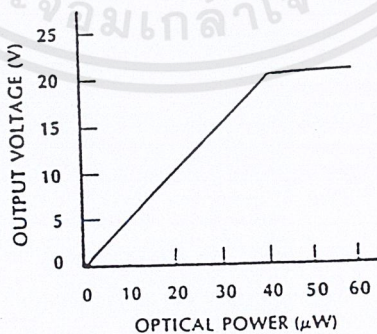
สังเกตว่าโวลเตจตกคร่อม diode (V_d) และกระแส (i_d) จะมีเครื่องหมายเป็นบวกเสมอในกรณีของทิศทาง forward bias เพราะสมการจะเกิดขึ้นพร้อม ๆ กับคุณสมบัติของเส้นโค้งของ diode ตามรูป 2.57 b ซึ่งเราสามารถสร้างจากการใช้ไฟเลี้ยง $V_s=20V$ และ $R_L=1M$ เป็นโหนด เราสามารถลากเส้นตรงที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกว่า เส้น load line ซึ่งมีความชัน $-1/R_L$ ซึ่งตัดแกนของโวลเตจที่จุด $-V_B$ (คือค่า -20 โวลต์ ตามตัวอย่าง) และตัดแกนของกระแสที่จุด $-V_B/R_L$ (คือค่า -20 A ตามตัวอย่าง) จากรูป 2.55 b เราสามารถแปลงให้อยู่ในความสัมพันธ์ระหว่าง โวลเตจเอาต์พุตกับอินพุต optic power ตามตารางต่อไปนี้

Optic Power (μ W)	Diode Voltage (V)	Output Voltage (V)
0	-20	0
10	-15	5
20	-10	10
30	-5	15
40	0	20
50	0.3	20.3
60	0.4	20.4

รูปที่ 2.56 ตารางแสดงค่าที่คำนวณจาก transfer คุณสมบัติของ PIN photodiode

เราจะพิจารณาการคำนวณค่าจากตาราง ถ้าค่า optic power เท่ากับ 10μ w เส้น load line ที่ตัดผ่านเส้นโค้งแสดงคุณลักษณะของ diode ที่จุด -15 โวลต์ เพราะว่าค่าของไฟเลี้ยง (V_s) คือ 20 V และคกรวมโหลด R_L -5 V และค่าอื่น ๆ ในตารางถ้าพิจารณาในลักษณะเดียวกัน การแปลงดังกล่าวสามารถพิจารณาจากรูป 2.57 ซึ่งเมื่อ optic power มีค่ามากขึ้น (มากกว่า 40μ w ตามตัวอย่างนี้) diode จะทำงานในโหมดของ photovoltaic mode ทำให้คุณสมบัติในการเปลี่ยนแปลงไม่เป็นเส้นตรง ดังนั้นในการออกแบบระบบที่มีระยะทางเชื่อมต่อสั้น ๆ จึงต้องระวังจุดนี้ คือไม่ให้เกิดจุดอิมิตัวของทางคำนวณตามรูป 2.57



รูปที่ 2.57 Transfer function ของวงจร PIN photodiode เมื่อ $R_L = 1M\Omega$

Responsivity = $0.5A/W$ ค่าเอาต์พุตโวลเตจจากรูป 2.57 a สามารถคำนวณได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V = PPR_L$$

กราฟตามรูป 2.57b 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

$$P_{\max} = V_B / PR_L$$

เมื่อค่า $P = 0.5A/W$ เราสามารถหาค่าสูงสุดของอินพุต power ก่อนถึงจุด saturate จะมีค่าถึง 4 mw ซึ่งเราพบว่า dynamic range ขยายตัวถึง 100 เท่าของเดิม ค่าโวลเตจที่สามารถตอบสนองลดลงถึง 100 เท่า ซึ่งพิจารณาได้จากสมการ ทำให้อัตราส่วนของอินพุต optic power กับเอาต์พุตโวลเตจเป็นไปตามสัดส่วนของ R_L ตามสมการ

$$V/P = PR_L$$

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

Speed of Response (ความเร็วในการตอบสนอง)

ค่าความเร็วในการตอบสนองจะถูกจำกัด โดยค่า transmit time ซึ่งเป็นเวลาที่ใช้ไปสำหรับประจุอิสระในการข้าม depletion layer ใน PIN diode ความกว้างของบริเวณ depletion จะพอดีกับความกว้างของชั้น intrinsic ความเร็วของประจุอิสระจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าของ reverse voltage ดังนั้นที่โวลเตจสูงสุดจะลดค่าของ transit time ดังตัวอย่างเช่น เมื่อความกว้างของ depletion $50 \mu\text{m}$ และความเร็วประจุ $5 \times 10^4 \text{ m/s}$ ดังนั้นค่าของ transit time คือ $50 \times 10^{-6} / 5 \times 10^4 = 1 \text{ ns}$ ค่านี้จะเป็นค่าประมาณของค่า rise time ใน PIN diode ค่าของ capacitance ในตัว diode ค่า C_d เป็นค่า junction capacitance ซึ่งเกิดขึ้นเนื่องจากสารกึ่งตัวนำชั้น p และ n (ซึ่งทำตัวเสมือนเป็นอิลคโตรด) 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

$$t_r = 2.19R_L C_D$$

ค่าของ 3-dB bandwidth สามารถหาได้จากวงจรเสมือน หรืออาจพิจารณาจากสมการ

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

โฟโตไดโอดที่ออกแบบมาสำหรับการใช้งานที่ความถี่สูง ๆ จะมีค่าคาปาซิแตนซ์เพียงไม่กี่พิโคฟารัด ซึ่งในการออกแบบให้มีค่าคาปาซิแตนซ์ (Cd) ต่ำ ๆ นั้นทำได้โดยการลดพื้นที่ของไดโอดให้มีขนาดเล็ก 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 $C_d = 5$ pF transit-time-limited rise time 2 ns ให้ลองคำนวณหาค่า 3-dB bandwidth และค่าความต้านทานโหลดที่มากที่สุดที่สามารถใช้ได้อย่างมีประสิทธิภาพ การคำนวณ โดยใช้สมการ

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

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

RC-rise time จากสมการ จะต้องมีค่าน้อยกว่าหนึ่งในสี่ของค่า transit time คือเป็นไปตาม

$$2.19R_L C_D < 0.5 \text{ ns}$$

$$R_L < 46$$

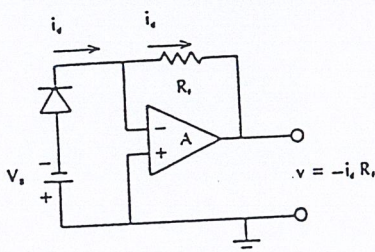
หลักการในการเลือกค่าความต้านทานโหลดสรุปได้ตามตารางต่อไปนี้

Defining Equation	Conclusion
$v = \rho P R_L$	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
$i_{\text{รบกวน}} = 4kT \Delta f / R_L$	Choose R_L large to reduce the thermal-noise current

รูปที่ 2.58 ตารางแสดงหลักการในการเลือกใช้ค่าความต้านทานของโหลด

Current-to-Voltage Converter

ถ้าสังเกตรูปที่ 2.55 จะพบว่าโวลเตจของ diode (V_d) จะลดลงเมื่อ Optic power มีค่าเพิ่มขึ้น สาเหตุเพราะเมื่อมีกระแสไหลมากขึ้น ทำให้โวลเตจที่ตกคร่อมความต้านทานโหลดเพิ่มขึ้น ความสัมพันธ์แบบไม่เชิงเส้นเกิดขึ้นเมื่อ V_d ตกลงจนเกือบเป็นศูนย์ เราสามารถแก้ปัญหานี้ได้โดยไม่จำเป็นต้องลดค่าของความต้านทานโหลด แต่เราจะใช้หลักการของ Current-to-Voltage โดยไดโอดจะถูกต่อเข้ากับออปแอมป์และมีการ feed back ด้วยค่าความต้านทาน R_f

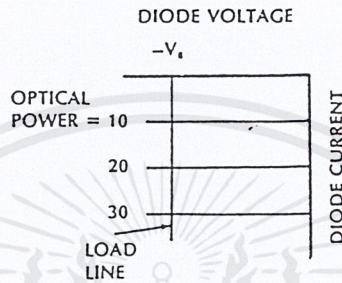


รูปที่ 2.59 แสดงหลักการของ Current-to-Voltage converter โดย A คือ ออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คุณสมบัติของวงจรมีดังต่อไปนี้

1 โวลเตจที่ตกคร่อมออปแอมป์มี gain สูงมากมีค่าประมาณศูนย์ เมื่อทำการได้ loop จะพบว่า $V_d = -V_B$ สามารถกล่าวได้ว่าโวลเตจทั้งหมดที่จ่ายออกมาจากเบตเตอร์จะตกคร่อมที่ไดโอดทั้งหมด เหมือนกับค่าไดโอดกำลังทำงานที่เส้น vertical load line ตามรูป 2.60



รูปที่ 2.60 แสดง vertical load line

2 กระแสที่ไหลเข้าที่อินพุทของออปแอมป์มีค่าประมาณศูนย์ นั่นคือกระแสไดโอด (i_d) ทั้งหมดจะไหลผ่านความต้านทาน R_F ทำให้มีโวลเตจตกคร่อมความต้านทาน $R_F = R_F i_d$ ใน เพราะว่าที่ขาลบของออปแอมป์มีศักดาไฟฟ้าเกือบเท่าศักดาไฟฟ้าที่ ground เมื่อทำการได้ loop จะพบว่าโวลเตจที่เอาท์พุทของวงจรมีค่า $R_F i_d$ ในการออกแบบถาวรให้ค่า R_F มีค่ามาก ๆ (ในการปฏิบัติ ค่าจะมากขึ้นเป็นร้อย ๆ เท่าของ K) ในการออกแบบภาครับให้มีเอาท์พุทโวลเตจสูง ๆ โดยปราศจากผลของความไม่เป็นเชิงเส้นของการตอบสนองของ diode แล้ว ค่าของ speed of response ของวงจรมีค่าขึ้นกับค่า rise time ของความต้านทาน R_F รวมกับค่าของคาปาซิเตอร์ที่ขานานของวงจรมีค่า feedback

Packaging

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

1. photodiode ที่ถูกบรรจุอยู่ใน case มาตรฐานของทรานซิสเตอร์ทั่วไปที่เป็นโลหะคล้ายกับการบรรจุใน LED คือเลนส์จะติดอยู่กับ metalcap เพื่อทำการรวมแสงที่กระจกระจายมาจากเส้นใยแสง เพื่อรวมแสงให้ตกคร่อมบนพื้นที่รับแสง เพื่อให้ประสิทธิภาพในการเชื่อมต่อดีขึ้น
2. package ที่บรรจุอาจจะมีเส้นใยแสงต่อออกมาจากภายนอกโดยความยาวของเส้นใยแสงจะไม่มาก อาจจะมี connector ให้หรือไม่แล้วแต่ชนิด

photodiode อาจจะถูกบรรจุใน package แบบ DIP (dual in-line package) เพื่อความสะดวกในการต่อลงบนแผ่น PCB(print circuit board)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

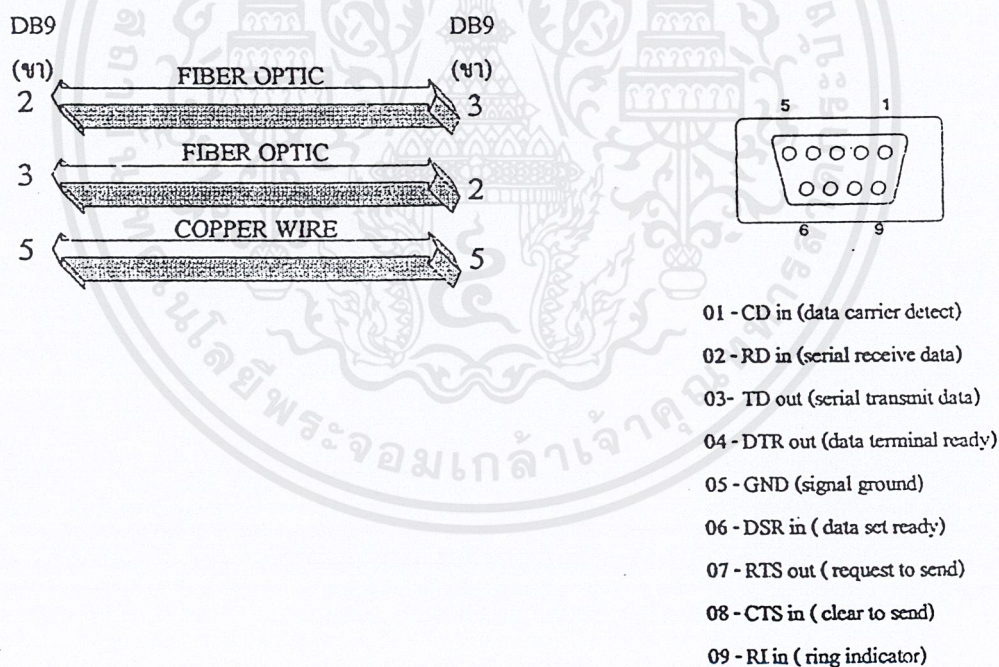
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

โครงการนี้จะถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนด้วยกันคือ ส่วนแรกเป็นการสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสงพลาสติก และส่วนที่สองเป็นการส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

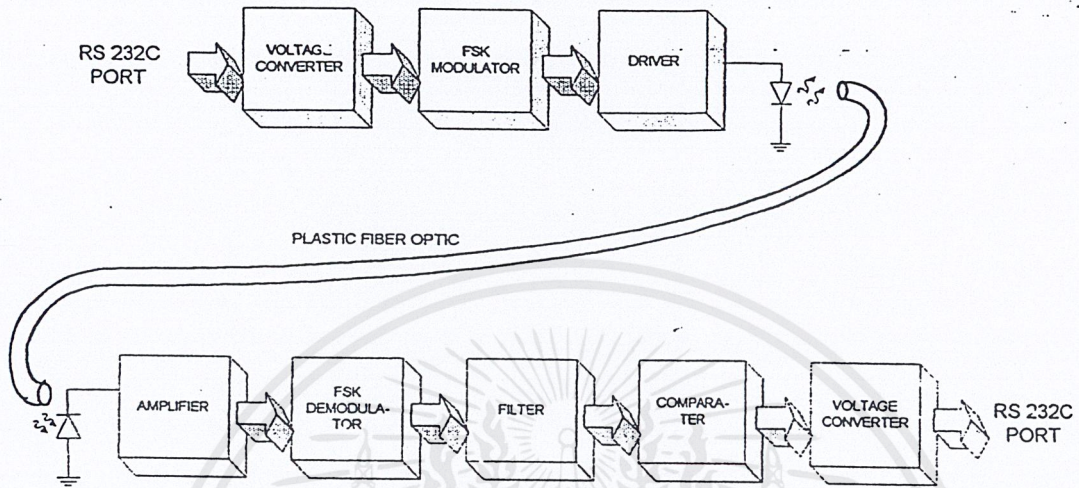
3.1 การสื่อสารข้อมูลระหว่างไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องผ่านเส้นใยแสงพลาสติก

ไมโครคอมพิวเตอร์ 2 เครื่องจะถูกเชื่อมโยงด้วยกันแบบ NULL MODEM (3 WIRE) แต่แทนที่จะใช้สายทองแดงเชื่อมต่อ จะใช้เส้นใยแสงพลาสติกเชื่อมต่อแทนดังแสดงในรูปที่ 3.1.1 สำหรับการรับส่งสัญญาณในเส้นใยแสงจะใช้การมอดูเลตแบบ FSK คือแปลงสัญญาณอินพุตที่เป็นพัลส์ให้เป็นค่าความถี่ที่แตกต่างกันแล้วแปลงเป็นสัญญาณแสงเข้าไปในเส้นใยแสง การส่งข้อมูลเป็นแบบ HALF DUPLEX ซึ่งสามารถส่งและรับได้ทั้งสองฝ่ายแต่ต้องผลัดกัน ฝ่ายหนึ่งส่งอีกฝ่ายหนึ่งรับ ดังนั้นเราจะสร้างรับส่งเหมือนกัน 2 ชุด แล้วใช้โปรแกรม PC Plus



