สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การส่งข้อมูลดิจิตอล , สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสง

DIGITAL DATA , VIDEO SIGNAL AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER

โดย

นางสาวจุรีรัตน์ สุจริตกิตติกุล

นายนิวัฒน์ เพ็งสุข

นายยิ่งเจริญ ทรงสันติวรกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

TK5103.4
จ57ก
2543

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42210
วัน, เดือน, ปี 15 พ.ค. 2545

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งข้อมูลดิจิตอล , สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสง

DIGITAL DATA , VIDEO SIGNAL AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER

โดย

นางสาวจุรีรัตน์ สุจริตกิตติกุล 41013007

นายนิวัฒน์ เพ็งสุข 41013016

นายยิ่งเจริญ ทรงสันติวรกุล 41013027

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สุรพล บุญจันทร์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **การส่งข้อมูลดิจิตอล , สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสง**

DIGITAL DATA , VIDEO SIGNAL AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER

ผู้จัดทำ

1. นางสาวจุรีรัตน์	**สุจริตกิตติกุล**	**41013007**
2. นายนิวัฒน์	**เพ็งสุข**	**41013016**
3. นายยิ่งเจริญ	**ทรงสันติวรกุล**	**41013027**

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ สุรพล บุญจันทร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การส่งข้อมูลดิจิตอล , สัญญาณภาพและสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแสง
DIGITAL DATA , VIDEO SIGNAL AND AUDIO SIGNAL TRANSMISSION VIA THE OPTICAL FIBER

โดย นางสาวจุรีรัตน์ สุจริตกิตติกุล 41013007
นายนิวัฒน์ เพ็งสุข 41013016
นายยิ่งเจริญ ทรงสันติวรกุล 41013027

อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สุรพล บุญจันทร์

บทคัดย่อ

โครงงานนี้เป็นการออกแบบระบบการส่งข้อมูลดิจิตอลและสัญญาณภาพรวมทั้งสัญญาณเสียงผ่านเส้นใยแแสง โดยใช้แหล่งกำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสงที่เข้าคู่กัน ทำการออกแบบให้ส่งข้อมูลดิจิตอลหนึ่งช่องสัญญาณ ส่งสัญญาณภาพและสัญญาณเสียงอย่างละหนึ่งช่องสัญญาณ ในการส่งข้อมูลดิจิตอลจะใช้การส่งสัญญาณโดยการเข้ารหัสแบบฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (Frequency Shift Keying) ส่วนสัญญาณภาพจะใช้การส่งแบบเบสแบนด์และสัญญาณเสียงจะใช้การส่งแบบบรอดแบนด์โดยการมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation) จากนั้นจะรวมสัญญาณทั้งสามช่องเข้าด้วยกันโดยใช้หลักการมัลติเพล็กซ์แบบ FDM (Frequency Division Multiplex) แล้วนำขนาดของสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ไปใช้ควบคุมความเข้มของสัญญาณแสงของอุปกรณ์กำเนิดแสง จากนั้นป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสงต่อไป

ABSTRACT

This project presents a design system of digital data , video signal and audio signal transmission via the optical fiber by using a light source and photo diode . The light source and photo diode are matched each other . For transmitting digital data , video signal and audio signal channel . First channel is transmitted signal by Frequency Shift Keying , second channel is transmitted in baseband frequency and third is transmitted in broadband frequency by Frequency Modulation. After three channels are multiplexed by Frequency Division Multiplex , intensity of light source is controlled by amplitude level of composite signal . Finally , all the informations are transmitted through the optical fiber .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎี	2
2.1 ประวัติและวิวัฒนาการของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง	2
2.2 เส้นใยแสง	5
2.2.1 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง	5
2.2.2 ชนิดของเส้นใยแสง	8
2.2.3 โครงสร้างของเส้นใยแสง	10
2.2.4 การสูญเสียแสงในเส้นใยแสง	13
2.3 แหล่งกำเนิดแสง	18
2.3.1 โครงสร้างของการกำเนิดแสง	34
2.3.2 โครงสร้างของ Laser Diode (LD)	21
2.3.3 โครงสร้างของ LED (Light Emitting Diode)	23
2.3.4 คุณสมบัติต่างๆของอุปกรณ์กำเนิดแสง	24
2.4 อุปกรณ์รับแสง	25
2.4.1 การทำงานของการรับแสง	25
2.4.2 โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง	26
2.4.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง	28
2.5 Frequency Shift Keying (FSK)	29
2.5.1 ตัวกำเนิดฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (FSK Generator)	29
2.5.2 แบนด์วิทด์ของสัญญาณฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (FSK Band width)	31
2.5.3 ฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง ดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)	34
2.6 การมอดูเลตเชิงมุม	35
2.6.1 การแสดงสัญญาณที่มอดูเลตเชิงมุมในอาณาจักรของเวลา	35
2.6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM	36
2.6.3 มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM	38
2.6.4 กำลังส่งของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM	39
2.6.5 สเปคตรัมของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว	39
2.6.6 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดูเลชันอินเด็กซ์กับสเปคตรัมของสัญญาณ FM	40
2.6.7 การคิดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM	42
2.6.8 สัญญาณ FM ที่มีแถบความถี่คงที่	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

2.6.9 ผลกระทบของความผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้น ที่มีต่อสัญญาณ FM 45
2.6.10 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง 47
2.6.11 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม 48
2.6.12 การดีมอดูเลตสัญญาณ FM โดยการแปลงเป็นสัญญาณ AM 51
2.6.13 ควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน 53
2.6.14 เฟสล็อคลูป 55
2.7 โครงสร้างของสัญญาณภาพและระบบการส่ง 58
2.7.1 สัญญาณภาพรวม 59
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง 62
3.1 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier) 63
3.2 ภาค FM Modulator 64
3.3 ภาค FM Demodulator 65
3.4 Voltage Converter 66
3.5 ภาค FSK Modulator 68
3.6 ภาค FSK Demodulator 71
3.7 ภาค Summing Amplifier 72
3.8 วงจรขับ LED (LED Drive) และวงจร O/E Converter 73
3.9 ภาค Demultiplex 75
3.9.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) 76
3.9.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 6 MHz – 8 MHz สำหรับสัญญาณเสียง 77
3.9.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 9 MHz – 12 MHz สำหรับสัญญาณดิจิตอล 80
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง 83
4.1 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier) 83
4.2 วงจร FM Modulator 84
4.3 วงจร FM Demodulator 85
4.4 วงจรแปลงระดับแรงดัน (Voltage Converter) 86
4.5 วงจร FSK Modulator 87
4.6 วงจร FSK Demodulator 89
4.7 วงจร Summing Amplifier 91
4.8 วงจรขับ LED (LED Drive) และวงจร O/E Converter 92
4.9 ภาค Demultiplex 93

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

4.9.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) 93
4.9.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 6 MHz – 8 MHz สำหรับสัญญาณเสียง 94
4.9.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 9 MHz – 12 MHz สำหรับสัญญาณดิจิตอล 95
บทที่ 5 บทวิจารณ์และบทสรุป 96
ภาคผนวก
หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูป 2.1 แสดงหลักการโทรศัพท์แสง (Photo Phone) ของเบลล์ 3

รูป 2.2 สายส่งแสงที่ใช้เลนส์มาวางเรียงเป็นชุด 4

รูป 2.3 ประวัติการพัฒนาเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำ 4

รูป 2.4 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง 6

รูป 2.5 แสดงผลของ NA และขนาดของ Core ที่มีต่อประสิทธิภาพ
การเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง 8

รูป 2.6 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน Core ของเส้นใยแสงแต่ละชนิด 9

รูป 2.7 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน GI fiber 10

รูป 2.8 แสดง Parameter ทางโครงสร้างของ Multi Mode Optic Fiber 12

รูป 2.9 แสดงสาเหตุต่างๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง 13

รูป 2.10แสดงคุณสมบัติการสูญเสียจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว 14

รูป 2.11 แสดง scattering ของแสงในอากาศ 16

รูป 2.12 แสดงสาเหตุต่างๆ ของการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง 18

รูป 2.13 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม 19

รูป 2.14 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการ Transfer 20

รูป 2.15 แสดงโครงสร้างทั่วไปของ LD 21

รูป 2.16 แสดงโครงสร้างของระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลง
ค่าดัชนีการหักเหของ LD 22

รูป 2.17 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED 23

รูป 2.18 แสดง Depletion Zone 25

รูป 2.19 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN-PD 27

รูป 2.20 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD 28

รูป 2.21 ตัวกำเนิดสัญญาณ FSK 30

รูป 2.22 อินพุทและเอาท์พุทของตัวกำเนิดสัญญาณ FSK 30

รูป 2.23 FSK Modulator 31

รูป 2.24 การเบี่ยงเบนความถี่ 32

รูป 2.25 สเปกตรัมความถี่ของตัวอย่าง 33

รูป 2.26 PPL-FSK Demodulator 34

รูป 2.27 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM 36

รูป 2.28 การใช้วงจรอินทิเกรตและวงจรดิฟเฟอเรนชิเอทเป็นส่วนหนึ่งในการสร้าง
สัญญาณ FM และสัญญาณ PM 37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

หน้า

รูป 2.29 การเปลี่ยนแปลงค่าของเบสเซลฟังชันก์อันดับ n 41

รูป 2.30 การกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณ FM หรือ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วย สัญญาณเสียงความถี่เดียว 41

รูป 2.31 เฟสเซอ์ของสัญญาณ FM แบนด์วิดท์แคบและเฟสเซอร์ของสัญญาณ AM 42

รูป 2.32 การกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณ FM ที่มีการจำกัดแถบความถี่ให้คงที่ 45

รูป 2.33 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและขาออก 46

รูป 2.34 ลิมิตเตอร์เมื่อใช้ร่วมกับฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ 46

รูป 2.35 ตัวอย่างวงจรที่ใช้วาแรคเตอร์ในการสร้างสัญญาณ FM 47

รูป 2.36 ส่วนประกอบของวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม 48

รูป 2.37 ตัวอย่างส่วนประกอบของระบบสร้างสัญญาณ FM วิธีอาร์มสรอง ร่วมกับวงจรคูณความถี่และมิกเซอร์ 50

รูป 2.38 ทรานเฟอร์ฟังชันของวงจรเรโซแนนท์ 51

รูป 2.39 วงจรแยกแยะความถี่และคุณสมบัติในการเปลี่ยนความถี่เบี่ยงเบนให้เป็น การเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณ 52

รูป 2.40 รูปร่างของสัญญาณ FM , สัญญาณ AM ที่ขาออกของวงจรเรโซแนนท์และ สัญญาณเบสแบนด์ที่ดีเทคได้ 53

รูป 2.41 บล็อคไดอะแกรมของระบบควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน 54

รูป 2.42 รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากการคูณสัญญาณในระบบควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน 55

รูป 2.43 ส่วนประกอบของวงจรเฟสล็อคลูป 55

รูป 2.44 วงจรเปรียบเทียบเฟสและสัญญาณขาออกที่เกิดจากค่าคลาดเคลื่อนเฟส 56

รูป 2.45 ขนาดของคลื่นเสียงเปลี่ยนแปลงตามเวลา 58

รูป 2.46 แสดงระดับสัญญาณขาว – ดำ โดยเกรย์สเกล 60

รูป 2.47 แสดงระบบพัลซ์ในฟิลด์ของการซิงโครไนซ์ของระบบโทรทัศน์ 61

รูป 3.1 บล็อคไดอะแกรมทางด้านส่ง 62

รูป 3.2 บล็อคไดอะแกรมทางด้านรับ 63

รูป 3.3 Voltage Gain as a Function of RADJ 63

รูป 3.4 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier) 64

รูป 3.5 แสดงวงจร FM Modulator 64

รูป 3.6 แสดงตารางหาค่า R1, R2 และ C1 เพื่อกำหนด VCO 65

รูป 3.7 แสดงวงจร FM Demodulator 66

รูป 3.8 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี MAX 232 67

รูป 3.9 แสดงวงจร Voltage Converter ทางด้านส่ง 67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

หน้า

รูป 3.10 แสดงวงจร Voltage Converter ทางด้านรับ 68

รูป 3.11 แสดงวงจร FSK Modulator 71

รูป 3.12 แสดงวงจรFSK Demodulator 72

รูป 3.13 แสดงวงจร Summing Amplifier 73

รูป 3.14 แสดงวงจรขับ LED (LED Drive) 74

รูป 3.15 แสดงวงจร O/E Converter 75

รูป 3.16 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำ 76

รูป 3.17 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้งานจริง 77

รูป 3.18 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่กลางตามที่ต้องการ 78

รูป 3.19 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำอันดับ 5 78

รูป 3.20 แสดงการแปลงวงจรจากวงจรกรองความถี่ต่ำเป็นวงจรกรองความถี่กลาง 79

รูป 3.21 แสดงวงจรกรองความถี่กลางในช่วง 6 MHz – 8 MHz 79

รูป 3.22 แสดงวงจรกรองความถี่กลางในช่วง 9 MHz – 12 MHz 80

รูป 3.23 แสดงวงจรรวมทางด้านส่ง 81

รูป 3.24 แสดงวงจรรวมทางด้านรับ 82

รูป 4.1 สัญญาณที่ได้รับการขยายจากวงจรขยายสัญญาณภาพ 83

รูป 4.2 สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจร FM Modulator 84

รูป 4.3 สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจร FM Demodulator 85

รูป 4.4 สัญญาณแสดงระดับแรงดันของวงจรแปลงระดับแรงดัน
เมื่อป้อนอินพุทเป็น $\pm$ 10 V 86

รูป 4.5 สัญญาณแสดงระดับแรงดันของวงจรแปลงระดับแรงดัน
เมื่อป้อนอินพุทเป็น 5 V 87

รูป 4.6 สัญญาณที่ได้จากวงจร FSK Modulator 88

รูป 4.7 แสดงสัญญาณ space frequency ที่ได้จากวงจร FSK Modulator 88

รูป 4.8 แสดงสัญญาณ mark frequency ที่ได้จากวงจร FSK Modulator 89

รูป 4.9 สัญญาณที่ได้จากวงจร FSK Demodulator 90

รูป 4.10 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณข้อมูลจริงกับสัญญาณที่ผ่าน
ขบวนการของ FSK Demodulator 90

รูป 4.11 สัญญาณที่ได้จากวงจร Summing Amplifier 91

รูป 4.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับ LED และวงจร O/E Converter 93

รูป 4.13 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF) 93

รูป 4.14 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 6 MHz – 8 MHz สำหรับสัญญาณเสียง 94

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้า

รูป 4.15 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 9 MHz – 12 MHz สำหรับสัญญาณดิจิตอล 95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตาราง 2.1 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง 9

ตาราง 2.2 ค่ามาตรฐานของ Parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงที่ CCITT แนะนำ 11

ตาราง 2.3 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง 24

ตาราง 2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง 29

ตาราง 2.5 Bassel Function Table 33

ตาราง 2.6 ค่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า β และ n ต่าง ๆ กัน 43

ตาราง 3.1 FSK BUAD 68

ตาราง 3.2 Bassel Function 70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีของระบบการสื่อสารโทรคมนาคมมีความก้าวหน้าขึ้นอย่างมาก ไม่ว่าจะเป็น การสื่อสารในระบบไมโครเวฟ การสื่อสารผ่านดาวเทียม การสื่อสารผ่านเส้นใยแสง และอื่นๆ แต่ข้อแตกต่างของระบบการสื่อสารผ่านเส้นใยแสงกับระบบการสื่อสารอื่นๆก็คือ การที่สามารถใช้ความถี่ซึ่งเป็นทรัพยากรที่จำกัดได้อย่างเต็มที่เนื่องจากเส้นใยแสงมีแบนด์วิดท์กว้าง คุณภาพของสัญญาณที่ส่งผ่านใยเส้นใยแสงก็มีคุณภาพดีกว่าการส่งสัญญาณผ่านสายส่งที่เป็นโลหะหรือสายโคแอคเชียล เนื่องจาก มีการสูญเสียและลดทอนต่ำ ทำให้ลดการใช้สถานีทวนสัญญาณลงได้ ไม่มีการเหนี่ยวนำทางแม่เหล็กไฟฟ้า มีน้ำหนักเบาและขนาดเล็ก ทำให้การติดตั้งและการซ่อมบำรุงทำได้สะดวก และอื่นๆ

จากประโยชน์ของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงดังที่ได้กล่าวมาแล้วนั้น ทำให้ถูกนำมาใช้ในการสื่อสารด้านต่างๆ เช่น การบริการ ISDN การบริการโทรศัพท์ทางไกลภายในประเทศและระหว่างประเทศ การส่งสัญญาณโทรทัศน์ระบบเคเบิลทีวีและอื่นๆอีกมากมาย

สำหรับโครงงานนี้ได้ทำการศึกษาทดลองการส่งสัญญาณผ่านใยแก้วนำแสง โดยจะส่งสัญญาณเสียงพูด 1 ช่อง , สัญญาณภาพ 1 ช่องและข้อมูลข่าวสาร(DATA) 1 ช่อง สัญญาณเสียงจะทำการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation : FM) ส่วนสัญญาณภาพจะใช้การส่งแบบเบสแบนด์ ข้อมูลข่าวสารจะทำการมอดูเลตแบบการเลื่อนความถี่ (Frequency Shift Keying : FSK) เมื่อนำสัญญาณมอดูเลตที่ได้มารวมกันแล้วนำไปควบคุมแหล่งกำเนิดแสง (light source) ให้ปล่อยแสงเป็นความเข้มต่างกันสำหรับความถี่ที่ต่างกัน (Intensity Modulation : IM)

ทางด้านรับนั้น pin diode จะทำการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วแยกแยะสัญญาณเพื่อทำการดีเทคต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎี

2.1 ประวัติและวิวัฒนาการของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

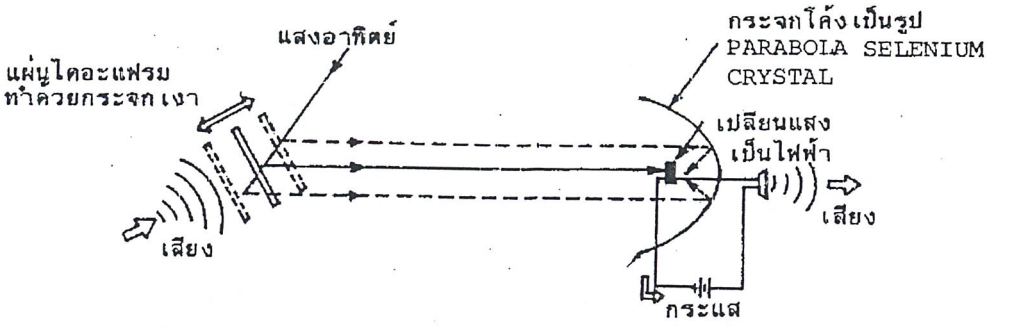
ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางธุรกิจและการขยายตัวของสังคมเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว จึงทำให้มีความต้องการในการแลกเปลี่ยนข้อมูลและข่าวสารเพิ่มขึ้นด้วย เพื่อเป็นการตอบสนองความต้องการนี้ทั้งในปัจจุบันและอนาคต จึงได้มีการพัฒนาระบบสื่อสารรูปแบบใหม่ขึ้นมาเรียกว่าระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง (Optical Fiber Communication System) ซึ่งสามารถส่งข้อมูลและข่าวสารได้จำนวนมากในเวลาเดียวกัน และระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนี้ยังมีข้อดีอื่นๆอีกมากเมื่อเทียบกับระบบสื่อสารด้วยสายเคเบิล (Metallic Cable) ที่ใช้อยู่เดิม ในบทนี้จะกล่าวถึงประวัติ โครงสร้างและลักษณะที่พิเศษต่างๆของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

ในสมัยโบราณมนุษย์ได้คิดค้นวิธีต่างๆ ที่สามารถส่งข่าวสารให้แก่ผู้ที่อยู่ห่างไกลรับรู้ได้ แสงเป็นตัวกลางหนึ่งที่ถูกนำมาใช้ในการสื่อสาร เช่น การใช้สัญญาณไฟ การทำให้แสงตะเกียงสว่างหรือมืด การใช้สัญญาณธง และวิธีการอื่นๆ แนวความคิดเหล่านี้ก็เพื่อจุดประสงค์ในการส่งข่าวสารไปไกลๆนั่นเอง ซึ่งกระทำโดยการเปลี่ยนเนื้อหาข่าวสารที่ต้องการส่งออกไปให้อยู่ในรูปแบบต่างๆ ตามที่ได้ตกลงๆไว้ล่วงหน้า เช่น เปลี่ยนข่าวสารที่ต้องการส่งออกไปเป็นรูปร่างของควันไฟ หรือเปลี่ยนเป็นระยะการสว่างมืดของแสงตะเกียงหรือวิธีการโบกธง ส่วนทางด้านรับนั้น จะใช้วิธีการแปลความหมายให้กลับเป็นข่าวสารตามเดิม โดยอาศัยข้อตกลงต่างๆตามที่ได้ตกลงไว้ วิธีการที่กล่าวมานี้จัดเป็นการสื่อสารแสงชนิดหนึ่งที่ใช้แสงธรรมชาติ

แม้ว่าจะได้มีการบันทึกของชนชาติกรีกโบราณที่กล่าวถึงเรื่องเกี่ยวกับเรื่องของแสงซึ่งสามารถเดินทางไปตามสายน้ำที่ไหลอยู่ในท่อระบายน้ำซึ่งคดเคี้ยวก็ตาม แต่ก็ดูเหมือนว่าไม่มีใครที่จะใส่ใจในเรื่องนี้อย่างจริงจังเลย จนกระทั่งในปี ค.ศ.1870 JOHN TYDAL ได้ทำการทดลองแสดงให้เห็นว่าแสงนั้นสามารถเดินทางตามสายน้ำที่เทออกมาจากภาชนะซึ่งมีแสงสว่างอยู่ภายในได้ และกล่าวกันว่าบันทึกเรื่องราวต่างๆเหล่านี้คือต้นเหตุที่มาของการคิดค้นเกี่ยวกับเส้นใยแสงในปัจจุบัน

การทดลองการสื่อสารด้วยแสงที่ใช้แสงธรรมชาติที่จะขอกล่าวถึงในที่นี้คือการทดลองของ เบลส์ (BELL) นักประดิษฐ์ที่มีชื่อเสียงของประเทศสหรัฐอเมริกา ในปี ค.ศ.1880 เขาได้ประดิษฐ์โทรศัพท์ใช้แสง (Photo Phone) ซึ่งใช้แสงอาทิตย์ขึ้นดังแสดงในรูป 2.1 เสียงจะถูกเปลี่ยนเป็นแสงและส่งไปได้ไกลถึง 213 เมตร และที่ทางด้านรับจะเปลี่ยนแสงกลับเป็นเสียงอย่างเดิมอีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.1 แสดงหลักการโทรศัพท์แสง (Photo Phone) ของเบลล์

ต่อจากนั้นมาได้มีการประดิษฐ์ หลอดโฟโตอีเลคตริค (Photoelectric Tube) ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้าได้ และได้คิดวิธีการที่ทางด้านส่งจะทำการเปลี่ยนความสว่างของหลอดไฟให้เป็นไปตามสัญญาณไฟฟ้าแล้วส่งไปในอากาศ ทางด้านรับจะใช้หลอดโฟโตอีเลคตริคเปลี่ยนแสงให้กลับเป็นสัญญาณไฟฟ้าอย่างเดิม จากวิธีการที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าการใช้แสงเพื่อส่งข่าวสารนั้นได้มีการคิดกันมาเป็นเวลานานแล้ว แต่เนื่องจากสายส่งระหว่างจุดส่งกับจุดรับเป็นอากาศ ทำให้แสงกระจายกว้างออกไปหรือเกิดแตกกระจายออกไปหมด (Scatter) ทำให้เป็นการยากที่จะส่งออกไปในระยะทางไกลๆได้ วิธีการเหล่านี้จึงเป็นแต่เพียงวิธีที่เหมาะแก่การนำไปใช้ในการสื่อสารระยะใกล้เท่านั้น

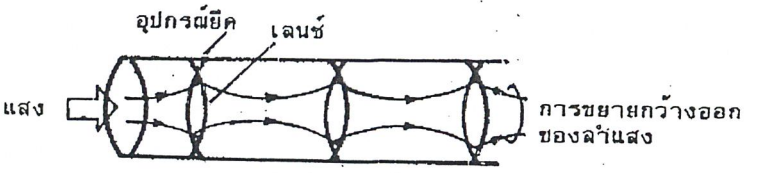
การค้นพบเส้นใยแสง

การส่งแสงผ่านอากาศนั้นไม่สามารถหลีกเลี่ยงการรบกวนของสิ่งต่างๆ เช่น ฝน หมอก และสิ่งกีดขวางต่างๆได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีสายส่งที่มีความเชื่อถือได้สูง (Reliability) โดยที่การส่งนั้นจะไม่ถูกรบกวนจากสัญญาณภายนอกได้เลย

สายส่งสำหรับการส่งสัญญาณแสงสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ ระบบนำแสงไปในอากาศ เช่น การนำเลนส์มาเรียงกันเป็นชุด การใช้กระจกสะท้อนมาเรียงกันเป็นชุด การใช้ glass lens เป็นชุด เป็นต้น กับระบบสายนำแสงที่ทำด้วยไดอีเลคตริค (Dielectric) ได้แก่ เส้นใยแสง

สารไดอีเลคตริค เป็นสารที่นำไฟฟ้ายาก เช่น แก้ว เป็นต้น ตัวอย่างของสายส่งแสงที่เป็นระบบนำแสงไปในอากาศแสดงในรูป 2.2 โดยการนำเอาเลนส์หรือกระจกเงาไปติดตั้งไว้เป็นระยะๆ ในท่อที่วางบนพื้นดินหรือฝังอยู่ใต้ดิน และส่งแสงผ่านไป

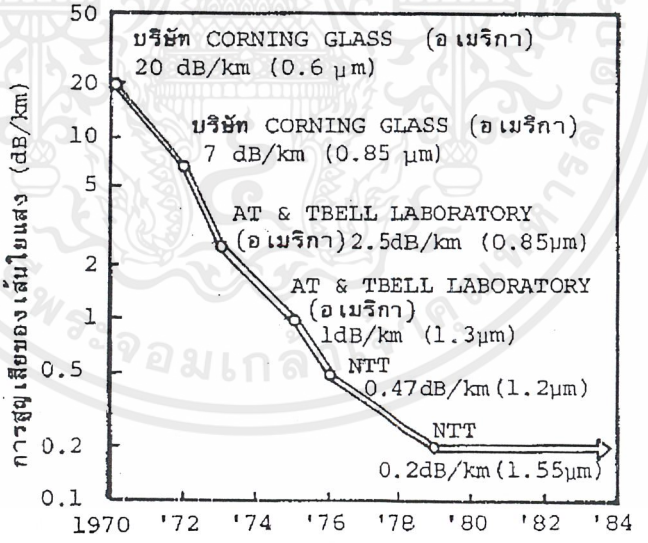
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.2 สายส่งแสงที่ใช้เลนส์มาวางเรียงเป็นชุด

เช่นการนำเอาเลนส์มาวางเรียงกันเป็นระยะๆห่างกันทุก 100 เมตร และได้ทำการทดลองส่งเป็นระยะทางไกลประมาณ 50 กิโลเมตร ในระบบนี้เนื่องจากส่งไปในที่ว่างที่ถูกปิดกั้นเอาไว้ จึงไม่ได้รับผลรบกวนจากปรากฏการณ์ธรรมชาติเช่น ฝน หมอกและอื่นๆ แต่ต้องการการควบคุมที่ละเอียดเพื่อจัดตำแหน่งและมุมของเลนส์หรือกระจกเงาให้ถูกต้อง การทำการควบคุมนี้เป็นสิ่งที่ยุ่งยากมากในทางปฏิบัติ

ส่วนสายส่งที่ใช้เส้นใยแสงเป็นการส่งโดยป้อนแสงเข้าไปในใยแก้วใน ค.ศ.1951 ได้มีการพัฒนาเส้นใยแสงสำหรับใช้ในวงการแพทย์ ซึ่งกล่าวได้ว่าเป็นเส้นใยแสงอันแรกที่สร้างขึ้น โดยมีการสูญเสียของแสง 1,000 dB/km (เมื่อแสงเดินทางไปในเส้นใยแสงได้ 3 เมตร กำลังของแสงจะลดลงเหลือครึ่งหนึ่ง) เส้นใยแสงนี้มีการสูญเสียของแสงมากไม่สามารถนำมาใช้เป็นตัวกลางของการสื่อสารได้



รูป 2.3 ประวัติการพัฒนาเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำ

การเริ่มวิจัยค้นคว้าเกี่ยวกับเส้นใยแสงเพื่อนำมาใช้ในการสื่อสารอย่างจริงจังนั้นเริ่มขึ้นในปี ค.ศ.1966 มร.เคา (Mr. KAO) แห่งศูนย์วิจัย STL ของประเทศอังกฤษได้แถลงบทความในเชิงประวัติศาสตร์เกี่ยวกับความเป็นไปได้ในอนาคตของการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง ในบทความนี้ได้มีการวิเคราะห์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกี่ยวกับสาเหตุของการสูญเสียของแสงในเส้นใยแสงและกล่าวว่า ถ้าหากสามารถกำจัดสิ่งแปลกปลอม (Impurity) ที่มีอยู่ในแก้วออกอย่างเพียงพอแล้วจะสามารถทำให้การสูญเสียของแสงต่ำลงเหลือประมาณ 20 dB/km (เมื่อแสงเดินทางไปได้ 150 เมตร กำลังของแสงจะตกลงเหลือครึ่งหนึ่ง) บทความนี้ได้กลายเป็นสิ่งเร่งเร้ากระตุ้นให้แต่ละประเทศเริ่มต้นการวิจัยที่มุ่งจะสร้างเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียแสงต่ำ และในปี ค.ศ.1970 บริษัท CORNING GLASS ของประเทศอเมริกาก็ประสบความสำเร็จ ในการทดลองสร้างเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียแสงต่ำอย่างน่าอัศจรรย์สำหรับในสมัยนั้นคือมีการสูญเสียแสง 20 dB/km นับตั้งแต่นั้นมาจนถึงปัจจุบันเทคโนโลยีของเส้นใยแสงที่มุ่งพัฒนาให้เส้นใยแสงมีการสูญเสียแสงต่ำ ได้พัฒนาไปอย่างรวดเร็วดังแสดงในรูป 2.3

จากรูปจะเห็นว่าการพัฒนาเส้นใยแสงให้มีค่าต่ำที่สุดนั้น ประสบผลสำเร็จรวดเร็วมากกล่าวคือปี ค.ศ.1972 การสูญเสียลดลงเหลือ 7 dB/km ปี ค.ศ.1973 ลดลงเป็น 2.5 dB/km และในปี ค.ศ.1976 ลดลงเป็น 0.47 dB/km นอกจากนั้นในปี ค.ศ.1979 ก็สามารถทำให้ลดลงเป็น 0.2 dB/km นั่นหมายความว่าในปัจจุบันสามารถผลิตเส้นใยแสงที่มีการสูญเสียแสงต่ำ จนกระทั่งเข้ามาใกล้ขีดจำกัดทางทฤษฎีของเส้นใยแสงที่ทำด้วย Silica Glass แล้ว

เส้นใยแสงที่มีการสูญเสียแสง 0.2 dB/km นี้สามารถที่จะส่งได้ไกล 15 กิโลเมตร กำลังของแสงจึงจะตกลงเป็นครึ่งหนึ่งถ้าเป็นกระจกหน้าต่างธรรมดาจะส่งได้ไม่กี่เซนติเมตร แม้แต่แก้วพวกออฟติคัล (Optical glass) ก็สามารถส่งได้ไกลเพียงไม่กี่เมตร ดังนั้น จะเห็นได้ว่าเส้นใยแสงมีความใสมาก

2.2 เส้นใยแสง (Optical Fiber)

เส้นใยแสงคือ เส้นใยขนาดเล็กที่ทำหน้าที่เป็นตัวนำแสง โครงสร้างของเส้นใยแสงประกอบด้วยส่วนที่แสงเดินทางผ่านเรียกว่า Core และส่วนที่หุ้ม Core อยู่เรียกว่า Clad ทั้ง Core และ Clad เป็น Dielectric ใส 2 ชนิด (Dielectric หมายถึงสารที่ไม่เป็นตัวนำไฟฟ้า เช่น แก้ว พลาสติก) โดยการทำให้ค่าดัชนีการหักเหของ Clad มีค่าน้อยกว่าดัชนีการหักเหของ Core เล็กน้อยประมาณ 0.2~3% และอาศัยปรากฏการณ์สะท้อนกลับหมดของแสง สามารถทำให้แสงที่ป้อนเข้าไปใน Core เดินทางไปได้ นอกจากนั้นเนื่องจากเส้นใยแสงมีขนาดเล็กมากขนาดเท่าเส้นผมนั้นหมายถึงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางด้านนอกของ Clad ซึ่งมีขนาดประมาณ 0.1 ม.ม. ส่วน Core ที่แสงเดินทางผ่านนั้นมีขนาดเล็กลงไปอีกคือประมาณหลาย μm ถึงหลายสิบ μm ($1\mu m = 10^{-3} mm$) ซึ่งมีค่าหลายเท่าถึงหลายสิบเท่าของความยาวคลื่นของแสงที่ใช้งาน ค่าต่างๆเหล่านี้เป็นค่าที่กำหนดขึ้นจากคุณสมบัติการส่งและคุณสมบัติทางเมคานิกส์ที่ต้องการ

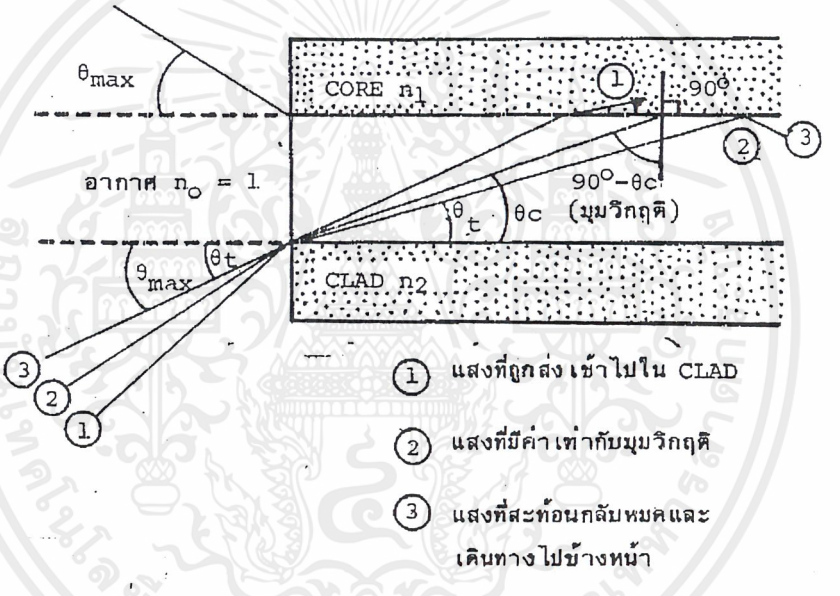
2.2.1 ลักษณะการเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง

ปัญหาอันดับแรกที่ต้องคำนึงถึงก็คือ ทำอย่างไรจึงจะสามารถป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมากของเส้นใยแสงได้ และเมื่อป้อนแสงเข้าไปแล้ว แสงนั้นจะเดินทางอย่างไรใน Core ซึ่งเราจะทำการศึกษาถึงปัญหาพื้นฐานเหล่านี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. การป้อนเส้นใยแสง

เนื่องจากว่าแสงที่ปล่อยออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงนั้น จะกระจายกว้างออกเนื่องจากปรากฏการณ์การเบี่ยงเบนของแสง ในการที่จะป้อนแสงเข้าไปใน Core ที่มีขนาดเล็กมากๆนั้น ต้องใช้ Lens ทำการรวมแสง แต่ทว่าแสงที่รวมนั้นไม่ใช่ว่าจะถูกป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงทั้งหมด แสงที่มีมุมตกกระทบที่เหมาะสมเท่านั้นจึงจะสามารถเข้าไปในเส้นใยแสงได้ ตามรูป 2.4 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง จากรูปจะเห็นว่าที่จุดป้อนแสงของเส้นใยแสงนั้นจะเป็นจุดต่อของตัวกลางที่มีค่าดัชนีการหักเหของแสงต่างๆกัน 3 ชนิด



รูป 2.4 แสดงมุมรับแสงของเส้นใยแสง

ตัวกลางทั้ง 3 ชนิดนี้คือ อากาศ Core ของเส้นใยแสงและClad ของเส้นใยแสง ถ้าให้ค่าดัชนีการหักเหของแสงของตัวกลางทั้ง 3 ชนิด เป็น $n_0(n_0=1)$, n_1 และ n_2 ตามลำดับ จะเกิดการหักเห การสะท้อนกลับของแสงที่รอยต่อของอากาศกับ Core และ Core กับ Clad ในที่นี้ให้มุมรับแสงของเส้นใยแสงที่มีค่ามากที่สุดเป็น θmax จากรูป 2.4 จะเห็นว่าลำแสงที่ 2 นั้นมุมรับแสงตรงรอยต่อของ Core กับ Clad นั้นมีค่าเป็นมุมวิกฤติ (Critical Angle) ตรงรอยต่อของอากาศกับ Core และของ Core กับ Clad นั้นจากกฎของ SNELL จะได้ว่า

$$\sin\theta_{max} = n_1 \sin\theta \quad \text{.....(1)}$$

$$\sin(90^\circ - \theta_c) = \cos\theta_c = n_2/n_1 \quad \text{..... ....(2)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีที่มุมรับแสง θ_{max} มีค่าสูงสุดได้นั้น $n_1 \cong n_2$ จากสมการ (1) และ (2) จะได้ว่า

$$\sin^2 \theta_{max} = (n_1^2 - n_2^2)/n_1$$

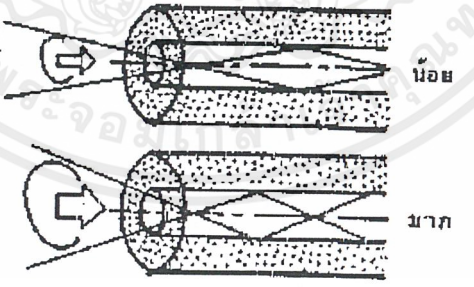
เรียกว่า อัตราส่วนของผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง

สำหรับ $\sin \theta_{max}$ นี้เรียกว่า Numerical Aperture เขียนย่อว่า "NA" หมายถึง ขนาดของการเปิดรับให้แสงผ่านและใช้เป็นตัวแสดงเงื่อนไขการป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นอกจากนั้นยังถือเป็นตัวประกอบพื้นฐานอันหนึ่งที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสง ระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงด้วย ยกตัวอย่างเช่น สมมุติว่า เส้นใยแสงมี $n_1 = 1.475$ และ $n_2 = 1.46$ (ค่าอัตราส่วนผลต่างของดัชนีการหักเหของแสง = 1%) ในกรณีนี้มีค่า NA = 0.21 รูป 2.5 แสดงความหมายของ NA และขนาดของ Core ที่มีผลต่อประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

จากรูปจะเห็นว่าถ้าหากขนาดของ Core และ NA มีค่าคงที่แล้วจะกำหนดปริมาณของแสงที่ป้อนเข้าไปใน Core ได้ทันทีเส้นใยแสงที่มี Core ขนาดใหญ่และมีค่า NA มากจะมีประสิทธิภาพการเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสงสูงมาก

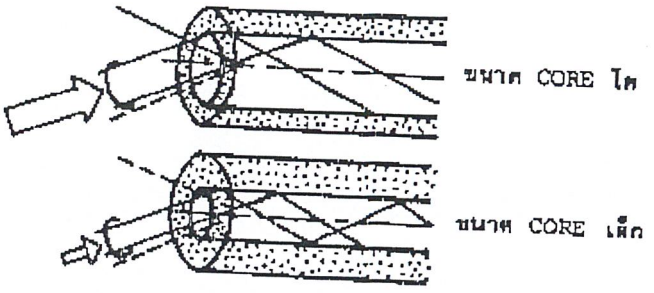
2. การเดินทางของแสงภายในเส้นใยแสง (Propagation Mode)

แสงที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงด้วยค่าของมุมรับแสงที่อยู่ในช่วงของมุมรับแสงสูงสุดนั้นแสงจะเดินทางในเส้นใยแสงด้วยลักษณะที่เกิดการสะท้อนกลับไปมาตรงรอยต่อของ Core กับ Clad โดยที่สะท้อนกลับไปมาและเคลื่อนที่ไปข้างหน้าพร้อมกันด้วย แต่ทว่าจาก Interference ของแสง ภายใน Core นั้น มุมสะท้อนกลับที่รอยต่อจะเกิดขึ้นได้จำเป็นต้องมีเงื่อนไขที่เหมาะสม



(ก) กรณีขนาด Core โตเท่ากัน แต่ค่า NA ต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) กรณีค่า NA เท่ากันแต่ขนาด Core ต่างกัน

รูป 2.5 แสดงผลของ NA และขนาดของ Core ที่มีต่อประสิทธิภาพ
การเชื่อมต่อแสงระหว่างต้นกำเนิดแสงกับเส้นใยแสง

2.2.2 ชนิดของเส้นใยแสง

วิธีการแบ่งชนิดของเส้นใยแสงมีหลายวิธีกล่าวคือ แบ่งตามชนิดของสาร Dielectric ที่ใช้ แบ่งตามจำนวน Propagation Mode แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core ดังแสดงในตาราง 2.1

1.การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามชนิดของ Dielectric

สามารถแบ่ง Dielectric ที่ใช้ทำเส้นใยแสงได้เป็น 3 ชนิด คือ

(1) Silica glass optic fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็น Silica glass หรือใช้ Silica (Sio_2) ที่บริสุทธิ์เป็นส่วนใหญ่ แล้วยังใช้สารอื่นเติมลงไปเพื่อทำให้ค่าดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงตามต้องการ สารอื่นที่เติมลงไปนี้เรียกว่า Dopant ได้แก่ Germanium (Ge), Boron (B), Fluorine (F) เป็นต้น

(2) Multi component glass optic fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็นแก้วหลายชนิดปนกัน ส่วนมากจะใช้ Soda Calcium, แก้ว, แก้วที่มี Boron และ Silicon ผสม และอื่นๆเป็นสารหลัก ส่วน Dupant ได้แก่ โซเดียม (Na), แคลเซียม(Ca)

(3) Plastic optic fiber ซึ่งใช้ Dielectric ที่เป็นพลาสติก จำพวก Silicon Resin, Acryl Resin (เช่น Polymetacryl Methyl Acid : PMMA)

สำหรับเคเบิ้ลเส้นใยแสงที่ใช้ในข่ายการสื่อสารโทรคมนาคม (Telecommunication Network) นั้นนิยมใช้ Silica glass optic fiber เพราะมีข้อดีคือ การสูญเสีย (loss) ต่ำและคุณสมบัติการส่ง(Transmission Characteristic) คงที่ไม่เปลี่ยนแปลง

แต่สำหรับงานที่ต้องการคุณสมบัติการส่งด้อยลงมา ใช้งานง่าย (ต่องาย หักยากแม้จะงอเส้นใยแสงมากๆ เป็นต้น) และใช้กับการสื่อสารระยะทางใกล้ ใช้กับการเดินสายในรถยนต์ (Wire Harness) และอื่นๆ ในกรณีนี้นิยมใช้ เส้นใยแสงที่เป็น Plastic optic fiber

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.1 การแบ่งชนิดของเส้นใยแสง

แบ่งตามชนิดของสาร Dielectric ที่ใช้	Silica glass optic fiber
	Multi component glass optic fiber
	Plastic optic fiber
แบ่งตามจำนวน Propagation mode	Single Mode optic fiber
	Multi Mode optic fiber
แบ่งตามลักษณะของดัชนีการหักเหของ Core	Step Index optic fiber
	Graded Index optic fiber

2. การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามจำนวน Propagation mode

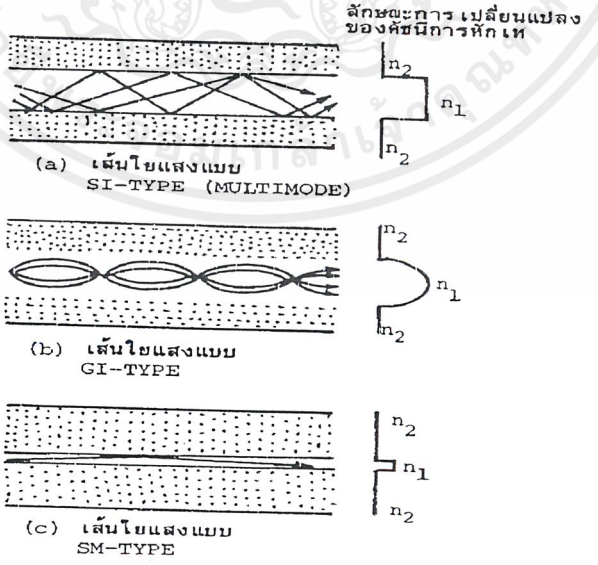
สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ Single Mode optic fiber ใช้ชื่อย่อว่า SM fiber และอีกชนิดหนึ่งคือ Multi Mode optic fiber

3.การแบ่งชนิดของเส้นใยแสงตามลักษณะของดัชนีการหักเห

สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด ตามลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหคือ

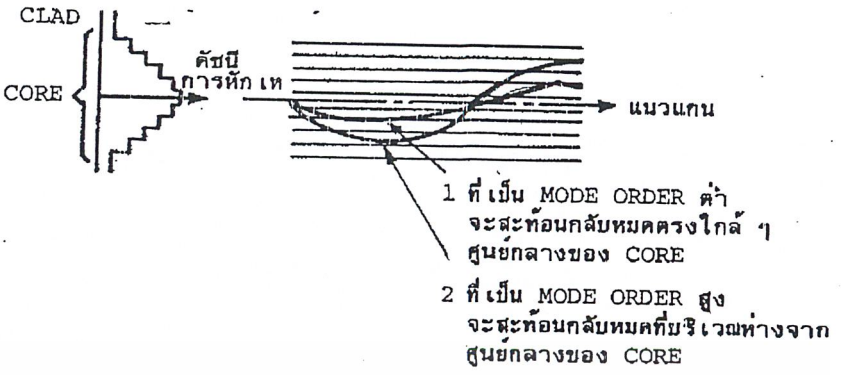
(1) Step Index optic fiber (SI fiber) เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่าง Core กับ Clad เป็นลักษณะขั้นบันได (Step) จึงเรียกว่า Step Index optic fiber

(2) Graded Index optic fiber (GI fiber) เป็นเส้นใยแสงที่มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเหระหว่าง Core กับ Clad ค่อยๆลดลงทีละน้อย ต่างกับ (1) จึงเรียกว่า Graded Index optic fiber



รูป 2.6 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน Core ของเส้นใยแสงแต่ละชนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.7 แสดงลักษณะการเดินทางของแสงใน GI fiber

SM fiber นั้นจัดอยู่ในพวกของ SI fiber เหมือนกันแต่ว่าเนื่องจากจุดประสงค์ต้องการให้เป็น Single Mode จึงทำให้อัตราส่วนผลต่างของค่าดัชนีการหักเหของ Core และ Clad มีค่าน้อยมาก จึงแบ่งชนิดแยกออกมาต่างหาก ดังนั้นในกรณีที่เรียกว่า SI fiber นั้น โดยทั่วไปจะหมายถึง Multi Mode optic fiber ที่มีผลต่างของดัชนีการหักเหเปลี่ยนแปลงเป็นขั้นบันได (Step) ลักษณะการเดินทางของแสงภายใน Core ของเส้นใยแสงแต่ละชนิดแสดงดังรูป 2.6 GI fiber เป็นเส้นใยแสงที่จัดทำขึ้นเป็นพิเศษเพื่อการส่ง Multi Mode รูป 2.7 แสดงถึง propagation mode ของ GI fiber

จากรูป 2.7 จะเห็นว่า ค่าดัชนีการหักเหของ GI fiber นี้จะค่อยๆ ลดลงทีละน้อยในแนวรัศมีของเส้นใยแสง ดังนั้นลำแสง (1) ที่มี Mode ต่ำและเดินทางในระยะทางสั้นนั้น จะสะท้อนกลับก่อนที่จะเดินทางไปถึงรอยต่อของ Core และ Clad ซึ่งกล่าวได้ว่าส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีค่าดัชนีการหักเหสูงของ Core ส่วนลำแสงที่มี Mode สูง และเดินทางในระยะทางไกลนั้น ส่วนใหญ่จะผ่านส่วนที่มีดัชนีการหักเหต่ำของ Core อนึ่งความเร็วในการเดินทางของแสงนั้นจะเป็นสัดส่วนกลับกับค่าดัชนีการหักเห ดังนั้นสำหรับ Propagation Mode (1) และ (2) นั้นโดยการเลือกลักษณะการเปลี่ยนแปลงของดัชนีการหักเห (เรียกว่า Profile) ให้เหมาะสมแล้ว เราจะทำให้เวลาที่ใช้ในการเดินทางในระยะทางอันหนึ่งของ Propagation Mode (1) และ (2) มีค่าเท่ากันได้ด้วยจุดประสงค์อันนี้ ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหที่เหมาะสมที่สุด เพื่อทำให้ผลต่างของเวลาการเดินทางระหว่าง Propagation Mode ต่างๆมีค่าน้อยที่สุดได้นั้น กล่าวกันว่าจะต้องมีรูปร่างเป็นลักษณะพาราโบล่า (Parabola) ดังนั้น ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่าดัชนีการหักเหของ GI fiber จึงต้องทำให้มีรูปร่างดังแสดงในรูป 2.7

2.2.3 โครงสร้างของเส้นใยแสง

องค์ประกอบพื้นฐานที่จะกำหนดรูปร่างของเส้นใยแสงคือ เส้นผ่านศูนย์กลางของ Core, เส้นผ่านศูนย์กลางของนอก (เส้นผ่านศูนย์กลางของ Clad), Numerical Aperture (NA) และอื่นๆ องค์ประกอบเหล่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้เรียกว่าเป็น parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสง parameter ทางโครงสร้างเหล่านี้นอกจากจะมีผลต่อการสูญเสีย, transmission bandwidth, ความแข็งแรงทางเมคานิกและคุณสมบัติอื่นๆ ของเส้นใยแสงแล้ว ยังเป็นองค์ประกอบสำคัญสำหรับการเชื่อมต่อของเส้นใยแสงกับเส้นใยแสง หรือการต่อของเส้นใยแสงกับอุปกรณ์แสง (Optical Device) อีกด้วย นอกจากนี้ยังมี parameter ประกอบทางโครงสร้างเพิ่มเติมอีกได้แก่ เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลาง (Eccentricity), อัตราความเพี้ยนของวงกลม (Non-circular rate) สำหรับ parameter ประกอบนี้จะไม่มีผลอะไรทางด้านคุณสมบัติการส่ง (Transmission Characteristic) แต่ทว่ามันจะมีผลอย่างมากต่อการสูญเสียของการต่อ (Connection loss) ของเส้นใยแสง

