สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



ชุดสาธิตการมัลติเพล็กซ์และดิมัลติเพล็กซ์โดยแบ่งตามความยาวคลื่น

WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING DEMONSTRATION

โดย

นายศรัณยู เตียเอกลาภ

นางสาวศิริรักษ์ อัศวประภาส

นายสมเกียรติ อ้อยทอง

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 62014
วัน,เดือน,ปี 25 ก.ค. 2549

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา
วิศวกรรมโทรคมนาคม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของผลงานทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดสาธิตการมัลติเพล็กซ์และดิมัลติเพล็กซ์โดยแบ่งตามความยาวคลื่น

WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING DEMONSTRATION

โดย

นายศรัณยู	เตียเอกลาภ	44010477
นางสาวศิริรักษ์	อัศวประภาส	44010487
นายสมเกียรติ	อ้อยทอง	44010497

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. อภินันท์ มัณยานนท์

ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาคีพงษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง **ชุดสาธิตการมัลติเพล็กซ์และดิมัลติเพล็กซ์โดยแบ่งตามความยาวคลื่น**

WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING DEMONSTRATION

ผู้จัดทำ

1. **นายศรัณยู เตียเอกลาภ** **44010477**
2. **นางสาวศิริรักษ์ อัศวประภาส** **44010487**
3. **นายสมเกียรติ อ้อยทอง** **44010498**

.....

(ผศ. อภินันท์ มัณยานนท์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

.....

(ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาคีพงษ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชุดสาธิตการมัลติเพล็กซ์และดิมัลติเพล็กซ์โดยแบ่งตามความยาวคลื่น

WAVELENGTH DIVISION MULTIPLEXING DEMONSTRATION

โดย นายศรัณยู เตียเอกลาภ 44010477

นางสาวศิริรักษ์ อัศวประภาส 44010487

นายสมเกียรติ อ้อยทอง 44010497

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ. อภินันท์ มัณยานนท์

อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. สุทธิชัย นพนาคีพงษ์

บทคัดย่อ

เนื่องจากในปัจจุบันการติดต่อสื่อสารผ่านเส้นใยนำแสง ได้ถูกใช้งานอย่างขวาง เพราะเส้นใยนำแสงสามารถส่งข้อมูลได้เป็นจำนวนมาก โดยถ้าใช้ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบแบ่งตามความยาวคลื่นจะเพิ่มความสามารถในการส่งได้มากขึ้นอีก

โครงงานนี้เป็นการศึกษาการรับ-ส่งข้อมูลด้วยแสงแบบแบ่งตามความยาวคลื่น โดยทางด้านส่งข้อมูลของแต่ละช่องสัญญาณจะถูกส่งไปกับแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกัน จากนั้นทำการรวมแสงจากแต่ละช่องสัญญาณเพื่อส่งผ่านเส้นใยนำแสง ส่วนทางด้านรับ จะทำการแยกแสงตามความยาวคลื่นของแต่ละช่องสัญญาณ และทำการกู้สัญญาณข้อมูลกลับมา

ABSTRACT

The fiber optic communication is popular at this moment because just one line can contains a lot of data.And wavelength division multiplexing(WDM) is the best choice that caan increase quality more than the other type.

This project present about Wavelength Division Multiplexing.It is separated in 2 part.The part one is transmitter.Data will be sent to the difference carrier and include all channel in transmission line.The second part is receiver.We will separate light by wavelength and demodulate data.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทที่ 1 บทนำ 1

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ 3

2.1 ภาคเครื่องส่ง 6

2.2 แหล่งกำเนิดแสง 6

- หลอดแอลอีดี (Light Emitting Diode) 6
- เลเซอร์ไดโอด (Laser Diode) 8

2.3 การเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล 17

2.4 การมอดูเลชั่น 18

- Intensity Modulation 18
- Mechanical Chopper 19
- Electro-optic modulator 19
- Interferometric modulator 20
- Electro-absorption modulator 20

2.5 วงจรขับแสง (Driver Circuit) 21

2.6 คัปเปลอร์ (Coupler) 22

- แอคทีฟและพาสซีฟคัปเปลอร์ (Active and Passive Coupler) 23
- สิ่งจำเป็นสำหรับคัปเปลอร์ 24
- พื้นฐานพาสซีฟคัปเปลอร์ 26
- ไดเร็กชันนอลคัปเปลอร์ (Basic of Passive Couplers) 26
- การแยกแสงและการรวมแสง 27
- แอคทีฟและพาสซีฟคัปเปลอร์ (Passive And Active Coupling) 27

หมายเลขพอร์ต (Number of Ports) 28

2.7 สายเคเบิลเส้นใยแก้ว 29

- สายเคเบิลใยแก้วประเภทต่างๆ 31
- การจัดแบ่งสายเคเบิลใยแก้วตามประเภทการใช้งาน 36
- โหมดการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้ว 38

2.8 ภาคเครื่องรับ 45

2.9 อุปกรณ์รับแสง (Photodetector) 46

2.10 ส่วนที่เป็นวงจรขยายหลัก (Main Amplifier) 48

2.11 การนำสัญญาณเดิมกลับคืนมา (Data Recovery) 48

2.12 สัญญาณรบกวนที่เกิดที่เครื่องรับ (Receiver Noise) 48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.13 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของเครื่องรับ 51

บทที่ 3 การคำนวณและการออกแบบ 53

3.1 ด้านเครื่องส่ง 53

- วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล 53
- วงจรขยายกระแส 54

3.2 ด้านเครื่องรับ 55

- ส่วนของฟร้อน-เอนด์ 55
- วงจรขยายหลักและวงจรจัดรูปสัญญาณใหม่ 56
- วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก 56
- วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา 57

บทที่ 4 ผลการทดลอง 58

- ช่องสัญญาณที่ 1 ที่ความถี่ 500 Hz 58

4.1 ผลการทดลองของวงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz 58

4.2 ผลการทดลองของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล 59

4.3 ผลการทดลองของวงจรขับแสง 60

4.4 ผลการทดลองของวงจรรับแสงและขยายสัญญาณ 61

4.5 ผลการทดลองของวงจรรีเจนเนอร์เรเตอร์ 62

4.6 ผลการทดลองของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก 63

- ช่องสัญญาณที่ 2 ที่ความถี่ 1 kHz 64

4.7 ผลการทดลองของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล 64

4.8 ผลการทดลองของวงจรขับแสง 65

4.9 ผลการทดลองของวงจรรับแสงและขยายสัญญาณ 66

4.10 ผลการทดลองของวงจรรีเจนเนอร์เรเตอร์ 67

4.11 ผลการทดลองของวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก 68

บทที่ 5 บทสรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง 69

ภาคผนวก 70

หนังสืออ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.7.1 การเปรียบเทียบโครงสร้างแบบท่อแน่นกับท่อหลวมในสายเคเบิลเส้นใยแก้ว 34



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

หน้า

รูปที่ 2.1.1 การมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์ 2

รูปที่ 2.1.2 โครงสร้างของสถานีทวนสัญญาณแสงที่ใช้ EDF ต่อแทรกเข้าไปในระบบสายส่ง 5

รูปที่ 2.1.3 บล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องส่ง 6

รูปที่ 2.2.1 ตัวอย่างแหล่งกำเนิดแสงที่เป็นแอลอีดี 7

รูปที่ 2.2.2 spectrum ของแสงที่ปล่อยจาก LED 8

รูปที่ 2.2.3 โครงสร้างพื้นฐานของ LD 8

รูปที่ 2.2.4 spectrum ของแสงที่ปล่อยจาก LD 9

รูปที่ 2.2.5 แสดงระดับพลังงานของอิเล็กตรอน 10

รูปที่ 2.2.6 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการถ่ายเท 10

รูปที่ 2.2.7 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งนำ 11

รูปที่ 2.2.8 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ 12

รูปที่ 2.2.9 แสดงลักษณะของLEDSและระดับพลังงาน 12

รูปที่ 2.2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของแสงกับกระแสของLEDS 13

รูปที่ 2.2.11 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลัง กับ ความถี่เชิงมุมของกระแส 14

รูปที่ 2.2.12 แสดงหลักการออสซิลเลชั่นของแสง 16

รูปที่ 2.2.13 แสดงการเกิดคลื่นนิ่งของแสง 16

รูปที่ 2.2.14 แสดงกราฟกำลังของแสงเทียบกับกระแสไบอัสของเลเซอร์ไดโอด 17

รูปที่ 2.3.1 แสดงสัญญาณ CVSD Waveform 17

รูปที่ 2.3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ CVSD 18

รูปที่ 2.4.1 แสดงการมอดูเลตแบบ Intensity Modulation 18

รูปที่ 2.4.2 แสดงการมอดูเลตแบบ Intensity Modulation 19

รูปที่ 2.4.3 Interferometric modulator 20

รูปที่ 2.4.4 Electro-absorption modulator 21

รูปที่ 2.6.1 Active Coupler 24

รูปที่ 2.6.2 Wavelength Division Multiplexing 25

รูปที่ 2.6.3 Bidirectional coupler 27

รูปที่ 2.7.1 ภาพแสดงการเกิดไมโครเบนดิ้งบริเวณรอยต่อระหว่างคอร์กับแคลดดิ้ง 31

รูปที่ 2.7.2 สายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิดเส้นเดี่ยวท่อหลวม 32

รูปที่ 2.7.3 สายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิดเส้นเดี่ยวท่อหลวม 32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 2.7.4 ตัวอย่างโครงสร้างของสายเคเบิลชนิดเส้นรวมชนิดหนึ่ง 32

รูปที่ 2.7.5 ภาพเปรียบเทียบของสายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิด (ก) ท่อแน่น และ (ข) ท่อหลวม 33

รูปที่ 2.7.6 สายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิดผสมหรือ composite buffer 34

รูปที่ 2.7.7 สายเคเบิลชนิดแถบแบน 35

รูปที่ 2.7.8 โครงสร้างของสายเคเบิลชนิดแบ่งสล็อต 36

รูปที่ 2.7.9 โครงสร้างของสายเคเบิลชนิด Figure – 8 ที่มีส่วนประกอบคล้ายกับตารางที่ 2.7.1 37

รูปที่ 2.7.10 ตัวอย่างสายเคเบิลเส้นใยแก้วแบบต่าง ๆ 38

รูปที่ 2.7.11 แนวการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วในโหมดต่าง ๆ 38

รูปที่ 2.7.12 แนวการเดินทางของในโหมดพื้นฐานไม่จำเป็นต้องเป็นเส้นตรง 39

รูปที่ 2.7.13 ลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วแบบต่างๆ 40

รูปที่ 2.7.14 แสงเข้าสู่เส้นใยแก้วด้วยมุมรับแสงสูงสุด 41

รูปที่ 2.7.15 รูปจำลองสามเหลี่ยมมุมฉากที่ใช้ช่วยในการคำนวณหาค่า NA 42

รูปที่ 2.7.16 ภาพอธิบายการเคลื่อนที่เป็นเส้นโค้งของแสงในเส้นใยแก้วชนิด GI-MM 43

รูปที่ 2.7.17 ลักษณะการเคลื่อนที่ของรังสีซิกแซ็กและรังสีเบี่ยงเบน 45

รูปที่ 2.8.1 บล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องส่ง 45

รูปที่ 2.9.1 แสดงลักษณะของ Risetime (t_r) 47

รูปที่ 2.9.2 แสดงกราฟการทำงานของซิลิกอนโฟโตไดโอด 47

รูปที่ 2.12.1 แสดงกระแสที่ไหลในไดโอดซึ่งเกิดจากช็อทน็อยส์ 49

รูปที่ 2.12.2 แสดงวงจรเสมือนของกระแสช็อทน็อยส์ที่ไหลผ่านไดโอด 49

รูปที่ 2.12.3 แสดงวงจรเสมือนของกระแสเทอร์มอลน็อยส์ที่ไหลในตัวต้านทาน 50

รูปที่ 2.12.4 แสดงวงจรเสมือนของแอมปลิไฟเออร์ที่ใช้ในการหาน็อยส์ฟิกเกอร์ 51

รูปที่ 3.1.1 แสดงวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล 53

รูปที่ 3.1.2 แสดงวงจรขับกระแส 54

รูปที่ 3.2.1 แสดงวงจรทรานส์อิมพีแดนซ์ 55

รูปที่ 3.2.2 แสดงวงจรขยายหลักและวงจรจัดรูปสัญญาณ 56

รูปที่ 3.2.3 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก 56

รูปที่ 3.2.4 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz 57

รูปที่ 4.1.1 แสดงสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz 58

รูปที่ 4.2.1 แสดงสัญญาณดิจิตอล (CH 1) เปรียบเทียบกับ สัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณอนาล็อก (CH 2) 59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 4.3.1 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2) 60

รูปที่ 4.3.2 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวสุดท้าย (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2) 60

รูปที่ 4.4.1 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายแบบ Inverting Amplifier (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอลก่อนส่ง (CH 2) 61

รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณดิจิตอลทางด้านส่ง (CH 2) 62

รูปที่ 4.6 สัญญาณอนาล็อกที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอนาล็อกอินพุท (CH 2) ที่ความถี่ 500 Hz 63

รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอนาล็อกอินพุทที่ความถี่ 1 kHz (CH 2) 64

รูปที่ 4.8.1 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2) 65

รูปที่ 4.8.2 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวสุดท้าย (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2) 65

รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณดิจิตอลทางด้านส่ง (CH 2) 66

รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณดิจิตอลทางด้านส่ง (CH 2) 67

รูปที่ 4.11 สัญญาณอนาล็อกที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอนาล็อกอินพุท (CH 2) ที่ความถี่ 1 kHz 68

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

เทคโนโลยี WDM

ดูเหมือนว่าการรับส่งข้อมูลที่มีขนาดใหญ่โดยใช้เวลาน้อยๆ(ความเร็วสูงมาก) กำลังเป็นที่ต้องการสำหรับสังคมที่ต้องการความเร่งรีบและธุรกิจที่มีการแข่งขันสูง จึงไม่น่าแปลกใจเลยว่า ทำไมระบบโครงข่ายสื่อสารในปัจจุบันและอนาคต จึงต้องมีคุณสมบัติดังกล่าวเป็นส่วนประกอบที่สำคัญรวมอยู่ด้วย และเมื่อถึงเวลานี้ คนในแวดวงการสื่อสารโทรคมนาคม คงจะทำไม่รู้ไม่ชี้กับระบบสื่อสารทางแสงที่ใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่า WDM (Wavelength Division Multiplexing) ไม่ได้อีกต่อไปแล้ว ซึ่งระบบของ WDM ถือได้ว่าเป็นพื้นฐานที่ทำให้เกิดการพัฒนาจนมาถึงปัจจุบัน โดยที่ในขณะนี้เราสามารถใช้เทคโนโลยีที่เรียกว่า DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) ได้แล้ว สำหรับ DWDM ก็จะเหมือนๆกับ WDM เพียงแต่ต่างกันที่ความยาวคลื่นที่ใช้ในแต่ละช่องสัญญาณ จะมีช่วงห่างกันไม่มากอาจจะไม่ถึง 1 ไมครอน หรือมากกว่า 1 ไมครอนเล็กน้อย

ระบบ WDM ซึ่งพัฒนามาจากระบบสื่อสารทางแสงด้วยเส้นใยแก้ว ซึ่งแต่เดิมใช้เพียงแสงสีเดียวหรือแสงที่มีความยาวคลื่นคงที่เพียงค่าเดียว เช่น 1.33หรือ1.55 ไมครอน เป็นต้น เมื่อนึกถึงระบบสื่อสารข้อมูลหลายๆช่องสัญญาณในระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วนำแสงที่เห็นกันในรอบทศวรรษที่ผ่านมา มักจะนึกถึงระบบ TDM/PCM (Time Division Multiplex / Pulse Code Modulation) ที่ใช้ระบบสายส่งเป็นสายทองแดง และระบบ SDH/SONET (Synchronous Digital Hierarchy / Synchronous Optical Network) ที่ใช้เส้นใยแก้วในระบบสายส่ง ซึ่งระบบ SDH/SONET นี้สามารถส่งข้อมูลได้ด้วยความเร็วหลายระดับตัวอย่างเช่น ความเร็วที่อัตรา 2.5 Gb/s ซึ่งเป็นของระบบ STM-16 ระบบสื่อสารที่มีความเร็วขนาดนี้ในบ้านเราถือว่าเร็วมากแล้ว ซึ่งระบบ STM-16 นี้จะใช้เส้นใยแก้วเพียงเส้นเดียว (หรือคู่เดียวในระบบรับส่ง) โดยใช้แสงเพียงความยาวคลื่นเดียว (เช่น 1.55 ไมครอน) เป็นคลื่นพาห์สำหรับส่งข้อมูลหลายช่องสัญญาณ ที่ถูกจัดรวมกันด้วยเทคนิคการมัลติเพล็กซ์ (Multiplex) ซึ่งทำงานด้วยวงจรอิเล็กทรอนิกส์

ธรรมชาติของมนุษย์ต้องมีการพัฒนา แม้ว่าระบบสื่อสารจะส่งข้อมูลได้เร็วถึง 2.5 Gb/s ซึ่งเร็วมากพอที่จะส่งข้อมูลที่เป็นเนื้อหาของหนังสือและเอกสารทุกเล่มภายในหอสมุดแห่งชาติได้หมดภายในเวลาเพียงไม่กี่นาที วิศวกรและนักวิทยาศาสตร์ทั้งหลายก็ยังไม่พอใจ ยังพยายามที่จะคิดหาวิธีเพิ่มความเร็วมากขึ้นไปอีก ซึ่งหลังจากนั้นก็สามารถได้ข้อสรุปว่า การเพิ่มความเร็วในการส่งข้อมูลคงไม่สามารถหลีกเลี่ยงการใช้ระบบสายส่งที่เป็นเส้นใยแก้วได้แน่ และถ้าจำเป็นต้องใช้เส้นใยแก้วอยู่ ก็พอมีวิธีการหลักๆอยู่ 2 วิธีคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

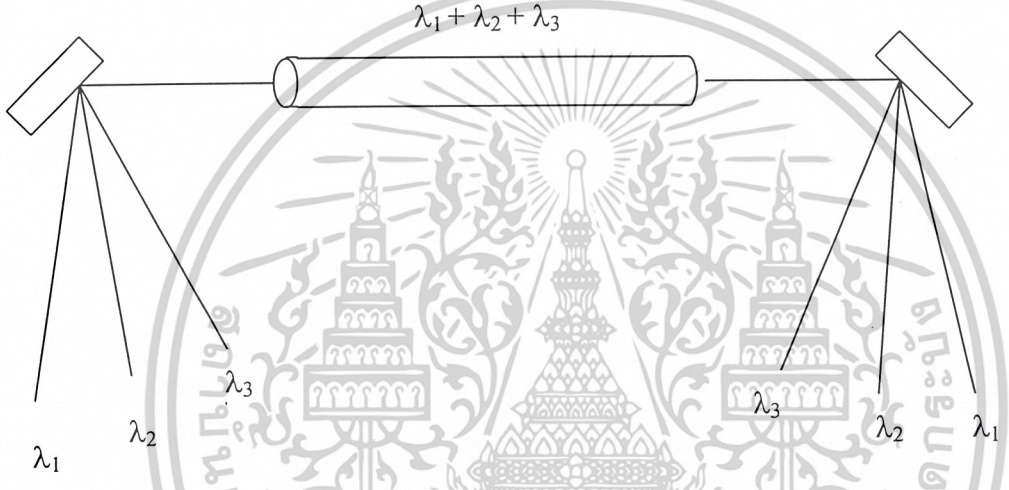
1 . **เพิ่มอัตราเร็วจากระบบเดิมที่ใช้อยู่** ซึ่งระบบเดิมยังคงสามารถพัฒนาให้มีขีดการทำงานเพิ่มขึ้นได้อีก ดังเช่นที่เห็นอยู่ก็มากถึง 40 Gb/s แต่สุดท้ายอัตราเร็วในการพัฒนาอาจช้าลงและไม่แน่นอน เพราะถูกจำกัดด้วยตัวของเทคโนโลยีเอง โดยเฉพาะความเร็วในการทำงานของอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิคส์ ซึ่งจะทำให้ระบบมีราคาแพงขึ้นมากหลายเท่าเลยทีเดียว

2 . **เพิ่มจำนวนความยาวคลื่นแสงในเส้นใยแก้วเส้นเดิม** เทคนิคนี้สามารถกระทำได้เลยโดยอาศัยเทคโนโลยีที่มีอยู่เดิม อีกทั้งเส้นใยแก้วเดิมในระบบก็ยังพอสามารถรองรับขีดการทำงานนี้ได้ ซึ่งแนวคิดนี้เป็นจุดเริ่มต้นของระบบสื่อสัญญาณแบบ WDM หรือ Wavelength Division Multiplexing ซึ่งพัฒนาเป็น DWDM ในปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีและหลักการ

Wavelength Division Multiplexing (WDM) การมัลติเพล็กซ์โดยวิธีนี้เป็นการนำเอาสัญญาณที่มีความยาวคลื่นต่างกันมารวมแล้วส่งไปในเส้นใยนำแสงเดียวกัน หลังจากส่งไปแล้วทางด้านรับจะทำการแยกสัญญาณนั้นตามความยาวคลื่นที่ป้อนเข้ามาในครั้งแรก ทำให้ได้ข้อมูลเดิมกลับมา ที่กล่าวไปในข้างต้นคือหลักการมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์ตามลำดับ โดยถ้าทำการมัลติเพล็กซ์ 2 ช่องสัญญาณจะเรียกว่า duplexer



รูปที่ 2.1.1 การมัลติเพล็กซ์และดีมัลติเพล็กซ์

เป็นระบบการมัลติเพลกซ์ที่ใช้คลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นต่างกันเป็นคลื่นพาห์สำหรับนำข้อมูล (เช่น แสงสีแดง เขียว ม่วง จะใช้ส่งข้อมูลแต่ละช่อง) โดยแสงทั้งหมดจะถูกรวมกันก่อนส่งออกไปในเส้นใยนำแสงเดียวกันด้วยออปติคอลคัปเปลอร์ คลื่นแสงที่มีความยาวคลื่นค่าหนึ่งจะสามารถบรรจุข้อมูลได้หนึ่งชุด และข้อมูลแต่ละชุดนี้ อาจเป็นข้อมูลเดี่ยวของหนึ่งช่องสัญญาณหรืออาจเป็นข้อมูลจำนวนมากที่มาจากหลายช่องสัญญาณที่ได้จากการจัดระบบข้อมูลด้วยเทคนิคของ TDM หรือ SCM มาแล้วก็ได้ และเนื่องจากสัญญาณคลื่นแสงที่มีค่าความยาวคลื่นต่างกันย่อมให้สีที่ต่างกัน บางครั้งระบบ WDM จะถูกเรียกว่าระบบการผสมสีของแสง และเนื่องจากค่าความยาวคลื่นมีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ การใช้ความยาวคลื่นแสงที่ต่างกันในการส่งข้อมูลย่อมหมายถึงการใช้ค่าความถี่แสงที่มีค่าต่างกันด้วย คล้ายกับระบบแบ่งความถี่ทางไฟฟ้าหรือ FDM (Frequency Division Multiplexing)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ภาครับ ข้อมูลแสงจะถูกแยกออกในแต่ละช่วงของความยาวคลื่น (แต่ละช่องสัญญาณ) ด้วยระบบกรองแสง สัญญาณแสงที่ถูกแยกแล้วจะถูกดีมอดูเลตและถอดรหัสด้วยวิธีที่เหมาะสมกับขบวนการทางอินพุต

ระบบ WDM นี้เป็นระบบที่ใช้เฉพาะการสื่อสารทางแสงเท่านั้น ที่สำคัญ ระบบ WDM นี้สามารถส่งข้อมูลได้จำนวนมากมายมหาศาล อย่างไรก็ตาม การส่งแสงที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกันหลายค่าเข้าไปในเส้นใยนำแสง จะมีผลเสียในทางปฏิบัติอยู่สองประการใหญ่ๆ คือ

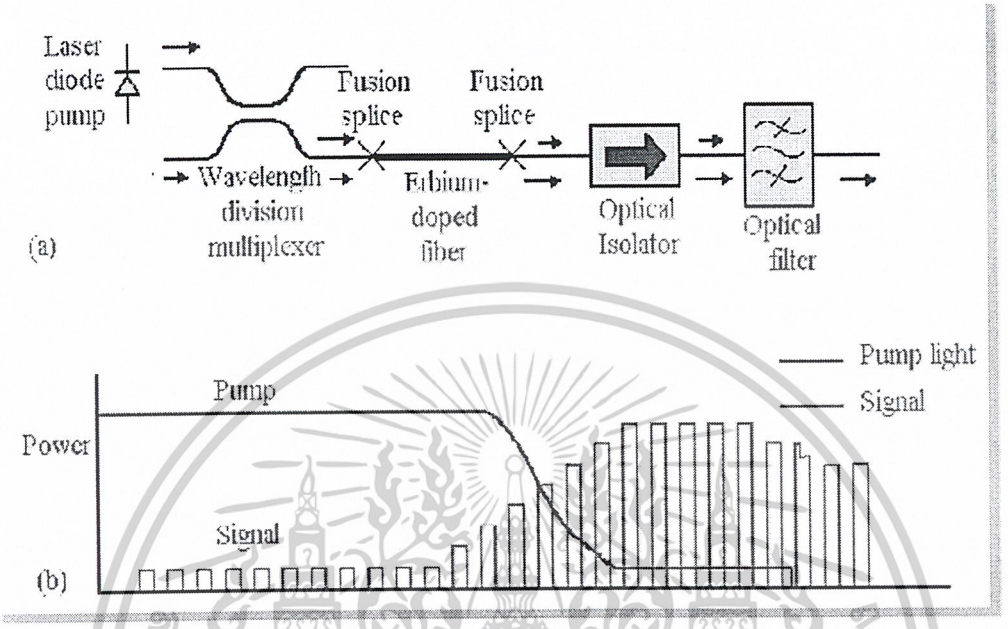
- ระยะห่างของสถานีทวนสัญญาณของข้อมูลแต่ละช่อง หรือแต่ละค่าความยาวคลื่นแสง จะมีค่าไม่เท่ากัน เนื่องจากค่าการลดทอนสัญญาณของเส้นใยนำแสง มีค่าขึ้นอยู่กับความยาวคลื่นแสง ซึ่งจะทำให้เกิดปัญหาการกำหนดตำแหน่งของสถานีทวนสัญญาณ
- การออกแบบระบบขยายสัญญาณทางอิเล็กทรอนิกส์อาจมีความซับซ้อน เพราะจำนวนช่องสัญญาณมีจำนวนมาก เช่นเดียวกับกรณีสถานีทวนสัญญาณทางแสง ที่ต้องทำการขยายสัญญาณทุกค่าความยาวคลื่นไปพร้อมกัน

เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาดังกล่าว ในระบบจริงจึงใช้แสงที่มีค่าความยาวคลื่นใกล้เคียงกันมากๆ เช่น ในย่านของความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน โดยแต่ละช่องสัญญาณอาจใช้แสงที่มีความยาวคลื่น 1.51 1.53 1.55 และ 1.57 ไมครอน สำหรับส่งข้อมูล 4 ช่องสัญญาณไปพร้อมกัน จึงทำให้ระบบ WDM มักถูกเรียกว่า ระบบ DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) เนื่องจากสเปกตรัมของแสงมีค่าใกล้กันมากหรือดูหนาแน่นมากนั่นเอง นอกจากนี้การเลือกใช้ค่าความยาวคลื่นแสงในช่วงของ 1.55 ไมครอน จะทำให้การลดทอนสัญญาณแสงในเส้นใยนำแสงของแต่ละช่องสัญญาณมีค่าเกือบเท่ากัน ส่งผลให้สามารถออกแบบระยะห่างระหว่างสถานีทวนสัญญาณ ของแต่ละช่องสัญญาณใกล้เคียงกันมากจนถือว่ามีสถานีทวนสัญญาณอยู่ ณ ตำแหน่งเดียวกันได้ อีกทั้งยังสามารถใช้สถานีทวนสัญญาณแสงที่เป็นอุปกรณ์ EDFA (Erbium-Doped Fiber Amplifier) เพียงตัวเดียว เพื่อขยายสัญญาณทุกช่องสัญญาณไปพร้อมกันได้เลย

EDFA ระบบการสื่อสารปัจจุบันมักเลือกใช้ธาตุฌออร์เบียมผสมเข้ากับเนื้อแก้วในส่วนของคอร์ของเส้นใยแก้ว ทำให้เส้นใยแก้วชนิดนี้ถูกเรียกว่า Erbium Doped Fiber (EDF) ซึ่งโครงสร้างทางกายภาพจะมีลักษณะเหมือนเส้นใยแก้วธรรมดาทั่วไป และเมื่อนำ EDF มาใช้ในการขยายสัญญาณแสงจะเรียกว่า Erbium Doped Fiber Amplifier แสงที่เดินทางผ่านเส้นใยแก้วจะมีพฤติกรรมเหมือนเดินทางในเส้นใยแก้วทั่วไป โดยจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงใดๆ กับสัญญาณข้อมูล แต่ถ้าทำการกระตุ้นเส้นใยแก้วพิเศษนี้ด้วยการป้อนพลังงานแสงที่มีความยาวคลื่น 890 นาโนเมตร ให้กับ EDF ข้อมูลแสงที่ความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน ที่เดินทางผ่านเข้าไปใน EDF จะถูกทำให้มีพลังงานเพิ่มมากขึ้นอันเนื่องมาจากการรวมกันทางความเข้มแสงของสัญญาณเดิมที่นำข้อมูลกับสัญญาณแสงที่เปล่งออกมาใหม่จากการกระตุ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานเข้าไป ซึ่งแสงทั้งสองนี้จะต้องมีขนาดความยาวคลื่นที่ตรงกัน จึงเสมือนกับการขยายสัญญาณแสงที่เดินทางในระบบสายส่งให้มีความเข้มแสงเพิ่มขึ้นพร้อมที่จะเดินทางไปในระยะทางที่ไกลขึ้น



รูปที่ 2.1.2 โครงสร้างของสถานีทวนสัญญาณแสงที่ใช้ EDF ต่อแทรกเข้าไปในระบบสายส่ง

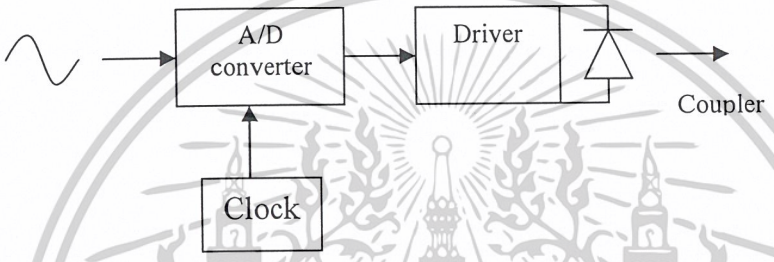
ข้อมูลแสงในระบบสื่อสารที่มีความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน จะเดินทางผ่านเส้นใยแก้วออกไป ในขณะที่สัญญาณอินพุตอีกทางหนึ่งของคับเปลอร์เส้นใยแก้ว จะถูกป้อนด้วยแสงเลเซอร์ที่มีความยาวคลื่นประมาณ 980 นาโนเมตร ซึ่งเป็นช่วงที่เหมาะสมในการกระตุ้น EDF แสงทั้งสองที่เดินทางรวมกันออกจากคับเปลอร์ในช่วงของเส้นใยแก้วธรรมดาจะไม่มีอะไรเกิดขึ้น ข้อมูลแสงเดิมก็ยังคงมีความเข้มแสงไม่เปลี่ยนแปลง เมื่อแสงเดินทางผ่านเข้าไปในช่วงของ EDF แสงที่มีความยาวคลื่น 980 นาโนเมตร จะกระตุ้นอิเล็กตรอนให้มีพลังงานเพิ่มสูงขึ้น เรียกว่าเป็นการปั๊ม (pump) และเมื่ออิเล็กตรอนคายพลังงานออกมาเพื่อรักษาสภาวะของมัน จะได้แสงที่มีความยาวคลื่น 1.55 ไมครอน เมื่อรวมกับข้อมูลแสงที่มีความยาวคลื่นเท่ากัน ก็จะทำให้สัญญาณพัลส์แสงมีความเข้มแสงเพิ่มขึ้นตามความยาวของ EDF และสามารถเดินทางเข้าไปในเส้นใยแก้วธรรมดาที่เป็นสายส่งต่อไปได้ ในขณะเดียวกันพลังงานของแสงที่นำมาปั๊มก็จะมีค่าลดลงและจางหายในที่สุด อย่างไรก็ตาม ขนาดความยาวของ EDF ที่ยาวมากๆ มิได้หมายความว่าจะทำให้ความสามารถในการขยายสัญญาณแสงมีค่าเพิ่มขึ้นเสมอด้วย แต่จะขึ้นอยู่กับขนาดความยาวที่เหมาะสมค่าหนึ่งเท่านั้น อุปกรณ์ optical isolator ที่เห็นในรูปทำหน้าที่ควบคุมทิศทางของแสงให้เดินทางในทิศทางที่ต้องการและไม่สะท้อนกลับมารบกวนระบบ isolator นี้จะมีหรือไม่มีก็ได้แล้วแต่สภาพโดยรวมของระบบและการใช้งานในทางปฏิบัติ ระบบ FOA ที่เป็น EDFA มักจะมีขนาดเล็กเพียงแค่ประมาณกล่องใส่ดินสอของนักเรียนมัธยมเท่านั้น!!

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจาก DWDM จะเป็นระบบที่เราใช้ส่งข้อมูลในเครือข่ายแล้วยังได้นำมาใช้สำหรับสื่อสารข้อมูลคอมพิวเตอร์ในการให้บริการแบบอินเตอร์เนตอีกด้วย ซึ่งการปรากฏโฉมของ DWDM ถือว่าเป็นการพลิกโฉมหน้าของระบบสื่อสารโทรคมนาคมเลยทีเดียว

2.1 ภาคเครื่องส่ง

จากที่ได้กล่าวไว้ ระบบการมัลติเพล็กซ์แบบ WDM เป็นการรวมสัญญาณที่ใช้ความยาวคลื่นที่ต่างกันดังนั้นจึงสามารถเพิ่มความจุในการส่งได้มากขึ้นกว่าเดิม ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.1.3



รูปที่ 2.1.3 บล็อกไดอะแกรมของภาคเครื่องส่ง

จากรูป นำสัญญาณข้อมูลมาแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอล โดยใช้สัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz เป็นตัวควบคุม จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้ไปทำการเข้ารหัสแบบแมนเชสเตอร์เพื่อลดความผิดพลาดของข้อมูลแล้วจึงนำสัญญาณนั้นไปใช้ในการขับแสง เพื่อให้ LED เปล่งแสงติด-ดับตามสัญญาณข้อมูลที่ป้อนเข้ามาแล้วจึงนำไปทำการมัลติเพล็กด้วยสายคัปเปลอร์ที่ต่อเข้ากับเส้นใยนำแสง และต่อเข้าไปยังเครื่องรับต่อไป

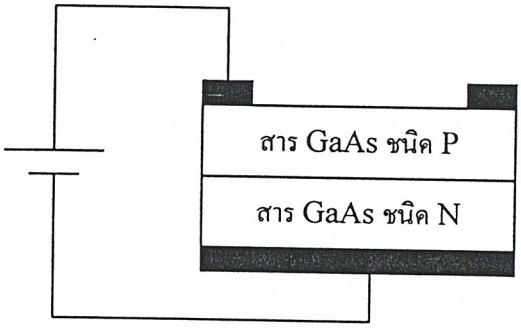
2.2 แหล่งกำเนิดแสง (Light source)

แหล่งกำเนิดแสงหลักๆมี 2 ชนิดคือ light emitting diode (LED)และ laser diode (LD) โดยความแตกต่างระหว่างแหล่งกำเนิดแสงทั้งสองเป็นดังนี้

1. Light emitting diode (LED)

หมายถึงไดโอดที่ถูกออกแบบโครงสร้างให้สามารถทำงานเปล่งแสงออกมาได้ เมื่อมีการไบอัสที่ถูกต้อง โครงสร้างพื้นฐานของแอลอีดีแบบที่ใช้ในระบบเส้นใยแก้วมีลักษณะแสดง ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

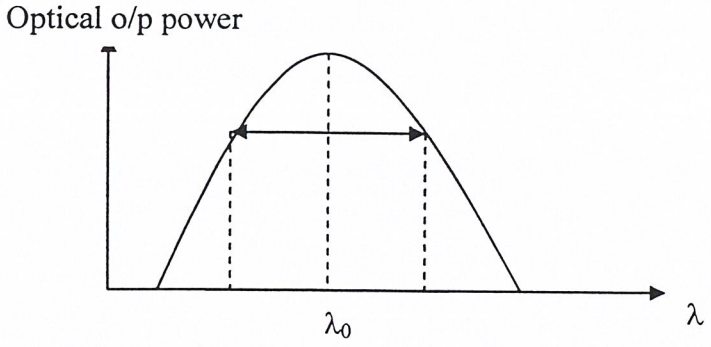


รูปที่ 2.2.1 ตัวอย่างแหล่งกำเนิดแสงที่เป็นแอลอีดี

ซึ่งประกอบด้วยสารชนิดแกลเลี่ยมอะเซนายด์ถูกโดปให้เป็นชนิด P (มีโฮลหรือประจุบวกมากกว่า) และชนิด N (มีอิเล็กตรอนอิสระมากกว่า) วางต่อกัน หลักการทำงานของมันก็เหมือนไดโอดหรือแอลอีดีธรรมดาทั่วไป เมื่อมีการไบอัสถูกทางด้วยค่าที่เหมาะสม จะเกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนไปยังโฮลในระหว่างช่วงรอยต่อของสาร และมีการเปลี่ยนแปลงระดับพลังงานของชั้นอิเล็กตรอน เกิดการคายพลังงานออกมาภายนอกในรูปของแสง บางครั้งสารที่ทำแอลอีดีอาจเป็นประเภทแกลเลียมอะเซนายด์ฟอสเฟอร์ (GaAsP) แกลเลียมฟอสเฟอร์ (GaP) ก็ได้ เพื่อทำให้ความยาวคลื่นแสงที่ได้มีค่าต่างกัน แสงที่เปล่งออกมาจากแอลอีดีในช่วงรอยต่อจะมีลักษณะกระจัดกระจายไม่เป็นระเบียบ ไม่มีแนวทางเดียวกันนัก และมักทำมุมค่อนข้างกว้าง ทำให้แสงที่ได้มีประสิทธิภาพต่ำ การแก้ไขทำได้โดยปรับปรุงโครงสร้างของเนื้อสารให้มีความซับซ้อนยิ่งขึ้น และมีการกำหนดขอบเขตการเปล่งแสง เพื่อให้แสงรวมตัวออกมาในทิศทางเดียว

- ปล่อยแสงตามธรรมชาติทำให้ได้แสง incoherent light
- ไม่มีการขยายแสง
- Forward current กับ optical output เป็น linear
- มี spectrum width กว้าง
- Output power คงที่ไม่เปลี่ยนตามอุณหภูมิ
- เหมาะกับการสื่อสารระยะทางใกล้ๆ
- ราคาถูกใช้งานง่าย

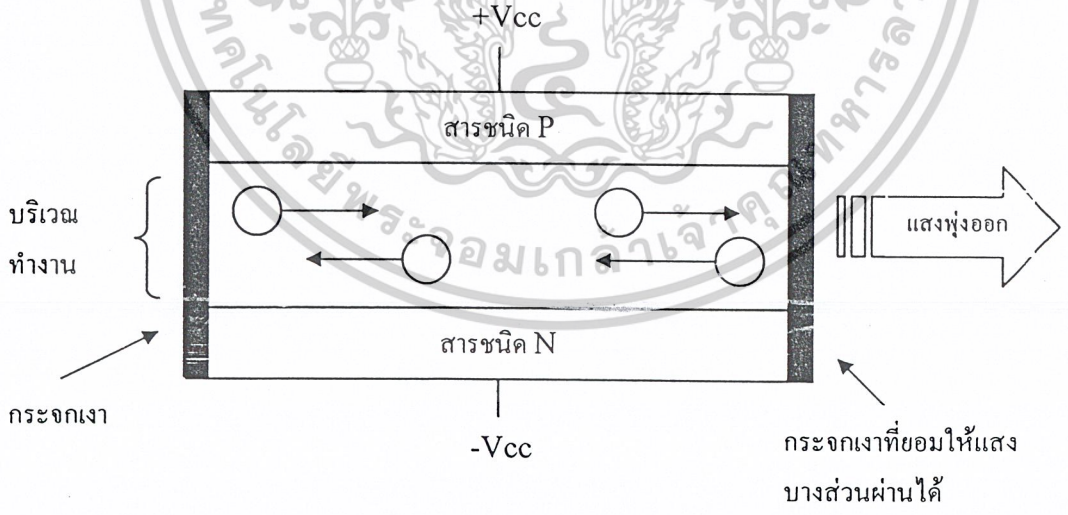
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.2 spectrum ของแสงที่ปล่อยจาก LED

2. Laser diode (LD)

เลเซอร์ไดโอด หรือ LD (Laser Diode) เป็นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำประเภทเดียวกับไดโอด แต่ถูกออกแบบให้สามารถเปล่งแสงเลเซอร์ออกมาได้ ลักษณะของแสงเลเซอร์เป็นแสงที่เป็นระเบียบหรือแสงโคฮีเรนต์ (coherent) คือคลื่นแสงที่เปล่งออกมาจะมีเฟสที่ตรงกัน และมีทิศทางการพุ่งออกของแสงไปในทิศทางเดียวกัน (directivity) ทำให้แสงเลเซอร์เสมือนเป็นลำแสงขนาน และมีความเข้มแสงสูงมาก ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของเลเซอร์ไดโอด แสดงดังรูปที่ 2.2.3



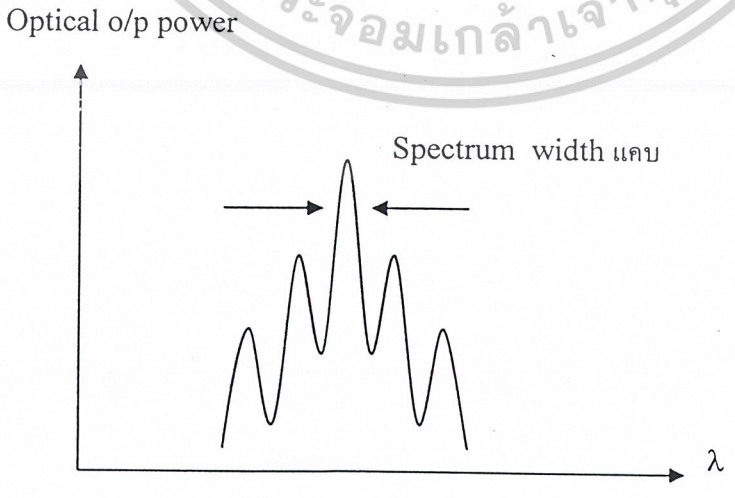
รูปที่ 2.2.3 โครงสร้างพื้นฐานของ LD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการเปล่งแสงพื้นฐานของเลเซอร์ไดโอดขึ้นอยู่กับโครงสร้างของมัน ซึ่งประกอบด้วยสารชนิดเดียวกับที่ใช้ทำแอลอีดี ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในตอนต้น แต่ที่ปลายทั้งสองด้านถูกเคลือบด้วยสารที่ทำหน้าที่เสมือนกระจกเงา เมื่อมีการ ไบอัสที่เหมาะสมจะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของโฟตอนในระหว่างเขตปลอดพาหะ เมื่อมีโฟตอนเคลื่อนที่ไปกระทบโฟตอนตัวอื่น จะมีการถ่ายเทพลังงานทำให้เกิดมีโฟตอนตัวใหม่เพิ่มขึ้นมากมาย และสะท้อนกลับไปกลับมาบริเวณรอยต่ออันเนื่องมาจากกระจกเงาที่ปลายทั้งสอง พฤติกรรมเช่นนี้ทำให้เกิดการสะสมพลังงานภายในมากขึ้นอย่างเป็นระเบียบ เมื่อพลังงานมีค่ามากพอจะพุ่งทะลุกระจกเงาด้านหนึ่งออกมาเป็นแสงเลเซอร์