รูปที่ 3.1.1 แสดงการเชื่อมต่อแบบ NULL MODEM และลักษณะขาของ DB9

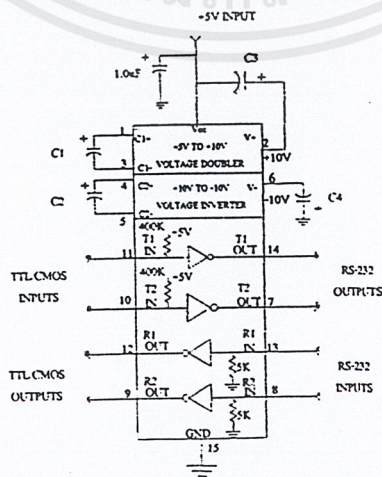
ด้านการออกแบบวงจรภาคส่งและภาครับสัญญาณจะมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 3.1.2



รูปที่ 3.1.2 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของวงจรภาคส่งและภาครับ จากบล็อกไดอะแกรมจะอธิบายการทำงานของส่วนต่างๆ ดังนี้

3.1.1 ภาค VOLTAGE CONVERTER

จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันตามมาตรฐาน RS 232C ให้เป็นระดับแรงดัน TTL (0,+5)เพื่อให้สามารถต่อใช้งานกับวงจรรายนอกได้โดยจะใช้ไอซีที่ทำหน้าที่นี้โดยเฉพาะชื่อ MAX 232 ซึ่งมีลักษณะภายในและการต่อใช้งานดังรูปที่ 3.1.3



รูปที่ 3.1.3 ลักษณะภายในและการต่อใช้งานของ IC MAX232

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

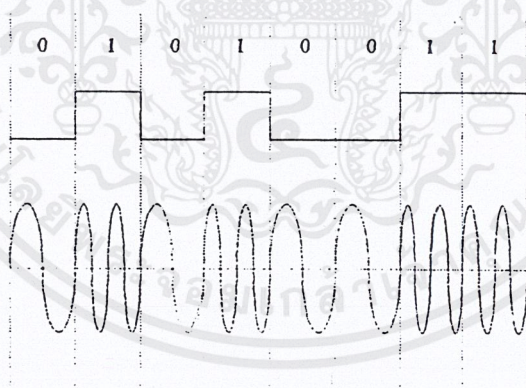
MAX 232 ประกอบด้วย 3 ส่วนคือ Transmitters, Receivers และ Charge pump DC-DC Voltage Converter ส่วนแรก Transmitters จะเปลี่ยนระดับแรงดันอินพุตที่เป็น TTL หรือ CMOS ไปเป็นแรงดันตามมาตรฐาน RS 232C ซึ่งเอาท์พุทปกติจะเป็น $\pm 9V$, ส่วนที่สอง Receivers จะเปลี่ยนระดับแรงดันจาก $\pm 5V$ ถึง $\pm 15V$ ของสัญญาณ 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 ในการเพิ่มโวลเตจ และฟิลเตอร์โวลเตจ โครจงานนี้จะใช้ C แต่ละตัวเท่ากับ $22\mu F$

3.1.2 ภาค FSK MODULATOR

สัญญาณ FSK เป็นสัญญาณดิจิทัลที่ความถี่เปลี่ยนแปลงตามขนาดของเบสแบนด์พัลส์ โดยทั่วไปมักนิยมใช้ FSK ชนิด 2 ความถี่เท่านั้น ตามวิธีการส่งสัญญาณเช่นนี้ รหัส 1 จะถูกส่งโดยพัลส์ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์ภายในเท่ากับ ω_{c1} และรหัส 0 จะถูกส่งโดยพัลส์ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์ภายในเท่ากับ ω_{c0} ข้อมูลดิจิทัลของสัญญาณจะถูกฝากไปกับความถี่คลื่นพาห์ภายในคลื่นพัลส์นี้

สัญญาณ FSK นั้นอาจจะมองได้ว่าเป็นสัญญาณ ASK สองชุดที่เกิดสลับกันโดยชุดหนึ่งใช้ความถี่ของคลื่นพาห์เท่ากับ ω_{c0} และอีกชุดหนึ่งที่มีความถี่ ω_{c1} ดังนั้นค่า PSD ของสัญญาณ FSK จึงควรมีค่าเท่ากับผลบวกของสัญญาณ ASK ที่มีความถี่ของคลื่นพาห์เท่ากับ ω_{c0} และ ω_{c1} เราสามารถที่จะแสดงให้เห็นได้ว่าการเลือก ω_{c0} และ ω_{c1} อย่างเหมาะสมจะทำให้ส่วนของสัญญาณที่เป็นดีสครีตถูกขจัดออกไป



รูปที่ 3.1.4 สัญญาณ FREQUENCY SHIFT KEYING (FSK)

การมอดูเลตแบบ FSK จะเปลี่ยนระดับสัญญาณอินพุตที่เป็น โลจิก (0, 1) ให้เป็นความถี่ที่แตกต่างกันซึ่งโครจงานนี้จะมอดูเลตแบบ FSK โดยใช้ IC 74HC4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อก สามารถกำเนิดความถี่กลาง VCO ได้สูงถึง 13MHz การใช้งานไอซีเบอร์นี้ต้องทำการหาค่า R_1 , R_2 และ C_1 เพื่อกำหนดค่าความถี่กลาง f_0 และช่วงความถี่ลือก $2f_L$ ซึ่งมีลำดับขั้นตอนดังนี้

- กำหนดความถี่กลาง $f_0 = 700\text{KHz}$

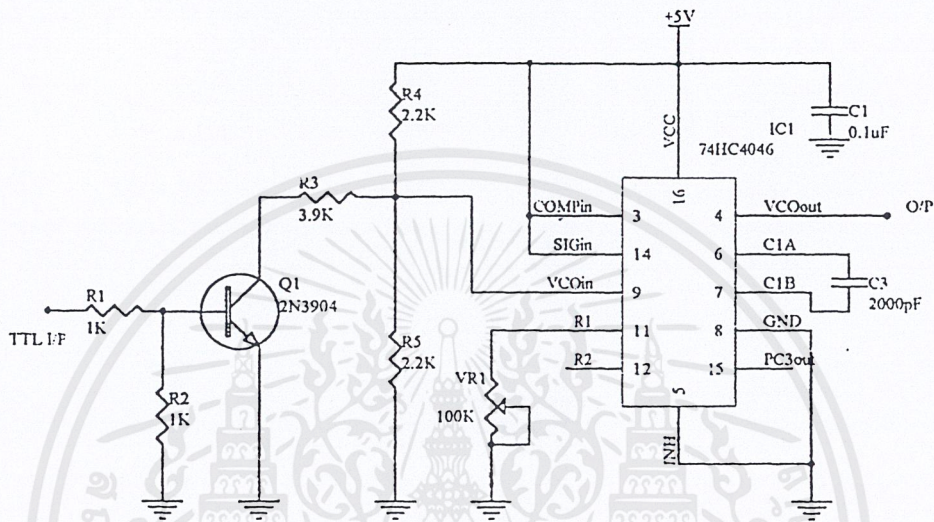
- ใช้กราฟรูปที่ 19 ในค่าซีทหาค่า R_1 ได้ประมาณ $10K-80K$ และหาค่าของ C_1 ประมาณ

2000pF เพื่อความสะดวกจะใช้ R_1 เป็น $V_{R1} = 100K\Omega$ แทน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ค่า $R_2 = \infty$

จะได้วงจรที่ออกแบบดังรูปที่ 3.1.5



รูปที่ 3.1.5 แสดงวงจร FSK MODULATOR

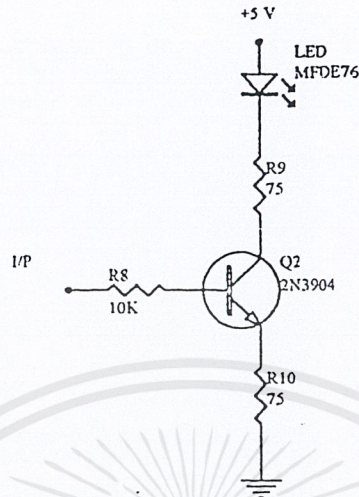
3.1.3 ภาค DRIVER

ภาคนี้เราจะใช้ไดโอดเปล่งแสงทำการแปลงสัญญาณไฟฟ้าให้เป็นแสงซึ่งในการออกแบบนั้นต้องคำนึงถึงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของไดโอดเปล่งแสงซึ่งจะได้จาก ค่าค่าชิตโดยในวงจรนี้เราใช้ไดโอดเปล่งแสงเบอร์ MF0E76 ซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าดังนี้

คุณสมบัติของ ไดโอดเปล่งแสง (MF0E76)

- Forward Current, I_F 60 mA
- Reverse Voltage, ($V_R = 5V$) 100 μA
- Operating Temperature range $-40^{\circ}C$ to $+100^{\circ}C$
- Optoelectronic Characteristic at $25^{\circ}C$
- V_F at $I_F = 60$ mA typ 1.8Vmax 2.2V
- Wavelength 660 nm

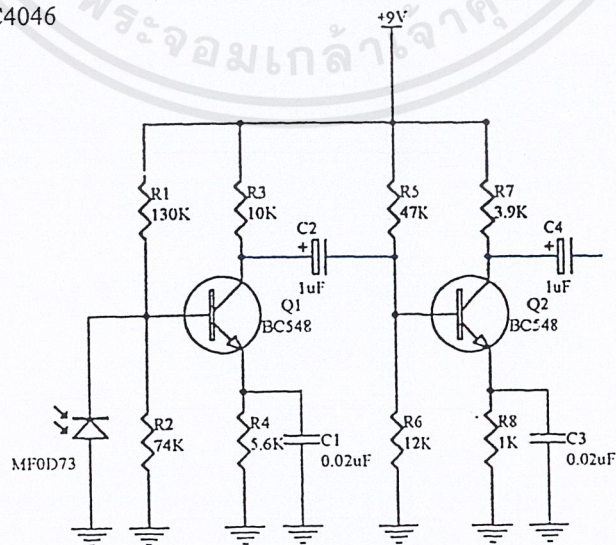
ดังนั้นจะใช้วงจร ไลครฟอย่างง่ายดังรูปที่ เนื่องจากวงจรทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่เป็นสวิทช์ปิดเปิดตามพัลส์ที่เข้ามาทางอินพุท



รูปที่ 3.1.6 วงจร DRIVER

3.1.4 ภาค AMPLIFIER

เป็นวงจรส่วนหน้าของเครื่องรับ ซึ่งมีโฟโตไดโอดทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงที่เข้ามาให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า ภาคนี้จะใช้โฟโตไดโอดเบอร์ MFOE73 ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณแสงที่ผ่านเส้นใยแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยที่สัญญาณไฟฟ้าที่ได้มาจากโฟโตไดโอดจะป้อนเข้าสู่ทรานซิสเตอร์เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดแรงขึ้น ซึ่งในที่นี้เราใช้ภาคขยายทรานซิสเตอร์ 2 สเตจ ด้วยกันดังรูปที่ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ขยายเราใช้เบอร์ BC548 และหลังจากที่ขยายสัญญาณให้มีขนาดใหญ่แล้วก็ทำการป้อนเข้าสู่ SIGIN ของ 74HC4046

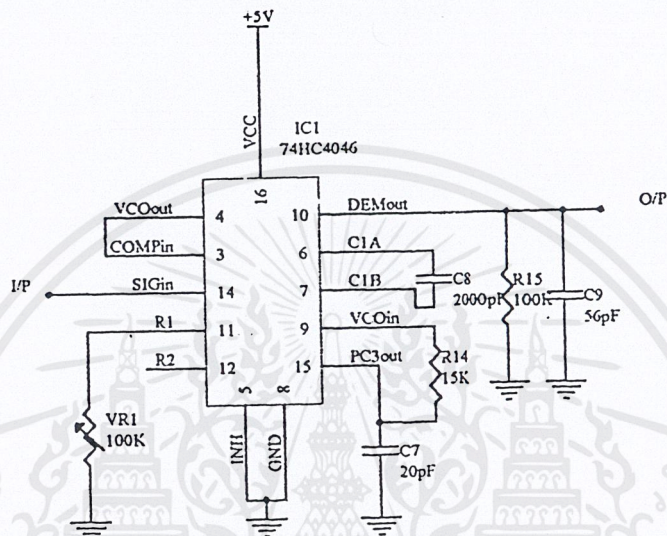


รูปที่ 3.1.7 แสดงวงจร AMPLIFIER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.5 ภาค FSK DEMODULATOR

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



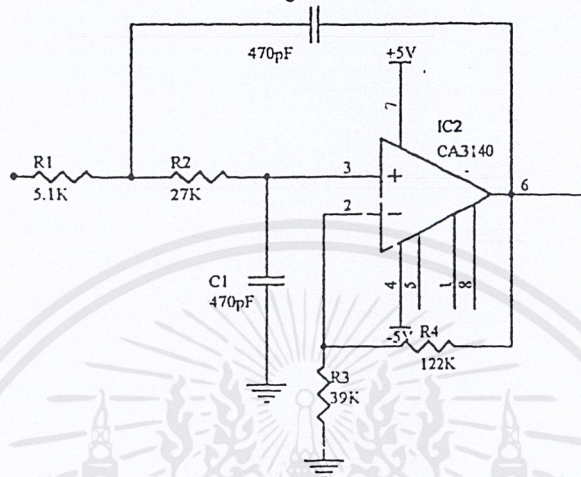
รูปที่ 3.1.8 แสดงวงจรมอดูเลเตอร์

3.1.6 ภาค FILTER

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

- ความถี่คัทออฟ f_c เท่ากับ 30KHZ
- เลือกค่า $C = 470\text{pF}$ จะได้ค่า $K = 7$
- เลือกค่า GAIN $G = 4$, $C_1 = C$
- จะได้ค่า $R_1 = 5.1\text{K}\Omega$, $R_2 = 27\text{K}\Omega$
 $R_3 = 39\text{K}\Omega$, $R_4 = 122\text{K}\Omega$

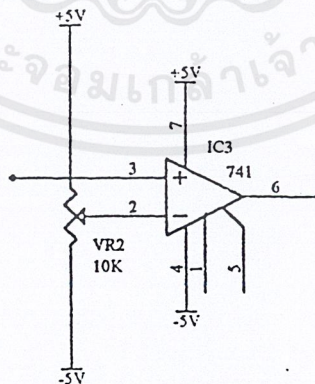
ดังนั้นจะได้วงจร LPF 2nd Butterworth ดังรูปที่ 3.1.9



รูปที่ 3.1.9 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 30KHz

3.1.7 ภาค VOLTAGE COMPARATOR

ในภาคนี้ใช้เปรียบเทียบแรงดันที่ออกมาจากเอาต์พุตของ Filter โดยจะต่อออปแอมป์แบบวงรอบเปิดไม่มีการป้อนกลับ ดังรูปที่ VR จะเป็นตัวปรับเปลี่ยนแรงดันเปรียบเทียบ V_T ซึ่งการปรับ VR จะมีผลต่อ duty cycle ของเอาต์พุต

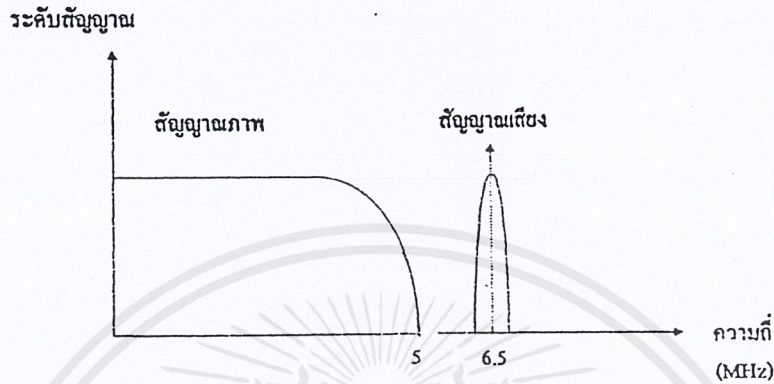


รูปที่ 3.1.10 แสดงวงจร VOLTAGE COMPARATOR

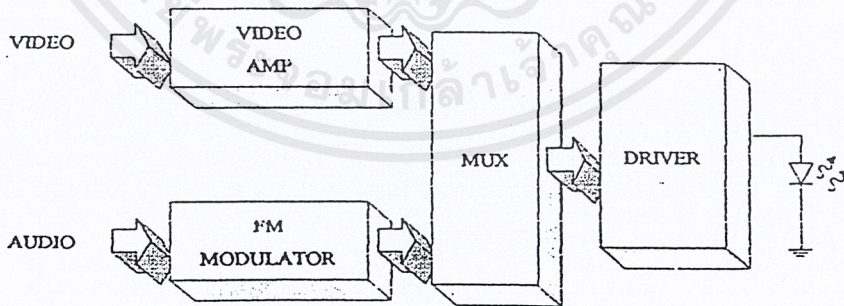
3.2 การส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแก้วนำแสง