ตาราง 2.2 ค่ามาตรฐานของ Parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงที่ CCITT แนะนำ

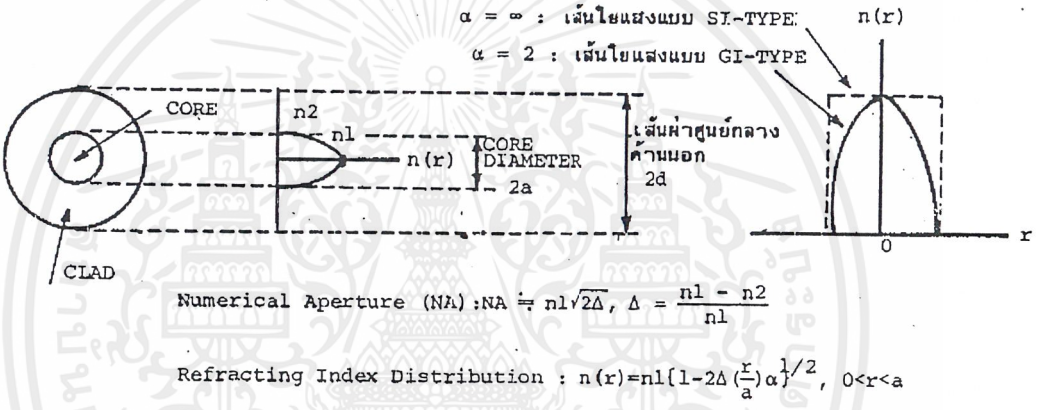
Parameter	Graded Index optic fiber	Single Mode optic fiber
ความยาวคลื่นที่ใช้	(a) 0.85 μm (b) 1.30 μm	(a) 1.30 μm (b) 1.55 μm
เส้นผ่านศูนย์กลางของ Core	50 μm ±6%	–
เส้นผ่านศูนย์กลางของ Mode Field	–	9 ~ 10 μm ±10%
Cut off wave length	–	1.10 ~ 1.28 μm (1)
เส้นผ่านศูนย์กลางนอก	1.25 μm ± 2.4 %	125 μm ± 2.4%
เปอร์เซ็นต์การคลาดเคลื่อนของศูนย์กลาง	< 6%	0.5 ~ 3.0 μm
อัตราความเพี้ยนของวงกลมของ Core	< 6%	–
อัตราความเพี้ยนของวงกลมของ Clad	< 2%	< 2%
Numerical Aperture (NA)	(a) 0.18 ~ 0.24 ± 0.02 (0.85 μm) (b) 0.15 ~ 0.30 ± 0.02 (1.3 μm)	(2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมายเหตุ : (1) CCITT กำลังพิจารณาอยู่

(2) ถ้าบอกเส้นผ่านศูนย์กลางของ Mode Field และ Cut off wave length แล้วไม่จำเป็นต้องบอกค่า NA

ตัวอย่างเช่น ในการกำหนดโครงสร้างของเส้นใยแสงชนิด Multi Mode optic fiber จะต้องอาศัย Parameter 4 อัน คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของ Core, เส้นผ่านศูนย์กลางนอก, Numerical Aperture (NA)และลักษณะของค่าดัชนีการหักเห ดังแสดงในรูป 2.8



รูป 2.8 แสดง Parameter ทางโครงสร้างของ Multi Mode optic fiber

ในการกำหนดค่าต่างๆของ Parameter ทางโครงสร้างทั้ง 4 เหล่านี้จำเป็นต้องคำนึงถึงผล Parameter ทางโครงสร้างแต่ละอันที่มีต่อคุณสมบัติต่างๆของเส้นใยแสง รวมทั้ง การสร้างได้ง่ายและความประหยัด

สำหรับโครงสร้างของ Single Mode optic fiber จะกำหนดจาก Parameter 3 อัน คือเส้นผ่านศูนย์กลางของ Mode Field, เส้นผ่านศูนย์กลางนอก และ Cut off wave length ซึ่งต่างกับกรณีของ Multi Mode optic fiber ที่กล่าวมาแล้ว สาเหตุที่ใช้เส้นผ่านศูนย์กลางของ Mode Field เป็น Parameter ทางโครงสร้างของ Single Mode optic fiber แทนการใช้เส้นผ่านศูนย์กลางของ Core นั้นก็คือว่าเส้นผ่านศูนย์กลางของ Mode Field มีค่ามาก

กล่าวคือเป็นค่าเส้นผ่านศูนย์กลางตรงจุดที่ความเข้มของแสงลดลงเป็น1/e (e มีค่า 2.71828) ของค่าสูงสุด (คือค่าตรงจุดศูนย์กลางของ Core) และค่าของเส้นผ่านศูนย์กลางของ Core ของ Single Mode optic fiber มีค่าน้อยยิ่งกว่านั้นอัตราส่วนของผลต่างของค่าดัชนีการหักเหก็มีค่าน้อยด้วย ทำให้เป็นการยากที่จะบ่งบอกส่วนที่เป็นรอยต่อของ Core กับ Clad ได้ชัดเจน ด้วยเหตุนี้เพื่อความสะดวกจึงใช้ค่าเส้นผ่าน

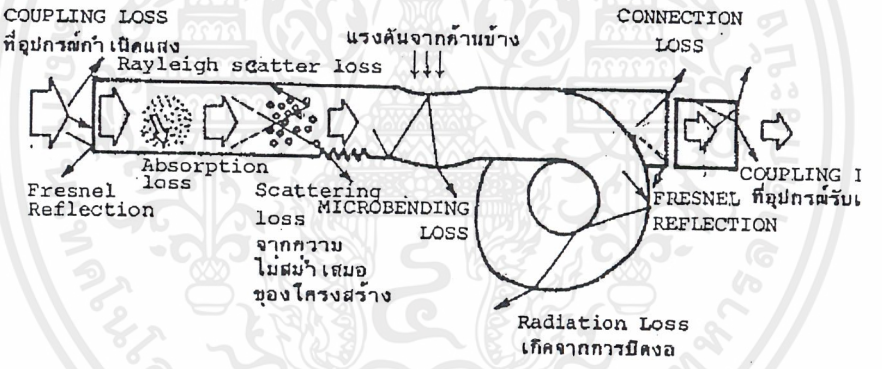
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ศูนย์กลางของ Mode Field แทนค่ามาตรฐานของ Parameter ทางโครงสร้างของเส้นใยแสงที่ CCITT แนะนำ

2.2.4 การสูญเสียแสงในเส้นใยแสง

ในระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง มีองค์ประกอบสำคัญ 2 อันที่จะกำหนดความเร็วในการส่ง (Transmission Speed) และระยะห่างของการถ่ายทอดสัญญาณ (Repeater Span) องค์ประกอบเหล่านั้นคือ การสูญเสียแสง กับ band width ของการส่ง (transmission band width) การสูญเสียแสง (optical loss) เป็นตัวบอกให้ทราบว่า กำลังของแสงที่เดินทางไปในเส้นใยแสงนั้นจะลดลงไปจากเดิมเท่าไร ซึ่งการสูญเสียแสงนี้ยิ่งมีค่าน้อยเท่าไรจะทำให้สามารถส่งสัญญาณแสงได้ไกลมากยิ่งขึ้น

การสูญเสียแสง แบ่งออกตามความแตกต่างของโครงสร้างที่เกิดขึ้นได้เป็น การสูญเสียที่มีอยู่ในตัวของเส้นใยแสงเอง (fixed loss) และการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นมา(addition loss) เมื่อตอนนำเส้นใยแสงไปใช้ในระบบการสื่อสาร สาเหตุที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง แสดงดังรูป 2.9



รูป 2.9 แสดงสาเหตุต่างๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียแสง

การสูญเสียแสงที่เกิดจากตัวเส้นใยแสงเอง (Fixed loss) เกิดจากสาเหตุต่างๆ ดังนี้

1. การดูดแสงของแก้ว (Absorption loss)
2. การกระจัดกระจายของแสงแบบเรลี่ (Rayleigh Scattering loss)
3. การกระจัดกระจายของแสงเนื่องจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้าง (Ununiformity loss)

การสูญเสียแสงที่เพิ่มขึ้นมาจากการนำไปใช้งาน (Additional loss) มีดังนี้

1. การโค้งงอของเส้นใยแสง (Bending loss)
2. การโค้งงอแบบ Microbending (Microbending loss)
3. การเชื่อมต่อระหว่างอุปกรณ์กำเนิดแสงหรืออุปกรณ์รับแสงกับเส้นใยแสง (Coupling loss)

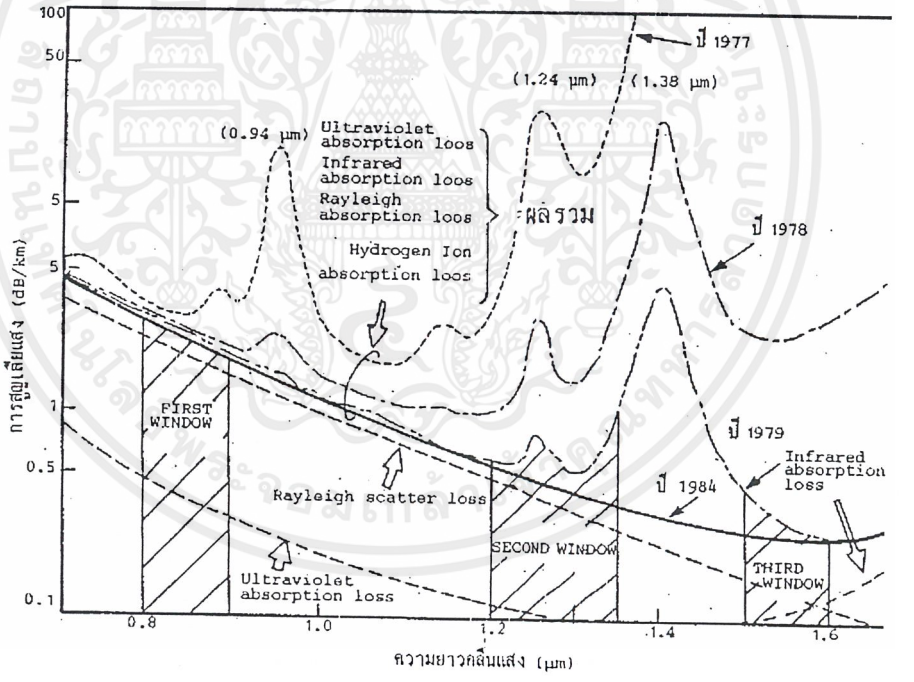
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. การต่อเส้นใยแสง (Connection loss)

1.การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสง (Absorption loss)

การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสงนี้ เป็นลักษณะทำนองเดียวกันกับม่านสีดำที่ดูดแสงได้ดี กล่าวคือ สารที่ใช้ผลิตเส้นใยแสงเองนั้นจะเป็นตัวดูดแสงที่เดินทางในเส้นใยแสง แล้วเปลี่ยนเป็นการสูญเสียทางความร้อนโดยทั่วไป แล้วจะมีการดูดแสงอันเนื่องมาจากแก้วเอง (สารที่ใช้ผลิตเส้นใยแสง) และเนื่องมาจากสารอื่นที่เจือปนอยู่ในแก้ว (Impurity)

สำหรับการสูญเสียจากการดูดแสงของแก้วนั้น มันจะดูดแสง Ultraviolet กับแสง Infrared การดูดแสง Ultraviolet นั้นจะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ 0.1 μm และการดูดแสง Infrared จะดูดมากที่สุดที่ความยาวคลื่นใกล้กับ 10 μm ส่วนที่ความยาวคลื่นอื่นๆนั้น การสูญเสียจากการดูดแสงจะลดลงอย่างมาก ดังแสดงในรูป 2.10 จะเห็นว่าจากความยาวคลื่นประมาณ 1.0 μm ไปจนถึงประมาณ 1.6 μm การสูญเสียจะตกลงเป็นเสมือนหุบเขา (Valley)



รูป 2.10 แสดงคุณสมบัติการสูญเสียจากการดูดแสงของเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว

การสูญเสียจากการดูดแสงอันเนื่องมาจากสารแปลกปลอม (Impurity) ปนอยู่นั้น ในตอนแรกที่พัฒนาเส้นใยแสงใหม่ๆนั้นปรากฏว่า ส่วนใหญ่เป็น ION ของโลหะต่างๆ เช่น ION ของเหล็ก ION ของทองแดงและอื่นๆ แต่ต่อมาเทคนิคในการทำให้การสูญเสียแสงต่ำลง ได้พัฒนาไปมาก สามารถกำจัด ION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

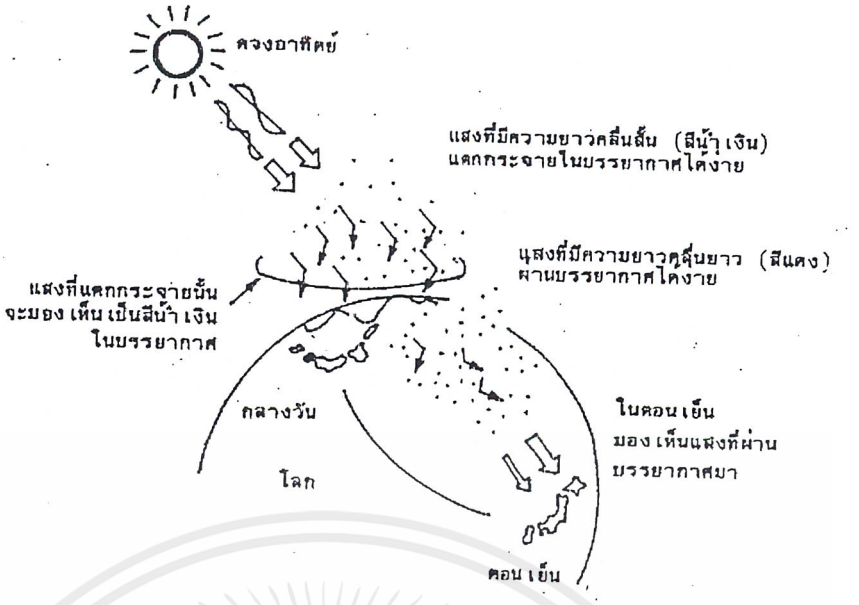
ของโลหะต่างๆออกไปได้ ในปัจจุบันส่วนใหญ่เป็น Hydroxil ION (OH-) นั่นคือกล่าวได้ว่าประวัติศาสตร์ของการทำให้การสูญเสียแสงที่มีอยู่ในเส้นใยแสงให้มีค่าน้อยนั้น เป็นการกำจัด Absorption loss อันเนื่องจาก ION ของโลหะและ Hydroxyl ION เหล่านี้นั่นเองในรูป 2.10 จะเห็นว่าการสูญเสียแสงที่ความยาวคลื่นค่าต่างๆ ของแสงในเส้นใยแสงที่ทำด้วยแก้ว ตัวเลข ค.ศ. ที่ค่าสูญเสียสูงสุดต่างๆนั้นบอกให้ทราบถึงประวัติศาสตร์ของการทำให้การสูญเสียแสงน้อยลง ค่าสูญเสียแสงสูงสุดที่ความยาวคลื่น 0.94 μm, 1.24 μm และ 1.38 μm นั้นเป็นการสูญเสียที่เกิดจากการดูดของ Hydroxyl ION ที่กล่าวมาข้างต้น และส่วนตรงที่เป็นหุบเขา (เรียกว่า Window ของเส้นใยแสง)บริเวณใกล้ๆกับความยาวคลื่น 0.85 μm 1.35 μm และ 1.55 μm (เรียกว่า Windowที่ 1, ที่ 2, ที่ 3) นั้นมีการสูญเสียแสงต่ำ ซึ่งนำมาใช้ในการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง

2.การสูญเสียแสงที่เกิดจากการกระจัดกระจายแสงแบบเรลี่ (Rayleigh Scattering loss)

การสูญเสียแบบนี้เป็นปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้น เมื่อแสงไปกระทบกับวัตถุที่มีขนาดใกล้เคียงกับความยาวคลื่น แล้วทำให้แสงนั้นแตกกระจัดกระจายออกไปในทิศทางต่างๆ ตัวอย่างของปรากฏการณ์เช่นนี้ แสดงดังรูป 2.11 คือการที่เรามองเห็นท้องฟ้าเป็นสีน้ำเงิน, และมองเห็นท้องฟ้าเป็นสีแดงตอนตะวันตกดินนั้น เกิดจากการแตกกระจัดกระจายของแสง ผู้ที่ทำการอธิบายปรากฏการณ์การแตกกระจัดกระจายของแสงนี้คือนักฟิสิกส์ชื่อ Rayleigh ดังนั้นจึงใช้ชื่อของเขาเรียกปรากฏการณ์นี้ว่า Rayleigh Scattering

สำหรับการผลิตเส้นใยแสงนั้น ทำได้โดยการให้ความร้อนประมาณ 2,000 °c แก่แท่งแก้วซึ่งเรียกว่า Preform ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางจากหลายมิลลิเมตรไปจนถึงหลายสิบมิลลิเมตร จากนั้นจึงทำการดึงแท่งแก้วให้เป็นเส้นใยแสงขนาดเล็ก และตอนนี้ต้องทำให้เส้นใยแสงนั้นมีอุณหภูมิลดลงจาก 2,000 °c เป็นอุณหภูมิห้องประมาณ 20 °c อย่างรวดเร็ว โดยการทำเช่นนี้จะทำให้ความไม่สม่ำเสมอของความหนาแน่นที่เกิดขึ้นตอนให้ความร้อน 2,000 °c (หรือนั่นคือ ความไม่สม่ำเสมอของค่าดัชนีการหักเห) ตกค้างอยู่อย่างนั้นในเส้นใยแสง และเป็นสาเหตุทำให้เกิด Rayleigh Scattering ขึ้นในเส้นใยแสง จัดเป็นสาเหตุการเกิดการสูญเสียแสงที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ในขั้นตอนการผลิต ถือเป็นการสูญเสียแสงที่มีประจำอยู่ในตัวของเส้นใยแสง ขนาดของ Rayleigh Scattering loss จะเป็นสัดส่วนกลับกับความยาวแสงยกกำลัง 4 ด้วยเหตุนี้จะเห็นว่าในรูป 2.11 ความยาวของคลื่นแสงที่เดินทางยิ่งมีค่ามาก Rayleigh Scattering จะมีค่าน้อยลง ยกตัวอย่างเช่น เมื่อความยาวคลื่นเป็น 1 μm ค่า Rayleigh Scattering loss จะมีค่าประมาณ 1 dB/km และเมื่อความยาวคลื่นเป็น 1.6 μm ค่า Rayleigh loss จะมีค่าประมาณ 0.1 dB/km

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.11 แสดง scattering ของแสงในบรรยากาศ

นอกจากนั้นขนาดของ Rayleigh Scattering ยังเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิในตอนที่ทำการดึง Preform ให้เป็นเส้นใยแสง ถ้าหากสามารถทำให้อุณหภูมิต่ำลงได้ Rayleigh Scattering loss จะน้อยลง ยกตัวอย่างเช่นอุณภูมิความร้อนที่ใช้ในการดึง glass fiber ที่มีสาร Fluoride ปนอยู่มีค่าประมาณ 700 $^{\circ}$c ทำให้ Rayleigh Scattering loss มีค่าเป็น 1/3 ของ glass fiber ธรรมดา ยิ่งกว่านั้นสำหรับ glass fiber ที่มีสาร Fluoride ปนอยู่ ยังทำให้การสูญเสียแสงที่เกิดจากการดูดแสง Infrared เลื่อนต่ำออกไปในย่านที่มีความยาวคลื่นมากขึ้นดังแสดง window ที่ 3 ของรูป 2.10 จากข้อดีอันนี้ร่วมกับ Rayleigh Scattering loss ที่มีค่าต่ำดังกล่าวข้างบน ทำให้สามารถได้เส้นใยแสงที่มีการสูญเสียต่ำมาก คือประมาณ 10^{-3} dB/km (0.0 1 dB/km)

3.การสูญเสียจากการกระจัดกระจายแสง เนื่องจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแสง (Ununiformity loss)

สำหรับเส้นใยแสงที่สร้างมาจริงๆนั้นจากสาเหตุต่างๆในการสร้างทำให้ไม่สามารถได้เส้นใยแสงที่มีลักษณะกลม 100% นอกจากนั้น Core และ Clad ที่ประกอบกันเป็นเส้นใยแสงก็ไม่สามารถทำให้ได้ลักษณะรูปทรงกระบอกที่สม่ำเสมอกันอย่างสมบูรณ์ ตลอดความยาวของเส้นใยแสงได้ กล่าวคือ ตรงรอยต่อของ Core กับ Clad นั้นจะไม่สม่ำเสมอตลอด กล่าวคือจะมีลักษณะคล้ายถนนขรุขระ เมื่อมีรอยต่อไม่เรียบสม่ำเสมอเช่นนี้จะทำให้เกิดการกระจัดกระจายของแสงดังในรูป 2.9 ทำให้แสงบางส่วนไม่สามารถเดินทางไปใน Core ได้จะกระจายออกไปข้างนอก ดังนั้นรอยต่อที่ไม่เรียบสม่ำเสมอจะทำให้แสงที่เดินทาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เกิดการสะท้อนกลับอย่างสะเปะสะปะทำให้การสูญเสียแสงเพิ่มขึ้น การสูญเสียแสงเช่นนี้เรียกว่าการสูญเสียจากการกระจัดกระจายแสงอันเนื่องมาจากความไม่สม่ำเสมอของโครงสร้างในเส้นใยแสง

4.การสูญเสียจากการกระจายแสงอันเนื่องมาจากการงอโค้งของเส้นใยแสง (Bending loss)

เป็นการสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่อเส้นใยแสงถูกทำให้งอโค้งไป สำหรับการงอโค้งเส้นใยแสงดังแสดงในรูป 2.9 แสงที่มีมุมงอโค้งมากกว่ามุมวิกฤติแล้ว แสงนั้นจะกระจายออกไปนอก Core ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้น ดังนั้นในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง จะต้องระมัดระวังอย่าให้เกิดมีการงอเส้นใยแสงเป็นส่วนโค้งที่มีรัศมีเกินกว่ารัศมีที่ยอมให้งอโค้งได้ เช่นไม่เกิน 40 ม.ม. เป็นต้น

5.การสูญเสียที่เกิดจากการงอโค้งแบบ Micro bending

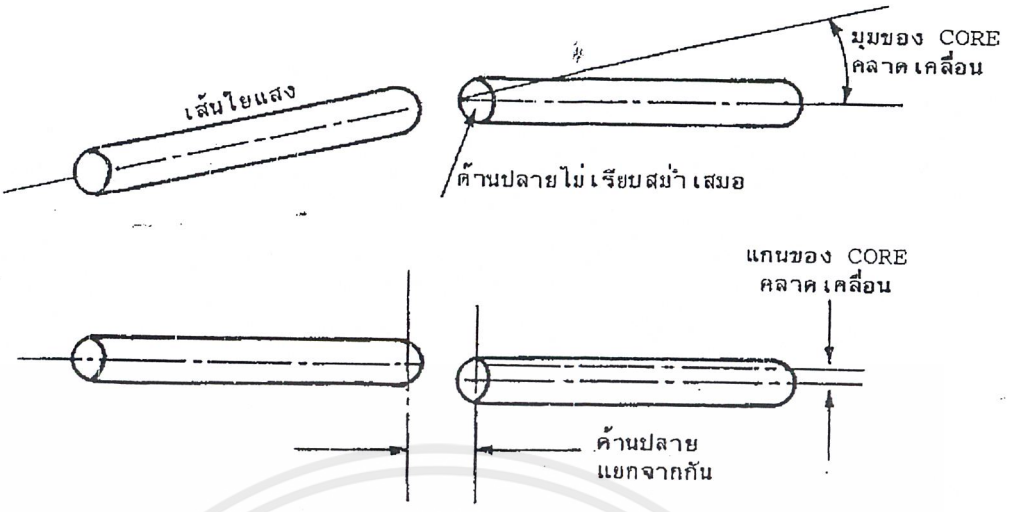
เป็นการสูญเสียที่เกิดจากการที่มีแรงกดที่ไม่สม่ำเสมอมากระทำต่อด้านข้างของเส้นใยแสง ทำให้แกนของเส้นใยแสงบิดงอไปเล็กน้อย (ประมาณ 2,3 μm) เป็นเหตุให้การสูญเสียเพิ่มขึ้น การสูญเสียนี้เรียกว่า Micro bending loss ด้วยเหตุนี้ในการออกแบบโครงสร้างเส้นใยแสงจะต้องทำการป้องกันแรงกดจากทางด้านข้าง เช่นทำชั้น (Layer) ป้องกันการกระแทกหุ้มเส้นใยแสง เป็นต้น

6.การสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง (Connection loss)

การต่อเส้นใยแสงนั้นคล้ายกับการต่อท่อของน้ำประปาหรือท่อแก๊ส กล่าวคือต้องต่อเข้ากันอย่างดีไม่ให้น้ำประปาหรือแก๊สที่อยู่ข้างในท่อรั่วออกไปข้างนอก กรณีที่ทำการต่อเส้นใยแสง 2 เส้นเข้าด้วยกันนั้น อันดับแรกจำเป็นต้องทำการปรับ Core ทั้งสองที่แสงเดินทางผ่านให้ตรงกันพอดี ถ้าหากว่า Core ทั้งสองต่อกันไม่สนิทอย่างสมบูรณ์นั้น แสงที่ออกจาก Core ด้านหนึ่งบางส่วนของมันจะไม่เข้าไปใน Core อีกด้านหนึ่ง แต่จะกระจายออกไปข้างนอกทำให้เกิดการสูญเสีย สาเหตุการเกิดการสูญเสียอย่างนี้แสดงในรูป 2.12 กล่าวคือมีทั้งการคลาดเคลื่อนของแกนของ Core และอื่นๆ แต่สำหรับการสูญเสียนั้นส่วนใหญ่จะมาจากการคลาดเคลื่อนของแกนของ Core อนึ่งตรงส่วนที่ทำการต่อนั้น กรณีที่มีช่องว่าง (Gap) เพียงเล็กน้อยจะทำให้เกิดการสูญเสียจากการสะท้อนกลับถ้าหากช่องว่างโตมากขึ้นกว่านี้ จะเกิดการสะท้อนกลับที่เรียกว่า Fresnel Reflection

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

42210



รูป 2.12 แสดงสาเหตุต่างๆ ของการสูญเสียที่เกิดจากการต่อเส้นใยแสง

7.การสูญเสียที่เกิดจากการเชื่อมต่อระหว่างเส้นใยแสงกับอุปกรณ์กำเนิดแสงและอุปกรณ์รับแสง (Coupling loss)

แสงที่ปล่อยออกจากอุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงนั้น มีเงื่อนไขในการที่จะป้อนแสงเข้าไปในเส้นใยแสง นั่นคือค่า NA (Numerical Aperture) กรณีที่ใช้อุปกรณ์ต้นกำเนิดแสงได้แก่ Laser Diode (LD) หรือ Light Emitting Diode (LED) จะมีความแตกต่างกันทางความกว้างของลำแสงที่ปล่อยออกมาจากต้นกำเนิดแสง ถึงแม้จะใช้เลนส์รวมแสงแล้วก็ตาม LD จะมีการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงน้อยกว่า นอกจากนั้นโครงสร้างของเส้นใยแสงที่จะถูกป้อนแสงเข้าไปนั้น ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของ Core ของเส้นใยแสงแบบ SM และแบบ GI จะมีค่าต่างกันทำให้ขนาดของการสูญเสียของการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงมีค่าต่างกันไปด้วย

เกี่ยวกับการสูญเสียของการเชื่อมต่อแสงระหว่างเส้นใยแสงกับอุปกรณ์รับแสงนั้น เส้นใยแสงที่มี NA มาก นั่นคือแสงที่ออกจากเส้นใยแสงแบบ GI จะมีลำแสงที่ออกจากเส้นใยแสงแบบ SM ทำให้การสูญเสียแสงมีมากกว่า

2.3 แหล่งกำเนิดแสง (Light Source)

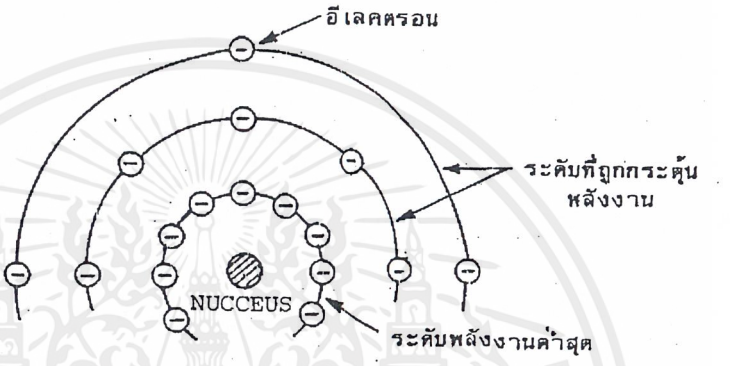
เส้นใยแสงถ้าหากเปรียบเทียบกับอวัยวะในร่างกายของคนเราแล้ว สามารถกล่าวได้ว่ามันทำหน้าที่เป็นเสมือนเส้นโลหิต และแสงที่เดินทางในเส้นใยแสงเปรียบเสมือนโลหิตที่ไหลในเส้นโลหิตนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนที่ทำหน้าที่เป็นเหมือนหัวใจซึ่งผลิตแสง (โลหิต) ออกมาได้แก่อุปกรณ์กำเนิดแสง (ตัวเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง) ซึ่งจะกล่าวถึงโครงสร้างและการทำงานในการเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสงต่อไป

2.3.1 โครงสร้างของการกำเนิดแสง

โดยทั่วไปแล้วอะตอม (Atom) ที่ประกอบอยู่ในสารต่างๆ (ก๊าซ,ของเหลว,ของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูป 2.13 นั่นคือมีส่วนที่เป็น Nucleus อยู่ตรงกลางและรอบๆ Nucleus จะมีอีเลคตรอน (Electron) จำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบ Nucleus โดยมีระยะห่างที่แน่นอน

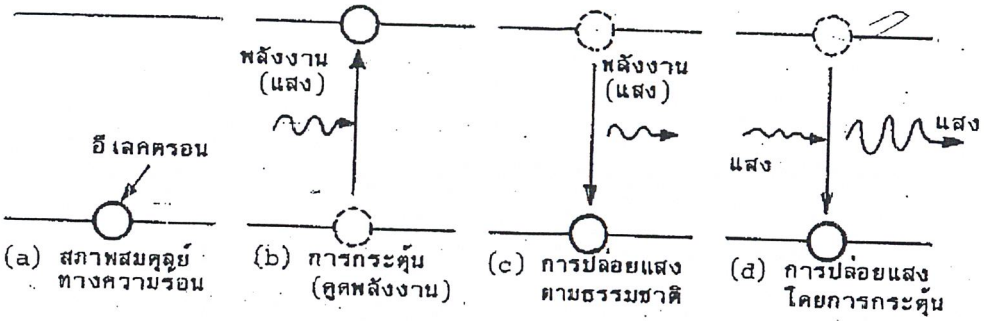


รูป 2.13 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของอะตอม

อีเลคตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วน กับระยะทางจาก Nucleus (พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลังงานหรือ Energy Level) ระดับพลังงานที่อยู่ต่ำสุดเรียกว่า Ground State Level และระดับพลังงานที่สูงกว่านี้เรียกว่า Stimulated Level จำนวนอีเล็คตรอนที่มีอยู่ในระดับพลังงานนั้นจะมีจำนวนแน่นอนขึ้นอยู่กับชนิดของสาร แต่โดยปกติแล้วอีเลคตรอนจะออกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ อันนี้เป็นคุณสมบัติโดยธรรมชาติของอีเลคตรอน

สมมุติว่ามีอีเลคตรอนอยู่ในระดับพลังงาน 1 (ระดับพลังงานต่ำ) และไม่มีอีเลคตรอนอยู่ในระดับพลังงาน 2 (ระดับพลังงานสูง) เลยดังรูป 2.14(a) ในสภาพนี้ถ้าหากให้พลังงานที่มีค่าเท่ากับผลต่างของระดับพลังงานทั้งสอง (นั่นคือถ้า E_1 เป็นพลังงานของระดับพลังงาน 1 และ E_2 เป็นพลังงานของระดับพลังงาน 2 จะได้ผลต่างเป็น E_2- E_1) แล้วอีเลคตรอนจะดูดเอาพลังงานนี้และจะเลื่อนจากระดับพลังงานต่ำ E_1 ขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูง E_2 ดังรูป 2.14(b) การให้พลังงานจากภายนอกแก่อีเลคตรอนเพื่อทำให้มันเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ระดับพลังงานสูงนี้เรียกว่า การกระตุ้น (Stimulation) และการที่อีเลคตรอนเลื่อนไปยังระดับพลังงานอื่นนั้นเรียกว่าการถ่ายเท (Transfer)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.14 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการ Transfer

และเมื่อปล่อยอีเลคตรอนที่อยู่ในสภาพเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง E_2 ไว้อย่างนั้นมันจะถูก Nucleus ดึงกลับมาอยู่ในสภาพเดิมซึ่งเรียกว่า Stable State ดังรูป 2.14(a) อีก ในการที่อีเลคตรอนกลับลงมาสู่สภาพเดิม นั่นคือลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 นั้นจะเหมือนกันกับกระแสน้ำที่ไหลจากที่สูงสู่ที่ต่ำ อีเลคตรอนจะปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (Natural Emission) กรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสงจะเรียกว่า Natural Light Emission อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงธรรมชาตินี้ได้แก่หลอดนีออนและไดโอดกำเนิดแสง (Light Emitting Diode : LED) จากทฤษฎีของ Quantum Dynamics ความยาวคลื่นแสงที่ได้จากการปล่อยแสงออกมานี้หาได้จากสมการต่อไปนี้

$$\lambda = ch/(E_2-E_1)$$

ในที่นี้ λ : ความยาวคลื่นแสง (เมตร)

c : ความเร็วของแสง ($= 3 \times 10^8$ m/sec)

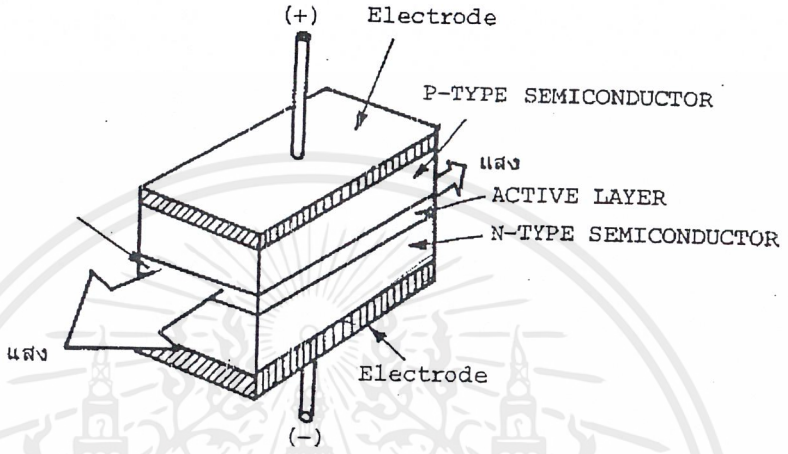
h : PLANK Constant มีค่า $= 6.625 \times 10^{-34}$ Joule.sec

ถ้าป้อนแสงที่มีพลังงานเท่ากับ E_2-E_1 ที่ใช้ในการกระตุ้นอีเลคตรอนให้ไปอยู่ในระดับพลังงานสูงดังรูป 2.14(b) อีเลคตรอนที่อยู่ในระดับพลังงาน E_2 ซึ่พยายามที่จะกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 อยู่แล้วนั้นก็จะดูดพลังงานของแสงที่ป้อนให้นี้ไว้ และกลับลงมาสู่ระดับพลังงานต่ำ E_1 ในลักษณะถูกบังคับให้ลงมาเร็วกว่ากำหนดดังรูป2.14(d)ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่า การกระตุ้นให้ปล่อยแสง (Stimulated Emission) และพลังงานแสงที่เกิดขึ้นในกรณีนี้จะมีค่ามากกว่า กรณีของ Natural Emissin และแสงที่ได้เรียกว่า Stimulated Emission Light อุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้หลักการ Stimulated Emission นี้ได้แก่ LASER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.2 โครงสร้างของ Laser Diode (LD)

โดยทั่วไปแล้ว LD จะมีโครงสร้างเป็น 3 ชั้น (Three Layers) ดังแสดงในรูป 2.15 ในการทำให้เกิด Laser Oscillation นั้นคือส่วนที่ทำหน้าที่เป็น Resonator ซึ่งเรียกว่า Active Layer ซึ่งมีตำแหน่งอยู่ระหว่าง P-type Semiconductor กับ N-type Semiconductor

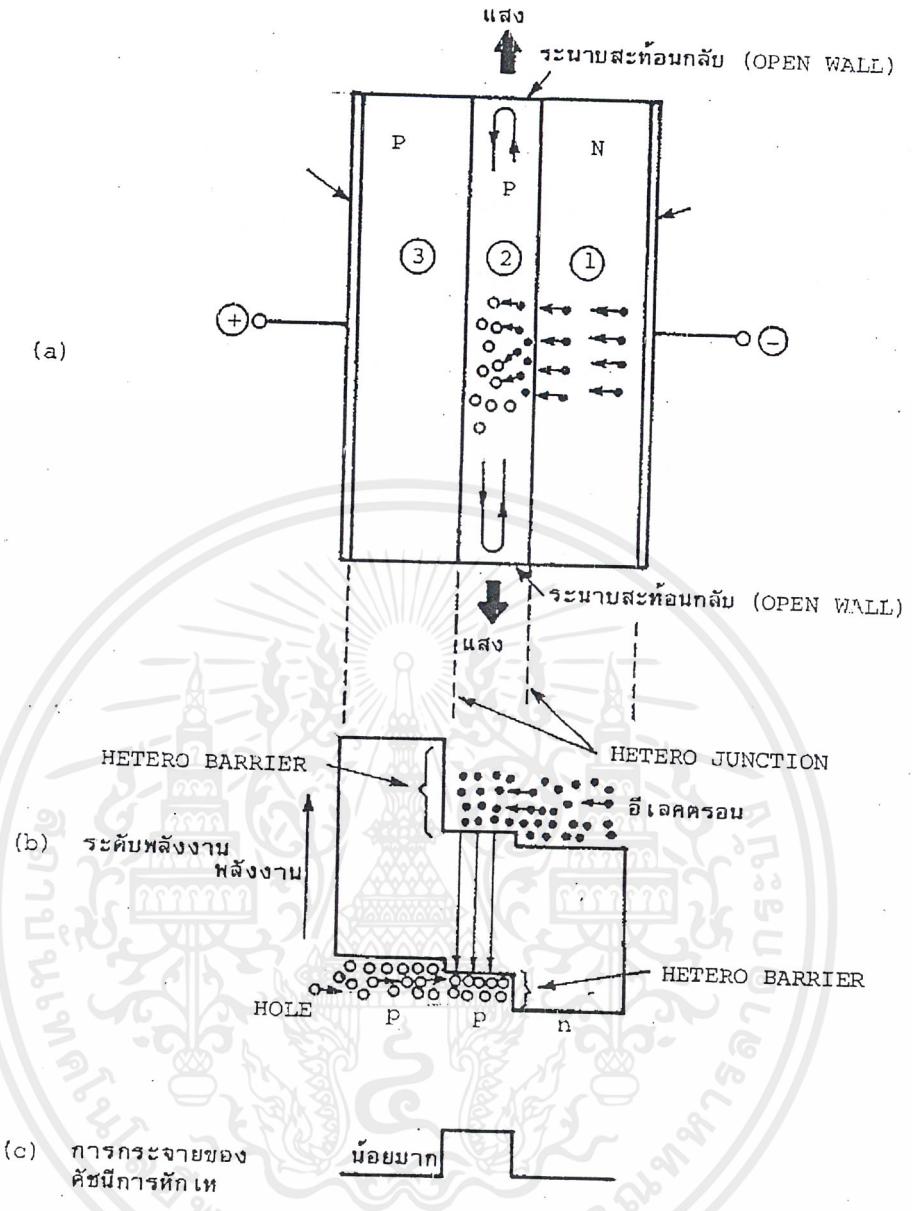


รูป 2.15 แสดงโครงสร้างทั่วไปของ LD

จากรูป 2.15 ถ้าหากทำให้กระแสไหลจากขั้ว +ไปยังขั้ว – (ทำการฉีดกระแส : Current Injection) จะเกิดแสง Laser ออกมาในทิศทางที่แสดงด้วยลูกศร เกี่ยวกับวิธีการเกิด Oscillation ของ LD นั้นอธิบายได้โดยเน้นตรงบริเวณชั้นทั้ง 3 ของ P-type, N-type และ Active Layer นี้สำหรับโครงสร้างของสารกึ่งตัวนำอย่างนี้เรียกว่า Double Hetero Junction คำว่า Double Hetero Junction นั้นหมายความว่า Junction ของ Layer ของสารที่มีส่วนประกอบต่างกันนั้นมี 2 ด้าน โครงสร้าง, ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของ LD แสดงดังรูป 2.16

ในการทำให้เกิดLaser Oscillation นั้นจะต้องทำให้ผลต่างระหว่างระดับพลังงานของ Conduction Band ของ P-type Semiconductor และ Conduction Band ของ Active Layer มีค่ามากพร้อมทั้งทำให้ผลต่างระหว่างพลังงานของ Conduction Band กับ Valence Band ของ P-type Semiconductor มีค่ามากด้วย นอกจากนั้นยังจะต้องทำให้ระดับพลังงานของ Valence Band ของ N-type Semiconductor มีค่าต่ำกว่าระดับพลังงานของ Valence Band ของ Active Layer ด้วย จากนั้นจึงนำมาเชื่อมต่อกันจะได้ระดับพลังงานดังแสดงในรูป 2.16(b) เมื่อทำให้มีกระแสไหลใน Semiconductor ที่มีการเชื่อมต่อกันในลักษณะที่กล่าวข้างต้น โดยให้มีทิศทางไหลจาก P-type ไปหา N-type จะเป็นผลให้อิเลคตรอนส่วนเกินที่มีอยู่ใน N-type (แสดงด้วย (1) ในรูป) ดังแสดงในรูป 2.16(a) เคลื่อนที่ไปยัง P-type และhole ส่วนเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



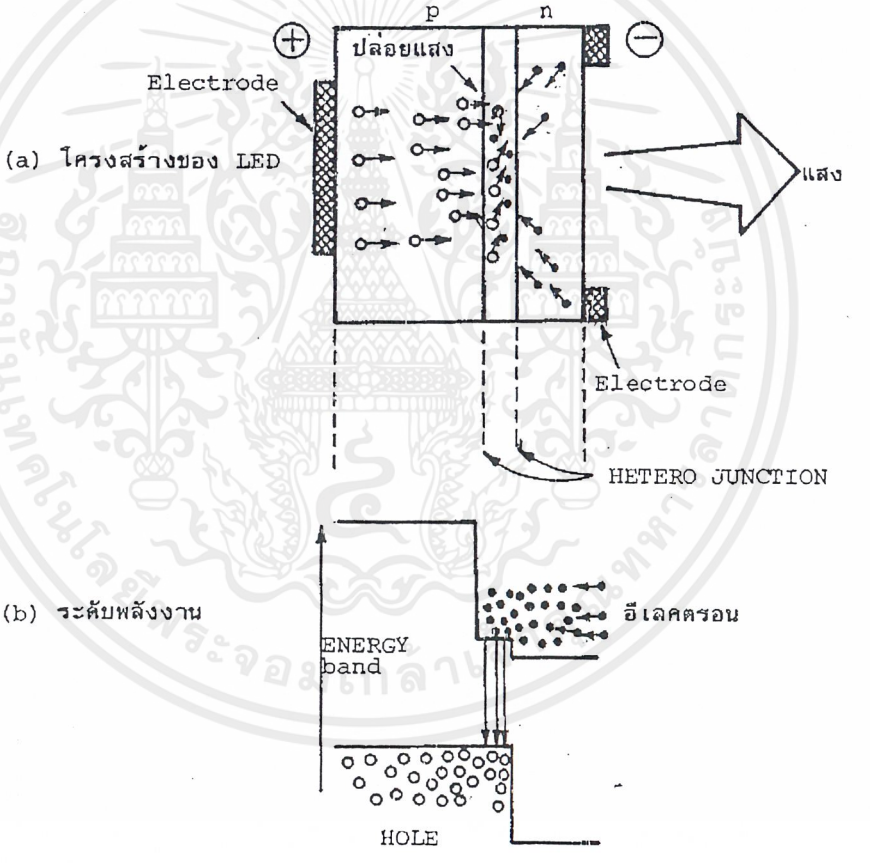
รูป 2.16 แสดงโครงสร้าง ระดับพลังงานและลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าดัชนีการหักเหของ LD

ที่มีอยู่ใน P-type (แสดงด้วย (3) ในรูป) เคลื่อนที่ไปยัง N-type ผลของการเคลื่อนที่ของอีเลคตรอนและ hole เหล่านี้ทำให้เกิดอีเลคตรอนและ hole อยู่ภายใน Active Layer (แสดงด้วย (2) ในรูป และโดยทั่วไป Active Layer นี้จะใช้สาร P-type) เมื่อมาถึงจุดนี้ให้สังเกตุดูระดับพลังงานของ Layer ทั้ง 3 ที่แสดงในรูป 2.16(b) จะเห็นว่าเกิดมีกำแพงของพลังงาน (เรียกว่า Hetero Barrier)ขึ้น ทำให้อีเลคตรอนและhole ที่เคลื่อนที่ไปนั้นถูกกักขังอยู่ใน Active Layer เป็นผลให้เกิดสภาพ Inversion Distribution ได้อย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.3 โครงสร้างของ LED (Light Emitting Diode)

โครงสร้างพื้นฐานของ LED เหมือนกันกับของ LD กล่าวคือเป็น Double Hetero Junction อีเลคตรอนที่ไหลผ่าน P-N Junction จะไปรวมกับ hole ภายใน Active Layer เช่นเดียวกันกับกรณีของ LD ดังแสดงในรูป 2.17(a) และจะเกิดการปล่อยแสงขึ้นภายใน Active Layer เนื่องจากถูกกักด้วยกำแพงของ Hetero Junction แต่สำหรับกรณีของ LED นั้นโครงสร้างของมันไม่มีการขยาย Oscillation ของแสงเหมือนอย่าง LD (ไม่มีระนาบแสงสะท้อน) แสงที่ปล่อยออกมาตรงส่วนที่อยู่ห่างจากด้านข้างนั้นจึงออกจากด้านข้างได้ยาก ด้วยเหตุนี้ LED ทั่วไปจึงให้แสงปล่อยออกมาข้างนอกจากด้านหน้าที่ต่อกับขั้วไฟฟ้า ดังรูป 2.17(a)



รูป 2.17 แสดงโครงสร้างและระดับพลังงานของ LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 คุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์กำเนิดแสง

คุณสมบัติต่างๆที่ต้องการจากอุปกรณ์กำเนิดแสง ได้แก่ คุณสมบัติการผสมของแสงกับไฟฟ้า นั่นคือ output power ของแสง, ความเป็นเส้นตรงหรือ (Linearity), ความกว้างของ Spectrum ของแสง, ความเร็วในการตอบสนองต่อความถี่ (Frequency Response Speed) เป็นต้น ในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์กำเนิดแสงจะมีความยาวแสงจำนวนหนึ่งปนอยู่ ดังนั้นจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห์ (Carrier Wave) สำหรับ Frequeny Modulation, Phase Modulation ของสัญญาณไฟฟ้าได้เหมือนอย่างที่ใช้ในการส่ง Multiplex ในระบบการส่งสัญญาณ Analog ของ Carrier Transmission, Microwave Transmission ที่ใช้กันอยู่ทั่วไป แต่จะใช้การผสมที่เรียกว่า Intensity Modulation ซึ่งทำการผสมโดยตรงกับความเข้มของแสง

ตาราง 2.3 การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆ ของอุปกรณ์ปล่อยแสง

หัวข้อ	LED	LD
Output Power ของแสง	2.5 mW	10 mW
Input power ของแสงในเส้นใยแสง	$\leq$ 0.05 mW	$\leq$ 3 mW
ความกว้างของ Spectrum ที่จุด Powerตกลงครึ่งหนึ่ง(ตอน Modulation)	100 nm	3 nm
Frequency Response Speed	$\leq$ หลายร้อย MHz	$\leq$ หลาย GHz
อายุการใช้งาน	$\leq 10^6$ ชั่วโมง	$\leq 10^6$ ชั่วโมง

จากตารางนี้จะเห็นว่าเกี่ยวกับ Output Power ของแสงนั้น LD จะมีค่ามากกว่า เพราะมีการ Oscillation และการขยายของแสงและเกี่ยวกับ Input Power ที่ป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงก็เช่นกัน เนื่องจาก LD มีคุณสมบัติของทิศทางของแสง(Directivity) ดีกว่า เป็นผลให้มีการสูญเสียการเชื่อมแสงกับเส้นใยแสงต่ำ ทำให้ Power ของแสงป้อนเข้าไปในเส้นใยแสงได้มาก

LED มี Spectrum ของแสงกว้างเนื่องจาก แถบพลังงานเป็นช่วงกว้าง แต่ LD นั้นมีพลังงานเป็นช่วงแคบเนื่องมาจากขบวนการ Oscillation ทำให้มี Spectrum ของแสงแคบ นอกจากนั้นการทำงานสว่างดับ (กระพริบ) ของแสงนั้น ถ้าความหนาแน่นของกระแสมีมากเท่าไรจะทำให้ค่าเฉลี่ยของเวลาการรวมกันของอีเลคตรอนกับ hole มีค่าน้อยลงเท่านั้น เนื่องจากความหนาแน่นของกระแสที่ใช้กระตุ้นของ LD มีค่ามากกว่า จึงทำให้ LD มี Frequency Response Speed มากกว่า LED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

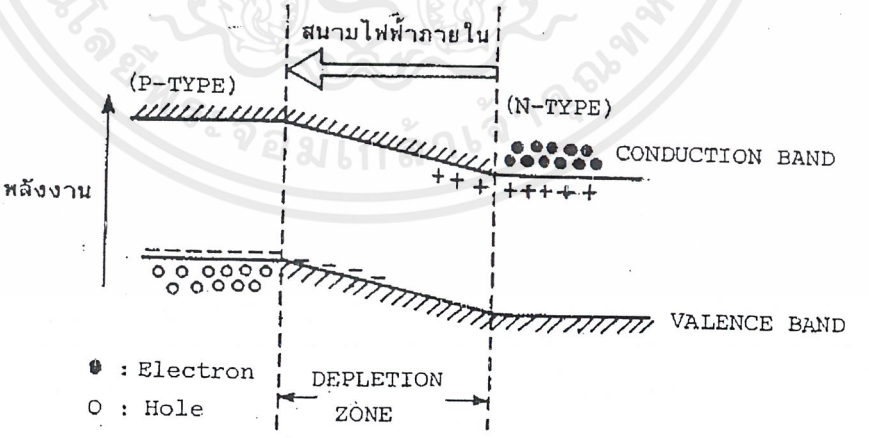
2.4 อุปกรณ์รับแสง

การรับแสงหมายถึงการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า ในการทำงานนี้แบ่งออกเป็น 2 วิธีคือ วิธีแรกเป็นการเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นไฟฟ้าโดยตรงเรียกว่า Photo Electric Effect อีกวิธีหนึ่งทำได้โดยการเปลี่ยนพลังงานแสงให้เป็นพลังงานความร้อนก่อนแล้วจึงเปลี่ยนเป็นไฟฟ้า เรียกว่า Thermal Effect ซึ่งวิธีนี้จะมีการตอบสนองช้ามากและความไวไม่ดี จึงไม่นิยมนำมาใช้กับการสื่อสารด้วยแสง