การไบอัสเลเซอร์ไดโอดทำงานจนเปล่งแสงเลเซอร์ออกมาได้ ขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ป้อนให้กับตัวมัน โดยจะต้องมีค่าสูงกว่าค่ากระแสเทรสโฮล(Threshold Current : I_{th}) ที่กำหนดตามสเปกของเลเซอร์ไดโอดแต่ละตัว หากกระแสไบอัสมีค่าต่ำกว่ากระแสเทรสโฮล เลเซอร์ไดโอดยังคงทำงานได้ แต่แสงที่เปล่งออกมาจะมีลักษณะสะเปะสะปะคล้ายกับการเปล่งแสงของแอลอีดีธรรมดา ในอดีต ค่ากระแสเทรสโฮลของเลเซอร์ไดโอดมีค่าสูงมาก ทำให้การใช้งานเลเซอร์ไดโอดถูกจำกัดอยู่ในวงแคบเพราะต้องออกแบบวงจรที่ค่อนข้างยุ่งยาก แต่ในปัจจุบันได้ถูกออกแบบให้ใช้กระแสเพียงไม่กี่มิลลิแอมป์

- แสงที่ปล่อยออกมาเป็น coherent light
- มีการขยายแสง ทำให้มี power มาก
- Forward current กับ optical output ไม่เป็น linear
- มี spectrum width แคบ
- Output power ไม่คงที่เปลี่ยนตามอุณหภูมิ
- ราคาแพง เหมาะกับสื่อสารระยะทางไกล



รูปที่ 2.2.4 spectrum ของแสงที่ปล่อยจาก LD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเปลี่ยนไฟฟ้าเป็นแสง

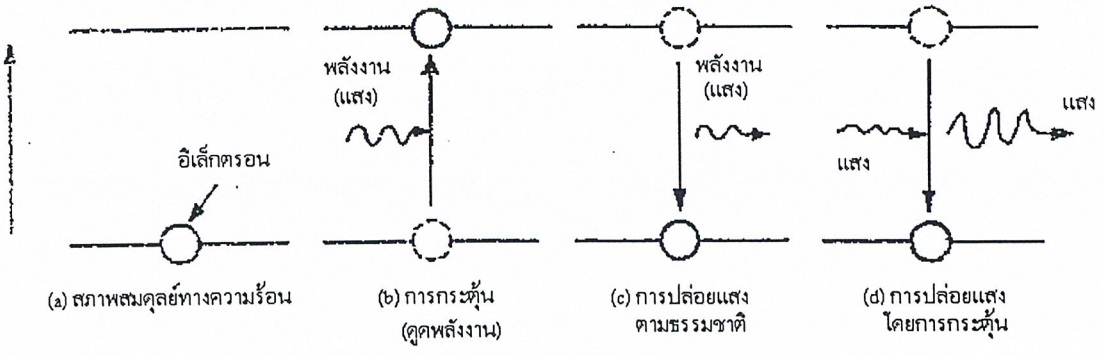
โครงสร้างของการกำเนิดแสงเป็นที่ทราบกันดีแล้วว่า การที่กระแสไหลนั้นเป็นปรากฏการณ์ที่อิเล็กตรอนภายในสารที่ประกอบเป็นตัวกลางนั้นเคลื่อนที่ไปนั่นเอง แต่ทว่าอิเล็กตรอนนี้ ถ้าหากไม่มีแรงภายนอกมากระทำแล้ว มันจะอยู่ในตำแหน่งที่มั่นคงไม่เปลี่ยนแปลง

โดยทั่วไปแล้วอะตอมที่อยู่ในสารประกอบต่างๆ (ก๊าซ, ของเหลว, ของแข็ง) จะมีโครงสร้างดังรูป นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่า นิวเคลียส (Nucleus) อยู่ตรงกลางและรอบๆนิวเคลียส จะมีอิเล็กตรอนจำนวนหนึ่งหมุนอยู่รอบๆนิวเคลียส โดยมีระยะห่างที่แน่นอน



รูปที่ 2.2.5 แสดงระดับพลังงานของอิเล็กตรอน

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วนกับระยะทางจากนิวเคลียส (พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลังงานหรือ Energy Level) ระดับพลังงานที่ต่ำสุดนี้เรียกว่า ระดับกราวน์สเตจ (Ground State Level) และระดับพลังงานที่สูงกว่านี้เรียกว่า ระดับกระตุ้น (Stimulated Level)



รูปที่ 2.2.6 แสดงระดับพลังงานและขั้นตอนของการถ่ายเท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเมื่อปล่อยอิเล็กตรอนที่อยู่ในสภาพเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานสูง ไว้อย่างนั้นมันจะไม่เสถียร และจะถูกนิวเคลียสดึงกลับมาอยู่ในสภาพเดิมเรียกว่าสภาวะเสถียร และในการที่อิเล็กตรอนกลับลงมาอยู่ในระดับเดิมนั้น อิเล็กตรอนจะปล่อยพลังงานเท่ากับ E_2-E_1 ออกมา ปรากฏการณ์นี้เรียกว่าการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (Natural Emission) ในกรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสงจะเรียกว่า การปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติจากทฤษฎีของควอนตัมไดนามิกส์ (Quantum Dynamics) ความยาวของคลื่นแสงสามารถหาได้ดังนี้

$$\lambda = (h * c)/(E_2 - E_1)$$

ในที่นี้ λ คือ ความยาวของคลื่นแสง (เมตร)

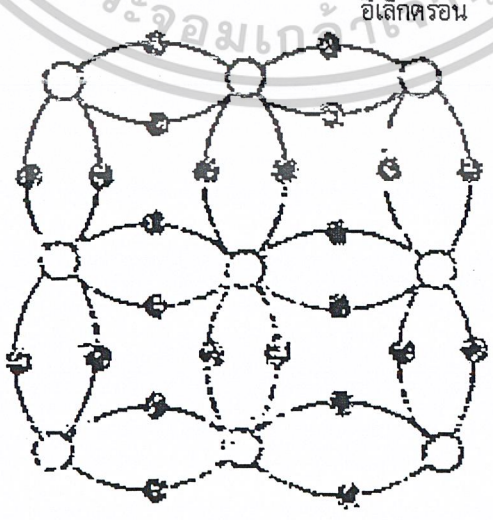
C คือ ความเร็วของแสงเท่ากับ $3*10^8$ เมตรต่อวินาที

h คือค่าคงที่ของแพลงค์เท่ากับ $6.625*10^{-34}$ จูลต่อวินาที

นั่นคือความยาวคลื่นแสงจะเป็นสัดส่วนกลับกับผลต่างของพลังงาน และผลต่างนี้กำหนดจากชนิดของอะตอมที่ใช้เป็นอุปกรณ์กำเนิดแสงด้วย ความยาวคลื่นแสงที่ปล่อยออกมาจึงมีค่าจำเพาะอุปกรณ์กำเนิดแสงที่ใช้การปล่อยแสงแบบนี้ได้แก่ หลอดนีออนและไดโอดกำเนิดแสง (LEDS)

โครงสร้างและการทำงานของการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor)

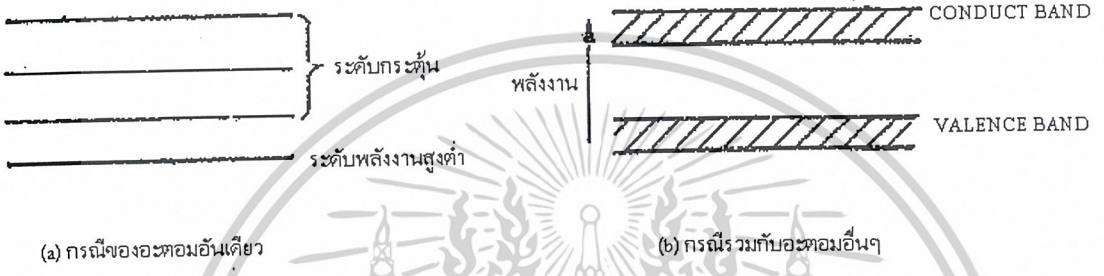
คราวนี้เรามาพิจารณาดูโครงสร้างการปล่อยแสงของสารกึ่งตัวนำ (Semiconductor ซึ่งเป็นสารที่มีคุณสมบัติต่างกับโลหะ เช่นทองแดง และอื่นๆ กล่าวคือมันเป็นสารที่การนำไฟฟ้าจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ) ที่ใช้ในการสื่อสารทั่วไป



รูปที่ 2.2.7 แสดงตัวอย่างการจัดอิเล็กตรอนและนิวเคลียสในสารกึ่งนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

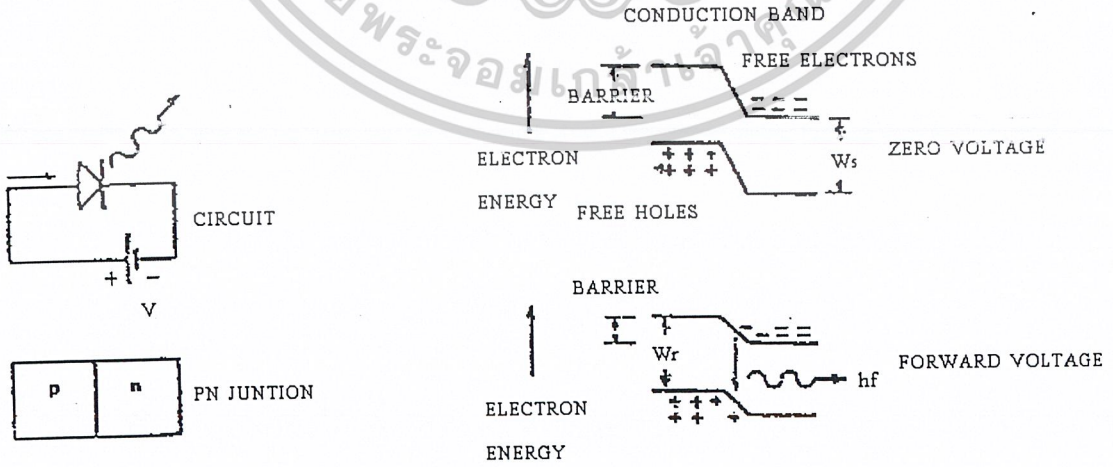
สำหรับสารกึ่งตัวนำนั้นจะมีจำนวนอะตอมจำนวนมากจัดเรียงกันอย่างมีระเบียบดังรูป ด้วยเหตุนี้อิเล็กตรอนของแต่ละอะตอมจะทำหน้าที่เชื่อมโยงกับอะตอมข้างเคียง และมีตำแหน่งอยู่ระหว่างอะตอมทั้งสอง นั่นคือมันจะรับผลการดึงดูดจากอะตอมข้างเคียงสภาพพลังงานที่อะตอมได้รับ ถ้าหากจะกล่าวทางด้านไดนามิกส์แล้วจะแตกต่างจากกรณีที่มีอะตอมเพียงอันเดียว คือในกรณีนี้มันจะแบ่งเป็นสองสภาพ สภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงานสูงและอีกสภาพหนึ่งเป็นระดับพลังงานต่ำเรียกว่าแถบวาเลนซ์ (Valence Band) และสภาพทั้งสองนี้ต่างก็มีความกว้างของพลังงานอยู่ดังแสดงในรูปที่ 2.2.8



รูปที่ 2.2.8 แสดงระดับพลังงานในสารกึ่งตัวนำ

ไดโอดปล่อยแสง (LEDS)

LEDS เป็นสารกึ่งตัวนำชนิด พี-เอ็น(P-N JUNCTION) ซึ่งจะให้แสงออกมาเมื่อทำการให้ไบอัสทางตรง ดังรูป2.6ซึ่งแสดงรอยเชื่อมต่อและแถบพลังงานของไดโอด แถบพลังงานทั้งสองจะถูกแบ่งโดยแถบต้องห้าม (FORBIDDEN REGION หรือ BAND GAP)



รูปที่ 2.2.9 แสดงลักษณะของLEDSและระดับพลังงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารกึ่งตัวนำชนิด N-TYPE จะมีจำนวนอิเล็กตรอนอิสระอยู่มาก และสารกึ่งตัวนำชนิดP-TYPE จะมีจำนวนของโฮลอยู่มาก เมื่อนำทั้งสองชนิดมาเชื่อมต่อกันจะเกิดพลังงานกีดขวาง (BARRIER) ขึ้นที่ช่วงดีพลีทชั่น (DEPLETION ZONE) เมื่อเราป้อนโวลต์เตจทางตรง (FORWARD BIAS) ที่มีค่ามากกว่าพลังงานกีดขวางจะทำให้เกิดการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนและโฮลใน N-TYPE และ P-TYPE ตามลำดับข้ามรอยเชื่อมต่อและเกิดการรวมกันอีกครั้ง (RECOMBINATION) ทำให้เกิดการปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสง ซึ่งมีความสัมพันธ์ของพลังงานและความถี่ดังสมการ

$$W = hf$$

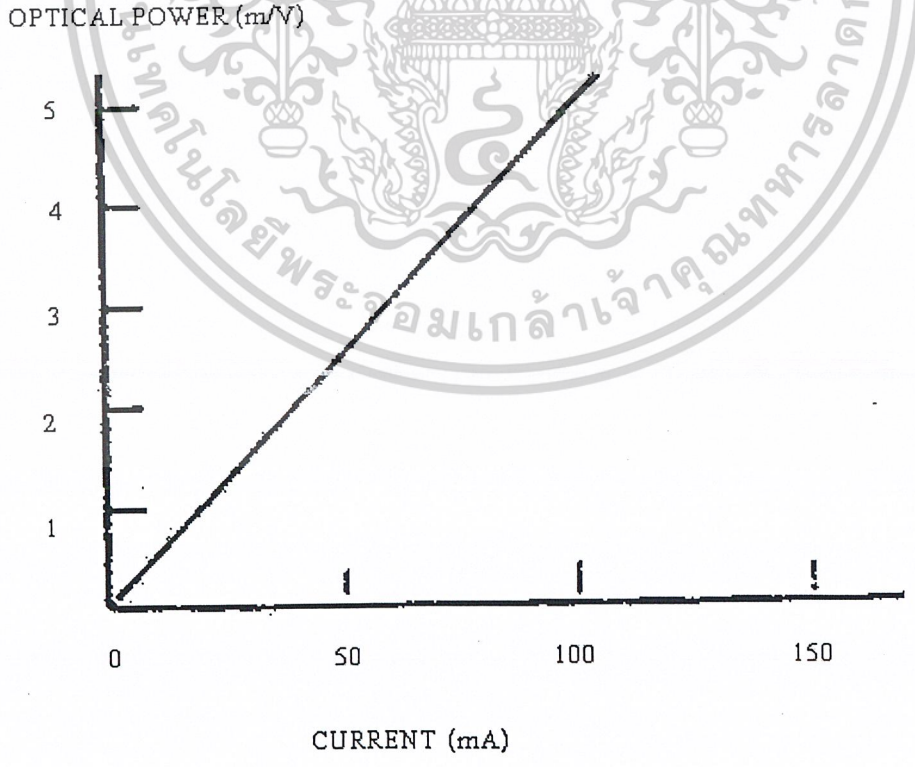
ในที่นี้ W คือ พลังงานของโฟตรอน 1 ตัวที่ปล่อยออกมามีหน่วยเป็นจูล

h คือ ค่าคงที่ของแพลงค์ = $6.625 * 10^{-34}$ จูล * วินาที

f คือ ความถี่ของแสงที่ปล่อยออกมามีหน่วยเป็นเฮิร์ท

ลักษณะการทำงานของไดโอดปล่อยแสง

กำลังของแสง ของLEDSจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสที่ป้อนให้LEDSซึ่งจะได้ลักษณะของกราฟระหว่าง กำลังของแสง กับกระแสไปอัส คือ



รูปที่ 2.2.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังของแสงกับกระแสของLEDS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ความถี่ค่าต่ำๆของกระแสไบอัส ค่ากำลังของแสงจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสดังสมการ

$$P = a * I$$

โดยที่ a คือค่าความชันของกราฟในรูปที่ 2.2.10

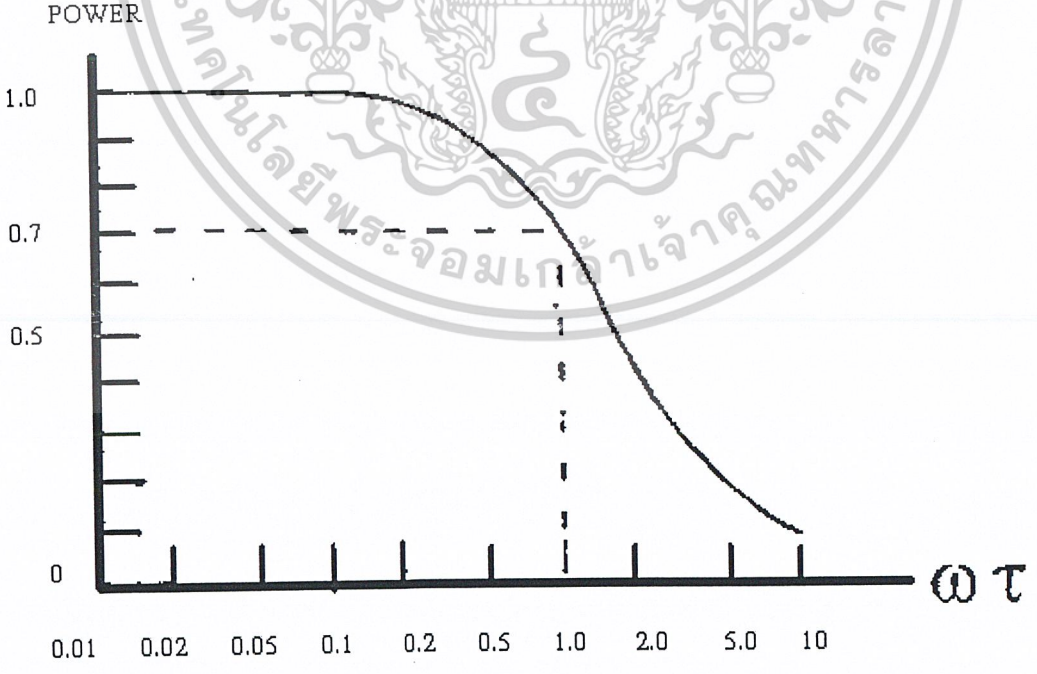
ที่ความถี่สูงๆค่ากำลังของแสงจะไม่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสเนื่องจากเหตุผล 2 ประการคือ

1. ค่าความเก็บประจุของไดโอด (JUNCTION CAPACITANCE) ที่ความถี่ค่าสูงๆค่าความเก็บประจุของไดโอดจะเสมือนว่า ลัดวงจร (SHOT CIRCUIT) ซึ่งจะไปลดค่ากำลังของแสง
2. ค่าเวลาเฉลี่ยในการรวมกันใหม่ของอิเล็กตรอนและโฮลที่บริเวณจังก์ชั่น (LIFE TIME) ซึ่งกระแสต้องมีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆเมื่อเทียบกับค่าเวลานี้ เพื่อไม่ให้เกิดการผิดเพี้ยนของรูปสัญญาณ (DISTORTION) ซึ่งมีสมการดังนี้

$$P = (a * I) / \sqrt{1 + \omega^2 \tau^2}$$

โดยที่ ω คือความถี่เชิงมุมของกระแส (เรเดียน/วินาที)

τ คือค่า LIFE TIME ไดโอด (วินาที)



รูปที่ 2.2.11 แสดงการเปลี่ยนแปลงของกำลัง กับ ความถี่เชิงมุมของกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลงเหลือ $0.707^2 = 0.5$ เท่าของค่าสูงสุด จะทำให้ค่ากำลังของกระแสที่ด้านรับมีค่าเป็น เท่าของค่าสูงสุด ด้วยเหตุผลนี้จึงเรียกความถี่ค่านี้ว่าเป็น 3 –dB มอดูเลชั่นแบนวิดธ์ของ LED ซึ่งมีค่าดังสมการ

$$f_{3-dB(Electric)} = f_{1.5dB(Optic)} = \frac{1}{(2\pi T)}$$

ซึ่ง $f_{3-dB(Electric)}$ คือ ความถี่ที่สัญญาณไฟฟ้าที่ด้านรับมีกำลังเป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุด

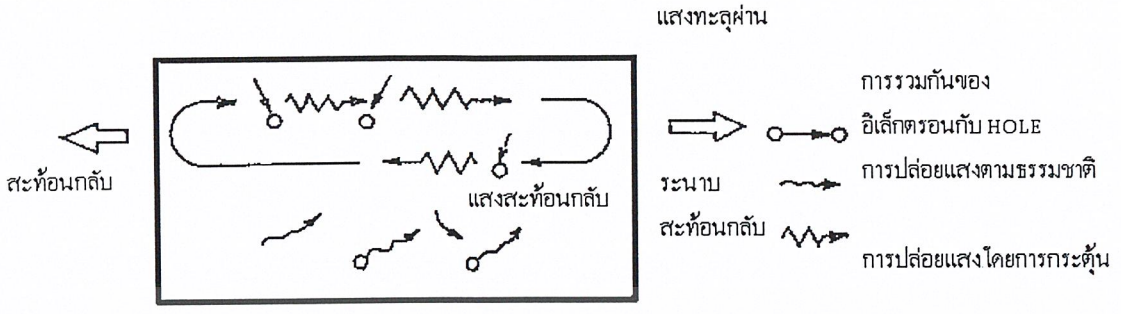
$f_{1.5dB(Optic)}$ คือความถี่ที่กำลังของสัญญาณแสงตกลงเหลือ 0.707 เท่าของค่าสูงสุด

เลเซอร์ไดโอด (LASER DIODE)

โดยทั่วไปแล้ว อิเล็กตรอนจำนวนมาก จะรวมตัวกันอยู่ที่แถบวาเลนซ์ ซึ่งมีระดับพลังงานต่ำ และจะมีอิเล็กตรอนจำนวนน้อยอยู่ในแถบนำ ซึ่งมีระดับพลังงานสูง สมมติว่าจำนวนอิเล็กตรอนในสารกึ่งตัวนำมีค่าเป็น N และในจำนวนนี้แบ่งไปอยู่ในแถบวาเลนซ์เสีย n1 และอยู่ในแถบนำจำนวน n2 ในสภาพเช่นนี้ ถ้าหากเราให้แสงภายนอกแก่มันจะทำให้เกิดการกระตุ้นให้ปล่อยแสง และการดูดพลังงาน (ABSORPTION) ซึ่งขนาดของมันจะเป็นสัดส่วนของ n1 และ n2 ตามลำดับ ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการดูดพลังงาน จะมีค่ามากกว่าทำให้แสงที่ป้อนเข้ามามีขนาดลดลงไป แต่ถ้าหากมีวิธีที่ทำให้ $n2 > n1$ (เรียกว่าเกิด INVERSE DISTRIBUTION) แล้วจะทำให้การกระตุ้นให้ปล่อยแสงมีค่ามากกว่าการดูดพลังงาน ในกรณีนี้จะทำให้ความเข้มของแสงที่ป้อนเข้ามาเพิ่มมากขึ้น และเกิดปฏิกริยาการขยายแสง (LIGHT AMPLIFICATION)

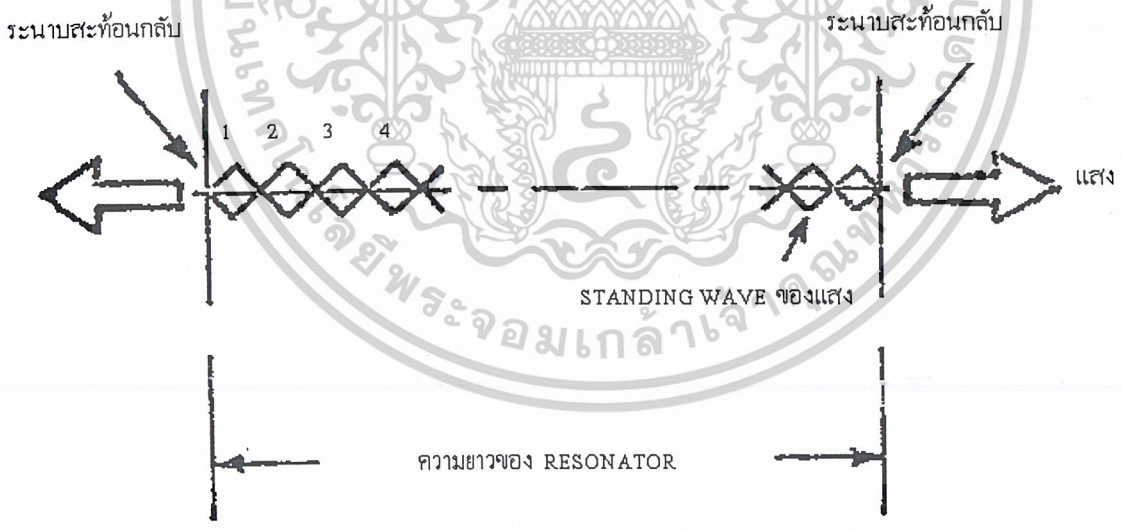
การทำให้เกิด INVERSE DISTRITUTION ทำได้โดยการฉีด (INJECTION) อิเล็กตรอนคือการทำให้เกิดหระแสไหล เมื่อทำให้เกิดการขยายของแสงได้แล้ว ขั้นตอนต่อไปคือการทำให้เกิดการขยายกลับไปกลับมาจะทำให้แสงเกิดการออสซิลเลชั่น (OSCILLATION) โดยใช้ระนาบสะท้อนกลับ (REFLECTING PLANE) 2 อันวางหันหน้าเข้าหากันดังแสดงในรูป 2.2.12 นั่นคือแสงที่เกิดจากการกระตุ้นให้ปล่อยแสงจะถูกขยายพร้อมกับเคลื่อนที่ไปด้วย เมื่อไปกระทบกับระนาบสะท้อนกลับแล้วส่วนหนึ่งของมันจะทะลุผ่านออกไปข้างนอก และส่วนที่เหลือจะสะท้อนกลับไปในทิศตรงข้าม และเมื่อไปกระทบระนาบสะท้อนกลับอีกด้านหนึ่งก็จะเกิดผลเช่นเดียวกัน ในระหว่างที่ทำให้เกิดการป้อนกลับซ้ำไปมาอย่างนี้ จะถึงจุดหนึ่งที่พลังงานที่ถูกขยายโดยการกระตุ้นให้ปล่อยแสง มีค่ามากกว่าพลังงานที่สูญเสียไป เนื่องจากการดูดของอิเล็กตรอนที่อยู่ในแถบวาเลนซ์ และที่ทะลุออกไปจากระนาบสะท้อนกลับ ณ จุดนี้การออสซิลเลชั่น จะเริ่มขึ้นทำให้เกิดการปล่อยที่เรียกว่าเลเซอร์ (LIGHT AMPLIFICATION by STIMULATED EMISSION OF RADIATION)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2.12 แสดงหลักการออสซิลเลชั่นของแสง

ในการทำให้เกิดการออสซิลเลชั่นนั้น ต้องใช้พลังงานจากภายนอก (การฉีดกระแสเข้าไป) ที่มีค่ามากกว่าค่าหนึ่งขึ้นไป และกระแสที่ฉีดเข้าไปตอนเกิดออสซิลเลชั่น เรียกว่า กระแสเทสโชลด์ (Threstold Current) ซึ่งในขั้นตอนการปล่อยแสง ทำให้เกิดการสะท้อนกลับไปกลับมา (Resonance) ระหว่างระนาบสะท้อนกลับนั่นคือ การทำให้เกิดความยาวคลื่นแสงของคลื่นนิ่ง (Standing Wave) เท่านั้นภายในระนาบสะท้อนกลับ ดังแสดงในรูป

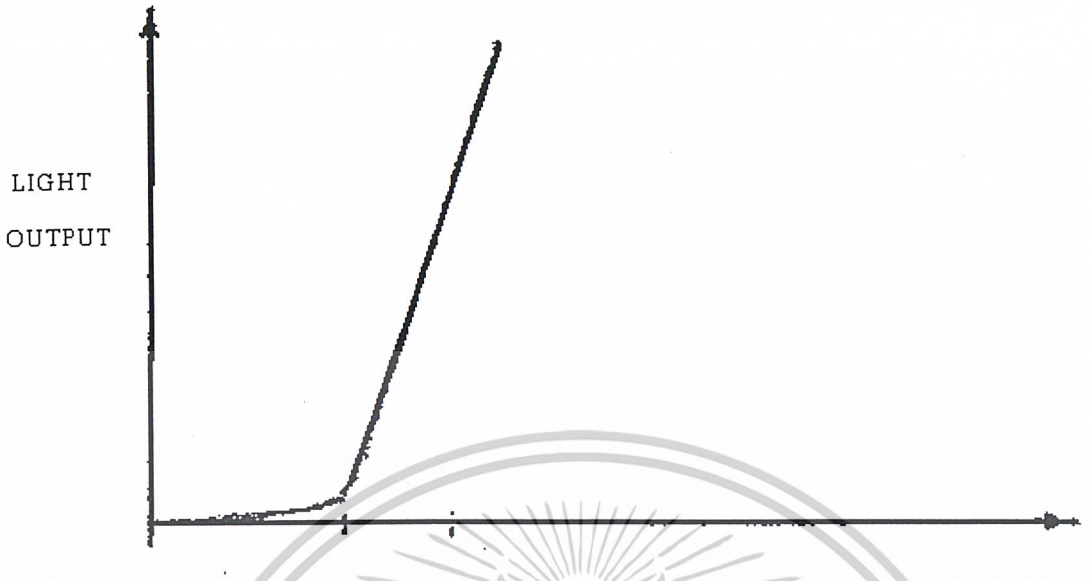


รูปที่ 2.2.13 แสดงการเกิดคลื่นนิ่งของแสง

และเงื่อนไขที่ทำให้เกิดคลื่นนิ่ง ก็คือความยาวของระนาบสะท้อนกลับจะต้องมีค่าเป็นจำนวนเท่าที่เป็นเลขจำนวนเต็มของครึ่งหนึ่งของความยาวคลื่นแสง $(= n * (\lambda/2))$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

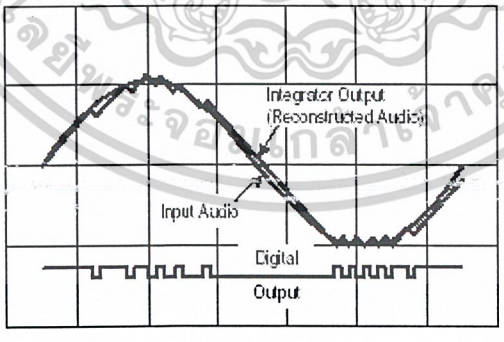
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ **2.2.14** แสดงกราฟกำลังของแสงเทียบกับกระแสไบอัสของเลเซอร์ไดโอด

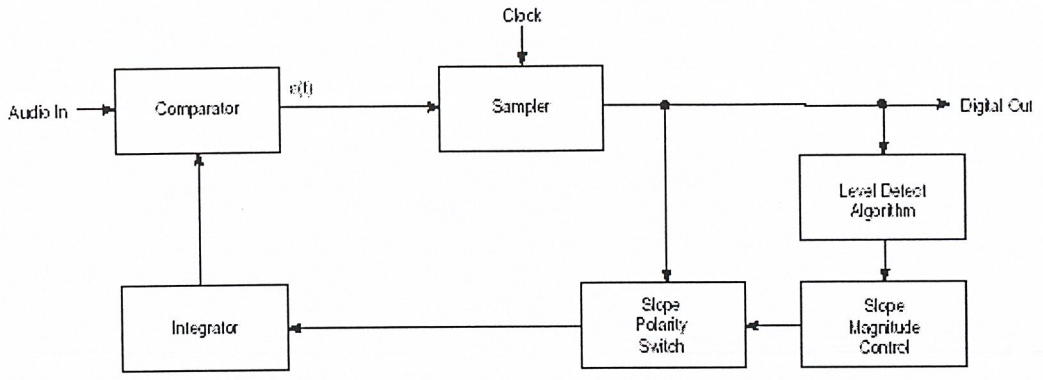
2.3 การเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล

ในส่วนนี้จะเป็นการเปลี่ยนจากสัญญาณข้อมูล ซึ่งเป็นสัญญาณอนาล็อกมาเป็นสัญญาณดิจิตอล ซึ่งถูกรบกวนได้ยากกว่าสัญญาณอนาล็อกธรรมดา ก่อนที่จะนำไปทำการเข้ารหัส โดยในที่นี้จะใช้ IC เบอร์ MC34115 ซึ่งเป็นการใช้หลักการของ CVSD ในการเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล ซึ่งเป็นการมอดูเลตแบบเดลต้าดังรูป



รูปที่ 2.3.1 แสดงสัญญาณ CVSD Waveform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
62014

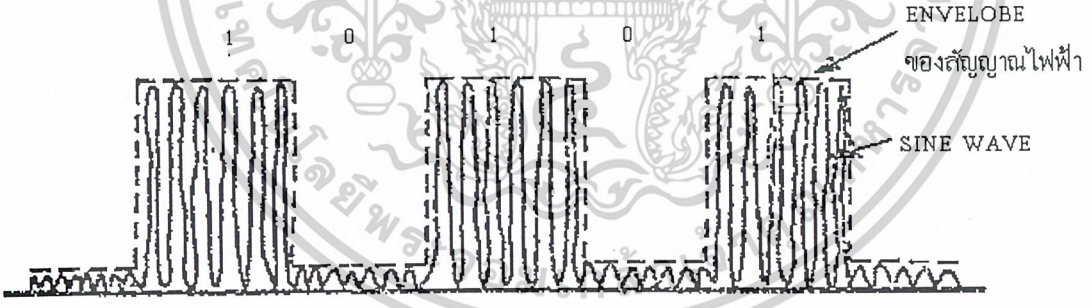


รูปที่ 2.3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ CVSD

2.4 การมอดูเลชั่น (Modulation)

การมอดูเลตสามารถแบ่งได้หลายวิธีด้วยกัน

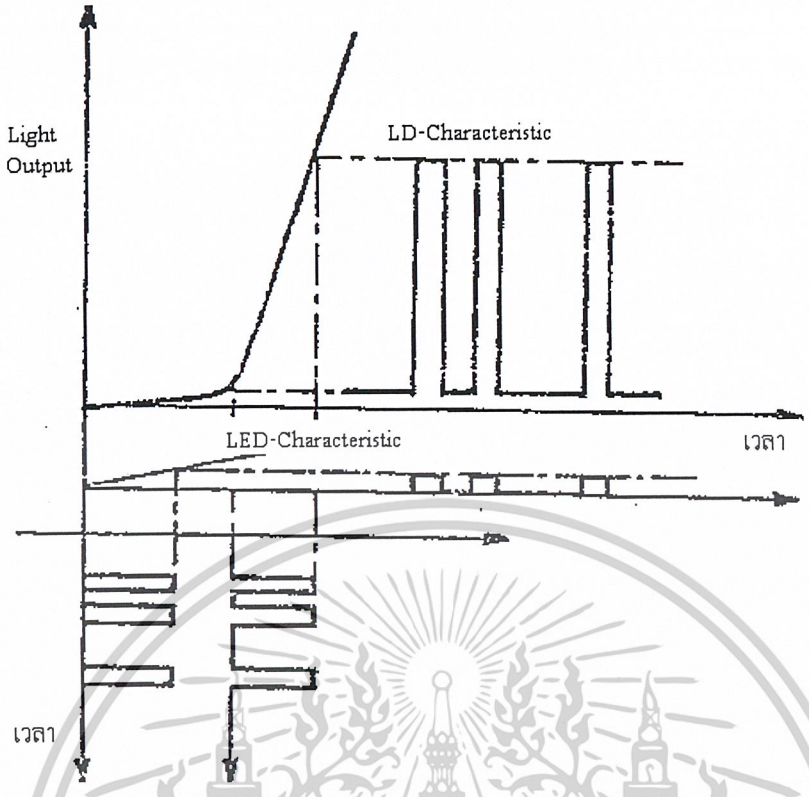
1. Intensity Modulation ในปัจจุบันแสงที่ได้จากอุปกรณ์ปล่อยแสงจะมีความยาวคลื่นจำนวนหนึ่งปนอยู่ คือไม่ได้มีความยาวคลื่นแสงที่ต่อเนื่องเพียงค่าเดียวเหมือนกับที่ได้จาก วงจรออสซิเลเตอร์ ดังนั้นเราจึงไม่สามารถใช้แสงเป็นคลื่นพาห์สำหรับการมอดูเลชั่นแบบ Frequency Modulation, Phase Modulation เราจึงหันมาใช้วิธีการมอดูเลตแบบ Intensity Modulation ซึ่งเป็นการผสมคลื่นที่ทำให้ความเข้มของแสงเปลี่ยนแปลงตามระดับของสัญญาณที่เข้ามาดังรูปที่ 2.4.1



รูปที่ 2.4.1 แสดงการมอดูเลตแบบ Intensity Modulation

ในอุปกรณ์ปล่อยแสงทั้งแบบ LED และแบบเลเซอร์ไดโอด เราจะได้กราฟของการมอดูเลชั่นดังรูปที่ 2.4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4.2 แสดงการมอดูเลตแบบ Intensity Modulation

2. Mechanical Chopper

เป็นกระบวนการในการรบกวนแสงที่เข้ามา โดยถ้าข้อมูลเข้ามาเป็นบิท 1 จะให้แสงผ่าน แต่ถ้าข้อมูลที่เข้ามาเป็น 0 แสงจะไม่สามารถผ่านได้

3. Electro-optic modulator

ปัจจุบันเป็นวิธีที่นิยมกันมาก โดยจะแบ่งเป็นแบบตามยาวและแบบตามขวาง (Pockell's Cell Modulator) ซึ่งประกอบไปด้วย อินพุตโพลาไรซ์ คริสตอล (ถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า) และ เอาท์พุตโพลาไรซ์ โดยคลื่นแสงจะผ่านไปยังอินพุตโพลาไรซ์ก่อนแล้วจึงทำการมอดูเลต ซึ่งมุมของโพลาไรซ์จะถูกเปลี่ยนโดยสนามไฟฟ้า

ความแตกต่างของทั้งสองวิธีคือ กรณีตามยาว สนามไฟฟ้าจะขนานไปกับคลื่นแสงและอีกวิธีหนึ่งจะเป็นปกติเมื่อเทียบกับแสง

ถ้าเอาท์พุตโพลาไรซ์ถูกหมุนไป 90 องศาเมื่อเทียบกับอินพุตโพลาไรซ์ จะได้ modulation ratio ดังสมการ

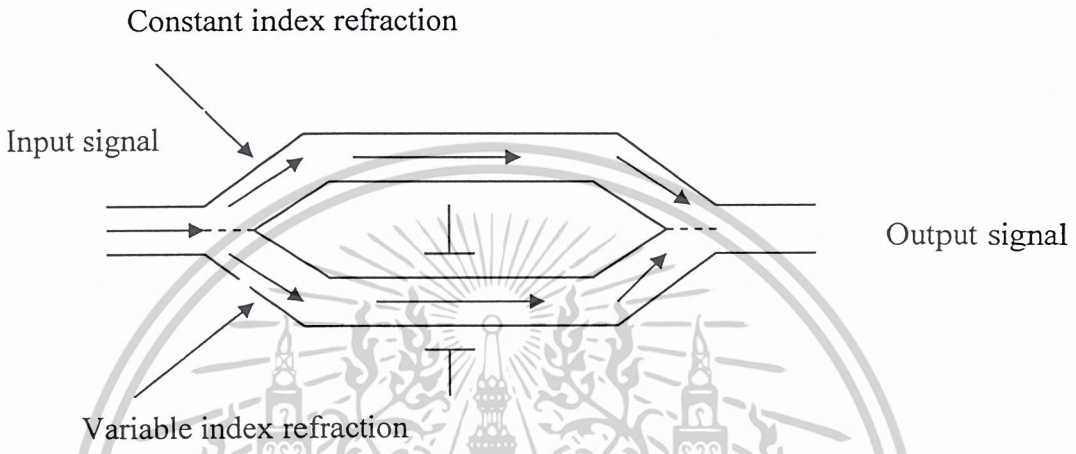
$$I_{out} / I_{in} = \sin^2(f/2)$$

โดยความถี่จะถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Interferometric modulator

The-Mach-Zender Modulator จะมี optical switch ที่ใช้แยกคลื่นแสงที่เข้ามาเป็นสองลำแสง แล้วจากนั้นจึงทำการรวมหลังจากผ่านท่อ ดังรูป

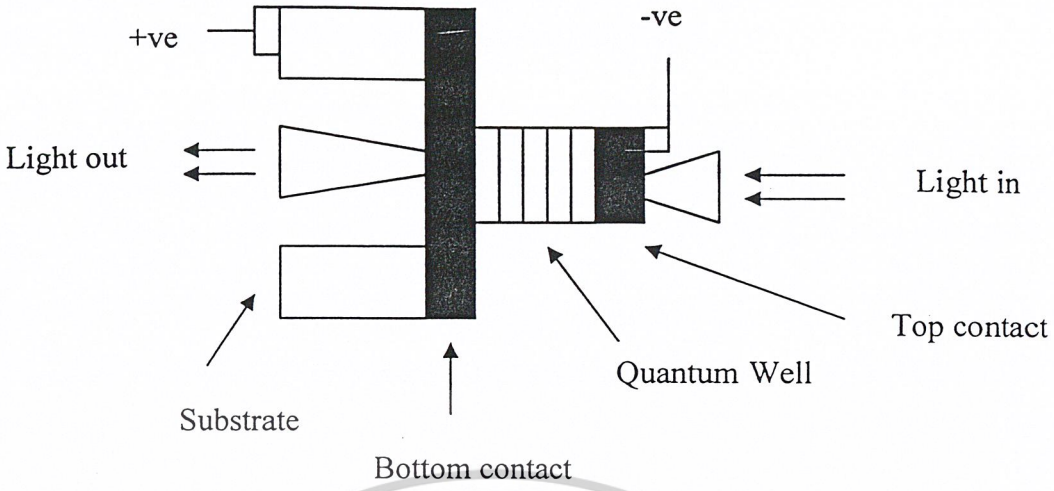


รูปที่ 2.4.3 Interferometric modulator

5. Electro-absorption modulator

วิธีการมอดูเลตแบบนี้จะใช้หลักการของการเปลี่ยนการดูดกลืนด้วยการใช้สนามไฟฟ้าหรือความต่างศักย์ที่เรียกว่า Electroabsorption ซึ่งเทคนิคนี้จะใช้หลักการที่เรียกว่า Quantum-confined Stark effect โดยจะไม่มีการจำกัดความแร็วภายใน แต่ในทางปฏิบัติความเร็วจะถูกจำกัดด้วยการใช้ความต่างศักย์ที่ Quantum Well ส่วนข้อจำกัดภายนอกก็คือ RC ซึ่งความเร็วของรูปข้างล่างนี้ จะมีความเร็วประมาณ 40 GHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4.4 Electro-absorption modulator

จากรูปข้างบนเป็นตัวอย่างโครงสร้างของการมอดูเลตแบบ quantum well ดดยที่ไดโอดจะถูกรีเวอร์สไบอัส สนามไฟฟ้าจะถูกใช้ในทิศทางที่ตั้งฉากกับชั้นของ quantum well โดยจะต้องไม่มีกระแสไหล ซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพของวงจรดีขึ้น โดยอุปกรณ์ที่ใช้ในรูปประกอบด้วย galliam arsenide (GaAs) และ aluminium galliam arsenide (AlGaAs) โดยเครื่องมอดูเลตจะทำงานได้ดีที่ความยาวคลื่น 850 nm เป็นสเปกตรัมที่แสงอินฟราเรต โดยที่ AlGaAs จะโปร่งใส ดังนั้นจึงไม่เกิด loss บริเวณนี้ ส่วน GaAs จะทึบแสงที่ความยาวคลื่นนี้ โดยอุปกรณ์ที่กล่าวมาสามารถทำจากวัสดุอื่นได้ เพื่อใช้สำหรับความยาวคลื่นอื่นๆ ซึ่งความต่างศักย์ที่ใช้ประมาณ 5-10 โวลท์