โครงการส่วนนี้จะเป็นการมัลติเพล็กซ์สัญญาณภาพและเสียงแบบ FDM เพื่อส่งผ่านไปบนเส้นใยแก้วนำแสงเส้นเดียวกัน ซึ่งสัญญาณภาพและเสียงนั้นจะส่งเป็นแบบอนาล็อก โดยทำการเลื่อนสเปกตรัมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของเสียงขึ้นไปอยู่เหนือภาพที่ความถี่ 6.5 MHz เพื่อไม่ให้สัญญาณสองอันเกิดการรบกวนกันโดยใช้การมอดูเลตแบบ FM กับสัญญาณเสียง ส่วนสัญญาณภาพจะถูกส่งไปตรง ๆ ซึ่งหลังจากรวมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้าด้วยกันแล้วจะถูกส่งเข้าไปมอดูเลตเป็นสัญญาณแสงโดย LED ส่งผ่านเข้าไปในเส้นใยแก้วนำแสงต่อไป



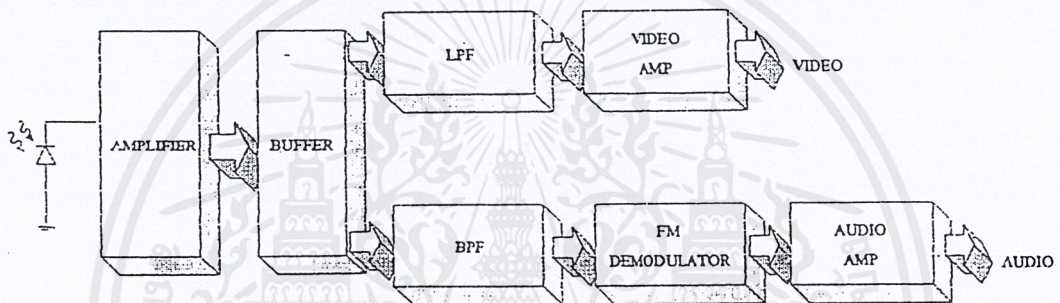
รูปที่ 3.2.1 แสดงสเปกตรัมของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง



รูปที่ 3.2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อสัญญาณแสงจากทางด้านส่งมาถึงทางด้านรับจะถูกตีเทคโดยโฟโตไดโอดเพื่อแปลงแสงกลับมาเป็นสัญญาณไฟฟ้าอีกครั้งและสัญญาณไฟฟ้าที่ได้จะถูกนำไปตีมัลติเพล็กซ์แบบ FDM โดยใช้วงจรแบนพาสฟิลเตอร์ (BPF) และโลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF) ซึ่ง BPF นั้นจะกรองส่วนของสัญญาณเสียงออกมา ส่วน LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพ ส่วนสัญญาณเสียงที่ผ่าน BPF แล้วจะถูกนำไปตีมอดูเลทเพื่อแยกเอาสัญญาณเสียงคืนกลับมาแล้วถูกนำไปขยายเพื่อส่งเข้า AUDIO IN ของเครื่องรับต่อไป ส่วนสัญญาณภาพหลังจากผ่าน LPF แล้วนำไปขยายด้วย VIDEO AMP ป้อนเข้าสู่ VIDEO IN ต่อไป



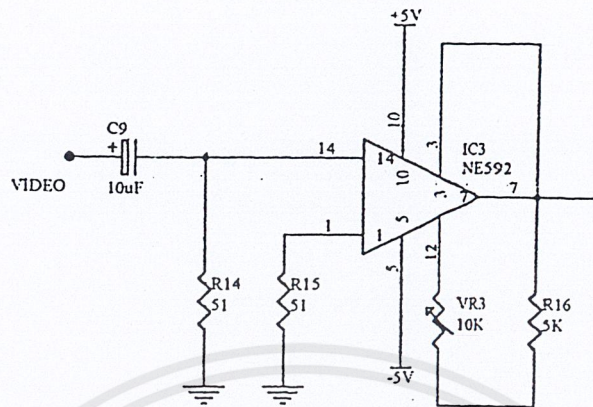
รูปที่ 3.2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของภาครับ

การทำงานของวงจรแต่ละภาคจะอธิบายดังนี้

3.2.1 ภาค VIDEO AMP

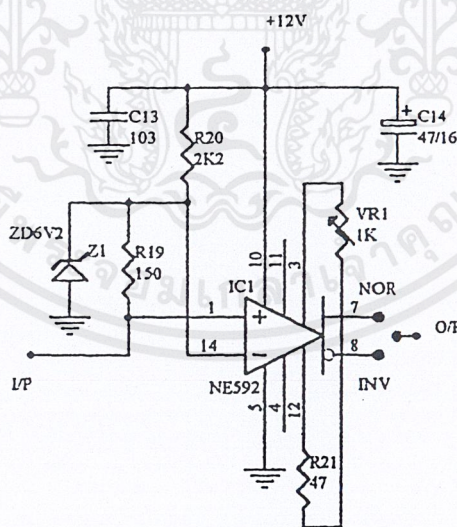
ภาคนี้ใช้ IC เบอร์ NE 592 ซึ่งเป็นวีดีโอแอมป์ที่มีแบนด์วิดท์กว้างถึง 120 MHz สามารถปรับเกนการขยายได้จาก R ปรับค่าที่ต่ออยู่ระหว่างขา GAIN SELECT ซึ่งโครงงานนี้ต่ออยู่ระหว่างขา 3 (G_{2B}) และขา 12 (G_{2A}) ซึ่งทำให้วงจรมีแบนด์วิดท์กว้าง 90 MHz และเกนการขยายสูงสุด 120 เท่า

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



รูปที่3.2.4แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านส่ง

สำหรับวงจรวีดีโอแอมป์ทางด้านรับ จะเป็นวงจรขยายสัญญาณภาพให้แรงขึ้นก่อนผ่านวงจรบัฟเฟอร์ให้กับ VIDEO IN ของเครื่องรับ ซึ่งแกนสามารถปรับได้ประมาณ 10-180 เท่า โดย R ปรับค่า 1 กิโลโอห์ม อนุกรมกับ R47 โอห์ม ดังรูปที่ 3.2.5

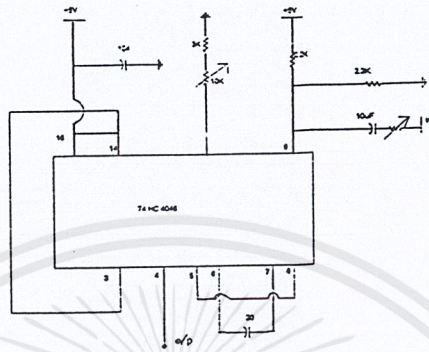


รูปที่3.2.5แสดงวงจร VIDEO AMP ทางด้านรับ

3.2.2 ภาค FM MODULATOR

ภาค FM มอดูเลเตอร์ในด้านภาคส่งนี้ใช้ IC เบอร์ 74HC4046 ซึ่งได้กล่าวรายละเอียดในการนำมาใช้งานไปแล้ว การใช้งานเป็น FM มอดูเลเตอร์ในภาคส่งนี้ จะใช้ความถี่กลางที่ 6.5 MHz การเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

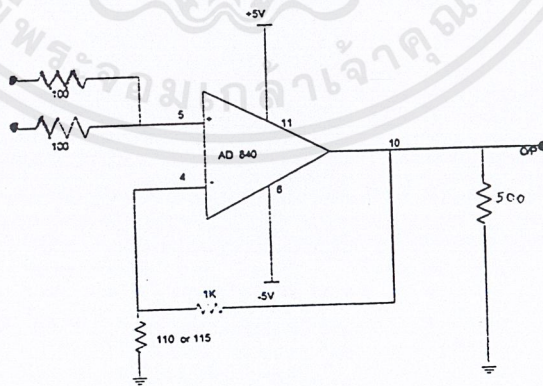
กำหนดค่า R1 และ C1 สามารถดูได้จากกราฟรูปที่ 19 ในคำอธิบาย ดังนั้นจะได้วงจรมอดูเลเตอร์ ดังรูปที่ 3.1.6 สำหรับวงจร FM คีมอดูเลเตอร์จะไม่กล่าวถึง ขอให้ดูรายละเอียดในวงจรรวม



รูปที่ 3.2.6 แสดงวงจร FM MODULATOR

3.2.3 ภาค MULTIPLEX

จะทำการรวมสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงเข้าด้วยกัน เพื่อที่จะส่งต่อไปยัง วงจรโคโรฟี ต่อไปซึ่งได้คือเป็นวงจร SUMMING โดยเลือกใช้ Wideband, Fast Settling Op Amp เบอร์ AD840 ดังนั้นจะได้วงจรดังรูปที่ 3.2.7



รูปที่ 3.2.7 แสดงวงจร MULTIPLEX

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 ภาค DRIVER

วงจรไครฟ์ จะเป็นวงจรที่ใช้ขับกระแส เพื่อไบอัส LED ก่อนอื่นต้องรู้สเปคของ LED ก่อน เพราะเป็นอุปกรณ์ซึ่งมีราคาค่อนข้างแพง การต่อใช้งานต้องระมัดระวังเป็นพิเศษ

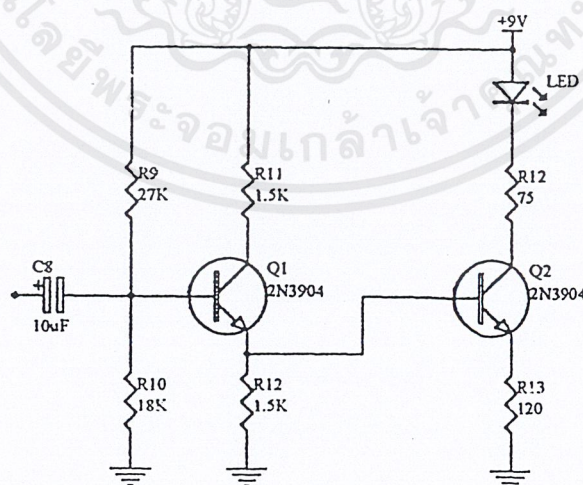
คุณสมบัติของ LED

FORWORD CURRENT I_F	100	mA
REVERSE VILTAGE V_R (at 10 uA)	1	V
	Min	typ
V_F , AT $I_F = 100$ mA	1.6v	1.8v
($I_F = 100$ m A)		
SPECTRAL BANDWIDTH	50	nm
RESPONSE TIME t_r	4ns	8ns

จากสเปคของ LED จะสามารถหาแบนด์วิทของ LED ได้คือ

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

จะเห็นว่าแบนด์วิทที่มีความกว้างพอที่จะสามารถส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงของโครงงานนี้ได้ สำหรับกระแสที่ไบอัส LED จะไบอัสเพียง 20 mA ดังนั้นจะได้วงจรไครฟ์ ดังรูปที่ 3.2.8

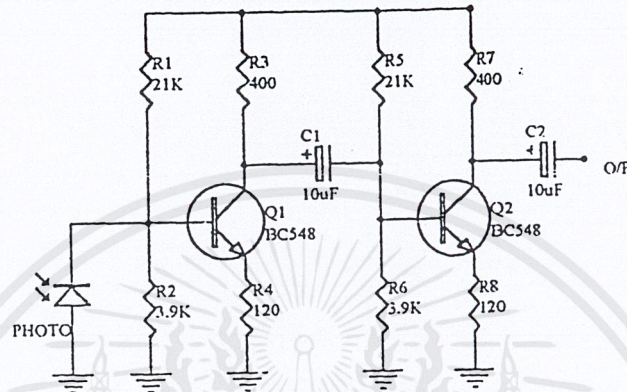


รูปที่ 3.2.8 แสดงวงจร DRIVER ของภาควิดีโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.5 ภาค AMPLIFIER

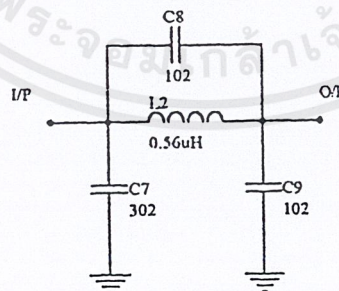
เมื่อด้านส่ง ๆ สัญญาณแสงเข้ามาในเส้นใยแสง ทางด้านรับสัญญาณแสงที่ส่งเข้ามาโดยใช้โฟโอดีไดโอด เมื่อมีแสงเข้ามากระทบโฟโอดีไดโอดก็จะทำให้ค่าความต้านทานภายในของโฟโอดีไดโอดตกลง เกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสซึ่งได้ออกแบบให้ไปไบอัสทรานซิสเตอร์ ต่อกัน 3 สเตจ ดังรูปที่ 3.1.9



รูปที่ 3.2.9 แสดงวงจร AMPLIFIER

3.2.6 ภาค DEMULTIPLEX

ในภาคนี้ใช้วงจร LPF และ BPF เป็นตัวแยกสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงออกจากกัน ซึ่ง LPF จะกรองเอาเฉพาะสัญญาณภาพออกมาโดยผ่านความถี่ตั้งแต่ 0-5 MHz ก่อนที่จะป้อนเข้าอินพุตของภาควีดีโอแอมป์ ส่วน BPF จะกรองสัญญาณเสียงที่มอดูเลเทมาในความถี่ 6.5 MHz แล้วป้อนสู่ภาคคิมอดูเลเตอร์ซึ่งส่วน BPF นี้จะใช้เซรามิกฟิลเตอร์ 6.5 MHz

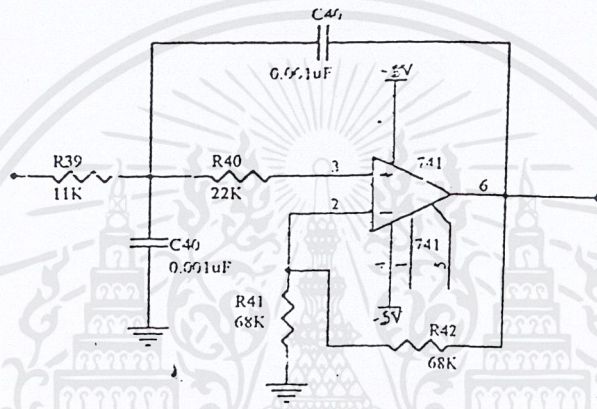


รูปที่ 3.2.10 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 0-5 MHz

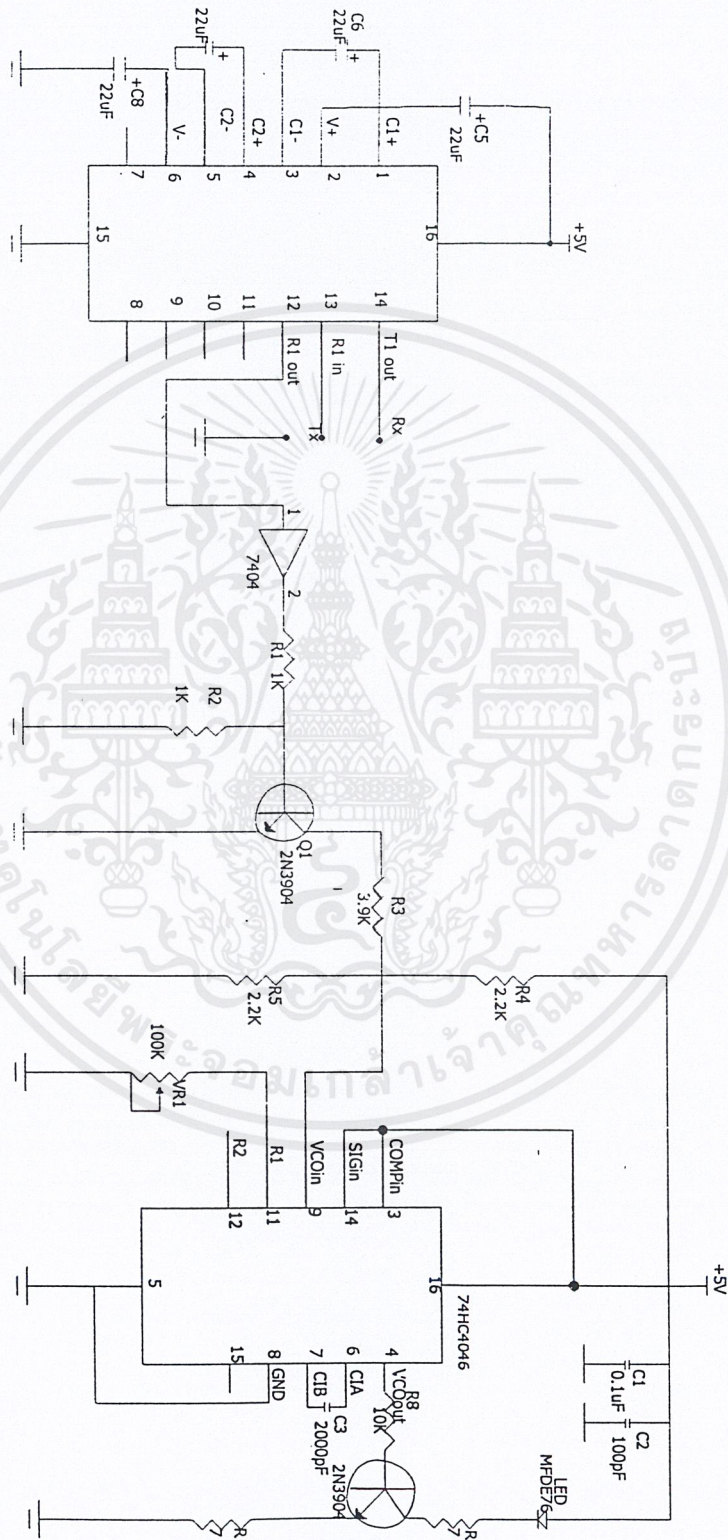
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.7 ภาคFILTER