2.4.1 การทำงานของการรับแสง

หลักการของ Photo Electric Effect นั้นเมื่อมีแสงมาตกกระทบสารกึ่งตัวนำอีเลคตรอนที่อยู่ใน Valence Band จะเลื่อนขึ้นไปอยู่ที่ Conduction Band แต่การเลื่อนขึ้นไปนี้เป็นแต่เพียงอีเลคตรอนเคลื่อนที่ไปเท่านั้น และในที่สุดมันจะไปรวมกันใหม่กับ hole ใน Valence Band อีกทำให้ไม่ได้รับ Photo Electric Effect ด้วยเหตุนี้เพื่อที่จะเปลี่ยนแสงให้เป็นไฟฟ้าจะต้องใช้สภาพการแยกกันของอีเลคตรอนกับhole ก่อนที่มันจะรวมกัน

สำหรับอุปกรณ์รับแสงสารกึ่งตัวนำ ก็เช่นเดียวกันกับอุปกรณ์กำเนิดแสง นั่นคือเพื่อที่จะแยกอีเลคตรอนกับ hole นั้นโดยทั่วไปใช้ PN-Junction ที่รอยต่อของ P-N นั้นจะเกิดสนามไฟฟ้าในที่ว่าง (Space Electric Field) ขึ้น แต่มันจะถูกดึงด้วยอีเลคตรอนของ N-type และ hole ของ P-type ซึ่งมีประจุไฟฟ้าเป็น – และ + เป็นผลให้เกิดบริเวณที่ไม่มีอีเลคตรอนและ hole ขึ้นตรงรอยต่อบริเวณนี้เรียกว่า Depletion Zone ดังรูป 2.18



รูป 2.18 แสดง Depletion Zone

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในสภาพอย่างนี้เมื่อมีแสงมากระทบจากทางด้านบริเวณ P-type แสงนั้นจะถูกดูด พร้อมทั้งเคลื่อนที่ไปทางบริเวณ N-type แต่ที่ Depletion Zone อีเลคตรอนและ hole ที่เกิดจากการดูดพลังงานจากแสงจะถูก Space Electric Field แยกไปในทิศทางตรงกันข้ามกล่าวคือ อีเลคตรอนไปทางด้าน N และholeไปทางด้านP อนึ่งที่บริเวณซึ่งอยู่ห่างจาก Depletion Zoneนั้น เนื่องจากไม่มีสนามไฟฟ้า อีเลคตรอนและ hole ที่เกิดจาก Photo Electric Effect จะรวมตัวกันใหม่ในระหว่างเคลื่อนที่ แต่สำหรับอีเลคตรอนและ hole ที่เคลื่อนที่ไปใน Space Electric Field แล้วนั้นจะสามารถเข้าไปยังบริเวณตรงกันข้ามได้ ผลที่ได้คือ จะเกิดแรงดันไฟฟ้าที่เป็นสัดส่วนกับปริมาณของ อีเลคตรอนและ hole ที่ถูกแยกขึ้น ระหว่างปลายทั้งสองของ P-type และ N-type ถ้าหากนำวงจรภายนอกมาต่อกับปลายทั้งสองนี้จะทำให้อีเลคตรอนและ hole สามารถรวมตัวกันได้โดยผ่านวงจรภายนอก นั่นคือมีกระแสไหลนั่นเอง กระแสที่เกิดที่ Depletion Zone เรียกว่า Drift Currrent ส่วนกระแสที่เกิดตรงบริเวณที่อยู่ห่างจาก Depletion Zone เรียกว่า Diffusion Current และกระแสนี้เป็นหลักการของการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า

2.4.2 โครงสร้างของอุปกรณ์รับแสง

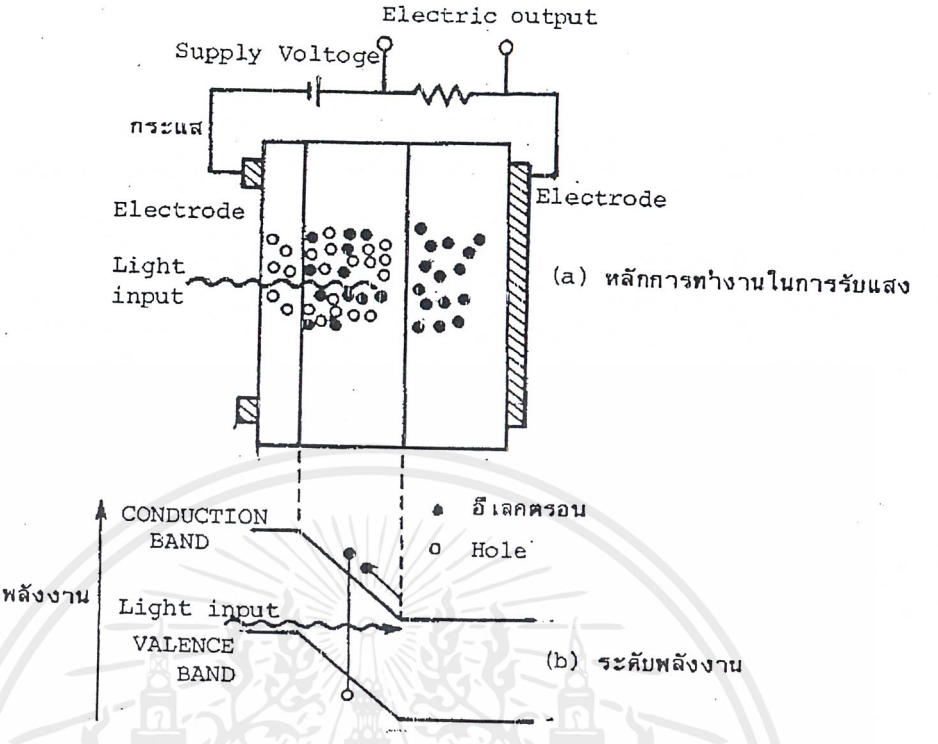
ในการออกแบบระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสงนั้นจะต้องเลือกอุปกรณ์รับแสงที่เหมาะสมกับความยาวคลื่นที่ใช้ เช่นเดียวกับอุปกรณ์กำเนิดแสง สำหรับย่านความยาวคลื่นที่ต่ำกว่า 1 μm จะใช้สาร Si (Silicon) สำหรับย่านความยาวคลื่นจาก 1~1.7 μm ใช้ Ge (Germanium) เป็นส่วนใหญ่

อุปกรณ์รับแสงที่เป็นสารกึ่งตัวนำแบ่งออกเป็น 2 พวกใหญ่ๆ ตามปริมาณแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้จากภายนอกคือ Photo Diode (PD) กับ Avalanche Photo Diode (APD) พวก PD นั้นเป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณน้อย ส่วนพวก APD เป็นพวกที่ได้รับการป้อนแรงดันไฟฟ้าปริมาณมาก

ตัวอย่างของ PD คือ PIN - PD ดังแสดงในรูป 2.19 PIN หมายถึงว่า ในระหว่างสารกึ่งตัวนำ P-type และ N-type มีสารกึ่งตัวนำแบบที่เรียกว่า Intrinsic : I คั่นอยู่ ตามที่ได้กล่าวมาแล้วว่า Drift Current นั้นเกิดขึ้นใน Depletion Zone และผลของสนามไฟฟ้าทำให้มีการตอบสนองเร็ว แต่ในทางตรงกันข้าม Diffusion Current ที่เกิดขึ้นภายนอก Depletion Zone นั้น มีการตอบสนองช้า ดังนั้นถ้าความกว้างของ Depletion Zone ยิ่งกว้างมากเท่าใด Quantum Efficiency และความเร็วของการตอบสนองความถี่ยิ่งดีขึ้น ความกว้างของ Depletion Zone นี้ถ้าลวามหนาแน่นของอีเลคตรอนและhole ของ P-type ยิ่งต่ำจะยิ่งกว้าง ดังนั้นสารกึ่งตัวนำแบบ I ที่คั่นกลางระหว่าง P-type กับ N-type จึงมีหน้าที่เพื่อทำให้ความกว้างของ Depletion Zone กว้างขึ้นนั่นเอง เนื่องจาก PD ที่ใช้ในระบบการสื่อสารนั้นโดยทั่วไปต้องการความเร็วในการตอบสนองสูง ดังนั้นส่วนใหญ่จะใช้ PIN – PD

อนึ่ง APD นั้นใช้ปฏิกิริยาการขยาย Avalanche ของอีเลคตรอน และ hole ในสารกึ่งตัวนำ เมื่อเปรียบเทียบกับ PD แล้วเป็นอุปกรณ์รับแสงที่ให้กระแสจำนวนมาก หลักการทำงานของ APD แสดงดัง

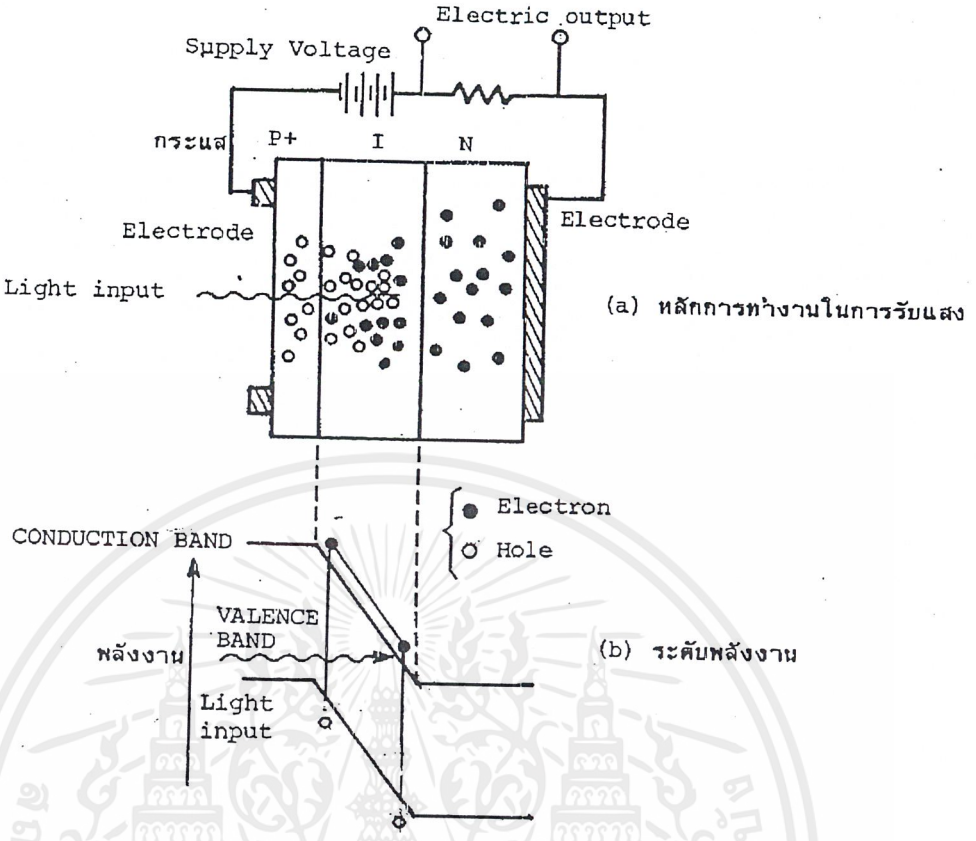
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.19 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ PIN – PD

รูป 2.20 สำหรับโครงสร้างนั้นส่วนใหญ่ทางด้าน P ของ PN –Junction จะมีสารกึ่งตัวนำแบบ P-type ที่มีความหนาแน่นของ hole สูงติดอยู่ (ส่วนที่แสดงด้วย P+ ในรูป) โดยการทำเช่นนี้จะทำให้สนามไฟฟ้าภายในของบริเวณใกล้ๆรอยต่อที่มี P-Layer เป็นศูนย์กลางมีค่ามาก อีเลคตรอนที่ดูดแสงที่มาตกกระทบจากด้าน P+ และถูกกระตุ้นจาก Valence Band ไปยัง Conduction Band ในระหว่างที่มันได้รับอัตราเร่งและผ่าน P-Layerนั้น มันจะได้รับพลังงานจำนวนมากกว่าผลต่างของพลังงานของ Conduction Band กับ Valence Band จากผลนี้ทำให้สามารถกระตุ้นอีเลคตรอนที่อยู่ใน Valence Band และทำให้เกิดอีเลคตรอนกับ hole ใหม่ได้ และอีเลคตรอนกับ hole ใหม่นี้ ยังถูกสนามไฟฟ้าเร่งอัตราเร่งให้อีก ทำให้เกิดอีเลคตรอนกับ hole ใหม่ออกมาอีก เมื่อขบวนการนี้เกิดอย่างต่อเนื่องกัน จำนวนของอีเลคตรอนกับ hole จะเพิ่มขึ้นเป็นจำนวนมากมาย (Avalanche) เป็นผลให้เกิดการขยายที่เรียกว่า Avalanche Multiplication ผลนี้ทำให้กระแสถูกขยายนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.20 แสดงหลักการทำงานการรับแสงและระดับพลังงานของ APD

2.4.3 คุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง

ประสิทธิภาพของอุปกรณ์รับแสงประเมินจากคุณสมบัติต่างๆ ได้แก่ Quantum Efficiency ซึ่งแสดงว่าแสงที่รับมานั้นถูกเปลี่ยนเป็นไฟฟ้าได้มากเท่าไร ความไวการรับแสง (ระดับแสงต่ำสุดที่ต้องการสำหรับการส่งที่มีคุณภาพ) ซึ่งเป็นองค์ประกอบที่สำคัญในการออกแบบระยะการถ่ายทอดของระบบการสื่อสารด้วยเส้นใยแสง สัญญาณรบกวน (Noise) ที่เกิดขึ้นและความรวดเร็วของการตอบสนองการทำงาน สำหรับ Quantum Efficiency กำหนดจากสารและโครงสร้างของอุปกรณ์รับแสงแต่สำหรับความไวการรับแสงนั้นจะเกี่ยวข้องกับขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้

เนื่องจาก APD ใช้ปรากฏการณ์การขยาย Avalanche ดังนั้นจึงมีความไวสูงประมาณ 10~20 dB (10~100 เท่า) เมื่อเทียบกับ PD ความเร็วในการตอบสนองความถี่ เป็นสิ่งที่กำหนดจากเวลาที่มีสัญญาณแสงเข้ามา จนกระทั่งเกิดปรากฏการณ์ดูดแสง แต่ในปัจจุบันเนื่องจากทั้ง PD และ APD สามารถตอบสนองความเร็วได้ถึงหลาย GHz จึงไม่มีปัญหาในการใช้งาน การเปรียบเทียบคุณสมบัติต่างๆของ PD กับ APD แสดงดังตาราง 2.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตาราง 2.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของอุปกรณ์รับแสง

หัวข้อ	PD	APD
Quantum Efficiency	~ 80%	~ 80%
ความไวในการรับแสง (1)	-15~20 dBm	-30~40 dBm
ความเร็วการตอบสนองความถี่	~ หลาย GHz	~ หลาย GHz
อัตราการขยาย	1	~500
ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ทำงาน	0~20 V	30~200 V

(1) เป็นค่าตรงจุดที่ code error rate เป็น 10^{-11}

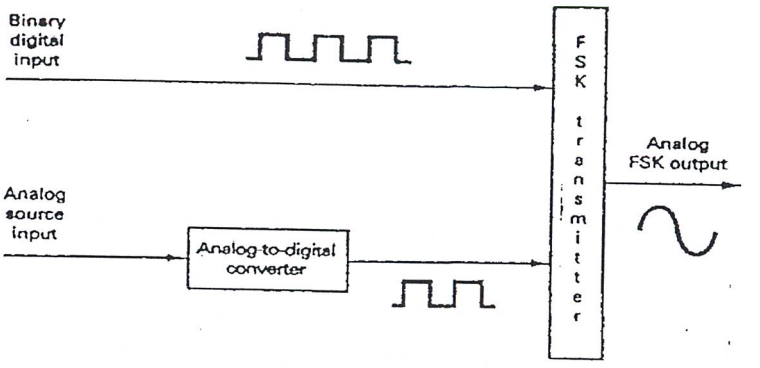
2.5 Frequency Shift Keying (FSK)

Frequency Shift Keying (FSK) เป็นดิจิตอลมอดูเลตชนิดหนึ่ง ซึ่งมีหลักการที่ว่าเมื่อข้อมูลที่เป็นสัญญาณดิจิตอลที่มีลักษณะเป็นข้อมูลไบนารี จะทำให้ความถี่เลื่อนหรือเบี่ยงเบนไปตามการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีที่เข้ามา ดังนั้นสัญญาณทางเอาท์พุทของตัวกำเนิด FSK จะอยู่ในรูปของความถี่ที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่อง (Frequency Continuous)

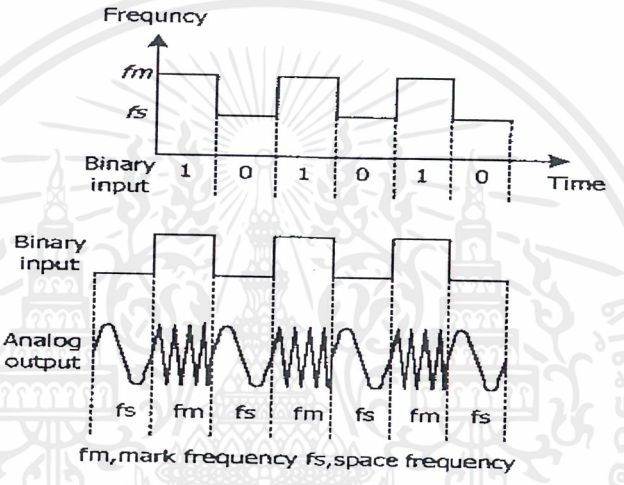
2.5.1 ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (FSK Generator)

ตัวกำเนิดสัญญาณฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง ก็คือ ตัวส่งสัญญาณฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (FSK Transmitter) จากหลักการของ FSK ข้างต้น เมื่อข้อมูลไบนารีด้านอินพุทเปลี่ยนแปลงจากสถานะโลจิก "1" เป็นโลจิก "0" (หรือในทางกลับกันคือโลจิก "0" เป็นโลจิก "1") สัญญาณเอาท์พุทจาก FSK ก็จะเลื่อนความถี่ระหว่างสองความถี่ด้วยกัน คือ ความถี่โลจิก "1" หรือ Mark Frequency (fm) และความถี่ที่โลจิก "0" หรือ Space Frequency (fs)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 ตัวกำเนิดสัญญาณ FSK



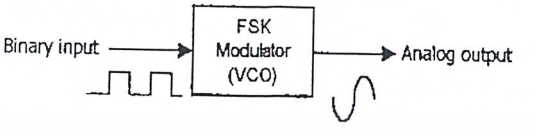
รูปที่ 2.22 อินพุทและเอาท์พุทของตัวกำเนิดสัญญาณ FSK

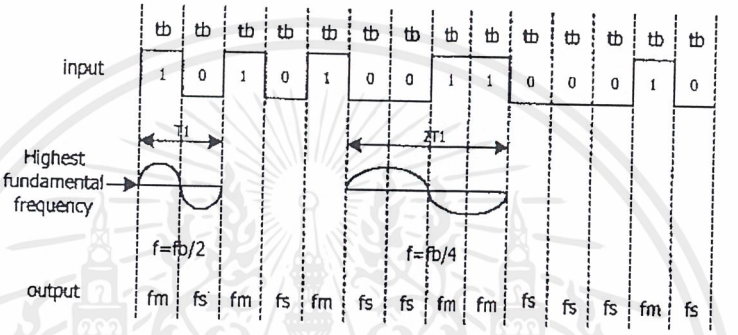
การเปลี่ยนแปลง (หรือการเลื่อน) ของความถี่แต่ละครั้ง จะเกิดขึ้นเมื่อสถานะของโลจิกด้านสัญญาณเข้าเปลี่ยนแปลงนั่นคือ อัตราการเปลี่ยงแปลงของสัญญาณออกจะเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเข้า ซึ่งในดิจิตอลมอดูเลชั่นนั้น อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านอินพุทของ FSK Generator จะเรียกว่า อัตราบิท หรือ Bit Rate มีหน่วยเป็นบิทต่อวินาที (bps) ส่วนอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณด้านเอาท์พุทของ FSK Generator เรียกว่า อัตราบอร์ด หรือ Baud Rate ดังนั้นในการส่งข้อมูลด้วยเทคนิค FSK อัตราบิทจะเท่ากับอัตราบอร์ดเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 แบนวิดท์ของสัญญาณฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง (FSK Bandwidth)

ในระบบการสื่อสารข้อมูลด้วยสัญญาณอนาล็อกหรือสัญญาณความถี่ แบนด์วิดท์ (Bandwidth) เป็นสิ่งที่ต้องพิจารณาเป็นอันดับแรก เนื่องจากวิธีการของ FSK อยู่บนพื้นฐานอันเดี่ยวกันกับวิธีการของ FM ดังนั้นการอธิบายถึงสูตรต่างๆก็จะใช้หลักการของ FM ทุกอย่าง





รูปที่ 2.23 FSK Modulator

จากรูปที่ 2.23 แสดงถึงตัว FSK Modulator ซึ่งใช้หลักการเดียวกับเอฟเอ็มมอดูเลเตอร์ คือ ใช้หลักการของ VCO (Voltage Control Oscillator) จะเห็นว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วที่สุดของสัญญาณอินพุทจะเกิดขึ้นเมื่อข้อมูลไบนารีมีลักษณะเป็น “1” และ “0” สลับกัน ซึ่งก็คือสัญญาณสี่เหลี่ยมนั่นเอง (Square Wave) ตามรูปที่ 2.23 เป็นสัญญาณในช่วง T_b

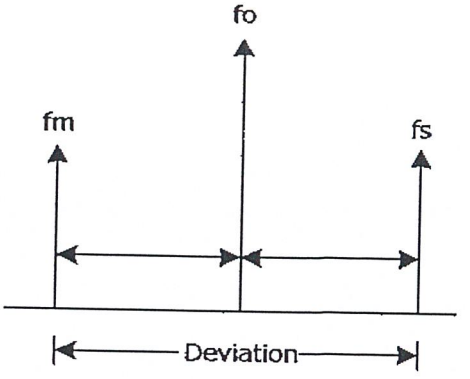
ความถี่หลักของคลื่นสี่เหลี่ยมจะเท่ากับครึ่งหนึ่งของ Bit Rate ดังนั้นถ้าพิจารณาเฉพาะความถี่หลักเพียงอย่างเดียว ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิตอลที่ต้องการนำมามอดูเลตแบบ FSK จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของ Bit Rate คือ

$$F_{amax} = \text{Bit Rate} / 2$$

เมื่อ F_{amax} = ความถี่สูงสุดของสัญญาณดิจิตอลที่จะนำมามอดูเลต

ความถี่กลาง (Center Frequency = fo) ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์จะอยู่ในตำแหน่งกลางระหว่าง fm กับ fs ดังแสดงในรูปที่ 2.24

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 การเบี่ยงเบนความถี่

โลจิก "1" ด้านอินพุทจะเลื่อนความถี่ของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์จาก fo ไปเป็น fs จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุทจาก "1" ไป "0" หรือ "0" ไป "1" จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของวงจรแรงดันควบคุมออสซิลเลเตอร์ เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไปมาระหว่าง fm กับ fs

เนื่องจากได้กล่าวมาแล้วว่า ฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง นั้นก็คือ การมอดูเลตแบบ FM ดังนั้นดัชนี - การมอดูเลต (Modulate Index = MI) ใน FSK ก็ทำได้จากการมอดูเลตทางความถี่

$$MI = \Delta f / fa$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

Δf = การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆ จากความถี่กลาง (Hz)

fa = ความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (Hz)

ค่า MI ที่ยอมให้ได้สูงสุดคือค่า MI ที่ทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อการเบี่ยงเบนของความถี่ถูกมอดูเลตแล้วและความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ในฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้งมอดูเลต ค่า Δf เป็นการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง fm หรือ fo กับ fs ซึ่งก็คือครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง fm กับ fs นั่นคือ

$$\Delta f = (fs - fm) / 2$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมปลิจูดสัญญาณที่นำมามอดูเลต เมื่อสถานะทางโลจิกเป็น "1" จะให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ตาม (เช่น 5 โวลท์) หรือถ้าในโลจิก "0" แรงดันออกมาคงที่ในระดับโลจิกเช่นกัน (เช่น 0 โวลท์)

fa เป็นความถี่ของข้อมูลไบนารีด้านอินพุท ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์กว้างที่สุดเมื่อ fa = Bit Rate / 2 เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = (fs - fm) / fb$$

เมื่อ fs – fm = ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

fb = อัตราบิทของไบนารีอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการส่งสัญญาณการมอดูเลตทางความถี่ โดยทั่วๆไป ความกว้างของแบนด์วิดท์จะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับ ฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง ที่ค่า MI โดยทั่วๆไป จะต้องมีค่าต่ำกว่า 1.0 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบนด์แคบ ค่าแบนด์วิดท์ที่แคบที่สุดเรียก Minimum Nyquist Bandwidth (fn) ตัวอย่างเช่น การส่งข้อมูลแบบฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้ง มีความถี่กลาง (fo) = 7 kHz ความถี่สเปซ (fs) = 6 kHz และความถี่มาร์ค (fm) = 8 kHz ข้อมูลไบนารีอินพุทมี Bit Rate = 2 สามารถหาการมอดูเลตทางความถี่ ได้ดังนี้

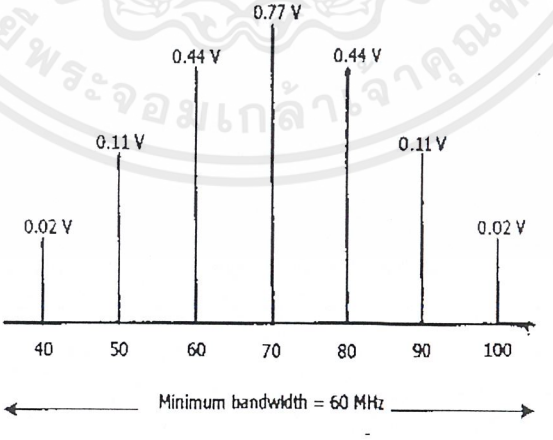
$$MI = (6\ kHz - 8\ kHz) / 2\ kHz$$

$$MI = 1.0$$

ตารางที่ 2.5 Bassel Function Table

MI	J0	J1	J2	J3	J4
0.0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.50	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

จากตาราง Bassel Function ในตารางที่ 1 เมื่อ MI = 1.0 จะได้แถบความถี่ข้าง (Sideband Frequency) ออกมาข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากค่ากลาง (fo) = 1 kHz ซึ่งก็คือ (fb / 2 เมื่อ fb คือ Bit Rate = 2 kHz) สามารถเขียนเป็นสเปคตรัมความถี่ได้ดังรูป



รูปที่ 2.25 สเปคตรัมความถี่ของตัวอย่าง

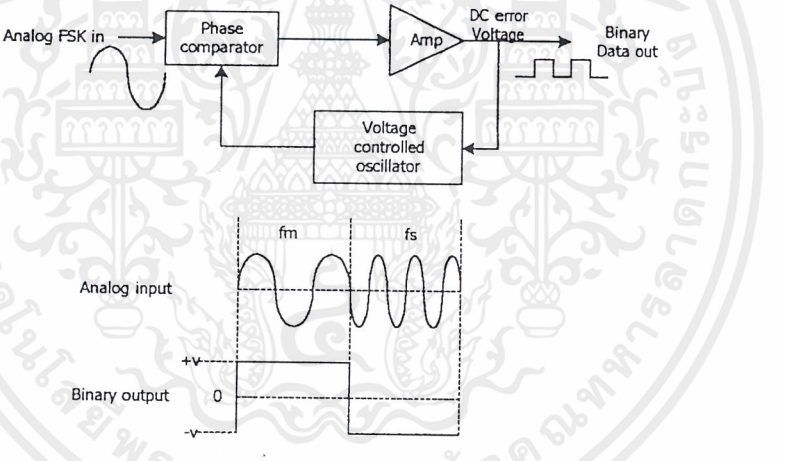
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อสังเกตคือ MI มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1.0 จะทำให้ค่าแบนด์วิดท์ค่าประมาณ 2-3 เท่าของอัตราการส่งข้อมูลเสมอ

2.5.3 ฟรีเควนซี่ชิฟคีย์อิ้งดีมอดูเลเตอร์ (FSK Demodulator)

FSK Demodulator คือ ตัวรับสัญญาณ FSK (FSK Receive) จะเป็นตัวแยกสัญญาณไบนารีออกจากสัญญาณ FSK โดยส่วนมากจะใช้วงจร PPL (Phase Locked Loop) ดังรูปที่ 2.26

PPL ใน FSK Demodulator มีหลักการทำงานเหมือนกับ PPL ใน FM Detector ทุกอย่าง คือจะมีความถี่ Free running frequency เท่ากับ Center frequency (fo) และในขณะที่อินพุทเลื่อนไปมาระหว่าง fm กับ fs จะทำให้เกิดแรงดันคลาดเคลื่อนไฟตรง (DC Error Voltage) เป็นผลมาจากการเปรียบเทียบทางเฟส (Phase Comparator) ของสัญญาณอินพุท เนื่องจากความถี่อินพุททที่เข้ามายัง PPL มีเพียง 2 ความถี่คือ fm และ fs ดังนั้นค่าแรงดันดังกล่าวจึงมีเพียงสองระดับเท่านั้น ซึ่งสามารถแทนด้วยโลจิก “1” และโลจิก “0” เมื่อความถี่ทางอินพุทเป็น fm และ fs ตามลำดับ เราจึงได้สัญญาณทางเอาท์พุทจาก PPL กลับมาเป็นข้อมูลไบนารีเหมือนกับตอนแรกที่ส่งมาทุกประการ



รูปที่ 2.26 PPL-FSK Demodulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6 การมอดูเลตเชิงมุม

ในการสื่อสารแบบอนาล็อกนั้น มีวิธีมอดูเลตสัญญาณหลักๆ เพียง 2 วิธีเท่านั้น คือวิธีมอดูเลตเชิงขนาด และวิธีมอดูเลตเชิงมุม การมอดูเลตเชิงขนาดนั้นเป็นการฝากสัญญาณเบสแบนด์ โดยการเปลี่ยนแอมปลิจูดของคลื่นพาห์ ในขณะที่การมอดูเลตเชิงมุมนั้นจะเป็นการเปลี่ยนความถี่หรือเฟสของคลื่นพาห์ ในการมอดูเลตเชิงขนาดนั้นถึงแม้อุปกรณ์ที่ใช้ในการมอดูเลตเช่น มิกเซอร์เป็นต้น จะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น แต่โดยระบบแล้วจะเป็นเชิงเส้น แต่สำหรับการมอดูเลตเชิงมุมนั้นนอกจากอุปกรณ์ที่ใช้จะไม่เป็นเชิงเส้นแล้ว โดยระบบก็จะไม่เป็นเชิงเส้นด้วย ต่อไปนี้จะกล่าวถึงวิธีมอดูเลตเชิงมุมโดยเน้นที่การมอดูเลตเชิงความถี่ซึ่งมีที่ใช้ทั่วไปในระบบสื่อสารอนาล็อก โดยจะกล่าวถึงวิธีสร้างและวิธีดีเทคสัญญาณนี้

2.6.1 การแสดงสัญญาณที่มอดูเลตเชิงมุมในอาณาจักรของเวลา

การมอดูเลตเชิงมุมเป็นการใช้สัญญาณเบสแบนด์มาเปลี่ยนแปลงมุมของเฟสเซอร์ของสัญญาณคลื่นพาห์ ซึ่งหมายความว่าสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะมีมุมของเฟสเซอร์เปลี่ยนแปลงไปตามเวลา โดยทั่วไปเราให้สัญญาณคลื่นพาห์เขียนได้ในรูป $V(t) = A\cos(\omega_c t + \theta) = A\cos[\theta(t)]$
หรือถ้าแสดงในรูปเฟสเซอร์จะได้

$$v(t) = A\cos[\theta(t)] = \mathrm{Re}[Ae^{j\theta(t)}] \qquad \text{สมการที่ (2.6.1)}$$

โดยที่ $\theta(t) = \omega_c t + \phi$ ในสภาพของคลื่นพาห์ที่ยังไม่ถูกมอดูเลตเชิงมุมนี้เฟสเซอร์ในสมการ ก็จะทำมุมกับแกน X เป็น ϕ และหมุนทวนเข็มด้วยความเร็วเชิงมุมเป็น ω_c และถ้าเราอ้างอิงกับระบบแกนประสานที่หมุนด้วยความเร็วเชิงมุมที่เท่ากัน ก็จะมองเห็นว่าเฟสเซอร์ของคลื่นพาห์นั้นจะหยุดนิ่งอยู่กับที่ ดังนั้นการมอดูเลตเชิงมุมเพื่อฝากสัญญาณเบสแบนด์ไปกับคลื่นพาห์นั้น มุม ϕ จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาและทำให้ $\theta(t) = \omega_c t + \phi$ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งสัญญาณที่ถูกมอดูเลตเชิงมุมแล้วจะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$v(t) = A_c\cos[\omega_c t + \phi(t)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.2)}$$

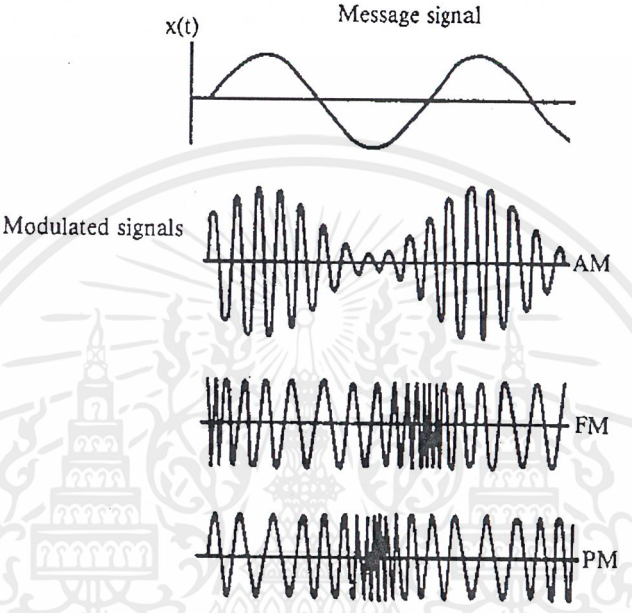
และเนื่องจากความเร็วเชิงมุมเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมตามเวลา ดังนั้นความเร็วเชิงมุมหรือความถี่เชิงมุมของสัญญาณในสมการที่ (2.6.2) จะเขียนได้ดังนี้

$$\omega = \frac{d}{dt}[\omega_c t + \phi(t)] = \omega_c + \frac{d}{dt}\phi(t)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.3)}$$

ซึ่งจะเห็นได้ว่าความเร็วเชิงมุมของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วเปลี่ยนไปจากความเร็วของคลื่นพาห์ซึ่งลักษณะเช่นนี้เราจะเรียกว่าการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency modolation ย่อว่า FM) อย่างไรก็ตามถ้า $\phi(t)$ สัมพันธ์กับสัญญาณเบสแบนด์ที่มามอดูเลตอย่างหนึ่งต่อหนึ่ง เราอาจจะมองได้ว่าสัญญาณเบสแบนด์เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งเราเรียกว่าการมอดูเลตเชิงเฟส (Phase modolation ย่อว่า PM) จากการพิจารณาที่กล่าวมานี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณ FM และสัญญาณ PM นั้นต่างก็ทำให้เฟสของสัญญาณคลื่นพาห์มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา จึงถูกเรียกรวมกันว่าการมอดูเลตเชิงมุม และค่าเฟสในสมการที่ (2.6.2) คือ $\omega_c t + \phi(t)$ และความถี่เชิงมุมในสมการที่ (2.6.3) ถูกเรียกว่าค่าเฟสชั่วขณะ (instanteneous phase angle) และความถี่เชิงมุมชั่วขณะ (instantaneous augular frequency) ดังรูปที่ 2.27 แสดงตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM



รูป 2.27 ตัวอย่างของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

2.6.2 ความสัมพันธ์ระหว่างการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM

เนื่องจากการมอดูเลตแบบ FM และการมอดูเลตแบบ PM นับว่าเป็นการมอดูเลตเชิงมุมร่วมกัน จึงมีความสัมพันธ์กันอยู่ ก่อนอื่นถ้าเราพิจารณาจากสมการที่ (2.6.2) วงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM จะทำให้เฟส $\phi(t)$ แปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามา ดังนั้นถ้าให้สัญญาณที่เข้ามาเป็น $m_i(t)$ สัญญาณขาออกจากวงจรมอดูเลเตอร์แบบ PM ก็จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + k_1 m_i (t)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.4)}$$

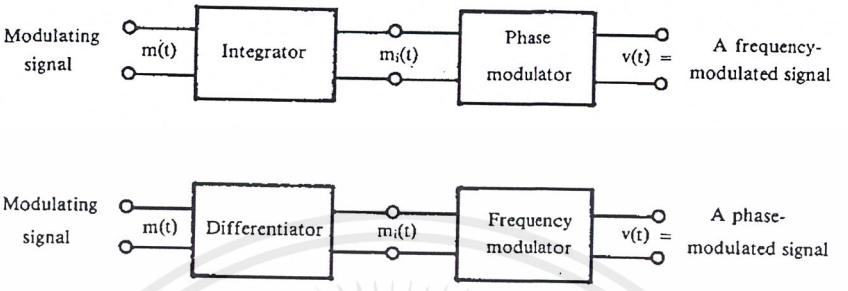
โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่ของระบบมอดูเลต และถ้า $m_i(t)$ ถูกสร้างจากอินทิกรัลของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต คือ m(t) ดังที่แสดงไว้ในรูป 2.28 $m_i(t)$ จะเขียนในรูปของ m(t) ได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_i(t) = k_2 \int_{-\infty}^{t} m(t)\, dt \qquad \text{สมการที่ (2.6.5)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ k_2 เป็นค่าคงที่ของวงจรอินทิเกรเตอร์ เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.6.5) ลงในสมการที่ (2.6.4) โดยให้ $k = k_1 k_2$ ก็จะได้

$$v(t) = A \cos [\omega_c t + k \int_{-\infty}^{t} m(t)\, dt] \qquad \text{สมการที่ (2.6.6)}$$



รูป 2.28 การใช้วงจรอินทิเกรตและวงจรดิฟเฟอเรนชิเอทเป็นส่วนหนึ่งในการสร้างสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ค่าอินทิกรัลในสมการที่ (2.6.5) จะมีค่าจำกัด ถ้าสัญญาณ m(t) ไม่มีส่วนประกอบกระแสตรง สมการที่ (2.6.6) นี้เมื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของความถี่โดยใช้สมการที่ (2.6.3) จะเห็นได้ว่าความถี่ของสัญญาณเปลี่ยนแปลงในรูปต่อไปนี้

$$\omega = \frac{d}{dt} [\omega_c t + k \int_{-\infty}^{t} m(t)\, dt] = \omega_c + km(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.7)}$$

ดังนั้นสัญญาณที่ได้นี้ก็จะเป็นสัญญาณ FM เพราะความถี่ที่เปลี่ยนไปจากความถี่คลื่นพาห์แปรตรงกับสัญญาณ m(t) ที่เข้ามามอดูเลต

ในทำนองเดียวกับที่กล่าวมาข้างต้น ถ้าเราใช้วงจรดิฟเฟอเรนชิเอทร่วมกับวงจรมอดูเลตแบบ FM ก็จะสามารถสร้างสัญญาณ PM ออกมาได้ดังรูป แสดงบล็อกไดอะแกรมดังกล่าวนี้ เมื่อพิจารณาทำนองเดียวกันกับที่กล่าวมาข้างต้นกล่าวคือ ถ้าให้ $m_i(t)$ ซึ่งเป็นสัญญาณที่เข้าวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM ถูกสร้างจากดิฟเฟอเรนชิเอทสัญญาณ m(t) สัญญาณ $m_i(t)$ จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$m_i(t) = k_1 \frac{d}{dt} m(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.8)}$$

โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่และเมื่อผ่านวงจรมอดูเลเตอร์แบบ FM แล้ว สัญญาณขาออกที่ได้จะเขียนได้

$$v(t) = A_c \cos [\omega_c t + k_2 \int_{-\infty}^{t} k_1 \frac{d}{dt} m(t)\, dt]$$

$$= A_c \cos [\omega_c t + km(t)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.9)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ k_2 เป็นค่าคงที่ของวงจรมอดูเลเตอร์ และ $k = k_1 k_2$ สัญญาณในสมการที่ (2.6.9) นี้มีเฟสแปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงเป็นสัญญาณแบบ PM

เมื่อสรุปรูปแบบของสัญญาณที่ได้รับการมอดูเลตแบบ FM และแบบ PM เปรียบเทียบกันแล้ว เราจะได้ค่าเฟสชั่วขณะและความถี่เชิงมุมชั่วขณะตามตารางข้างล่างนี้

2.6.3 มอดูเลชันอินเด็กซ์ของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

ในหัวข้อที่แล้วเราได้อธิบายรูปแบบทั่วๆไปของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ในหัวข้อนี้เราจะพิจารณารายละเอียดลงไปอีกระดับหนึ่งซึ่งจะเป็นเรื่องเกี่ยวกับช่วงความถี่ที่เปลี่ยนแปลง และช่วงเฟสที่เปลี่ยนแปลง ก่อนอื่นจะพิจารณาสัญญาณ FM ซึ่งมีความเร็วเชิงมุมชั่วขณะแสดงได้ตามสมการที่ (2.6.7) โดยที่ km(t) จะแสดงความถี่เบี่ยงเบนไปจากความถี่คลื่นพาห์ และเราจะเรียกค่า $k\,m(t)$ สูงสุดว่าค่าเบี่ยงเบนความถี่ (frequency deviation) ในทำนองเดียวกันถ้าพิจารณาสัญญาณ PM ตามสมการที่ (2.6.9) km(t) ก็จะแสดงเฟสที่เบี่ยงเบนไปจากสัญญาณคลื่นพาห์ และเราก็จะเรียกค่า km(t) สูงสุดในกรณีนี้ว่า ค่าเบี่ยงเบนเฟส (phase deviation)

เพื่อให้เห็นภาพที่ชัดเจนขึ้นและนำไปสู่นิยามของมอดูเลชันอินเด็กซ์จะขอยกตัวอย่างกรณีที่เบสแบนด์เป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีความถี่เป็น f_m นั่นคือ $m(t) = \sin 2\pi f_m t$ ในกรณีนี้สัญญาณ PM ในสมการที่ (2.6.9) จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A_c \cos (\omega_c t + \beta \sin \omega_m t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.10)}$$

โดยที่ β จะแสดงค่าสูงสุดของการเบี่ยงเบนเฟสและจะถูกเรียกว่า มอดูเลชันอินเด็กซ์ และเมื่อพิจารณาสัญญาณในสมการที่ (2.6.10) ในเชิงสัญญาณ FM จะได้ความถี่ชั่วขณะในรูปต่อไปนี้

$$f = \frac{\omega_c}{2\pi} + \frac{\beta\omega_m}{2\pi} \cos \omega_m t$$

$$= f_c + \beta f_m \cos \omega_m t \qquad \text{สมการที่ (2.6.11)}$$

ค่าการเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดคือ βf_m นั้นถ้าให้เท่ากับ Δf มอดูเลชันอินเด็กซ์จะเขียนได้เป็น $\beta = \Delta f / f_m$ และสัญญาณ FM นั้นก็จะเขียนได้เป็น

$$v(t) = A_c \cos (\omega_c t + \frac{\Delta f}{f_m} \sin \omega_m t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.12)}$$

ถึงแม้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงสุดจะเป็น Δf แต่เราไม่สามารถสรุปได้ง่ายๆ ว่าสเปกตรัมของสัญญาณ FM จะอยู่ในช่วง $f \pm \Delta f$ เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.4 กำลังส่งของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM

คุณสมบัติที่สำคัญประการหนึ่งของระบบมอดูเลตสัญญาณก็คือกำลังส่งของสัญญาณ ในกรณีของสัญญาณแบบ FM และแบบ PM นี้ เนื่องจากแอมปลิจูดของสัญญาณมีค่าคงที่จะเปลี่ยนแปลงเฉพาะความถี่ หรือเฟสเท่านั้น และการเปลี่ยนแปลงความถี่และของเฟสนี้ก็จะมีทั้งที่ไปทางด้านบวกและด้านลบ เมื่อเปรียบเทียบกับความถี่และเฟสของคลื่นพาห์ ดังนั้นเมื่อพิจารณากำลังส่งเฉลี่ยของสัญญาณทั้งสองแบบนี้จะพบว่าได้กำลังส่งเป็น

$$P = \frac{A_c^2}{2} \qquad \text{สมการที่ (2.6.13)}$$

โดยที่จะไม่ขึ้นกับค่าเบี่ยงเบนเฟสและค่าเบี่ยงเบนความถี่

2.6.5 สเปคตรัมของสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณความถี่เดียว

จากสมการที่ (2.6.10) ถึงสมการที่ (2.6.12) จะมีข้อสังเกตว่าถ้าเราให้สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตในกรณีของ FM และ PM มีความถี่เดียวและเขียนได้เป็นสัญญาณไซน์ที่มีเฟสต่างกัน 90°

กรณี PM $\quad m(t) = \sin\omega_m t$

กรณี FM $\quad m(t) = \cos\omega_m t \qquad$ สมการที่ (2.6.14)

เฟสชั่วขณะที่ได้จะมีค่าเหมือนกันคือ

$$\phi(t) = \beta\sin\omega_m t \qquad \text{สมการที่ (2.6.15)}$$

ซึ่งทำให้สัญญาณในสมการที่ (2.6.10) คือ $v(t) = A_c \cos(\omega_c t + \beta\sin\omega_m t)$ สามารถแสดงได้ทั้งสัญญาณ FM และสัญญาณ PM ไปในตัวด้วย ดังนั้นเราจะสามารถวิเคราะห์สเปคตรัมของสัญญาณทั้งสองแบบได้โดยสัญญาณรูปดังกล่าวนี้ ขั้นตอนในการวิเคราะห์สเปคตรัมนั้น ก่อนอื่นเราจะกระจายสัญญาณ v(t) ออกไปดังนี้

$$v(t) = A_c[\cos(\beta\sin\omega_m t)\cos\omega_c t - \sin(\beta\sin\omega_m t)\sin\omega_c t] \qquad \text{สมการที่ (2.6.16)}$$

เนื่องจากทั้ง $\cos(\beta\sin\omega_m t)$ และ $\sin(\beta\sin\omega_m t)$ ล้วนเป็นฟังก์ชันรายคาบที่มีความถี่เชิงมุมเป็น ω_m หรือมีคาบเวลาเท่ากับ $2\pi / \omega_m$ เมื่อเป็นเช่นนี้ตามหลักเกณฑ์ของการวิเคราะห์สัญญาณรายคาบ ฟังก์ชันทั้งสองนี้ย่อมสามารถกระจายให้อยู่ในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ที่มีความถี่พื้นฐานเป็น f_m ได้ เนื่องจาก $\cos(\beta\sin\omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคู่ และ $\sin(\beta\sin\omega_m t)$ เป็นฟังก์ชันคี่ ดังนั้นฟังก์ชันที่เป็นฐานของการกระจายก็จะเป็น $\cos(n\omega_m t)$ และ $\sin(n\omega_m t)$ ตามลำดับ จากการศึกษาทางคณิตศาสตร์พบว่าฟังก์ชันทั้งสองนี้จะสามารถกระจายในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$\cos(\beta\sin\omega_m t) = J_0(\beta) + \sum_{n:\ even}^{\infty} 2J_n(\beta)\cos(n\omega_m t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.17ก)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\sin(\beta\sin\omega_m t) = \sum_{n:\,odd}^{\infty} 2J_n(\beta)\sin(n\omega_m t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.17ข)}$$

โดยที่ n เป็นเลขจำนวนเต็มที่มีค่าบวก และ $J_n(\beta)$ คือ เบสเซลฟังก์ชันประเภทที่หนึ่งที่มีอันดับเป็น n ซึ่งเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$J_n(\beta) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\pi}^{\pi} e^{j(\beta\sin\alpha - n\alpha)}\,d\alpha \qquad \text{สมการที่ (2.6.18)}$$

เมื่อแทนค่าสมการที่ (2.6.17) ลงในสมการที่ (2.6.16) ก็จะได้สัญญาณ FM หรือ PM ที่กระจายอยู่ในรูปอนุกรมฟูเรียร์ดังต่อไปนี้

$$v(t) = A_c J_0(\beta)\cos\omega_c t + \sum_{n:\,odd}^{\infty} A_c J_n(\beta)[\cos(\omega_c + n\omega_m)t - \cos(\omega_c - n\omega_m)t]$$

$$+ \sum_{n:\,even}^{\infty} A_c J_n(\beta)[\cos(\omega_c + n\omega_m)t + \cos(\omega_c - n\omega_m)t] \qquad \text{สมการที่ (2.6.19)}$$

และถ้าเราใช้คุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันที่ $J_{-n}(\beta) = (-1)^n J_n(\beta)$ เราจะเขียนสมการที่ (2.6.19) ได้ใหม่ดังนี้

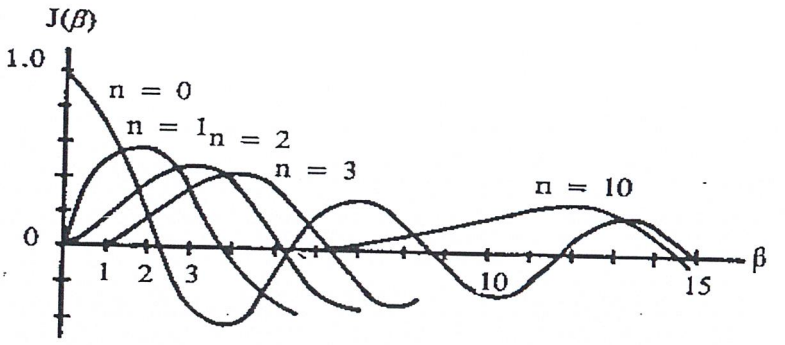
$$v(t) = A_c \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_n(\beta)\cos(\omega_c + n\omega_m)t \qquad \text{สมการที่ (2.6.20)}$$

โดยสรุปแล้วสมการที่ (2.6.19) หรือสมการที่ (2.6.20) นี้จะแสดงสเปคตรัมของสัญญาณ FM หรือสัญญาณ PM ที่มีมอดูเลชันอินเด็กซ์เป็น β