2.5 วงจรขับแสง (Driver Circuit)

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนจากสัญญาณไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณแสง โดยรับสัญญาณดิจิตอลเข้ามาแล้วนำมาขับแสงคือ ถ้าสัญญาณดิจิตอลที่เข้ามาเป็นบวก แสงก็จะสว่าง แต่ถ้าสัญญาณดิจิตอลที่เข้ามาเป็นสัญญาณที่เป็นลบ แสงก็จะดับ

โครงสร้างของการกำเนิดแสงเป็นที่ทราบกันอยู่แล้วว่า การที่กระแสไหลนั้นเป็นปรากฏการณ์ที่อิเล็กตรอนภายในสารที่ประกอบเป็นตัวกลางนั้นเคลื่อนที่ไปนั่นเอง แต่ทว่าอิเล็กตรอนนี้ ถ้าหากไม่มีแรงภายนอกมากระทำแล้ว มันจะอยู่ในตำแหน่งที่มั่นคงหรือเรียกว่า Stable

โดยทั่วไปแล้วอะตอมที่อยู่ในสารต่างๆ (ก๊าซ, ของเหลว, ของแข็ง) นั่นคือมีส่วนที่เรียกว่า นิวเคลียส (Nucleus) อยู่ตรงกลางและรอบๆนิวเคลียส จะมีอิเล็กตรอนจำนวนหนึ่งหมุนรอบอยู่ โดยมีระยะห่างที่แน่นอน

อิเล็กตรอนเหล่านี้จะมีพลังงานที่เป็นสัดส่วนกับระยะทางจากนิวเคลียส (พลังงานนี้เรียกว่าระดับพลังงาน หรือ Energy level) ระดับพลังงานที่ต่ำสุดนี้เรียกว่า ระดับกราวค์สเตจ (Ground State Level) และระดับพลังงานที่สูงนี้เรียกว่า ระดับกระตุ้น (Stimulated Level) โดยปกติแล้วธรรมชาติของอิเล็กตรอนจะรวมกันอยู่ที่ระดับพลังงานต่ำ แต่เมื่ออิเล็กตรอนถูกกระตุ้นด้วยพลังงานการกระตุ้น จะทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้อิเล็กตรอนเลื่อนขึ้นไปอยู่ในระดับพลังงานที่สูง แต่มันจะไม่เสถียรและจะถูกนิวเคลียสดึงกลับลงมาอยู่ในสภาพเดิมเรียกว่า สภาวะเสถียร ในการที่อิเล็กตรอนกลับลงมาอยู่ในสภาพเดิมนั้นอิเล็กตรอนจะปล่อยพลังงาน (Emission) เท่ากับ $E_2 - E_1$ ออกมา ปรากฏการณ์เช่นนี้เรียกว่าการปล่อยพลังงานออกมาตามธรรมชาติ (Natural Emission) ในกรณีที่ปล่อยพลังงานออกมาในรูปของแสงจะเรียกว่า การปล่อยแสงตามธรรมชาติจากทฤษฎีของควอนตัมไดนามิกส์ (Quantum Dynamics) ความยาวของคลื่นแสงที่ได้สามารถหาได้จากสมการ

$$\lambda = (h \times c)/(E_2 - E_1)$$

ในที่นี้ λ คือความยาวของคลื่นแสง (เมตร)

c คือความเร็วของแสง $c = 3 \times 10^8$ เมตรต่อวินาที

h คือค่าคงที่ของแพลงค์ $h = 6.625 \times 10^{-34}$ จูลต่อวินาที

2.6 Coupler

Coupler นั้นมีความสำคัญมากในระบบ fiber optic เป็นตัวเชื่อมปลายสายของ optic fiber จำนวน 3 เส้นหรือมากกว่าให้เชื่อมต่อกัน หรือ ทำหน้าที่เชื่อมอุปกรณ์ จำพวก optic device เช่นconnector และ transmitter โดยใช้ลักษณะของconnectors และ splice ลักษณะจำเพาะนี้มีความสำคัญมาก เมื่อเปรียบเทียบกับการสื่อสารด้วยไฟฟ้าเพราะว่าการจะเชื่อมต่อระหว่างจุด 2 จุดในระบบ optic fiber นั้นเป็นเรื่องยาก เพื่อแก้ปัญหา นักพัฒนาจึงได้เปลี่ยนมาใช้ coupler ซึ่งรวมถึง เครื่องรับและเครื่องส่งด้วย

dividing signal

connectors and splice จะทำหน้าที่เชื่อมปลายสายของเส้น fiber เข้าด้วยกันซึ่งเป็นการดีสำหรับการส่งสัญญาณระหว่างอุปกรณ์ 2 ตัว อย่างไรก็ตาม การประยุกต์ใช้งานหลายอย่างจำเป็นต้องใช้การเชื่อมต่อมากกว่า 2 อุปกรณ์ขึ้นไป ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมต่อระหว่างโทรศัพท์และเครื่องตอบรับบนสายโทรศัพท์เดียวกันจำเป็นต้องใช้ coupler ต่อที่ปลายสายอื่นๆ coupler นี้จะต้องดึงสัญญาณจากสายโทรศัพท์กลุ่มหนึ่งและแยกสัญญาณระหว่างเบ้าเสียบโทรศัพท์ทั้ง 2 ซึ่งอันหนึ่งเป็นของโทรศัพท์และอีกอันเป็นของเครื่องตอบรับ

แต่นั่นก็ไม่เป็นปัญหาสำหรับโทรศัพท์ และอุปกรณ์ทางไฟฟ้าอื่นๆเส้นทางเดินไฟฟ้าจะวนเป็นวงจร ถ้าเรายกหูครั้งแรกหรือครั้งที่ 2 แต่ละครั้งจะมี voltage signal หรือ มีตัวต้านทาน 20 ตัวคร่อม voltage ในอุดมคติ แน่นอนว่านั่นคือการประมาณว่าเกิดอะไรขึ้นกับระบบการสื่อสารโทรคมนาคมความต้านทานและสาเหตุอื่นๆในระบบ transmission line เป็นสาเหตุให้เกิด voltage ตกคร่อม load เพื่อลดค่าบางอย่าง เช่น การลดค่าความต้านทานที่ load (เนื่องจากว่าอุปกรณ์จำนวนมากมักต่อขนานกันกับแหล่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำเนิดสัญญาณ) อย่างไรก็ตาม ถ้า load จำนวนมากต่อในลักษณะขนานด้วยความระมัดระวัง load ทั้งหมดจะเห็น voltage signal เทียบได้กับขนาดที่ load จะได้เจอแต่ละตัว นอกจากนั้น ถ้าสัญญาณถูกนำพาไปโดยการเปลี่ยนแปลงของกระแสจาก current source อุปกรณ์บางส่วน ก็อาจจะต่อแบบอนุกรม load จะเจอขนาดกระแส เหมือนที่อุปกรณ์แต่ละตัวจะได้รับ (สรุปคือเทียบ load เป็น device นั่นเอง)

สัญญาณแสงจะแตกต่างจากสัญญาณไฟฟ้า ดังนี้การส่งผ่านและการ coupled จึงแตกต่าง สัญญาณแสงไม่มีค่าศักย์เหมือนสัญญาณไฟฟ้าอย่างไรก็ตาม สัญญาณแสงจะไม่ไหลวนตลอดและผ่านลงกราวนด์ เหมือนกระแส และจะถูกดูดกลืนโดย detector นั่นหมายความว่า เครื่องรับของ fiber optic จำนวนมากไม่สามารถนำมาต่อแบบอนุกรมได้ เพราะว่าเครื่องตัวแรกจะจะดูดกลืนสัญญาณไป ถ้าหากว่าสัญญาณแสงถูกแบ่งเป็น 2 หรือมากกว่า 2 port port นั้น จะต้องเป็น แบบขนาน อย่างไรก็ตามเนื่องจากสัญญาณแสงไม่มีศักดาไฟฟ้าสัญญาณทั้งหมดจึงไม่สามารถส่งผ่านไปยัง port ทุก port ได้แต่การลดทอนขนาดของสัญญาณจะต้องแบ่งแยกสัญญาณเหล่านั้นในทางใดทางหนึ่ง

2.6.1 Active and Passive Coupler

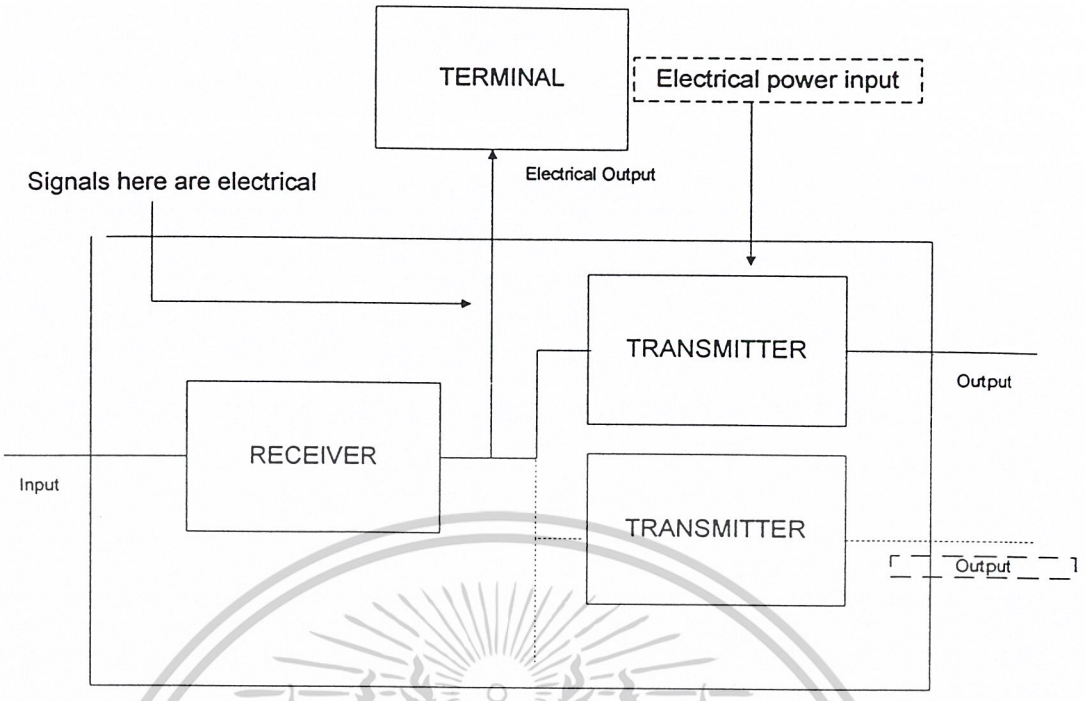
สิ่งนี้ได้ใส่ upper limit บน terminal กลุ่มหนึ่งที่สามารถต่อเชื่อมกับ passive fiber optic coupler มี่สามารถแยกสัญญาณ input ได้เท่านั้น

ภายหลังจากจำนวน output port ถูกแบ่งเกินจำนวนสูงสุด จะไม่มีสัญญาณเพียงพอที่จะส่งผ่าน (จะถูกตรวจสอบโดยใช้ bit error rate เพียงพอหรือค่า s/n สูงพอสำหรับใช้งาน)

ข้อจำกัดนี้สร้างปัญหาอย่างหนักในระบบ fiber- optic network

หนึ่งในข้อจำกัดนี้คือเพื่อที่จะกำเนิดสัญญาณที่แรงขึ้นในภายในอุปกรณ์ที่ส่งไปยัง coupler ซึ่งสามารถทำได้โดยการป้อนสัญญาณ input ไปยังเครื่องรับและใช้ output ที่เป็นสัญญาณไฟฟ้าจากเครื่องรับไปขับตัว transmitter และนำสัญญาณไฟฟ้าที่ได้ป้อนเข้าสู่อุปกรณ์ terminal active coupler แสดงตามรูปที่ 2.7.1 Active coupler ไม่ได้เป็นอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องทางแสงโดยเฉพาะ เนื่องจากว่าต้องใช้กำลังทางไฟฟ้าเป็น input และมีการส่งผ่านสัญญาณไฟฟ้าอีกด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6.1 Active Coupler

ความยุ่งยากมากกว่านั้น คือ sample-sounding passive coupler ยากที่จะสร้างดังที่เราเห็นก่อนหน้านี้การส่งผ่านแสงระหว่างเส้น fiber ยากกว่าการส่งกระแสระหว่างสายไฟมากเพราะว่า แสงจะต้องถูกนำทางหรือเดินทางอย่างถูกต้องในเส้น fiber นั่นทำให้การออกแบบ passive coupler เป็นเรื่องยาก

2.6.2 สิ่งจำเป็นสำหรับ coupler

Multiterminal Network (โครงข่ายแบบหลายขั้ว)

ถ้าหากว่า fiber-optic coupler ยากที่จะสร้าง แต่ก็จำเป็นสำหรับการประยุกต์ใช้งาน ที่หลากหลาย เช่นใน ระบบ Network ดังรูป 7 อุปกรณ์มากกว่า 2 ตัวขึ้นไป จะต้องถูกต่อระหว่างกันบน สาย fiber เพียงเส้นเดียว Connectors และ splice เป็นวิธีที่ดีในการรวมสาย เคเบิล เพื่อเชื่อมต่อจุด 2 จุด ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมต่อกันระหว่างจุดตรงข้ามในห้อง หรือไม่ก็ จุดตรงข้ามระหว่างมหาสมุทร Atlantic. Fiber optic (ใยแก้วนำแสง) เป็นสิ่งสำคัญในการสื่อสารระหว่างจุดต่อจุดตราบเท่าที่มีสัญญาณหนึ่งถูกส่งผ่านยังเส้นไฟเบอร์อีกเส้นหนึ่งแต่ถ้าเราจำเป็นต้องต่อจุดที่ 3 ขึ้นมา เช่น เครื่องตอบรับโทรศัพท์ ดังที่กล่าวไว้ก่อนหน้า เราจึงจำเป็นต้องใช้ coupler ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญมากในหลายๆสถานการณ์ และยากสำหรับ fiber optic

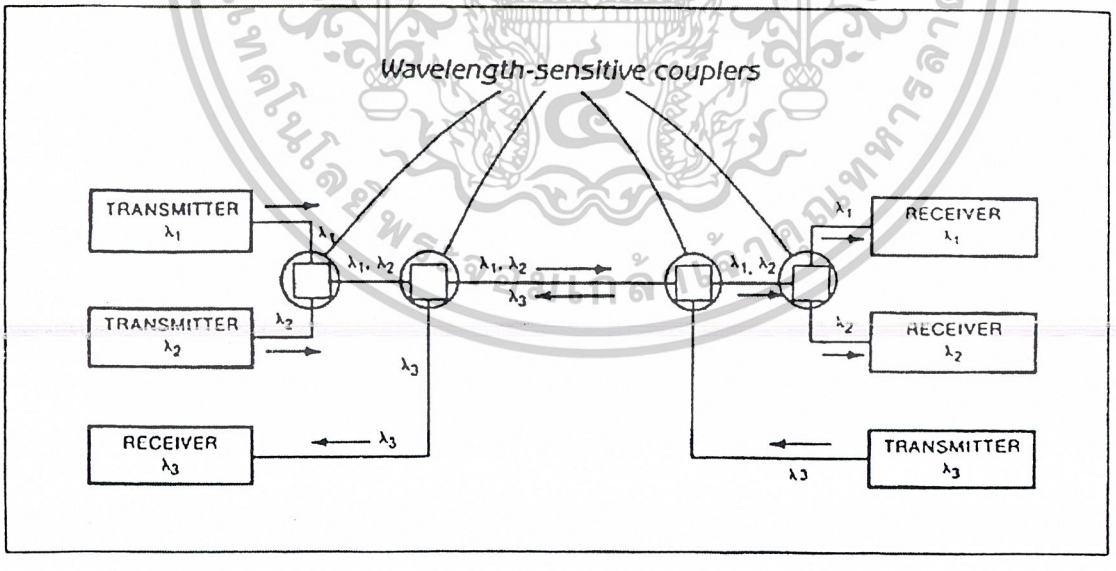
ตัวอย่างที่เป็นมาตรฐานของการประยุกต์ใช้งานที่จำเป็นต้องใช้ coupler คือ Local-area network (LAN) ในระบบจะมีการเชื่อมต่อระหว่างกันกับอุปกรณ์แต่ละชนิด ซึ่งยอมให้อุปกรณ์แต่ละตัวสื่อสารกับอีกตัวได้ เช่น ระบบโครงข่ายโทรศัพท์ ระบบ LAN นั้นอาจจะมีเส้นทางการเชื่อมต่อที่หลากหลาย โครงข่ายแบบวงแหวน (RING) เป็นเพียงตัวอย่างหนึ่งเท่านั้น ในระบบโครงข่ายแบบอื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปกรณ์ปลายทาง (terminal) จะเชื่อมต่อกับ Single data bus ที่นำพาสัญญาณทั้งหมดมา ในบางกรณี สัญญาณทั้งหมดอาจผ่าน Mixer ตัวกลาง หรือ coupler ลักษณะที่เหมือนกันก็คือ โครงสร้างทุกแบบ ไม่ว่าจะเป็นแบบ Ring หรือแบบอื่นๆ ต้องการ coupler เพื่อขยายการเชื่อมต่อของอุปกรณ์สองตัวที่อยู่ห่างกันไกล กับอุปกรณ์ปลายทางจำนวนมาก

Wavelength-Division Multiplex

Coupler ก็เป็นสิ่งจำเป็นในกรณีที่มีการส่งสัญญาณที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกัน 2 ความยาวคลื่นหรือมากกว่า ดังรูป 2.6.2 เทคนิคนี้เรียกว่า wavelength–division multiplexing (WDM) แนวคิด คือ เพื่อที่จะประหยัดสายไฟเบอร์โดยการใช้สายไฟเบอร์เพียงเส้นเดียวในการนำพาสัญญาณหลายสัญญาณที่มีความถี่ต่างกัน สิ่งนี้เป็นไปได้ เนื่องจากว่า แสงที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกัน เดินทางบนเส้นไฟเบอร์เดียวกัน จะไม่กวนกันมากพอที่จะมีผลต่อสัญญาณ couplerใช้เป็นตัวรวมสัญญาณที่ปลายข้างหนึ่งและแยกสัญญาณออกที่ปลายอีกข้างหนึ่ง การแยกสัญญาณนั้นจำเป็นต้องใช้ coupler ใช้เป็นตัวรวมสัญญาณที่ปลายข้างหนึ่งและแยกสัญญาณออกที่ปลายอีกข้างหนึ่ง การแยกสัญญาณนั้นจำเป็นต้องใช้ coupler ที่มีความไว (sensitive) ต่อความยาวคลื่น แสงที่มีความยาวคลื่นแตกต่างกัน จะถูกนำไปตามเส้นทางที่แตกต่างกัน สังเกตว่า สัญญาณทุกสัญญาณสามารถส่งได้ในทิศทางเดียวกันหรือ ในทิศทางที่แตกต่างกัน รูป 2.6.2 สัญญาณถูกส่งไปทางขวาที่ λ_1และ λ_2และทางซ้ายที่ λ_3



รูปที่ 2.6.2 Wavelength Division Multiplexing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 **Basic of Passive Couplers** (พื้นฐาน Passive Coupler)

หลักการพื้นฐานของ Passive Coupler ที่แบ่งสัญญาณเป็น 2 port หรือมากกว่า ก็คือ ผลรวมของกำลัง output จะไม่มากกว่า กำลัง input จากการสังเกต output ของแต่ละอุปกรณ์ coupler จะมี loss เกิดขึ้นเท่ากับอัตราส่วนกำลังงาน output ต่อ กำลังงาน input (ในหน่วยdecibels) ถ้าหากว่ากำลังงานที่ input ถูกแบ่งที่ port output 2 part และเท่ากัน ค่าการสูญเสีย(loss)จะมีค่าน้อยที่สุดคือ 3 dB เพราะว่า กำลังงานที่ input ถูกแบ่งครึ่ง ค่าการสูญเสีย 3 dB นี้เนื่องมาจาก การแบ่งกำลังงาน ค่าการสูญเสียอื่นที่นอกเหนือจากที่กล่าวมาข้างต้นที่เป็นเพียงแค่สมมติฐานหรือทฤษฎีเท่านั้น นั่นก็คือ Excess loss

โดยทั่วไป coupler ที่มี input เพียงหนึ่ง inputแต่ I outputs ผลรวมของ output เป็นผลรวมของ port ทุก port โดยมีค่า เท่ากับ กำลังงาน input ลบด้วย ค่า excess loss เมื่อกำลังงานและค่าการสูญเสียรวมกันในหน่วย decibels

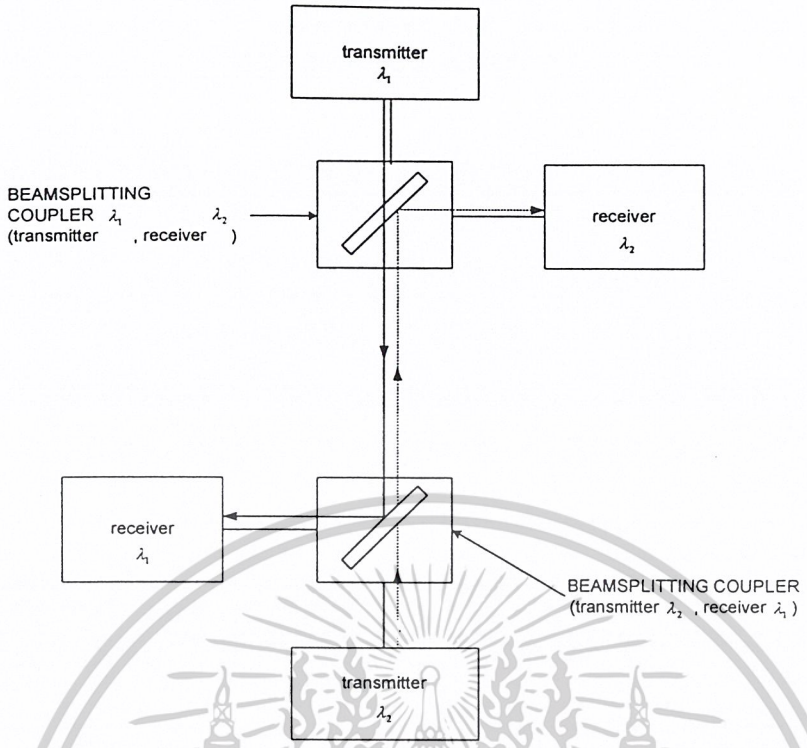
$$\text{INPUT} - \text{EXCESS LOSS} = \sum \text{OUTPUTi}$$

สังเกตว่า โดยทั่วไปแล้ว กำลังงานไม่จำเป็นต้องถูกแบ่งให้เท่ากันเสมอไป ที่ output port ในบางกรณีอาจต้องการกำลังงาน แค่ 10 %ของกำลังงาน input เพื่อปล่อยไปที่ port หนึ่ง และอีก 90% ปล่อยที่อีก port หนึ่ง

2.6.3 **Directional Coupler**

สิ่งที่เปลี่ยนแปลงได้อีกสิ่งหนึ่งในการออกแบบ coupler คือการเดินทางของแสงในทิศทางที่แตกต่างกัน บางชนิดทำงานในทิศทางเดียวเท่านั้น เรียกว่า directional coupler ตัวอย่างอื่นๆ ได้แก่ bidirectional coupler สามารถเดินทางได้ในอีกทิศทางหนึ่ง ในรูป 2.6.3 แสดงตัวอย่างของ T-coupler ทั้ง 2 ชนิด ใน directional coupler ที่ จุด A ของ fiber ทางซ้ายมือจะต้องเป็น input และแยก ที่ output ตรง B และ C ถ้าแสงเดินทางเข้ามาที่ B แสงทั้งหมดจะเดินทางไปยัง A แต่ไม่ยัง C เช่นเดียวกัน coupler ยังสามารถรวม input ที่มาจาก B และ C เป็นสัญญาณเดียวที่ C ได้ แต่ไม่สามารถรวม input จาก A และ B แล้วปล่อยออกมาทาง C ได้ หรือ A และ C ออกทางB ในตัวอย่างนี้แสงที่ถูกนำให้เดินทางใน fiber จะทำให้เกิดทิศทาง ตัวอย่างพื้นฐานของ Bidirectional coupler แสดงในรูป 2.6.3 ใช้การสะท้อนในบริเวณผสมแสงเพื่อแจกจ่ายสัญญาณ input จาก fiber ใดๆของ fiber 3 เส้นไปยังอีก 2 เส้น ที่เหลือ จุดประสงค์ก็เพื่อที่จะแยกสัญญาณ input เพราะฉะนั้น fiber สั้นไหนจะเป็น input หรือ out put ก็ไม่สำคัญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6.3 Bidirectional coupler

นอกจากนี้ coupler ที่ทำหน้าที่เลือกความยาวคลื่น ยังสามารถรวมและแยกสัญญาณแสงที่มีทิศทางแตกต่างกันและเดินทางบนเส้น fiber เส้นเดียวกัน และแบ่งความยาวคลื่นมากกว่า 2 ความยาวคลื่นได้ถ้ามีการออกแบบที่เหมาะสม ประโยชน์ที่สำคัญของ coupler ที่สามารถเลือกความยาวคลื่นได้นี้ คือ มี loss ต่ำ ในขณะที่คลื่นกำลังถูกส่งผ่าน coupler ถูกออกแบบมาเพื่อกำหนด เส้นทางให้แสงที่ที่ความยาวคลื่นที่แตกต่างกันเดินทางไปยังทิศทางที่ต้องการ coupler ชนิด wavelength – selective หรือ coupler ที่ทำหน้าที่เลือกความยาวคลื่นนี้ มีค่าการสูญเสียอยู่ในช่วง 0.1-1.0

2.6.4 Splitter และ Combiners

Coupler สามารถทำหน้าที่ 2 หน้าที่ที่สำคัญในการส่งสัญญาณ บ่อยครั้ง coupler จะแบ่งสัญญาณ input เป็น 2 สัญญาณ หรือมากกว่าเพื่อนำสัญญาณนี้ไปขับอุปกรณ์ที่มีอยู่จำนวนมากให้ทำงาน ในกรณีอื่นๆ coupler สามารถรวมสัญญาณ 2 สัญญาณหรือมากกว่าที่มาจากอุปกรณ์ต่างชนิดกันให้เป็นสัญญาณ input สัญญาณใหม่เพื่อนำไปขับอุปกรณ์ อีกชนิดให้ทำงาน โดยขึ้นอยู่กับเส้นทางที่สัญญาณถูกส่งหรือเดินทาง ถ้าสัญญาณถูกส่งผ่านทั้ง 2 ทิศทางในระบบ coupler ชนิด bidirectional ที่เหมือนกันสามารถจัดให้ทั้ง splitter และ combiner ทำงานได้

2.6.5 Passive And Active Coupling

ความแตกต่างพื้นฐานระหว่าง coupler แบบ Passive และ Active ได้อธิบายไว้ก่อนหน้านี้ แต่จะกล่าวรายละเอียดในภายหลัง อุปกรณ์ Passive เป็นอุปกรณ์ที่ใช้เกี่ยวกับแสงโดยเฉพาะ ทำงานโดย นำพา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่น สะท้อนคลื่น หักเห และส่งผ่านคลื่นแสง อุปกรณ์ passive เหล่านี้ไม่ต้องการพลังงาน input อื่นนอกเหนือจากลำแสง และไม่ต้องมีอุปกรณ์ Active ใดๆ เช่น light emitters หรือ modulators เพียงแค่ติดตั้งอุปกรณ์ที่เกี่ยวกับแสงอื่นๆ เช่น เลนส์ อุปกรณ์ Passive นี้ เป็นได้ทั้ง directional หรือ bidirectional และมีความไว หรือไม่มีต่อความยาวคลื่น(sensitive หรือ insensitive)

coupler ชนิด Active ไม่เป็นอุปกรณ์ทางแสงโดยเฉพาะ เพราะว่ามีทั้ง detector และแหล่งกำเนิดแสงอย่างน้อย 1 ชุด และจำเป็นต้องใช้ input ที่เป็นกำลังงานทางไฟฟ้า เหมือนกับสัญญาณแสง ด้วยโครงสร้างนี้ทำให้ Active coupler ยกระดับสัญญาณ ทำให้กำลังงานรวมที่ output มากว่า input สัญญาณ output ของมันเป็นได้ทั้งไฟฟ้าและแสง

สิ่งที่เหมือนกันก็คือ coupler ในระบบ LAN ที่ตรวจจับ input ที่เป็นสัญญาณแสง และใช้ output ที่เป็นสัญญาณไฟฟ้า ของเครื่องรับ ไปขับให้ทั้ง optical transmitter (เพื่อที่จะประวิงสัญญาณสำหรับ Active coupler ตัวถัดไป) และอุปกรณ์ปลายทาง terminal device (ด้วยสัญญาณไฟฟ้า)

เนื่องจากว่า coupler ทั้งสองนี้มี เครื่องรับต่ออยู่ 1 port Active coupler เป็นแบบมีทิศทางเฉพาะตัว (จะไม่มีการตรวจจับสัญญาณที่เป็น input ถูก detect ไปยัง transmitter) สังเกตว่า อาจใช้ได้ทั้ง Active และ Passive coupler ในบางกรณี เช่น อุปกรณ์ปลายทางที่ส่งและรับสัญญาณบนไฟเบอร์เส้นเดียวกัน ทั้งที่มีหลากหลายความยาวคลื่น

2.6.6 Number of Ports

Coupler แต่ละตัวจะมีจำนวน Port และ port input และ output ที่มีลักษณะเฉพาะ จำนวนเหล่านั้นเป็นตัวบอกชนิดของ coupler เช่น ชนิด n* m ; n คือจำนวนของ input m เป็นจำนวน output สำหรับ bidirectional coupler จำนวน output/input จะกำหนดไว้ตายตัวอยู่แล้ว แต่สำหรับ directional coupler จะขึ้นอยู่กับวิธีการที่ coupler จะถูกติดตั้งไว้ในระบบ bidirectional แบบมี 3 port แสดงได้ดังรูป 9 ตามตัวอย่าง ซึ่งอาจเป็น coupler ชนิด 1*2 หรือ 2*1 จะขึ้นอยู่กับวิธีใช้ของมันใน network coupler ชนิด T เป็นแบบ 1*2 หรือ 2*1 ใกล้เคียงกับ coupler ชนิด 2*2 ที่มี 2 input และ 2 output และบ่อยครั้งที่หน้าที่ของ T coupler จะมี 1 port input และ 1 port output ไม่ได้ใช้งาน ใน coupler แบบ star จำนวนของ n และ m จะมีจำนวนมากขึ้น และเท่ากันเสมอ เนื่องจากค่าในทางปฏิบัติแล้ว input และ output จะเชื่อมต่ออุปกรณ์ปลายทางตัวเดียวกัน

Type of Fiber

ชนิดของไฟเบอร์ที่ใช้เป็นปัญหาในการออกแบบและการเลือก coupler เทคนิคการ coupling เส้นใย(fiber) บางครั้งจะทำได้ดี ใน fiber แบบ single-mode เท่านั้น นอกนั้น เป็น fiber ชนิด multimode โดยทั่วไป ถ้า work ใน multimode แล้วจะ work ใน single mode ด้วย ถึงแม้ว่าอาจจะไม่มีประสิทธิภาพก็จะใช้ fiber แบบ single-mode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 สายเคเบิลเส้นใยแก้ว

การนำเส้นใยแก้วมาใช้งานจริง ต้องคำนึงถึงความปลอดภัยที่อาจเกิดขึ้นกับเส้นใยแก้วเป็นหลัก เพราะเส้นใยแก้วมักทำมาจากวัสดุประเภทแก้ว จึงง่ายต่อการแตกหักในขณะเคลื่อนย้ายหรือทำการติดตั้ง ดังนั้น เส้นใยแก้วจึงต้องถูกห่อหุ้มด้วยวัสดุต่างๆหลายชั้น เพื่อทำให้เกิดความแข็งแรงเหมาะสมกับการใช้งาน ในกรณีของเส้นใยแก้วที่ใช้ในห้องทดลอง หรือเชื่อมต่อกันระยะทางใกล้ๆ ตังเส้นใยอาจถูกหุ้มด้วยพลาสติกหรือวัสดุประเภทฉนวนที่มีความหนาพอประมาณ ทำให้มีลักษณะคล้ายสายไฟ แต่ในการเชื่อมโยงในระยะทางไกลๆ ความแข็งแรงถือเป็นสิ่งสำคัญ จึงต้องมีการห่อหุ้มเส้นใยด้วยวัสดุหลายๆชั้นตามโครงสร้างที่ออกแบบในลักษณะของสายเคเบิล2.7.1ข้อคำนึงในการออกแบบสายเคเบิลใยแก้ว

สายเคเบิลเส้นใยแก้วที่ดี ต้องได้รับการออกแบบให้ ผู้ติดตั้งหรือช่างเทคนิคทั่วไป (ที่อาจไม่มีความเกี่ยวกับทฤษฎีเส้นใยแก้วเลย) สามารถทำงานได้เช่นเดียวกับการติดตั้งสายเคเบิลธรรมดา นั่นคือ อุปกรณ์ที่ใช้ เทคนิคที่ใช้ รวมทั้งเงื่อนไขในการระมัดระวัง ขณะทำการติดตั้ง จะต้องมีลักษณะใกล้เคียงกับการติดตั้งสายเคเบิลชนิดอื่นๆ ข้อคำนึงในการพิจารณาออกแบบโครงสร้างสายเคเบิลใยแก้ว พอจำแนกออกเป็นหัวข้อย่อยๆได้ดังนี้

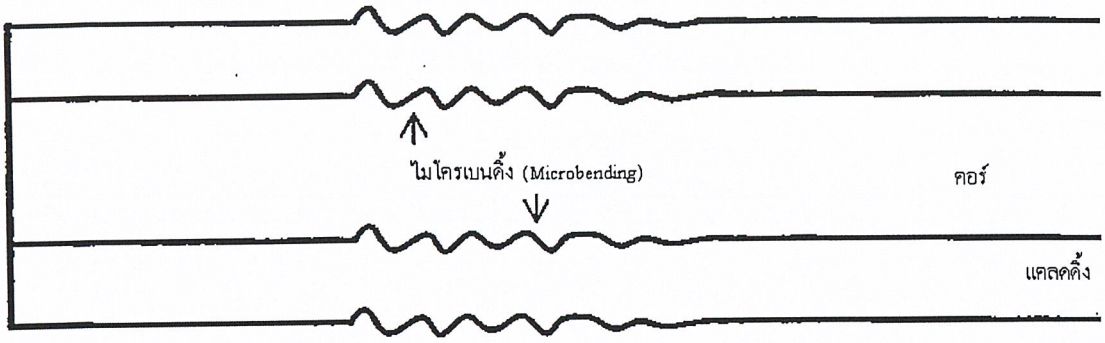
1)ป้องกันการแตกหักของเส้นใย

วัสดุที่ใช้ห่อหุ้มเส้นใยในสายเคเบิลใยแก้ว อาจมีหลายชนิด หรือทำเป็นหลายๆชั้นทั้งนี้เพื่อลดแรงกระแทกที่อาจเกิดขึ้นบนสายเคเบิลจากเหตุการณ์ต่างๆ อันจะส่งผลให้แรงอัดที่ส่งต่อจากผิวนอกของสายเคเบิลไปยังเส้นใยแก้วมีค่าน้อยมากหรือแทบไม่มีเลย สายเคเบิลที่ดีควรมีการกำหนดสเป็คของแรงกระแทกสูงสุดที่สายเคเบิลสามารถทนทานได้ ซึ่งจะทำให้ผู้ใช้มีความระมัดระวังในการใช้งานมากขึ้น นอกจากนี้วัสดุห่อหุ้ม จะต้องถูกซีลอย่างดีเพื่อป้องกันการผุกร่อนของเส้นใยหรือบางส่วนของสายเคเบิลอันเนื่องมาจากผลของสภาพแวดล้อมเอง

2)รักษาคุณสมบัติการนำสัญญาณ

การนำวัสดุอื่นมาห่อหุ้มเส้นใยแก้ว ต้องระวังมิให้เกิดการลดทอนประสิทธิภาพการนำสัญญาณของเส้นใยแก้ว สาเหตุที่อาจทำให้คุณสมบัติการนำสัญญาณมีประสิทธิภาพต่ำลงอาจเกิดจากกระบวนการไมโครเบนดิ้ง(microbending)ซึ่งเป็นผลมาจากกระบวนการหุ้มเส้นใยด้วยโค้ดดิ้ง ที่ปล่อยให้เส้นใยแก้วแข็งตัว(หรือเย็นตัวลง) โดยไม่มีการควบคุมกรรมวิธีหรืออุณหภูมิที่ถูกต้อง ทำให้แต่ละส่วนของวัสดุที่หุ้มเส้นใยแข็งตัวลงไม่พร้อมกัน จนเกิดเป็นแรงกระทำต่อเส้นใยแก้วบางส่วน โดยเฉพาะรอยต่อระหว่างคอร์กับแคลดดิ้ง ทำให้เกิดเป็นไมโครเบนดิ้งได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7.1 ภาพแสดงการเกิดไมโครเบนดิ้งบริเวณรอยต่อระหว่างคอร์กับแคลดดิ้ง

3) มีความคงทน แข็งแรง

การติดตั้งสายเคเบิลที่ระยะทางไกล มักจะต้องทำการยึดสายเคเบิลระหว่างเสาเช่นเดียวกับสายไฟ ตัวสายเคเบิลเองก็มีน้ำหนักในตัวมันเองพอสมควรซึ่งเรียกว่าaxial load หากระยะห่างระหว่างเสามีมาก สายเคเบิลก็จะมีน้ำหนักมาก ทำให้ตัวสายเคเบิลยืดออกตามแรงหรือน้ำหนักที่รับอยู่หลังติดตั้ง และจะค่อยๆยืดออกเมื่อเวลาผ่านไปนานๆ ในกรณีสายเคเบิลไฟฟ้า ส่วนยืดของสายเคเบิลที่เกิดขึ้น จะมีค่าได้มากถึง 20-40 เปอร์เซ็นต์ แต่สำหรับสายเคเบิลใยแก้วธรรมดาที่แข็งแรงแล้ว ไม่ควรจะเกิดความยืดของสายมากกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ มิฉะนั้นเส้นใยแก้วจะแตกหักได้ ในขณะที่เส้นใยแก้วที่มีคุณภาพสูงจะอนุญาตให้เกิดการยืดตัวของสายเคเบิลได้เพียง 0.5-1 เปอร์เซ็นต์ และเนื่องจากเส้นใยแก้วมีความบอบบางมากในทางปฏิบัติ สายเคเบิลใยแก้วที่ติดตั้งแล้ว จะอนุญาตให้เกิดการยืดตัวของสายได้สูงสุดเพียง 0.2 เปอร์เซ็นต์เท่านั้น ในการทำให้สายเคเบิลใยแก้วมีความคงทนแข็งแรง และรับน้ำหนักได้มากโดยที่เกิดการยืดตัวน้อย จะใช้วัสดุที่ทนแรงดึงได้สูงเช่น โลหะ เป็นแกนสำหรับรับแรงดึงของสาย แต่ในบางครั้งการใช้โลหะเป็นแกนเคเบิล อาจทำให้เกิดผลของการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า จากสภาพแวดล้อมได้ จึงหลีกเลี่ยงโดยการนำวัสดุประเภทเคฟล่า (Kevlar) มาใช้แทนหรือโดยการอัดหรือพันเกลียวจนแน่น เคฟล่าเองมีคุณสมบัติการเป็นฉนวนที่ดีและมีความแข็งแรงสูง อีกทั้งยังป้องกันหรือช่วยลดผลกระทบจากการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI:Electromagnetic Interference)ได้ดีอีกด้วย ตัวอย่างของสายเคเบิลประเภทนี้ได้แก่ สายเคเบิลใยแก้วชนิดที่ใช้ภายในอาคาร ที่ต้องมีการเดินสายเคเบิลร่วมกับสายไฟฟ้าอื่นๆ ไปด้วยกัน เป็นต้น

4)สะดวกในการติดตั้งและซ่อมแซม

นอกเหนือจากการเลือกใช้วัสดุและการออกแบบโครงสร้างของวัสดุในสายเคเบิล ที่ก่อให้เกิดความแข็งแรงทนทานแล้ว ยังต้องคำนึงถึงการสร้างสรรค์ส่วนประกอบภายในสายเคเบิล ให้เอื้ออำนวยต่อการติดตั้งและซ่อมแซมด้วย สายเคเบิลที่ประกอบด้วยเส้นใยแก้วจำนวนมาก จำเป็นต้องมีการระบุโค๊ดสีของเส้นใยที่แตกต่างกัน ทำให้ทราบว่าเส้นใยแก้วสีไหนกำลังใช้งานอะไรอยู่โดยทั่วไปจะใช้สีของโค๊ดติ้ง (coating)หรือเยื่อหุ้มเส้นใยแก้วเป็นเกณฑ์ นอกจากนั้นสายเคเบิลใยแก้ว อาจมีส่วนของลวดทองแดงหรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายไฟแทรกอยู่นอกเหนือจากเส้นใยโคดๆ สายไฟที่แทรกอยู่นี้หากมิได้ถูกออกแบบมาให้เป็นสายนำสัญญาณสำหรับใช้งานก็จะใช้เป็นเพียงสายสัญญาณชั่วคราว ไว้เชื่อมต่อระหว่างสถานี ในกรณีที่เส้นใยแก้วบางเส้นชำรุดไม่สามารถใช้งานได้ หรืออาจใช้เป็นสายสัญญาณสำหรับการสื่อสารระหว่างสถานีกับวิศวกรสนาม ในขณะที่ทำการติดตั้ง หรือซ่อมซอม สายเคเบิลภายนอกอยู่

2.8.2 สายเคเบิลใยแก้วประเภทต่าง ๆ

การจัดแบ่งประเภทของสายเคเบิลใยแก้วอาจมีหลักการในการจำแนกออกได้หลายลักษณะในที่นี้จะกล่าวถึงการจำแนกสายเคเบิลใยแก้วเพียงสองลักษณะ คือ การจำแนกตามลักษณะโครง สร้างของสายเคเบิลและการจำแนกตามประเภทของการใช้งาน

โครงสร้างของสายเคเบิลมักจะถูกออกแบบตามชนิดการใช้งานแต่ละประเภท เพื่อทำให้สายเคเบิลใยแก้วมีราคาที่เหมาะสม สายเคเบิลที่มีโครงสร้างแบบง่าย ๆ จะมีราคาถูกกว่าสายเคเบิลที่มีโครงสร้างที่ซับซ้อน โดยปกติราคาของสายเคเบิลมักถูกกำหนดมาจากโครงสร้างและวัสดุที่ใช้ทำสายเคเบิล มากกว่าวัสดุที่ใช้ทำเส้นใยแก้วเองเสียอีก การจำแนกสายเคเบิลตามโครงสร้างอาจจำแนกออกได้เป็นดังนี้

(1) ชนิดเส้นเดี่ยวท่อหลวม (single-fiber loose buffer)



(ก) ท่อหลวมธรรมดา **(ข) ท่อหลวมที่เติมเจลเหลวไว้ในท่อ**

รูปที่ 2.7.2 สายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิดเส้นเดี่ยวท่อหลวม

โครงสร้างของสายเคเบิลชนิดเส้นเดี่ยวท่อหลวม จะประกอบด้วยเส้นใยแก้วเพียงเส้นเดียว ทำให้สายเคเบิลมีขนาดเล็กคล้ายสายไฟธรรมดา ตัวเส้นใยแก้วจะบรรจุอยู่ภายในท่อทรงกระบอกที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่พอที่จะทำให้เส้นใยแก้ว สามารถเคลื่อนที่ไปมาได้อย่างอิสระอยู่ภายใน ดังแสดงในรูปที่ 2.7.2 (ก) โดยปกติท่อทรงกระบอกนี้ มักทำจากวัสดุประเภทพลาสติกที่มีความทนทานแข็งแรง แต่มีความยืดหยุ่นโค้งงอได้ง่าย และมีอายุการใช้งานยืนยาว