เนื่องจากสัญญาณที่ออกจาก FM DEMODULATOR ที่ยังมีขนาดเล็กและมีฮาร์โมนิคของความถี่อื่นรบกวนอยู่จึงจำเป็นต้องขยายและกรองสัญญาณ ก่อนที่จะป้อนเข้าสู่อินพุทของเครื่องรับต่อไป จึงได้ออกแบบวงจร LPF ชนิด BUTTERWORTH มีความถี่คัทออฟที่ 10 KHz และมีเกนเท่ากับ 2 รายละเอียดขั้นตอนการหาให้ดูได้จากหนังสือคู่มือการออกแบบวงจรกรองสัญญาณความถี่ วงจรที่ออกแบบแสดงดังรูปที่ 3.2.11

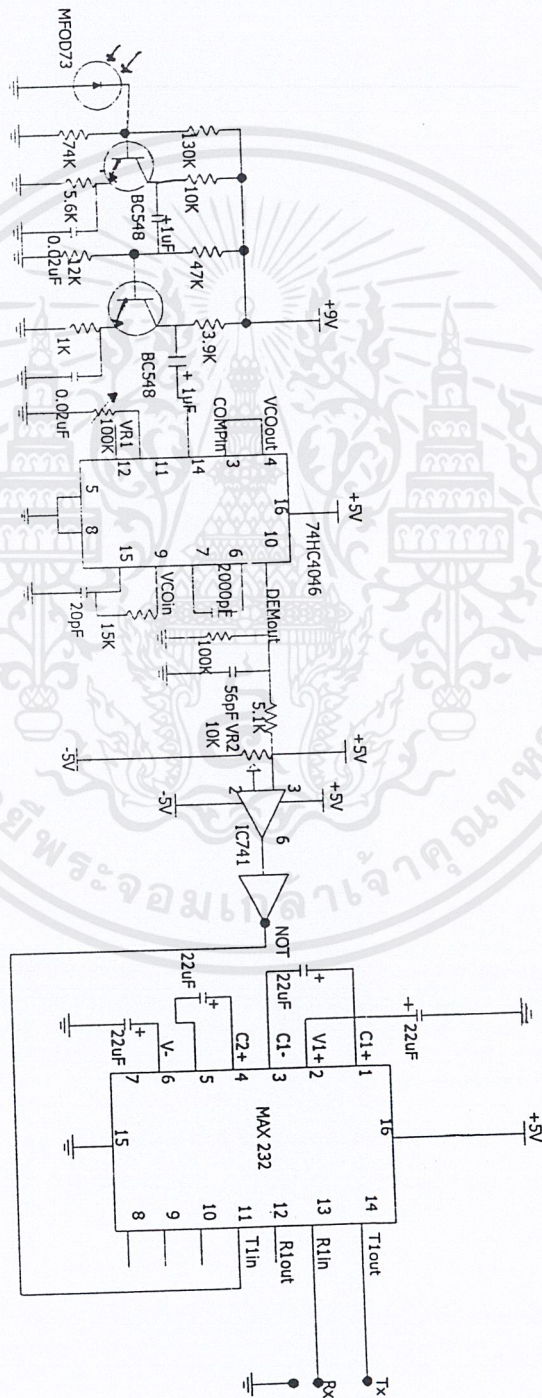


รูปที่ 3.2.11 แสดงวงจร LOW PASS FILTER 10KHz



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรรวมทางภาคตั้งของชุดรับตั้งขงมูล

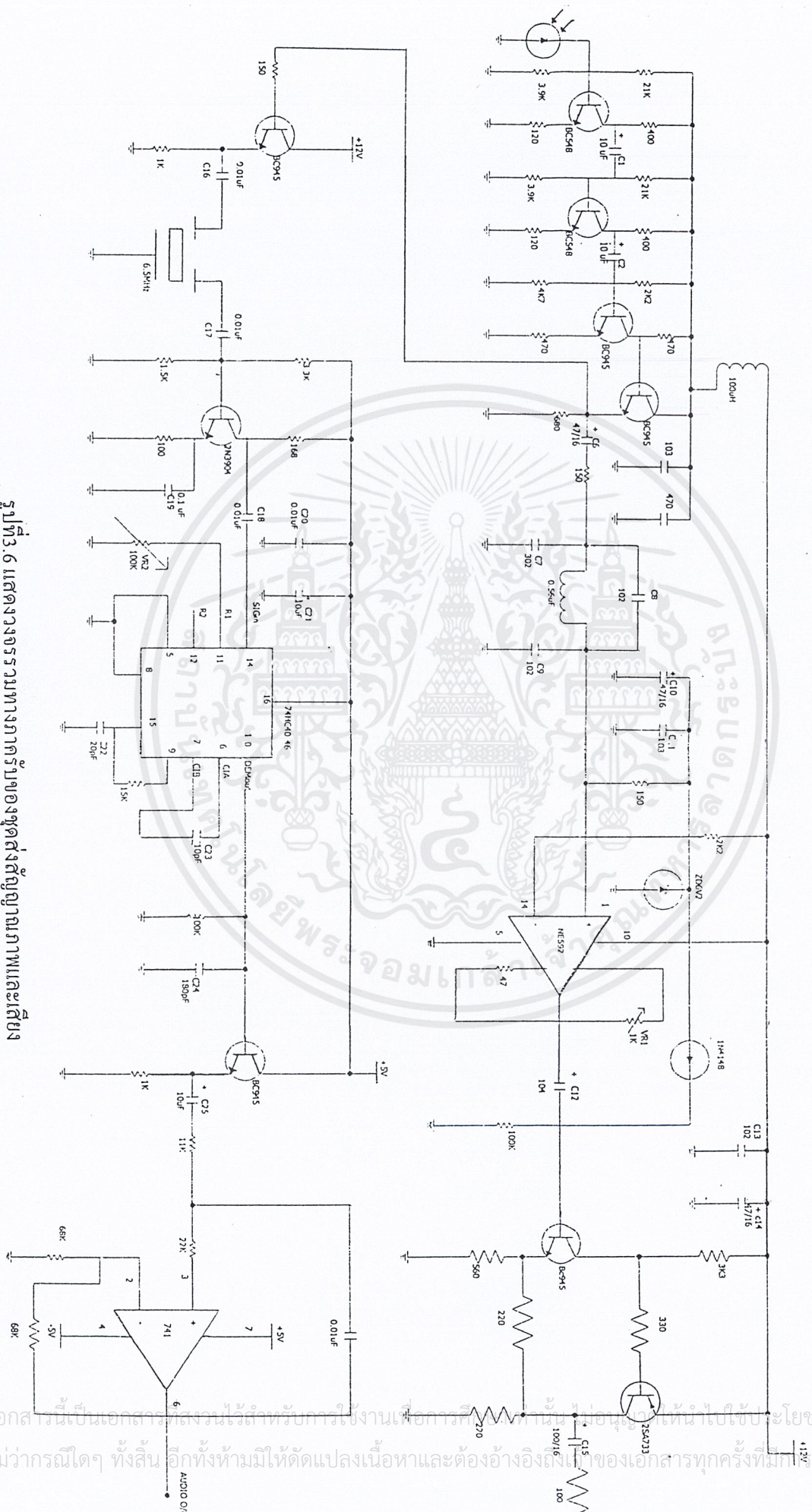
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรรวมทางภาครับของชุดรับส่งข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรรวมทางภาครับของชุดส่งสัญญาณภาพและเสียง



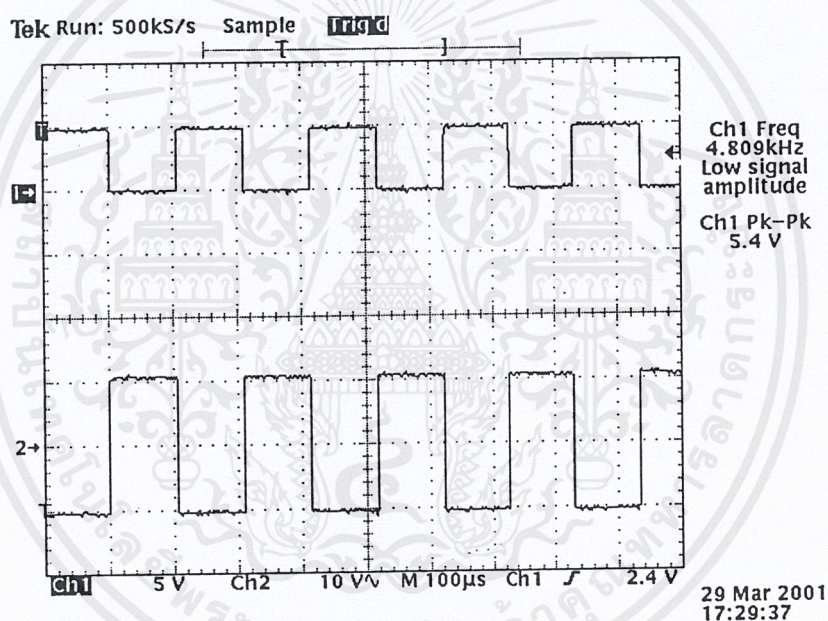
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มาใช้

บทที่ 4

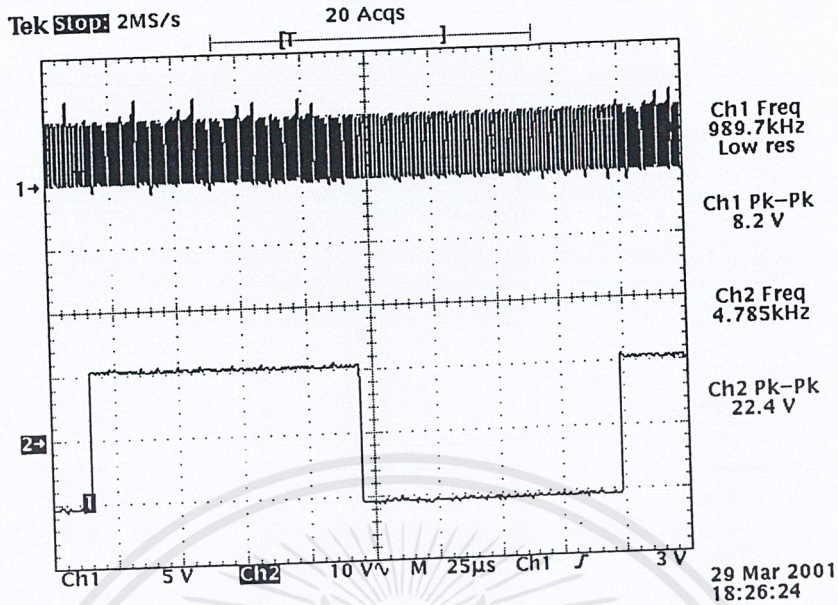
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองในส่วนของการรับส่งข้อมูลผ่านเส้นใยแสง

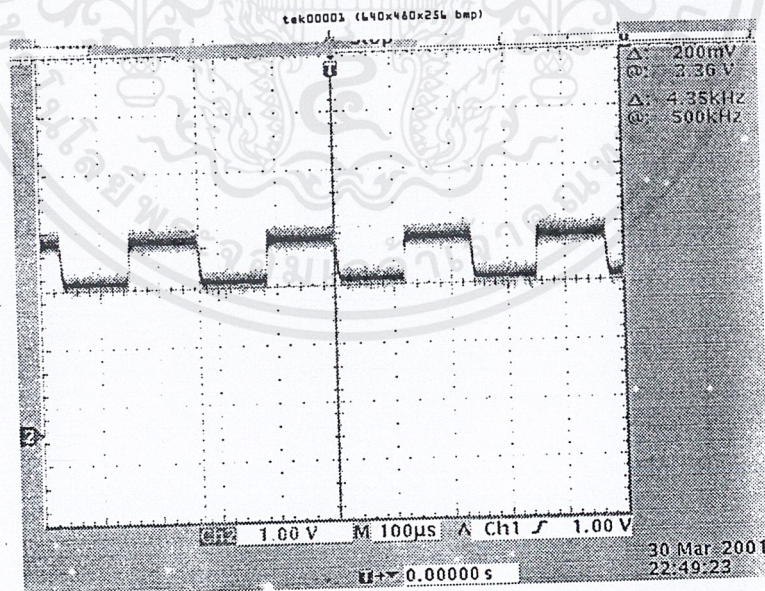
เราได้ทำการทดลองแต่ละวงจรว่าถูกหรือไม่ ก่อนที่จะทำการต่อชุดรับส่งข้อมูลเข้ากับเครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งทำการวัดผลสัญญาณตามจุดต่างๆตามวงจรรวม สำหรับข้อมูลที่เป็นอินพุทของภาคส่งได้นำมาจากเอาต์พุทของวงจรเงินเนอร์เรเตอร์



รูปที่ 4.1.1 เอาต์พุทที่ออกจาก Max 232 เทียบกับสัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยม±9V

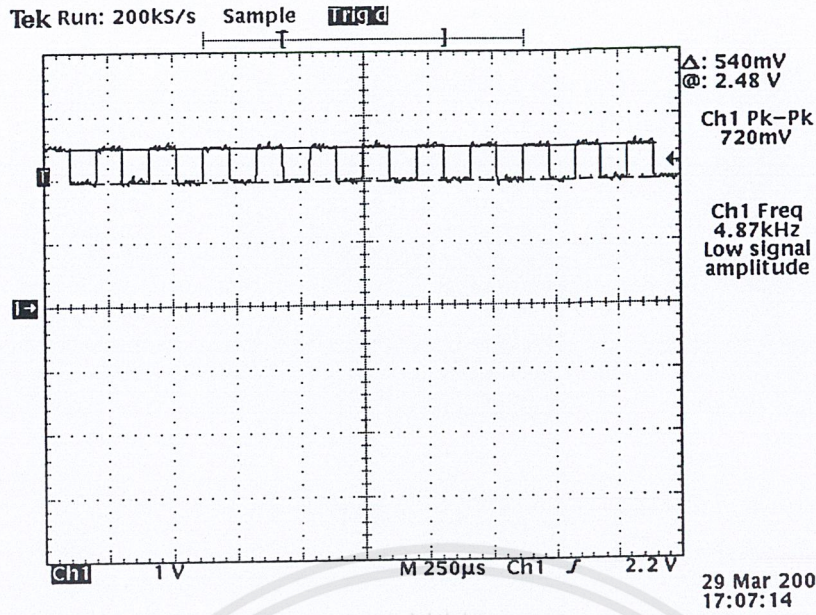


รูปที่ 4.1.2 สัญญาณ FSK เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุทรูปสี่เหลี่ยมความถี่ 4.785 KHz :



รูปที่ 4.1.3 สัญญาณ demod FSK ที่ออกจาก 74HC4046 ทางด้านรับของชุดรับส่งข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