2.6.6 ความสัมพันธ์ระหว่างมอดูเลชันอินเด็กซ์กับสเปคตรัมของสัญญาณ FM

จากการแตกเป็นอนุกรมฟูเรียร์ของสัญญาณ FM ตามที่ได้กล่าวในหัวข้อที่แล้วเราพบว่าจะมีสเปคตรัมของสัญญาณอยู่ที่ความถี่ $f_c \pm nf_m$ โดยที่มีขนาดของสเปคตรัมเป็น $J_n(\beta)$ ดังนั้นเมื่อเราพิจารณาคุณสมบัติของ $J_n(\beta)$ ก็จะรู้ได้ว่าการกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณ FM จะออกมาในรูปใด $J_n(\beta)$ นั้นเมื่อเขียนเป็นกราฟจะได้ตามที่แสดงไว้ในรูป 2.29 ข้อสังเกตจากกราฟก็คือบริเวณที่ $\beta \cong 0$ จะมี $J_0(\beta)$ ที่มีค่าสูงสุด และ $J_n(\beta)$ จะเล็กลงเมื่อ n มีค่าสูงขึ้น ข้อสังเกตอีกประการหนึ่งคือ เมื่อ β มีค่าใหญ่ขึ้นเอ็นเวลโลปของ $J_n(\beta)$ ที่แกว่งระหว่างค่าบวกกับลบจะมีขนาดเล็กลง โดยเฉพาะเมื่อ $n > \beta$ จะเล็กลงอย่างน่าสังเกต จากคุณสมบัติของเบสเซลฟังก์ชันดังกล่าวนี้จะทำให้เราสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างการกระจายของสเป็กตรัมกับมอดูเลชันอินเด็กซ์ได้ดังนี้

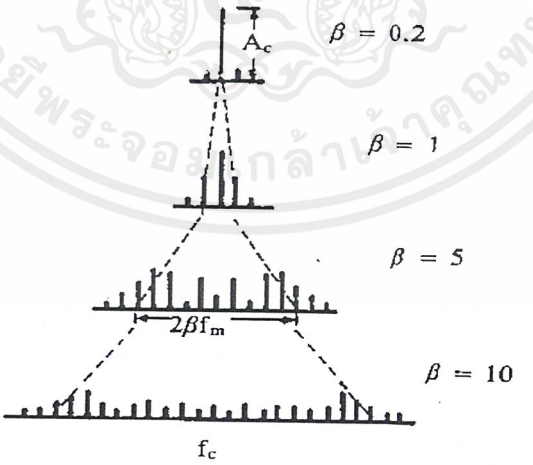
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.29 การเปลี่ยนแปลงค่าของเบสเซลฟังก์ชันอันดับ n

(1) $J_0(\beta)$ ซึ่งเป็นแอมปลิจูดของสเปคตรัมของสัญญาณคลื่นพาห์จะมีค่าเปลี่ยนแปลงไปตาม β โดยที่จะมีค่าสูงสุดที่ $\beta = 0$ และมีค่าเป็นศูนย์ที่ค่า $\beta = 2.405, 5.520$ เป็นต้น นั่นหมายความว่าสัญญาณคลื่นพาห์จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต จึงมีข่าวสารของสัญญาณที่มามอดูเลตอยู่ด้วยบางส่วน ซึ่งจะแตกต่างกับกรณีของการมอดูเลตแบบ AM เพราะสัญญาณคลื่นพาห์ในระบบ AM จะไม่มีข่าวสารอยู่เลย

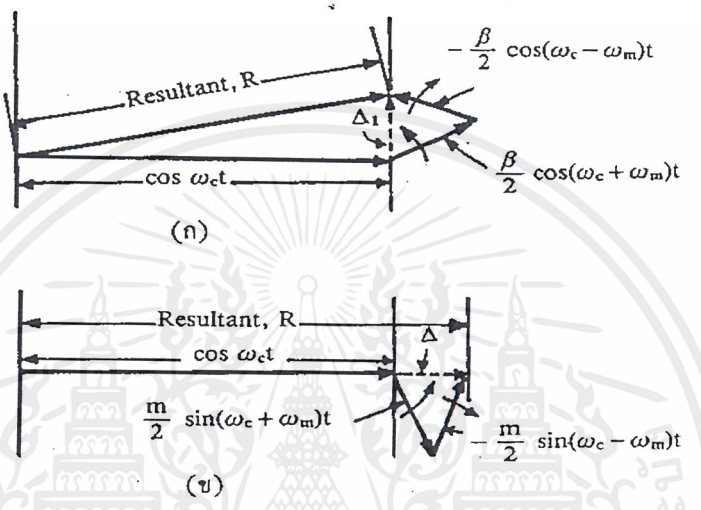
(2) การกระจายของสเปคตรัมจะขึ้นอยู่กับค่า β ถ้าค่า β มีขนาดเล็ก คือ $\beta << 1$ เราจะเห็นได้ว่า $J_0(\beta)$ กับ $J_1(\beta)$ เท่านั้นที่มีค่าสูงน่าสังเกต จึงทำให้มีสเปคตรัมของความถี่ f_c และ $f_c \pm f_m$ เท่านั้นที่น่าสังเกต แต่ถ้า β ใหญ่ขึ้น โดยเฉพาะ $\beta >> 1$ การกระจายของสเปคตรัมก็จะกว้างออกไป รูป 2.30 แสดงตัวอย่างการกระจายของสเปคตรัมในกรณีที่มีค่า β ต่างๆกัน โดยที่ β สูงจะทำให้การกระจายกว้างขึ้นซึ่งสอดคล้องกับการที่มีการเบี่ยงเบนความถี่สูง



รูป 2.30 การกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณ FM หรือ PM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ $\beta << 1$ ดังที่กล่าวข้างต้นนี้ เราจะเรียกสัญญาณ FM นั้นว่า สัญญาณ FM แบนด์วิดท์แคบ (narrow – band FM signal) ซึ่งสัญญาณนี้ถ้านำไปเขียนในรูปเฟสเซอร์เทียบเคียงกับสัญญาณ AM จะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป 2.31 ซึ่งจะเห็นได้ว่ามีส่วนคล้ายคลึงกับสัญญาณ AM เพราะมีไซด์แบนด์ที่เท่ากับ $f_c \pm f_m$ ส่วนที่แตกต่างกันก็คือ กรณีของสัญญาณ FM แบนด์วิดท์แคบนั้น ผลรวมของไซด์แบนด์ทั้งคู่จะอยู่ในแนวตั้งฉากกับคลื่นพาห์ ซึ่งทำให้เฟสเซอร์ผลรวมมีเฟสเปลี่ยนแปลงตามเวลา ในขณะที่สัญญาณ AM นั้นผลรวมของไซด์แบนด์ทั้งคู่จะทำให้เฟสเซอร์ผลรวมมีขนาดเปลี่ยนแปลงตามเวลา



รูป 2.31 เฟสเซอร์ของสัญญาณ FM แบนด์วิดท์แคบ และเฟสเซอร์ของสัญญาณ AM

2.6.7 การกิดแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM

จากการกระจายสัญญาณ FM ที่ถูกมอดูเลตด้วยสัญญาณเสียงความถี่เดียวในรูปของอนุกรมฟูเรียร์นั้น จะเห็นได้ว่าถึงแม้สัญญาณนั้นจะถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m ความถี่เดียว แต่สเป็กตรัมจะกระจายออกไปได้ถึง ∞ อย่างไรก็ตามจากข้อสังเกตของเบสเซลฟังก์ชันที่กล่าวไว้ในหัวข้อก่อนจะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ นั้นมีค่าเล็กลงอย่างรวดเร็วเมื่อ $n > \beta$ ตารางที่ 2.6 แสดงค่าของ $J_n(\beta)$ ที่ β และ n ต่างๆกัน ซึ่งเมื่อทำการพิจารณารายละเอียดจากตารางแล้ว จะเห็นได้ว่า $J_n(\beta)$ มีค่า n สูงกว่า $\beta + 1$ จะมีค่าลดต่ำลงอย่างรวดเร็ว นั่นหมายความว่ากำลังของสัญญาณจะอยู่ในช่วงความถี่ที่ $|f - f_c| \leq (\beta + 1) f_m$ เป็นส่วนใหญ่ เราอาจจะคำนวนกำลังของสเป็กตรัมในช่วงความถี่ดังกล่าวนี้ได้ตามสมการต่อไปนี้

$$P = \sum_{n=-(\beta+1)}^{\beta+1} J_n^2(\beta)\,\frac{A_c^2}{2} \qquad \text{สมการที่ (2.6.21)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.6 ค่า $J_n(\beta)$ ที่ค่า β และ n ต่างๆ กัน

n\β	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
0	.7652	.2239	−.2601	−.3971	−.1776	.1506	.3001	.1717	−.09033	−.2459
1	.4401	.5767	.3391	−.06604	−.3276	−.2767	−.004683	.2346	.2453	.04347
2	.1149	.3528	.4861	.3641	.04657	−.2429	−.3014	−.1130	.1448	.2546
3	.01956	.1289	.3091	.4302	.3648	.1148	−.1676	−.2911	−.1809	.05838
4	.002477	.03400	.1320	.2811	.3912	.3576	.1578	−.1054	−.2655	−.2196
5		.007040	.04303	.1321	.2611	.3621	.3479	.1858	−.05504	−.2341
6		.001202	.01139	.04909	.1310	.2458	.3392	.3376	.2043	−.01446
7			.002547	.01518	.05338	.1296	.2336	.3206	.3275	.2167
8				.004029	.01841	.05653	.1280	.2235	.3051	.3179
9					.005520	.02117	.05892	.1263	.2149	.2919
10					.001468	.006964	.02354	.06077	.1247	.2075
11						.002048	.008335	.02560	.06222	.1231
12							.002656	.009624	.02739	.06337
13								.003275	.01083	.02897
14								.001019	.003895	.01196
15									.001286	.004508
16										.001567

ซึ่งถ้าลองทำการแทนค่า $J_n(\beta)$ จากตารางที่ 2.6 ลงในสมการที่ (2.6.21) นี้ เราจะพบว่าค่ากำลังสัญญาณ P ที่ได้จะสูงกว่า 0.98 $A_c^2/2$ เสมอ หรือสูงกว่า 98% ของกำลังสัญญาณเสมอเพราะ $A_c^2/2$ คือกำลังสัญญาณรวม ในทางปฏิบัติค่าตัวเลข 98% นั้น เป็นตัวเลขที่ยอมรับได้เพราะมีค่าสูงมากเพียงพอที่ไม่ทำให้สัญญาณที่ดีเทคกลับมาได้ผิดเพี้ยนหรือสูญเสียความชัดเจนไป เมื่อยึดหลักดังกล่าวนี้เราอาจสรุปได้ว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM ที่ถูกมอดูเลตด้วยความถี่ f_m จะมีค่าดังนี้

$$B = 2(\beta + 1) f_m = 2(\Delta f + f_m) \qquad \text{สมการที่ (2.6.22)}$$

ผลที่ได้ตามสมการที่ (2.6.22) นี้เรียกว่า กฎของคาร์สัน (Carson' rule) ในขั้นตอนการพิจารณาที่กล่าวมาข้างต้นนี้เราพิจารณากรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่ f_m ความถี่เดียว ในกรณีที่สัญญาณที่เข้ามามอดูเลตมีหลายความถี่หรือมีความถี่กว้างเป็นแถบ สเปคตรัมของสัญญาณ FM ที่เกิดขึ้นก็จะสลับซับซ้อนขึ้น อย่างไรก็ตามความถี่สูงสุดของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตก็ยังคงมีผลในการทำให้สเปคตรัมกระจายกว้างออกไปมากที่สุด ดังนั้นเราจะสามารถอนุโลมให้ประยุกต์กฎของคาร์สันได้โดยนิยามอัตราเบี่ยงเบนความถี่ D ในรูปของค่าเบี่ยงเบนสูงสุด Δf_p และแบนด์วิดท์ของสัญญาณในรูปต่อไปนี้

$$D = \frac{\Delta f_p}{W} \qquad \text{สมการที่ (2.6.23)}$$

ตามกฎของคาร์สันจะได้แบนด์วิดท์ของสัญญาณ FM เป็น

$$B = 2(D + 1)W = 1(\Delta f_p + W) \qquad \text{สมการที่ (2.6.24)}$$

2.6.8 สัญญาณ FM ที่มีแถบความถี่คงที่

ถ้าสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเป็น $v_m \cos\omega_m t$ คือมีระดับแรงดันสูงสุดเป็น v_m ในระบบมอดูเลชันแบบ PM ค่าเฟสชั่วขณะของสัญญาณที่มอดูเลตแล้วจะแปรตรงกับสัญญาณนี้คือ $\phi(t) = k_1 v_m \cos\omega_m t$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ k_1 เป็นค่าคงที่ ซึ่งทำให้ค่าเบี่ยงเบนเฟส คือ $\beta = k_1 v_m \cos\omega_m t$ ในสภาพที่ v_m มีค่าคงที่ ถ้าค่า β นี้ใหญ่พอสมควรแบนด์วิดท์ของสัญญาณ PM นี้จะแปรตามความถี่ f_m เพราะตามกฎของคาร์สัน $B = 2\beta f_m$ เราอาจจะหลีกเลี่ยงการเปลี่ยนแปลงของแบนด์วิดท์ตามความถี่ f_m ได้ ถ้าสามารถทำให้ค่าเฟสชั่วขณะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$\phi(t) = \frac{kv_m}{2\pi f_m} \sin\omega_m t \qquad \text{สมการที่ (2.6.25)}$$

โดยที่ k เป็นค่าคงที่ ในเงื่อนไขเช่นนี้

$$\beta = \frac{kv_m}{2\pi f_m} \qquad \text{สมการที่ (2.6.26)}$$

ซึ่งทำให้แบนด์วิดท์ของสัญญาณที่ได้ตามกฎของคาร์สันมีค่าคงที่คือ

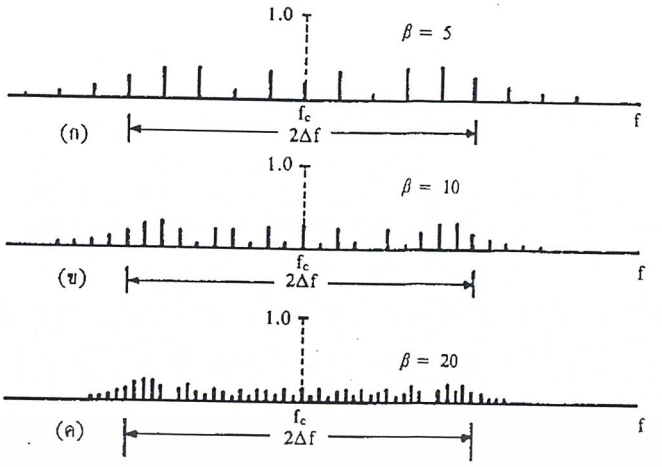
$$\beta = 2\pi f_m = \frac{kv_m}{2\pi f_m} \qquad \text{สมการที่ (2.6.27)}$$

สัญญาณที่มีค่าเฟสชั่วขณะดังสมการที่ (2.6.25) นั้น จะมีค่าความถี่ชั่วขณะเชิงมุมเป็น $\omega = \omega_c + kv_m \cos\omega_m t$ ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงของความถี่เชิงมุมแปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตเมื่อพิจารณาให้ดีแล้วสัญญาณนี้คือสัญญาณ FM นั่นเอง และสัญญาณที่จะจำกัดแถบความถี่ให้คงที่ได้นั้นจะเป็นสัญญาณ FM มากกว่าที่เป็นสัญญาณ PM รูป 2.32 แสดงตัวอย่างการกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณ FM ที่มีการจำกัดแถบความถี่ให้คงที่นี้ โดยที่ขนาดของสัญญาณไม่ถูกมอดูเลตเป็นหนึ่ง จากรูป 2.32 จะเห็นได้ว่า สัญญาณที่มีค่า β ต่ำและ f_m สูงจะมีการกระจายของสเปคตรัมกว้างออกไปมากกว่าสัญญาณที่มี β สูงและ f_m ต่ำ

สัญญาณ FM ที่ใช้ในการวิทยุกระจายเสียงระบบ FM โดยทั่วไปนั้น มีมาตรฐานที่กำหนดโดย FCC (ย่อจาก Federal Communications Commission) ไว้ให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ $\Delta f = 75$ kHz ถ้าเราให้ความถี่สูงสุดของสัญญาณออดิโอที่เข้ามามอดูเลตเป็น 15 kHz ซึ่งทำให้ $\beta = \Delta f / f_m = 75 / 15 = 5$ เมื่อคำนวนแบนด์วิดท์โดยอาศัยกฎของคาร์สันจะได้ $\beta = 2(\beta + 1)f_m = 2 \times 16 \times 15 = 180$ kHz ซึ่งจะกว้างกว่าแบนด์วิดท์ที่ถูกกำหนดไว้คือ $2\Delta f = 150$ kHz มากพอสมควร แต่ถ้าความถี่ที่เข้ามามอดูเลตมีค่าต่ำลงเป็น 5 kHz ในกรณีนี้ $\beta = 75 / 5 = 15$ และทำให้แบนด์วิดท์เป็น $B = 2 \times 16 \times 5 = 160$ kHz

ซึ่งจะเห็นได้ว่าการกระจายของสเปคตรัมจะแคบกว่ากรณีที่เป็นความถี่ 15 kHz และถ้าความถี่ต่ำลงไปอีก แบนด์วิดท์ที่ได้ก็จะเข้าใกล้ 150 kHz เข้าไปเรื่อยๆ ดังรูปแสดงการกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณเมื่อเปรียบเทียบกับ $2\Delta f$ ดังกล่างข้างต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.32 การกระจายของสเปคตรัมของสัญญาณ FM ที่มีการจำกัดแถบความถี่ให้คงที่

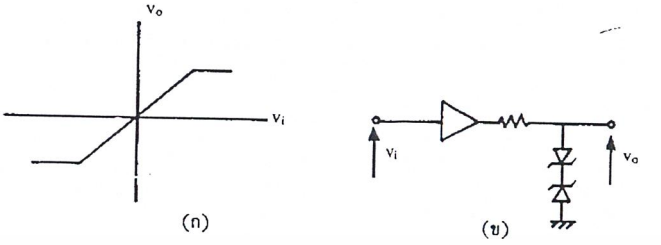
2.6.9 ผลกระทบของการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้นที่มีต่อสัญญาณ FM

จากที่อธิบายไว้ในหัวข้อก่อนหน้านี้จะเห็นได้ว่าสัญญาณ FM ที่ต้องการนั้นจะเป็นสัญญาณที่มีขนาดคงที่ และมีความถี่หรือเฟสเปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต อย่างไรก็ตามในกระบวนการสร้างสัญญาณ FM ก็ดี ในการมอดูเลตสัญญาณก็ดี เราอาจจำเป็นต้องใช้วงจรไฟฟ้าบางอย่างที่ก่อให้เกิดการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นและแบบไม่เป็นเชิงเส้น ตัวอย่างของวงจรเหล่านี้ก็ได้แก่ฟิลเตอร์แบบต่างๆ และวงจรขยายสัญญาณ เป็นต้น

ฟิลเตอร์ที่ใช้ในระบบ FM เช่น ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่นั้นจะทำให้เกิดการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้นได้ถ้าแบนด์วิดท์ของฟิลเตอร์แคบกว่าแบนด์วิดท์ของสัญญาณ ในกรณีเช่นนี้การผิดเพี้ยนก็จะเกิดขึ้นได้สองลักษณะ คือการผิดเพี้ยนเชิงขนาดและการผิดเพี้ยนเชิงเวลาหน่วง การผิดเพี้ยนเชิงขนาดนั้นจะส่งผลให้แอมปลิจูดของสัญญาณ FM เปลี่ยนแปลงตามเวลาได้เพราะสัญญาณ FM มีความถี่เปลี่ยนแปลงตามเวลา แต่ผลกระทบจากการผิดเพี้ยนเชิงขนาดนี้จะไม่รุนแรงเท่ากับผลกระทบจากการผิดเพี้ยนเชิงเวลาหน่วง เพราะข่าวสารของสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตจะอยู่ที่เฟสของสัญญาณ เพราะฉะนั้นการผิดเพี้ยนเชิงเวลาหน่วง ซึ่งทำให้เฟสของสัญญาณไม่เป็นเชิงเส้น ก็จะส่งผลกระทบอย่างรุนแรงต่อคุณภาพของสัญญาณ FM สำหรับเหตุผลที่กล่าวว่าผลกระทบของการผิดเพี้ยนเชิงขนาดไม่รุนแรงนักนอกจากจะไม่รุนแรงจากสาเหตุที่กล่าวมาแล้ว เรายังสามารถแก้ปัญหาได้โดยใช้วงจรที่เรียกว่า ลิมิตเตอร์ (limiter) คอยจำกัดขนาดของสัญญาณให้คงที่ ลิมิตเตอร์นั้นจะมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้ากับสัญญาณขาออกดังแสดงไว้ในรูป 2.33 (ก) และสร้างได้โดยใช้ซีเนอร์ไดโอดตามรูป (ข) ความสัมพันธ์ตามรูป(ก) นี้ จะจำกัดขนาดของสัญญาณขาเข้า ทำให้สัญญาณขาออกมีขนาดคงที่และเมื่อนำฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่มาต่อหลังจากลิมิตเตอร์เพื่อสกัดความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากการตัดยอดของสัญญาณ สัญญาณที่ได้ออกมาก็จะมีขนาดคงที่ ซึ่งจะแก้ปัญหาเรื่องขนาดไม่คงที่ไปได้ ลิมิตเตอร์รวมกับวงจรฟิลเตอร์ที่กล่าวมานี้มักจะใช้ในวงจรภาครับซึ่งสัญญาณ FM ที่เข้ามามีโอกาสเปลี่ยนแปลงขนาดไปตามเวลาเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการเกิดเฟสดิ้งในช่องสัญญาณ การเกิดเฟดดิ้งในช่องสัญญาณนั้นจะเกิดขึ้นได้มาก ในกรณีที่ส่งสัญญาณด้วยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าไปในบรรยากาศไปในระยะทางไกลๆ เช่น ในข่ายสื่อสารไมโครเวฟบนภาคพื้นดินและการสื่อสารดาวเทียมเป็นต้น



รูป 2.33 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาเข้าและสัญญาณขาออก

รูป 2.34 ลิมิตตอร์เมื่อใช้ร่วมกับฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่

ที่กล่าวมาข้างต้นนี้เป็นผลกระทบจากการผิดเพี้ยนแบบเชิงเส้น ในกรณีที่วงจรไฟฟ้าเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น สัญญาณขาออกก็จะมีทั้งสเปคตรัมของสัญญาณขาเข้า และสเปคตรัมของฮาร์โมนิกส์ที่เกิดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร ถ้าให้สัญญาณ FM ขาเข้าเขียนได้เป็น

$$v_i(t) = A_c \cos [\, \omega_c t + \phi(t) \,] \qquad \text{สมการที่ (2.6.28)}$$

สัญญาณขาออกทั่วไปก็จะเขียนได้เป็น

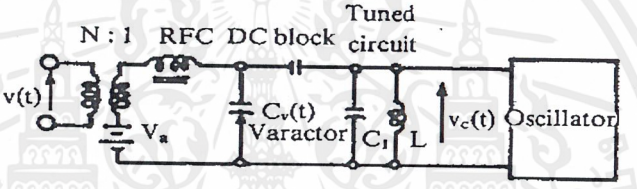
$$v_o(t) = A_c \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos[\, n\omega_c + n\phi(t) \,] \qquad \text{สมการที่ (2.6.29)}$$

โดยที่ a_n เป็นค่าสัมประสิทธิ์ที่ถูกกำหนดจากความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจร เมื่อพิจารณาสัญญาณขาออกตามสมการที่ (2.6.29) ให้ดีก็จะเห็นได้ว่า ความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรจะสร้างสัญญาณ FM ความถี่ขึ้นมา เพราะการเปลี่ยนแปลงของเฟสยังเป็นฟังก์ชันเดิมคือ $\phi(t)$ เพียงแต่มีขนาดใหญ่ขึ้นอีก n เท่าผลที่เกิดขึ้นนี้ไม่ได้เป็นผลเสียแต่อย่างใดเพราะสามารถแยกเอาสัญญาณ FM ช่วงที่ต้องการออกมาได้โดยใช้ฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ ในทางตรงข้ามกลับนำมาใช้ประโยชน์ได้ในลักษณะที่แปลงค่าความถี่และค่าเบี่ยงเบนความถี่ให้สูงขึ้นได้อีก n เท่า การใช้งานในลักษณะนี้จะมีประโยชน์มากในกรณีที่ไม่สามารถสร้างสัญญาณ FM ที่ความถี่คลื่นพาห์สูงเท่าที่ต้องการได้ทันที หรือไม่สามารถสร้างการเบี่ยงเบนความถี่ให้ได้สูงเท่าที่ต้องการทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.10 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรง

การสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรงนั้นเป็นการนำเอาสัญญาณที่จะเข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนความถี่ของคลื่นพาห์โดยตรง ซึ่งออสซิลเลเตอร์ที่ทำงานในลักษณะนี้ได้ก็มี รีเฟลกซ์ไคลตรอน (reflex klystron) และ กันน์ไดโอด (Gunn diode) ที่ใช้ในย่านความถี่ไมโครเวฟเป็นต้น ออสซิสเลเตอร์ทั้งสองแบบนี้ ความถี่ที่ออสซิสเลตออกมาจะเปลี่ยนไปตามแรงดันไบอัสในรูปเชิงเส้น ดังนั้นเมื่อนำสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนแรงดันไบอัสก็จะทำให้สัญญาณ FM ออกมาโดยตรง สำหรับความถี่ต่ำกว่าไมโครเวฟลงมานั้น เรามักจะใช้ชิ้นส่วนอิเล็กทรอนิกส์ที่เรียกว่า วาแรคเตอร์ (varactor) ชิ้นส่วนนี้จะมีคุณสมบัติเฉพาะคือค่าคาแปซิแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามระดับของแรงดันที่คล่อมอยู่ ดังนั้นถ้าเราใช้วาแรคเตอร์นี้เป็นส่วนหนึ่งของวงจรเรโซแนนท์ที่ใช้ในวงจรออสซิลเลเตอร์ เราก็จะสามารถสร้างสัญญาณ FM ได้โดยป้อนสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตไปเปลี่ยนค่าคาแปซิแตนซ์ของวาแรคเตอร์ ดังรูปที่ 2.35 แสดงตัวอย่างวงจรที่ใช้วาแรคเตอร์ดังกล่าวนี้



รูป 2.35 ตัวอย่างวงจรที่ใช้วาแรคเตอร์ในการสร้างสัญญาณ FM

ในการวิเคราะห์หาค่าความถี่เบี่ยงเบนที่จะสร้างได้นั้นอาจจะทำได้โดยให้หาค่าแปซิแตนซ์ของส่วนที่เป็นคาแปซิเตอร์เขียนได้เป็น

$$C(t) = C_O - C_v v(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.30)}$$

โดยที่ค่า $C_v v(t)$ มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับ C_O เนื่องจากความถี่เรโซแนนท์ของวงจรเรโซแนนท์เขียนได้เป็น $f_c(t) = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$ เมื่อใช้ค่า C(t) ตามสมการที่ (2.6.30) จะเขียนความถี่เรโซแนนท์นี้ได้ในรูปต่อไปนี้

$$f_c(t) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC(t)}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \left\{ 1 - \frac{C_v v(t)}{C_O} \right\}^{-1/2}$$

$$= f_c \left\{ 1 + \frac{C_v}{2 C_O} v(t) \right\}$$

$$= f_c + \frac{C_v}{2 C_O} f_c v(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.31)}$$

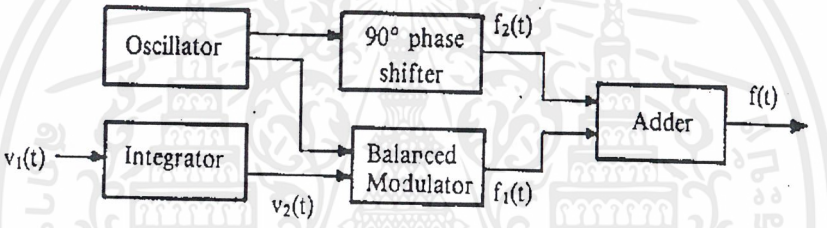
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามผลที่ได้ในสมการที่ (2.6.31) นี้จะเห็นได้ว่าค่าความถี่เบี่ยงเบนชั่วขณะจะแปรตรงกับสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต แสดงว่าเราสามารถสร้างสัญญาณ FM ได้โดยตรงจากการเปลี่ยนค่าคาแปซิแตนซ์ของวาแรคเตอร์ดังกล่าวข้างต้น

วิธีสร้างสัญญาณ FM แบบทางตรงที่กล่าวมานี้มีข้อดีที่ทำได้ง่าย และค่าเบี่ยงเบนความถี่ที่ได้จะสูงพอสมควร แต่ก็มีข้อเสียที่สำคัญคือ ค่า f_c เอง จะดริฟท์ (drift) ได้ง่าย จึงจำเป็นต้องมีวงจรชดเชยอุณหภูมิและวงจรควบคุมความถี่ f_c ให้คงที่ซึ่งก็จะเพิ่มความยุ่งยากของวงจรให้สูงขึ้น

2.6.11 การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม

การสร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อมนั้นโดยทั่วไปจะใช้ส่วนประกอบของวงจรตามที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.36 กล่าวคือจะใช้วงจรอินติเกรเตอร์ในการอินติเกรตสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต และส่วนที่เป็นบาลานซ์มอดูเลเตอร์จะเป็นสัญญาณ FM



รูป 2.36 ส่วนประกอบของวงจรที่ใช้สร้างสัญญาณ FM แบบทางอ้อม

ในการแสดงว่าสัญญาณที่แต่ละจุดเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรนั้น จะพิจารณาโดยใช้รูปที่ 2.36 ประกอบดังนี้ ก่อนอื่นสัญญาณคลื่นพาห์และสัญญาณ $v_2(t)$ ที่เข้าสู่วงจรบาลานซ์มอดูเลเตอร์ จะทำให้เกิดสัญญาณขาออกเป็นสัญญาณ DSB ที่เขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$f_1(t) = Av_2(t)\cos\omega_c(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.32)}$$

ส่วนสัญญาณคลื่นพาห์ที่ผ่านเฟสชิฟเตอร์ 90° นั้นจะเขียนได้ดังนี้

$$f_2(t) = B\cos\left(\omega_c t - \frac{\pi}{2}\right) = B\sin\omega_c t \qquad \text{สมการที่ (2.6.33)}$$

เมื่อสัญญาณทั้งสองนี้มารวมกันที่วงจรบวก สัญญาณขาออกก็จะเป็นดังนี้

$$f(t) = f_1(t) + f_2(t) = Av_2(t)\cos\omega_c(t) + B\sin\omega_c t$$
$$= B\sqrt{1 + \frac{A^2}{B^2}v_2^2(t)}\,\sin[\omega_c t + \phi(t)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.34)}$$

โดยที่ $\phi(t) = \tan^{-1}\left[\frac{A}{B}v_2(t)\right]$ สมการที่ (2.6.35)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าระดับของสัญญาณคลื่นพาห์สูงมากจนทำให้ $A / B << 1$ สมการที่ (2.6.35) ก็จะประมาณค่าได้เป็น

$$\phi(t) = \frac{A}{B} v_2(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.36)}$$

และเนื่องจาก $v_2(t)$ ก็มีขนาดเล็กเช่นเดียวกันเมื่อเทียบกับขนาดของคลื่นพาห์ดังนั้นสมการที่ (2.6.34) จะประมาณค่าได้เป็น

$$f(t) = B \sin [\omega_c t + \frac{A}{B} v_2(t)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.37)}$$

สมการที่ (2.6.37) นี้ก็จะแสดงสัญญาณ PM ที่มี $v_2(t)$ เป็นสัญญาณที่เข้ามามอดูเลต และมี A / B เป็นมอดูเลชั่นอินเด็กซ์ซึ่งในกรณีนี้ก็จะมีขนาดเล็กมาก เนื่องจากสัญญาณ $v_2(t)$ ได้จากการอินติเกรตสัญญาณที่เข้ามามอดูเลตจริงๆ คือ $v_1(t)$ ดังนั้นสมการที่ (2.6.37) จะเขียนได้เป็น

$$f(t) = B \sin [\omega_c t + \frac{A}{B} \int_{-\infty}^{t} v_1(t)dt] \qquad \text{สมการที่ (2.6.38)}$$

ซึ่งสัญญาณในสมการที่ (2.6.38) นี้ก็จะเป็นสัญญาณ FM ที่มีค่าเบี่ยงเบนความถี่ต่ำ วิธีสร้างสัญญาณแบบทางอ้อมที่กล่าวมานี้มีชื่อเรียกว่า วิธีมอดูเลตแบบอาร์มสตรอง (Armstrong' modulation method) ในการมอดูเลตแบบนี้จะมีข้อจำกัดที่ค่าเบี่ยงเบนความถี่ต่ำ ซึ่งหมายถึงสัญญาณที่ได้ในชั้นนี้ก็จะเป็นสัญญาณ FM แบบแบนด์วิดท์แคบ กรณีที่ต้องการสัญญาณ FM แบบแบนด์วิดท์กว้างก็จะต้องมีการออกแบบตั้งแต่ต้นคือ ใช้วงจรคูณความถี่เข้าช่วย วงจรนี้จะทำให้ความถี่ของคลื่นพาห์สูงขึ้นพร้อม ๆ กับทำให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงขึ้น สัญญาณที่ผ่านออกจากวงจรคูณความถี่และฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่อันดับที่ n แล้วจะสามารถเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

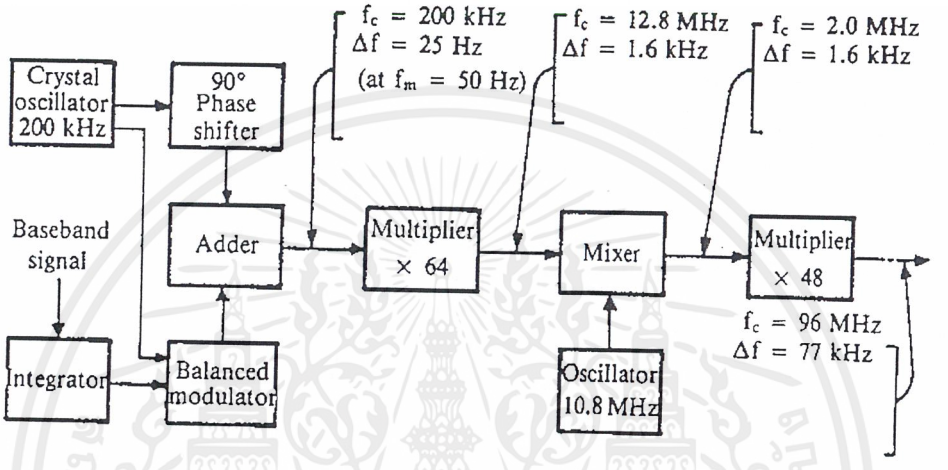
$$v_c(t) = C \sin [n\omega_c t + nk \int_{-\infty}^{t} v_1(t)dt] \qquad \text{สมการที่ (2.6.39)}$$

ในทางปฏิบัติค่า n ที่ใช้มักจะเป็น 2 หรือ 3 เพราะเป็นช่วงที่ใช้งานได้ผลที่สุด กรณีที่ต้องการวงจรคูณความถี่ที่มีตัวคูณสูงกว่านี้ ก็จะทำได้โดยใช้ตัวคูณหลายตัว ตัวประกอบเช่น ต้องการคูณความถี่ 64 เท่า ก็จะทำได้โดยใช้ตัวคูณความถี่ 2 เท่าเป็นจำนวน 6 ตัว เป็นต้น ข้อสังเกตที่สำคัญของการคูณความถี่ที่กล่าวมานี้คือ ค่ามอดูเลชันอินเด็กซ์หรือ β สูงขึ้น ซึ่งผลที่ตามมาก็คือค่าเบี่ยงเบนความถี่ หรือ Δf จะสูงขึ้น นั่นหมายความว่าถ้าสัญญาณเบสแบนด์ที่เข้ามามอดูเลตมีความถี่เป็น f_m ขนาดของไซด์แบนด์ก็จะกว้างออกไป โดยที่ช่วงห่างระหว่างสเปคตรัมที่อยู่ติดกันในไซด์แบนด์ยังเป็น f_m เหมือนเดิม แต่สิ่งที่แตกต่างไปจากเดิมก็คือขนาดของสเปคตรัมจะเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ซึ่งอาจจะสังเกตได้จากรูปเช่นเดียวกัน

ในทางปฏิบัตินั้นการใช้วงจรคูณหลายๆชั้น เพื่อให้ได้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ตามที่ต้องการนั้น ถ้าค่าเบี่ยงเบนความถี่ขั้นต้นมีค่าต่ำมาก ก็จะต้องมีการคูณความถี่หลายชั้นมาก ซึ่งอาจจะทำให้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์สูงกว่าความถี่ของคลื่นพาห์ที่ต้องการได้ รูปที่ 2.37 แสดงตัวอย่างของระบบที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สร้างสัญญาณ FM ความถี่ 96 MHz จากความถี่คลื่นพาห์เริ่มต้นเป็น 200 kHz โดยที่วงจรมอดูเลเตอร์ในขั้นแรกสามารถสร้างค่าเบี่ยงเบนความถี่เพียง 25 Hz แต่ตามมาตรฐานของวิทยุกระจายเสียง FM จะยอมให้ใช้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ถึง 75 kHz การเพิ่มค่าเบี่ยงเบนความถี่ให้ได้ค่าตามต้องการนี้ จะต้องมีวงจรคูณความถี่หลายๆชั้นมาทำการคูณความถี่ขึ้นไปอีกประมาณ 75 kHz / 25 Hz = 3000 เท่า ซึ่งอาจจะใช้วงจรคูณความถี่ 2 เท่า 10 วงจรร่วมกับวงจรคูณความถี่ 3 เท่า 1 วงจร ซึ่งผลคูณนี้จะออกมาเป็น $2^{10} \times 3 = 3072$ เท่า



รูป 2.37 ตัวอย่างส่วนประกอบของระบบสร้างสัญญาณ FM
วิธีอาร์มสตรองร่วมกับวงจรคูณความถี่และมิกเซอร์

ผลที่ได้นี้จะทำให้ความถี่ของสัญญาณคลื่นพาห์สูงขึ้นเป็น 3072 × 200 kHz = 614.4 MHz และเมื่อต้องการใช้มิกเซอร์ในการแปลงความถี่นี้มาเป็น 96 MHz สัญญาณจากโลคอลออสซิลเลเตอร์ก็ต้องมีความถี่เป็น 614.4 ± 96 MHz = 710.4 MHz หรือ 518.4 MHz ซึ่งก็หมายความว่าต้องใช้โลคอลออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่สูงมาก ถ้าต้องการหลีกเลี่ยงสภาพดังกล่าวก็จะทำได้โดยวิธีที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.37 คือ แทรกโลคอลออสซิลเลเตอร์ไว้ระหว่างกลางของกลุ่มวงจรคูณความถี่ในกรณีที่แสดงไว้ในรูปนั้นความถี่ของโลคอลออสซิลเลเตอร์ที่ต้องการก็จะลดต่ำลงเหลือ 10.8 MHz ซึ่งความถี่ขนาดนี้จะสามารถสร้างให้มีเสถียรภาพของความถี่สูงๆ ได้โดยใช้ผลึกแร่ และอันที่จริงความถี่ 10.8 MHz นี้อาจจะสร้างได้โดยใช้ผลึกแร่ตัวเดียวกับที่ใช้สร้างความถี่ 200 kHz ได้โดยการคูณความถี่ 54 เท่า เมื่อใช้ผลึกแร่รวมกันก็จะมีข้อดีที่สำคัญคือ ดริฟท์ของความถี่ที่เกิดขึ้นในออสซิลเลเตอร์ต้นทางก็จะเกิดขึ้นในโลคอลออสซิล - เลเตอร์พร้อมกันไป และผลเสียจากการเกิดดริฟท์ก็จะน้อยลงทำให้สัญญาณขาออกมีความถี่คลื่นพาห์คงที่ตลอดเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.12 การดีมอดูเลตสัญญาณ FM โดยการแปลงเป็นสัญญาณ AM

เป้าหมายของการแปลงสัญญาณ FM เป็นสัญญาณ AM นั้นก็เพื่อให้สามารถดีเทคสัญญาณเบสแบนด์กลับออกมาได้โดยวิธีเอ็นเวลโลปดีเทคชัน การแปลงสัญญาณ FM เป็นสัญญาณ AM จะทำได้โดยใช้วงจรที่สามารถแปลงการเบี่ยงเบนความถี่ชั่วขณะให้เป็นการเปลี่ยนแปลงขนาดได้ วงจรที่ทำหน้าที่นี้ได้ดีก็คือ วงจรดิฟเฟอเรนชิเอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากเราดิฟเฟอเรนชิเอทสัญญาณ FM สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณที่มีขนาดเปลี่ยนแปลงเหมือนกับสัญญาณ AM ดังนี้

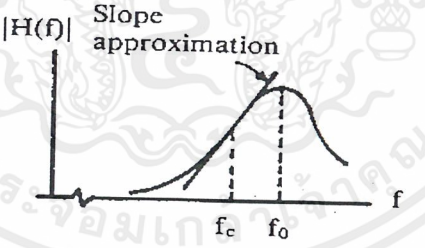
ถ้าให้สัญญาณ FM เป็น

$$A_c \cos\left[\omega_c t + k\int_{-\infty}^{t} m(t)dt\right]$$

สัญญาณที่ผ่านวงจรดิฟเฟอเรนชิเอเตอร์จะเขียนได้เป็น

$$\frac{d}{dt}\left[A_c\cos\{\omega_c t + k\int_{-\infty}^{t} m(t)dt\}\right] = A_c[\omega_c t + km(t)]\sin\{\omega_c t + k\int_{-\infty}^{t} m(t)dt\} \quad \text{สมการที่ (2.6.40)}$$

และเมื่อใช้หลักการของฟูเรียร์ทรานสฟอร์มที่ว่า $[dx(t)/dt] \leftrightarrow j2\pi fX(t)$ ดังนั้นถ้าเราสามารถหาวงจรที่มีทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเขียนได้เป็น $j2\pi f$ วงจรนั้นย่อมสามารถแปลงสัญญาณ FM ให้เป็นสัญญาณ AM ได้ วงจรที่ให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่ใกล้เคียงกับ $j2\pi f$ แบบง่ายๆก็คือ วงจรเรโซแนนท์ซึ่งมีทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.38 แต่เนื่องจากทรานสเฟอร์ฟังก์ชันนี้ไม่สามารถประมาณเป็นเส้นตรง

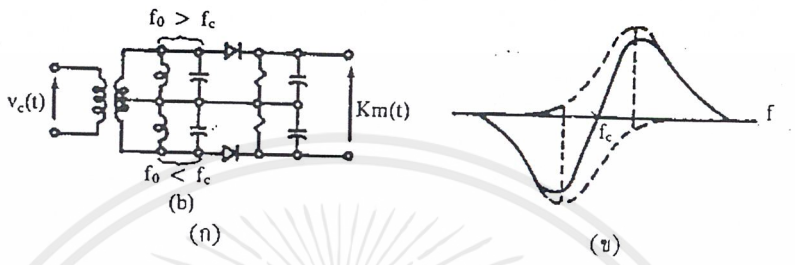


รูป 2.38 ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเรโซแนนท์

ในช่วงความถี่ที่กว้างเพียงพอได้ ถ้าใช้วงจรเรโซแนนท์ชุดเดียวแปลงสัญญาณ FM ให้เป็นสัญญาณ AM แล้วทำเอลเวลโลปดีเทคชันหลังจากนั้นทันทีสัญญาณเบสแบนด์ที่ดีเทคมาได้ก็จะเกิดการผิดเพี้ยนขึ้น เพื่อแก้ปัญหาดังกล่าวที่มีการออกแบบวงจรแยกแยะความถี่ (ferquency discriminator circuit) ซึ่งประกอบด้วยวงจรเรโซแนนท์พร้อมวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ 2 วงจร โดยออกแบบให้วงจรชุดหนึ่งมีความถี่เรโซแนนท์สูงกว่า f_c และวงจรอีกชุดหนึ่งมีความถี่เรโซแนนท์ต่ำกว่า f_c แล้วนำวงจรสองชุดนี้มาประกอบกันในลักษณะที่สัญญาณขาเข้าจะเข้าที่วงจรเรโซแนนท์ทั้งสองนี้พร้อมกัน และสัญญาณขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเป็นผลต่างของสัญญาณที่ออกจากวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ทั้งสอง รูปที่ 2.39 (ก) แสดงลักษณะการประกอบให้วงจรทำงานตามที่กล่าวมานี้ และวงจรนี้มีชื่อเรียกโดยทั่วไปว่า วงจรแยกแยะความถี่แบบบาลานซ์ (balanced discriminator) สำหรับรูป (ข) นั้นเส้นทึบจะแสดงคุณสมบัติในการแปลงความถี่เบี่ยงเบนให้เป็นการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณ โดยที่เส้นประแสดงคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนท์แต่ละวงจร ตามคุณสมบัติในรูป (ข) จะเห็นได้ว่าถ้ามีเฉพาะความถี่คลื่นพาห์คือ f_c เข้ามา สัญญาณขาออกจะเป็น 0 นอกจากนั้นค่าเบี่ยงเบนความถี่สูงกว่าจะทำให้ขนาดของสัญญาณขาออก



รูป 2.39 วงจรแยกแยะความถี่ และคุณสมบัติในการเปลี่ยนความถี่เบี่ยงเบนให้เป็นการเปลี่ยนแปลงของขนาดสัญญาณ

เปลี่ยนแปลงสูงกว่าในลักษณะเป็นเชิงเส้น ดังนั้นถ้าให้ค่าเบี่ยงเบนความถี่ชั่วขณะเขียนได้เป็น km(t) สัญญาณขาออกจากวงจรแยกแยะความถี่ก็จะเขียนได้เป็น

$$y(t) = Km(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.41)}$$

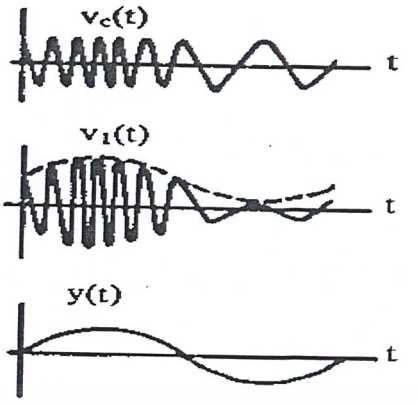
โดยที่ K เป็นค่าคงที่ และวงจรแยกแยะความถี่นี้จะต้องมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงความถี่ $f_c \pm \Delta f$

เมื่อพิจารณารายละเอียดเกี่ยวกับการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่เข้ามาในวงจรแยกแยะความถี่โดยใช้เส้นประในรูปที่ 2.39 เราจะพบว่า ตรงตำแหน่งที่สัญญาณออกจากวงจรเรโซแนนท์ที่มีความถี่เรโซแนนท์สูงกว่า f_c ขนาดของสัญญาณจะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่กล่าวคือ ถ้าความถี่เป็น f_c ขนาดของสัญญาณจะเท่ากับ V_c เมื่อความถี่สูงขึ้นกว่า f_c สัญญาณขาออกก็จะมีขนาดสูงขึ้นกว่า V_c ในทางกลับกันถ้าความถี่ต่ำลงกว่า f_c สัญญาณขาออกก็จะต่ำลงกว่า V_c และถ้าความชันของเส้นโค้งตรงบริเวณสูงและต่ำกว่า f_c สามารถอนุโลมได้ว่าเป็นเส้นตรง สัญญาณที่ออกจากวงจรเรโซแนนท์ก็จะมีขนาดเปลี่ยนแปลงไปกับค่าเบี่ยงเบนความถี่ชั่วขณะในลักษณะของสัญญาณ AM หรืออาจจะเขียนสัญญาณดังกล่าวได้ในรูปต่อไปนี้

$$v_1(t) = V_c \{ 1 + km(t) \} \cos [\omega_c t + k \int_{-\infty}^{t} m(t)dt] \qquad \text{สมการที่ (2.6.41)}$$

จึงอาจกล่าวได้ว่าวงจรเรโซแนนท์จะทำการแปลงสัญญาณ FM ที่เข้ามาให้เป็นสัญญาณ AM ซึ่งสัญญาณ AM นี้ก็จะถูกวงจรเอ็นเวลโลปดีเทคเตอร์ดีเทคออกมาเป็นสัญญาณเบสแบนด์ทันที รูปที่ 2.40 แสดงรูปร่างของสัญญาณทั้งสามที่กล่าวมานี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.40 รูปร่างของสัญญาณ FM สัญญาณ AM ที่ขาออกของวงจรเรโซแนนท์
และสัญญาณเบสแบนด์ที่ดีเทคได้

2.6.13 ควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน (Quadrature detection)

การดีมอดูเลตสัญญาณ FM แบบควอดเดรเจอร์ดีเทคชันนั้นเป็นการใช้วงจรแยกแยะเฟส (phase discrimnator) ในการดึงเอาสัญญาณเบสแบนด์ออกมาจากสัญญาณ FM ดังนั้นจึงต้องกล่าวถึงหลักการของวงจรแยกแยะเฟสเสียก่อนดังต่อไปนี้ วงจรแยกแยะเฟสจะอาศัยหลักการพื้นฐานของการดิฟเฟอเรน - ชิเอทกล่าวคือ แสดงการดิฟเฟอเรนชิเอทให้อยู่ในรูปของการประมาณค่าดังนี้

$$\frac{d}{dt}\phi(t) = \frac{1}{\tau}[\phi(t) - \phi(t-\tau)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.43)}$$

ในกรณีของสัญญาณ FM นั้น เนื่องจาก

$$\phi(t) = k\int_{-\infty}^{t} m(t)dt$$

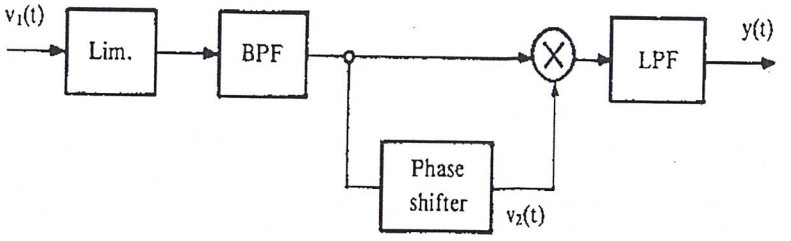
ดังนั้นจะสามารถผูกพันธ์สมการที่ (2.6.43) กับสัญญาณเบสแบนด์ m(t) ได้ในรูปต่อไปนี้

$$[\phi(t) - \phi(t-\tau)] = \tau\frac{d}{dt}\phi(t) = k\tau m(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.44)}$$