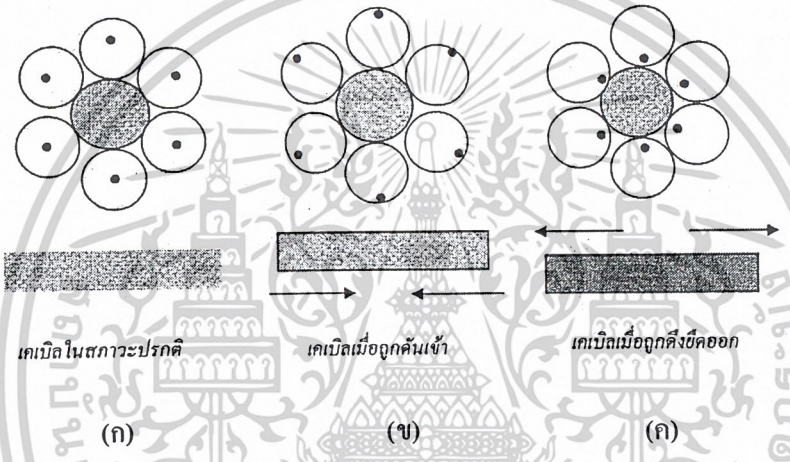
ภายในท่อทรงกระบอกมักจะปล่อยว่างไว้แต่ในบางครั้งจะบรรจุสารที่มีลักษณะคล้ายขี้ผึ้ง หรือเยลลี่เหลวไว้ สารนี้ต้องมีสภาพเป็นกลางทางเคมี และมีความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

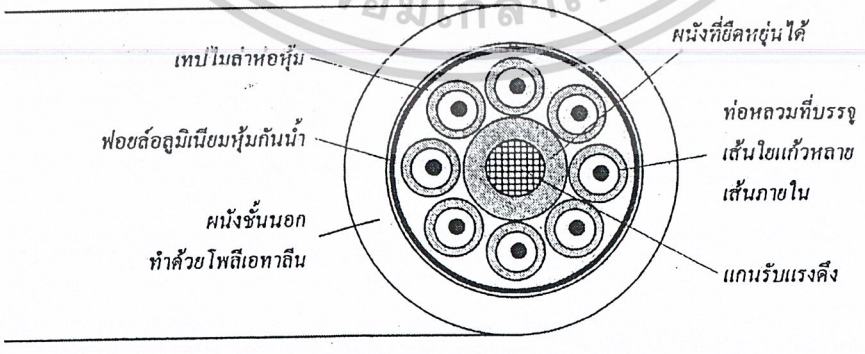
ระหว่าง -30 ถึง 170 องศาเซลเซียส ได้โดยยังคงรักษาสภาพเดิมไว้ (ไม่แข็งตัวที่อุณหภูมิเย็นจัดและไม่เหลวละลายเมื่ออุณหภูมิสูง) ท่อทรงกระบอกทำหน้าที่ปกป้องอันตรายและรับแรงกระแทกที่อาจเกิดกับเส้นใยแก้ว รวมทั้งทำหน้าที่เป็นตัวยึดหดของสายเคเบิลแทนเส้นใยแก้วอีกด้วย

ในการทำเป็นสายเคเบิลท่อทรงกระบอกจะถูกห่อหุ้มด้วยฉนวนอีกชั้นหนึ่ง ทำให้มีความคงทนแข็งแรงแต่โดยทั่วไปโครงสร้างดังกล่าวไม่นิยมนำมาทำเป็นสายเคเบิลเส้นเดียวมากนัก แต่จะนำไปรวมกับเส้นใยแก้วอื่นๆเพื่อทำเป็นสายเคเบิลเส้นรวมมากกว่า

(2) ชนิดเส้นรวมท่อหลวม (multi-fiber loose buffer)



รูปที่ 2.7.3 สายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิดเส้นเดี่ยวท่อหลวม



รูปที่ 2.7.4 ตัวอย่างโครงสร้างของสายเคเบิลชนิดเส้นรวมชนิดหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากเรานำเส้นใยแก้วชนิดท่อหลวมมารวมกันหลาย ๆ เส้น เป็นวงกลมดังรูปที่ 2.7.3 จะได้สายเคเบิลเส้นเดียวที่มีเส้นใยแก้วหลายเส้นร่วมกัน

ข้อดีของเส้นใยแก้วชนิดท่อหลวมคือมีความทนทานต่อแรงกระทำสูง ในรูปที่ 2.7.3 (ก) เป็นสภาวะปกติของสายเคเบิลที่ไม่มีแรงใด ๆ มากระทำ เส้นใยแก้วแต่ละเส้นจะรักษาสมดุลอยู่ในตำแหน่งที่เป็นจุดกึ่งกลางท่อ เมื่อมีแรงมากระทำจนทำให้สายเคเบิลเกิดการยืดตัวออกหรือมีความยาวมากขึ้น จะเกิดแรงกระทำภายนอก ทำให้ตำแหน่งของเส้นใยแก้วเลื่อนเข้าสู่จุดศูนย์กลางของสายเคเบิลดังรูปที่ 2.7.3 (ข) ในทำนองเดียวกัน หากสายเคเบิลมีการหดตัวหรือเกิดแรงดันจากปลายสองข้างเข้าหากัน เส้นใยแก้วจะเลื่อนตำแหน่งออกจากจุดศูนย์กลางสู่เส้นรอบวงของสายเคเบิล เหตุการณ์ของแรงกระทำภายนอกที่เกิดขึ้นทั้งในรูปที่ 2.7.3 (ข) และ (ค) จะมีผลกระทบกับสายเคเบิลโดยตรง ในขณะที่เส้นใยแก้วเองแทบไม่มีแรงกระแทกเกิดขึ้นเลย เนื่องจากการผ่อนแรงที่เกิดมาจากการเคลื่อนไหวได้อย่างอิสระดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

ลักษณะโครงสร้างพื้นฐานของสายเคเบิลใยแก้วชนิดเส้นรวม แสดงดังรูปที่ 2.7.4 โดยจะมีเทปพันรอบท่อเส้นใยแก้วก่อนถูกห่อหุ้มด้วยแผ่นอะลูมิเนียมบางเพื่อป้องกันน้ำเข้า อีกทั้งยังทำให้สายเคเบิลทนแรงดันน้ำได้ระดับหนึ่งฉนวนภายนอกที่ห่อหุ้มสายเคเบิลนิยมใช้วัสดุที่เป็นพลาสติก ประเภทโพลีเอทธิลีน (Polyethylene : PE) เพราะมีความแข็งแรง ยืดหยุ่นและทนแรงดันได้สูง

(3) ชนิดท่อแน่น (Tight buffer)



(ก) ท่อแน่น (ข) ท่อหลวม

รูปที่ 2.7.5 ภาพเปรียบเทียบของสายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิด (ก) ท่อแน่น และ (ข) ท่อหลวม

หากเส้นใยแก้วเดี่ยวถูกเคลือบด้วยวัสดุฉนวนที่มีความหนาพอที่จะป้องกันอันตรายและแรงกระแทกต่ำ ๆ ที่อาจเกิดแก่เส้นใยได้ จะเรียกสายเคเบิลชนิดนี้ว่าเป็นแบบท่อแน่น บางครั้งฉนวนที่เคลือบเส้นใยแก้วอาจมีมากกว่าหนึ่งชั้น สายเคเบิลชนิดนี้ทำง่ายราคาถูกเพราะไม่ต้องคำนึงถึงเรื่องโครงสร้างมากนัก ตัวฉนวนเองต้องมีความแข็งแรงพอที่จะทนทานแรงดึงต่าง ๆ ได้ สายเคเบิลชนิดท่อแน่นมีทั้งที่เป็นเส้นเดี่ยว และเส้นรวม (คือนำมารวมกันตามโครงสร้างในแบบที่2) สายเคเบิลชนิดนี้มักนิยมใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

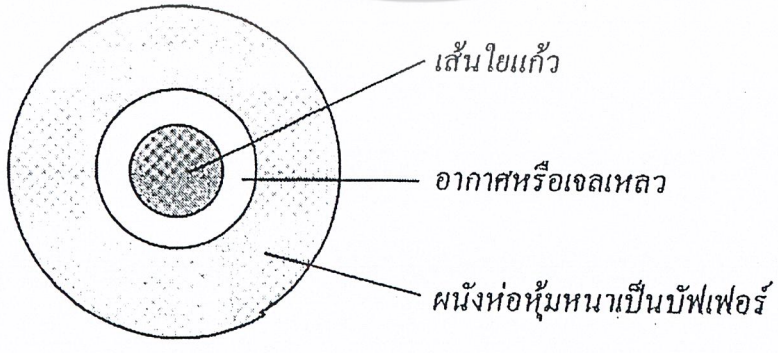
ภายในอาคาร (Indoor Cable) เพราะสภาพแวดล้อมมีผลต่อสายเคเบิลน้อยมาก ฉนวนภายนอกของสายเคเบิลมักเป็นพลาสติกชนิดพีวีซี (PVC : Polyinylchloride)

ข้อเสียที่เด่นชัดของสายเคเบิลชนิดท่อแน่นก็คือ สามารถทนแรงกระทำภายนอกได้น้อยกว่าชนิดท่อหลวมมาก จึงมีผู้คิดออกแบบสายเคเบิลชนิดท่อผสมขึ้น โดยเว้นช่องว่างระหว่างเส้นใยแก้วกับฉนวนหุ้มไว้เพียงเล็กน้อยเพื่อเปิดพื้นที่ให้เส้นใยแก้วได้เคลื่อนไหวแบบอิสระได้บ้าง ทำให้สามารถทนแรงกระทำได้เพิ่มขึ้นอีกเล็กน้อย การเว้นช่องว่างไว้เพียงเล็กน้อยก็เพื่อควบคุมต้นทุนการผลิตให้ต่ำไว้นั่นเอง

ตารางที่ 2.7.1 การเปรียบเทียบโครงสร้างแบบท่อแน่นกับท่อหลวมในสายเคเบิลเส้นใยแก้ว

รัศมีความโค้งของสาย	**ชนิดท่อแน่น** โค้งได้มาก – มีรัศมีความโค้งน้อยกว่า	**ชนิดท่อหลวม** โค้งได้น้อย – มีรัศมีความโค้งมากกว่า
ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง	มีขนาดเล็กกว่า	มีขนาดใหญ่กว่า
การรับแรงดึง	รับแรงดึงได้น้อยกว่า	รับแรงดึงได้มากกว่า
การทนแรงกระแทก	ทนได้มากกว่า	ทนได้น้อยกว่า
การทนแรงอัด	ทนได้มากกว่า	ทนได้น้อยกว่า
การเปลี่ยนแปลงค่าการลดทอน	เปลี่ยนแปลงได้ง่ายกว่า	เปลี่ยนแปลงได้น้อยกว่า
สัญญาณที่อุณหภูมิต่ำ		

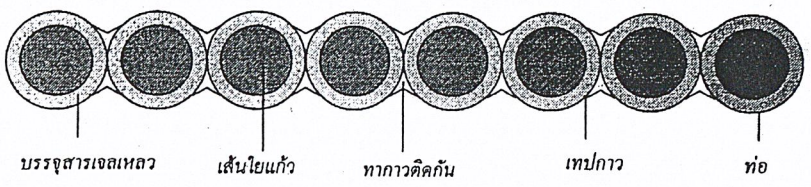
การเปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อย เมื่อคำนึงถึงโครงสร้างของเส้นใยแก้ว ระหว่างชนิดท่อแน่นและท่อหลวม แสดงดังตารางที่ 2.7.1 ซึ่งคุณสมบัติด้านดีของโครงสร้างทั้งสองชนิด สามารถนำมารวมกันเพื่อออกแบบสร้างเส้นใยแก้วชนิดผสมหรือ composite buffer โดยลดช่องว่างอากาศในชนิดท่อหลวมลง และเพิ่มผนังท่อให้หนาและมีโครงสร้างแบบท่อแน่นมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.7.6



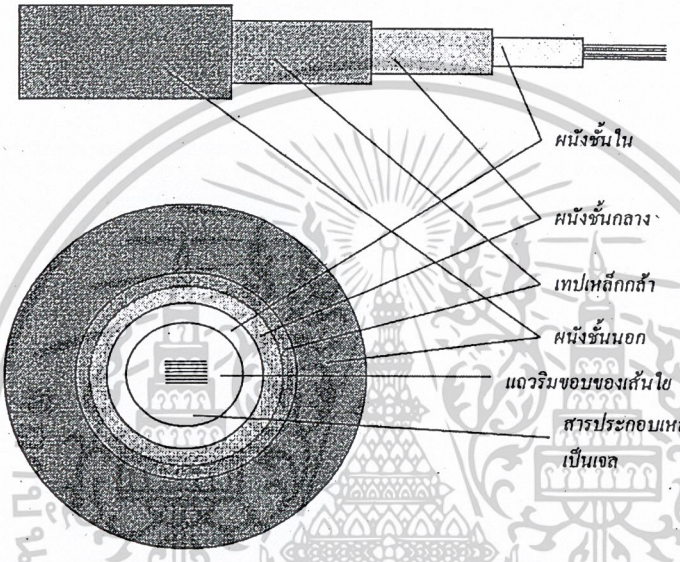
รูปที่ 2.7.6 สายเคเบิลเส้นใยแก้วชนิดผสมหรือ composite buffer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(4) ชนิดแถบแถบ (Ribbon Type)



(ก) เส้นใยแก้ว 8 เส้นใน 1 แถว



(ข) ส่วนประกอบชั้นต่างๆของเส้นใยนำแสง

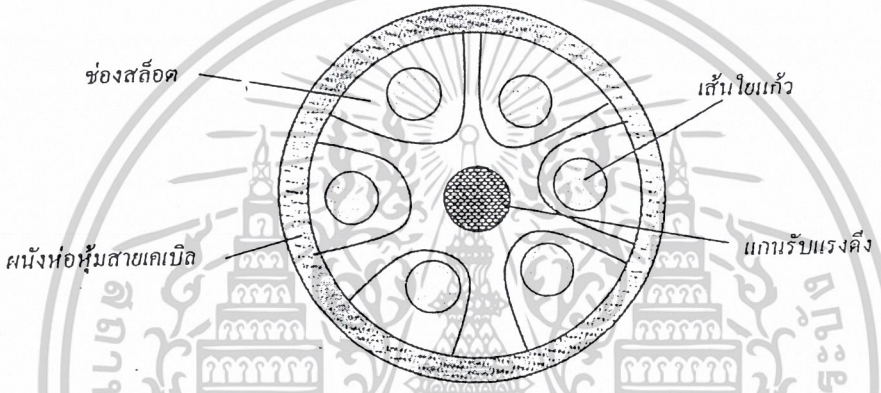
รูปที่ 2.7.7 สายเคเบิลชนิดแถบแบน

การจัดวางของเส้นใยแก้วชนิดแถบแบนจะใช้การเรียงเส้นใยแก้วหลายเส้น (แต่มักไม่เกิน12เส้น) ในแนวเดียวกันเป็นเส้นตรง โดยใช้กาวเป็นตัวยึดระหว่างเส้นใยแก้ว ดังรูปที่ 2.7.7(ก) จากนั้นจะนำแถบเส้นใยมาวางซ้อนกันเป็นชั้น ๆ อยู่ในแนวกึ่งกลางของสายเคเบิลในลักษณะท่อหลวม ที่มีสารขี้ผึ้งบรรจุอยู่ และหมุนเป็นเกลียวตามความยาวของเคเบิล ฉนวนที่หุ้มเส้นใยแก้วอาจทำเป็นชั้น ๆ สลับกับส่วนของโลหะเพื่อเพิ่มความแข็งแรง ดังแสดงในรูปที่ 2.7.7(ข) สายเคเบิลชนิดนี้สามารถบรรจุเส้นใยแก้วได้มากถึงกว่า 50 เส้น ข้อเสียของสายเคเบิลชนิดนี้คือ ไม่สามารถรับน้ำหนักได้มาก และมีความทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมได้ไม่ดี จึงนิยมใช้ในพื้นที่ที่มีความหนาแน่นของตัวกลางส่งข้อมูลสูง และมีระยะทางเชื่อมต่อกันไม่ไกลนัก เช่น ภายในอาคาร และใช้กับระบบควบคุมในโรงงานอุตสาหกรรม เป็นต้น อนึ่ง เส้นใยแก้วชนิดแถบนี้มีใช้มากในประเทศญี่ปุ่น ในขณะที่ในเมืองไทยแทบไม่มีการใช้งานให้เห็นเลย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(5) ชนิดแบ่งสล็อต (Slot Type)

โครงสร้างพื้นฐานของการจัดวางเส้นใยแก้วชนิดแบ่งสล็อต แสดงดังรูปที่ 2.7.8 ประกอบด้วยแกนอโลหะ ทำหน้าที่รับน้ำหนักและแรงดึงในแนวแกนกลาง รอบ ๆ แกนกลางจะถูกหล่อเป็นร่องหรือสล็อตที่แข็งแรง เพื่อใช้เป็นเกราะป้องกันแรงกระทำภายนอกมิให้ส่งผลต่อเส้นใยแก้วที่บรรจุอยู่ในช่องสล็อตได้ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของสายเคเบิลประเภทนี้ มักจะมีขนาดเล็กกว่าสายเคเบิลประเภทอื่นที่มีจำนวนของเส้นใยแก้วเท่านั้น เมื่อทำการเปรียบเทียบกับสายเคเบิลชนิดท่อหลวม สายเคเบิลชนิดแบ่งสล็อตจะใช้ต้นทุนในการผลิตต่ำกว่าแต่ก็มีข้อเสียตรงที่มีความแข็งแรงทนทานต่ำกว่า



รูปที่ 2.7.8 โครงสร้างของสายเคเบิลชนิดแบ่งสล็อต

2.7.4 การจัดแบ่งสายเคเบิลใยแก้วตามประเภทการใช้งาน

หากทำการแบ่งชนิดของสายเคเบิลตามประเภทการใช้งาน อาจจำแนกออกได้หลายชนิดขึ้นกับสภาพการใช้งานในแต่ละรูปแบบโดยทั่วไปพอจะแบ่งออกคร่าวๆได้ดังนี้

(1) สายเคเบิลภายในอาคาร (Indoor Cables)

สายเคเบิลใยแก้วที่ใช้ภายในอาคารทั่วไปมักมีขนาดเล็ก และมีปริมาณของเส้นไยแก้วบรรจุอยู่ไม่มากนัก โครงสร้างของสายเคเบิลมักเป็นแบบท่อแน่นหรือแบบผสมระหว่างท่อแน่นกับท่อหลวม และมักจะไม่มีส่วนประกอบของโลหะอยู่เลย สายเคเบิลเส้นใยแก้วภายในอาคาร นิยมใช้กับงานที่เกี่ยวกับระบบเครือข่ายคอมพิวเตอร์หรือแลน (LAN) และอุปกรณ์ประเภทเครื่องมือวัดทั้งหลาย เป็นต้น

(2)สายเคเบิลภายนอกอาคาร (Outdoor Cables)

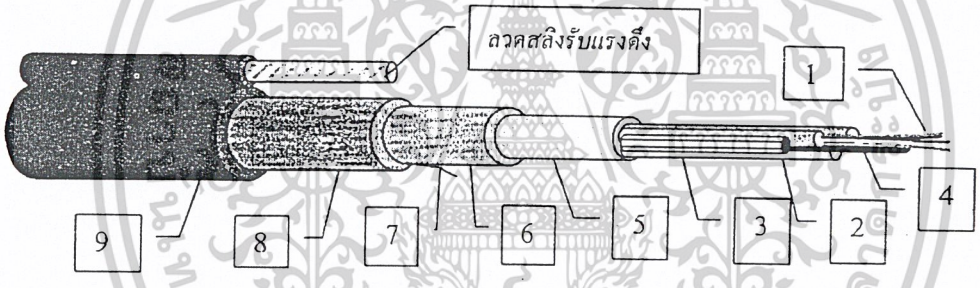
สายเคเบิลภายนอกอาคารจะใช้ต่อจากสายเคเบิลภายในอาคาร โดยมีรัศมีไม่ห่างจากตัวอาคารไม่มากนัก โครงสร้างของสายเคเบิลแบบนี้มักเป็นแบบท่อแน่น ที่ห่อหุ้มด้วยผนังที่มีความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทนทานต่อการเปลี่ยนแปลงของสภาพแวดล้อมได้สูง หรืออาจเป็นลักษณะของท่อหลวมที่มีเส้นใยแก้วอยู่ระหว่าง 2-24 เส้นบรรจุอยู่ในสายเคเบิลตามโครงสร้างปกติทั่วไป

(3) สายเคเบิลระหว่างอาคาร (Intrabuilding, Arial Cables)

ในการเชื่อมโยงสายเคเบิลเส้นใยแก้วระหว่างอาคาร ที่มีระยะห่างไม่มากนัก มักใช้สายเคเบิลที่มีโครงสร้างแบบท่อหลวม เพราะสามารถรับแรงดึงได้ดี ซึ่งบางครั้งต้องทำการแขวนโยงสายเคเบิลประเภทนี้ระหว่างเสา จึงอาจเรียกชื่อเป็นแบบอากาศ (Aerial Cables) สายเคเบิลประเภทนี้จำเป็นต้องมีแกนรับแรงดึงประกอบอยู่ และภายในท่อหลวมหนึ่งท่อ อาจบรรจุเส้นใยแก้วหลายเส้นรวมกัน เรียกว่า MFPT (multifiber per tube) สายเคเบิลชนิดหนึ่งที่นิยมใช้ในการแขวนโยงระหว่างเสา จะมีรูปร่างในภาคตัดขวางคล้ายรูปเลขแปด จึงมีชื่อเรียกว่าแบบฟิกเกอร์เอท (Figure - 8 cable) ดังรูปที่ 2.7.9 สายเคเบิลระหว่างอาคารนี้มักใช้กับปริมาณข้อมูลที่มากขึ้น ในบางครั้งการเชื่อมโยงสายเคเบิลระหว่างอาคาร อาจใช้วิธีการฝัง ทั้งการฝังโดยตรง (direct buried cable) หรือแบบร้อยท่อ (duct cable) เพื่อสร้างความเป็นระเบียบและทัศนียภาพที่ดี บางคนจึงเรียกสายเคเบิลแบบนี้ว่าแบบใต้ดิน (Underground Cables)



รูปที่ 2.7.9 โครงสร้างของสายเคเบิลชนิด Figure – 8 ที่มีส่วนประกอบคล้ายกับตารางที่ 2.7.1

(4) สายเคเบิลแบบลูกผสม (Hybrid cables)

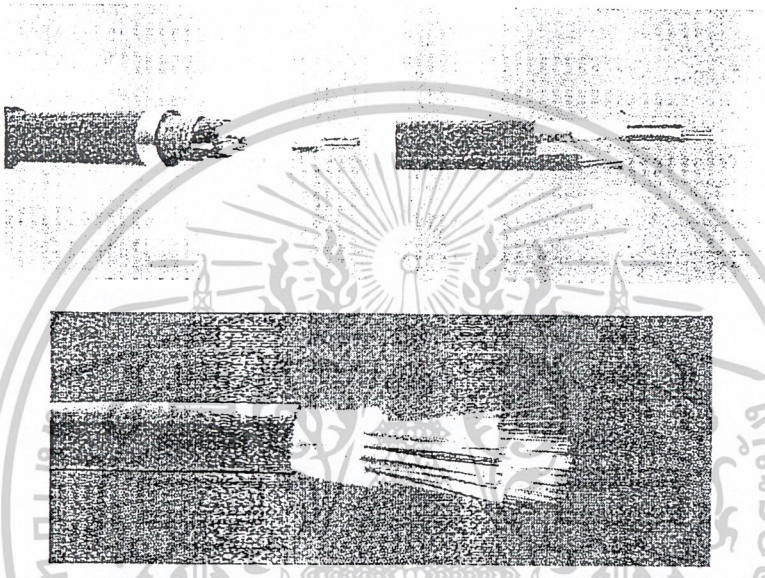
สายเคเบิลแบบลูกผสมหรือแบบไฮบริด เป็นสายเคเบิลที่มีเส้นใยแก้วและสายไฟทองแดงอยู่รวมกัน โดยเส้นใยแก้วมักใช้สำหรับการใช้งานสื่อสารข้อมูล ในขณะที่สายไฟทองแดงใช้เป็นสื่อนำพลังงานไฟฟ้าไปสู่จุดหมาย เสมือนเป็นสายไฟฟ้ากำลังต่ำ ๆ ไปในตัว ทำให้ประหยัดในการเลือกใช้สายเคเบิล ในบางครั้งตัวนำทองแดงอาจถูกใช้สำหรับเป็นสายดินหรือสายกราวด์ สำหรับระบบไฟฟ้าในสถานีที่สายเคเบิลพาดผ่าน ซึ่งเส้นใยแก้วในกรณีหลังนี้จะมีชื่อเรียกว่าแบบ OFWG (Optical Fiber with Ground Wire) ซึ่งในเมืองไทยก็มีใช้งานอยู่บ้างเหมือนกัน โดยเฉพาะหน่วยงานที่เกี่ยวกับการส่งระบบไฟฟ้ากำลัง

(5) สายเคเบิลใต้น้ำ (Submarine Cables)

ในการสื่อสารข้อมูลระหว่างประเทศหรือระหว่างภูมิภาคใหญ่ ๆ ที่จำเป็นต้องใช้แนวทางผ่านมหาสมุทร จะใช้สายเคเบิลเส้นใยแก้วใต้น้ำ สายเคเบิลชนิดนี้มักประกอบด้วยโครงสร้างของท่อหลวม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

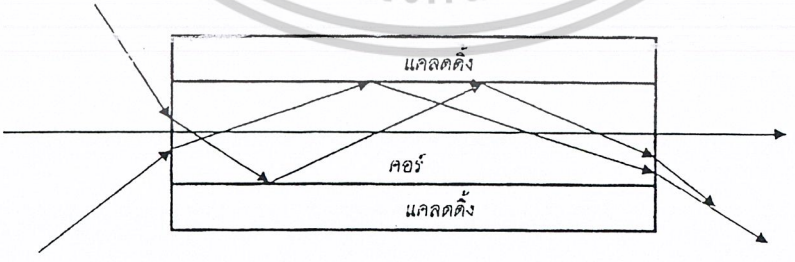
หลาย ๆ ท่อ รวมกันอยู่ในสายเคเบิลเส้นเดียวกัน สายเคเบิลหนึ่งเส้นอาจมีเส้นใยแก้วมากถึง 144 เส้น จึงทำให้มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางค่อนข้างใหญ่กว่าสายเคเบิลประเภทอื่น แต่ก็ไม่ถือว่าใหญ่มากเมื่อเทียบกับสายเคเบิลทองแดงทั่วไป สายเคเบิลประเภทนี้อาจมีลักษณะเป็นแบบลูกผสมหรือไฮบริด เพราะต้องใช้สายตัวนำทองแดง ส่งกำลังไฟฟ้าไปยังสถานีทวนสัญญาณที่อยู่ใต้ทะเล ที่สำคัญโครงสร้างของสายเคเบิลใต้น้ำจะซับซ้อนกว่าสายเคเบิลอื่น เพราะต้องทนต่อแรงกดของน้ำมาก ๆ ได้เป็นเวลานาน ๆ อีกทั้งต้องมีส่วนประกอบที่ป้องกันการรั่วซึมของน้ำได้เป็นอย่างดี



รูปที่ 2.7.10 ตัวอย่างสายเคเบิลเส้นใยแก้วแบบต่าง ๆ

2.7.5 โหมดการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้ว

2.7.5.1 นิยามของโหมดการเดินทาง



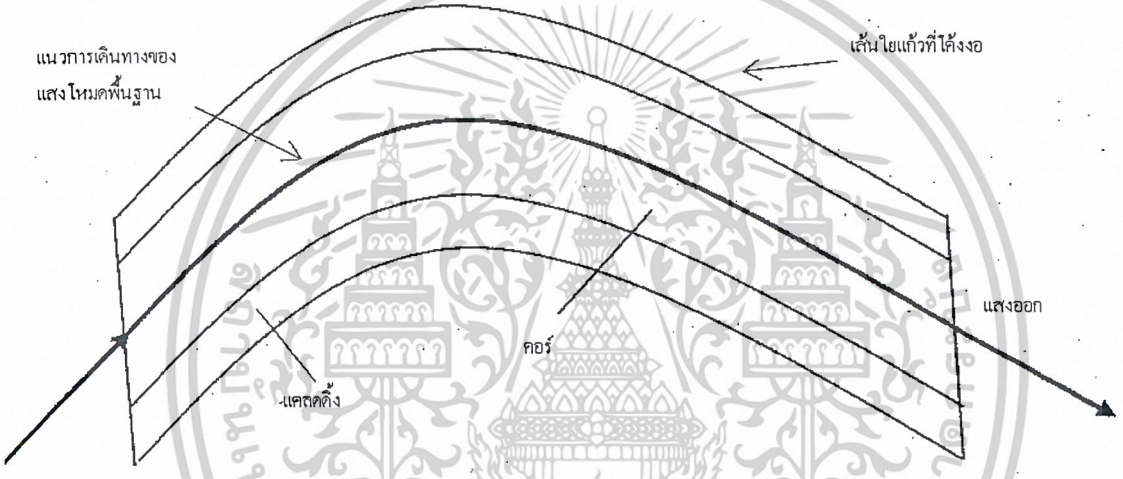
รูปที่ 2.7.11 แนวการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วในโหมดต่าง ๆ

โหมดการเดินทาง (mode of propagation) ของแสงในเส้นใยแก้ว หมายถึง รูปแบบของพลังงานแสงที่ถ่ายทอดจากปลายด้านหนึ่งไปสู่ปลายอีกด้านหนึ่งของเส้นใยแก้ว หรือลักษณะการเดินทางของแสงแต่ละรูปแบบในเส้นใยแก้ว เพื่อเป็นการทำความเข้าใจให้ดีขึ้น เราสามารถอธิบายโหมดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เดินทางได้ด้วยเส้นที่แสดงแนวทางของแสงที่เดินทางภายในเส้นใยแก้ว รูปที่ 2.7.11 แสดงโหมดหรือแนวทางการเดินทางของแสงที่เป็นไปได้ภายในเส้นใยแก้ว โดยแต่ละเส้นจะแทนแต่ละโหมด เมื่อพิจารณาลำแสงที่ตกกระทบกับเส้นใยแก้วในลักษณะตั้งฉากกับผิวหน้าตัด จะได้แนวทางเดินของแสงที่สั้นที่สุดซึ่งเป็นแนวทางเดียวกับแกนกลางของเส้นใย และไม่มีการสะท้อนของแสงภายในเส้นใยเกิดขึ้นเลย เรียกว่า **โหมดการเดินทางพื้นฐาน** (Fundamental mode) หรือเรียกสั้น ๆ ว่า **โหมดพื้นฐาน** โหมดการเดินทางนี้ถือเป็นโหมดต่ำสุดของแสง (lowest order mode)

ซึ่งจะใช้ระยะเวลาในการเดินทางภายในเส้นใยแก้วน้อยที่สุดเพราะมีระยะทางสั้นที่สุด โหมดพื้นฐานจะเกิดขึ้นเสมอทุกครั้งเมื่อมีการส่งผ่านแสงเข้าไปในเส้นใยแก้ว ไม่ว่าเส้นใยแก้วจะเป็นชนิดใดก็ตาม



รูปที่ 2.7.12 แนวการเดินทางของในโหมดพื้นฐานไม่จำเป็นต้องเป็นเส้นตรง

หากลำแสงตกกระทบกับผิวหน้าของเส้นใยแก้วในลักษณะมุมที่แตกต่างออกไป แนวทางเดินของแสงจะเปลี่ยนไปจากแนวเดิม และอาจเดินทางในลักษณะของการสะท้อนกลับไปกลับมาระหว่างผนังของคอร์ เกิดเป็นโหมดการเดินทางอื่นซึ่งถือเป็นโหมดที่มีอันดับสูงขึ้น (higher order mode) โหมดที่สูงขึ้นนี้จะทำให้ระยะทางในการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วมากขึ้นด้วย ยิ่งจำนวนครั้งของการสะท้อนที่ผนังของคอร์มีมากขึ้นเท่าไร ระยะทางของแสงที่เกิดขึ้นก็จะมากขึ้นเท่านั้น แม้ว่าแสงจะเดินทางในเส้นใยแก้วเส้นเดียวกันก็ตาม กล่าวโดยสรุป แนวการเดินทางของแสงแต่ละแนวที่เป็นไปได้ในเส้นใยแก้ว อันเนื่องมาจากลำแสงตกกระทบทำมุมกับผิวหน้าเส้นใยต่างกันถือเป็นโหมดการเดินทางที่ต่างกันทั้งสิ้น

การที่เราแทนโหมดการเดินทางของแสงด้วยแนวเส้นตรงดังรูปที่ 2.7.11 ก็เพื่อความสะดวกในการอธิบาย เนื่องมาจากแสงมีคุณสมบัติในการเดินทางเป็นตรง แต่ในความเป็นจริงแสงที่เดินทางในเส้นใยแก้วจะมีลักษณะเป็นกลุ่มพลังงานของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งจะมีทิศทางและแนวทางถูกกำหนดโดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

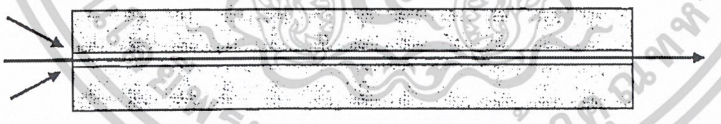
ท่อนำแสงที่เป็นเส้นใยแก้ว และไม่จำเป็นต้องมีแนวทางเป็นเส้นตรงเสมอไป ตัวอย่างเช่น แสงในโหมดพื้นฐานจะมีพลังงานส่วนใหญ่อยู่ในช่วงแกนกลางเส้นใยแก้วเสมอ ทำให้แนวการเดินทางของแสงในโหมดพื้นฐานจะอยู่ในแนวแกนกลางของเส้นใยแก้วตลอดเวลาด้วย แม้ว่าเส้นใยแก้วจะลักษณะโค้งงอเป็นแบบใดก็ตาม ดังแสดงในรูปที่ 2.7.12

2.7.5.2การแบ่งชนิดของเส้นใยแก้วตามโหมดการเดินทาง

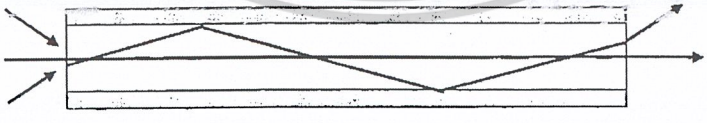
1.เส้นใยแก้วชนิดโหมดเดี่ยว

เส้นใยแก้วชนิดโหมดเดี่ยว (single – mode fiber หรือ monomode fiber มักใช้สัญลักษณ์ย่อเป็น SM) เป็นเส้นใยแก้วที่ยอมให้มีโหมดการเดินทางของแสงได้เพียงโหมดเดียวคือโหมดพื้นฐานเท่านั้น โครงสร้างของเส้นใยแก้วชนิดนี้มักเป็นชนิดสเต็ปอินเด็กซ์ (SI)ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์เล็กมาก ประมาณ 3-7 ไมครอน ส่วนเส้นผ่านศูนย์กลางของแคลดดิ้งมีค่าประมาณ 80-125 ไมครอน

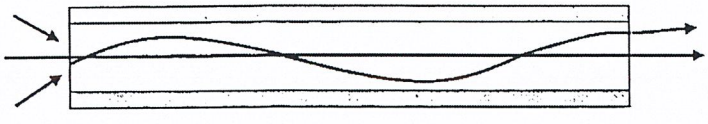
ในอดีตเส้นใยแก้วชนิดโหมดเดี่ยวแบบสเต็ปอินเด็กซ์ (SM-SI) มักมีราคาค่อนข้างแดง เพราะในกระบวนการผลิตต้องควบคุมให้ได้ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์ที่เล็กมาก การรับพลังงานแสงเข้าไปในเส้นใยแก้วชนิดโหมดเดี่ยว จะรับได้น้อยเพราะมุมรับแสงสูงสุด ϕ_{max} มีขนาดเล็ก จึงต้องใช้ควบคู่กับแหล่งกำเนิดแสงที่มีมุมกระจายแสงน้อย ๆ และมีทิศทางที่แน่นอน เช่น ลำแสงเลเซอร์ เป็นต้น ข้อดีของเส้นใยแก้วประเภทนี้คือ มีค่าการขยายตัวของสัญญาณหรือดิสเพอร์ชั่น (Dispersion) ต่ำ ทำให้สามารถส่งข้อมูลที่มีปริมาณมาก ๆ หรือค่าแบนด์วิดท์สูง ๆ ไปได้เป็นระยะทางไกลจึงเป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในระบบสื่อสารด้วยเส้นใยแก้วที่มี ประสิทธิภาพสูง



(ก) เส้นใยแก้วชนิด SI-SM



(ข) เส้นใยแก้วชนิด SI-MM



(ค) เส้นใยแก้วชนิด GI-MM

รูปที่ 2.7.13 ลักษณะการเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วแบบต่างๆ

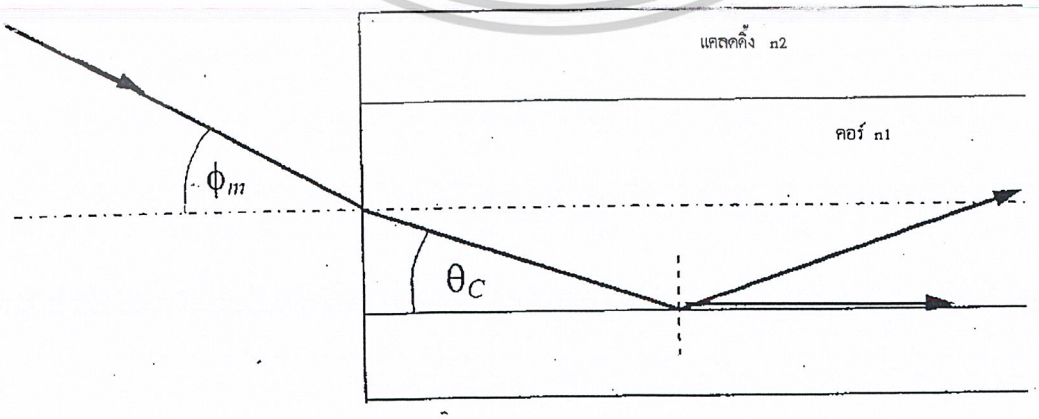
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นใยแก้วชนิดโหมดร่วม

เส้นใยแก้วชนิดโหมดร่วม (multimode fiber มักใช้สัญลักษณ์ย่อเป็น MM) หมายถึง เส้นใยแก้วที่อนุญาตให้มีโหมดการเดินทางของแสงเกิดขึ้นได้หลายโหมดตามลักษณะของแสงที่ส่งเข้าไป แม้ว่าแสงที่พุ่งเข้าสู่เส้นใยแก้ว จะเกิดจากแหล่งกำเนิดแสงตัวเดียวก็ตาม แสงที่เปล่งออกมาจากแหล่งกำเนิดแสงทั่วไปจะมีทิศทางสะเปะสะปะ และสามารถเดินทางเข้าสู่เส้นใยแก้วในมุมที่แตกต่างกัน ทำให้เกิดโหมดการเดินทางได้หลายโหมด โครงสร้างของเส้นใยแก้วชนิดนี้จะมีเส้นผ่านศูนย์กลางของคอร์มากขึ้นถึงประมาณ 62.5 ไมครอน และอาจเป็นได้ทั้งชนิดสเต็ปอินเด็กซ์ (SI) และเกรดเด้ดอินเด็กซ์ (GRIN หรือ GI) ในกรณีของเส้นใยแก้วชนิดโหมดร่วมแบบสเต็ปอินเด็กซ์ (SI-MM) โหมดการเดินทางของแสงจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงสะท้อนกลับไปกลับมาระหว่างแนวสัมผัสของคอร์กับแคลดดิ้งในเส้นใยแก้ว ดังรูปที่ 2.7.13 (ข) เนื่องจากค่าดรรชนีหักเหของคอร์มีค่าคงที่ตลอดเนื้อสาร ในขณะที่แสงโหมดอันดับสูงที่เดินทางในเส้นใยแก้วชนิดโหมดร่วมแบบเกรดเด้นอินเด็กซ์ (GI-MM) จะเดินทางเป็นเส้นโค้งดังรูปที่ 2.7.13 (ค)

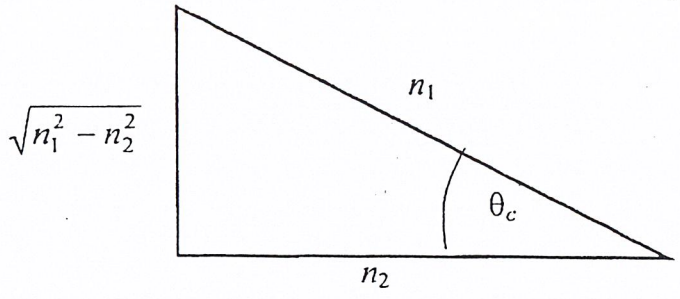
การควบคุมให้พลังงานของแสงแต่ละโหมดถูกจำกัดขอบเขตให้อยู่ภายในส่วนของคอร์ ตลอดระยะการเดินทางกำหนดได้จากมุมตกกระทบของลำแสงกับผิวหน้าเส้นใยแก้ว ซึ่งต้องสอดคล้องกับการเกิดเงื่อนไขการสะท้อนกลับหมดของแสง (TIR) ในคอร์ ค่าของมุมตกกระทบที่มากที่สุดนี้เป็นค่าของมุม ϕ_{max} ที่แสดงในรูปที่ 2.7.14 ซึ่งทำให้เกิดมุมวิกฤต θ_c ในเส้นใยแก้ว โดยปกติค่าพารามิเตอร์ที่แสดงค่าของมุม ϕ_{max} จะแสดงในเทอมของนิวเมอริคอลอะเพอเจอร์ (Numerica l Aperture) หรือค่าเอ็นเอ (NA) เมื่อ $n = 1$ สำหรับอากาศคือ

$$NA = n\sin(\phi_{max}) = \sin(\phi_{max})$$



รูปที่ 2.7.14 แสงเข้าสู่เส้นใยแก้วด้วยมุมรับแสงสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7.15 รูปจำลองสามเหลี่ยมมุมฉากที่ใช้ช่วยในการคำนวณหาค่า NA

เมื่อพิจารณาที่ผิวด้านหน้าของเส้นใยแก้ว โดยใช้กฎของสเนลล์จะได้ว่า

$$n \sin \phi_{max} = n_1 \sin \theta_c$$

หรือนั่นคือ

$$NA = n_1 \sin \theta_c$$

แต่เนื่องจาก $\cos \theta_c = \frac{n_2}{n_1}$ ดังนั้น เมื่อนำสมการนี้ไปจำลองวาดภาพสมมติของสามเหลี่ยมมุมฉากตามทฤษฎีตรีโกณมิติดังรูปที่ 2.7.24 แล้วทำการเทียบหาค่าของ $\sin \theta_c$ ออกมา จะได้

$$\sin \theta_c = \frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1}$$

เมื่อแทนค่าของ $\sin \theta_c$ เข้าไปจะได้สมการของ NA เป็น

$$NA = n_1 \left(\frac{\sqrt{n_1^2 - n_2^2}}{n_1} \right)$$

หรือ นั่นคือ

$$NA = \sqrt{n_1^2 - n_2^2}$$

ค่าของพารามิเตอร์ NA ยังสามารถแสดงต่อในเทอมของ ค่าความแตกต่างของดรรชนีหักเหระหว่างคอร์และแคลดดิ้ง(Refraction index difference)หรือ Δ เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta = \frac{n_1^2 - n_2^2}{2n_1^2}$$