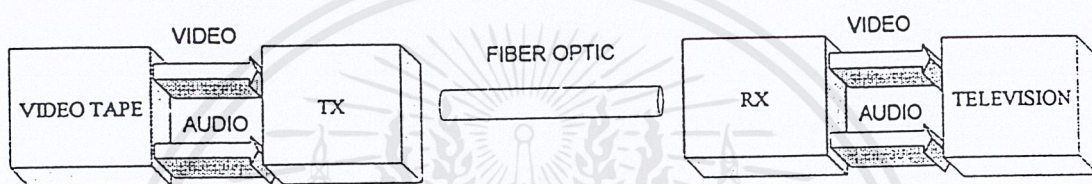


รูปที่ 4.1.4 สัญญาณที่วัดได้จากขา collector ของ 2N3904 ทางด้านภาคส่งของชุดรับส่งข้อมูล

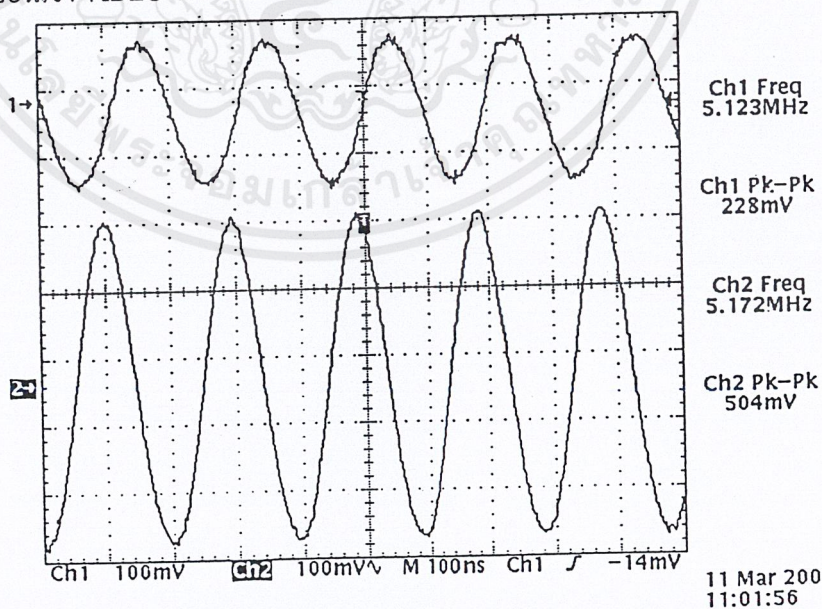
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง

4.2.1 เราได้ใช้สัญญาณเอาต์พุตจากเครื่องเล่นวีดีโอซีดีต่อผ่านเครื่องส่งผ่านเส้นใยแสงไปยังเครื่องรับ แล้วนำสัญญาณภาพที่ได้ค้อออกแสดงผลทางโทรทัศน์ตามบล็อกโคอะแกรมรูปที่ 4.2.1

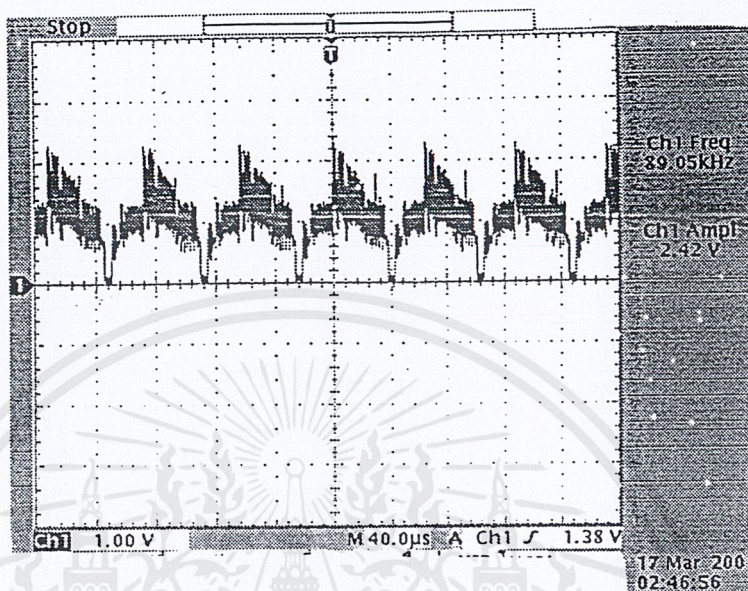


รูปที่ 4.2.1 การทดลองส่งสัญญาณภาพและเสียงผ่านเส้นใยแสง สัญญาณภาพและเสียงจะออกจากเครื่องเล่นวีดีโอซีดี ที่จุด VIDEO OUT และ AUDIO OUT ตามลำดับเราจะนำสัญญาณจากจุดนี้ต่อเข้ากับอินพุตของเครื่องส่งเพื่อรวมสัญญาณภาพและเสียงเข้าด้วยกันก่อนจะส่งผ่านเส้นใยแสงเข้าเครื่องรับ โดยที่เครื่องรับจะทำการแยกเอาสัญญาณภาพและเสียงออกมาและป้อนเข้า VIDEO IN และ AUDIO IN ของเครื่องรับโทรทัศน์

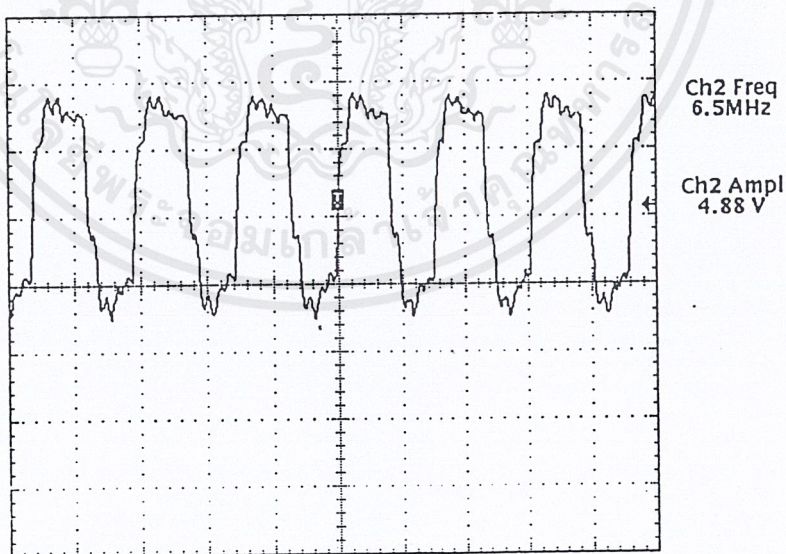


รูปที่ 4.2.2 สัญญาณภาค VDO Amplifier ที่ป้อนเป็นสัญญาณ SINE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

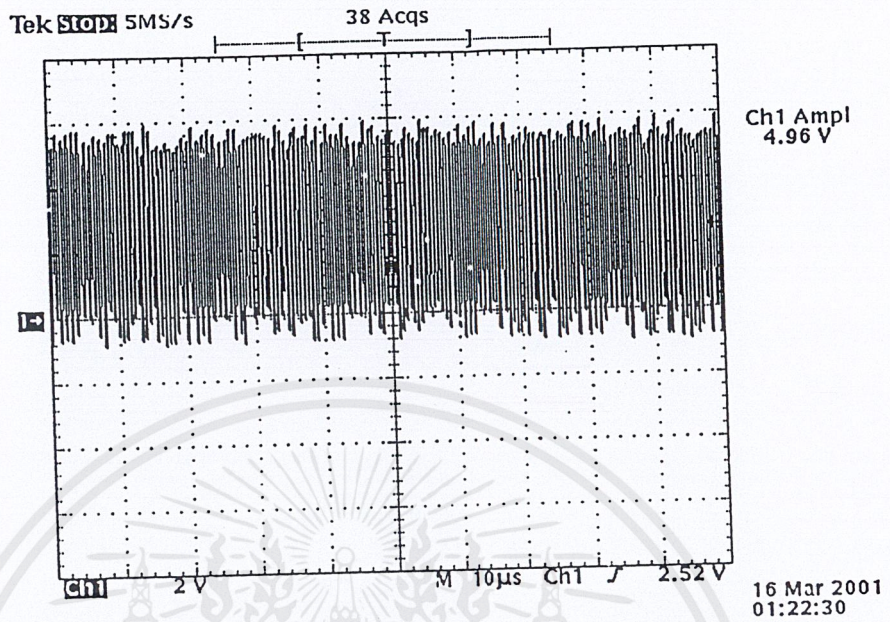


รูปที่ 4.2.3 สัญญาณภาพที่ออกมาจากเครื่องเล่น VCD โดยตรง

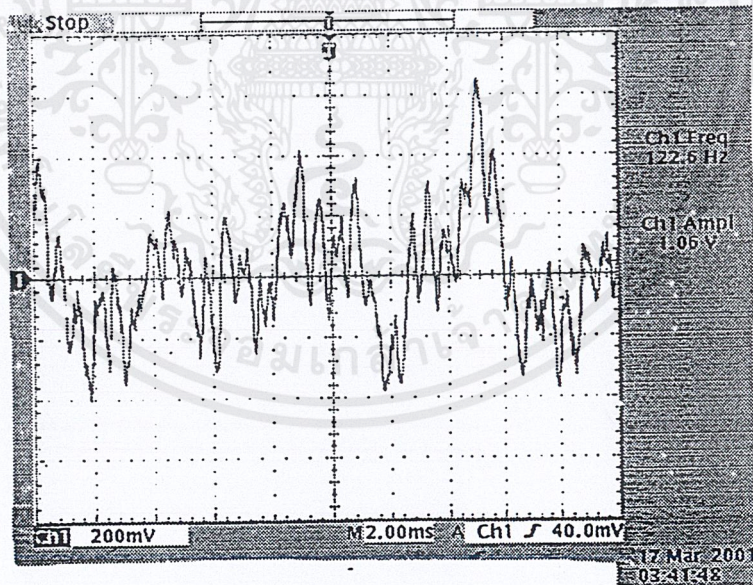


รูปที่ 4.2.4 สัญญาณเอาต์พุตปกติขณะไม่มีการมอดูเลท โดย IC 74HC4046

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

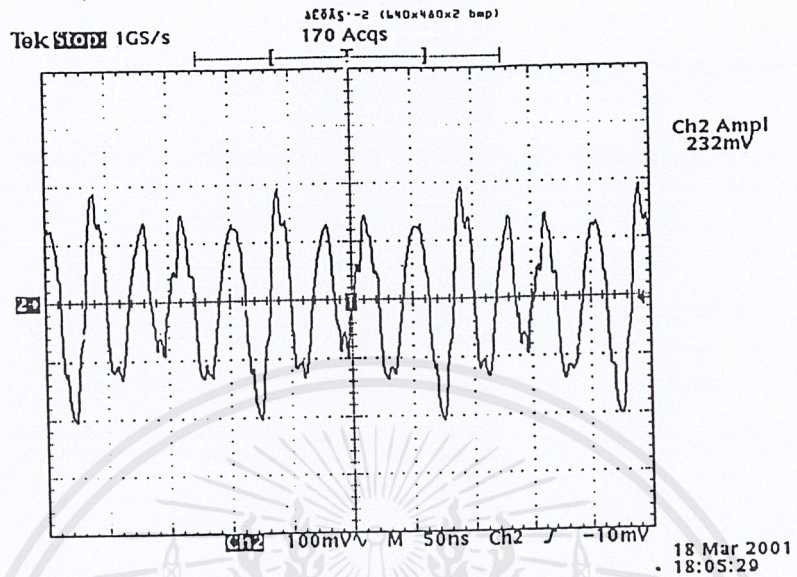


รูปที่ 4.2.5 สัญญาณเอาต์พุตของเสียงเมื่อทำการมอดูเลตโดย IC 74 HC 4046

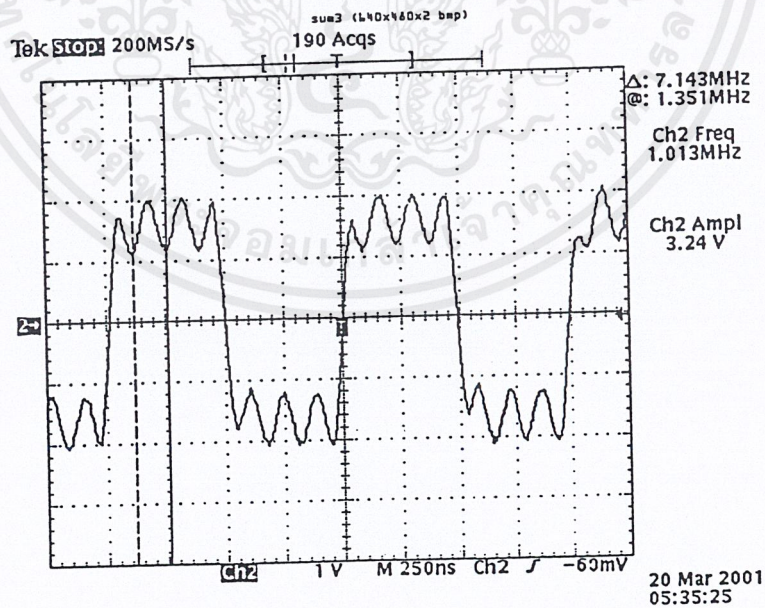


รูปที่ 4.2.6 สัญญาณเสียงที่ออกจากเครื่องเล่น VCD โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

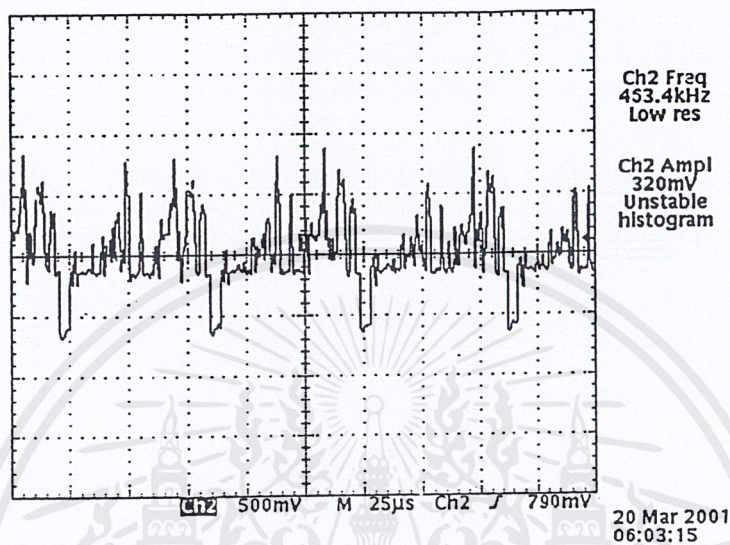


4.2.7 สัญญาณเสียงที่ออกจาก BPF ภาครับ

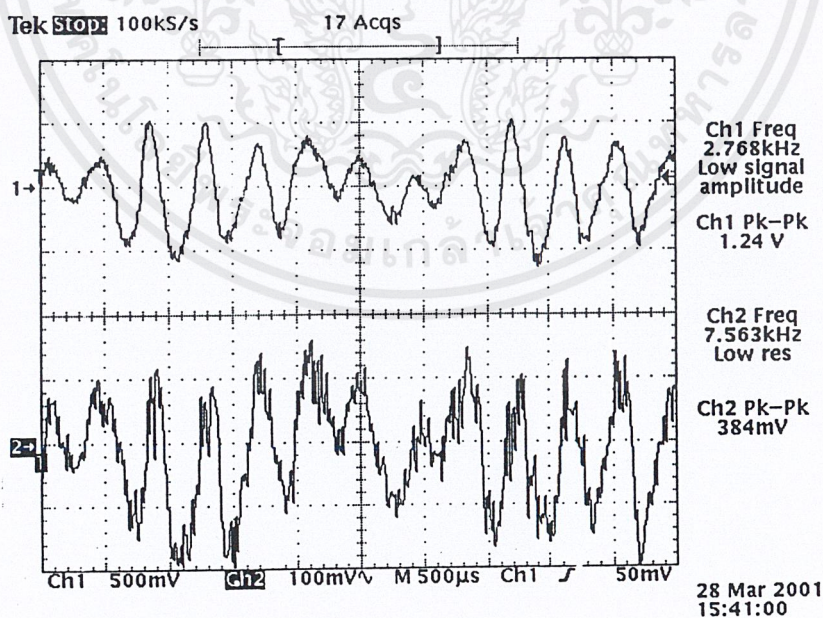


4.2.8 การ SUMMING สัญญาณ SIN 7 MHz กับสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยม 1 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