นั่นคือถ้าเราสามารถสร้าง $\phi(t-\tau)$ และสร้างวงจรที่จะให้ผลต่างระหว่าง $\phi(t)$ และ $\phi(t-\tau)$ สัญญาณขาออกที่ได้ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ m(t) การสร้างสัญญาณ $\phi(t-\tau)$ จากสัญญาณ FM ก็จะทำได้โดยใช้วงจรหน่วงเวลาหรือวงจรเฟสชิฟเตอร์แบบเชิงเส้นนั่นเอง สำหรับการสร้างสัญญาณ $\phi(t) - \phi(t-\tau)$ นั้น จะทำได้โดยนำสัญญาณ FM เดิมกับสัญญาณ AM ที่ถูกหน่วงเวลามาเข้าวงจรคูณแล้วกรองด้วยฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ รูปที่ 2.41 แสดงบล๊อกแสดงไดอะแกรมของกระบวนการที่กล่าวมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้วงจรลิมิเตอร์และฟิลเตอร์ผ่านแถบความถี่ก็มีไว้จัดการกับระดับสัญญาณที่อาจจะเปลี่ยนแปลงตามเวลา และให้ผ่านเฉพาะแถบความถี่ที่เกี่ยวข้องตามลำดับ



รูป 2.41 บล็อกไดอะแกรมของระบบควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน

ควอดเดรเจอร์ดีเทคชันนั้นเป็นชื่อเรียกระบบดีเทคชันข้างต้นที่ตั้งการหน่วงเวลาของวงจรหน่วงเวลาให้มีค่า τ ที่ทำให้ $\omega_c\tau = \pi/2$ ดังนั้นถ้าให้สัญญาณ FM ที่เข้ามาเขียนได้เป็น

$$v_1(t) = \cos[\omega_c t + \phi(t)]$$

สัญญาณที่ผ่านวงจรหน่วงเวลาก็จะเขียนได้เป็น

$$v_2(t) = \cos[\omega_c(t-\tau) + \phi(t-\tau)] = \sin[\omega_c t + \phi(t-\tau)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.45)}$$

เมื่อคูณสัญญาณ $v_1(t)$ และ $v_2(t)$ ด้วยวงจรคูณแล้วผ่านฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำผลที่ได้ออกมาก็จะเขียนได้เป็น

$$y(t) = \sin[\phi(t) - \phi(t-\tau)] \qquad \text{สมการที่ (2.6.46)}$$

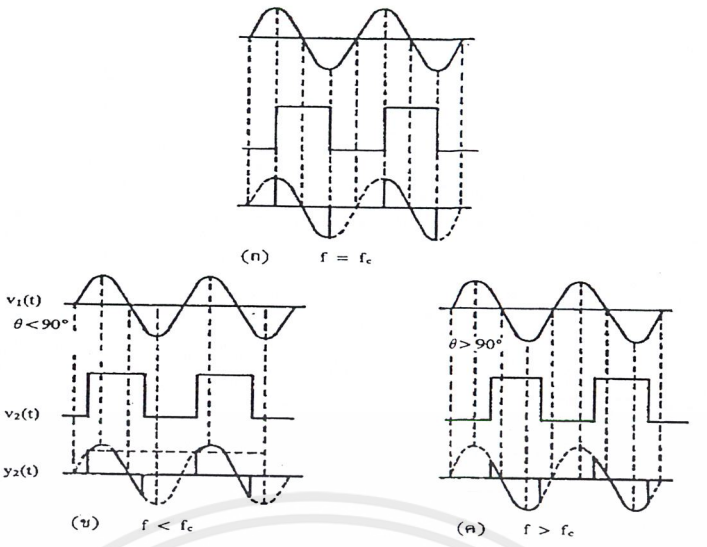
และเนื่องจาก τ มีค่าเล็กมาก ทำให้ $[\phi(t) - \phi(t-\tau)] << \pi$ เราจึงสามารถประมาณค่าสมการที่ (2.6.46) เป็นดังนี้

$$y(t) = [\phi(t) - \phi(t-\tau)] = k\tau m(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.47)}$$

เพื่อให้เห็นภาพของการทำงานนี้ง่ายขึ้น รูปที่ 2.42 แสดงการคูณสัญญาณ FM กับสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาออกไป โดยที่แสดงสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาออกไปในรูปของสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ในระบบของควอดเดรเจอร์ดีเทคชันที่ในสภาพสัญญาณความถี่ f_c เข้ามาเฟสของสัญญาณที่ถูกหน่วงเวลาจะช้ากว่าสัญญาณเดิม $\pi/2$ ซึ่งทำให้ผลคูณหรือครอสคอร์รีเลชันระหว่างสัญญาณทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์ดังที่แสดงไว้ในรูป (ก) ในกรณีที่ความถี่ชั่วขณะต่ำหรือสูงกว่าค่า f_c ครอสคอร์รีเลชันก็จะไม่เป็นศูนย์ และมีค่าแปรตามความถี่เบี่ยงเบนที่เกิดขึ้น ซึ่งค่าเฉลี่ยของ $y_2(t)$ ก็จะเป็นสัญญาณที่แปรตามสัญญาณเบสแบนด์

อนึ่งวงจรแยกแยะเฟสนี้ถึงแม้จะมีการประมาณค่าดังสมการที่ (2.6.47) แต่ในทางปฏิบัติมักพบว่ามีช่วงความถี่ที่เป็นเชิงเส้นกว้างกว่าวงจรแยกแยะความถี่

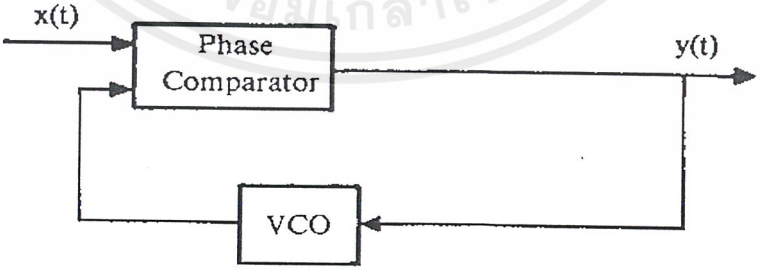
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.42 รูปร่างของสัญญาณที่ได้จากการคูณสัญญาณในระบบควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน

2.6.14 เฟสล็อคลูป

การใช้เฟสล็อคลูปในการดีมอดูเลตสัญญาณ FM นั้น จะอาศัยหลักการที่วงจรเฟสล็อคลูปพยายามที่จะ "ล็อคหรือซิงโครไนซ์" มุมชั่วขณะของสัญญาณจากวงจร VCO (ย่อจาก Voltage controlled oscillator) เข้ากับมุมชั่วขณะของสัญญาณที่เข้ามาดังรายละเอียดที่จะกล่าวต่อไปนี้ การล็อคมุมชั่วขณะนี้จะหมายถึงความถี่และเฟสของสัญญาณรวมกันอยู่ ส่วนประกอบพื้นฐานของวงจรเฟสล็อคลูปจะเป็นดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.43 กล่าวคือ จะประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบเฟสและวงจร VCO ซึ่งเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่มีความถี่ออสซิลเลตถูกควบคุมด้วยโวลเตจจากสัญญาณภายนอก จึงมีลักษณะเหมือนวงจรมอดูเลเตอร์ของสัญญาณ FM โดยทั่วไป



รูป 2.43 ส่วนประกอบของวงจรเฟสล็อคลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเปรียบเทียบเฟสนั้นจะสร้างขึ้นได้โดยใช้วงจรคูณหรือมิกเซอร์ร่วมกับฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.44 (ก) การทำงานจะเป็นดังนี้คือ ถ้าให้สัญญาณขาเข้าเป็น

$$x(t) = A\cos[\omega_c t + \phi(t)] = A\cos\theta_c(t)$$

และสัญญาณที่มาจากวงจร VCO เขียนได้เป็น

$$v(t) = B\cos\theta_v(t)$$

และถ้าเราได้เห็นผลต่างของมุมของสัญญาณทั้งสองเขียนได้เป็น

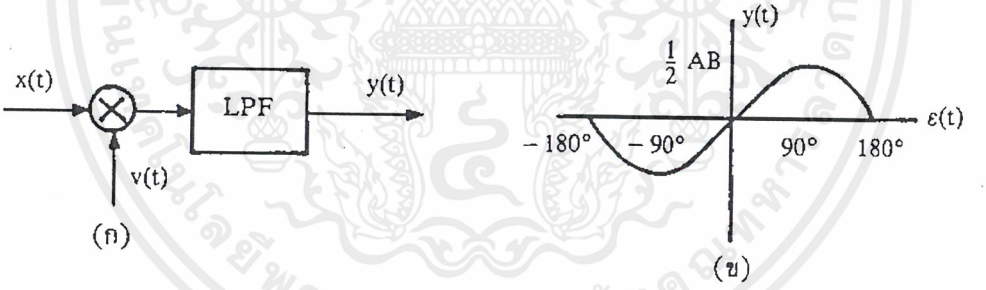
$$\theta_c(t) - \theta_v(t) = -\frac{\pi}{2} + \varepsilon(t) \qquad \text{สมการมี่ (2.6.48)}$$

สัญญาณขาออกที่ผ่านฟิลเตอร์ผ่านความถี่ต่ำ จะสามารถเขียนได้ในรูปต่อไปนี้

$$y(t) = \frac{1}{2} AB\cos[\theta_c(t) - \theta_v(t)]$$

$$= \frac{1}{2} AB\cos[\varepsilon(t) - \frac{\pi}{2}] = \frac{1}{2} AB\sin\varepsilon(t) \qquad \text{สมการที่ (2.6.49)}$$

สัญญาณ $\varepsilon(t)$ นี้คือค่าคลาดเคลื่อนเฟส (phase error) ซึ่งเมื่อนำสมการที่ (2.6.49) นี้ไปพล็อตกราฟก็จะได้ตามรูป การที่เราเลือกให้ผลต่างของเฟสเป็นดังที่แสดงไว้ในสมการที่ (2.6.48) นั้น ก็เพื่อให้สัญญาณขาออก y(t) เป็นศูนย์เมื่อ $\varepsilon(t) = 0$ ทั้งนี้ก็เพื่อให้ผลที่ได้นี้สามารถใช้งานได้สะดวกและตรงกับสิ่งที่เกิด



รูป 2.44 วงจรเปรียบเทียบเฟสและสัญญาณขาออกที่เกิดจากค่าคลาดเคลื่อนเฟส

ขึ้นในวงจรที่สร้างขึ้นจริง ลักษณะดังกล่าวนี้ถือได้ว่าวงจรเฟสล็อคลูปจะล๊อคมุมได้เมื่อเฟสของสัญญาณขาออกกับเฟสของสัญญาณจากวงจร VCO ต่างกันอยู่ $\pi / 2$ ซึ่งจะคล้ายคลึงกับหลักการของควอดเดรเจอร์ดีเทคชัน

เมื่อพิจารณาการทำงานของวงจร VCO พร้อมกันไปด้วยจะสามารถอธิบายการทำงานรวมของวงจรเฟสล็อคลูปได้ดังนี้ ก่อนอื่นถ้าเราตั้งเฟสล็อคลูปให้ล็อคความถี่ ω_c โดยมีสัญญาณขาออกเป็นศูนย์ที่เวลา $t = 0$ ถ้าความถี่ของสัญญาณที่เข้ามาเปลี่ยนอย่างรวดเร็วจาก ω_c ไปเป็น $\omega_c \pm \Delta\omega$ ซึ่งหมายถึงเฟส $\phi(t)$ จะเป็น $\Delta\omega t$ ค่า $\phi(t)$ นี้จะมีค่ามากขึ้นตามเวลา และจะส่งผลให้สัญญาณขาออกจากวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบเฟสมีค่าสูงขึ้นตามไปด้วย อย่างไรก็ตามสัญญาณขาออกนี้จะถูกป้อนกลับมาควบคุมความถี่ของวงจร VCO ให้สูงขึ้นเพื่อติดตามการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ x(t) ถ้าวงจร VCO มีการตอบสนองที่รวดเร็ว ก็จะทำให้สามารถติดตามความถี่ของสัญญาณขาเข้าได้ทันที และทำให้เกิดสภาพสมดุลที่ความถี่ใหม่ขึ้น ในสภาพสมดุลอันใหม่นี้ถึงแม้สัญญาณความถี่จากวงจร VCO เท่ากับความถี่ของ x(t) ก็จริง แต่เฟสของสัญญาณทั้งสองจะต่างกันเป็นค่าที่ไม่ใช่ $\pi / 2$ เพราะการที่วงจร VCO ให้กำเนิดความถี่ที่ต่างจาก ω_c ที่ตั้งค่าไว้ ย่อมหมายความว่ามีสัญญาณ y(t) ที่ไม่ใช่ศูนย์เข้ามาควบคุมวงจร VCO อยู่ ถ้า y(t) ไม่เป็นศูนย์ก็แสดงว่าเฟสของสัญญาณที่เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบเฟสต่างกันไม่เป็น $\pi / 2$ และเนื่องจากสัญญาณที่ออกจากวงจร VCO มีลักษณะเป็นสัญญาณ FM ที่มี y(t) เข้ามามอดูเลตอยู่ ดังกล่าวข้างต้น สัญญาณนี้ก็จะเขียนได้ในรูปต่อไปนี้คือ

$$v(t) = B \cos[\omega_c t + k \int_{-\infty}^{t} y(\alpha)\, d\alpha] \qquad \text{สมการที่ (2.6.50)}$$

และถ้าบอกว่าสัญญาณ v(t) นี้มีความถี่เท่ากับสัญญาณ x(t) ก็จะได้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างเฟสของสัญญาณทั้งสองเป็นดังนี้

$$\omega_c + ky(t) = \omega_c + \frac{d\,\phi(t)}{dt}$$

$$ky(t) = \Delta\omega \qquad \text{สมการที่ (2.6.51)}$$

ซึ่งก็หมายความว่าสัญญาณขาออกของเฟสล็อคลูปคือ y(t) จะแปรตรงกับความถี่เบี่ยงเบนของสัญญาณขาเข้า และเนื่องจากความถี่เบี่ยงเบนนี้แปรตรงกับขนาดของสัญญาณเบสแบนด์ ดังนั้น y(t) ก็จะแปรตรงกับสัญญาณเบสแบนด์ m(t) นั่นคือเฟสล็อคลูปก็จะให้สัญญาณขาออกที่เป็นสัญญาณดีมอดูเลตของสัญญาณ FM ที่เข้ามา

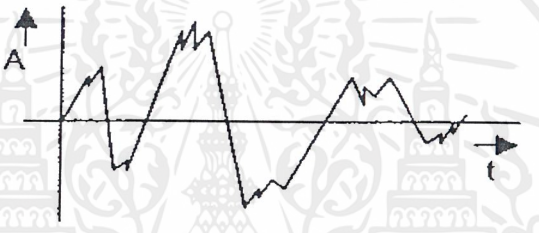
เฟสล็อคลูปโดยทั่วไปจะสามารถจับความถี่ได้ในช่วงหนึ่ง กล่าวคือในขณะที่เฟสล็อคลูปทำงานอย่างอิสระ (free running) แล้วเกิดมีสัญญาณความถี่อื่นเข้ามาเฟสล็อคลูปจะพยายามติดตามเพื่อจับความถี่นั้น ช่วงความถี่ที่เฟสล็อคลูปสามารถติดตามจับได้นี้เรียกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ (capture range) และเมื่อเฟสล็อคลูปติดตามจับความถี่ได้แล้ว ช่วงความถี่ที่เฟสล็อคลูปจะติดตามจับได้ตลอดเวลาจะเรียกว่าช่วงความถี่ล็อค (lock range) โดยทั่วไปช่วงความถี่ล็อคจะกว้างกว่าช่วงความถี่ตรวจจับ เช่น ช่วงความถี่ล็อคเป็น 1 MHz แต่ช่วงความถี่ตรวจจับเป็น 100 kHz เป็นต้น ทั้งนี้เนื่องจากเฟสล็อคลูปจะทำงานอย่างมีเสถียรภาพในช่วงที่ $\varepsilon(t)$ ดังในรูปที่ 2.44 (ข) อยู่ในช่วงที่ทำให้เส้นกราฟมีค่าอนุพันธ์เป็นบวก คือในช่วงที่เป็น $-\pi / 2$ ถึง $\pi / 2$ เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 โครงสร้างของสัญญาณภาพและระบบการส่ง

ภาพที่เรามองเห็นที่จะถูกส่งด้วยระบบโทรทัศน์จะประกอบไปด้วยจุดเล็ก ๆ จำนวนมากมายที่เราเรียกว่า พิคเจอร์อีเลเมนท์ (picture element) ในระบบโทรทัศน์และระบบการถ่ายรูป พิคเจอร์อีเลเมนท์เหล่านี้ เป็นพื้นที่สี่เหลี่ยมจัตุรัสเล็ก ๆ ซึ่งทำให้เกิดขึ้นด้วยเส้นแนวนอนและแนวตั้ง จะแบ่งภาพออกเป็นส่วน ๆ แต่ละส่วนจะมีขนาดเท่ากัน แต่มีความสว่างไม่เท่ากัน ภาพโทรทัศน์ที่เรามองเห็นจะประกอบไปด้วย พิคเจอร์อีเลเมนท์จำนวนมากมายคล้าย ๆ กับรูปถ่ายของหนังสือพิมพ์ซึ่งประกอบด้วยจุดเล็ก ๆ มากมาย ภาพของหนังสือพิมพ์ต่างจากภาพโทรทัศน์ตรงที่เป็นจุดดำบนกระดาษขาว แต่ละจุดจะเป็นสีดำเท่ากันตลอดแต่ขนาดแต่ละจุดไม่เท่ากัน

ระบบการส่ง โดยทั่วไปแล้วคลื่นเสียงสามารถแทนด้วยลูกคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.45 จะเห็นว่าทางด้านแนวนอนแทนด้วยเวลาและทางด้านแนวตั้งแทนด้วยขนาดของคลื่นเสียง



รูป 2.45 ขนาดของคลื่นเสียงเปลี่ยนแปลงตามเวลา

เนื่องจากแรงดันของเสียงจะเปลี่ยนแปลงตามเวลาเท่านั้น จึงสามารถเปลี่ยนเป็นสัญญาณทางไฟฟ้าได้โดยตรงและสามารถนำไปผสมกับคลื่นพาห์ของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าส่งออกไปในอากาศได้ง่าย แต่ในระบบโทรทัศน์ พิคเจอร์อีเลเมนท์ซึ่งประกอบเป็นภาพโทรทัศน์จะกระจายอยู่ทั่วไปและไม่สามารถนำพาไปด้วยคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าเพียงคลื่นเดียวในเวลาเดียวกันได้ เพราะว่าพิคเจอร์อีเลเมนท์แต่ละตัวจะเปลี่ยนความสว่างจากจุดหนึ่งไปอีกจุดหนึ่งอย่างรวดเร็วมากดังนั้นสัญญาณภาพจึงต้องส่งไปโดยระบบที่เรียกว่าการสแกน (scanning)

ฟิลด์พัลซ์ คือ พัลซ์ทางแนวตั้งมีความกว้างของพัลซ์ประมาณ 2.5 เท่าของไลน์พีเรียด ในช่วงพัลซ์นี้จะบรรจุด้วยเซอเรตเตดพัลซ์ (seratted pluses) ซึ่งมีความกว้างของพัลซ์เท่ากับ 4.7 ไมโครวินาที ระยะห่างระหว่างพัลซ์เท่ากับ 32 – 4.7 = 27.3 ไมโครวินาที พัลซ์เหล่านี้ใส่ไว้เพื่อทำให้ออลซิลเลเตอร์ของเครื่องรับทางแนวนอนล็อคกับซิงค์ที่ส่งมา

อีควัลไลซิ่งพัลซ์ (equallizing pluses) จะเป็นพัลซ์แคบ ๆ ที่มีความกว้างของพัลซ์ประมาณ 2.3 ไมโครวินาที ใส่ไว้ก่อนและหลังฟิลด์พัลซ์จำนวน 5 พัลซ์ ความกว้างของ 5 พัลซ์จะเท่ากับ 2.5 ไลน์พีเรียด พัลซ์ก่อน (prc – equallizing pulses) และพัลซ์ที่หลังฟิลด์ซิงค์พัลซ์ เรียกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โพสอีควอไลซิงค์พัลซ์ (post equallizing pluses) พัลซ์เหล่านี้จะทำให้การสแกนแบบอินเตอร์เรซด์ได้สมบูรณ์เพราะที่เครื่องรับโทรทัศน์จะให้ฟิลด์ซิงค์พัลซ์ทั้งฟิลด์คี่และฟิลด์คู่มีรูปร่างเหมือนกันและมีจุดเริ่มต้นในการสแกนเท่ากัน

2.7.1 สัญญาณภาพรวม

หากจะถามว่าเครื่องส่งทำการส่งสัญญาณอะไรมาให้เครื่องรับบ้าง หากตอบกันง่าย ๆ ก็ต้องตอบว่า ส่งสัญญาณภาพรวม (composite video signal) ซึ่งการที่เราจะทำให้เครื่องรับโทรทัศน์บรรลุวัตถุประสงค์ได้นั้นต้องให้สถานีโทรทัศน์ส่งสัญญาณต่าง ๆ ดังนี้

1. สัญญาณเสียง
2. สัญญาณภาพ
3. สัญญาณแบล้งกิ้ง
4. สัญญาณซิงโครไนซ์
5. สัญญาณอีควอไลซิ่ง

ในส่วนของระบบสัญญาณเสียงเราจะใช้คลื่นพาห์ เพราะทราบกันเบื้องต้นแล้วว่าระบบเสียงในระบบโทรทัศน์เป็นระบบ เอฟเอ็ม ส่วนสัญญาณภาพและอื่น ๆ ที่เหลือนั้นเราจะส่งเป็นสัญญาณภาพรวมแล้วใช้คลื่นพาห์ภาพออกไป การที่เราต้องส่งสัญญาณทั้ง 5 ตัวออกอากาศแพร่คลื่นออกไปเพื่อวัตถุประสงค์ดังนี้

1 สัญญาณภาพและสัญญาณเสียง เป็นสัญญาณที่ส่งไปเพื่อให้เกิดภาพและเสียงขึ้นในเครื่องรับโทรทัศน์

2 สัญญาณแบล้งกิ้ง เป็นสัญญาณที่ส่งเพื่อให้ลบเส้นสะบัดกลับทั้งในแนวตั้งและแนวนอน

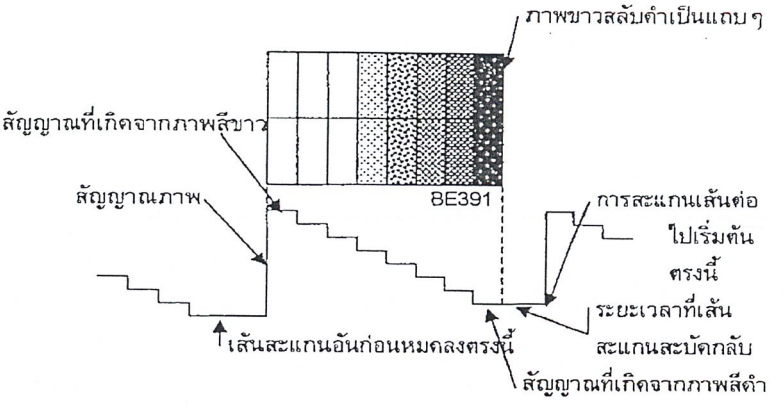
3 สัญญาณซิงโครไนซ์ เป็นสัญญาณที่ส่งมาเพื่อช่วยให้วงจรหักเหทางแนวตั้งและวงจรหักเหทางแนวนอน เพื่อให้เครื่องส่งและเครื่องรับทำงานสอดคล้องตรงกัน

4 สัญญาณอีควอไลซิ่ง เป็นสัญญาณที่ช่วยให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทั้งแนวตั้งและแนวนอนยังคงรูปเดิมอยู่ได้ แม้ว่าจะเป็นการสแกนแบบสลับเส้นก็ตาม

ก. สัญญาณภาพขาว - ดำ

สมมุติว่าเราจะดูระดับสัญญาณขาว - ดำ กรณีที่เรากล่าวถึงสัญญาณขาว – ดำ หรือสัญญาณโมโนโครมได้ดีที่สุดต้องกล่าวว่าภาพที่เป็นสีขาว คือ ภาพที่มีความสว่างมากที่สุด และภาพที่เป็นสีดำ คือ ภาพที่ไม่มีความสว่างเลย ภาพจำลองที่ดีที่สุดของกรณีนี้ก็คือ แถบภาพที่ความแตกต่างของระดับขาวดำทีละน้อย ซึ่งเราเรียกว่าระดับเกรย์สเกลนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.46 แสดงระดับสัญญาณขาว - ดำ โดยเกรย์สเกล

จากรูปที่ 2.46 แสดงให้เห็นระดับของเกรย์สเกล ในกรณีที่ระดับสัญญาณภาพเป็นสัญญาณสีขาวเข้ามานั่นหมายความว่าระดับความแรงของสัญญาณภาพมากที่สุดจึงให้ความส่องสว่างที่หน้าจอสว่างมากที่สุด และเมื่อระดับสัญญาณสีขาวลดลงเป็นสีมัว , เทา และดำ ซึ่งระดับสัญญาณจะลดลงมาเรื่อย ๆ นั่นหมายความว่าเมื่อสัญญาณมีความแรงน้อยลงความส่องสว่างจะน้อยลงตามไปด้วย

อันที่จริงแล้วภาพแต่ละภาพเป็นสัญญาณความถี่ทางไฟฟ้าที่มีความถี่สูงต่ำไม่เท่ากันโดยความถี่สูงสุดจะไม่เกิน 4 MHz ในระบบ FCC และไม่เกิน 5 MHz ในระบบ CCIR ภาพที่เกิดจากความถี่สูงย่อมมีความละเอียดกว่าความถี่ต่ำ

ข. สัญญาณแบล้งกิ้ง

เมื่อมีการสแกนอิเล็กตรอนที่หน้าจอจะเกิดเส้นรีเทรสหรือเส้นสะบัดกลับซึ่งเป็นเส้นภาพที่เราไม่ต้องการ เครื่องส่งจึงต้องส่งสัญญาณแบล้งกิ้ง (blanking) เพื่อบังคับให้เครื่องรับสามารถลบเส้นสะบัดกลับได้ สัญญาณแบล้งกิ้งส่วนหนึ่งเครื่องรับจะต้องสร้างขึ้นเหมือนการสร้างสัญญาณซิงโครไนซ์และต้องมีการส่งสัญญาณแบล้งกิ้งมาจากเครื่องส่งเพื่อลบเส้นสะบัดกลับในเครื่องรับ สัญญาณแบล้งกิ้งมีอยู่ 2 อย่าง คือ เวอร์ติคอลแบล้งกิ้ง กับฮอริซอลทอลแบล้งกิ้ง

ค. สัญญาณซิงโครไนซ์

เป็นสัญญาณเพื่อให้การสแกนเป็นไปอย่างถูกต้อง ทั้งการสแกนแนวตั้งและแนวนอนโดยสัญญาณซิงโครไนซ์มีอยู่ 2 สัญญาณ คือ

1) ฮอริซอลทอล ซิงโครไนซ์ (Horizontal Synchronize) เป็นสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนซึ่งมีความถี่ 15625 Hz (ในระบบ CCIR) หรือ 15750 Hz (ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีสัญญาณส่วนนี้ส่งมาจะทำให้ภาพเกิดการล้มได้

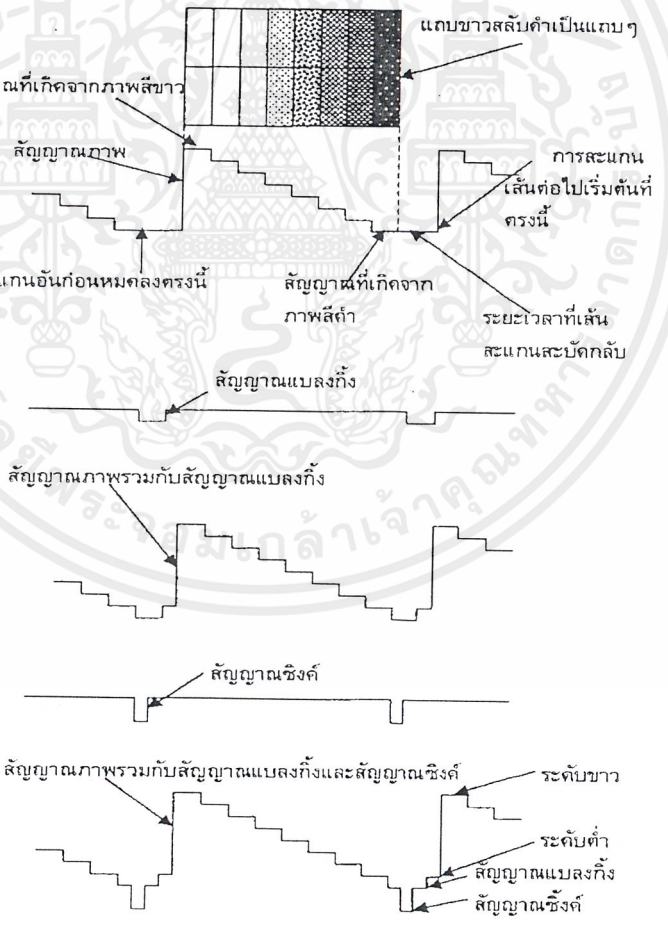
2) เวอร์ติคอล ซิงโครไนซ์ (Vertical Synchronize) เป็นสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง ซึ่งมีความถี่ 50 Hz (ในระบบ CCIR) หรือ 60 Hz (ในระบบ FCC) ถ้าไม่มีการส่งสัญญาณส่วนนี้จะทำให้ภาพเลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากสัญญาณซิงโครไนซ์และสัญญาณแบล้งกิ้งไม่ว่าจะเป็นแนวนอนหรือแนวตั้ง จะมีความถี่เท่ากันเวลาส่งจึงต้องกำหนดตำแหน่งของการส่งให้ถูกต้อง มิฉะนั้นแล้วจะเกิดกวนกันได้ ในทางปฏิบัติจึงให้สัญญาณซิงค์พัลซ์มีขนาดความกว้างน้อยกว่าแบล้งกิ้งพัลซ์ แล้วใช้วิธีการส่งแบบผสม กล่าวคือ ส่งซิงค์พัลซ์กับแบล้งกิ้งพัลซ์ไปด้วยกัน ให้แบล้งกิ้งพัลซ์เป็นฐานของสัญญาณซิงค์พัลซ์ เมื่อมีการจัดระดับของสัญญาณส่วนนี้เทียบกับเกรย์สเกลของระดับของแบล้งกิ้ง จะอยู่ที่ระดับต่ำกว่าดำ ส่วนซิงค์จะเป็นระดับต่ำกว่าระดับดำมากกว่าลงไปอีก สัญญาณเหล่านี้จึงไม่มีการส่งผลต่อการมองเห็น (หรือไม่กวนสัญญาณภาพ) ดังรูปที่ 2.47

ง. สัญญาณอีควอไลซิ่ง

เป็นสัญญาณบังคับรูปร่างของสัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวตั้ง เพื่อให้สามารถคงรูปถูกต้อง และช่วยให้การสแกนแบบสลับเส้นเป็นไปได้ถูกต้องด้วย สามารถขึ้นเส้นคู่เส้นคี่ในเวลาที่ถูกต้องได้ ในทางอ้อมยังช่วยให้สัญญาณซิงโครไนซ์ทางแนวนอนไม่ขาดช่วงหายไปในระหว่างการส่งสัญญาณทางแนวตั้งด้วย สัญญาณตัวนี้จะมีขนาดของพัลซ์รวมเท่ากับเวอร์ติคอล ซิงโครไนซ์พัลซ์ สัญญาณส่วนนี้จะแบ่งเป็น 6 ลูกในระบบ 525 เส้น และถูกแบ่งเป็น 5 ลูก ในระบบ 625 เส้น



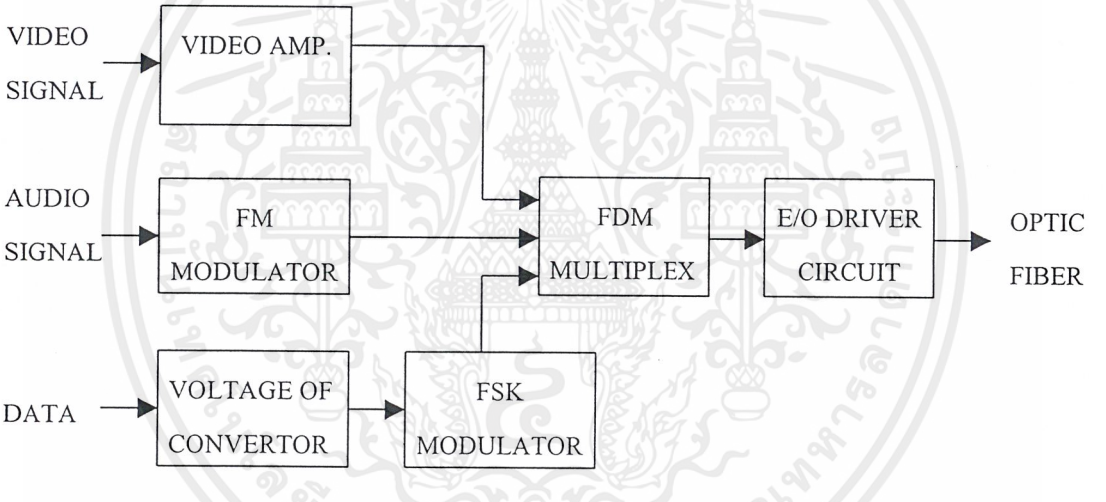
รูป 2.47 แสดงระบบพัลซ์ในฟิลด์ของการซิงโครไนซ์ของระบบโทรทัศน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
การคำนวนและการสร้าง

ลักษณะการทำงานของวงจร

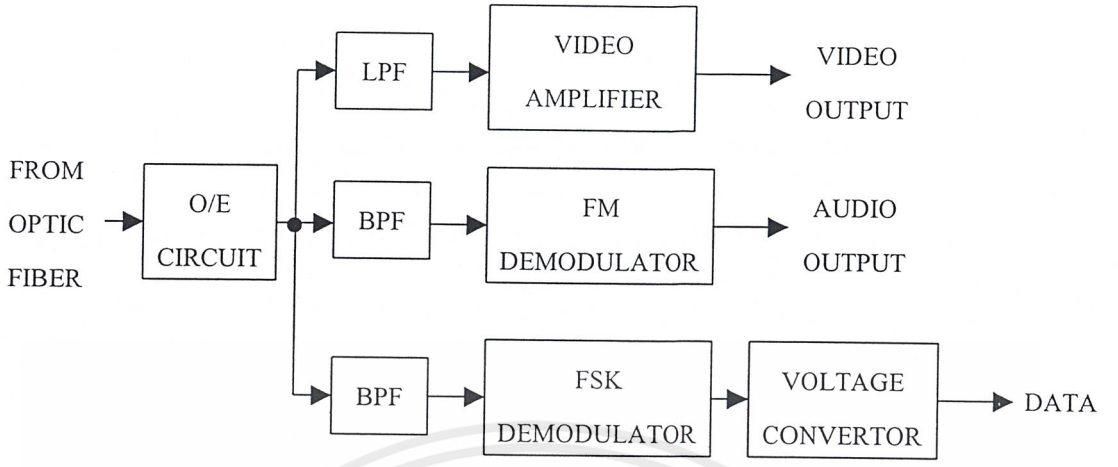
สามารถส่งได้ทั้งสัญญาณเสียง , สัญญาณภาพและสัญญาณดิจิตอล (Data) โดยการนำสัญญาณเสียงมาทำการมอดูเลตเชิงความถี่ (Frequency Modulation) และนำสัญญาณดิจิตอล (Data) มาทำการมอดูเลตแบบ FSK (Frequency Shift Keying) ส่วนสัญญาณภาพจะถูกส่งโดยตรง แล้วนำสัญญาณทั้งหมดส่งผ่านไปยังวงจรรวมสัญญาณ (Summing) ก่อนที่จะนำสัญญาณที่ได้ไปควบคุมอุปกรณ์กำเนิดแสง (Light source) ซึ่งใช้ LED โดยวิธี Intensity Modulation เป็นการนำขนาดของสัญญาณไปควบคุมให้ความเข้มของแสงเปลี่ยนแปลงไปแล้วจึงป้อนเข้าสู่เส้นใยแสงต่อไป ดังรูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง



รูป 3.1 บล็อกไดอะแกรมทางด้านส่ง

ในด้านรับ PIN Photo diode จะทำการเปลี่ยนสัญญาณแสงที่รับได้ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้า โดยแถบความถี่ที่ได้จะผ่านวงจรกรองความถี่ (Filter) เพื่อแยกสัญญาณออกจากกันก่อนที่จะถูกดีเทกกลับไปเป็นสัญญาณเสียง โดยวงจร FM Demodulator และสัญญาณดิจิตอลโดยวงจร FSK Demodulator, ส่วนสัญญาณภาพจะถูกขยายโดยวงจร Video Amplifier ดังรูป 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

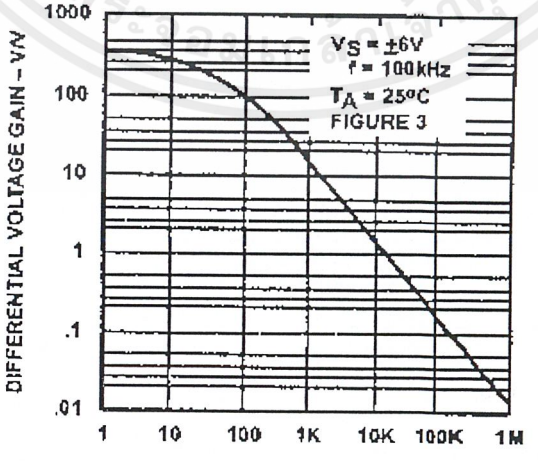


รูป 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมทางด้านรับ

การออกแบบวงจร

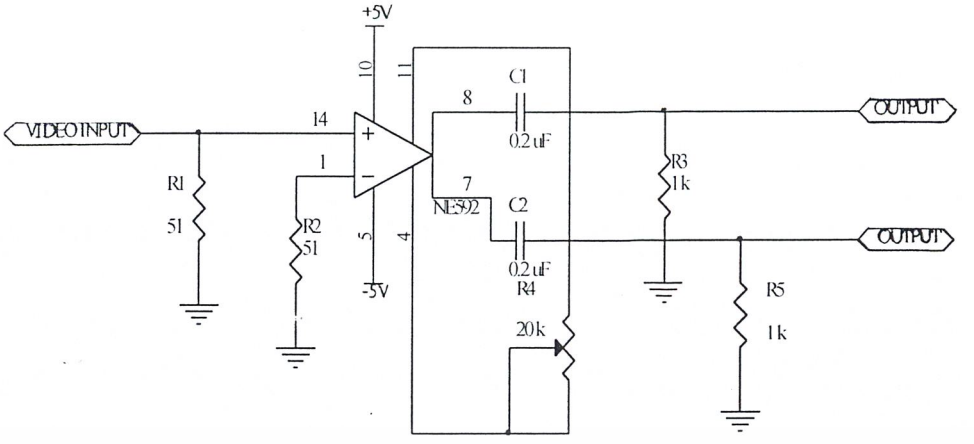
3.1 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier)

วงจรขยายสัญญาณภาพจะใช้ไอซีเบอร์ NE 592 ซึ่งเป็นไอซี Video Amplifier ที่มีแบนด์วิดท์กว้างถึง 120 MHz สามารถปรับเกณฑ์การขยายได้ 0 – 400 เท่า โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างขา Gain Select ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 11 (G_1A) และขา 4 (G_2B) ซึ่งการออกแบบนั้นเราสามารถเลือกค่าความต้านทานได้โดยดูค่าจากกราฟดังรูป 3.3



รูป 3.3 Voltage Gain as a Function of RADJ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



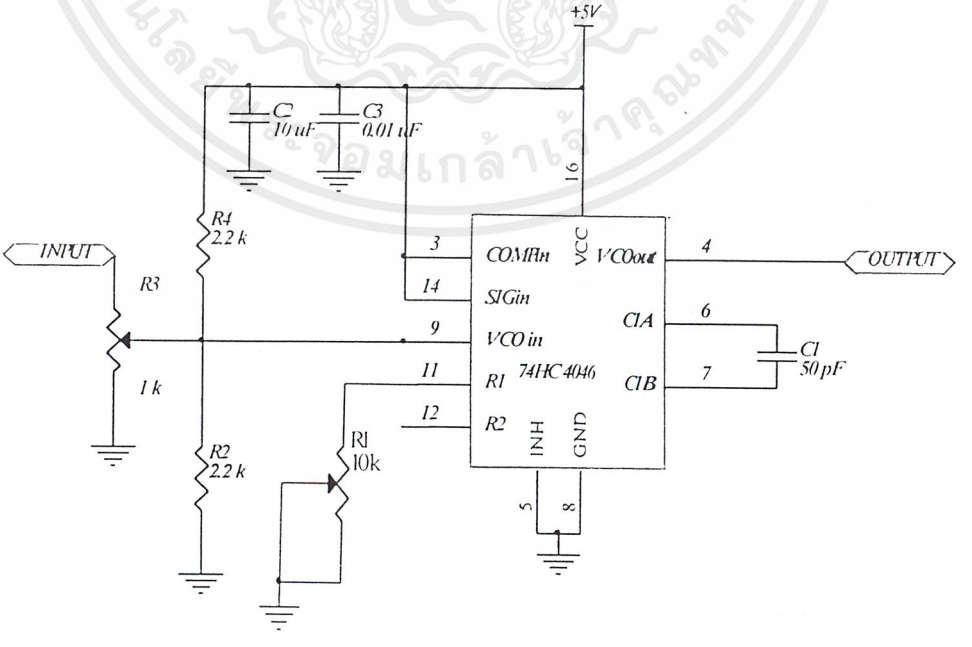
รูป 3.4 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier)

3.2 ภาค FM Modulator

ภาค FM Modulator จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกลูป (PLL) สามารถกำเนิดความถี่กลางได้สูงถึง 13 MHz การใช้งานของไอซีเบอร์นี้จะต้องทำการหาค่า R1 และ C1 เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_o) และช่วงความถี่ล็อก ($2f_L$) ซึ่งมีการออกแบบดังนี้

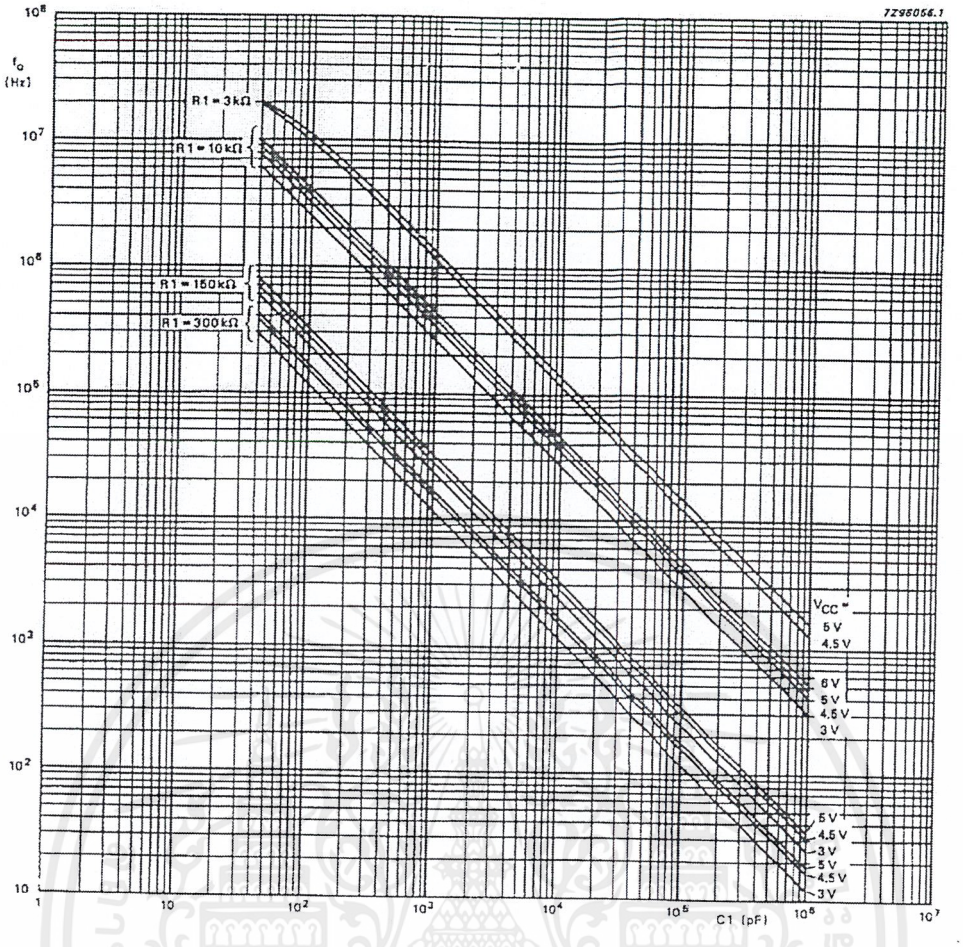
- กำหนดค่าความถี่กลาง (f_o) ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้ความถี่กลาง f_o = 6.5 MHz
- ใช้กราฟรูปที่ 3.6 หาค่าของ C1, R1 และ R2 ซึ่งจะได้ค่า C1 = 100 pF , R1 = 10 kΩ และ R2 = ∞ Ω

เราจะได้วงจรดังรูป 3.5 แสดงวงจร FM Modulator



รูป 3.5 แสดงวงจร FM Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



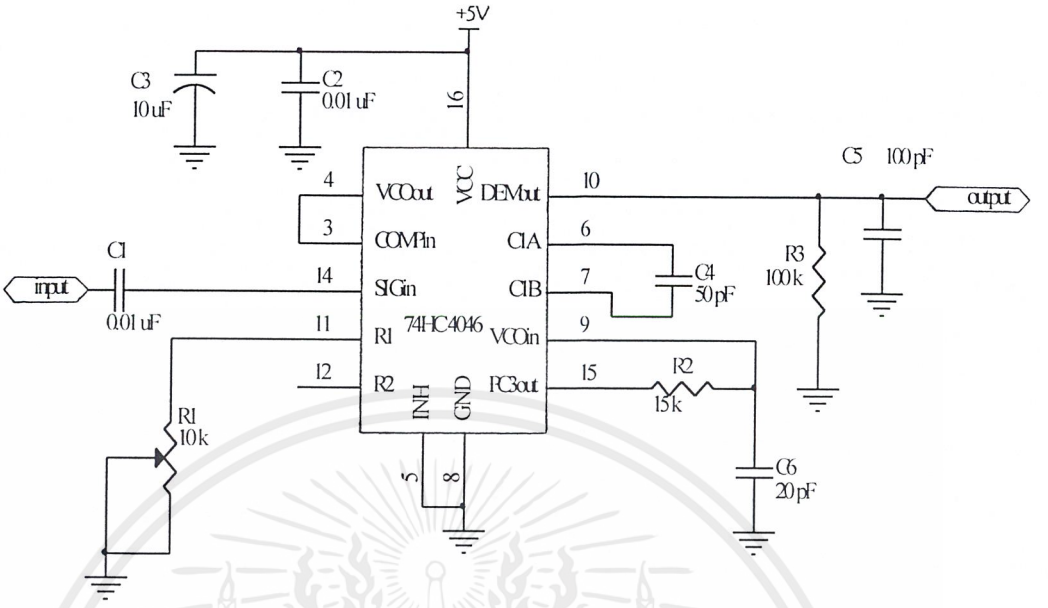
รูป 3.6 แสดงตารางหาค่า R1 , R2 และC1 เพื่อกำหนด VCO

3.3 ภาค FM Demodulator

ภาค FM Demodulator จะใช้ไอซีเบอร์ 74HC4046 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกลูป (PLL) สามารถกำเนิดความถี่กลางได้สูงถึง 13 MHz การใช้งานของไอซีเบอร์นี้จะต้องทำการหาค่า R1 และ C1 เพื่อกำหนดความถี่กลาง (f_0) และช่วงความถี่ล็อก ($2f_L$) ซึ่งมีการออกแบบคล้ายกับวงจร FM Modulation ซึ่งสามารถออกแบบได้ดังนี้

- กำหนดค่าความถี่กลาง (f_0) ซึ่งในโครงงานนี้จะใช้ความถี่กลาง $f_0 = 6.5$ MHz
- ใช้กราฟรูปที่ 3.6 หาค่าของ C1, R1 และ R2 ซึ่งจะได้ค่า C1 = 100 pF , R1 = 10 kΩ และ R2 = $\infty\,\Omega$
- ที่ขา 10 ของไอซีเบอร์ 74HC4046 จะทำหน้าที่เป็นลูปฟิลเตอร์ซึ่งสามารถหาค่าได้จากสมการ $f_C = \frac{1}{2\pi RC}$ ดังนั้นเราจะได้ค่า R5 = 15 kΩและ C5 = 20 pF ดังรูป 3.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



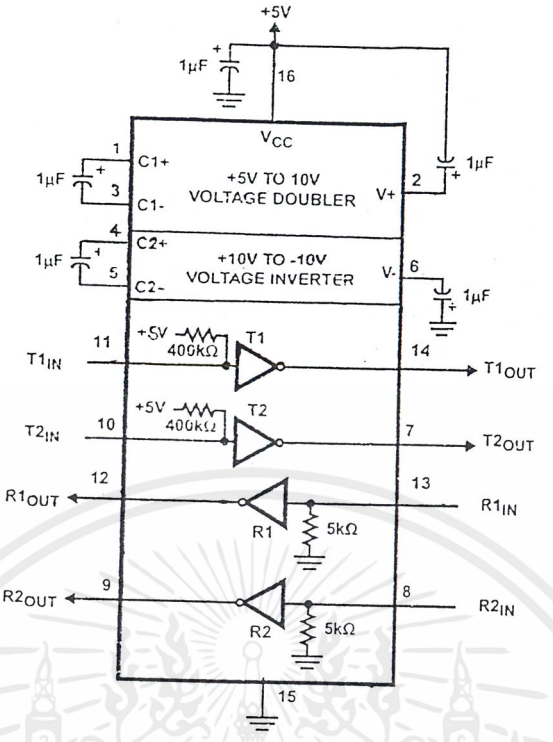
รูป 3.7 แสดงวงจร FM Demodulator

3.4 Voltage Converter

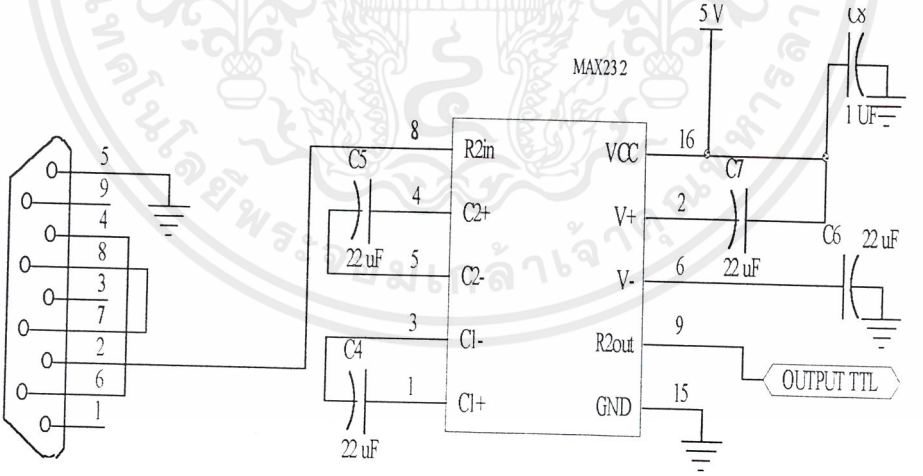
ในส่วนของภาคนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่แปลงแรงดันตามมาตรฐาน RS - 232C ให้เป็นระดับแรงดัน TTL (0 , +5 V) เพื่อให้สามารถต่อใช้งานกับวงจรภายนอกได้ โดยจะใช้ไอซีที่ทำหน้าที่นี้โดยเฉพาะคือ Max 232 ซึ่งจะมีโตรงสร้างภายในดังรูป 3.8