ทำการย้ายข้างสมการได้

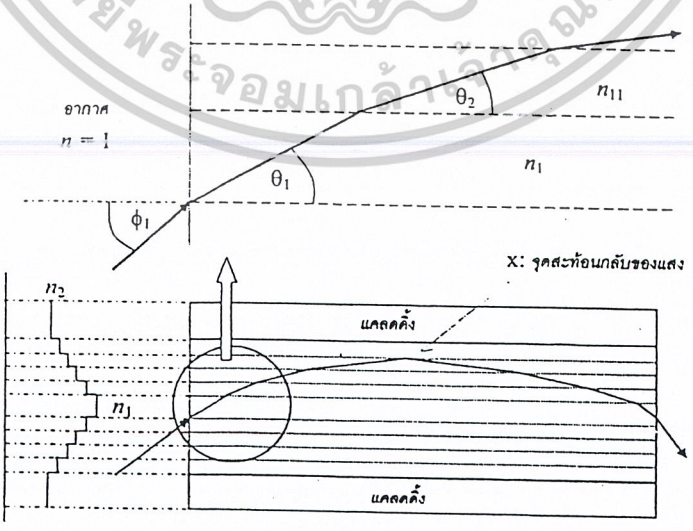
$$n_1^2 - n_2^2 = 2\Delta n_1^2 \quad \text{หรือ} \quad \sqrt{n_1^2 - n_2^2} = n_1\sqrt{2\Delta}$$

นั่นคือค่าของ NA อาจแสดงได้ด้วยสมการ

$$NA = n_1\sqrt{2\Delta}$$

จากรูปที่ 2.7.14 อาณาเขตที่กว้างสุดที่ยอมรับแสงส่งผ่านเข้าไปในเส้นใยแก้ว จะมีลักษณะเป็นรูปกรวยในระนาบ3มิติ ที่มีมุมของยอดกรวยเท่ากับ $2\phi_{max}$ นั้นแสดงให้เห็นว่า เส้นใยแก้วมีค่าของ NA มากๆจะมีจำนวนโหมดเดินทางของแสงในเส้นใยแก้วมากขึ้นด้วย ค่าของ NA อาจบอกเป็นค่าของตัวเลขธรรมดาที่ไม่มีหน่วยหรือเป็นเปอร์เซ็นต์ก็ได้ เช่น 0.14 หรือ 14% เป็นต้น

ในกรณีของเส้นใยแก้วชนิดโหมดร่วมแบบเกรดเด้คอินเด็กซ์ (GI-MMX) การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆยังคงมีรูปแบบสมการดังเดิม โดยค่าดรรชนีหักเหของคอร์ จะแทนด้วยค่าสูงสุดในแนวศูนย์กลางเพียงค่าเดียว ส่วนลักษณะการเดินทางของแสงที่สะท้อนกลับไปกลับมา จะเปลี่ยนจากเส้นตรงมาเป็นเส้นโค้ง ดังแสดงในรูปที่ 2.7.13 (ค) การวิเคราะห์แนวทางเดินของแสงดังกล่าว อาจพิจารณาได้จากการเปลี่ยนแปลงค่าดรรชนีหักเหของคอร์ที่ค่อยๆลดลงมา ในลักษณะขั้นบันไดที่มีหลายขั้นดังรูปที่ 2.7.16



รูปที่ 2.7.16 ภาพอธิบายการเคลื่อนที่เป็นเส้นโค้งของแสงในเส้นใยแก้วชนิด GI-MM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.7.16 สมมติแสงตกกระทบเส้นใยแก้วในแนวแกนกลาง โดยทำมุมกับเส้นตั้งฉากเท่ากับ ϕ_1 แสงที่เดินทางเข้าสู่เส้นใยแก้วจะเป็นแสงหักเหที่ทำมุมกับเส้นตั้งฉากเท่ากับ θ_1 จากกฎของสเนลส์จะได้ว่า $n\sin\phi_1 = n_1\sin\theta_1$ หรือ $\sin\phi_1 = n_1\sin\theta_1$ เมื่อ $n=1$ ค่าดรรชนีหักเหของอากาศ แต่เนื่องจาก $n_1 > 1$ ดังนั้น จะได้ $\sin\theta_1 < \sin\phi_1$ หรือนั่นคือ ค่าของมุมหักเหจะมีค่าน้อยกว่ามุมตกกระทบ $\theta_1 < \phi_1$ ทำให้ลำแสงหักเหเบี่ยงเบนออกจากแนวทางเดิมของลำแสงตกกระทบ ในลักษณะเลื่อนเข้าหาแกนกลางของเส้นใยแก้ว ลำแสงหักเหนี้จะมีพฤติกรรมเสมือนเป็นลำแสงตกกระทบไปยังส่วนของคอร์ที่มีค่าดรรชนีหักเห ที่มีค่าลดลงจาก จากการพิจารณาในทำนองเดียวกัน จะได้ค่าของ $\theta_2 < \theta_1$ เพราะว่า $n_{11} < n_1$ และจากหลักการเดียวกันนี้ แสงที่เดินทางในแต่ละชั้นของคอร์จะมีการเบี่ยงเบนเข้าหาแกนกลางของเส้นใยมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากค่าของมุม $\theta_i (i = 1,2,3,...)$ มีค่าลดลงเรื่อยๆจนกระทั่งมีค่าน้อยกว่ามุมวิกฤตในช่วงรอยต่อที่จุด (x) ทำให้เกิดการสะท้อนกลับหมด แสงจะเดินทางพุ่งลงมาแต่คราวนี้ แสงที่เดินทางผ่านแต่ละชั้นของคอร์จะมีค่าของมุม θ_i เพิ่มมากขึ้นเพราะแสงเดินทางจากตัวกลางที่มีค่าดรรชนีหักเหน้อยเข้าหาตัวกลางที่มีดรรชนีหักเหมากกว่า จนกระทั่งแสงเดินทางผ่านแนวกึ่งกลางของเส้นใย ค่าของมุม θ_i จึงมีค่าลดลงอีกครั้งหนึ่งเหมือนที่พิจารณาในตอนแรก เช่นนี้ไปเรื่อยๆตลอดแนวการเดินทางในเส้นใยแก้ว

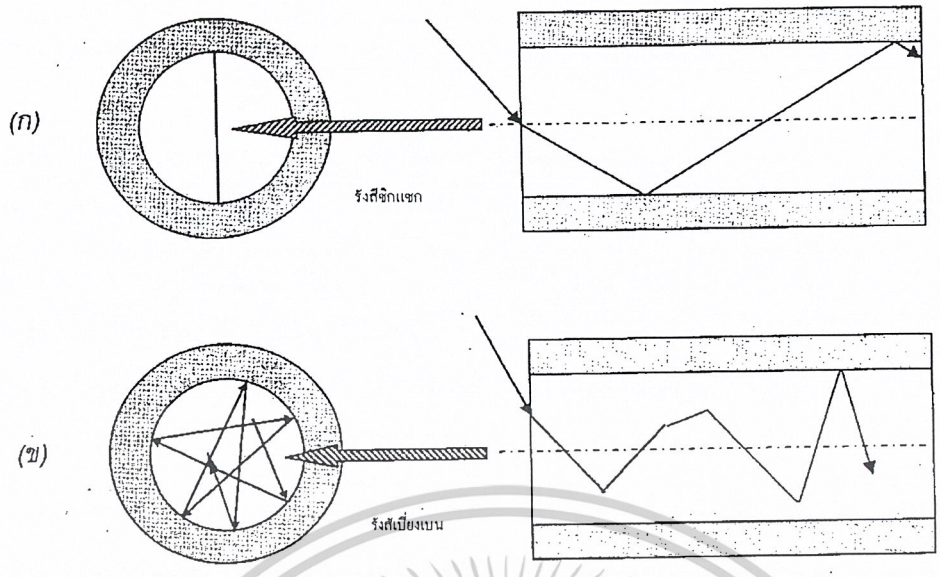
หากค่าดรรชนีหักเหของคอร์ที่เปลี่ยนแปลงมีจำนวนการเปลี่ยนแปลงมากขึ้นซึ่งหมายถึงความหนาของแต่ละชั้นมีขนาดลดลง แนวทางการเดินทางของแสงก็จะมีจุดหักเหมากขึ้น จนดูใกล้เส้นโค้งมากขึ้น และเมื่อค่าดรรชนีหักเหของคอร์มีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องแล้ว ก็จะได้แนวทางเดินของแสงเป็นเส้นโค้งดังที่ได้แสดงไว้รูปที่ 2.7.13 (ค) นั่นเอง

แนวทางเดินของแสงที่สะท้อนกลับไปกลับมาในเส้นใยแก้วชนิดSI-MMหรือแนวของแสงที่เคลื่อนขึ้นลงแบบโค้งในเส้นใยแก้วชนิดGI-MMหากจินตนาการว่ามองจากด้านหน้าหรือแนวภาคตัดขวางของเส้นใยแก้วเข้าไปภายใน จะมีรูปแบบที่แตกต่างกัน2แบบ เรียกว่า รังสีซิกแซก(meridional rays) และรังสีเบี่ยงเบน(skew rays)โดยที่

รังสีซิกแซ็ก(meridional rays)จะมีลักษณะการเคลื่อนที่กลับไปกลับมาเป็นเส้นตรงเส้นเดียว ในแนวที่ลากผ่านเส้นผ่านศูนย์กลางของเส้นใยแก้ว ดังแสดงในรูปที่ 2.7.17(ก) ลักษณะเช่นนี้ อาจเกิดได้จากการที่รังสีตกกระทบที่พุ่งเข้าสู่เส้นใยแก้วในแกนกลาง และเมื่อมองจากภาคตัดขวางเข้าไป จะพบว่าแนวทางของรังสีตกกระทบขนานกับเส้นที่ลากจุดศูนย์กลางของเส้นใยแก้ว

รังสีเบี่ยงเบน(skew rays) มีลักษณะการเคลื่อนที่กลับไปกลับมาระหว่างขอบของคอร์ได้หลายแนวเมื่อมองจากภาคตัดขวางเข้าไป ดังแสดงในรูปที่ 2.7.17(ข) การเกิดรังลีเบี่ยงเบนเกิดจากการกระทบของลำแสงที่พุ่งเข้าไปสู่เส้นใยแก้วในลักษณะอื่นทั่วไปแตกต่างจากเงื่อนไขการเกิดรังสีซิกแซ็ก เช่น จุดตกกระทบของแสงที่เข้าสู่เส้นใยแก้วมิใช่จุดศูนย์กลางของเส้นใยแก้ว เป็นต้น

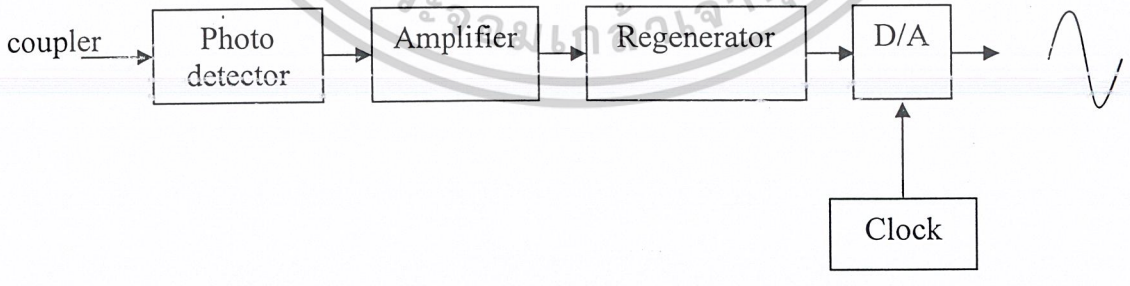
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7.17 ลักษณะการเคลื่อนที่ของรังสีซิกแซ็กและรังสีเบี่ยงเบน

2.8 ภาคเครื่องรับ

ทางด้านเครื่องรับจะเริ่มต้นด้วยการ นำแสงที่ได้จากสายคัปเปลอร์ทั้งสองช่องสัญญาณมาทำการกรองแสงแต่ละสีออกมาแล้วจึงนำไปผ่านตัวรับแสง จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนแสงเป็นไฟฟ้า แล้วทำการขยายแสงและจึงทำการสร้างสัญญาณข้อมูลขึ้นมาใหม่ให้เหมือนกับทางด้านเครื่องส่งที่ส่งมา ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.8.1



รูปที่ 2.8.1 บล็อกไดอะแกรมทางด้านเครื่องส่ง

หลังจากทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ไปทำการถอดรหัสแมนเชสเตอร์ จะได้สัญญาณดิจิตอลที่เป็นข้อมูลออกมา จากนั้นจึงทำการเปลี่ยนสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งเป็นสัญญาณข้อมูลที่ตรงกับทางด้านอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.9 อุปกรณ์รับแสง (Photodetector)

บทบาทที่สำคัญของเครื่องรับคือ การเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าแล้วทำการเอาข้อมูลที่ส่งมาใช้งาน องค์ประกอบที่สำคัญของมันคืออุปกรณ์รับแสง (Photodetector) ซึ่งทำการเปลี่ยนสัญญาณแสงเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยใช้ปรากฏการณ์ โฟโตอิเล็กทริก (Photoelectric Effect) ซึ่งต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญเช่น

- มีความไวในการรับสัญญาณ (High Sensitivity)
- มีการตอบสนองต่อสัญญาณที่รวดเร็ว (High Speed Response)
- มีการกำเนิดสัญญาณรบกวนต่ำ (Low Noise)
- มีความน่าเชื่อถือสูง (High Reliability)
- มีขนาดเล็กเมื่อเทียบกับขนาดของเส้นใยแสง (Small Size)

ซึ่งความต้องการเหล่านี้สามารถพบได้ในอุปกรณ์รับแสงที่สร้างจากสารกึ่งตัวนำ เช่น โฟโตไดโอด (Photo Diode) ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของโฟโตไดโอดมีดังนี้

1. ค่าการตอบสนองต่อแสงที่ตกกระทบ คืออัตราส่วนของกระแสเอาท์พุตจากโฟโตไดโอดต่อกำลังของแสงที่ตกกระทบตัวโฟโตไดโอดมีหน่วยเป็น แอมแปร์/วัตต์

$$\rho = I / P$$

ซึ่งค่า Responsibility นี้สามารถถูกแสดงในเทอมของค่า ประสิทธิภาพทางควอนตัม ซึ่งเป็นค่าอัตราส่วนของจำนวนอิเล็กตรอนที่ถูกสร้างขึ้นต่อจำนวนของโฟตอนของแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอด มีสมการดังนี้

$$\eta = (I/q)(P/h\upsilon) = (h\upsilon R)q$$

$$R = (\eta q)/h\upsilon$$

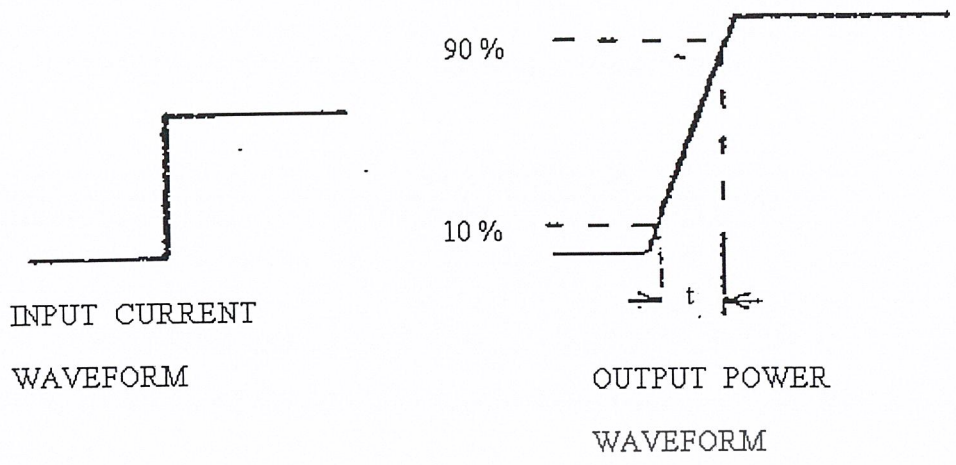
ซึ่ง q คือประจุของอิเล็กตรอน $= 1.6 \times 10^{-19}$ คูลอมบ์

υ คือค่าความถี่ของแสงที่ตกกระทบ (เฮิร์ท)

2. ค่าการตอบสนองต่อความถี่ของแสงที่ตกกระทบ ซึ่งจะบอกถึงช่วงของความถี่ที่โฟโตไดโอดจะทำงานได้ดีที่สุด

3. ค่าเวลาที่โฟโตไดโอดเปลี่ยนจาก 10% - 90% ของค่าสูงสุดของสัญญาณเอาท์พุต ดังรูปที่ 2.9.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



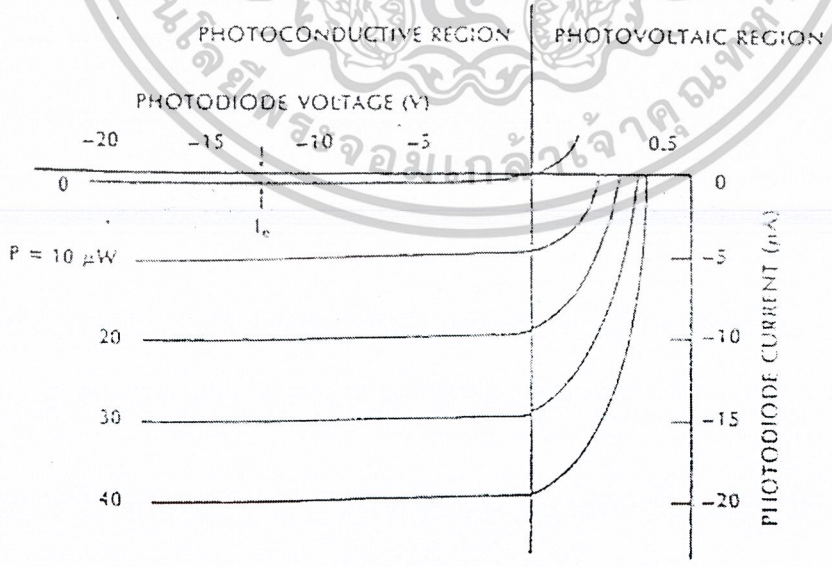
รูปที่ **2.9.1** แสดงลักษณะของ Risetime (t_r)

จากค่า Risetime เราจะสามารถหา 3dB แบนด์วิธด์ของโฟโตไดโอดได้คือ

$$f_{3-dB} = 0.35 / t_r \qquad ; (t_r) \text{ คือ Risetime}$$

ซึ่งหมายความว่าที่ความถี่ค่านี้ กำลังของสัญญาณไฟฟ้าเอาท์พุตจะตกลงเป็นครึ่งหนึ่งของกำลังของแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอด

เมื่อเราป้อน Reverse Bias ให้กับโฟโตไดโอดจะทำให้มันทำงานอยู่ในช่วงที่เรียกว่า ช่วงโฟโตคอนดักทีฟ (Photoconductive Region) ซึ่งจะได้กราฟการทำงานดังรูปที่ 2.9.2



รูปที่ 2.9.2 แสดงกราฟการทำงานของซิลิกอนโฟโตไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.10 ส่วนที่เป็นวงจรขยายหลัก (Main Amplifier)

เป็นส่วนที่ต้องการอัตราขยายสูง เนื่องจากวงจรปลีแอมปลิไฟเออร์ไม่สามารถทำให้อัตราการขยายสูงเพียงพอกับความต้องการได้ เนื่องจากสัญญาณที่ได้จากโฟโตไดโอดจะมีระดับของสัญญาณต่ำมาก (เป็นไมโครแอมป์) และการออกแบบต้องการระดับของสัญญาณรบกวนต่ำ แต่ในส่วนของวงจรขยายส่วนหลังนี้ไม่จำเป็นต้องคำนึงถึงระดับของสัญญาณรบกวนมากนัก แต่ต้องการอัตราของการขยายสัญญาณมาก (เพราะระดับของสัญญาณรบกวนจะถูกตัดทอนให้ลดลงโดยอัตราการขยายของวงจรทั้งสองภาคคูณกัน)

2.11 ส่วนที่เป็นส่วนของการนำสัญญาณเดิมกลับคืนมา (Data Recovery)

ซึ่งที่ส่วนนี้จะเป็นส่วนของวงจรที่ใช้ในการแปลงสัญญาณเดิมกลับคืนมา ซึ่งถ้าเป็นในวงจรทวนสัญญาณ (Repeater) ในส่วนนี้จะอยู่ในรูปรีเจเนอเรเตอร์ (Regenerator) ซึ่งจะทำให้ได้สัญญาณดิจิตอลกลับคืนมา จากนั้นจึงจะนำเข้าสู่ส่วนต่อไปคือ วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก

2.12 สัญญาณรบกวนที่เกิดที่เครื่องรับ (Receiver Noise)

เครื่องรับสัญญาณออพติคจะเปลี่ยนสัญญาณแสงไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าโดยผ่านโฟโตไดโอด ซึ่งในระหว่างกระบวนการนั้นจะเกิดสัญญาณรบกวนขึ้น ซึ่งสัญญาณรบกวนพื้นฐานของเครื่องรับสัญญาณออพติคจะมี 2 ชนิดใหญ่ๆ คือ ช็อทน็อยส์ (Shot Noise) และเทอร์มอลน็อยส์ (Thermal Noise) ซึ่งจะมีผล ทำให้เกิดการแกว่งไปแกว่งมาอย่างไม่เป็นระเบียบของกระแสที่เกิดขึ้นจากโฟโตไดโอด (Random Fluctuation) ถึงแม้ว่ากำลังของแสงที่ตกกระทบโฟโตไดโอดจะมีค่าคงที่ ซึ่งสัญญาณรบกวนนี้จะมีผลเสียต่อระบบการทำงานของเครื่องรับ

1. ช็อทน็อยส์ (Shot Noise)

ช็อทน็อยส์เป็นสัญญาณรบกวนที่มีความสัมพันธ์กับกระแสไฟฟ้าตรง (Direct Current) และเกิดขึ้นในไดโอดและทรานซิสเตอร์ มันถูกศึกษาครั้งแรกโดย "Schottky" กระแสที่เกิดขึ้นที่โฟโตไดโอดเขียนได้เป็น (ในที่นี้เราพิจารณาว่ากำลังของแสงที่ตกกระทบมีค่าคงที่)

$$I(t) = I_p + i_s(t)$$

ซึ่ง $I_p = \rho * P$ คือค่ากระแสเฉลี่ยและ $i_s(t)$ เป็นการแกว่งไปมาของกระแสเนื่องจากช็อทน็อยส์ ซึ่งโดยปกติแล้วจะถูกแสดงในรูปของค่ามีน-สแควร์ (Mean Square) ฟังก์ชันออโตคอรีเลชั่น (Auto-Correlation Function) ของ $i_s(t)$ จะสัมพันธ์กับสเปคตรัมเดนซิตี้ (Spectral Density, $S_s(f)$) โดยทฤษฎีของ Wiener-Khinchin ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_s(t) * i_s(t+\tau) = \int_{\infty} S_s(f) * \exp(2\pi i f \tau) df$$

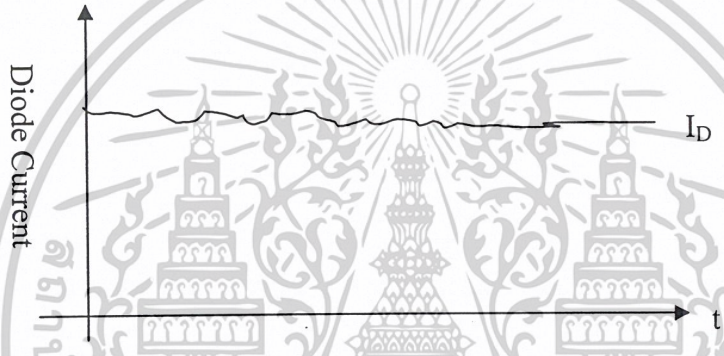
การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณรบกวนหาได้โดยการให้ $\tau = 0$ จะได้

$$\sigma_s^2 = \langle i_s^2(t) \rangle = \int_{\infty} S_s(f) df = 2qI_p \Delta f$$

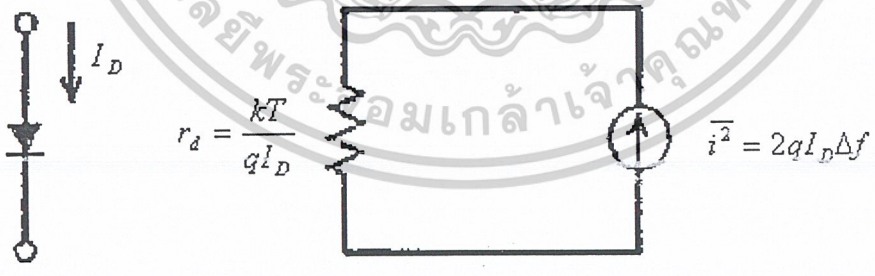
ซึ่งในที่นี้ q คือค่าประจุของอิเล็กตรอน

Δf คือน็อยส์แบนด์วิดธ์ (Noise Bandwidth) ของเครื่องรับ

I_p คือค่าของกระแสเฉลี่ย



รูปที่ 2.12.1 แสดงกระแสที่ไหลในไดโอดซึ่งเกิดจากช็อทน็อยส์



รูปที่ 2.12.2 แสดงวงจรเสมือนของกระแสช็อทน็อยส์ที่ไหลผ่านไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้โฟโตไดโอดยังสร้างกระแสค่าหนึ่งซึ่งแม้ไม่มีสัญญาณแสงมาตกกระทบ เกิดขึ้นเนื่องจากแสงจากภายนอกและอุณหภูมิ กระแสค่านี้เรียกว่า ดาร์คเคอร์เรนท์ (Dark Current) เนื่องจาก Dark Current ก็สร้างช็อทน็อยส์ด้วย ดังนั้นจากสมการข้างต้นจะเขียนใหม่ได้ว่า

$$\sigma_s^2 = 2q(I_p + I_d)\Delta f$$

2. เทอร์มอลน็อยส์ (Thermal Noise)

ที่อุณหภูมิที่คงที่ใดๆ อิเล็กตรอนในตัวนำจะเคลื่อนที่อย่างไม่เป็นระเบียบ ซึ่งเมื่อเคลื่อนที่ในตัวต้านทานจะทำให้เกิดการแกว่งของกระแส ถึงแม้ไม่มีพลังงานจากภายนอกป้อนให้มัน ดังนั้นกระแสในเครื่องรับจะเขียนใหม่ได้เป็น

$$I(t) = I_p + i_s(t) + i_T(t)$$

ซึ่ง $i_T(t)$ คือการแกว่งของกระแสเนื่องจากเทอร์มอลน็อยส์ซึ่งมีค่าสเปคตรัมเดนซิตี้

$$S_T(f) = 2K_B T / R_L$$

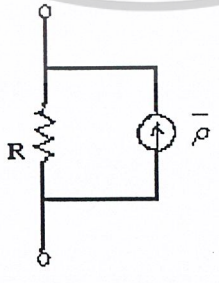
เช่นเดียวกับช็อทน็อยส์ เราจะได้ออโตรีคอเรชั่นฟังชันก์ของ $i_T(t)$ และให้ $\tau = 0$ เราจะได้

$$\sigma_s^2 = \langle i_s^2(t) \rangle = \int_{-\infty} S_s(f)df = (4K_B T / R_L)\Delta f$$

ซึ่งในที่นี้ K_B คือค่าคงที่ของ Boltzman =1.34*10^{-23} จูลต่อเคลวิน

T คืออุณหภูมิสัมบูรณ์ (หน่วยเป็นเคลวิน)

R_L คือค่าความต้านทานที่ทำให้เกิดกระแสเทอร์มอลน็อยส์ (โอห์ม)



รูปที่ 2.12.3 แสดงวงจรเสมือนของกระแสเทอร์มอลน็อยส์ที่ไหลในตัวต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

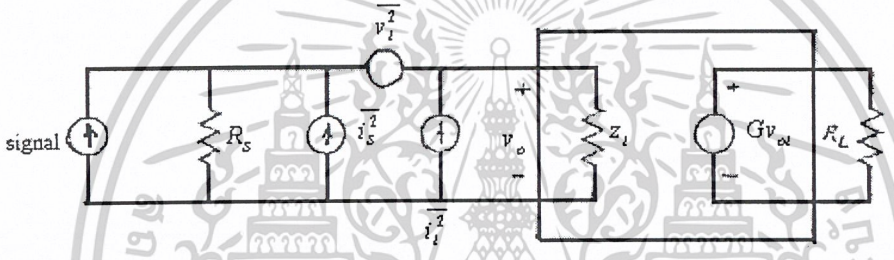
เครื่องรับในทางปฏิบัติ ประกอบด้วยหลายองค์ประกอบ ซึ่งบางองค์ประกอบจะมีส่วนในการเพิ่มสัญญาณรบกวนเช่นวงจรปลีแอมปลิไฟเออร์ จะมีการเพิ่มสัญญาณรบกวนที่เรียกว่าแอมปลิไฟเออร์น็อยส์ฟิกเกอร์ (Amplifier Noise Figure, F_n) ซึ่งจะมีส่วนในการเพิ่มขึ้นของกระแสเทอร์มอลน็อยส์ ดังสมการ

$$\sigma_{Ts}^2 = (4K_B T / R_L) F_n \Delta f$$

$$F_n = (S_i / N_i) / (S_o / N_o)$$

(S_i / N_i) คืออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ทางด้านอินพุตของแอมปลิไฟเออร์

(S_o / N_o) คืออัตราส่วนของสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนที่ทางด้านเอาท์พุตของแอมปลิไฟเออร์



รูปที่ 2.12.4 แสดงวงจรเสมือนของแอมปลิไฟเออร์ที่ใช้ในการหาน็อยส์ฟิกเกอร์

ดังนั้น กระแสของสัญญาณรบกวนรวม จะสามารถหาได้โดยการรวมทั้งช็อทน็อยส์และเทอร์มอลน็อยส์เข้าด้วยกัน เนื่องจากทั้งช็อทน็อยส์และเทอร์มอลน็อยส์ เป็นกระบวนการแรนดอม (Random) ที่เป็นอิสระจากกัน ดังนั้นการแกว่งไปมาของกระแสโดยรวม $\Delta I = i_s(t) + i_T(t)$ สามารถเขียนได้ดังนี้

$$\sigma = \langle \Delta I^2 \rangle = \sigma_S^2 + \sigma_T^2 = 2q(I_P + I_d)\Delta f + (4K_B T / R_L) F_n \Delta f$$

2.13 อัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวนของเครื่องรับ

การทำงานของเครื่องรับออพติคนั้นมีปัจจัยสำคัญคือค่าอัตราส่วนสัญญาณต่อสัญญาณรบกวน (SNR) ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาเฉพาะเครื่องรับที่ใช้ PIN โฟโตไดโอด ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$SNR = I_P^2 / \sigma^2$$

ซึ่งจาก $I_P = \rho * P$ และค่า σ^2 เรานำไปแทนค่าในสมการข้างบนจะได้

$$SNR = \lfloor \rho^2 P^2 \rfloor / [2q(\rho * P + I_d)\Delta f + (4K_B T / R_L) F_n \Delta f]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจาก $I_P = \rho * P$ และค่า σ^2 เรานำไปแทนค่าในสมการข้างบนจะได้

$$SNR = \left[\rho^2 P^2\right] / \left[2q(\rho * P + I_d)\Delta f + (4K_B T / R_L)F_n \Delta f\right]$$

ซึ่งในทางปฏิบัติส่วนมากแล้ว ในเครื่องรับแบบ PIN โฟโตไดโอด นั้นค่าของเทอร์มอลน็อยส์จะมีผลต่อการทำงานของเครื่องรับมากกว่าช็อทน็อยส์มากๆแล้ว เราสามารถละทิ้งเทอมของ ช็อทน็อยส์ได้ ดังนั้นค่า SNR จะสามรถเขียนใหม่ได้เป็น

$$SNR = \left[R_L \rho^2 P^2\right] / \left[4K_B T F_n \Delta f\right]$$

จากสมการข้างบนเราจะเห็นได้ว่าเราสามารถเพิ่มค่า SNR ได้โดยการเพิ่มค่าความต้านทานของโหลด (R_L) และเราจะสามารถหาค่าของน็อยส์อีควิวาเลนท์เพาเวอร์ (Noise Equivalent Power NEP) ซึ่งเป็นค่าของกำลังของแสงที่ต่ำที่สุดที่ทำให้ค่า SNR มีค่าเท่ากับ 1 ดังนั้นค่า NEP จะมีค่าเท่ากับ

$$NEP = P / \sqrt{\Delta f} = \left[h\upsilon(4K_B T F_n)^{1/2}\right] / \left[\eta q (R_L)^{1/2}\right]$$

ประโยชน์ของค่า NEP คือสามารถใช้ในการประมาณค่ากำลังต่ำสุดของแสงที่ต้องการในกรณีที่ทราบค่าของแบนด์วิดธ์ โดยทั่วไปค่าของ NEP มีค่าในช่วงประมาณ 1-10 $pW/Hz^{1/2}$

ในกรณีตรงข้าม ถ้าหากค่าของช็อทน็อยส์นั้น มีผลต่อการทำงานของเครื่องรับมากกว่าค่าของเทอร์มอลน็อยส์มากๆ (ในกรณีที่กำลังของแสงมีค่ามากๆ) เราสามารถเขียนค่า SNR ได้ใหม่คือ

$$SNR = (\eta P) / (2h\upsilon \Delta f)$$

ซึ่งจากสมการข้างบนค่าของ SNR จะมีค่าเพิ่มตามกำลังของแสงที่ตกกระทบและประสิทธิภาพของโฟโตไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

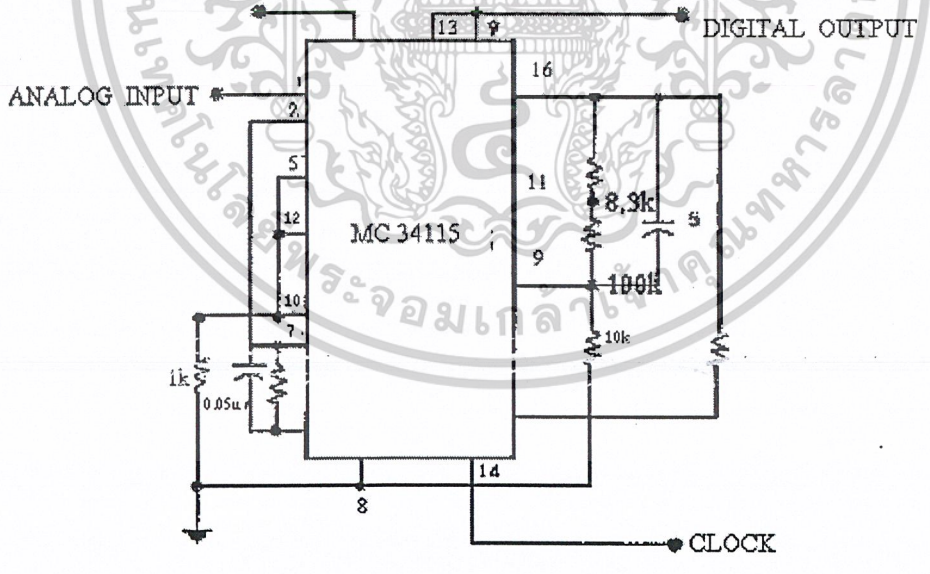
บทที่ 3
การคำนวณและการออกแบบ

บล็อกไดอะแกรมโดยรวมของระบบจะเริ่มจากการนำเอาสัญญาณข้อมูลที่เป็นสัญญาณอนาล็อกที่ความถี่ 500 Hz และ 1 kHz มาทำการแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลแล้วจึงนำสัญญาณนั้นไปผ่านวงจรขับแสง แล้วทำการมัลติเพล็กสัญญาณแสงทั้งสองด้วยสายคัปเปลอร์ จากนั้นจึงแยกแสงด้วยฟิลเตอร์แสงของแต่ละสี แล้วส่งมาทางด้านเครื่องรับ ในส่วนนี้จะทำการรับแสงที่ได้นั้นมาเปลี่ยนเป็นสัญญาณไฟฟ้า แล้วทำการขยายสัญญาณก่อนที่จะทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ และขั้นตอนสุดท้ายก็คือ นำสัญญาณดิจิตอลที่สร้างขึ้นมาใหม่นั้นมาแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อกเหมือนเดิม โดยรายละเอียดของวงจรที่ใช้จะอธิบายต่อไป

3.1 ด้านเครื่องส่ง

3.1.1 การสร้างสัญญาณดิจิตอล

ในส่วนของการแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลนั้น ในที่นี้เราจะใช้ไอซีเบอร์ MC 34115 ซึ่งใช้หลักการของ CVSD แบบเดลต้ามอดูเลชั่น โดยป้อนอินพุทที่ความถี่ 500 Hz ส่งไปกับแสงสีน้ำเงิน และอินพุทที่ความถี่ 1 kHz ส่งไปกับสัญญาณแสงสีแดง ซึ่งทั้งสองอินพุทนั้นมีขนาดแอมปลิจูดเท่ากับ 1 โวลต์ วงจรที่ใช้เป็นดังรูป

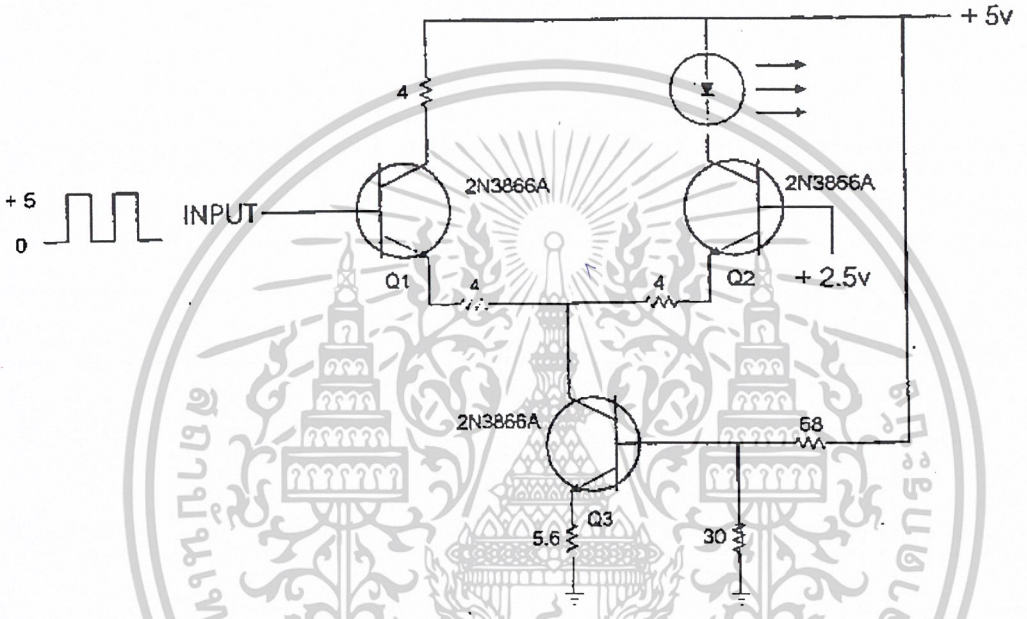


รูปที่ 3.1.1 แสดงวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 วงจรขยายกระแส

หลังจากได้สัญญาณที่เป็นอนาล็อกเรียบร้อยแล้ว จึงทำการแปลงสัญญาณไฟฟ้าเป็นสัญญาณแสงเพื่อส่งออก โดยใช้แสงสีแดงและแสงสีน้ำเงิน ชนิดซูเปอร์ไบรท์ (Super Bright) ในส่วนของวงจรขับกระแสนั้นใช้วงจรดิฟเฟอร์เรนเชียล แอมพลิฟายเออร์ (Differantial Amplifier) โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866A ดังรูป



รูปที่ 3.1.2 แสดงวงจรขับกระแส

จากรูปที่ 3.1.2 ทรานซิสเตอร์ Q_3 ใช้ในการกำหนดค่ากระแสไบอัสที่คงที่ให้แก่วงจร เมื่อสัญญาณอินพุทที่เข้ามาที่ Q_1 มีค่ามากกว่าระดับสัญญาณอ้างอิงที่ Q_2 ก็จะไม่เกิดการไหลของกระแสผ่านไดโอด ทำให้ไม่เกิดการเปล่งแสง เสมือนว่าเป็นการส่งสัญญาณ 0 ออกไป และในทางกลับกัน เมื่อสัญญาณอินพุทที่เข้ามามีค่าน้อยกว่าระดับสัญญาณอ้างอิง จะทำให้เกิดการไหลของกระแสทั้งหมดผ่านตัวไดโอด ทำให้เกิดการเปล่งแสงออกมา จึงเสมือนว่าส่งสัญญาณ 1 ออกไป

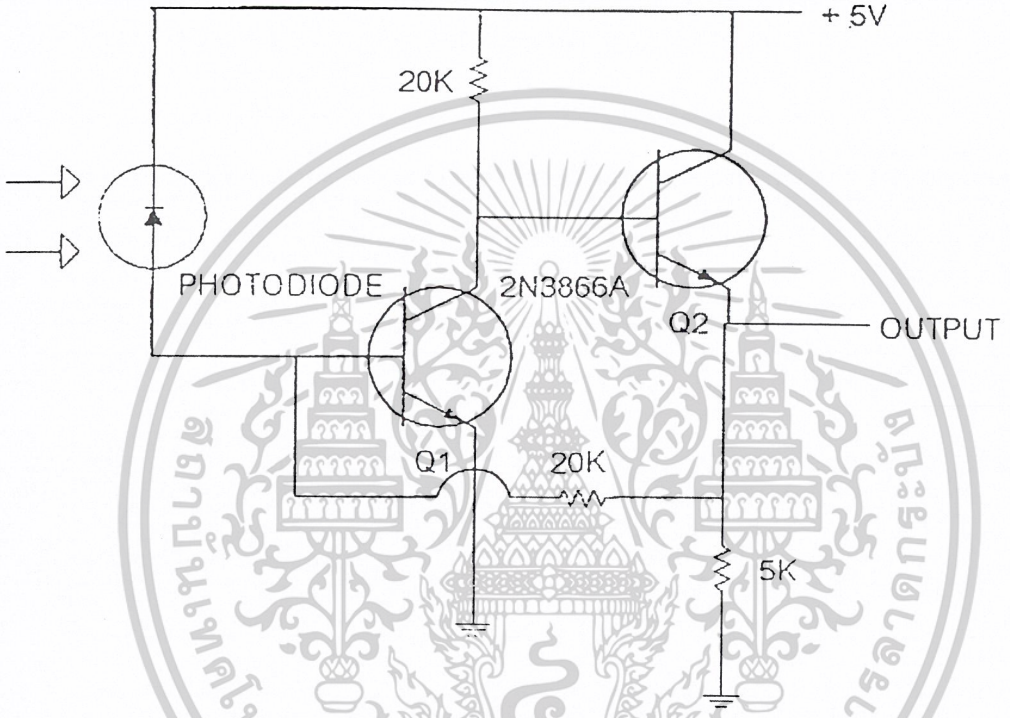
แสงที่ถูกปล่อยออกมาจะถูกส่งผ่านสายคัปเปลอร์ ซึ่งในโครงงานนี้ใช้สายที่เป็นพลาสติกที่เหมาะในการส่งข้อมูลระยะใกล้ๆ แบนด์วิธไม่สูงและมีราคาไม่แพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ด้านเครื่องรับ

3.2.1 ส่วนของฟร้อน-เอนด์

ในส่วนนี้เลือกใช้วงจรขยายแบบทรานส์อิมพีแดนซ์ ซึ่งคุณสมบัติของวงจรนี้คือค่ากระแสที่ไหลเข้าวงจรนี้มีน้อยมากจนเสมือนว่า กระแสทางด้านอินพุทจะไหลผ่านตัวต้านทานป้อนกลับเกือบทั้งหมด วงจรจึงทำตัวเสมือนเป็นตัวต้านทานตัวหนึ่ง ทั้งนี้เพราะสัญญาณอินพุทของวงจรเป็นกระแส แต่เราต้องการสัญญาณเอาท์พุตเป็นค่าโวลท์เตจ