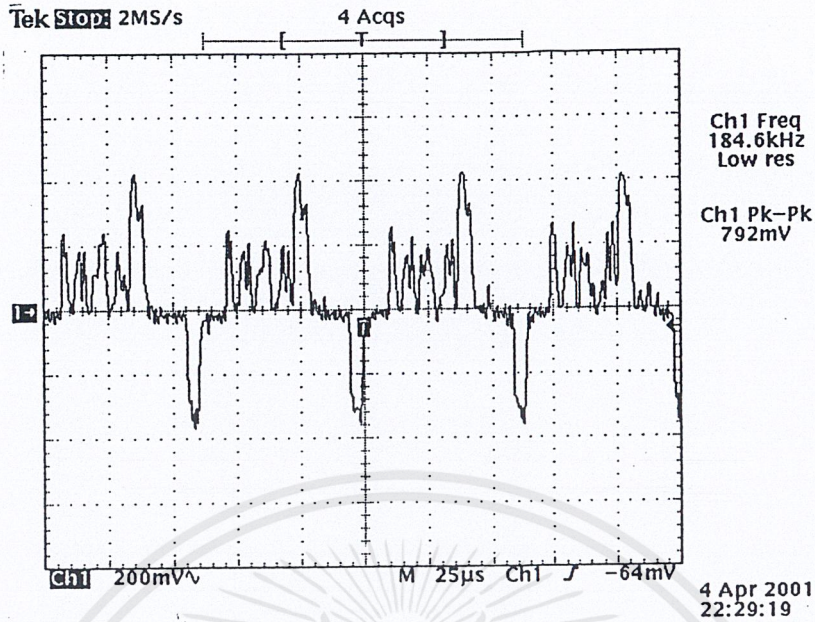


รูปที่ 4.2.9 แสดงการ SUMMING ของสัญญาณภาพและสัญญาณเสียง

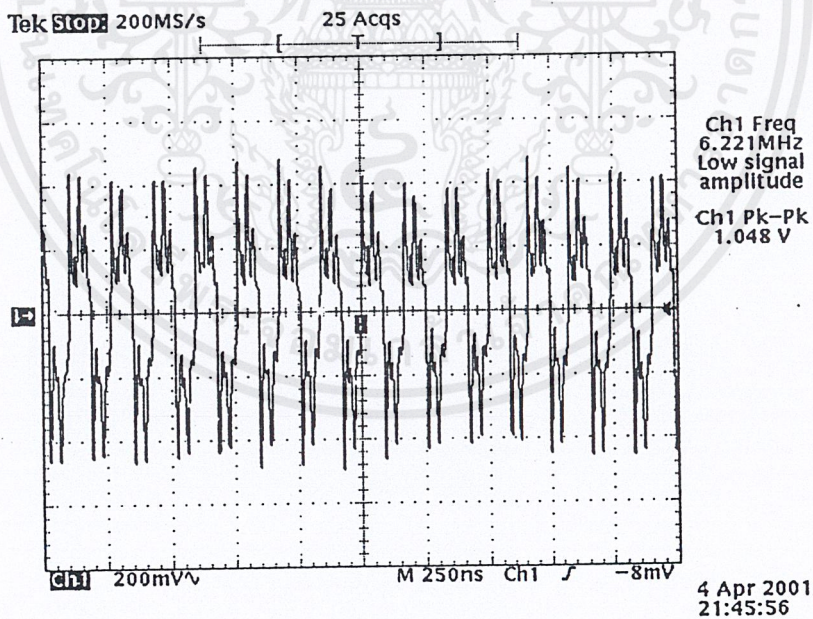


รูปที่ 4.2.10 สัญญาณเสียงที่ออกจากเครื่องเล่น VCD เปรียบเทียบกับสัญญาณเสียงทางด้านภาครับของชุดรับส่งภาพและเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

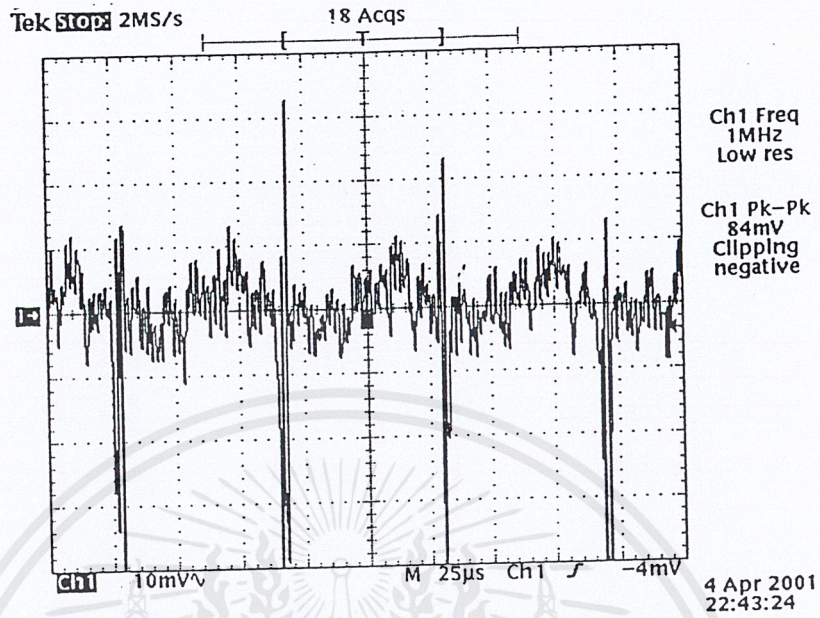


รูปที่ 4.2.11 สัญญาณภาพที่ออกจากวงจรขยายสัญญาณภาพ ทางด้านภาพส่ง



รูปที่ 4.2.12 สัญญาณที่ออกจาก band pass filter 6.5 MHz ทางด้านภาครับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2.13 สัญญาณที่ออกจาก low pass filter ทางด้านภาครับ



รูปที่ 4.2.14 แสดงเครื่องรับส่ง สัญญาณข้อมูลและสัญญาณภาพและเสียง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุปผล

โครงการนี้เป็น การส่งสัญญาณภาพเสียงและข้อมูลผ่านเส้นใยแสง สัญญาณภาพจะถูกส่งผ่านไปตรงๆ โดยผ่านวงจรขยายสัญญาณภาพ สัญญาณเสียงจะทำการมอดูเลทแบบ FM เพื่อขจัดระดับสัญญาณให้เหนือสัญญาณภาพที่ความถี่ 6.5 MHz ส่วนสัญญาณข้อมูลจะทำการมอดูเลทแบบ FSK สัญญาณเหล่านี้จะถูกส่งผ่านเส้นใยแสงผลที่ได้จากการทำโครงการนี้คือสัญญาณภาพที่ส่งผ่านเส้นใยแสงมีความคมชัดเป็นที่น่าพอใจ สัญญาณเสียงที่ได้ก็ใช้ได้โดยที่ไม่มี noise แต่สัญญาณเบาว่าปกติ ส่วนสัญญาณข้อมูลก็สามารถทำการส่งผ่านได้

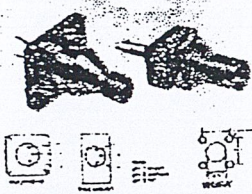
ปัญหาและอุปสรรคจากการทำโครงการนี้คือ อุปกรณ์ที่ใช้ในโครงการนี้มีราคาสูง เช่น หัวส่งและหัวรับแสง และต้องใช้เวลาในการสั่งซื้ออุปกรณ์เนื่องจากต้องนำเข้าจากต่างประเทศ





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.	

	min	typ.	max.
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	†	4 ns	8 ns
($I_{pk}=100$ mA, 1 V Pre-bias)	†	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.

1 = 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

Detector (RS stock no. 655-032)

Absolute max ratings of PIN photodiode

Reverse voltage V_R _____ 50V
Power dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$) P_{TOT} _____ 250mW
Derate linearly from $T_A = 25^\circ\text{C}$ at _____ 2.5mW/ $^\circ\text{C}$
Junction temperature θ_j _____ 125 $^\circ\text{C}$
Operating temperature _____ -55 $^\circ\text{C}$ to + 100 $^\circ\text{C}$

Optoelectronic characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$)

Peak spectral wavelength λ_{pk} _____ 850nm
Spectral sensitivity S _____ 0.44A/W, (670nm)
Rise time of photocurrent
 $R_L = 50\Omega$, $V_R = 20V$, $\lambda = 900\text{nm}$) t_r _____ 1 ins typ.
_____ 5ns max.

Capacitance $V_R = 0V$ _____ 15pf
 $V_R = 1V$ _____ 12pf
 $V_R = 20V$ _____ 3.5pf

Cut off frequency

$R_L = 50\Omega$, $V_R = 20V$, $\lambda = 900\text{nm}$) _____ 500MHz

Dark current ($V_R = 20$, $E = 0$) _____ $\leq 5\text{nA}$

Noise equivalent power

($V_R = 20V$) _____ $3.3 \times 10^{-14} \text{W}/\sqrt{\text{Hz}}$

Specification - 9 mm SMA system

Terminated optical leads

50/125 μm

Fibre data

Construction _____ glass

Core diameter _____ 50 μm

Cladding diameter _____ 125 μm

Coating diameter _____ 250 μm

Attenuation at 820nm _____ 3 dB/km typical (4 dB/km max.)

Bandwidth _____ 400 MHz/km

Numerical aperture _____ 0.2

Cable data

Jacket material _____ LSOH polyethylene

Overall diameter _____ 3.2mm (tight jacket)

Minimum bend radius _____ 30mm (installed)

Maximum tensile load _____ 100N

Optical construction _____ graded index

Operating temperature _____ -15 $^\circ\text{C}$ to +60 $^\circ\text{C}$

Connector data

Type _____ 9 mm SMA

Material - body _____ stainless steel and ceramic
knurled nut _____ nickel plated beryllium copper

200 μm PCS

Fibre data

Construction _____ plastic coated silica

Core diameter _____ 200 μm

Cladding diameter _____ 389 μm

Coating diameter _____ 600 μm

Attenuation at 820nm _____ 7dB/km typical (10dB/km max.)

3dB bandwidth _____ 25MHz/km

Numerical aperture _____ 0.27

Cable data

Jacket material _____ PVDF

Overall diameter _____ 4.8mm nominal

Strength members _____ KEVLAR

Minimum bend radius _____ 50mm (installed)

_____ 30mm (transient)

Maximum tensile load _____ 300N

Optical construction _____ step index

Crush resistance _____ 300N (25mm mandrel)

Operating temperature _____ -10 $^\circ\text{C}$ to +50 $^\circ\text{C}$

Connector data

Type _____ 9mm SMA

Material _____ nickel-plated brass

*KEVLAR is the trade mark of DuPont de Nemours

In-line connector (RS stock no. 456-419)

Type _____ SMA screw thread

Material _____ beryllium brass-nickel plated

Separation, fibre/fibre _____ 0.3mm max

Insertion loss _____ 2dB (specified for 250 matings)

Bulkhead connector (RS stock no. 456-425)

Type _____ SMA screw thread

_____ four hole flange for panel mounting

Material _____ beryllium brass-nickel plated

Separation, fibre/fibre _____ 0.3mm

Insertion loss _____ 2dB (specified for 250 matings)

Note: RS in-line and bulkhead connectors are not suitable for use with 50/125 μm terminated optical leads.

Emitters (RS stock nos. 633-290, 633-307, 633-313, 633-329)

Absolute maximum ratings of LED

Reverse voltage, V_R (at 10 μA) _____ 1V

Forward current, I_f _____ 100mA

Operating temperature range _____ -40 $^\circ\text{C}$ to + 100 $^\circ\text{C}$

Figure 9 Spectral output vs wavelength

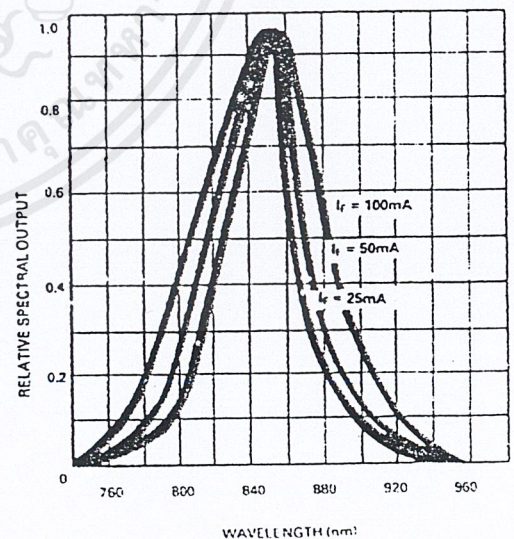
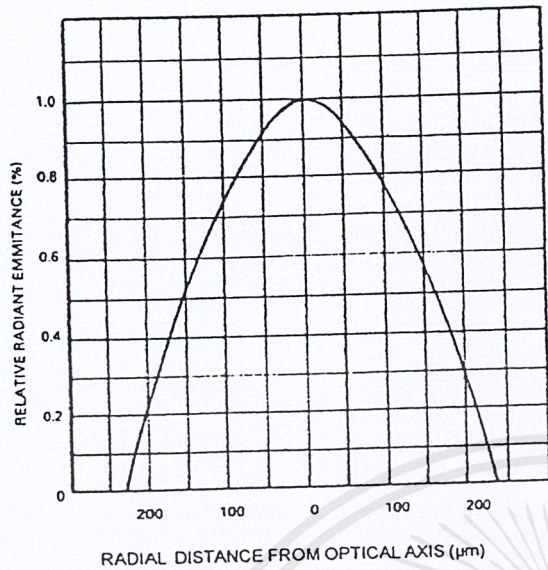


Figure 10 Uniformity of optical output

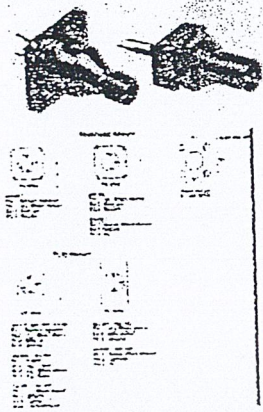
Electro-optical characteristics ($T_A = 25^\circ\text{C}$)- Emitters

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 (50µm)	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

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)

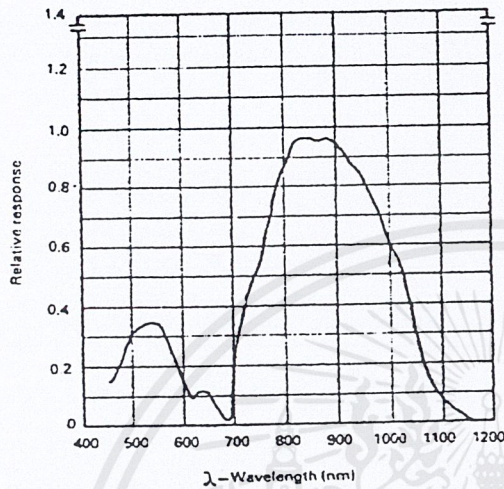
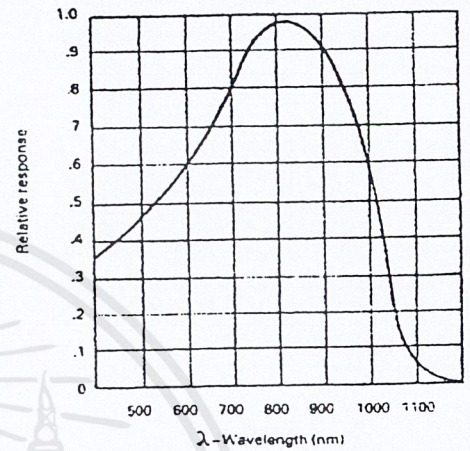


Figure 12 Spectral response
(RS stock nos. 633-335, 633-341)



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

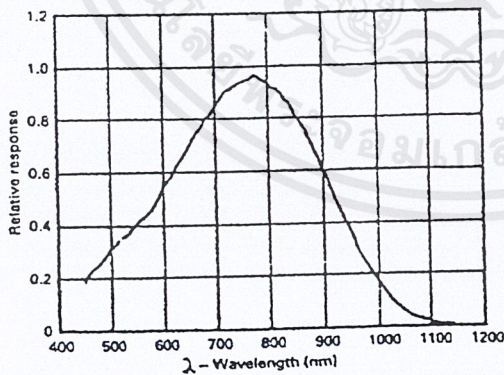
Absolute maximum ratings

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	$\lambda = 850\text{nm}$		0.52		A/W
Dark current, I_D	$V_R = 5\text{V}$		0.05	2	nA
Capacitance	$V_R = 5\text{V}, f = 1\text{MHz}$		2.1		pF
Response time, t_r	$V_R = 5\text{V}$		17	30	ns
	$V_R = 15\text{V}$		5	10	ns

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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.

$$r = 1$$

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, COMPIN, and SIGIN. Input SIGIN and COMPIN 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 PC1OUT and maintains 90 degrees phase shift at the center frequency between SIGIN and COMPIN signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading-edge sensing logic) provides digital error signals PC2OUT and PCPOUT and maintains a 0 degree phase shift between SIGIN and COMPIN signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCOOUT whose frequency is determined by the voltage of input VCOIN signal and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1 and R2. The unity gain op-amp output DEMOUT with an external resistor is used where the VCOIN 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 SIGIN and COMPIN)
- 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	PCPOUT	Phase Comparator Pulse Output
2	PC1OUT	Phase Comparator 1 Output
3	COMPIN	Comparator Input
4	VCOOUT	VCO Output
5	INH	Inhibit Input
6	C1A	Capacitor C1 Connection A
7	C1B	Capacitor C1 Connection B
8	GND	Ground (0 V) VSS
9	VCOIN	VCO Input
10	DEMOUT	Demodulator Output
11	R1	Resistor R1 Connection
12	R2	Resistor R2 Connection
13	PC2OUT	Phase Comparator 2 Output
14	SIGIN	Signal Input
15	PC3OUT	Phase Comparator 3 Output
16	VCC	Positive Supply Voltage

MC74HC4046A



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08

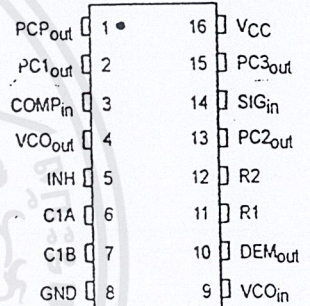


D SUFFIX
SOIC PACKAGE
CASE 751B-05

ORDERING INFORMATION

MC74HCXXXXAN Plastic
MC74HCXXXXAD SOIC

PIN ASSIGNMENT



MC74HC4046A

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 SOIC Package† 500	mW
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

* 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).