Max 232 จะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ Transmitter, Receiversและ Charge Pump DC-DC Voltage Converter ในส่วน Transmitter นั้นจะเปลี่ยนระดับอินพุทที่เป็น TTL / CMOS ให้ไปเป็นแรงดันตามมาตรฐาน RS – 232C ซึ่งเอาท์พุทปกติจะเป็น $\pm$ 9 V ในส่วนที่ Receivers จะเปลี่ยนระดับแรงดันจาก $\pm$ 5 V ถึง $\pm$ 15 V ของสัญญาณ RS – 232C ไปเป็น 5 V TTL / CMOS ต่อมาในส่วนที่ 3 ซึ่งเป็น Charge Pump Voltage Converter จะทำหน้าที่เปลี่ยนระดับแรงดัน + 5 V เป็น $\pm$ 10 V โดยที่การทำงานในส่วนนี้จะอาศัยตัวเก็บประจุ C_1 , C_2 , C_3 , C_4 และให้ค่าทุกตัวมีค่าเท่ากับ 22 uF ดังรูป 3.9 และ 3.10 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

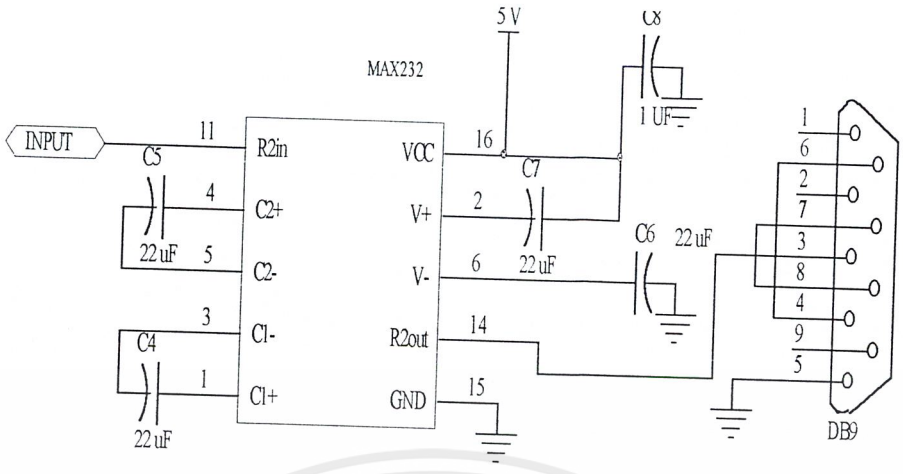


รูป 3.8 แสดงโครงสร้างภายในของไอซี MAX 232



รูป 3.9 แสดงวงจร Voltage Converter ทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.10 แสดงวงจร Voltage Converter ทางด้านรับ

3.5 ภาค FSK Modulator

ภาค FSK Modulator ในด้านส่งนี้จะใช้ไอซีเบอร์ NE 564 ซึ่งเป็นไอซีเฟสล็อกลูป จากข้อมูลของไอซีเบอร์นี้สามารถออกแบบให้มีการทำงานได้ถึง 50 MHz โดยภายในไอซีจะประกอบด้วยส่วนของ VCO, ลิมิตเตอร์, เฟสคอมพาราเตอร์ และ Post Detection Processor

ในการออกแบบด้านส่งนั้นจำเป็นต้องกำหนดค่า fm และ fs ก่อน ซึ่งจะกำหนดเองก็ได้ แต่ในทางปฏิบัติจริงแล้วบางครั้งการกำหนด fm และ fs เองนั้นมักจะเป็นปัญหาในเรื่องความถี่ฮาร์โมนิคและการกำหนด fm และ fs นั้นจะเกี่ยวข้องไปถึง Baud Rate ในการรับส่งด้วย ดังนั้นจึงมีการกำหนด fm และ fs ซึ่งเรียกว่า FSK BAUD และจะแตกต่างกันตาม Baud Rate ดังตาราง

75 Baud	Fm = 1110 Hz
	Fs = 1170 Hz
300 Baud	Fm = 1070 Hz
	Fs = 1270 Hz
1200 Baud	Fm = 1200 Hz
	Fs = 2200 Hz

ตาราง 3.1 FSK BAUD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่กลาง (Center Frequency = fo) ของ VCO จะอยู่ในตำแหน่งกลาง ระหว่าง Mark Frequency (fm) กับ Space Frequency (fs) โลจิก 1 ด้านอินพุทจะเลื่อนความถี่ของ VCO จาก fo ไปเป็น fs จะเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของข้อมูลไบนารีด้านอินพุทจาก 1 ไป 0 หรือ 0 ไป 1 จะทำให้ความถี่เอาท์พุทของ VCO เลื่อนหรือเบี่ยงเบนกลับไปมา ระหว่าง fm กับ fs เนื่องจาก FSK ก็คือการมอดูเลต แบบ FM (Frequency Modulation) ดังนั้น ดัชนีการมอดูเลต (Modulate Index = MI) ใน FSK ก็ทำได้จาก FM คือ

$$MI = \frac{\Delta F}{Fa}$$

เมื่อ MI = ดัชนีการมอดูเลต

ΔF = การเบี่ยงเบนของความถี่ใดๆ จากความถี่กลาง (Hz)

Fa = ความถี่ของสัญญาณที่นำมอดูเลต (Hz)

ค่า MI ที่ยอมให้มีได้สูงสุดคือ ค่า MI ที่ทำให้แบนด์วิด กว้างที่สุด ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อ การเบี่ยงเบนของความถี่ที่ถูกมอดูเลตแล้วและความถี่ของสัญญาณที่นำมามอดูเลตมีค่าสูงสุด

ใน FSK มอดูเลต ค่า ΔF เป็นการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุด (Peak Frequency Deviation) ของสัญญาณที่ถูกมอดูเลตแล้ว ซึ่งมีค่าเท่ากับความแตกต่างระหว่าง fo กับ fm หรือ fo กับ fs ซึ่งก็คือ ครึ่งหนึ่งของความแตกต่างระหว่าง fm กับ fs นั่นคือ

$$\Delta F = \frac{fs - fm}{2}$$

การเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดขึ้นอยู่กับขนาดหรือแอมปลิจูดของสัญญาณที่นำมามอดูเลต (สัญญาณดิจิตอล) เมื่อสถานะทางโลจิกเป็น 1 ก็จะให้แรงดันออกมาค่าหนึ่งคงที่ตามสถานะ (เช่น 5 V) หรือ ถ้าเป็นโลจิก 0 ก็จะให้แรงดันออกมาคงที่อีกค่าเช่นกัน (เช่น 0 V) ดังนั้นความถี่ที่เบี่ยงเบนของ FSK มอดูเลตจะเบี่ยงเบนคงที่และอยู่ในระดับการเบี่ยงเบนของความถี่สูงสุดเสมอ

Fa เป็นความถี่หลักของข้อมูลไบนารี่ทางด้านอินพุท ซึ่งจะทำให้แบนด์วิด กว้างที่สุด เมื่อ Fa = Bit Rate/2 เท่านั้น เพราะฉะนั้นเราสามารถหาค่า MI ได้จาก

$$MI = \frac{\frac{fs - fm}{2}}{\frac{Fb}{2}}$$

$$MI = \frac{fs - fm}{Fb}$$

เมื่อ fs-fm = ความถี่เบี่ยงเบนสูงสุด

Fb = อัตราบิตของไบนารีอินพุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการส่งสัญญาณ FM โดยทั่วๆไป ความกว้างของแบนด์วิดจะแปรผันตรงกับค่า MI ซึ่งเช่นเดียวกับ FSK ที่ค่า MI โดยทั่วๆไปจะต้องมีค่าต่ำกว่า 1 เพื่อให้เป็นเอฟเอ็มแบบแคบ (Narrow band FM) ค่าแบนด์วิดที่แคบที่สุดเรียกว่า Minimum Nyquist Bandwidth (Fn)

MI	J0	J1	J2	J3	J4
0	1.0				
0.25	0.98	0.12			
0.5	0.94	0.24	0.03		
1.0	0.77	0.44	0.11	0.02	
1.5	0.51	0.56	0.23	0.06	0.01
2.0	0.22	0.58	0.35	0.13	0.03

ตารางที่ 3.2 Bessel Function

จากตารางจะเห็นว่า ถ้าค่า MI มีค่ามากขึ้นจะทำให้จำนวนของความถี่ยิ่งมีค่ามากตามไปด้วย นั่นก็คือจะทำให้แบนด์วิดมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย แต่เหตุผลที่เลือก MI ค่าเท่ากับ 1 แทนที่จะเลือก MI เท่ากับ 0.25 หรือ 0.5 เนื่องจากใช้สายเส้นใยแสง (Optical Fiber) เป็นตัวกลางในการส่งข้อมูล ซึ่งเส้นใยแสงจะมีแบนด์วิดกว้างมาก และยิ่งถ้า MI มีค่ามากจะทำให้ S/N (Signal to Noise Ratio) มีค่าดีขึ้น เนื่องจาก FSK เป็น Nonlinear Modulation และสมการของสัญญาณ FM เป็นดังนี้

$$\phi_{FM} = A\cos(\varpi_c t + \beta \sin \varpi_m t)$$

$$= J_0(\beta)A\cos \varpi_c t + \sum_{n=1}^{\alpha} J_n(\beta)A\left[(-1)^n \cos\{(\varpi_c - n\varpi_m)t\} + \cos\{(\varpi_c + n\varpi_m)t\}\right]$$

สำหรับโครงงานนี้ เป็นการส่งข้อมูลระหว่างคอมพิวเตอร์ 2 เครื่อง 1 ช่องสัญญาณ ซึ่งใช้ความเร็วในการส่งข้อมูล 9,600 Baud สัญญาณดิจิตอลที่มี 2 ระดับ (binary symbol) จึงทำให้สัญญาณมีบิตเรต (bit rate) เท่ากับบอดเรต (baud rate) คือ 9,600 บิตต่อวินาที

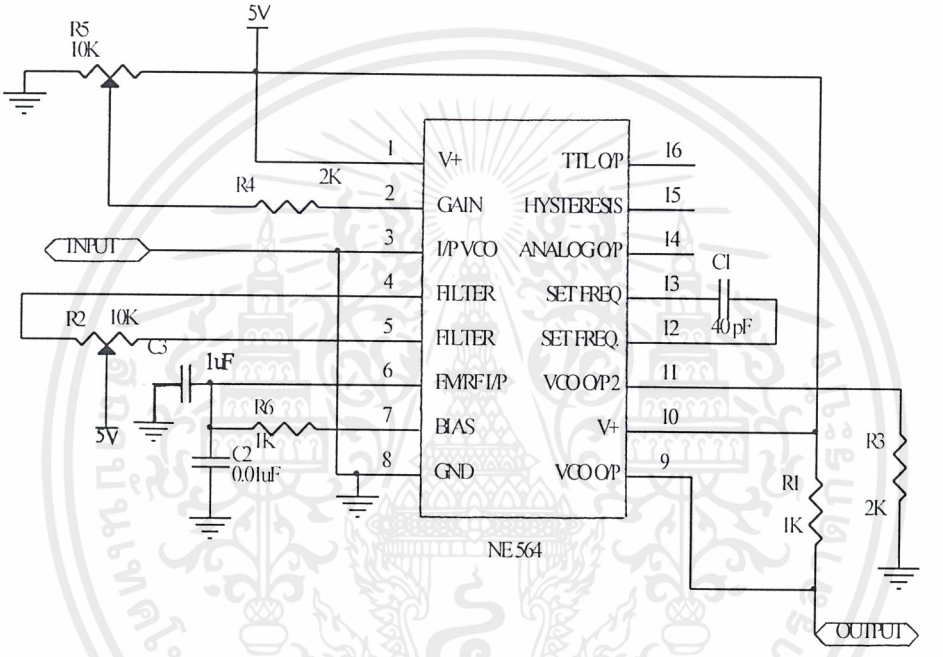
และจะเลือกใช้ Modulation Index (MI) มีค่าเท่ากับ 1 ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า FSK Modulator ก็คือ FM ที่มีอินพุท 2 ระดับ นั่นเอง เมื่อใช้ MI เท่ากับ 1 จากตาราง Bessel function จะได้แถบความถี่ข้างละ 3 ความถี่ โดยแต่ละความถี่จะห่างจากความถี่ข้างเคียงช่วงละ 4.8 kHz (Fb/2 เมื่อ Fb คือ Bit Rate = 9,600 kHz) เพราะฉะนั้นแบนด์วิดที่ได้จึงมีค่าเท่ากับ 6×4.8 kHz = 28.8 kHz

การออกแบบกำหนดค่าความถี่ VCO ได้จากสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_O = \frac{1}{2500 f_O}$$

ซึ่ง C_O นี้จะต่ออยู่ระหว่างขา 12 และ 13 ของ NE 564 สำหรับในโครงงานนี้จะใช้ความถี่กลาง f_O = 10.8 MHz ดังนั้นเราจะได้ค่า $C_O = \frac{1}{2500 \times 10.8 \times 10^6}$ = 37.03 pF ในวงจรที่ใช้จะเลือกใช้ค่า C = 40 pF ซึ่งจะได้วงจรดังรูป 3.11



รูป 3.11 แสดงวงจร FSK Modulator

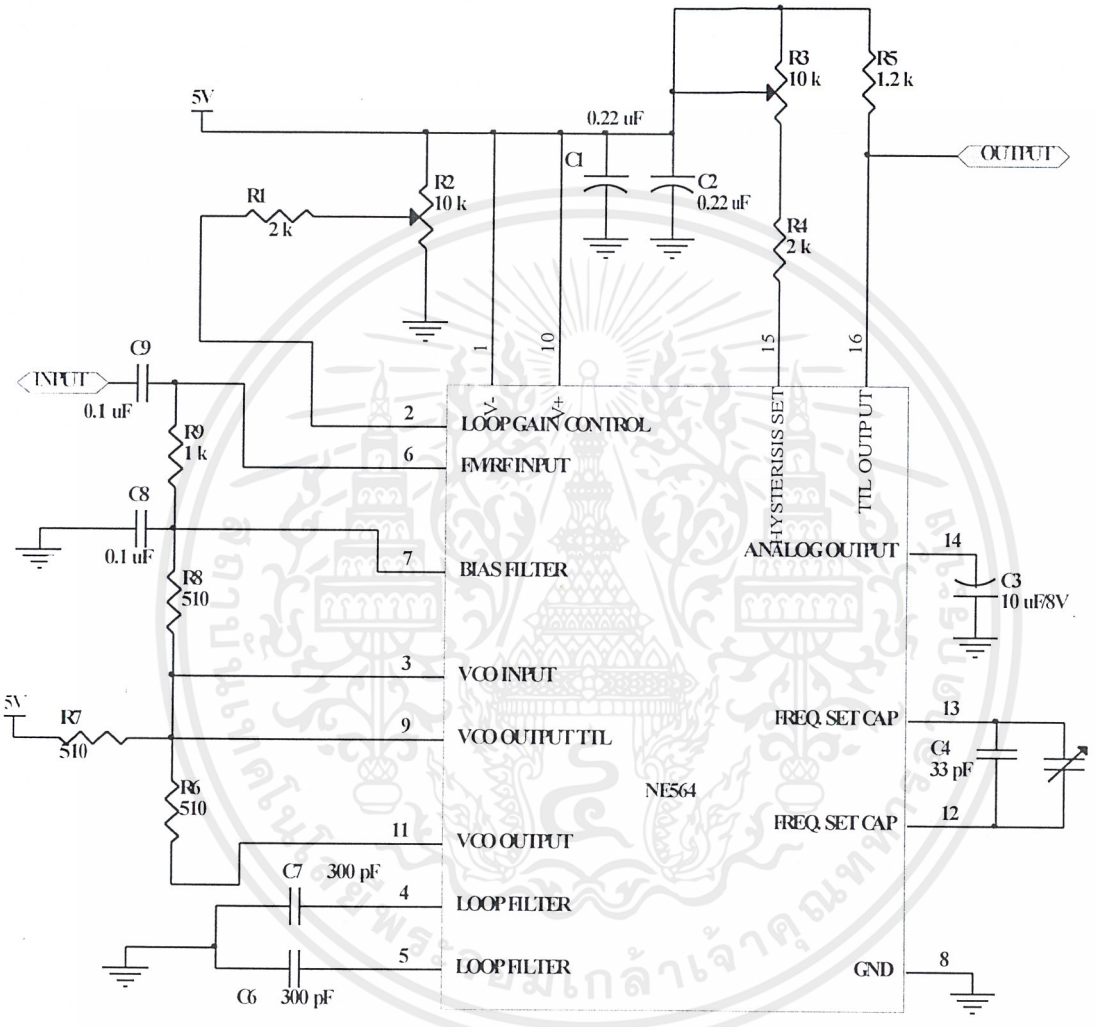
3.6 ภาค FSK Demodulator

ในส่วนของภาค FSK Demodulator ก็จะใช้ไอซีเบอร์ NE 564 เช่นเดียวกับวงจรทางด้านส่ง ในการออกแบบจะทำการหาค่าความถี่กลาง หาได้จาก

$$f_O = \frac{1}{22 R_O C_O}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ R_O เป็นความต้านทานภายในของ NE 564 ซึ่งจะเท่ากับ 100 Ω ดังนั้นเราจะได้ค่า C_O ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 12 กับขา 13 ตามสมการ $C_O = \frac{1}{22 \times 100 \times 10.8 \times 10^6} = 42$ pF ในการใช้งานจะใช้ค่า C ประมาณ 33 pF ต่อขนานกับค่า C ปรับค่าได้ 0-20 pF เราจะได้วงจรดังรูป 3.12



รูป 3.12 แสดงวงจร FSK Demodulator

3.7 ภาค Summing Amplifier

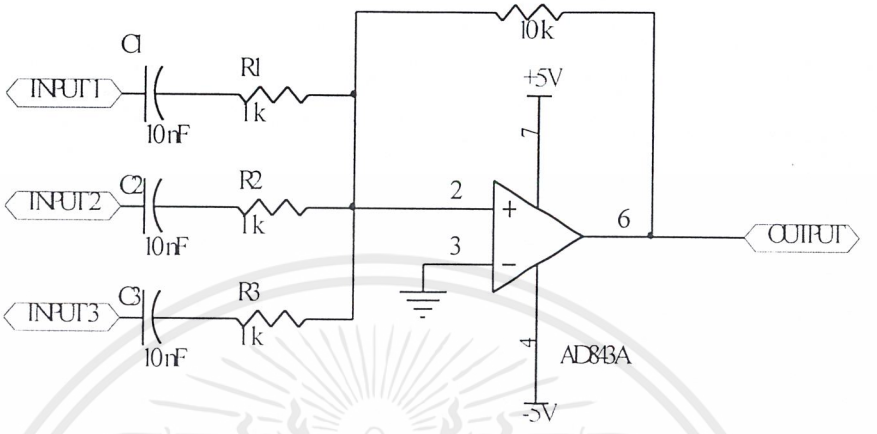
วงจร Summing จะทำหน้าที่รวมสัญญาณภาพ, สัญญาณเสียง ที่ถูกมอดูเลตเชิงความถี่ (FM Modulation) และสัญญาณดิจิตอลที่ถูกมอดูเลตแบบ FSK (FSK Modulation) เข้าด้วยกันเพื่อส่งไปยังภาคขับ LED (LED Driver) ต่อไป โดยโครงงานนี้จะใช้ไอซีออปแอมป์เบอร์ AD 843 ซึ่งมีคุณสมบัติสำคัญคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Gain Bandwidth Product : 400 MHz

Slaw Rate : 400 V/μS

เราจะได้วงจรดังรูปที่ 3.13



รูป 3.13 แสดงวงจร Summing Amplifier

3.8 วงจรขับ LED (LED Drive) และวงจร O/E Converter

ในการส่งสัญญาณแสงนั้น จะเลือกใช้ LED ที่มีความยาวคลื่น 850 nanometer โดยใช้สายนำสัญญาณเป็นเส้นใยแก้วนำแสงชนิด Graded Index Multimode และใช้ LED เบอร์ HFBR 1414 เป็นตัวกำหนดแสง ส่วนทางด้านรับจะใช้ตัวรับเป็น PD (Photo Diode) เบอร์ HFBR 2416 เป็นตัวดีเทคสัญญาณกลับคืนมา

ในการออกแบบจะต้องคำนึงถึง Forward Current (I_F) ที่ไหลผ่าน LED เบอร์ HFBR 1414 เพราะ HFBR 1414 สามารถทนกระแสที่ไหลผ่านตัวมัน (Forward Current) ได้ระหว่าง 10 mA – 100 mA เท่านั้น ดังนั้นการออกแบบเราจะใช้วงจรขยายแบบ class A ดังรูป โดยทำการตั้ง Vc เป็นครึ่งหนึ่งของ Vcc และตั้งค่า Ic = 50 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Operating temperature range -40°C to + 100°C

V_f at I_f (100 mA) = 1.8 V(max)

Peak emission wavelength (I_f = 100 mA) = 850 nm (typ)

Response time, t_r = 8 ns (max) and 4 ns (typ)

ส่วนทรานซิสเตอร์เลือกใช้เบอร์ 2N1906 ซึ่งมีคุณสมบัติดังนี้

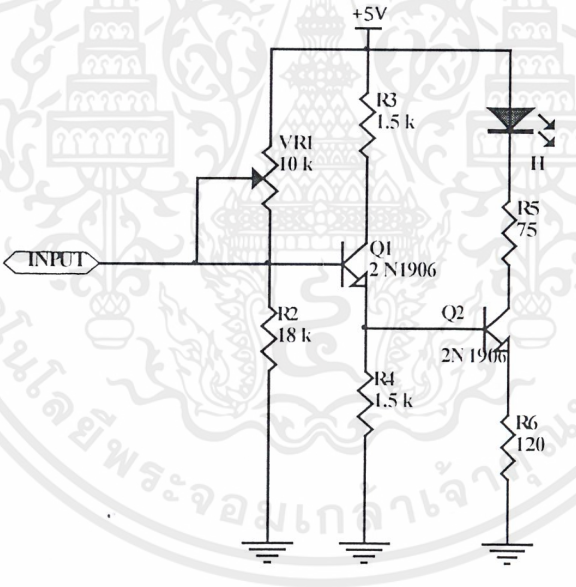
V_{cbo} = 40 Vdc

$I_{C(max)}$ = 100 mA

f_t = 800 MHz

β = 70

ซึ่งวงจรที่ออกแบบแสดงไว้ดังรูป ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำหน้าที่เป็นวงจรบัฟเฟอร์ให้แก่วงจรไดร์เวอร์ที่เป็นทรานซิสเตอร์ Q2



รูป 3.14 แสดงวงจรวงจรขับ LED (LED Drive)

ขั้นตอนการคำนวณการออกแบบวงจรขับ LED

1. หาค่า R_5 โดยกำหนดกระแส Imax น้อยกว่า 100 mA เลือกใช้งานที่ 50 mA

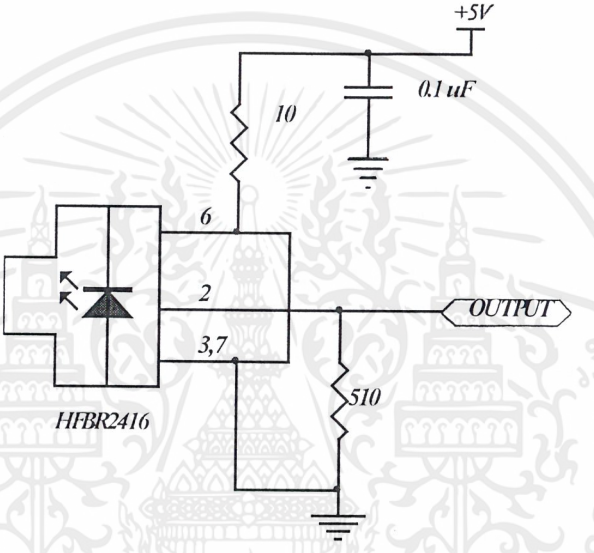
$$R_5 \approx \frac{Vcc - Vd - 0.2}{50mA}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\approx \frac{5-1.6-0.2}{50mA} \approx 64\Omega$$

เลือกใช้ค่า $R_5 = 75\Omega$

2. R_6 เป็นตัวกำหนดอินพุทอิมพิแดนซ์ และ gain เลือกค่า 120 Ω เพื่อที่จะได้ gain สูง ๆ
3. R_4 เป็นตัวกำหนดกระแส I_C ของทรานซิสเตอร์
4. R_3 เป็นตัวกำหนด $V_{CE\,Q1}$ หาจาก $V_{CE} = V_{CC} - R_3 I_{CQ1} + (R_4 // \beta_2 R_6) I_{EQ1}$
5. V_{R1} เป็นตัวกำหนด I_{CQ1} (คือกระแสที่ Drive Photo-Diode) ในที่นี้กำหนดให้ใช้ค่า 10 k



รูป 3.15 แสดงวงจร O/E Converter

3.9 ภาค Demultiplex

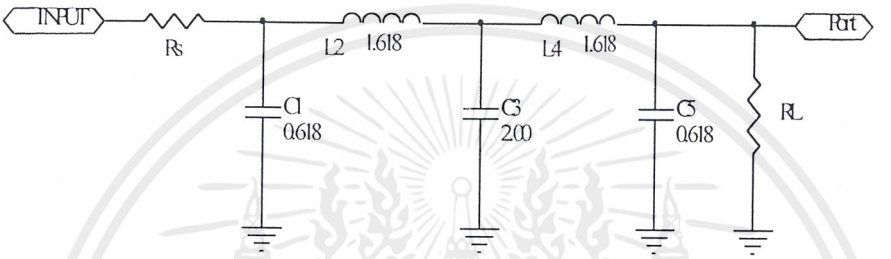
ในภาคนี้จะใช้วงจรกรองความถี่ (Filter) ทำการแยกสัญญาณออกมาโดยใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ (LPF : Low Pass Filter) แบบบัตเตอร์เวอร์ทอันดับที่ 5 มีความถี่คัตออฟที่ 5 MHz เพื่อแยกสัญญาณภาพออกมา และจะใช้วงจรกรองแถบความถี่ผ่าน (BPF : Band Pass Filter) ซึ่งจะกรองความถี่ในช่วง 5 MHz ถึง 8 MHz เพื่อแยกสัญญาณเสียง และในช่วง 9 MHz – 12 MHz เพื่อแยกสัญญาณในส่วนของ Data ที่ถูกมอดูเลตแบบ FSK ออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.9.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

สำหรับสัญญาณภาพจะมีความถี่อยู่ในช่วง 0 - 5 MHz ดังนั้นเราจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยให้มีความถี่คัตออฟประมาณ 5 MHz การออกแบบนั้นจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำ แบบบัตเตอร์-เวอร์ท อันดันที่ 5 ซึ่งจะต้องทำการหาค่านอร์มอไลซ์ค่าอุปกรณ์ ซึ่งมีขั้นตอนการออกแบบดังนี้

1) จากวงจรต้นแบบ (Prototype) ของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบบัตเตอร์เวอร์ทอันดับที่ 5 ดังรูปที่ 3.16



รูป 3.16 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำ

2) ทำการกำหนดค่า RL/RS โดยที่ RL = 75 Ω และ RS = 150 Ω จะได้ $\frac{RL}{RS} = \frac{75}{150} = 0.5$ ซึ่งจะได้ค่านอร์มอไลซ์ดังนี้

$C_1 = 0.618$

$L_2 = 1.618$

$C_3 = 2.00$

$L_4 = 1.618$

$C_5 = 0.618$

3) ทำการหาค่าอุปกรณ์ที่ใช้งานจริงซึ่งหาได้จากสมการ

$$C = \frac{C_n}{2\pi f_C R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi f_C}$$

ซึ่งจะได้

$$C_1 = \frac{0.618}{2\pi \times 5 \times 10^6 \times 75} = 262.28pF \approx 260pF$$

$$L_2 = \frac{75 \times 1.618}{2\pi \times 5 \times 10^6} = 3.862\mu H \approx 3.8\mu H$$

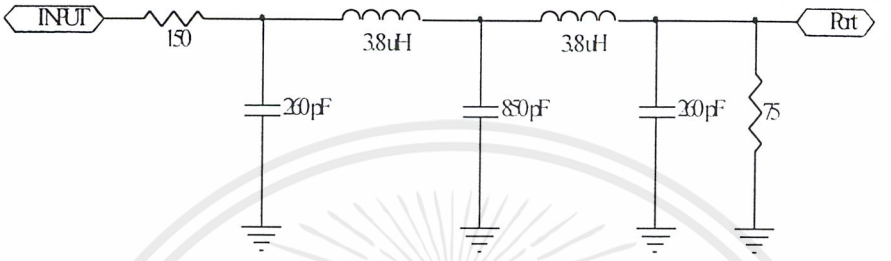
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_3 = \frac{2}{2\pi \times 5 \times 10^6 \times 75} = 848.82pF \approx 850pF$$

$$L_4 = \frac{1.618 \times 75}{2\pi \times 5 \times 10^6} = L_2 \approx 3.8\mu H$$

$$C_5 = \frac{0.618}{2\pi \times 5 \times 10^6 \times 75} = 262.28pF \approx 260pF$$

เราจะได้วงจรดังรูปที่ 3.17



รูป 3.17 แสดงวงจรกรองความถี่ต่ำที่ใช้งานจริง

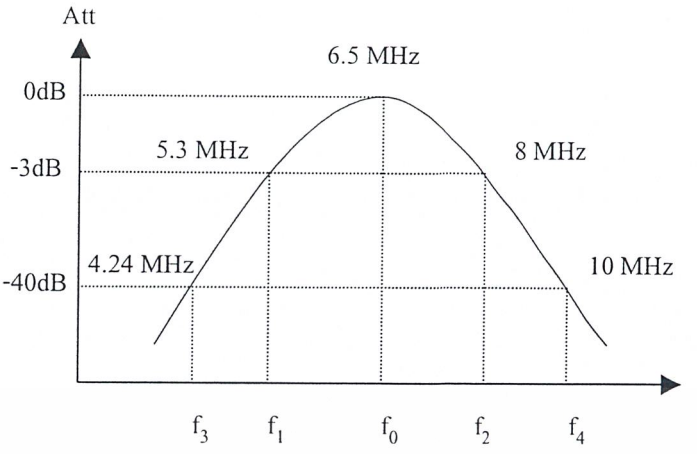
3.9.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 6 MHz - 8 MHz สำหรับสัญญาณเสียง

การออกแบบจะเริ่มจากวงจรกรองความถี่ต่ำแล้วทำการ transfer มาเป็นวงจรกรองความถี่กลาง ในการออกแบบต้องคำนึงถึง

1) ความถี่กลาง (f_o) = 6.5 MHz
2) แบนด์วิทด์ ที่ –3 dB ที่ต้องการคือช่วง 3 MHz
3) แบนด์วิทด์ ที่ 40 dB = 6 MHz
4) $R_S = 200$, $R_L = 100$

เราจะได้รูปผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่กลางตามความต้องการ ดังรูป 3.18

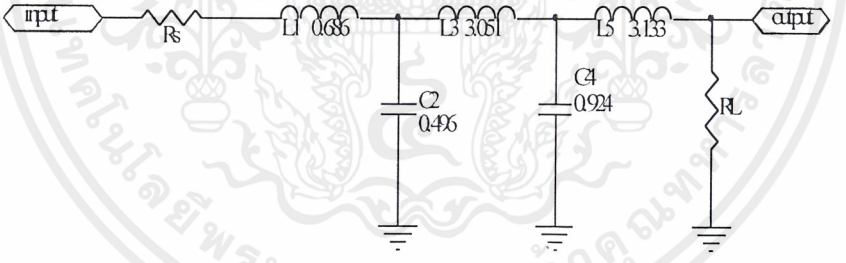
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.18 แสดงผลตอบสนองความถี่ของวงจรกรองความถี่กลางตามที่ต้องการ

ขั้นตอนการออกแบบสามารถทำได้ดังนี้

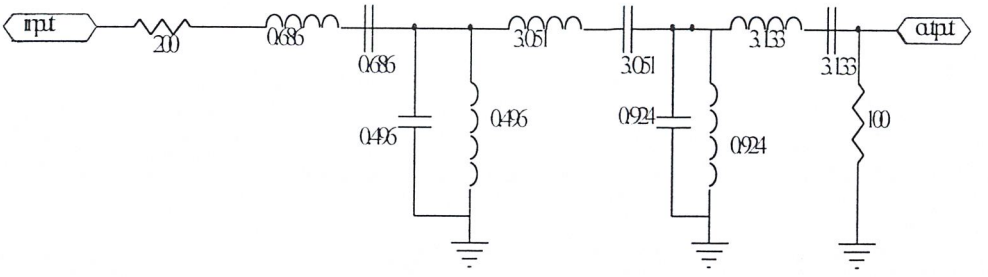
1) หาค่า BW_{40dB} / BW_{3dB} = 6 MHz / 3 MHz = 2 MHz
2) ดูกราฟความสัมพันธ์ของการสูญเสียจะได้ค่า n = 5
3) จากวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำแบบเชบีเชฟ จำนวน order 5 จะได้ดังรูป 3.19



รูป 3.19 แสดงวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำ อันดับ 5

4) ทำการ transfer จากวงจรต้นแบบของวงจรกรองความถี่ต่ำให้เป็นวงจรกรองความถี่กลางดังรูป 3.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.20 แสดงการแปลงวงจรจากวงจรกรองความถี่ต่ำเป็นวงจรกรองความถี่กลาง

5) คำนวณหาค่าอุปกรณ์ได้จากสมการ

$$C = \frac{C_n}{2\pi RB}$$

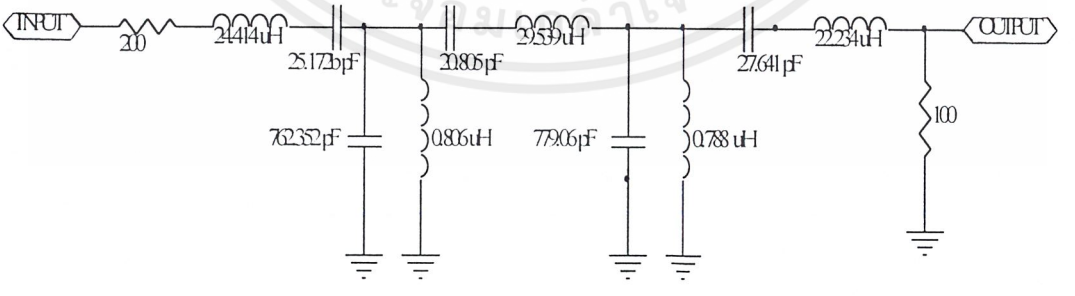
$$L = \frac{RB}{2\pi f_O^2 L_n}$$

สมการข้างบนใช้ในกรณีที่อุปกรณ์ต่อขนาน ส่วนอุปกรณ์ที่ต่ออนุกรมนั้นหาได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$C = \frac{B}{2\pi f_O^2 C_n R}$$

$$L = \frac{RL_n}{2\pi B}$$

ซึ่งจะได้วงจรกรองความถี่กลางในช่วงความถี่ 6 MHz – 8 MHz ดังรูป 3.21

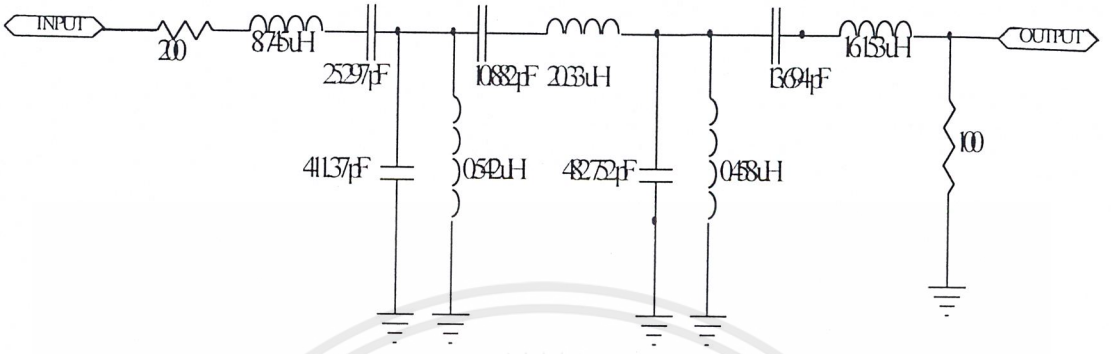


รูป 3.21 แสดงวงจรกรองความถี่กลางในช่วง 6 MHz – 8 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

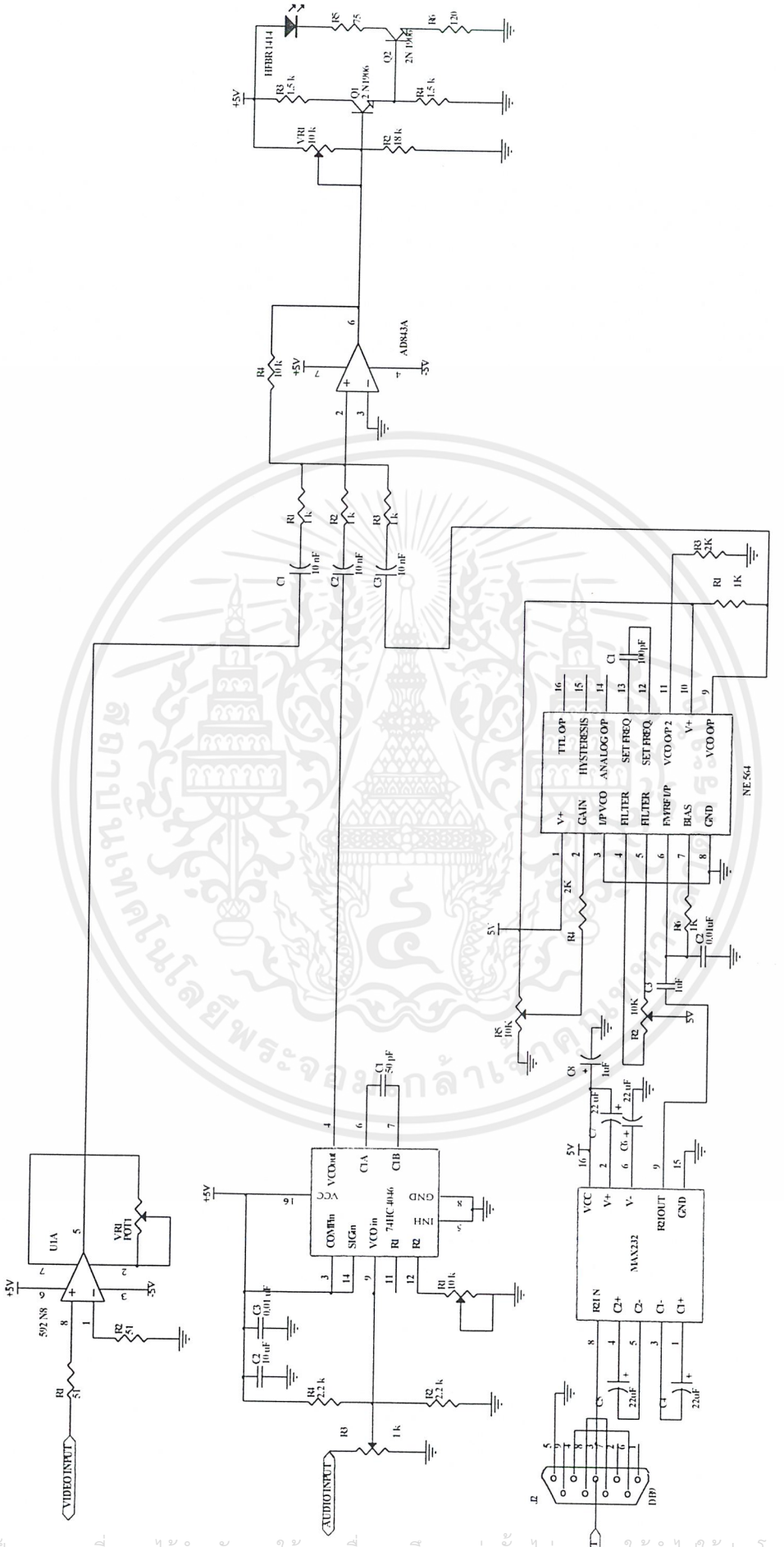
3.9.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 9 MHz – 12 MHz สำหรับสัญญาณดิจิตอล

การออกแบบวงจรจะมีลักษณะคล้ายกับวงจรกรองความถี่กลางในช่วง 6 MHz – 8 MHz ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งเราจะได้วงจรดังต่อไปนี้



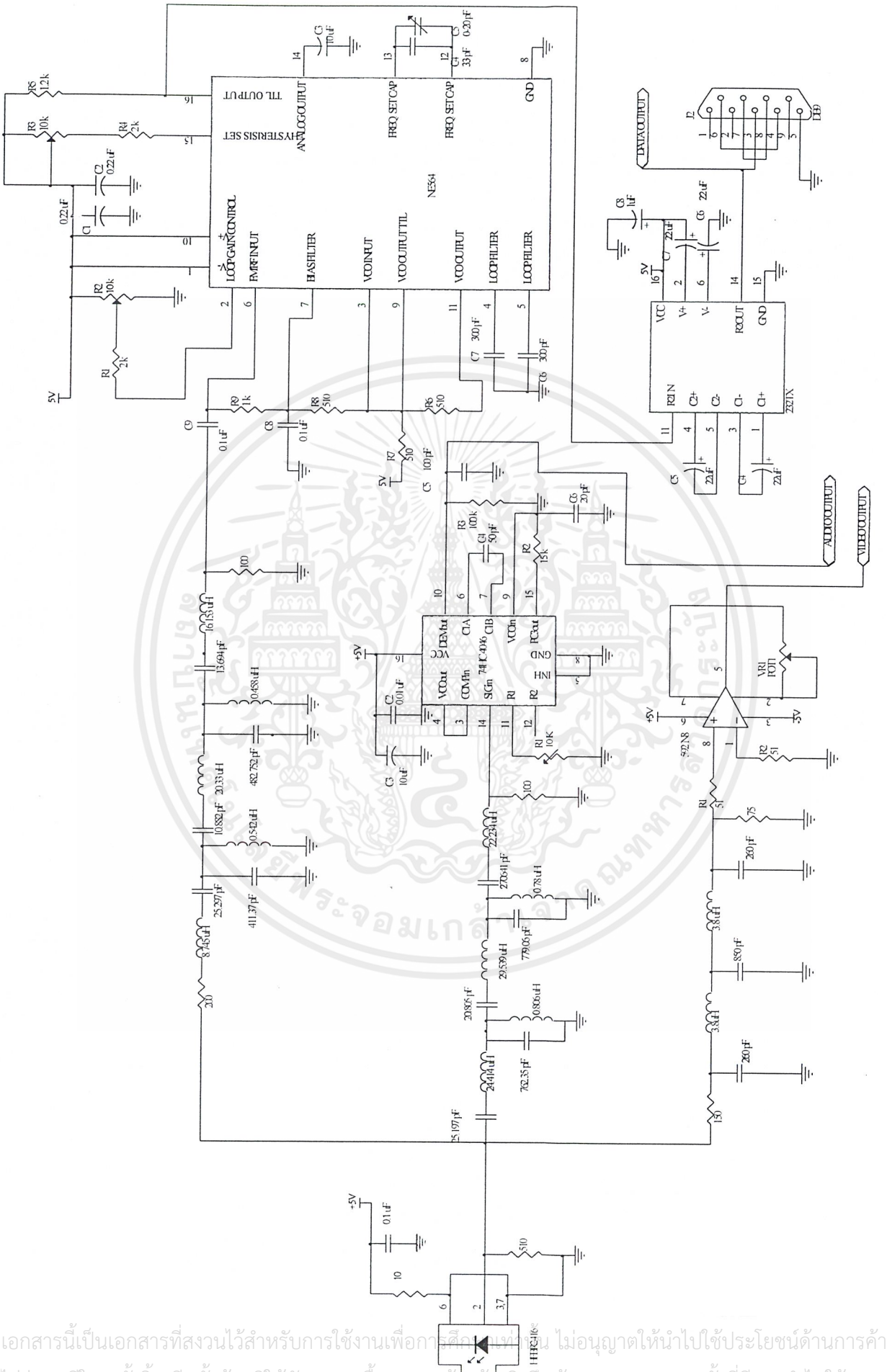
รูป 3.22 แสดงวงจรกรองความถี่กลางในช่วง 9 MHz – 12 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.23 แสดงวงจรรวมทางด้านส่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.24 แสดงวงจรวงทางด้านรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
การทดลองและผลการทดลอง

จุดประสงค์การทดลอง

1 ศึกษาการทำงานของ FM Modulator และ Demodulator

2 ศึกษาการทำงานของ FSK Modulator และ Demodulator

3 ศึกษาการออกแบบวงจรขับ LED และวงจร O/E Converter

4 ศึกษาการทำงานของวงจรในส่วนปลีกย่อยที่ต้องนำมาใช้เชื่อมต่อกับวงจรในภาคหลัก

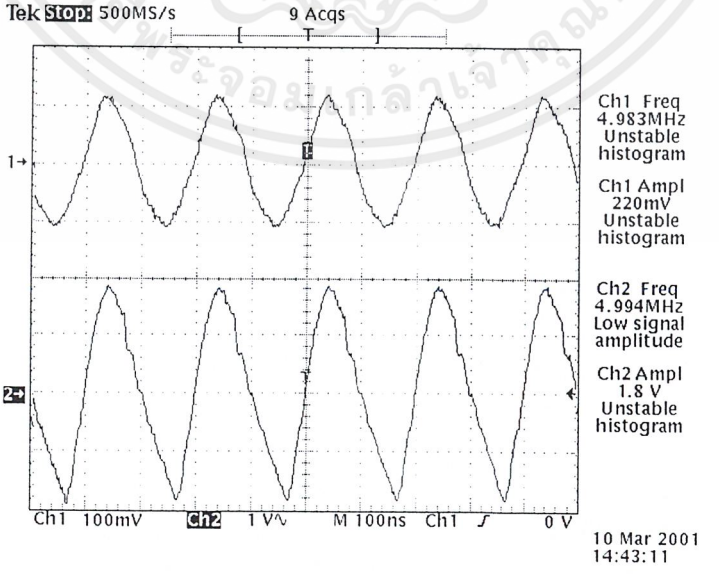
4.1 วงจรขยายสัญญาณภาพ (Video Amplifier)

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.4 แล้วป้อนสัญญาณอินพุทเข้าที่ขา 14 ของไอซี NE 592 จากนั้นทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 7 หรือ 8 ตามลักษณะของสัญญาณที่ต้องการ เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากขาทั้งสองจะมีลักษณะกลับเฟสกัน และทำการปรับความต้านทานแบบปรับค่าได้ 20 kΩ ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 4 และขา 11 ซึ่งเป็นตัวปรับการขยายของสัญญาณ

ผลการทดลอง

จากรูป 4.1 มี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทที่ใช้ทดสอบการขยายและchannel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่เกิดการขยายสัญญาณตามที่ต้องการ



รูป 4.1 สัญญาณที่ได้รับการขยายจากวงจรขยายสัญญาณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

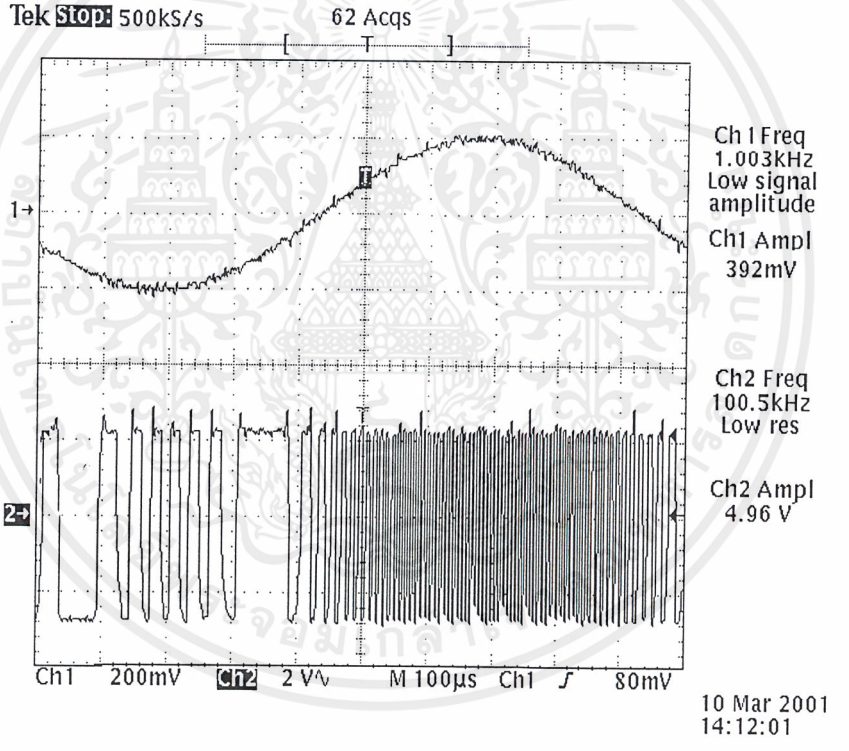
4.2 วงจร FM Modulator

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.5 แล้วป้อนสัญญาณอินพุท ซึ่งในที่นี้เปรียบเหมือนกับการป้อนสัญญาณเสียงเข้าที่ขา 9 ของไอซีเบอร์ 74HC4046 และวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 4 ทำการปรับความต้านทานแบบปรับค่าได้ 10 kΩ ที่ต่ออยู่ที่ขา 12 เพื่อให้ได้สัญญาณที่ความถี่ตามต้องการ

ผลการทดลอง

จากรูป 4.2 มี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทซึ่งเปรียบเหมือนสัญญาณเสียงและ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่เกิดการมอดูเลททางความถี่ตามที่ต้องการ



รูป 4.2 สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจร FM Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