รูปที่ 3.2.1 แสดงวงจรทรานส์อิมพีแดนซ์

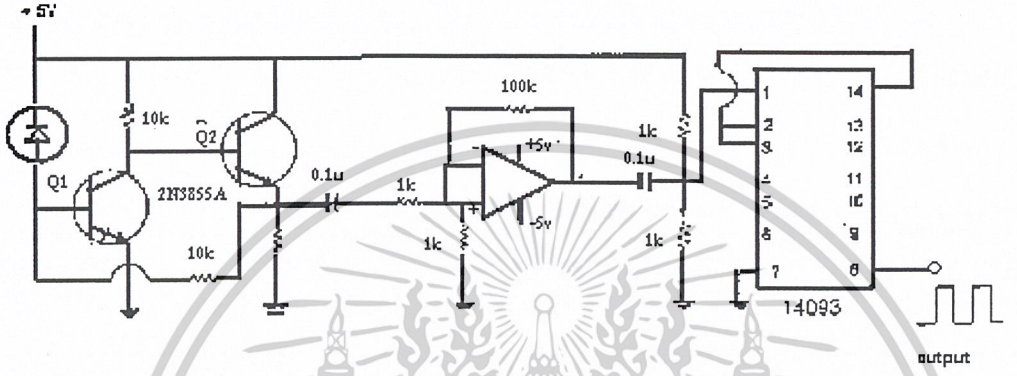
คุณสมบัติของวงจรทรานส์อิมพีแดนซ์คือ ค่ากระแสที่ไหลเข้าวงจรมีค่าน้อยมากจนเสมือนว่ากระแสของอินพุทจะไหลผ่านตัวต้านทานป้อนกลับ ทั้งนี้เพราะสัญญาณอินพุทของวงจรเป็นกระแส แต่เราต้องการสัญญาณเอาท์พุตเป็นค่าโวลท์เตจ และคุณสมบัติอีกข้อหนึ่งคือกำลังขยายของวงจรมีค่าสูงเพื่อให้ค่าความต้านทานอินพุทของวงจรมีค่าต่ำ เพื่อทำให้แบนด์วิธมีค่าสูง ถึงแม้ว่าค่าความต้านทานป้อนกลับจะมีค่าสูง ซึ่งวงจรนี้จะมีข้อดีที่ทำให้ค่ากระแสเทอร์มอลน็อยส์มีค่าต่ำ ซึ่งจากวงจรในรูปค่าระดับสัญญาณเอาท์พุตจะมีค่าประมาณ

$$V = -20000\ I$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 ส่วนของวงจรขยายหลักและวงจรจัดรูปสัญญาณใหม่

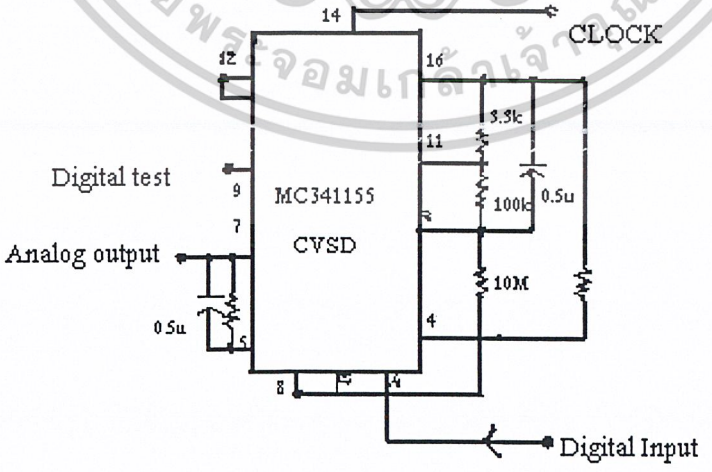
ส่วนของวงจรขยายหลักจะใช้ Op-Amp เบอร์ LM 351 โดยให้ Rin มีค่า 1 กิโลโอมห์ และ Rf มีค่า 220 กิโลโอมห์ หลังจากผ่านวงจรขยายหลักแล้วก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านวงจรคอมพาราเตอร์ (Comparator) ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ MC14093 เพื่อทำการจัดรูปสัญญาณใหม่ให้สวยงาม โดยเมื่อสัญญาณที่เข้ามามีค่ามากกว่าระดับอ้างอิงแล้วเอาท์พุทจะมีค่าเป็น 1 และเมื่อสัญญาณอินพุทที่เข้ามามีค่าต่ำกว่าสัญญาณอ้างอิงค่าเอาท์พุทจะเป็น 0 จะได้วงจรดังรูป



รูปที่ 3.2.2 แสดงวงจรขยายหลักและวงจรจัดรูปสัญญาณ

3.2.3 การแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก

หลังจากได้สัญญาณที่มีการจัดรูปใหม่แล้วจึงนำมาทำการแปลงสัญญาณดิจิตอลนั้นไปเป็นสัญญาณอนาล็อกเหมือนเดิมโดยผ่านไอซีเบอร์ MC34115 ซึ่งใช้สัญญาณนาฬิการที่ความถี่ 16 kHz ก็จะได้สัญญาณอินพุทกลับคืนมา โดยมีวงจรดังรูป

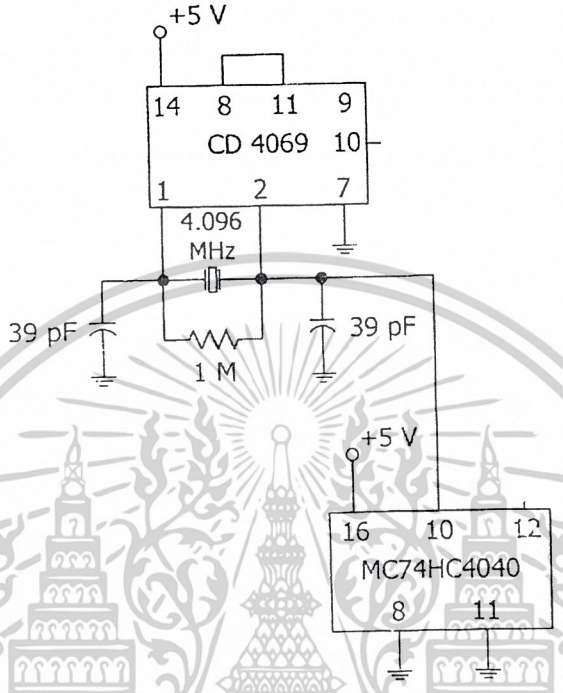


รูปที่ 3.2.3 แสดงวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.4 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา

วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz โดยใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 4.096 MHz แล้วทำการหารความถี่ลงมาให้เหลือ 16 kHz โดยใช้ IC เบอร์ CD74HC4040 และใช้ IC เบอร์ CD 4069 เป็นตัวเจนเนอร์เลตสัญญาณที่ความถี่เดียวกับคริสตอลออสซิลเลเตอร์ ดังรูป



รูปที่ 3.2.4 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz

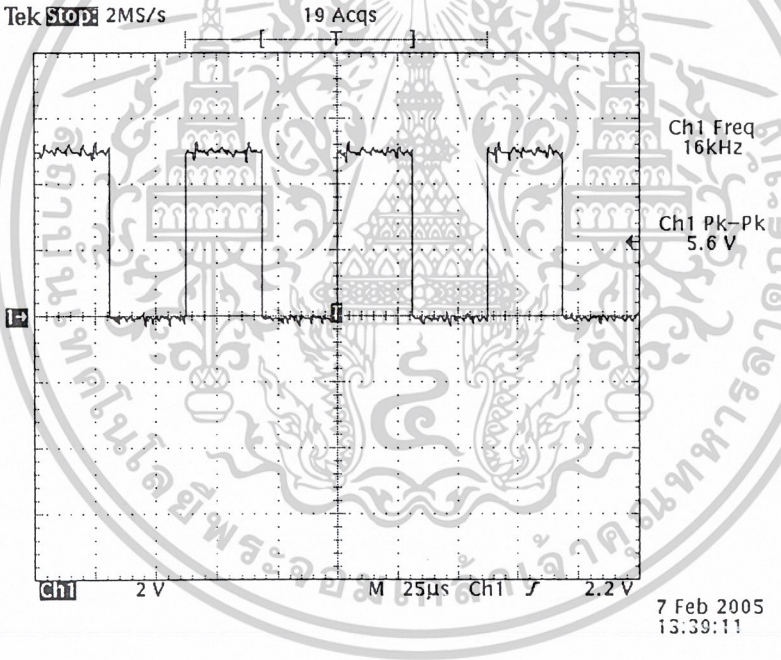
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ผลการทดลอง

ทำการป้อนสัญญาณอินพุทรูปซายน์เวฟความมถี่ 1 kHz ซึ่งจะใช้ส่งไปกับแสงสีแดง และความถี่ของสัญญาณอินพุทรูปซายน์เวฟ 500 Hz ซึ่งจะส่งไปกับแสงสีน้ำเงิน โดยทั้งสองความถี่จะมีแอมปลิจูด 1 โวลท์ และจะใช้สัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz ซึ่งได้ผลการทดลองดังรูป

4.1 ผลการทดลองของวงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz

โดยใช้คริสตอลออสซิลเลเตอร์ที่ความถี่ 4.096 MHz จากนั้นจึงทำการหารความถี่ลงให้ได้ความถี่ตามที่ต้องการคือที่ความถี่ 16 kHz โดยใช้ IC เบอร์ CD 4069 เป็นตัวผลิตความถี่เท่ากับคริสตอล และใช้ IC เบอร์ 74HC4040 เป็นตัวหารความถี่ลงให้ได้ 16 kHz ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังรูป



รูปที่ 4.1.1 แสดงสัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 16 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

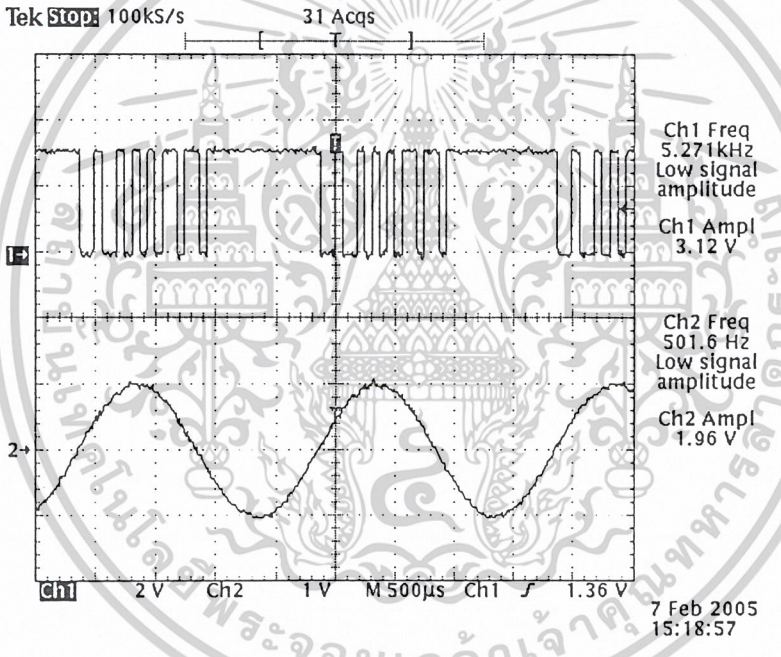
ผลการทดลอง จะแบ่งเป็น 2 ช่องสัญญาณ

โดยช่องสัญญาณที่ 1 จะเป็นการส่งสัญญาณข้อมูลผ่านแสงสีน้ำเงิน

ช่องสัญญาณที่ 2 จะเป็นการส่งข้อมูลผ่านแสงสีแดง

ช่องสัญญาณที่ 1 : ส่งข้อมูลผ่านแสงสีน้ำเงิน

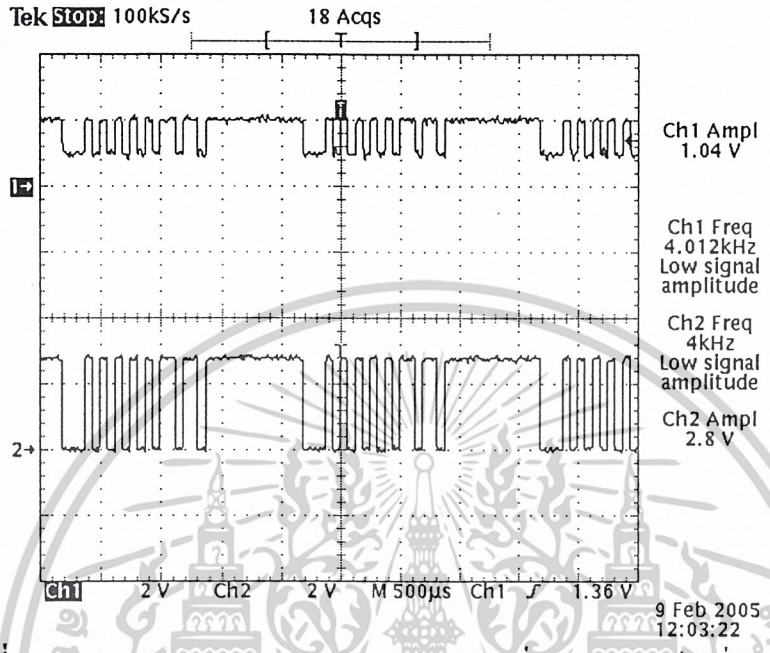
4.2 ช่องสัญญาณที่ 1 ทำการป้อนสัญญาณอินพุทที่ความถี่ 500Hz แอมปลิจูด 1โวลต์ เมื่อนำสัญญาณอินพุทนั้นไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิตอล โดยใช้ IC เบอร์ MC34115 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปการ modulate แบบเดลต้า (CVSD) และวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 9 ของ IC จะได้ผลการทดลองดังรูป



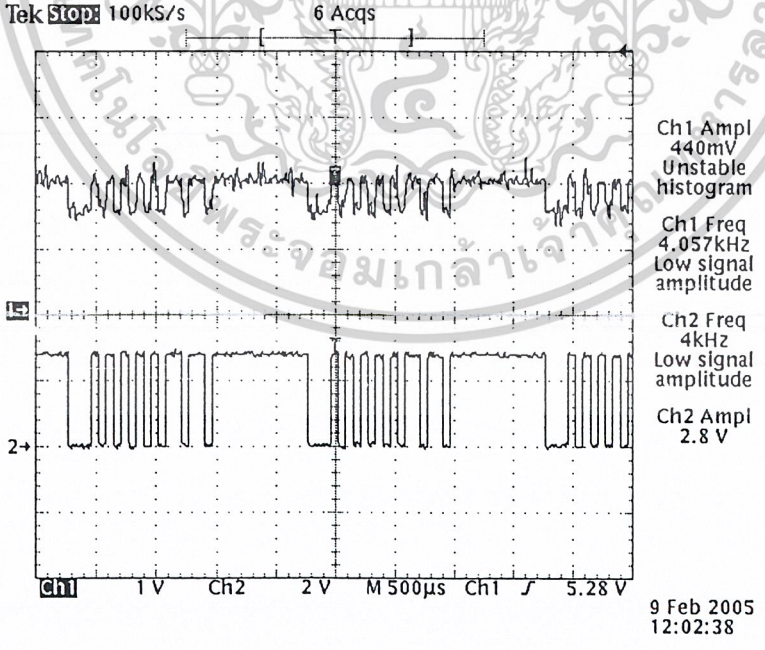
รูปที่ 4.2.1 แสดงสัญญาณดิจิตอล (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุทที่เป็นสัญญาณอนาล็อก (CH 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 เมื่อได้สัญญาณที่เป็นดิจิตอลเรียบร้อยแล้วจึงนำไปผ่านวงจรขับกระแส เพื่อส่งข้อมูลในรูปของสัญญาณแสงผ่านวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียล แอมพลิฟายเออร์ (Differential Amplifier) โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866A ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังรูป



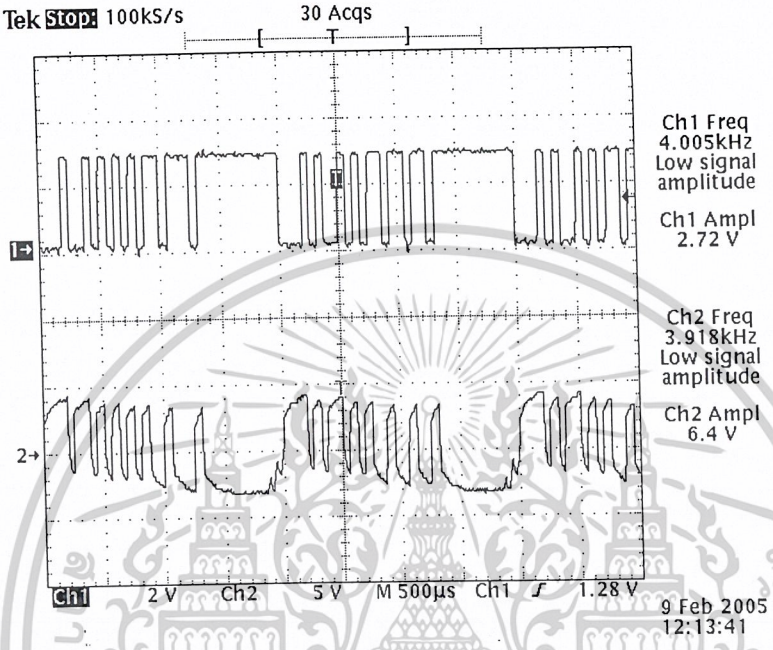
รูปที่ 4.3.1 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2)



รูปที่ 4.3.2 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวสุดท้าย (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

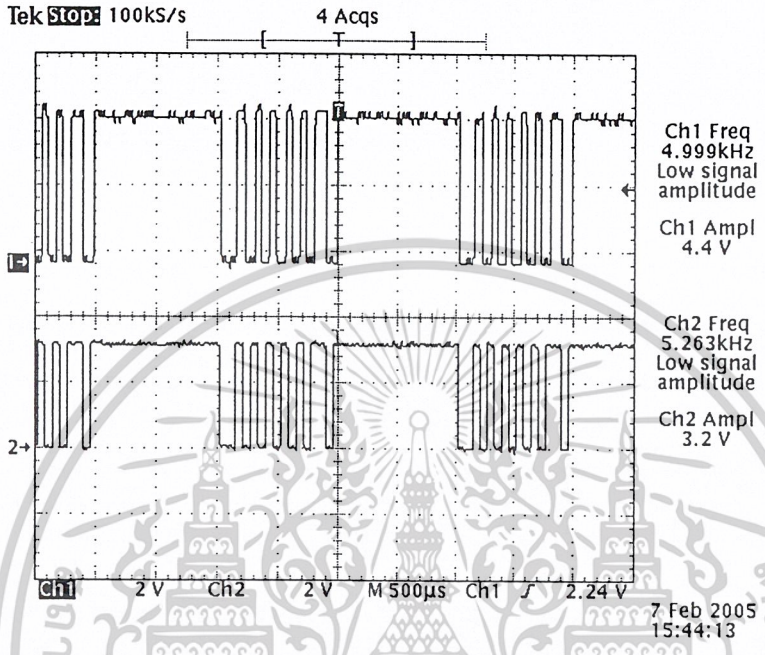
4.4 ทางด้านเครื่องรับเมื่อผ่านวงจรรับแสงแล้วจึงทำการขยายสัญญาณที่รับได้ โดยจะทำการขยายด้วยวงจรอินเวอร์ทติ้ง แอมพลิฟายเออร์ ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.4.1 แสดงสัญญาณที่ผ่านวงจรขยายแบบ Inverting Amplifier (CH 2) เทียบกับสัญญาณดิจิตอลก่อนส่ง (CH 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

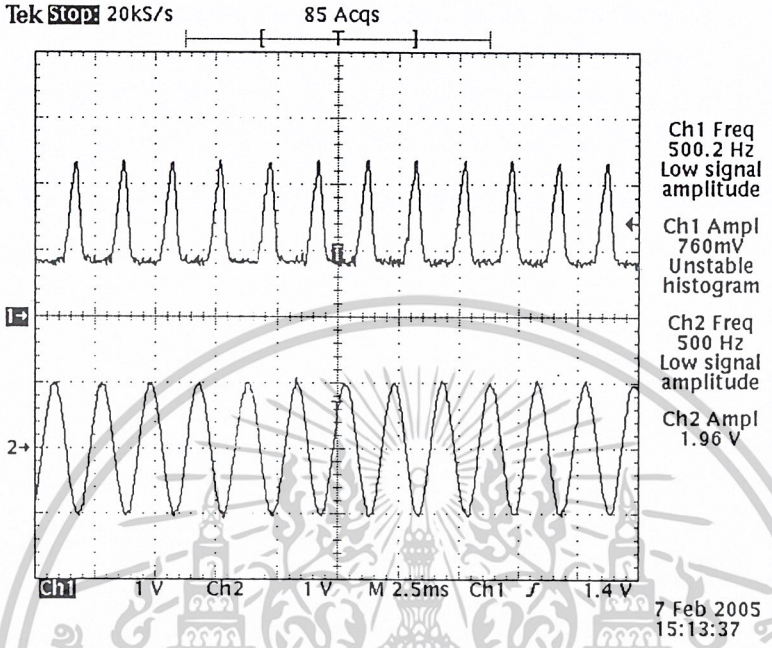
4.5 ทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการรับแสงแล้วและทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ด้วยวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (Regenerator) โดยจะใช้ IC เบอร์ 14093 จะได้ผลการทดลองดังรูป



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณดิจิตอลทางด้านส่ง (CH 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 เมื่อทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่แล้วจึงนำไปแปลงสัญญาณจากสัญญาณดิจิตอลกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกตามเดิม โดยผ่าน IC เบอร์ MC34115 ซึ่งจะได้ผลการทดลองเป็นดังรูป

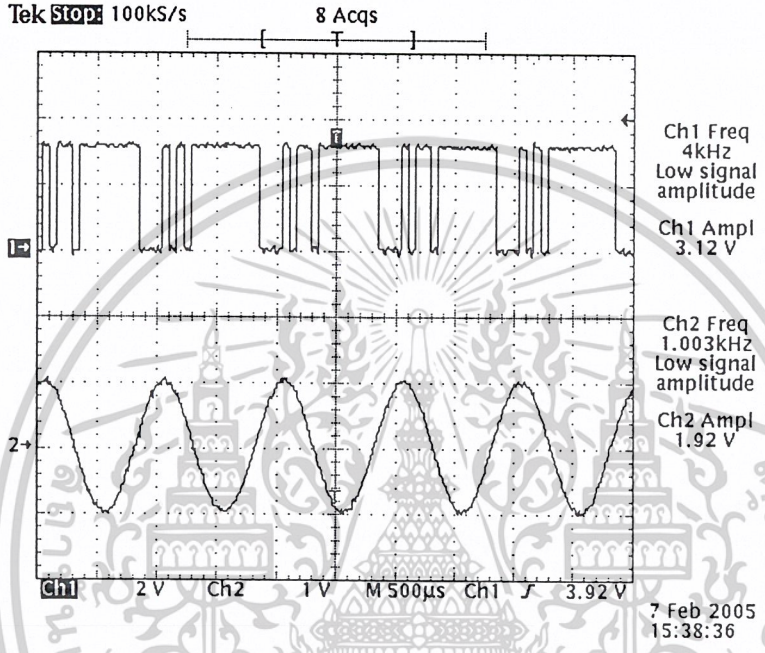


รูปที่ 4.6 สัญญาณอนาล็อกที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอนาล็อกอินพุท (CH 2) ที่ความถี่ 500 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องสัญญาณที่ 2 : ส่งข้อมูลผ่านแสงสีแดง

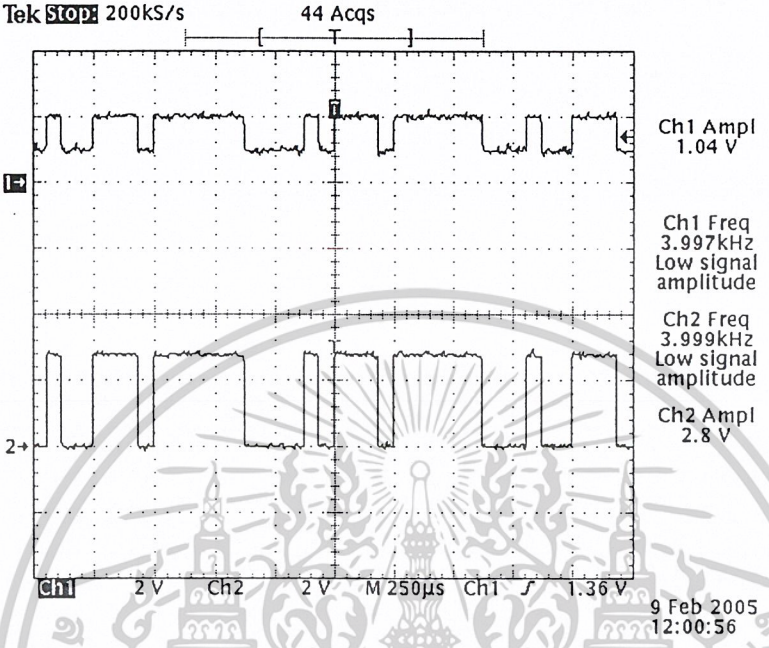
4.7 ช่องสัญญาณที่ 2 ทำการป้อนสัญญาณอินพุทที่ความถี่ 1 kHz แอมปลิจูด 1โวลต์ เมื่อนำสัญญาณอินพุทนั้นไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกไปเป็นสัญญาณดิจิตอล โดยใช้ IC เบอร์ MC34115 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปการ modulate แบบเคลต้า (CVSD) และวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ขา 9 ของ IC จะได้ผลการทดลองดังรูป



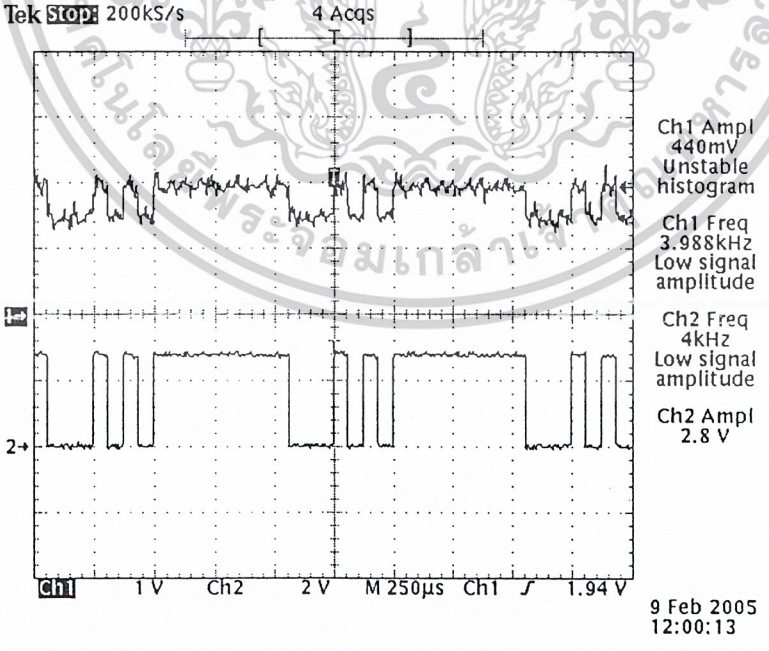
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอนาล็อกอินพุทที่ความถี่ 1 kHz (CH 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.8 เมื่อได้สัญญาณที่เป็นดิจิตอลเรียบร้อยแล้วจึงนำไปผ่านวงจรขับกระแส เพื่อส่งข้อมูลในรูปของสัญญาณแสงผ่านวงจรดิฟเฟอร์เรนเชียล แอมพลิฟายเออร์ (Differential Amplifier) โดยใช้ทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N3866A ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังรูป



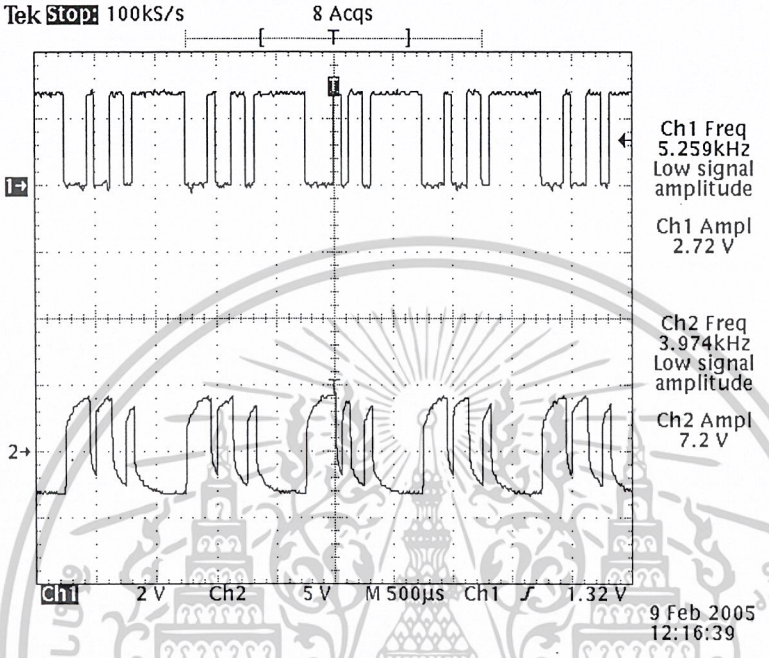
รูปที่ 4.8.1 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวที่ 1 (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2)



รูปที่ 4.8.2 แสดงสัญญาณหลังจากผ่านวงจรขับแสงที่ทรานซิสเตอร์ตัวสุดท้าย (CH 1) เทียบกับสัญญาณดิจิตอล (CH 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

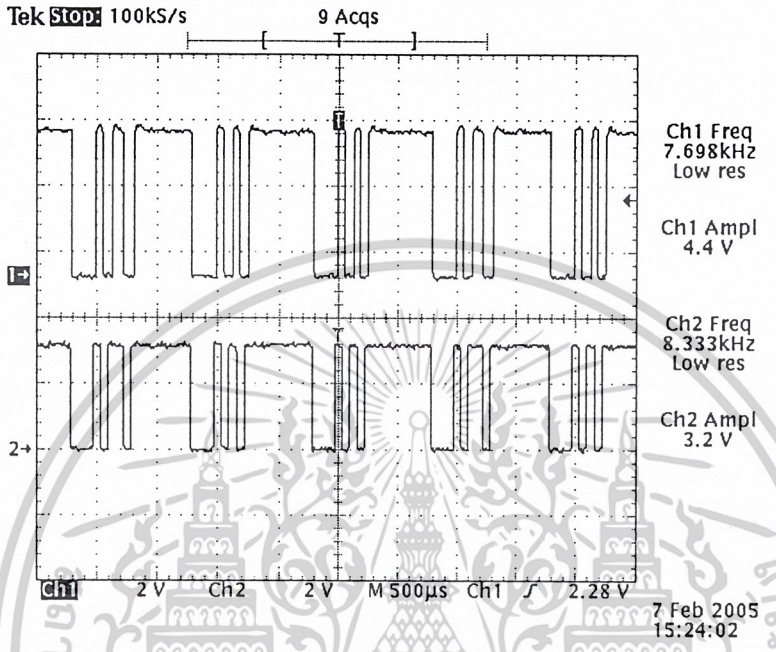
4.9 ทางด้านเครื่องรับเมื่อผ่านวงจรรับแสงแล้วจึงทำการขยายสัญญาณที่รับได้ โดยจะทำการขยายด้วยวงจรอินเวอร์ทติ้ง แอมพลิฟายเออร์ ซึ่งจะได้ผลการทดลองดังนี้



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (CH 2) เปรียบเทียบกับสัญญาณดิจิตอลทางด้านส่ง (CH 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

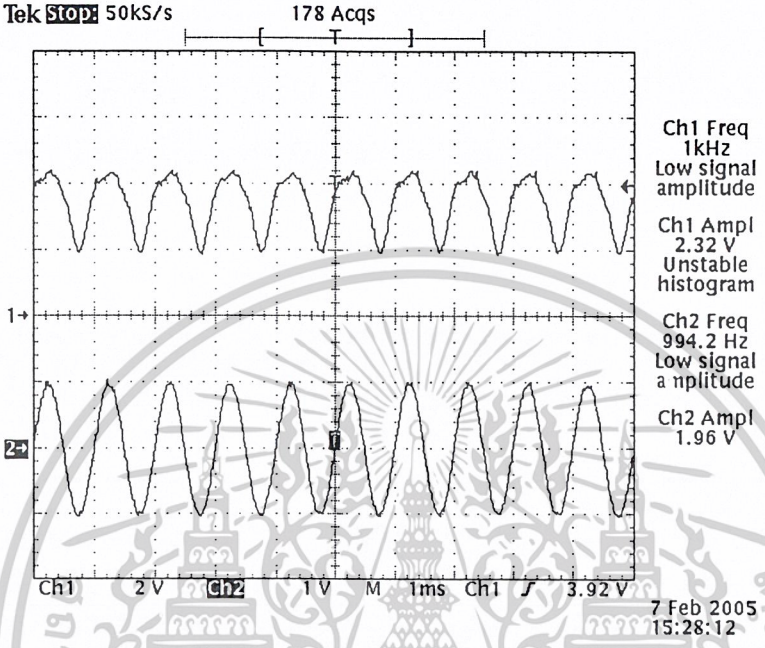
4.10 ทางด้านเครื่องรับเมื่อทำการรับแสงแล้วและทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่ด้วยวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (Regenerator) โดยจะใช้ IC เบอร์ 14093 จะได้ผลการทดลองดังรูป



รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณดิจิตอลที่ผ่านวงจรรีเจเนอร์เรเตอร์ (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณดิจิตอลทางด้านส่ง (CH 2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.11 เมื่อทำการสร้างสัญญาณขึ้นมาใหม่แล้วจึงนำไปแปลงสัญญาณจากสัญญาณดิจิตอลกลับเป็นสัญญาณอนาล็อกตามเดิม โดยผ่าน IC เบอร์ MC34115 ซึ่งจะได้ผลการทดลองเป็นดังรูป



รูปที่ 4.11 สัญญาณอนาล็อกที่ได้จากวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก (CH 1) เปรียบเทียบกับสัญญาณอนาล็อกอินพุท (CH 2) ที่ความถี่ 1 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5
บทสรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

จากการทดลองพบว่า เราสามารถมัลติเพล็กซ์แสงโดยแบ่งตามความยาวคลื่นได้ โดยใช้คลื่นพาห์ที่ความถี่ต่างกันในการมอดูเลตกับสัญญาณข้อมูลข่าวสาร ซึ่งการมัลติเพล็กซ์ในโครงงานนี้ใช้สายคัปเปลอร์ในการรวมแสงที่ด้านส่งและแยกแสงทางด้านรับ

ทางด้านส่ง นำสัญญาณข้อมูลข่าวสารมาทำการแปลงจากสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล แล้วจึงนำไปผ่านวงจรขับแสง โดยช่องสัญญาณที่ 1 จะใช้แสงสีน้ำเงิน และช่องสัญญาณที่ 2 ใช้แสงสีแดงเป็นคลื่นพาห์ จากนั้นจึงทำการมัลติเพล็กซ์แสงแบบแบ่งตามความยาวคลื่นด้วยสายคัปเปลอร์แล้วจึงส่งไปยังด้านรับ

ทางด้านรับก็จะรับแสงมาแล้วทำการขยายสัญญาณ จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้นั้นมาทำการรีเจนเนอร์เลตสัญญาณใหม่ แล้วจึงนำไปผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อกดังเดิม

ปัญหาที่พบในการทำงาน

1. สายคัปเปลอร์จะมี loss เกิดขึ้นมาก เนื่องจากปัญหาในการเชื่อมสาย
2. เส้นใยแสงที่ใช้มีคุณภาพต่ำ เนื่องจากถ้าจะใช้เส้นใยแก้วจริงๆ จะมีราคาแพง
3. สัญญาณแสงที่ใช้จะต้องมีความเข้มของสัญญาณมากทางด้านรับจึงสามารถรับสัญญาณได้

แนวทางในการพัฒนา

1. เพิ่มช่องสัญญาณในการมัลติเพล็กซ์
2. เปลี่ยนสัญญาณอินพุตจากสัญญาณข้อมูลมาเป็นสัญญาณเสียงในการมัลติเพล็กซ์
3. ใช้เครื่องเชื่อมสายและเส้นใยแสงที่มีคุณภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RF Products
Microsemi
Progress Powered by Technology

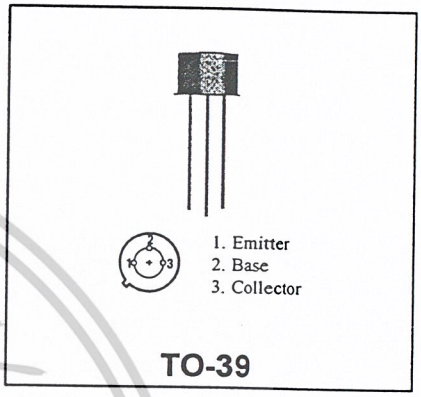
140 COMMERCE DRIVE
MONTGOMERYVILLE, PA
18936-1013
PHONE: (215) 631-9840
FAX: (215) 631-9855

2N3866 / 2N3866A

RF & MICROWAVE DISCRETE LOW POWER TRANSISTORS

Features

- Silicon NPN, To-39 packaged VHF/UHF Transistor
- Specified 400 MHz, 28Vdc Characteristics
  - Output Power = 1.0 Watt
  - Minimum Gain = 10 dB
  - Efficiency = 45%
- 800 MHz Current-Gain Bandwidth Product



TO-39

DESCRIPTION:

Silicon NPN transistor, designed for VHF and UHF equipment. Applications include amplifier; pre-driver, driver, and output stages. Also suitable for oscillator and frequency-multiplier functions.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tcase = 25°C)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{CEO}	Collector-Emitter	30	Vdc
V_{CBO}	Collector-Base Voltage	55	Vdc
V_{EBO}	Emitter-Base Voltage	3.5	Vdc
I_C	Collector Current	400	mA

Thermal Data

P_D	Total Device Dissipation Derate above 25°C	5.0 28.6	Watts mW/ °C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (Tcase = 25°C)

STATIC
(off)

Symbol	Test Conditions	Value			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
BVCER	Collector-Emitter Breakdown Voltage (IC = 5.0 mAdc, RBE = 10 ohms)	55	-	-	Vdc
BVCEO	Collector-Emitter Sustaining Voltage (IC=5.0 mAdc, IB=0)	30	-	-	Vdc
BVCBO	Collector-Base Breakdown Voltage (IE = 0, IC = 0.1 mAdc)	55	-	-	Vdc
BVEBO	Emitter-Base Breakdown Voltage (IE = 0.1 mAdc, IC = 0)	3.5	-	-	Vdc
ICEO	Collector Cutoff Current (VCE = 28 Vdc, IB = 0)	-	-	20	µA
ICEX	Collector Cutoff Current (VCE = 55 Vdc, VBE = 1.5 Vdc)	-	-	100	µA

(on)

HFE	DC Current Gain (IC = 360 mAdc, VCE = 5.0 Vdc) Both (IC = 50 mAdc, VCE = 5.0 Vdc) 2N3866 (IC = 50 mAdc, VCE = 5.0 Vdc) 2N3866A	5.0 10 25	- - -	- 200 200	- - -
VCE(sat)	Collector-Emitter Saturation Voltage (IC = 100 mAdc, IB = 20 mAdc)	-	-	1.0	Vdc

DYNAMIC

Symbol	Test Conditions		Value			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
f_T	Current-Gain - Bandwidth Product (IC = 50 mAdc, VCE = 15 Vdc, f = 200 MHz)	2N3866 2N3866A	500 800	800 -	- -	MHz
COB	Output Capacitance (VCB = 30 Vdc, IE = 0, f = 1.0 MHz)		-	2.8	3.5	pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FUNCTIONAL

Symbol	Test Conditions		Value			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
G_{PE}	Power Gain	Test Circuit-Figure 1 Pin = 0.1 W, VCE = 28Vdc f = 400 MHz, TC = 25 C	10	-	-	dB
Pout	Output Power	Test Circuit-Figure 1 Pin = 0.1 W, VCE = 28Vdc f = 400 MHz, TC = 25 C	1.0	-	-	Watts
η_C	Collector Efficiency	Test Circuit-Figure 1 Pin = 0.1 W, VCE = 28Vdc f = 400 MHz, TC = 25 C	45	-	-	%

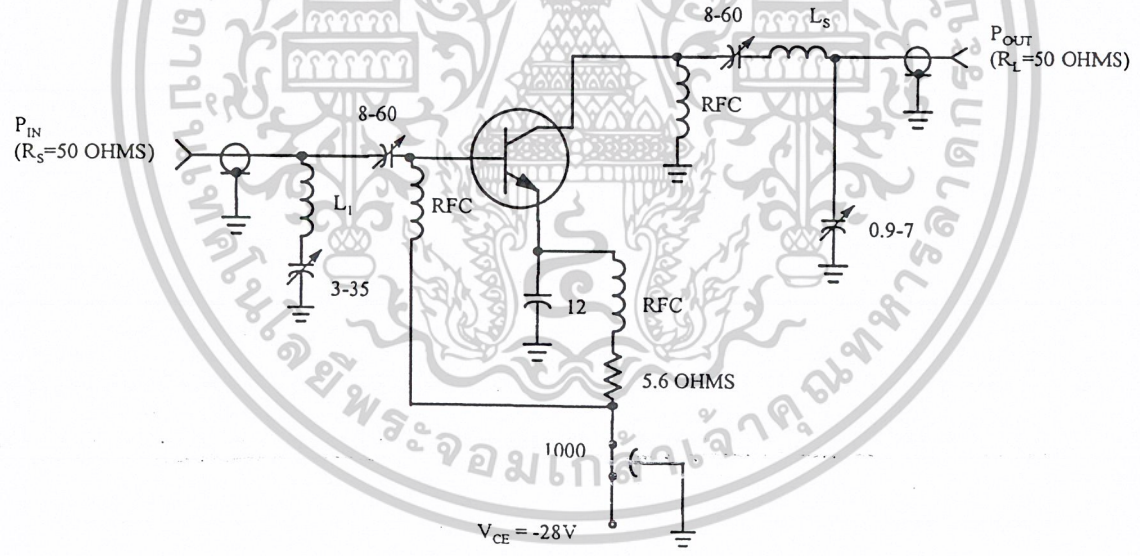


Figure 1 - 400 MHz RF AMPLIFIER CIRCUIT FOR G_{PE}, P_{OUT}, AND EFFICIENCY SPECIFICATIONS.

L_1: 2 TURNS No. 18 wire, ¼" ID, 1/8" long

L_s: 2 ¾ TURNS No. 18 wire, ¼" ID, 3/16" long

Capacitor values in pF unless otherwise indicated.