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.

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 V _{CC} = 4.5 V V _{CC} = 6.0 V	0 1000 500 400	ns

[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 PC _{OUT} , PC _{nOUT}	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	

(continue)

[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 _b 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	56	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	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[VCO 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 INH	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	2.1		2.1		2.1		V
			4.5	3.15		3.15		3.15		
			6.0	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		V
			4.5	1.35		1.35		1.35		
			6.0	1.8		1.8		1.8		
V _{OH}	Minimum High-Level Output Voltage V _{COOUT}	V _{in} = V _{IH} or V _{IL} I _{out} ≤ 20 μA	3.0	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					
V _{OL}	Maximum Low-Level Output Voltage V _{COOUT}	V _{out} = 0.1 V or V _{CC} - 0.1 V I _{out} ≤ 20 μA	3.0	0.1		0.1		0.1		V
			4.5	0.1		0.1		0.1		
			6.0	0.1		0.1		0.1		
			4.5	0.26		0.33		0.4		
6.0	0.26		0.33		0.4					
I _{in}	Maximum Input Leakage Current INH, V _{CO1N}	V _{in} = V _{CC} or GND	6.0	0.1		1.0		1.0		μA
V _{VCO1N}	Operating Voltage Range at V _{CO1N} 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	4.0	0.1	4.0	0.1	4.0	
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 Limit					pF
			4.5	40						
			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						%
λ VCO	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 k Ω the Leakage Current can Influence VDEM _{OUT}	3.0 4.5 6.0	50 50 50	300 300 300					k Ω
V _{OFF}	Offset Voltage VCO _{IN} to VDEM _{OUT}	V _I = VVCO _{IN} = 1/2 V _{CC} ; 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 V _{CC}	3.0 4.5 6.0	Typical 25 Ω						Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DETAILED CIRCUIT DESCRIPTION

Voltage Controlled Oscillator/Demodulator Output

The VCO requires two or three external components to operate. These are R1, R2, C1. Resistor R1 and Capacitor C1 are selected to determine the center frequency of the VCO (see typical performance curves Figure 14). R2 can be used to set the offset frequency with 0 volts at VCO input. For example, if R2 is decreased, the offset frequency is increased. If R2 is omitted, the VCO range is from 0 Hz. The effect of R2 is shown in Figure 24, typical performance curves. By increasing the value of R2 the lock range of the PLL is increased and the gain (volts/Hz) is decreased. Thus, for a narrow lock range, large swings on the VCO input will cause less frequency variation.

Internally, the resistors set a current in a current mirror, as shown in Figure 5. The mirrored current drives one side of

the capacitor. Once the voltage across the capacitor charges up to V_{ref} of the comparators, the oscillator logic flips the capacitor which causes the mirror to charge the opposite side of the capacitor. The output from the internal logic is then taken to VCO output (Pin 4).

The input to the VCO is a very high impedance CMOS input and thus will not load down the loop filter, easing the filters design. In order to make signals at the VCO input accessible without degrading the loop performance, the VCO input voltage is buffered through a unity gain Op-amp to Demod Output. This Op-amp can drive loads of 50K ohms or more and provides no loading effects to the VCO input voltage (see Figure 12).

An inhibit input is provided to allow disabling of the VCO and all Op-amps (see Figure 5). This is useful if the internal VCO is not being used. A logic high on inhibit disables the VCO and all Op-amps, minimizing standby power consumption.

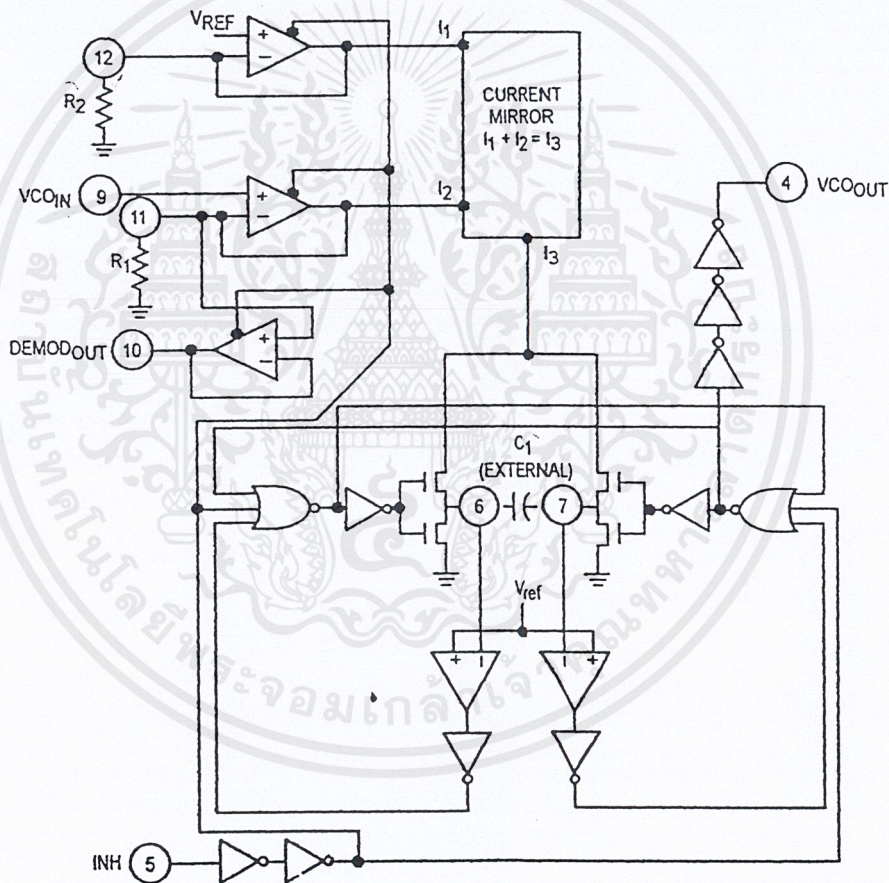


Figure 5. Logic Diagram for VCO

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 prescalers (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).

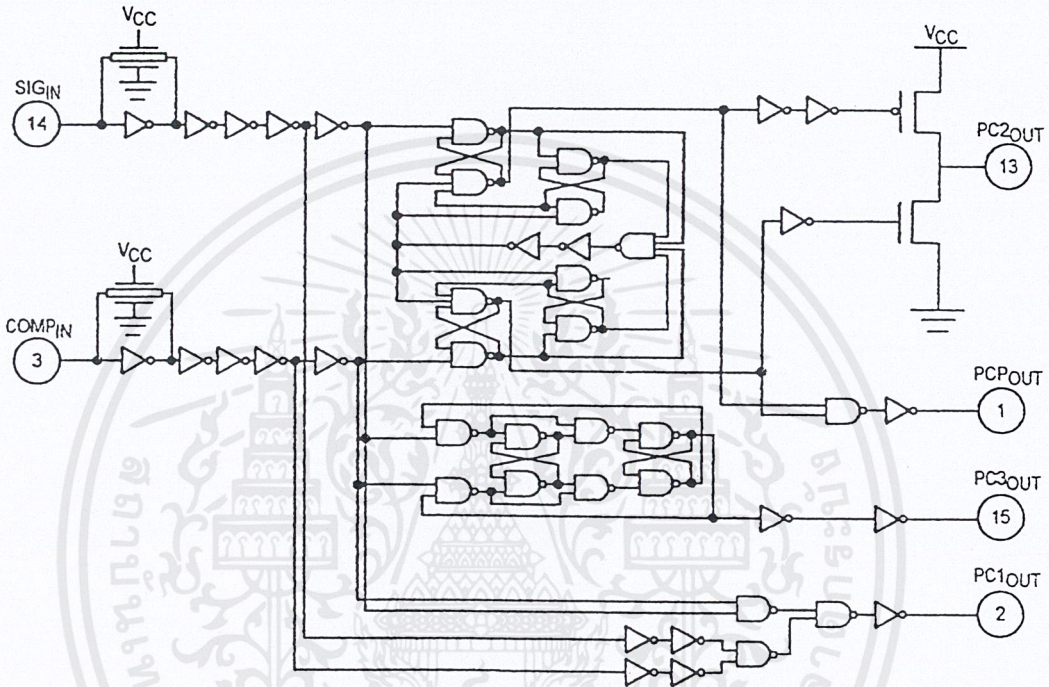


Figure 6. Logic Diagram for Phase Comparators

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.

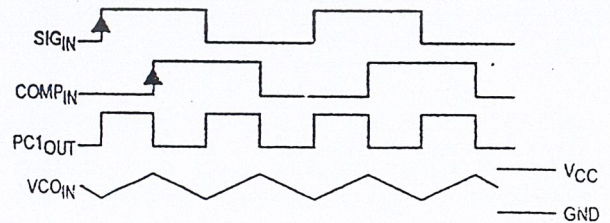


Figure 7. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 1

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.

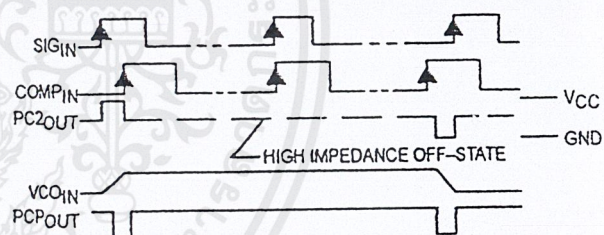


Figure 8. Typical Waveforms for PLL Using Phase Comparator 2

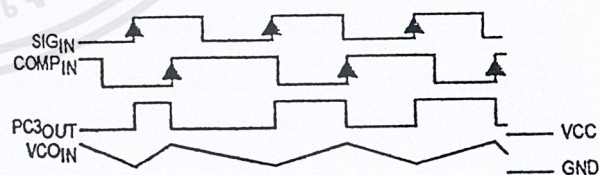


Figure 9. Typical Waveform for PLL Using Phase Comparator 3

MC74HC4046A

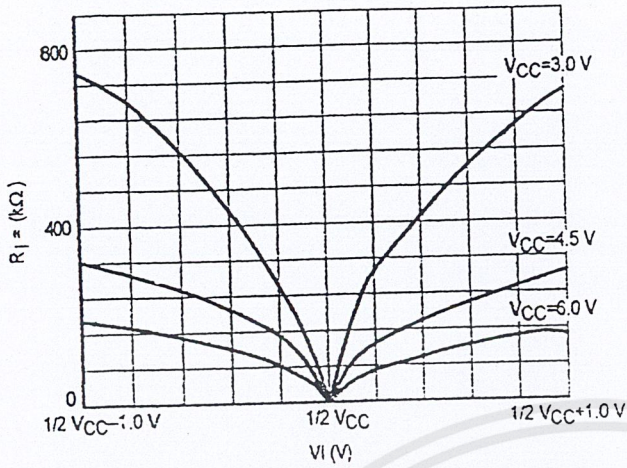


Figure 10. Input Resistance at SIG_{IN}, COMP_{IN} with $\Delta V_I = 1.0 \text{ V}$ at Self-Bias Point

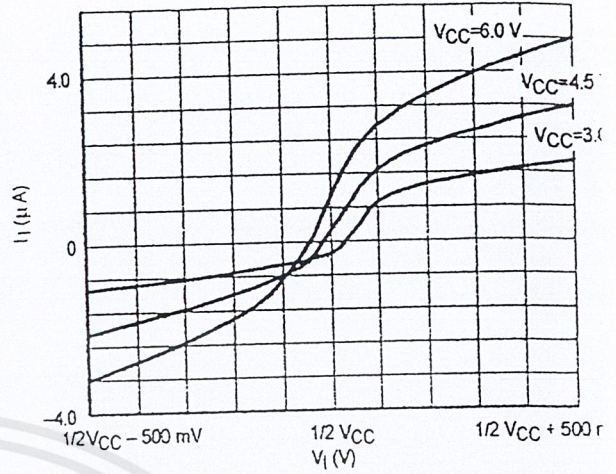


Figure 11. Input Current at SIG_{IN}, COMP_{IN} with $\Delta V_I = 500 \text{ mV}$ at Self-Bias Point

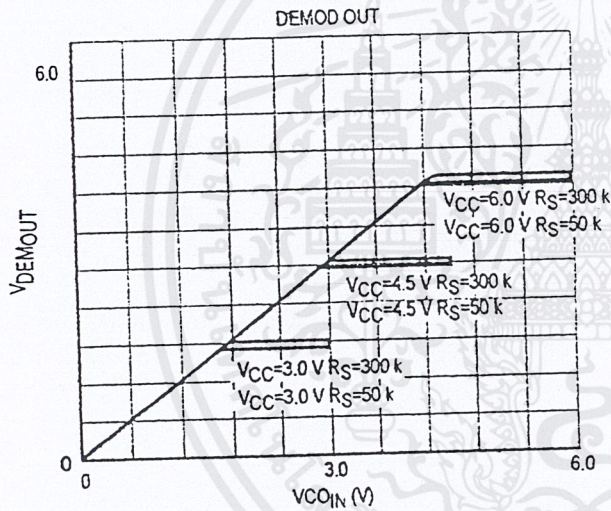


Figure 12. Offset Voltage at Demodulator Output as a Function of VCO_{IN} and R_S