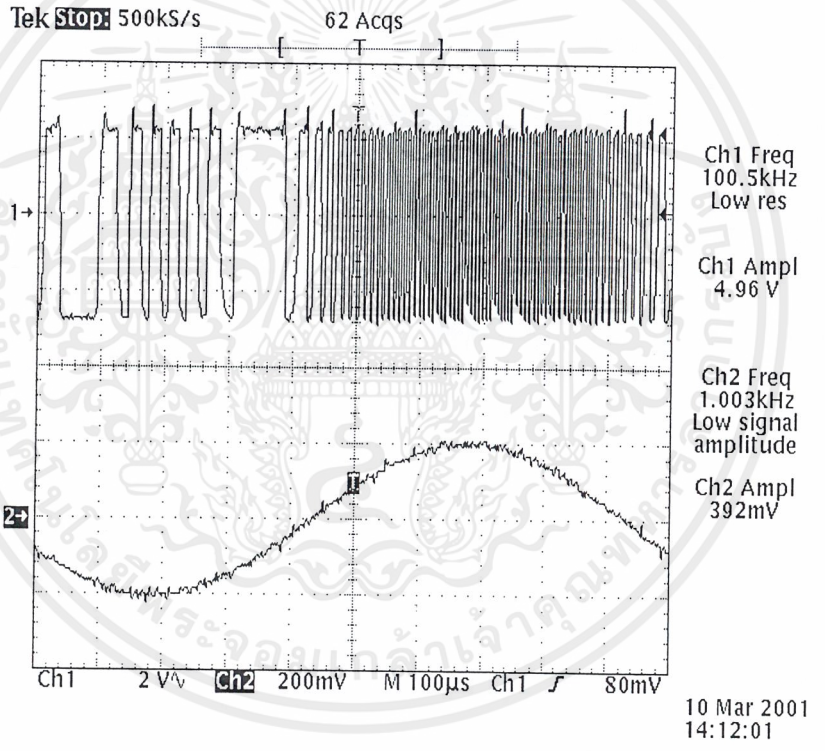
4.3 วงจร FM Demodulator

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.7 แล้วป้อนสัญญาณอินพุท ซึ่งในที่นี้เปรียบเหมือนกับการป้อนสัญญาณเสียงที่ได้ทำการมอดูเลทมาแล้วเข้าที่ขา 14 ของไอซีเบอร์ 74HC4046 และวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 10 ทำการปรับความต้านทานแบบปรับค่าได้ 10 kΩ ที่ต่ออยู่ที่ขา 11 เพื่อให้ได้สัญญาณที่ความถี่ตามต้องการ

ผลการทดลอง

จากรูป 4.3 มี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทซึ่งเป็นสัญญาณที่เกิดการมอดูเลททางความถี่และ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่เป็นผลมาจากการดีมอดูเลทซึ่งได้รูปสัญญาณดังเดิมคืนมาตามที่ต้องการ



รูป 4.3 สัญญาณที่ได้จากวงจร FM Demodulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

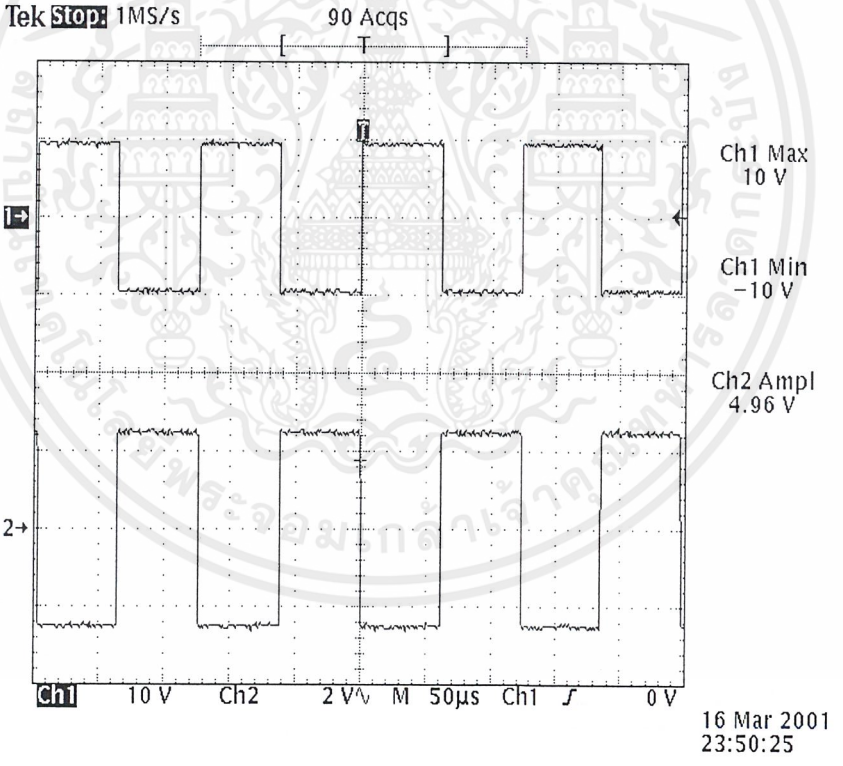
4.4 วงจรแปลงระดับแรงดัน (Voltage Converter)

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.9 แล้วป้อนสัญญาณอินพุทที่เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมมีระดับแรงดัน $\pm$ 10 V เข้าที่ขา 8 ของไอซีเบอร์ MAX 232 แล้งวัดระดับแรงดันที่ได้จากขา 9 จากนั้นต่อวงจรตามรูป 3.10 แล้วป้อนสัญญาณอินพุทที่เป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมมีระดับแรงดัน 5 V เข้าที่ขา 11 ของไอซีเบอร์ MAX 232 แล้ววัดระดับแรงดันที่ได้จากขา 14

ผลการทดลอง

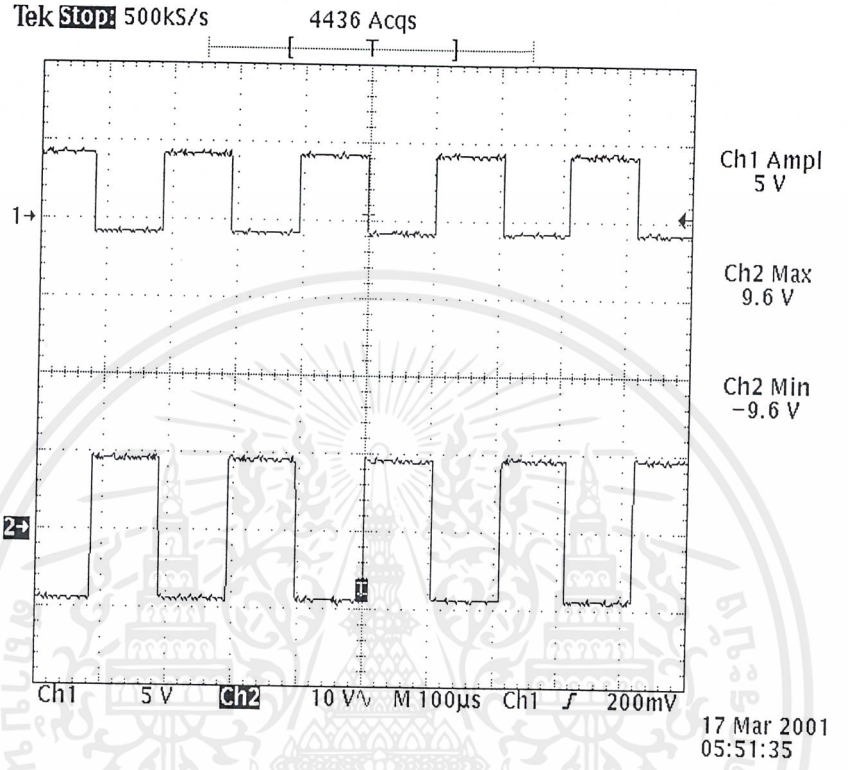
จากรูป 4.4 เป็นผลจากการต่อวงจรตามรูป 3.9 โดยมี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุท $\pm$ 10 V ซึ่งเป็นระดับแรงดันตามมาตรฐาน RS – 232C และ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ถูกแปลงระดับให้เป็นแรงดัน 5 V



รูป 4.4 สัญญาณแสดงระดับแรงดันของวงจรแปลงระดับแรงดันเมื่อป้อนอินพุทเป็น $\pm$ 10 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 4.5 เป็นผลมาจากการต่อวงจรตามรูป 3.10 โดยมี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทที่เป็นระดับแรงดัน TTL และ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ถูกแปลงให้เป็นระดับแรงดัน $\pm$ 10 V ตามมาตรฐาน RS – 232C



รูป 4.5 สัญญาณแสดงระดับแรงดันของวงจรแปลงระดับแรงดันเมื่อป้อนอินพุทเป็น 5 V

4.5 วงจร FSK Modulator

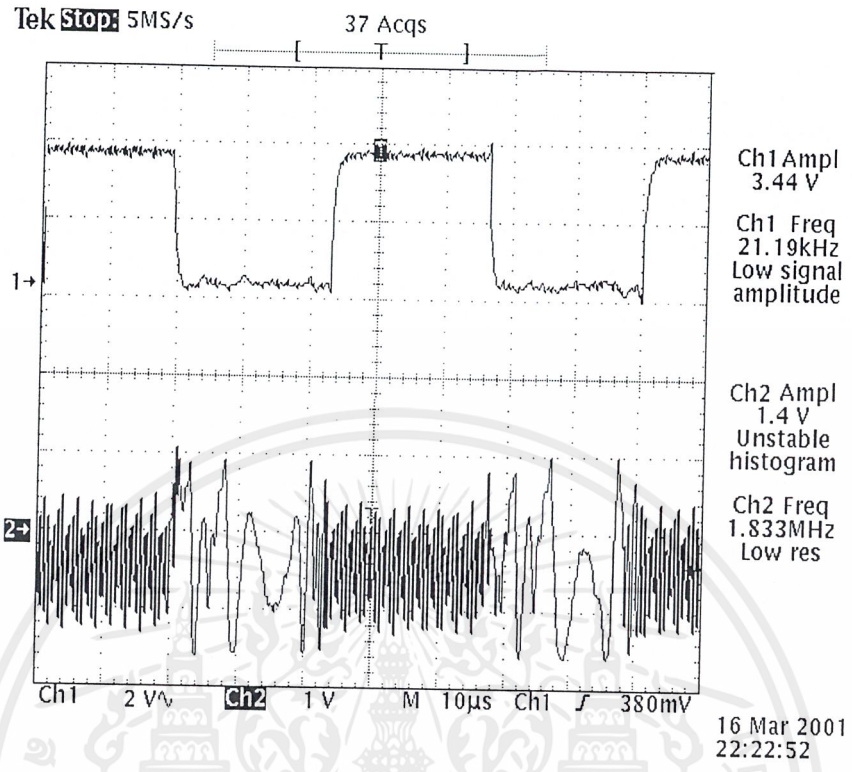
ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.11 ทำการป้อนสัญญาณอินพุทรูปคลื่นสี่เหลี่ยมเข้าที่ขา 3 ของไอซีเบอร์ NE 564 กำหนด bit rate เท่ากับ 9600 bps และใช้ความถี่กลางเท่ากับ 10.8 MHz วัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 9 และปรับความต้านทานแบบปรับค่าได้ 10 kΩ ที่ต่ออยู่ระหว่างขา 4 และขา 5 และที่ต่ออยู่ที่ขา 2

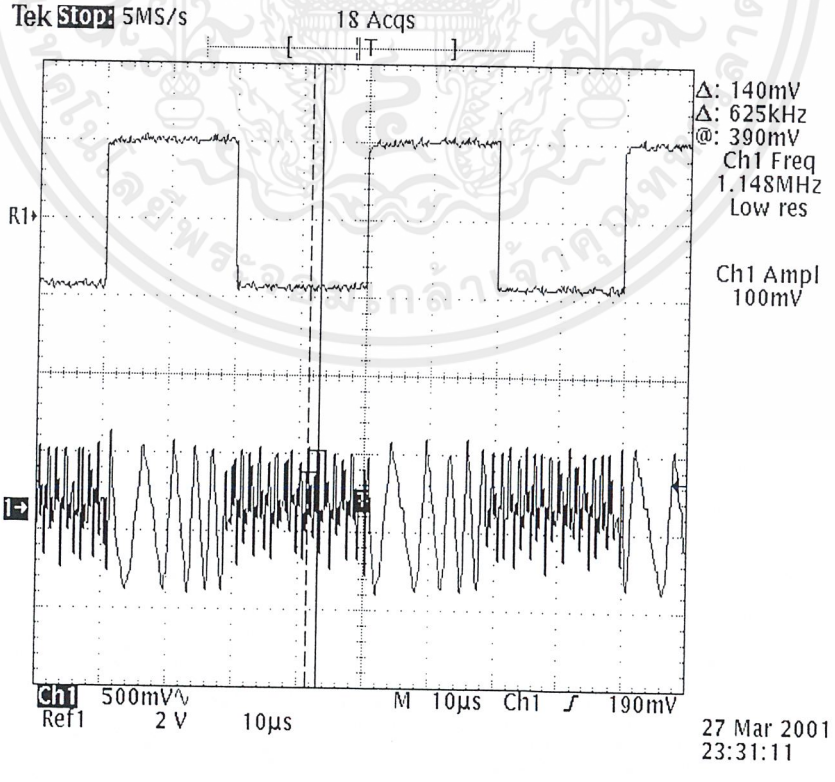
ผลการทดลอง

จากรูป 4.6 มี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทซึ่งเปรียบเหมือนข้อมูลดิจิตอลที่จะทำการมอดูเลทแบบเลื่อนความถี่ (Frequency Shift Keying) และ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่เกิดการมอดูเลทแบบเลื่อนความถี่ตามต้องการ ในรูป 4.7 จะแสดงสัญญาณ space frequency และรูป 4.8 แสดงสัญญาณ mark frequency ที่วัดได้จากวงจร FSK Modulator เช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

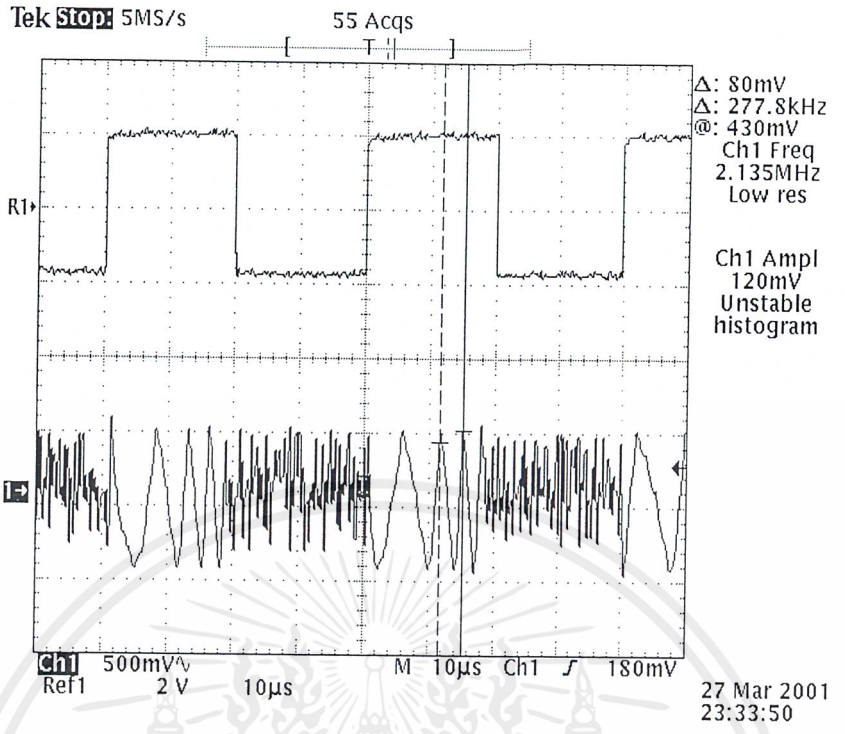


รูป 4.6 สัญญาณที่ได้จากวงจร FSK Modulator



รูป 4.7 แสดงสัญญาณ space frequency ที่ได้จากวงจร FSK Modulator

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.8 แสดงสัญญาณ mark frequency ที่ได้จากวงจร FSK Modulator

4.6 วงจร FSK Demodulator

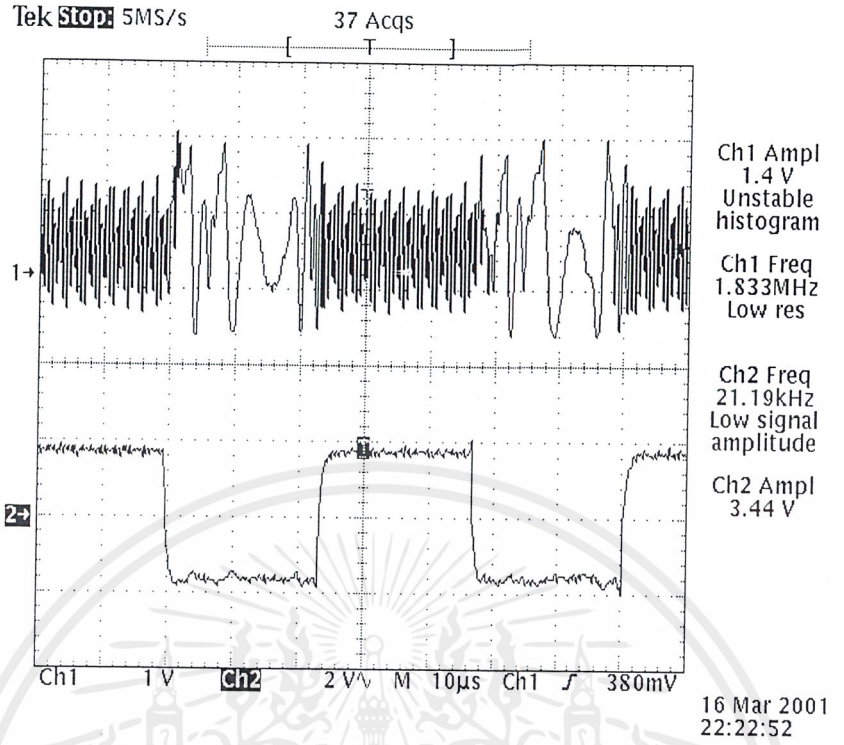
ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.12 โดยป้อนสัญญาณอินพุทที่เป็นลักษณะของสัญญาณที่ได้จากวงจร FSK Modulator เข้าที่ขา 6 ของไอซีเบอร์ NE 564 แล้วทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 16

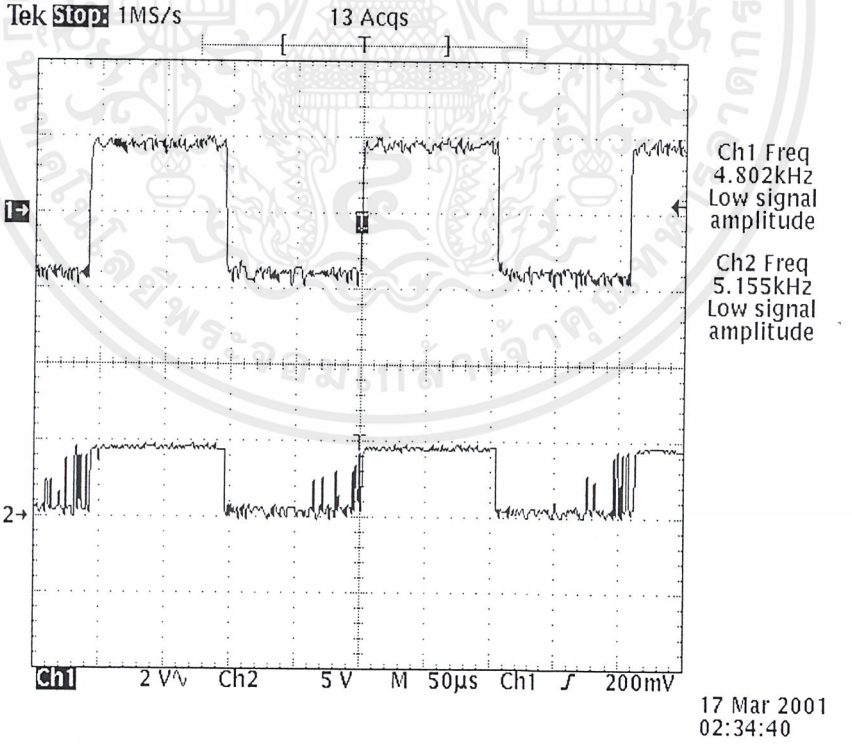
ผลการทดลอง

จากรูป 4.9 มี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทที่เกิดการมอดูเลทแบบเลื่อนความถี่และ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากการดีมอดูเลทสัญญาณเดิมกลับคืนมาและจากรูป 4.10 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง channel 1 ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลจริงกับ channel 2 ซึ่งเป็นสัญญาณที่ผ่านขบวนการดีมอดูเลทแล้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.9 สัญญาณที่ได้จากวงจร FSK Demodulator



รูป 4.10 แสดงสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณข้อมูลจริงกับสัญญาณที่ผ่านขบวนการของ FSK Demodulator แล้ว

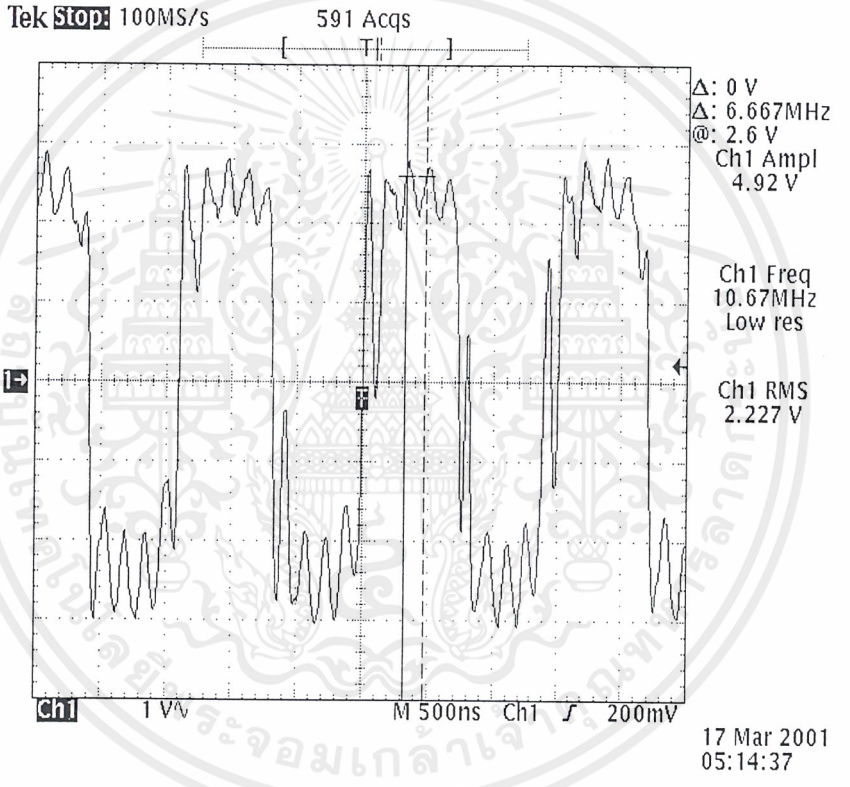
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 วงจร Summing Amplifier

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.13 โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุทช่องที่ 1 ด้วยสัญญาณภาพ และสัญญาณอินพุทช่องที่ 2 ด้วยสัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตเชิงความถี่ และสัญญาณอินพุทช่องที่ 3 ด้วยสัญญาณดิจิตอลที่ถูกมอดูเลตแบบ FSK เข้าที่ขา 2 ของไอซีออปแอมป์เบอร์ AD 843 และวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 6

ผลการทดลอง



รูป 4.11 สัญญาณที่ได้จากวงจร Summing Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

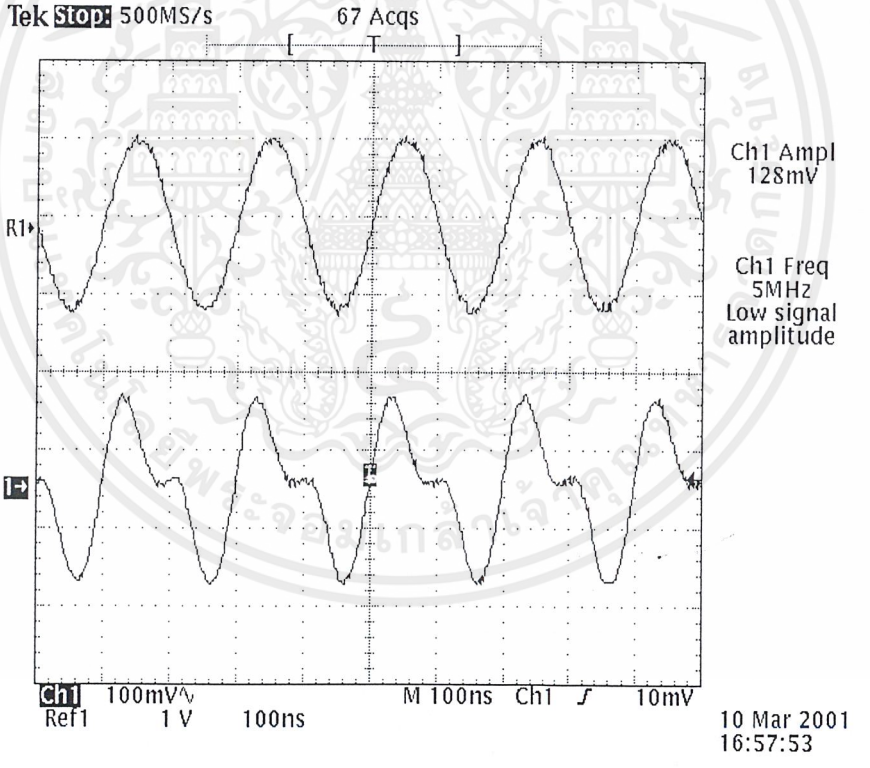
4.8 วงจรขับ LED (LED Drive) และ วงจร O/E Converter

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.14 โดยทำการป้อนสัญญาณอินพุทที่ได้จากการรวมสัญญาณภาพ , สัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลตเชิงความถี่ และสัญญาณดิจิตอลที่ถูกมอดูเลตแบบ FSK เข้าด้วยกันให้แก่วงจรดังรูปก่อนที่จะส่งสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสง จากนั้นส่งสัญญาณเหล่านี้ผ่านเส้นใยแก้วนำแสงและทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทจากการต่อวงจรตามรูป 3.15 ซึ่งเป็นวงจรที่ถูกต่ออยู่ทางด้านรับของเส้นใยแก้วนำแสงเพื่อรับสัญญาณแสงมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า

ผลการทดลอง

จากรูป 4.12 มี channel 1 เป็นสัญญาณอินพุทที่เปรียบเหมือนการรวมสัญญาณภาพ , สัญญาณเสียงที่ถูกมอดูเลททางความถี่และสัญญาณดิจิตอลที่ถูกมอดูเลทแบบ FSK เข้าด้วยกันและ channel 2 เป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จากวงจรทางด้านรับเมื่อได้เปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้ว



รูป 4.12 สัญญาณที่ได้จากวงจรขับ LED และวงจร O/E Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.9 ภาค Demultiplex

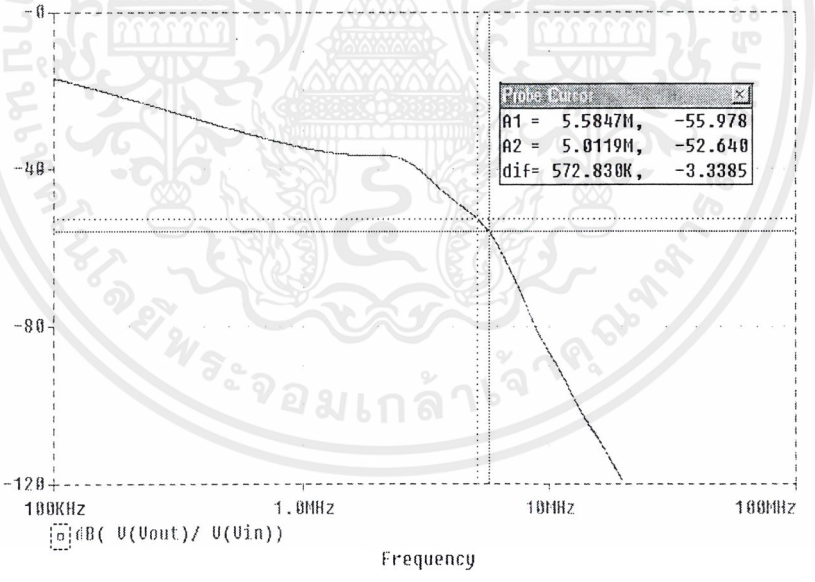
4.9.1 วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (LPF)

ขั้นตอนการทดลอง

สำหรับสัญญาณภาพจะมีความถี่อยู่ในช่วง 0 - 5 MHz ดังนั้นเราจะใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยให้มีความถี่คัตออฟประมาณ 5 MHz โดยการต่อวงจรตามรูป 3.17 แล้วป้อนสัญญาณอินพุทซึ่งได้จากการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าจากภาค O/E Converter ให้แก่วงจรในรูป 3.17 และวัดสัญญาณเอาท์พุทออกมา

ผลการทดลอง

จากรูป 4.13 จะได้สัญญาณที่มีความถี่คัตออฟประมาณ 5 MHz ตามต้องการ เหตุที่ความถี่มีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างก็เพราะค่าของอุปกรณ์ที่ต่อใช้งานจริงเป็นค่าประมาณมาจากค่าอุปกรณ์ที่ได้จากการออกแบบซึ่งบางค่าไม่สามารถหาได้จริง



รูป 4.13 แสดงผลของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

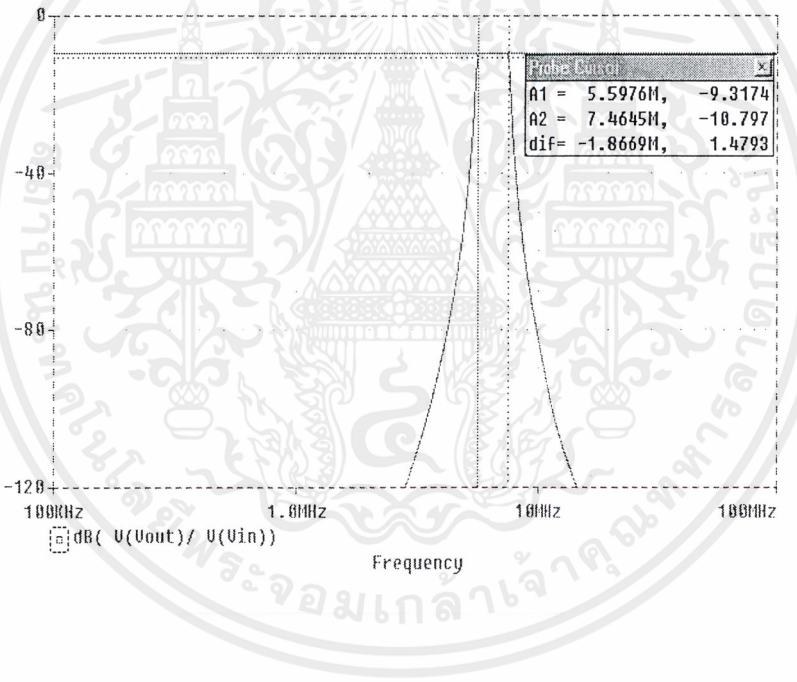
4.9.2 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 6 MHz - 8 MHz สำหรับสัญญาณเสียง

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.21 แล้วป้อนสัญญาณอินพุท ซึ่งได้จากการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าจากภาค O/E Converter ให้แก่วงจรในรูป 3.21 และทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทออกมา

ผลการทดลอง

จากรูป 4.14 จะได้สัญญาณแถบความถี่ผ่านช่วงประมาณ 5.59 MHz – 7.46 MHz เหตุที่ความถี่มีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างก็เพราะค่าของอุปกรณ์ที่ต่อใช้งานจริงเป็นค่าประมาณมาจากค่าอุปกรณ์ที่ได้จากการออกแบบซึ่งบางค่าไม่สามารถหาได้จริง



รูป 4.14 แสดงผลของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 6 MHz – 8 MHz สำหรับสัญญาณเสียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

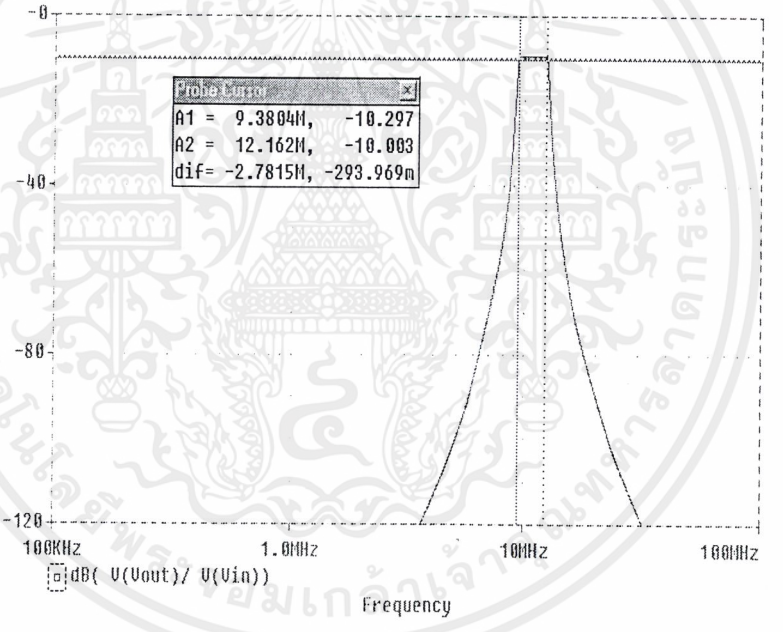
4.9.3 วงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 9 MHz – 12 MHz สำหรับสัญญาณดิจิตอล

ขั้นตอนการทดลอง

ต่อวงจรตามรูป 3.22 แล้วป้อนสัญญาณอินพุท ซึ่งได้จากการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าจากภาค O/E Converter ให้แก่วงจรในรูป 3.22 และทำการวัดสัญญาณเอาท์พุทออกมา

ผลการทดลอง

จากรูป 4.15 จะได้สัญญาณแถบความถี่ผ่านช่วงประมาณ 9.38 MHz – 12.16 MHz เหตุที่ความถี่มีความคลาดเคลื่อนอยู่บ้างก็เพราะค่าของอุปกรณ์ที่ต่อใช้งานจริงเป็นค่าประมาณมาจากค่าอุปกรณ์ที่ได้จากการออกแบบซึ่งบางค่าไม่สามารถหาได้จริง



รูป 4.15 แสดงผลของวงจรกรองแถบความถี่ผ่านช่วง 9 MHz – 12 MHz สำหรับสัญญาณดิจิตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทวิจารณ์และบทสรุป

ในการทำงานของโครงงานนี้เป็นการส่งสัญญาณเสียง , สัญญาณภาพและข้อมูลดิจิตอลผ่านเส้น - ใยแก้วนำแสง โดยมีสัญญาณเสียงหนึ่งช่อง , สัญญาณภาพหนึ่งช่องและข้อมูลดิจิตอลหนึ่งช่อง ทำการมอดูเลตโดยการใช้ Intensity Modulation (IM) โดยจะนำขนาดของสัญญาณทั้งสามสัญญาณนี้มารวมกัน จากนั้นจึงนำไปควบคุมความเข้มของแสงจากอุปกรณ์กำเนิดแสง (Light Source) ต่อไป ในส่วนของสัญญาณเสียงจะใช้การมอดูเลตทางความถี่ (Frequency Modulation) , สัญญาณภาพจะใช้การส่งแบบเบสแบนด์และข้อมูลดิจิตอลจะทำการมอดูเลตแบบการเลื่อนความถี่ (Frequency Shift Keying)

การออกแบบ FM Modulator เนื่องจากมอดูเลตสัญญาณในช่วงที่ความถี่สูงจึงต้องออกแบบวงจรให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดี แต่ก็ยังคงพบปัญหาอยู่บ้างในการทดลอง นั่นคือค่อนข้างปรับแต่งสัญญาณยาก ส่วน FM Demodulator ก็มีลักษณะของปัญหาที่พบเหมือนกันกับด้าน Modulator แต่ก็สามารถที่จะดีมอดูเลตสัญญาณออกมาได้เป็นอย่างดี

การออกแบบ FSK Modulator นั้นกระทำในย่านความถี่ที่สูงเพื่อให้มีความถี่พ้นไปจากช่วงความถี่ของสัญญาณภาพที่เราได้ทำการส่งแบบเบสแบนด์ โดยใช้ bit rate เท่ากับ 9600 bps จึงมีผลทำให้ FSK Demodulator นั้นดีมอดูเลตสัญญาณกลับคืนมาได้ยาก ลักษณะของข้อมูลจะไม่นิ่งและได้ความถี่ที่ไม่ตรงตามต้องการนัก

สำหรับวงจร LED Drive นั้น ต้องพยายามออกแบบให้เป็นวงจรคลาส A เพื่อทำให้มีความเพี้ยนของสัญญาณน้อยที่สุด ในขณะเดียวกันต้องคำนึงถึง กระแสฟอร์เวิร์ดที่ไหลผ่าน LED ด้วย เนื่องจาก LED ที่ใช้สามารถทนกระแสได้ในช่วง 10 mA – 100 mA เท่านั้น และที่กระแสสูงๆ จะทำให้ LED ร้อนมาก เป็นผลให้อายุการใช้งานของ LED สั้นลงได้ ดังนั้นจึงออกแบบให้มีค่าของกระแสเป็น 50 mA

ส่วนของ O/E Converter ในภาครับเปลี่ยนสัญญาณแสงให้เป็นสัญญาณไฟฟ้าไม่ค่อยประสบปัญหาอันใด เนื่องจากใช้ตัวรับเป็น Photo Diode ซึ่งมีแรงดันเบรคดาวน์สูงถึง 250 V ที่กระแส 50 mA

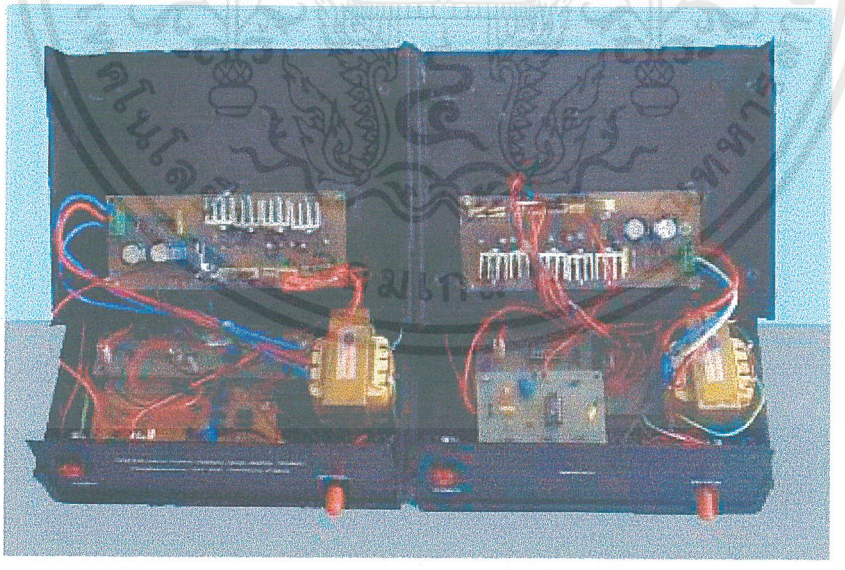
เมื่อทำการรวมสัญญาณทั้งสามสัญญาณเข้าด้วยกันโดยผ่านวงจร Summing Amplifier แล้วส่งผ่านเส้นใยแก้วนำแสงออกไป พบว่าที่ด้านภาครับเกิดปัญหาการกวนซึ่งกันและกันของสัญญาณ และวงจรกรองความถี่ไม่สามารถกรองความถี่ในช่วงที่ต้องการได้ดีนัก จึงเป็นผลให้สัญญาณที่รับได้ในแต่ละช่องของทางด้านรับมีการผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณดังเดิมอยู่บ้าง แต่เมื่อลองทำการส่งสัญญาณแยกกันทีละช่องสัญญาณผ่านเส้นใยแก้วนำแสงออกไปจะพบว่าสามารถกู้สัญญาณเดิมกลับมาได้เป็นอย่างดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปแสดงชิ้นงานด้านหน้า



รูปแสดงชิ้นงานด้านใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Agilent Technologies
Innovating the HP Way

Low Cost, Miniature Fiber Optic Components with ST®, SMA, SC and FC Ports

Technical Data

HFBR-0400 Series

Features

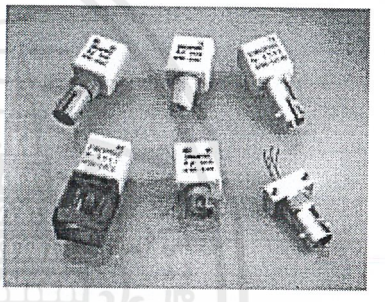
- Meets IEEE 802.3 Ethernet and 802.5 Token Ring Standards
- Low Cost Transmitters and Receivers
- Choice of ST®, SMA, SC or FC Ports
- 820 nm Wavelength Technology
- Signal Rates up to 175 Megabaud
- Link Distances up to 4 km
- Specified with 50/125 µm, 62.5/125 µm, 100/140 µm, and 200 µm HCS® Fiber
- Repeatable ST Connections within 0.2 dB Typical
- Unique Optical Port Design for Efficient Coupling
- Auto-Insertable and Wave Solderable
- No Board Mounting Hardware Required
- Wide Operating Temperature Range -40°C to 85°C
- AlGaAs Emitters 100% Burn-In Ensures High Reliability
- Conductive Port Option with the SMA and ST Threaded Port Styles

Applications

- Local Area Networks
- Computer to Peripheral Links
- Computer Monitor Links
- Digital Cross Connect Links
- Central Office Switch/PBX Links
- Video Links
- Modems and Multiplexers
- Suitable for Tempest Systems
- Industrial Control Links

Description

The HFBR-0400 Series of components is designed to provide cost effective, high performance fiber optic communication links for information systems and industrial applications with link distances of up to 4 kilometers. With the HFBR-24X6, the 125 MHz analog receiver, data rates of up to 175 megabaud are attainable.



Transmitters and receivers are directly compatible with popular "industry-standard" connectors: ST, SMA, SC and FC. They are completely specified with multiple fiber sizes; including 50/125 µm, 62.5/125 µm, 100/140 µm, and 200 µm.

Complete evaluation kits are available for ST and SMA product offerings; including transmitter, receiver, connectored cable, and technical literature. In addition, ST and SMA connectored cables are available for evaluation.

ST® is a registered trademark of AT&T.
HCS® is a registered trademark of the SpecTran Corporation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HFBR-0400 Series Part Number Guide

HFBR X4XXaa

1 = Transmitter
2 = Receiver

4 = 820 nm Transmitter and Receiver Products

0 = SMA, Housed
1 = ST, Housed
2 = FC, Housed
E = SC, Housed

Option T (Threaded Port Option)
Option C (Conductive Port Receiver Option)
Option M (Metal Port Option)

2 = Tx, Standard Power
4 = Tx, High Power
2 = Rx, 5 MBd, TTL Output
6 = Rx, 125 MHz, Analog Output

Available Options

HFBR-1402	HFBR-1414	HFBR-1454	HFBR-2412	HFBR-2416	HFBR-2416TCK
HFBR-1404	HFBR-1414M	HFBR-14E4	HFBR-2412T	HFBR-2416M	HFBR-2422
HFBR-1412	HFBR-1414T	HFBR-2402	HFBR-2412TC	HFBR-2416T	HFBR-2452
HFBR-1412T	HFBR-1414TK	HFBR-2404	HFBR-2414	HFBR-2416TA	HFBR-24E6
HFBR-1412TM	HFBR-1424	HFBR-2406	HFBR-2414T	HFBR-2416TC	

LINK SELECTION GUIDE

Data Rate (MBd)	Distance (m)	Transmitter	Receiver	Fiber Size (μm)	Evaluation Kit
5	1500	HFBR-14X2	HFBR-24X2	200 HCS	N/A
5	2000	HFBR-14X4	HFBR-24X2	62.5/125	HFBR-04X0
20	2700	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0414, HFBR-0463
32	2200	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0414
55	1400	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0414
125	700	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0416
155	600	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0416
175	500	HFBR-14X4	HFBR-24X6	62.5/125	HFBR-0416

For additional information on specific links see the following individual link descriptions. Distances measured over temperature range from 0 to 70°C.

Applications Support Guide

This section gives the designer information necessary to use the HFBR-0400 series components to make a functional fiber-optic transceiver. Agilent offers a wide selection of evaluation kits for hands-on experience with fiber-optic products as well as a wide range of application notes complete with circuit diagrams and board layouts. Furthermore, Agilent's application support group is always ready to assist with any design consideration.

Application Literature

Title	Description
HFBR-0400 Series Reliability Data	Transmitter & Receiver Reliability Data
Application Bulletin 73	Low Cost Fiber Optic Transmitter & Receiver Interface Circuits
Application Bulletin 78	Low Cost Fiber Optic Links for Digital Applications up to 155 MBd
Application Note 1038	Complete Fiber Solutions for IEEE 802.3 FOIRL, 10Base-FB and 10 Base-FL
Application Note 1065	Complete Solutions for IEEE 802.5J Fiber-Optic Token Ring
Application Note 1073	HFBR-0319 Test Fixture for 1X9 Fiber Optic Transceivers
Application Note 1086	Optical Fiber Interconnections in Telecommunication Products

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HFBR-0400 Series Evaluation Kits

HFBR-0410 ST Evaluation Kit

Contains the following :

- One HFBR-1412 transmitter
- One HFBR-2412 five megabaud TTL receiver
- Three meters of ST connectored 62.5/125 (µm fiber optic cable with low cost plastic ferrules.
- Related literature

HFBR-0414 ST Evaluation Kit

Includes additional components to interface to the transmitter and receiver as well as the PCB to reduce design time.

Contains the following:

- One HFBR-1414T transmitter
- One HFBR-2416T receiver
- Three meters of ST connectored 62.5/125 µm fiber optic cable
- Printed circuit board
- ML-4622 CP Data Quantizer
- 74ACTllOOON LED Driver
- LT1016CN8 Comparator
- 4.7 µH Inductor
- Related literature

HFBR-0400 SMA Evaluation Kit

Contains the following :

- One HFBR-1402 transmitter
- One HFBR-2402 five megabaud TTL receiver
- Two meters of SMA connectored 1000 µm plastic optical fiber
- Related literature

HFBR-0416 Evaluation Kit

Contains the following:

- One fully assembled 1x9 transceiver board for 155 MBd evaluation including:
  -HFBR-1414 transmitter
  -HFBR-2416 receiver
  -circuitry
- Related literature

Package and Handling Information

Package Information

All HFBR-0400 Series transmitters and receivers are housed in a low-cost, dual-inline package that is made of high strength, heat resistant, chemically resistant, and UL 94V-O flame retardant ULTEM® (plastic (UL File #E121562). The transmitters are easily identified by the light grey color connector port. The receivers are easily identified by the dark grey color connector port. (Black color for conductive port.) The package is designed for auto-insertion and wave soldering so it is ideal for high volume production applications.

Handling and Design Information

Each part comes with a protective port cap or plug covering the optics. These caps/plugs will vary by port style. When soldering, it is advisable to leave the protective cap on the unit to keep the optics clean. Good system performance requires clean port optics and cable ferrules to avoid obstructing the optical path.

Clean compressed air often is sufficient to remove particles of dirt; methanol on a cotton swab also works well.

Recommended Chemicals for Cleaning/Degreasing HFBR-0400 Products

Alcohols: methyl, isopropyl, isobutyl. Aliphatics: hexane, heptane, Other: soap solution, naphtha.

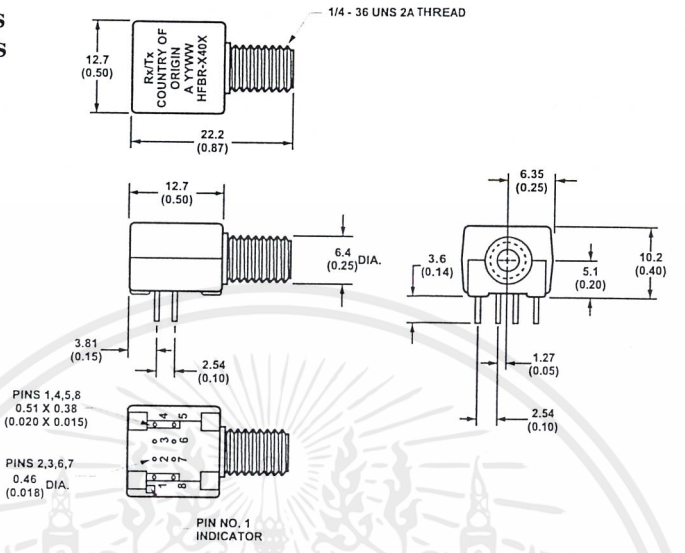
Do not use partially halogenated hydrocarbons such as 1,1.1 trichloroethane, ketones such as MEK, acetone, chloroform, ethyl acetate, methylene dichloride, phenol, methylene chloride, or N-methylpyrolldone. Also, Agilent does not recommend the use of cleaners that use halogenated hydrocarbons because of their potential environmental harm.

Ultem® is a registered Trademark of the GE corporation.