Tuning capacitors are air variable

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RF Products
Microsemi
Progress Powered by Technology

2N3866 / 2N3866A

RF Low Power PA, LNA, and General Purpose Discrete Selector Guide

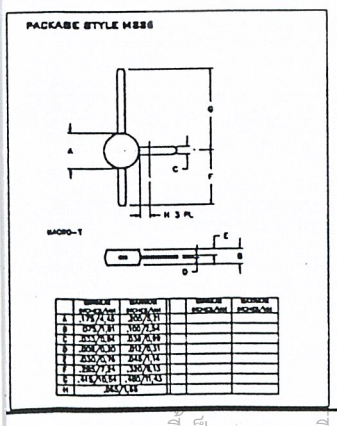
Package	Device	Type	GPE Freq (MHz	Pout	GPE (dB)	Efficiency (%)	GPE VCC	BVCEO	IC max (mA)
SO-8	MRF4427, R2	NPN	175	0.15	18	60	12	20	400
TO-39	2N4427	NPN	175	1	10	50	12	20	400
POWER MACRO	MRF553	NPN	175	1.5	11.5	60	12.5	16	500
POWER MACRO	MRF553T	NPN	175	1.5	11.5	50	12.5	16	500
TO-39	MRF607	NPN	175	1.75	11.5	50	12.5	16	330
TO-39	2N6255	NPN	175	3	7.8	50	12.5	18	1000
TO-72	2N5179	NPN	200		20		6	12	50
MACRO X	MRF555	NPN	512	0.5	10	65	7.5	16	150
MACRO X	MRF555	NPN	512	0.5	13	60	12.5	16	150
TO-39	2N3866A	NPN	400	1	10	45	28	30	400
SO-8	MRF3866, R1, R2	NPN	400	1	10	45	28	30	400
POWER MACRO	MRF555	NPN	470	1.5	11	50	12.5	16	400
POWER MACRO	MRF555T	NPN	470	1.5	11	50	12.5	16	400
MACRO X	MRF555	NPN	870	0.5	6.5	70	7.5	16	150
MACRO X	MRF555	NPN	870	0.5	9.5	65	12.5	16	150
SO-8	MRF8372,R1,R2	NPN	870	0.75	8	55	12.5	16	200
POWER MACRO	MRF557	NPN	870	1.5	8	55	12.5	16	400
POWER MACRO	MRF557T	NPN	870	1.5	8	55	12.5	16	400

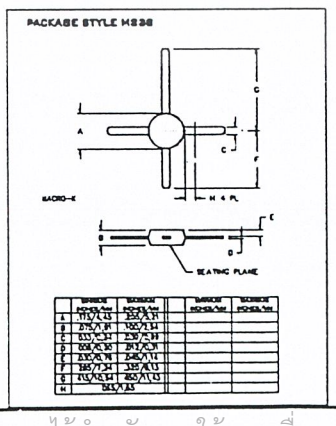
RF (Low Power PA / General Purpose) Selection

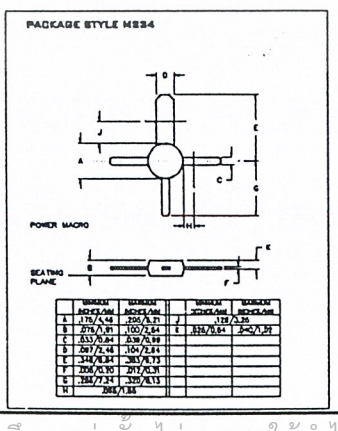
Package	Device	Type	Freq (MHz)	NF (dB)	NF IC (mA)	NF VCE	GNF (dB)	Gu Max (dB)	Ftau (MHz)	Ccb(pF)	BVCEO	IC max (mA)
TO-39	2N5109	NPN	200	3	10	15		12	1200	3.5	20	400
TO-39	MRF5943C	NPN	200	3.4	30	15		11.4	1000		30	400
SO-8	MRF5943, R1, R2	NPN	200	3.4	30	15		15	1300		30	400
TO-72	2N5179	NPN	200	4.5	1.5	6		17	900	1	12	50
TO-72	2N2857	NPN	300	5.5	50	6		13	1600	1	15	40
TO-39	MRF517	NPN	300	7.5	50	15		5.5	4600	3	25	150
TO-72	MRF904	NPN	450	1.8	5	6		11	4000	1	15	30
TO-72	2N6304	NPN	450	5	2	5		14	1400	1	15	50
MACRO T	BFR91	NPN	500	1.8	2	5	11	16.5	5000	1	12	35
MACRO T	BFR96	NPN	500	2	10	10		14.5	500	2.6	15	100
SO-8	MRF5812, R1, R2	NPN	500	2	50	10	15.5	17.8	5000		15	200
MACRO X	MRF581A	NPN	500	2	50	10	14	15	5000		15	200
Macro	BFR90	NPN	500	2.4	2	10	15	16	5000	1	15	30
TO-72	BFY90	NPN	500	2.5	2	5		20	1300		15	50
TO-72	MRF914	NPN	500	2.6	5	10		15	4500		12	40
MACRO X	MRF581	NPN	500	2.5	50	10	15	17.6	5000		16	200
TO-39	MRF586	NPN	500	3	80	15	11	14.5	4500	2.2	17	200
MACRO X	MRF951	NPN	1000	1.3	5	6	14	17	8000	0.45	10	100
MACRO X	MRF571	NPN	1000	1.5	10	6	10		8000	1	10	70
MACRO T	BFR91	NPN	1000	2.5	2	5	8	11	5000	1	12	35
MACRO T	BFR90	NPN	1000	3	2	10	10	12.5	5000	1	15	30
TO-39	MRF545	PNP						14	1400	2	70	400
TO-39	MRF544	NPN						13.5	1500		70	400

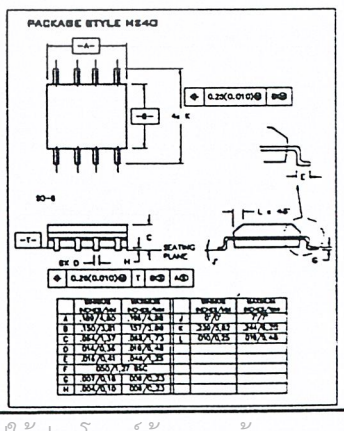
RF (LNA / General Purpose) Selection Guide

Low Cost RF Plastic Package Options









Macro T Macro X Power SO-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Order this document by MC34115/D

MOTOROLA

MC34115

CONTINUOUSLY VARIABLE SLOPE DELTA MODULATOR/DEMODULATOR

SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

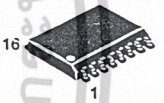
Continuously Variable Slope Delta Modulator/Demodulator

Providing a simplified approach to digital speech encoding/decoding, the MC34115 CVSD is designed for speech synthesis and commercial telephone applications. A single IC provides both encoding and decoding functions.

- Encode and Decode Functions Selectable with a Digital Input
- Utilization of Compatible I^2L – Linear Bipolar Technology
- CMOS Compatible Digital Output
- Digital Input Threshold Selectable ($V_{CC}/2$ Reference Provided On–Chip)
- 3–Bit Algorithm

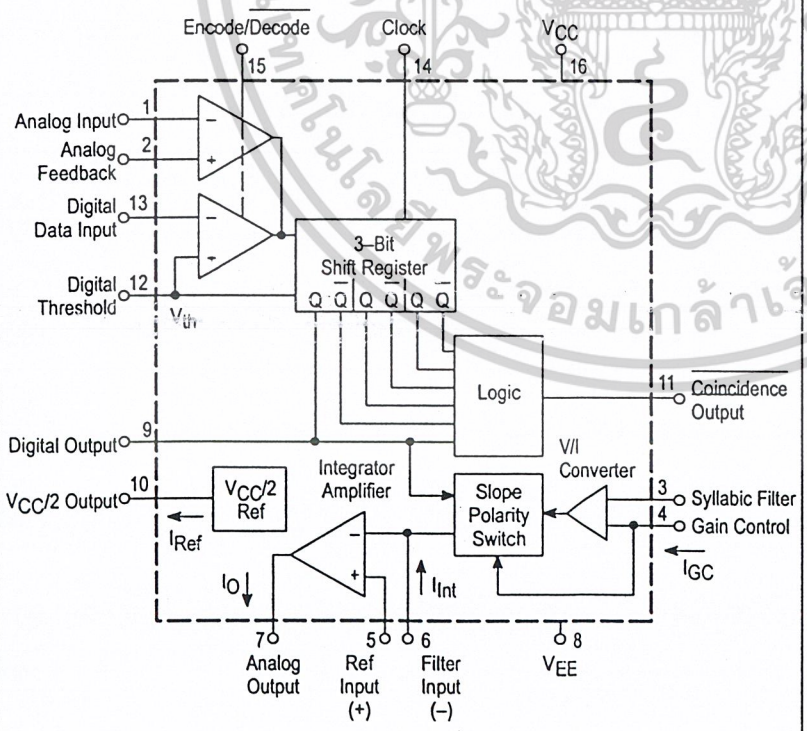


P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648



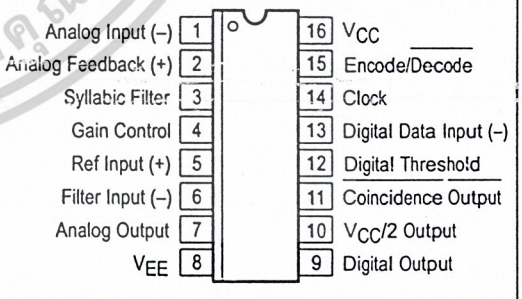
DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751G
(SO–16L)

CVSD Block Diagram



This device contains 144 active transistors.

PIN CONNECTIONS



(Top View)

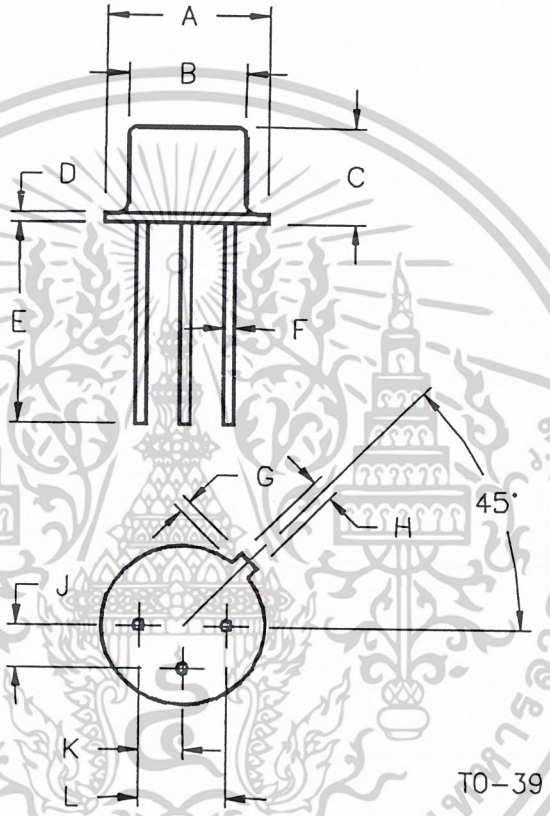
ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC34115P	T_A = 0° to +70°C	Plastic DIP
MC34115DW		SO–16L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

© Motorola, Inc. 1996

PACKAGE STYLE M246



	MINIMUM INCHES/MM	MAXIMUM INCHES/MM		MINIMUM INCHES/MM	MAXIMUM INCHES/MM
A	.350/8,89	.370/9,40	J	.095/2,41	.105/2,67
B	.315/8,00	.335/8,51	K	.095/2,41	.105/2,67
C	.240/6,10	.260/6,60	L	.190/4,83	.210/5,33
D	.015/0,38	.045/1,14			
E	.500/12,70				
F	.016/0,41	.019/0,48			
G	.029/0,74	.040/1,02			
H	.028/0,71	.034/0,86			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAXIMUM RATINGS (All voltages referenced to V_{EE}, T_A = 25°C, unless otherwise noted.) (Note 2)

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	–0.4 to +18	Vdc
Differential Analog Input Voltage	V_{ID}	±5.0	Vdc
Digital Threshold Voltage	V_{th}	–0.4 to V_{CC}	Vdc
Logic Input Voltage (Clock, Digital Data, Encode/Decode)	V_{Logic}	–0.4 to +18	Vdc
Coincidence Output Voltage	$V_{O(Con)}$	–0.4 to +18	Vdc
Syllabic Filter Input Voltage	$V_{I(Syl)}$	–0.4 to V_{CC}	Vdc
Gain Control Input Voltage	$V_{I(GC)}$	–0.4 to V_{CC}	Vdc
Reference Input Voltage	$V_{I(ref)}$	V_{CC}/2 – 1.0 to V_{CC}	Vdc
V_{CC}/2 Output Current	I_{ref}	–25	mA
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0 to +70	°C
Operating Junction Temperature	T_J	+150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	–55 to +125	°C

NOTE: ESD data available upon request.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 12 V, V_{EE} = Gnd, T_A = 0° to 70°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage Range (Figure 1)	V_{CC}	4.75	12	16.5	Vdc
Power Supply Current (Figure 1) (Idle Channel)	I_{CC}				mA
V_{CC} = 5.0 V		–	4.6	7.5	
V_{CC} = 15 V		–	7.0	12	
Clock Rate	SR	–	16 k	–	Samples/s
Gain Control Current Range (Figure 2)	I_{GCR}	0.002	–	3.0	mA
Analog Comparator Input Range (Pins 1 and 2) 4.75 V ≤ V_{CC} ≤ 16.5 V	V_I	1.3	–	V_{CC} – 1.3	Vdc
Analog Output Range (Pin 7) 4.75 V ≤ V_{CC} ≤ 16.5 V, I_O = ±5.0 mA	V_O	1.3	–	V_{CC} – 1.3	Vdc
Input Bias Currents (Figure 3)	I_{IB}				µA
Comparator in Active Region					
Analog Input (I1)		–	0.5	2.5	
Analog Feedback (I2)		–	0.5	2.5	
Syllabic Filter Input (I3)		–	0.06	0.5	
Reference Input (I5)		–	–0.06	–0.5	
Input Offset Current	I_{IO}				µA
Comparator in Active Region					
Analog Input/Analog Feedback |I1 – I2| (Figure 3)		–	0.15	0.8	
Integrator Amplifier |I5 – I6| (Figure 4)		–	0.02	0.2	
Input Offset Voltage V/I Converter (Pins 3 and 4) (Figure 5)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Transconductance	gm				mA/mV
V/I Converter, 0 to 3.0 mA		0.1	0.3	–	
Integrator Amplifier, 0 to +5.0 mA Load		1.0	10	–	

NOTES: 1. All propagation delay times measured 50% to 50% from the negative going (from V_{CC} to +0.4 V) edge of the clock.
2. Devices should not be operated at these values. The "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.
3. Dynamic total loop offset (ΣV_{offset}) equals V_{IO} (comparator) (Figure 3) minus V_{IOX} (Figure 5). The input offset voltages of the analog comparator and of the integrator amplifier include the effects of input offset current through the input resistors. The slope polarity switch current mismatch appears as an average voltage across the 10 k integrator resistor. The clock frequency is 16 kHz. Idle channel performance is guaranteed if this dynamic total loop offset is less than one–half of the change in integrator output voltage during one clock cycle (ramp step size).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued) (V_{CC} = 12 V, V_{EE} = Gnd, T_A = 0° to 70°C, unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Propagation Delay Times (Note 1)					µs
Clock Trigger to Digital Output	t_{PLH}	–	1.0	3.0	
C_L = 25 pF to Gnd	t_{PHL}	–	0.8	3.0	
Clock Trigger to Coincidence Output	t_{PLH}	–	1.0	3.5	
C_L = 25 pF to Gnd, R_L = 4.0 kΩ to V_{CC}	t_{PHL}	–	0.8	2.5	
Coincidence Output Voltage – Low Logic Stage ($I_{OL(Con)}$ = 3.0 mA)	$V_{OL(Con)}$	–	0.12	0.25	Vdc
Coincidence Output Leakage Current – High Logic State (V_{OH} = 15 V)	$I_{OH(Con)}$	–	0.01	0.5	µA
Applied Digital Threshold Voltage Range (Pin 12)	V_{th}	1.2	–	V_{CC} – 2.0	Vdc
Digital Threshold Input Current	$I_{I(th)}$				µA
1.2 V ≤ V_{th} ≤ V_{CC} – 2.0 V					
V_{IL} Applied to Pins 13, 14 and 15		–	–	5.0	
V_{IH} Applied to Pins 13, 14 and 15		–	–10	–50	
Maximum Integrator Amplifier Output Current	I_O	±5.0	–	–	mA
V_{CC}/2 Generator Maximum Output Current (Source Only)	I_{ref}	–10	–	–	mA
V_{CC}/2 Generator Output Impedance (0 to –10 mA)	z_{ref}	–	3.0	6.0	Ω
V_{CC}/2 Generator Tolerance (4.75 V ≤ V_{CC} ≤ 16.5 V)	er	–	–	±3.5	%
Logic Input Voltage (Pins 13, 14 and 15)					Vdc
Low Logic State	V_{IL}	V_{EE}	–	V_{th} – 0.4	
High Logic State	V_{IH}	V_{th} + 0.4	–	16.5	
Dynamic Total Loop Offset Voltage (Note 3) (Figures 3, 4 and 5)	ΣV_{offset}				mV
I_{GC} = 33 µA, V_{CC} = 12 V					
T_A = 25°C		–	±2.5	±7.0	
0°C ≤ T_A ≤ +70°C		–	±3.0	±10	
I_{GC} = 33 µA, V_{CC} = 5.0 V					
T_A = 25°C		–	±4.0	±8.0	
0°C ≤ T_A ≤ +70°C		–	±4.5	±12	
Digital Output Voltage (Pin 9)					Vdc
I_{OL} = 3.6 mA	V_{OL}	–	0.1	0.4	
I_{OH} = –0.35 mA	V_{OH}	V_{CC} – 1.0	V_{CC} – 0.2	–	
Syllabic Filter Applied Voltage (Pin 3) (Figure 2)	$V_{I(Syl)}$	3.2	–	V_{CC}	Vdc
Integrating Current (Figure 2)	$\lvert I_{Int} \rvert$				
I_{GC} = 12 µA		8.0	10	12	µA
I_{GC} = 1.5 mA		1.4	1.5	1.6	mA
I_{GC} = 3.0 mA		2.75	3.0	3.25	mA
Dynamic Integrating Current Match (Figure 6) (I_{GC} = 1.5 mA)	$V_{O(Ave)}$	–	±100	±300	mV
Input Current – High Logic State (V_{IH} = 16.5 V)	I_{IH}				µA
Digital Data Input		–	–	5.0	
Clock Input		–	–	5.0	
Encode/Decode Input		–	–	5.0	
Input Current – Low Logic State (V_{IL} = 0 V)	I_{IL}				µA
Digital Data Input		–10	–	–	
Clock Input		–360	–	–	
Encode/Decode Input		–36	–	–	
Clock Input, V_{IL} = 0.4 V		–72	–	–	

NOTES: 1. All propagation delay times measured 50% to 50% from the negative going (from V_{CC} to +0.4 V) edge of the clock.
2. Devices should not be operated at these values. The "Electrical Characteristics" provide conditions for actual device operation.
3. Dynamic total loop offset (ΣV_{offset}) equals V_{IO} (comparator, Figure 3) minus V_{IOX} (Figure 5). The input offset voltages of the analog comparator and of the integrator amplifier include the effects of input offset current through the input resistors. The slope polarity switch current mismatch appears as an average voltage across the 10 k integrator resistor. The clock frequency is 16 kHz. Idle channel performance is guaranteed if this dynamic total loop offset is less than one–half of the change in integrator output voltage during one clock cycle (ramp step size).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DEFINITION AND FUNCTION OF PINS

Pin 1 – Analog Input

This is the analog comparator inverting input where the voice signal is applied. It may be ac or dc coupled depending on the application. If the voice signal is to be level shifted to the internal reference voltage, then a bias resistor between Pins 1 and 10 is used. The resistor is used to establish the reference as the new dc average of the ac coupled signal. The analog comparator was designed for low hysteresis (typically less than 0.1 mV) and high gain (typically 70 dB).

Pin 2 – Analog Feedback

This is the noninverting input to the analog signal comparator. In an encoder application it should be connected to the analog output of the encoder circuit. This may be Pin 7 or a low pass filter output connected to Pin 7. In a decode circuit, Pin 2 is not used and may be tied to $V_{CC}/2$ at Pin 10 or ground.

The analog input comparator has bias currents of 2.5 μA max, thus the driving impedances of Pins 1 and 2 should be equal to avoid disturbing the idle channel characteristics of the encoder.

Pin 3 – Syllabic Filter

This is the point at which the syllabic filter voltage is returned to the IC in order to control the integrator step size. It is an NPN input to an op amp. The syllabic filter consists of an RC network between Pins 11 and 3. Typical time constant values of 6.0 ms to 50 ms are used in voice codecs.

Pin 4 – Gain Control Input

The syllabic filter voltage appears across C_S of the syllabic filter and is the voltage between V_{CC} and Pin 3. The active voltage to current (V–I) converter drives Pin 4 to the same voltage at a slew rate of typically 0.5 V/μs. Thus the current injected into Pin 4 (I_{GC}) is the syllabic filter voltage divided by the R_X resistance. Figure 7 shows the relationship between I_{GC} (x–axis) and the integrating current, I_{Int} (y–axis). The discrepancy, which is most significant at very low currents, is due to circuitry within the slope polarity switch which enables trimming to a low total loop offset. The R_X resistor is then varied to adjust the loop gain of the codec, but should be no larger than 5.0 kΩ to maintain stability.

Pin 5 – Reference Input

This pin is the noninverting input of the integrator amplifier. It is used to reference the dc level of the output signal. In an encoder circuit, it must reference the same voltage as Pin 1 and is tied to Pin 10.

Pin 6 – Filter Input

This inverting op amp input is used to connect the integrator external components. The integrating current (I_{Int}) flows into Pin 6 when the analog input (Pin 1) is high with respect to the analog feedback (Pin 2) in the encode mode or when the digital data input (Pin 13) is high in the decode mode. For the opposite states, I_{Int} flows out of Pin 6. Single integration systems require a capacitor and resistor between Pins 6 and 7. Multipole configurations will have different circuitry. The resistance between Pins 6 and 7 should typically be between 8.0 kΩ and 13 kΩ to maintain good idle channel characteristics.

Pin 7 – Analog Output

This is the integrator op amp output. It is capable of driving a 600 Ω load referenced to $V_{CC}/2$ to +6.0 dBm and can otherwise be treated as an op amp output. Pins 5, 6 and 7 provide full access to the integrator op amp for designing integration filter networks. The slew rate of the internally compensated integrator op amp is typically 0.5 V/μs. Pin 7 output is current limited for both polarities of current flow at typically 30 mA.

Pin 8 – V_{EE}

The circuit is designed to work in either single or dual power supply applications. Pin 8 is always connected to the most negative supply.

Pin 9 – Digital Output

The digital output provides the results of the delta modulator's conversion. It swings between V_{CC} and V_{EE} and is CMOS or TTL compatible. Pin 9 is inverting with respect to Pin 1 and noninverting with respect to Pin 2. It is clocked on the falling edge of Pin 14. The typical 10% to 90% rise and fall times are 250 ns and 50 ns respectively for V_{CC} = 12 V and C_L = 25 pF to ground.

Pin 10 – $V_{CC}/2$ Output

An internal low impedance mid–supply reference is provided for use in single supply applications. The internal regulator is a current source and must be loaded with a resistor to ensure its sinking capability. If a +6.0 dBmo signal is expected across a 600 Ω input bias resistor, then Pin 10 must sink 2.2 V/600 Ω = 3.66 mA. This is possible only if Pin 10 sources 3.66 mA into a resistor normally and will source the difference under peak load. The reference load resistor is chosen accordingly. A 0.1 μF bypass capacitor from Pin 10 to V_{EE} is also recommended. The $V_{CC}/2$ reference is capable of sourcing 10 mA and can be used as a reference elsewhere in the system circuitry.

Pin 11 – Coincidence Output

The coincidence output will be low whenever the content of the internal 3–bit shift register is all 1s or all 0s. Pin 11 is an open collector NPN device and requires a pull–up resistor. If the syllabic filter is to have equal charge and discharge time constants, the value of R_P should be much less than R_S. In systems requiring different charge and discharge constants, the charging constant is R_SC_S while the decay constant is $(R_S + R_P)C_S$. Thus, longer decays are easily achievable. The NPN device should not be required to sink more than 3.0 mA. The typical 10% to 90% rise and fall times are 200 ns and 100 ns respectively for R_L = 4.0 kΩ to 12 V and C_L = 25 pF to ground.

Pin 12 – Digital Threshold

This input sets the switching threshold for Pins 13, 14 and 15. It is intended to aid in interfacing different logic families without external parts. Typically it is connected to the $V_{CC}/2$ reference for CMOS interface or can be biased two diode drops above V_{EE} for TTL interface.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin 13 – Digital Data Input

In a decode application, the digital data stream is applied to Pin 13. In an encoder it may be unused or may be used to transmit a signaling message under the control of Pin 15. It is an inverting input with respect to Pin 9. When Pins 9 and 13 are connected, a toggle flip–flop is formed and a forced idle channel pattern can be transmitted. The digital data input level should be maintained for 0.5 µs before and after the clock trigger for proper clocking.

Pin 14 – Clock Input

The clock input determines the data rate of the codec circuit. A 16 k bit rate requires a 16 kHz clock. The switching threshold of the clock input is set by Pin 12. The shift register circuit toggles on the falling edge of the clock input. The minimum high time for the clock input is 300 ns and minimum low time is 900 ns.

Pin 15 – Encode/Decode

This pin controls the connection of the analog input comparator and the digital input comparator to the internal shift register. If high, the result of the analog comparison will be clocked into the register on the falling edge at Pin 14. If low, the digital input state will be entered. This allows use of the IC as an encoder/decoder or simplex codec without external parts. Furthermore, it allows non–voice patterns to be forced onto the transmission line through Pin 13 in an encoder.

Pin 16 – V_{CC}

The power supply range is from 4.75 to 16.5 V between Pin V_{CC} and V_{EE}.

Figure 1. Power Supply Current

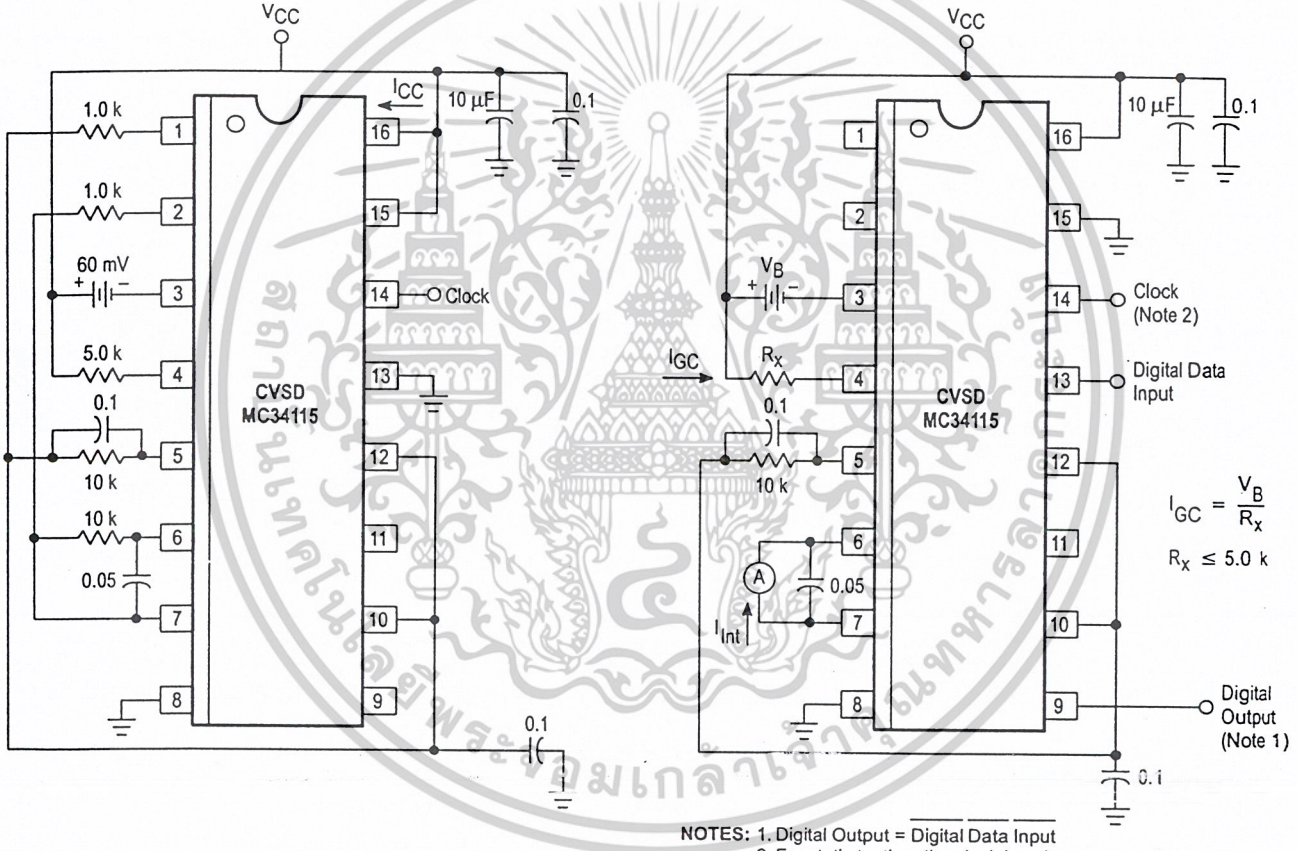
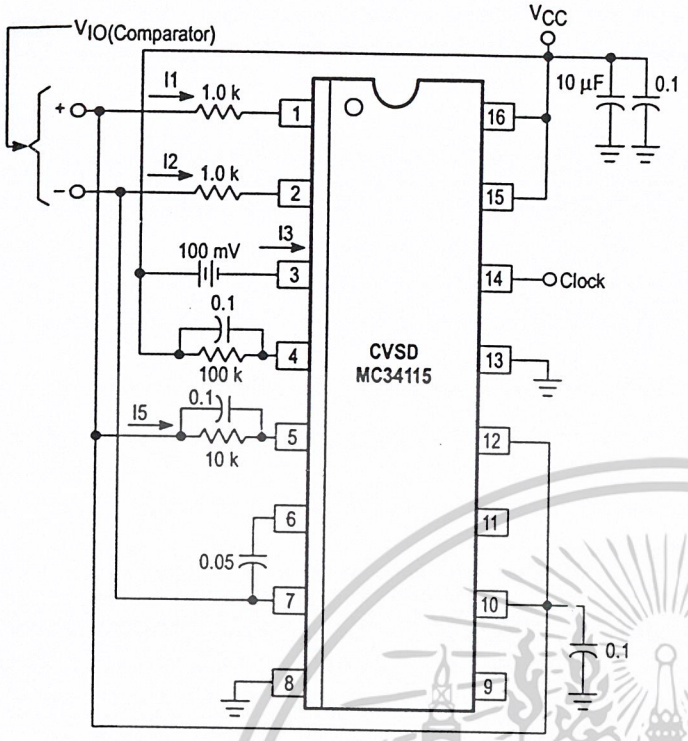


Figure 2. I_{GCR} – Gain Control Range and I_{Int} – Integrating Current

NOTES: 1. Digital Output = Digital Data Input
2. For static testing, the clock is only necessary for preconditioning to obtain proper state for a given input.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 3. Input Bias Currents, Analog Comparator Offset Voltage and Current



NOTE: The analog comparator offset voltage is tested under dynamic conditions and therefore must be measured with appropriate filtering.

Figure 4. Integrator Amplifier Offset Voltage and Current

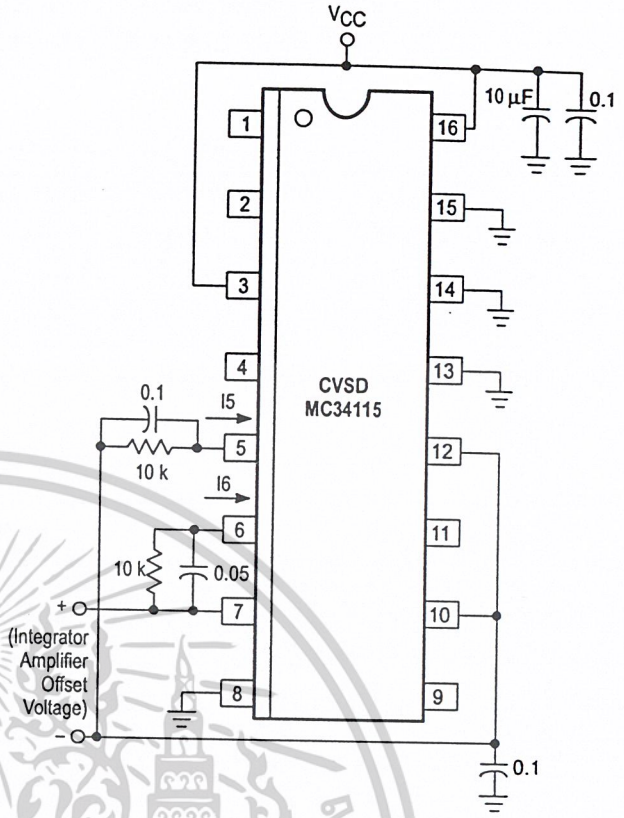
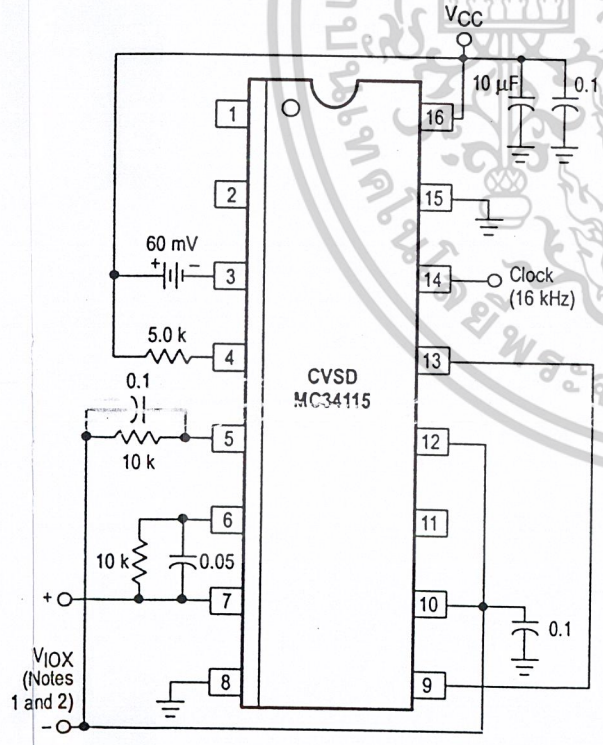
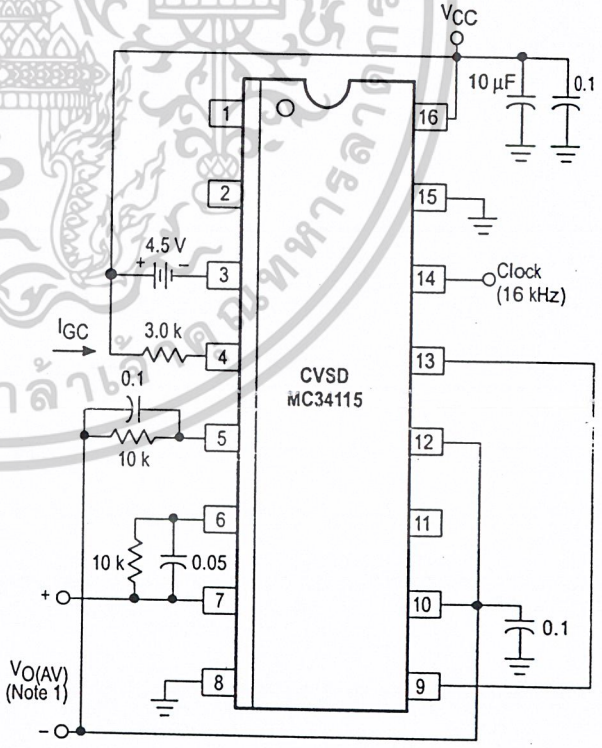


Figure 5. V/I Converter Offset Voltage, V_{IO} and V_{IOX}



NOTES: 1. Integrator amplifier offset voltage plus slope polarity switch mismatch.
2. V_{IOX} is the average voltage of the triangular waveform observed at the measurement points.

Figure 6. Dynamic Integrating Current Match



NOTES: 1. $V_{O(AV)}$, Dynamic Integrating Current Match, is the average voltage of the triangular waveform observed at the measurement points, across 10 kΩ resistor with I_{GC} = 1.5 mA.
2. See Note 3 in the Electrical Characteristics table.
3. See Figures 8 and 9.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Figure 7. Typical I_{Int} versus I_{GC} (Mean ±2 σ)

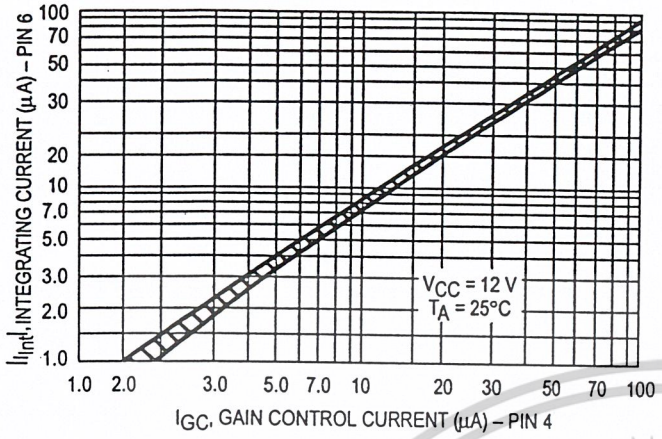


Figure 8. Normalized Dynamic Integrating Current Match versus V_{CC}

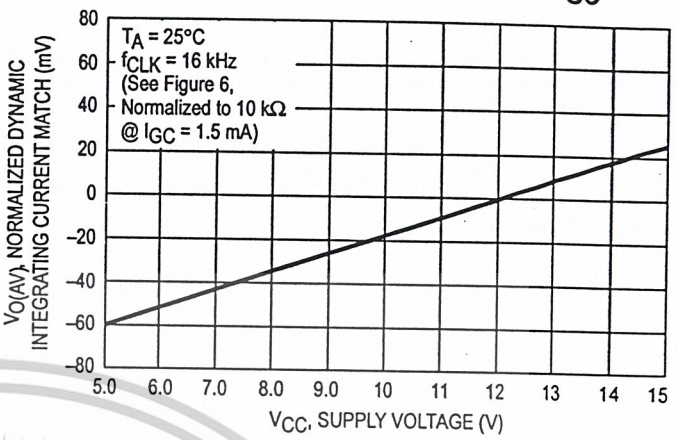


Figure 9. Normalized Dynamic Integrating Current Match versus Clock Frequency

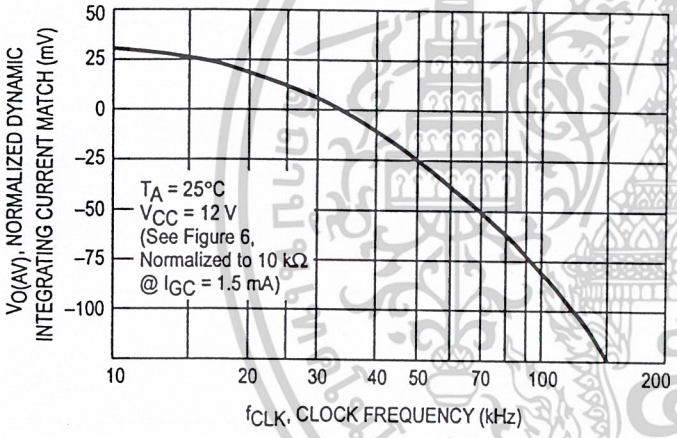


Figure 10. Dynamic Total Loop Offset versus Clock Frequency

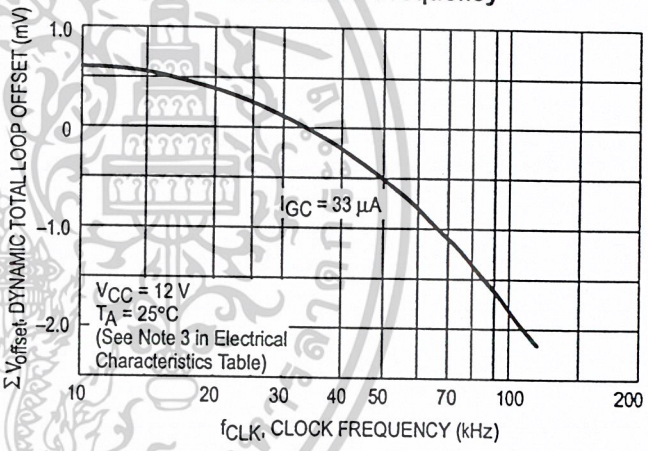
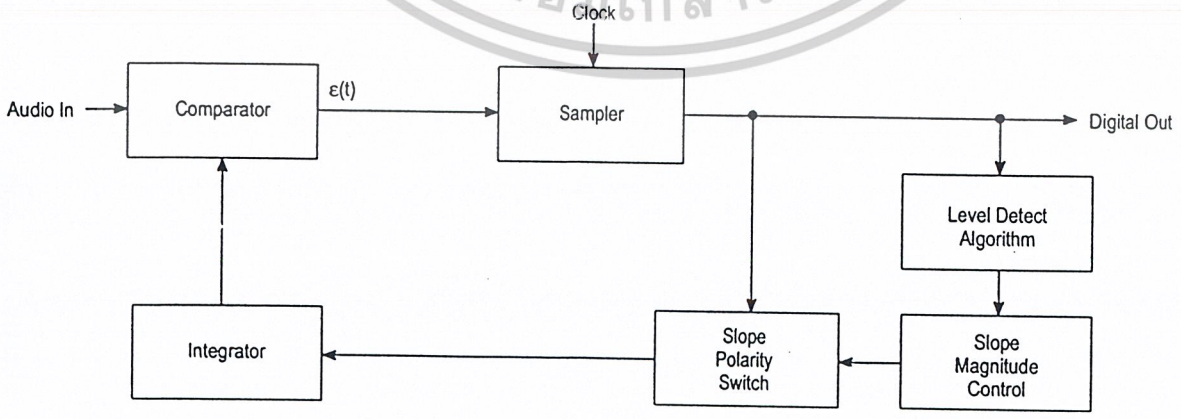


Figure 11. Block Diagram of the CVSD Encoder



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 12. CVSD Waveforms

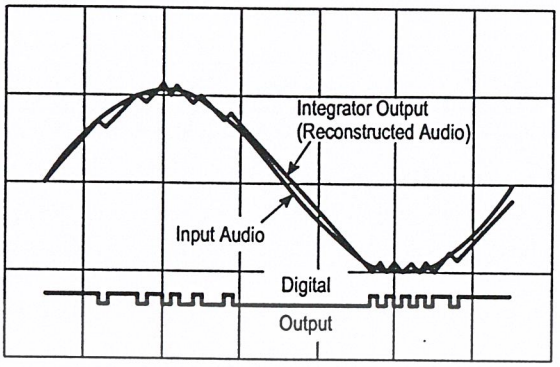
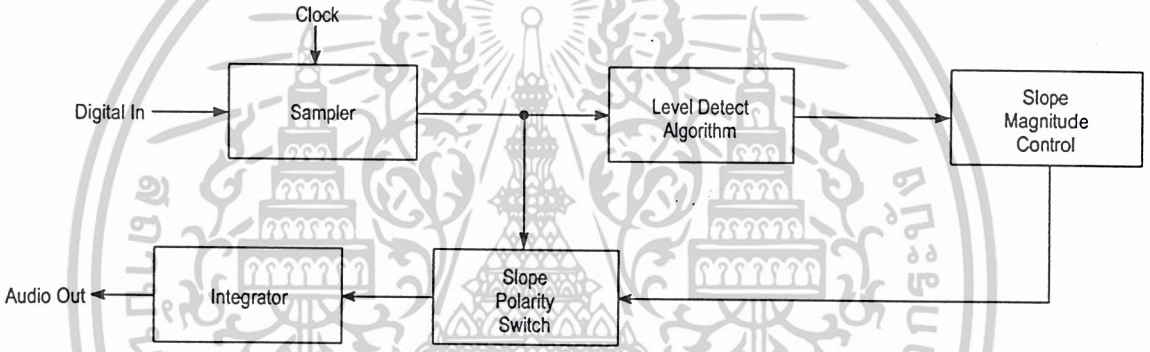


Figure 13. Block Diagram of the CVSD Decoder



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

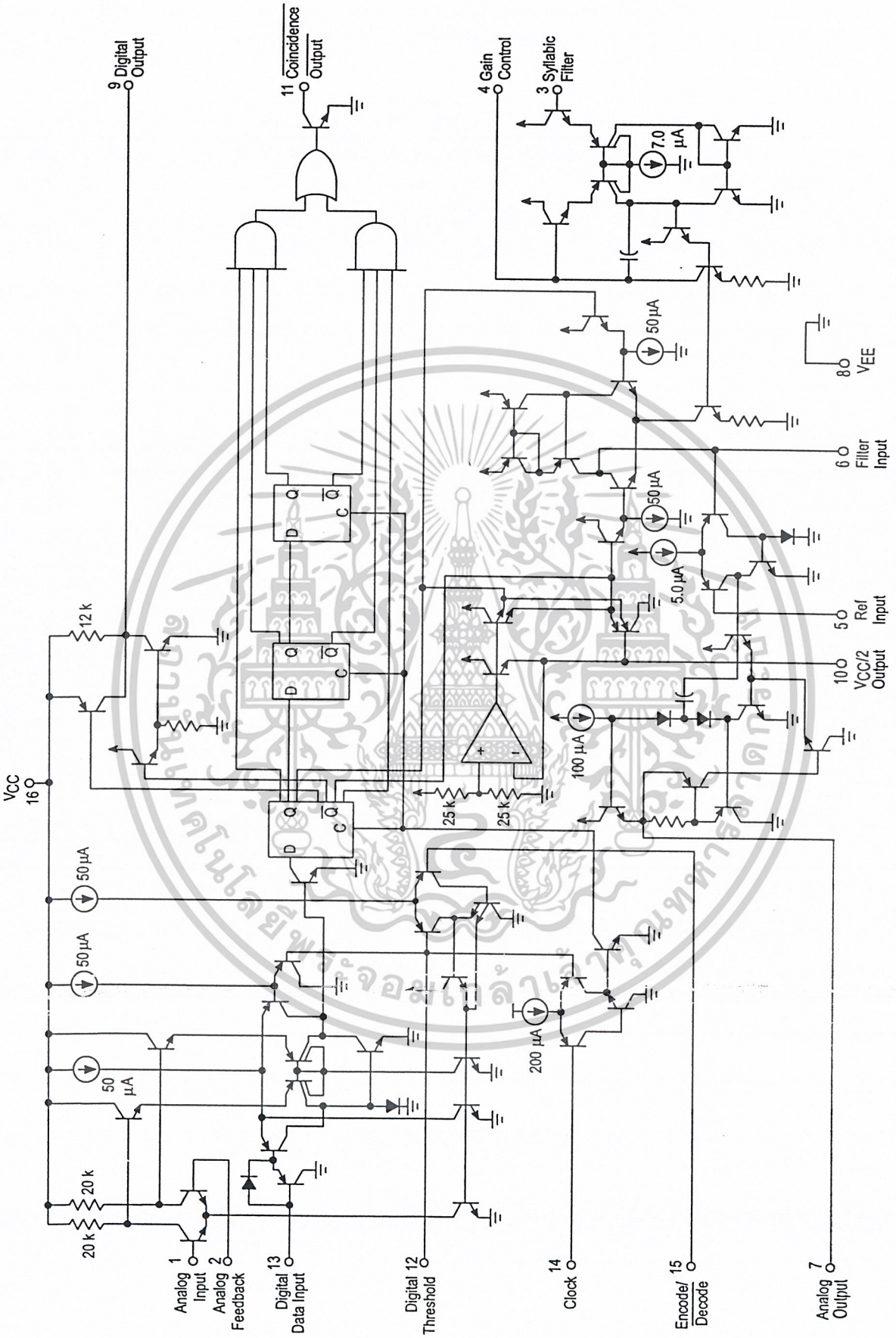


Figure 14. CVSD Circuit Schematic

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CIRCUIT DESCRIPTION

The continuously variable slope delta modulator (CVSD) is a simple alternative to more complex conventional conversion techniques in systems requiring digital communication of analog signals. The human voice is analog, but digital transmission of any signal over great distance is attractive. Signal/noise ratios do not vary with distance in digital transmission and multiplexing, switching and repeating hardware is more economical and easier to design. However, instrumentation A–D converters do not meet the communications requirements. The CVSD A–D is well suited to the requirements of digital communications and is an economically efficient means of digitizing analog inputs for transmission.