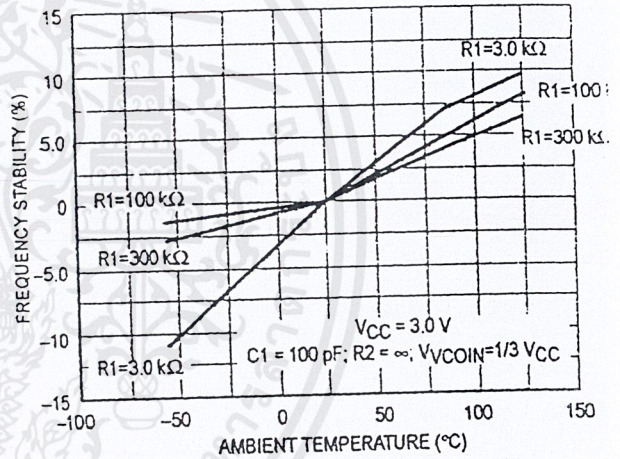


Figure 13A. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 3.0 V

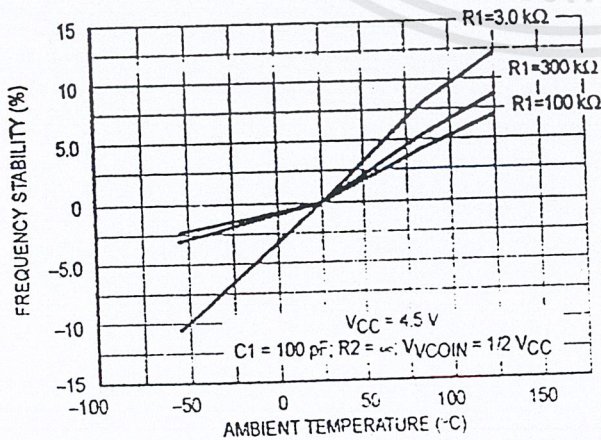


Figure 13B. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 4.5 V

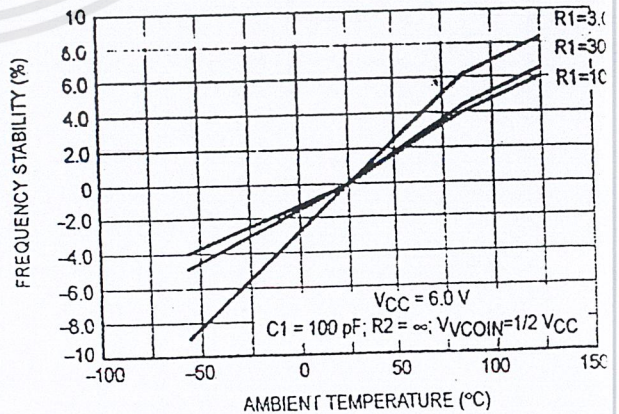


Figure 13C. Frequency Stability versus Ambient Temperature: V_{CC} = 6.0 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น คือทั้งหน่วยงานที่จัดแปลเนื้อหาและต้องรับผิดชอบต่อผู้เป็นเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

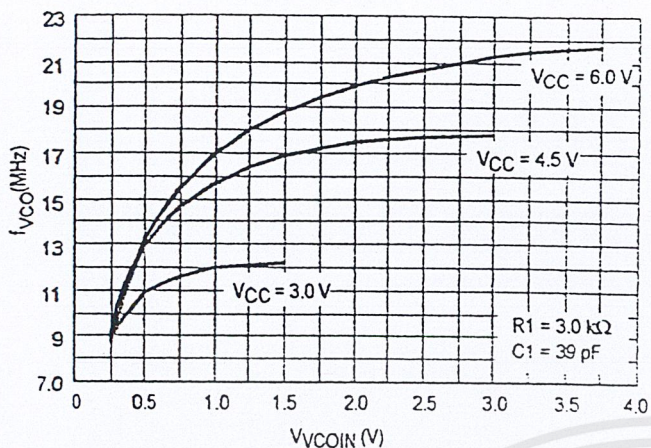


Figure 14A. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

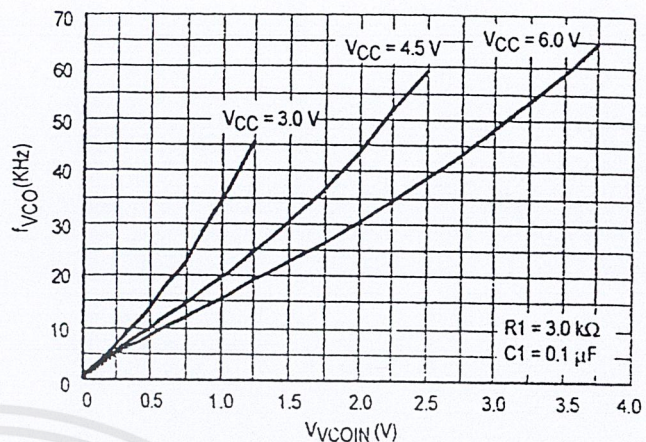


Figure 14B. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

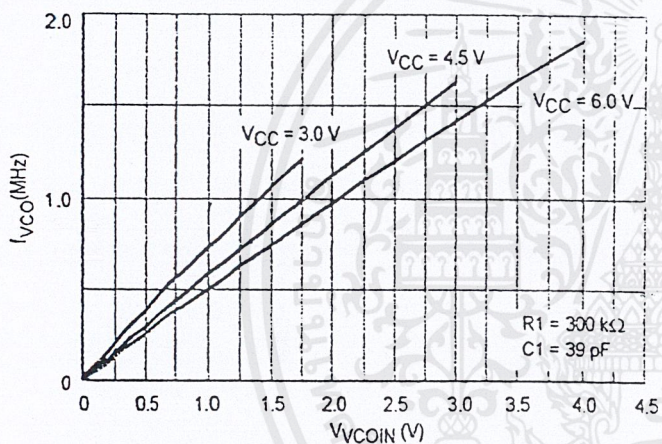


Figure 14C. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

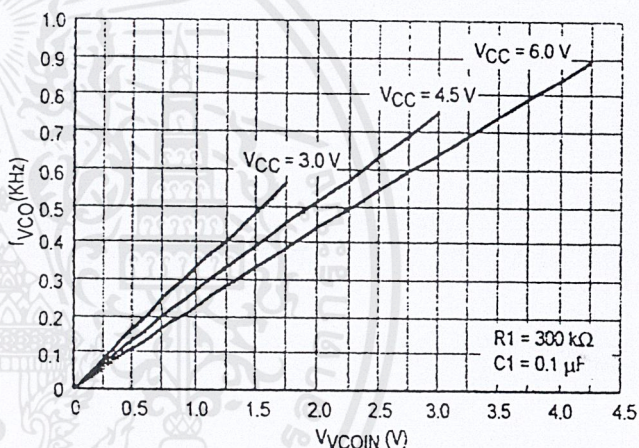


Figure 14D. VCO Frequency (f_{VCO}) as a Function of the VCO Input Voltage (V_{VCOIN})

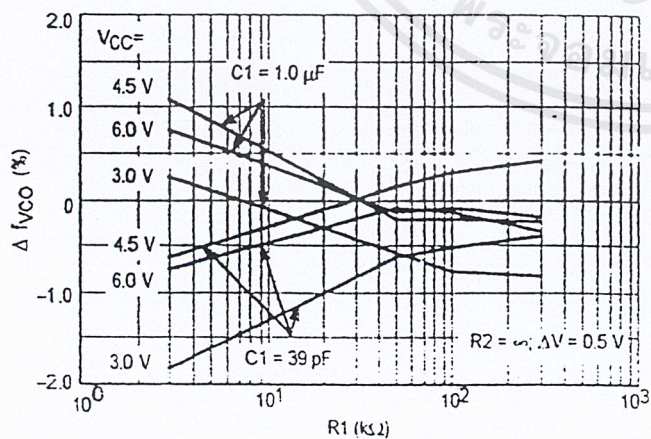


Figure 15A. Frequency Linearity versus R_1 , C_1 and V_{CC}

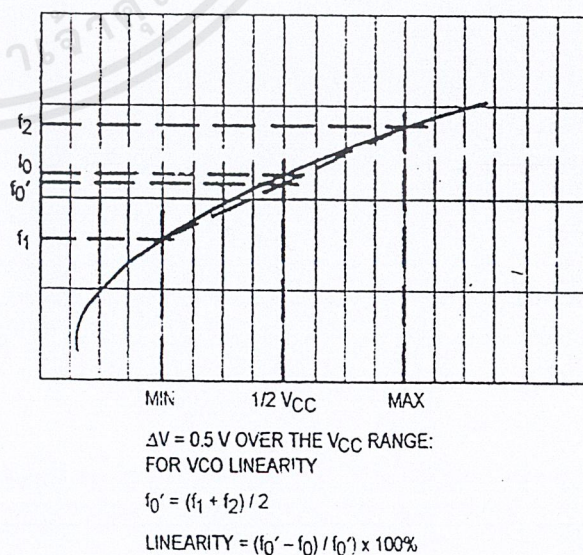


Figure 15B. Definition of VCO Frequency Linearity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น คือทั้งชั้นมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

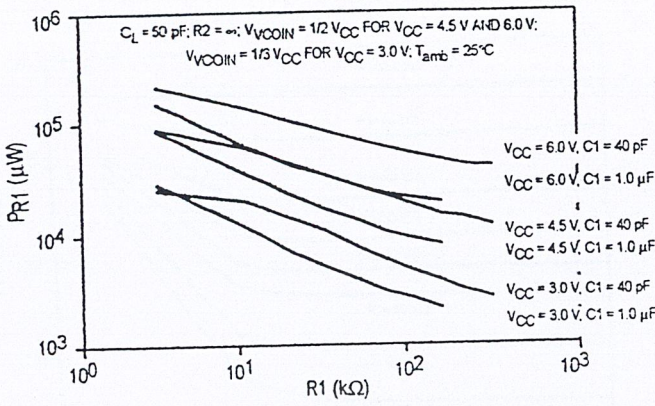


Figure 16. Power Dissipation versus R1

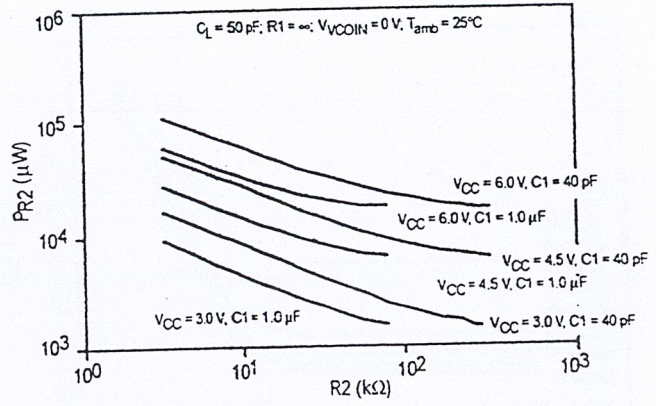


Figure 17. Power Dissipation versus R2

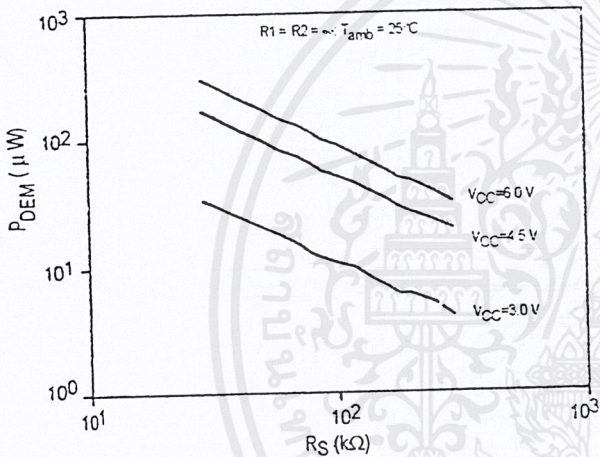


Figure 18. DC Power Dissipation of Demodulator versus RS

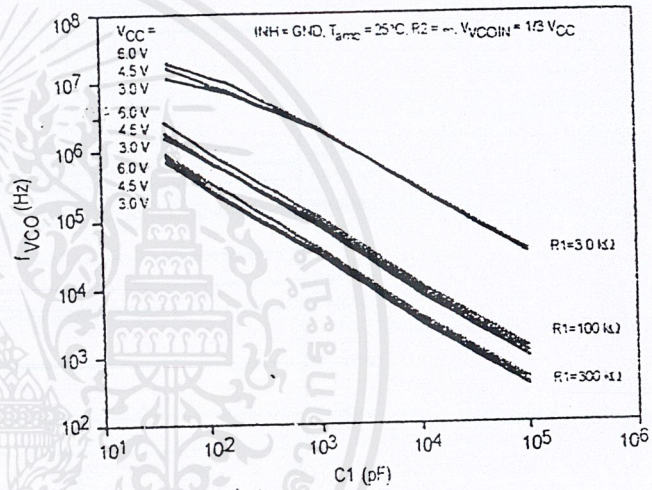


Figure 19. VCO Center Frequency versus C1

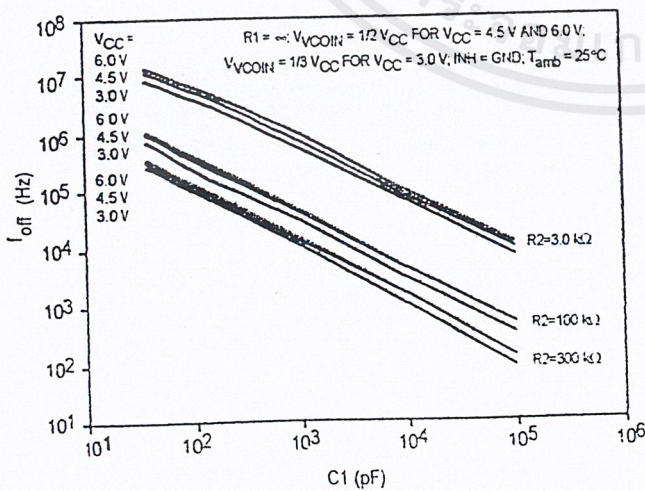


Figure 20. Frequency Offset versus C1

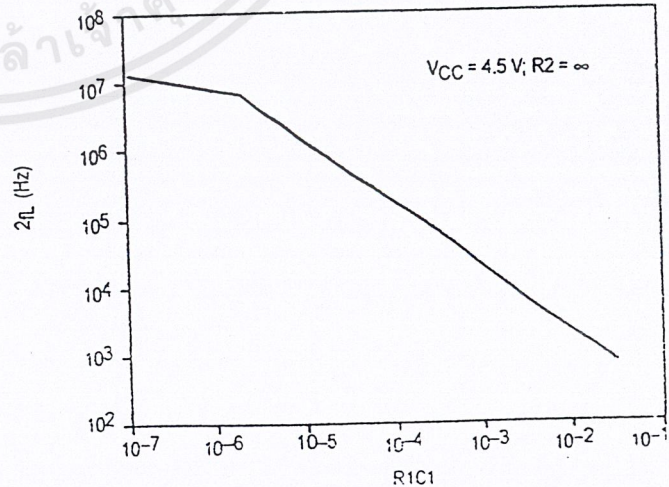
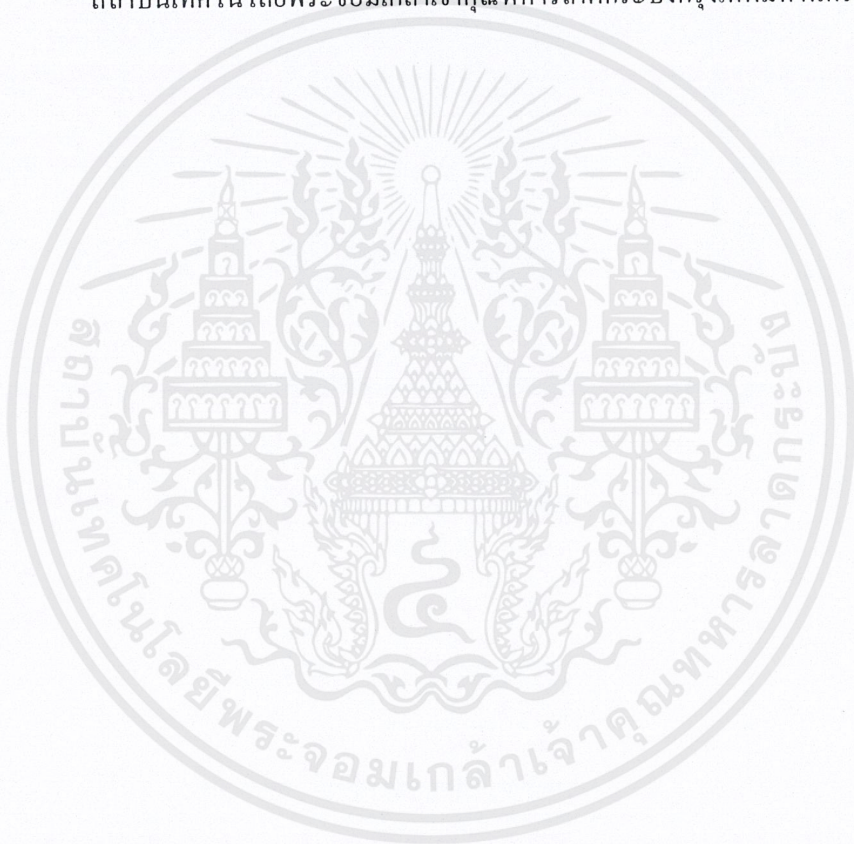


Figure 21. Typical Frequency Lock Range (2fL) versus R1C1

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 REFFERENCE GUIDE,Focal Press,1996
- [4] อภินันท์ มัชฌานนท์,การสื่อสารเส้นใยแสง,คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังกรุงเทพมหานคร



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้