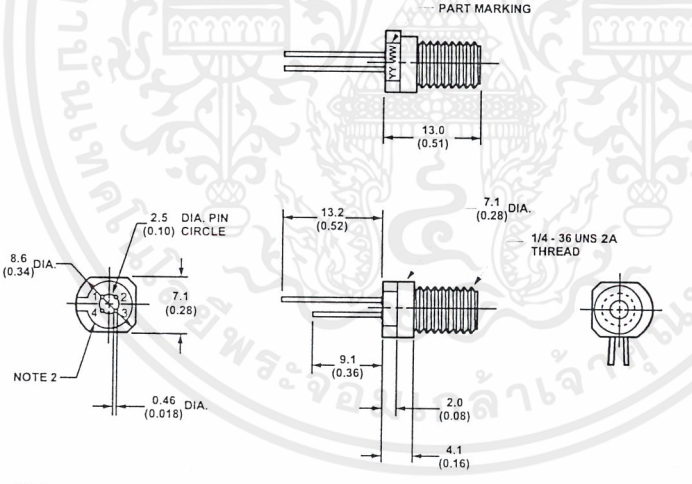
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions
HFBR-0400 SMA Series

HFBR-X40X



HFBR-X45X

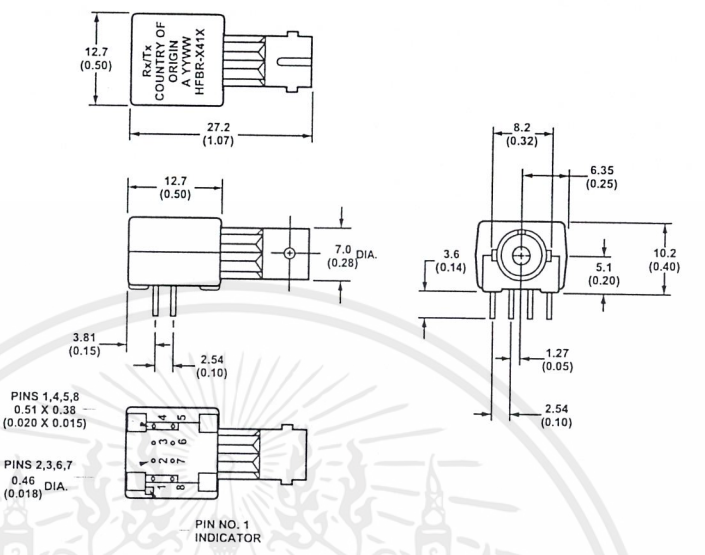


NOTE: ALL DIMENSIONS IN MILLIMETRES AND (INCHES).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

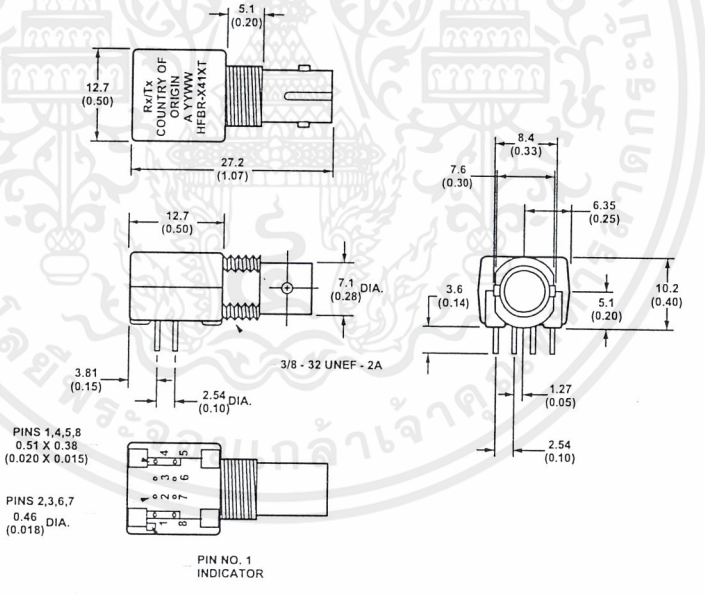
Mechanical Dimensions HFBR-0400 ST Series

HFBR-X41X



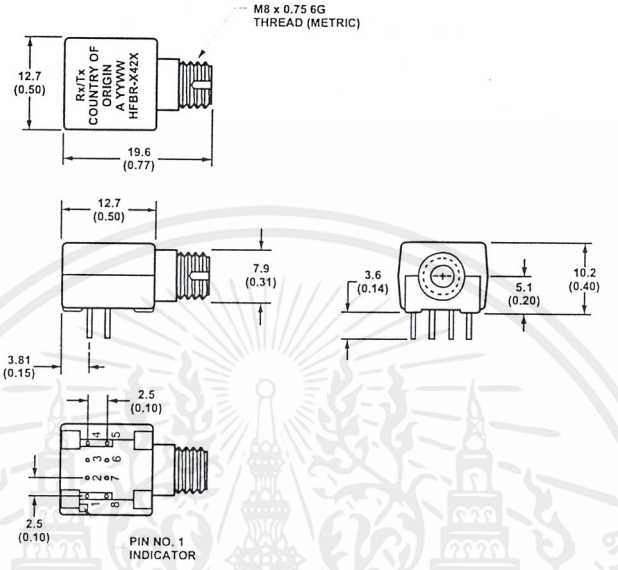
Mechanical Dimensions HFBR-0400T Threaded ST Series

HFBR-X41XT



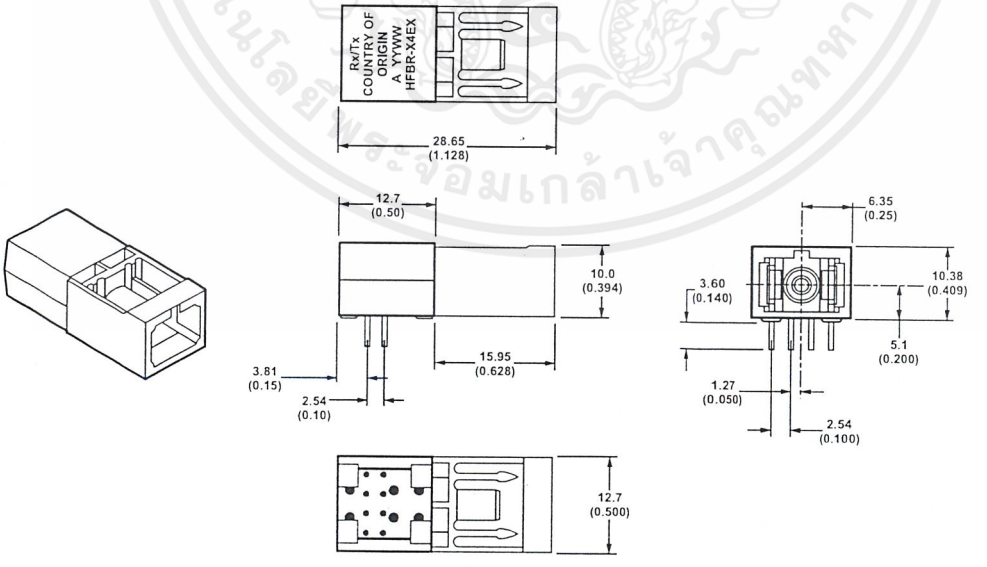
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Mechanical Dimensions
HFBR-0400 FC Series



Mechanical Dimensions
HFBR-0400 SC Series

HFBR-X4EX



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

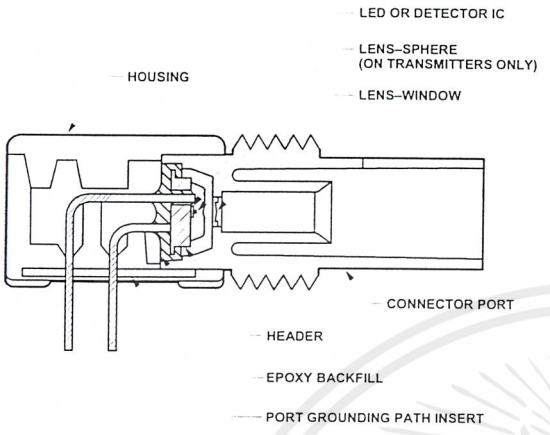
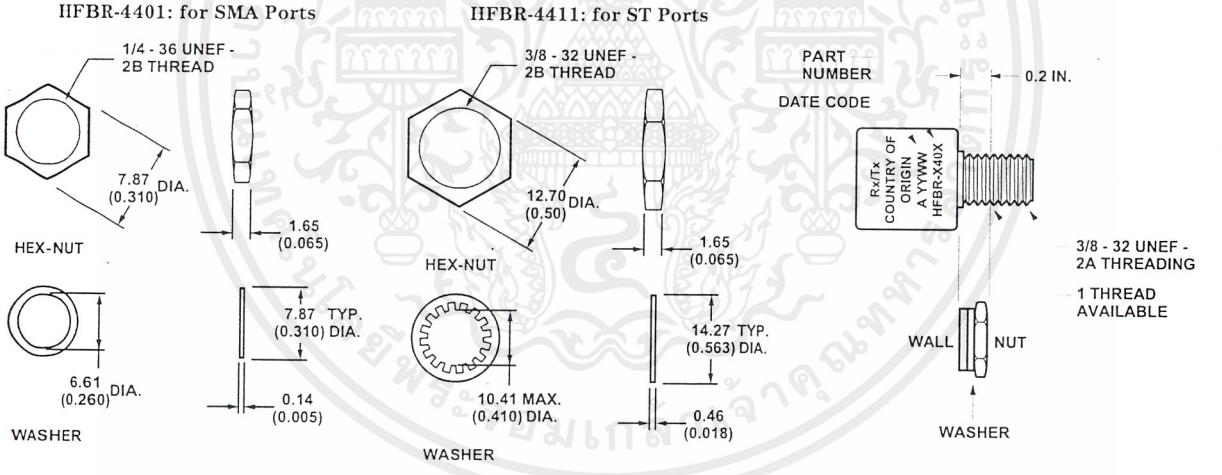


Figure 1. HFBR-0400 ST Series Cross-Sectional View.

Panel Mount Hardware



(Each HFBR-4401 and HFBR-4411 kit consists of 100 nuts and 100 washers.)

Port Cap Hardware

HFBR-4402: 500 SMA Port Caps
HFBR-4120: 500 ST Port Plugs (120 psi)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Options

In addition to the various port styles available for the HFBR-0400 series products, there are also several extra options that can be ordered. To order an option, simply place the corresponding option number at the end of the part number. See page 2 for available options.

Option T (Threaded Port Option)

- Allows ST style port components to be panel mounted.
- Compatible with all current makes of ST multimode connectors
- Mechanical dimensions are compliant with MIL-STD-83522/13
- Maximum wall thickness when using nuts and washers from the HFBR-4411 hardware kit is 2.8 mm (0.11 inch)
- Available on all ST ports

Option C (Conductive Port Receiver Option)

- Designed to withstand electrostatic discharge (ESD) of 25kV to the port
- Significantly reduces effect of electromagnetic interference (EMI) on receiver sensitivity
- Allows designer to separate the signal and conductive port grounds
- Recommended for use in noisy environments
- Available on SMA and threaded ST port style receivers only

Option M (Metal Port Option)

- Nickel plated aluminum connector receptacle
- Designed to withstand electrostatic discharge (ESD) of 15kV to the port
- Significantly reduces effect of electromagnetic interference (EMI) on receiver sensitivity
- Allows designer to separate the signal and metal port grounds
- Recommended for use in very noisy environments
- Available on SMA, FC, ST, and threaded ST ports

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Link Data

HFBR-0400 Series

Description

The following technical data is taken from 4 popular links using the HFBR-0400 series: the 5 MBd link, Ethernet 20 MBd link, Token Ring 32 MBd link, and the 155 MBd link. The data given corresponds to transceiver solutions combining the HFBR-0400 series components and various recommended transceiver design circuits using off-the-shelf electrical components. This data is meant to be regarded as an example of typical link performance for a given design and does not call out any link limitations. Please refer to the appropriate application note given for each link to obtain more information.

5 MBd Link (HFBR-14XX/24X2)

Link Performance -40°C to +85°C unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions	Reference
Optical Power Budget with 50/125 µm fiber	OPB_{50}	4.2	9.6		dB	HFBR-14X4/24X2 NA = 0.2	Note 1
Optical Power Budget with 62.5/125 µm fiber	$OPB_{62.5}$	8.0	15		dB	HFBR-14X4/24X2 NA = 0.27	Note 1
Optical Power Budget with 100/140 µm fiber	OPB_{100}	8.0	15		dB	HFBR-14X2/24X2 NA = 0.30	Note 1
Optical Power Budget with 200 µm fiber	OPB_{200}	12	20		dB	HFBR-14X2/24X2 NA = 0.37	Note 1
Date Rate Synchronous		dc		5	MBd		Note 2
Asynchronous		dc		2.5	MBd		Note 3, Fig. 7
Propagation Delay LOW to HIGH	t_{PLH}		72		ns	T_A = 25°C, P_R = -21 dBm Peak	Figs. 6, 7, 8
Propagation Delay HIGH to LOW	t_{PHL}		46		ns		
System Pulse Width Distortion	t_{PLH}-t_{PHL}		26		ns	Fiber cable length = 1 m	
Bit Error Rate	BER			10^{-9}		Data Rate <5 Bd P_R > -24 dBm Peak	

Notes:

1. OPB at T_A = -40 to 85°C, V_{CC} = 5.0 V dc, $I_{F\,ON}$ = 60 mA. P_R = -24 dBm peak.
2. Synchronous data rate limit is based on these assumptions: a) 50% duty factor modulation, e.g., Manchester I or BiPhase Manchester II; b) continuous data; c) PLL Phase Lock Loop demodulation; d) TTL threshold.
3. Asynchronous data rate limit is based on these assumptions: a) NRZ data; b) arbitrary timing-no duty factor restriction; c) TTL threshold.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5 MBd Logic Link Design

If resistor R_1 in Figure 2 is 70.4 Ω, a forward current I_F of 48 mA is applied to the HFBR-14X4 LED transmitter. With I_F = 48 mA the HFBR-14X4/24X2 logic link is guaranteed to work with 62.5/125 µm fiber optic cable over the entire range of 0 to 1750 meters at a data rate of dc to 5 MBd, with arbitrary data format and pulse width distortion typically less than 25%. By setting R_1 = 115 Ω, the transmitter can be driven with I_F = 30 mA, if it is desired to economize on power or achieve lower pulse distortion.

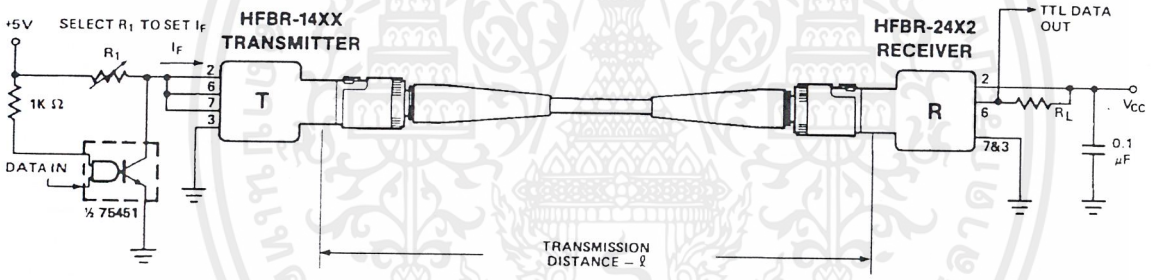
The following example will illustrate the technique for selecting the appropriate value of I_F and R_1.

Maximum distance required = 400 meters. From Figure 3 the drive current should be 15 mA. From the transmitter data V_F = 1.5 V (max.) at I_F = 15 mA as shown in Figure 9.

$$R_1 = \frac{V_{CC} - V_F}{I_F} = \frac{5\text{ V} - 1.5\text{ V}}{15\text{ mA}}$$

$$R_1 = 233\ \Omega$$

The curves in Figures 3, 4, and 5 are constructed assuming no in-line splice or any additional system loss. Should the link consists of any in-line splices, these curves can still be used to calculate link limits provided they are shifted by the additional system loss expressed in dB. For example, Figure 3 indicates that with 48 mA of transmitter drive current, a 1.75 km link distance is achievable with 62.5/125 µm fiber which has a maximum attenuation of 4 dB/km. With 2 dB of additional system loss, a 1.25 km link distance is still achievable.



NOTE:
IT IS ESSENTIAL THAT A BYPASS CAPACITOR (0.01 µF TO 0.1 µF CERAMIC) BE CONNECTED FROM PIN 2 TO PIN 7 OF THE RECEIVER. TOTAL LEAD LENGTH BETWEEN BOTH ENDS OF THE CAPACITOR AND THE PINS SHOULD NOT EXCEED 20 mm.

Figure 2. Typical Circuit Configuration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

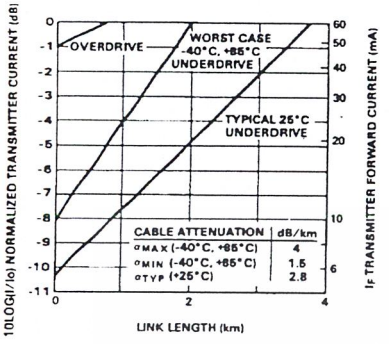


Figure 3. HFBR-1414/HFBR-2412 Link Design Limits with 62.5/125 µm Cable.

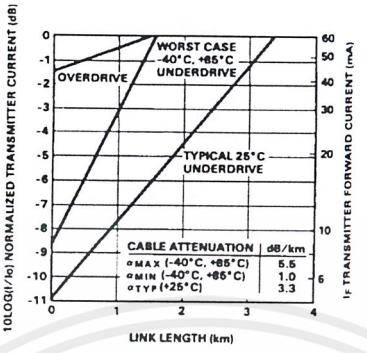


Figure 4. HFBR-14X2/HFBR-24X2 Link Design Limits with 100/140 µm Cable.

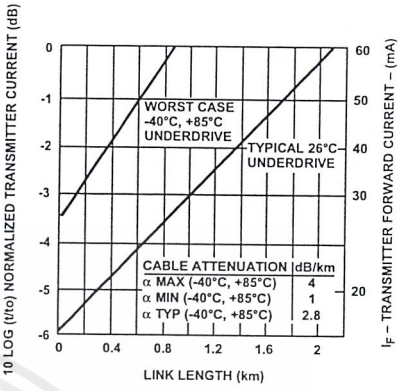


Figure 5. HFBR-14X4/HFBR-24X2 Link Design Limits with 50/125 µm Cable.

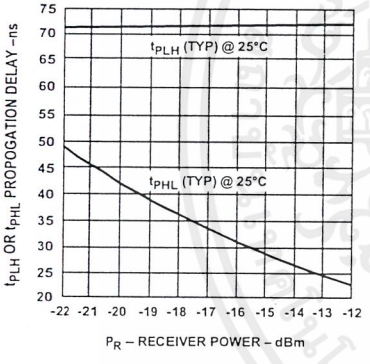


Figure 6. Propagation Delay through System with One Meter of Cable.

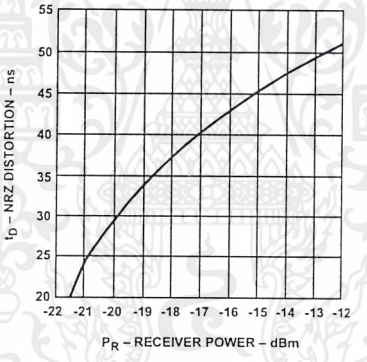


Figure 7. Typical Distortion of Pseudo Random Data at 5 Mb/s.

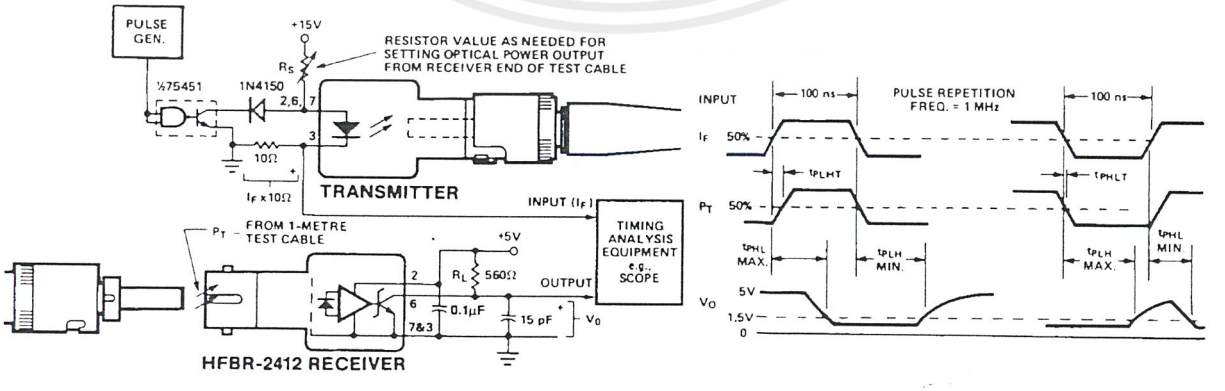


Figure 8. System Propagation Delay Test Circuit and Waveform Timing Definitions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Ethernet 20 MBd Link (HFBR-14X4/24X6)

(refer to Application Note 1038 for details)

Typical Link Performance

Parameter	Symbol	Typ.[1,2]	Units	Conditions
Receiver Sensitivity		-34.4	dBm average	20 MBd D2D2 Hexadecimal Data 2 km 62.5/125 μm fiber
Link Jitter		7.56	ns pk-pk	ECL Out Receiver
		7.03	ns pk-pk	TTL Out Receiver
Transmitter Jitter		0.763	ns pk-pk	20 MBd D2D2 Hexadecimal Data
Optical Power	P_T	-15.2	dBm average	20 MBd D2D2 Hexadecimal Data Peak $I_{F,ON}$ = 60 mA
LED rise time	t_r	1.30	ns	1 MHz Square Wave Input
LED fall time	t_f	3.08	ns	
Mean difference	$\|t_r - t_f\|$	1.77	ns	
Bit Error Rate	BER	10^{-10}		
Output Eye Opening		36.7	ns	At AUI Receiver Output
Data Format 50% Duty Factor		20	MBd	

Notes:

1. Typical data at T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V dc.
2. Typical performance of circuits shown in Figure 1 and Figure 3 of AN-1038 (see applications support section).

Token Ring 32 MBd Link (HFBR-14X4/24X6)

(refer to Application Note 1065 for details)

Typical Link Performance

Parameter	Symbol	Typ.[1,2]	Units	Conditions
Receiver Sensitivity		-34.1	dBm average	32 MBd D2D2 Hexadecimal Data 2 km 62.5/125 μm fiber
Link Jitter		6.91	ns pk-pk	ECL Out Receiver
		5.52	ns pk-pk	TTL Out Receiver
Transmitter Jitter		0.823	ns pk-pk	32 MBd D2D2 Hexadecimal Data
Optical Power Logic Level "0"	$P_{T\ ON}$	-12.2	dBm peak	Transmitter TTL in $I_{F\ ON}$ = 60 mA, $I_{F\ OFF}$ = 1 mA
Optical Power Logic Level "1"	$P_{T\ OFF}$	-82.2		
LED Rise Time	t_r	1.3	nsec	1 MHz Square Wave Input
LED Fall Time	t_f	3.08	nsec	
Mean Difference	$\|t_r - t_f\|$	1.77	nsec	
Bit Error Rate	BER	10^{-10}		
Data Format 50% Duty Factor		32	MBd	

Notes:

1. Typical data at T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V dc.
2. Typical performance of circuits shown in Figure 1 and Figure 3 of AN-1065 (see applications support section)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

155 MBd Link (HFBR-14X4/24X6)

(refer to Application Bulletin 78 for details)

Typical Link Performance

Parameter	Symbol	Typ.[1,2]	Units	Max.	Units	Conditions	Ref.
Optical Power Budget with 50/125 µm fiber	OPB_{50}	7.9	13.9		dB	NA = 0.2	Note 2
Optical Power Budget with 62.5/125 µm fiber	OPB_{62}	11.7	17.7		dB	NA = 0.27	
Optical Power Budget with 100/140 µm fiber	OPB_{100}	11.7	17.7		dB	NA = 0.30	
Optical Power Budget with 200 µm HCSfFiber	OPB_{200}	16.0	22.0		dB	NA = 0.35	
Data Format 20% to 80% Duty Factor		1		175	MBd		
System Pulse Width Distortion	$\lvert t_{PLH} - t_{PHL} \rvert$		1		ns	PR = -7 dBm Peak 1 meter 62.5/125 µm fiber	
Bit Error Rate	BER		10^{-9}			Data Rate < 100 MBaud PR >-31 dBm Peak	Note 2

Notes:

1. Typical data at T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 V dc, PECL serial interface.
2. Typical OPB was determined at a probability of error (BER) of 10^{-9}. Lower probabilities of error can be achieved with short fibers that have less optical loss.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HFBR-14X2/14X4 Low-Cost High-Speed Transmitters

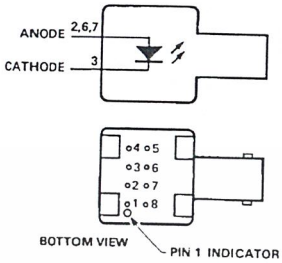
Description

The HFBR-14XX fiber optic transmitter contains an 820 nm AlGaAs emitter capable of efficiently launching optical power into four different optical fiber sizes: 50/125 µm, 62.5/125 µm, 100/140 µm, and 200 µm HCS®. This allows the designer flexibility in choosing the fiber size. The HFBR-14XX is designed to operate with the Agilent HFBR-24XX fiber optic receivers.

The HFBR-14XX transmitter's high coupling efficiency allows the emitter to be driven at low current levels resulting in low power consumption and increased reliability of the transmitter. The HFBR-14X4 high power transmitter is optimized for small size fiber and typically can launch -15.8 dBm optical power at 60 mA into 50/125 µm fiber and -12 dBm into 62.5/125 µm fiber. The HFBR-14X2 standard transmitter typically can launch -12 dBm of optical power at 60 mA into 100/140 µm fiber cable. It is ideal for large size fiber such as 100/140 µm. The high launched optical power level is useful for systems where star couplers, taps, or inline connectors create large fixed losses.

Consistent coupling efficiency is assured by the double-lens optical system (Figure 1). Power coupled into any of the three fiber types varies less than 5 dB from part to part at a given drive current and temperature. Consistent coupling efficiency reduces receiver dynamic range requirements which allows for longer link lengths.

Housed Product



PIN	FUNCTION
1†	N.C.
2	ANODE
3*	CATHODE
4†	N.C.
5†	N.C.
6	ANODE
7*	ANODE
8†	N.C.

*PINS 2,6 AND 7 ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO HEADER

†PINS 1, 4, 5, AND 8 ARE ELECTRICALLY CONNECTED

Unhoused Product

PIN	FUNCTION
1	ANODE
2	CATHODE
3	ANODE
4	ANODE

Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Reference
Storage Temperature		T_S	-55	+85	°C	
Operating Temperature		T_A	-40	+85	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp.			+260	°C	
	Time			10	sec	
Forward Input Current	Peak	I_{FPK}		200	mA	Note 1
	dc	I_{Fdc}		100	mA	
Reverse Input Voltage		V_{BR}		1.8	V	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical/Optical Specifications -40°C to +85°C unless otherwise specified.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Units	Conditions	Reference
Forward Voltage	V_F	1.48	1.70	2.09	V	I_F = 60 mA dc	Figure 9
			1.84			I_F = 100 mA dc	
Forward Voltage Temperature Coefficient	$\Delta V_F/\Delta T$		-0.22		mV/°C	I_F = 60 mA dc	Figure 9
			-0.18			I_F = 100 mA dc	
Reverse Input Voltage	V_{BR}	1.8	3.8		V	I_F = 100 µA dc	
Peak Emission Wavelength	λ_P	792	820	865	nm		
Diode Capacitance	C_T		55		pF	V = 0, f = 1 MHz	
Optical Power Temperature Coefficient	$\Delta P_T/\Delta T$		-0.006		dB/°C	I = 60 mA dc	
			-0.010			I = 100 mA dc	
Thermal Resistance	θ_{JA}		260		°C/W		Notes 3, 8
14X2 Numerical Aperture	NA		0.49				
14X4 Numerical Aperture	NA		0.31				
14X2 Optical Port Diameter	D		290		µm		Note 4
14X4 Optical Port Diameter	D		150		µm		Note 4

HFBR-14X2 Output Power Measured Out of 1 Meter of Cable

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Unit	Conditions		Reference
50/125 µm Fiber Cable NA = 0.2	P_{T50}	-21.8	-18.8	-16.8	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	Notes 5, 6, 9
		-22.8		-15.8				
		-20.3	-16.8	-14.4		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-21.9		-13.8				
62.5/125 µm Fiber Cable NA = 0.275	P_{T62}	-19.0	-16.0	-14.0	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	
		-20.0		-13.0				
		-17.5	-14.0	-11.6		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-19.1		-11.0				
100/140 µm Fiber Cable NA = 0.3	P_{T100}	-15.0	-12.0	-10.0	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	
		16.0		-9.0				
		-13.5	-10.0	-7.6		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-15.1		-7.0				
200 µm HCS Fiber Cable NA = 0.37	P_{T200}	-10.7	-7.1	-4.7	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	
		-11.7		-3.7				
		-9.2	-5.2	-2.3		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-10.8		-1.7				

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HFBR-14X4 Output Power Measured out of 1 Meter of Cable

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Unit	Conditions		Reference
50/125 µm Fiber Cable NA = 0.2	PT50	-18.8	-15.8	-13.8	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	Notes 5, 6, 9
		-19.8		-12.8				
		-17.3	-13.8	-11.4		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-18.9		-10.8				
62.5/125 µm Fiber Cable NA = 0.275	PT62	-15.0	-12.0	-10.0	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	
		-16.0		-9.0				
		-13.5	-10.0	-7.6		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-15.1		-7.0				
100/140 µm Fiber Cable NA = 0.3	PT100	-9.5	-6.5	-4.5	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	
		-10.5		-3.5				
		-8.0	-4.5	-2.1		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-9.6		-1.5				
200 µm HCS Fiber Cable NA = 0.37	PT200	-5.2	-3.7	+0.8	dBm peak	T_A = 25°C	I_F = 60 mA dc	
		-6.2		+1.8				
		-3.7	-1.7	+3.2		T_A = 25°C	I_F = 100 mA dc	
		-5.3		+3.8				

14X2/14X4 Dynamic Characteristics

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Units	Conditions	Reference
Rise Time, Fall Time (10% to 90%)	t_r, t_f		4.0	6.5	nsec No Pre-bias	I_F = 60 mA Figure 12	Note 7,
Rise Time, Fall Time (10% to 90%)	t_r, t_f		3.0		nsec	I_F = 10 to 100 mA	Note 7, Figure 11
Pulse Width Distortion	PWD		0.5		nsec		Figure 11

Notes:

1. For I_{FPK} > 100 mA, the time duration should not exceed 2 ns.
2. Typical data at T_A = 25°C.
3. Thermal resistance is measured with the transmitter coupled to a connector assembly and mounted on a printed circuit board.
4. D is measured at the plane of the fiber face and defines a diameter where the optical power density is within 10 dB of the maximum.
5. P_T is measured with a large area detector at the end of 1 meter of mode stripped cable, with an ST® precision ceramic ferrule (MIL-STD-83522/13) for HFBR-1412/1414, and with an SMA 905 precision ceramic ferrule for HFBR-1402/1404.
6. When changing µW to dBm, the optical power is referenced to 1 mW (1000 µW). Optical Power P (dBm) = 10 log P (µW)/1000 µW.
7. Pre-bias is recommended if signal rate >10 MBd, see recommended drive circuit in Figure 11.
8. Pins 2, 6 and 7 are welded to the anode header connection to minimize the thermal resistance from junction to ambient. To further reduce the thermal resistance, the anode trace should be made as large as is consistent with good RF circuit design.
9. Fiber NA is measured at the end of 2 meters of mode stripped fiber, using the far-field pattern. NA is defined as the sine of the half angle,determined at 5% of the peak intensity point. When using other manufacturer's fiber cable, results will vary due to differing NA values and specification methods.

All HFBR-14XX LED transmitters are classified as IEC 825-1 Accessible Emission Limit (AEL) Class 1 based upon the current proposed draft scheduled to go in to effect on January 1, 1997. AEL Class 1 LED devices are considered eye safe. Contact your Agilent sales representative for more information.

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Recommended Drive Circuits

The circuit used to supply current to the LED transmitter can significantly influence the optical switching characteristics of the LED. The optical rise/fall times and propagation delays can be improved by using the appropriate circuit techniques. The LED drive circuit shown in Figure 11 uses frequency compensation to reduce the typical rise/fall times of the LED and a small pre-bias voltage to minimize propagation delay differences that cause pulse-width distortion. The circuit will typically produce rise/fall times of 3 ns, and a total jitter including pulse-width distortion of less than 1 ns. This circuit is recommended for applications requiring low edge jitter or high-speed data transmission at signal rates of up to 155 MBd. Component values for this circuit can be calculated for different LED drive currents using the equations shown below. For additional details about LED drive circuits, the reader is encouraged to read Agilent Application Bulletin 78 and Application Note 1038.

$$R_y = \frac{(V_{CC} - V_F) + 3.97\,(V_{CC} - V_F - 1.6\ V)}{I_{F\,ON}\,(A)}$$

$$R_{X1} = \frac{1}{2}\left(\frac{R_y}{3.97}\right)$$

$$R_{EQ2}(\Omega) = R_{X1} - 1$$

$$R_{X2} = R_{X3} = R_{X4} = 3(R_{EQ2})$$

$$C(pF) = \frac{2000(ps)}{R_{X1}(\Omega)}$$

Example for $I_{F\,ON}$ = 100 mA: V_F can be obtained from Figure 9 (= 1.84 V).

$$R_y = \frac{(5 - 1.84) + 3.97\,(5 - 1.84 - 1.6)}{0.100}$$

$$R_y = \frac{3.16 + 6.19}{0.100} = 93.5\ \Omega$$

$$R_{X1} = \frac{1}{2}\left(\frac{93.5}{3.97}\right) = 11.8\ \Omega$$

$$R_{EQ2} = 11.8 - 1 = 10.8\ \Omega$$

$$R_{X2} = R_{X3} = R_{X4} = 3(10.8) = 32.4\ \Omega$$

$$C = \frac{2000\ ps}{11.8\ \Omega} = 169\ pF$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

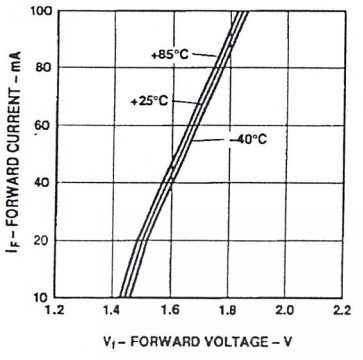


Figure 9. Forward Voltage and Current Characteristics.

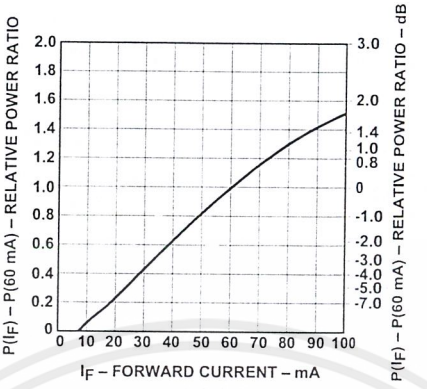


Figure 10. Normalized Transmitter Output vs. Forward Current.

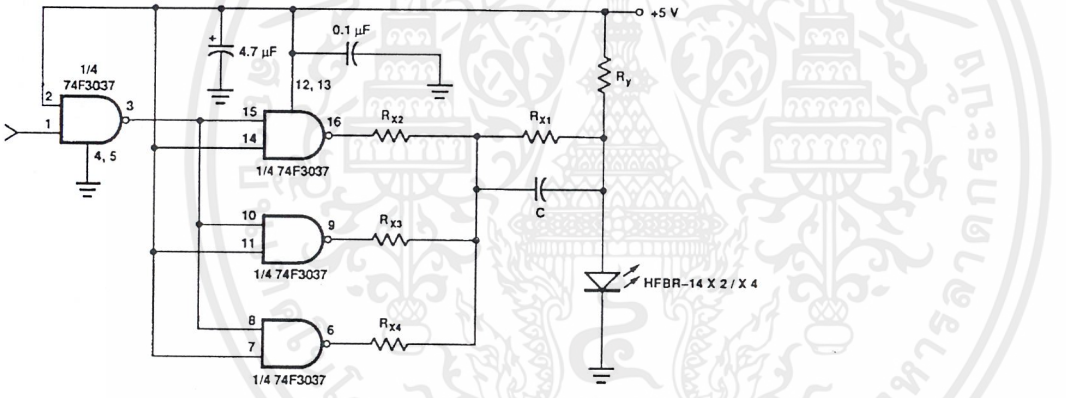


Figure 11. Recommended Drive Circuit.

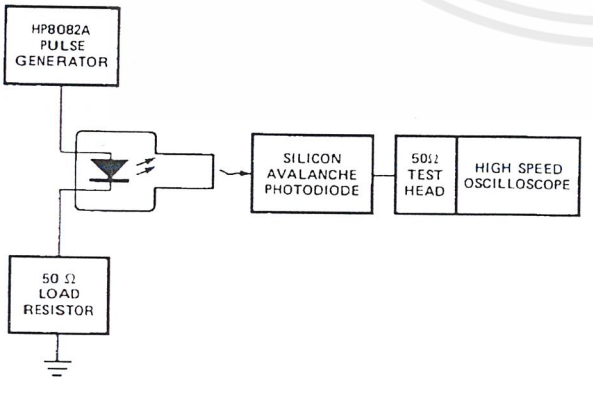


Figure 12. Test Circuit for Measuring t_r, t_f.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HFBR-24X2 Low-Cost 5 MBd Receiver

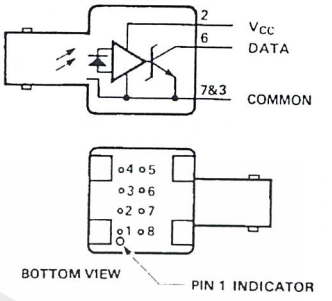
Description

The HFBR-24X2 fiber optic receiver is designed to operate with the Hewlett-Packard HFBR-14XX fiber optic transmitter and 50/125 µm, 62.5/125 µm, 100/140 µm, and 200 µm HCS® fiber optic cable. Consistent coupling into the receiver is assured by the lensed optical system (Figure 1). Response does not vary with fiber size ≤ 0.100 µm.

The HFBR-24X2 receiver incorporates an integrated photo IC containing a photodetector and dc amplifier driving an open-collector Schottky output transistor. The HFBR-24X2 is designed for direct interfacing to popular logic families. The absence of an internal pull-up resistor allows the open-collector output to be used with logic families such as CMOS requiring voltage excursions much higher than V_{CC}.

Both the open-collector "Data" output Pin 6 and V_{CC} Pin 2 are referenced to "Com" Pin 3, 7. The "Data" output allows busing, strobing and wired "OR" circuit configurations. The transmitter is designed to operate from a single +5 V supply. It is essential that a bypass capacitor (0.1 µF ceramic) be connected from Pin 2 (V_{CC}) to Pin 3 (circuit common) of the receiver.

Housed Product



PIN	FUNCTION
1†	N.C.
2	V_{CC} (5 V)
3*	COMMON
4†	N.C.
5†	N.C.
6	DATA
7*	COMMON
8†	N.C.

*PINS 3 AND 7 ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO HEADER

†PINS 1, 4, 5, AND 8 ARE ELECTRICALLY CONNECTED

Unhoused Product

PIN	FUNCTION
1	V_{CC} (5 V)
2	COMMON
3	DATA
4	COMMON

Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Reference
Storage Temperature		T_S	-55	+85	°C	
Operating Temperature		T_A	-40	+85	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp.			+260	°C	Note 1
	Time			10	sec	
Supply Voltage		V_{CC}	-0.5	7.0	V	
Output Current		I_O		25	mA	
Output Voltage		V_O	-0.5	18.0	V	
Output Collector Power Dissipation		$P_{O\,AV}$		40	mW	
Fan Out (TTL)		N		5		Note 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical/Optical Characteristics -40°C to + 85°C unless otherwise specified

Fiber sizes with core diameter ≤ 100 µm and NA ≤ 0.35, 4.75 V ≤ V_{CC} ≤ 5.25 V

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[3]	Max.	Units	Conditions	Reference
High Level Output Current	I_{OH}		5	250	µA	V_O = 18 P_R < -40 dBm	
Low Level Output Voltage	V_{OL}		0.4	0.5	V	I_O = 8 mA P_R > -24 dBm	
High Level Supply Current	I_{CCH}		3.5	6.3	mA	V_{CC} = 5.25 V P_R < -40 dBm	
Low Level Supply Current	I_{CCL}		6.2	10	mA	V_{CC} = 5.25 V P_R > -24 dBm	
Equivalent N.A.	NA		0.50				
Optical Port Diameter	D		400		µm		Note 4

Dynamic Characteristics

-40°C to +85°C unless otherwise specified; 4.75 V ≤ V_{CC} ≤ 5.25 V; BER ≤ 10^{-9}

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[3]	Max.	Units	Conditions	Reference
Peak Optical Input Power Logic Level HIGH	P_{RH}			-40	dBm pk	λ_P = 820 nm	Note 5
				0.1	µW pk		
Peak Optical Input Power Logic Level LOW	P_{RL}	-25.4		-9.2	dBm pk	T_A = +25°C, I_{OL} = 8 mA	Note 5
		2.9		120	µW pk		
		-24.0		-10.0	dBm pk	I_{OL} = 8 mA	
		4.0		100	µW pk		
Propagation Delay LOW to HIGH	t_{PLHR}		65		ns	T_A = 25°C, P_R = -21 dBm, Data Rate = 5 MBd	Note 6
Propagation Delay HIGH to LOW	t_{PHLR}		49		ns		

Notes:

1. 2.0 mm from where leads enter case.
2. 8 mA load (5 x 1.6 mA), R_L = 560 Ω.
3. Typical data at T_A = 25°C, V_{CC} = 5.0 Vdc.
4. D is the effective diameter of the detector image on the plane of the fiber face. The numerical value is the product of the actual detector diameter and the lens magnification.
5. Measured at the end of 100/140 µm fiber optic cable with large area detector.
6. Propagation delay through the system is the result of several sequentially-occurring phenomena. Consequently it is a combination of data-rate-limiting effects and of transmission-time effects. Because of this, the data-rate limit of the system must be described in terms of time differentials between delays imposed on falling and rising edges.
7. As the cable length is increased, the propagation delays increase at 5 ns per meter of length. Data rate, as limited by pulse width distortion, is not affected by increasing cable length if the optical power level at the receiver is maintained.

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HFBR-24X6 Low-Cost 125 MHz Receiver Description

The HFBR-24X6 fiber optic receiver is designed to operate with the Agilent HFBR-14XX fiber optic transmitters and 50/125 µm, 62.5/125 µm, 100/140 µm and 200 µm HCS® fiber optic cable. Consistent coupling into the receiver is assured by the lensed optical system (Figure 1). Response does not vary with fiber size for core diameters of 100 µm or less.

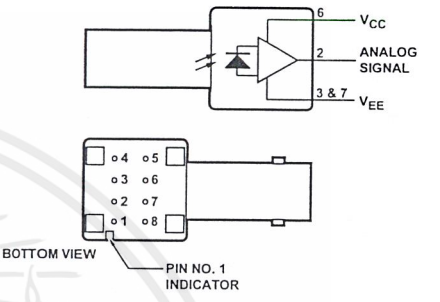
The receiver output is an analog signal which allows follow-on circuitry to be optimized for a variety of distance/data rate requirements. Low-cost external components can be used to convert the analog output to logic compatible signal levels for various data formats and data rates up to 175 MBd. This distance/data rate tradeoff results in increased optical power budget at lower data rates which can be used for additional distance or splices.

The HFBR-24X6 receiver contains a PIN photodiode and low noise transimpedance pre-amplifier integrated circuit. The HFBR-24X6 receives an optical signal and converts it to an analog voltage. The output is a buffered emitter-follower. Because the signal amplitude from the HFBR-24X6 receiver is much larger than from a simple PIN photodiode, it is less susceptible to EMI, especially at high signaling rates. For very noisy environments, the conductive or metal port option is recommended. A receiver dynamic range of 23 dB over temperature is achievable (assuming 10^{-9} BER).

The frequency response is typically dc to 125 MHz. Although the HFBR-24X6 is an analog receiver, it is compatible with digital systems. Please refer to Application Bulletin 78 for simple and inexpensive circuits that operate at 155 MBd or higher.

The recommended ac coupled receiver circuit is shown in Figure 12. It is essential that a 10 ohm resistor be connected between pin 6 and the power supply, and a 0.1 µF ceramic bypass capacitor be connected between the power supply and ground. In addition, pin 6 should be filtered to protect the receiver from noisy host systems. Refer to AN 1038, 1065, or AB 78 for details.

Housed Product

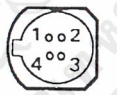


PIN	FUNCTION
1†	N.C.
2	SIGNAL
3*	V_{EE}
4†	N.C.
5†	N.C.
6	V_{CC}
7*	V_{EE}
8†	N.C.

* PINS 3 AND 7 ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO THE HEADER.

† PINS 1, 4, 5, AND 8 ARE ISOLATED FROM THE INTERNAL CIRCUITRY, BUT ARE ELECTRICALLY CONNECTED TO EACH OTHER.

Unhoused Product



PIN	FUNCTION
1	SIGNAL
2*	V_{EE}
3	V_{CC}
4*	V_{EE}

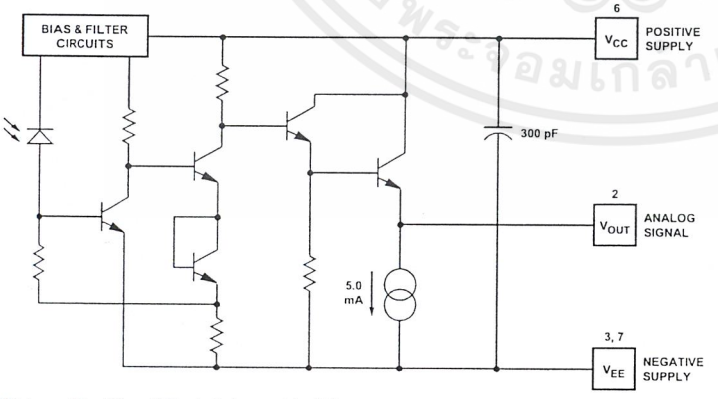


Figure 11. Simplified Schematic Diagram.

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Parameter		Symbol	Min.	Max.	Units	Reference
Storage Temperature		T_S	-55	+85	°C	
Operating Temperature		T_A	-40	+85	°C	
Lead Soldering Cycle	Temp.			+260	°C	Note 1
	Time			10	s	
Supply Voltage		V_{CC}	-0.5	6.0	V	
Output Current		I_O		25	mA	
Signal Pin Voltage		V_{SIG}	-0.5	V_{CC}	V	

Electrical/Optical Characteristics -40°C to +85°C; 4.75 V ≤ Supply Voltage ≤ 5.25 V, R_{LOAD} = 511 Ω, Fiber sizes with core diameter ≤ 100 µm, and N.A. ≤ -0.35 unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Units	Conditions	Reference
Responsivity	R_P	5.3	7	9.6	mV/µW	T_A= 25°C @ 820 nm, 50 MHz	Note 3, 4 Figure 16
		4.5		11.5	mV/µW	@ 820 nm, 50 MHz	
RMS Output Noise Voltage	V_{NO}		0.40	0.59	mV	Bandwidth Filtered @ 75 MHz P_R = 0 µW	Note 5
				0.70	mV	Unfiltered Bandwidth P_R = 0 µW	Figure 13
Equivalent Input Optical Noise Power (RMS)	P_N		-43.0	-41.4	dBm	Bandwidth Filtered @ 75 MHz	
			0.050	0.065	µW		
Optical Input Power (Overdrive)	P_R			-7.6	dBm pk	T_A = 25°C	Figure 14 Note 6
				175	µW pk		
				-8.2	dBm pk		
				150	µW pk		
Output Impedance	Z_o		30		Ω	Test Frequency = 50 MHz	
dc Output Voltage	$V_{o\ dc}$	-4.2	-3.1	-2.4	V	P_R = 0 µW	
Power Supply Current	I_{EE}		9	15	mA	R_{LOAD} = 510 Ω	
Equivalent N.A.	NA		0.35				
Equivalent Diameter	D		324		µm		Note 7

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dynamic Characteristics -40°C to +85°C; 4.75 V ≤ Supply Voltage ≤ 5.25 V; R_{LOAD} = 511 Ω, C_{LOAD} = 5 pF unless otherwise specified

Parameter	Symbol	Min.	Typ.[2]	Max.	Units	Conditions	Reference
Rise/Fall Time 10% to 90%	t_r, t_f		3.3	6.3	ns	P_R = 100 µW peak	Figure 15
Pulse Width Distortion	PWD		0.4	2.5	ns	P_R = 150 µW peak	Note 8, Figure 14
Overshoot			2		%	P_R = 5 µW peak, t_r = 1.5 ns	Note 9
Bandwidth (Electrical)	BW		125		MHz	-3 dB Electrical	
Bandwidth - Rise Time Product			0.41		Hz • s		Note 10

Notes:

1. 2.0 mm from where leads enter case.
2. Typical specifications are for operation at T_A = 25°C and V_{CC} = +5 V dc.
3. For 200 µm HCS fibers, typical responsivity will be 6 mV/µW. Other parameters will change as well.
4. Pin #2 should be ac coupled to a load ≥ 510 ohm. Load capacitance must be less than 5 pF.
5. Measured with a 3 pole Bessel filter with a 75 MHz, -3 dB bandwidth. Recommended receiver filters for various bandwidths are provided in Application Bulletin 78.
6. Overdrive is defined at PWD = 2.5 ns.
7. D is the effective diameter of the detector image on the plane of the fiber face. The numerical value is the product of the actual detector diameter and the lens magnification.
8. Measured with a 10 ns pulse width, 50% duty cycle, at the 50% amplitude point of the waveform.
9. Percent overshoot is defined as:

$$\left(\frac{V_{PK} - V_{100\%}}{V_{100\%}}\right) \times 100\%$$

10. The conversion factor for the rise time to bandwidth is 0.41 since the HFBR-24X6 has a second order bandwidth limiting characteristic.

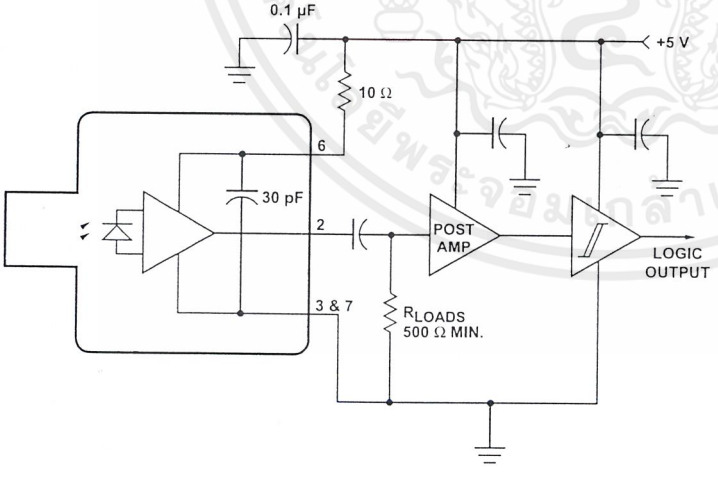


Figure 12. Recommended ac Coupled Receiver Circuit. (See AB 78 and AN 1038 for more information.)

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of these components increase the components' susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of these components to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

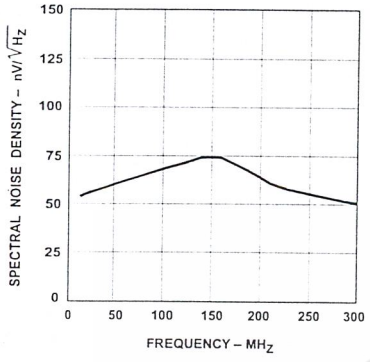


Figure 13. Typical Spectral Noise Density vs. Frequency.

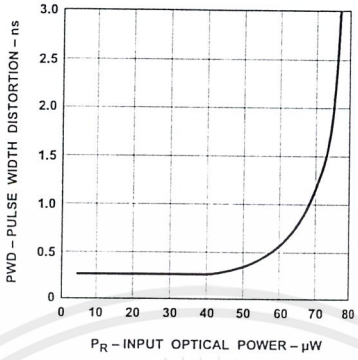


Figure 14. Typical Pulse Width Distortion vs. Peak Input Power.

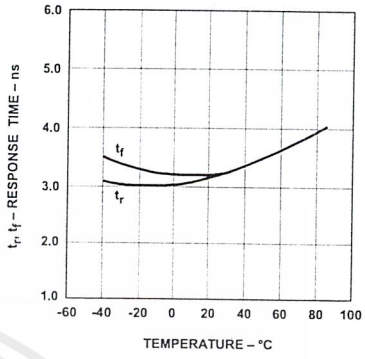


Figure 15. Typical Rise and Fall Times vs. Temperature.

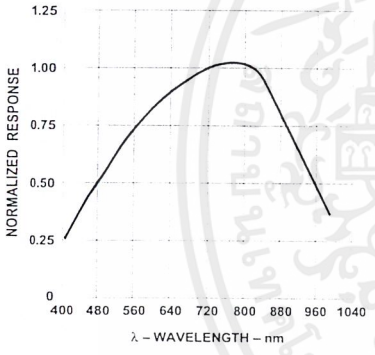


Figure 16. Receiver Spectral Response Normalized to 820 nm.

www.semiconductor.agilent.com
Data subject to change.
Copyright © 2000 Agilent Technologies, Inc.
Obsoletes 5968-6320E (11/99)
5980-1065E (8/00)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ผศ. อภินันท์ มัณยานนท์, "การสื่อสารเส้นใยแสง", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2542.
2. ศ. ดร. วิวัฒน์ กิรานนท์, "วิศวกรรมการสื่อสาร", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2540.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้