The Delta Modulator

The innermost control loop of a CVSD converter is a simple delta modulator. A block diagram CVSD Encoder is shown in Figure 11. A delta modulator consists of a comparator in the forward path and an integrator in the feedback path of a simple control loop. The inputs to the comparator are the input analog signal and the integrator output. The comparator output reflects the sign of the difference between the input voltage and the integrator output. That sign bit is the digital output and also controls the direction of ramp in the integrator. The comparator is normally clocked so as to produce a synchronous and band–limited digital bit stream.

If the clocked serial bit stream is transmitted, received, and delivered to a similar integrator at a remote point, the remote integrator output is a copy of the transmitting control loop integrator output. To the extent that the integrator at the transmitting locations tracks the input signal, the remote receiver reproduces the input signal. Low pass filtering at the receiver output will eliminate most of the quantizing noise, if the clock rate of the bit stream is an octave or more above the bandwidth of the input signal. Voice bandwidth is 4.0 kHz and clock rates from 8.0 k and up are possible. Thus, the delta modulator digitizes and transmits the analog input to a remote receiver. The serial, unframed nature of the data is ideal for communications networks. With no input at the transmitter, a continuous one zero alternation is transmitted. If the two integrators are made leaky, then during any loss of contact the receiver output decays to zero and receive restart begins without framing when the receiver reacquires. Similarly, a delta modulator is tolerant of sporadic bit errors. Figure 12 shows the delta modulator waveforms while Figure 13 shows the corresponding CVSD decoder block diagram.

The Companding Algorithm

The fundamental advantages of the delta modulator are its simplicity and the serial format of its output. Its limitations are its ability to accurately convert the input within a limited digital bit rate. The analog input must be band limited and amplitude limited. The frequency limitations are governed by the nyquist rate while the amplitude capabilities are set by the gain of the integrator.

The frequency limits are bounded on the upper end; that is, for any input bandwidth there exists a clock frequency larger than that bandwidth which will transmit the signal with a specific noise level. However, the amplitude limits are bounded on both upper and lower ends. For a signal level, one specific gain will achieve an optimum noise level. Unfortunately, the basic delta modulator has a small dynamic range over which the noise level is constant.

The continuously variable slope circuitry provides increased dynamic range by adjusting the gain of the integrator. For a given clock frequency and input bandwidth the additional circuitry increases the delta modulator's dynamic range. External to the basic delta modulator is an algorithm which monitors the past few outputs of the delta modulator in a simple shift register. The register is 3–bits long. The accepted CVSD algorithm simply monitors the contents of the shift register and indicates if it contains all 1s or 0s. This condition is called coincidence. When it occurs, it indicates that the gain of the integrator is too small. The coincidence output charges a single–pole low pass filter. The voltage output of this syllabic filter controls the integrator gain through a pulse amplitude modulator whose other input is the sign bit or up/down control.

The simplicity of the all 1s, all 0s algorithm should not be taken lightly. Many other control algorithms using the shift register have been tried. The key to the accepted algorithm is that it provides a measure of the average power or level of the input signal. Other techniques provide more instantaneous information about the shape of the input curve. The purpose of the algorithm is to control the gain of the integrator and to increase the dynamic range. Thus, a measure of the average input level is what is needed.

The algorithm is repeated in the receiver and thus the level data is recovered in the receiver. Because the algorithm operates only on the past serial data, it changes the nature of the bit stream without changing the channel bit rate.

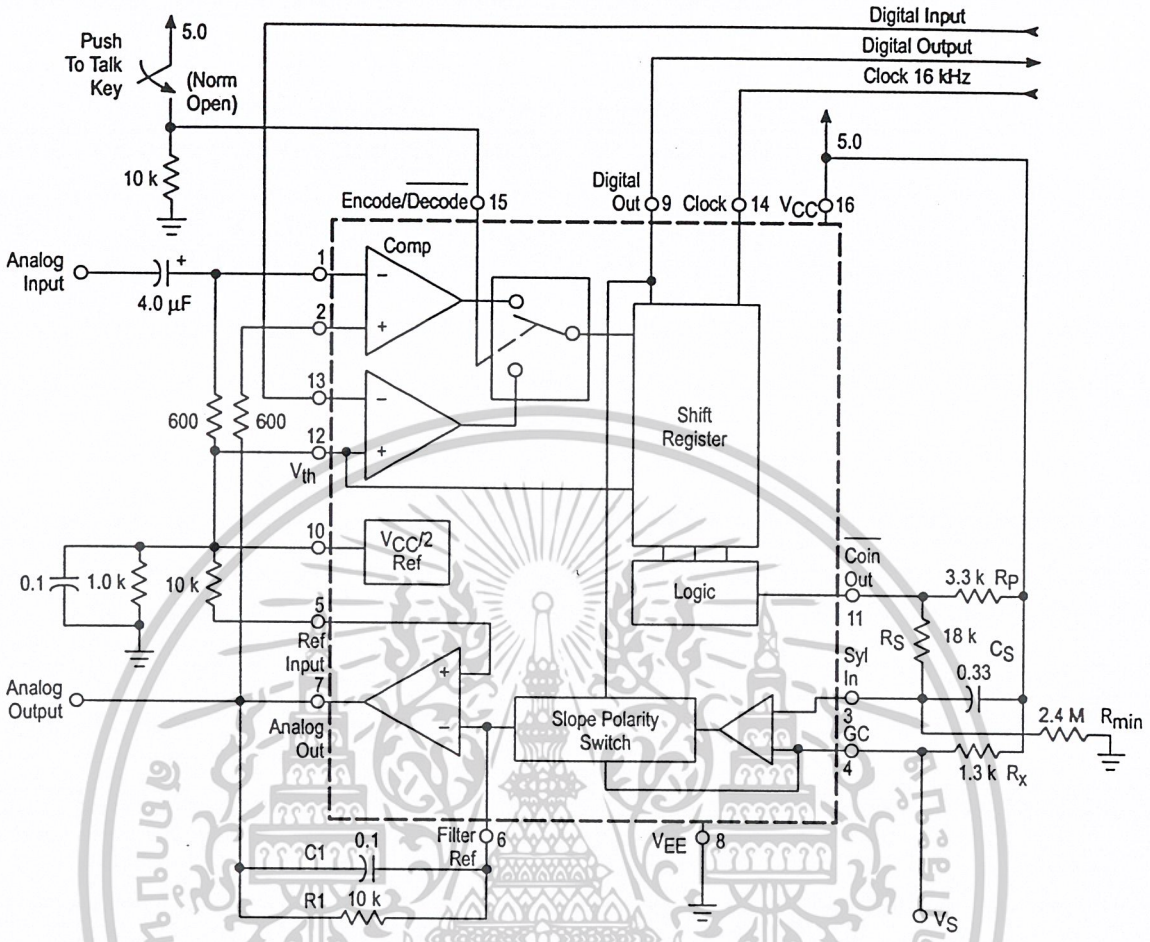
The effect of the algorithm is to compand the input signal. If a CVSD encoder is played into a basic delta modulator, the output of the delta modulator will reflect the shape of the input signal but all of the output will be at an equal level. Thus, the algorithm at the output is needed to restore the level variations. The bit stream in the channel is as if it were from a standard delta modulator with a constant level input.

The delta modulator encoder with the CVSD algorithm provides an efficient method for digitizing a voice input in a manner which is especially convenient for digital communications requirements.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของ

Figure 15. 16 kHz Simplex Voice Codec
(Using MC34115, Single–Pole Companding and Single Integration)



APPLICATIONS INFORMATION

CVSD DESIGN CONSIDERATIONS

A simple CVSD encoder using the MC34115 is shown in Figure 15. This IC is a general purpose CVSD building block which allows the system designer to tailor the encoder's transmission characteristics to the application. Thus, the achievable transmission capabilities are constrained by the fundamental limitations of delta modulation and the design of encoder parameters. The performance is not dictated by the internal configuration of the MC34115. There are six design considerations involved in designing these basic CVSD building blocks into a specific codec application.

These are listed below:

1. Selection of clock rate
2. Selection of loop gain
3. Selection of minimum step size
4. Design of integration filter transfer function
5. Design of syllabic filter transfer function
6. Design of low pass filter at the receiver

The circuit in Figure 15 is the most basic CVSD circuit possible. For many applications in secure radio or other intelligible voice channel requirements, it is entirely sufficient. In this circuit, items 4 and 5 are reduced to their simplest form. The syllabic and integration filters are both single–pole networks. The selection of items 1 through 3 govern the codec performance.

Layout Considerations

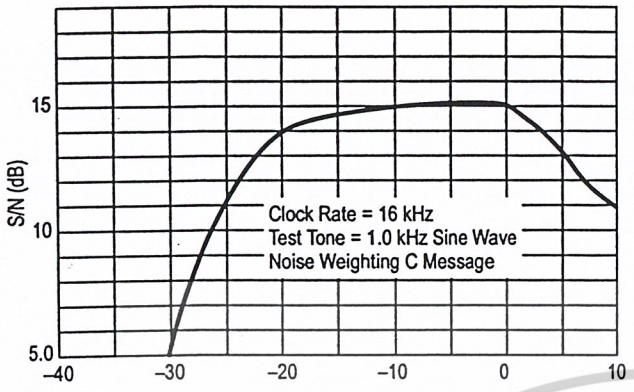
Care should be exercised to isolate all digital signal paths (Pins 9, 11, 13 and 14) from analog signal paths (Pins 1 to 7 and 10) in order to achieve proper idle channel performance.

Clock Rate

With minor modifications, the circuit in Figure 15 may be operated anywhere from 9.6 to 64 kHz clock rates. Obviously the higher the clock rate the higher the S/N performance. The circuit in Figure 15 typically produces the S/N performance shown in Figure 16. The selection of clock rate is usually dictated by the bandwidth of the transmission medium. Voice bandwidth systems will require no higher than 9600 Hz. Some radio systems will allow 12 kHz. Private 4–wire telephone systems are often operated at 16 kHz and commercial telephone performance can be achieved at 32 k bits and above.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 16. Signal–to–Noise Performance with Single Integration, Single–Pole and Companding at 16 k Bits (Typical)



Selection of Loop Gain

The gain of the circuit in Figure 15 is set by resistor R_X. R_X must be selected to provide the proper integrator step size for high level signals such that the companding ratio does not exceed about 25%. The companding ratio is the active low duty cycle of the coincidence output on Pin 11 of the codec circuit. Thus, the system gain is dependent on:

1. The maximum level and frequency of the input signal.
2. The transfer function of the integration filter.

For voice codecs the typical input signal is taken to be a sine wave at 1.0 kHz of 0 dBmo level. In practice, the useful dynamic range extends about 6.0 dB above the design level. In any system the companding ratio should not exceed 30%.

To calculate the required step size current, we must describe the transfer characteristics of the integration filter. In the basic circuit of Figure 15, a single–pole of 160 Hz is used.

$$R1 = 10\ k\Omega,\ C1 = 0.1\ \mu F$$

$$\frac{V_O}{I_i} = \frac{1}{C\left(S + \frac{1}{RC}\right)} \equiv \frac{K}{S + \omega_O}$$

$$\omega_O = 2\ \pi f$$

$$10^3 = \omega_O = 2\ \pi f$$

$$f = 159.2\ Hz$$

Note that the integration filter produces a single–pole response from 300 to 3.0 kHz. The current required to move the integrator output a specific voltage from zero is simply:

$$I_i = \frac{V_O}{R} + C\frac{dV_O}{dt}$$

Now a 0 dBmo sine wave has a peak value of 1.0954 V. In 1/8 of a cycle of a sine wave centered around the zero crossing, the sine wave changes by approximately its peak value. The CVSD step should trace that change. The required current for a 0 dBm 1.0 kHz sine wave is:

$$I_i = \frac{1.1\ V}{*2\ (10\ k\Omega)} + \frac{0.1\ \mu F\ (1.1)}{0.125\ ms} = 0.935\ mA$$

* The maximum voltage across R when maximum slew is required is:

$$\frac{1.1\ V}{2}$$

Now the voltage range of the syllabic filter is the power supply voltage, thus:

$$R_X = 0.25\ (V_{CC})\ \frac{1}{0.935\ mA}$$

A similar procedure can be followed to establish the proper gain for any input level and integration filter type.

Minimum Step Size

The final parameter to be selected for the simple codec in Figure 15 is idle channel step size. With no input signal, the digital output becomes a one–zero alternating pattern and the analog output becomes a small triangle wave. Mismatches of internal currents and offsets limit the minimum step size which will produce a perfect idle channel pattern. The MC34115 is tested to ensure that a 20 mVpp minimum step size at 16 kHz will attain a proper idle channel. The idle channel step size must be twice the specified total loop offset if a one–zero idle pattern is desired. In some applications a much smaller minimum step size (e.g., 0.1 mV) can produce quiet performance without providing a 1 – 0 pattern.

To set the idle channel step size, the value of R_{min} must be selected. With no input signal, the slope control algorithm is inactive. A long series of ones or zeros never occurs. Thus, the voltage across the syllabic filter capacitor (C_S) would decay to zero. However, the voltage divider of R_S and R_{min} (see Figure 15) sets the minimum allowed voltage across the syllabic filter capacitor. That voltage must produce the desired ramps at the analog output. Again we write the filter input current equation:

$$I_i = \frac{V_O}{R} + C\frac{dV_O}{dt}$$

For values of V_O near $V_{CC}/2$ the V_O/R term is negligible; thus:

$$I_i = C_S\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$$

where ΔT is the clock period and ΔV_O is the desired peak–to–peak value of the idle output. For a 16 k bit system using the circuit in Figure 15:

$$I_i = \frac{0.1\ \mu F\ 20\ mV}{62.5\ \mu s} = 32\ \mu A$$

The voltage on C_S which produces a 32 μA current is determined by the value of R_X.

$$I_i R_X = V_S min;\ \text{for } 32\ \mu A,\ V_S min = 41.6\ mV$$

In Figure 15 R_S is 18 kΩ. That selection is discussed with the syllabic filter considerations. The voltage divider of R_S and R_{min} must produce an output of 41.6 mV.

$$V_{CC}\ \frac{R_S}{R_S + R_{min}} = V_S min \quad R_{min} \simeq 2.4\ M\Omega$$

Having established these three parameters – clock rate, loop gain and minimum step size – the encoder circuit in Figure 15 will function at near optimum performance for input levels around 0 dBm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

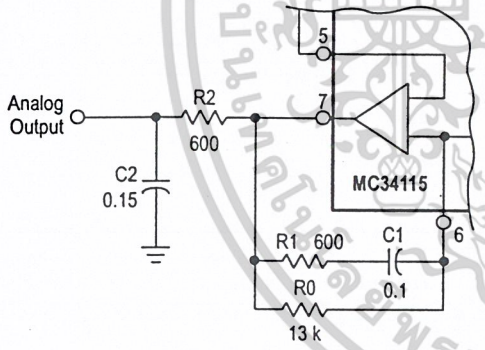
Integration Filter Design

The circuit in Figure 15 uses a single–pole integration network formed with a 0.1 µF capacitor and a 10 kΩ resistor. It is possible to improve the performance of the circuit in Figure 15 by 1.0 or 2.0 dB by using a two–pole integration network. The improved circuit is shown in Figure 17.

The first pole is still placed below 300 Hz to provide the 1/S voice content curve and a second pole is placed somewhere above the 1.0 kHz frequency. For telephony circuits, the second pole can be placed above 1.8 kHz to exceed the 1633 touchtone frequency. In other communication systems, values as low as 1.0 kHz may be selected. In general, the lower in frequency the second pole is placed, the greater the noise improvement. Then, to ensure the encoder loop stability, a zero is added to keep the phase shift less than 180°. This zero should be placed slightly above the low–pass output filter break frequency so as not to reduce the effectiveness of the second pole. A network of 235 Hz, 2.0 kHz and 5.2 kHz is typical for telephone applications while 160 Hz, 1.2 kHz and 2.8 kHz might be used in voice only channels. (Voice only channels can use an output low–pass filter which breaks at about 2.5 kHz.) The two–pole network in Figure 17 has a transfer function of:

$$\frac{V_O}{I_i} = \frac{R0R1\left(S + \frac{1}{R1C1}\right)}{R2C2(R0 + R1)\left(S + \frac{1}{(R0+R1)C1}\right)S + \left(\frac{1}{R2C2}\right)}$$

Figure 17. Improved Filter Configuration



NOTE: These component values are for the telephone channel circuit poles described in the text. The R2, C2 product can be provided with different values of R and C. R2 should be chosen to be equal to the termination resistor on Pin 1.

Thus, the two poles and the zero can be selected arbitrarily as long as the zero is at a higher frequency than the first pole. The values in Figure 17 represent one implementation of the telephony filter requirement.

The selection of the two–pole filter network affects the selection of the loop gain value and the minimum step size resistor. The required integrator current for a given change in voltage now becomes:

$$I_i = \frac{V_O}{R0} + \left(\frac{R2C2}{R0} + \frac{R1C1}{R0} + C1\right)\frac{\Delta V_O}{\Delta T} +$$

$$\left(R2C2C1 + \frac{R1C1R2C2}{R0}\right)\frac{\Delta V_O{}^2}{\Delta T^2}$$

The calculation of desired gain resistor R_X then proceeds exactly as previously described.

Syllabic Filter Design

The syllabic filter in Figure 15 is a simple single–pole network of 18 kΩ and 0.33 µF. This produces a 6.0 ms time constant for the averaging of the coincidence output signal. The voltage across the capacitor determines the integrator current which in turn establishes the step size. The integrator current and the resulting step size determine the companding ratio and the S/N performance. The companding ratio is defined as the voltage across C_S/V_{CC}.

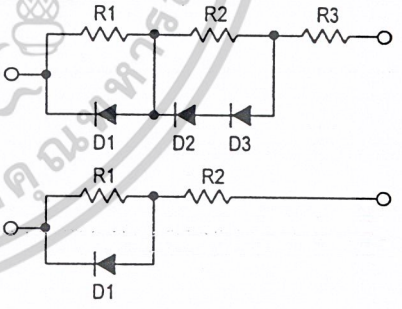
The S/N performance may be improved by modifying the voltage to current transformation produced by R_X. If different portions of the total R_X are shunted by diodes, the integrator current can be other than $(V_{CC} - V_S)/R_X$. These breakpoint curves must be designed experimentally for the particular system application. In general, one would wish that the current would double with input level. To design the desired curve, supply current to Pin 4 of the codec from an external source. Input a signal level and adjust the current until the S/N performance is optimum. Then record the syllabic filter voltage and the current. Repeat this for all desired signal levels. Then derive the resistor diode network which produces that curve on a curve tracer.

Once the network is designed with the curve tracer, it is then inserted in place of R_X in the circuit and the forced optimum noise performance will be achieved from the active syllabic algorithm.

Diode breakpoint networks may be very simple or moderately complex and can improve the usable dynamic range of any codec. In the past they have been used in high performance telephone codecs.

Typical resistor–diode networks are shown in Figure 18.

Figure 18. Resistor–Diode Networks



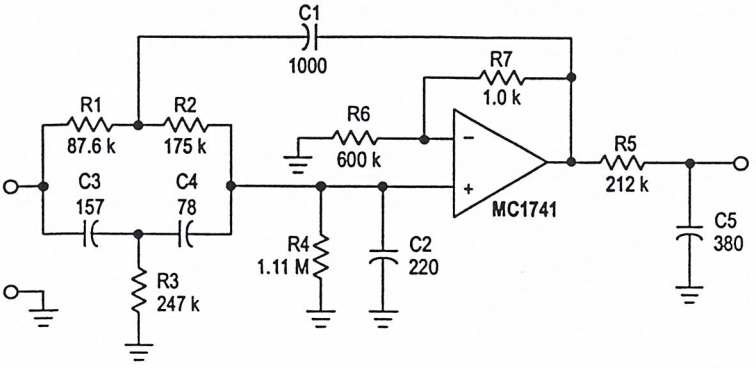
Output Low Pass Filter

A low pass filter is required at the receiving circuit output to eliminate quantizing noise. In general, the lower the bit rate, the better the filter must be. The filter in Figure 19 provides excellent performance for 12 kHz to 40 kHz systems.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

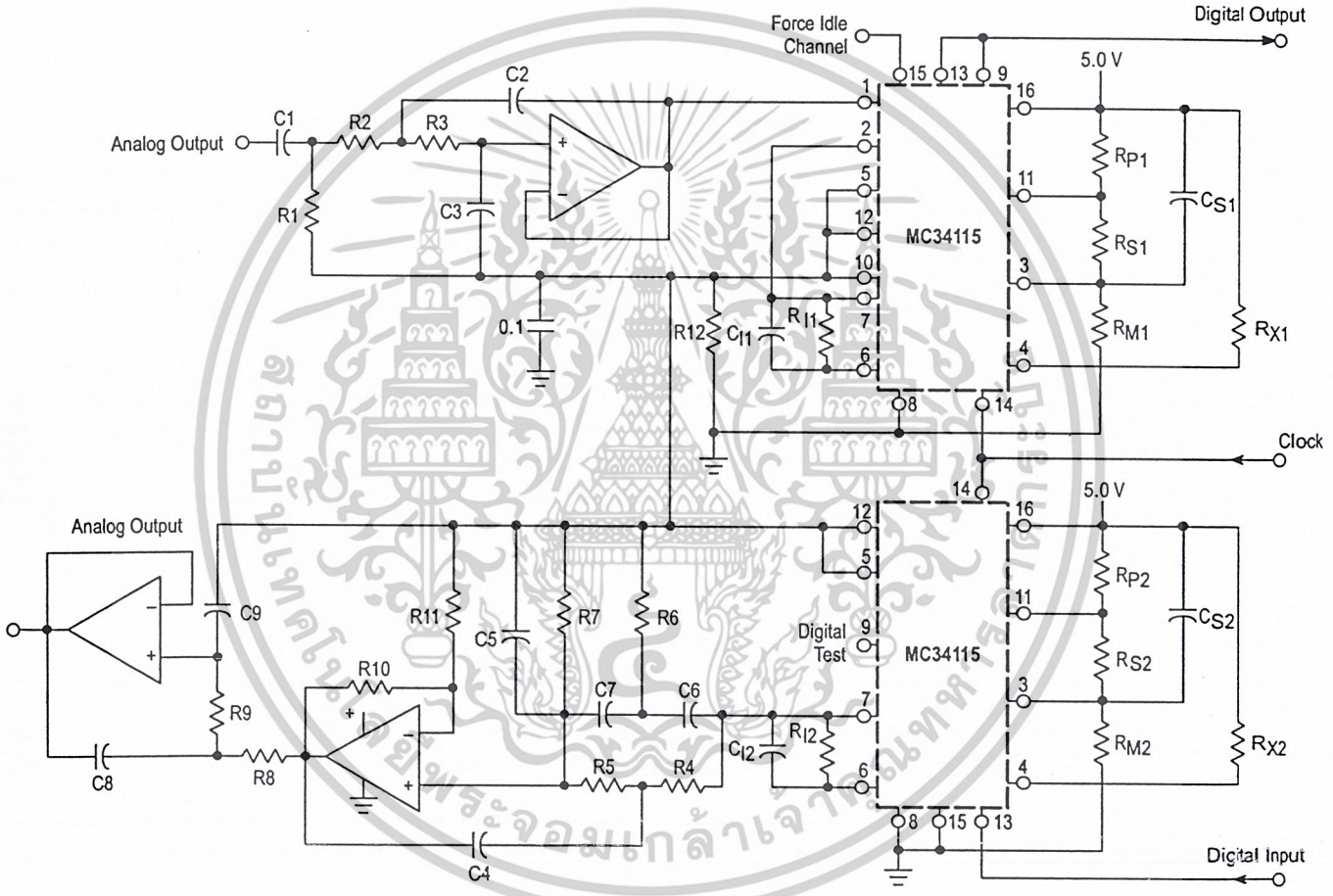
ห้ามทำซ้ำ ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 19. High Performance Elliptic Filter for CVSD Output



Designed for 0.28 dB ripple in the pass band
ω_n = 3.0 kHz
ω_s = ≅ 6.0 kHz
AdB at ω_s and above 29.5 dB

Figure 20. Full Duplex/16 k Bit CVSD Voice Codec



Codec Components

R_{X1}, R_{X2} – 3.3 kΩ
R_{P1}, R_{P2} – 3.3 kΩ
R_{S1}, R_{S2} – 100 kΩ
R_{I1}, R_{I2} – 20 kΩ
R_{12} – 1.0 kΩ
R_{M1}, R_{M2} – 10 MΩ
Minimum step size = 20 mV
C_{S1}, C_{S2} – 0.05 µF
C_{I1}, C_{I2} – 0.05 µF
2 MC34115
1 MC3403 (or MC3406)

NOTE: All Res. 5%
All Cap. 5%

Input Filter Specifications

12 dB/Octave Rolloff above 3.3 kHz
6.0 dB/Octave Rolloff below 50 Hz

Output Filter Specifications

Break Frequency – 3.3 kHz
Stop Band – 9.0 kHz
Stop Band Atten. – 50 dB
Rolloff – > 40 dB/Octave

Filter Components

R1 – 965 Ω
R2 – 72 kΩ
R3 – 72 kΩ
R4 – 63.46 kΩ
R5 – 127 kΩ
R6 – 365.5 kΩ
R7 – 1.645 MΩ
R8 – 72 kΩ
R9 – 72 kΩ
R10 – 29.5 Ω
R11 – 72 kΩ

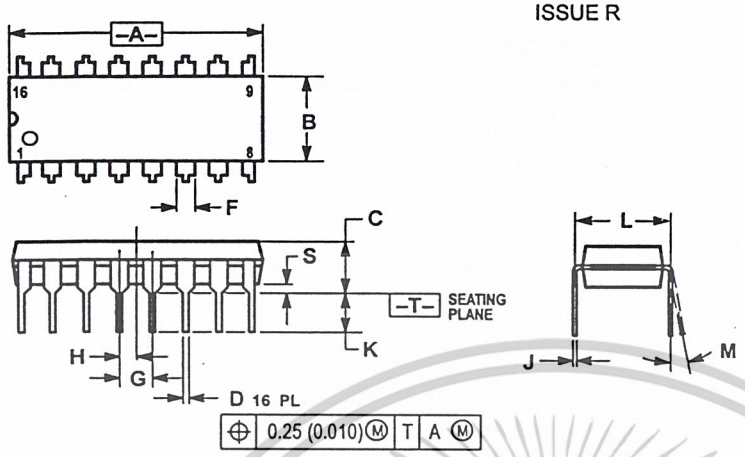
C1 – 3.3 µF
C2 – 837 pF
C3 – 536 pF
C4 – 1000 pF
C5 – 222 pF
C6 – 77 pF
C7 – 38 pF
C8 – 837 pF
C9 – 536 pF

NOTE: All Res. 0.1% to 1%
All Cap. 1%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

OUTLINE DIMENSIONS

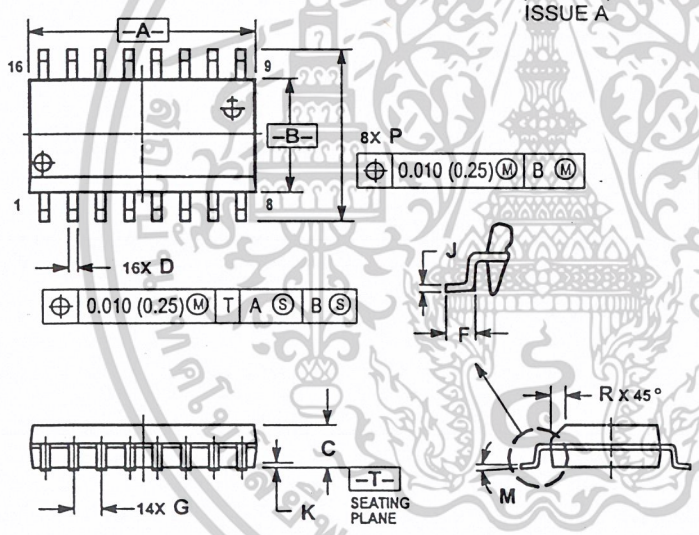
P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648–08
ISSUE R



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

	INCHES		MILLIMETERS	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
S	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751G–02
(SO–16L)
ISSUE A



NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.13 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

	MILLIMETERS		INCHES	
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
A	10.15	10.45	0.400	0.411
B	7.40	7.60	0.292	0.299
C	2.35	2.65	0.093	0.104
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.50	0.90	0.020	0.035
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.25	0.32	0.010	0.012
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	10.05	10.55	0.395	0.415
R	0.25	0.75	0.010	0.029

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TOSHIBA CMOS DIGITAL INTEGRATED CIRCUIT SILICON MONOLITHIC

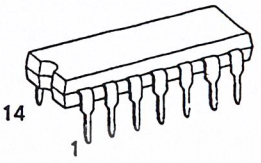
TC4030BP, TC4030BF, TC4030BFN

TC4030B QUAD EXCLUSIVE – OR GATE

TC4030B contains four circuits of exclusive OR gates. Since the buffers of two stage inverters are provided for all the outputs, the input / output voltage characteristic has been improved and the noise immunity has been also improved. And increase of transmission time due to load capacity increase is kept minimum.

Wide variety of applicaitons are offerred, such as digital comparators and parity circuits.

(Note) The JEDEC SOP (FN) is not available in Japan.



P (DIP14-P-300-2.54)
Weight : 0.96g (Typ.)



F (SOP14-P-300-1.27)
Weight : 0.18g (Typ.)

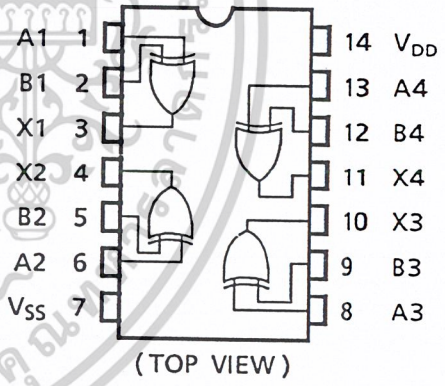


FN (SOL14-P-150-1.27)
Weight : 0.12g (Typ.)

MAXIMUM RATINGS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
DC Supply Voltage	V_{DD}	$V_{SS}-0.5 \sim V_{SS}+20$	V
Input Voltage	V_{IN}	$V_{SS}-0.5 \sim V_{DD}+0.5$	V
Output Voltage	V_{OUT}	$V_{SS}-0.5 \sim V_{DD}+0.5$	V
DC Input Current	I_{IN}	±10	mA
Power Dissipation	P_D	300 (DIP) / 180 (SOIC)	mW
Operating Temperature Range	T_{opr}	−40~85	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	−65~150	°C

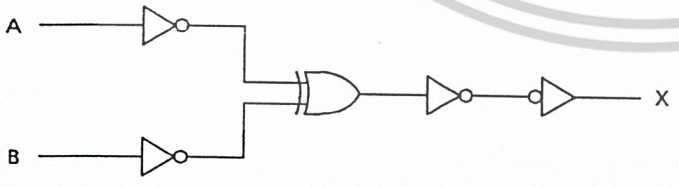
PIN ASSIGNMENT



(TOP VIEW)

CIRCUIT DIAGRAM

1/4 TC4030B



TRUTH TABLE

INPUTS		OUTPUT
A	B	X
L	L	L
L	H	H
H	L	H
H	H	L

961001EBA2

● TOSHIBA is continually working to improve the quality and the reliability of its products. Nevertheless, semiconductor devices in general can malfunction or fail due to their inherent electrical sensitivity and vulnerability to physical stress. It is the responsibility of the buyer, when utilizing TOSHIBA products, to observe standards of safety, and to avoid situations in which a malfunction or failure of a TOSHIBA product could cause loss of human life, bodily injury or damage to property. In developing your designs, please ensure that TOSHIBA products are used within specified operating ranges as set forth in the most recent products specifications. Also, please keep in mind the precautions and conditions set forth in the TOSHIBA Semiconductor Reliability Handbook.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (V_{SS} = 0V)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
DC Supply Voltage	V_{DD}		3	—	18	V
Input Voltage	V_{IN}		0	—	V_{DD}	V

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{SS} = 0V)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	V_{DD} (V)	−40°C MIN.	−40°C MAX.	25°C MIN.	25°C TYP.	25°C MAX.	85°C MIN.	85°C MAX.	UNIT
High-Level Output Voltage	V_{OH}	$\|I_{OUT}\| < 1\mu A$, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	5	4.95	—	4.95	5.00	—	4.95	—	V
			10	9.95	—	9.95	10.00	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15.00	—	14.95	—	
Low-Level Output Voltage	V_{OL}	$\|I_{OUT}\| < 1\mu A$, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	5	—	0.05	—	0.00	0.05	—	0.05	
			10	—	0.05	—	0.00	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0.00	0.05	—	0.05	
Output High Current	I_{OH}	V_{OH} = 4.6V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	5	−0.61	—	−0.51	−1.0	—	−0.42	—	mA
		V_{OH} = 2.5V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	5	−2.50	—	−2.10	−4.0	—	−1.70	—	
		V_{OH} = 9.5V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	10	−1.50	—	−1.30	−2.2	—	−1.10	—	
		V_{OH} = 13.5V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	15	−4.00	—	−3.40	−9.0	—	−2.80	—	
Output Low Current	I_{OL}	V_{OL} = 0.4V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	5	0.61	—	0.51	1.2	—	0.42	—	
		V_{OL} = 0.5V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	10	1.50	—	1.30	3.2	—	1.10	—	
		V_{OL} = 1.5V, $V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$	15	4.00	—	3.40	12.0	—	2.80	—	
Input High Voltage	V_{IH}	V_{OUT} = 0.5V, 4.5V, $\|I_{OUT}\| < 1\mu A$	5	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	V
		V_{OUT} = 1.0V, 9.0V, $\|I_{OUT}\| < 1\mu A$	10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
		V_{OUT} = 1.5V, 13.5V, $\|I_{OUT}\| < 1\mu A$	15	11.0	—	11.0	8.25	—	11.0	—	
Input Low Voltage	V_{IL}	V_{OUT} = 0.5V, 4.5V, $\|I_{OUT}\| < 1\mu A$	5	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	
		V_{OUT} = 1.0V, 9.0V, $\|I_{OUT}\| < 1\mu A$	10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
		V_{OUT} = 1.5V, 13.5V, $\|I_{OUT}\| < 1\mu A$	15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
Input Current "H" Level	I_{IH}	V_{IH} = 18V	18	—	0.1	—	10^{-5}	0.1	—	1.0	μA
Input Current "L" Level	I_{IL}	V_{IL} = 0V	18	—	−0.1	—	-10^{-5}	−0.1	—	−1.0	
Quiescent Supply Current	I_{DD}	$V_{IN} = V_{SS}, V_{DD}$ *	5	—	1	—	0.001	1	—	7.5	
			10	—	2	—	0.001	2	—	15.0	
			15	—	4	—	0.002	4	—	30.0	

* All valid input combinations.

961001EBA2'

- The products described in this document are subject to foreign exchange and foreign trade control laws.
- The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
- The information contained herein is subject to change without notice.

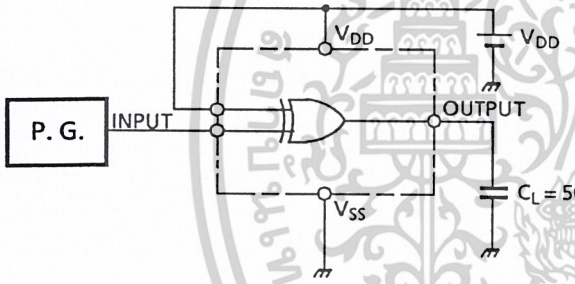
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = 25°C, Vss = 0V, C_L = 50pF)

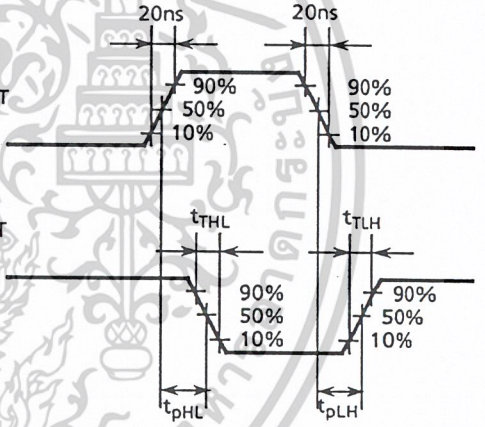
CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CONDITION	V_{DD}(V)	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Output Transition Time (Low to High)	t_{TLH}		5	—	70	200	ns
			10	—	35	100	
			15	—	30	80	
Output Transition Time (High to Low)	t_{THL}		5	—	70	200	
			10	—	35	100	
			15	—	30	80	
Propagation Delay Time	t_{pLH} t_{pHL}		5	—	90	280	ns
			10	—	45	130	
			15	—	35	100	
Input Capacitance	C_{IN}			—	5	7.5	pF

CIRCUIT AND WAVEFORM FOR MEASUREMENT OF DYNAMIC CHARACTERISTICS

CIRCUIT



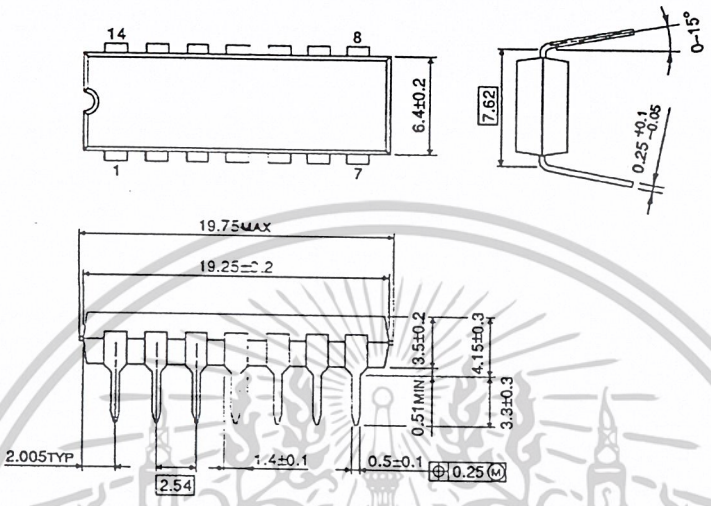
WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DIP 14PIN OUTLINE DRAWING (DIP14-P-300-2.54)

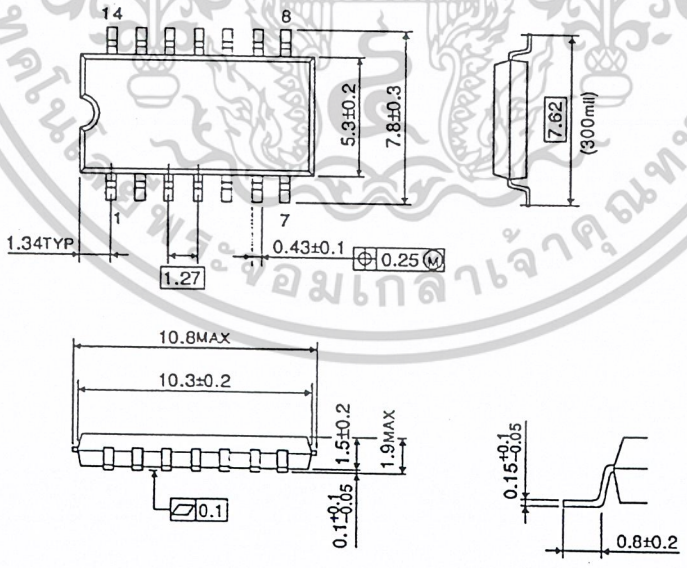
Unit in mm



Weight : 0.96g (Typ.)

SOP 14PIN (200mil BODY) OUTLINE DRAWING (SOP14-P-300-1.27)

Unit in mm



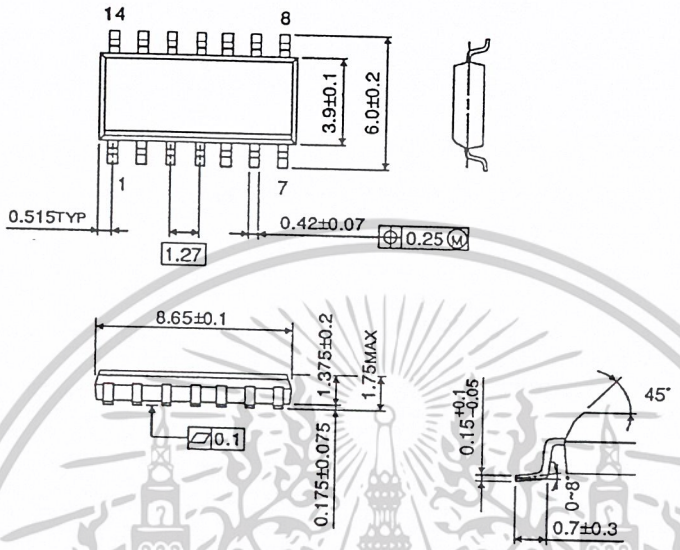
Weight : 0.18g (Typ.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SOP 14PIN (150mil BODY) OUTLINE DRAWING (SOL14-P-150 -1.27)

Unit in mm

(Note) This package is not available in Japan.



Weight : 0.12g (Typ.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

Achyut K Dutta, " WDM TECHNOLOGIES:PASSIVE OPTICAL COMPONANT" United State of America,2003

รศ.ดร. อธิคม ฤกษบุตร , " เส้นใยแก้วและการประยุกต์ใช้งานเบื้องต้น" , ซีดับบริวซีปริ๊นติ้ง, 2546

ฐิรพงษ์ นามแถ่ง , "Electronics" , บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด ,2542

Stefan Anderson-Engles, "Modulation Method" , Artech House, 1998



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้